



Ecole Nationale Polytechnique
Département d'Automatique
Laboratoire de Commande des Processus



Thèse de Doctorat en Automatique

Présentée par :
BOULKHRACHEF Salah
Magister en Electrotechnique de l'ENP

Intitulée

Commandes linéaires et non linéaires des tensions d'entrée d'un onduleur à cinq niveaux à structure NPC. Application à la MAS

Soutenue publiquement le **18/ 04 /2013** devant le jury composé de :

Président :	L. NEZLI	Professeur, (ENP)
Rapporteur :	E.M. BERKOUK	Professeur, (ENP)
Examineurs :	A. TALHA	Professeur, (USTHB)
	A. FERDJOUNI	Maître de conférences, (U Blida)
	K. GHEDAMSI	Maître de conférences, (U Bejaia)

ENP 2013

Avant-propos

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

Je tiens tout particulièrement à exprimer toute ma gratitude et ma reconnaissance à Monsieur **E.M. BERKOUK**, Professeur à l'ENP, pour m'avoir encadré et soutenu pendant ces longues années de thèse. Je le remercie aussi pour son aide précieuse, les conseils et les connaissances dont il a su me faire profiter.

Je tiens à exprimer mes sincères remerciements à Monsieur **L. NEZLI**, Professeur à l'Ecole Nationale Polytechnique, pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant de présider le jury de cette thèse.

Que Monsieur **A. TALHA**, Professeur à l'Université des Sciences et de la Technologie Houari Boumediene USTHB, trouve ici l'expression de mes sincères remerciements pour l'intérêt qu'il a voulu porter à ce travail en acceptant de l'examiner.

Je remercie Monsieur **A. FERDJOUNI**, Maître de conférences à l'Université de Blida, pour l'honneur qu'il m'a fait en participant à l'évaluation de ce travail.

J'exprime ma plus profonde gratitude à Monsieur **K. GHEDAMSI**, Maître de conférences à l'université de Béjaïa, de m'avoir honoré en acceptant d'être examinateur.

Je souhaite remercier également mes collègues membres du laboratoire de recherche en Electrotechnique et en Automatique (LREA) de l'université de Médéa (plus particulièrement S. BARKAT, H. TLEMÇANI), pour leurs aides et encouragements incessants pour l'élaboration de ce travail.

Que toutes les personnes qui ont contribué de près ou de loin à l'aboutissement de ce travail, trouvent dans cette phrase ma profonde gratitude et mes remerciements pour l'aide et le soutien apportés durant ces années.

Enfin, je ne pourrais terminer ces remerciements sans une pensée personnelle à toute ma famille.

Table des Matières

Introduction générale	1
Chapitre I. Contrôle direct du couple d'un variateur asynchrone	4
I. 1. Introduction	4
I. 2. Description du variateur asynchrone.....	5
I. 3. Modélisation de la machine asynchrone	5
I. 4. Le convertisseur statique.....	7
I.4.1. Structure de l'onduleur NPC à cinq niveaux	7
I.4.2. Les différentes configurations d'un bras de l'onduleur NPC à cinq nveaux...	8
I.4.3. Hypothèses.....	10
I.4.4. Commande complémentaire	10
I.4.5. Mise en équations	11
I. 5. Contrôle direct du couple d'une machine asynchrone	14
I.5.1 Effet d'un vecteur tension sur l'évolution du flux statorique	14
I.5.2 Effet d'un vecteur tension sur l'évolution du couple.....	16
I.5.3 Effet d'un vecteur tension nul.....	17
I. 6. Application au contrôle d'une MAS alimentée par un onduleur à 2-niveaux.....	19
I.6.1 Vecteur tension et séquences de niveaux de phase.....	19
I.6.2 Le choix des vecteurs à appliquer.....	22
I.6.3 Le schéma global du contrôle.....	24
I.6.4 Le contrôle de flux.....	25
I.6.5 Le contrôle de couple	26
I.6.6 Elaboration de la table de commutation.....	27
I. 7. Application au contrôle d'une MAS alimentée par un onduleur à 5-niveaux	28
I.7.1 Présentation vectorielle de la tension de sortie de l'onduleur à 5-niveaux.....	28
I.7.2 Construction de nouvelles tables de commutation.....	31
I.7.3 Schéma global de la commande DTC de la MAS.....	34
I. 8. Résultats de simulation	35
I. 9. Conclusion	39
Chapitre II. Asservissement par logique floue type-2 des changeurs de fréquence à onduleur de sortie à cinq niveaux	40
II. 1. Introduction.....	40
II. 2. Système flou type-2 général	41
II.2.1 Fuzzification.....	41
II.2.2 Concept des ensembles flous type-2.....	41
II.2.3 Règles.....	45
II.2.4 Inférence.....	45
II.2.5 Méthodes de réduction de type.....	47
II.2.6 Défuzzification.....	50

II. 3. Système flou type-2 intervalle	51
II.3.1 Ensemble flou type-2 intervalle.....	51
II.3.2 Opérations sur les ensembles flous type-2 intervalles.	51
II.3.3 Mécanisme d'inférence.....	52
II.3.4 Centroïde d'un ensemble flou type-2 intervalle.....	52
II.3.5 Défuzzification.....	54
II.3.6 Synthèse d'un régulateur flou type-2.....	55
II. 4. Cascade de quatre redresseurs à 2-niveaux – onduleur à 5-niveaux – MAS.....	58
II.4.1 Modélisation du filtre intermédiaire	59
II.4.2 Commande des redresseurs PWM à deux niveaux.....	59
II.4.3 Modélisation du redresseur de courant à deux niveaux.....	60
II.4.4 Stratégie de contrôle du redresseur à deux niveaux.....	60
II.4.5 Résultats de simulation.....	61
II.5. Cascade de deux redresseurs à 2-niveaux – onduleur à 5-niveaux – MAS.....	65
II.5.1 Modélisation du filtre intermédiaire.....	65
II.5.2 Résultats de simulation.....	66
II.6. Cascade de deux redresseurs à 3-niveaux – onduleur à 5-niveaux – MAS	68
II.6.1 Modélisation du filtre intermédiaire.....	68
II.6.2 Modélisation du redresseur de courant à 3- niveaux.....	69
II.6.3 Schéma de la commande du redresseur PWM à 3- niveaux.....	70
II.6.4 Résultats de simulation.....	70
II.7. Cascade d'un redresseur à 5-niveaux – onduleur à 5-niveaux – MAS.....	72
II.7.1 Modélisation du filtre intermédiaire.....	73
II.7.2 Commande par hystérésis en courant du redresseur PWM à 5- niveaux.....	73
II.7.3 Résultats de simulation.....	74
II.8. Conclusion.....	76

