



Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Ecole Nationale Polytechnique
Laboratoire de Commande des Processus



**Thèse de Doctorat en Sciences
en Electrotechnique**

Présentée par

Nabil LOURCI

Ingénieur d'état en Electrotechnique de l'ENP
Magister en Electronique de Puissance et Commande de l'ENP

Thème

**Etude de Différentes Cascades à Onduleur à Cinq
Niveaux à Diodes Flottantes**

Soutenue publiquement le 14 / 11 / 2010 devant le jury composé de :

M. O. MAHMOUDI	<i>Professeur à l'ENP</i>	<i>Président</i>
E. M. BERKOUK	<i>Professeur à l'ENP</i>	<i>Rapporteur</i>
C. LARBES	<i>Professeur à l'ENP</i>	<i>Examineur</i>
F. BOUCHAFAA	<i>Maître de conférences à l'USTHB</i>	<i>Examineur</i>
A. TLEMÇANI	<i>Maître de conférences à l' UYF de Médéa</i>	<i>Examineur</i>
O. BOUHALI	<i>Maître de conférences à l'Université de Jijel</i>	<i>Examineur</i>

Thèse préparée au sein du **Laboratoire de Commande des Processus** de l'ENP.
10, avenue Pasteur BP 182 El-Harrach Alger

Dédicaces

A ma mère ...

A ma mère ...

A ma mère ...

A mon père

A ma femme et mes enfants

A mes frères et sœurs

Je dédie ce modeste travail

Remerciements

Les travaux de recherche présentés dans cette thèse ont été réalisés au sein du Laboratoire de Commande des Processus (LCP) de l'École Nationale Polytechnique (ENP) d'Alger.

Tout d'abord, je ne saurais débiter mes remerciements, sans m'adresser à mon directeur de thèse, en l'occurrence Monsieur E.M. BERKOUK, Professeur à l'ENP, qui a bien voulu prendre en charge la direction scientifique de mon travail. Ses conseils judicieux, sa disponibilité et ses encouragements m'ont beaucoup aidé pour l'aboutissement de ces travaux. Qu'il trouve ici, l'expression de ma profonde gratitude.

Monsieur M. O. MAHMOUDI, Professeur à l'ENP me fait le grand honneur de présider le jury d'examen de ma thèse. Je l'en remercie profondément.

Je tiens à exprimer mes chaleureux remerciements et toute ma gratitude à Monsieur C. LARBES, Professeur à l'ENP, pour l'honneur qu'il m'a fait, en acceptant de faire partie du jury d'examen.

J'adresse l'expression sincère de mes vifs remerciements à Monsieur F. BOUCHAFAA, Maître de conférences à l'USTHB, pour son intérêt et pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant d'examiner ces travaux.

Je suis très reconnaissant à Monsieur A. TLEMÇANI, Maître de conférences à l'UYF de Médéa, pour l'intérêt qu'il a apporté à ce travail en acceptant de faire partie de l'honorable jury d'examen.

Tous mes remerciements s'adressent aussi à Monsieur O. BOUHALI, Maître de conférences à l'université de Jijel qui a bien voulu participer au jury d'examen.

Je souhaite remercier également mes collègues membres du laboratoire de modélisation et d'Etude en Electrotechnique (LAMEL) à l'université de Jijel, chacun avec son nom, et en particulier D. LALLI, C. BOUBAKIR, B. MEDJAHED, A. MELLIT, et S. LABIOD, pour leurs aides et encouragements incessants pour l'élaboration de ce travail.

Que ceux qui se sentent oubliés, trouvent dans cette phrase ma profonde gratitude et mes remerciements pour l'aide et le soutien apporté durant ces années.

Sommaire

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

Chapitre I

Cascades à onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes

INTRODUCTION	4
I.1- Modélisation de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes	4
I.1.1- Structure de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes.....	4
I.1.2- Hypothèses.....	4
I.1.3- Fonction de connexion.....	4
I.1.4- Commande complémentaire.....	5
I.1.5- Mise en équations.....	6
I.2- Modélisation de la machine asynchrone	6
I.3- Stratégies de commande de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes	8
I.3.1- Stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses.....	8
I.3.2- La modulation vectorielle.....	10
a- Vecteur tension de sortie et diagramme vectoriel.....	10
b- Vecteur tension de référence.....	12
c- Période d'échantillonnage.....	15
d- Séquence des états de l'onduleur.....	15
I.4- Changeurs de fréquence utilisant l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes	19
I.4.1- Cascade d'un redresseur de courant à deux niveaux - onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes - machine asynchrone.....	19
a- Modélisation du réseau triphasé.....	20
b- Modélisation du redresseur de courant à deux niveaux.....	20
c- Stratégie de commande du redresseur de courant à deux niveaux.....	21
d- Modélisation du filtre intermédiaire.....	22
e- Résultats de simulation.....	23
I.4.2- Cascade d'un redresseur de courant à trois niveaux - onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes - machine asynchrone.....	26
a- Modélisation du redresseur de courant à trois niveaux.....	26
b- Stratégie de commande du redresseur de courant à trois niveaux.....	27
c- Modélisation du filtre intermédiaire.....	27
d- Résultats de simulation.....	28
I.4.3- Cascade d'un redresseur de courant à cinq niveaux - onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes - machine asynchrone.....	30
a- Modélisation du filtre intermédiaire.....	31
b- Résultats de simulation.....	31
CONCLUSION	33

Chapitre II

Asservissement non linéaire des sources de tension d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes

INTRODUCTION	34
II.1- Modélisation de la boucle de tension	34
II.1.1- Cas d'un redresseur de courant à deux niveaux.....	34
II.1.2- Cas d'un redresseur de courant à trois niveaux.....	35
II.1.3- Cas d'un redresseur de courant à cinq niveaux.....	36
II.2- Réglage non linéaire par mode de glissement	38
II.2.1- Définition.....	38
II.2.2- Systèmes de réglage à structure variable.....	38
a- Configuration avec changement de la structure par commutation de retour d'état.....	38
b- Configuration avec changement de la structure par commutation d'interrupteur.....	39
II.2.3- Conception de la commande par mode de glissement.....	39
a- Première étape Choix de la surface de glissement.....	39
b- Deuxième étape Conditions d'existence et d'attractivité.....	40
c- Troisième étape Détermination de la loi de commande.....	41
II.2.4- Application à la cascade d'un redresseur de courant à deux niveaux - onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes - machine asynchrone.....	42

a- Détermination de la commande.....	42
b- Résultats de simulation.....	43
II.2.5- Application à la cascade d'un redresseur de courant à trois niveaux - onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes - machine asynchrone.....	46
a- Détermination de la commande.....	46
b- Résultats de simulation.....	46
II.2.6- Application à la cascade d'un redresseur de courant à cinq niveaux - onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes - machine asynchrone.....	49
a- Détermination de la commande.....	49
b- Résultats de simulation.....	49
II.3- Réglage non linéaire par la théorie de Lyapunov.....	52
II.3.1- Définitions.....	52
a- Point d'équilibre.....	52
b- Notion de stabilité.....	52
c- Stabilité et stabilité asymptotique au sens de Lyapunov.....	52
II.3.2- Première méthode indirecte (ou de linéarisation) de Lyapunov.....	53
II.3.3- Deuxième méthode de Lyapunov (méthode directe).....	54
a- Philosophie.....	54
b- Fonction de Lyapunov.....	54
II.3.4- Les fonctions de Lyapunov standard (cas des systèmes linéaires positifs).....	54
a - Théorème de Frobenius-Perron.....	54
b- Fonction de Lyapunov de type intégrale.....	54
c- Fonction de Lyapunov quadratique.....	55
II.3.5- Application à la cascade d'un redresseur de courant à deux niveaux - onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes - machine asynchrone.....	55
a- Détermination de la commande.....	55
b- Résultats de simulation.....	56
II.3.6- Application à la cascade d'un redresseur de courant à trois niveaux - onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes - machine asynchrone.....	59
a- Détermination de la commande.....	59
b- Résultats de simulation.....	59
II.3.7- Application à la cascade d'un redresseur de courant à cinq niveaux - onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes - machine asynchrone.....	62
a- Détermination de la commande.....	62
b- Résultats de simulation.....	62
CONCLUSION.....	65

Chapitre III

Equilibrage des sources de tension d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes par des circuits auxiliaires

INTRODUCTION.....	66
III.1- Circuit d'équilibrage résistif.....	66
III.1.1- Cas de la cascade d'un redresseur de courant à deux niveaux - onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes - machine asynchrone.....	66
a- Modélisation et commande du circuit d'équilibrage.....	67
b- Résultats de simulation.....	67
III.1.2- Cas de la cascade d'un redresseur de courant à trois niveaux - onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes - machine asynchrone.....	69
a- Modélisation et commande du circuit d'équilibrage.....	69
b- Résultats de simulation.....	70
III.1.3- Cas de la cascade d'un redresseur de courant à cinq niveaux - onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes - machine asynchrone.....	71
a- Modélisation et commande du circuit d'équilibrage.....	72
b- Résultats de simulation.....	72
III.2- Circuit d'équilibrage résistif simplifié.....	73
III.2.1- Cas de la cascade d'un redresseur de courant à deux niveaux - onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes - machine asynchrone.....	73
a- Modélisation et commande du circuit d'équilibrage.....	74
b- Résultats de simulation.....	74

III.2.2- Cas de la cascade d'un redresseur de courant à trois niveaux - onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes - machine asynchrone.....	76
a- Modélisation et commande du circuit d'équilibrage.....	76
b- Résultats de simulation.....	77
III.2.3- Cas de la cascade d'un redresseur de courant à cinq niveaux - onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes - machine asynchrone.....	78
a- Modélisation et commande du circuit d'équilibrage.....	79
b- Résultats de simulation.....	79
III.3- Circuit d'équilibrage inductif.....	80
III.3.1- Cas de la cascade d'un redresseur de courant à deux niveaux - onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes - machine asynchrone.....	80
a- Modélisation et commande du circuit d'équilibrage.....	81
b- Résultats de simulation.....	81
III.3.2- Cas de la cascade d'un redresseur de courant à trois niveaux - onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes - machine asynchrone.....	83
a- Modélisation et commande du circuit d'équilibrage.....	83
b- Résultats de simulation.....	84
III.3.3- Cas de la cascade d'un redresseur de courant à cinq niveaux - onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes - machine asynchrone.....	85
a- Modélisation et commande du circuit d'équilibrage.....	86
b- Résultats de simulation.....	86
III.4- Circuit d'équilibrage mixte.....	87
III.4.1- Cas de la cascade d'un redresseur de courant à deux niveaux - onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes - machine asynchrone.....	87
a- Modélisation et commande du circuit d'équilibrage.....	88
b- Résultats de simulation.....	88
III.4.2- Cas de la cascade d'un redresseur de courant à trois niveaux - onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes - machine asynchrone.....	90
a- Modélisation et commande du circuit d'équilibrage.....	91
b- Résultats de simulation.....	91
III.4.3- Cas de la cascade d'un redresseur de courant à cinq niveaux - onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes - machine asynchrone.....	93
a- Modélisation et commande du circuit d'équilibrage.....	93
b- Résultats de simulation.....	94
III.5- Circuit d'équilibrage mixte optimisé.....	96
III.5.1- Cas de la cascade d'un redresseur de courant à deux niveaux - onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes - machine asynchrone.....	96
a- Modélisation et commande du circuit d'équilibrage.....	96
b- Résultats de simulation.....	97
III.5.2- Cas de la cascade d'un redresseur de courant à trois niveaux - onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes - machine asynchrone.....	98
a- Modélisation et commande du circuit d'équilibrage.....	98
b- Résultats de simulation.....	99
III.5.3- Cas de la cascade d'un redresseur de courant à cinq niveaux - onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes - machine asynchrone.....	100
a- Modélisation et commande du circuit d'équilibrage.....	101
b- Résultats de simulation.....	101
CONCLUSION.....	103

Chapitre IV

Equilibrage des sources de tension d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes par la modulation vectorielle

INTRODUCTION.....	104
IV.1- Effet des configurations redondantes sur l'équilibrage.....	104
IV.2- Cas de la cascade d'un redresseur de courant à deux niveaux - onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes - machine asynchrone.....	104
IV.2.1- Expressions des courants dans les condensateurs.....	104
IV.2.2- Classification des vecteurs redondants.....	107
IV.2.3- Effets des vecteurs redondants sur les tensions des condensateurs.....	107

IV.2.4- Choix des vecteurs redondants.....	108
IV.2.5- Résultats de simulation.....	109
IV.3- Cas de la cascade d'un redresseur de courant à trois niveaux - onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes - machine asynchrone.....	113
IV.3.1- Expressions des courants dans les condensateurs.....	113
IV.3.2- Classification des vecteurs redondants.....	115
IV.3.3- Effets des vecteurs redondants sur les tensions des condensateurs.....	116
IV.3.4- Choix des vecteurs redondants.....	117
IV.3.5- Résultats de simulation.....	117
IV.4- Cas de la cascade d'un redresseur de courant à cinq niveaux - onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes - machine asynchrone.....	122
IV.4.1- Expressions des courants dans les condensateurs.....	122
IV.4.2- Choix des vecteurs redondants.....	124
IV.4.3- Résultats de simulation.....	124
CONCLUSION.....	128
Conclusion générale.....	129
Annexe.....	131
Bibliographie.....	132

Introduction générale

La machine asynchrone, de par sa simplicité de conception et d'entretien, a la faveur des industriels depuis son invention par Nikola Tesla à la fin du 19^{ème} siècle, quand il découvrit les champs magnétiques tournants engendrés par un système de courants polyphasés. Cette simplicité s'accompagne toutefois d'une grande complexité physique, liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor. D'autre part, à la différence du moteur à courant continu où il suffit de faire varier la tension d'alimentation de l'induit pour faire varier la vitesse, le moteur asynchrone nécessite l'utilisation de courants alternatifs à fréquence variable. L'un des principaux blocages était constitué par l'onduleur devant fonctionner en commutation forcée.

La machine asynchrone a donc longtemps été utilisée essentiellement à vitesse constante, faute de pouvoir maîtriser convenablement la dynamique de l'ensemble moteur-charge. L'apparition des thyristors *GTO (Gate Turn Off)* et, par la suite, des transistors *IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor)* a permis le développement d'onduleurs à modulation d'impulsion performants, fiables et proposés à un coût non prohibitif.

Les onduleurs les plus connus sont les onduleurs à deux niveaux. Ces onduleurs sont limités en tension ($1,4 \text{ kV}$) et en puissance (1 MVA). Toutefois, certaines applications comme la traction électrique exigent des variateurs asynchrones de forte puissance. Pour monter en puissance et en tension; on utilise généralement des groupements de ces onduleurs, ce qui provoque une complication dans la commande et une augmentation du coût du système.

Ces inconvénients ont donné naissance à l'onduleur multiniveaux. Un onduleur est dit « multiniveaux » lorsqu'il génère une tension découpée de sortie composée d'au moins trois niveaux. Ce type d'onduleur présente essentiellement deux avantages. D'une part il permet de limiter les contraintes en tension subies par les interrupteurs de puissance : chaque composant, lorsqu'il est à l'état bloqué, supporte une fraction d'autant plus faible de la pleine tension de bus continu que le nombre de niveaux est élevé. D'autre part, la tension de sortie délivrée par cet onduleur présente d'intéressantes qualités spectrales : plus le nombre de niveaux est élevé, plus la tension de sortie se rapproche de la forme sinusoïdale.

De nombreuses topologies des onduleurs multiniveaux ont déjà été imaginées et mises en œuvre, à savoir : les onduleurs multiniveaux à diodes flottantes, à cellules imbriquées et ceux à structure *NPC (Neutral Point Clamped)* [Nabae.81] [Peng.96] [Mwinyiwawa.97].

L'énergie alimentant l'ensemble onduleur-machine est généralement obtenue à partir d'un réseau électrique alternatif en utilisant un redresseur commandé en modulation de largeurs d'impulsions (MLI). L'inconvénient majeur de ce type de cascade est le déséquilibre qui se produit entre les tensions aux bornes des condensateurs se trouvant dans le côté continu de l'onduleur. Ce déséquilibre est provoqué par les courants circulant dans ces condensateurs, en causant le chargement de certaines capacités et le déchargement des autres. Ce déséquilibre se répercute sur la tension de sortie de l'onduleur et s'aggrave davantage dans le cas des onduleurs de niveaux élevés, à cause de la multiplication des points milieux entre les condensateurs d'entrée.

Plusieurs méthodes ont été proposées pour résoudre ce problème en appliquant les théories des commandes automatiques telles que la commande linéaire par un régulateur proportionnel intégrateur (*PI*) ou la commande non linéaire par logique floue, par réseaux de neurones, par mode de glissement ou par la théorie de Lyapunov [Barkati.06] [Barkati.08] [Chibani.05] [Chibani.07] [Bouchafaa.07]. Ces méthodes ont pu stabiliser la tension de sortie du redresseur, mais le problème du déséquilibre des tensions d'entrée de l'onduleur reste toujours.

Plusieurs techniques peuvent être mises en oeuvre afin d'assurer l'équilibrage des tensions d'entrée de l'onduleur à diodes flottantes. Outre que les solutions évidentes utilisant des tensions continues isolées, on peut trouver des méthodes basées sur les techniques de modulation. Certaines de ces méthodes utilisent la modulation sinusoïdale avec injection de l'harmonique trois modifiée dans les signaux de références [Yamamoto.02] [Videt.07]. La modulation par hystérésis de courant a été également proposée à son tour pour stabiliser les tensions continues à l'aide de son comparateur à bandes multiples de largeurs ajustables [Ishida.00]. D'autres méthodes s'appuient sur la modulation vectorielle. Cette dernière est maintenant employée de plus en plus dans la commande des convertisseurs multiniveaux. Le concept des vecteurs tensions redondants a été appliqué pour redistribuer équitablement la charge électrique entre les condensateurs [Celanovic.00] [Bouhali.07-2]. Toutefois, pour des niveaux élevés le nombre de vecteurs tensions augmente considérablement et ainsi la commande se trouve vite compliquée.

Le recours à des circuits auxiliaires pour l'équilibrage des tensions continues d'entrée de l'onduleur est l'une des solutions proposées dans la littérature [Chen.98] [Jouanne.02]. Les premières solutions à base de circuits d'équilibrage ont prouvé leur efficacité dans des applications tel que la compensation de l'énergie réactive. Une de ces solutions, celle proposée dans [Chen.99] [Chen.00] pour une cascade d'un redresseur à sept niveaux avec un onduleur de même niveaux à diodes flottantes. Une autre solution proposée dans [Mariesa.02] pour la même application qui consiste à shunter les deux condensateurs médians par des batteries alors que les autres tensions sont équilibrées par un circuit auxiliaire. Le circuit proposé dans [Dai.03] utilise deux hacheurs; le premier étant à structure série et l'autre à structure parallèle. Les hacheurs sont montés pour fonctionner d'une manière complémentaire. Cette solution semble plus intéressante du fait que les deux hacheurs sont commandés par la technique PWM à fréquence de commutation fixe. D'autres circuits auxiliaires inductifs commandés par des comparateurs à hystérésis sont proposés dans [Rojas.95] [Chibani.07] pour maintenir la stabilité des sources continues des onduleurs à quatre et à cinq niveaux. Plusieurs auteurs ont proposé des circuits d'équilibrage résistifs [Chibani.07] [Gheraia.08]. Les résistances utilisées sont dimensionnées de sorte que les pertes par effet Joule soient limitées.

Des études ont été faites dans le laboratoire de commande des processus au sein de l'Ecole Nationale de Polytechnique sur les différents onduleurs multiniveaux à diodes flottantes ou à structure NPC, à savoir trois, cinq, sept et neuf niveaux appliquées aux machines électriques, à savoir machine asynchrone et machine synchrones à aimants permanents [Talha.04] [Bouchafaa.06] [Bouhali.07-1] [Chibani.07] [Gheraia.08] [Barkati.08] [Lalili.09] [Guedouani.09].

Dans ce contexte, notre travail consiste à l'étude de la commande de différentes cascades à onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes, appliquée à la conduite d'une machine asynchrone. On a organisé cette thèse en quatre chapitres.

Le premier chapitre composé essentiellement de rappels est divisé en quatre parties. La première partie est consacrée à la modélisation de l'onduleur de tension à cinq niveaux à diodes flottantes, en présentant sa structure et son modèle de connaissance. La deuxième partie rappelle brièvement le modèle de la machine asynchrone en vue d'une alimentation par convertisseurs statiques. Dans la troisième partie, deux stratégies de commande à modulation de largeurs d'impulsions sont présentées : la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses et la modulation vectorielle. La dernière partie illustre le problème d'instabilité des tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux en étudiant des changeurs de fréquence ayant l'onduleur à cinq

niveaux à diodes flottantes comme pont de sortie, un redresseur à deux, à trois ou à cinq niveaux comme pont d'entrée et un pont capacitif intermédiaire.

Le deuxième chapitre traite l'asservissement des tensions de sortie des redresseurs par des régulateurs non linéaire. Pour cela, on commence par une modélisation de la boucle de tension pour le cas d'un redresseur à deux, à trois et à cinq niveaux. Ensuite, la commande par mode de glissement sera utilisée pour la synthèse des régulateurs de ces tensions. Enfin, la régulation sera réalisée en se basant sur la théorie de Lyapunov.

La régulation non linéaire par mode de glissement et par la théorie de Lyapunov nous a permis de stabiliser la tension de sortie du redresseur à deux niveaux et la moyenne des tensions de sortie des redresseurs à trois et à cinq niveaux. Mais, les quatre tensions d'entrée de l'onduleur demeure toujours instables. Afin d'équilibrer ces différentes tensions, on proposera deux solutions.

Le troisième chapitre sera réservée à la première solution, qui consiste à ajouter des circuits auxiliaires permettant, avec une commande appropriée, de minimiser, avoir annuler le déséquilibre existant entre les différentes tension d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux.

La deuxième solution sera présentée dans le dernier chapitre. Elle est basée sur l'utilisation des vecteurs redondants de la modulation vectorielle appliquée à l'onduleur, en jouant sur leurs effets de charge et de décharge des condensateurs.

Enfin, cette thèse sera clôturée par une conclusion générale, qui évaluera l'ensemble des résultats obtenus.

Chapitre I

Cascades à onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes

INTRODUCTION :

Les résultats encourageants obtenus avec les onduleurs à trois niveaux ont incité les chercheurs à explorer cet axe de recherche en développant l'onduleur multiniveaux. Ce dernier permet d'augmenter la puissance délivrée à la charge grâce à sa topologie. Ainsi, il permet de générer une tension la plus sinusoïdale possible et d'améliorer le taux d'harmoniques grâce au nombre élevé de niveaux de tension offerts par sa structure [Nabae.81] [Peng.96] [Mwinyiwawa.97].

Dans ce chapitre, on proposera une étude de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes. Cet onduleur permet d'échelonner la tension continue sur cinq niveaux différents. On aboutit ainsi à une tension de forte valeur à partir des dispositifs à semi-conducteurs à tension réduite.

On commencera par la modélisation de cet onduleur en supposant ses différentes tensions d'entrée U_{c_1} , U_{c_2} , U_{c_3} et U_{c_4} constantes et égales. Ensuite, on rappellera le modèle mathématique de la machine asynchrone triphasée utilisée comme charge de l'onduleur. Puis, on présentera deux stratégies de commande pour l'onduleur : la commande triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses et la modulation vectorielle. Une évaluation des performances de la machine asynchrone alimentée par cet onduleur commandé par ces stratégies sera présentée.

Enfin, on proposera d'étudier différentes cascades permettant de générer les tensions d'entrée de l'onduleur à partir d'un réseau alternatif. Pour cela, on présentera trois changeurs de fréquence ayant l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes comme pont de sortie, un redresseur de courant à deux, à trois ou à cinq niveaux comme pont d'entrée et un pont capacitif intermédiaire.

I.1- Modélisation de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes :

I.1.1- Structure de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes :

L'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes étudié (Figure.I.1) est constitué de trois bras et quatre sources de tension continue. Chaque bras comporte huit interrupteurs en série et six diodes flottantes. Chaque interrupteur est composé d'un transistor et d'une diode montés en tête bêche. Les diodes flottantes participent à la connexion de la borne de sortie aux niveaux intermédiaires de la tension continue d'entrée [Nabae.81] [Peng.96].

I.1.2- Hypothèses :

- L'alimentation en tension de l'onduleur est supposée parfaite ($U_{c_1} = U_{c_2} = U_{c_3} = U_{c_4} = U_c$).
- Les semi-conducteurs sont supposés idéales.

I.1.3- Fonction de connexion :

Chaque interrupteur TD_{ij} introduit une fonction de connexion F_{ij} , qui décrit son état ouvert ou fermé tel que :

$$F_{ij} = \begin{cases} 1 & \text{si } TD_{ij} \text{ est fermé} \\ 0 & \text{si } TD_{ij} \text{ est ouvert} \end{cases}, (i=1,2,3, j=1...8) \quad (\text{I.1})$$

On définit en plus les fonctions de connexion des demi-bras comme suit :

$$\begin{cases} F_{i1}^b = F_{i1} \cdot F_{i2} \cdot F_{i3} \cdot F_{i4} \\ F_{i0}^b = F_{i5} \cdot F_{i6} \cdot F_{i7} \cdot F_{i8} \\ F_{i1}^{bb} = (1 - F_{i1}) \cdot F_{i2} \cdot F_{i3} \cdot F_{i4} \\ F_{i0}^{bb} = F_{i5} \cdot F_{i6} \cdot F_{i7} \cdot (1 - F_{i8}) \end{cases}, (i = 1, 2, 3) \tag{I.2}$$

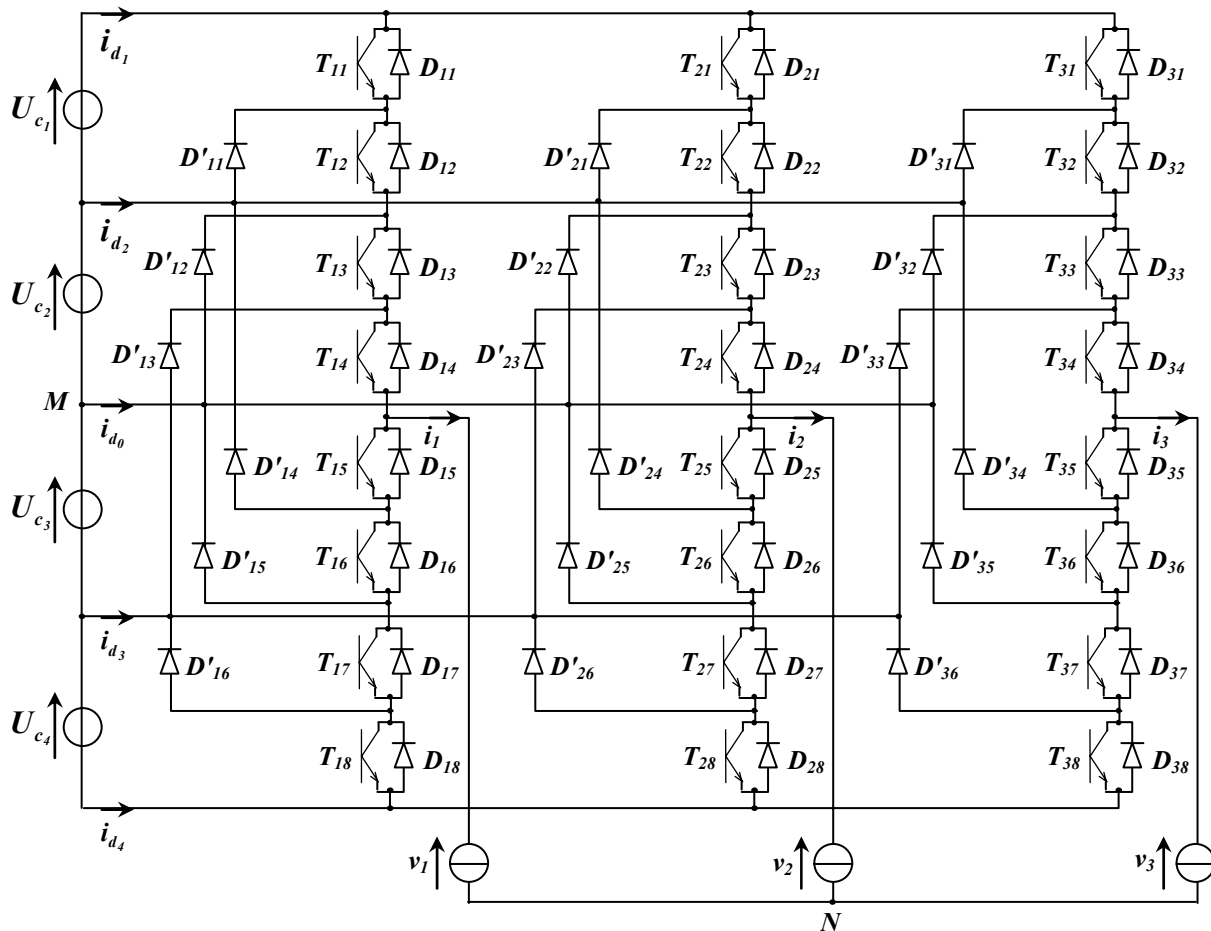


Figure.I.1- Structure de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes

I.1.4- Commande complémentaire :

Afin d'éviter de laisser en circuit ouvert la source de courant (ouverture de tous les interrupteurs) ou de connecter deux points de potentiels différents (fermeture de tous les interrupteurs), une commande complémentaire doit être adoptée comme suit :

$$\begin{cases} F_{i5} = 1 - F_{i1} \\ F_{i6} = 1 - F_{i2} \\ F_{i7} = 1 - F_{i3} \\ F_{i8} = 1 - F_{i4} \end{cases}, (i = 1 \dots 3) \tag{I.3}$$

En tenant compte de la commande complémentaire choisie, tous les états possibles d'un bras *i* de l'onduleur sont regroupés au tableau.I.1.

<i>Etat</i>	F_{i1}	F_{i2}	F_{i3}	F_{i4}	F_{i1}^b	F_{i0}^b	F_{i1}^{bb}	F_{i0}^{bb}	v_{iM}
P_2	1	1	1	1	1	0	0	0	$U_{c1} + U_{c2} = 2 U_c$
P_1	0	1	1	1	0	0	1	0	$U_{c2} = U_c$
O	0	0	1	1	0	0	0	0	0
N_1	0	0	0	1	0	0	0	1	$- U_{c3} = - U_c$
N_2	0	0	0	0	0	1	0	0	$- U_{c3} - U_{c4} = - 2 U_c$

Tableau.I.1- Table d'excitation des interrupteurs de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes.

I.1.5- Mise en équations :

Le potentiel du nœud i ($i = 1,2,3$) de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes par rapport au point milieu M est donné par l'équation suivante :

$$v_{iM} = F_{i1}^b . U_{c_1} + (F_{i1}^{bb} + F_{i1}^b) . U_{c_2} - (F_{i0}^{bb} + F_{i0}^b) . U_{c_3} - F_{i0}^b . U_{c_4} , (i = 1,2,3) \quad (I.4)$$

Cette équation montre qu'un onduleur à cinq niveaux est une mise en série de quatre onduleurs à deux niveaux.

Les tensions simples aux bornes de la charge de l'onduleur peuvent être exprimées par le système matriciel suivant :

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{c_1} + \begin{bmatrix} F_{11}^{bb} + F_{11}^b \\ F_{21}^{bb} + F_{21}^b \\ F_{31}^{bb} + F_{31}^b \end{bmatrix} U_{c_2} - \begin{bmatrix} F_{10}^{bb} + F_{10}^b \\ F_{20}^{bb} + F_{20}^b \\ F_{30}^{bb} + F_{30}^b \end{bmatrix} U_{c_3} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_{c_4} \right\} \quad (I.5)$$

Ainsi les courants d'entrée de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes s'expriment en fonction des courants de la charge et des fonctions de connexion des interrupteurs comme suit :

$$\begin{bmatrix} i_{d_1} \\ i_{d_2} \\ i_{d_3} \\ i_{d_4} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{11}^b & F_{21}^b & F_{31}^b \\ F_{11}^{bb} & F_{21}^{bb} & F_{31}^{bb} \\ F_{10}^{bb} & F_{20}^{bb} & F_{30}^{bb} \\ F_{10}^b & F_{20}^b & F_{30}^b \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (I.6)$$

Le courant i_{d_0} s'exprime en fonction des courants d'entrée de l'onduleur et des courants de la charge par la relation :

$$i_{d_0} = i_1 + i_2 + i_3 - i_{d_1} - i_{d_2} - i_{d_3} - i_{d_4} \quad (I.7)$$

I.2- Modélisation de la machine asynchrone :

La charge de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes est une machine asynchrone triphasée dont les paramètres sont donnés en annexe.

Pour étudier le comportement de la machine alimentée par l'onduleur, une étape de modélisation est indispensable. Cette modélisation s'opère sous l'hypothèse d'une machine à structure symétrique, un entrefer constant et des matériaux magnétiques non saturés. On considère également que l'alimentation triphasée est équilibrée et les composantes homopolaires sont nulles [Barret.82] [Caron.95].

Dans ces conditions, l'application de la transformation de Park conduit à une machine biphasée fictive. La transformation de Park retenue dans cette étude repose sur l'invariance de la puissance instantanée. Le modèle biphasé résultant est décrit par un système d'équations non linéaires quel que soit le référentiel d'étude [Barret.82] [Caron.95].

Ainsi, pour le cas d'un repère lié au stator, communément appelé $(d-q)$, le modèle de la machine est donné par l'équation d'état suivante :

$$\dot{X} = A X + B U \quad (I.8)$$

avec :

$$X = \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix}, \quad A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2} \right) & 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \frac{M}{L_r T_r} & \frac{1}{\sigma L_s} \omega \frac{M}{L_r} \\ 0 & -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2} \right) & -\frac{1}{\sigma L_s} \omega \frac{M}{L_r} & \frac{1}{\sigma L_s} \frac{M}{L_r T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & \frac{1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad U = \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix}$$

où :

- i_{ds} et i_{qs} sont les composantes des courants statoriques dans le repère de Park $(d-q)$
- ϕ_{dr} et ϕ_{qr} sont les composantes des flux rotoriques dans le repère de Park $(d-q)$
- v_{ds} et v_{qs} sont les composantes des tensions statoriques dans le repère de Park $(d-q)$
- R_s et R_r sont respectivement les résistances des enroulements statoriques et rotoriques
- L_s et L_r représentent respectivement les inductances cycliques statoriques et rotoriques
- M est l'inductance mutuelle
- ω est la vitesse de rotation en rd/s
- $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$ est le coefficient de dispersion
- $T_r = \frac{L_r}{R_r}$ est la constante de temps rotorique

Le modèle de l'équation (1.8) est complété par l'équation suivante décrivant la partie mécanique :

$$\begin{cases} C_{em} = p \frac{M}{L_r} (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}) \\ J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \Omega \end{cases} \quad (I.9)$$

où :

- C_{em} est le couple électromagnétique
- p est le nombre de paires de pôles
- J est l'inertie de la machine
- Ω est la vitesse de rotation de la machine
- C_r est le couple résistant
- K_f est le coefficient de frottement

I.3- Stratégies de commande de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes :

Afin de générer des tensions et des courants les plus sinusoïdaux possibles, différentes stratégies de commande ont été proposées pour l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes [Lourci.00]. Généralement, ces stratégies sont des extensions de celles des onduleurs à deux et à trois niveaux [Berkouk.95]. Dans ce contexte, on va présenter trois stratégies de commande :

I.3.1- Stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses :

Son principe général 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 sinusoïdale, avec une onde de modulation ou porteuse, généralement triangulaire. D'où l'appellation triangulo-sinusoïdale.

Dans notre cas, on va utiliser un système de référence triphasé équilibré et quatre porteuses triangulaires déphasées d'un quart de période l'une par rapport à l'autre (Figure I.2).

Deux paramètres caractérisent cette stratégie :

- **Indice de modulation m** : égal au rapport de la fréquence f_p des porteuses à la fréquence f de la référence :

$$m = \frac{f_p}{f} \quad (I.10)$$

- **Taux de modulation ou coefficient de réglage de tension r** : égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence V_m à la valeur crête U_{pm} de la porteuse :

$$r = \frac{V_m}{U_{pm}} \quad (I.11)$$

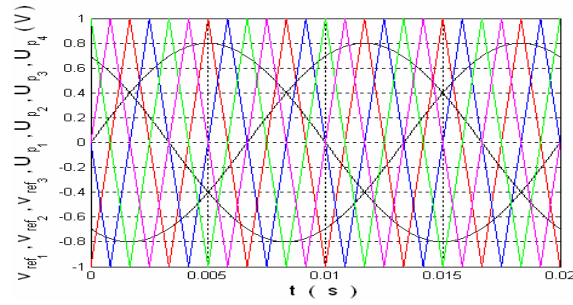


Figure.I.2- Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses ($r = 0,8$, $m = 6$)

L'algorithme de cette stratégie peut être résumé aux deux étapes suivantes :

Première étape : Détermination des tensions intermédiaires ($v_{i_1}, v_{i_2}, v_{i_3}, v_{i_4}$) :

$$\begin{cases} Si : v_{ref_i} \geq u_{p_1}, \text{ alors : } v_{i_1} = U_{c_1} = U_c . \text{ Sinon : } v_{i_1} = 0 \\ Si : v_{ref_i} \geq u_{p_2}, \text{ alors : } v_{i_2} = U_{c_1} + U_{c_2} = 2U_c . \text{ Sinon : } v_{i_2} = U_{c_1} = U_c \\ Si : v_{ref_i} \geq u_{p_3}, \text{ alors : } v_{i_3} = 0 . \text{ Sinon : } v_{i_3} = -U_{c_3} = -U_c \\ Si : v_{ref_i} \geq u_{p_4}, \text{ alors : } v_{i_4} = -U_{c_3} = -U_c . \text{ Sinon : } v_{i_4} = -U_{c_3} - U_{c_4} = -2U_c \end{cases} , (i=1,2,3) \quad (I.12)$$

Deuxième étape : Détermination du signal v_{iM} et des ordres de commande des interrupteurs :

$$v_{iM} = v_{i_1} + v_{i_2} + v_{i_3} + v_{i_4} , (i=1,2,3) \quad (I.13)$$

Les ordres de commande des interrupteurs sont déduits du tableau.I.1.

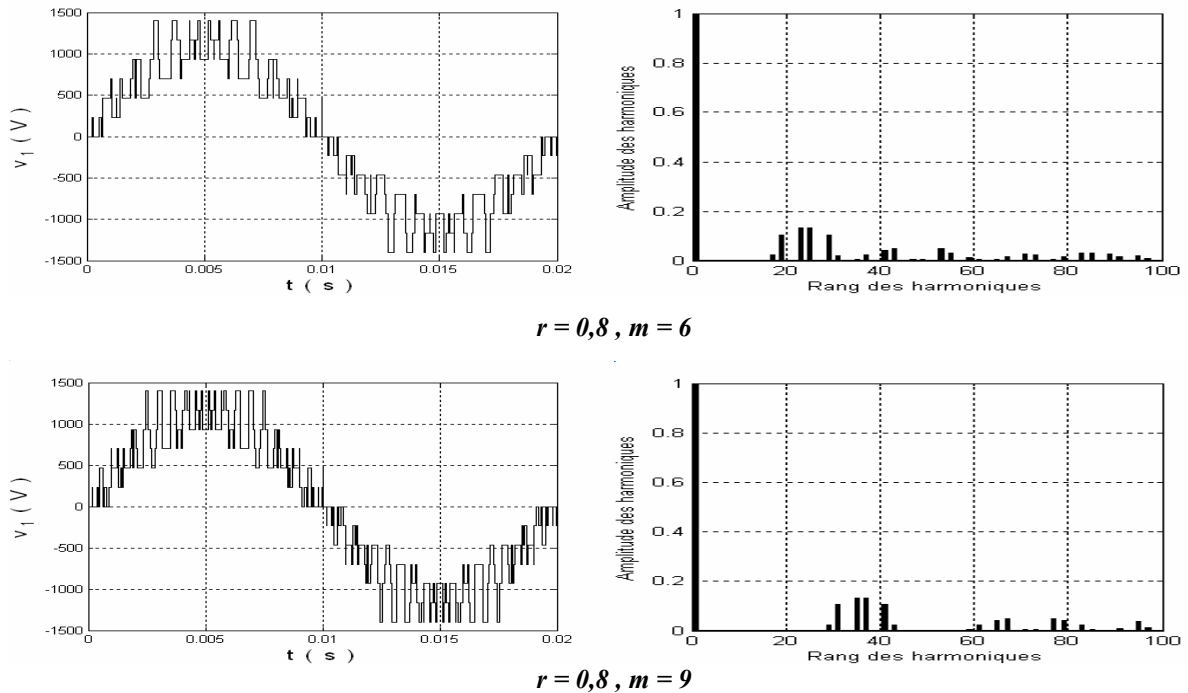


Figure.I.3- La tension simple et son spectre de l'onduleur

On constate pour cette stratégie que, quelque soit m pair ou impair, la tension v_l ne présente que des harmoniques impairs. Ces harmoniques se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de $4 m f$. La première famille centrée autour de la fréquence $4 m f$ est la plus importante du point de vue amplitude (Figure.I.3).

La figure.I.4 montre les performances de la machine asynchrone alimentée par l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses.

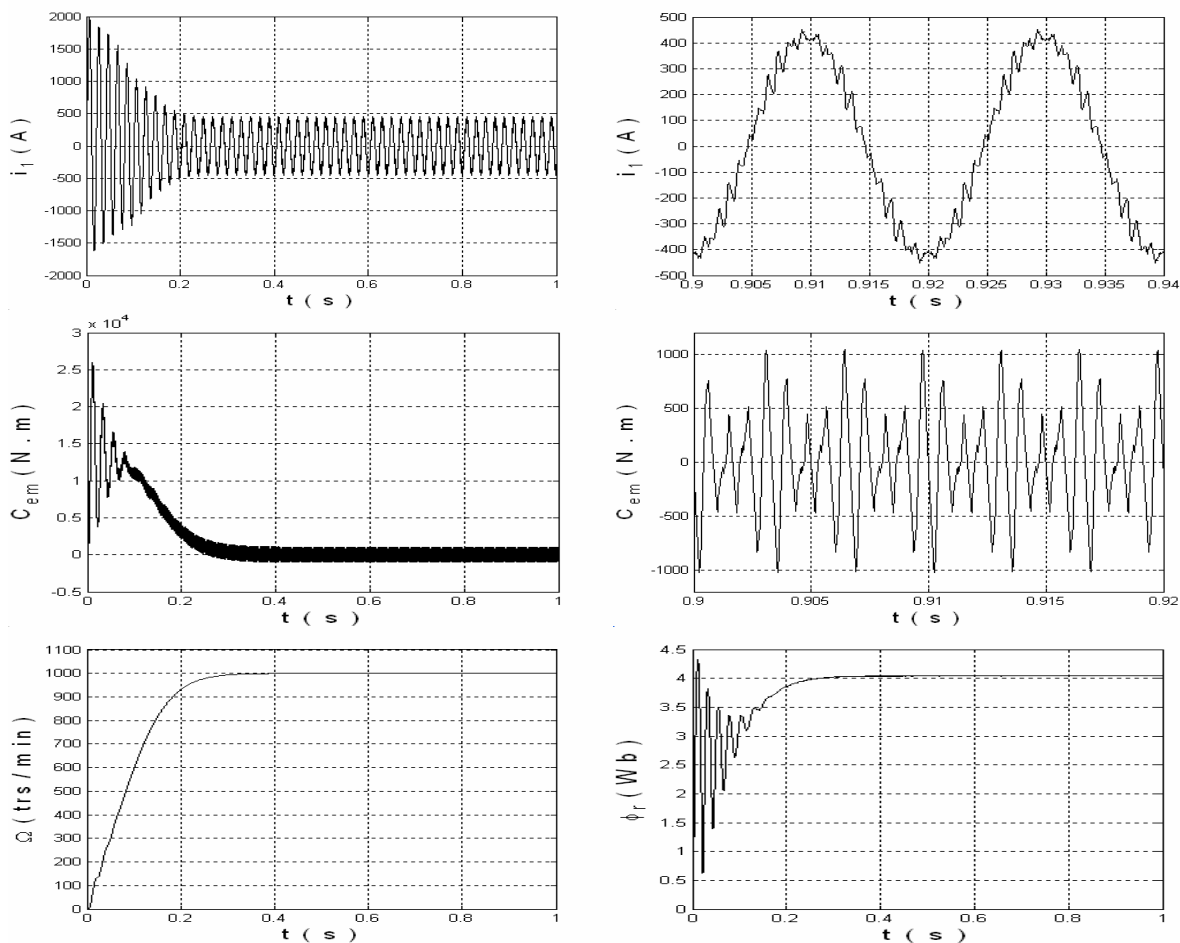


Figure.I.4- Les performances de la machine asynchrone ($r = 0,8$, $m = 6$)

I.3.2- La modulation vectorielle :

Etant donné que chaque bras de l'onduleur possède cinq états possibles (Tableau.I.1), l'onduleur possède $5^3 = 125$ états, identifiés par la combinaison des états des trois bras. Par exemple l'état P_2ON_1 signifie que le premier bras est à l'état P_2 , le deuxième est à l'état O et le troisième est à l'état N_1 .

a- Vecteur tension de sortie et diagramme vectoriel :

A partir des tensions de sortie v_{iM} ($i=1,2,3$), on définit le vecteur tension de sortie v_s par :

$$v_s = v_{1M} e^{j0} + v_{2M} e^{-j\frac{2\pi}{3}} + v_{3M} e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad (\text{I.14})$$

On effectue le passage du plan triphasé au plan biphasé stationnaire (α - β) comme suit :

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{1M} \\ v_{2M} \\ v_{3M} \end{bmatrix} \tag{I.15}$$

Dans le repère (α - β), le vecteur v_s s'écrit :

$$v_s = v_\alpha + j v_\beta \tag{I.16}$$

Suivants les états de l'onduleur, ce vecteur peut prendre plusieurs positions dans le repère (α - β). Ces positions sont représentées sur le diagramme vectoriel de la figure.I.5. On distingue 60 positions distribuées sur 4 hexagones concentriques, en plus d'une position au centre de ces hexagones [Lalili.09].

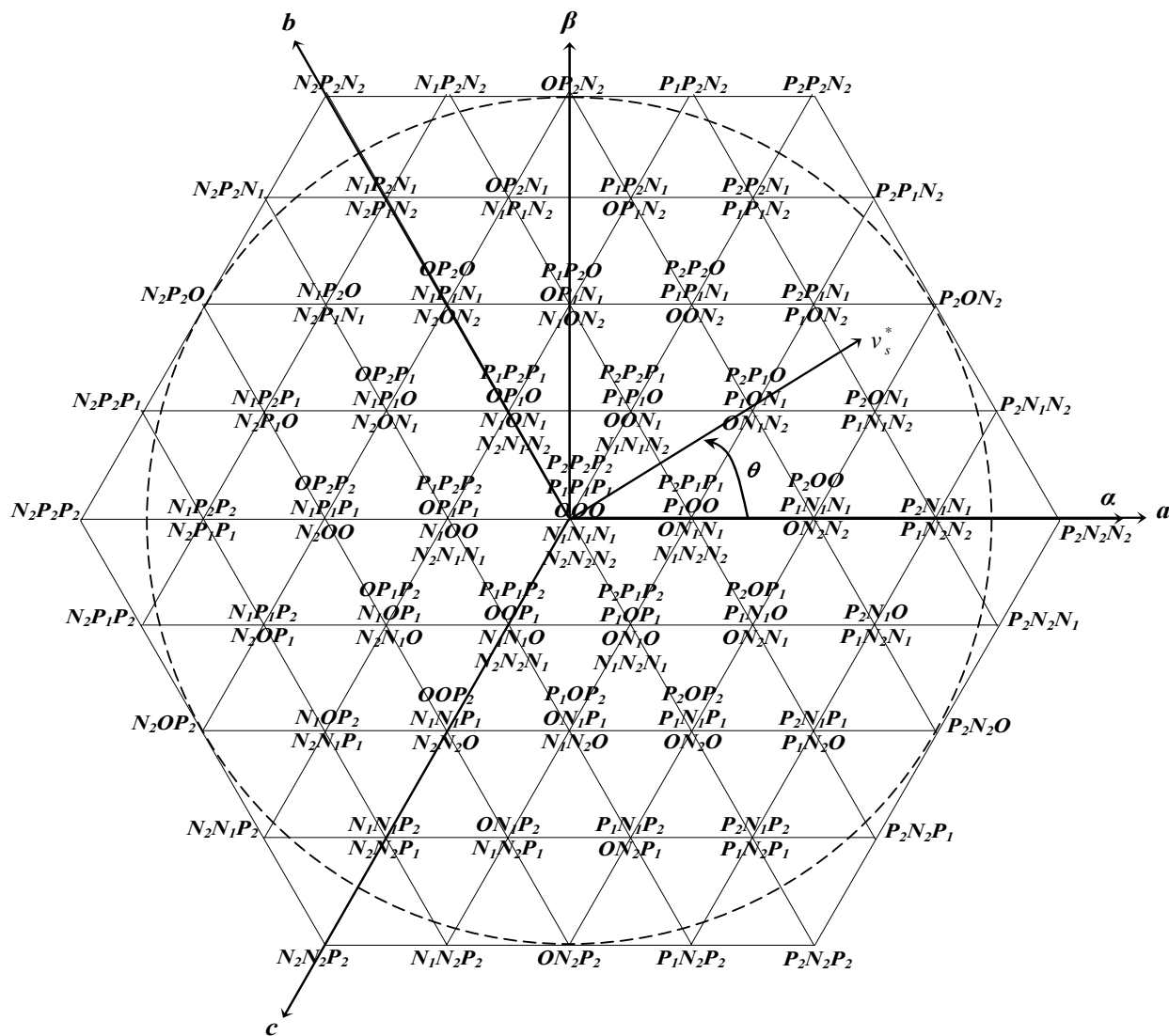


Figure.I.5- Diagramme vectorielle de l'onduleur à cinq niveaux

Certaines positions sont créées par plusieurs états redondants. De l'hexagone externe vers l'hexagone interne, les positions du vecteur v_s sont créées respectivement par un, deux, trois ou quatre états redondants. La position du centre, qui correspond à une tension de sortie nulle, est créée par cinq états redondants. On distingue ainsi [Lalili.09] :

- 24 positions à une seule redondance
- 18 positions à deux redondances
- 12 positions à trois redondances
- 6 positions à quatre redondances

Les 61 positions du vecteur tension de sortie divise le diagramme vectoriel en 6 secteurs triangulaires ($s=1\dots 6$). Chaque secteur est composé de 16 régions triangulaires ($r=1\dots 16$) (Figure.I.6). On a alors 96 régions triangulaires dans le diagramme vectoriel complet.

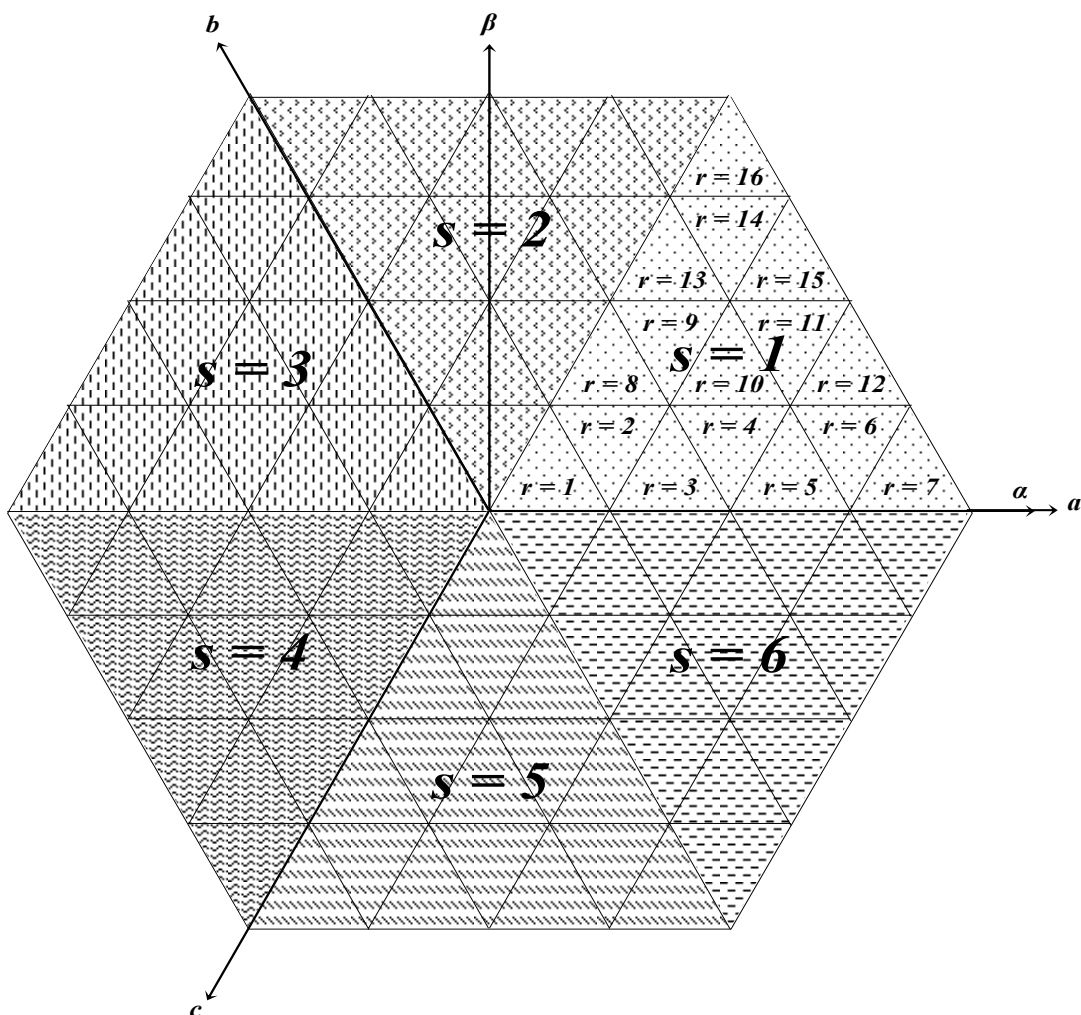


Figure.I.6- Secteurs et régions du diagramme vectorielle de l'onduleur à cinq niveaux

b- Vecteur tension de référence :

L'objectif de la commande de l'onduleur est de rendre les tension de sortie v_i ($i=1,2,3$) aussi proches que possible des trois tensions de référence sinusoïdales v_i^* ($i=1,2,3$). Pour cela, à partir de ces tensions de référence, on définit le vecteur tension de référence v_s^* comme suit [Lalili.09] :

$$\begin{aligned}
v_s^* &= v_1^* e^{j0} + v_2^* e^{-j\frac{2\pi}{3}} + v_3^* e^{j\frac{2\pi}{3}} \\
&= v_\alpha^* + j \cdot v_\beta^* \\
&= n V_{max} e^{j\theta}
\end{aligned} \tag{I.17}$$

avec :

- v_α^* et v_β^* sont les composantes du vecteur v_s^* dans le plan (α - β)
- n est le taux de modulation ($0 \leq n \leq 1$)
- θ est la position angulaire du vecteur v_s^*

Le vecteur v_s^* est un vecteur tournant dans le diagramme vectoriel à une vitesse angulaire égale à la pulsation des tensions v_i^* ($i=1,2,3$). Sur le diagramme vectoriel de la figure.I.5, on a représenté une position arbitraire de ce vecteur, et on a indiqué l'angle θ correspondant à cette position. A partir de l'angle θ , on en déduit le secteur s contenant ce vecteur comme suit :

$$s = k, \text{ si : } \frac{(k-1)\pi}{3} \leq \theta < \frac{k\pi}{3} \tag{I.18}$$

A l'intérieur de chaque secteur, la région r contenant le vecteur v_s^* se déduit en utilisant les deux composantes v_α^* et v_β^* . Chaque région est définie par les équations de ses trois côtés. Par exemple, les côtés de la région $r=11$ du secteur $s=1$ ont les trois équations suivantes :

$$\begin{cases}
v_{\beta_{pu}}^* = \frac{\sqrt{3}}{4} \\
v_{\beta_{pu}}^* = \sqrt{3} v_{\alpha_{pu}}^* - \frac{\sqrt{3}}{2} \\
v_{\beta_{pu}}^* = -\sqrt{3} v_{\alpha_{pu}}^* + \frac{3\sqrt{3}}{4}
\end{cases} \tag{I.19}$$

où :

$v_{\alpha_{pu}}^*$ et $v_{\beta_{pu}}^*$ désignent leurs grandeurs relatives :

$$\begin{cases}
v_{\alpha_{pu}}^* = \frac{v_\alpha^*}{\sqrt{(v_\alpha^*)^2 + (v_\beta^*)^2}} \\
v_{\beta_{pu}}^* = \frac{v_\beta^*}{\sqrt{(v_\alpha^*)^2 + (v_\beta^*)^2}}
\end{cases} \tag{I.20}$$

Ainsi, le vecteur v_s^* se situ dans la région $r=11$ du secteur $s=1$ si ses deux composantes $v_{\alpha_{pu}}^*$ et $v_{\beta_{pu}}^*$ vérifient les conditions suivantes :

$$\begin{cases} v_{\beta_{pu}}^* \leq \frac{\sqrt{3}}{4} \\ v_{\beta_{pu}}^* \geq \sqrt{3} v_{\alpha_{pu}}^* - \frac{\sqrt{3}}{2} \\ v_{\beta_{pu}}^* \geq -\sqrt{3} v_{\alpha_{pu}}^* + \frac{3\sqrt{3}}{4} \end{cases} \quad (\text{I.21})$$

De le même manière, on en déduit les équations relatives à chaque région de chaque secteur.

Afin de minimiser les harmoniques de la tension de sortie, on impose au vecteur tension de se localiser à l'intérieur du cercle délimité par l'hexagone externe, ce qui donne [Lalili.09] :

$$V_{max} = \frac{\sqrt{3}}{2} V_{DC} \quad (\text{I.22})$$

où :

V_{DC} est la tension continue global alimentant l'onduleur :

$$V_{DC} = U_{c_1} + U_{c_2} + U_{c_3} + U_{c_4} = 4 U_c \quad (\text{I.23})$$

Le vecteur tension de référence v_s^* doit coïncider, pour chaque période d'échantillonnage T_e , avec la moyenne des vecteurs v_x , v_y et v_z représentant les sommets de la région triangulaire lui contenant [Lalili.09] :

$$\overline{v_s} = v_s^* = n V_{max} e^{j\alpha} = \frac{T_x v_x + T_y v_y + T_z v_z}{T_e} = d_x v_x + d_y v_y + d_z v_z \quad (\text{I.24})$$

avec :

➤ α est la position angulaire du vecteur v_s^* à l'intérieur d'un secteur :

$$\alpha = \theta [\pi / 3] \quad (\text{I.25})$$

➤ T_x , T_y et T_z sont les durées d'application des vecteurs v_x , v_y et v_z respectivement à la sortie de l'onduleur

➤ d_x , d_y et d_z sont les durées T_x , T_y et T_z en grandeurs relatives :

$$d_x = \frac{T_x}{T_e}, \quad d_y = \frac{T_y}{T_e}, \quad d_z = \frac{T_z}{T_e} \quad (\text{I.26})$$

➤ T_x , T_y et T_z sont reliées par l'équation :

$$T_x + T_y + T_z = T_e \Rightarrow d_x + d_y + d_z = 1 \quad (\text{I.27})$$

c- Période d'échantillonnage :

La période d'échantillonnage T_e représente une fraction minime de la période T des tensions de référence v_i^* ($i=1,2,3$). Elle correspond à un intervalle de largeur $\frac{T_e}{T}2\pi$ sur le diagramme vectoriel, appelé intervalle d'échantillonnage [Lalili.09].

La relation entre la période d'échantillonnage T_e et la période T des tensions de référence est l'indice de modulation m défini par :

$$m = \frac{T}{T_e} = \frac{f_e}{f} \quad (\text{I.28})$$

d- Séquence des états de l'onduleur :

Les vecteurs v_x , v_y et v_z utilisés pour approximer le vecteur v_s^* dépendent de sa position dans le diagramme vectoriel.

Par exemple, le vecteur v_s^* représenté sur le diagramme de la figure.I.5 se situ dans la région $r=11$ du secteur $s=1$. Ainsi, le vecteur v_x est généré par un des deux états redondants $P_2P_1N_1$ ou P_1ON_2 (appelé état X), le vecteur v_y est généré par un des deux états redondants P_2ON_1 ou $P_1N_1N_2$ (appelé état Y) et le vecteur v_z est généré par l'état P_2ON_2 (appelé état Z). La désignation des états X, Y et Z pour les différentes régions du secteur $s=1$ est indiqué sur la figure.I.7. On désigne les états des autres secteurs de la même manière.

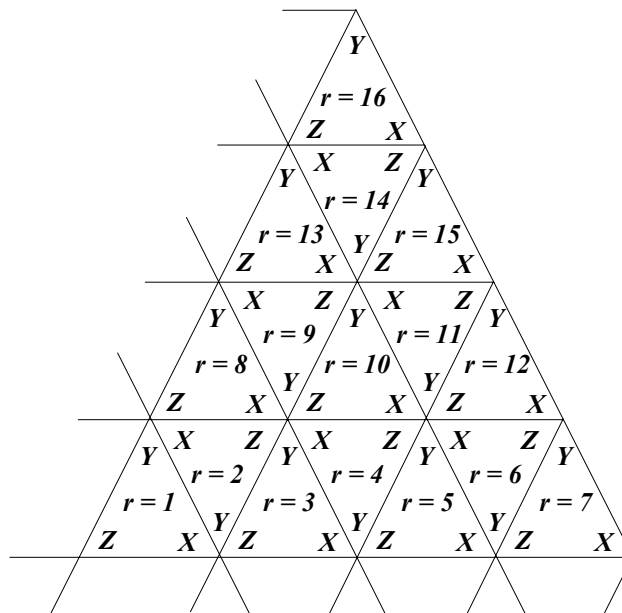


Figure.I.7- La désignation des états X, Y et Z pour les différentes régions du secteur $s=1$

Pour calculer les durées relatives d_x , d_y et d_z correspondantes à chaque région, on décompose l'équation (I.22) suivant les deux axes α et β , et on utilise l'équation (I.25). Ainsi, on obtient un système de trois équations à trois inconnus. La résolution de ce système donne d_x , d_y et d_z , et en utilisant l'équation (I.24), on en déduit T_x , T_y et T_z [Lalili.09].

Par exemple pour la région $r=II$ du secteur $s=I$, la décomposition de l'équation (I.22) donne :

$$\begin{cases} \frac{\sqrt{3}}{2} n \cos \theta = \frac{1}{2} d_x + \frac{5}{8} d_y + \frac{3}{4} d_z \\ \frac{\sqrt{3}}{2} n \sin \theta = \frac{\sqrt{3}}{4} d_x + \frac{\sqrt{3}}{4} d_y + \frac{\sqrt{3}}{8} d_z \end{cases} \quad (\text{I.29})$$

La résolution de ce système donne :

$$\begin{cases} d_x = 2 - 4 n \sin \left(\frac{\pi}{3} - \theta \right) \\ d_y = 2 - 4 n \sin \theta \\ d_z = 1 - d_x - d_y \end{cases} \quad (\text{I.30})$$

Les expressions analytiques des durées relatives d_x , d_y et d_z pour les différentes régions sont résumées dans le tableau.I.2. Ces expressions sont valables quelque soit le secteur contenant le vecteur de référence, tout simplement en orientant l'axe α au début de n'importe quel secteur.

Ainsi, pendant chaque période d'échantillonnage T_e , et dans chaque région du diagramme vectoriel, les états X , Y et Z seront appliqués durant les fractions $T_x = d_x T_e$, $T_y = d_y T_e$ et $T_z = d_z T_e$ respectivement.

La séquence des états et le choix entre les redondances de chaque état peuvent être effectués selon le critère de minimisation des harmoniques et des pertes, ou selon le critère d'équilibrage des tensions d'entrée de l'onduleur qui sera traité ultérieurement dans le quatrième chapitre.

Une séquence des états X , Y et Z qui vérifient les exigences du premier critère consiste à :

- appliquer les trois états dans un ordre donné durant la demi période, puis dans l'ordre inverse durant le reste de la période.
- diviser le temps approprié à chaque état sur toutes les redondances
- utiliser le même état au début et à la fin de la période d'échantillonnage
- inverser l'ordre de succession des états par alternance entre les six secteurs.

Par exemple, si le vecteur de référence se situ dans la région $r=II$ du secteur $s=I$, pendant la période d'échantillonnage, on applique successivement les états comme indiqué dans la figure.I.8.

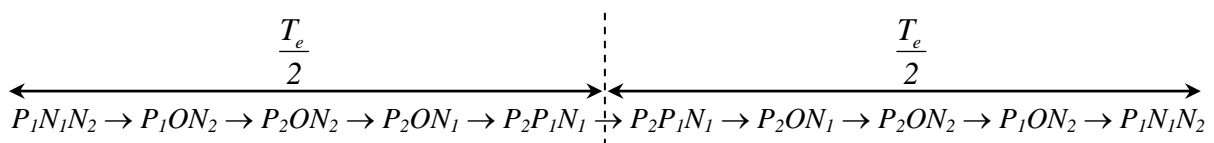


Figure.I.8- La séquence des états X , Y et Z pour la région $r = II$ du secteur $s = I$

	d_x	d_y	d_z
$r = 1$	$4 n \sin \left(\frac{\pi}{3} - \theta \right)$	$4 n \sin \theta$	$1 - d_x - d_y$
$r = 2$	$1 - 4 n \sin \left(\frac{\pi}{3} - \theta \right)$	$1 - 4 n \sin \theta$	
$r = 3$	$4 n \sin \left(\frac{\pi}{3} - \theta \right) - 1$	$4 n \sin \theta$	
$r = 4$	$2 - 4 n \sin \left(\frac{\pi}{3} - \theta \right)$	$1 - 4 n \sin \theta$	
$r = 5$	$4 n \sin \left(\frac{\pi}{3} - \theta \right) - 2$	$4 n \sin \theta$	
$r = 6$	$3 - 4 n \sin \left(\frac{\pi}{3} - \theta \right)$	$1 - 4 n \sin \theta$	
$r = 7$	$4 n \sin \left(\frac{\pi}{3} - \theta \right) - 1$	$4 n \sin \theta$	
$r = 8$	$4 n \sin \left(\frac{\pi}{3} - \theta \right)$	$4 n \sin \theta - 1$	
$r = 9$	$1 - 4 n \sin \left(\frac{\pi}{3} - \theta \right)$	$2 - 4 n \sin \theta$	
$r = 10$	$4 n \sin \left(\frac{\pi}{3} - \theta \right) - 1$	$4 n \sin \theta - 1$	
$r = 11$	$2 - 4 n \sin \left(\frac{\pi}{3} - \theta \right)$	$2 - 4 n \sin \theta$	
$r = 12$	$4 n \sin \left(\frac{\pi}{3} - \theta \right) - 2$	$4 n \sin \theta - 1$	
$r = 13$	$4 n \sin \left(\frac{\pi}{3} - \theta \right)$	$4 n \sin \theta - 2$	
$r = 14$	$1 - 4 n \sin \left(\frac{\pi}{3} - \theta \right)$	$3 - 4 n \sin \theta$	
$r = 15$	$4 n \sin \left(\frac{\pi}{3} - \theta \right) - 1$	$4 n \sin \theta - 2$	
$r = 16$	$4 n \sin \left(\frac{\pi}{3} - \theta \right)$	$4 n \sin \theta - 3$	

Tableau.I.2- Durées relatives d'applications des états X, Y et Z

Enfin, l'algorithme de la modulation vectorielle de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes peut être résumé dans l'organigramme de la figure.I.9.

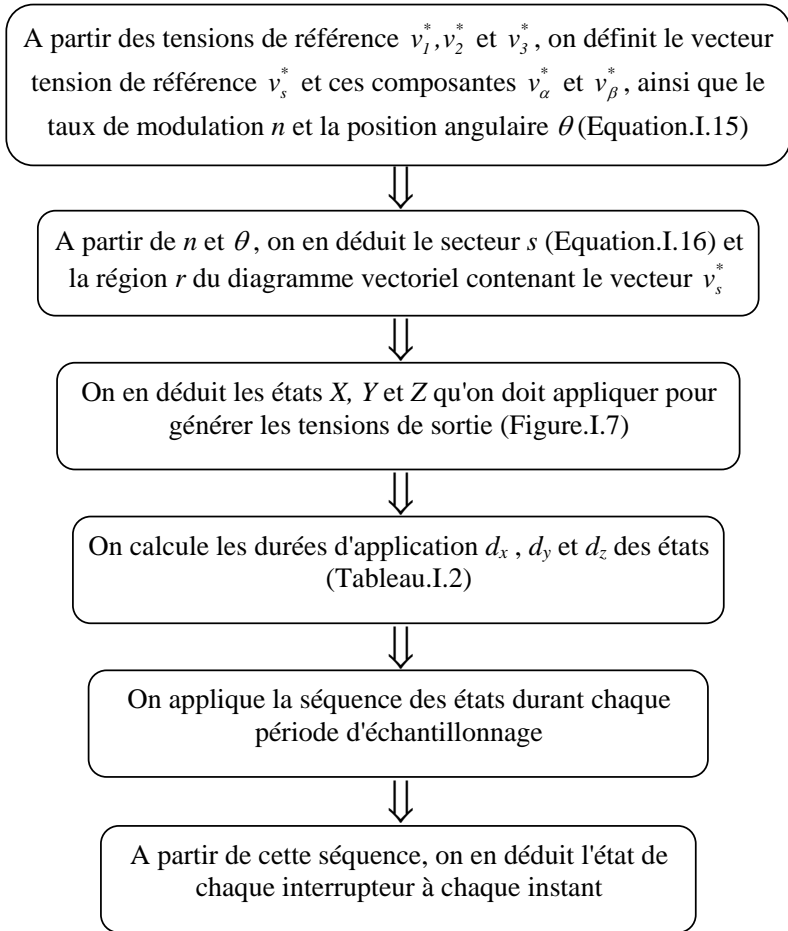


Figure.I.9- L'algorithme de la modulation vectorielle de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes

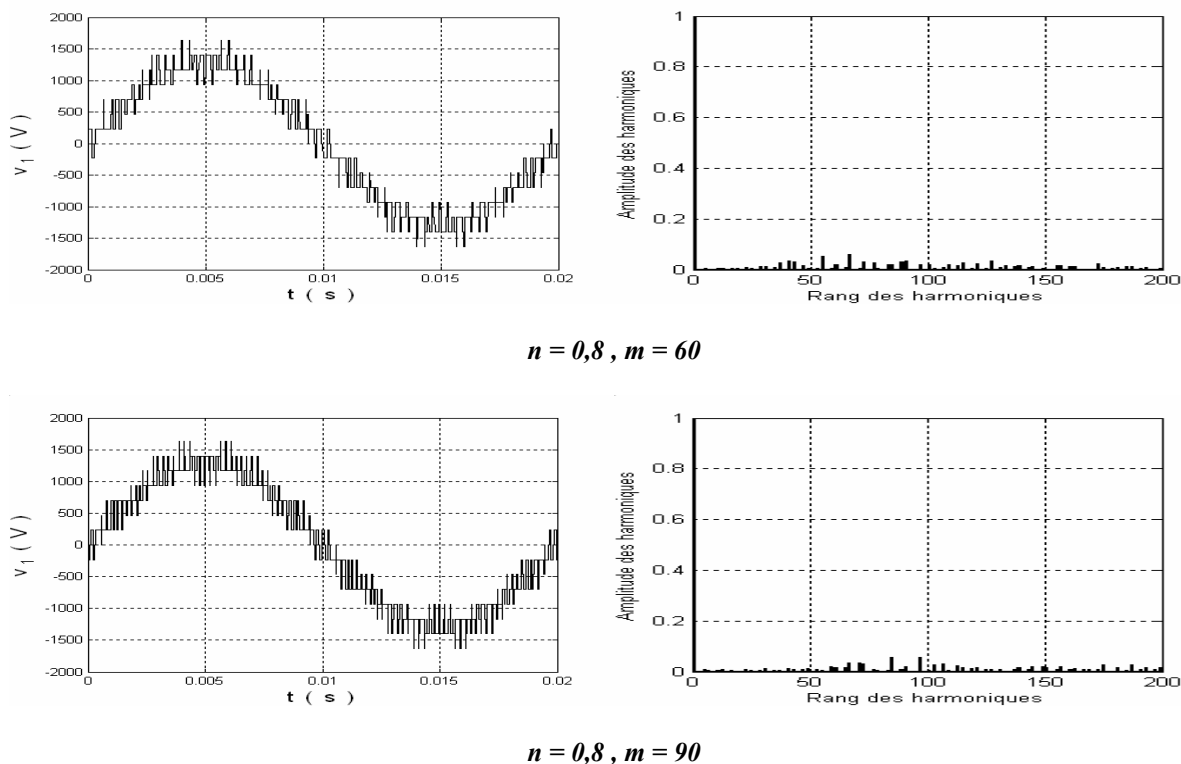


Figure.I.10- La tension simple et son spectre de l'onduleur

On constate pour cette stratégie que, les harmoniques se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de $m f$. La première famille centrée autour de la fréquence $m f$ est la plus importante du point de vue amplitude (Figure.I.10).

La figure.I.11 montre les performances de la machine asynchrone alimentée par l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes commandé par la modulation vectorielle.

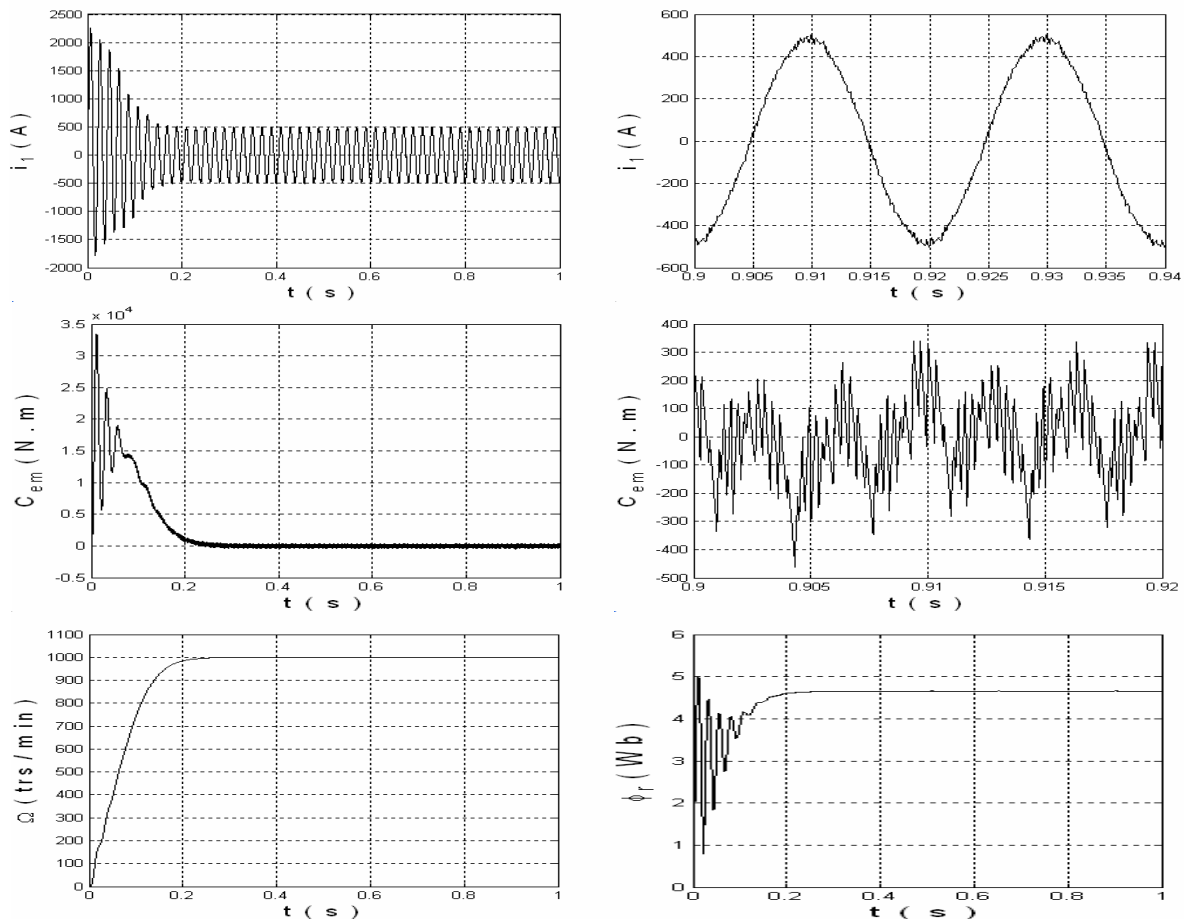


Figure.I.11- Les performances de la machine asynchrone ($n = 0,8$, $m = 60$)

I.4- Changeurs de fréquence utilisant l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes :

Dans l'étude précédente, on a supposé les différentes tensions U_{c_1} , U_{c_2} , U_{c_3} et U_{c_4} du filtre d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes constantes et égales. Or ceci n'est vrai en pratique que dans le cas des installations de faible puissance utilisant des batteries. Pour cela, on propose d'étudier des dispositifs permettant de générer ces tensions à partir d'un réseau alternatif :

I.4.1- Cascade d'un redresseur de courant à deux niveaux - onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes - machine asynchrone :

Cette cascade est un changeur de fréquence ayant, comme pont d'entrée un redresseur de courant à deux niveaux alimenté par un réseau triphasé équilibré, comme pont de sortie l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes alimentant une machine asynchrone, et un pont capacitif intermédiaire (Figure.I.12).

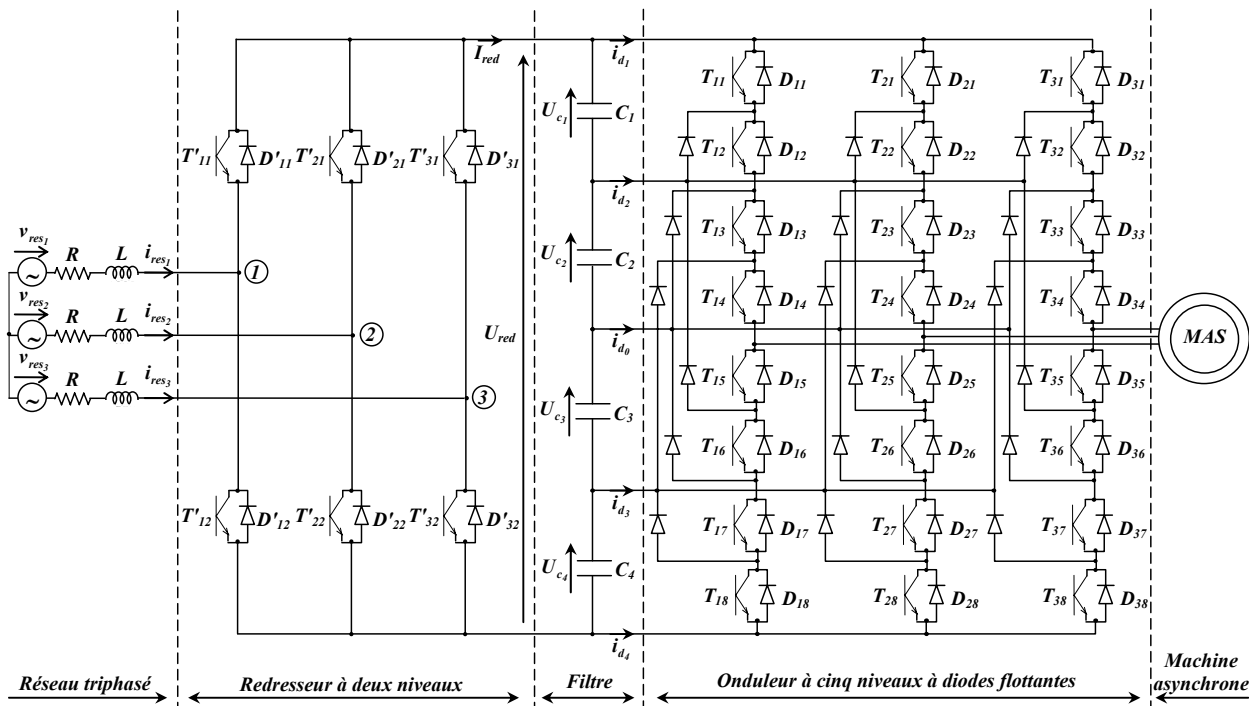


Figure.I.12- Cascade d'un redresseur de courant à deux niveaux – onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes - machine asynchrone

a- Modélisation du réseau triphasé :

Pratiquement et vu que les paramètres du réseau (résistance et inductance) sont difficile à identifier, on ajoute généralement en série un filtre d'entrée *RL* de valeurs plus importantes pour pouvoir négliger les paramètres du réseau.

Les courants ainsi que les tensions du réseau triphasé sont donnés par les relations suivantes :

$$\begin{cases} L \frac{di_{res_k}}{dt} = v_{res_k} - v_k - R i_{res_k} \\ v_{res_k} = \sqrt{2} V_e \sin\left(\omega t - \frac{2(k-1)\pi}{3}\right) \end{cases}, (k=1,2,3) \tag{I.31}$$

où :

- *R* et *L* sont respectivement la résistance et l'inductance du filtre d'entrée du redresseur
- *V_e* et ω sont respectivement la valeur efficace et la pulsation des tensions du réseau

b- Modélisation du redresseur de courant à deux niveaux :

La commande complémentaire associée à un bras *k* de ce redresseur est donnée par :

$$F'_{k2} = 1 - F'_{k1}, (k=1,2,3) \tag{I.32}$$

Les différentes tensions simples s'expriment au moyen des fonctions de connexion des interrupteurs par le système suivant :

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F'_{11} \\ F'_{21} \\ F'_{31} \end{bmatrix} U_{red} \quad (\text{I.33})$$

Les différentes tensions composées sont données également par :

$$\begin{bmatrix} u_{12} \\ u_{23} \\ u_{31} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F'_{11} \\ F'_{21} \\ F'_{31} \end{bmatrix} U_{red} \quad (\text{I.34})$$

Le courant de sortie du redresseur peut s'écrire en fonction des fonctions de connexion des interrupteurs et des courants d'entrée comme suit :

$$I_{red} = F'_{11} i_{res_1} + F'_{21} i_{res_2} + F'_{31} i_{res_3} \quad (\text{I.35})$$

c- Stratégie de commande du redresseur de courant à deux niveaux :

Plusieurs stratégies de commande peuvent être appliquées pour le redresseur de courant à deux niveaux. Pour notre étude, on va s'intéresser à la commande par hystérésis en courant. Bien que cette méthode présente l'inconvénient irrémédiable de variations aléatoires de la fréquence de commutation des interrupteurs, elle sera adoptée dans notre étude pour des raisons de simplicité et de robustesse. Elle permet aussi d'avoir un courant le plus sinusoïdal possible et en phase avec sa tension.

Dans cette stratégie, les interrupteurs sont commandés de sorte que les courants du réseau actuels restent à l'intérieur d'une fourchette de courant autour de la référence. Les instants de commutation surgissent lors des moments d'intersection du courant réel avec les limites extrêmes de la bande d'hystérésis Δi conformément à l'algorithme suivant :

$$\begin{cases} Si : \varepsilon_k \geq \Delta i & , \text{alors} : F'_{k1} = 0 \\ Si : \varepsilon_k \leq -\Delta i & , \text{alors} : F'_{k1} = 1 \\ Sinon, & \text{la commande des interrupteurs reste inchangée.} \end{cases} \quad (\text{I.36})$$

où :

- Δi désigne la largeur de la bande d'hystérésis
- ε_k désigne l'écart entre le courant réel i_{res_k} et le courant de référence i_{ref_k} :

$$\varepsilon_k = i_{ref_k} - i_{res_k} , (k=1,2,3) \quad (\text{I.37})$$

- les courants de référence sont donnés par le système suivant :

$$i_{ref_k} = \sqrt{2} I_e \sin \left(\omega t - \frac{2(k-1)\pi}{3} \right) , (k=1,2,3) \quad (\text{I.38})$$

- I_e est la valeur efficace des courants de référence

La valeur efficace I_e des courants de référence qu'on doit imposer, doit être calculée de manière à avoir la conservation de la puissance à l'entrée et à la sortie du redresseur, d'où :

$$P_{res} = P_J + P_{em} + P_m \Rightarrow 3 V_e I_e \cos \varphi - 3 R I_e^2 = P_J + C_{em} \Omega + P_m \quad (I.39)$$

avec :

- P_{res} est la puissance du réseau
- P_J sont les pertes joules
- P_{em} est la puissance électromagnétique
- P_m sont les pertes mécaniques
- $\cos \varphi$ est le facteur de puissance du réseau

En supposant un facteur de puissance unitaire et en négligeant les pertes joules et les pertes mécaniques, on obtient :

$$3 V_e I_e \cos \varphi = C_{em} \Omega \quad (I.40)$$

Ainsi, l'équilibre des puissances est obtenu en imposant à I_e la valeur suivante :

$$I_e = \frac{C_{em} \Omega}{3 V_e} \quad (I.41)$$

Cette relation montre que la valeur efficace du courant de référence du réseau dépend, en régime établie, de la vitesse et du couple de la machine. Pour que la machine puisse démarrer on doit imposer la valeur I_e correspondante au régime transitoire. On calcule cette valeur en remplaçant le couple et la vitesse par les valeurs maximales qu'ils ne doivent pas dépasser :

$$I_e = \frac{C_{em_{max}} \Omega_n}{3 V_e} \quad (I.42)$$

avec :

$$C_{em_{max}} = 1,2 C_{em_n} \quad (I.43)$$

où :

- C_{em_n} est le couple électromagnétique nominal
- Ω_n est la vitesse nominale

d- Modélisation du filtre intermédiaire :

Le filtre capacitif intermédiaire peut être modélisé par le système suivant :

$$\begin{cases} i_{c_1} = C_1 \frac{dU_{C_1}}{dt} = I_{red} - i_{d_1} \\ i_{c_2} = C_2 \frac{dU_{C_2}}{dt} = I_{red} - i_{d_1} - i_{d_2} \\ i_{c_3} = C_3 \frac{dU_{C_3}}{dt} = I_{red} + i_{d_3} + i_{d_4} \\ i_{c_4} = C_4 \frac{dU_{C_4}}{dt} = I_{red} + i_{d_4} \end{cases} \quad (I.44)$$

Pour assurer la commandabilité du redresseur, la valeur initiale que doit prendre chacune des quatre tensions U_{c_1} , U_{c_2} , U_{c_3} et U_{c_4} doit être supérieure à un demi de la valeur maximale de la tension du réseau. Cette condition doit être vérifiée à chaque instant. Ceci est nécessaire également pour assurer un facteur de puissance unitaire. On peut voir ça clairement en faisant la représentation de Fresnel du circuit du réseau.

A partir de l'équation (I.31), on peut écrire :

$$v_k = v_{res_k} - R i_{res_k} - L \frac{di_{res_k}}{dt}, \quad (k=1,2,3) \quad (I.45)$$

La représentation de Fresnel (Figure.I.13) de ce système, en négligeant la résistance R , permet d'écrire :

$$\underline{V}_k = \underline{V}_{res_k} - j L \omega \underline{I}_{res_k} \Rightarrow \left| \underline{V}_k \right|^2 = V_{max}^2 + (L \omega i_{max})^2, \quad (k=1,2,3) \quad (I.46)$$

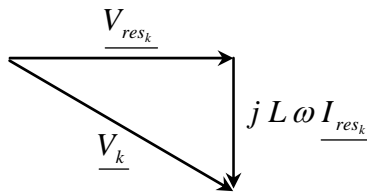


Figure.I.13- Représentation de Fresnel du circuit du réseau

Comme nous l'avons vu précédemment, la valeur maximale que peut prendre le fondamental de la tension v_k est $2U_C$. Ainsi, la relation (I.46) montre bien que V_{max} doit être inférieur ou égale à $2U_C$.

e- Résultats de simulation :

Le réseau triphasé a une tension efficace de $800 V$ et une fréquence de $50 HZ$. Le redresseur à deux niveaux est commandé par hystérésis en courant ($I_e = 280 A$, $\Delta i = 1A$). Les paramètres du filtre capacitif intermédiaire sont : $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = C = 500 mF$. L'onduleur à cinq niveaux est commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses ($m = 6$, $r = 0,8$). La machine asynchrone est à vide ($C_r = 0$).

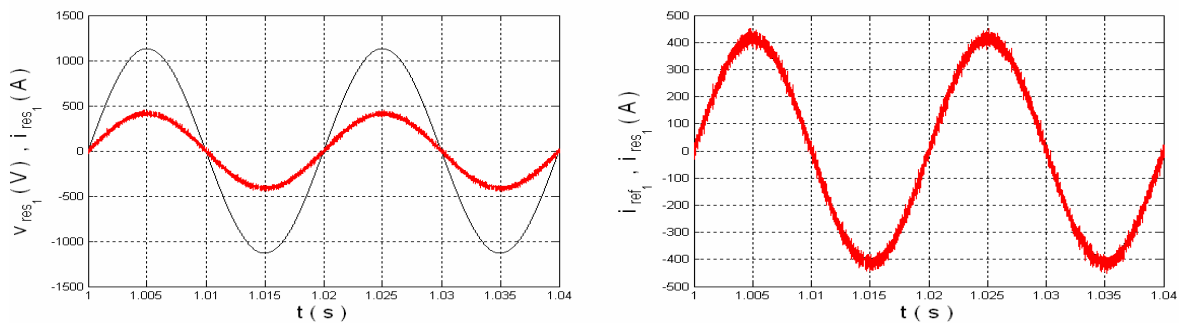


Figure.I.14- Le courant de référence, la tension et le courant du réseau

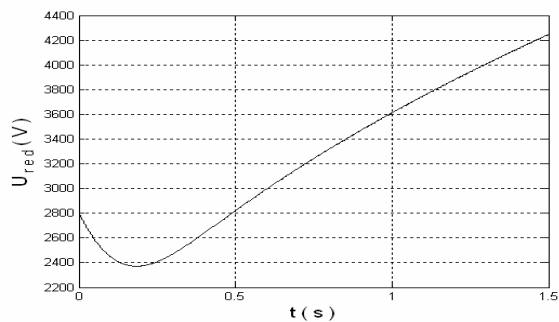


Figure.I.15- La tension de sortie du redresseur

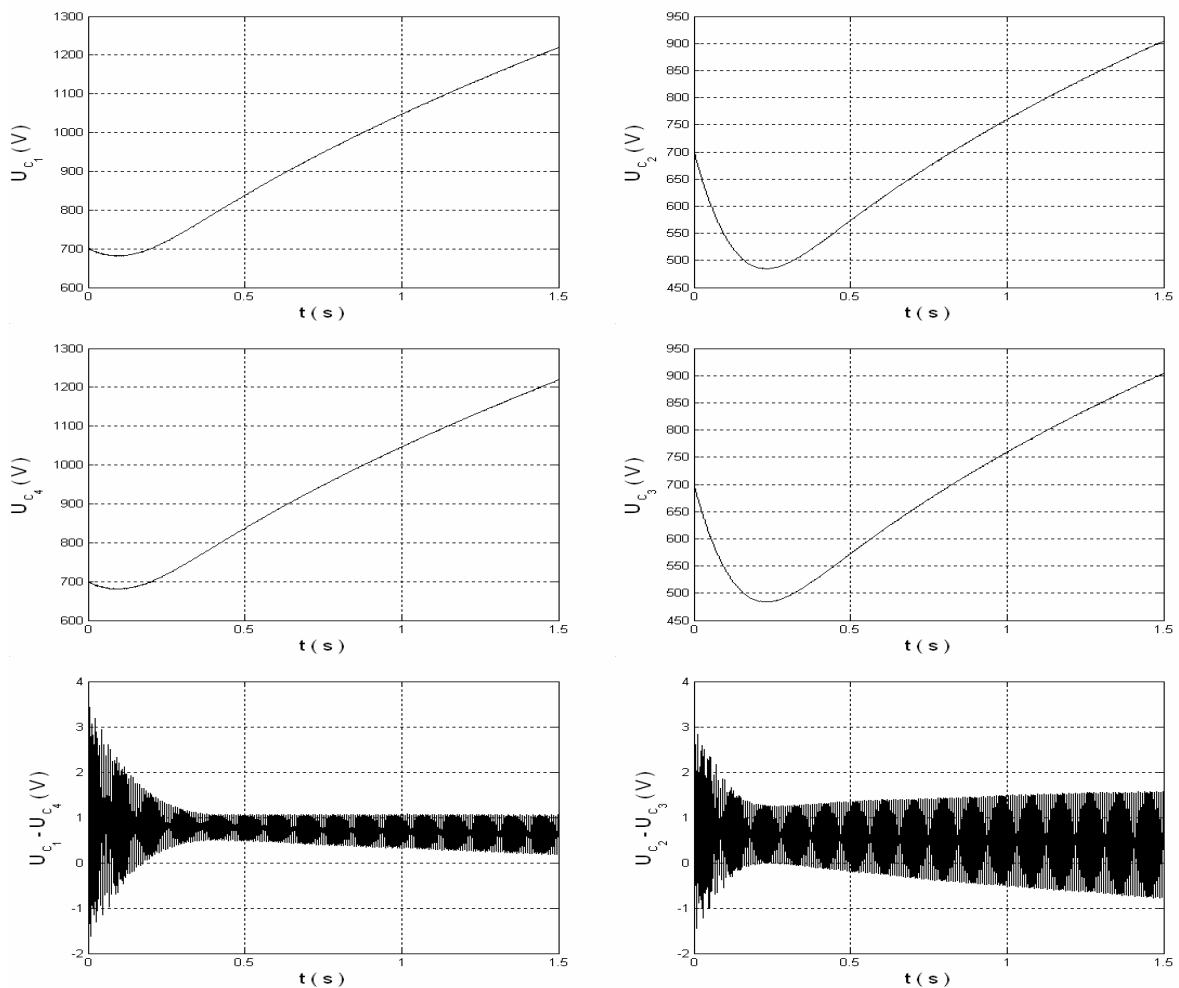


Figure.I.16- Les tensions d'entrée de l'onduleur

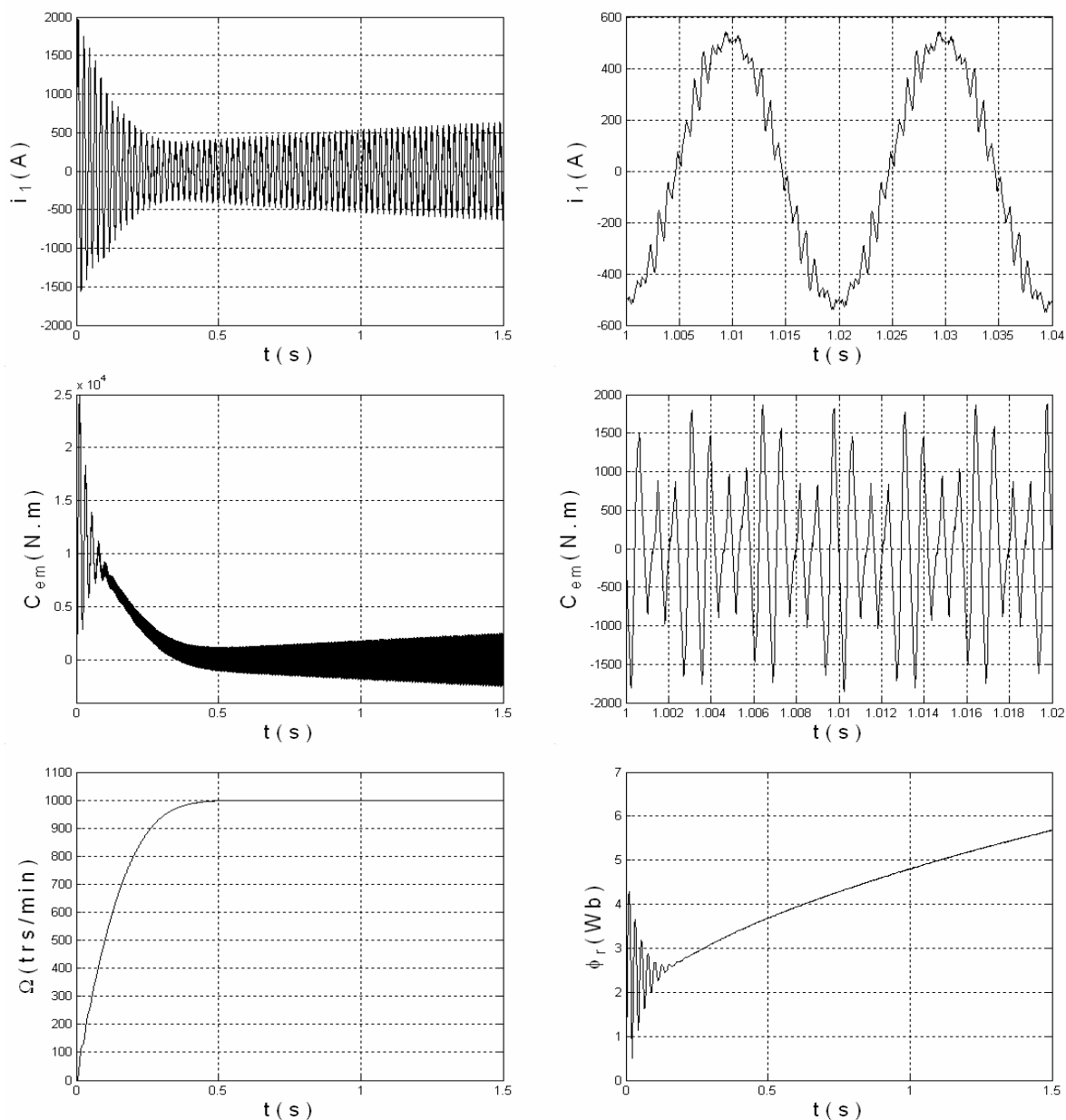


Figure.I.17- Les performances de la machine asynchrone

On remarque pour cette cascade que le courant du réseau suit bien sa référence en gardant un facteur de puissance unitaire côté réseau (Figure.I.14). La figure.I.15 montre l’instabilité de la tension redressée du redresseur à deux niveaux U_{red} , et par suite, l’instabilité des tensions d’entrée de l’onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes U_{c_1} , U_{c_2} , U_{c_3} et U_{c_4} (Figure.I.16). Ces tensions sont croissantes et pratiquement égales par paire ($U_{c_1} \cong U_{c_4}$, $U_{c_2} \cong U_{c_3}$).

La figure.I.17 montre les performances de la machine asynchrone. Le courant absorbé par la machine a une forme presque sinusoïdale, mais son amplitude est croissante. Le couple électromagnétique a une fréquence six fois celle de la tension de sortie de l'onduleur, il oscille autour de zéro tout en augmentant en fonction du temps. La vitesse atteint son régime permanent au bout de 0,5 s. Le flux rotorique est croissant.

I.4.2- Cascade d'un redresseur de courant à trois niveaux - onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes - machine asynchrone :

Cette cascade est représentée par la figure.I.18. Elle est constituée d'un redresseur de courant à trois niveaux alimenté par un réseau triphasé équilibré, un onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes alimentant une machine asynchrone, et un filtre capacitif intermédiaire.

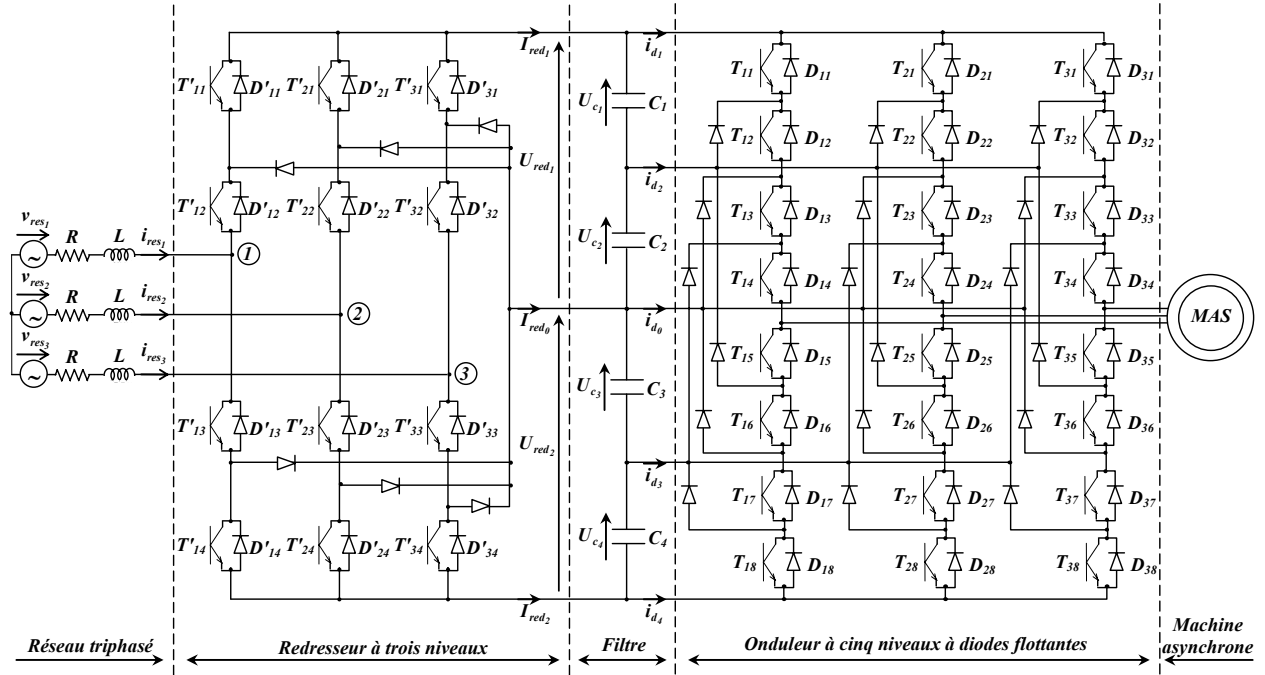


Figure.I.18- Cascade d'un redresseur de courant à trois niveaux – onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes - machine asynchrone

a- Modélisation du redresseur de courant à trois niveaux :

La commande complémentaire associée à un bras k de ce redresseur est donnée par :

$$\begin{cases} F'_{k3} = 1 - F'_{k1} \\ F'_{k4} = 1 - F'_{k2} \end{cases}, (k=1,2,3) \quad (\text{I.47})$$

Pour le redresseur de courant à trois niveaux, on définit, en plus, les fonctions de connexion des demi-bras comme suit :

$$\begin{cases} F^b_{k1} = F'_{k1} F'_{k2} \\ F^b_{k0} = F'_{k3} F'_{k4} \end{cases}, (k=1,2,3) \quad (\text{I.48})$$

Les différentes tensions simples s'expriment au moyen des fonctions de connexion des demi-bras par le système suivant :

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} F^b_{11} \\ F^b_{21} \\ F^b_{31} \end{bmatrix} U_{red_1} - \begin{bmatrix} F^b_{10} \\ F^b_{20} \\ F^b_{30} \end{bmatrix} U_{red_2} \right\} \quad (\text{I.49})$$

Les différentes tensions composées sont données également par :

$$\begin{bmatrix} u_{12} \\ u_{23} \\ u_{31} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{red_1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_{red_2} \right\} \quad (I.50)$$

Les courants de sortie du redresseur peuvent s'écrire en fonction des fonctions de connexion des demi-bras et des courants d'entrée comme suit :

$$\begin{cases} I_{red_1} = F_{11}^b i_{res_1} + F_{21}^b i_{res_2} + F_{31}^b i_{res_3} \\ I_{red_2} = F_{10}^b i_{res_1} + F_{20}^b i_{res_2} + F_{30}^b i_{res_3} \\ I_{red_0} = -(I_{red_1} + I_{red_2}) \end{cases} \quad (I.51)$$

b- Stratégie de commande du redresseur de courant à trois niveaux :

Comme pour le redresseur de courant à deux niveaux, plusieurs stratégies de commande peuvent être appliquées pour le redresseur de courant à trois niveaux. Afin d'avoir un courant le plus sinusoïdal possible avec un facteur de puissance unitaire, on utilise la commande par hystérésis en courant dont l'algorithme est le suivant :

$$\begin{cases} Si : (\varepsilon_k \geq \Delta i \text{ et } \varepsilon_k \leq 2 \Delta i) \text{ ou } (\varepsilon_k \leq -\Delta i \text{ et } \varepsilon_k \geq -2 \Delta i), \text{ alors : } F'_{k1} = 0, F'_{k2} = 1 \\ Si : \varepsilon_k > 2 \Delta i, \text{ alors : } F'_{k1} = 0, F'_{k2} = 0 \\ Si : \varepsilon_k < -2 \Delta i, \text{ alors : } F'_{k1} = 1, F'_{k2} = 1 \\ Sinon : \text{ la commande des interrupteurs reste inchangée} \end{cases} \quad (I.52)$$

où :

- Δi , ε_k et les courants de référence sont définis comme pour le cas d'un redresseur de courant à deux niveaux.
- le courant efficace I_e des courants de référence est calculé de la même manière que pour le cas d'un redresseur de courant à deux niveaux.

c- Modélisation du filtre intermédiaire :

Dans ce cas, le modèle du filtre intermédiaire est défini par le système suivant :

$$\begin{cases} i_{c_1} = C_1 \frac{dU_{C_1}}{dt} = I_{red_1} - i_{d_1} \\ i_{c_2} = C_2 \frac{dU_{C_2}}{dt} = I_{red_1} - i_{d_1} - i_{d_2} \\ i_{c_3} = C_3 \frac{dU_{C_3}}{dt} = -I_{red_2} + i_{d_3} + i_{d_4} \\ i_{c_4} = C_4 \frac{dU_{C_4}}{dt} = -I_{red_2} + i_{d_4} \end{cases} \quad (I.53)$$

d- Résultats de simulation :

Le réseau triphasé a une tension efficace de 800 V et une fréquence de 50 HZ . Le redresseur à trois niveaux est commandé par hystérésis en courant ($I_e = 280\text{ A}$, $\Delta i = 1\text{ A}$). Les paramètres du filtre capacitif intermédiaire sont : $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = C = 500\text{ mF}$. L'onduleur à cinq niveaux est commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses ($m = 6$, $r = 0,8$). La machine asynchrone est à vide ($C_r = 0$).

On constate que le courant du réseau est en phase avec sa tension et il suit bien sa référence (Figure.I.19). Les tensions redressées du redresseur à trois niveaux U_{red_1} et U_{red_2} sont croissantes et instables (Figure.I.20). La figure.I.21 montre clairement l'instabilité des tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes. Ces tensions sont croissantes et pratiquement égales par paire ($U_{c_1} \cong U_{c_4}$, $U_{c_2} \cong U_{c_3}$).

La figure.I.22 montre les performances de la machine asynchrone. Le courant absorbé par la machine a une forme pratiquement sinusoïdale, avec une amplitude croissante. Le couple électromagnétique a une fréquence six fois celle de la tension de sortie de l'onduleur, il oscille autour du couple résistant tout en augmentant en fonction du temps. La vitesse atteint son régime permanent au bout de $0,5\text{ s}$. Le flux rotorique est croissant.

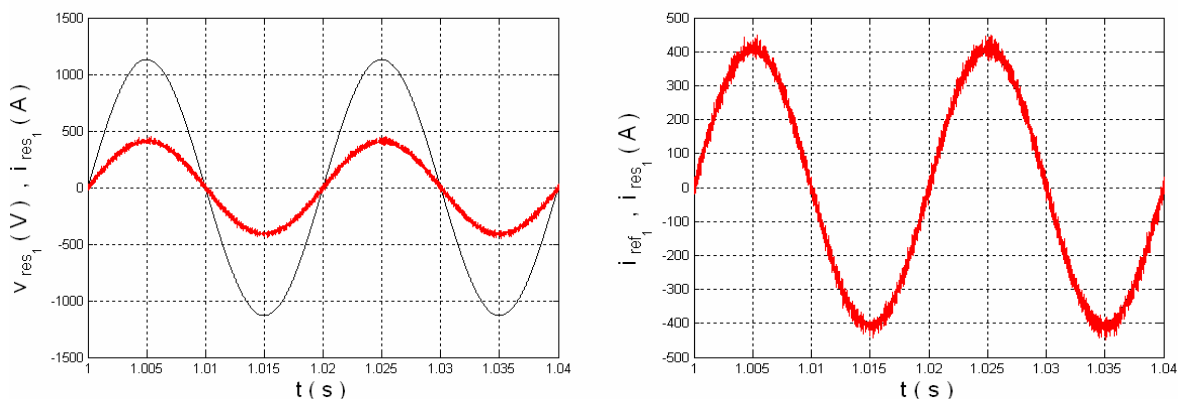


Figure.I.19- Le courant de référence, la tension et le courant du réseau

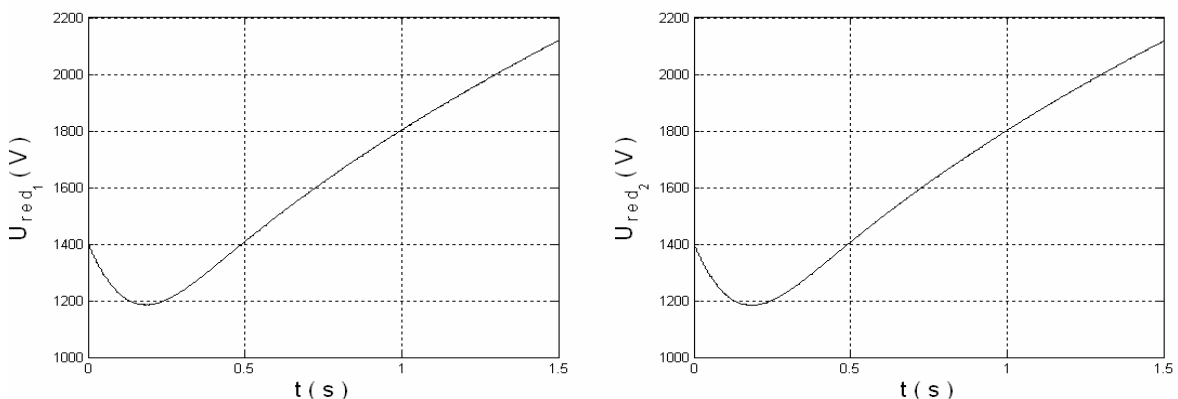


Figure.I.20- La tension de sortie du redresseur

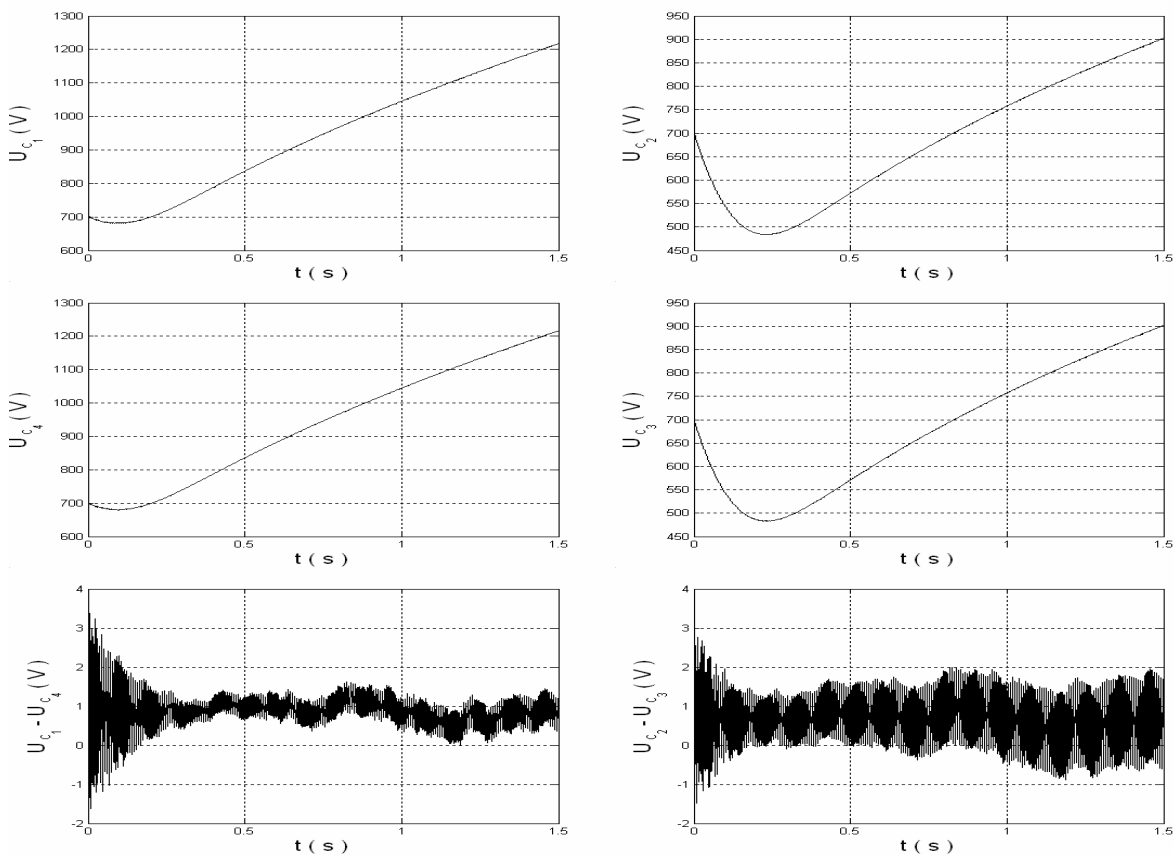


Figure.I.21- Les tensions d'entrée de l'onduleur

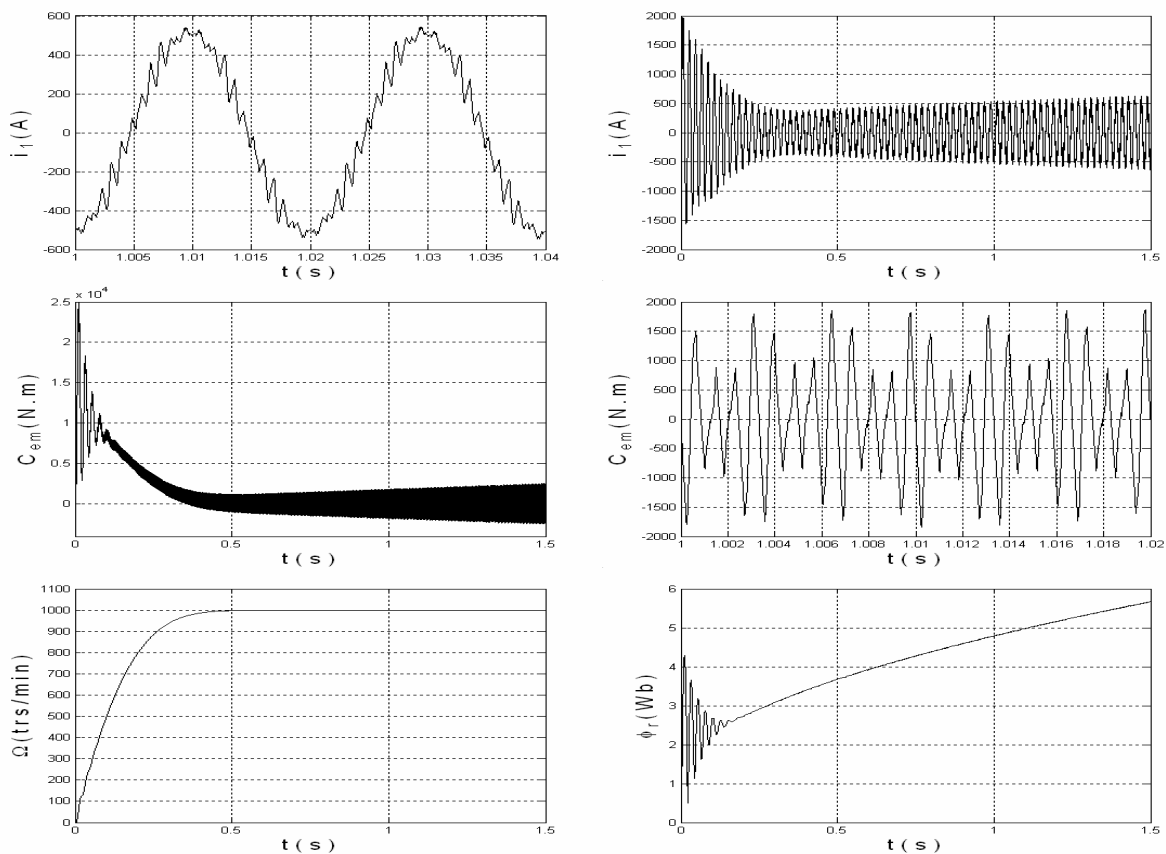


Figure.I.22- Les performances de la machine asynchrone

I.4.3- Cascade d'un redresseur de courant à cinq niveaux - onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes - machine asynchrone :

L'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes est réversible par sa structure. Il peut fonctionner en onduleur en transférant de l'énergie de la source de tension continue à la source de courant alternatif, ou bien fonctionner en redresseur et assurer alors le transfert énergétique dans le sens inverse.

En adoptant la convention générateur pour la source de courant alternatif et la convention récepteur pour la source de tension continue, le modèle élaboré ainsi que les stratégies de commande présentées précédemment pour l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes sont valables pour le redresseur de courant à cinq niveaux à diodes flottantes.

Afin d'avoir un courant le plus sinusoïdal possible avec un facteur de puissance unitaire, on s'intéresse à la commande par hystérésis en courant dont l'algorithme est le suivant :

$$\begin{cases}
 Si : \varepsilon_k > 2\Delta i, \text{ alors : } F_{k1} = 0, F_{k2} = 0, F_{k3} = 0, F_{k4} = 0 \\
 Si : \Delta i < \varepsilon_k < 2\Delta i, \text{ alors : } F_{k1} = 0, F_{k2} = 0, F_{k3} = 0, F_{k4} = 1 \\
 Si : -2\Delta i < \varepsilon_k < -\Delta i, \text{ alors : } F_{k1} = 0, F_{k2} = 1, F_{k3} = 1, F_{k4} = 1, (k=1,2,3) \\
 Si : \varepsilon_k < -2\Delta i, \text{ alors : } F_{k1} = 1, F_{k2} = 1, F_{k3} = 1, F_{k4} = 1 \\
 Sinon : \text{ la commande des semi-conducteurs reste inchangée}
 \end{cases} \tag{I.54}$$

où :

- Δi , ε_k et les courants de référence sont définis comme pour le cas d'un redresseur de courant à deux niveaux.
- le courant efficace I_e des courants de référence est calculé de la même manière que pour le cas d'un redresseur de courant à deux niveaux.

La cascade utilisant le redresseur à cinq niveaux est représentée par la figure.I.23.

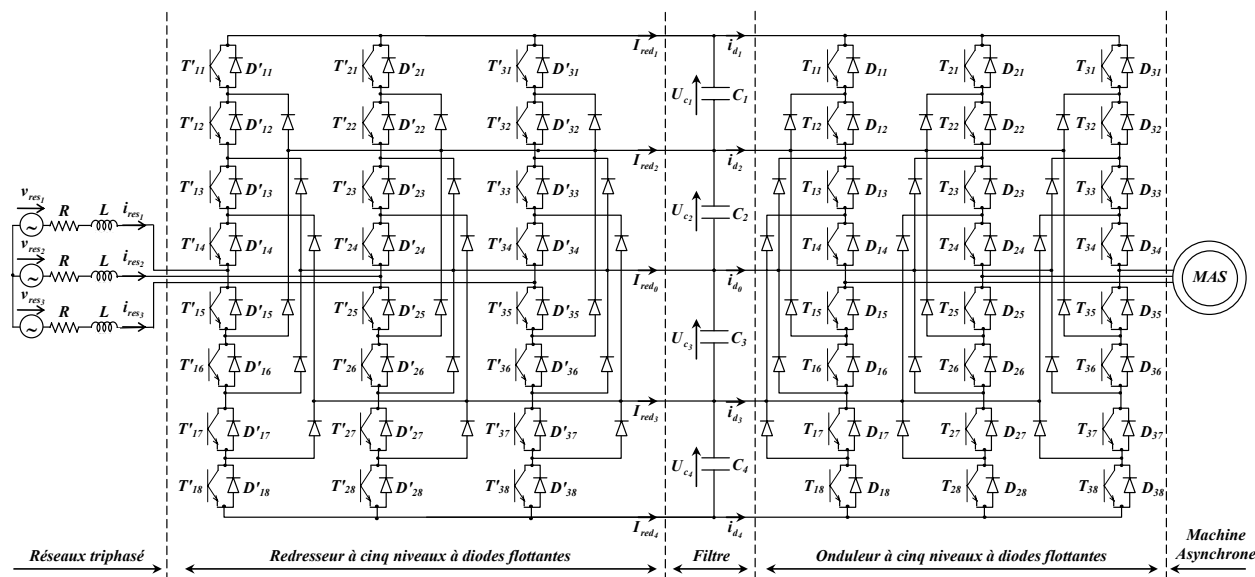


Figure.I.23- Cascade d'un redresseur de courant à cinq niveaux – onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes - machine asynchrone

a- Modélisation du filtre intermédiaire :

Dans ce cas, le modèle du filtre intermédiaire est défini par le système suivant :

$$\begin{cases} i_{c_1} = C_1 \frac{dU_{C_1}}{dt} = I_{red_1} - i_{d_1} \\ i_{c_2} = C_2 \frac{dU_{C_2}}{dt} = I_{red_1} + I_{red_2} - i_{d_1} - i_{d_2} \\ i_{c_3} = C_3 \frac{dU_{C_3}}{dt} = -I_{red_3} - I_{red_4} + i_{d_3} + i_{d_4} \\ i_{c_4} = C_4 \frac{dU_{C_4}}{dt} = -I_{red_4} + i_{d_4} \end{cases} \quad (I.55)$$

b- Résultats de simulation :

Le réseau triphasé a une tension efficace de 800 V et une fréquence de 50 Hz . Le redresseur à cinq niveaux est commandé par hystérésis en courant ($I_e = 280\text{ A}$, $\Delta i = 1\text{ A}$). Les paramètres du filtre capacitif intermédiaire sont : $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = C = 500\text{ mF}$. L'onduleur à cinq niveaux est commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses ($m = 6$, $r = 0,8$). La machine asynchrone est à vide ($C_r = 0$).

Les résultats obtenus montrent que le courant du réseau suit bien sa référence tout en restant en phase avec sa tension correspondante (Figure.I.24). La figure.I.25 montre l'instabilité des tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes. Ces tensions sont croissantes et pratiquement égales par paire ($U_{c_1} \cong U_{c_4}$, $U_{c_2} \cong U_{c_3}$).

La figure.I.26 montre les performances de la machine asynchrone. Le courant absorbé par la machine a une forme presque sinusoïdale, mais son amplitude est croissante. Le couple électromagnétique a une fréquence six fois celle de la tension de sortie de l'onduleur, il oscille autour de zéro tout en augmentant en fonction du temps. La vitesse atteint son régime permanent au bout de $0,5\text{ s}$. Le flux rotorique est croissant.

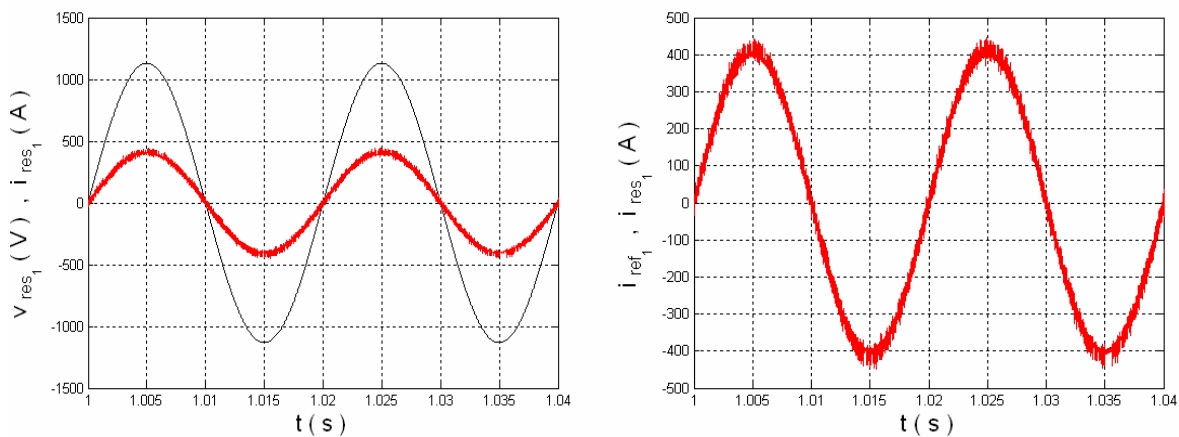


Figure.I.24- Le courant de référence, la tension et le courant du réseau

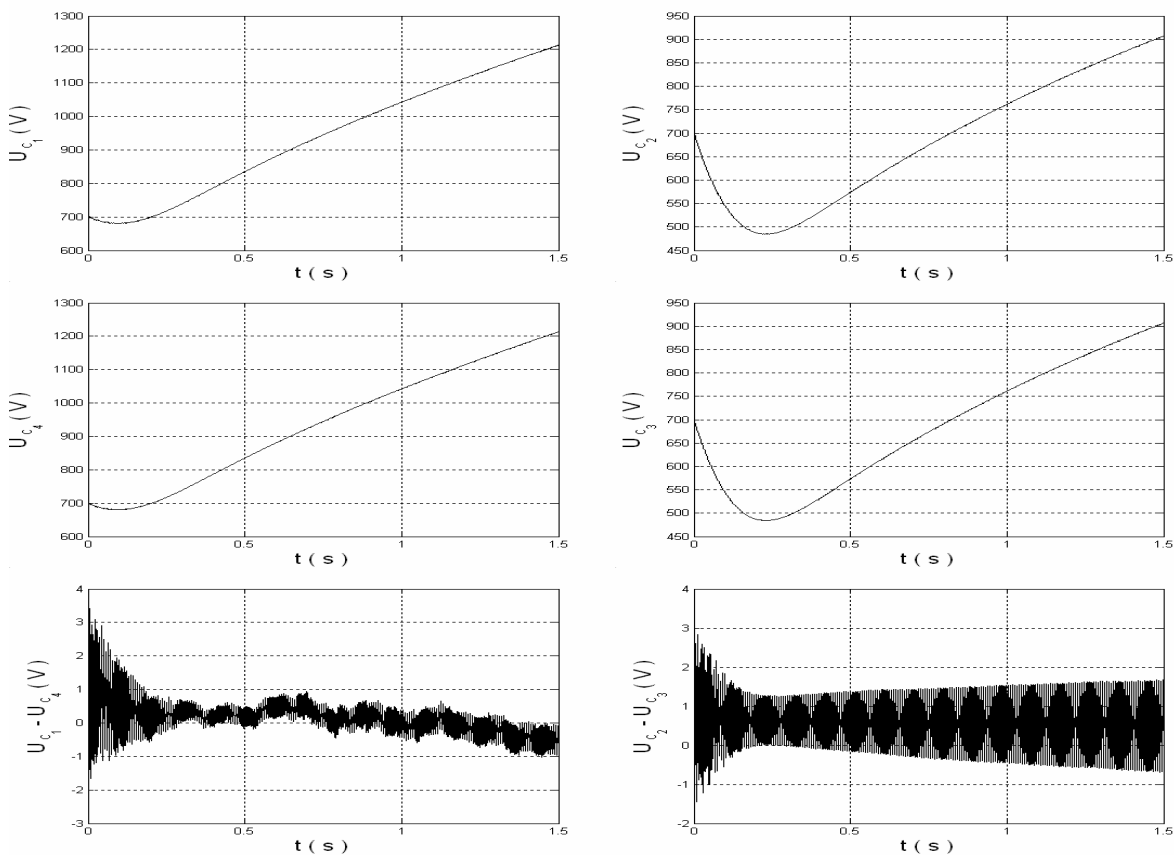


Figure.I.25- Les tensions d'entrée de l'onduleur

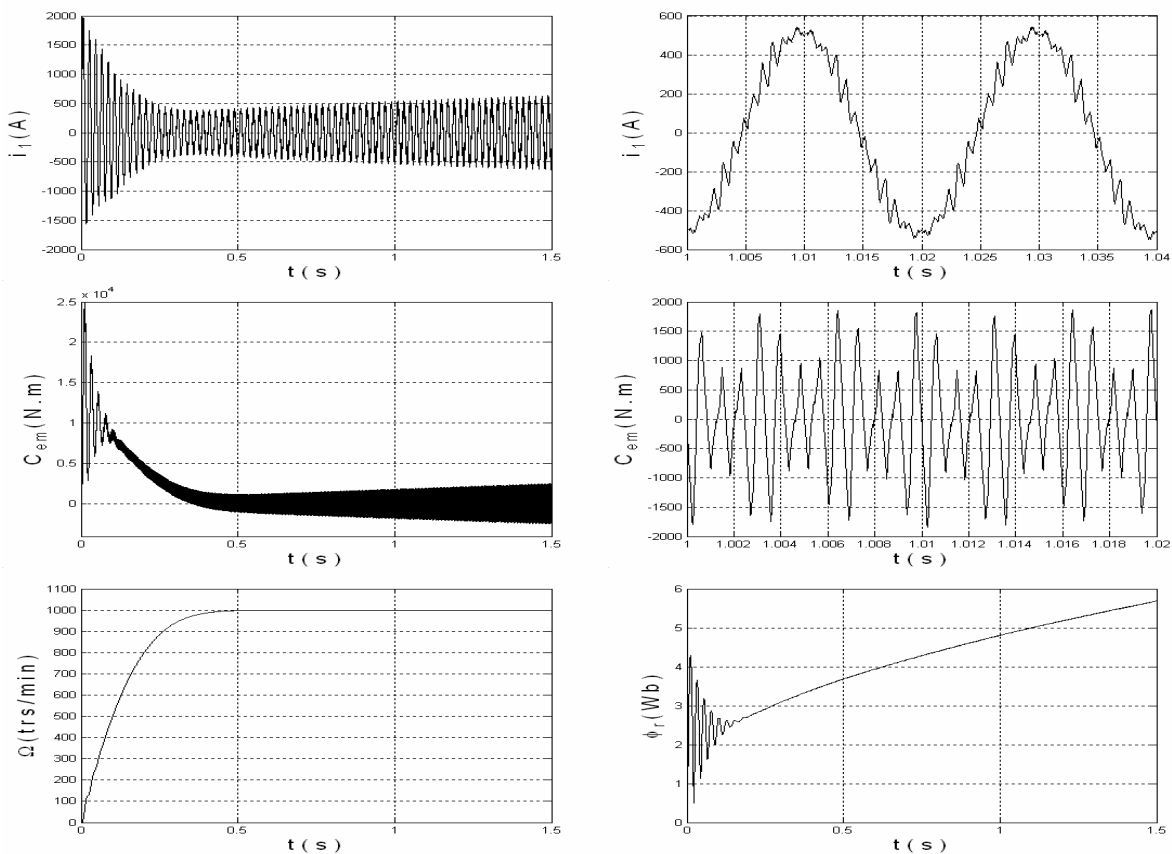


Figure.I.26- Les performances de la machine asynchrone

CONCLUSION :

Dans ce chapitre, on a présenté le modèle de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes. L'utilisation des fonctions de connexion des demi-bras de l'onduleur, nous a permis d'avoir l'analogie entre les tensions de sortie de l'onduleur à cinq niveaux et celles de l'onduleur à deux niveaux. On a montré également que l'onduleur triphasé à cinq niveaux est la mise en série de quatre onduleurs à deux niveaux et donc de deux onduleurs à trois niveaux.

La commande de l'onduleur à cinq niveaux, soit par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses, soit par la modulation vectorielle, nous a permis de contrôler le contenu harmonique de la tension de sortie en repoussant les harmoniques d'ordre inférieur vers les fréquences les plus élevées. De ce fait, le filtrage de la tension devient plus facile et moins coûteux.

On a essayé aussi de générer les tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes à partir d'un réseau alternatif en utilisant un redresseur de courant à deux, à trois ou à cinq niveaux. Pour cela, on a étudié trois changeurs de fréquence.

On a montré pour chaque changeur de fréquence l'instabilité des tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes U_{c_1} , U_{c_2} , U_{c_3} et U_{c_4} et par conséquence l'instabilité des tensions de sortie de cet onduleur. Ces tensions sont croissantes et pratiquement égales par paire ($U_{c_1} \cong U_{c_4}$, $U_{c_2} \cong U_{c_3}$).

Chapitre II

Asservissement non linéaire des sources de tension d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes

INTRODUCTION :

Au 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 à cinq niveaux à diodes flottantes. Pour résoudre ce problème, on peut effectuer un réglage linéaire utilisant des régulateurs classiques (PI, IP ...). Ces régulateurs sont caractérisés par leur simplicité et leur facilité de réglage et d'implémentation [Bühler.87].

Cependant, comme certaines paramètres du système varient considérablement et que la charge est souvent inconnue, le réglage classique s'est révélé insuffisant à cause de certains retards dû aux petites constantes de temps du circuit de commande, et le recours aux commandes robuste s'avère parfois nécessaire [Bühler.87] [Boujemaa.91]. Les méthodes de réglage non linéaire s'adaptent mieux au comportement particulier des organes de commande [Slotine.91].

Dans ce chapitre, on s'intéressera en premier lieu, aux systèmes de réglage à structure variable fonctionnant en mode de glissement. Ils provoquent directement la commutation périodique des organes de commande sans introduire des petites constantes de temps. Le phénomène transitoire s'établit alors par glissement le long d'une trajectoire imposée par une loi de commutation [Ahmed.03-1] [Ahmed.03-2]. En deuxième lieu, on effectuera l'étude d'une procédure de commande utilisant les bases de la théorie de Lyapunov [Slotine.91]. Cette théorie, basée sur les fonctions positives, nous permettra d'effectuer la synthèse de la boucle de régulation qui sera construite afin d'assurer la stabilité du système en boucle fermé.

II.1- Modélisation de la boucle de tension :

La boucle de tension impose la valeur efficace des courants de référence du réseau correspondant à la puissance que doit échanger le réseau avec la charge continue. Pour modéliser cette boucle de tension, on utilise le principe de la conservation de la puissance instantanée avec l'hypothèse d'un redresseur sans pertes.

II.1.1- Cas d'un redresseur de courant à deux niveaux :

A partir de la figure.II.1, les puissances d'entrée P_e et de sortie P_s du redresseur s'expriment comme suit :

$$\begin{cases} P_e = \sum_{k=1}^3 v_k i_{res_k} = \sum_{k=1}^3 \left(v_{res_k} i_{res_k} - R i_{res_k}^2 - \frac{L}{2} \frac{di_{res_k}^2}{dt} \right) \\ P_s = U_{red} I_{red} = U_{red} (i_c + i_{ch}) \end{cases} \quad (II.1)$$

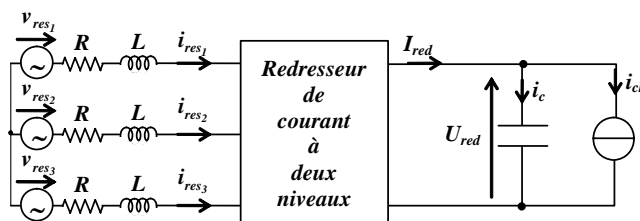


Figure.II.1- Le redresseur à deux niveaux avec sa charge

En négligeant la puissance dissipée par effet Joule dans les résistances du réseau, on aboutit à :

$$\sum_{k=1}^3 v_{res_k} i_{res_k} = \frac{L}{2} \sum_{k=1}^3 \frac{di_{res_k}^2}{dt} + U_{red} I_{red} \quad (\text{II.2})$$

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

$$3V_e I_e = U_{red} I_{red} \quad (\text{II.3})$$

avec :

$$\begin{cases} v_{res_k} = \sqrt{2} V_e \sin \left[\omega t - \frac{2\pi}{3}(k-1) \right] \\ i_{res_k} = \sqrt{2} I_e \sin \left[\omega t - \frac{2\pi}{3}(k-1) \right] \end{cases}, (k=1,2,3) \quad (\text{II.4})$$

Le modèle de la boucle de tension déduit de la relation (III.3) est présenté à la figure II.2.

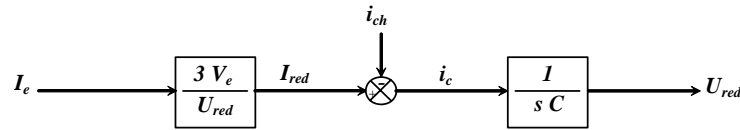


Figure.II.2- Modèle de la boucle de tension du redresseur à deux niveaux

II.1.2- Cas d'un redresseur de courant à trois niveaux :

A partir de la figure.II.3, les puissances d'entrée et de sortie du redresseur s'expriment comme suit :

$$\begin{cases} P_e = \sum_{k=1}^3 \left(v_{res_k} i_{res_k} - R i_{res_k}^2 - \frac{L}{2} \frac{di_{res_k}^2}{dt} \right) \\ P_s = U_{red_1} I_{red_1} - U_{red_2} I_{red_3} = U_{red_1} (i_{c_1} + i_{ch_1}) + U_{red_2} (i_{c_2} + i_{ch_2}) \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

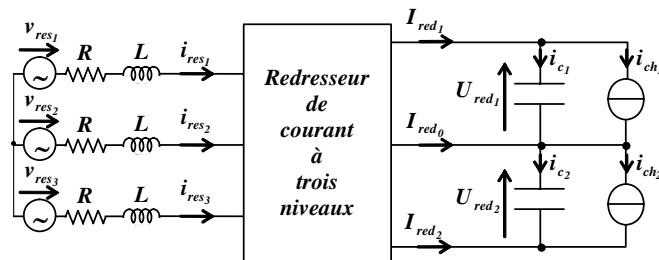


Figure.II.3- Le redresseur à trois niveaux avec sa charge

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

$$\begin{cases} i_c = \frac{i_{c_1} + i_{c_2}}{2} \\ i_{ch} = \frac{i_{ch_1} + i_{ch_2}}{2} \\ U_{red} = \frac{U_{red_1} + U_{red_2}}{2} \\ I_{red} = i_c + i_{ch} \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

En utilisant le principe de la conservation de la puissance instantanée et en négligeant les pertes Joule dans les résistances du réseau, la relation (II.5) nous donne :

$$\sum_{k=1}^3 v_{res_k} i_{res_k} = \frac{L}{2} \sum_{k=1}^3 \frac{di_{res_k}^2}{dt} + 2 U_{red} I_{red} \quad (\text{II.7})$$

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

$$3 V_e I_e = 2 U_{red} I_{red} \quad (\text{II.8})$$

De cette dernière relation, on peut en déduire le modèle de la boucle de tension du redresseur de courant à trois niveaux (Figure.II.4).

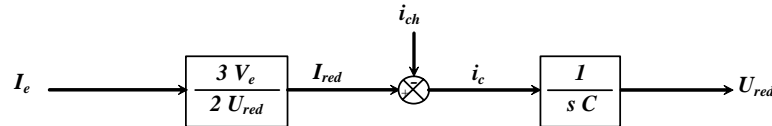


Figure.II.4- Modèle de la boucle de tension du redresseur à trois niveaux

II.1.3- Cas d'un redresseur de courant à cinq niveaux :

A partir de la figure.II.5, les puissances d'entrée et de sortie du redresseur s'expriment comme suit :

$$\begin{cases} P_e = \sum_{k=1}^3 \left(v_{res_k} i_{res_k} - R i_{res_k}^2 - \frac{L}{2} \frac{di_{res_k}^2}{dt} \right) \\ P_s = U_{red_1} I_{red_1} + U_{red_2} I_{red_2} + U_{red_3} I_{red_3} + U_{red_4} I_{red_4} + U_{red_5} I_{red_5} \\ \quad = U_{red_1} (i_{c_1} + i_{ch_1}) + U_{red_2} (i_{c_2} + i_{ch_2}) + U_{red_3} (i_{c_3} + i_{ch_3}) + U_{red_4} (i_{c_4} + i_{ch_4}) \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

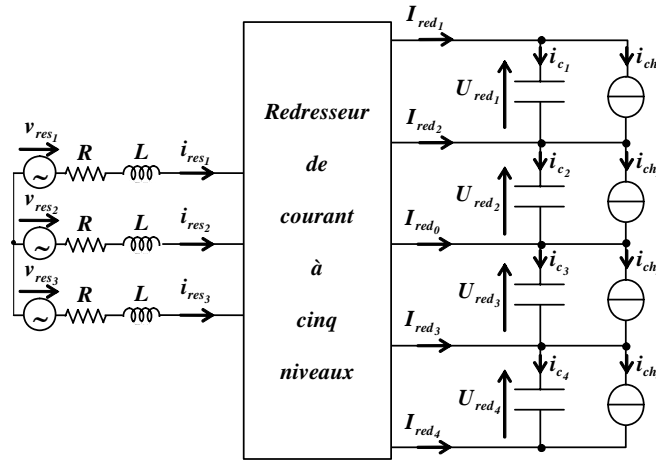


Figure.II.5- Le redresseur à cinq niveaux avec sa charge

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

$$\begin{cases} i_c = \frac{i_{c_1} + i_{c_2} + i_{c_3} + i_{c_4}}{4} \\ i_{ch} = \frac{i_{ch_1} + i_{ch_2} + i_{ch_3} + i_{ch_4}}{4} \\ U_{red} = \frac{U_{red_1} + U_{red_2} + U_{red_3} + U_{red_4}}{4} \\ I_{red} = i_c + i_{ch} \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

La relation (II.9) permet alors d'écrire :

$$\sum_{k=1}^3 v_{res_k} i_{res_k} = \frac{L}{2} \sum_{k=1}^3 \frac{di_{res_k}^2}{dt} + 4 U_{red} I_{red} \quad (\text{II.11})$$

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

$$3 V_e I_e = 4 U_{red} I_{red} \quad (\text{II.12})$$

De cette dernière relation, on peut en déduire le modèle de la boucle de tension du redresseur de courant à cinq niveaux (Figure.II.6).

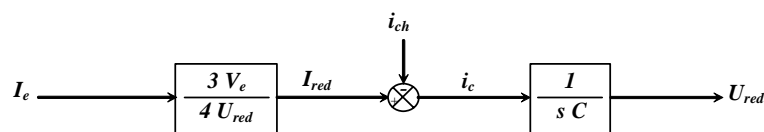


Figure.II.6- Modèle de la boucle de tension du redresseur à cinq niveaux

II.2- Réglage non linéaire par mode de glissement :

II.2.1- Définition :

Le réglage par mode de glissement est une technique qui consiste à amener la trajectoire d'état d'un système vers une surface désirée (*surface de glissement*) et de faire commuter à l'aide d'une logique de commutation appropriée autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre [Bühler.87].

C'est une approche particulière de la conception des systèmes à structures variables développée il y a longtemps. La principale différence de cette technique par rapport aux contrôleurs classiques est la grande fréquence de commutation du système.

II.2.2- Systèmes de réglage à structure variable :

Dans les systèmes de réglage à structure variable, on peut distinguer deux configurations de base différentes [Bühler.87] :

a- Configuration avec changement de la structure par commutation de retour d'état :

Dans cette configuration (Figure.II.7), le système à régler possède une grandeur de commande u et une grandeur de sortie y . Son comportement dynamique est décrit par un vecteur d'état x . Ce dernier est mis en contre-réaction, soit par le vecteur $-k_1(x)$, soit par le vecteur $-k_2(x)$, selon la position d'un commutateur. Le choix de la contre-réaction d'état se fait à l'aide de la loi de commutation $S(x)$ comme suit :

$$u = \begin{cases} -k_1(x) & \text{si } S(x) > 0 \\ -k_2(x) & \text{si } S(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

La commutation se fait à fréquence très élevée, le système travaille alors en *mode de glissement*. Le comportement dynamique du système est alors déterminé par la condition :

$$S(x) = 0 \quad (\text{II.14})$$

L'organe de commande reçoit, dans ce cas, une tension de commande u qui commute entre deux *valeurs variables* u_{cm_1} et u_{cm_2} , ce qui peut provoquer de fortes sollicitations de cet organe de commande. Cet inconvénient limite très souvent l'utilisation pratique de cette configuration.

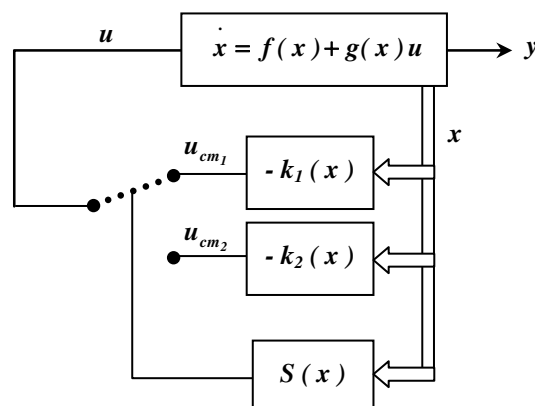


Figure.II.7- Configuration avec changement de structure par commutation de retour d'état

b- Configuration avec changement de la structure par commutation d'interrupteur :

Dans cette configuration (Figure.II.8), l'organe de commande doit être conçu de manière à ce que la grandeur de commande ne prenne que les deux *valeurs constantes* U_{max} et U_{min} . La commutation entre ces deux valeurs est imposée par la loi de commutation suivante :

$$u = \begin{cases} U_{max} & \text{si } S(x) > 0 \\ U_{min} & \text{si } S(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

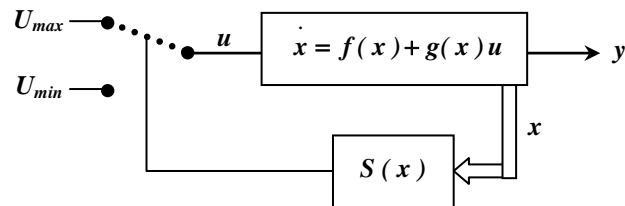


Figure.II.8- Configuration avec changement de structure par commutation d'interrupteur

Dans ce cas aussi, il est possible que la commutation ait lieu à une fréquence très élevée de sorte que le système de réglage travaille en *mode de glissement*.

II.2.3- Conception de la commande par mode de glissement :

La conception de la loi de commande peut être résumée en trois étapes [Bühler.87] :

a- Première étape : Choix de la surface de glissement :

Ce choix concerne le nombre nécessaire, ainsi que la forme des surfaces de glissement, en fonction de l'application et de l'objectif visé.

En général, pour un système défini par l'équation d'état (II.16), et pour un vecteur u de dimension m , il faut choisir m surfaces de glissement. C'est-à-dire que le nombre de surfaces est égal au nombre d'entrée que possède le système.

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u, \quad x \in \mathfrak{R}^n \text{ et } u \in \mathfrak{R}^m \quad (\text{II.16})$$

Pour ce qui est de la forme de la surface, [Slotine] nous propose une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable d'état x vers sa valeur de consigne $x_{réf}$:

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda \right)^{r-1} e(x) \quad (\text{II.17})$$

avec :

➤ $e(x)$ est l'écart entre la variable à réguler et sa référence :

$$e(x) = x_{réf} - x \quad (\text{II.18})$$

- λ est une constante positive interprétant la bande passante du contrôle désiré
- r est le degré relatif, égal au nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaître la commande

Pour $r = 1$: $S(x) = e(x)$

Pour $r = 2$: $S(x) = \lambda e(x) + \dot{e}(x)$

Pour $r = 3$: $S(x) = \lambda^2 e(x) + 2\lambda \dot{e}(x) + \ddot{e}(x)$

$S(x) = 0$ est une équation différentielle linéaire autonome dont la réponse $e(x)$ tend vers 0 pour un choix correct du gain λ . En d'autre terme, la difficulté revient à un problème de poursuite de trajectoire dont l'objectif est de garder $S(x)$ à 0.

b- Deuxième étape : Conditions d'existence et d'attractivité :

Comme on l'a vu au paragraphe II.2.2, il existe le mode de glissement lorsque les commutations ont lieu continûment entre U_{max} et U_{min} . En mode de glissement idéal (fréquence de commutation infinie de la commande u), la trajectoire d'état atteint la surface de glissement pour ensuite évoluer exactement sur celle-ci jusqu'au point d'équilibre.

La trajectoire de l'état du système soumis à la logique de commutation (II.15) est définie partout sauf sur la surface S . Plusieurs définitions ont été proposées pour pouvoir déterminer la dynamique du système en régime glissant (lorsque $S(x) = 0$). Dans notre étude, on présentera la méthode d'Utkin utilisant la notion de la commande équivalente. Dans cette technique, on essaye de donner une moyenne de la commande pour pouvoir définir la réponse du système sur la surface.

La commande équivalente est définie par :

- $S = 0$, ce qui implique que le système est sur la surface de glissement
- $\frac{dS}{dt} = 0$, ce qui implique que le système ne s'éloigne pas de celle-ci

Soit le système non linéaire suivant :

$$\frac{dx}{dt} = f(x) + g(x)u \quad (\text{II.19})$$

La condition $\frac{dS}{dt} = 0$ devient :

$$\frac{dS}{dt} = \frac{dS}{dx} \frac{dx}{dt} = \langle dS, f(x) + g(x)u \rangle = \langle dS, f(x) \rangle + \langle dS, g(x) \rangle u = 0 \quad (\text{II.20})$$

où :

$\langle dS, f \rangle$ est le produit scalaire

Si : $\langle dS, g \rangle \neq 0$, alors :

$$u_{\acute{e}q} = - \frac{\langle dS, f(x) \rangle}{\langle dS, g(x) \rangle} \quad (\text{II.21})$$

La dynamique du mode glissant sur la surface de glissement est donnée par :

$$\frac{dx}{dt} = f(x) + g(x)u_{\acute{e}q} = f(x) - g(x) \frac{\langle dS, f(x) \rangle}{\langle dS, g(x) \rangle} \quad (\text{II.22})$$

On peut interpréter la grandeur de commande équivalente comme la valeur moyenne que prend la grandeur de commande lors de la commutation rapide entre U_{max} et U_{min} , comme représenté sur la figure.II.9.

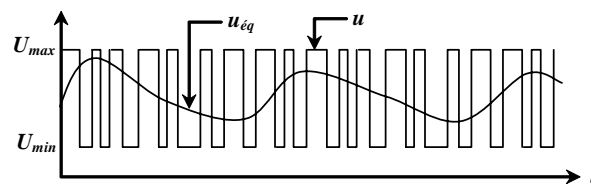


Figure.II.9- La commande réelle u et la commande équivalente $U_{\acute{e}q}$

Cette interprétation permet immédiatement de formuler une *condition pour l'existence* du mode de glissement. Pour avoir le régime glissant il faut satisfaire la condition suivante :

$$U_{min} < u_{\acute{e}q} < U_{max} \quad (\text{II.23})$$

La trajectoire d'évolution du système doit tendre vers $S=0$, donc le système doit être soumis à l'attraction de cette surface. Ceci se fera par la *commande attractive* qui est déterminée par la *condition d'attractivité* suivante :

$$S(x) \dot{S}(x) < 0 \quad (\text{II.24})$$

c- Troisième étape : Détermination de la loi de commande :

la commande nécessaire pour amener la variable à contrôler vers la surface choisie en respectant les conditions d'existence et d'attractivité est déterminée en fonction de la commande équivalente $u_{\acute{e}q}$ et la commande attractive u_a :

$$u = u_{\acute{e}q} + u_a \quad (\text{II.25})$$

On a vu que la commande équivalente $u_{\acute{e}q}$ est une fonction continue qui assure la convergence de la trajectoire vers le point d'équilibre. Elle prend la valeur définie par la relation (II.21).

La commande attractive u_a est déterminée pour garantir la condition d'attractivité (II.24). Cette grandeur de commande détermine alors le comportement dynamique du système durant le mode de convergence de la trajectoire vers la surface de glissement. Elle est nulle lorsque le mode de glissement est atteint ($S(x) = 0$). Pour déterminer la valeur que doit prendre cette commande attractive, on remplace dans l'équation d'état (II.15) la variable u par son expression (II.25), et on détermine la valeur de u_a qui satisfait la condition d'attractivité (II.24).

II.2.4- Application à la cascade d'un redresseur de courant à deux niveaux - onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes - machine asynchrone :

a- Détermination de la commande :

A partir des équations (I.44) modélisant le filtre intermédiaire entre le redresseur et l'onduleur :

$$\dot{U}_{red} = \frac{4 I_{red} - i_{ch}}{C} \quad (II.26)$$

où :

$$i_{ch} = \frac{2 i_{d_1} + i_{d_2} - i_{d_3} - 2 i_{d_4}}{4} \quad (II.27)$$

En combinant les relations (II.3) et (II.25), on trouve :

$$I_e = \frac{U_{red}}{3 V_e} \left(\frac{C \dot{U}_{red}}{4} + i_{ch} \right) \quad (II.28)$$

Cette expression montre bien la non linéarité du système à régler, ce qui justifie l'utilisation d'un réglage non linéaire tel que le réglage par mode de glissement.

La grandeur à réguler est la tension de sortie du redresseur à deux niveaux U_{red} . Pour cela, on choisit la surface de glissement comme suit :

$$S = U_{red_{réf}} - U_{red} \quad (II.29)$$

Sa dérivée est :

$$\dot{S} = -\dot{U}_{red} \quad (II.30)$$

La condition $S \dot{S} < 0$ assure l'attractivité de la trajectoire vers la surface de glissement. Pour ce faire, il suffit de choisir :

$$\dot{S} = -k_1 \text{sign}(S) - k_2 S \quad (II.31)$$

avec :

k_1 et k_2 sont des constantes positives

Il en résulte :

$$I_e = \frac{U_{red}}{3 V_e} \left\{ C [k_1 \text{sign}(S) + k_2 S] + i_{ch} \right\} = I_{e_a} + I_{e_{éq}} \quad (II.32)$$

On constate que la commande est constituée d' :

➤ une partie attractive I_{e_a} dépendante de la surface et qui assure la convergence de la trajectoire vers cette dernière et s'annule quand celle-ci est atteinte :

$$I_{e_a} = \frac{U_{red}}{3V_e} C [k_1 \text{sign}(S) + k_2 S] \quad (\text{II.33})$$

➤ une partie équivalente $I_{e_{eq}}$ s'activant sur la surface et qui permet la convergence vers le point d'équilibre sur cette surface.

$$I_{e_{eq}} = \frac{U_{red}}{3V_e} i_{ch} \quad (\text{II.34})$$

L'algorithme d'asservissement du redresseur à deux niveaux permet d'asservir sa tension de sortie U_{red} . Son principe général est donné par la figure.II.10. Cet algorithme sera appliqué pour toutes les cascades.