Chapitre III: Circuits d'Équilibrage des Tensions d'Entrée de l'Onduleur à 5-niveaux à Structure NPC..... 77

III. 1. Introduction	77
III. 2. Cascade de deux redresseurs à deux niveaux – circuit d'équilibrage- Onduleur de tension à 5-niveaux – MAS	77
III.2.1 Circuit d'équilibrage résistif	77
III.2.2 Circuit d'équilibrage inductif	81
III.2.3 Circuit d'équilibrage mixte	84
III.2.4 Circuit d'équilibrage mixte optimisé	88
III. 3. Cascade de deux redresseurs à 3-niveaux – circuit d'équilibrage - Onduleur de tension à 5-niveaux – MAS	92
III.3.1 Circuit d'équilibrage mixte	92
III.3.2 Circuit d'équilibrage mixte optimisé	96
III. 4. Cascade d'un redresseur à 5-niveaux – circuit d'équilibrage- Onduleur de tension à 5-niveaux – MAS	100
III.4.1 Circuit d'équilibrage mixte.....	100
III. 5. Conclusion	104

Chapitre IV: Equilibrage des tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux par DTC stabilisante.....	105
IV. 1. Introduction	105
IV. 2. Effet des courants de charge sur les tensions des condensateurs	105
IV. 3. Classification des vecteurs tensions selon le nombre des redondances, et relations entre courants des condensateurs.....	107
IV. 4. Effets des vecteurs redondants sur les tensions des condensateurs.....	111
IV. 5. Algorithme d'équilibrage des tensions des condensateurs.....	113
IV. 6. Résultats de simulation.....	114
IV.6.1 Cascade de deux redresseurs à deux niveaux–Onduleur à cinq niveaux –MAS....	115
IV.6.2 Cascade de deux redresseurs à trois niveaux–Onduleur à cinq niveaux-MAS.....	118
IV.6.3 Cascade d'un redresseur à cinq niveaux–Onduleur à cinq niveaux –MAS.....	121
IV. 7. Conclusion.....	124
Conclusion générale	125
Annexes A	127
Annexes B	128
Annexes C	129
Annexes D	140
Bibliographie	145

Notations

K	: Numéro de phase : 1, 2 et 3
U_{ci}	: Tensions aux bornes des sources continues à l'entrée de l'onduleur.
V_{kM}	: Tension de sortie d'un bras k par rapport au point milieu M .
V_i	: Tension simple de la phase i de l'onduleur.
i_{di}	: Courants continus d'entrée de l'onduleur.
i_i	: Courants de phase de la machine asynchrone.
$i_{s\alpha}, i_{s\beta}$: Courants statoriques dans le repère (α, β) .
$\Phi_{s\alpha}, \Phi_{s\beta}$: Flux statoriques dans le repère (α, β) .
$\Phi_{s\text{ref}}, \Phi_{s\text{est}}$: Flux statorique de référence et estimé de la MAS.
Ω_r	: Vitesse mécanique de la machine asynchrone.
C_e	: Couple électromagnétique de la machine asynchrone.
$C_{e\text{ref}}, C_{e\text{est}}$: Couple de référence et estimé de la machine.
C_{fl}, C_{cp}	: Les sorties des régulateurs à hystérésis pour le couple et le flux.
N	: Le numéro de secteur dans le plant (α, β) .
J_x	: Appartenance primaire de x .
I_{redi}	: Courants de sortie des redresseurs.
U_{redi}	: Tension de sortie des redresseurs de courant.
U_{redk}^{ref}	: La référence de la tension de sortie du redresseur k .
I_{resk}^{ref}	: Courant de référence du réseau k .
E_{resik}	: Tension simple de la phase i du réseau k par rapport au point neutre du réseau.
i_{resik}	: Courant de ligne de la phase i du réseau k .
G_e, G_{de}	: Gains d'entrée du régulateur flou type-2.
G_{du}	: Gains de sortie du régulateur flou type-2.
R_{ci}	: Résistances du circuit d'équilibrage résistif.
L_c	: Inductances du circuit d'équilibrage.

Introduction Générale

Le variateur de vitesse, constitué par un moteur asynchrone et un convertisseur statique, prend de plus en plus d'importance dans le domaine de la vitesse variable grâce d'une part au progrès dans le domaine des convertisseurs de puissance et d'autre part aux divers avantages que présente le moteur asynchrone.

L'étude des machines asynchrones alimentées par les convertisseurs à deux niveaux de tension est présentée dans plusieurs travaux de recherche [Haut-95][Vas-90][Chap-96][Hass-99]. Ces travaux ont conduit d'une part, à élaborer des stratégies de commande de la machine asynchrone et d'autre part, à développer des stratégies de commande de l'onduleur. Toutefois, les limites des semi-conducteurs restreignent l'utilisation de ces convertisseurs du point de vue puissance [Shib-98][Arck-99]. En effet les performances de ces composants sont caractérisées par deux grandeurs : leur tenue en tension et le courant maximal qu'ils peuvent couper. La première limite l'étage continu du convertisseur statique, la seconde limite la puissance disponible. Un moyen de contourner ces inconvénients consiste en la mise en parallèle ou en série de semi-conducteurs. Cette solution envisageable en théorie est difficile à mettre en œuvre en pratique, car elle nécessite une synchronisation très précise des ordres de commande et un contrôle des vitesses de commutation des différents interrupteurs mis en série. Ce facteur a conduit à l'émergence de nouvelles structures, dites multiniveaux, basées sur la répartition de la contrainte en tension sur plusieurs composants semi-conducteurs basse tension.

D'un point de vue général indépendamment de la topologie, les structures de conversion multiniveaux offrent d'énormes avantages relativement à une solution conventionnelle, basée sur un convertisseur à deux niveaux [Durg-10][Lai-96][Naba-81][Rub-10]. Ces avantages sont visibles, d'une part d'un point de vue technologique et d'autre part d'un point de vue fonctionnel. Tout d'abord, on peut améliorer la qualité du signal de sortie de l'onduleur grâce au degré de liberté supplémentaire qui est le nombre de niveau de tension [Berk-95-3][Boul-01][Ewan-11][Gupt-06][Pour-12][Sira-11]. La tension commutée est d'amplitude réduite et la commutation est donc plus simple à gérer. L'intérêt de l'utilisation d'un onduleur à cinq niveaux de tension à structure NPC, dans notre étude, réside dans les deux propriétés suivantes :

- la qualité des signaux peut être améliorée en augmentant la fréquence de commutation de l'onduleur sans changer la fréquence de commutation moyenne de chaque paire d'interrupteurs. En effet, par phase, trois paires d'interrupteurs génèrent la tension d'alimentation de la charge à partir du bus continu.
- son utilisation permet d'augmenter la puissance de l'installation et donc la commande des moteurs de très forte puissance,

Côté charge et notamment la machine asynchrone, l'utilisation d'un onduleur à 5-niveaux de tension présente deux intérêts non négligeables :

- l'augmentation d'un degré de liberté permet la réalisation d'une meilleure commande du système : amélioration de la forme d'onde de la tension, diminution des échauffements du moteur et de meilleures performances statiques en couple.
- Lors du démarrage de la machine, la possibilité d'utiliser les vecteurs de tension de module plus faible permet de limiter le courant de démarrage.

Malgré les avantages apportés par les onduleurs multiniveaux, l'instabilité des tensions aux bornes des condensateurs du côté continu reste l'inconvénient majeur des onduleurs multiniveaux à structure NPC (Neutral Point Clamped) [Shen-11] [Gued-10]. En conséquence, le déséquilibre de ces tensions mène à la défaillance des composants de puissance et à une déformation de la tension de sortie. Pour cela, plusieurs solutions sont proposées. Parmi ces solutions, on peut citer les méthodes basées sur les techniques de modulation vectorielle, où le concept des vecteurs tensions redondants a été appliqué pour équilibrer la charge électrique entre les condensateurs [Bouh-07][Lali-08][Li-11][Lour-09][Mong-07] [Pou-07][Sang-12][Yoon-11]. Toutefois, pour des niveaux élevés, le nombre de vecteurs tensions augmente considérablement et ainsi la commande devienne complexe. D'autres solutions, basées sur l'adjonction des circuits auxiliaires pour l'équilibrage de ces tensions continues de l'onduleur, sont proposées dans la littérature [Bark-06][Behe-09][Boul-09] [Boul-10][Chib-06][Hatt-09][Orfa-11][Shuk-10][Stal-11][Talh-06].

En vue d'assurer un meilleur contrôle des tensions de l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC et obtenir de meilleures performances, l'énergie alimentant l'ensemble onduleur – machine est obtenue à partir d'un réseau électrique, en utilisant des redresseurs commandés par la modulation de largeur d'impulsion (PWM). Ces redresseurs peuvent fournir une faible déformation harmonique dans les courants d'entrée, un facteur de puissance réglable côté réseau et une tension de sortie continue constante. Dans ce cadre, l'asservissement du redresseur est présenté avec différentes structures de commande, telles que la commande par la théorie de Lyapounov [Kömu-98][Lour-10][Yong-06], la commande par retour d'état non linéaire [Yaco-06][Lali-09][Jung-99][Lee-00-1] et la commande par modes glissants [Chib-05][Nade-11].

Une autre commande des redresseurs basée sur les systèmes flous est aussi possible [Boua-09][Ceca-03][Lin-05][Bark-06][Boul-10][Boul-09]. En particulier, la méthodologie du contrôleur flou apparaît utile quand les sources d'informations sont jugées non précises ou incertaines. Dans un système flou ordinaire, les fonctions d'appartenance, une fois déterminées sont totalement précises, donc incapable de prendre en considération l'incertitude des termes linguistiques utilisés dans les prémisses et dans les conséquences des règles. Pour résoudre cette limitation, l'ensemble flou type-2 a été introduit comme extension de l'ensemble flou type-1, où chaque degré d'appartenance de chaque élément est lui-même un ensemble flou dans $[0,1]$. [Zade-75] [Mend 07-1][Karn-98][Karni-99][Mend-09][Bark-11][Wu-11-2].

Pour pouvoir remplacer le variateur de vitesse à courant continu et profiter des avantages du moteur asynchrone, la commande doit être de plus en plus performante. La stratégie de commande DTC (Direct Torque Control) est apparue comme concurrentielle par rapport aux techniques de commande vectorielle. Cette commande DTC a été inventée par I. Takahashi au milieu des années 80. Elle est basée sur la régulation séparée du flux statorique et du couple électromagnétique d'une machine asynchrone. A l'opposé de la solution adoptée en contrôle vectoriel par flux orienté où nous contrôlons classiquement le flux rotorique. L'idée de base est de contrôler des grandeurs instantanées rapides et significatives de l'état électromagnétique de la machine [Arck-99][Lee-05][Mart-02][Mess-09][Khou-11][Zaim-07].

La suppression de l'étage MLI est la principale caractéristique dans une commande DTC. Deux contrôleurs à hystérésis et une table de commande sont utilisés pour générer de façon directe les ordres de commutations des interrupteurs de l'onduleur. La présence du contrôleur à hystérésis a pour conséquence d'avoir une fréquence de commutation variable. La période d'échantillonnage de la commande doit être la plus courte possible pour assurer une bonne qualité de contrôle du variateur et réduire l'ondulation des grandeurs contrôlées [Alm-00][Hass-99][Gana-12][Sapi-07].

Dans la présente étude, notre principal objectif est :

- La synthèse d'une loi de commande basée sur les systèmes flous type-2 pour l'asservissement des changeurs de fréquence à onduleur à cinq niveaux à structure NPC.
- Proposition de circuits auxiliaires capables d'équilibrer les tensions aux bornes des condensateurs à l'entrée de l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC.