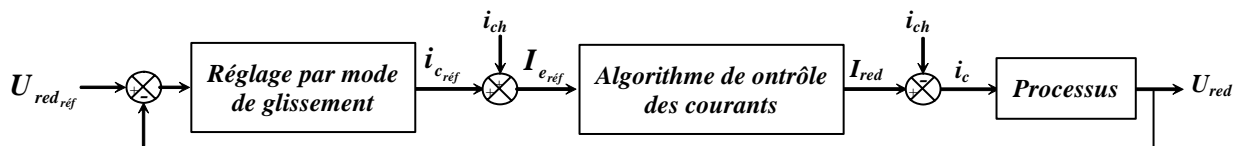


Figure.II.10– Schéma bloc de l'asservissement de la tension redressée du redresseur à deux niveaux

b- Résultats de simulation :

On veut asservir la tension de sortie du redresseur. Pour cela, la tension de référence est imposée à 2800 V. Le redresseur à deux niveaux est commandé par hystérésis en courant où, la valeur efficace des courants de référence est imposée par la boucle de réglage par mode de glissement et $\Delta i = 1A$. Les paramètres du filtre capacitif intermédiaire sont : $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = C = 500 \text{ mF}$. L'onduleur à cinq niveaux est commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses ($m = 6$, $r = 0,8$). La machine asynchrone est à vide.

On peut remarquer que le courant du réseau est pollué et il est en phase avec sa tension (Figure.II.11). La tension de sortie du redresseur suit bien sa référence (Figure.II.12), mais les tensions d'entrée de l'onduleur restent toujours instables et pratiquement égales par paire (Figure.II.13). L'application d'un couple de charge de 1000 N.m n'influe pas sur l'asservissement de la tension de sortie du redresseur (Figure.II.15). La figure.II.15 montre aussi que la tension de sortie du redresseur suit bien sa référence lors d'un changement de consigne de 2800 V à 2500 V.

N.B : Pour une bonne présentation des simulations dans ce chapitre, la tension du réseau est multipliée par un facteur de réduction égal à 0,2.

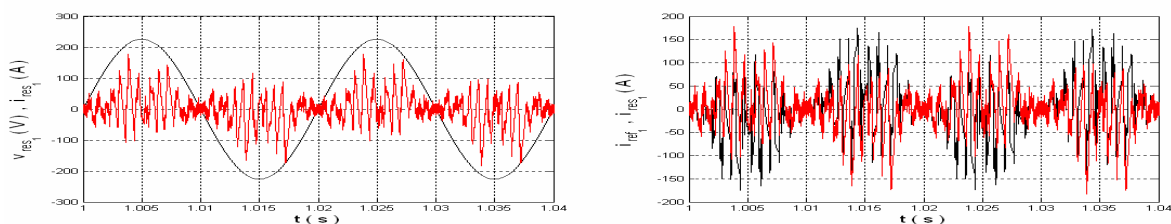


Figure.II.11- Le courant de référence, la tension et le courant du réseau

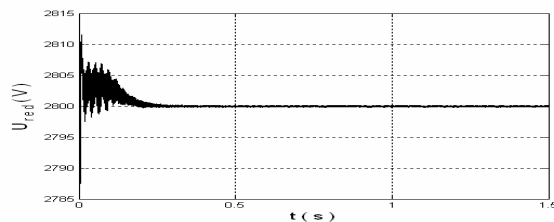


Figure.II.12- La tension de sortie du redresseur à deux niveaux

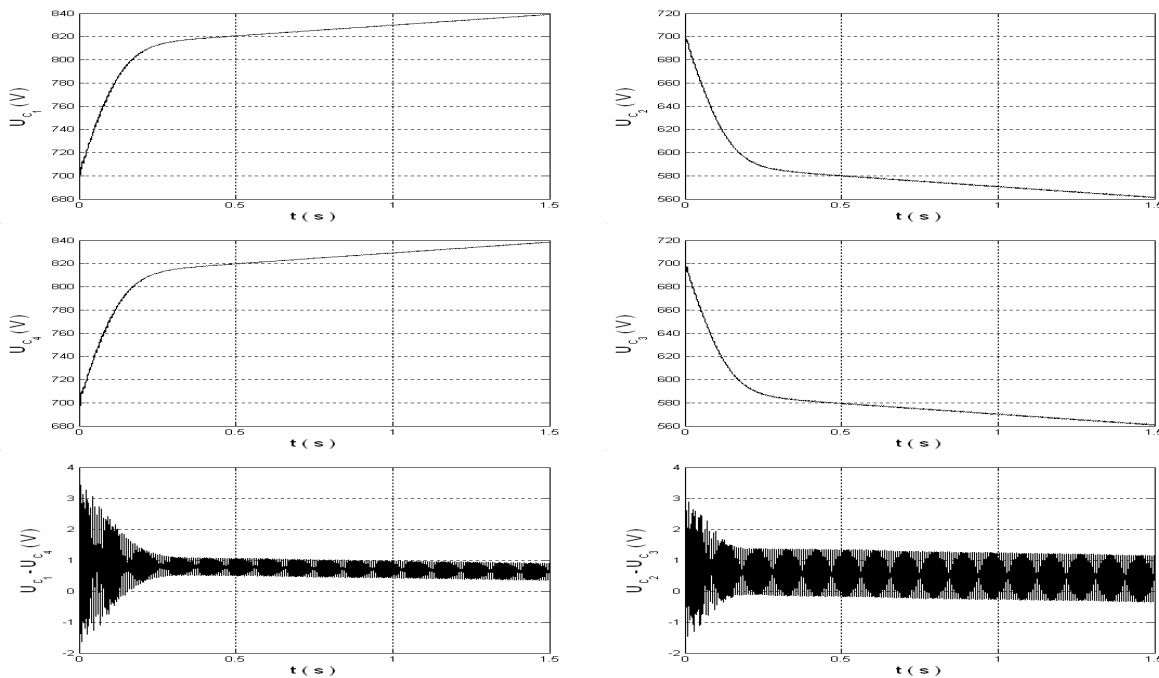


Figure.II.13- Les tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux

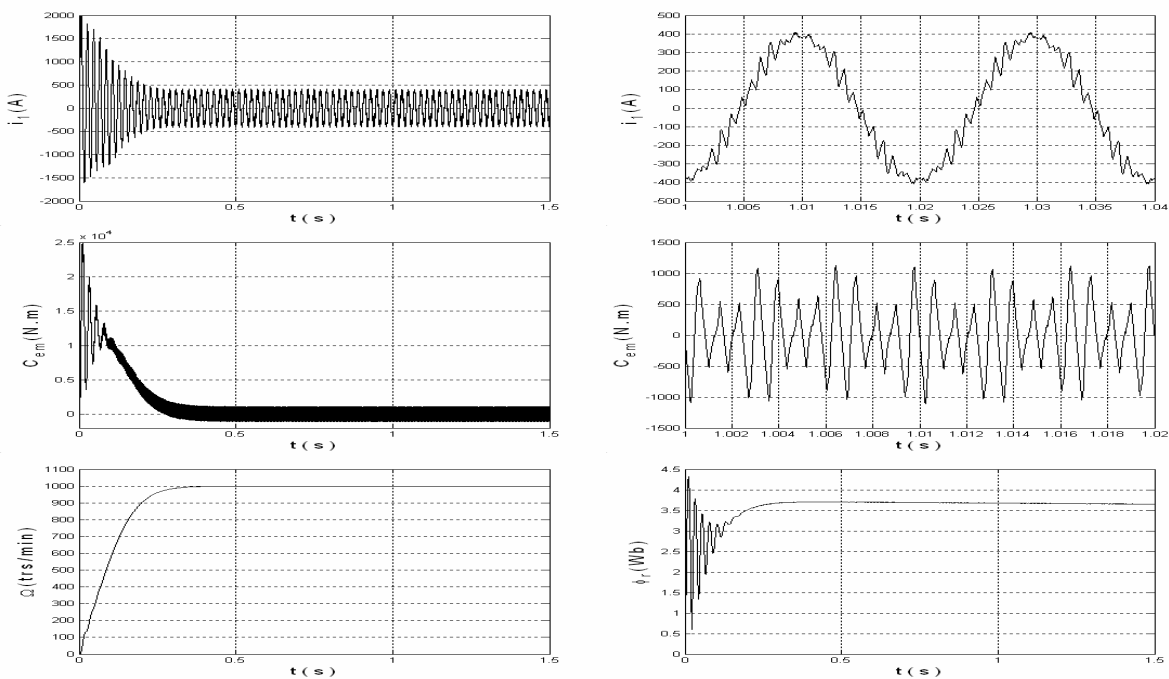
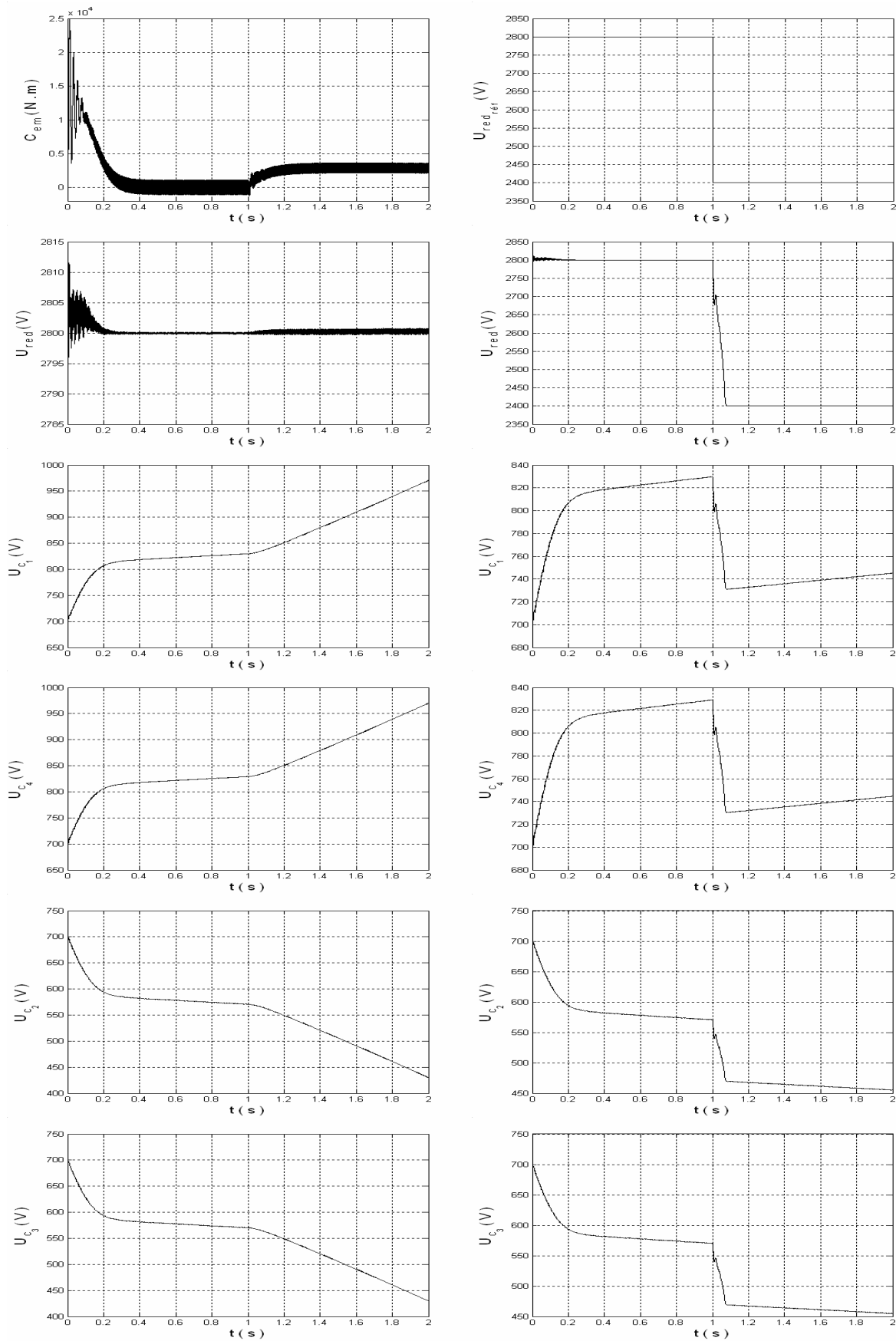


Figure.II.14- Les performances de la machine asynchrone



a- avec application d'une charge à $t = 1$ s

b- avec changement de consigne à $t = 1$ s

Figure.II.15- La tension de sortie du redresseur et les tensions d'entrée de l'onduleur

II.2.5- Application à la cascade d'un redresseur de courant à trois niveaux - onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes - machine asynchrone :

a- Détermination de la commande :

Dans ce cas, la grandeur à réguler est la valeur moyenne U_{red} des deux tensions de sortie du redresseur à trois niveaux U_{red_1} et U_{red_2} . En suivant les mêmes étapes vues pour le cas d'un redresseur à deux niveaux, on aboutit à la commande suivante :

$$I_e = \frac{2U_{red}}{3V_e} \{ C [k_1 \text{sign}(S) + k_2 S] + i_{ch} \} \quad (\text{II.35})$$

avec :

$$U_{red} = \frac{U_{red_1} + U_{red_2}}{2} \quad (\text{II.36})$$

$$S = U_{red_{ref}} - U_{red} \quad (\text{II.37})$$

$$i_{ch} = \frac{2i_{d_1} + i_{d_2} - i_{d_3} - 2i_{d_4}}{4} \quad (\text{II.38})$$

k_1 et k_2 sont deux constantes positives

b- Résultats de simulation :

On va asservir la valeur moyenne des deux tensions de sortie du redresseur à 1400 V . Le redresseur à trois niveaux est commandé par hystérésis en courant où, la valeur efficace des courant de référence est imposée par la boucle de réglage par mode de glissement et $\Delta i = 1\text{ A}$. Les paramètres du filtre capacitif intermédiaire sont : $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = C = 500\text{ mF}$. L'onduleur à cinq niveaux est commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses ($m = 6$, $r = 0,8$). La machine asynchrone est à vide ($C_r = 0$).

On remarque que le facteur de puissance est pratiquement unitaire côté réseau avec une forme polluée du courant du réseau (Figure.II.16). Les tensions de sortie du redresseur sont constantes et égales et leur valeur moyenne U_{red} suit bien sa référence (Figure.II.17). Les tensions d'entrée de l'onduleur restent toujours instables et pratiquement égales par paire (Figure.II.18). En appliquant un couple de charge de 1000 N.m , les tensions de sortie du redresseur restent constantes et égales et leur moyenne est toujours asservie (Figure.II.20). En faisant un changement de consigne de 1400 V à 1200 V , la valeur moyenne des tensions de sortie du redresseur suit bien sa référence (Figure.II.20).

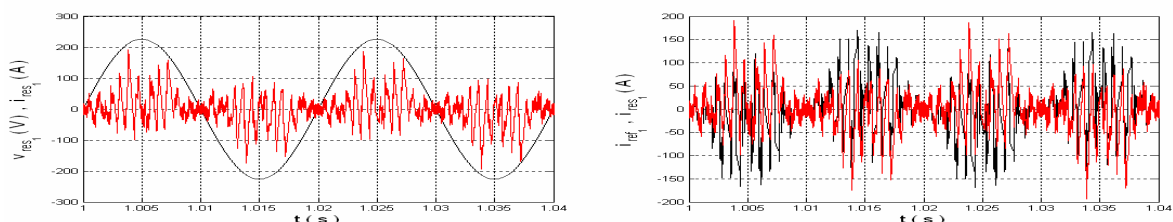


Figure.II.16- Le courant de référence, la tension et le courant du réseau

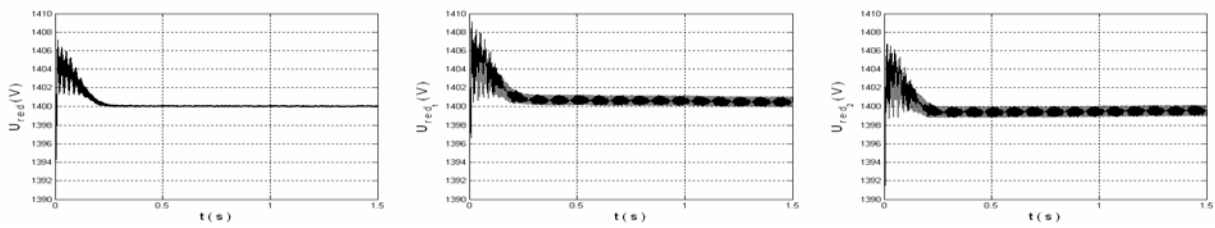


Figure.II.17- Les tensions de sortie du redresseur à trois niveaux et leur moyenne

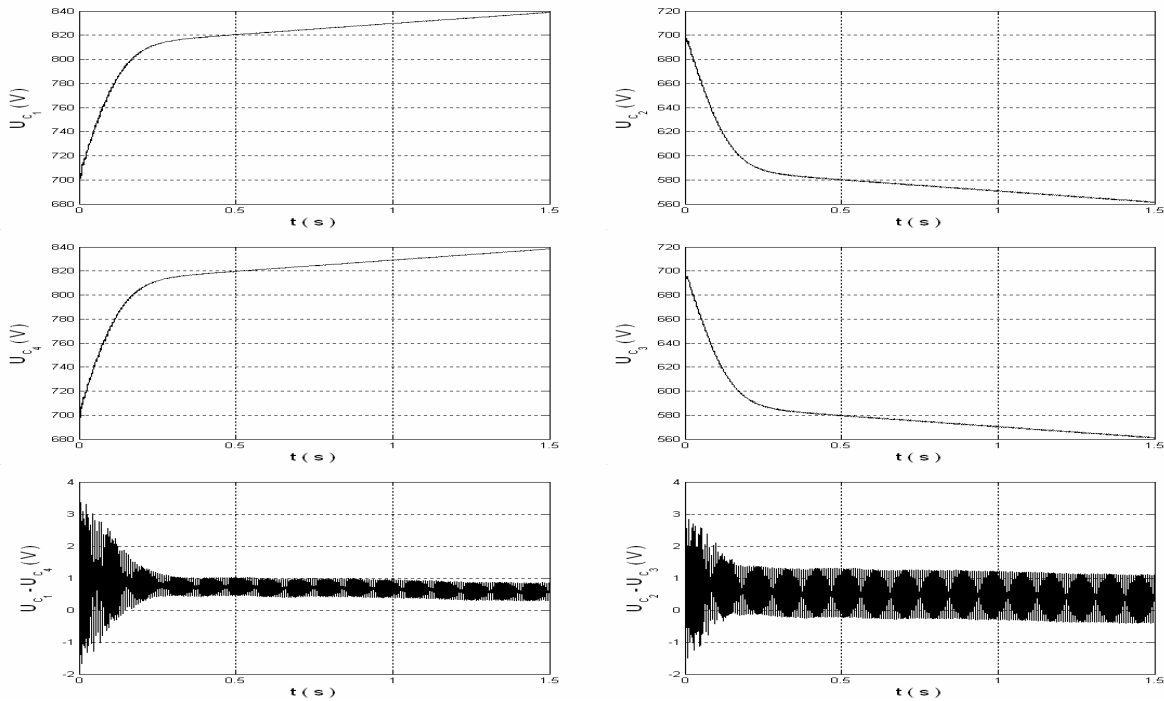


Figure.II.18- Les tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux

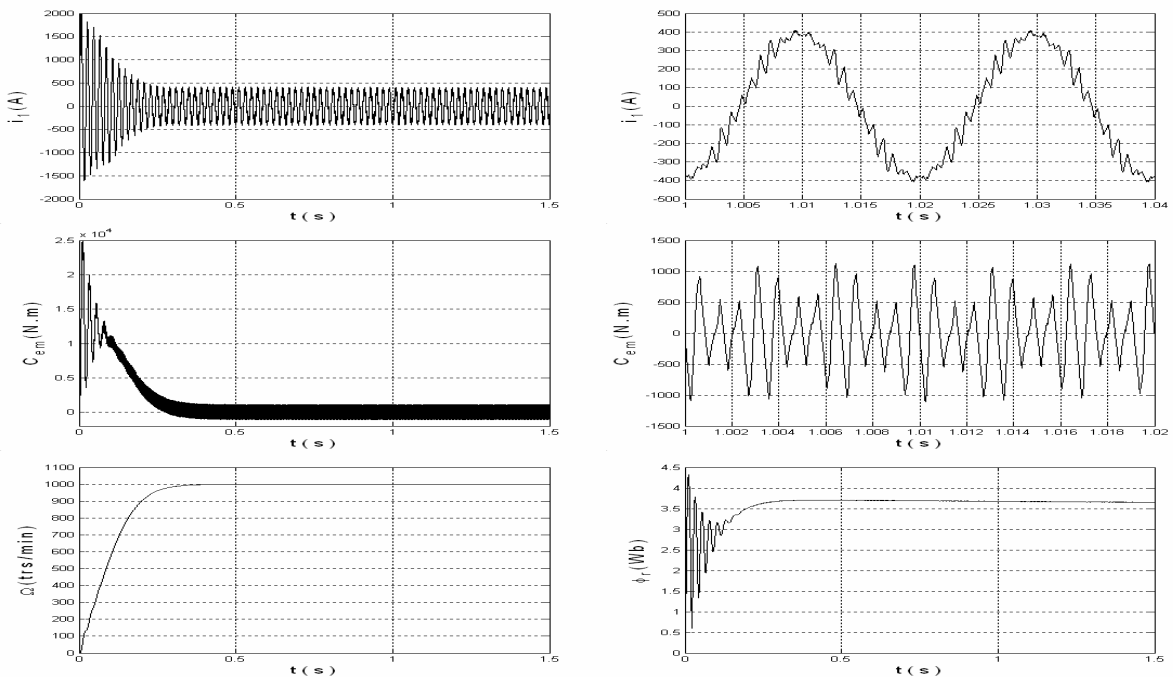
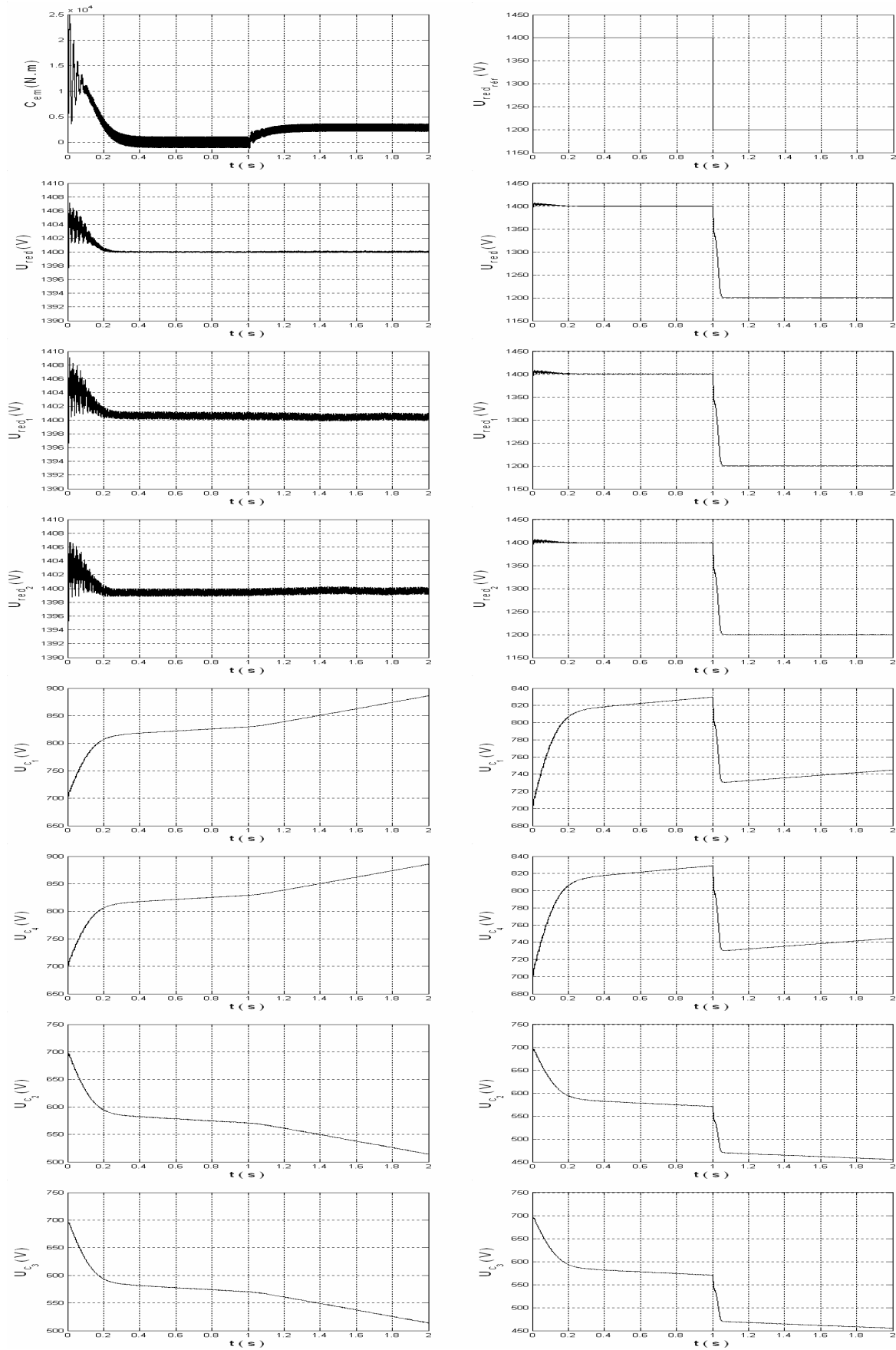


Figure.II.19- Les performances de la machine asynchrone



a- avec application d'une charge à $t = 1$ s

b- avec changement de consigne à $t = 1$ s

Figure.II.20- La tension de sortie du redresseur, leur moyenne et les tensions d'entrée de l'onduleur

II.2.6- Application à la cascade d'un redresseur de courant à cinq niveaux - onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes - machine asynchrone :

a- Détermination de la commande :

Dans ce cas, la grandeur qu'on va asservir est la valeur moyenne U_{red} des quatre tensions de sortie du redresseur à cinq niveaux U_{red_1} , U_{red_2} , U_{red_3} et U_{red_4} . Pour cela, on refait le même travail effectué pour le cas d'un redresseur à deux niveaux en posant :

$$U_{red} = \frac{U_{red_1} + U_{red_2} + U_{red_3} + U_{red_4}}{4} \quad (\text{II.39})$$

$$S = U_{red_{ref}} - U_{red} \quad (\text{II.40})$$

$$i_{ch} = \frac{2i_{d_1} + i_{d_2} - i_{d_3} - 2i_{d_4}}{4} \quad (\text{II.41})$$

On aboutit à la commande suivante :

$$I_e = \frac{4U_{red}}{3V_e} \{ C [k_1 \text{sign}(S) + k_2 S] + i_{ch} \} \quad (\text{II.42})$$

où : k_1 et k_2 sont deux constantes positives.

b- Résultats de simulation :

Le redresseur à cinq niveaux est commandé par hystérésis en courant où, la valeur efficace des courant de référence est imposée par la boucle de réglage par mode de glissement et $\Delta i = 1A$. La valeur moyenne des tensions de sortie du redresseur est asservie à 700 V. Les paramètres du filtre capacitif intermédiaire sont : $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = C = 500 \text{ mF}$. L'onduleur à cinq niveaux est commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses ($m = 6$, $r = 0,8$). La machine asynchrone est à vide ($C_r = 0$).

La figure.II.21 montre la pollution du courant du réseau tout en gardant un facteur de puissance pratiquement unitaire côté réseau. La figure.II.22 montre que malgré que la valeur moyenne U_{red} des tensions de sortie du redresseur est stable et suit bien sa référence, les tensions d'entrée de l'onduleur restent toujours instables et pratiquement égales par paire. L'application d'un couple de charge de 1000 N.m n'affecte pas l'asservissement de la valeur moyenne des tensions de sortie du redresseur (Figure.II.24). Un test de changement de consigne de 700 V à 600 V montre que U_{red} suit bien sa référence (Figure.II.20).

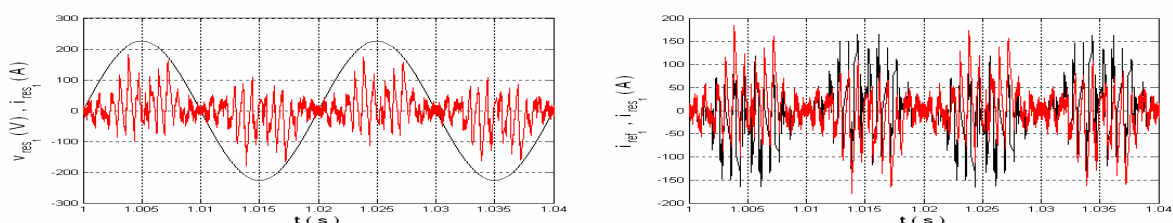


Figure.II.21- Le courant de référence, la tension et le courant du réseau

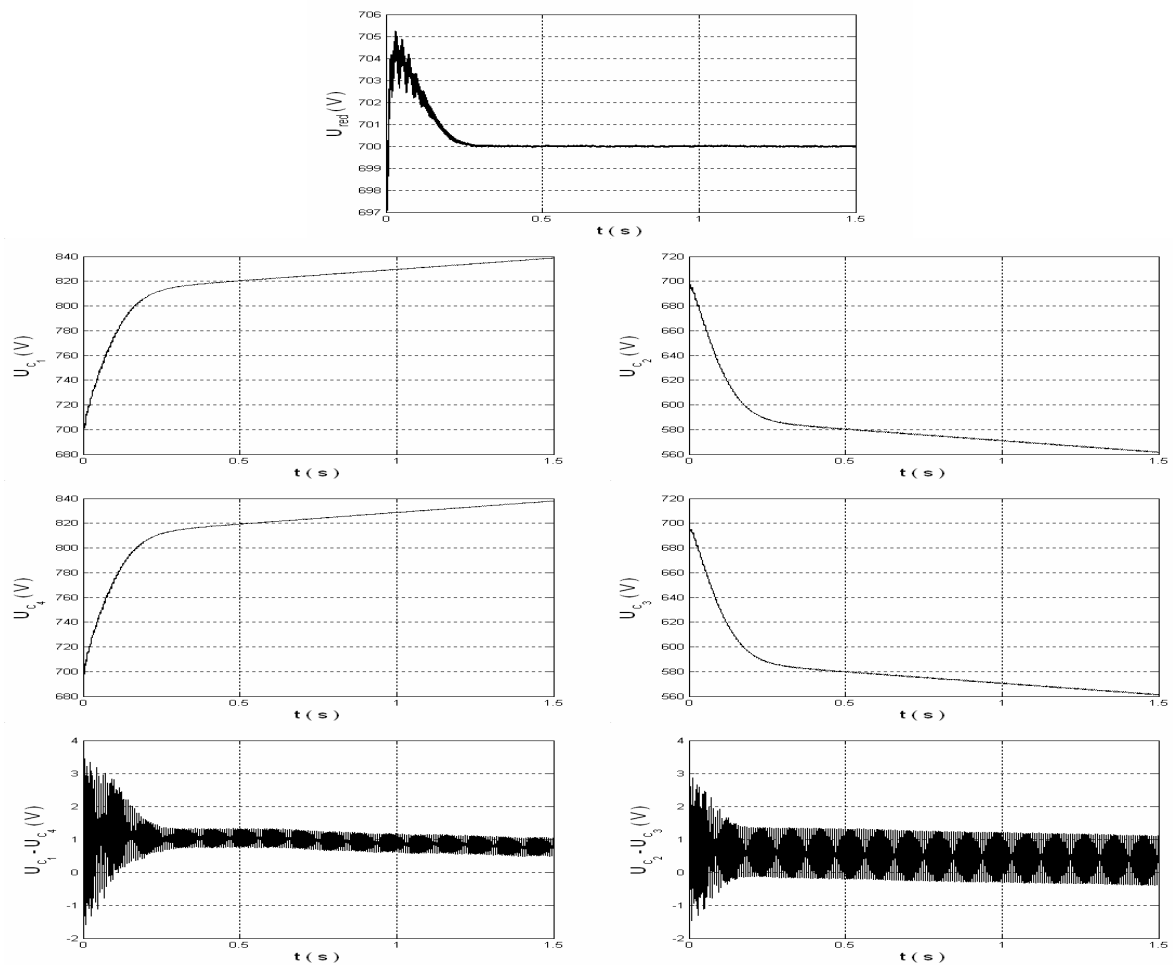


Figure.II.22- Les tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux et leur moyenne

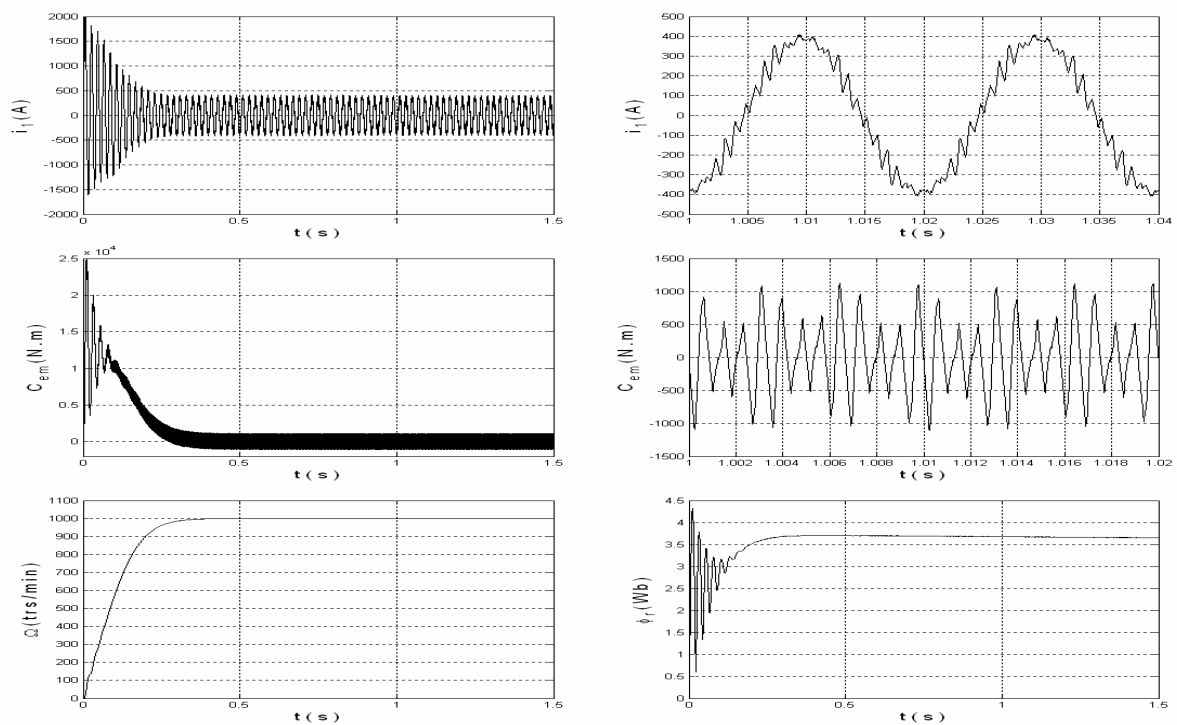
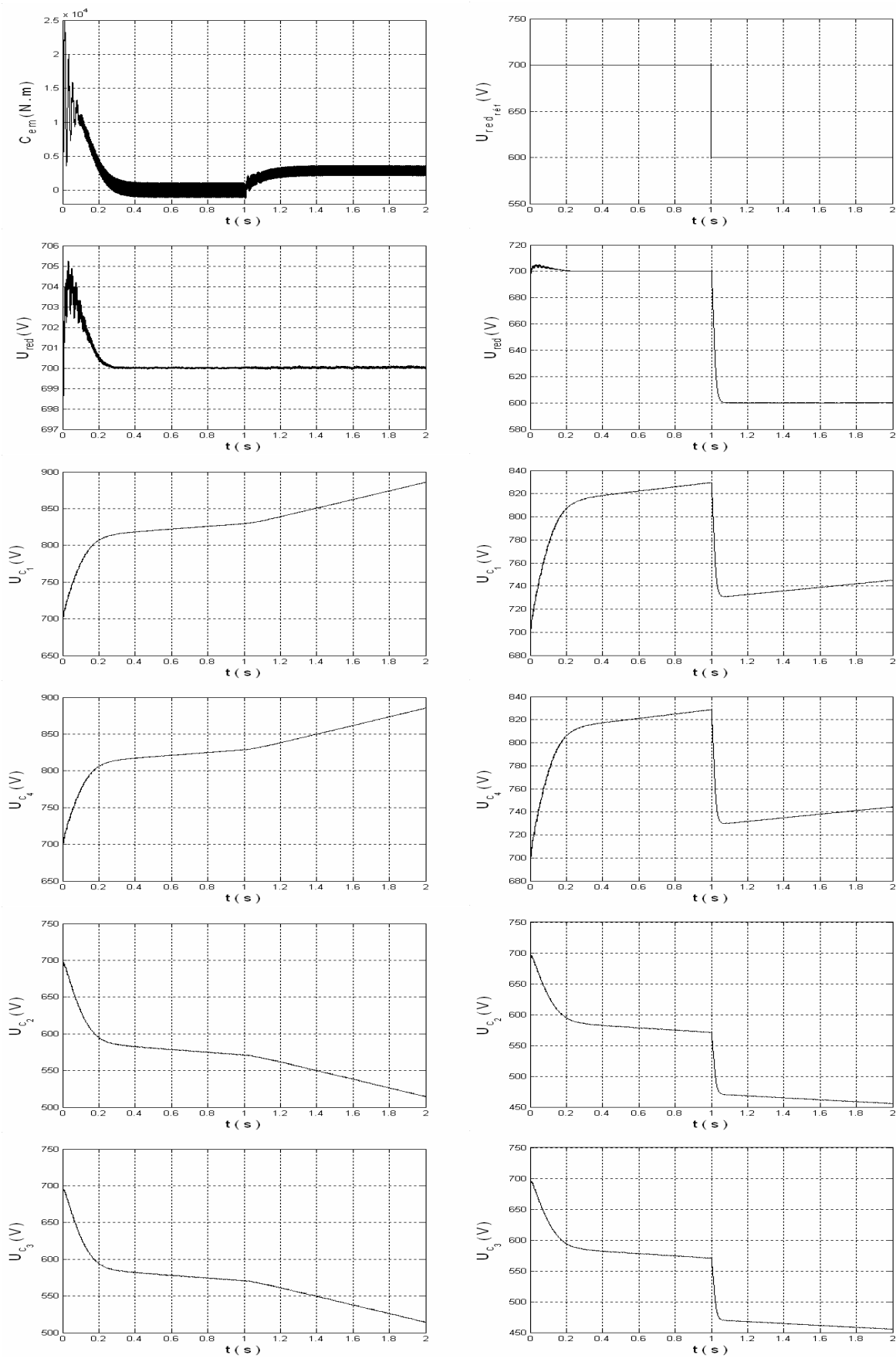


Figure.II.23- Les performances de la machine asynchrone



a- avec application d'une charge à $t = 1$ s

b- avec changement de consigne à $t = 1$ s

Figure.II.24- Les tensions d'entrée de l'onduleur et leur moyenne

II.3- Réglage non linéaire par la théorie de Lyapunov :

II.3.1- Définitions :

a- Point d'équilibre :

Soit le système suivant [Bühler.87] :

$$\dot{x} = f(x, t) \quad (\text{II.43})$$

avec :

- x est un vecteur d'état appartenant à l'espace R^n
- f est le champ du vecteur d'état

$$\bar{x} \text{ est un point d'équilibre} \Leftrightarrow f(\bar{x}, t) = 0, \forall t \quad (\text{II.44})$$

b- Notion de stabilité :

Le point d'équilibre $\bar{x} = 0$ est dit *stable* si [Bühler.87] :

$$\forall R > 0, \exists r > 0, \text{ tel que, si : } \|x(0)\| < r, \text{ alors } \|x(t)\| < R, \forall t \geq 0 \quad (\text{II.45})$$

Sinon, il est dit *instable*.

c- Stabilité et stabilité asymptotique au sens de Lyapunov :

Un système est dit *stable* si, soumis à une perturbation, cette dernière le déplace légèrement de son point d'équilibre. Si en plus, il revient au point d'équilibre, on parlera de la *stabilité asymptotique* [Bühler.87].

Soit le système suivant :

$$\dot{x} = f(x, t) \text{ avec } f(0, t) = 0 \quad (\text{II.46})$$

L'origine du système est *stable* au sens de Lyapunov si :

$$\forall t_0, \forall \varepsilon, \exists \eta > 0 \text{ tel que } \|x(t_0)\| < \eta \Rightarrow \|x(t)\| < \varepsilon, \forall t > t_0 \quad (\text{II.47})$$

Cela veut dire qu'une faible perturbation sur les conditions initiales implique une faible perturbation sur la trajectoire du système.

Si on plus de cette condition, on satisfait la condition suivante, l'origine du système est *asymptotiquement stable* :

$$\exists R \text{ tel que } \|x(t_0)\| < R \Rightarrow \|x(t)\| \rightarrow 0, \text{ lorsque } t \rightarrow \infty \quad (\text{II.48})$$

II.3.2- Première méthode indirecte (ou de linéarisation) de Lyapunov :

On parlera dans cette méthode de la stabilité locale autour du point d'équilibre. Soit le système [Bühler.87] :

$$\dot{x} = f(x, u) \text{ avec } f(0, 0) = 0 \quad (\text{II.49})$$

Le développement de Taylor autour du point d'équilibre donne :

$$\dot{x} = f(0, 0) + \left. \frac{df}{dx} \right|_{x=u=0} x + \left. \frac{df}{du} \right|_{x=u=0} u + F(x, u) \quad (\text{II.50})$$

avec :

➤ $F(x, u)$ contient des termes d'ordre élevé en x et u et $\|F(x, u)\| \xrightarrow[x \rightarrow 0]{u \rightarrow 0} 0$

➤ $A = \left. \frac{df}{dx} \right|_{x=u=0}$ est la matrice Jacobienne de f de dimension $(n \times n)$

➤ $B = \left. \frac{df}{du} \right|_{x=u=0}$ est la matrice Jacobienne de f par rapport à u de dimension $(n \times m)$

➤ n est l'ordre du système

➤ m est le nombre d'entrées

La linéarisation de ce système donne :

$$\dot{x} = A x + B u \quad (\text{II.51})$$

➤ Si $u = u(x)$ avec $u(0) = 0$, on obtient après la linéarisation, un système libre en boucle fermée avec $x = 0$ comme point d'équilibre :

$$u \cong \left. \frac{du}{dx} \right|_{x=0} x = G x \Rightarrow \dot{x} = f(x, u(x)) = (A + B G) x \quad (\text{II.52})$$

➤ Si $u = 0 \Rightarrow \dot{x} = f(x) = A x \quad (\text{II.53})$

D'où, on a linéarisé le système originalement non linéaire autour du point d'équilibre.

Théorème (Lyapunov's linearization method) :

➤ Si le système linéarisé est asymptotiquement stable \Rightarrow le système non linéaire original est localement asymptotiquement stable.

➤ Si le système linéarisé est stable \Rightarrow on ne peut rien dire sur la stabilité du système non linéaire original.

➤ Si le système linéarisé est instable \Rightarrow le système non linéaire original est instable.

II.3.3- Deuxième méthode de Lyapunov (méthode directe) :

a- Philosophie :

Si l'énergie totale d'un système décroît continuellement, alors le système doit éventuellement tendre vers un point d'équilibre. L'idée est de construire une fonction qui soit l'image de l'énergie du système puis de vérifier certaines propriétés sur cette fonction dite *fonction candidate de Lyapunov*.

L'avantage de cette méthode est qu'elle permet d'analyser la stabilité d'un système non linéaire sans avoir à résoudre les équations différentielles qui le décrivent [Bühler.87].

b- Fonction de Lyapunov :

Pour un système non linéaire autonome $\dot{x} = f(x(t))$ avec un point d'équilibre \bar{x} , la fonction V dite fonction de Lyapunov ($V(x) \in \mathfrak{R}$) définie sur une région Ω contenant \bar{x} doit satisfaire les conditions suivantes [Bühler.87] :

- V et \dot{V} (dérivée partielle par rapport au temps) doivent être continues en tout point de Ω
- $V(x)$ définie positive et $V(0) = 0$, c'est à dire que dans Ω , V a un seul minimum et c'est un point d'équilibre \bar{x}
- $\dot{V}(x) < 0, \forall x \neq 0$, c'est-à-dire que dans Ω , et le long de n'importe quelle trajectoire de X (dans \mathfrak{R}) V n'est jamais croissante

Si ces conditions sont vérifiées, alors le système est asymptotiquement stable.

II.3.4- Les fonctions de Lyapunov standard (cas des systèmes linéaires positifs) :

Le système est dit positif si ces variables d'état x prennent des valeurs non négatives [Bühler.87].

a - Théorème de Frobenius-Perron :

Si un système est donné sous la forme précédente et si tous les éléments de A sont non négatifs, alors une valeur propre de Frobenius λ_0 la plus grande en valeur absolue, et qui est simple et réelle, à cette dernière est associée un vecteur propre f_0 qui est positif.

On prend pour un tel système comme fonction de Lyapunov :

$$V(x) = f_0^T x \quad (\text{II.54})$$

b- Fonction de Lyapunov de type intégrale :

$$\dot{x} = f(x(t)) \quad (\text{II.55})$$

Cette méthode est applicable dans le cas des systèmes scalaires (f est scalaire). La fonction de Lyapunov est la suivante :

$$V(x) = -\int_0^x f(\sigma) d\sigma \quad (\text{II.56})$$

Les conditions sur cette fonction sont :

➤ $f(x)$ continue

➤ $x f(x) < 0$ pour $x \neq 0$ (c'est à dire $x \dot{x} < 0$)

➤ $\int_0^{\infty} f(x) dx \rightarrow \infty$, $\int_{-\infty}^0 f(x) dx \rightarrow \infty$

c- Fonction de Lyapunov quadratique :

$$\dot{x} = f(x(t)) \quad (\text{II.57})$$

$$V(x) = x^T P x \quad (\text{II.58})$$

avec :

P est une matrice carrée symétrique définie positive de dimension $(n \times n)$.

D'où, il suffit de vérifier la condition $\dot{V}(x) < 0$, car les autres conditions sont déjà vérifiées.

Pour certains systèmes, on peut combiner ces différentes fonctions de Lyapunov.

II.3.5- Application à la cascade d'un redresseur de courant à deux niveaux - onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes - machine asynchrone :

a- Détermination de la commande :

La grandeur à réguler est la tension de sortie du redresseur à deux niveaux U_{red} . Pour cela, on choisit la variable ε comme suit :

$$\varepsilon = U_{red,ref} - U_{red} \quad (\text{II.59})$$

Soit la fonction quadratique de Lyapunov suivante :

$$V(\varepsilon) = \frac{1}{2} \varepsilon^2 \Rightarrow \dot{V}(\varepsilon) = \varepsilon \dot{\varepsilon} = (U_{red} - U_{red,ref}) \dot{U}_{red} \quad (\text{II.60})$$

En remplaçant dans l'équation (II.25) on trouve :

$$\dot{V}(\varepsilon) = (U_{red} - U_{red,ref}) \frac{4 I_{red} - i_{ch}}{C} \quad (\text{II.61})$$

On pose :

$$I_{red} = i_{ch} - \alpha C (U_{red} - U_{red,ref}) \quad (\text{II.62})$$

où : α est une constante positive.

On obtient :

$$\dot{V}(\varepsilon) = -\alpha \varepsilon^2 = -\alpha (U_{red} - U_{red\,ref})^2 < 0 \tag{II.63}$$

D'où la commande choisie vérifie les conditions nécessaires sur la fonction de Lyapunov donc, le système est asymptotiquement stable.

En utilisant l'équation (II.27), on tire la commande :

$$I_e = \frac{U_{red}}{3V_e} \left\{ i_{ch} - \alpha C (U_{red} - U_{red\,ref}) \right\} \tag{II.64}$$

L'algorithme d'asservissement du redresseur à deux niveaux permet d'asservir sa tension de sortie U_{red} . Son principe général est donné par la figure.II.25. Cet algorithme sera utilisé aussi dans les autres cascades utilisant un redresseur à trois ou à cinq niveaux.

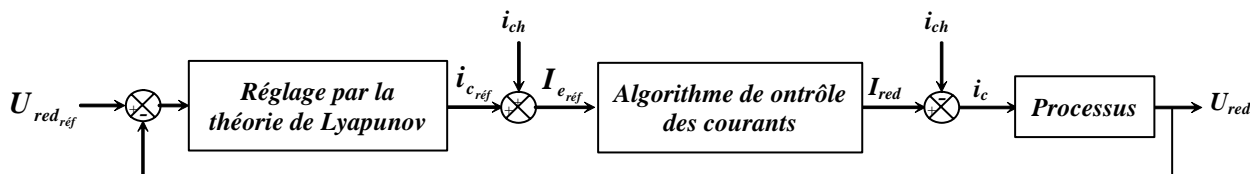


Figure.II.25– Schéma bloc de l'asservissement de la tension redressée du redresseur à deux niveaux

b- Résultats de simulation :

Le redresseur à deux niveaux est commandé par hystérésis en courant où, la boucle de réglage par la théorie de Lyapunov impose la valeur efficace des courant de référence et $\Delta i = 1 A$. La tension de référence est imposée à $2800 V$. Chaque condensateur du filtre capacitif intermédiaire vaut : $C = 500 mF$. L'onduleur à cinq niveaux est commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses ($m = 6, r = 0,8$). La machine asynchrone est à vide ($C_r = 0$).

On constate que le courant du réseau n'est pas parfaitement sinusoïdal mais il est en phase avec sa tension (Figure.II.26). La figure.II.27 montre que la tension de sortie du redresseur suit bien sa référence. On lui applique un changement de consigne de $2800 V$ à $2500 V$, la tension répond parfaitement à cette perturbation (Figure.II.30). Les tensions d'entrée de l'onduleur restent toujours instables, les deux tensions U_{c_1} et U_{c_4} sont croissantes et égales, par contre les autres tensions U_{c_2} et U_{c_3} sont décroissantes et égales (Figure.II.28). L'application d'un couple de charge de $1000 N.m$ n'influe pas sur l'asservissement de la tension de sortie du redresseur (Figure.II.30).

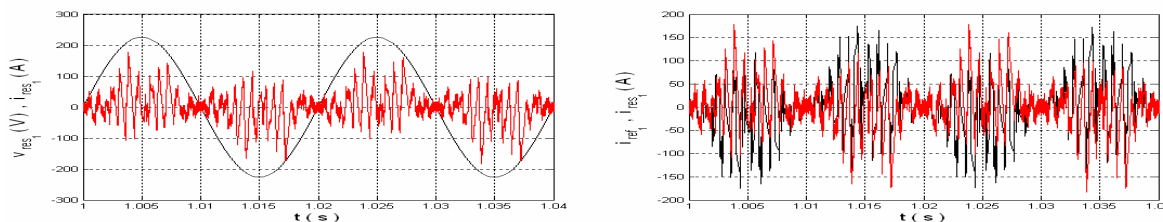


Figure.II.26- Le courant de référence, la tension et le courant du réseau

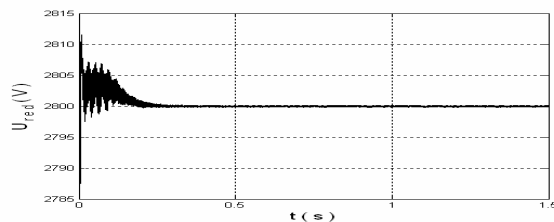


Figure.II.27- La tension de sortie du redresseur à deux niveaux

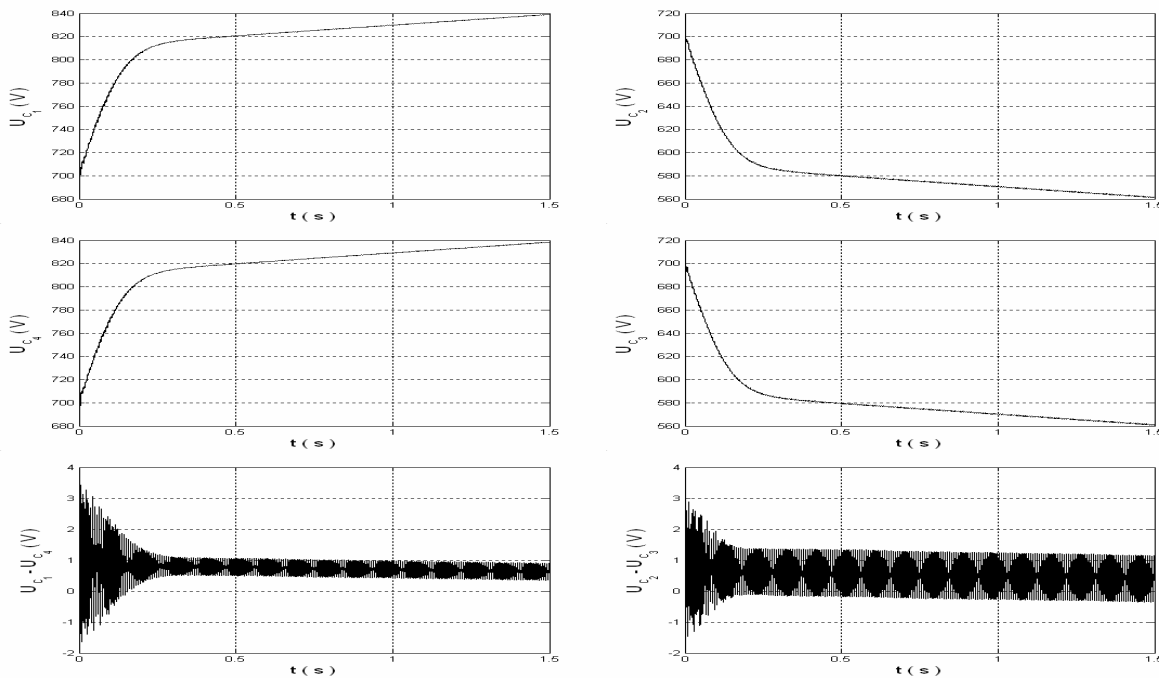


Figure.II.28- Les tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux

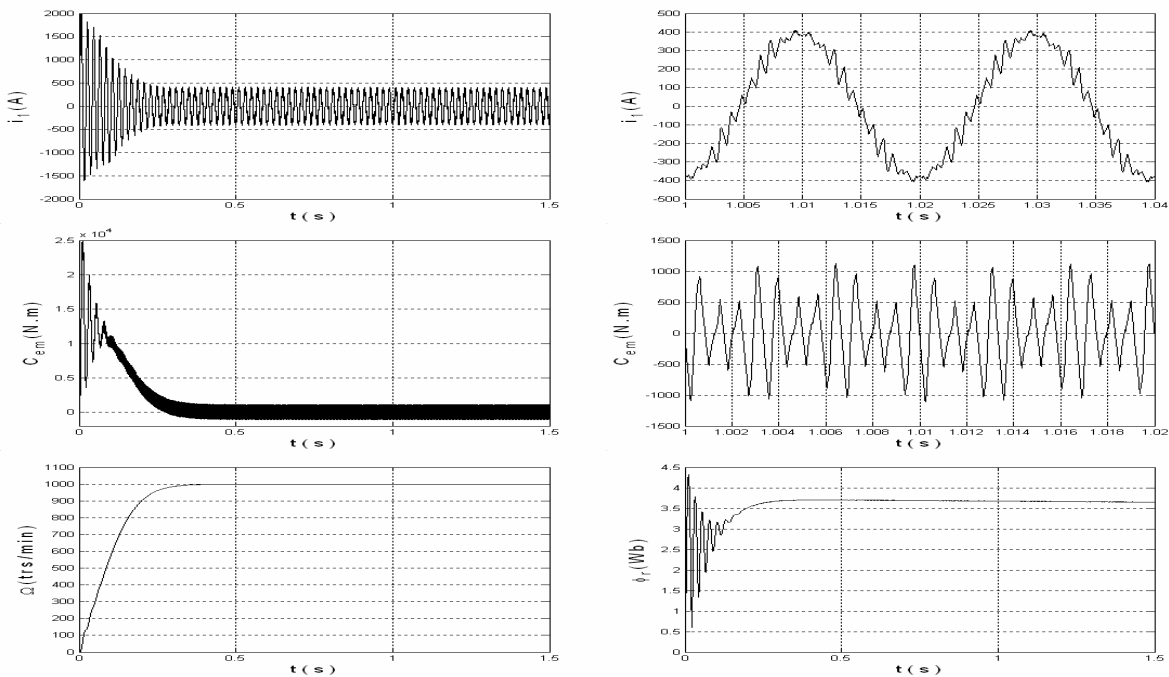
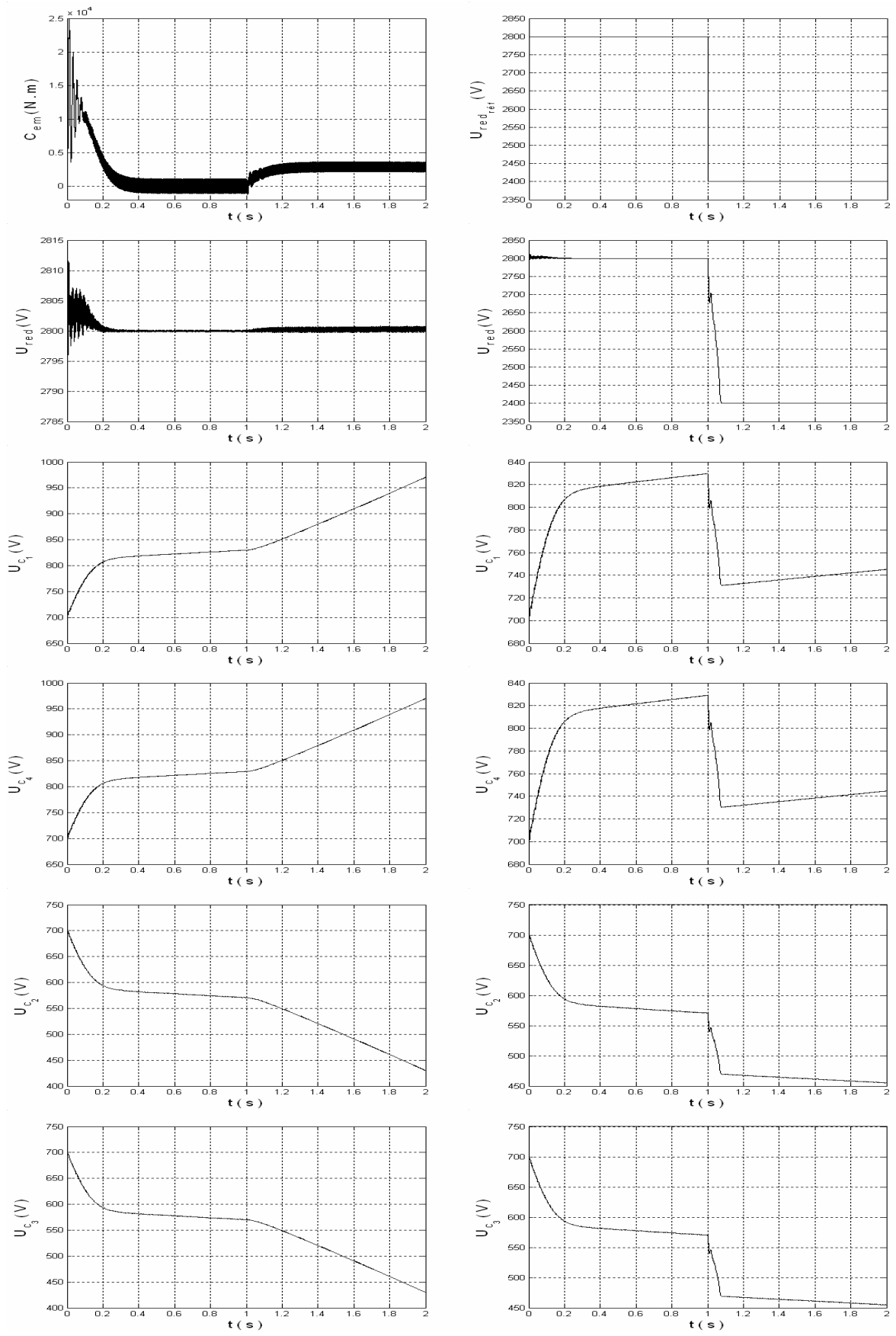


Figure.II.29- Les performances de la machine asynchrone



a- avec application d'une charge à $t = 1$ s

b- avec changement de consigne à $t = 1$ s

Figure.II.30- La tension de sortie du redresseur et les tensions d'entrée de l'onduleur

II.3.6- Application à la cascade d'un redresseur de courant à trois niveaux - onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes - machine asynchrone :

a- Détermination de la commande :

La grandeur à réguler est la valeur moyenne U_{red} des deux tensions de sortie du redresseur à trois niveaux U_{red_1} et U_{red_2} . Pour calculer la commande, on procède comme pour le cas d'un redresseur à deux niveaux, en définissant les grandeurs suivantes :

$$U_{red} = \frac{U_{red_1} + U_{red_2}}{2} \quad (\text{II.65})$$

$$\varepsilon = U_{red_{réf}} - U_{red} \quad (\text{II.66})$$

$$i_{ch} = \frac{2i_{d_1} + i_{d_2} - i_{d_3} - 2i_{d_4}}{4} \quad (\text{II.67})$$

On trouve la commande suivante :

$$I_e = \frac{2U_{red}}{3V_e} \left\{ i_{ch} - \alpha C (U_{red} - U_{red_{réf}}) \right\} \quad (\text{II.68})$$

où : α est une constante positive.

b- Résultats de simulation :

Dans ce cas, on va asservir la valeur moyenne des deux tensions de sortie du redresseur à 1400 V. Le redresseur à trois niveaux est commandé par hystérésis en courant où, la valeur efficace des courant de référence est imposée par la boucle de réglage par la théorie de Lyapunov et $\Delta i = 1A$. Les paramètres du filtre capacitif intermédiaire sont : $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = C = 500 \text{ mF}$. L'onduleur à cinq niveaux est commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses ($m = 6, r = 0,8$). La machine asynchrone est à vide ($C_r = 0$).

On remarque que le facteur de puissance est pratiquement unitaire côté réseau avec une forme polluée du courant du réseau (Figure.II.31). Les tensions de sortie du redresseur sont constantes et égales et leur valeur moyenne U_{red} suit bien sa référence (Figure.II.32). Les tensions d'entrée de l'onduleur restent toujours instables et pratiquement égales par paire (Figure.II.33). En appliquant un couple de charge de 1000 N.m, les tensions de sortie du redresseur restent constantes et égales et leur moyenne est toujours asservie (Figure.II.35). En faisant un changement de consigne de 1400 V à 1200 V, la valeur moyenne des tensions de sortie du redresseur suit bien sa référence (Figure.II.35).

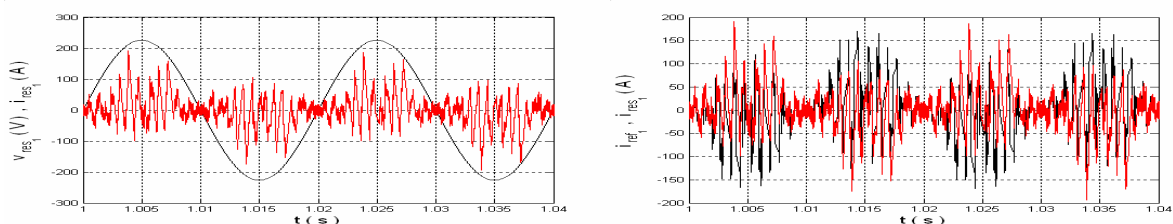


Figure.II.31- Le courant de référence, la tension et le courant du réseau

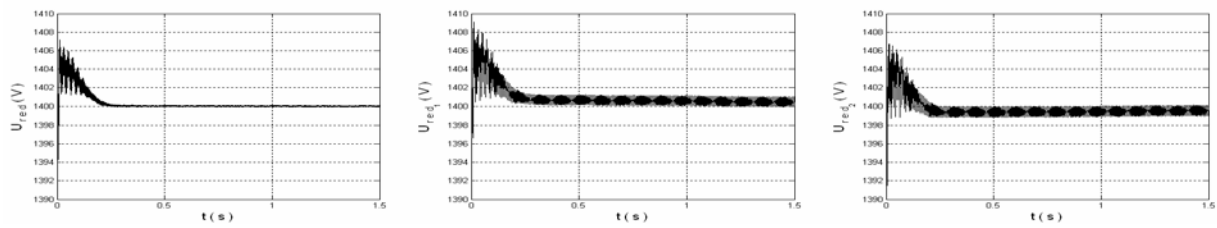


Figure.II.32- Les tensions de sortie du redresseur à trois niveaux et leur moyenne

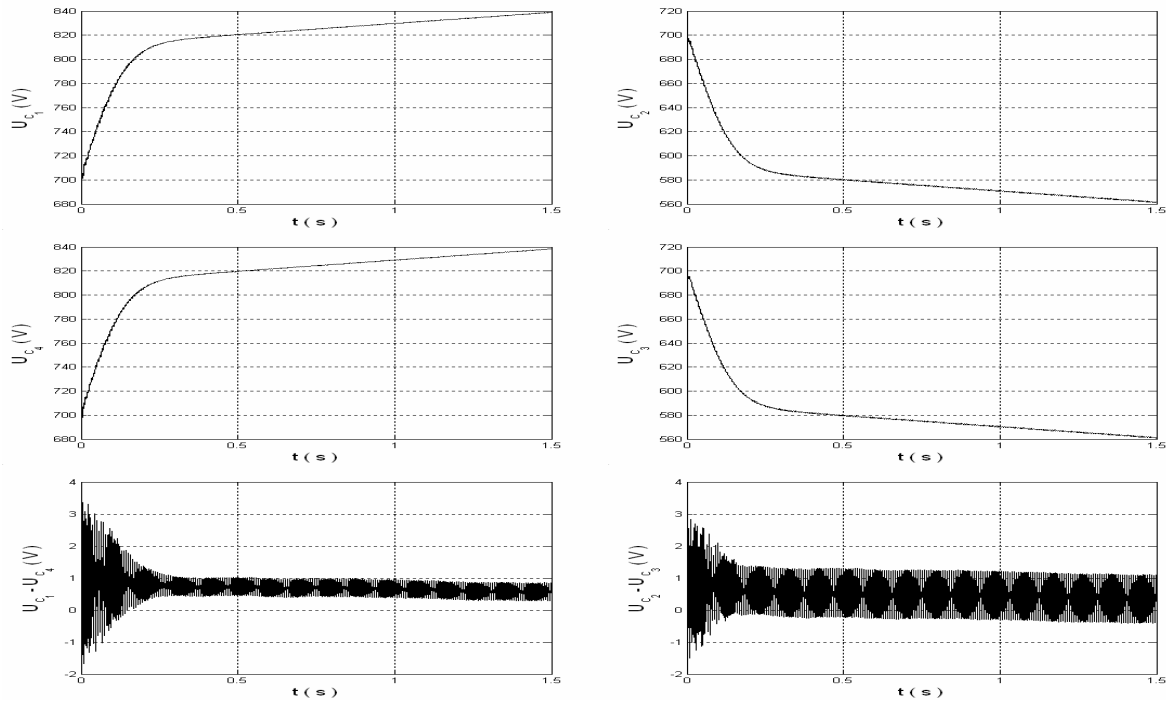


Figure.II.33- Les tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux

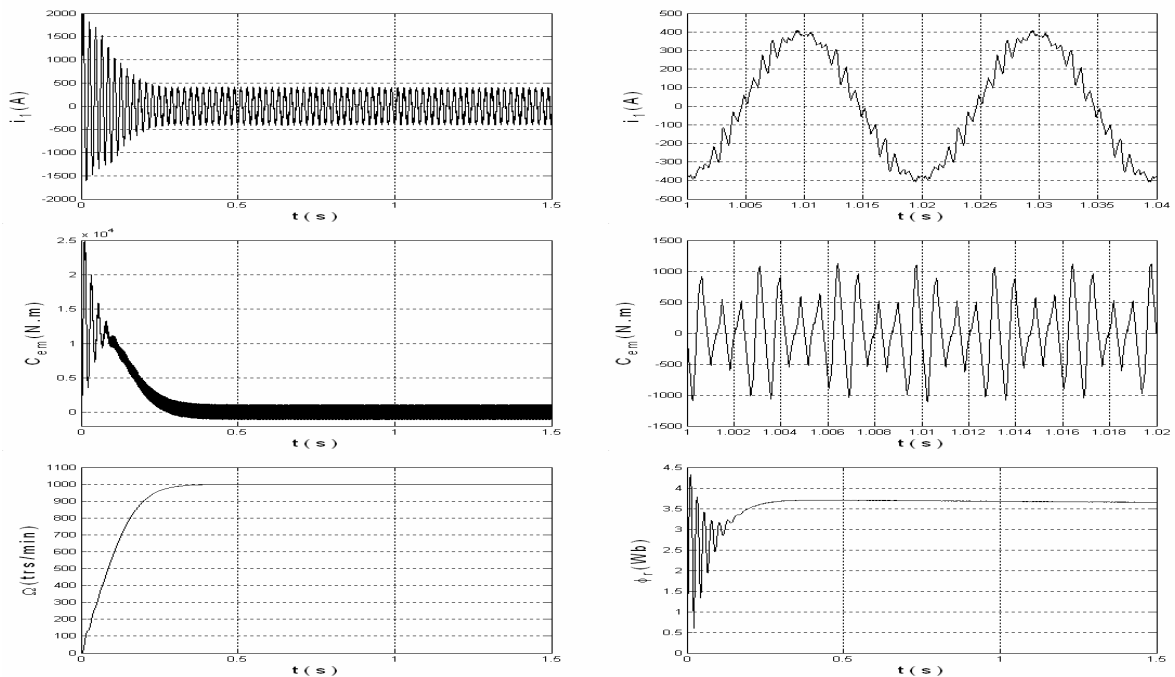
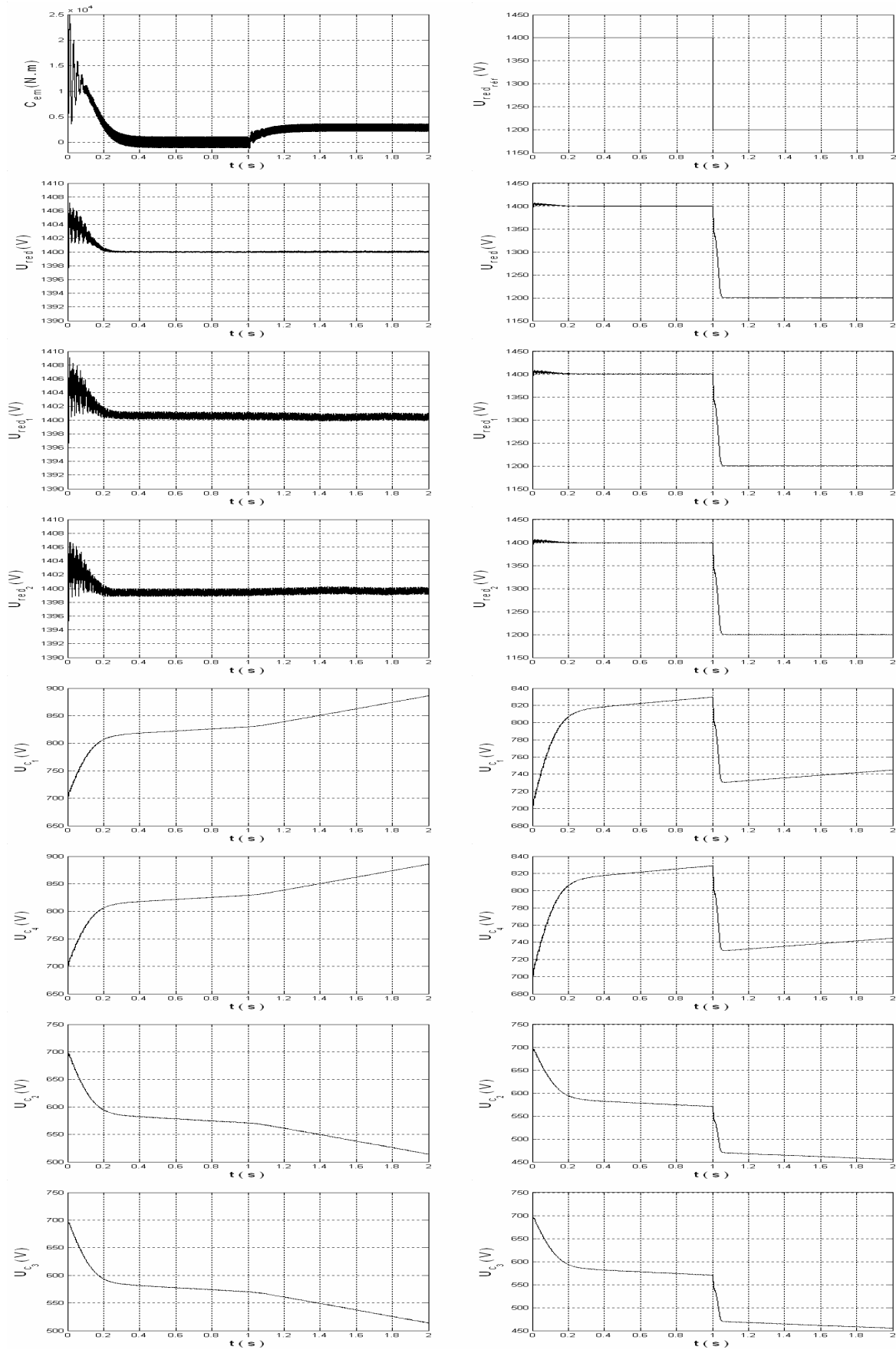


Figure.II.34- Les performances de la machine asynchrone



a- avec application d'une charge à $t = 1$ s

b- avec changement de consigne à $t = 1$ s

Figure.II.35- La tension de sortie du redresseur, leur moyenne et les tensions d'entrée de l'onduleur

II.3.7- Application à la cascade d'un redresseur de courant à cinq niveaux - onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes - machine asynchrone :

a- Détermination de la commande :

Dans ce cas, la grandeur qu'on va asservir est la valeur moyenne U_{red} des quatre tensions de sortie du redresseur à cinq niveaux U_{red_1} , U_{red_2} , U_{red_3} et U_{red_4} . Pour cela, on refait le même travail effectué pour le cas d'un redresseur à deux niveaux en posant :

$$U_{red} = \frac{U_{red_1} + U_{red_2} + U_{red_3} + U_{red_4}}{4} \quad (\text{II.69})$$

$$\varepsilon = U_{red_{ref}} - U_{red} \quad (\text{II.70})$$

$$i_{ch} = \frac{2i_{d_1} + i_{d_2} - i_{d_3} - 2i_{d_4}}{4} \quad (\text{II.71})$$

On aboutit à la commande suivante :

$$I_e = \frac{4U_{red}}{3V_e} \left\{ i_{ch} - \alpha C (U_{red} - U_{red_{ref}}) \right\} \quad (\text{II.72})$$

où : α est une constante positive.

b- Résultats de simulation :

Le redresseur à cinq niveaux est commandé par hystérésis en courant où, la valeur efficace des courants de référence est imposée par la boucle de réglage utilisant la théorie de Lyapunov et $\Delta i = 1A$. La valeur moyenne des tensions de sortie du redresseur est asservie à 700 V. Les paramètres du filtre capacitif intermédiaire sont : $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = C = 500 \text{ mF}$. L'onduleur à cinq niveaux est commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses ($m = 6$, $r = 0,8$). La machine asynchrone est à vide ($C_r = 0$).

La figure.II.36 montre que le courant du réseau est pollué tout en gardant un facteur de puissance pratiquement unitaire côté réseau. La figure.II.37 montre que la valeur moyenne U_{red} des tensions de sortie du redresseur est stable et suit bien sa référence, mais les tensions d'entrée de l'onduleur restent toujours instables et pratiquement égales par paire. L'application d'un couple de charge de 1000 N.m ne perturbe pas l'asservissement de la valeur moyenne des tensions de sortie du redresseur (Figure.II.39). Un test de changement de consigne de 700 V à 600 V montre que U_{red} suit bien sa référence (Figure.II.39).

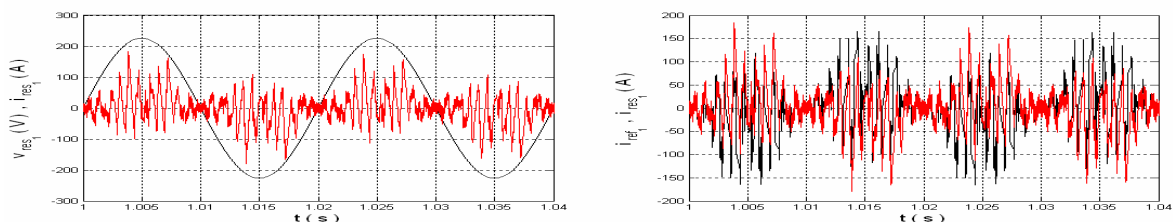


Figure.II.36- Le courant de référence, la tension et le courant du réseau

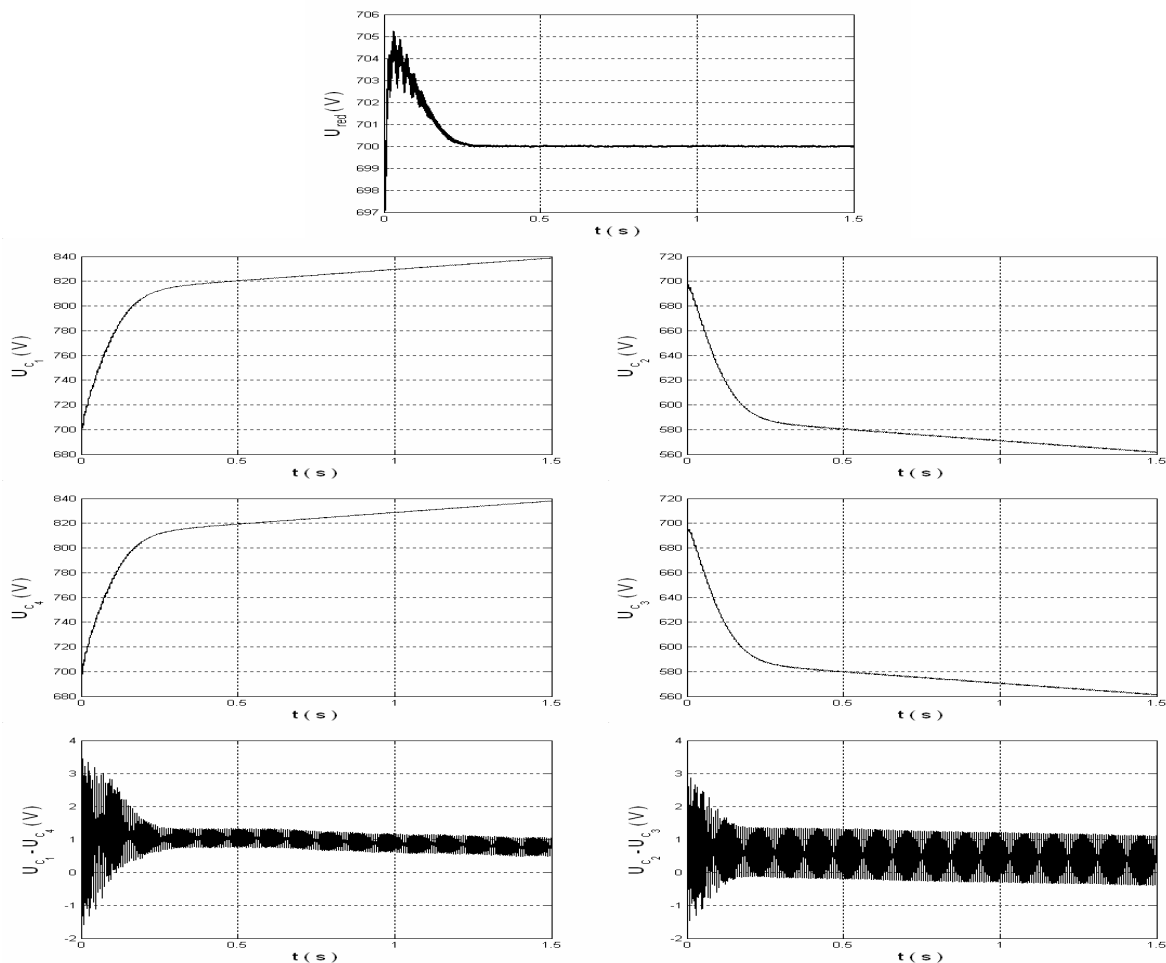


Figure.II.37- Les tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux et leur moyenne

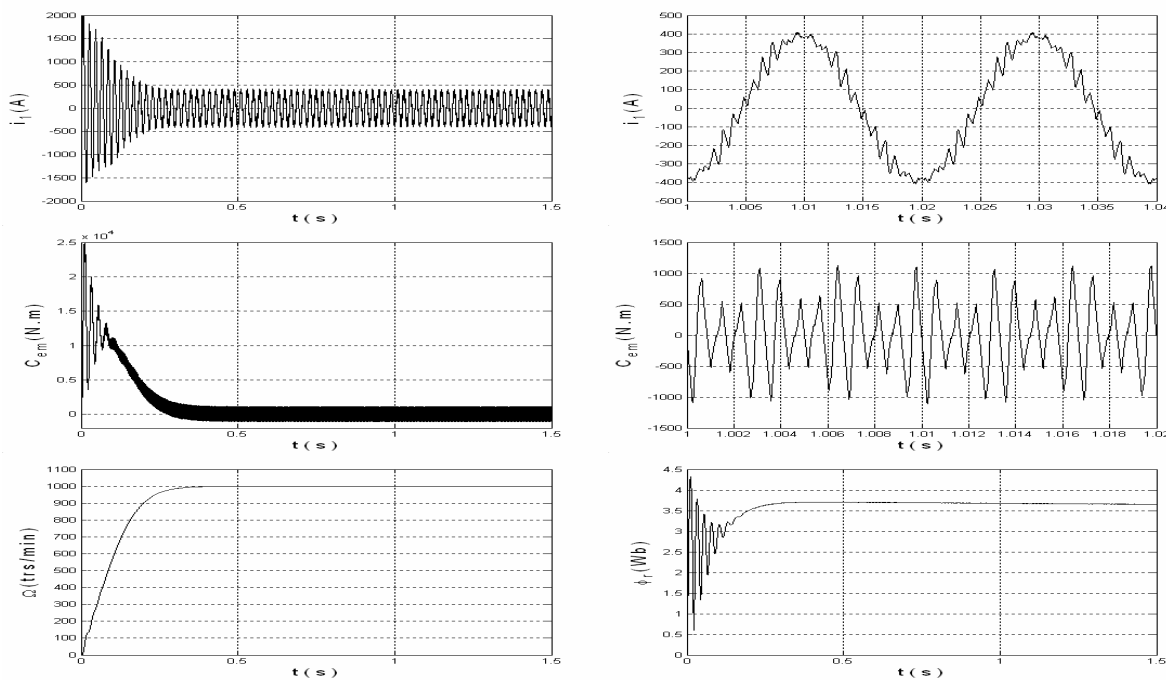
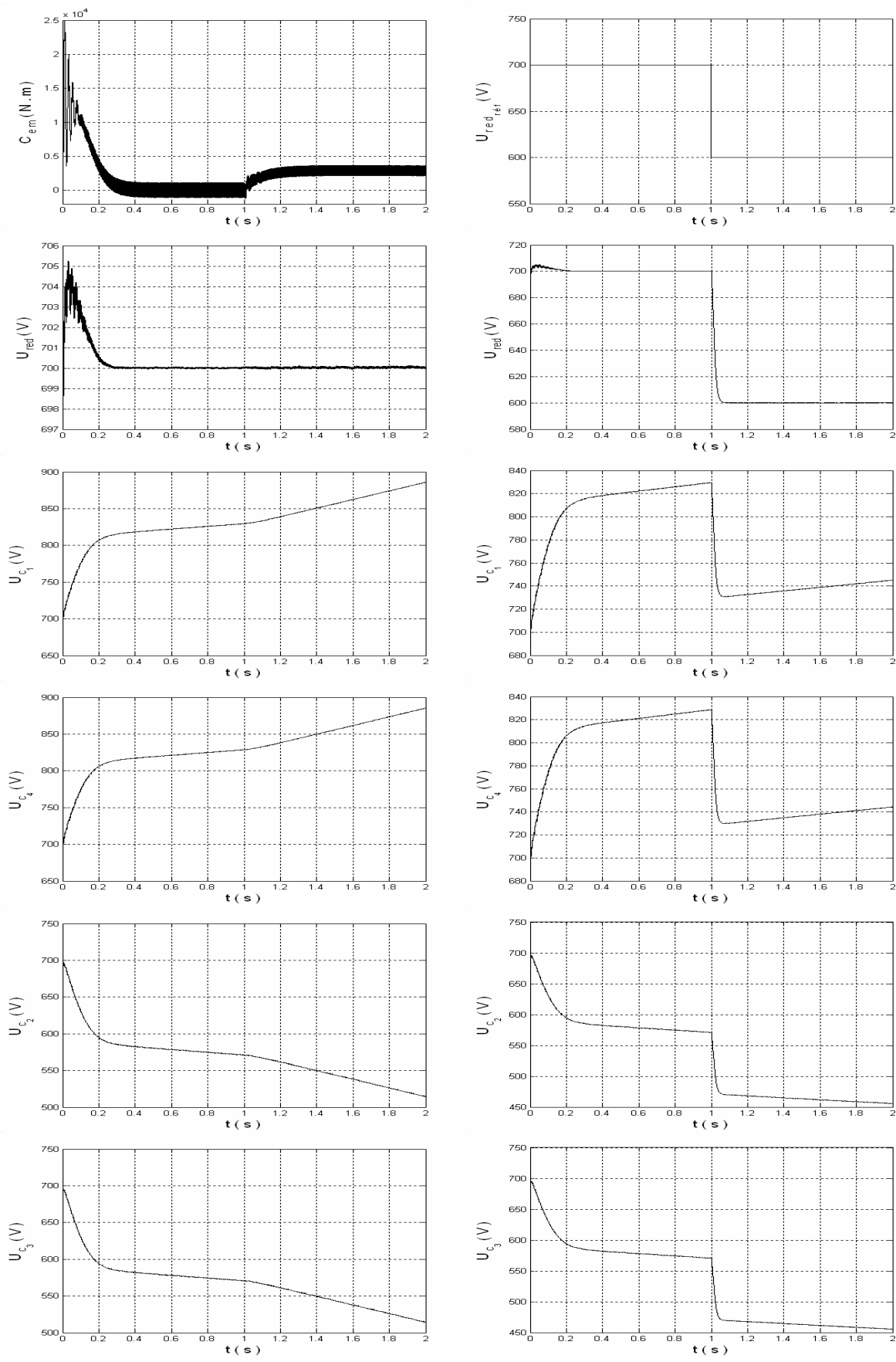


Figure.II.38- Les performances de la machine asynchrone



a- avec application d'une charge à $t = 1$ s

b- avec changement de consigne à $t = 1$ s

Figure.II.39- Les tensions d'entrée de l'onduleur et leur moyenne

CONCLUSION :

Dans ce chapitre, on a étudié deux algorithmes d'asservissement non linéaire des redresseurs de courant à deux, à trois et à cinq niveaux : l'asservissement par mode de glissement et l'asservissement par la théorie de Lyapunov.

On a montré d'abord l'isomorphisme du modèle de la boucle de tension du redresseur à trois niveaux et du redresseur à cinq niveaux avec celui du redresseur à deux niveaux, rendu possible par l'asservissement de la tension moyenne $U_{red} = \frac{U_{red_1} + U_{red_2}}{2}$ pour le redresseur à trois niveaux et $U_{red} = \frac{U_{red_1} + U_{red_2} + U_{red_3} + U_{red_4}}{4}$ pour le redresseur à cinq niveaux, et par la définition des grandeurs équivalentes $i_c = \frac{i_{c_1} + i_{c_2}}{2}$ et $i_{ch} = \frac{i_{ch_1} + i_{ch_2}}{2}$ pour le redresseur à trois niveaux, $i_c = \frac{i_{c_1} + i_{c_2} + i_{c_3} + i_{c_4}}{4}$ et $i_{ch} = \frac{i_{ch_1} + i_{ch_2} + i_{ch_3} + i_{ch_4}}{4}$ pour le redresseur à cinq niveaux.

L'asservissement par les deux méthodes nous a donné presque les mêmes résultats. Il nous a permis d'asservir la tension de sortie du redresseur à deux niveaux et la valeur moyenne des tensions de sortie du redresseur à trois niveaux et du redresseur à cinq niveaux. Mais, les tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux restent toujours instables. Les deux tensions U_{c_1} et U_{c_4} sont croissantes et égales, et les autres tensions U_{c_2} et U_{c_3} sont décroissantes et égales. Ce qui nécessite l'équilibrage de ses tensions.

Chapitre III

*Equilibrage des sources de
tension d'entrée de l'onduleur à
cinq niveaux à diodes flottantes
par des circuits auxiliaires*

INTRODUCTION :

Dans le chapitre précédent, on a pu asservir la tension globale alimentant l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes. Mais, on a vu que les différentes tension d'entrée de l'onduleur restent toujours instables. Pour résoudre ce problème, on va procéder à l'équilibrage de ces tensions en ajoutant des circuits auxiliaires au filtre capacitif intermédiaire. Ces circuits sont des systèmes actifs réalisés à l'aide d'interrupteurs de puissance et, soit de résistances, soit d'inductances, soit des deux à la fois.

Dans ce chapitre, on développera pour chaque cascade vue précédemment, cinq circuits d'équilibrage différents :

- ☞ Circuit d'équilibrage résistif
- ☞ Circuit d'équilibrage résistif simplifié
- ☞ Circuit d'équilibrage inductif
- ☞ Circuit d'équilibrage mixte
- ☞ Circuit d'équilibrage mixte optimisé

III.1- Circuit d'équilibrage résistif :

Il est constitué d'un interrupteur de puissance en série avec une résistance qui sont placés en parallèle avec chaque condensateur du pont capacitif intermédiaire. L'idée est basée sur le principe de dissipation de l'excès de charge des condensateurs dans les résistances à travers les interrupteurs de puissance commandés suivant un algorithme approprié [Lourci.00] [Talha.04] [Bouchafaa.06] [Chibani.07] [Barkati.08] [Gheraia.08] [Guedouani.09].

III.1.1- Cas de la cascade d'un redresseur de courant à deux niveaux - onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes - machine asynchrone :

La structure de cette cascade utilisant un circuit d'équilibrage résistif est donnée par la figure.III.1.

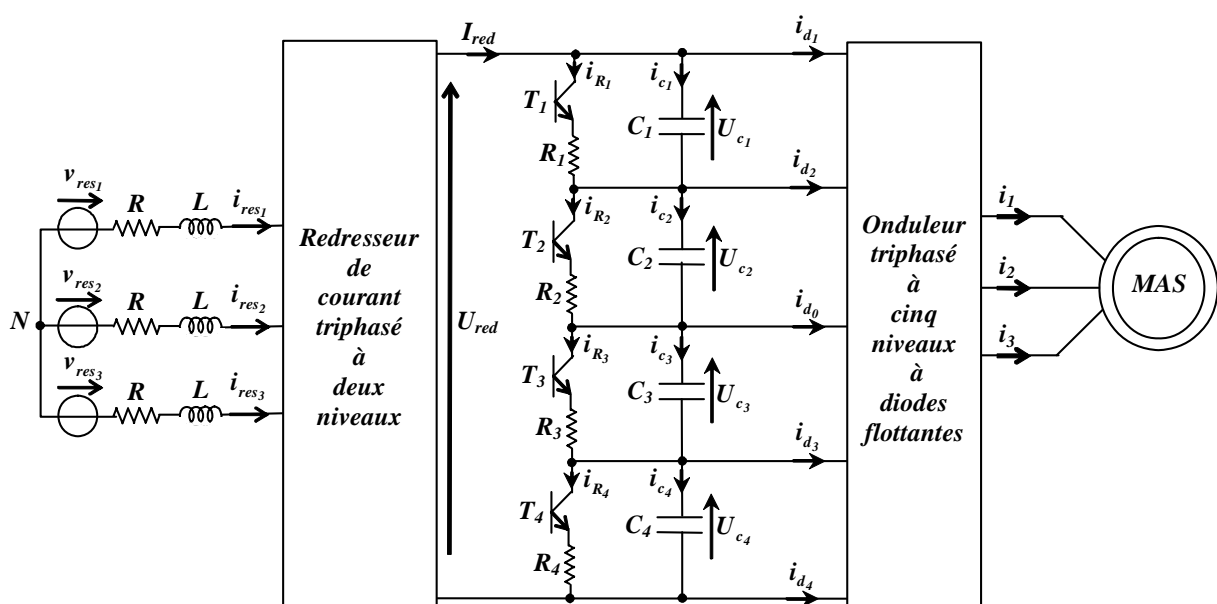


Figure.III.1- Structure de la cascade d'un redresseur de courant triphasé à deux niveaux - circuit d'équilibrage résistif - onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes - MAS

a- Modélisation et commande du circuit d'équilibrage :

Dans ce cas, le modèle du circuit d'équilibrage est défini par le système suivant :

$$\begin{cases} i_{c_1} = C_1 \frac{dU_{c_1}}{dt} = I_{red} - i_{d_1} - F_1 \frac{U_{c_1}}{R_1} \\ i_{c_2} = C_2 \frac{dU_{c_2}}{dt} = I_{red} - i_{d_1} - i_{d_2} - F_2 \frac{U_{c_2}}{R_2} \\ i_{c_3} = C_3 \frac{dU_{c_3}}{dt} = I_{red} + i_{d_3} + i_{d_4} - F_3 \frac{U_{c_3}}{R_3} \\ i_{c_4} = C_4 \frac{dU_{c_4}}{dt} = I_{red} + i_{d_4} - F_4 \frac{U_{c_4}}{R_4} \end{cases} \quad (III.1)$$

La commande des interrupteurs est basée sur la comparaison des deux tensions du haut (U_{c_1} et U_{c_2}) et des deux tensions du bas (U_{c_3} et U_{c_4}) suivant l'algorithme suivant :

$$\begin{cases} Si : U_{c_1} > U_{c_2} \text{ alors : } F_1 = 1, F_2 = 0 \text{ . Sinon : } F_1 = 0, F_2 = 1 \\ Si : U_{c_3} > U_{c_4} \text{ alors : } F_3 = 1, F_4 = 0 \text{ . Sinon : } F_3 = 0, F_4 = 1 \end{cases} \quad (III.2)$$

N.B : Pour toutes les simulations de ce chapitre, on a pris les mêmes paramètres que ceux des cascades sans équilibrage vus dans le chapitre précédent :

- ☞ Le réseau triphasé a une tension efficace de 800 V et une fréquence de 50 HZ.
- ☞ Les redresseurs de courant sont commandés par hystérésis en courant où, $\Delta i = 1 A$ et la boucle de réglage par la théorie de Lyapunov impose la valeur efficace des courants de référence.
- ☞ La tension de référence est imposée à 2800 V pour le cas d'un redresseur à deux niveaux, à 1400 V pour le cas d'un redresseur à trois niveaux et à 700 V pour le cas d'un redresseur à cinq niveaux.
- ☞ Chaque condensateur du filtre capacitif intermédiaire vaut : $C = 500 mF$.
- ☞ L'onduleur à cinq niveaux est commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses ($m = 6, r = 0,8$).
- ☞ La machine asynchrone est à vide ($C_r = 0$).

b- Résultats de simulation :

Chaque résistance du circuit d'équilibrage vaut : $R = 5 \Omega$. On constate que les différentes tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux (U_{c_1} , U_{c_2} , U_{c_3} et U_{c_4}) deviennent pratiquement toutes égales (Figure.III.4). Ainsi, les différences entre les tensions aux bornes des condensateurs ($U_{c_1} - U_{c_4}$ et $U_{c_2} - U_{c_3}$) sont très faibles en régime permanent, ce qui reflète une symétrie entre les tensions du haut et du bas du filtre capacitif.

On peut remarquer que le courant du réseau reste pollué et en phase avec sa tension (Figure.III.2). La tension de sortie du redresseur suit bien sa référence (Figure.III.3), ce qui prouve que le circuit auxiliaire n'a pas affecté l'efficacité de l'asservissement utilisé.

La figure.III.5 représente les courants dans les résistances du circuit d'équilibrage qui sont à l'origine des pertes Joule considérables.

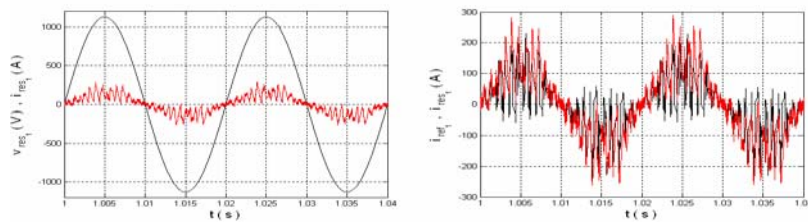


Figure.III.2- Le courant de référence, la tension et le courant du réseau

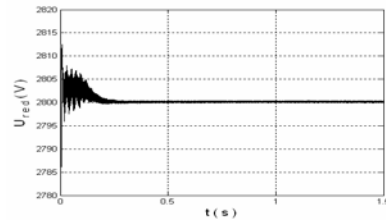


Figure.III.3- La tension de sortie du redresseur à deux niveaux

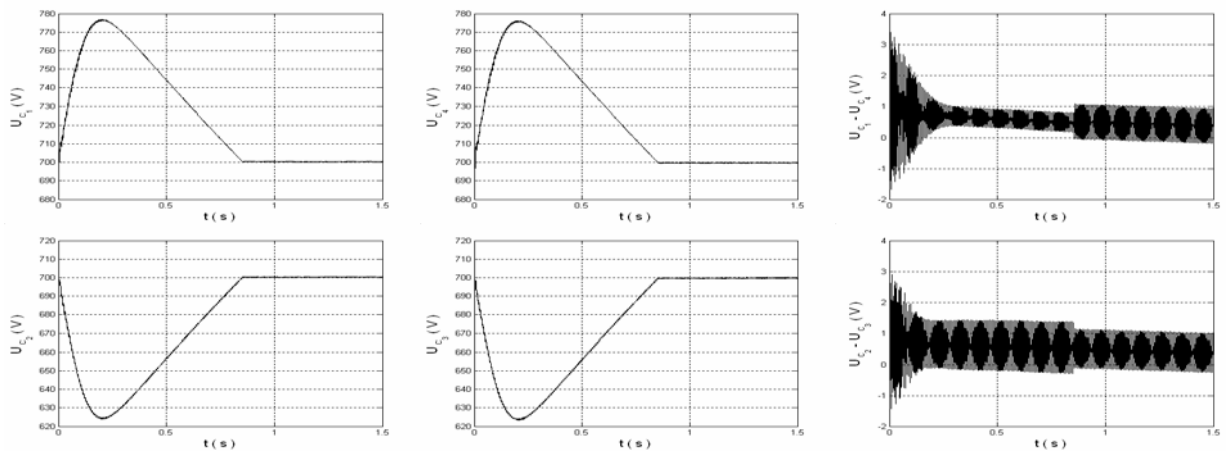


Figure.III.4- Les tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux

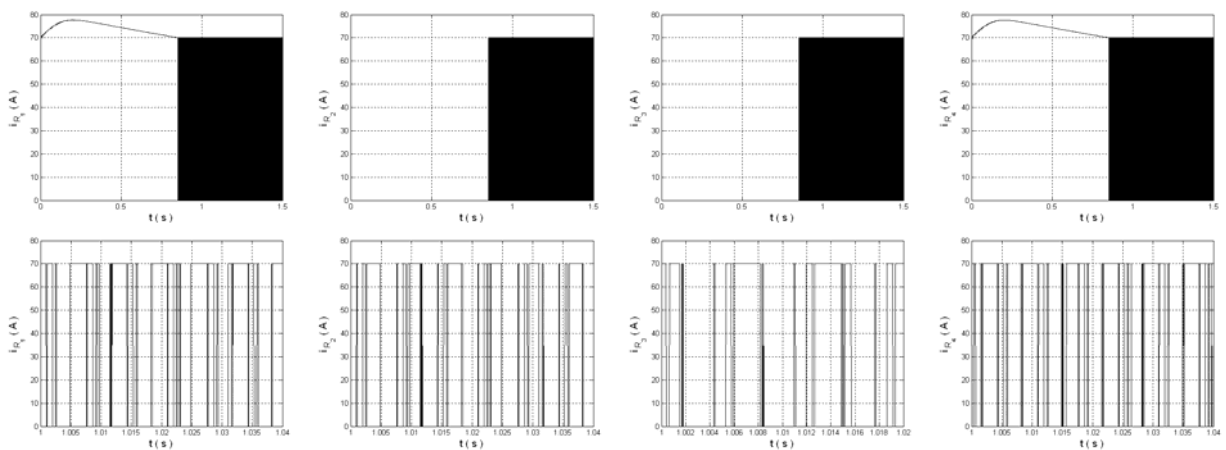


Figure.III.5- Les courants dans les résistances du circuit d'équilibrage

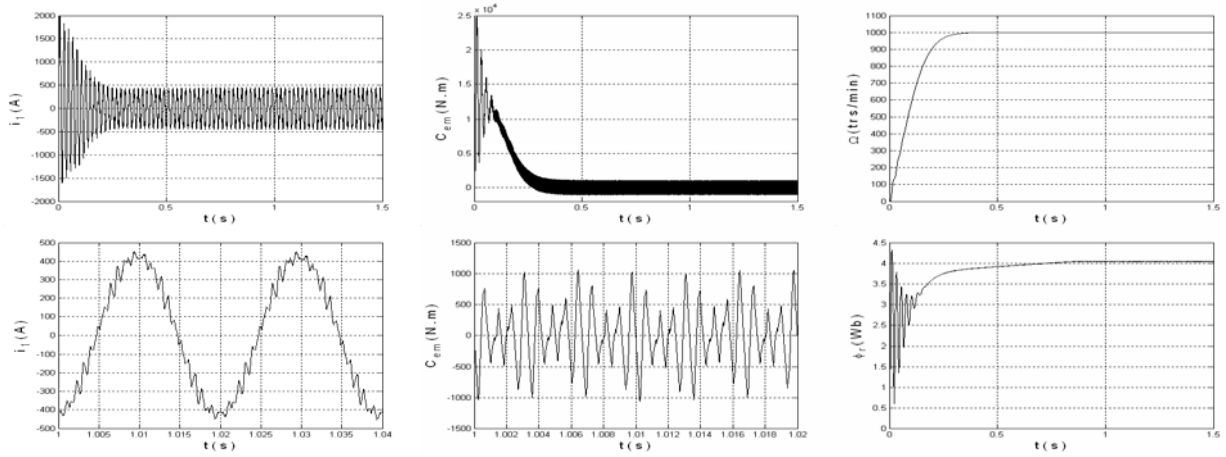


Figure.III.6- Les performances de la machine asynchrone

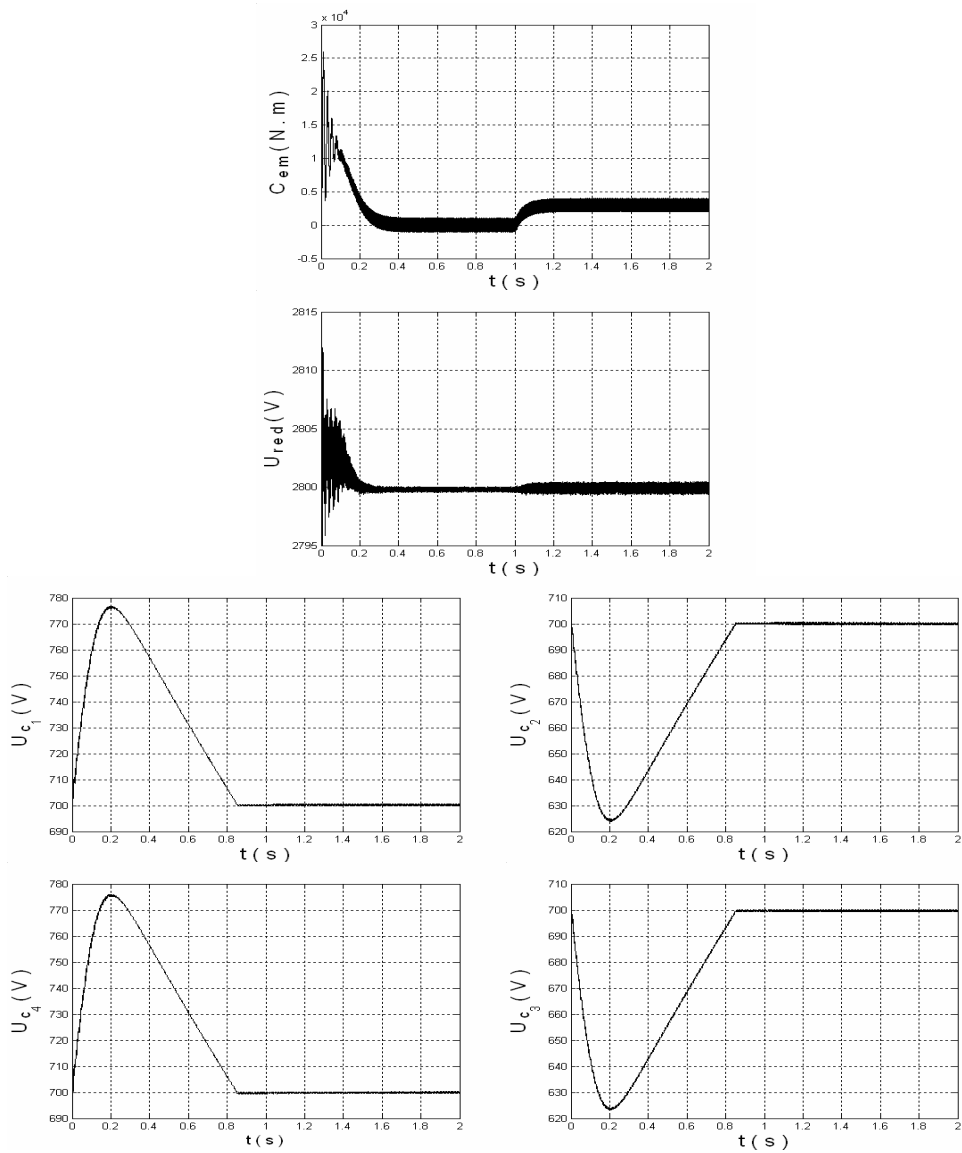


Figure.III.7- La tension de sortie du redresseur et les tensions d'entrée de l'onduleur avec application d'une charge à $t = 1$ s

III.1.2- Cas de la cascade d'un redresseur de courant à trois niveaux - onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes - machine asynchrone :

La figure.III.8 illustre la structure de cette cascade utilisant un circuit d'équilibrage résistif.

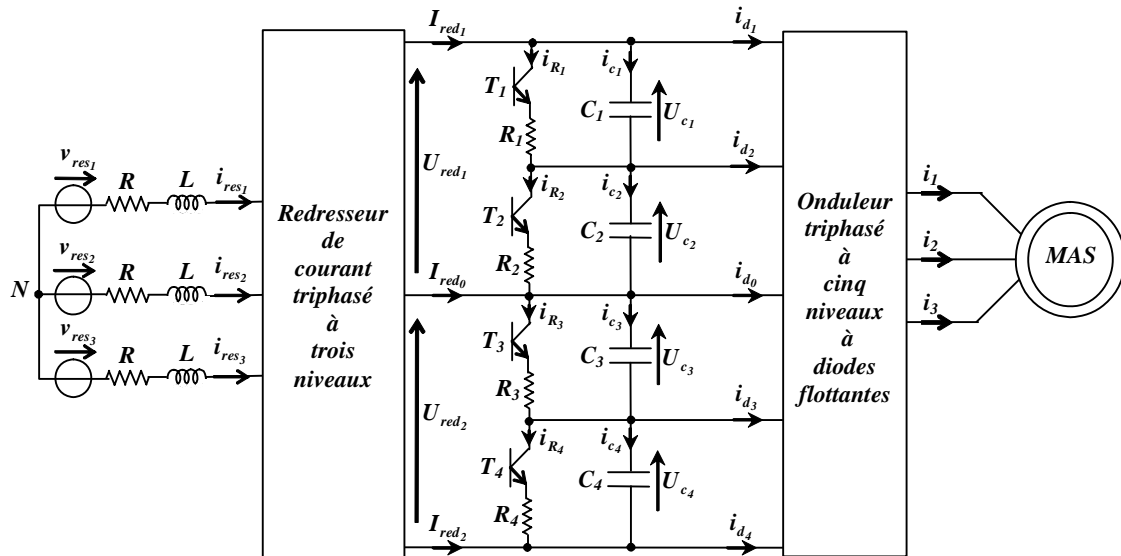


Figure.III.8- Structure de la cascade d'un redresseur de courant triphasé à trois niveaux - circuit d'équilibrage résistif - onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes - MAS

a- Modélisation et commande du circuit d'équilibrage :

Le circuit d'équilibrage, dans ce cas, peut être modélisé par le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} i_{c_1} = C_1 \frac{dU_{C_1}}{dt} = I_{red_1} - i_{d_1} - F_1 \frac{U_{C_1}}{R_1} \\ i_{c_2} = C_2 \frac{dU_{C_2}}{dt} = I_{red_1} - i_{d_1} - i_{d_2} - F_2 \frac{U_{C_2}}{R_2} \\ i_{c_3} = C_3 \frac{dU_{C_3}}{dt} = -I_{red_2} + i_{d_3} + i_{d_4} - F_3 \frac{U_{C_3}}{R_3} \\ i_{c_4} = C_4 \frac{dU_{C_4}}{dt} = -I_{red_2} + i_{d_4} - F_4 \frac{U_{C_4}}{R_4} \end{cases} \quad (III.3)$$

On en déduit l'état des interrupteurs (F_1 , F_2 , F_3 et F_4) à partir de l'algorithme précédent (III.2).

b- Résultats de simulation :

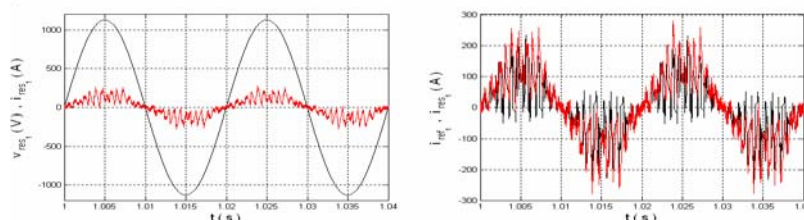


Figure.III.9- Le courant de référence, la tension et le courant du réseau

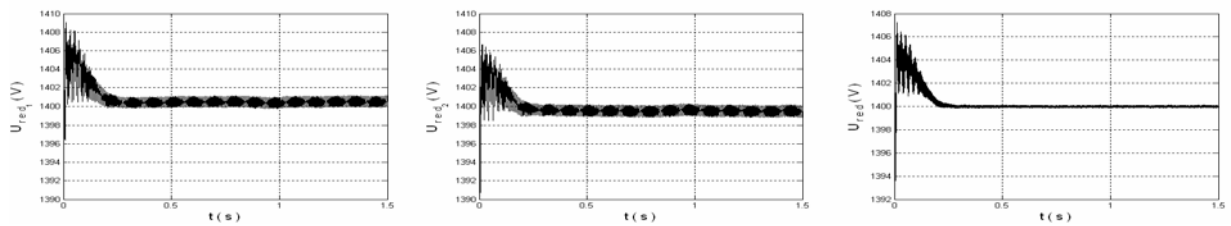


Figure.III.10- Les tensions de sortie du redresseur à trois niveaux et leur moyenne

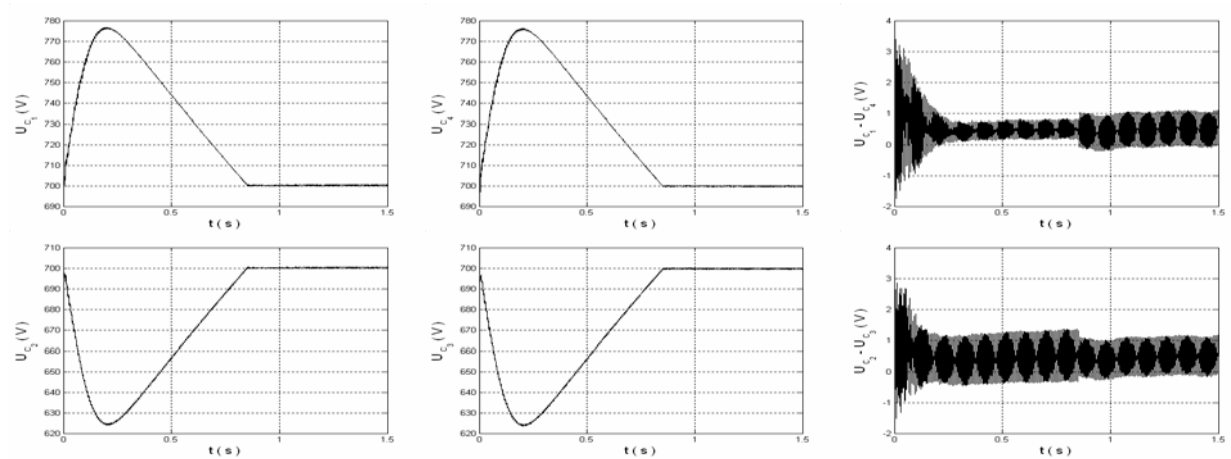


Figure.III.11- Les tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux

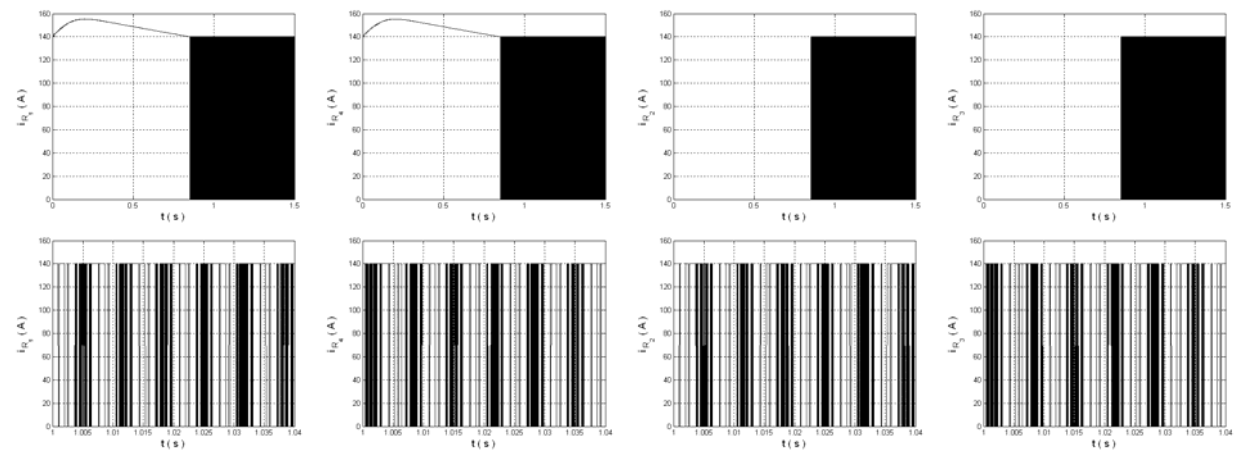


Figure.III.12- Les courants dans les résistances du circuit d'équilibrage

Les résistances du circuit d'équilibrage R_i ($i=1...4$) sont fixées à 5Ω . On remarque bien qu'à l'aide de ce circuit d'équilibrage, les tensions d'entrée de l'onduleur U_{c_i} ($i=1...4$) restent constantes et égales après un régime transitoire (Figure.III.11) et par conséquent, les tensions de sortie du redresseur U_{red_1} et U_{red_2} (Figure.III.10).

La figure.III.9 montre un facteur de puissance pratiquement unitaire côté réseau. La figure.III.12 montre l'inconvénient de ce type de circuit d'équilibrage qui est les pertes par effet Joule dus à l'existence des résistances R_i ($i=1...4$).

Les performances de la machine asynchrone sont représentées par la figure.III.13.

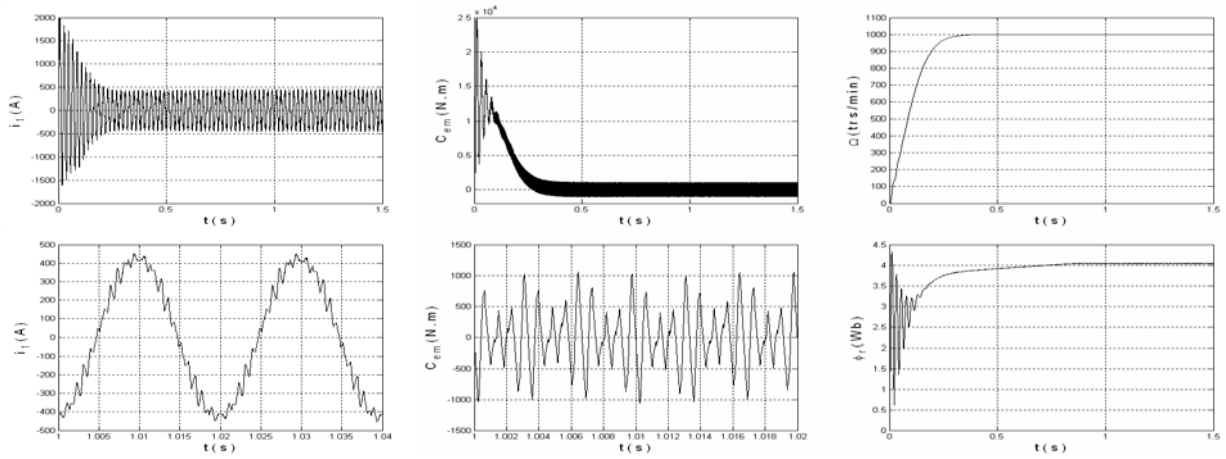


Figure.III.13- Les performances de la machine asynchrone

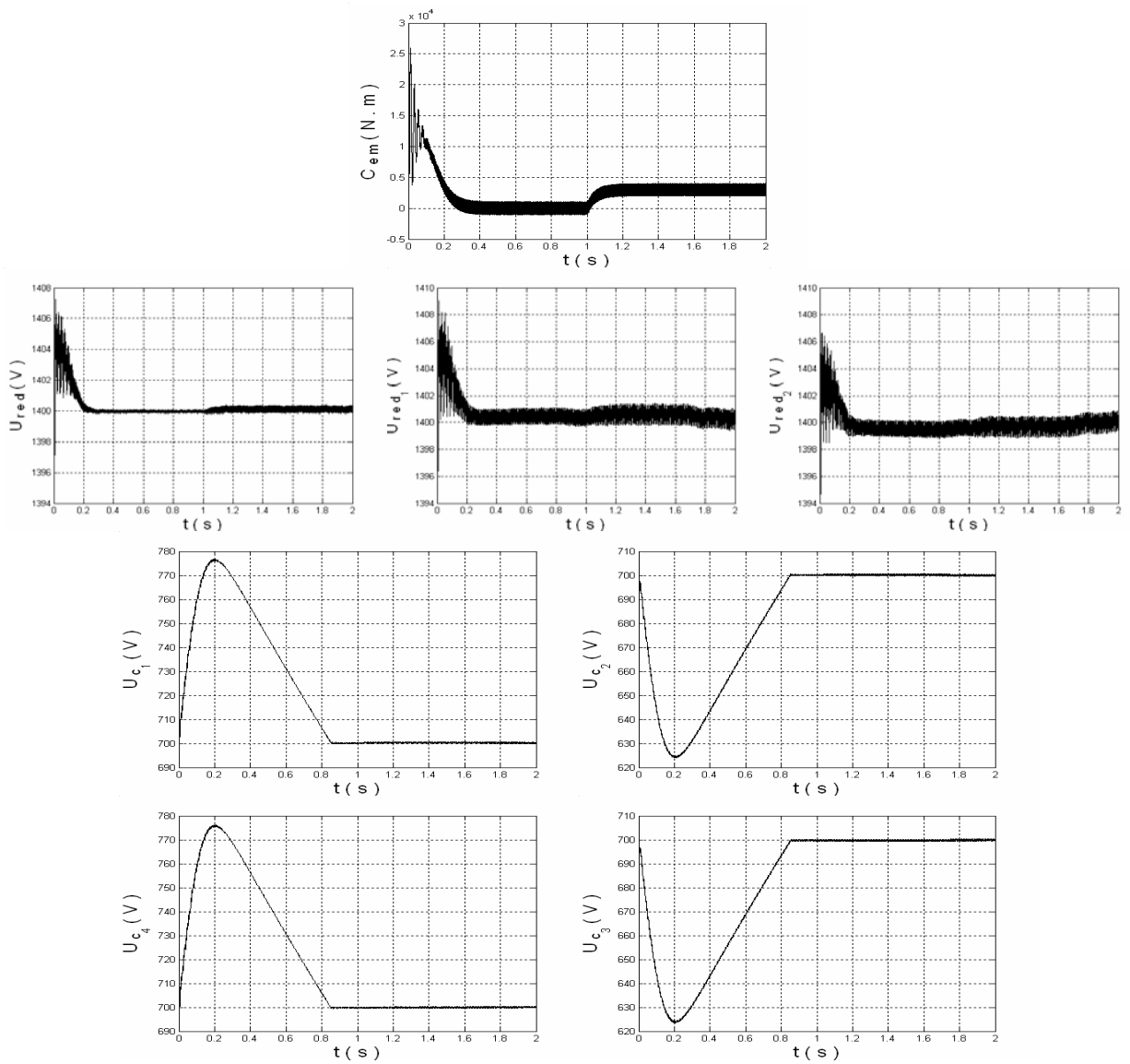


Figure.III.14- Les tensions de sortie du redresseur, leur moyenne et les tensions d'entrée de l'onduleur avec application d'une charge à $t = 1$ s

III.1.3- Cas de la cascade d'un redresseur de courant à cinq niveaux - onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes - machine asynchrone :

Cette cascade munie de son circuit d'équilibrage résistif est donnée par la figure.III.15.

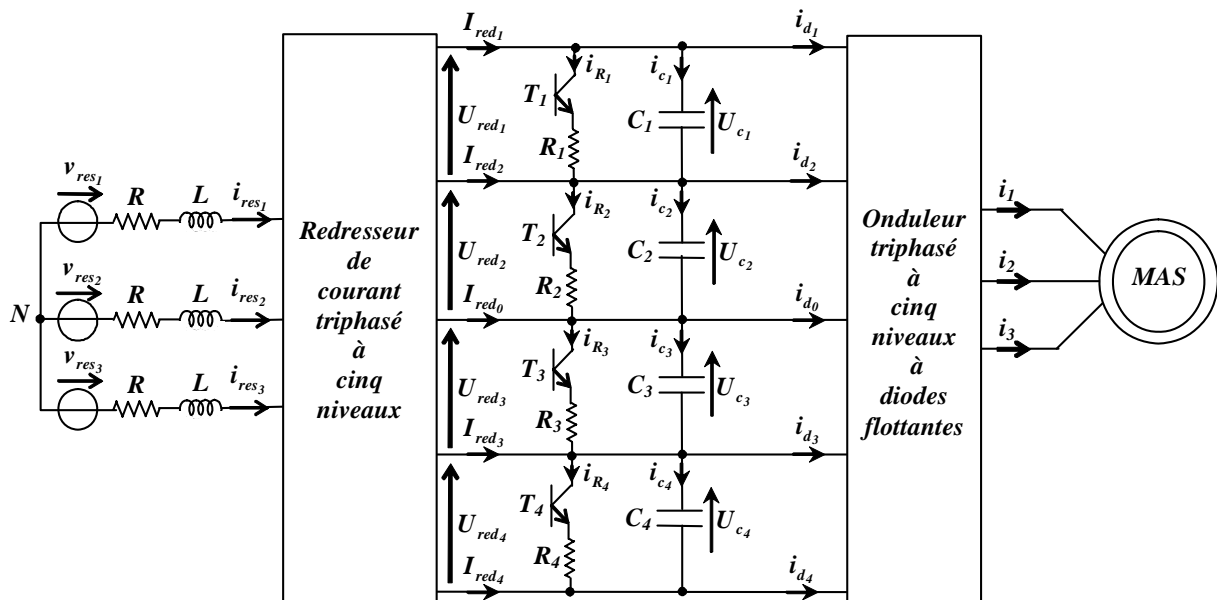


Figure.III.15- Structure de la cascade d'un redresseur de courant triphasé à cinq niveaux - circuit d'équilibrage résistif - onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes - MAS

a- Modélisation et commande du circuit d'équilibrage :

On peut modéliser le circuit d'équilibrage résistif, dans ce cas, comme suit :

$$\begin{cases} i_{c_1} = C_1 \frac{dU_{c_1}}{dt} = I_{red_1} - i_{d_1} - F_1 \frac{U_{c_1}}{R_1} \\ i_{c_2} = C_2 \frac{dU_{c_2}}{dt} = I_{red_1} + I_{red_2} - i_{d_1} - i_{d_2} - F_2 \frac{U_{c_2}}{R_2} \\ i_{c_3} = C_3 \frac{dU_{c_3}}{dt} = -I_{red_3} - I_{red_4} + i_{d_3} + i_{d_4} - F_3 \frac{U_{c_3}}{R_3} \\ i_{c_4} = C_4 \frac{dU_{c_4}}{dt} = -I_{red_4} + i_{d_4} - F_4 \frac{U_{c_4}}{R_4} \end{cases} \quad (III.4)$$

b- Résultats de simulation :

Les résistances du circuit d'équilibrage dans ce cas sont : $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R = 5 \Omega$.

Les résultats de simulation montre que les tensions d'entrée de l'onduleur U_{c_1} , U_{c_2} , U_{c_3} et U_{c_4} deviennent constante et égale après un régime transitoire (Figure.III.17). Les différences de ces tensions deux à deux ($U_{c_1} - U_{c_4}$ et $U_{c_2} - U_{c_3}$) sont faibles en régime permanent.

Les résultats de la conduite de la machine asynchrone montrent que la vitesse de rotation atteint rapidement le régime permanent après 0,4 s. Le couple électromagnétique oscille autour de zéro à une fréquence six fois celle de la tension de sortie de l'onduleur (Figure III.19).

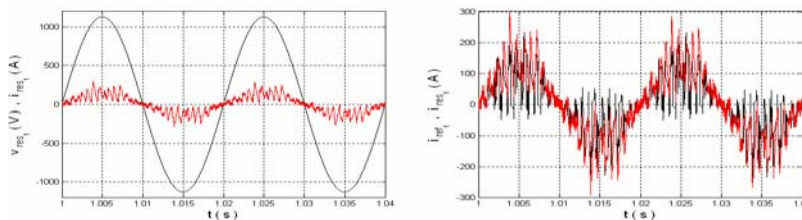


Figure.III.16- Le courant de référence, la tension et le courant du réseau

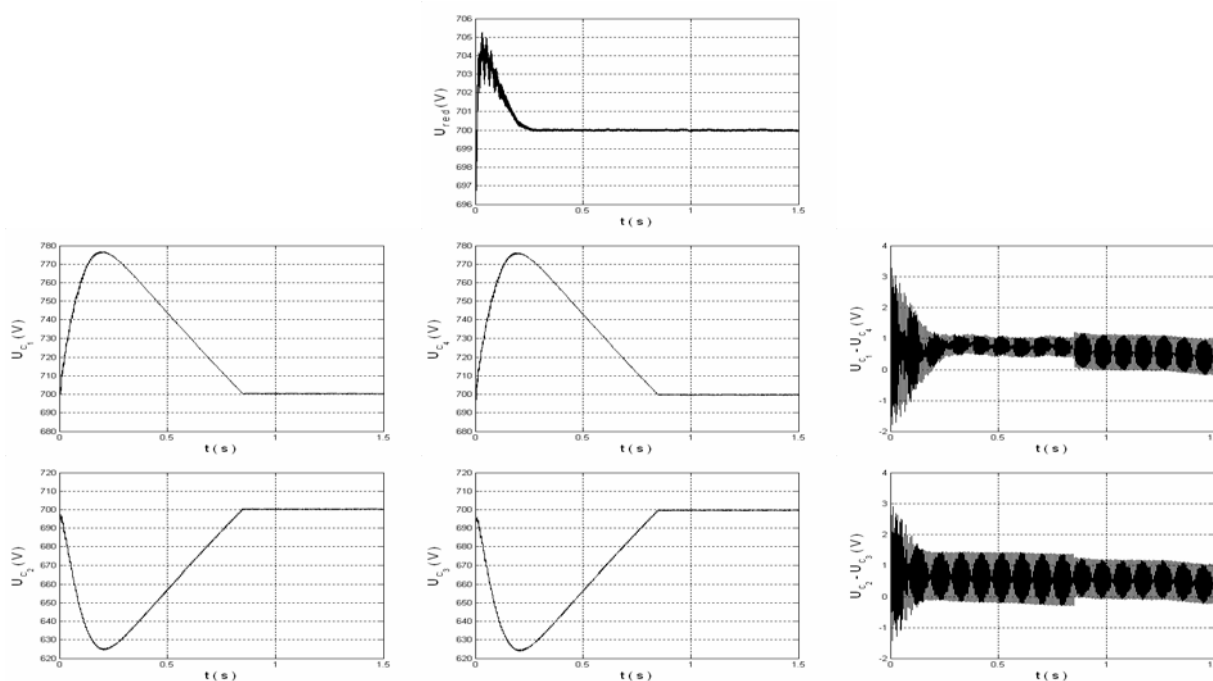


Figure.III.17- Les tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux et leur moyenne

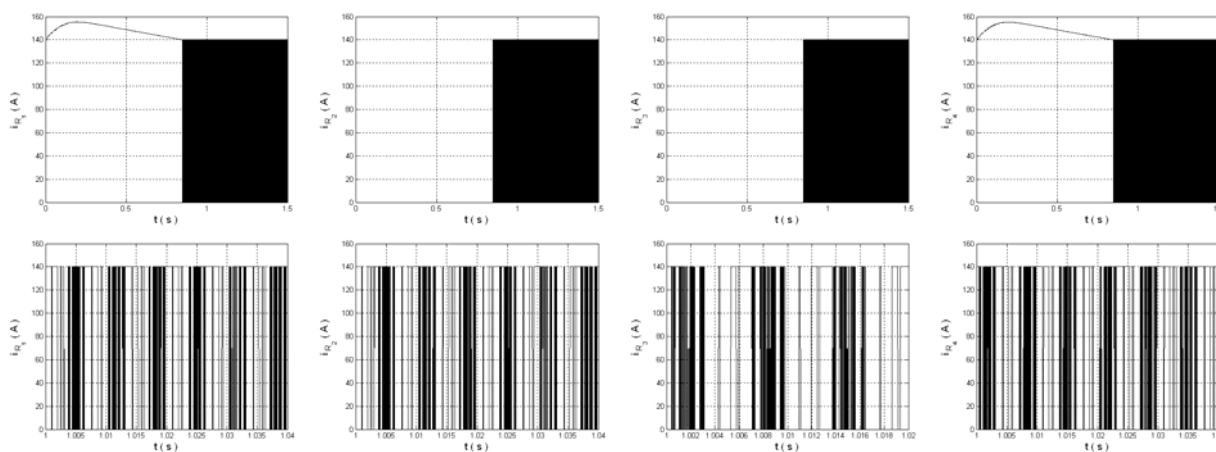


Figure.III.18- Les courants dans les résistances du circuit d'équilibrage

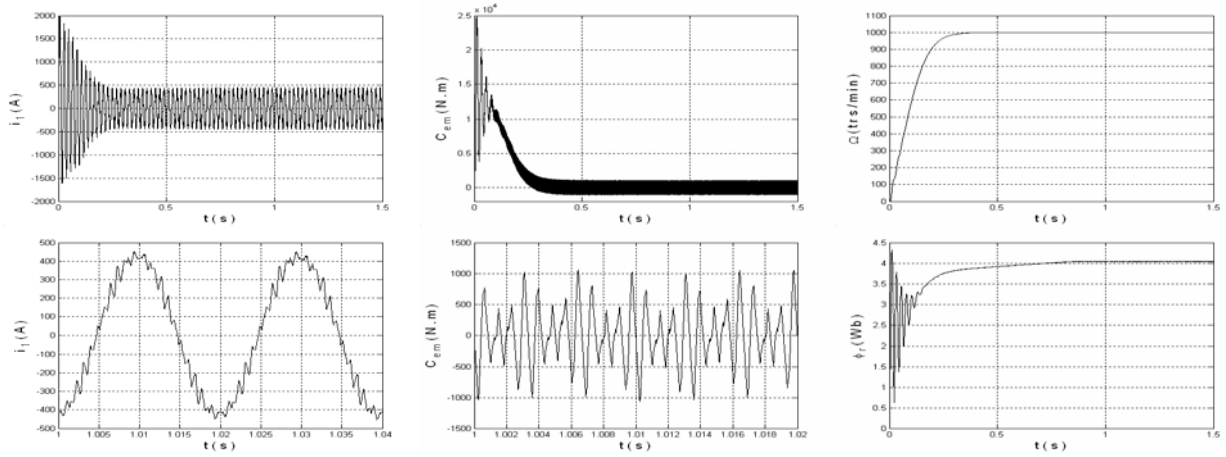


Figure.III.19- Les performances de la machine asynchrone

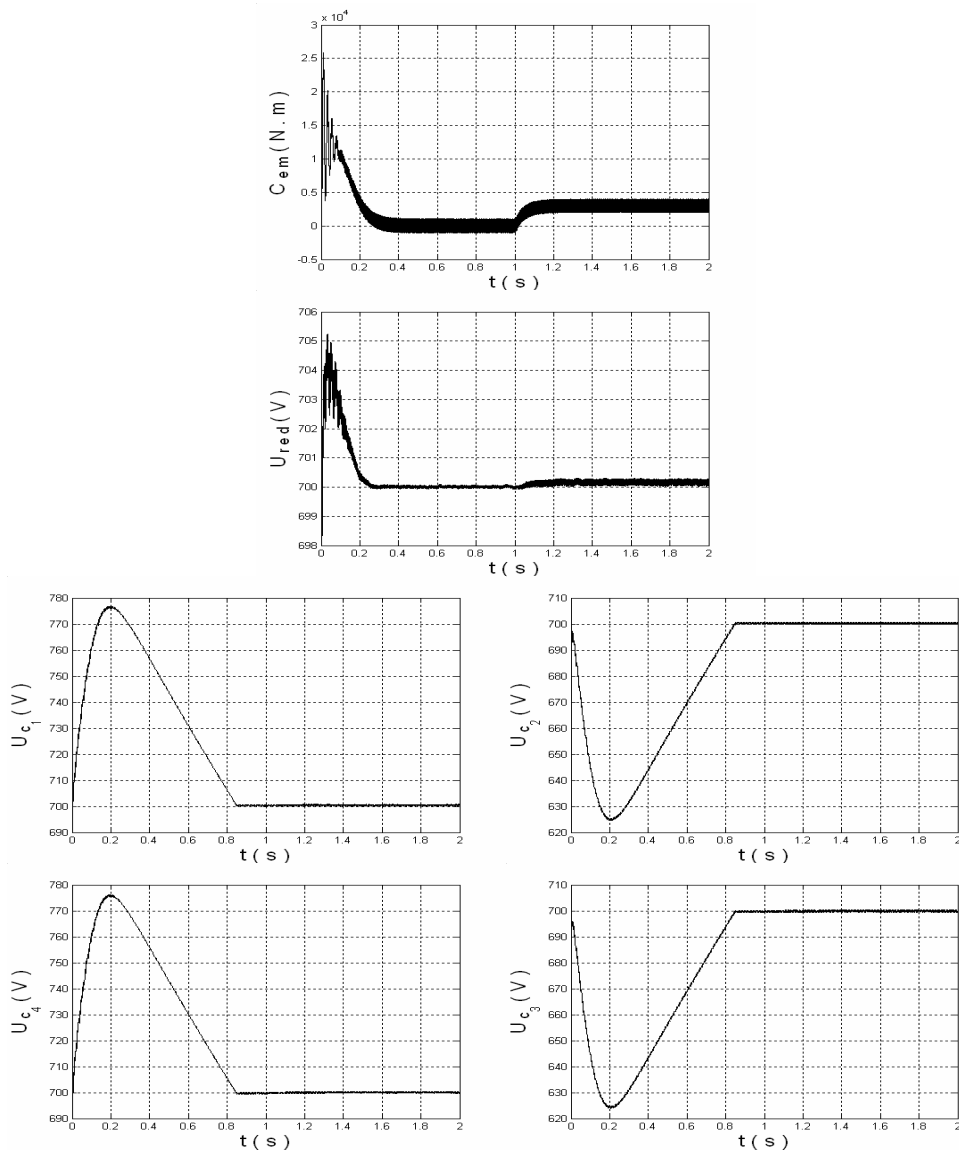


Figure.III.20- Les tensions d'entrée de l'onduleur et leur moyenne avec application d'une charge à $t = 1$ s

III.2- Circuit d'équilibrage résistif simplifié :

Le circuit d'équilibrage résistif simplifié est constitué d'un interrupteur de puissance en série avec une résistance qui sont placés en parallèle avec, seulement, deux condensateurs C_1 et C_4 (au lieu de chaque condensateur) du pont capacitif intermédiaire. Ce circuit est très avantageux en terme de réduction du nombre de composants ce qui va simplifier en conséquence le circuit de commande associé [Barkati.08].

III.2.1- Cas de la cascade d'un redresseur de courant à deux niveaux - onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes - machine asynchrone :

La figure III.21 montre cette cascade associée à son circuit d'équilibrage résistif simplifié.

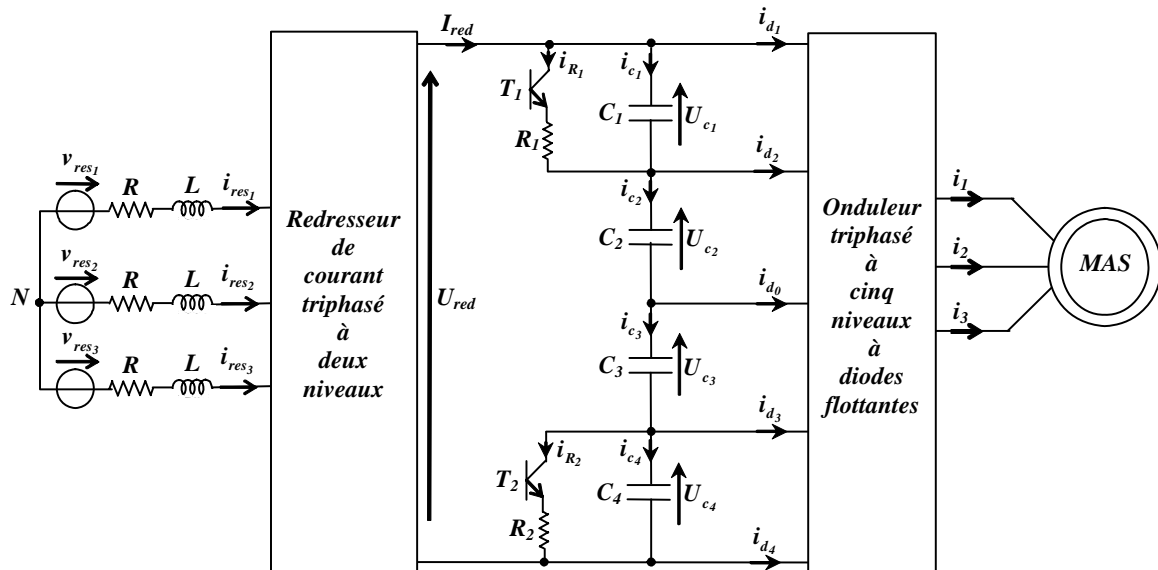


Figure.III.21- Structure de la cascade d'un redresseur de courant triphasé à deux niveaux - circuit d'équilibrage résistif simplifié - onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes - MAS

a- Modélisation et commande du circuit d'équilibrage :

Dans ce cas, le modèle du circuit d'équilibrage se réduit de (III.1) à :

$$\begin{cases} i_{c_1} = C_1 \frac{dU_{C_1}}{dt} = I_{red} - i_{d_1} - F_1 \frac{U_{C_1}}{R_1} \\ i_{c_2} = C_2 \frac{dU_{C_2}}{dt} = I_{red} - i_{d_1} - i_{d_2} \\ i_{c_3} = C_3 \frac{dU_{C_3}}{dt} = I_{red} + i_{d_3} + i_{d_4} \\ i_{c_4} = C_4 \frac{dU_{C_4}}{dt} = I_{red} + i_{d_4} - F_2 \frac{U_{C_4}}{R_2} \end{cases} \quad (III.5)$$

L'algorithme de commande des interrupteurs de simplifie lui aussi de (III.2) à :

$$\begin{cases} Si : U_{C_1} > U_{C_2} \text{ alors : } F_1 = 1 . \text{ Sinon : } F_1 = 0 \\ Si : U_{C_4} > U_{C_3} \text{ alors : } F_2 = 1 . \text{ Sinon : } F_2 = 0 \end{cases} \quad (III.6)$$

b- Résultats de simulation :

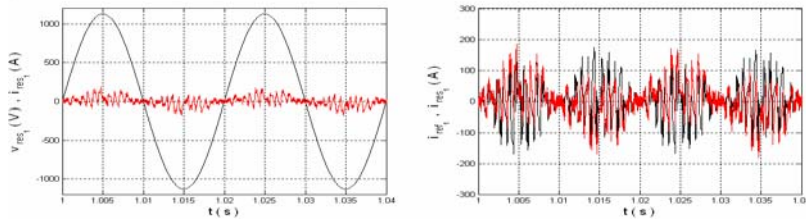


Figure.III.22- Le courant de référence, la tension et le courant du réseau

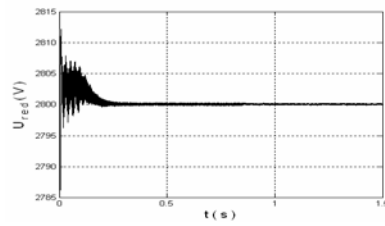


Figure.III.23- La tension de sortie du redresseur à deux niveaux

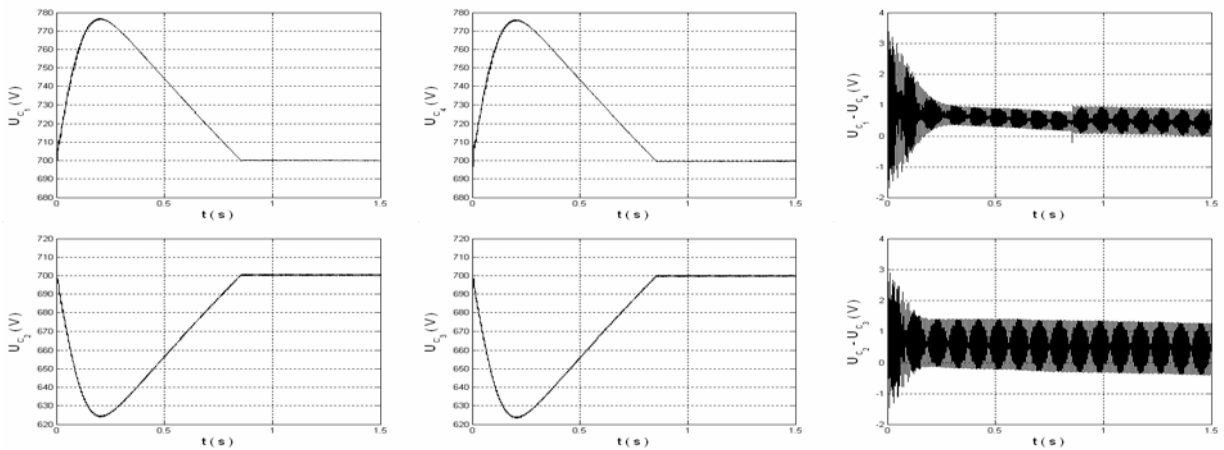


Figure.III.24- Les tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux

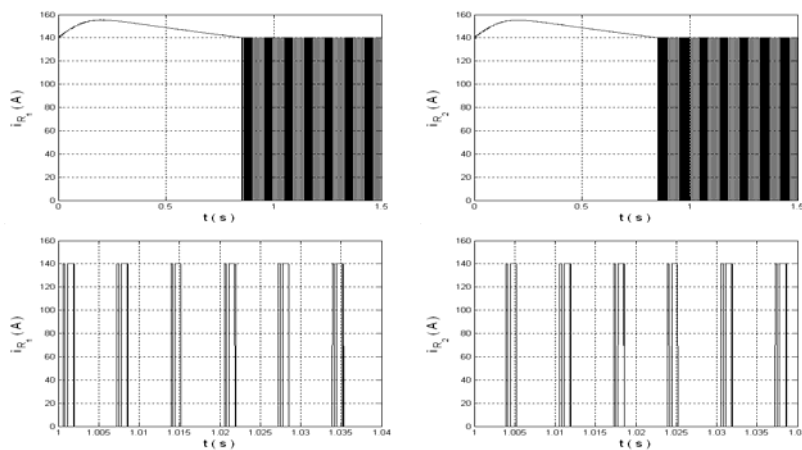


Figure.III.25- Les courants dans les résistances du circuit d'équilibrage

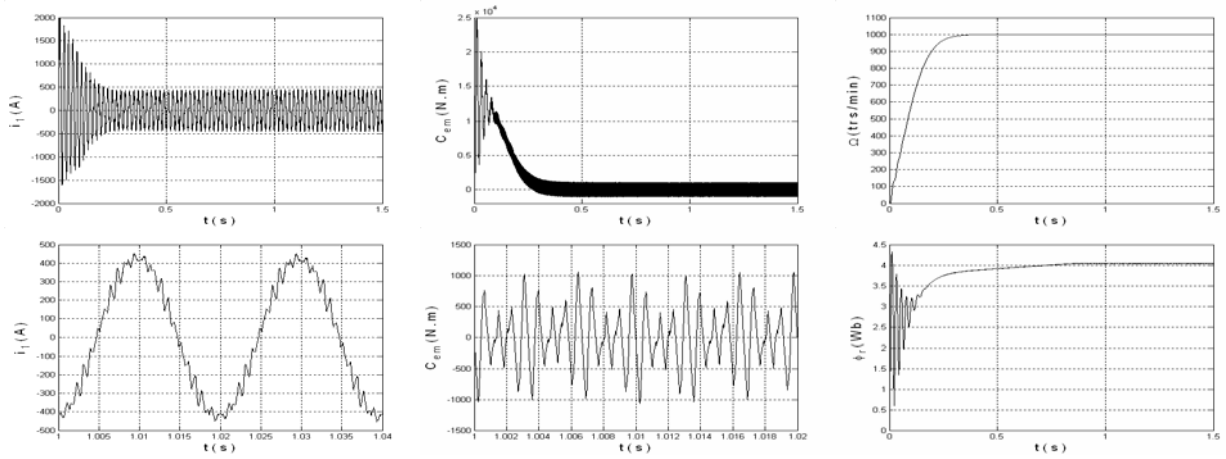


Figure.III.26- Les performances de la machine asynchrone

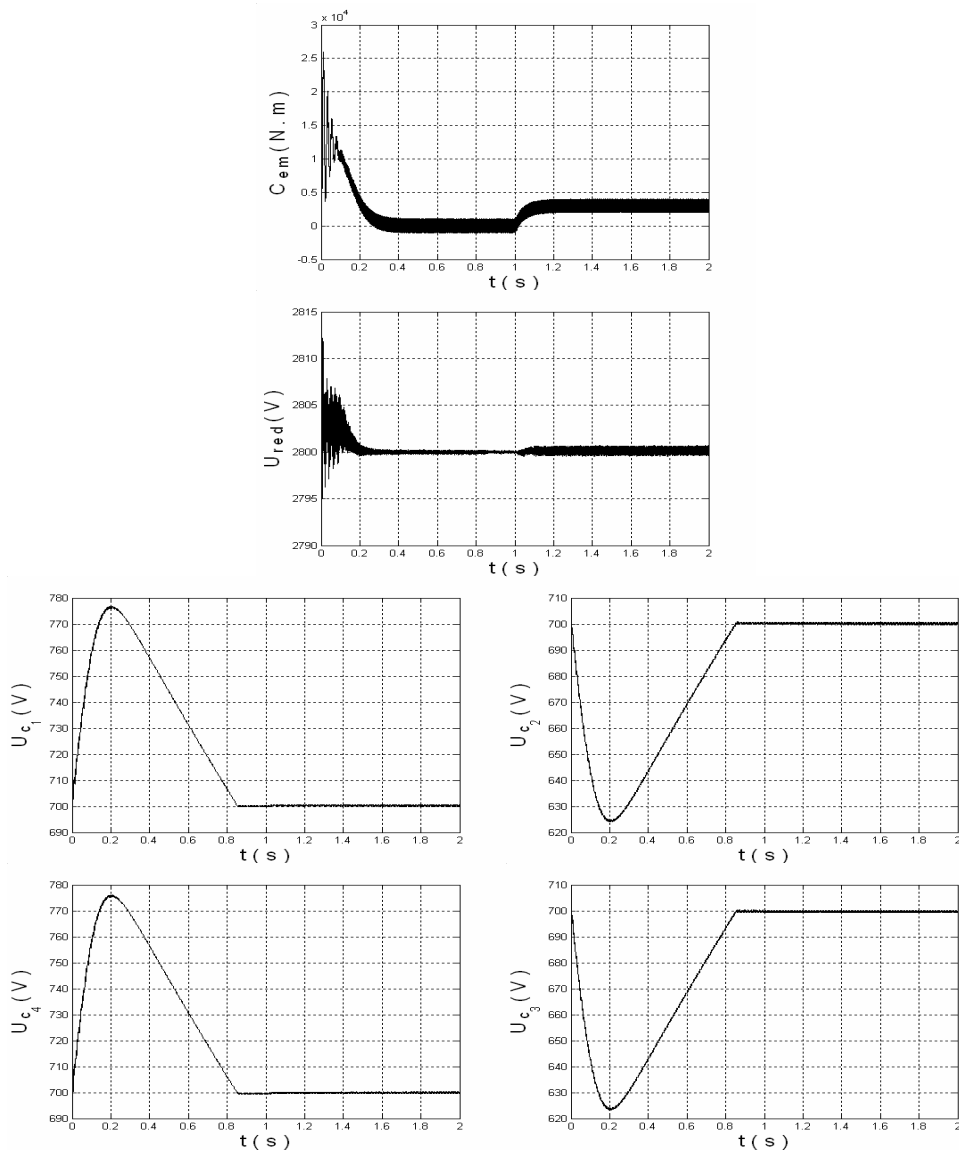


Figure.III.27- La tension de sortie du redresseur et les tensions d'entrée de l'onduleur avec application d'une charge à $t = 1$ s

Chaque résistance du circuit d'équilibrage a une valeur de 5Ω . La figure.III.23 met en évidence la stabilité des tensions des condensateurs C_i ($i = 1...4$). Ces derniers sont stables et pratiquement égales. On peut voir que les différences $(U_{c_1} - U_{c_4})$ et $(U_{c_2} - U_{c_3})$ deviennent pratiquement négligeables en régime établi. Le courant du réseau est plus pollué que dans le cas du circuit d'équilibrage résistif (Figure.III.22).

Les résultats de la conduite de la machine asynchrone sont représentés par la figure.III.26.

III.2.2- Cas de la cascade d'un redresseur de courant à trois niveaux - onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes - machine asynchrone :

La structure de cette cascade en ajoutant un circuit d'équilibrage résistif simplifié est donnée par la figure.III.28.