- De proposer de nouvelle stratégie stabilisante de contrôle direct compatible avec les onduleurs de tension à cinq niveaux, plus particulièrement à structure NPC. Cette stratégie permet le contrôle du flux et du couple de la machine asynchrone et stabilise les tensions des condensateurs d'entrée de l'onduleur.

Dans ce cadre, cette thèse est organisée comme suit :

Dans le premier chapitre, nous présentons tout d'abord une description du variateur asynchrone, ainsi que des généralités sur la modélisation de la machine asynchrone. Ensuite, nous nous intéressons à la modélisation et à la commande de l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC. La troisième partie de ce chapitre, sera consacrée à l'élaboration d'une stratégie de type contrôle directe du couple DTC, compatible avec un onduleur à 5-niveaux de structure NPC. Les vecteurs de tension statorique sont choisis directement grâce à des tables de commutation afin d'obtenir des dynamiques importantes du couple et du flux.

Dans le second chapitre, nous commencerons par l'étude des systèmes flous type-2. Un régulateur sera synthétisé pour asservir les redresseurs PWM. Ensuite une étude des performances des changeurs de fréquence ayant comme pont de sortie l'onduleur à 5-niveaux à structure NPC est présentée. On attire l'attention du lecteur sur le problème d'instabilité des tensions d'entrée de l'onduleur à 5-niveaux et l'insuffisance de l'asservissement des redresseurs pour équilibrer ces tensions.

Afin de palier ce problème, une première solution de l'instabilité des tensions d'entrée de l'onduleur fait l'objet du troisième chapitre de cette thèse. Cette solution matérielle est basée sur l'adjonction de circuits auxiliaires au filtre capacitif intermédiaire de l'onduleur.

Comme deuxième solution au problème du déséquilibre des tensions d'entrée de l'onduleur à 5-niveaux à structure NPC, une commande DTC stabilisante sera proposée dans le quatrième chapitre. On démontre que le sens des courants dans les condensateurs dépend de l'état de l'onduleur et des courants triphasés de la charge. En profitant des redondances des états de l'onduleur, produisant le même vecteur tension, mais des effets opposés sur les tensions des condensateurs, un algorithme est développé. Cet algorithme nous permet l'équilibrage des tensions des condensateurs en plus du contrôle du couple et du flux de la machine asynchrone.

Enfin, une conclusion générale terminera cette thèse et présentera les perspectives des travaux réalisés.

I. Contrôle Direct du Couple d'un Variateur Asynchrone

Résumé - Sommaire

Dans ce chapitre nous présentons d'une manière générale les différents éléments d'un variateur de vitesse, on va voir rapidement la modélisation de la machine asynchrone. Ensuite, nous discutons la topologie du convertisseur multi-niveaux utilisée, on donne le modèle et on rappelle les avantages et les inconvénients de ce type d'onduleur. Dans la deuxième partie, le contrôle direct du flux statorique et du couple électromagnétique de la machine asynchrone est élaboré dans deux cas d'alimentation : par un onduleur à deux niveaux de tension et par un onduleur à cinq niveaux à structure point neutre clampé (NPC). Les vecteurs de tension statorique sont choisis directement grâce à des tables de commutation, ce qui permet la suppression du Modulateur de Largeurs d'Impulsions (MLI). Le flux statorique étant obtenu à partir des équations électriques du modèle de la machine dans un repère lié au stator, les performances du contrôle nécessite une stabilité des sources de l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC, et ne dépendent que de la résistance statorique.

I.1. Introduction.

I. 2. Description du variateur de vitesse

I. 3. Modélisation de la machine asynchrone

I.4. Le convertisseur statique

I.4.1. Structure de l'onduleur NPC à cinq niveaux

I.4.2. Les différentes configurations d'un bras de l'onduleur NPC à cinq niveaux

I.4.3. Hypothèses

I.4.4. Commande complémentaire

I.4.5. Mise en équations.

I.5. Contrôle direct du couple d'une machine asynchrone

I.5.1 Effet d'un vecteur tension sur l'évolution du flux statorique

I.5.2 Effet d'un vecteur tension sur l'évolution du couple

I.5.3 Effet d'un vecteur tension nul

I.6. Application au contrôle d'une MAS alimentée par un onduleur à 2-niveaux

I.6.1 Vecteur tension et séquences de niveaux de phase

I.6.2 Le choix des vecteurs à appliquer

I.6.3 Le contrôle de flux

I.6.4 Le contrôle de couple

I.6.5 Le schéma global du contrôle

I.6.6 Elaboration de la table de commutation

I.7. Application au contrôle d'une MAS alimentée par un onduleur à 5-niveaux

I.7.1 Présentation vectorielle de la tension de sortie de l'onduleur à 5-niveaux

I.7.2 Construction de nouvelles tables de commutation

I.7.3 Schéma global de la commande DTC de la MAS

I.8. Résultats de simulation

I.9. Conclusion

I. 1. INTRODUCTION

Au début des années 70, une topologie de convertisseur dénommée polygonal a été la première à permettre la création de formes d'ondes multiniveaux [Alme-00]. Depuis, plusieurs topologies ont été proposées (la topologie Neutral Point Clamped (NPC), topologie multicellulaire et topologie à diodes flottantes), couvrant des domaines d'application comme le filtrage actif, la compensation d'énergie réactive, et bien sur les actionneurs pour la variation de vitesse. Au cours des années 90, une forte importance est donnée pour cette structure de conversion statique, aussi bien par la recherche (développement de nouvelles topologies et lois de commande, équilibrage des sources de tension continue, analyse des performances dynamiques) [Berk-95-1] [Durg-10][Rub-10], que par l'industrie, où plusieurs réalisations ont été mises en œuvre.

L'utilisation des onduleurs multiniveaux offre plusieurs avantages. Tout d'abord, on peut améliorer la qualité du signal à l'entrée de la charge avec une limitation du contenu harmonique, et de meilleures performances statiques en couple. Elle permet aussi, la commande des moteurs de très forte puissance, et d'assurer la répartition des contraintes en tension sur les différents composants semi-conducteurs basses tensions connectés en série [Boul-01] [Pour-12] [Mali-10].