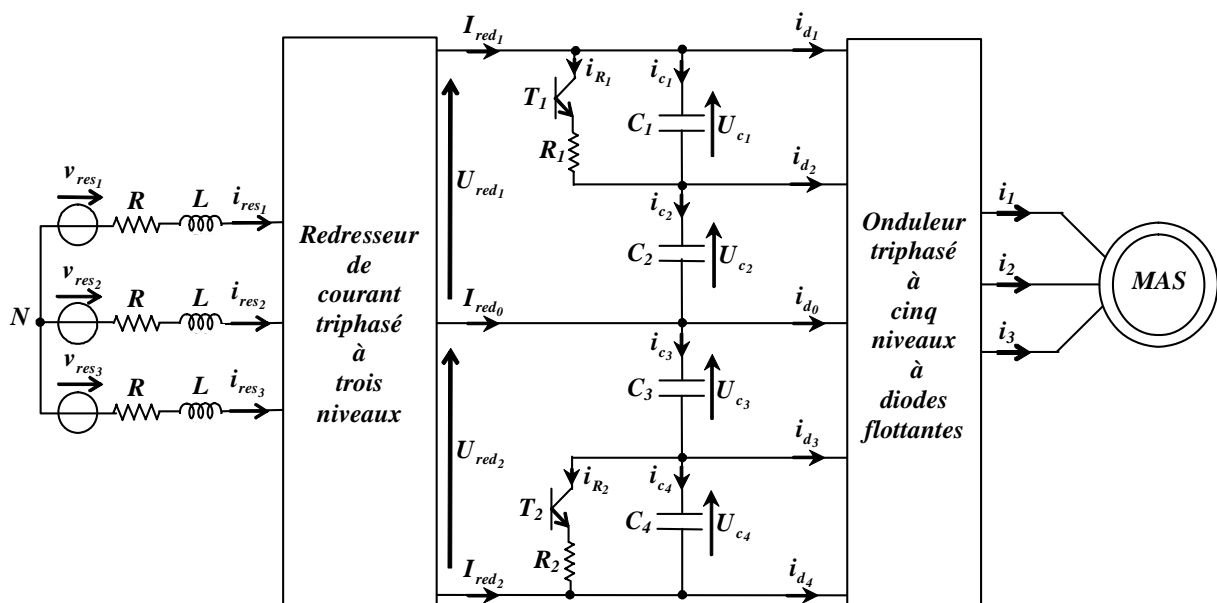


Figure.III.28- Structure de la cascade d'un redresseur de courant triphasé à trois niveaux - circuit d'équilibrage résistif simplifié - onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes - MAS

a- Modélisation et commande du circuit d'équilibrage :

En présence du circuit d'équilibrage résistif simplifié, les tensions aux bornes des condensateurs sont exprimées par le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} i_{c_1} = C_1 \frac{dU_{C_1}}{dt} = I_{red_1} - i_{d_1} - F_1 \frac{U_{C_1}}{R_1} \\ i_{c_2} = C_2 \frac{dU_{C_2}}{dt} = I_{red_1} - i_{d_1} - i_{d_2} \\ i_{c_3} = C_3 \frac{dU_{C_3}}{dt} = -I_{red_2} + i_{d_3} + i_{d_4} \\ i_{c_4} = C_4 \frac{dU_{C_4}}{dt} = -I_{red_2} + i_{d_4} - F_2 \frac{U_{C_4}}{R_2} \end{cases} \quad (III.7)$$

L'algorithme de commande des interrupteurs est similaire au précédent (III.6).

b- Résultats de simulation :

Les résistances du circuit d'équilibrage résistif simplifié ont une valeur de 5Ω . La figure.III.31 montre les différentes tensions d'entrée de l'onduleur. Ces tensions sont constantes et égales à $700 V$. Ainsi, les différences $(U_{c_1} - U_{c_4})$ et $(U_{c_2} - U_{c_3})$ sont pratiquement nulles.

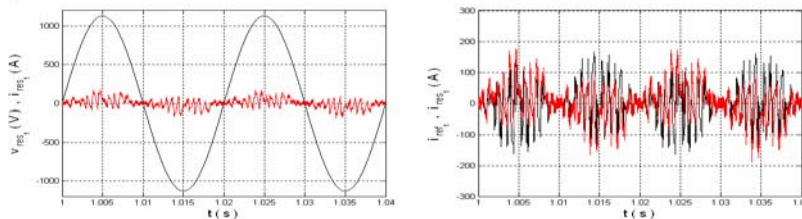


Figure.III.29- Le courant de référence, la tension et le courant du réseau

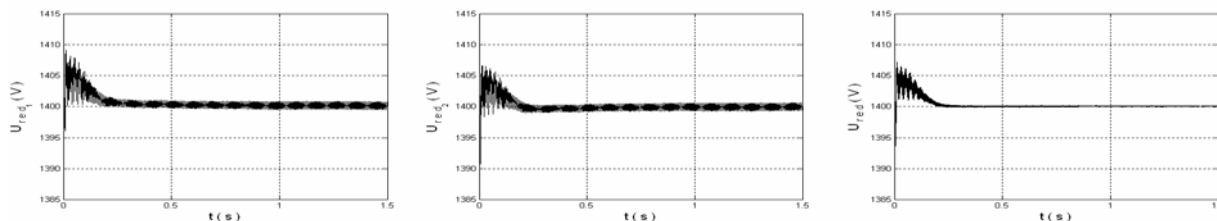


Figure.III.30- Les tensions de sortie du redresseur à trois niveaux et leur moyenne

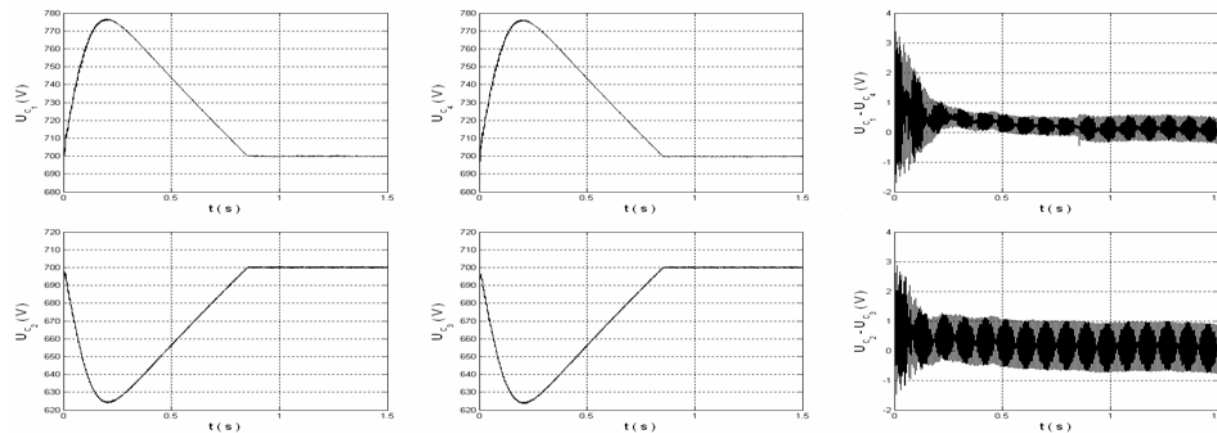


Figure.III.31- Les tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux

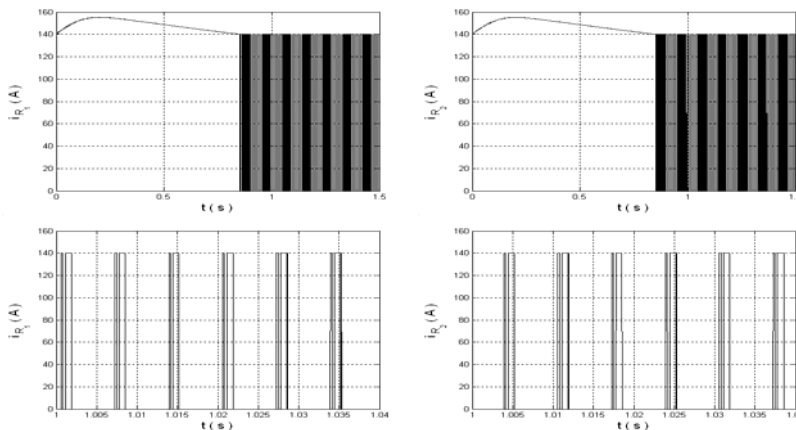


Figure.III.32- Les courants dans les résistances du circuit d'équilibrage

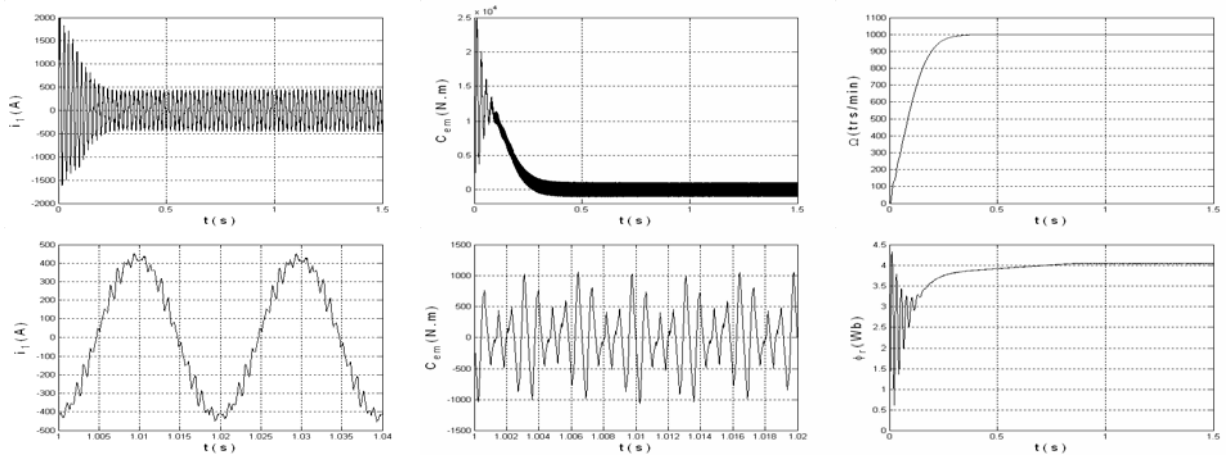


Figure.III.33- Les performances de la machine asynchrone

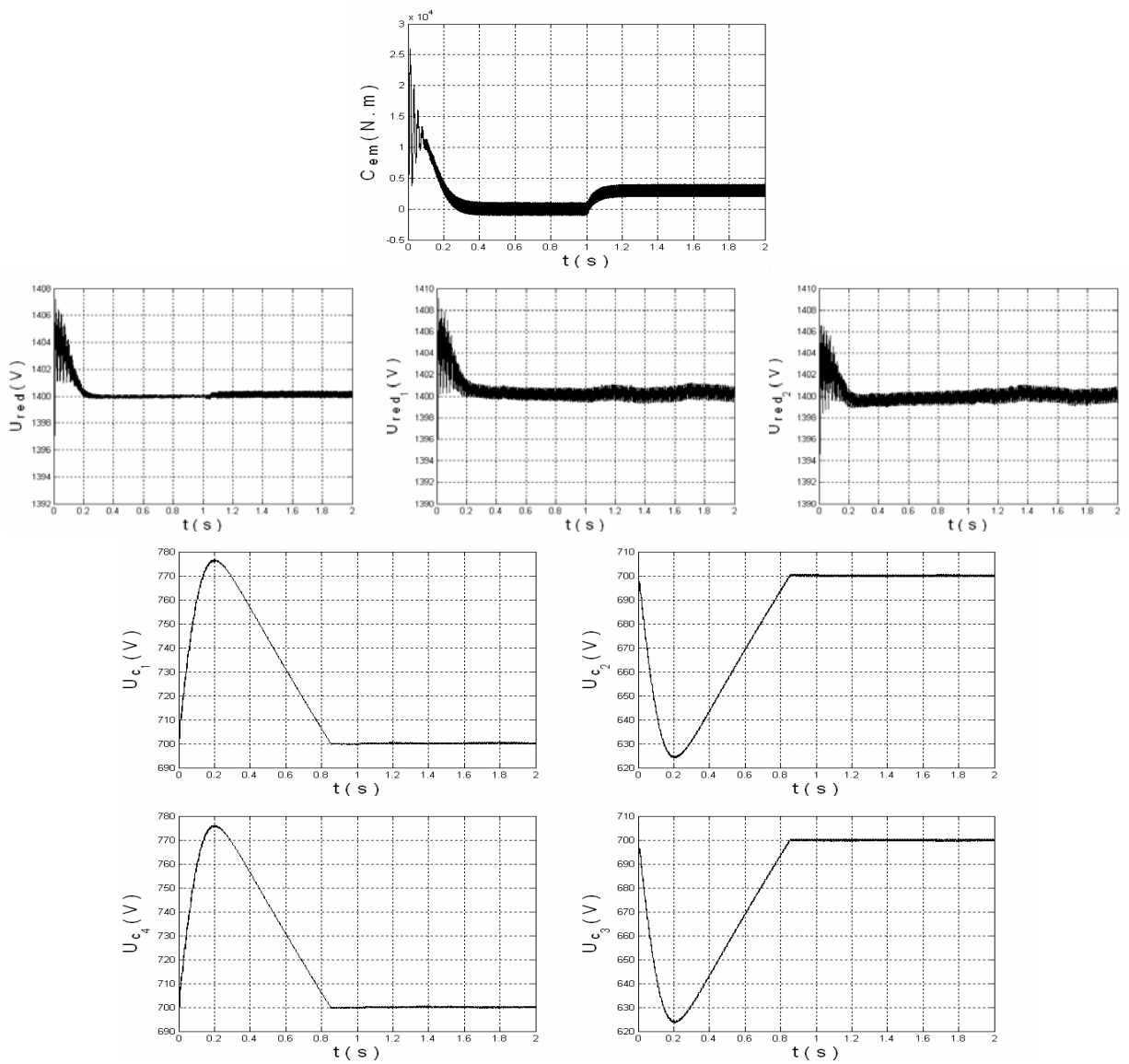


Figure.III.34- Les tensions de sortie du redresseur, leur moyenne et les tensions d'entrée de l'onduleur avec application d'une charge à $t = 1$ s

III.2.3- Cas de la cascade d'un redresseur de courant à cinq niveaux - onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes - machine asynchrone :

La figure.III.35 donne la structure de cette cascade associé à son circuit d'équilibrage résistif simplifié.

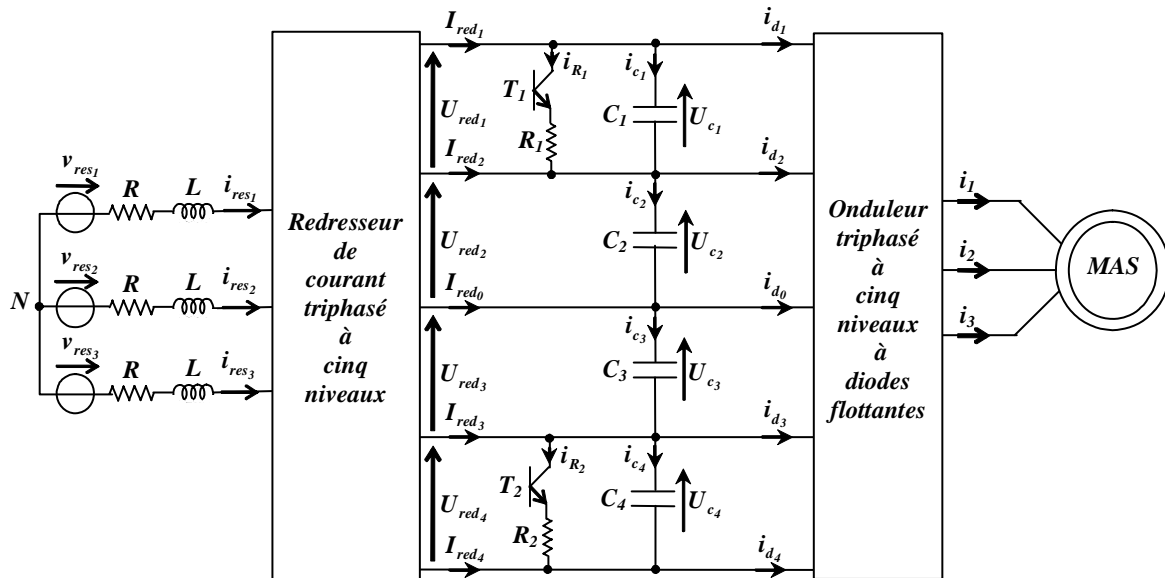


Figure.III.35- Structure de la cascade d'un redresseur de courant triphasé à cinq niveaux - circuit d'équilibrage résistif simplifié - onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes - MAS

a- Modélisation et commande du circuit d'équilibrage :

Les tensions aux bornes des condensateurs, dans ce cas, sont exprimées par le système suivant, où la commande des interrupteurs est calculée à partir de l'algorithme (III.6) :

$$\begin{cases} i_{c_1} = C_1 \frac{dU_{c_1}}{dt} = I_{red_1} - i_{d_1} - F_1 \frac{U_{c_1}}{R_1} \\ i_{c_2} = C_2 \frac{dU_{c_2}}{dt} = I_{red_1} + I_{red_2} - i_{d_1} - i_{d_2} \\ i_{c_3} = C_3 \frac{dU_{c_3}}{dt} = -I_{red_3} - I_{red_4} + i_{d_3} + i_{d_4} \\ i_{c_4} = C_4 \frac{dU_{c_4}}{dt} = -I_{red_4} + i_{d_4} - F_2 \frac{U_{c_4}}{R_2} \end{cases} \quad (III.8)$$

b- Résultats de simulation :

Chaque résistance du circuit d'équilibrage vaut 5Ω . on remarque bien qu'en ajoutant le circuit d'équilibrage résistif simplifié, on a pu rendre les tensions d'entrée de l'onduleur U_{c_i} ($i=1...4$) toutes constantes et égales (Figure.III.37) sans toutefois perdre les performances de l'asservissement par la théorie de Lyapunov.

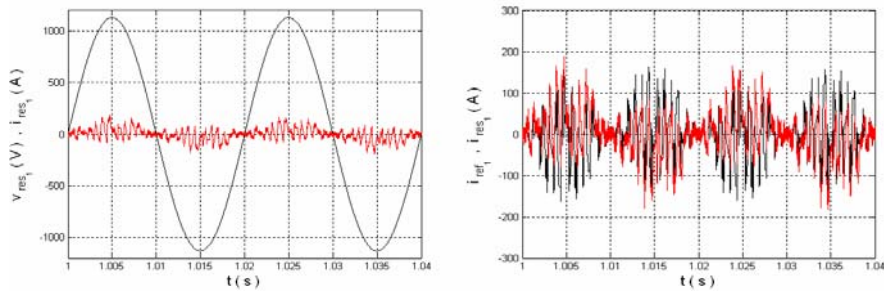


Figure.III.36- Le courant de référence, la tension et le courant du réseau

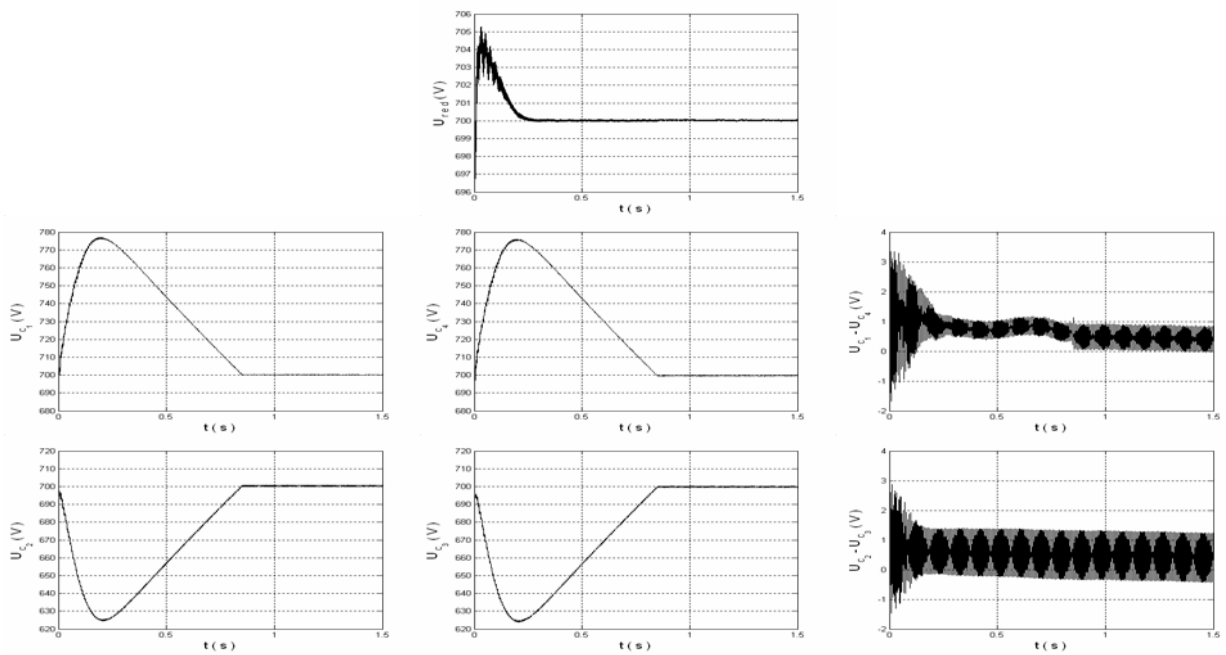


Figure.III.37- Les tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux et leur moyenne

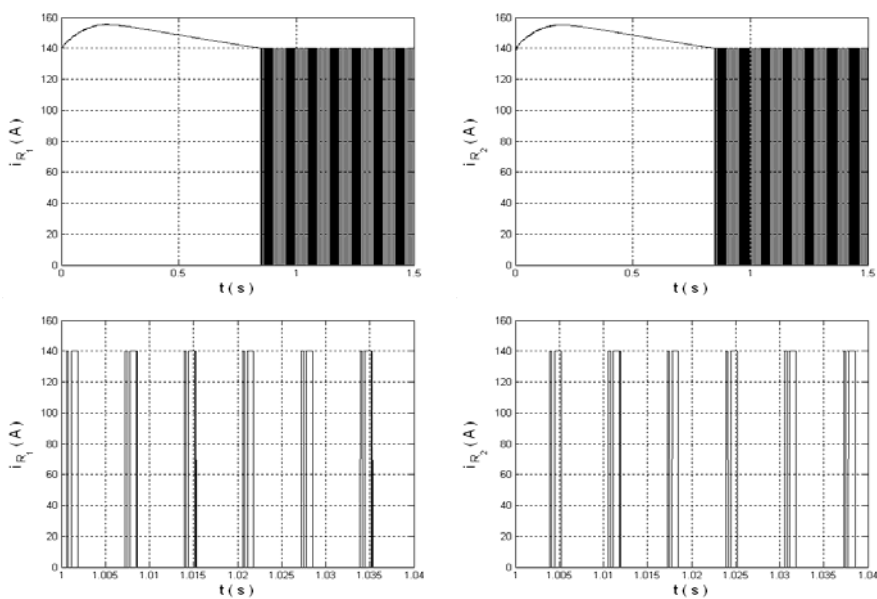


Figure.III.38- Les courants dans les résistances du circuit d'équilibrage

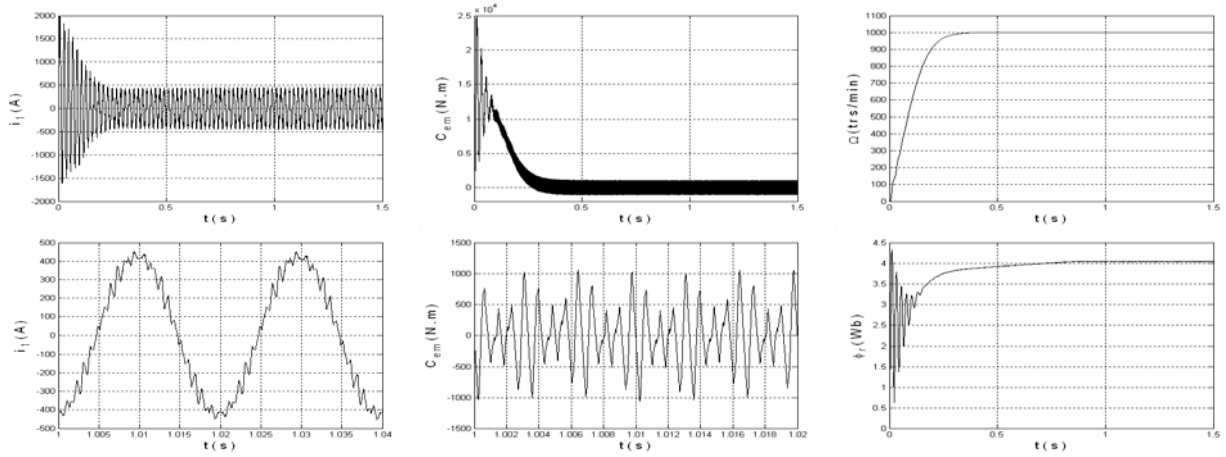


Figure.III.39- Les performances de la machine asynchrone

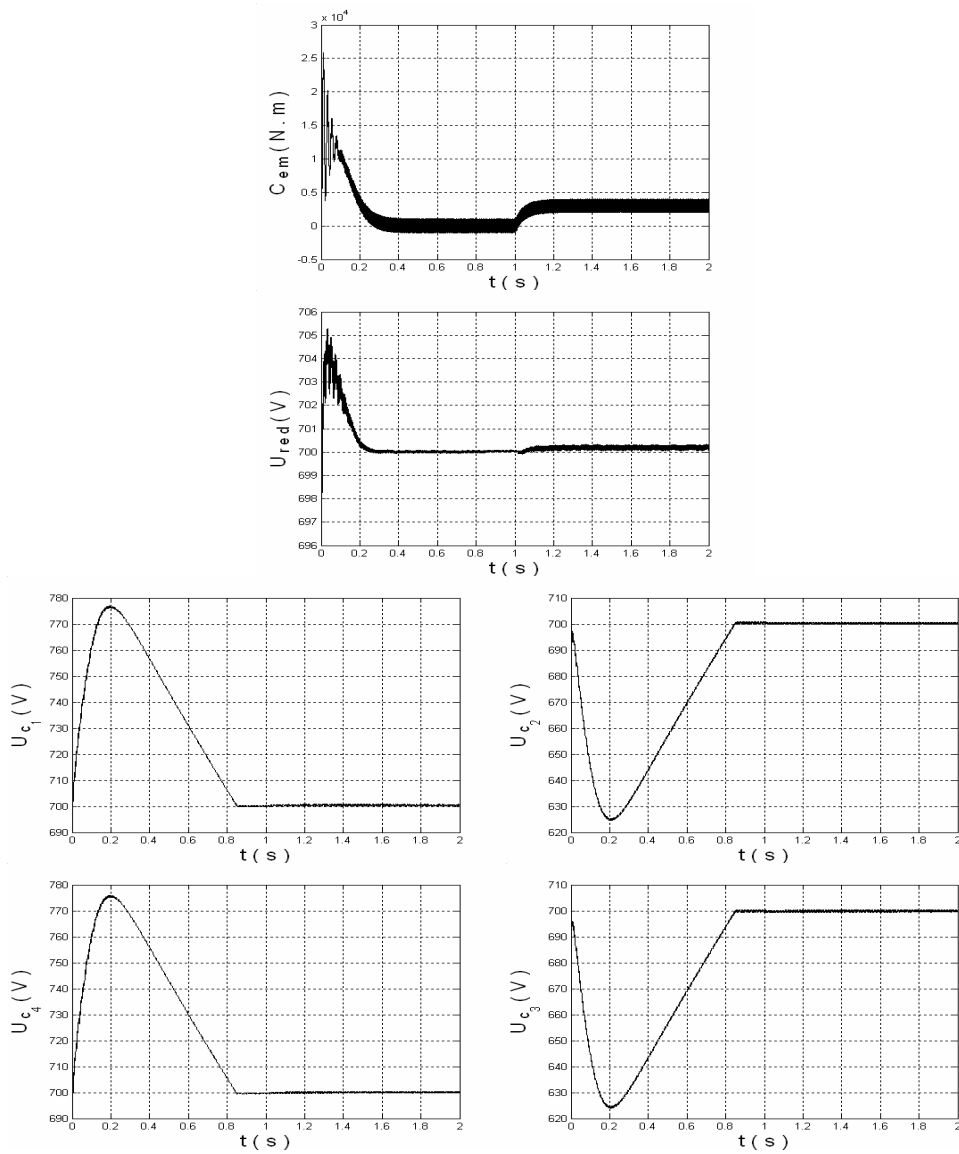


Figure.III.40- Les tensions d'entrée de l'onduleur et leur moyenne avec application d'une charge à $t = 1$ s

III.3- Circuit d'équilibrage inductif :

Dans le but de réduire les pertes par effet Joule et de diminuer le nombre de composants passifs, on propose un circuit d'équilibrage inductif formé par quatre interrupteurs de puissance et deux inductances, chacune d'elle sert à stabiliser les tensions des deux condensateurs adjacentes [Chibani.07] [Barkati.08] [Guedouani.09].

III.3.1- Cas de la cascade d'un redresseur de courant à deux niveaux - onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes - machine asynchrone :

Le schéma de cette cascade avec le circuit d'équilibrage inductif est représenté par la figure.III.41.

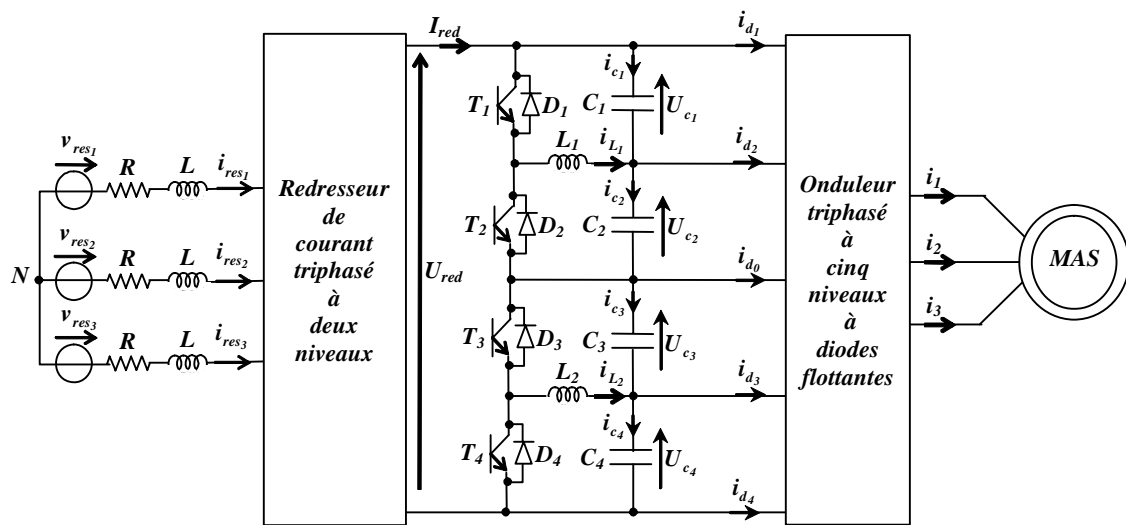


Figure.III.41- Structure de la cascade d'un redresseur de courant triphasé à deux niveaux - circuit d'équilibrage inductif - onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes - MAS

a- Modélisation et commande du circuit d'équilibrage :

Les courants dans les deux bobines, ainsi que les tensions aux bornes des quatre condensateurs sont donnés par :

$$\left\{ \begin{array}{l} L_1 \frac{di_{L_1}}{dt} = F_1 \cdot U_{C_1} - F_2 \cdot U_{C_2} \\ L_2 \frac{di_{L_2}}{dt} = F_3 \cdot U_{C_3} - F_4 \cdot U_{C_4} \\ i_{c_1} = C_1 \frac{dU_{C_1}}{dt} = I_{red} - i_{d_1} - F_1 \cdot i_{L_1} \\ i_{c_2} = C_2 \frac{dU_{C_2}}{dt} = I_{red} - i_{d_1} - i_{d_2} + F_2 \cdot i_{L_1} \\ i_{c_3} = C_3 \frac{dU_{C_3}}{dt} = I_{red} + i_{d_3} + i_{d_4} - F_3 \cdot i_{L_2} \\ i_{c_4} = C_4 \frac{dU_{C_4}}{dt} = I_{red} + i_{d_4} + F_4 \cdot i_{L_2} \end{array} \right. \quad (III.9)$$

Les fonctions de connexion des interrupteurs du circuit d'équilibrage inductif sont calculés à partir de l'algorithme (III.2).

b- Résultats de simulation :

Les inductances du circuit d'équilibrage inductif utilisé ont une valeur de 10 mH . La figure.III.44 montre que le circuit d'équilibrage purement inductif engendre des oscillations au niveau des tensions aux bornes des condensateurs, d'autant plus que la symétrie entre les tensions du haut du bas du filtre capacitif est fortement affectée. Leurs différences ($U_{c_1} - U_{c_4}$) et ($U_{c_2} - U_{c_3}$) sont aussi oscillatoires.

Les performances de l'asservissement de la tension de sortie du redresseur sont affectées. Le courant du réseau n'est pas en phase avec sa tension (Figure.III.42). La tension redressée n'est pas parfaitement stable (Figure.III.43).

La figure.III.45 montre la forme des courants dans les bobines. Ceci justifie la nature bidirectionnelle en courant des interrupteurs qui forment le circuit d'équilibrage.

Les performances de la machine asynchrone sont représentées dans la figure.III.46.

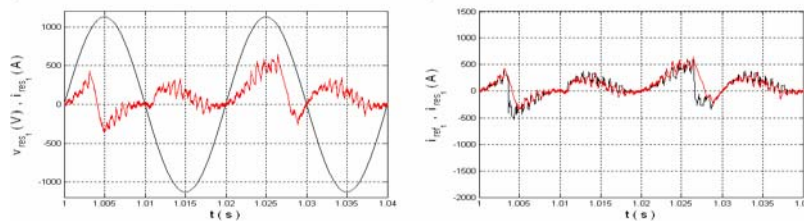


Figure.III.42- Le courant de référence, la tension et le courant du réseau

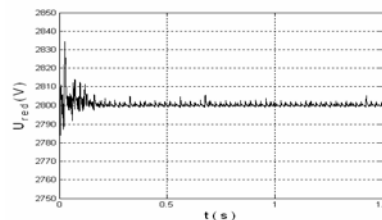


Figure.III.43- La tension de sortie du redresseur à deux niveaux

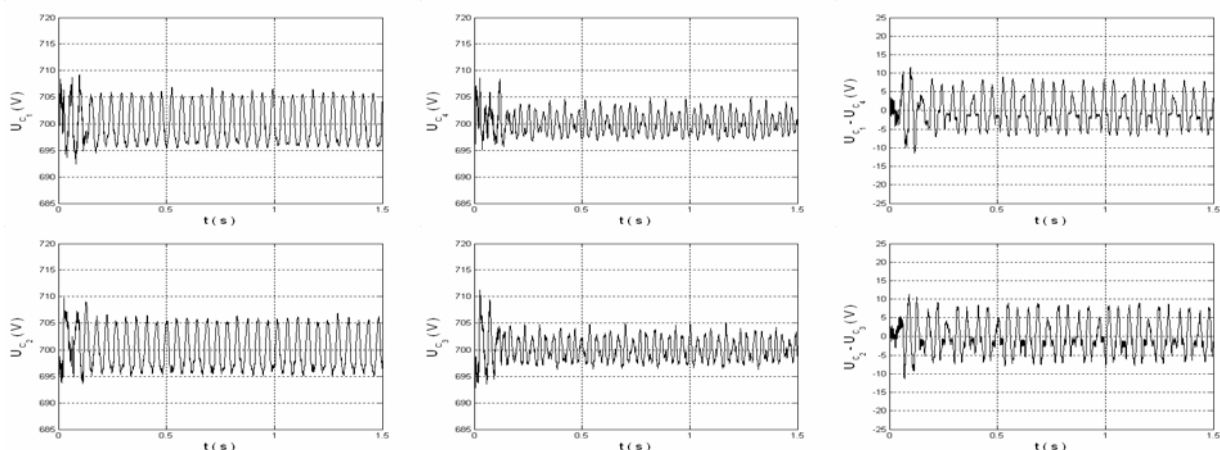


Figure.III.44- Les tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux

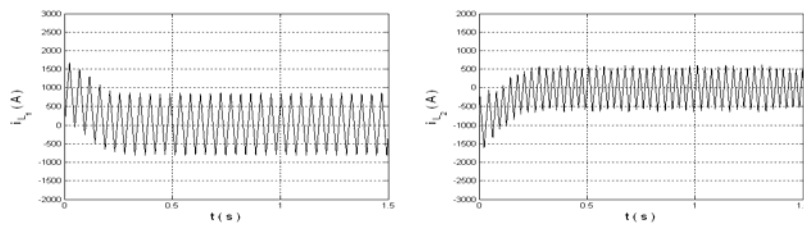


Figure.III.45- Les courants dans les bobines du circuit d'équilibrage

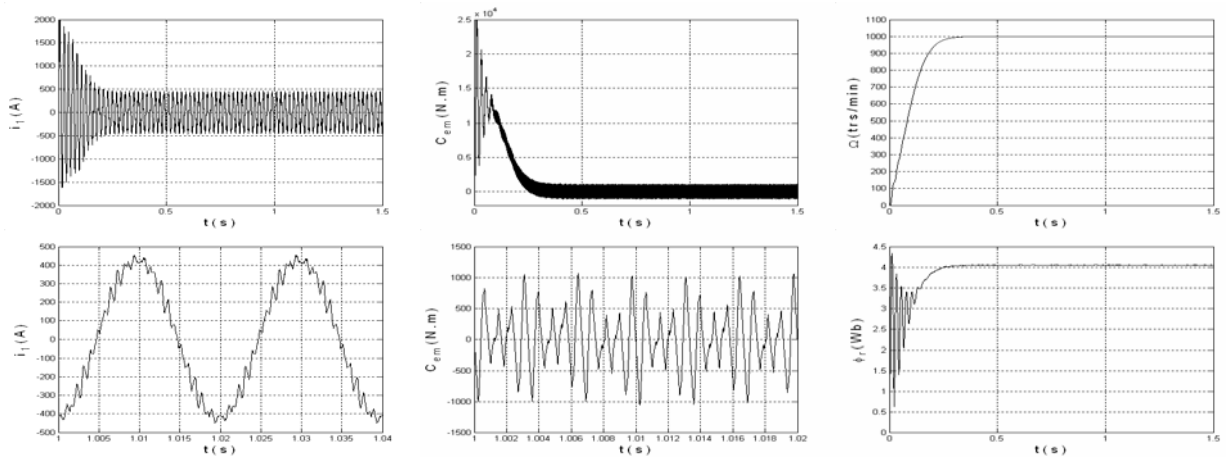


Figure.III.46- Les performances de la machine asynchrone

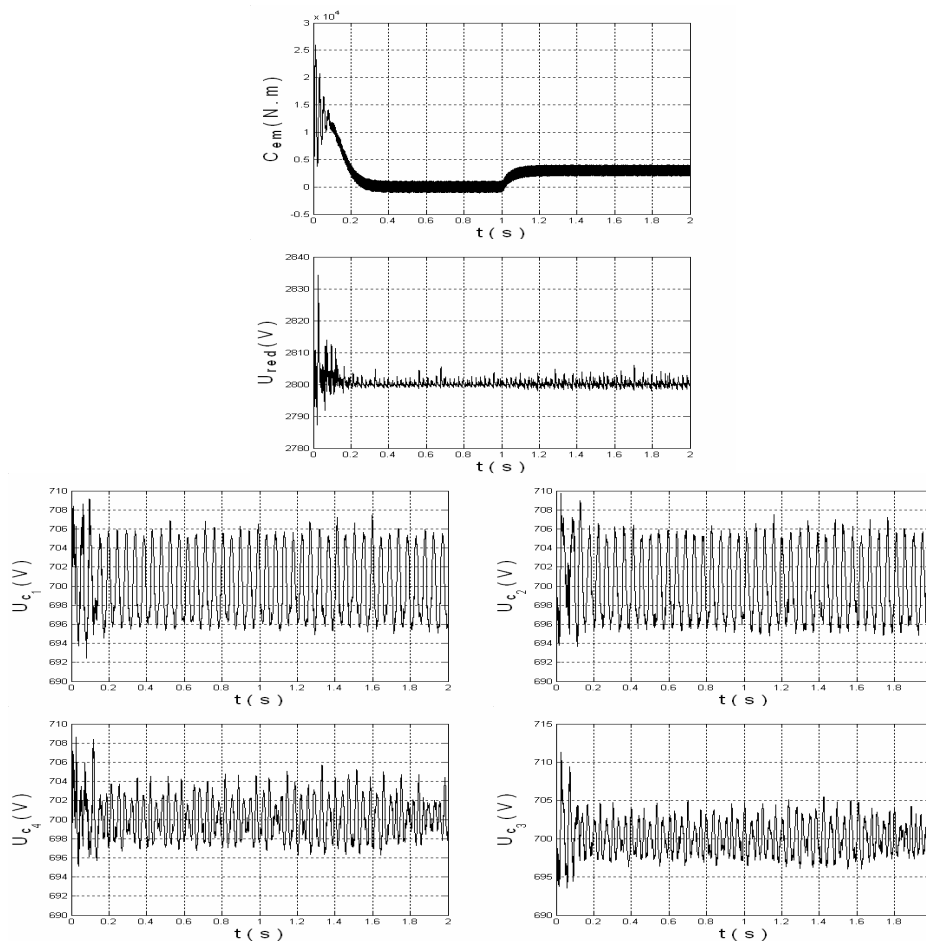


Figure.III.47- La tension de sortie du redresseur et les tensions d'entrée de l'onduleur avec application d'une charge à $t = 1$ s

III.3.2- Cas de la cascade d'un redresseur de courant à trois niveaux - onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes - machine asynchrone :

Cette cascade munie de son circuit d'équilibrage inductif est donnée par la figure.III.48.

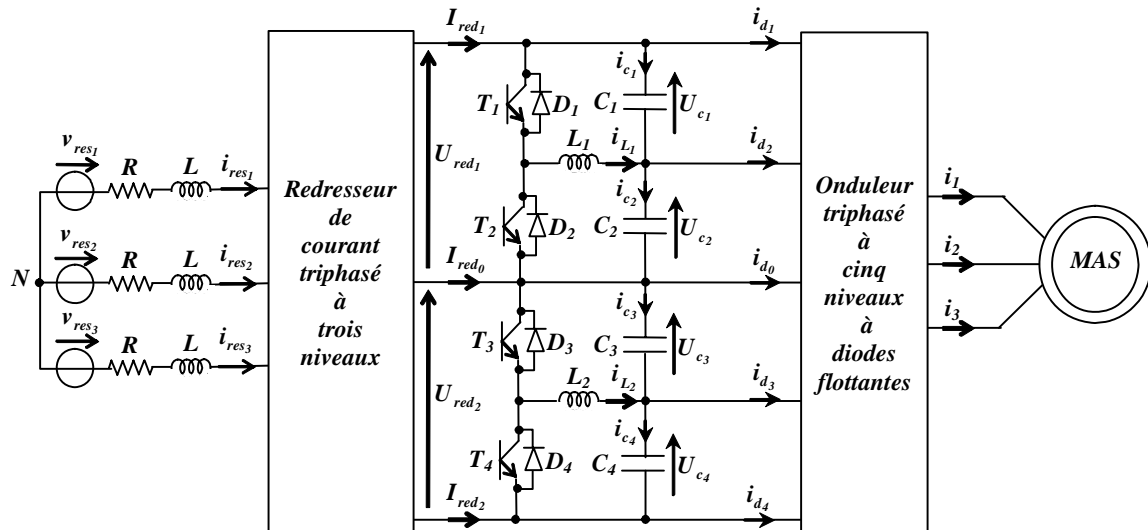


Figure.III.48- Structure de la cascade d'un redresseur de courant triphasé à trois niveaux - circuit d'équilibrage inductif - onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes - MAS

a- Modélisation et commande du circuit d'équilibrage :

Dans ce cas, le modèle du circuit d'équilibrage peut être résumé par le système suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} L_1 \frac{di_{L_1}}{dt} = F_1 \cdot U_{C_1} - F_2 \cdot U_{C_2} \\ L_2 \frac{di_{L_2}}{dt} = F_3 \cdot U_{C_3} - F_4 \cdot U_{C_4} \\ i_{c_1} = C_1 \frac{dU_{C_1}}{dt} = I_{red_1} - i_{d_1} - F_1 \cdot i_{L_1} \\ i_{c_2} = C_2 \frac{dU_{C_2}}{dt} = I_{red_1} - i_{d_1} - i_{d_2} + F_2 \cdot i_{L_1} \\ i_{c_3} = C_3 \frac{dU_{C_3}}{dt} = -I_{red_2} + i_{d_3} + i_{d_4} - F_3 \cdot i_{L_2} \\ i_{c_4} = C_4 \frac{dU_{C_4}}{dt} = -I_{red_2} + i_{d_4} + F_4 \cdot i_{L_2} \end{array} \right. \quad (III.10)$$

L'état des interrupteurs du circuit d'équilibrage est déterminé à partir de l'algorithme (III.2).

b- Résultats de simulation :

Les inductances du circuit d'équilibrage inductif utilisé ont une valeur de 10 mH . Comme pour la cascade précédente, le circuit d'équilibrage inductif engendre des oscillations au niveau des tensions aux bornes des condensateurs U_{c_1} , U_{c_2} , U_{c_3} et U_{c_4} (Figure.III.51), au niveau des

tensions de sortie du redresseur U_{red_1} et U_{red_2} (Figure.III.50), ainsi qu' au niveau des différences ($U_{c_1} - U_{c_4}$) et ($U_{c_2} - U_{c_3}$).

Le courant du réseau n'est pas en phase avec sa tension (Figure.III.49). La tension asservie n'est pas parfaitement stable (Figure.III.50).

La figure.III.52 montre la forme des courants dans les bobines.

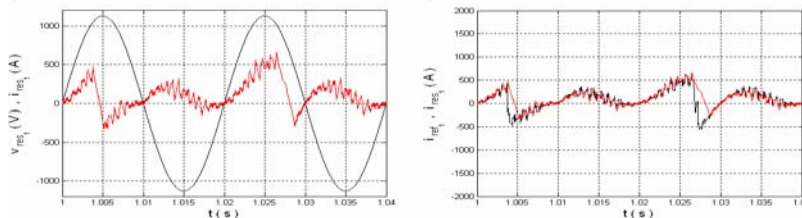


Figure.III.49- Le courant de référence, la tension et le courant du réseau

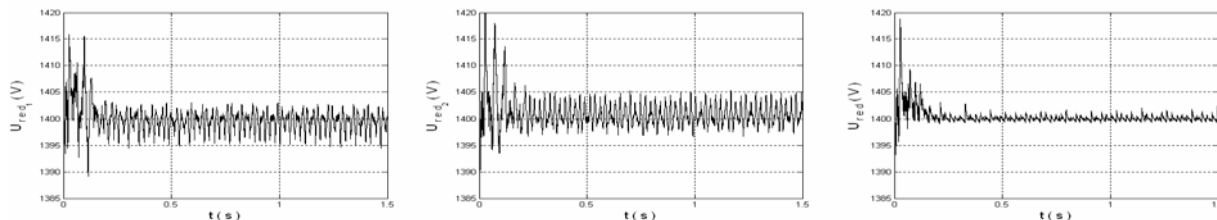


Figure.III.50- Les tensions de sortie du redresseur à trois niveaux et leur moyenne

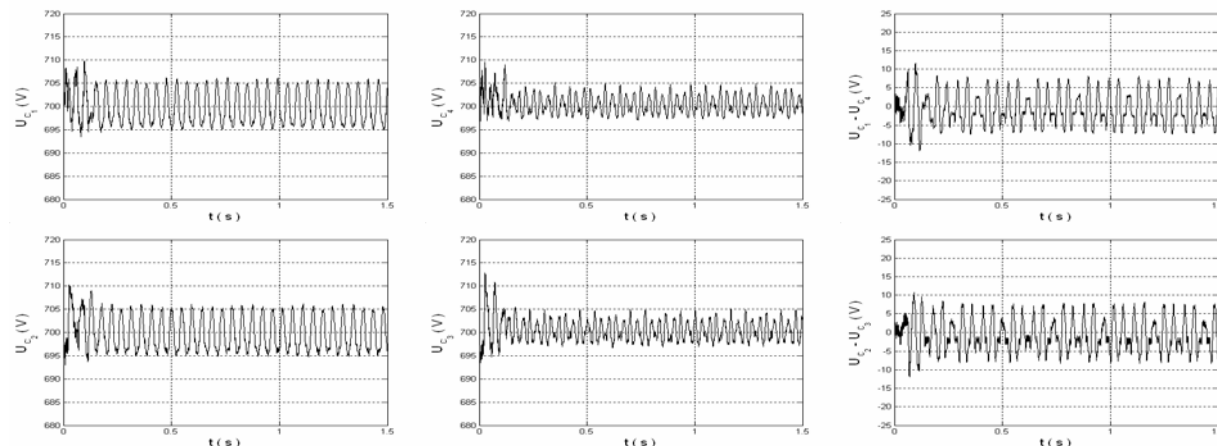


Figure.III.51- Les tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux

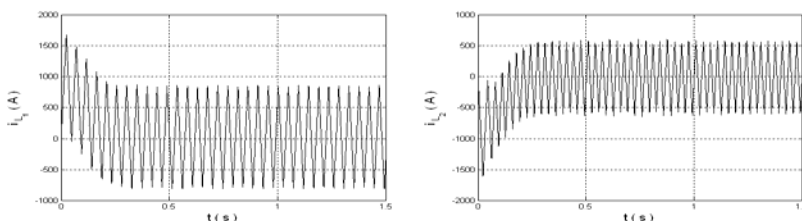


Figure.III.52- Les courants dans les bobines du circuit d'équilibrage

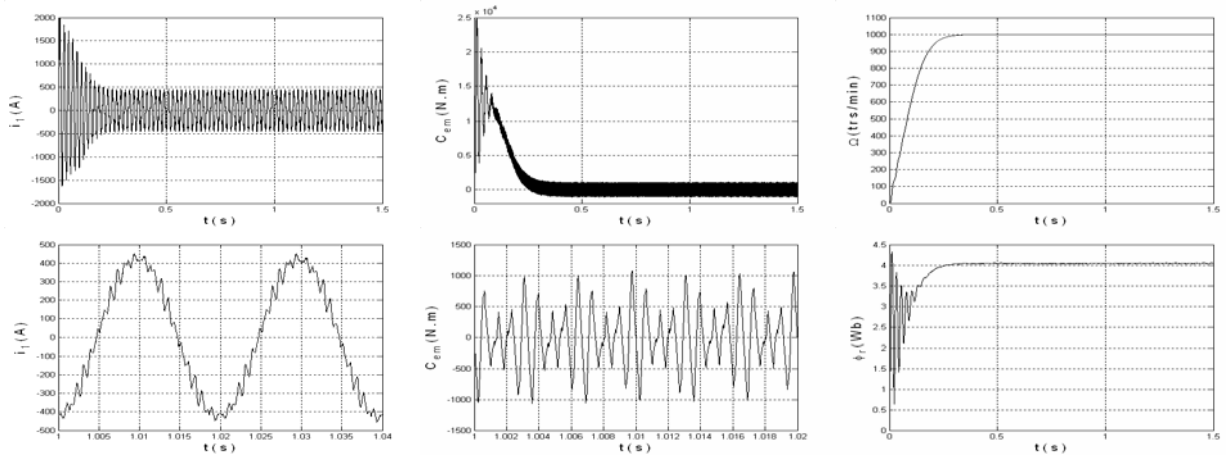


Figure.III.53- Les performances de la machine asynchrone

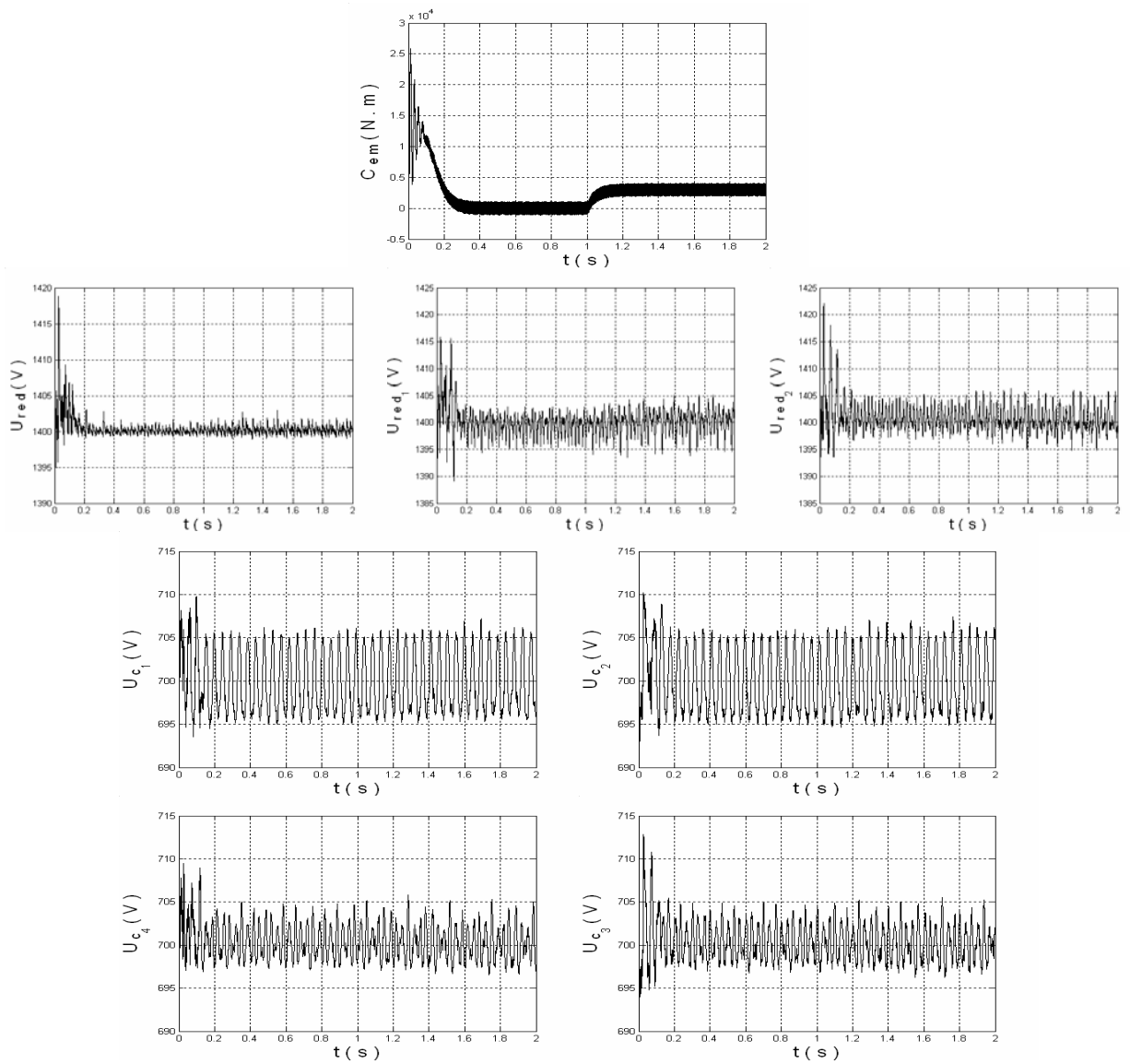


Figure.III.54- Les tensions de sortie du redresseur, leur moyenne et les tensions d'entrée de l'onduleur avec application d'une charge à $t = 1$ s

III.3.3- Cas de la cascade d'un redresseur de courant à cinq niveaux - onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes - machine asynchrone :

On peut schématiser la structure de cette cascade associée au circuit d'équilibrage inductif par la figure.III.55.

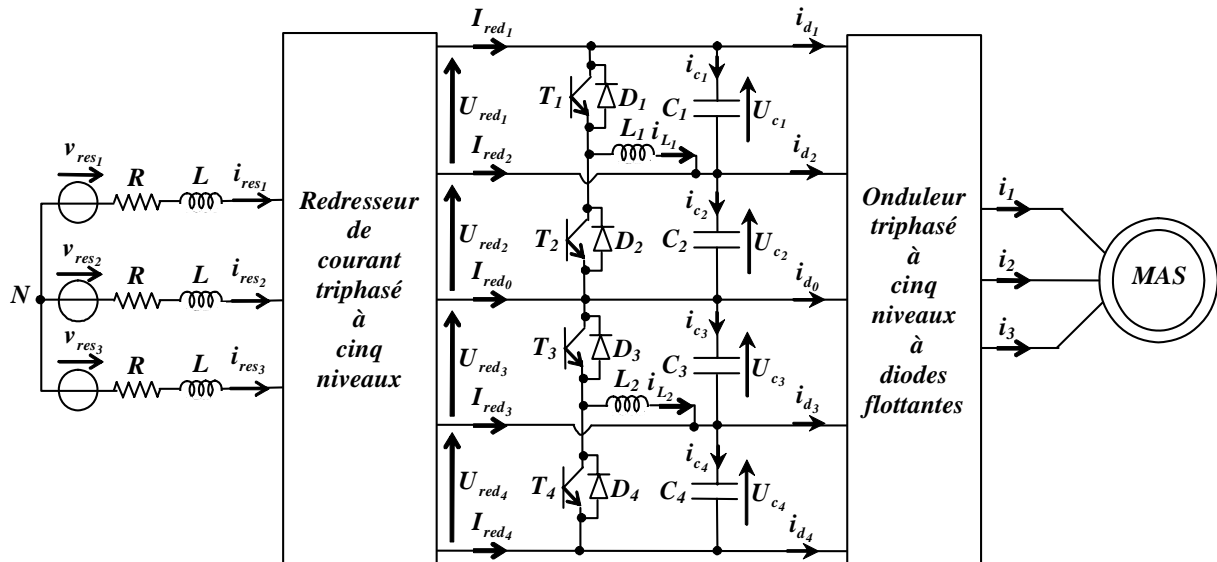


Figure.III.55- Structure de la cascade d'un redresseur de courant triphasé à cinq niveaux - circuit d'équilibrage inductif - onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes - MAS

a- Modélisation et commande du circuit d'équilibrage :

Le modèle du filtre capacitif associé à son circuit d'équilibrage inductif est donné par les équations suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} L_1 \frac{di_{L_1}}{dt} = F_1 \cdot U_{C_1} - F_2 \cdot U_{C_2} \\ L_2 \frac{di_{L_2}}{dt} = F_3 \cdot U_{C_3} - F_4 \cdot U_{C_4} \\ i_{c_1} = C_1 \frac{dU_{C_1}}{dt} = I_{red_1} - i_{d_1} - F_1 \cdot i_{L_1} \\ i_{c_2} = C_2 \frac{dU_{C_2}}{dt} = I_{red_1} + I_{red_2} - i_{d_1} - i_{d_2} + F_2 \cdot i_{L_1} \\ i_{c_3} = C_3 \frac{dU_{C_3}}{dt} = -I_{red_3} - I_{red_4} + i_{d_3} + i_{d_4} - F_3 \cdot i_{L_2} \\ i_{c_4} = C_4 \frac{dU_{C_4}}{dt} = -I_{red_4} + i_{d_4} + F_4 \cdot i_{L_2} \end{array} \right. \quad (III.11)$$

On en déduit la commande des interrupteurs de ce circuit en utilisant l'algorithme (III.2).

b- Résultats de simulation :

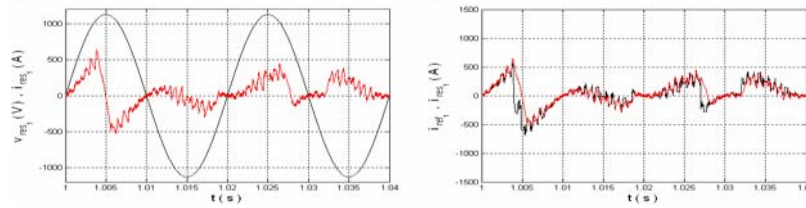


Figure.III.56- Le courant de référence, la tension et le courant du réseau

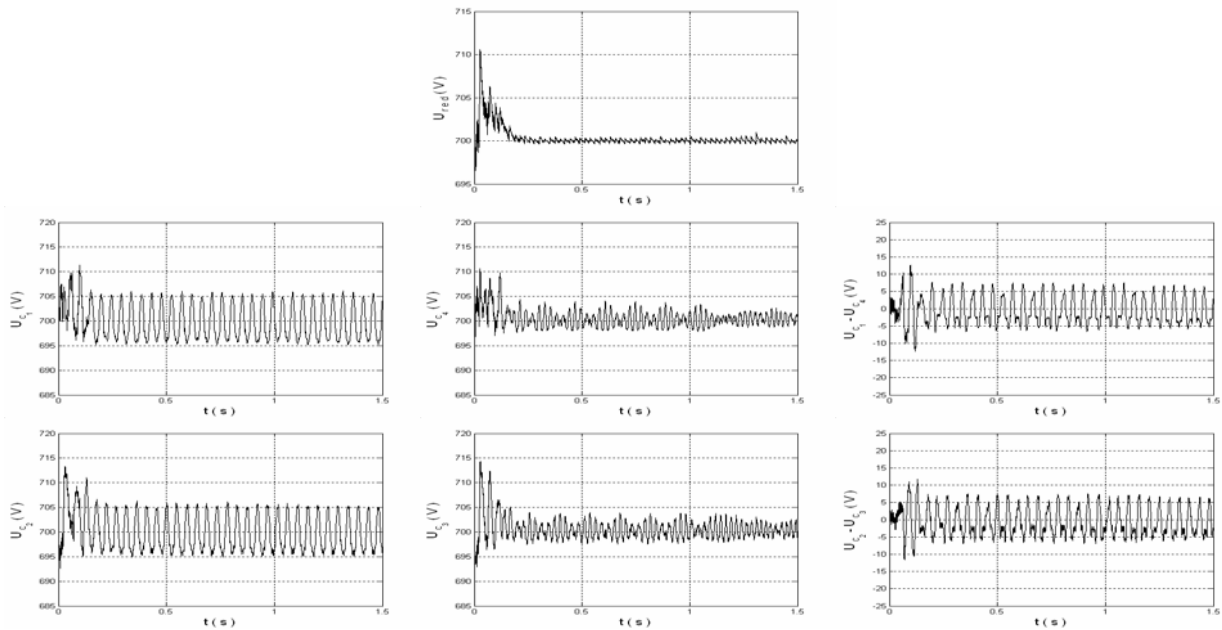


Figure.III.57- Les tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux et leur moyenne

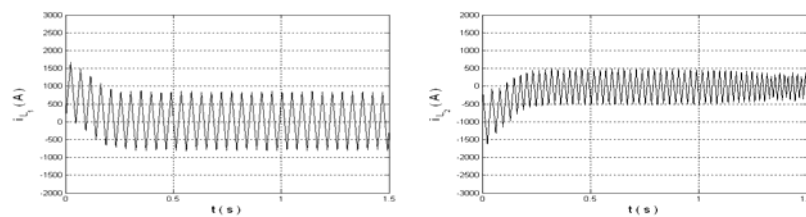


Figure.III.58- Les courants dans les bobines du circuit d'équilibrage

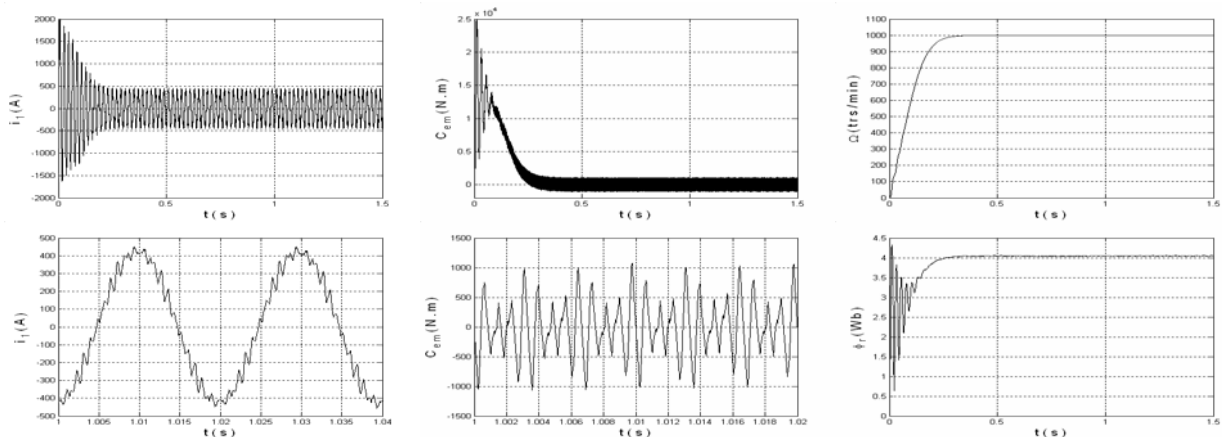


Figure.III.59- Les performances de la machine asynchrone

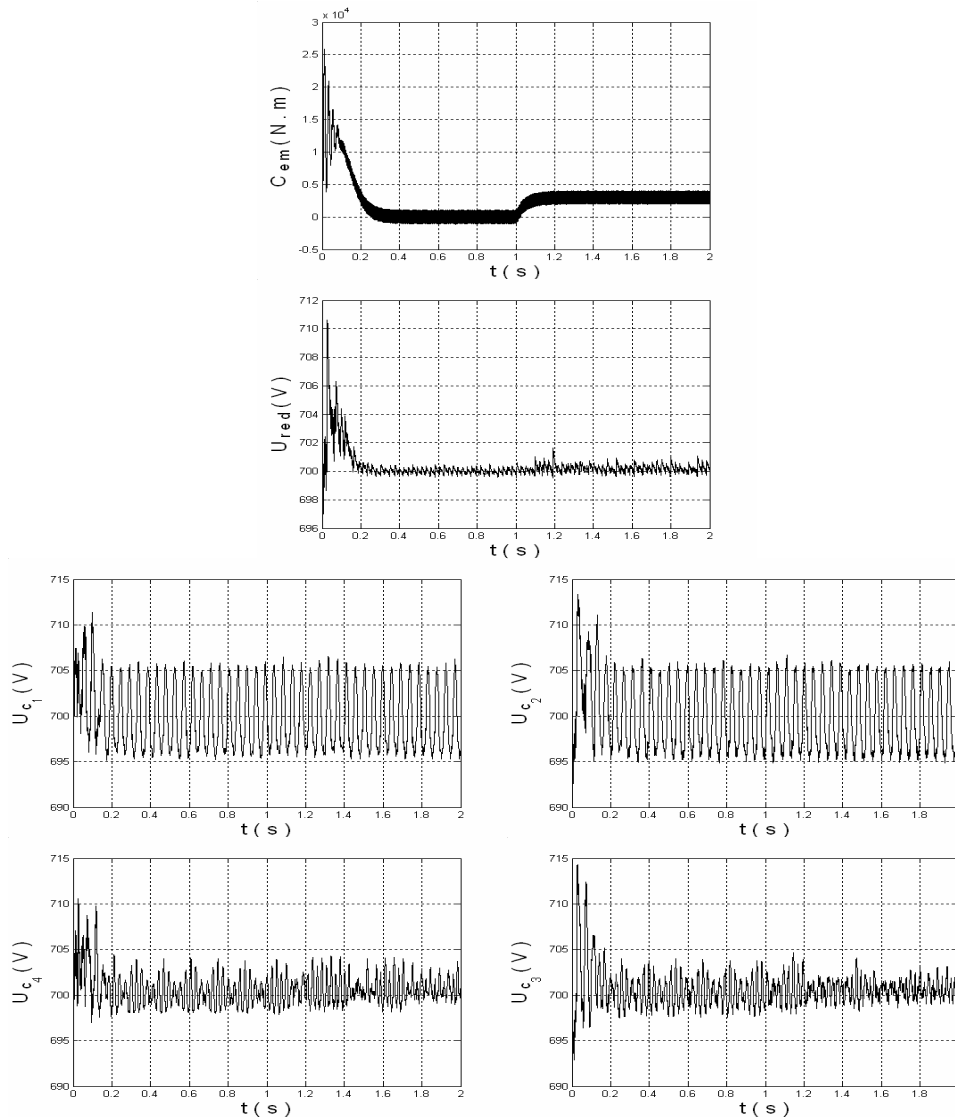


Figure.III.60- Les tensions d'entrée de l'onduleur et leur moyenne avec application d'une charge à $t = 1$ s

Le circuit d'équilibrage inductif a les paramètres suivant : $L_1 = L_2 = L_3 = L_4 = L = 10$ mH. Le courant suit bien sa référence mais il n'est pas en phase avec sa tension (Figure.III.56), d'où un facteur de puissance n'est pas unitaire. La tension asservie est affectée (Figure.III.57). Les tensions d'entrée de l'onduleur ainsi que leurs différences sont oscillatoires (Figure.III.57).

III.4- Circuit d'équilibrage mixte :

Le circuit d'équilibrage mixte exploite, à la fois, les propriétés des circuits d'équilibrage inductif et résistif. Ce circuit permet de réduire les oscillations engendrées par les circuits d'équilibrage inductifs, ainsi que les pertes Joule engendrées par les circuits d'équilibrage résistifs. La partie résistive est utilisée principalement pour dissiper momentanément l'énergie stockée dans la bobine en cas de nécessité [Barkati.08].

III.4.1- Cas de la cascade d'un redresseur de courant à deux niveaux - onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes - machine asynchrone :

La structure de cette cascade dotée de son circuit d'équilibrage mixte est illustrée par la figure.III.61.

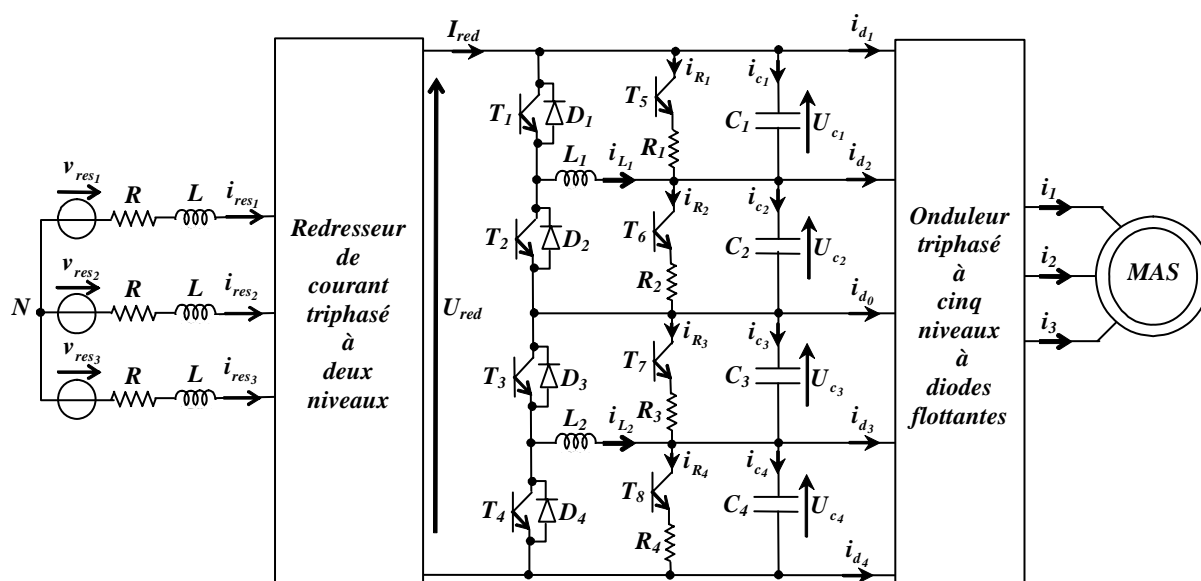


Figure.III.61- Structure de la cascade d'un redresseur de courant triphasé à deux niveaux - circuit d'équilibrage mixte - onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes - MAS

a- Modélisation et commande du circuit d'équilibrage :

Le filtre capacitif et son circuit d'équilibrage peuvent être modélisés par le système d'équations suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} L_1 \frac{di_{L_1}}{dt} = F_1 \cdot U_{C_1} - F_2 \cdot U_{C_2} \\ L_2 \frac{di_{L_2}}{dt} = F_3 \cdot U_{C_3} - F_4 \cdot U_{C_4} \\ i_{C_1} = C_1 \frac{dU_{C_1}}{dt} = I_{red} - i_{d_1} - F_5 \frac{U_{C_1}}{R_1} - F_1 \cdot i_{L_1} \\ i_{C_2} = C_2 \frac{dU_{C_2}}{dt} = I_{red} - i_{d_1} - i_{d_2} - F_6 \frac{U_{C_2}}{R_2} + F_2 \cdot i_{L_1} \\ i_{C_3} = C_3 \frac{dU_{C_3}}{dt} = I_{red} + i_{d_3} + i_{d_4} - F_7 \frac{U_{C_3}}{R_3} - F_3 \cdot i_{L_2} \\ i_{C_4} = C_4 \frac{dU_{C_4}}{dt} = I_{red} + i_{d_4} - F_8 \frac{U_{C_4}}{R_4} + F_4 \cdot i_{L_2} \end{array} \right. \quad (III.12)$$

Le principe de fonctionnement de ce circuit d'équilibrage est basé sur la décharge du condensateur à tension élevée dans la bobine adjacente. Dans le cas où le courant de la bobine tend à décharger ce condensateur; le pont résistif n'intervient pas. Par contre, lorsqu'il s'agit d'un courant de charge, le pont résistif doit être actionné pour empêcher de charger davantage le condensateur en question. L'algorithme de commande des interrupteurs peut être alors résumé comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l}
 \text{Si : } U_{c_1} > U_{c_2}, \text{ alors : } \begin{cases} F_1 = 1, F_2 = 0 \\ \text{Si : } i_{L_1} < 0, \text{ alors : } F_5 = 1, F_6 = 0. \text{ Sinon : } F_5 = F_6 = 0 \end{cases} \\
 \text{Sinon : } \begin{cases} F_1 = 0, F_2 = 1 \\ \text{Si : } i_{L_1} > 0, \text{ alors : } F_5 = 0, F_6 = 1. \text{ Sinon : } F_5 = F_6 = 0 \end{cases} \\
 \text{Si : } U_{c_3} > U_{c_4}, \text{ alors : } \begin{cases} F_3 = 1, F_4 = 0 \\ \text{Si : } i_{L_2} < 0, \text{ alors : } F_7 = 1, F_8 = 0. \text{ Sinon : } F_7 = F_8 = 0 \end{cases} \\
 \text{Sinon : } \begin{cases} F_3 = 0, F_4 = 1 \\ \text{Si : } i_{L_2} > 0, \text{ alors : } F_7 = 0, F_8 = 1. \text{ Sinon : } F_7 = F_8 = 0 \end{cases}
 \end{array} \right. \quad (III.13)$$

b- Résultats de simulation :

Les paramètres du circuit d'équilibrage mixte sont : $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R = 5 \Omega$ et $L_1 = L_2 = L_3 = L_4 = L = 10 \text{ mH}$.

Selon la figure.III.64, il apparaît clairement que ce circuit d'équilibrage permet de maîtriser les tensions d'entrée de l'onduleur $U_{c_i} (i=1...4)$. Leurs différences $(U_{c_1} - U_{c_4})$ et $(U_{c_2} - U_{c_3})$ deviennent pratiquement négligeable en régime établi.

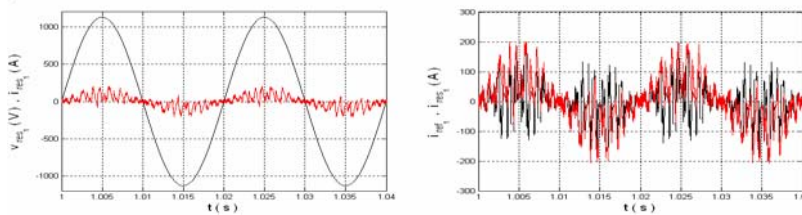


Figure.III.62- Le courant de référence, la tension et le courant du réseau

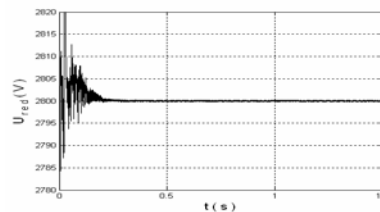


Figure.III.63- La tension de sortie du redresseur à deux niveaux

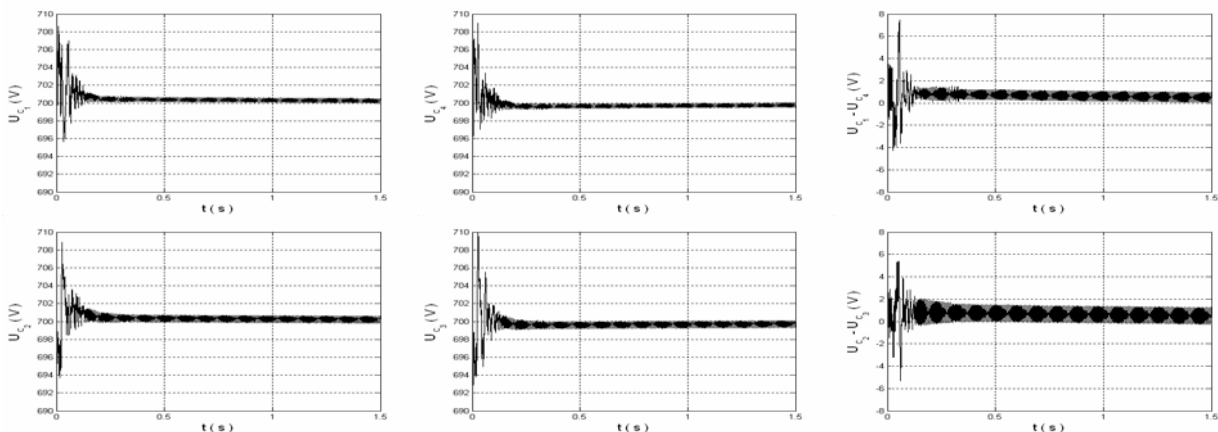


Figure.III.64- Les tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux

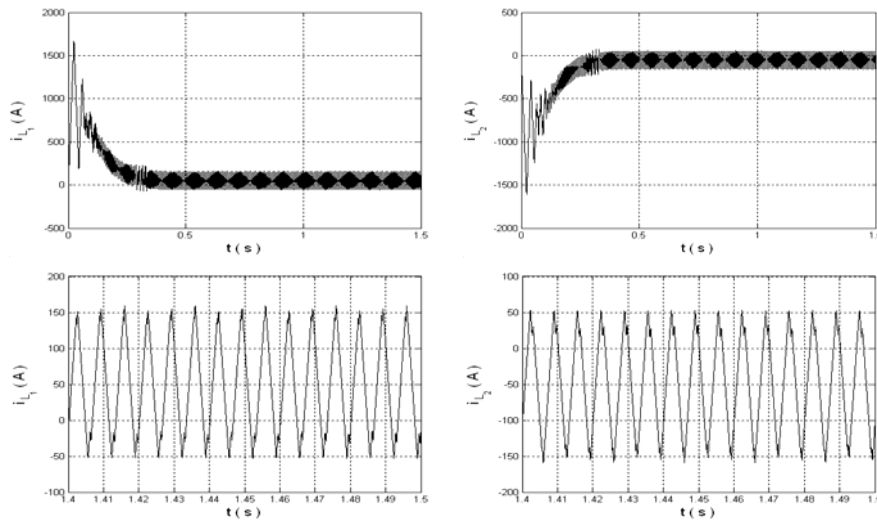


Figure.III.65- Les courants dans les bobines du circuit d'équilibrage

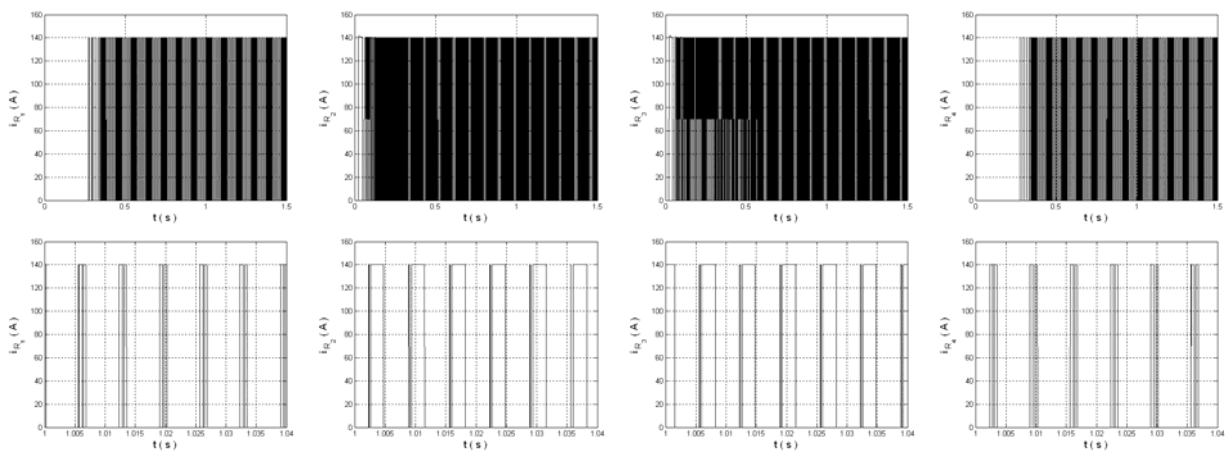


Figure.III.66- Les courants dans les résistances du circuit d'équilibrage

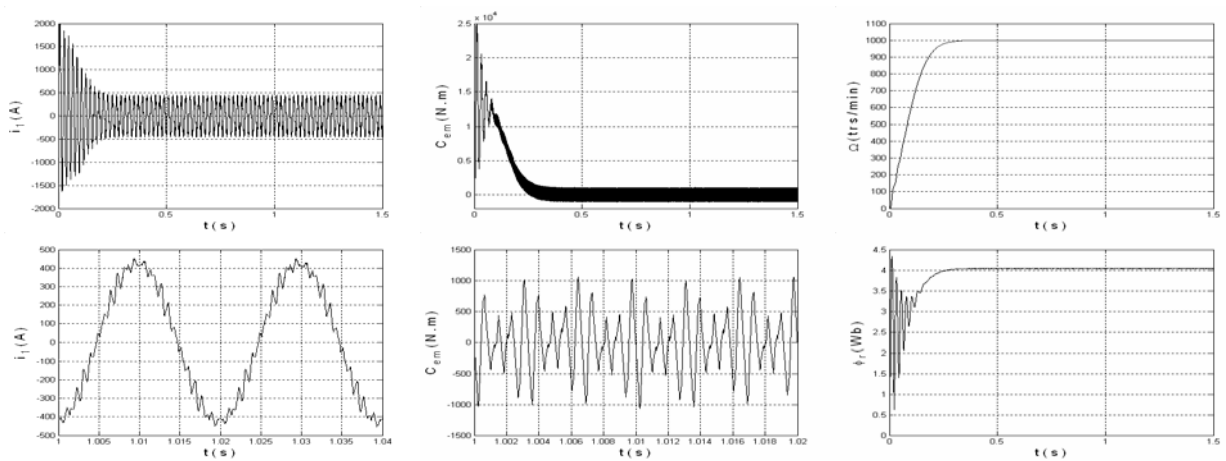


Figure.III.67- Les performances de la machine asynchrone

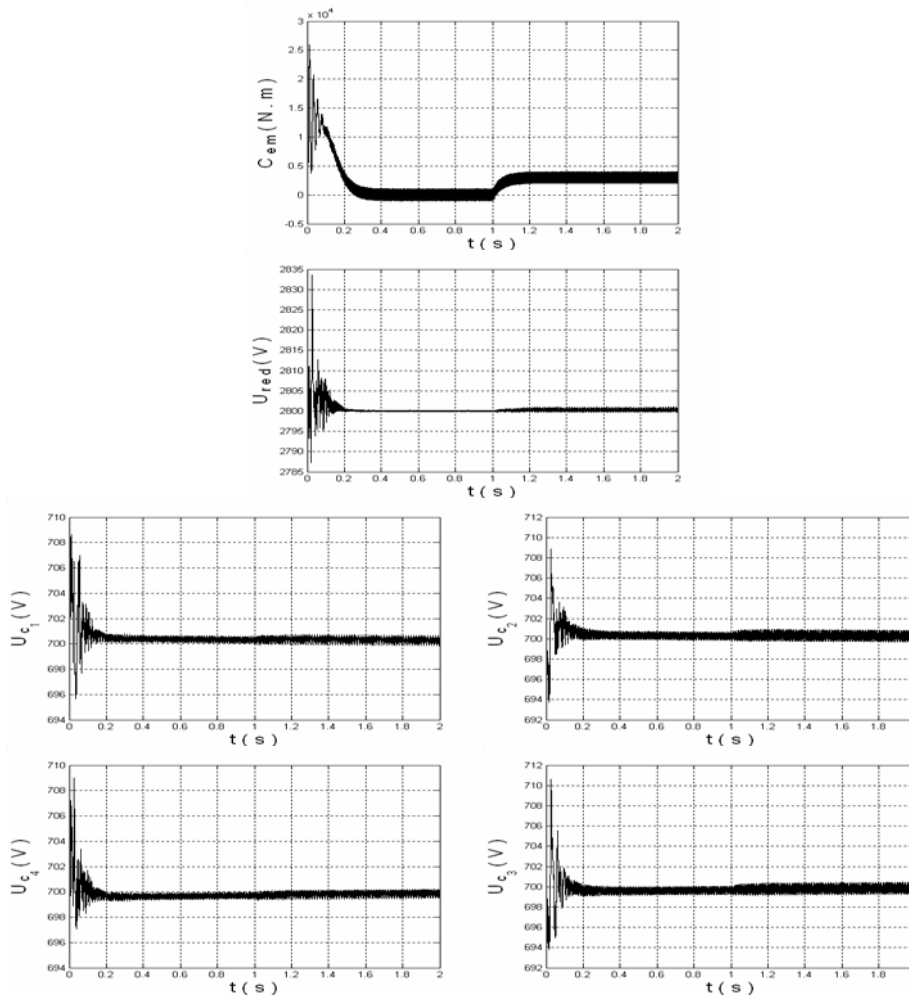


Figure.III.68- La tension de sortie du redresseur et les tensions d'entrée de l'onduleur avec application d'une charge à $t = 1$ s

III.4.2- Cas de la cascade d'un redresseur de courant à trois niveaux - onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes - machine asynchrone :

La figure.III.69 donne la structure de cette cascade en ajoutant le circuit d'équilibrage mixte.

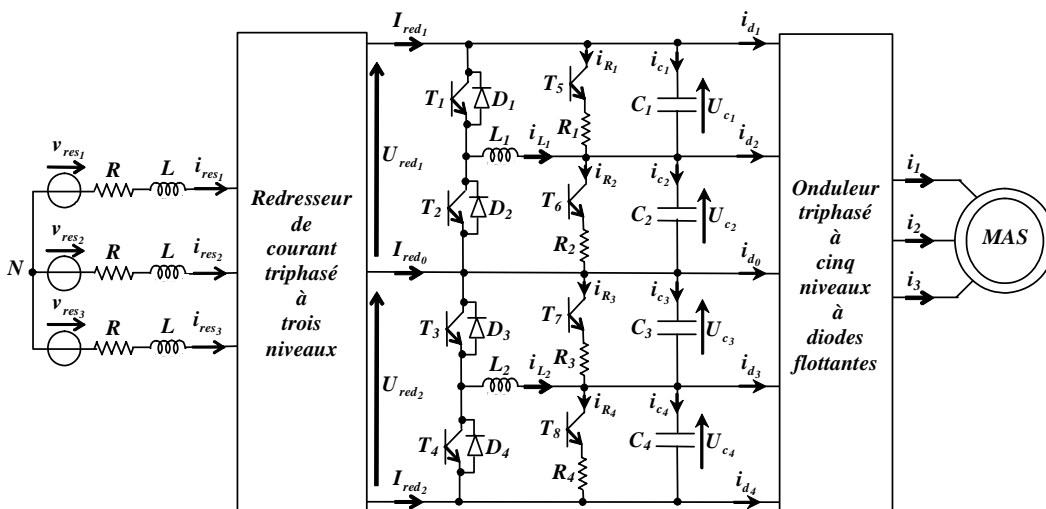


Figure.III.69- Structure de la cascade d'un redresseur de courant triphasé à trois niveaux - circuit d'équilibrage mixte - onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes - MAS

a- Modélisation et commande du circuit d'équilibrage :

Dans ce cas, le modèle du circuit d'équilibrage est donné par :

$$\left\{ \begin{array}{l} L_1 \frac{di_{L_1}}{dt} = F_1 \cdot U_{C_1} - F_2 \cdot U_{C_2} \\ L_2 \frac{di_{L_2}}{dt} = F_3 \cdot U_{C_3} - F_4 \cdot U_{C_4} \\ i_{c_1} = C_1 \frac{dU_{C_1}}{dt} = I_{red_1} - i_{d_1} - F_5 \frac{U_{C_1}}{R_1} - F_1 \cdot i_{L_1} \\ i_{c_2} = C_2 \frac{dU_{C_2}}{dt} = I_{red_1} - i_{d_1} - i_{d_2} - F_6 \frac{U_{C_2}}{R_2} + F_2 \cdot i_{L_1} \\ i_{c_3} = C_3 \frac{dU_{C_3}}{dt} = -I_{red_2} + i_{d_3} + i_{d_4} - F_7 \frac{U_{C_3}}{R_3} - F_3 \cdot i_{L_2} \\ i_{c_4} = C_4 \frac{dU_{C_4}}{dt} = -I_{red_2} + i_{d_4} - F_8 \frac{U_{C_4}}{R_4} + F_4 \cdot i_{L_2} \end{array} \right. \quad (III.14)$$

L'algorithme de commande des interrupteurs est identique au précédent (III.13).

b- Résultats de simulation :

Pour le circuit d'équilibrage, chaque résistance R_i ($i=1...4$) vaut 5Ω et chaque inductance L_i ($i=1...4$) vaut 10 mH . En utilisant ce type de circuit d'équilibrage, on remarque bien qu'on a minimisé les oscillations au niveau des tensions d'entrée de l'onduleur. Ainsi, les tensions deviennent pratiquement constantes et égales après un régime transitoire (Figure.III.72).

Le courant du réseau suit bien sa référence et il est en phase avec sa tension (Figure.III.70), ce qui conduit à un facteur de puissance pratiquement unitaire côté réseau.

De même, l'asservissement de la valeur moyenne des tensions de sortie du redresseur est toujours assuré (Figure.III.71).

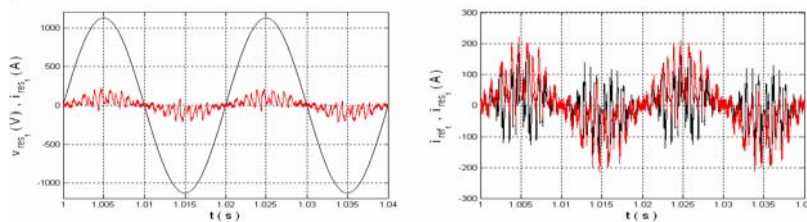


Figure.III.70- Le courant de référence, la tension et le courant du réseau

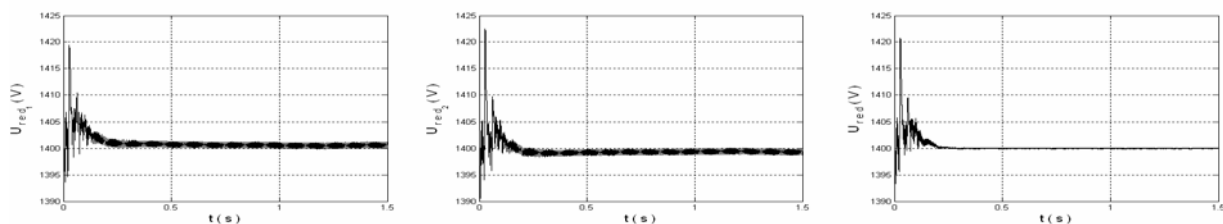


Figure.III.71- Les tensions de sortie du redresseur à trois niveaux et leur moyenne

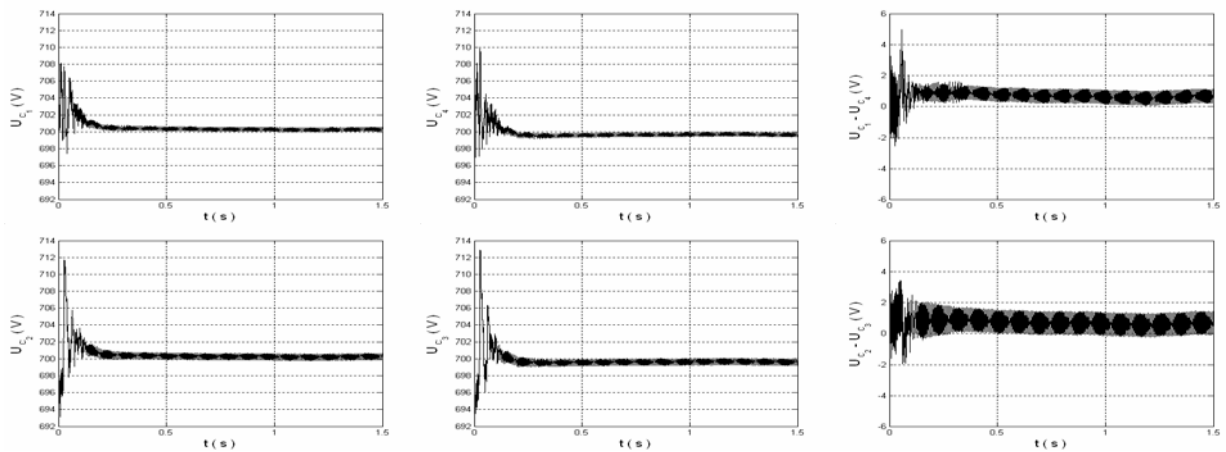


Figure.III.72- Les tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux

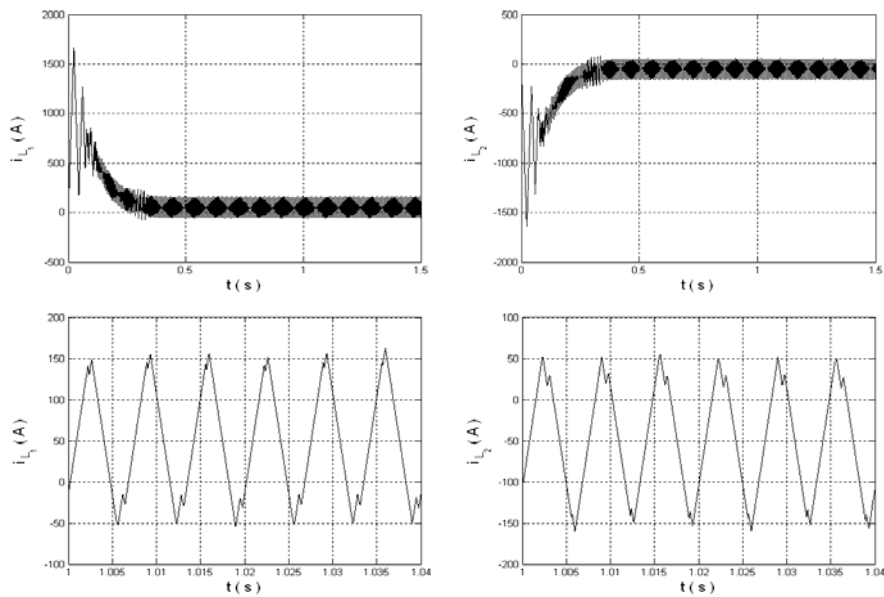


Figure.III.73- Les courants dans les bobines du circuit d'équilibrage

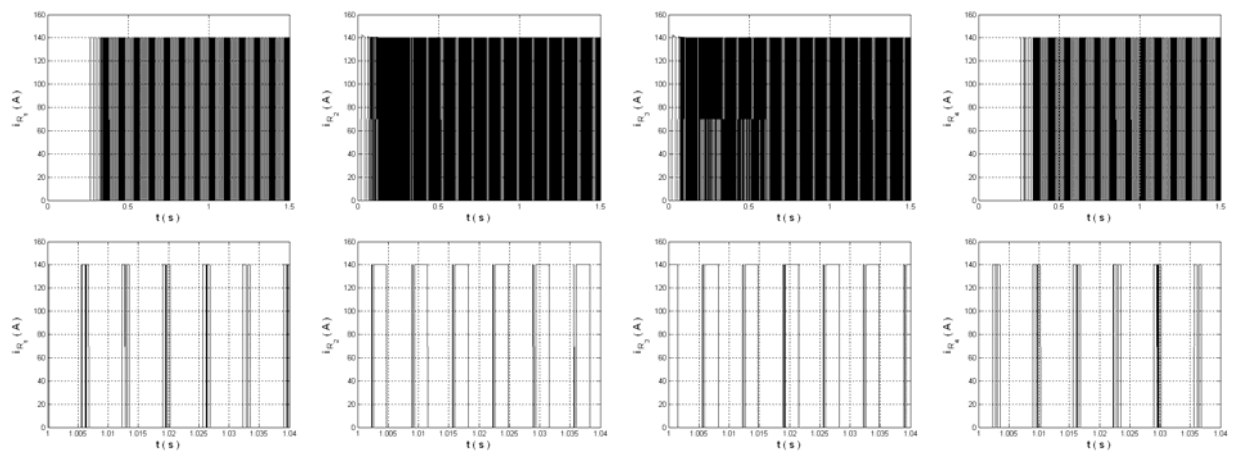


Figure.III.74- Les courants dans les résistances du circuit d'équilibrage

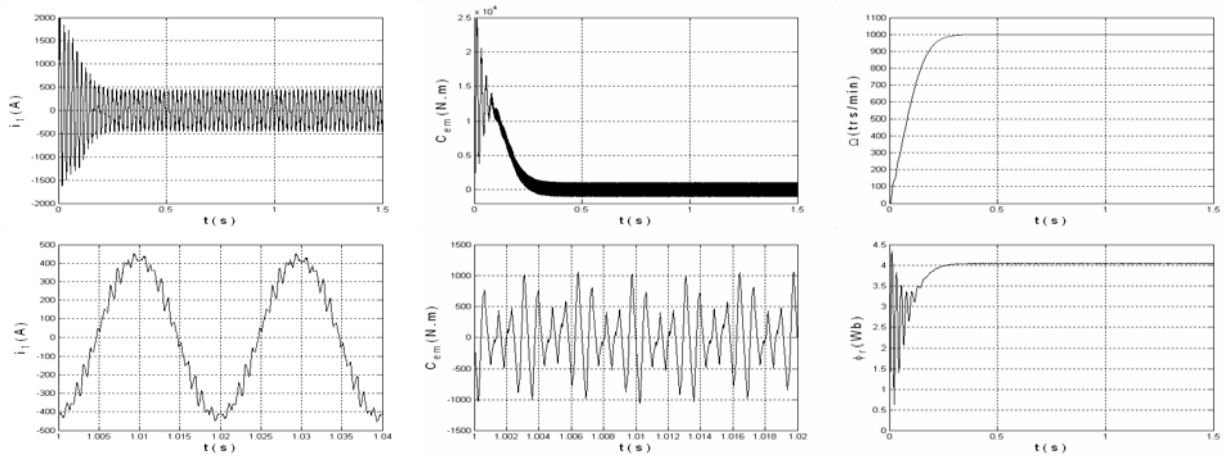


Figure.III.75- Les performances de la machine asynchrone

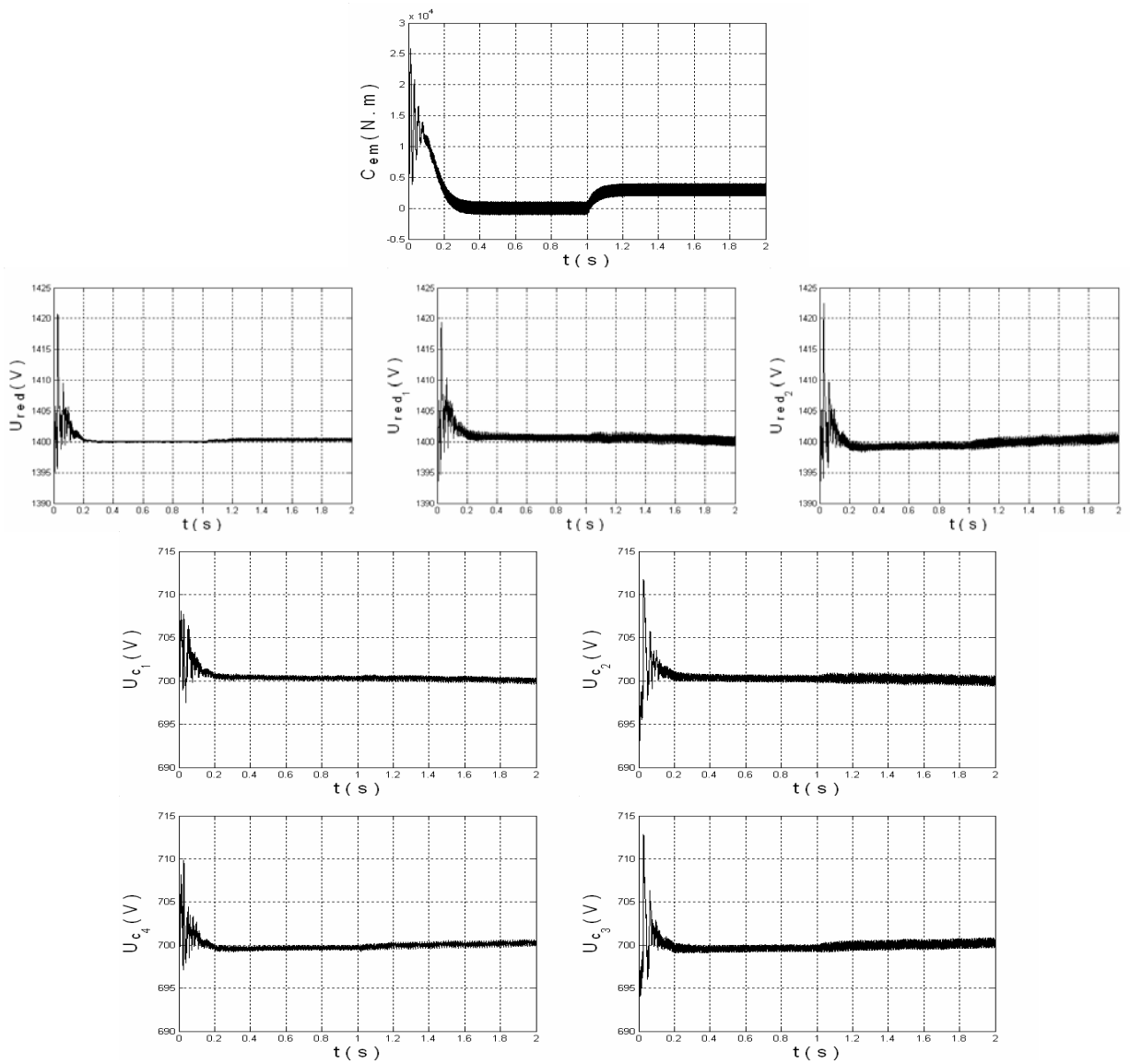


Figure.III.76- Les tensions de sortie du redresseur, leur moyenne et les tensions d'entrée de l'onduleur avec application d'une charge à $t = 1$ s

III.4.3- Cas de la cascade d'un redresseur de courant à cinq niveaux - onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes - machine asynchrone :

La structure de cette cascade munie du circuit d'équilibrage mixte est représentée par la figure.III.77.

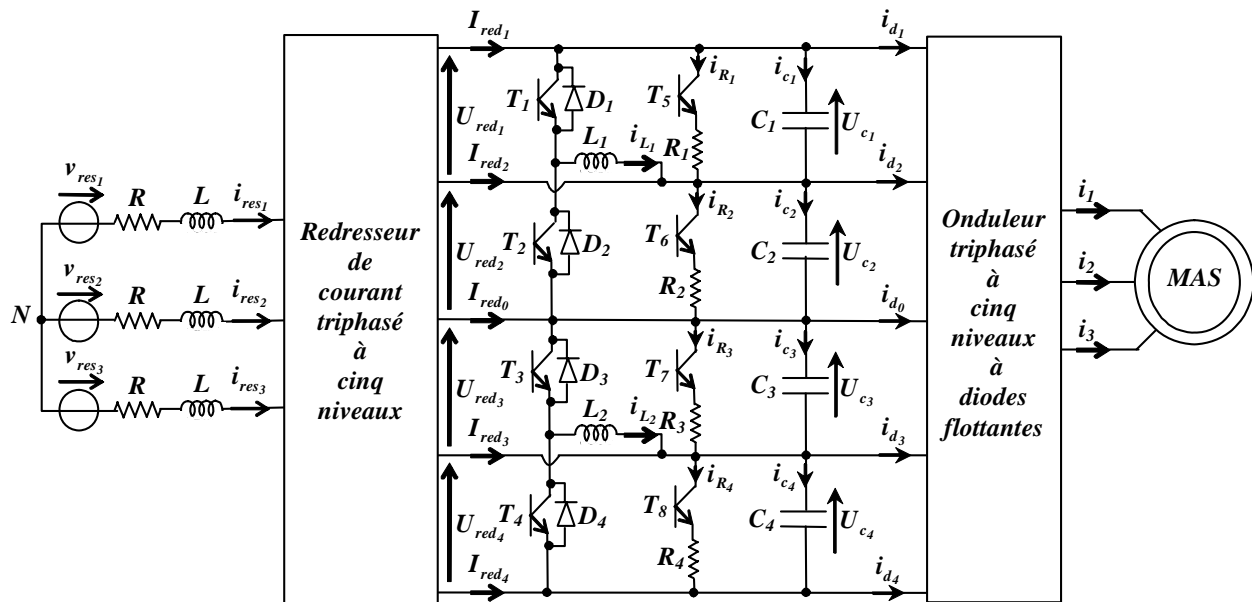


Figure.III.77- Structure de la cascade d'un redresseur de courant triphasé à cinq niveaux - circuit d'équilibrage mixte - onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes - MAS

a- Modélisation et commande du circuit d'équilibrage :

La mise en équations du filtre capacitif doté de son circuit d'équilibrage mixte conduit au système d'équations suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} L_1 \frac{di_{L_1}}{dt} = F_1 \cdot U_{C_1} - F_2 \cdot U_{C_2} \\ L_2 \frac{di_{L_2}}{dt} = F_3 \cdot U_{C_3} - F_4 \cdot U_{C_4} \\ i_{c_1} = C_1 \frac{dU_{C_1}}{dt} = I_{red_1} - i_{d_1} - F_5 \frac{U_{C_1}}{R_1} - F_1 \cdot i_{L_1} \\ i_{c_2} = C_2 \frac{dU_{C_2}}{dt} = I_{red_1} + I_{red_2} - i_{d_1} - i_{d_2} - F_6 \frac{U_{C_2}}{R_2} + F_2 \cdot i_{L_1} \\ i_{c_3} = C_3 \frac{dU_{C_3}}{dt} = -I_{red_3} - I_{red_4} + i_{d_3} + i_{d_4} - F_7 \frac{U_{C_3}}{R_3} - F_3 \cdot i_{L_2} \\ i_{c_4} = C_4 \frac{dU_{C_4}}{dt} = -I_{red_4} + i_{d_4} - F_8 \frac{U_{C_4}}{R_4} + F_4 \cdot i_{L_2} \end{array} \right. \quad (III.15)$$

Les ordres de commande des interrupteurs sont définis par l'algorithme (III.13).

b- Résultats de simulation :

Les paramètres du circuit d'équilibrage mixte sont : $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R = 5 \Omega$ et $L_1 = L_2 = L_3 = L_4 = L = 10 \text{ mH}$.

Comme pour les deux cascades précédentes, ce circuit d'équilibrage permet de minimiser le déséquilibre entre les tensions d'entrée de l'onduleur en conservant les performances de l'asservissement de leur valeur moyenne (Figure.III.79).

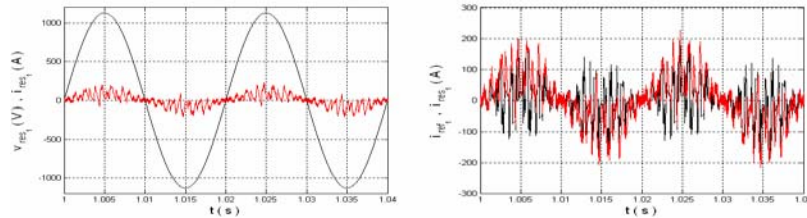


Figure.III.78- Le courant de référence, la tension et le courant du réseau

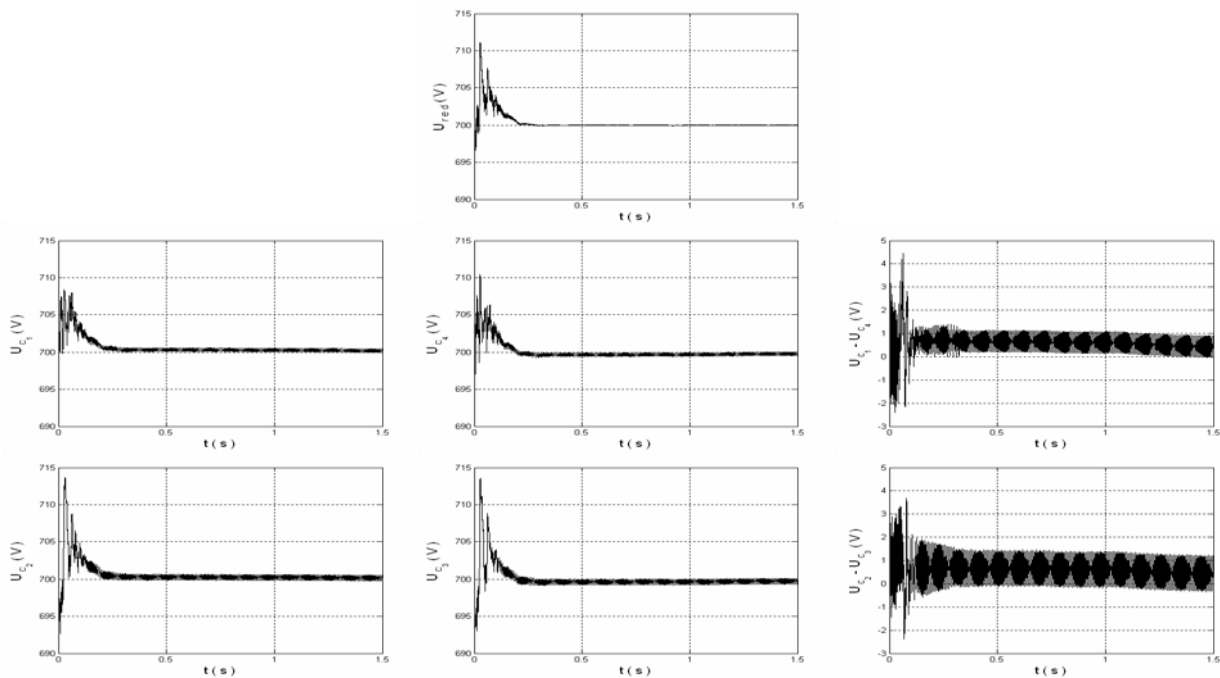


Figure.III.79- Les tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux et leur moyenne

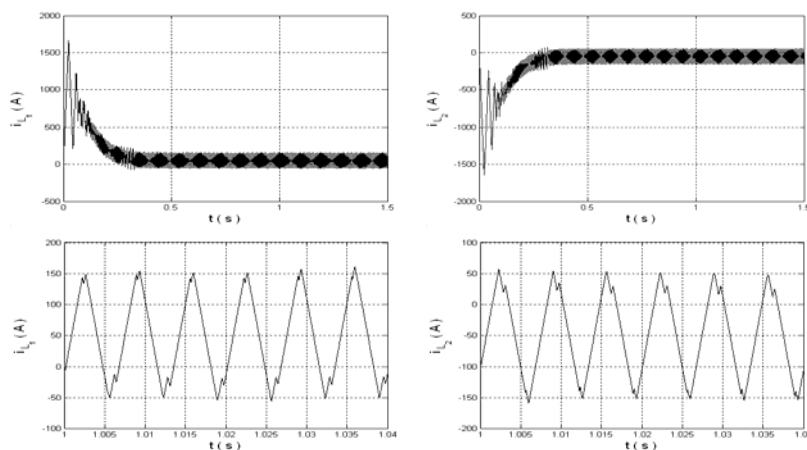


Figure.III.80- Les courants dans les bobines du circuit d'équilibrage

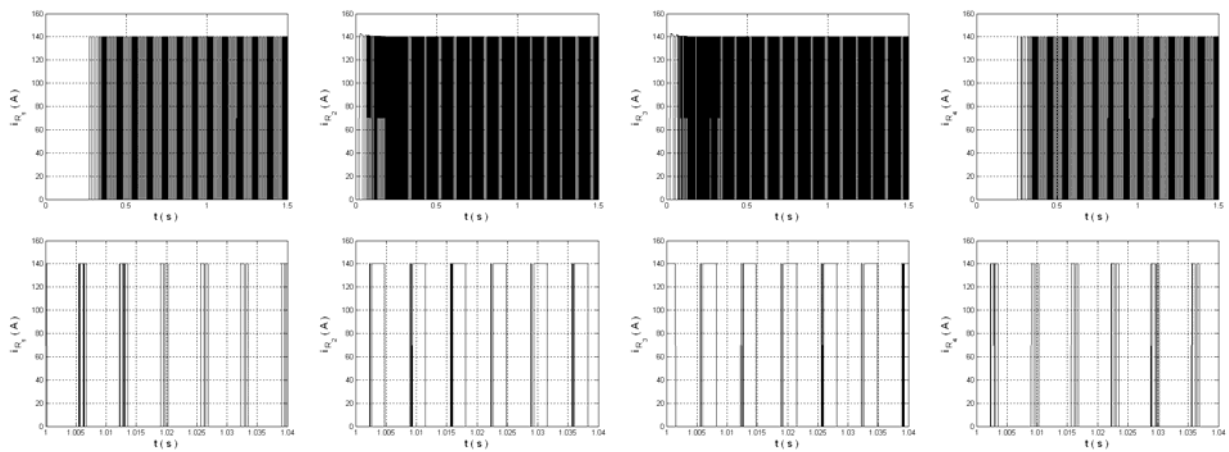


Figure.III.81- Les courants dans les résistances du circuit d'équilibrage

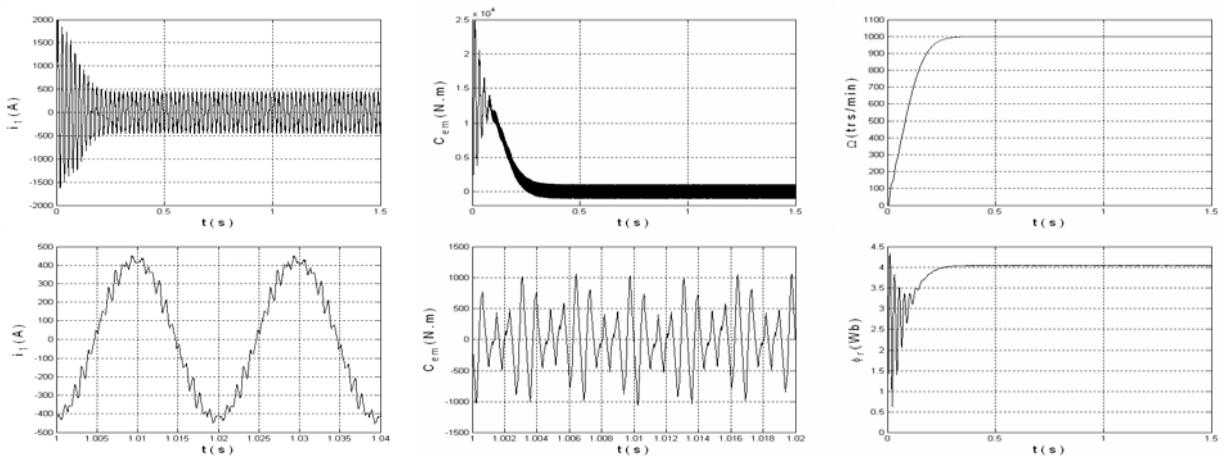


Figure.III.82- Les performances de la machine asynchrone

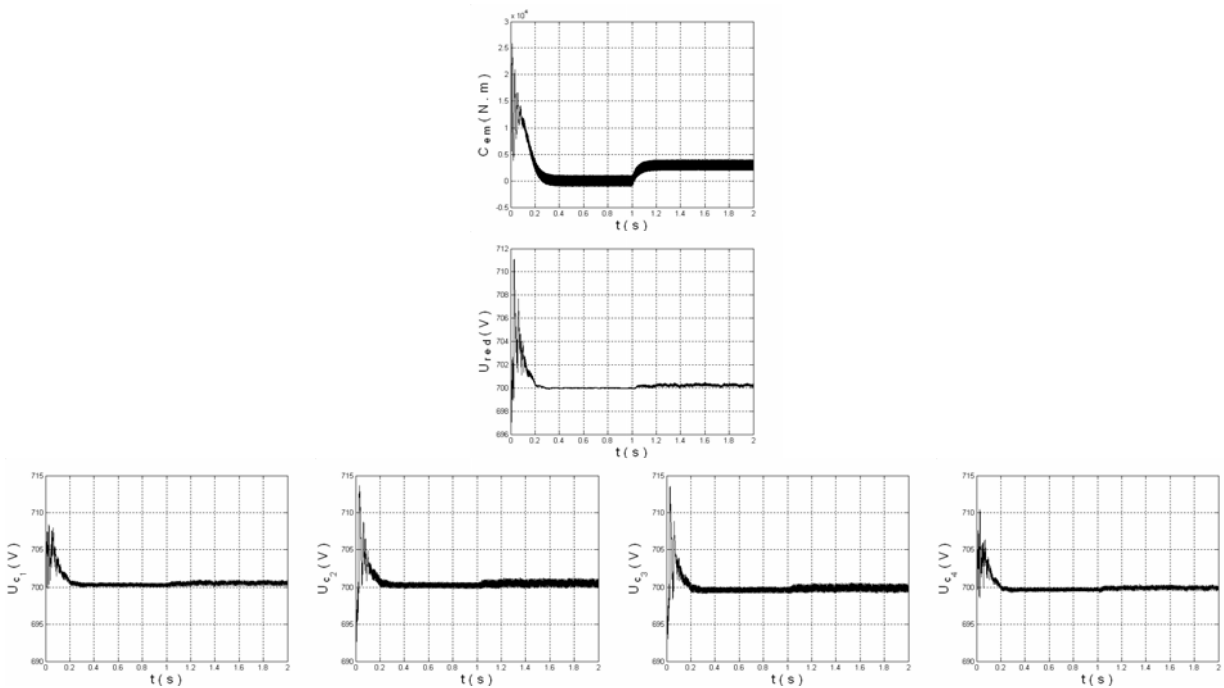


Figure.III.83- Les tensions d'entrée de l'onduleur et leur moyenne avec application d'une charge à $t = 1$ s

III.5- Circuit d'équilibrage mixte optimisé :

Ce circuit est une variante des circuits d'équilibrage mixtes inspirée de l'idée du circuit d'équilibrage résistif simplifié. Ce circuit est capable de transférer la charge électrique de la capacité à tension élevée vers sa voisine à tension faible [Barkati.08].

III.5.1- Cas de la cascade d'un redresseur de courant à deux niveaux - onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes - machine asynchrone :

La structure de cette cascade équipée de son circuit d'équilibrage mixte optimisé est donné par la figure.III.84.

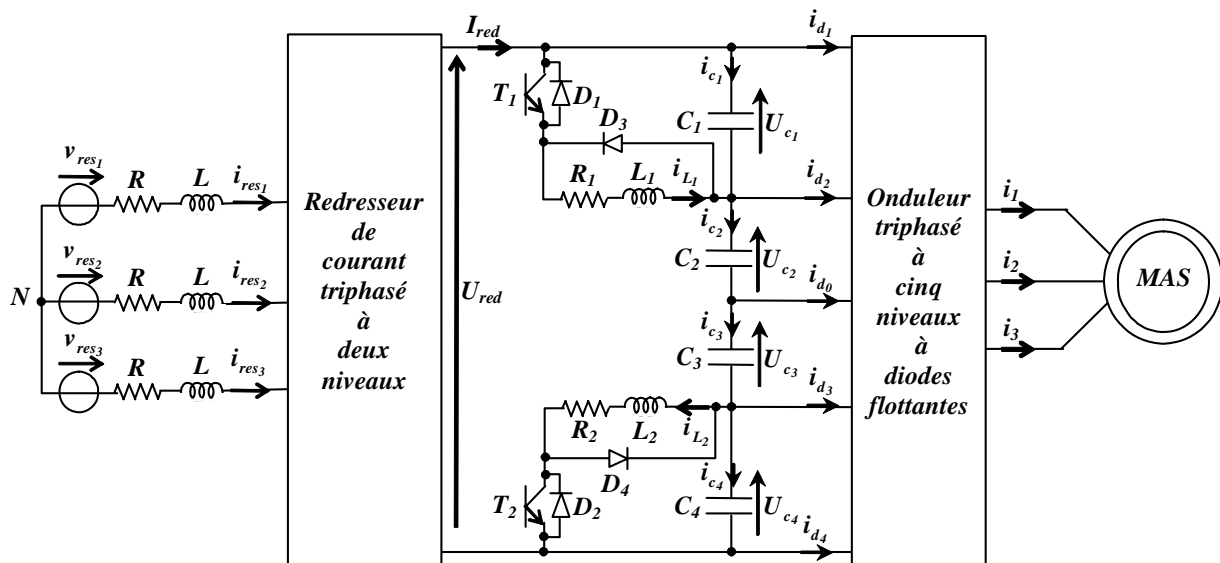


Figure.III.84- Structure de la cascade d'un redresseur de courant triphasé à deux niveaux - circuit d'équilibrage mixte optimisé - onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes - MAS

a- Modélisation et commande du circuit d'équilibrage :

Le système d'équation suivant modélise le circuit d'équilibrage dans ce cas, où les états des interrupteurs sont déduits à partir de l'algorithme (III.6) :

$$\left\{ \begin{array}{l} L_1 \frac{di_{L_1}}{dt} = F_1 \cdot U_{C_1} - R_1 \cdot i_{L_1} \\ L_2 \frac{di_{L_2}}{dt} = F_2 \cdot U_{C_4} - R_2 \cdot i_{L_2} \\ i_{c_1} = C_1 \frac{dU_{C_1}}{dt} = I_{red} - i_{d_1} - F_1 \cdot i_{L_1} \\ i_{c_2} = C_2 \frac{dU_{C_2}}{dt} = I_{red} - i_{d_1} - i_{d_2} \\ i_{c_3} = C_3 \frac{dU_{C_3}}{dt} = I_{red} + i_{d_3} + i_{d_4} \\ i_{c_4} = C_4 \frac{dU_{C_4}}{dt} = I_{red} + i_{d_4} - F_2 \cdot i_{L_2} \end{array} \right. \quad (III.16)$$

b- Résultats de simulation :

Chaque résistance du circuit d'équilibrage vaut 5Ω et chaque inductance vaut 10 mH .

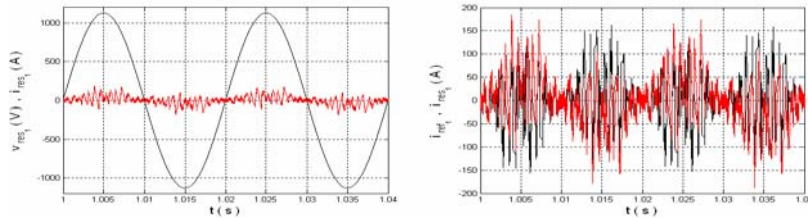


Figure.III.85- Le courant de référence, la tension et le courant du réseau

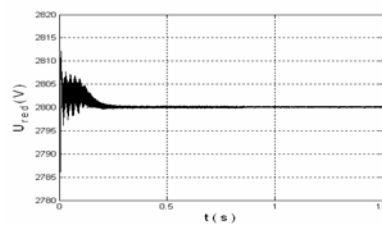


Figure.III.86- La tension de sortie du redresseur à deux niveaux

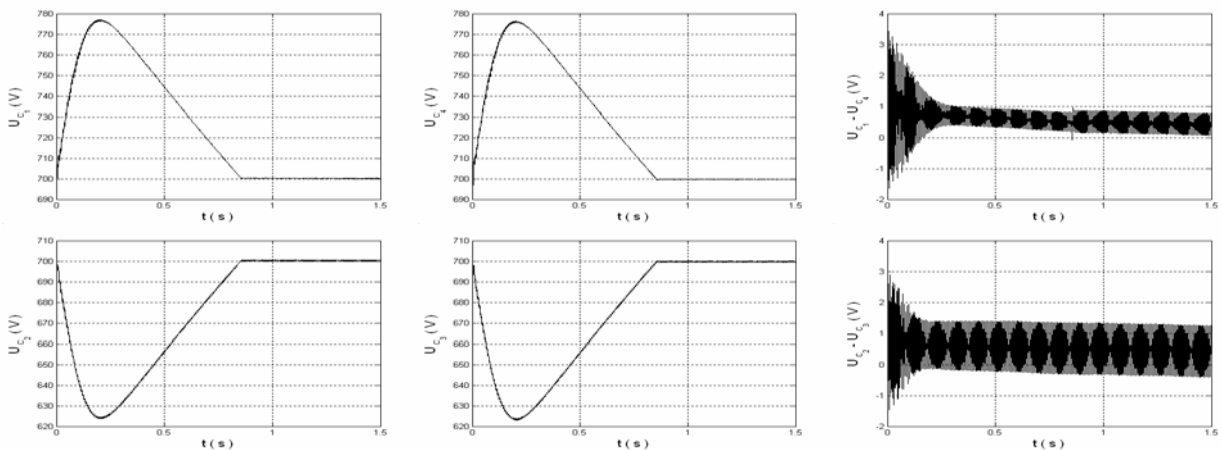


Figure.III.87- Les tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux

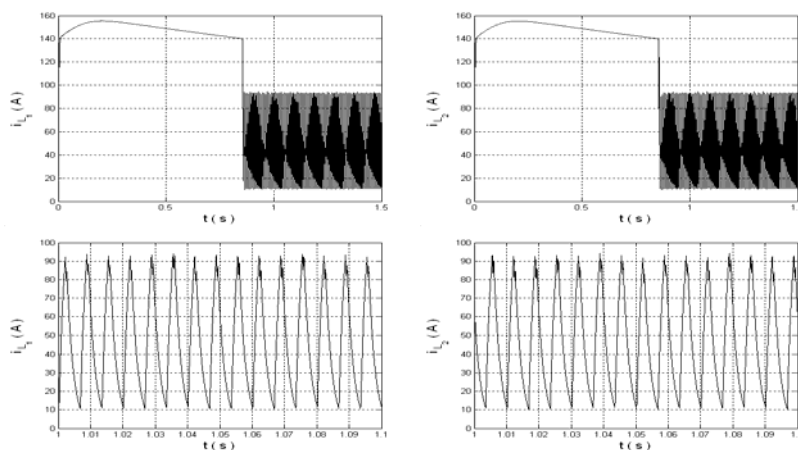


Figure.III.88- Les courants dans les bobines du circuit d'équilibrage

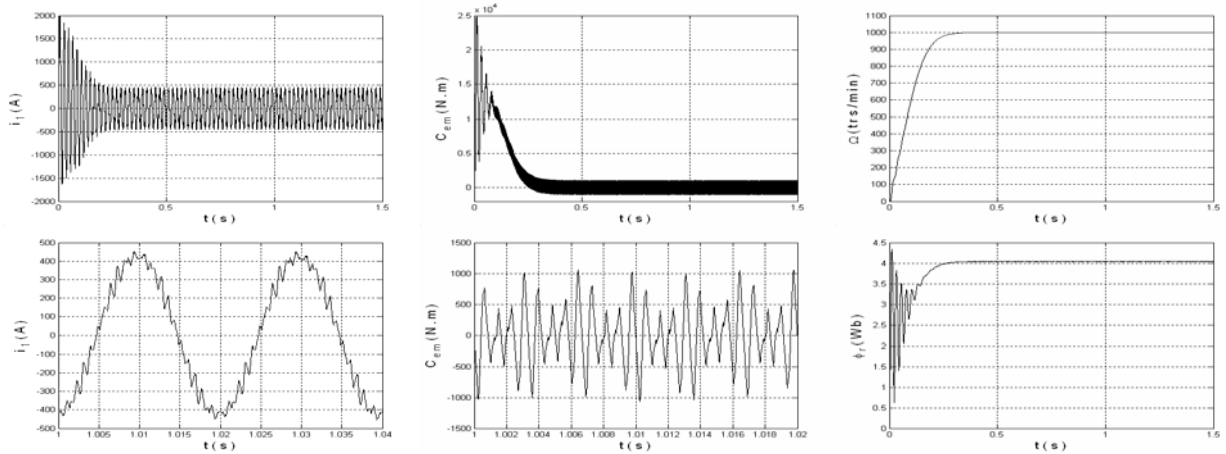


Figure.III.89- Les performances de la machine asynchrone

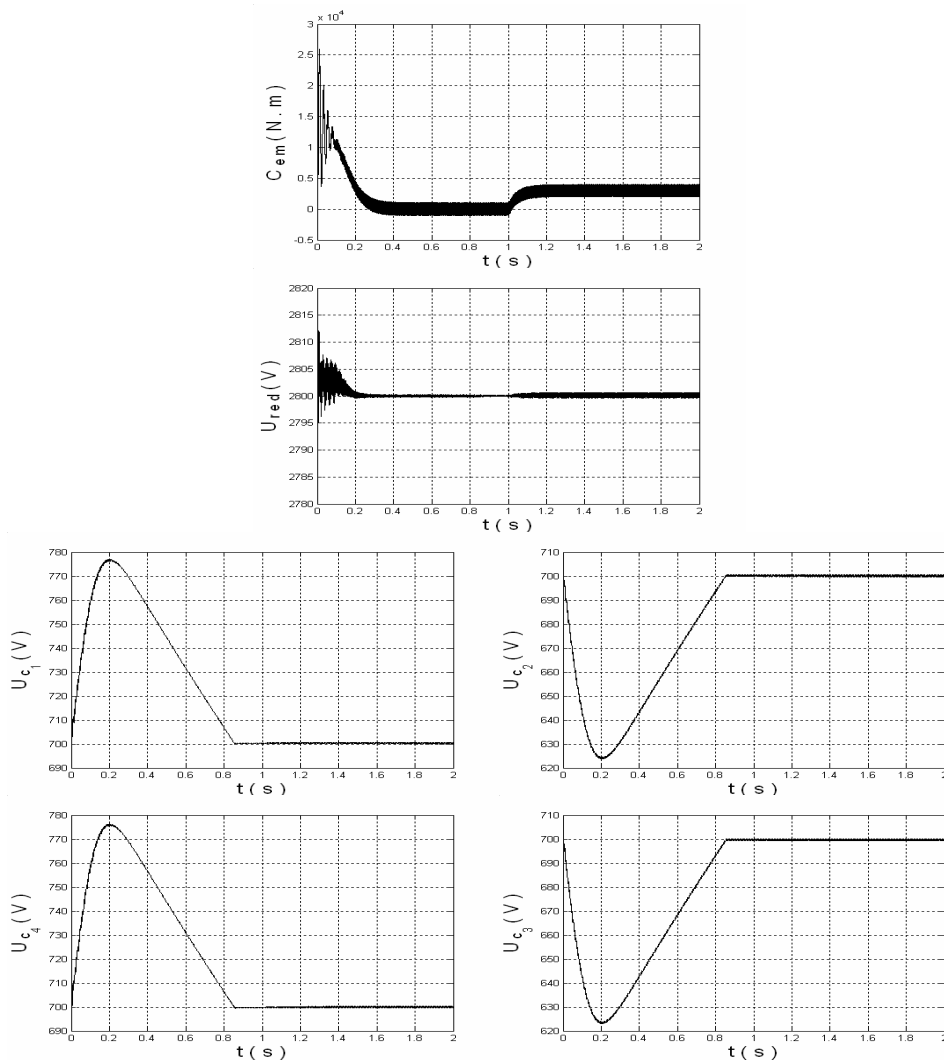


Figure.III.90- La tension de sortie du redresseur et les tensions d'entrée de l'onduleur avec application d'une charge à $t = 1$ s

La forme des tensions aux bornes des condensateurs est similaire à celle du circuit d'équilibrage résistif (ou résistif simplifié). Ces tensions deviennent constantes et égales en régime établi (Figure.III.87). Les différences $(U_{c_1} - U_{c_4})$ et $(U_{c_2} - U_{c_3})$ sont négligeables.

III.5.2- Cas de la cascade d'un redresseur de courant à trois niveaux - onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes - machine asynchrone :

La structure de cette cascade est donnée par la figure.III.91.

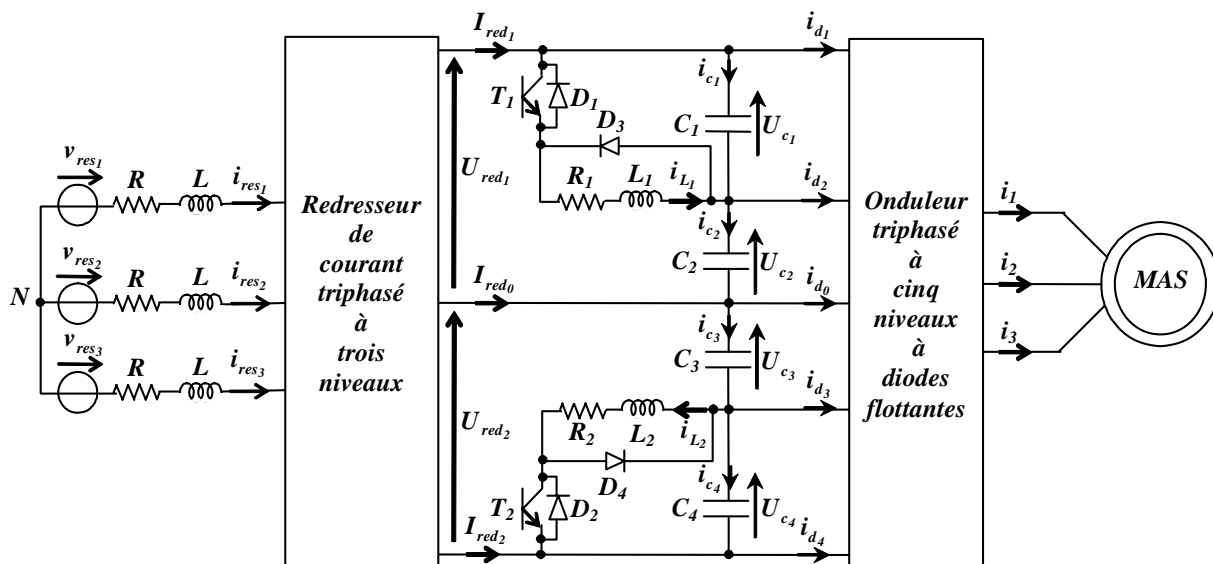


Figure.III.91- Structure de la cascade d'un redresseur de courant triphasé à trois niveaux - circuit d'équilibrage mixte optimisé - onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes - MAS

a- Modélisation et commande du circuit d'équilibrage :

Le circuit d'équilibrage peut être modélisé, dans ce cas, par le système suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} L_1 \frac{di_{L_1}}{dt} = F_1 \cdot U_{C_1} - R_1 \cdot i_{L_1} \\ L_2 \frac{di_{L_2}}{dt} = F_2 \cdot U_{C_4} - R_2 \cdot i_{L_2} \\ i_{c_1} = C_1 \frac{dU_{C_1}}{dt} = I_{red_1} - i_{d_1} - F_1 \cdot i_{L_1} \\ i_{c_2} = C_2 \frac{dU_{C_2}}{dt} = I_{red_1} - i_{d_1} - i_{d_2} \\ i_{c_3} = C_3 \frac{dU_{C_3}}{dt} = -I_{red_2} + i_{d_3} + i_{d_4} \\ i_{c_4} = C_4 \frac{dU_{C_4}}{dt} = -I_{red_2} + i_{d_4} - F_2 \cdot i_{L_2} \end{array} \right. \quad (III.17)$$

La séquence de commande des interrupteurs est déterminée à partir de l'algorithme (III.6).

b- Résultats de simulation :

Les paramètres du circuit d'équilibrage mixte optimisé, dans ce cas, sont : $R_1 = R_2 = R = 5 \Omega$ et $L_1 = L_2 = L = 10 \text{ mH}$.

La figures III.94 montre l'efficacité du circuit d'équilibrage proposé en terme de stabilisation des tensions aux bornes des condensateurs tout en conservant une symétrie entre ces tensions par rapport au point milieu de l'onduleur.

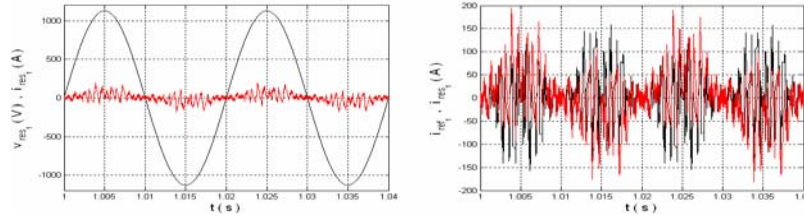


Figure.III.92- Le courant de référence, la tension et le courant du réseau

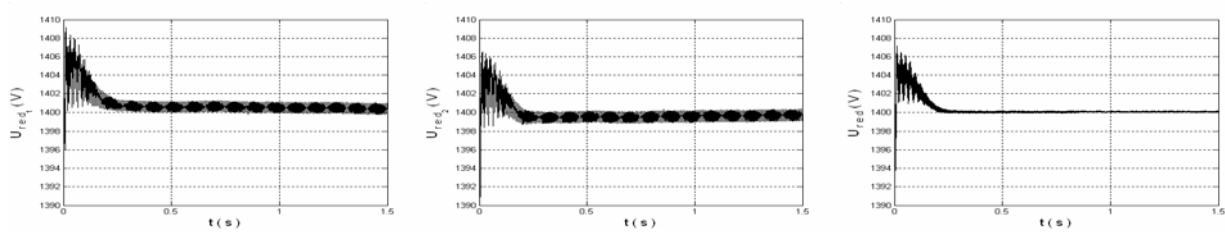


Figure.III.93- Les tensions de sortie du redresseur à trois niveaux et leur moyenne

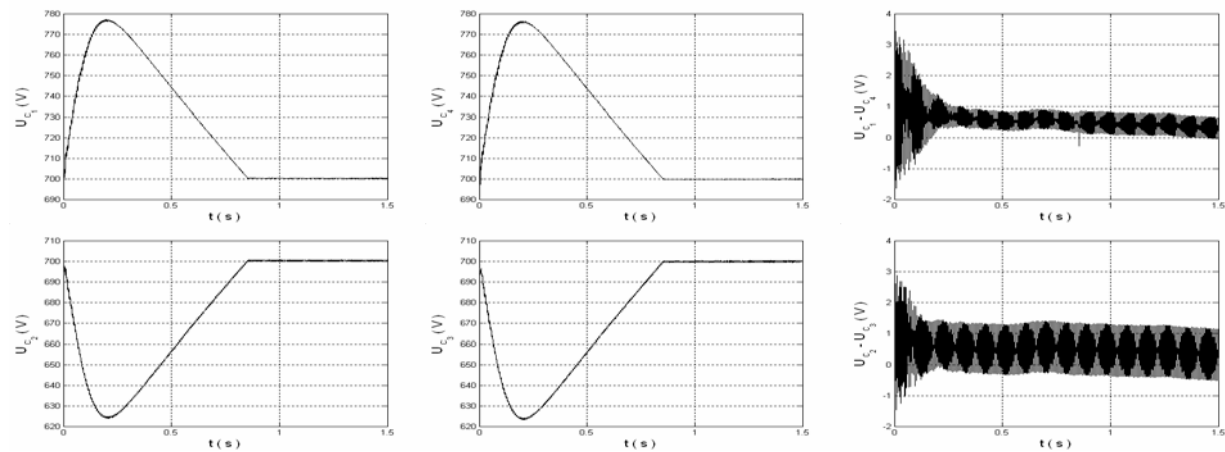


Figure.III.94- Les tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux

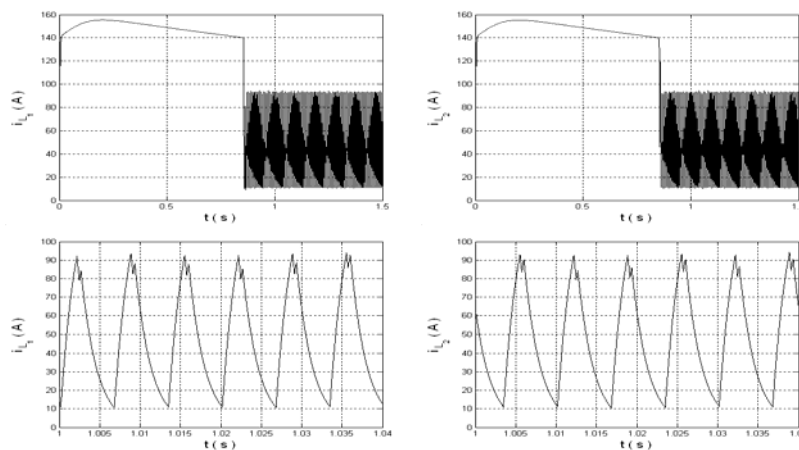


Figure.III.95- Les courants dans les bobines du circuit d'équilibrage

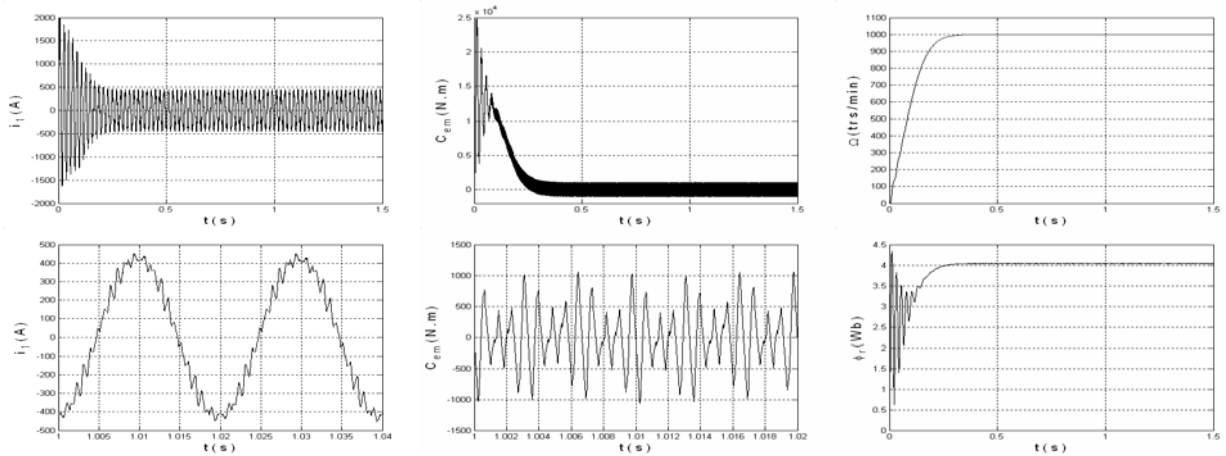


Figure.III.96- Les performances de la machine asynchrone

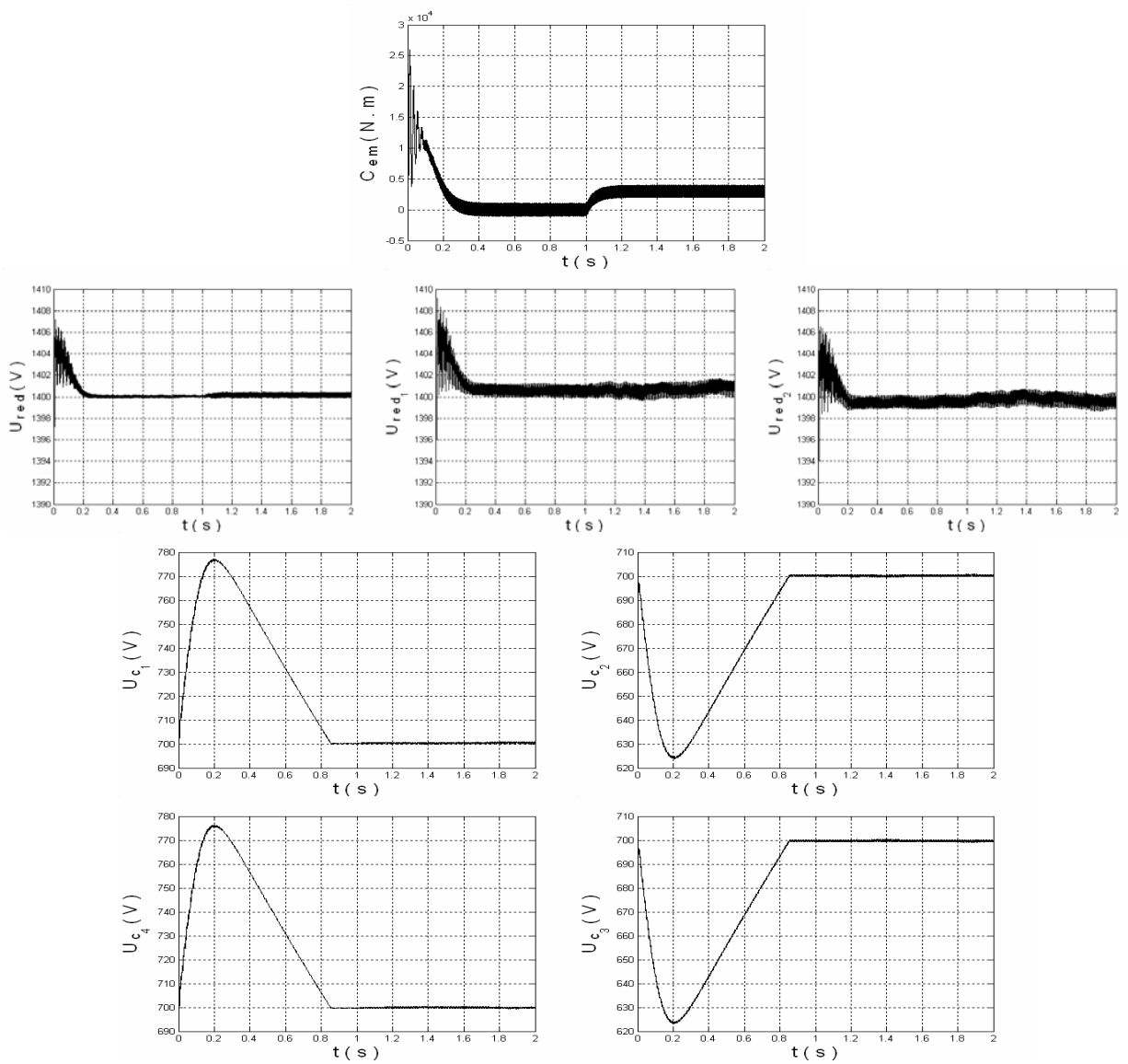


Figure.III.97- Les tensions de sortie du redresseur, leur moyenne et les tensions d'entrée de l'onduleur avec application d'une charge à $t = 1$ s

III.5.3- Cas de la cascade d'un redresseur de courant à cinq niveaux - onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes - machine asynchrone :

Cette cascade est représentée par la figure.III.98.

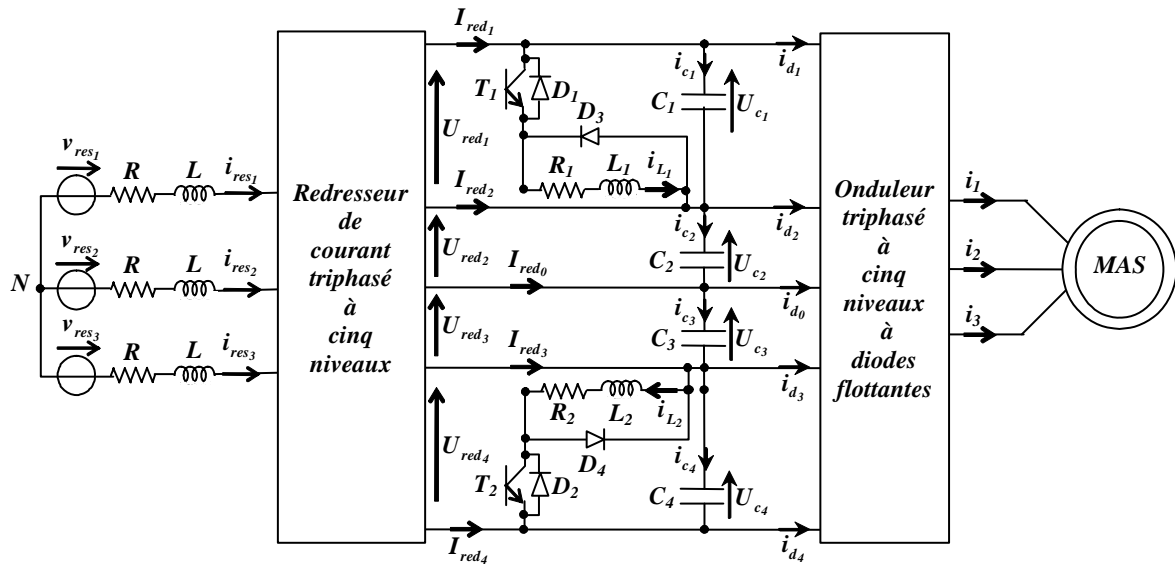


Figure.III.98- Structure de la cascade d'un redresseur de courant triphasé à cinq niveaux - circuit d'équilibrage mixte optimisé - onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes - MAS

a- Modélisation et commande du circuit d'équilibrage :

Dans ce cas, le modèle du circuit d'équilibrage peut être donné par :

$$\left\{ \begin{array}{l} L_1 \frac{di_{L_1}}{dt} = F_1 \cdot U_{C_1} - R_1 \cdot i_{L_1} \\ L_2 \frac{di_{L_2}}{dt} = F_2 \cdot U_{C_4} - R_2 \cdot i_{L_2} \\ i_{c_1} = C_1 \frac{dU_{C_1}}{dt} = I_{red_1} - i_{d_1} - F_1 \cdot i_{L_1} \\ i_{c_2} = C_2 \frac{dU_{C_2}}{dt} = I_{red_1} + I_{red_2} - i_{d_1} - i_{d_2} \\ i_{c_3} = C_3 \frac{dU_{C_3}}{dt} = -I_{red_3} - I_{red_4} + i_{d_3} + i_{d_4} \\ i_{c_4} = C_4 \frac{dU_{C_4}}{dt} = -I_{red_4} + i_{d_4} - F_2 \cdot i_{L_2} \end{array} \right. \quad (III.18)$$

b- Résultats de simulation :

Les paramètres du circuit d'équilibrage mixte optimisé, dans ce cas, sont : $R_1 = R_2 = R = 5 \Omega$ et $L_1 = L_2 = L = 10 \text{ mH}$.

La figure.III.100 montre que ce circuit d'équilibrage est avantageux du fait que sa réalisation nécessite des inductances de faibles tailles tout en assurant une stabilisation parfaite des tensions d'entrée de l'onduleur avec une symétrie probante.