Une attention croissante portée sur les structures de conversion statique multi-niveaux a conduit à des études approfondies sur la caractérisation et la modélisation en vue de la commande des topologies déjà existantes, aussi bien qu'à la proposition de nouvelles topologies. Les commandes d'une machine asynchrone alimentée par ces onduleurs multi niveaux peuvent être regroupées en deux catégories :

- Les commandes en durée qui sont basées sur un modèle moyen du processus. Ce sont les commandes à Modulation de Largeurs d'Impulsion (MLI) ou la fréquence de découpage de l'onduleur est imposée, alors que la tension à appliquer est variable [Berk-95-3][Kim-01] [Hass-99].
- Les commandes en amplitude qui sont basées sur un modèle instantané du processus [Ambr-05][Mart-02][Khou-11][Zaim-05]. Dans cette catégorie, nous citons la commande directe du couple et du flux, connue sous le nom DTC (Direct Torque Control).

La stratégie de contrôle direct du couple (DTC) a été introduite en 1985 par I.Takahashi [Taka-85] [Chap-96][Mart-98]. Elle est basée sur la régulation séparée du flux statorique et du couple, en utilisant une table de commutation. Cette commande consiste à imposer un vecteur tension instantané à l'onduleur, afin d'obtenir des dynamiques importantes de couple et de flux. La fréquence de découpage est variable en valeur moyenne. Le réglage des grandeurs de contrôle est classiquement assuré par des régulateurs à hystérésis. Dans cette technique de commande, on n'a plus besoin de la position du rotor pour choisir le vecteur tension, cette particularité définit la DTC comme une méthode bien adaptée pour le contrôle sans capteur mécanique des machines à courant alternatif. Par ailleurs, la période d'échantillonnage de la commande doit être la plus courte possible pour assurer une bonne qualité de contrôle du variateur. [Alme-00] [Arck-99][Gana-12] [Hassan-99][Mess-09][Kour-07][Zaim-07].

Dans ce chapitre nous présentons les éléments constituant le variateur asynchrone. Nous abordons dans une première partie la modélisation de la machine asynchrone. Ensuite, le modèle de l'onduleur de tension à 5-niveaux à structure NPC est élaboré. Nous essayant de présenter et justifier leurs points forts et leurs faiblesses.

Dans un second temps, nous présentons les principes du contrôle direct du couple. On analysera en particulier, le couplage et la dynamique du contrôle de la machine asynchrone alimentée par un onduleur à 2-niveaux de tension. Ce travail nous a paru toutefois essentiel pour comprendre les mécanismes du contrôle, et pour pouvoir le généraliser dans le cas des onduleurs multi-niveaux.

Dans la suite du présent chapitre, nous présenterons notre application du contrôle à la machine asynchrone alimentée par un onduleur à 5-niveaux de tension. Cet onduleur permet des combinaisons de ses interrupteurs bien plus nombreuses que celles obtenues pour l'onduleur à 2-niveaux.

A la fin, une évaluation des performances de la machine asynchrone alimentée par l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC sera présentée.

I. 2. DESCRIPTION DU VARIATEUR DE VITESSE

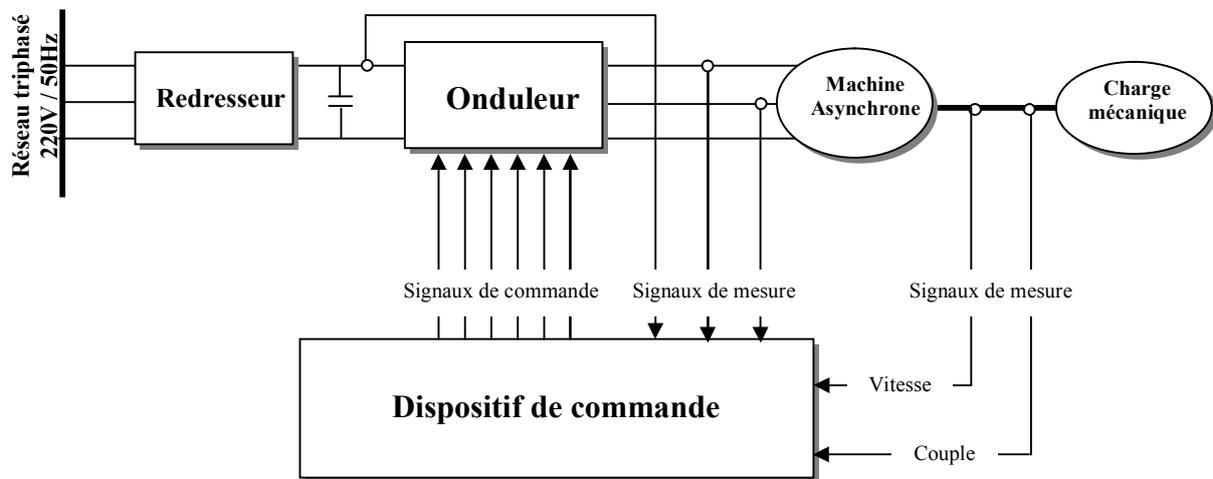


Figure I.1 Structure générale d'un variateur de vitesse

Le variateur asynchrone est un système composé d'un ensemble machine–convertisseur–commande. La structure générale de ce variateur est donnée par le schéma fonctionnel de la figure I.1. Afin de définir la commande répondant aux besoins spécifiés nous proposons dans ce chapitre de modéliser le sous-système machine-convertisseur.

I. 3. MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

La réalisation d'un actionneur asynchrone ayant de grandes performances dynamiques, nécessite la connaissance d'un modèle représentant correctement le comportement dynamique de cette machine. Le modèle utilisé repose sur certaines hypothèses simplificatrices [Haut-95].

- Structure sinusoïdale (méthode du premier harmonique);
- Circuit magnétique parfait (absence d'hystérésis, absence de la saturation des matériaux magnétiques);
- Température de fonctionnement constante.