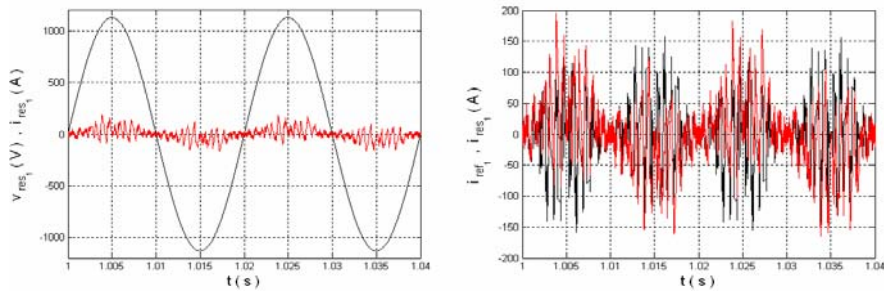


Figure.III.99- Le courant de référence, la tension et le courant du réseau

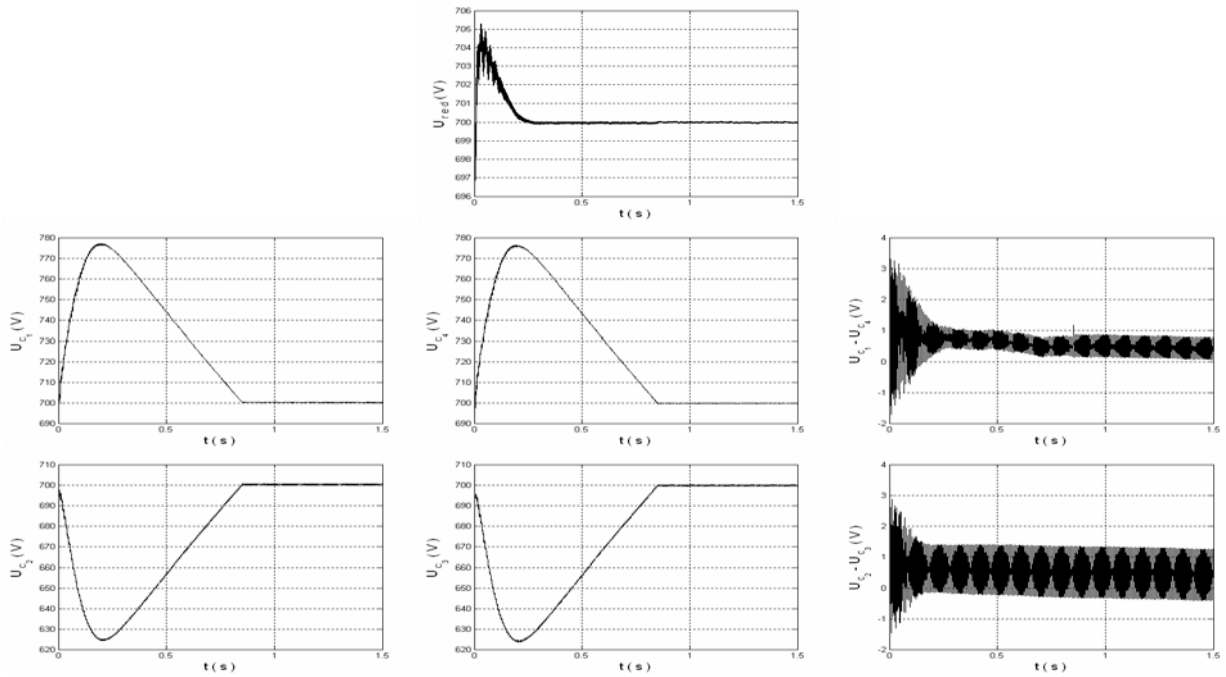


Figure.III.100- Les tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux et leur moyenne

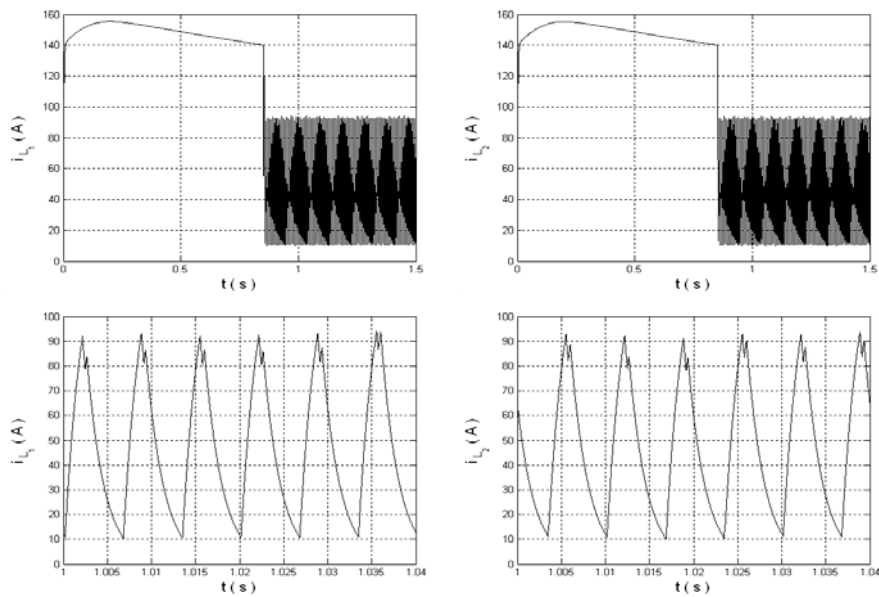


Figure.III.101- Les courants dans les bobines du circuit d'équilibrage

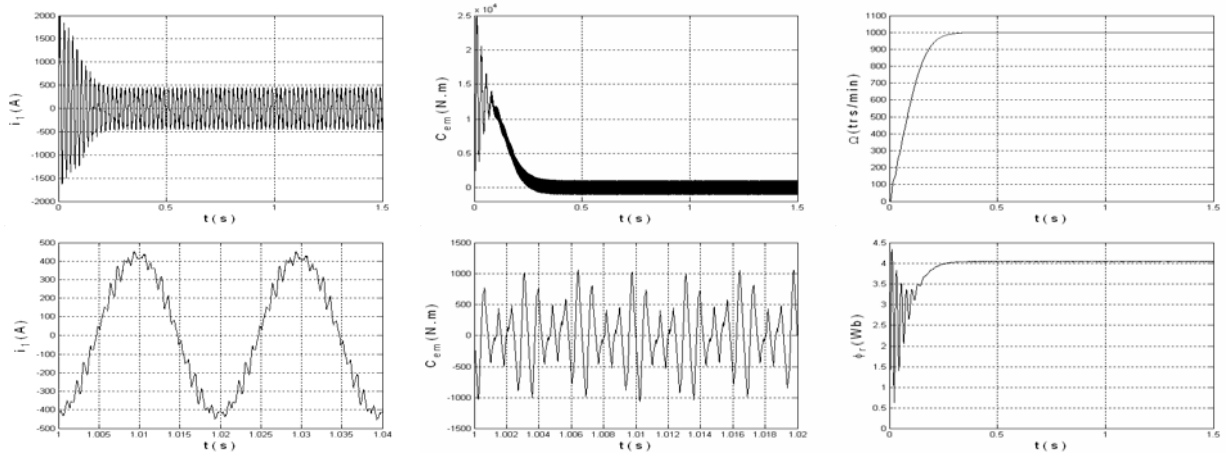


Figure.III.102- Les performances de la machine asynchrone

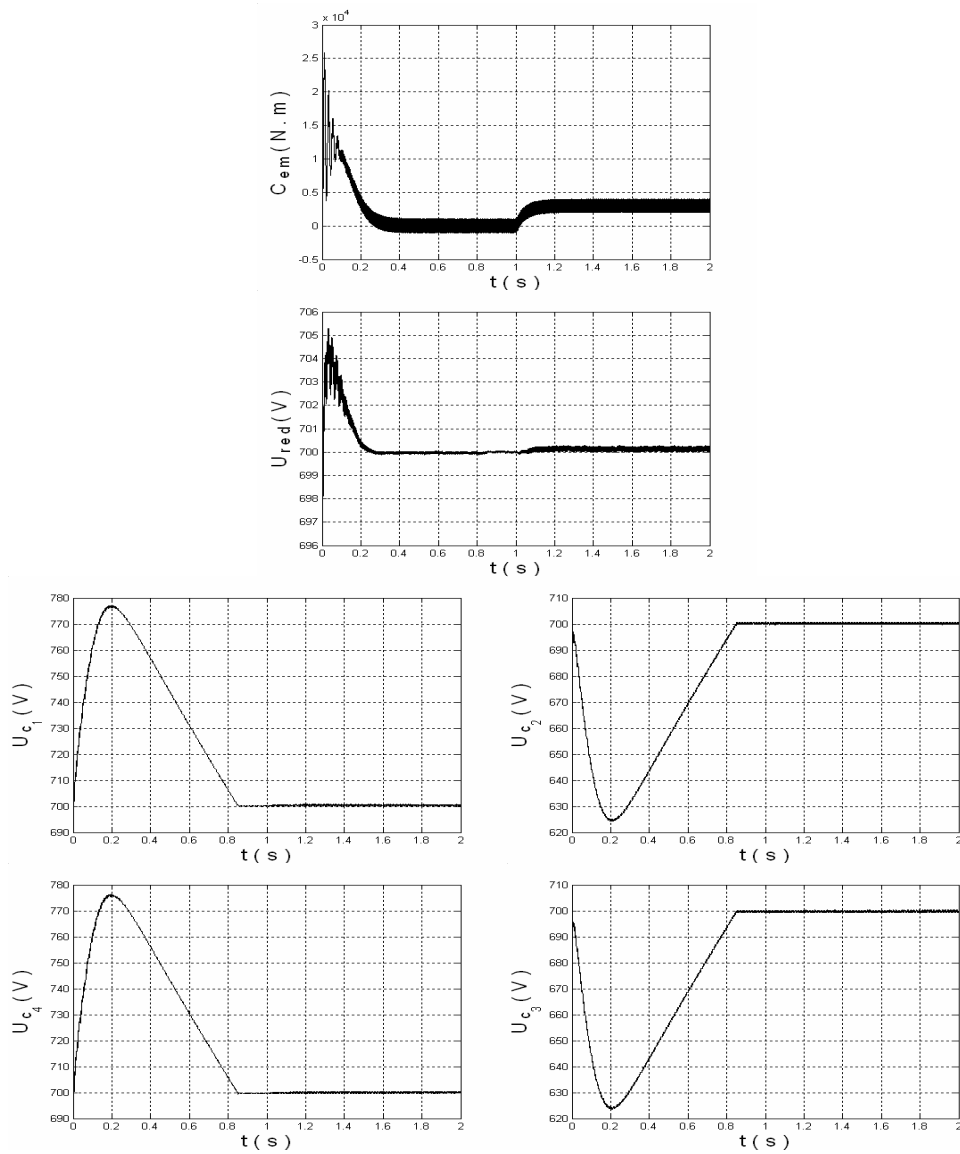


Figure.III.103- Les tensions d'entrée de l'onduleur et leur moyenne avec application d'une charge à $t = 1$ s

CONCLUSION :

Dans ce chapitre, on a développé cinq circuits d'équilibrage des tensions d'entrée de l'onduleur à base d'interrupteurs de puissance, de résistances et/ou d'inductances. Le principe de commande des interrupteurs est basé sur la comparaison des deux tensions du haut (U_{c_1} et U_{c_2}) et des deux tensions du bas (U_{c_3} et U_{c_4}) suivant un algorithme bien défini.

Les circuits proposés équilibrent bien les tensions d'entrée de l'onduleur. Le circuit d'équilibrage résistif présente l'inconvénient des pertes Joule considérables. Le circuit résistif simplifié ne nécessitant qu'un nombre réduit de composants; nous a permis de réduire un petit peu ces pertes.

Le circuit d'équilibrage inductif engendre des oscillations au niveau des tensions aux bornes des condensateurs d'autant plus que la symétrie entre les tensions du haut du bas du filtre capacitif est fortement affectée.

Le circuit mixte assure efficacement l'équilibrage des tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux. Néanmoins, ce circuit présente l'inconvénient de la complexité de sa commande; qu'est en plus de savoir les différentes tensions, on doit avoir une idée sur le sens des courants circulant dans les bobines pour générer les signaux de commande des interrupteurs.

Le circuit mixte optimisé semble plus intéressant en terme de stabilisation des tensions aux bornes des condensateurs tout en assurant une réduction, à la fois des pertes par effet Joule et la complexité de la commande des interrupteurs. En outre, le circuit contrôle efficacement les tensions aux bornes des condensateurs.

Mis à part le circuit d'équilibrage inductif, les cascades dotées de circuits d'équilibrage ont la possibilité de réaliser des changeurs de fréquence absorbant un courant réseau le moins pollué possible avec un facteur de puissance pratiquement unitaire côté réseau.

Chapitre IV

Equilibrage des sources de tension d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes par la modulation vectorielle

INTRODUCTION :

Dans le chapitre précédent, on a pu équilibrer les différentes tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes en ajoutant des circuits auxiliaires. Dans ce chapitre, on va procéder à l'équilibrage de ces tensions en utilisant la technique de la modulation vectorielle.

En utilisant le développement de la modulation vectorielle vu au chapitre.I, les 61 vecteurs de tension de l'onduleur à cinq niveaux sont utilisés pour la modulation. Quelques uns de ces vecteurs sont des redondants, ils peuvent alors être utilisés pour l'équilibrage des tensions du bus continu. Une réalisation simple de ce modulateur est détaillée et des résultats de simulation sont donnés pour démontrer l'efficacité de la technique de modulation proposée.

IV.1- Effet des configurations redondantes sur l'équilibrage :

Les vecteurs de tension sont classés en trois familles selon leurs effets sur l'équilibrage [Bouhali.07-1] [Lalili.09] :

- La première classe possède 24 vecteurs, ne reliant aucune des phases de la charge au potentiel commun des condensateurs dont leurs tensions demeurent inchangées. Ces vecteurs sont situés sur le périmètre de l'hexagone (Figure.I.5).
- La deuxième classe comprend 36 vecteurs, de nature redondantes car ils ont plusieurs configurations équivalentes distinguées par les lettres *a*, *b*, *c* ou *d*, (Tableau.IV.1). Ils affectent les tensions aux bornes des condensateurs et sont utilisés pour corriger les déviations entre ces tensions.
- La dernière classe possède cinq vecteurs nuls, n'affectant pas les tensions aux bornes des condensateurs du bus continu. Elle se situe au centre de l'hexagone (Figure.I.5).

Par conséquent, les vecteurs redondants doivent être choisis, pour produire non seulement les tensions modulées, mais également pour réduire au minimum le déséquilibre des tensions aux bornes des condensateurs. Pour le même vecteur de tension modulée, plusieurs configurations de connexion peuvent exister et ce choix aura un effet particulier sur l'équilibrage des condensateurs. Ce degré de liberté sera utilisé dans notre structure de commande pour obtenir la condition d'équilibrage.

Chaque condensateur sera déchargé si son courant est positif et chargé si son courant est négatif. Il faut donc déterminer les effets des vecteurs redondants sur les courants des condensateurs afin de choisir la configuration permettant l'équilibrage du bus continu.

IV.2- Cas de la cascade d'un redresseur de courant à deux niveaux - onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes - machine asynchrone :

IV.2.1- Expressions des courants dans les condensateurs :

A partir de la figure.IV.1 représentant le filtre capacitif intermédiaire, on peut écrire :

$$U_{red} = U_{c_1} + U_{c_2} + U_{c_3} + U_{c_4} \quad (IV.1)$$

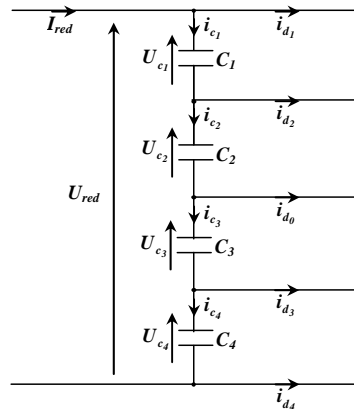


Figure.IV.1- Le filtre capacitif intermédiaire

En dérivant chaque côté, on trouve :

$$\frac{dU_{red}}{dt} = \frac{dU_{c_1}}{dt} + \frac{dU_{c_2}}{dt} + \frac{dU_{c_3}}{dt} + \frac{dU_{c_4}}{dt} \quad (IV.2)$$

En supposant que la tension U_{red} est asservie, on peut la considérer comme étant une constante, ce qui permettra d'écrire :

$$0 = \frac{i_{c_1}}{C_1} + \frac{i_{c_2}}{C_2} + \frac{i_{c_3}}{C_3} + \frac{i_{c_4}}{C_4} \quad (IV.3)$$

$$\text{Si on prend } C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = C, \text{ on aboutit à : } 0 = i_{c_1} + i_{c_2} + i_{c_3} + i_{c_4} \quad (IV.4)$$

L'application de la loi des nœuds nous donne :

$$\begin{cases} i_{c_1} = i_{c_2} + i_{d_2} \\ i_{c_2} = i_{c_3} + i_{d_0} \\ i_{c_3} = i_{c_4} + i_{d_3} \end{cases} \quad (IV.5)$$

A partir des équations (IV.4) et (IV.5), on peut en déduire les expressions des courants dans les condensateurs en fonction des courants d'entrée de l'onduleur :

$$\begin{cases} i_{c_1} = \frac{1}{4} (-2 i_{d_1} + i_{d_2} - i_{d_3} - 2 i_{d_4}) \\ i_{c_2} = \frac{1}{4} (-2 i_{d_1} - 3 i_{d_2} - i_{d_3} - 2 i_{d_4}) \\ i_{c_3} = \frac{1}{4} (2 i_{d_1} + i_{d_2} + 3 i_{d_3} + 2 i_{d_4}) \\ i_{c_4} = \frac{1}{4} (2 i_{d_1} + i_{d_2} - i_{d_3} + 2 i_{d_4}) \end{cases} \quad (IV.6)$$

En remplaçant les courants d'entrée de l'onduleur par leurs expressions (Equation.I.6), on obtient les expressions des courants dans les condensateurs en fonction des courants dans la charge et les fonctions de connexion des demi-bras de l'onduleur :

$$\begin{bmatrix} i_{c1} \\ i_{c2} \\ i_{c3} \\ i_{c4} \end{bmatrix} = \frac{1}{4} \begin{bmatrix} -2F_{11}^b + F_{11}^{bb} - F_{10}^{bb} - 2F_{10}^b & -2F_{21}^b + F_{21}^{bb} - F_{20}^{bb} - 2F_{20}^b & -2F_{31}^b + F_{31}^{bb} - F_{30}^{bb} - 2F_{30}^b \\ -2F_{11}^b - 3F_{11}^{bb} - F_{10}^{bb} - 2F_{10}^b & -2F_{21}^b - 3F_{21}^{bb} - F_{20}^{bb} - 2F_{20}^b & -2F_{31}^b - 3F_{31}^{bb} - F_{30}^{bb} - 2F_{30}^b \\ 2F_{11}^b + F_{11}^{bb} + 3F_{10}^{bb} + 2F_{10}^b & 2F_{21}^b + F_{21}^{bb} + 3F_{20}^{bb} + 2F_{20}^b & 2F_{31}^b + F_{31}^{bb} + 3F_{30}^{bb} + 2F_{30}^b \\ 2F_{11}^b + F_{11}^{bb} - F_{10}^{bb} + 2F_{10}^b & 2F_{21}^b + F_{21}^{bb} - F_{20}^{bb} + 2F_{20}^b & 2F_{31}^b + F_{31}^{bb} - F_{30}^{bb} + 2F_{30}^b \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (IV.7)$$

Ce système montre que les relations entre les courants des condensateurs et les courants de charge dépendent des fonctions de connexion F_{ij} de l'onduleur. En explicitant ce système pour tous les états redondants, on aboutit au tableau.IV.1 [Bouhali.07-1] [Lalili.09].

Vecteur		$4i_{c1}$	$4i_{c2}$	$4i_{c3}$	$4i_{c4}$	Equations	
V_1	a	$P_2N_1N_1$	e	e	e	$-3e$	$e = -i_1$
	b	$P_1N_2N_2$	$-3e$	e	e	e	
V_2	a	P_2ON_1	e_1	e_1	e_2	e_3	$e_1 = -i_1 + i_2, e_2 = -i_1 - 3i_2$ $e_3 = 3i_1 + i_2$
	b	$P_1N_1N_2$	e_3	e_1	e_1	e_2	
V_3	a	$P_2P_1N_1$	e_1	e_2	e_2	e_3	$e_1 = -i_1 + 2i_2, e_2 = -i_1 - 2i_2$ $e_3 = 3i_1 + 2i_2$
	b	P_1ON_2	e_3	e_1	e_2	e_2	
V_4	a	$P_2P_2N_1$	e	e	e	$-3e$	$e = -i_1 - i_2$
	b	$P_1P_1N_2$	$-3e$	e	e	e	
V_5	a	$P_1P_2N_1$	e_1	e_2	e_2	e_3	$e_1 = 2i_1 - i_2, e_2 = -2i_1 - i_2$ $e_3 = 2i_1 + 3i_2$
	b	OP_1N_2	e_3	e_1	e_2	e_2	
V_6	a	OP_2N_1	e_1	e_1	e_2	e_3	$e_1 = i_1 - i_2, e_2 = -3i_1 - i_2$ $e_3 = i_1 + 3i_2$
	b	$N_1P_1N_2$	e_3	e_1	e_1	e_2	
V_7	a	$N_1P_2N_1$	e	e	e	$-3e$	$e = -i_2$
	b	$N_2P_1N_2$	$-3e$	e	e	e	
V_8	a	N_1P_2O	e_1	e_1	e_2	e_3	$e_1 = -i_1 - 2i_2, e_2 = 3i_1 + 2i_2$ $e_3 = -i_1 + 2i_2$
	b	$N_2P_1N_1$	e_3	e_1	e_1	e_2	
V_9	a	$N_1P_2P_1$	e_1	e_2	e_2	e_3	$e_1 = -2i_1 - 3i_2, e_2 = 2i_1 + i_2$ $e_3 = -2i_1 + i_2$
	b	N_2P_1O	e_3	e_1	e_2	e_2	
v_{10}	a	$N_1P_2P_2$	e	e	e	$-3e$	$e = i_1$
	b	$N_2P_1P_1$	$-3e$	e	e	e	
v_{11}	a	$N_1P_1P_2$	e_1	e_2	e_2	e_3	$e_1 = i_1 + 3i_2, e_2 = i_1 - i_2$ $e_3 = -3i_1 - i_2$
	b	N_2OP_1	e_3	e_1	e_2	e_2	
v_{12}	a	N_1OP_2	e_1	e_1	e_2	e_3	$e_1 = i_1 + 2i_2, e_2 = i_1 - 2i_2$ $e_3 = -3i_1 - 2i_2$
	b	$N_2N_1P_1$	e_3	e_1	e_1	e_2	
v_{13}	a	$N_1N_1P_2$	e	e	e	$-3e$	$e = i_1 + i_2$
	b	$N_2N_2P_1$	$-3e$	e	e	e	
v_{14}	a	ON_1P_2	e_1	e_1	e_2	e_3	$e_1 = 2i_1 + i_2, e_2 = -2i_1 + i_2$ $e_3 = -2i_1 - 3i_2$
	b	$N_1N_2P_1$	e_3	e_1	e_1	e_2	
v_{15}	a	$P_1N_1P_2$	e_1	e_2	e_2	e_3	$e_1 = 3i_1 + i_2, e_2 = -i_1 + i_2$ $e_3 = -i_1 - 3i_2$
	b	ON_2P_1	e_3	e_1	e_2	e_2	
v_{16}	a	$P_2N_1P_2$	e	e	e	$-3e$	$e = i_2$
	b	$P_1N_2P_1$	$-3e$	e	e	e	
v_{17}	a	$P_2N_1P_1$	e_1	e_2	e_2	e_3	$e_1 = -3i_1 - 2i_2, e_2 = i_1 + 2i_2$ $e_3 = i_1 - 2i_2$
	b	P_1N_2O	e_3	e_1	e_2	e_2	
v_{18}	a	P_2N_1O	e_1	e_1	e_2	e_3	$e_1 = -2i_1 - i_2, e_2 = 2i_1 + 3i_2$ $e_3 = 2i_1 - i_2$
	b	$P_1N_2N_1$	e_3	e_1	e_1	e_2	
v_{19}	a	P_2OO	e	e	$-e$	$-e$	$e = -2i_1$
	b	$P_1N_1N_1$	$-e$	e	e	$-e$	
	c	ON_2N_2	$-e$	$-e$	e	$-e$	
v_{20}	a	P_2P_1O	e_1	e_2	e_3	e_3	$e_1 = -2i_1 + i_2, e_2 = -2i_1 - 3i_2$ $e_3 = 2i_1 + i_2$
	b	P_1ON_1	e_3	e_1	e_2	e_3	
	c	ON_1N_2	e_3	e_3	e_1	e_2	
v_{21}	a	P_2P_2O	e	e	$-e$	$-e$	$e = -2i_1 - 2i_2$
	b	$P_1P_1N_1$	$-e$	e	e	$-e$	
	c	OON_2	$-e$	$-e$	e	$-e$	
v_{22}	a	P_1P_2O	e_1	e_2	e_3	e_3	$e_1 = i_1 - 2i_2, e_2 = -3i_1 - 2i_2$ $e_3 = i_1 + 2i_2$
	b	OP_1N_1	e_3	e_1	e_2	e_3	
	c	N_1ON_2	e_3	e_3	e_1	e_2	

Vecteur		$4i_{c1}$	$4i_{c2}$	$4i_{c3}$	$4i_{c4}$	Equations	
v_{23}	a	OP_2O	e	e	$-e$	$-e$	$e = -2i_2$
	b	$N_1P_1N_1$	$-e$	e	e	$-e$	
v_{24}	a	OP_2P_1	e_1	e_2	e_3	e_3	$e_1 = -i_1 - 3i_2, e_2 = 3i_1 + i_2$ $e_3 = -i_1 + i_2$
	b	N_1P_1O	e_3	e_1	e_2	e_3	
	c	N_2ON_1	e_3	e_3	e_1	e_2	
v_{25}	a	OP_2P_2	e	e	$-e$	$-e$	$e = 2i_1$
	b	$N_1P_1P_1$	$-e$	e	e	$-e$	
	c	N_2OO	$-e$	$-e$	e	$-e$	
v_{26}	a	OP_1P_2	e_1	e_2	e_3	e_3	$e_1 = 2i_1 + 3i_2, e_2 = 2i_1 - i_2$ $e_3 = -2i_1 - i_2$
	b	N_1OP_1	e_3	e_1	e_2	e_3	
	c	N_2N_1O	e_3	e_3	e_1	e_2	
v_{27}	a	OOP_2	e	e	$-e$	$-e$	$e = 2i_1 + 2i_2$
	b	$N_1N_1P_1$	$-e$	e	e	$-e$	
	c	N_2N_2O	$-e$	$-e$	e	$-e$	
v_{28}	a	P_1OP_2	e_1	e_2	e_3	e_3	$e_1 = 3i_1 + 2i_2, e_2 = -i_1 + 2i_2$ $e_3 = -i_1 - 2i_2$
	b	ON_1P_1	e_3	e_1	e_2	e_3	
	c	N_1N_2O	e_3	e_3	e_1	e_2	
v_{29}	a	P_2OP_2	e	e	$-e$	$-e$	$e = 2i_2$
	b	$P_1N_1P_1$	$-e$	e	e	$-e$	
	c	ON_2O	$-e$	$-e$	e	$-e$	
v_{30}	a	P_2OP_1	e_1	e_2	e_3	e_3	$e_1 = -3i_1 - i_2, e_2 = i_1 + 3i_2$ $e_3 = i_1 - i_2$
	b	P_1N_1O	e_3	e_1	e_2	e_3	
	c	ON_2N_1	e_3	e_3	e_1	e_2	
v_{31}	a	$P_2P_1P_1$	$-3e$	e	e	e	$e = i_1$
	b	P_1OO	e	$-3e$	e	e	
	c	ON_1N_1	e	e	$-3e$	e	
	d	$N_1N_2N_2$	e	e	e	$-3e$	
v_{32}	a	$P_2P_2P_1$	$-3e$	e	e	e	$e = i_1 + i_2$
	b	P_1P_1O	e	$-3e$	e	e	
	c	OON_1	e	e	$-3e$	e	
	d	$N_1N_1N_2$	e	e	e	$-3e$	
v_{33}	a	$P_1P_2P_1$	$-3e$	e	e	e	$e = i_2$
	b	OP_1O	e	$-3e$	e	e	
	c	N_1ON_1	e	e	$-3e$	e	
	d	$N_2N_1N_2$	e	e	e	$-3e$	
v_{34}	a	$P_1P_2P_2$	$-3e$	e	e	e	$e = -i_1$
	b	OP_1P_1	e	$-3e$	e	e	
	c	N_1OO	e	e	$-3e$	e	
	d	$N_2N_1N_1$	e	e	e	$-3e$	
v_{35}	a	$P_1P_1P_2$	$-3e$	e	e	e	$e = -i_1 - i_2$
	b	OOP_1	e	$-3e$	e	e	
	c	N_1N_1O	e	e	$-3e$	e	
	d	$N_2N_2N_1$	e	e	e	$-3e$	
v_{36}	a	$P_2P_1P_2$	$-3e$	e	e	e	$e = -i_2$
	b	P_1OP_1	e	$-3e$	e	e	
	c	ON_1O	e	e	$-3e$	e	
	d	$N_1N_2N_1$	e	e	e	$-3e$	

Tableau.IV.1- Relations entre les courants des condensateurs et les courants de charge pour tous les états redondants

IV.2.2- Classification des vecteurs redondants :

En analysant les résultats du tableau.IV.1, on peut distinguer six groupes des vecteurs redondants [Bouhali.07-1] [Lalili.09]. Le tableau.IV.2 donne les vecteurs des différents groupes, ainsi que les relations entre les courants caractérisant chaque groupe.

Groupe	vecteurs	redondances	4. i_{c1}	4. i_{c2}	4. i_{c3}	4. i_{c4}
1	$v_1, v_4, v_7,$ v_{10}, v_{13}, v_{16}	a	e	e	e	-3e
		b	-3e	e	e	e
2	$v_2, v_6, v_8,$ v_{12}, v_{14}, v_{18}	a	e_1	e_1	e_2	e_3
		b	e_3	e_1	e_1	e_2
3	$v_3, v_5, v_9,$ v_{11}, v_{15}, v_{17}	a	e_1	e_2	e_2	e_3
		b	e_3	e_1	e_2	e_2
4	$v_{19}, v_{21}, v_{23},$ v_{25}, v_{27}, v_{29}	a	e	e	-e	-e
		b	-e	e	e	-e
		c	-e	-e	e	-e
5	$v_{20}, v_{22}, v_{24},$ v_{26}, v_{28}, v_{30}	a	e_1	e_2	e_3	e_3
		b	e_3	e_1	e_2	e_3
		c	e_3	e_3	e_1	e_2
6	$v_{31}, v_{32}, v_{33},$ v_{34}, v_{35}, v_{36}	a	-3e	e	e	e
		b	e	-3e	e	e
		c	e	e	-3e	e
		d	e	e	e	-3e

Tableau.IV.2- Classification des vecteurs redondants

IV.2.3- Effets des vecteurs redondants sur les tensions des condensateurs :

Les vecteurs redondants de chaque groupe peuvent charger ou décharger les condensateurs à l'entrée de l'onduleur selon les conditions des courants de la charge. En d'autre terme, suivant les signes des équations e , e_1 , e_2 et e_3 [Bouhali.07-1] [Lalili.09].

Pour les groupes gérés par une seule équation e (groupes 1, 4 et 6), on a deux possibilités pour les conditions de la charge :

$$\begin{cases} P_1 : e > 0 \\ P_2 : e < 0 \end{cases} \quad (IV.8)$$

Pour les groupes gérés par trois équations e_1 , e_2 et e_3 (groupes 2, 3 et 5), ces équations ne peuvent pas être, ni tous positive, ni tous négative. Pour cela, seulement six possibilités existent pour les conditions de la charge :

$$\begin{cases} P_1 : e_1 < 0, e_2 < 0 \text{ et } e_3 > 0 \\ P_2 : e_1 < 0, e_2 > 0 \text{ et } e_3 < 0 \\ P_3 : e_1 < 0, e_2 > 0 \text{ et } e_3 > 0 \\ P_4 : e_1 > 0, e_2 < 0 \text{ et } e_3 < 0 \\ P_5 : e_1 > 0, e_2 < 0 \text{ et } e_3 > 0 \\ P_6 : e_1 > 0, e_2 > 0 \text{ et } e_3 < 0 \end{cases} \quad (IV.9)$$

Le signe du courant de charge du condensateur est déterminé par des expressions générales e , e_1 , e_2 ou e_3 dépendant des courants dans la charge i_1 et i_2 (Tableau.IV.1). Ces expressions changent en fonction du vecteur utilisé. Si l'expression e , e_1 , e_2 ou e_3 est positive, le courant dans le condensateur correspondant est positif et le condensateur est chargé (\uparrow). Au contraire, s'il est négatif, ce condensateur sera déchargé (\downarrow).

Le tableau.IV.3 résume les effets des différents vecteurs redondants sur les tensions aux bornes des condensateurs.

Groupe	Possibilité	a				b				c				d			
		U_{e1}	U_{e2}	U_{e3}	U_{e4}	U_{e1}	U_{e2}	U_{e3}	U_{e4}	U_{e1}	U_{e2}	U_{e3}	U_{e4}	U_{e1}	U_{e2}	U_{e3}	U_{e4}
6	P_1	\downarrow	\uparrow	\uparrow	\uparrow	\uparrow	\downarrow	\uparrow	\uparrow	\uparrow	\uparrow	\downarrow	\uparrow	\uparrow	\uparrow	\uparrow	\downarrow
	P_2	\uparrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\uparrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\uparrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\uparrow
5	P_1	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow
	P_2	\downarrow	\uparrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\uparrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\uparrow
	P_3	\downarrow	\uparrow	\uparrow	\uparrow	\uparrow	\downarrow	\uparrow	\uparrow	\uparrow	\uparrow	\downarrow	\uparrow	\uparrow	\uparrow	\downarrow	\uparrow
	P_4	\uparrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\uparrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\uparrow	\downarrow	\downarrow	\uparrow	\downarrow
	P_5	\uparrow	\downarrow	\uparrow	\uparrow	\uparrow	\uparrow	\downarrow	\uparrow	\uparrow	\uparrow	\uparrow	\downarrow	\uparrow	\uparrow	\uparrow	\downarrow
	P_6	\uparrow	\uparrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\uparrow	\uparrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\uparrow	\downarrow	\downarrow	\uparrow	\uparrow
4	P_1	\uparrow	\uparrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\uparrow	\uparrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\uparrow	\downarrow	\downarrow	\uparrow	\uparrow
	P_2	\downarrow	\downarrow	\uparrow	\uparrow	\uparrow	\downarrow	\downarrow	\uparrow	\uparrow	\uparrow	\downarrow	\downarrow	\uparrow	\uparrow	\downarrow	\downarrow
3	P_1	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\uparrow	\uparrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow
	P_2	\downarrow	\uparrow	\uparrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\uparrow	\uparrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\uparrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\uparrow
	P_3	\downarrow	\uparrow	\uparrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\uparrow	\uparrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\uparrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\uparrow
	P_4	\uparrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\uparrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow
	P_5	\uparrow	\downarrow	\downarrow	\uparrow	\uparrow	\uparrow	\downarrow	\downarrow	\uparrow	\uparrow	\downarrow	\downarrow	\uparrow	\uparrow	\downarrow	\downarrow
	P_6	\uparrow	\uparrow	\uparrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\uparrow	\uparrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\uparrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\uparrow
2	P_1	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\uparrow	\uparrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow
	P_2	\downarrow	\uparrow	\uparrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\uparrow	\uparrow	\uparrow	\downarrow	\uparrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\uparrow
	P_3	\downarrow	\downarrow	\uparrow	\uparrow	\uparrow	\downarrow	\downarrow	\uparrow	\uparrow	\uparrow	\downarrow	\uparrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\uparrow
	P_4	\uparrow	\uparrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\uparrow	\uparrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow
	P_5	\uparrow	\uparrow	\downarrow	\uparrow	\uparrow	\uparrow	\downarrow	\uparrow	\uparrow	\uparrow	\downarrow	\uparrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\uparrow
	P_6	\uparrow	\uparrow	\uparrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\uparrow	\uparrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\uparrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\uparrow
1	P_1	\uparrow	\uparrow	\uparrow	\downarrow	\downarrow	\uparrow	\uparrow	\uparrow	\uparrow	\uparrow	\downarrow	\uparrow	\uparrow	\uparrow	\uparrow	\uparrow
	P_2	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\uparrow	\uparrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow

Tableau.IV.3- Effets des différents vecteurs redondants sur les tensions aux bornes des condensateurs

IV.2.4- Choix des vecteurs redondants :

Le vecteur redondant permettant de limiter les déviations des tensions aux bornes des condensateurs sera utilisé. La stratégie d'équilibrage consiste à comparer les tensions aux bornes des condensateurs. Ensuite, on essaiera de choisir la redondance qui tend à charger le condensateur ayant la plus faible tension et à décharger celui qui a la plus forte tension [Bouhali.07-1] [Lalili.09].

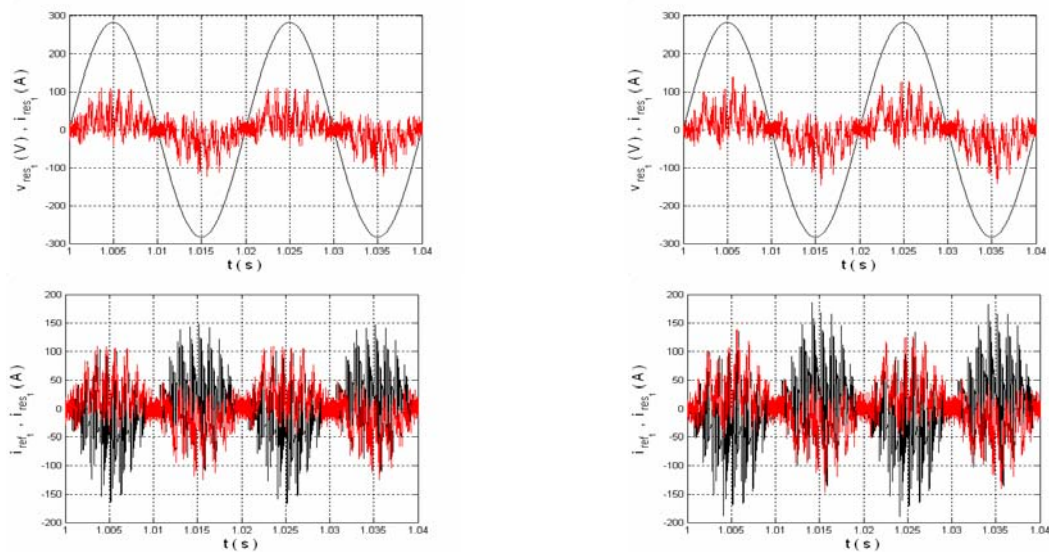
Etant donné qu'on a quatre tensions, on obtiendra 24 cas de déviation possibles. Pour chaque vecteur redondant, connaissant les conditions de la charge P_i ($i=1,2$ ou $i=1...6$) et le cas de déviation des tensions aux bornes des condensateurs C_i ($i=1...24$), le vecteur redondant qui augmente la plus faible tension et diminue la plus forte sera choisi. Le tableau.IV.4 résume le choix de la redondance convenable pour tous les vecteurs redondants et tous les cas de déviation.

Groupe		1		2						3						4		5						6		
Possibilité		P ₁	P ₂	P ₁	P ₂	P ₃	P ₄	P ₅	P ₆	P ₁	P ₂	P ₃	P ₄	P ₅	P ₆	P ₁	P ₂	P ₁	P ₂	P ₃	P ₄	P ₅	P ₆	P ₁	P ₂	
Cas de déviation		P ₁	P ₂	P ₁	P ₂	P ₃	P ₄	P ₅	P ₆	P ₁	P ₂	P ₃	P ₄	P ₅	P ₆	P ₁	P ₂	P ₁	P ₂	P ₃	P ₄	P ₅	P ₆	P ₁	P ₂	
C ₁	U _{e1} <U _{e2} <U _{e3} <U _{e4}	a	b	b	a	b	a	b	a	b	a	b	a	b	a	a	c	c	a	c	a	c	a	d	a	
C ₂	U _{e1} <U _{e2} <U _{e4} <U _{e3}	a	b	b	b	b	a	a	a	b	a	b	a	b	a	a	c	c	a	c	a	b	a	c	a	
C ₃	U _{e1} <U _{e3} <U _{e2} <U _{e4}	a	b	b	a	b	a	b	a	b	a	b	a	b	a	a	c	c	b	b	a	c	a	d	a	
C ₄	U _{e1} <U _{e3} <U _{e4} <U _{e2}	a	b	b	a	b	a	b	a	b	a	b	a	a	a	a	b	b	c	b	b	a	a	d	a	
C ₅	U _{e1} <U _{e4} <U _{e2} <U _{e3}	a	b	b	b	b	a	a	a	b	b	b	a	a	a	a	b	b	c	c	a	b	a	c	a	
C ₆	U _{e1} <U _{e4} <U _{e3} <U _{e2}	a	b	b	b	b	a	a	a	b	b	b	a	a	a	a	b	b	c	b	a	a	a	b	a	
C ₇	U _{e2} <U _{e1} <U _{e3} <U _{e4}	a	b	b	a	b	a	b	a	b	a	a	b	b	a	a	c	c	a	c	b	b	a	d	b	
C ₈	U _{e2} <U _{e1} <U _{e4} <U _{e3}	a	b	b	b	b	a	a	a	b	a	a	b	b	a	a	c	c	a	c	b	c	a	c	b	
C ₉	U _{e2} <U _{e3} <U _{e1} <U _{e4}	a	b	b	a	a	b	b	a	b	a	a	b	b	a	b	c	c	a	a	b	c	b	d	b	
C ₁₀	U _{e2} <U _{e3} <U _{e4} <U _{e1}	b	a	a	a	a	b	b	b	a	a	a	b	b	b	b	c	c	a	a	b	b	b	a	b	
C ₁₁	U _{e2} <U _{e4} <U _{e1} <U _{e3}	b	a	a	b	b	a	a	b	a	a	a	b	b	b	a	c	c	a	c	b	b	a	c	b	
C ₁₂	U _{e2} <U _{e4} <U _{e3} <U _{e1}	b	a	a	b	a	b	a	b	a	a	a	b	b	b	b	c	c	a	a	b	c	b	a	b	
C ₁₃	U _{e3} <U _{e1} <U _{e2} <U _{e4}	a	b	b	a	a	b	b	a	b	a	b	a	b	a	a	a	b	b	c	a	a	b	d	c	
C ₁₄	U _{e3} <U _{e1} <U _{e4} <U _{e2}	a	b	b	a	a	b	b	a	b	b	a	a	a	a	c	a	a	b	b	c	c	c	b	c	
C ₁₅	U _{e3} <U _{e2} <U _{e1} <U _{e4}	a	b	b	a	a	b	b	a	b	a	a	b	b	a	a	b	a	a	b	a	c	c	b	d	c
C ₁₆	U _{e3} <U _{e2} <U _{e4} <U _{e1}	b	a	a	a	a	b	b	b	a	a	a	b	b	b	b	a	a	b	a	c	a	b	a	c	
C ₁₇	U _{e3} <U _{e4} <U _{e1} <U _{e2}	b	a	a	a	a	b	b	b	a	b	b	a	a	b	c	a	a	b	b	c	a	c	b	c	
C ₁₈	U _{e3} <U _{e4} <U _{e2} <U _{e1}	b	a	a	a	b	a	b	b	a	b	a	b	a	b	b	a	a	b	a	c	a	b	a	c	
C ₁₉	U _{e4} <U _{e1} <U _{e2} <U _{e3}	b	a	a	b	b	a	a	b	a	b	b	a	a	b	c	b	b	c	c	a	b	c	c	d	
C ₂₀	U _{e4} <U _{e1} <U _{e3} <U _{e2}	b	a	a	b	b	a	a	b	a	b	b	a	a	b	c	b	b	c	b	a	a	c	b	d	
C ₂₁	U _{e4} <U _{e2} <U _{e1} <U _{e3}	b	a	a	b	a	b	a	b	a	b	a	b	a	b	c	b	b	c	c	b	b	c	c	d	
C ₂₂	U _{e4} <U _{e2} <U _{e3} <U _{e1}	b	a	a	b	a	b	a	b	a	b	a	b	a	b	c	a	a	c	a	b	b	c	a	d	
C ₂₃	U _{e4} <U _{e3} <U _{e1} <U _{e2}	b	a	a	b	a	b	a	b	a	b	b	a	a	b	c	a	a	c	b	c	a	c	b	d	
C ₂₄	U _{e4} <U _{e3} <U _{e2} <U _{e1}	b	a	a	b	a	b	a	b	a	b	a	b	a	b	c	a	a	c	a	c	a	c	a	d	

Tableau.IV.4- Choix des vecteurs redondants

IV.2.5- Résultats de simulation :

Le redresseur à deux niveaux est commandé par hystérésis en courant où, la boucle de réglage par la théorie de Lyapunov impose la valeur efficace des courants de référence et $\Delta i = 1 A$. La tension de référence est imposée à 2800 V. Chaque condensateur du filtre capacitif intermédiaire vaut : $C = 500 mF$. L'onduleur à cinq niveaux est commandé par la modulation vectorielle ($n = 0,8, m = 60$). La machine asynchrone est à vide ($C_r = 0$).



a- Sans équilibrage

b- Avec équilibrage

Figure.IV.2- Le courant de référence, la tension et le courant du réseau

On constate que le courant du réseau n'est pas parfaitement sinusoïdal mais il est en phase avec sa tension (Figure.IV.2). La figure.IV.3 montre que la tension de sortie du redresseur suit bien sa référence. Les tensions d'entrée de l'onduleur sont autorégulées (Figure.IV.4).

En appliquant un changement de consigne de 2800 V à 2400 V, la tension redressée répond parfaitement à cette perturbation et l'équilibrage des tensions U_{c_1} , U_{c_2} , U_{c_3} et U_{c_4} est maintenu (Figure.IV.6.a).

L'application d'un couple de charge de 3000 N.m n'influe pas sur l'équilibrage des tensions U_{c_i} ($i=1...4$) (Figure.IV.6.b).

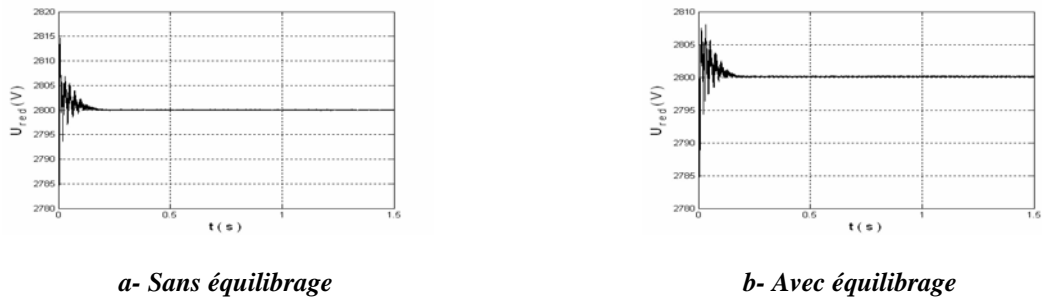


Figure.IV.3- La tension de sortie du redresseur à deux niveaux

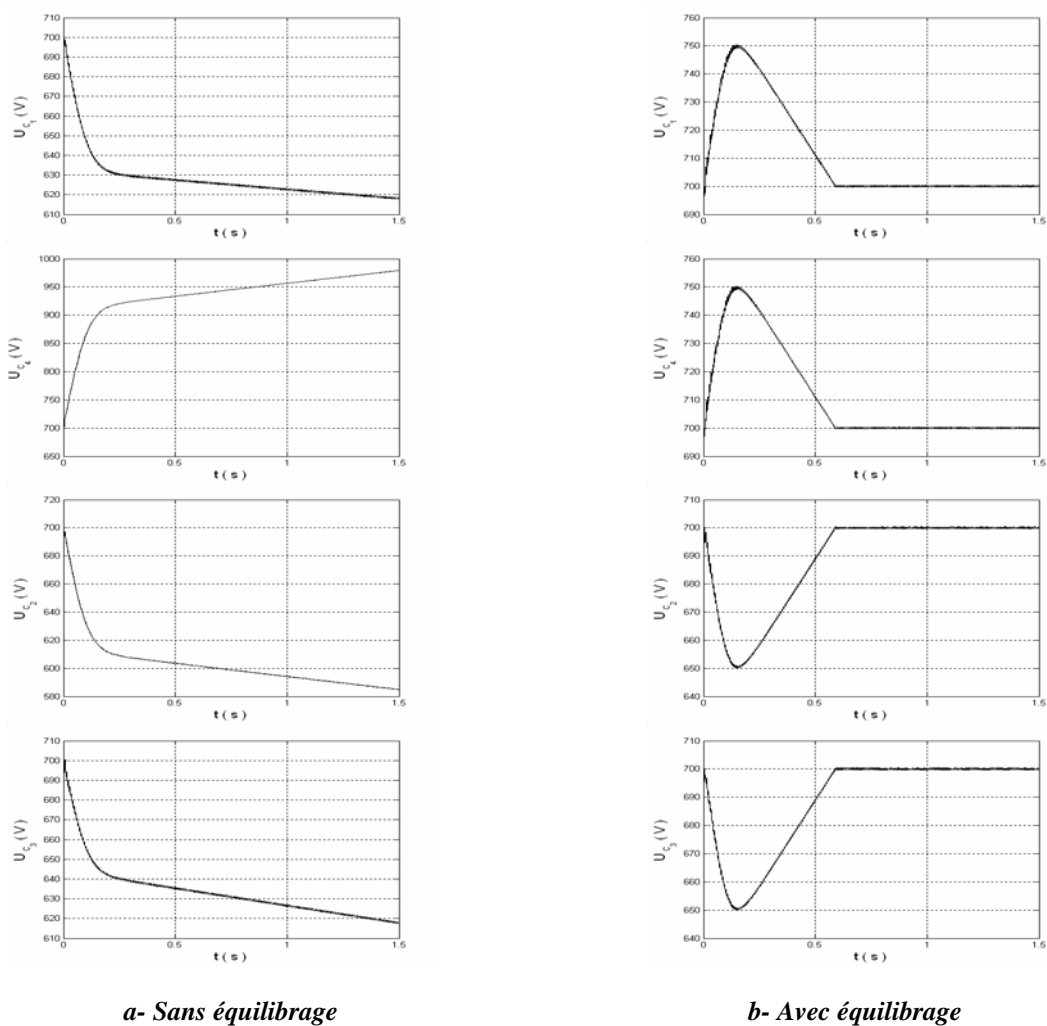
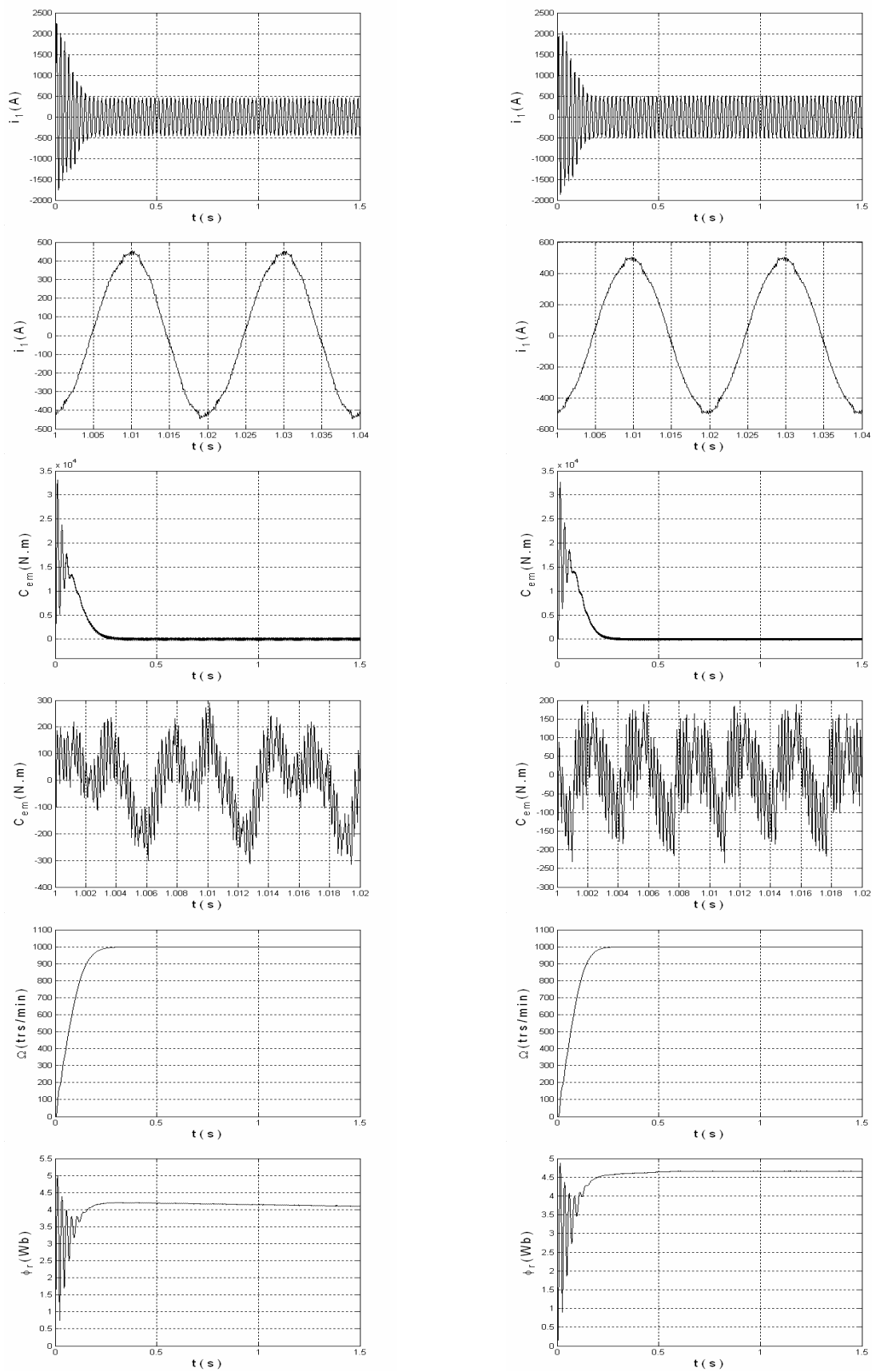


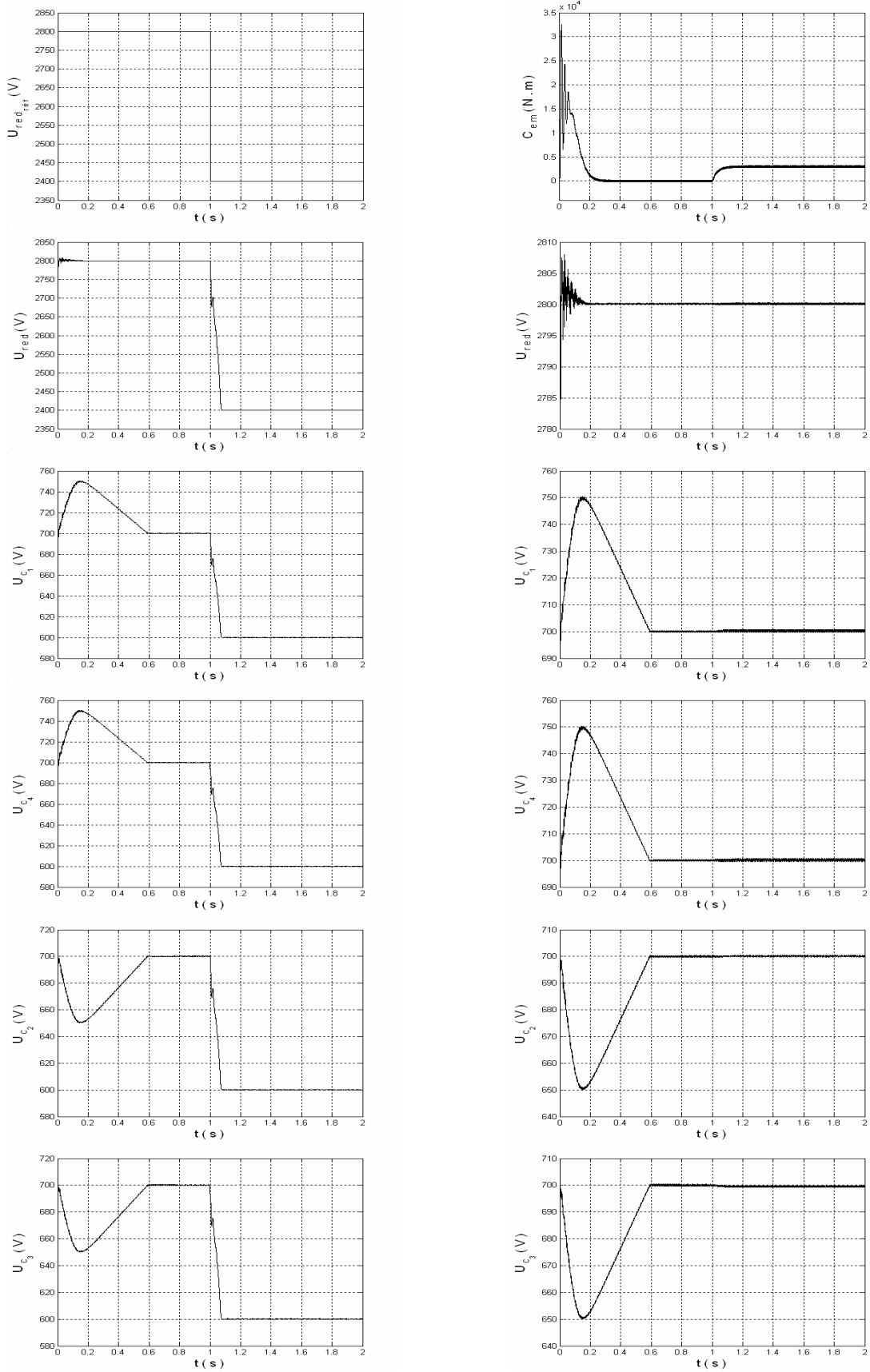
Figure.IV.4- Les tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux



a- Sans équilibrage

b- Avec équilibrage

Figure.IV.5- Les performances de la machine asynchrone



a- avec changement de consigne à $t = 1$ s

b- avec application d'une charge à $t = 1$ s

Figure.IV.6- La tension de sortie du redresseur à deux niveaux, les tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux avec équilibrage

IV.3- Cas de la cascade d'un redresseur de courant à trois niveaux - onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes - machine asynchrone :

IV.3.1- Expressions des courants dans les condensateurs :

A partir de la figure.IV.7 représentant le filtre capacitif intermédiaire, on peut écrire :

$$\begin{cases} U_{red_1} = U_{c_1} + U_{c_2} \\ U_{red_2} = U_{c_3} + U_{c_4} \end{cases} \quad (IV.10)$$

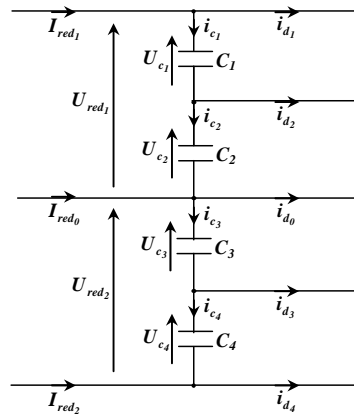


Figure.IV.7- Le filtre capacitif intermédiaire

En dérivant chaque côté, on trouve :

$$\begin{cases} \frac{dU_{red_1}}{dt} = \frac{dU_{c_1}}{dt} + \frac{dU_{c_2}}{dt} \\ \frac{dU_{red_2}}{dt} = \frac{dU_{c_3}}{dt} + \frac{dU_{c_4}}{dt} \end{cases} \quad (IV.11)$$

En supposant que les tensions U_{red_1} et U_{red_2} sont asservies, on peut les considérer comme étant des constantes, ce qui permettra d'écrire :

$$\begin{cases} 0 = \frac{i_{c_1}}{C_1} + \frac{i_{c_2}}{C_2} \\ 0 = \frac{i_{c_3}}{C_3} + \frac{i_{c_4}}{C_4} \end{cases} \quad (IV.12)$$

Si on prend $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = C$, on aboutit à :

$$\begin{cases} 0 = i_{c_1} + i_{c_2} \\ 0 = i_{c_3} + i_{c_4} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} i_{c_1} = -i_{c_2} \\ i_{c_3} = -i_{c_4} \end{cases} \quad (IV.13)$$

L'application de la loi des nœuds nous donne :

$$\begin{cases} i_{c_1} = i_{c_2} + i_{d_2} \\ i_{c_3} = i_{c_4} + i_{d_3} \end{cases} \quad (\text{IV.14})$$

A partir des équations (IV.13) et (IV.14), on peut en déduire les expressions des courants dans les condensateurs en fonction des courants d'entrée de l'onduleur :

$$\begin{cases} i_{c_1} = -i_{c_2} = \frac{i_{d_2}}{2} \\ i_{c_3} = -i_{c_4} = \frac{i_{d_3}}{2} \end{cases} \quad (\text{IV.15})$$

En remplaçant les courants d'entrée de l'onduleur par leurs expressions (Equation.I.6), on obtient les expressions des courants dans les condensateurs en fonction des courants dans la charge et les fonctions de connexion des demi-bras de l'onduleur :

$$\begin{cases} i_{c_1} = -i_{c_2} = \frac{F_{11}^{bb} \cdot i_1 + F_{21}^{bb} \cdot i_2 + F_{31}^{bb} \cdot i_3}{2} \\ i_{c_3} = -i_{c_4} = \frac{F_{10}^{bb} \cdot i_1 + F_{20}^{bb} \cdot i_2 + F_{30}^{bb} \cdot i_3}{2} \end{cases} \quad (\text{IV.16})$$

Le troisième courant i_3 n'est pas nécessaire, car il est lié aux deux autres courants :

$$i_3 = -i_1 - i_2 \quad (\text{IV.17})$$

On obtient alors :

$$\begin{cases} i_{c_1} = -i_{c_2} = \frac{(F_{11}^{bb} - F_{31}^{bb}) \cdot i_1 + (F_{21}^{bb} - F_{31}^{bb}) \cdot i_2}{2} \\ i_{c_3} = -i_{c_4} = \frac{(F_{10}^{bb} - F_{30}^{bb}) \cdot i_1 + (F_{20}^{bb} - F_{30}^{bb}) \cdot i_2}{2} \end{cases} \quad (\text{IV.18})$$

Ce système montre que les relations entre les courants des condensateurs et les courants de charge dépendent des fonctions de connexion F_{ij} de l'onduleur. En explicitant ce système pour tous les états redondants, on aboutit au tableau.IV.5.

	Vecteur	$2i_{c1}$	$2i_{c2}$	$2i_{c3}$	$2i_{c4}$	Equations
v_1	a $P_2N_1N_1$	0	0	-e	e	$e=i_1$
	b $P_1N_2N_2$	e	-e	0	0	
v_2	a P_2ON_1	0	0	e_2	$-e_2$	$e_1=i_1, e_2=-i_1-i_2$ $e_3=i_2$
	b $P_1N_1N_2$	e_1	$-e_1$	e_3	$-e_3$	
v_3	a $P_2P_1N_1$	e_1	$-e_1$	e_3	$-e_3$	$e_1=i_2, e_2=i_1$ $e_3=-i_1-i_2$
	b P_1ON_2	e_2	$-e_2$	0	0	
v_4	a $P_2P_2N_1$	0	0	-e	e	$e=i_1+i_2$
	b $P_1P_1N_2$	e	-e	0	0	
v_5	a $P_1P_2N_1$	e_1	$-e_1$	e_3	$-e_3$	$e_1=i_1, e_2=i_2$ $e_3=-i_1-i_2$
	b OP_1N_2	e_2	$-e_2$	0	0	
v_6	a OP_2N_1	0	0	e_2	$-e_2$	$e_1=i_2, e_2=-i_1-i_2$ $e_3=i_1$
	b $N_1P_1N_2$	e_1	$-e_1$	e_3	$-e_3$	
v_7	a $N_1P_2N_1$	0	0	-e	e	$e=i_2$
	b $N_2P_1N_2$	e	-e	0	0	
v_8	a N_1P_2O	0	0	e_2	$-e_2$	$e_1=i_2, e_2=i_1$ $e_3=-i_1-i_2$
	b $N_2P_1N_1$	e_1	$-e_1$	e_3	$-e_3$	
v_9	a $N_1P_2P_1$	e_1	$-e_1$	e_3	$-e_3$	$e_1=-i_1-i_2, e_2=i_2$ $e_3=i_1$
	b N_2P_1O	e_2	$-e_2$	0	0	
v_{10}	a $N_1P_2P_2$	0	0	-e	e	$e=-i_1$
	b $N_2P_1P_1$	e	-e	0	0	
v_{11}	a $N_1P_1P_2$	e_1	$-e_1$	e_3	$-e_3$	$e_1=i_2, e_2=-i_1-i_2$ $e_3=i_1$
	b N_2OP_1	e_2	$-e_2$	0	0	
v_{12}	a N_1OP_2	0	0	e_2	$-e_2$	$e_1=-i_1-i_2, e_2=i_1$ $e_3=i_2$
	b $N_2N_1P_1$	e_1	$-e_1$	e_3	$-e_3$	
v_{13}	a $N_1N_1P_2$	0	0	-e	e	$e=-i_1-i_2$
	b $N_2N_2P_1$	e	-e	0	0	
v_{14}	a ON_1P_2	0	0	e_2	$-e_2$	$e_1=-i_1-i_2, e_2=i_2$ $e_3=i_1$
	b $N_1N_2P_1$	e_1	$-e_1$	e_3	$-e_3$	
v_{15}	a $P_1N_1P_2$	e_1	$-e_1$	e_3	$-e_3$	$e_1=i_1, e_2=-i_1-i_2$ $e_3=i_2$
	b ON_2P_1	e_2	$-e_2$	0	0	
v_{16}	a $P_2N_1P_2$	0	0	-e	e	$e=-i_2$
	b $P_1N_2P_1$	e	-e	0	0	
v_{17}	a $P_2N_1P_1$	e_1	$-e_1$	e_3	$-e_3$	$e_1=-i_1-i_2, e_2=i_1$ $e_3=i_2$
	b P_1N_2O	e_2	$-e_2$	0	0	
v_{18}	a P_2N_1O	0	0	e_2	$-e_2$	$e_1=i_1, e_2=i_2$ $e_3=-i_1-i_2$
	b $P_1N_2N_1$	e_1	$-e_1$	e_3	$-e_3$	
v_{19}	a P_2OO	0	0	0	0	$e=i_1$
	b $P_1N_1N_1$	e	-e	-e	e	
	c ON_2N_2	0	0	0	0	
v_{20}	a P_2P_1O	e_1	$-e_1$	0	0	$e_1=i_2, e_2=i_1$ $e_3=-i_1-i_2$
	b P_1ON_1	e_2	$-e_2$	e_3	$-e_3$	
	c ON_1N_2	0	0	e_1	$-e_1$	
v_{21}	a P_2P_2O	0	0	0	0	$e=i_1+i_2$
	b $P_1P_1N_1$	e	-e	-e	e	
	c OON_2	0	0	0	0	
v_{22}	a P_1P_2O	e_1	$-e_1$	0	0	$e_1=i_1, e_2=i_2$ $e_3=-i_1-i_2$
	b OP_1N_1	e_2	$-e_2$	e_3	$-e_3$	
	c N_1ON_2	0	0	e_1	$-e_1$	

	Vecteur	$2i_{c1}$	$2i_{c2}$	$2i_{c3}$	$2i_{c4}$	Equations
v_{23}	a OP_2O	0	0	0	0	$e=i_2$
	b $N_1P_1N_1$	e	-e	-e	e	
	c N_2ON_2	0	0	0	0	
v_{24}	a OP_2P_1	e_1	$-e_1$	0	0	$e_1=-i_1-i_2, e_2=i_2$ $e_3=i_1$
	b N_1P_1O	e_2	$-e_2$	e_3	$-e_3$	
	c N_2ON_1	0	0	e_1	$-e_1$	
v_{25}	a OP_2P_2	0	0	0	0	$e=-i_1$
	b $N_1P_1P_1$	e	-e	-e	e	
	c N_2OO	0	0	0	0	
v_{26}	a OP_1P_2	e_1	$-e_1$	0	0	$e_1=i_2, e_2=-i_1-i_2$ $e_3=i_1$
	b N_1OP_1	e_2	$-e_2$	e_3	$-e_3$	
	c N_2N_1O	0	0	e_1	$-e_1$	
v_{27}	a OOP_2	0	0	0	0	$e=-i_1-i_2$
	b $N_1N_1P_1$	e	-e	-e	e	
	c N_2N_2O	0	0	0	0	
v_{28}	a P_1OP_2	e_1	$-e_1$	0	0	$e_1=i_1, e_2=-i_1-i_2$ $e_3=i_2$
	b ON_1P_1	e_2	$-e_2$	e_3	$-e_3$	
	c N_1N_2O	0	0	e_1	$-e_1$	
v_{29}	a P_2OP_2	0	0	0	0	$e=-i_2$
	b $P_1N_1P_1$	e	-e	-e	e	
	c ON_2O	0	0	0	0	
v_{30}	a P_2OP_1	e_1	$-e_1$	0	0	$e_1=-i_1-i_2, e_2=i_1$ $e_3=i_2$
	b P_1N_1O	e_2	$-e_2$	e_3	$-e_3$	
	c ON_2N_1	0	0	e_1	$-e_1$	
v_{31}	a $P_2P_1P_1$	e	-e	0	0	$e=-i_1$
	b P_1OO	-e	e	0	0	
	c ON_1N_1	0	0	e	-e	
	d $N_1N_2N_2$	0	0	-e	e	
v_{32}	a $P_2P_2P_1$	e	-e	0	0	$e=-i_1-i_2$
	b P_1P_1O	-e	e	0	0	
	c OON_1	0	0	e	-e	
	d $N_1N_1N_2$	0	0	-e	e	
v_{33}	a $P_1P_2P_1$	e	-e	0	0	$e=-i_2$
	b OP_1O	-e	e	0	0	
	c N_1ON_1	0	0	e	-e	
	d $N_2N_1N_2$	0	0	-e	e	
v_{34}	a $P_1P_2P_2$	e	-e	0	0	$e=i_1$
	b OP_1P_1	-e	e	0	0	
	c N_1OO	0	0	e	-e	
	d $N_2N_1N_1$	0	0	-e	e	
v_{35}	a $P_1P_1P_2$	e	-e	0	0	$e=i_1+i_2$
	b OOP_1	-e	e	0	0	
	c N_1N_1O	0	0	e	-e	
	d $N_2N_2N_1$	0	0	-e	e	
v_{36}	a $P_2P_1P_2$	e	-e	0	0	$e=i_2$
	b P_1OP_1	-e	e	0	0	
	c ON_1O	0	0	e	-e	
	d $N_1N_2N_1$	0	0	-e	e	

Tableau.IV.5- Relations entre les courants des condensateurs et les courants de charge pour tous les états redondants

IV.3.2- Classification des vecteurs redondants :

En analysant les résultats du tableau.IV.5, on peut distinguer six groupes des vecteurs redondants. Le tableau.IV.6 donne les vecteurs des différents groupes, ainsi que les relations entre les courants caractérisant chaque groupe.

Groupe	vecteurs	redondances	4. i_{c1}	4. i_{c2}	4. i_{c3}	4. i_{c4}
1	$v_1, v_4, v_7, v_{10}, v_{13}, v_{16}$	a	0	0	-e	e
		b	e	-e	0	0
2	$v_2, v_6, v_8, v_{12}, v_{14}, v_{18}$	a	0	0	e_2	$-e_2$
		b	e_1	$-e_1$	e_3	$-e_3$
3	$v_3, v_5, v_9, v_{11}, v_{15}, v_{17}$	a	e_1	$-e_1$	e_3	$-e_3$
		b	e_2	$-e_2$	0	0
4	$v_{19}, v_{21}, v_{23}, v_{25}, v_{27}, v_{29}$	a	0	0	0	0
		b	e	-e	-e	e
		c	0	0	0	0
5	$v_{20}, v_{22}, v_{24}, v_{26}, v_{28}, v_{30}$	a	e_1	$-e_1$	0	0
		b	e_2	$-e_2$	e_3	$-e_3$
		c	0	0	e_1	$-e_1$
6	$v_{31}, v_{32}, v_{33}, v_{34}, v_{35}, v_{36}$	a	e	-e	0	0
		b	-e	e	0	0
		c	0	0	e	-e
		d	0	0	-e	e

Tableau.IV.6- Classification des vecteurs redondants

IV.3.3- Effets des vecteurs redondants sur les tensions des condensateurs :

Chaque redondance peut provoquer la croissance ou la décroissance des tensions aux bornes des condensateurs, suivant les signes des équations e, e_1, e_2 et e_3 .

Groupe	Possibilité	a				b				c				d			
		U_{c1}	U_{c2}	U_{c3}	U_{c4}	U_{c1}	U_{c2}	U_{c3}	U_{c4}	U_{c1}	U_{c2}	U_{c3}	U_{c4}	U_{c1}	U_{c2}	U_{c3}	U_{c4}
6	P_1	↑	↓	/	/	↓	↑	/	/	/	/	↑	↓	/	/	↓	↑
	P_2	↓	↑	/	/	↑	↓	/	/	/	/	↓	↑	/	/	↑	↓
5	P_1	↓	↑	/	/	↓	↑	↑	↓	/	/	↓	↑	/	/	↓	↑
	P_2	↓	↑	/	/	↑	↓	↓	↑	/	/	↓	↑	/	/	↓	↑
	P_3	↓	↑	/	/	↑	↓	↑	↓	/	/	↓	↑	/	/	↓	↑
	P_4	↑	↓	/	/	↓	↑	↓	↑	/	/	↑	↓	/	/	↑	↓
	P_5	↑	↓	/	/	↓	↑	↑	↓	/	/	↑	↓	/	/	↑	↓
	P_6	↑	↓	/	/	↑	↓	↓	↑	/	/	↑	↓	/	/	↑	↓
4	P_1	/	/	/	/	↑	↓	↓	↑	/	/	/	/	/	/	/	/
	P_2	/	/	/	/	↓	↑	↑	↓	/	/	/	/	/	/	/	/
3	P_1	↓	↑	↑	↓	↓	↑	/	/	/	/	/	/	/	/	/	/
	P_2	↓	↑	↓	↑	↑	↓	/	/	/	/	/	/	/	/	/	/
	P_3	↓	↑	↑	↓	↑	↓	/	/	/	/	/	/	/	/	/	/
	P_4	↑	↓	↓	↑	↓	↑	/	/	/	/	/	/	/	/	/	/
	P_5	↑	↓	↑	↓	↓	↑	/	/	/	/	/	/	/	/	/	/
	P_6	↑	↓	↓	↑	↑	↓	/	/	/	/	/	/	/	/	/	/
2	P_1	/	/	↓	↑	↓	↑	↑	↓	/	/	↓	↑	/	/	↓	↑
	P_2	/	/	↑	↓	↓	↑	↓	↑	/	/	↑	↓	/	/	↑	↓
	P_3	/	/	↑	↓	↓	↑	↑	↓	/	/	↑	↓	/	/	↑	↓
	P_4	/	/	↓	↑	↑	↓	↓	↑	/	/	↓	↑	/	/	↓	↑
	P_5	/	/	↓	↑	↑	↓	↑	↓	/	/	↓	↑	/	/	↓	↑
	P_6	/	/	↑	↓	↑	↓	↓	↑	/	/	↑	↓	/	/	↑	↓
1	P_1	/	/	↑	↓	↑	↓	↓	↑	/	/	↓	↑	/	/	↓	↑
	P_2	/	/	↑	↓	↓	↑	↑	↓	/	/	↑	↓	/	/	↑	↓

Tableau.IV.7- Effets des différents vecteurs redondants sur les tensions aux bornes des condensateurs

Pour les groupes gérés par une seule équation e (groupes 1, 4 et 6), on a deux possibilités pour les conditions de la charge (Relation.IV.8).

Pour les groupes gérés par trois équations e_1, e_2 et e_3 (groupes 2, 3 et 5), six possibilités existent pour les conditions de la charge (Relation.IV.9).

Le tableau.IV.7 résume les effets des différents vecteurs redondants sur les tensions aux bornes des condensateurs.

IV.3.4- Choix des vecteurs redondants :

La stratégie d'équilibrage est similaire à celle utilisée dans le cas d'un redresseur à deux niveaux, le vecteur redondant permettant de limiter les déviations des tensions aux bornes des condensateurs sera utilisé. Le tableau.IV.8 résume le choix de la redondance convenable pour tous les vecteurs redondants et tous les cas de déviation.

Groupe		1		2						3						4		5						6		
Cas de déviation	Possibilité	P ₁	P ₂	P ₁	P ₂	P ₃	P ₄	P ₅	P ₆	P ₁	P ₂	P ₃	P ₄	P ₅	P ₆	P ₁	P ₂	P ₁	P ₂	P ₃	P ₄	P ₅	P ₆	P ₁	P ₂	
	C ₁	U _{e1} <U _{e2} <U _{e3} <U _{e4}	b	a	b	a	a	b	b	a	a	b	b	a	a	b	b	b	b	b	b	c	c	c	c	c
C ₂	U _{e1} <U _{e2} <U _{e4} <U _{e3}	a	b	a	b	a	b	a	b	b	b	a	a	a	a	b	/	c	b	c	a	a	b	d	c	
C ₃	U _{e1} <U _{e3} <U _{e2} <U _{e4}	b	a	b	a	a	b	b	a	a	b	b	a	a	b	b	b	b	b	b	c	c	c	c	d	
C ₄	U _{e1} <U _{e3} <U _{e4} <U _{e2}	b	a	a	a	a	b	b	a	b	b	a	a	a	b	b	/	c	b	b	a	a	a	a	b	
C ₅	U _{e1} <U _{e4} <U _{e2} <U _{e3}	a	b	a	b	a	b	a	b	b	b	a	a	a	a	b	/	c	b	c	a	a	b	d	c	
C ₆	U _{e1} <U _{e4} <U _{e3} <U _{e2}	b	a	a	a	a	b	b	b	a	b	b	a	a	b	b	/	c	b	b	a	a	a	a	b	
C ₇	U _{e2} <U _{e1} <U _{e3} <U _{e4}	b	a	b	a	b	a	b	a	a	a	a	b	b	b	/	b	b	a	a	c	b	c	c	d	
C ₈	U _{e2} <U _{e1} <U _{e4} <U _{e3}	a	b	a	b	b	a	a	b	b	a	a	b	b	a	b	/	b	c	c	c	b	b	b	d	
C ₉	U _{e2} <U _{e3} <U _{e1} <U _{e4}	b	a	b	a	b	a	b	a	a	a	a	b	b	b	/	b	b	a	a	c	b	c	c	d	
C ₁₀	U _{e2} <U _{e3} <U _{e4} <U _{e1}	a	b	b	b	b	a	a	a	b	a	a	b	b	a	/	b	a	a	a	b	b	c	b	a	
C ₁₁	U _{e2} <U _{e4} <U _{e1} <U _{e3}	a	b	a	b	b	a	a	b	b	a	a	b	b	a	b	/	b	c	c	c	b	b	b	d	
C ₁₂	U _{e2} <U _{e4} <U _{e3} <U _{e1}	a	b	b	b	b	a	a	a	b	a	a	b	b	a	/	b	a	a	a	b	b	c	b	a	
C ₁₃	U _{e3} <U _{e1} <U _{e2} <U _{e4}	b	a	b	a	a	b	b	a	a	b	a	b	a	b	/	b	b	a	b	c	c	c	c	d	
C ₁₄	U _{e3} <U _{e1} <U _{e4} <U _{e2}	b	a	b	a	a	b	b	a	a	b	b	a	a	b	b	/	b	b	b	b	a	a	a	b	
C ₁₅	U _{e3} <U _{e2} <U _{e1} <U _{e4}	b	a	b	a	a	b	b	a	a	b	a	b	a	b	/	b	b	a	a	b	c	c	c	d	
C ₁₆	U _{e3} <U _{e2} <U _{e4} <U _{e1}	a	b	b	a	b	a	b	a	a	a	a	b	b	b	/	b	b	a	a	c	b	c	b	a	
C ₁₇	U _{e3} <U _{e4} <U _{e1} <U _{e2}	b	a	b	a	a	b	b	a	a	b	b	a	a	b	b	/	b	b	b	b	a	a	a	b	
C ₁₈	U _{e3} <U _{e4} <U _{e2} <U _{e1}	a	b	b	a	b	a	b	a	a	a	a	b	b	b	/	b	b	a	a	c	b	c	b	a	
C ₁₉	U _{e4} <U _{e1} <U _{e2} <U _{e3}	a	b	a	b	b	a	a	b	b	a	b	a	b	a	b	/	c	c	c	b	a	b	d	c	
C ₂₀	U _{e4} <U _{e1} <U _{e3} <U _{e2}	b	a	a	b	a	b	a	b	b	b	b	a	a	a	b	/	c	b	c	a	a	b	a	b	
C ₂₁	U _{e4} <U _{e2} <U _{e1} <U _{e3}	a	b	a	b	b	a	a	b	b	a	b	a	b	a	b	/	c	c	c	b	a	b	d	c	
C ₂₂	U _{e4} <U _{e2} <U _{e3} <U _{e1}	a	b	a	b	b	a	a	b	b	a	a	b	b	a	b	b	/	a	a	a	b	b	b	a	
C ₂₃	U _{e4} <U _{e3} <U _{e1} <U _{e2}	b	a	a	b	a	b	a	b	b	b	b	a	a	a	b	/	c	b	c	a	a	b	a	b	
C ₂₄	U _{e4} <U _{e3} <U _{e2} <U _{e1}	a	b	a	b	b	a	a	b	b	a	a	b	b	a	b	b	/	a	a	a	b	b	b	a	

Tableau.IV.8- Choix des vecteurs redondants

IV.3.5- Résultats de simulation :

Le redresseur à trois niveaux est commandé par hystérésis en courant où, la valeur efficace des courant de référence est imposée par la boule de réglage par la théorie de Lyapunov et $\Delta i = IA$. La valeur moyenne des tensions de sortie du redresseur est asservie à 1400 V. Les paramètres du filtre capacitif intermédiaire sont : $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = C = 500 \text{ mF}$. L'onduleur à cinq niveaux est commandé par la modulation vectorielle ($n = 0,8, m = 60$). La machine asynchrone est à vide ($C_r = 0$).

On remarque que le facteur de puissance est pratiquement unitaire côté réseau avec une forme polluée du courant du réseau (Figure.IV.8). La valeur moyenne U_{red} des tensions de sortie du redresseur est constante et suit bien sa référence (Figure.IV.9).

L'application de l'algorithme d'équilibrage permet d'équilibrer les tensions d'entrée de l'onduleur (Figure.IV.10) et par conséquent les tensions de sortie du redresseur (Figure.IV.9).

En faisant un changement de consigne de 1400 V à 1200 V, la valeur moyenne des tensions de sortie du redresseur suit bien sa référence et les différentes tensions U_{c_i} ($i=1...4$) restent toujours constantes et égales (Figure.IV.12.a).

En appliquant un couple de charge de 3000 N.m, on ne perd plus l'équilibrage des tensions U_{c_1} , U_{c_2} , U_{c_3} et U_{c_4} (Figure.IV.12.b).

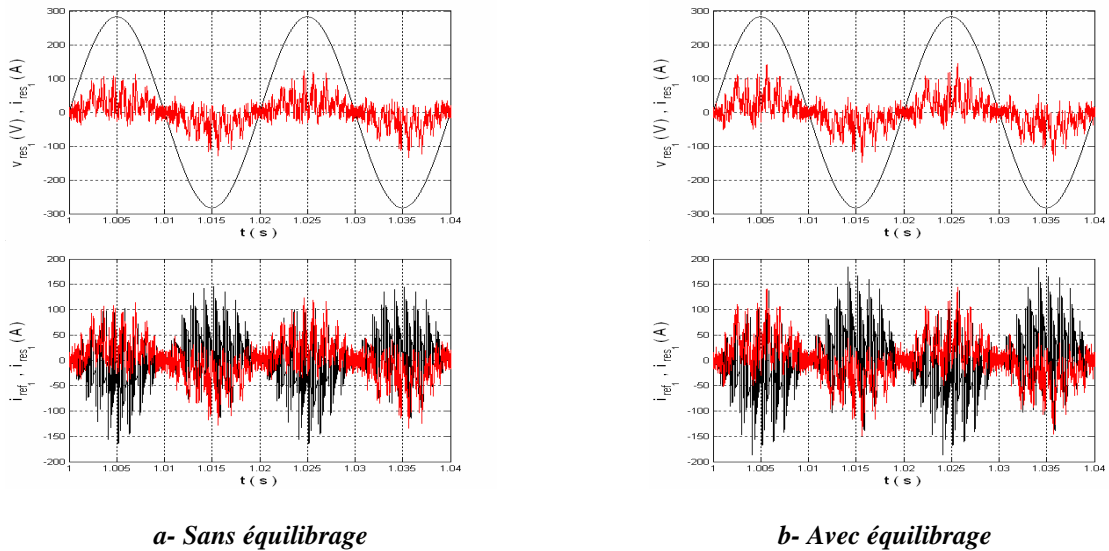


Figure.IV.8- Le courant de référence, la tension et le courant du réseau

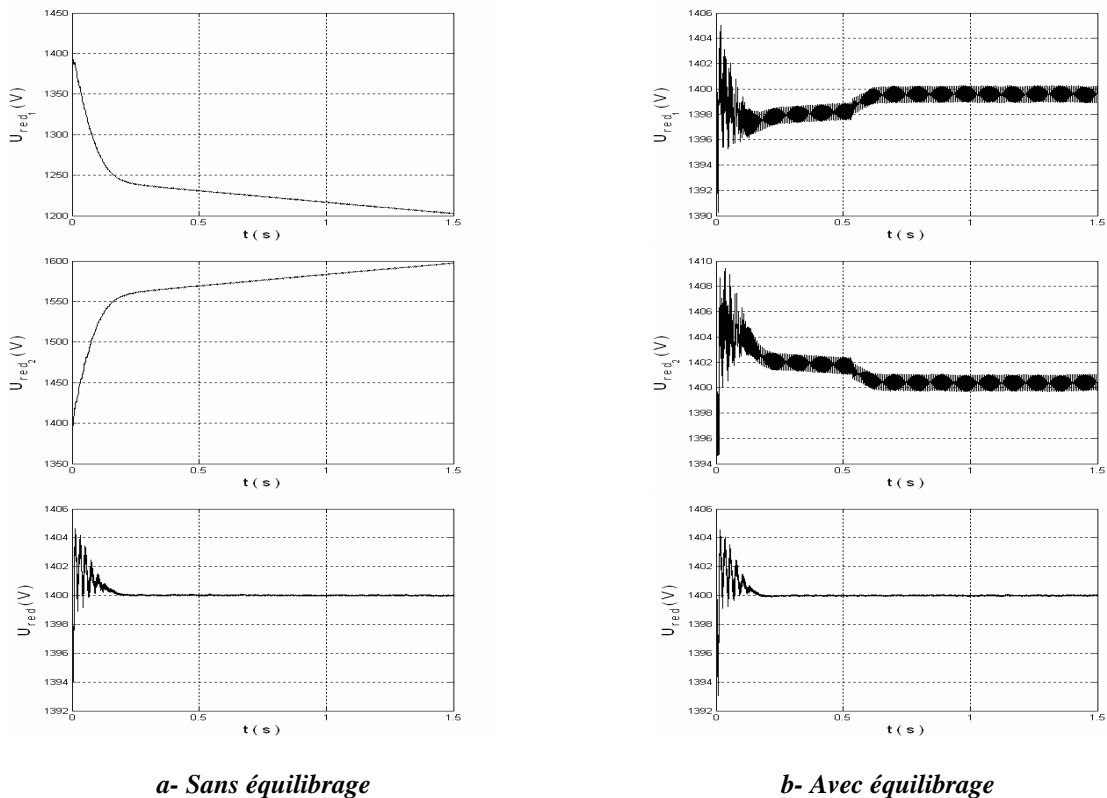
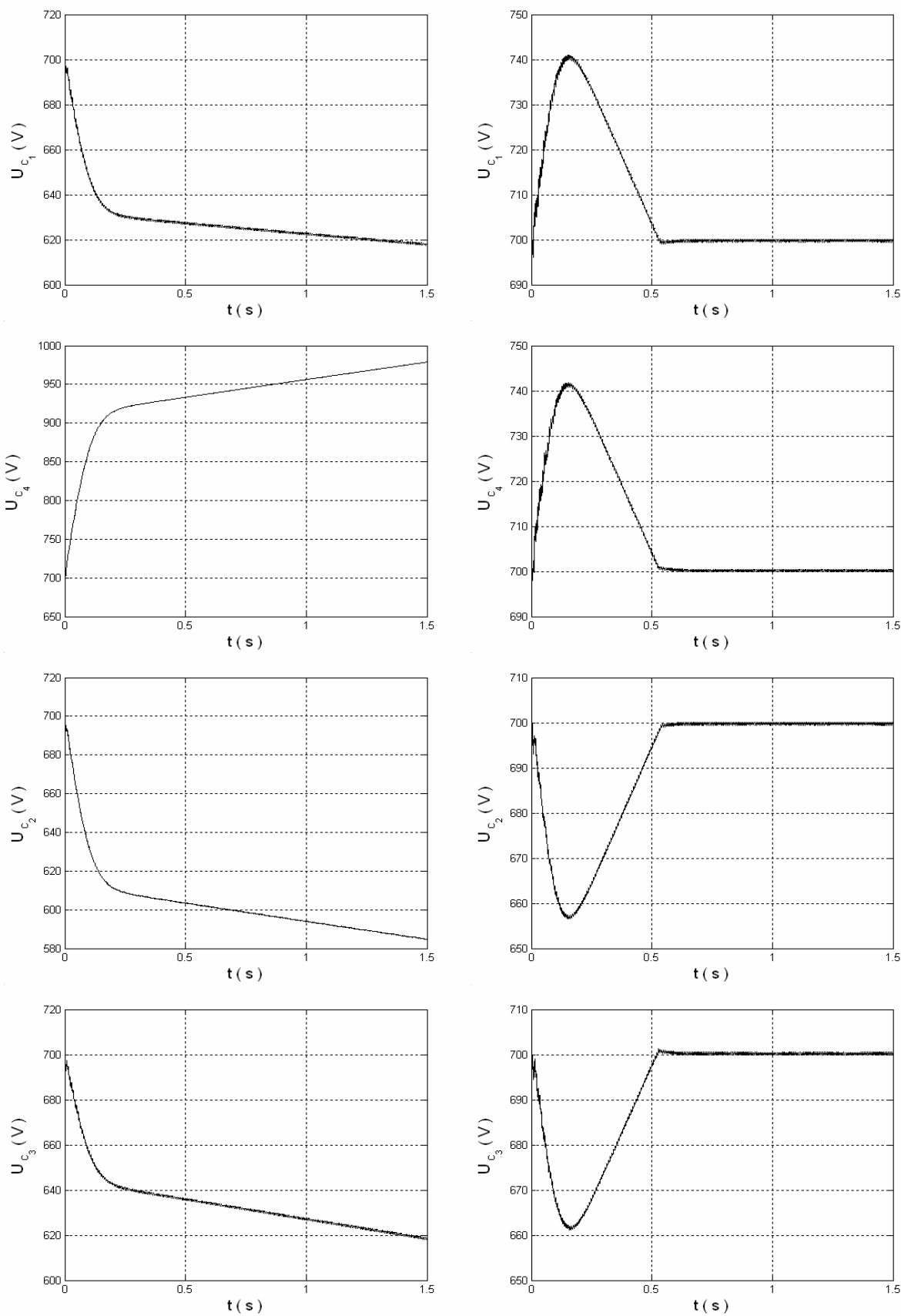


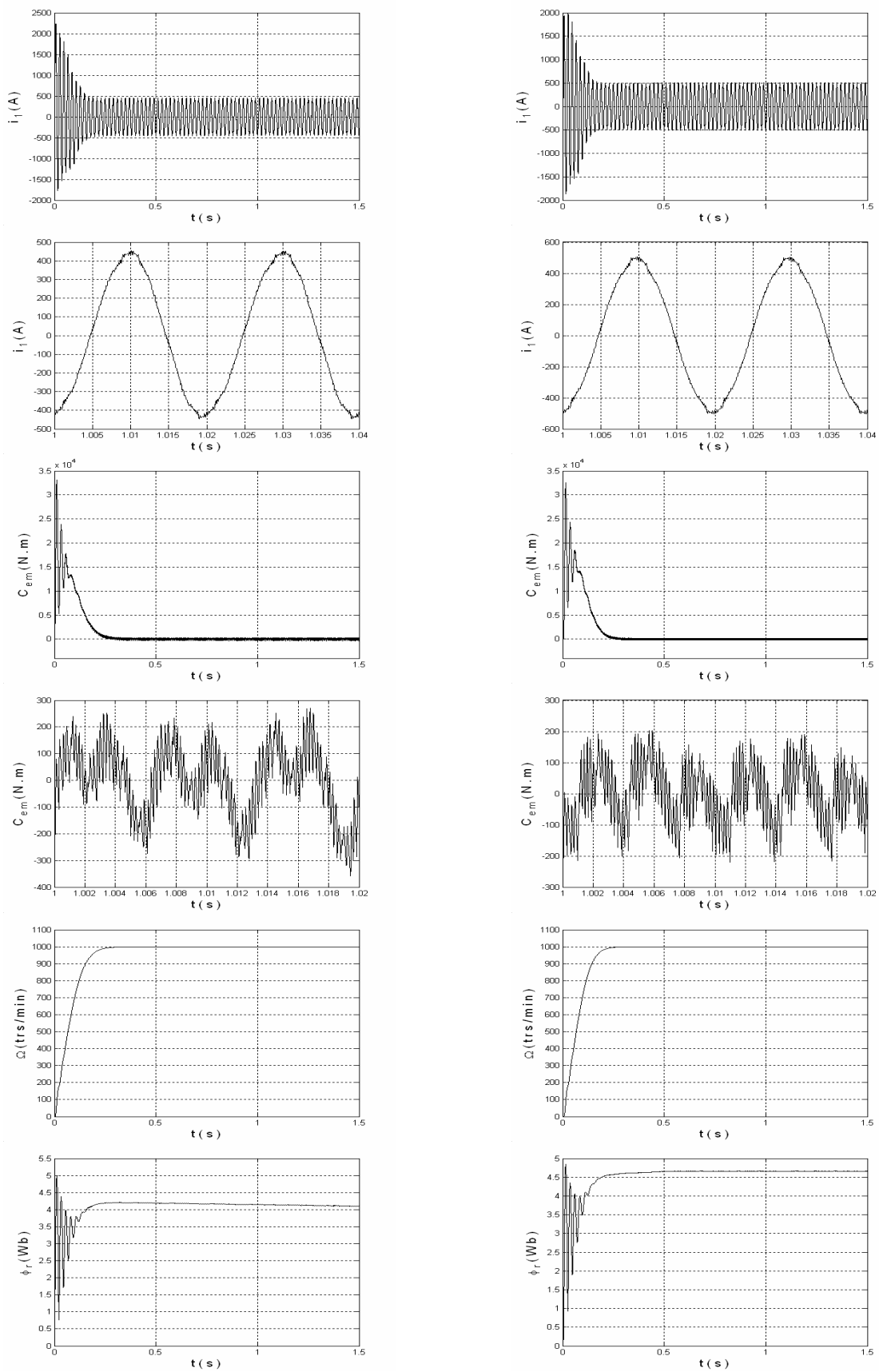
Figure.IV.9- Les tensions de sortie du redresseur à trois niveaux et leur moyenne



a- Sans équilibrage

b- Avec équilibrage

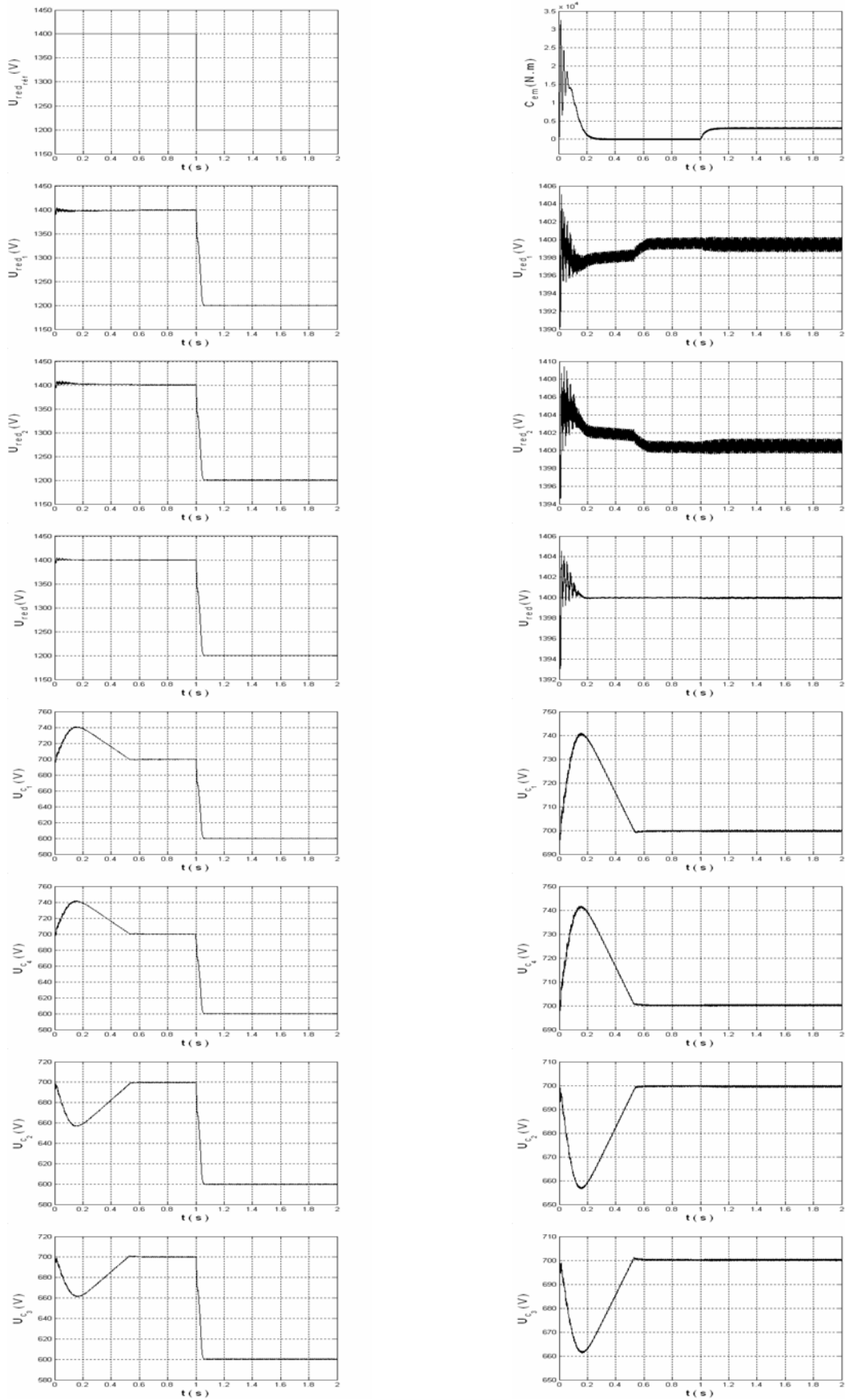
Figure.IV.10- Les tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux



a- Sans équilibrage

b- Avec équilibrage

Figure.IV.11- Les performances de la machine asynchrone



a- avec changement de consigne à $t = 1$ s

b- avec application d'une charge à $t = 1$ s

Figure.IV.12- Les tensions de sortie du redresseur à trois niveaux et leur moyenne, les tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux avec équilibrage

IV.4- Cas de la cascade d'un redresseur de courant à cinq niveaux - onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes - machine asynchrone :

IV.4.1- Expressions des courants dans les condensateurs :

A partir de la figure.IV.13 représentant le filtre capacitif intermédiaire, on peut écrire :

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{c_1} = C_1 \frac{dU_{C_1}}{dt} = I_{red_1} - i_{d_1} \\ i_{c_2} = C_2 \frac{dU_{C_2}}{dt} = I_{red_1} + I_{red_2} - i_{d_1} - i_{d_2} \\ i_{c_3} = C_3 \frac{dU_{C_3}}{dt} = -I_{red_3} - I_{red_4} + i_{d_3} + i_{d_4} \\ i_{c_4} = C_4 \frac{dU_{C_4}}{dt} = -I_{red_4} + i_{d_4} \end{array} \right. \quad (IV.19)$$

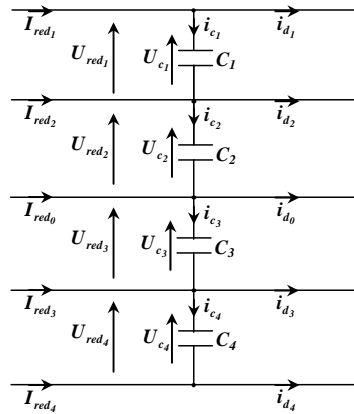


Figure.IV.13- Le filtre capacitif intermédiaire

En remplaçant les courants d'entrée de l'onduleur par leurs expressions (Equation.I.6), on obtient les expressions des courants dans les condensateurs en fonction des courants redressés, des courants dans la charge et les fonctions de connexion des demi-bras de l'onduleur :

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{c_1} = I_{red_1} - (F_{11}^b - F_{31}^b) \cdot i_1 - (F_{21}^b - F_{31}^b) \cdot i_2 \\ i_{c_2} = I_{red_1} + I_{red_2} - (F_{11}^b - F_{31}^b + F_{11}^{bb} - F_{31}^{bb}) \cdot i_1 - (F_{21}^b - F_{31}^b + F_{21}^{bb} - F_{31}^{bb}) \cdot i_2 \\ i_{c_3} = -I_{red_3} - I_{red_4} + (F_{10}^b - F_{30}^b + F_{10}^{bb} - F_{30}^{bb}) \cdot i_1 + (F_{20}^b - F_{30}^b + F_{20}^{bb} - F_{30}^{bb}) \cdot i_2 \\ i_{c_4} = -I_{red_4} + (F_{10}^b - F_{30}^b) \cdot i_1 + (F_{20}^b - F_{30}^b) \cdot i_2 \end{array} \right. \quad (IV.20)$$

En explicitant ce système pour tous les états redondants, on aboutit au tableau.IV.9 et IV.10.

Groupe	vecteurs	redondances	4. i_{c1}	4. i_{c2}	4. i_{c3}	4. i_{c4}
1	$v_1, v_4, v_7, v_{10}, v_{13}, v_{16}$	a	$I_{red_1} + e$	$I_{red_1} + I_{red_2} + e$	$-I_{red_3} - I_{red_4} + e$	$-I_{red_4}$
		b	I_{red_1}	$I_{red_1} + I_{red_2} + e$	$-I_{red_3} - I_{red_4} + e$	$-I_{red_4} + e$
2	$v_2, v_6, v_8, v_{12}, v_{14}, v_{18}$	a	$I_{red_1} + e_1$	$I_{red_1} + I_{red_2} + e_1$	$-I_{red_3} - I_{red_4} + e_2$	$-I_{red_4}$
		b	I_{red_1}	$I_{red_1} + I_{red_2} + e_1$	$-I_{red_3} - I_{red_4} + e_1$	$-I_{red_4} + e_2$
3	$v_3, v_5, v_9, v_{11}, v_{15}, v_{17}$	a	$I_{red_1} + e_1$	$I_{red_1} + I_{red_2} + e_2$	$-I_{red_3} - I_{red_4} + e_2$	$-I_{red_4}$
		b	I_{red_1}	$I_{red_1} + I_{red_2} + e_1$	$-I_{red_3} - I_{red_4} + e_2$	$-I_{red_4} + e_2$
4	$v_{19}, v_{21}, v_{23}, v_{25}, v_{27}, v_{29}$	a	$I_{red_1} + e$	$I_{red_1} + I_{red_2} + e$	$-I_{red_3} - I_{red_4}$	$-I_{red_4}$
		b	I_{red_1}	$I_{red_1} + I_{red_2} + e$	$-I_{red_3} - I_{red_4} + e$	$-I_{red_4}$
		c	I_{red_1}	$I_{red_1} + I_{red_2}$	$-I_{red_3} - I_{red_4} + e$	$-I_{red_4} + e$
5	$v_{20}, v_{22}, v_{24}, v_{26}, v_{28}, v_{30}$	a	$I_{red_1} + e_1$	$I_{red_1} + I_{red_2} + e_2$	$-I_{red_3} - I_{red_4}$	$-I_{red_4}$
		b	I_{red_1}	$I_{red_1} + I_{red_2} + e_1$	$-I_{red_3} - I_{red_4} + e_2$	$-I_{red_4}$
		c	I_{red_1}	$I_{red_1} + I_{red_2}$	$-I_{red_3} - I_{red_4} + e_1$	$-I_{red_4} + e_2$
6	$v_{31}, v_{32}, v_{33}, v_{34}, v_{35}, v_{36}$	a	$I_{red_1} + e$	$I_{red_1} + I_{red_2}$	$-I_{red_3} - I_{red_4}$	$-I_{red_4}$
		b	I_{red_1}	$I_{red_1} + I_{red_2} + e$	$-I_{red_3} - I_{red_4}$	$-I_{red_4}$
		c	I_{red_1}	$I_{red_1} + I_{red_2}$	$-I_{red_3} - I_{red_4} + e$	$-I_{red_4}$
		d	I_{red_1}	$I_{red_1} + I_{red_2}$	$-I_{red_3} - I_{red_4}$	$-I_{red_4} + e$

Tableau.IV.9- Classification des vecteurs redondants

Vecteur	Equations	Vecteur	Equations	Vecteur	Equations
V_1	a $P_2N_1N_1$	v_{19}	a P_2OO	v_{31}	a $P_2P_1P_1$
	b $P_1N_2N_2$		b $P_1N_1N_1$		b P_1OO
V_2	a P_2ON_1	v_{20}	c ON_2N_2	v_{32}	c ON_1N_1
	b $P_1N_1N_2$		a P_2P_1O		d $N_1N_2N_2$
V_3	a $P_2P_1N_1$	v_{21}	b P_1ON_1	v_{33}	a $P_2P_2P_1$
	b P_1ON_2		c ON_1N_2		b P_1P_1O
V_4	a $P_2P_2N_1$	v_{22}	a P_2P_2O	v_{34}	c OON_1
	b $P_1P_1N_2$		b $P_1P_1N_1$		d $N_1N_1N_2$
V_5	a $P_1P_2N_1$	v_{23}	c OON_2	v_{35}	a $P_1P_2P_1$
	b OP_1N_2		a P_1P_2O		b OP_1P_1
V_6	a OP_2N_1	v_{24}	b OP_1N_1	v_{36}	c N_1ON_1
	b $N_1P_1N_2$		c N_1ON_2		d $N_2N_1N_2$
V_7	a $N_1P_2N_1$	v_{25}	a OP_2O	v_{37}	a $P_1P_2P_2$
	b $N_2P_1N_2$		b $N_1P_1N_1$		b OP_1P_1
V_8	a N_1P_2O	v_{26}	c N_2ON_2	v_{38}	c N_1OO
	b $N_2P_1N_1$		a OP_2P_1		d $N_2N_1N_1$
V_9	a $N_1P_2P_1$	v_{27}	b N_1P_1O	v_{39}	a $P_1P_1P_2$
	b N_2P_1O		c N_2ON_1		b OP_1P_1
v_{10}	a $N_1P_2P_2$	v_{28}	a OP_2P_2	v_{40}	c N_1N_1O
	b $N_2P_1P_1$		b $N_1P_1P_1$		d $N_2N_2N_1$
v_{11}	a $N_1P_1P_2$	v_{29}	c N_2OO	v_{41}	a $P_2P_1P_2$
	b N_2OP_1		a OP_1P_2		b P_1OP_1
v_{12}	a N_1OP_2	v_{30}	b N_1OP_1	v_{42}	c ON_1O
	b $N_2N_1P_1$		c N_2N_1O		d $N_1N_2N_1$
v_{13}	a $N_1N_1P_2$	v_{43}	a OP_2P_1	v_{43}	a $P_2P_1P_2$
	b $N_2N_2P_1$		b OP_2P_2		b P_1OP_1
v_{14}	a ON_1P_2	v_{44}	c N_2N_2O	v_{44}	c ON_1O
	b $N_1N_2P_1$		a P_1OP_2		d $N_1N_2N_1$
v_{15}	a $P_1N_1P_2$	v_{45}	b ON_1P_1	v_{45}	a $P_2P_1P_2$
	b ON_2P_1		c N_1N_2O		b P_1OP_1
v_{16}	a $P_2N_1P_2$	v_{46}	a P_2OP_2	v_{46}	c ON_1O
	b $P_1N_2P_1$		b $P_1N_1P_1$		d $N_1N_2N_1$
v_{17}	a $P_2N_1P_1$	v_{47}	c ON_2O	v_{47}	a $P_2P_1P_2$
	b P_1N_2O		a P_2OP_1		b P_1OP_1
v_{18}	a P_2N_1O	v_{48}	b P_1N_1O	v_{48}	c ON_1O
	b $P_1N_2N_1$		c ON_2N_1		d $N_1N_2N_1$

Tableau.IV.10- Relations entre les courants des condensateurs et les courants de charge pour tous les états redondants

IV.4.2- Choix des vecteurs redondants :

Pour chaque vecteur redondant, on choisi toujours la redondance qui tend à éliminer le déséquilibre entre les quatre tensions U_{c_i} ($i=1...4$). En d'autre terme, on choisi la redondance qui tend à augmenter la tension la plus faible, et à diminuer la tension la plus forte. Pour se faire, on doit mesurer à chaque instant ces quatre tensions et en déduire leur cas de déviation, et à partir des signes des courants dans les condensateurs, on choisi le vecteur redondant adéquat.

Par exemple on suppose qu'on est dans le cas de déviation ($U_{c1} < U_{c2} < U_{c3} < U_{c4}$), et qu'on doit appliquer un vecteur du premier groupe :

$$\begin{aligned} i_{c_{1a}} &= I_{red1} + e, & i_{c_2} &= I_{red1} + I_{red2} + e, & i_{c_3} &= -I_{red3} - I_{red4} + e, & i_{c_{4a}} &= -I_{red4} \\ i_{c_{1b}} &= I_{red1}, & & & & & i_{c_{4b}} &= -I_{red4} + e \end{aligned}$$

Si ($i_{c_{4a}} < 0$ et $i_{c_{1a}} > 0$) : on choisi la redondance a

Sinon : Si ($i_{c_{4b}} < 0$ et $i_{c_{1b}} > 0$) : on choisi la redondance b

Sinon : Si ($i_{c_{4a}} < 0$) : on choisi la redondance a

Sinon : Si ($i_{c_{4b}} < 0$) : on choisi la redondance b

Sinon : Si ($i_{c_{1a}} > 0$) : on choisi la redondance a

Sinon : Si ($i_{c_{1b}} > 0$) : on choisi la redondance b

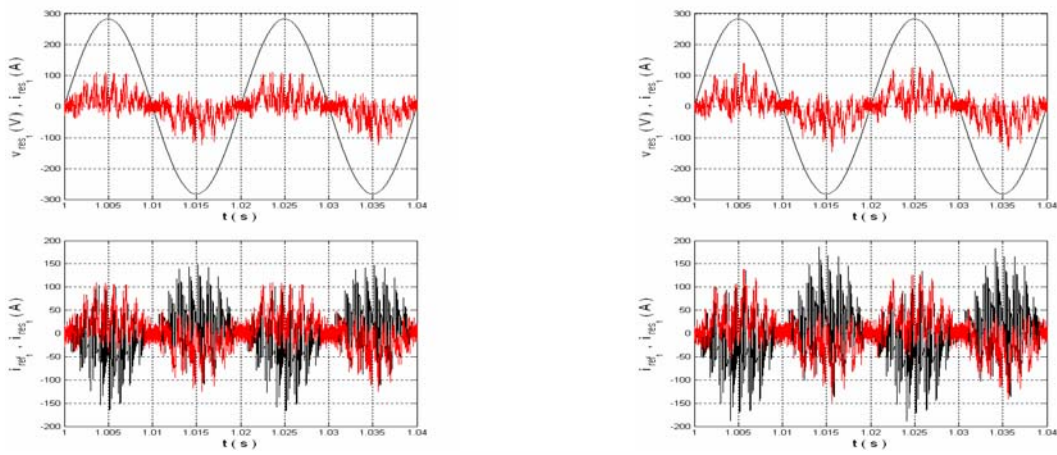
Sinon : : on choisi la redondance a ou b

IV.4.3- Résultats de simulation :

Le redresseur à cinq niveaux est commandé par hystérésis en courant où, la valeur efficace des courant de référence est imposée par la boule de réglage utilisant la théorie de Lyapunov et $\Delta i = IA$. La valeur moyenne des tensions de sortie du redresseur est asservie à 700 V. Les paramètres du filtre capacitif intermédiaire sont : $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = C = 500 \text{ mF}$. L'onduleur à cinq niveaux est commandé par la modulation vectorielle ($n = 0,8$, $m = 60$). La machine asynchrone est à vide ($C_r = 0$).

La figure.IV.14 montre que le courant du réseau est pollué tout en gardant un facteur de puissance pratiquement unitaire côté réseau. La figure.IV.15 montre que la valeur moyenne U_{red} des tensions de sortie du redresseur est stable et suit bien sa référence.

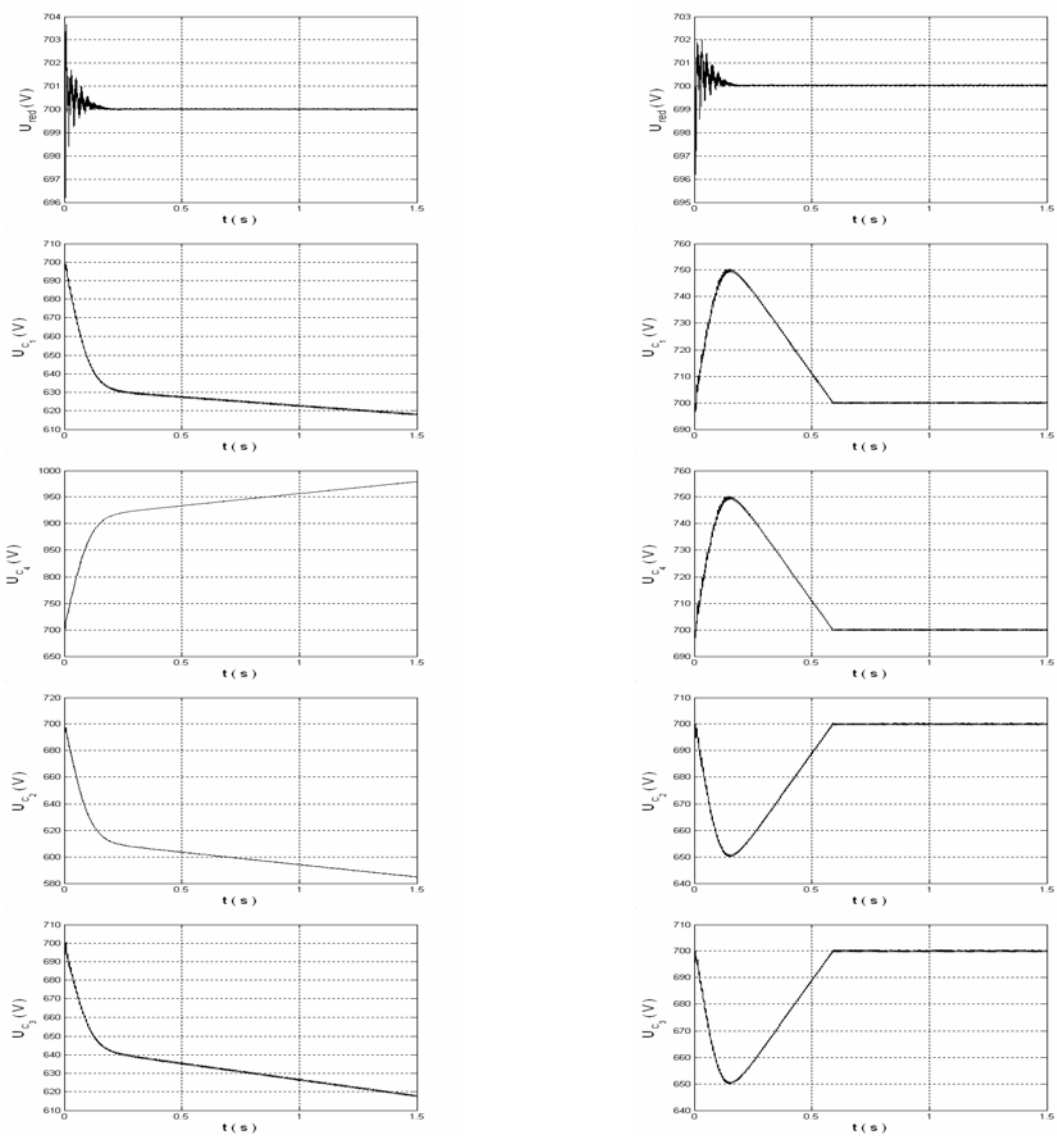
Les tensions d'entrée de l'onduleur deviennent stables et pratiquement égales après l'application de l'algorithme d'équilibrage (Figure.IV.15). Un test de changement de consigne de 700 V à 600 V montre que U_{red} suit bien sa référence et que l'équilibrage des tensions U_{c_i} ($i=1...4$) n'est pas influencé (Figure.IV.17.a). L'application d'un couple de charge de 3000 N.m ne perturbe pas l'équilibrage des tensions U_{c_1} , U_{c_2} , U_{c_3} et U_{c_4} (Figure.IV.17.b).



a- Sans équilibrage

b- Avec équilibrage

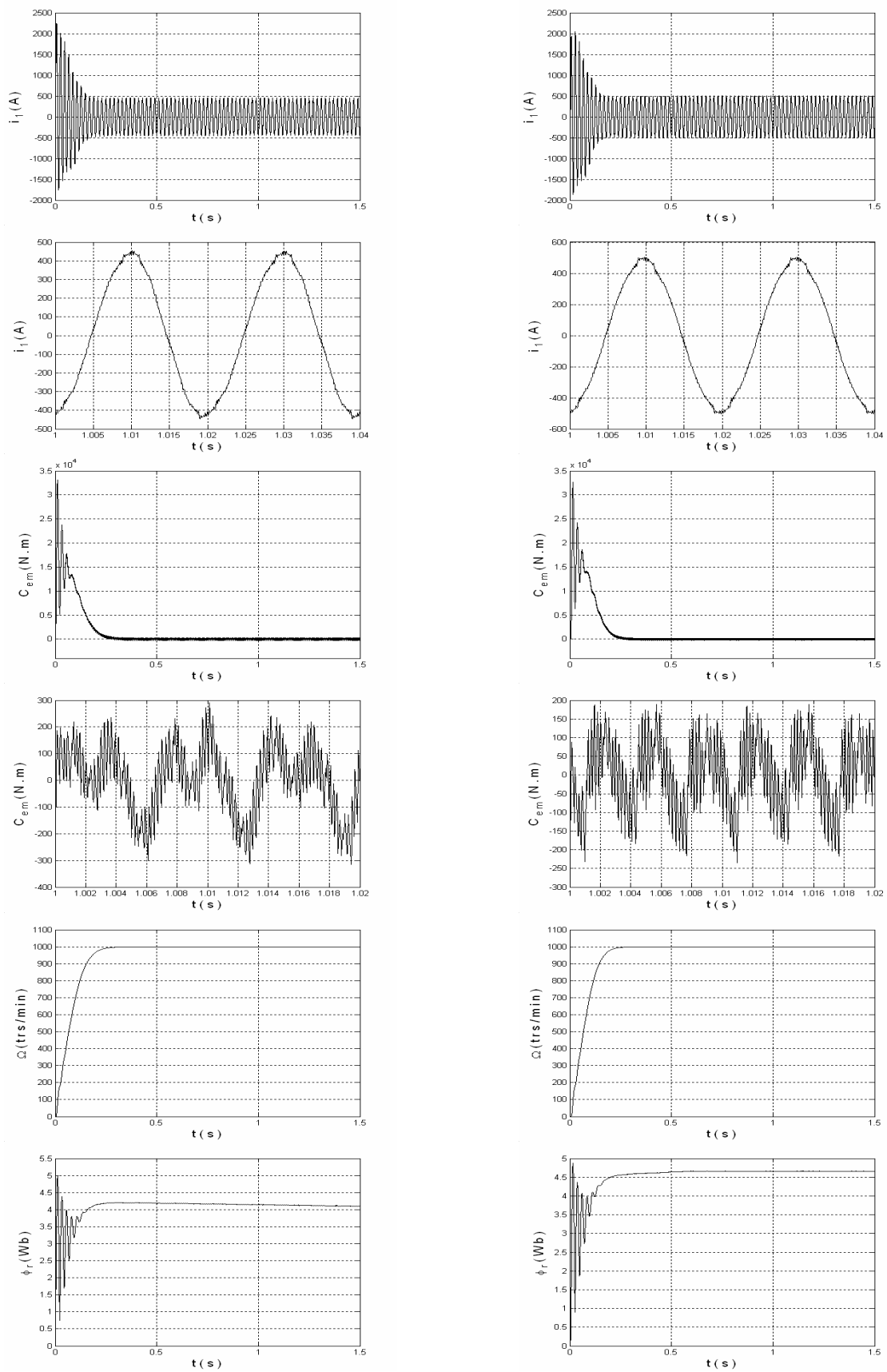
Figure.IV.14- Le courant de référence, la tension et le courant du réseau



a- Sans équilibrage

b- Avec équilibrage

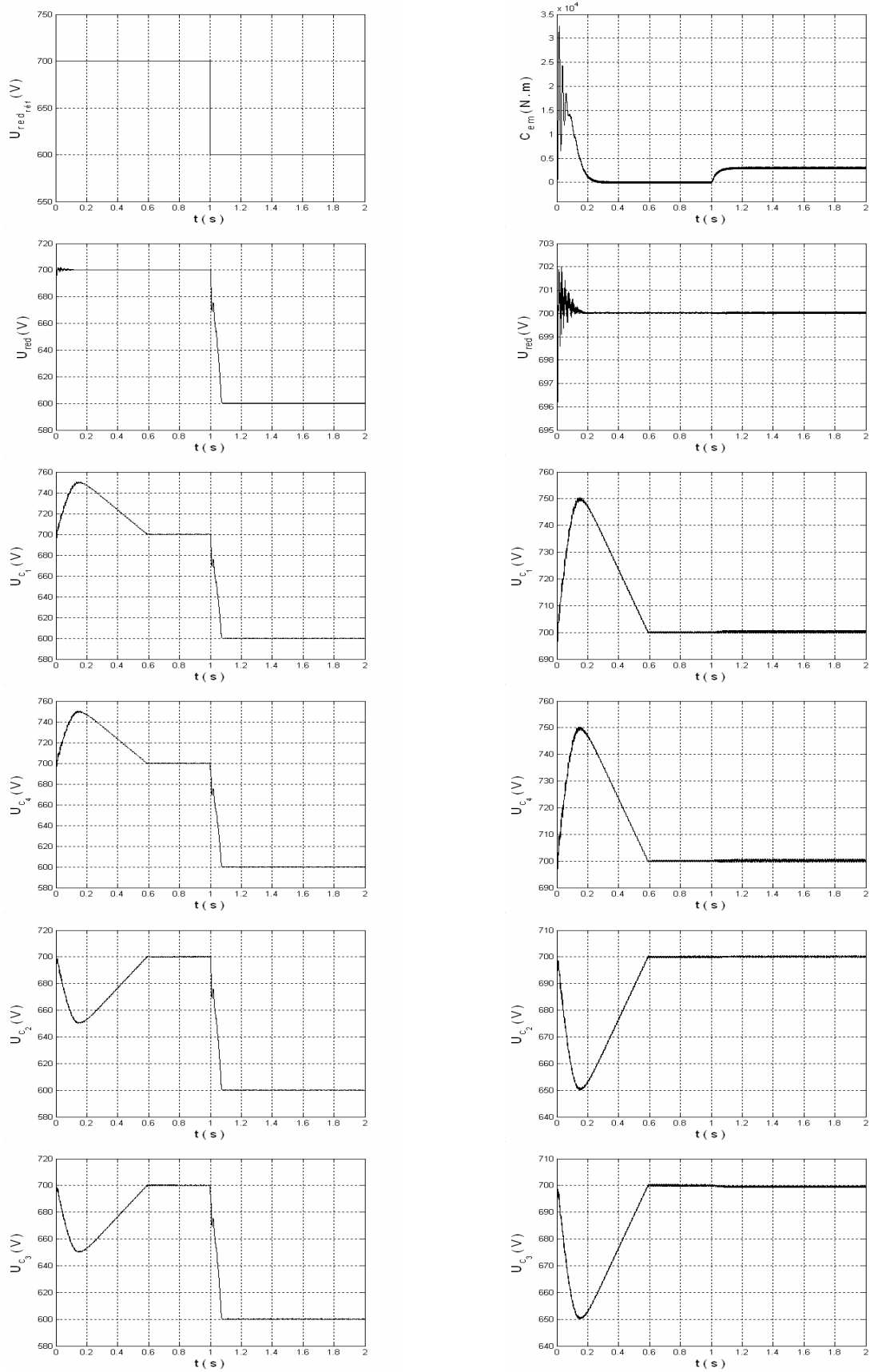
Figure.IV.15- Les tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux et leur moyenne



a- Sans équilibrage

b- Avec équilibrage

Figure.IV.16- Les performances de la machine asynchrone



a- avec changement de consigne à $t = 1$ s

b- avec application d'une charge à $t = 1$ s

Figure.IV.17- Les tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux et leur moyenne avec équilibrage

CONCLUSION :

Dans ce chapitre, on a traité le déséquilibre des tensions continues à l'entrée de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes en utilisant les vecteurs redondants associés à la modulation vectorielle.

L'équilibrage des tensions des condensateurs du bus continu a été obtenu en utilisant l'effet des vecteurs redondants sur la charge et la décharge des condensateurs.

Ainsi, l'application de l'algorithme d'équilibrage pour les différentes cascades à onduleur à cinq niveaux nous a permis d'équilibrer les tensions d'entrée de l'onduleur.

Conclusion générale

Le travail présenté dans cette thèse porte sur l'étude de différentes cascades à onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes, où l'objectif est de résoudre le problème d'instabilité des sources de tension d'entrée de cet onduleur.

Le premier chapitre a été consacré à la mise en évidence de ce problème d'instabilité en étudiant différentes cascades constituées d'un réseau triphasé, d'un redresseur à deux, à trois ou à cinq niveaux, d'un filtre capacitif, d'un onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes et d'une machine asynchrone. Pour cela, on a modélisé chaque élément de ces cascades. On a commencé par élaborer le modèle de connaissance de l'onduleur à cinq niveaux en utilisant la notion des fonctions de connexion des interrupteurs et celles des demi-bras. On a montré que l'onduleur à cinq niveaux n'est qu'une mise en série de quatre onduleurs à deux niveaux et donc de deux onduleurs à trois niveaux. Puis, on a rappelé le modèle de la machine asynchrone en tenant compte des hypothèses simplificatrices. On a pu établir son modèle mathématique simplifié en vue d'une alimentation par convertisseurs statiques en utilisant la transformation de Park qui réduit le système d'état électrique de la machine de six à quatre équations. Afin de commander l'onduleur, on a présenté deux stratégies de commande de l'onduleur : la modulation vectorielle qu'on a utilisé dans le dernier chapitre et la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses utilisée dans le reste de la thèse. Ces deux stratégies de commande nous a permis de repousser les harmoniques d'ordre inférieur vers les fréquences les plus élevées. De ce fait, le filtrage de la tension devient plus facile et moins coûteux. Ensuite, on a étudié trois changeurs de fréquence utilisant un redresseur à deux, à trois ou à cinq niveaux pour alimenter l'onduleur à cinq niveaux à travers un filtre capacitif intermédiaire. On a montré pour chaque changeur de fréquence que les tensions d'entrée de l'onduleur U_{c_1} , U_{c_2} , U_{c_3} et U_{c_4} sont instables. Elles sont croissantes et pratiquement égales par paire ($U_{c_1} \cong U_{c_4}$, $U_{c_2} \cong U_{c_3}$).

Dans le deuxième chapitre, on a essayé d'asservir les tensions de sortie du redresseur alimentant l'onduleur dans le but de régler le problème d'instabilité des tensions d'entrée de l'onduleur. Pour cela, on a élaboré la boucle de tension pour chaque cas du redresseur : à deux, à trois ou à cinq niveaux. Ensuite, on a étudié deux lois de commande non linéaires, à savoir la commande par mode de glissement et la commande par la théorie de Lyapunov. La synthèse de ces deux lois de commande nous a donné presque les mêmes résultats. On a pu asservir la tension de sortie du redresseur à deux niveaux et la valeur moyenne des tensions de sortie du redresseur à trois niveaux et du redresseur à cinq niveaux. Par conséquent, les tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux se trouvent améliorées mais restent toujours instables, ce qui a nécessité leur équilibrage.

A travers le troisième chapitre, on a proposé une première solution de ce problème du déséquilibre. Cette solution consiste à introduire des circuits auxiliaires appropriés capables de stabiliser les tensions du filtre capacitif intermédiaire avec l'avantage de réduire l'encombrement et les pertes par effet Joule. Les résultats trouvés ont prouvé que le recours à ce genre de solutions matérielles permet de garantir l'équilibrage des tensions continues d'entrée d'une manière très efficace. A noter que, l'insertion de ce type de circuits dans l'ensemble des changeurs de fréquence étudiés ne déstabilise pas le bon fonctionnement de la chaîne de conversion. Cependant, l'ajout de composants additionnels conduit forcément à une augmentation du coût et de la complexité de commande des changeurs de fréquence proposés. La variation non contrôlée de la fréquence de commutation des circuits auxiliaires est un autre inconvénient qui mérite d'être signalé.

Une deuxième solution a été proposée dans le dernier chapitre. Elle est basée sur l'utilisation des vecteurs redondants de la modulation vectorielle appliquée à l'onduleur. L'idée principale est de bénéficier de l'effet de ces vecteurs sur la charge et la décharge des condensateurs, en utilisant le vecteur permettant, de charger le condensateur ayant la tension la plus faible, et de décharger celui ayant la tension la plus élevée. Pour cela, on a développé un algorithme d'auto-équilibre des tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux pour chaque cascade et on a montré qu'un choix convenable des vecteurs redondants nous a permis de résoudre le problème et d'avoir des tensions équilibrées et égales aux bornes des condensateurs, sans toutefois influencer sur le fonctionnement des cascades.

En résumé, Les résultats obtenus sont très encourageants quand à l'utilisation de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes dans les domaines de forte puissance et/ou de haute tension tel que la traction électrique.

Comme perspectives de ce travail, on propose :

- la validation des résultats obtenus à travers une implémentation pratique,
- la recherche d'autres circuits d'équilibrage permettant de minimiser, d'une part les pertes par commutation, et d'autre part les pertes par effet Joule,
- l'élaboration d'autres algorithmes de commande pour les circuits d'équilibrage,
- l'introduction d'un autre critère dans le choix des redondances, qui permet, en plus d'équilibrage, de réduire les pertes par commutation dans l'onduleur,
- l'extrapolation de l'algorithme d'auto-équilibre des tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux aux onduleurs à N niveaux.

Annexe

Les paramètres de la machine asynchrone utilisée

Puissance nominale utile : $P_u = 1 \text{ MW}$

Tension nominale : $V_n = 791 \text{ V}$

Couple nominal : $C_{em} = 6500 \text{ N.m}$

Flux nominal : $\phi_n = 2,48 \text{ Wb}$

Résistance statorique : $R_s = 0,228 \text{ } \Omega$

Résistance rotorique : $R_r = 0,332 \text{ } \Omega$

Inductance statorique: $L_s = 0,0084 \text{ H}$

Inductance rotorique: $L_r = 0,0082 \text{ H}$

Inductance mutuelle: $M = 0,0078 \text{ H}$

Moment d'inertie: $J = 20 \text{ Kg.m}^2$

Nombre de paire de pôles: $P = 3$

Paramètres du réseau alternatif triphasé utilisé :

Tension efficace : $V = 800 \text{ V}$

Résistance du filtre d'entrée : $R = 0,02 \text{ } \Omega$

Inductance du filtre d'entrée : $L = 0,001 \text{ H}$

Bibliographie

[Ahmed.03-1]

M. Ahmed, M. Kuisma, P. Silventoinen, « Implementing Simple Procedure for Controlling Switch Mode Power Supply Using Sliding Mode Control as a Control Technique », *XIIIth International Symposium on Electrical Apparatus and Technologies*, Siela, Vol. 1, May 2003, pp. 9-14.

[Ahmed.03-2]

M. Ahmed, M. Kuisma, K. Tolsa, P. Silventoinen, « Implementing Sliding Mode Control for Buck Converter », *Proceedings of the IEEE Power Electronic Specialist Conference*, Mexico, Vol. 2, June 2003, pp. 634-637.

[Barkati.06]

S. Barkati, E. M. Berkouk, & M. S. Boucherit, « Control of the DC Buses of a Seven-Level Diode-Clamped Inverter Using Type-2 Fuzzy Systems », *The Mediterranean Journal of Measurement and Control*, Vol. 2, No. 4, October 2006, pp. 161-168.

[Barkati.08]

S. Barkati, « Modélisation et commande d'un onduleur à sept niveaux à diodes flottantes : Application à la conduite d'une machine asynchrone », *thèse de doctorat*, Ecole Nationale Polytechnique, Alger 2008.

[Barret.82]

P. Barret, « Régimes transitoires des machines tournantes électriques », *Edition Eyrolles*, 1982.

[Bender.06]

A. Bender, G. Venkataramanan, « Neutral Current Ripple Minimization in a Three-Level Rectifier », *IEEE Transactions on Industrial Applications*, Vol. 42 No. 2, March/April 2006, pp. 582-590.

[Berkouk.95]

E.M. Berkouk, « Contribution à la Conduite des Machines Asynchrones Monophasées et Triphasées Alimentées par des Convertisseurs Directs et Indirects, Applications aux Gradateurs et Onduleurs Multiniveaux », *Thèse ph.D*, CNAM 1995.

[Bouchafaa.03]

F.Bouchafaa, E.M.Berkouk, M.S.Boucherit « Analysis and Simulation of Nine-Level Voltage Source Inverters. Application to the Speed Control of the PMSM », *Electromotion Journal*, Vol. 10, No. 3, July-September 2003, pp.246-251.

[Bouchafaa.06]

F. Bouchafaa, « Etude et commande de différentes cascades à onduler à neuf niveaux à structure NPC. Application à la conduite d'une MSAP », *Thèse de Doctorat*, Ecole Nationale Polytechnique, Alger 2006.

[Bouchafaa.07]

F. Bouchafaa, E. M. Berkouk, M. S. Boucherit, « Feedback control of DC link voltage of the back-to-back PWM multilevel converter », *Journal of Electrical Engineering*, Vol. 58, No. 6, 2007, pp.318-325.

[Bouhali.05]

O. Bouhali, B. Francois, E.M. Berkouk, C. Saudement, « A general modelling and control algorithm of a three-phase multilevel diode clamped inverter by means of a direct space vector control », *European Physical Journal-Applied Physics*, Vol. 31, April 2005, pp. 53-62.

[Bouhali.07-1]

O. Bouhali, « Contribution des Convertisseurs Multiniveaux au Raccordement de la Production d'Origine Eolienne sur un Réseau Electrique », *Thèse de Doctorat*, Ecole Nationale Polytechnique, Alger 2007.

[Bouhali.07-2]

O. Bouhali, B. Francois, E. M. Berkouk & C. Saudemont, « DC Link Capacitor Voltage Balancing in a three-Phase Diode Clamped Inverter Controlled by a Direct Space Vector of Line-to-Line Voltages », *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol.22, No. 5, September 2007, pp.1636-1648.

[Boujemaa.91]

F. Boujemaa, « Commande par Mode de Glissement. Application aux Convertisseurs électriques », *Thèse de Doctorat*, Toulouse 1991.

[Burgos.05]

R. P. Burgos, E. P. Wiechmann, J. Holtz, « Complex State-Space Modeling and Nonlinear Control of Active Front-End Converters », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 52 No. 2, April 2005, pp. 363-377.

[Bühler.87]

H. Bühler, « Electronique de Réglage et commande », *Edition Dunod*, 1987.

[Caron.95]

J.P. Caron, J.P. Hautier, « Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone », *Edition Technip*, France, 1995.

[Celanovic.00]

N. Celanovic and D. Boroyevich, « A comprehensive study of neutral-point voltage balancing problem in three-level neutral-point-clamped voltage source PWM inverters », *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 15, No. 2, March 2000, pp. 242-249.

[Chatelain.84]

J.Chatelain, « Machines électriques », Tome 1 & 2, *Edition Dunod*, 1984.

[Chekireb.07]

H. Chekireb, E. M. Berkouk, « Generalised algorithm of novel space vector modulation: for N-level three-phase voltage source inverter », *European Transactions on Electrical Power*, Vol. 18, Issue 2, pp. 127 – 150.

[Chen.98]

Y. Chen and B-T. Ooi, « Multimodular multilevel rectifier/inverter link with independent reactive power control », *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 13, No. 3, July 1998, pp. 902-908.

[Chen.99]

Y. Chen and B-T Ooi, « STATCOM based on multimodules of multilevel converters under multiple regulation feedback control », *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 14, No. 5, September 1999, pp. 959-965.

[Chen.00]

Y. Chen, B. Mwinyiwiwa, Z. Wolanski and B-T Ooi, « Unified power flow controller (UPFC) based on chopper stabilized diode-clamped multilevel converters », *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 15, No. 2, March 2000, pp. 258-267.

[Chen.04]

Y. Chen, W. Liu, Q. Sang, Q. Yu, « PWM and Capacitor Voltage Balance Control Strategies for Hybrid 9-Level Inverter », *35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Aachen, Germany, 2004, pp. 3465-3470.

[Chiasson.03]

J.N. Chiasson, L.M.Tolbert, K.J. McKenzie, Z. Du, « Control of a Multilevel Converter Using Resultant Theory », *IEEE Transactions on Control System Theory*, Vol. 11, No. 3, May 2003, pp. 345-354.

[Chibani.05]

R. Chibani, E. M. Berkouk , « Five-Level PWM current rectifier-Five-Level NPC-VSI-Permanent Magnet Synchronous Machine Cascade », *European Physical Journal-Applied Physics*, Vol 30, No. 2, pp 135-148, Mai 2005.

[Chibani.07]

R. Chibani, « Application de l'automatique aux cascades à onduleurs à cinq niveaux à structure NPC », *Thèse de Doctorat*, Ecole Nationale Polytechnique, Alger 2007.

[Chibani.08]

R. Chibani, E. M. Berkouk, M. S. Boucherit, « A New Clamping Bridge for Input DC Link Voltages of Five-Level Neutral Point Clamped Balancing for Permanent Magnet Synchronous Machine Control », *The Mediterranean Journal of Measurement and Control*, Vol. 4, No. 4, October 2008, pp. 183-190.

[Dai.03]

Sh. Dai, « A DSP controlled multilevel inverter providing dc-link voltage balancing, ride-through enhancement and common-mode voltage elimination », *PHD Dissertation* in Oregon State University, 2003.

[François.99]

B. François, J.P. Hautier, « Commande d'un Onduleur Triphasé de Tension par Modulateur de Largeur de Position d'Impulsions », *Revue Internationale de Génie Electrique*, Vol. 2, No. 3, 1999, pp. 359-387.

[Gheraia.01]

H. Gheraia, E.M. Berkouk, G. Manesse, « Modelling and Control of Seven Levels NPC Voltage Source Inverter. Application to High Power Induction Machine Drive », *The European Physical Journal-Applied Physics*, Vol 15, No. 2, 2001, pp. 105-115.

[Gheraia.02]

H.Gheraia, E.M.Berkouk, G.Manesse, « Control Strategies for the three-phase Seven-Level NPC Voltage Source Inverter », *Electromotion Journal*, Vol. 9, No. 1, 2002, pp 41-54.

[Gheraia.08]

H. Gheraia, « Etude de différentes cascades à onduleur NPC à sept niveaux. Application à la conduite de la machine asynchrone triphasée », *Thèse de Doctorat*, Ecole Nationale Polytechnique, Alger 2008.

[Guedouani.07]

R. Guedouani, B. Fiala, E.M. Berkouk, M.S. Boucherit, « A New Algorithm Control for Three-Phase AC/DC Pulse Width Modulation Voltage Source Rectifier », *WSEAS Transactions on Circuits and Systems*, Issue 1, Vol. 1, January 2007.

[Guedouani.08]

R. Guedouani, B. Fiala, E. M. Berkouk, M. S. Boucherit, « A New Control Algorithm For Four Three-Phase AC/DC PWM Voltage Source Rectifiers-Five-Level Neutral Point Clamped Inverter System », *The Mediterranean Journal of Measurement and Control*, Vol. 4, No. 4, October 2008, pp. 161-173.

[Guedouani.09]

R. Guedouani, « Etude et Commande des Différentes Cascades Redresseurs de Tension Triphasé MLI - Onduleur de Tension à Cinq Niveaux. Application à la Conduite de la Machine Asynchrone de Forte Puissance », *Thèse de Doctorat*, Ecole Nationale Polytechnique, Alger 2009.

[Hu.07]

H. Hu, W. Yao, Z Lu, « Design and implementation of three level space vector PWM IP core for FPGAs », *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 22, No.6, November 2007, pp. 2234-2244.

[Imarazene.07]

K.Imarazene, H.Chekireb, E.M. Berkouk, « Elimination Harmonics of a Seven Levels Inverter Voltage Control of Asynchronous Motor. Using the Artificial Neural Network », *WSEAS Transactions on Circuits and Systems*, Issue 1, Vol. 1, January 2007.

[Ishida.00]

T. Ishida, K. Matsuse, K. Sugita, L. Huang and K. Sasagawa, « DC voltage control strategy for a five-level converter », *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 15, No. 3, May 2000, pp. 508-515.

[Ishida.02]

T. Ishida, K. Matsuse, T. Miyamoto, L. Huang, « Fundamental Characteristics of Five-Level Double Converters with Adjustable DC Voltages for Induction Motor Drives », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 49, No. 4, Aug. 2002, pp. 775-782.

[Jouanne.02]

A. V. Jouanne, S. Dai and H. Zhang, « A multilevel inverter approach providing DC-link balancing, ride-through Enhancement, and common-mode voltage elimination, » *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 49, No. 4, August 2002, pp. 739-745.

[Kang.03]

D.W. Kang, Y.H. Lee, B.S. Suh, C.H. Choi, D.S. Hyun, « An Improved Carrier-Based SVPWM Method Using Leg Voltage Redundancies in Generalized Cascaded Multilevel Inverter Topology », *IEEE Transactions on Power Electronics*, Jan. 2003, Vol. 18, No. 1, pp. 180-187.

[Khat.08]

M. Khat, H. Chekireb, E. M. Berkouk, « Sliding Mode Control of a Multilevel Back to Back Converter–Induction Motor », *The Mediterranean Journal of Measurement and Control*, Vol. 4, No. 2, April 2008, pp. 55-65.

[Lai.96]

J.S. Lai, F.Z. Peng, « Multilevel Converters - a New Breed of Power Converters », *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 32, No. 3, May/June 1996, pp.509-517.

[Lalili.07-1]

D. Lalili, E. M. Berkouk, F. Boudjema, N. Lourci, « Simplified Space Vector PWM Algorithm for Three-Level Inverter with Neutral Point Potential Control », *The Mediterranean Journal of Measurement and Control*, Vol. 3, No. 1, January 2007, pp. 30-39.

[Lalili.07-2]

D. Lalili, E.M. Berkouk, F. Boudjema, N. Lourci, T. Taleb, and J. Petzold, « Simplified space vector PWM algorithm for five-level inverter », *The European Physical Journal-Applied Physics*, Vol. 40, December 2007, pp. 335-342.

[Lalili.09]

D. Lalili, « MLI Vectorielle et Commande Non Linéaire du Bus Continu des Onduleurs Multiniveaux. Application à la Conduite de la Machine Asynchrone », *Thèse de Doctorat*, Ecole Nationale Polytechnique, Alger 2009.

[Leon.07]

A. E. Leon, J. A. Solsona, C. Busada, H. Chiacchiarini and M. I. Valla, « A Novel Feedback/Feedforward Control Strategy for Three-Phase Voltage-Source Converters », *IEEE International Symposium on Industrial Electronics ISIE'07*, June 4-7, 2007, Vigo, Spain, pp.3391-3396.

[Liu.02]

Y. Liu, X. Wu, L. Huang, « Implementation of Three-Level Inverter Using a Novel Space Vector Modulation Algorithm », *Proc. IEEE Conf. on Power System Technology, PowerCon 2002*, 13-17 Oct. 2002, Vol. 1, pp. 606-610.

[Liu.03]

W. H. Liu, Q. Song, « 6 kV / 1800 kVA Medium Voltage Drive With NPC Three-Level Inverter Using IGBTs », *Proc. IEEE Applied Power Electronics Conference And Exposition, APEC2003*, 9-13 Feb 2003, Vol. 1, pp.233-237.

[Lourci.98.2]

N. Lourci, R. Ameer, E.M. Berkouk, G. Manesse, « Commande de la machine asynchrone alimentée par un onduleur NPC à cinq niveaux », *Séminaire National sur l'Amélioration des Performances des Systèmes Electro-énergétiques SNAPSEA'98*, 24-25 novembre 1998, Annaba, Algérie.

[Lourci.99.1]

N. Lourci, R. Ameer, E.M. Berkouk, G. Manesse, « Algebraic PWM strategies of a five-level NPC voltage source inverter. Application to a great power induction machine drive », *IEEE AFRICON-5th AFRICON CONFERENCE IN AFRICA*, Sep./Oct. 1999, Cape Town, Afrique du Sud.

[Lourci.99.2]

N. Lourci, R. Ameer, E.M. Berkouk, G. Manesse, « Modelling and two PWM control strategies of five-level neutral point clamping voltage source inverter », *3rd International Symposium on Advanced Electromechanical Motion Systems ELECTROMOTION'99*, July 8-9, 1999, Patras, Grèce 1999.

[Lourci.99.3]

N. Lourci, R. Ameer, E.M. Berkouk, G. Manesse, « Speed control of an induction machine fed by a five level NPC VSI controlled by a triagulo-sinusoidal strategy using four carriers », *IFAC'99*, Belgique 1999.

[Lourci.00]

N. Lourci, « Contribution à l'Etude et à la Commande d'un Onduleur Triphasé à Cinq Niveaux à Diodes Flottantes. Application à la Conduite d'une Machine Asynchrone Triphasée », *Thèse de Magister*, Ecole Nationale Polytechnique, Alger 2000.

[Lourci.08]

N. Lourci, E.M.Berkouk, D. Lalili, « Cascade d'un Redresseur à Deux Niveaux – Onduleur à Cinq Niveaux à Diodes Flottantes – Machine Asynchrone », *5th International Conference on Electrical Engineering*, 27 - 29 October 2008, Batna, Algérie.

[Lourci.09]

N. Lourci, E.M.Berkouk, D. Lalili, « Stabilizing and Balancing of Input DC Voltages of Five levels diode clamped Inverter by Combining Space Vector Modulation and Sliding Mode Control », *The Mediterranean Journal of Measurement and Control*, Vol. 5, No. 1, 2009

[McGrath.02]

B.P. McGrath, D.G. Holmes, « Multicarrier PWM Strategies for Multilevel Inverters », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 49, No. 4, Aug. 2002, pp. 858-867.

[Mariesa.02]

Y. Ch. Mariesa and L. Crow, « A diode-clamped multi-level inverter for the StatCom/BESS », *IEEE Power Engineering Society Winter Meeting*, New York, USA, January 2002, pp. 470-475.

[Mwinyiwawa.97]

B. Mwinyiwawa, Z. Wolanski, Y. Chen, B.T. Ooi, « Multimodular Multilevel Converters with Input/Output Linearity », *IEEE Transaction on Industry Applications*, Vol. 33, No. 5, September/October 1997, pp.1214-1219.

[Mazumder.03]

S. K Mazumder, « A Novel Discrete Control Strategy for Independent Stabilization of Parallel Three-Phase Boost Converters by Combining Space-Vector Modulation With Variable-Structure Control". *IEEE Transactions on Power Electronics*, July 2003, Vol. 18, No. 4, pp. 1070–1084.

[Nabae.81]

A. N. Nabae, I. Takahashi, H. Akagi, « A new neutral-point-clamped PWM inverter », *IEEE Transactions on Industrial Applications*, Vol. 1A-12, Sep./Oct. 1981, pp.518-323.

[Nho.06]

N.V. Nho, M.J. Youn, « Comprehensive Study on Space-Vector-PWM and Carrier-Based- PWM Correlation in Multilevel Invertors », *IEE Proceedings on Power Applications*, Vol. 153, No. 1, January 2006, pp. 149-158.

[Nicolas.96]

B. Nicolas, « Contribution à la Commande des Convertisseurs Statiques : Définition des lois de commutation à l'aide de la théorie des modes glissants », *Rapport de Thèse de Doctorat*, No. D'ordre 1195, INP, Toulouse, 1996.

[Oh 07]

J. S. Oh, S. H Jin. and J. H. Lee, « Fast space vector modulation without NTV identification for multilevel inverters », *2nd Conference on Industrial Electronics and Applications ICIEA'07*, 23-25 May 2007, Harbin, China, pp.2415-2420.

[Pen.05]

Z. Pen, F. Z. Pen, K. A. Corzine, V. R. Stefanovic, J. M. Leuthen, S. Gataric, « Voltage Balancing of Diode-Clamped Multilevel Rectifier/Inverter Systems », *IEEE Transactions on Industrial Applications*, Vol.41 No.6, November/December 2005, pp. 1968-1706.

[Peng.96]

F. Z. Peng, J. S. Lai, J. W. Mckeever, & J. VanCoevering, « A multilevel voltage source inverter with separate DC source for static Var generation », *Transactions on Industry Applications*, Vol.32, No. 5, Sep/Oct 1996, pp. 1130-1138.

[Pou.04]

J. Pou, R. Pindado, D. Boroyevich, P. Rodriguez, J. Vicente, « Voltage-Balancing Strategies for Diode-Clamped Multilevel Converters », *35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Aachen, Germany, 2004, pp. 3988-3993.

[Rojas.95]

R. Rojas, T. Ohnishi and T. Suzuki, « PWM control method for a four-level inverter », *Proceedings of IEE Electric Power Applications*, Vol. 142, No. 6, November 1995, pp. 390-396.

[Rodriguez.02]

J. Rodriguez, J.S. Lai, F.Z. Peng, « Multilevel Inverters : A Survey of Topologies, Controls and Applications », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 49, No. 4, Aug. 2002, pp. 724-736.

[Schibli.98]

N.P. Schibli, T. Nguyen, A.C. Rufer, « A Three-Phase Multilevel Converter for High-Power Induction Machine », *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 13, No. 5, September 1998, pp.978-986.

[Seguier.81]

G. Seguier, « Introduction à l'électrotechnique approfondie », *Edition TEC & DOC*, 1981.

[Seguier.89.1]

G. Seguier, F. Labrique, « Les convertisseurs de l'électronique de puissance. Tome 1 : La conversion alternatif-continu », *Edition TEC & DOC*, 1989.

[Seguier.89.2]

G. Seguier, F. Labrique, « Les convertisseurs de l'électronique de puissance. Tome 4 : La conversion continu-alternatif », *Edition TEC & DOC*, 1989.

[Seguier.96]

G. Seguier « Electronique de Puissance. Les fonctions de base et leurs principales applications ». *Edition Dunod*, 1996.

[Shyu.02]

F.S. Shyu, Y.S. Lai, « Virtual Stage Pulse-Width Modulation Technique for Multilevel Inverter/Converter », *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 17, May 2002, pp. 332-341.

[Slotine.91]

J. J. E. Slotine, W. Li, « Applied Non Linear Control », *Edition Prentice Hall*, 1991.

[Talha.04]

A. Talha, « Etude de différentes cascades de l'onduler à sept niveaux à structure NPC. Application à la conduite d'une machine synchrone à aimants permanents », *Thèse de Doctorat*, Ecole Nationale Polytechnique, Alger 2004.

[Talha.05-1]

A. Talha, E. M. Berkouk, M. S. Boucherit, « Study and Control of Two Two-Level PWM Rectifier-Clamping Bridge-Seven-Level NPC VSI Cascade: Application to PMSM Speed Control », *European Transactions on Electrical Power*, Vol. 16, No. 1 , Oct. 2005, pp. 93-107.

[Talha.05-2]

A. Talha, E. M. Berkouk, M. S. Boucherit, « Feedback and Control Cascade using Seven-Level NPC Voltage Source Inverter », *Archives of Control Sciences*, Vol. 15, No. 2 , 2005, pp. 159-174.

[Tolbert.99]

L.M. Tolbert, F.Z. Peng, T.G. Habetler, « Multilevel Converters for Large Electric Drives », *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 35, No. 1, January/February 1999, pp.36-44.

[Videt.07]

A. Videt, P. L. Moigne, N. Idir, P. Baudesson, and X. Cimetière, « A new carrier based PWM providing common-mode-current reduction and DC-bus balancing for three-level inverters », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 54, No. 6, December 2007, pp. 3001-3011.

[Wu.02]

X. Wu, Y. Liu, L. Huang, « A Novel Space Vector Modulation Algorithm for Three-Level PWM Voltage Source Inverter », *Proc. IEEE Conf. on Computers, Communications, Control and Power Engineering*, 28-31 Oct 2002, TENCON'02, Vol. 3, pp. 1974-1977.

[Walker.99]

G. Walker, G. Ledwich, « Bandwidth Considerations for Multilevel Converters », *IEEE Transactions on Power Applications*, Vol. 14, No. 1, January 1999, pp. 74-81.

[Wei.03]

S. Wei, B. Wu, « A General Space Vector PWM Control Algorithm for Multilevel Inverters », *Eighteenth Annual IEEE on Applied Power Electronics Conference and Exposition APEC'03*, 9-13 Feb 2003, Vol. 1, pp.562-568.

[Yacoubi.05]

L.Yacoubi, K. Al-Haddad, F. Fnaiech and L-A. Dessaint, « A DSP-Based Implementation of a New Nonlinear Control for a Three-Phase Neutral Point Clamped Boost Rectifier Prototype », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol.52, No.1, February 2005, pp. 197-205.

[Yamamoto.02]

I. Yamamoto, K. Matsu, M. Hasegawa, H. Mori and F. Ueda, « Individual DC voltage control of five level PWM inverter for static Var compensator », *Proceedings of IEEE 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society IECON'02*, Sevilla, Spain, November 2002, pp. 1173-1178.

[Zaimeddine.05]

R. Zaimeddine, E. M. Berkouk, « Switching strategies in direct torque control using a three level voltage source inverter », *WSEAS-Transactions-on-Systems*. June 2005; pp. 736-44.

ملخص :

الهدف من هذه الأطروحة هو حلّ مشكل عدم استقرار التوتّرات لمدخل المموّج ذي خمس مستويات و صمّامات ثنائيّة متراوحة. لذلك، استعملنا عدّة تركيبات على أساس مقوّمات MLI. التّحكم في توتّر مخرج هذه المقوّمات تمّ عن طريق معدّلات غير خطيّة مستعملين في ذلك نمط الانزلاق و أسلوب ليابونوف. لتحقيق التّوازن بين توتّرات مدخل المموّج، اقترحنا طريقتين. الطّريقة الأولى عبارة عن زيادة دارات توازن في مدخل المموّج. أمّا الطّريقة الثانية، فتعتمد على إنشاء خوارزمية التّوازن الذاتي باستعمال الأشعة التكرارية الخاصّة بالتّحكم بالتمثيل الشّعاعي المطبّقة على المموّج.

كلمات مفتاحيّة :

مموّج ذو خمس مستويات و صمّامات ثنائيّة متراوحة، ماكينة لامتزانة، مقوّم MLI، نمط الانزلاق، أسلوب ليابونوف، دارة توازن، التّحكم بالتمثيل الشّعاعي.

Résumé :

L'objectif de cette thèse est la résolution du problème d'instabilité des tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes. Pour cela, plusieurs cascades à base de redresseurs MLI sont mis en œuvre. La commande de la tension de sortie de ces redresseurs est effectuée par des régulateurs non linéaires en utilisant le réglage par mode de glissement et la théorie de Lyapunov. Afin d'équilibrer les tension d'entrée de l'onduleur, on a proposé deux méthodes. La première méthode consiste à ajouter des circuits auxiliaires au filtre d'entrée de l'onduleur. La deuxième méthode repose sur le développement d'un algorithme d'auto-équilibre utilisant les vecteurs redondants de la modulation vectorielle appliquée à l'onduleur.

Mots clés :

Onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes, Machine asynchrone, Redresseur MLI, Mode de glissement, Théorie de Lyapunov, Circuit d'équilibrage, Modulation vectorielle.

Abstract :

The aim of this thesis is the stabilization of the input voltages of the five-level diode-clamp voltage source inverter. For this, several cascades based on PWM rectifiers are used. The control of the output voltage for these rectifiers is carried out by non linear regulators using sliding mode control and Lyapunov theory. To equilibrate the inverter input voltages, we propose two methods. The first method consist to add balancing circuits in the inverter input bridge. The second method is based on the development of a self-balancing algorithm using redundant vectors attached to the space vector modulation applied on the inverter.

Keywords :

Five-level diode-clamp inverter, Induction motor, PWM rectifier, Sliding mode control, Lyapunov theory, Balancing circuit, Space vector modulation.