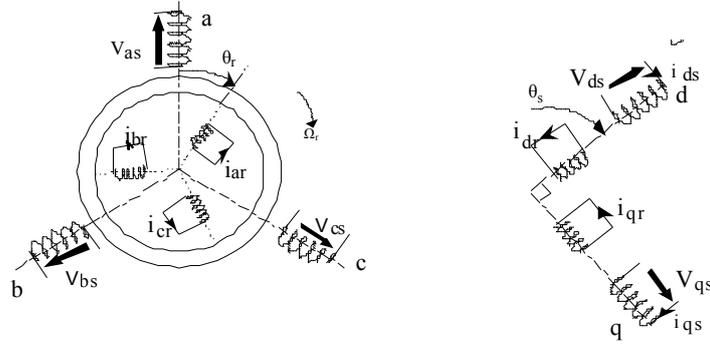


Figure I.2 repère angulaire des systèmes d'axes triphasés et diphasés

Afin de réduire le nombre d'équations, nous utilisons la représentation diphasée. Nous prenons comme variables d'état (i_{ds} , i_{qs} , Φ_{dr} , Φ_{qr} , Ω_r). Le modèle de la machine dans un repère (d-q) lié au champ tournant à la vitesse de synchronisme ω_s est donné par le système I.1 [Haut-95] [Vas-90].

$$\begin{cases} \frac{di_{ds}}{dt} = -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + R_r \frac{M_{sr}^2}{L_r^2} \right) i_{ds} + \omega_s i_{qs} + \frac{M_{sr} R_r}{\sigma L_s L_r^2} \Phi_{dr} + \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} p \Omega_r \Phi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{ds} \\ \frac{di_{qs}}{dt} = -\omega_s i_{ds} - \frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + R_r \frac{M_{sr}^2}{L_r^2} \right) i_{qs} - \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} p \Omega_r \Phi_{dr} + \frac{M_{sr} R_r}{\sigma L_s L_r^2} \Phi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{qs} \\ \frac{d\Phi_{dr}}{dt} = \frac{M_{sr} R_r}{L_r} i_{ds} - \frac{R_r}{L_r} \Phi_{dr} + (\omega_s - p \Omega_r) \Phi_{qr} \\ \frac{d\Phi_{qr}}{dt} = \frac{M_{sr} R_r}{L_r} i_{qs} - (\omega_s - p \Omega_r) \Phi_{dr} - \frac{R_r}{L_r} \Phi_{qr} \\ \frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{p M_{sr}}{j L_r} \Phi_{dr} i_{qs} - \frac{p M_{sr}}{j L_r} \Phi_{qr} i_{ds} - \frac{k_f}{j} \Omega_r - \frac{1}{j} C_r \end{cases} \quad (I.1)$$

Où :

- R_s et R_r : sont respectivement les résistances des enroulements statoriques et rotoriques,
- L_s et L_r : sont respectivement les inductances cycliques du stator et du rotor,
- M_{sr} : est l'inductance mutuelle,
- Ω_r : Vitesse de rotation,
- p : le nombre de paires de pôles,
- C_{em} : le couple électromagnétique,
- C_r : le couple résistant,
- J : l'inertie de la machine,
- k_f : le coefficient de frottement,
- σ : est le coefficient de dispersion donné par $\sigma = 1 - \frac{M_{sr}^2}{L_s L_r}$

La transformation de PARK est caractérisée par la matrice orthogonale suivante :

$$[P] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \cos(\theta_s - 2\pi/3) & \cos(\theta_s + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta_s) & -\sin(\theta_s - 2\pi/3) & -\sin(\theta_s + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (I.2)$$

I.4. LE CONVERTISSEUR STATIQUE

Le convertisseur statique est un système permettant d'imposer à la machine asynchrone (MAS) un vecteur tension de fréquence et d'amplitude variables à partir d'un réseau triphasé de fréquence et amplitude fixes. Il est composé généralement d'un onduleur de tension, un filtre, et un redresseur.

Côté convertisseurs, l'utilisation d'un onduleur multiniveaux offre plusieurs avantages par rapport à un onduleur à 2-niveaux [Alme-00][Walk-99][Tolb-99]. Ces avantages sont visibles, d'une part d'un point de vue technologique et d'autre part d'un point de vue fonctionnel :

Avantages technologiques:

Dans les applications moyenne et haute tension, la tenue en tension des semi-conducteurs totalement commandables limite sont utilisation, la mise en série de plusieurs semi-conducteurs est souvent nécessaire. Cette mise en série sans modification de structure de conversion, conduit à une énorme complexité dans la commande des interrupteurs. En effet, ils doivent assurer une synchronisation très précise des ordres de commande et une répartition équilibrée de tension. Dans un convertisseur multiniveaux, la tension commutée est d'amplitude réduite et la commutation est plus simple à gérer.

Avantages fonctionnels coté convertisseur :

Si les contraintes imposées par la tension continue et le courant absorbé par la machine sont réparties sur différents interrupteurs, on peut traiter une application d'une puissance donnée avec des semi-conducteurs de calibre réduit (tension de saturation, temps de commutation, pertes par commutation). Donc, avec une technologie de semi-conducteurs donnée on peut accéder à des applications de plus forte puissance.

Avantages fonctionnels coté machine :

La présence de plusieurs niveaux intermédiaires de tension en sortie du convertisseur permet d'améliorer la qualité des formes d'ondes. Ceci peut entraîner des avantages considérables comme la diminution des pertes fer, l'augmentation de la durée de vie des isolants. Pour une fréquence de commutation des semi-conducteurs donnée on peut obtenir une multiplication de la fréquence de commutation apparente vue par la machine, ce qui contribue à une amélioration des performances dynamiques de l'ensemble convertisseur-machine.

I.4.1. Structure de l'onduleur NPC à cinq niveaux

L'onduleur de tension triphasé à cinq niveaux à structure NPC (Neutral Point Clamped) est représenté par la figure I.3. Chaque bras comporte huit interrupteurs et délivre cinq niveaux de tension (+2U_c, +U_c, 0, -U_c, -2U_c).

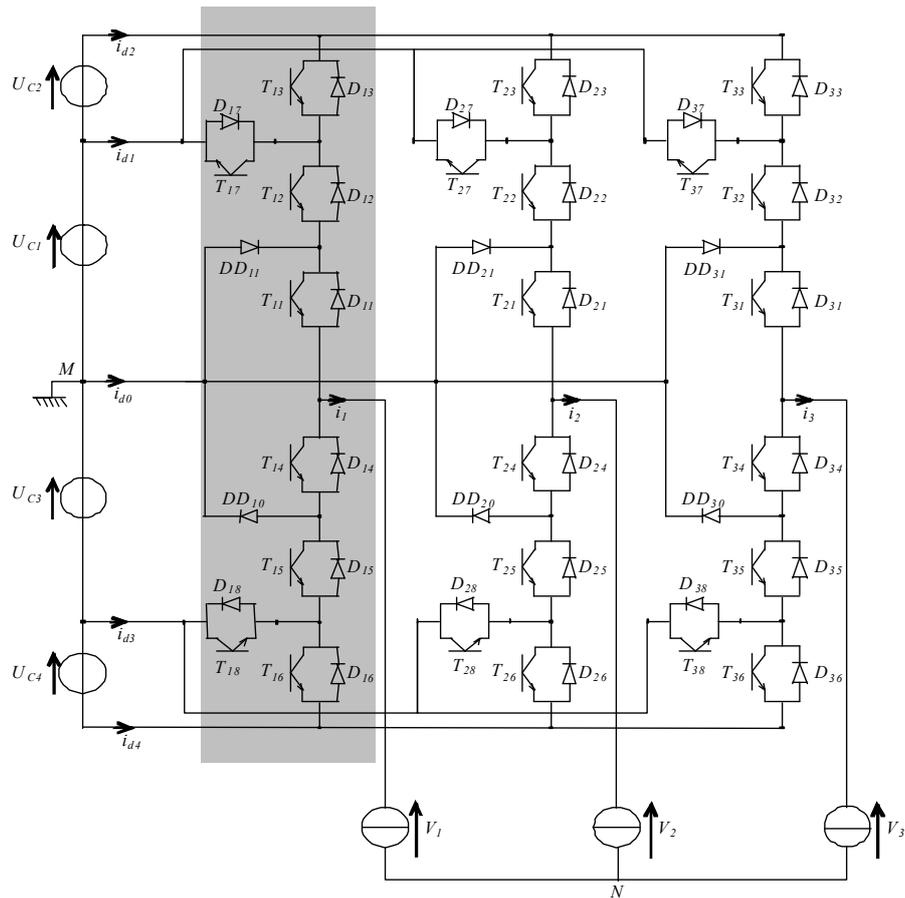


Figure I.3 - Onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC

I.4.2. Les différentes configurations d'un bras de l'onduleur NPC à cinq niveaux

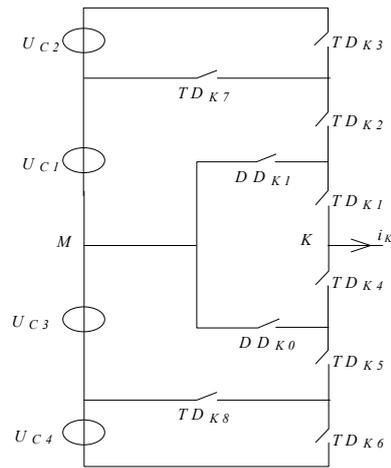
L'analyse topologique d'un bras de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC montre sept configurations possibles.

Ces différentes configurations sont représentées par la figure (I.4). Le tableau (I.1) donne les grandeurs électriques caractérisant chacune de ces configurations (avec M origine des potentiels et V_{kM} le potentiel du bras k).

Les réceptivités de transition entre les différentes configurations d'un bras dépendent :

- d'une commande externe B_{ks} (l'ordre d'amorçage ou de blocage du semi-conducteur bidirectionnel T_{ks}).
- et d'autre part des contraintes internes définies par les signes du courant du bras et des tensions aux bornes des semi-conducteurs.

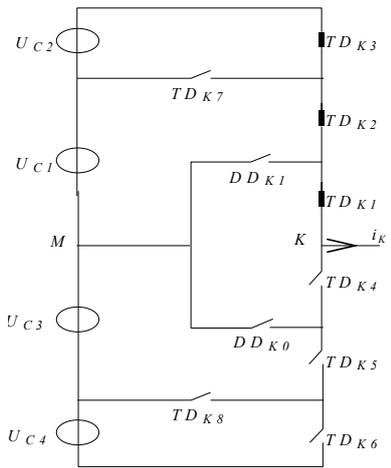
N.B. : Pour la configuration E_0 , le potentiel de V_{kM} dépend de la charge de l'onduleur.



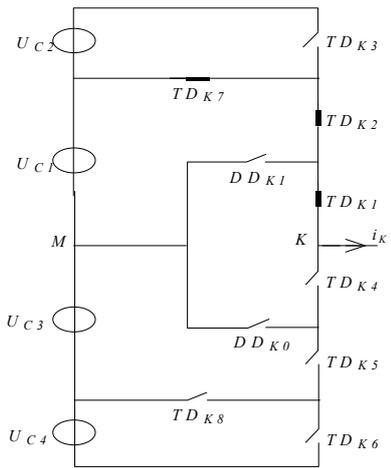
Configuration	Grandeurs électriques
E_0	$i_k=0$
E_1	$V_{kM}=U_{C1}+U_{C2}=2U_C$
E_2	$V_{kM}=U_{C1}=U_C$
E_3	$V_{kM}=0$
E_4	$V_{kM}=-U_{C3}=-U_C$
E_5	$V_{kM}=-U_{C3}-U_{C4}=-2U_C$
E_6	$V_{kM}=0$

Tableau I.1: Grandeurs électriques pour chacune des configurations d'un bras k.

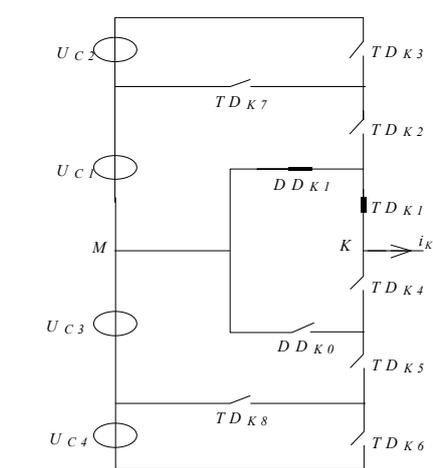
La configuration E_0



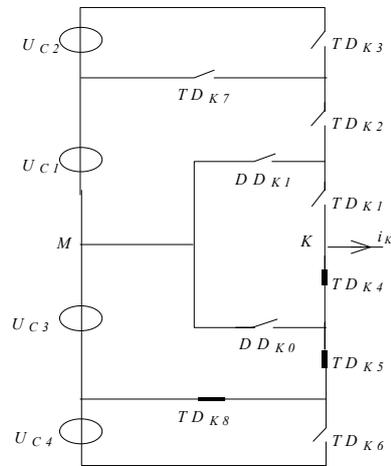
La configuration E_1



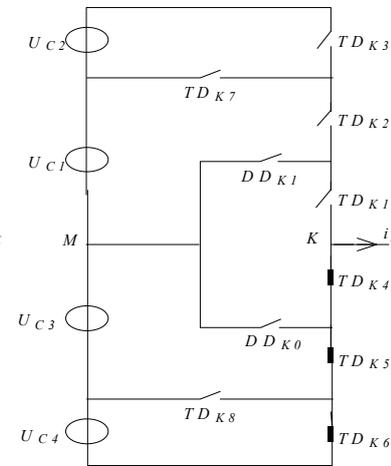
La configuration E_2



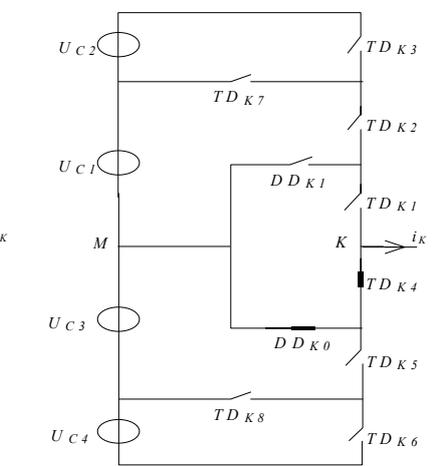
La configuration E_3



La configuration E_4



La configuration E_5



La configuration E_6

Figure I.4 - Les différentes configurations possibles pour un bras k de l'onduleur

I.4.3. Hypothèses :

- L'alimentation en tension de l'onduleur est considérée comme parfaite. En pratique cela se traduit par le fait que, quelque soit le courant i_k délivré par cette alimentation, la tension à ses bornes reste constante ($U_{C1} = U_{C2} = U_{C3} = U_{C4} = U_C$).
- Le convertisseur statique est commandable, les transitions entre ses différentes configurations dépendent uniquement de la commande externe et non plus des commandes internes.
- Les semi-conducteurs sont supposés idéales (tension de saturation, courant de fuite et temps de commutation sont supposés nuls).

I.4.4. Commande complémentaire

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

$$F_{ks} = \begin{cases} 1 & \text{si l'interrupteur } TD_{ks} \text{ est fermé.} \\ 0 & \text{dans le cas contraire.} \end{cases} \quad (\text{I.3})$$

Pour éviter des courts-circuits des sources de tension par conduction de plusieurs interrupteurs, et pour que le convertisseur soit totalement commandable, on adopte une commande complémentaire. Plusieurs commandes complémentaires sont possibles, la commande optimale est définie par :

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

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

$$\begin{cases} F_{k4} = 1 - F_{k2} \\ F_{k5} = 1 - F_{k1} \\ F_{k6} = 1 - F_{k3} \end{cases} \quad (\text{I.5})$$

Pour l'onduleur NPC à cinq niveaux, on détermine en plus une fonction de connexion du demi-bras, notée par F_{km}^b avec :

k : numéro du bras.

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

Ces fonctions de s'expriment au moyen des fonctions de connexion des interrupteurs comme suit :

$$\begin{cases} F_{k1}^b = F_{k1} \cdot F_{k2} \cdot F_{k3} \\ F_{k0}^b = F_{k4} \cdot F_{k5} \cdot F_{k6} \end{cases} \quad (\text{I.6})$$

F_{k1}^b est associée au demi-bras du haut ($TD_{k1}, TD_{k2}, TD_{k3}$), et F_{k0}^b au demi-bras du bas ($TD_{k4}, TD_{k5}, TD_{k6}$).

En tenant compte de la commande complémentaire choisie, le tableau I.2 donne les états possibles d'un bras k .

Tension de sortie V_{kM}	F_{k1}	F_{k2}	F_{k3}	F_{k4}	F_{k5}	F_{k6}	F_{k7}	F_{k8}
$+2U_c$	1	1	1	0	0	0	0	0
$+U_c$	1	1	0	0	0	1	1	0
0	1	0	0	1	0	1	0	0
$-U_c$	0	0	1	1	1	0	0	1
$-2U_c$	0	0	0	1	1	1	0	0

Tableau I.2 - Etats de l'onduleur NPC à 5-niveaux et sa tension de sortie V_{kM}

I.4.5. Mise en équations

Dans cette partie, nous modélisons l'association onduleur triphasé - MAS. Nous allons tout d'abord définir les notations utilisées :

- Tensions simples aux bornes de chaque phase de la charge : V_1, V_2, V_3 .
- Tensions entre les points milieux de chaque bras de l'onduleur et le point milieu de l'alimentation continue de l'onduleur : V_{1M}, V_{2M}, V_{3M} .
- Tension entre le point neutre de la charge (point N) et le point milieu de l'alimentation continue de l'onduleur (point M) : V_{NM} .
- Charge triphasée couplée en étoile avec neutre isolé :

$$V_1 + V_2 + V_3 = 0 \quad (I.7)$$

Les potentiels des nœuds 1, 2 et 3 de l'onduleur triphasé à cinq niveaux par rapport au point milieu M sont donnés par le système suivant :

$$\begin{cases} V_{1M} = F_{11}F_{12}(1-F_{13})U_{C1} + F_{11}F_{12}F_{13}(U_{C1} + U_{C2}) - F_{14}F_{15}(1-F_{16})U_{C3} - F_{14}F_{15}F_{16}(U_{C3} + U_{C4}) \\ V_{2M} = F_{21}F_{22}(1-F_{23})U_{C1} + F_{21}F_{22}F_{23}(U_{C1} + U_{C2}) - F_{24}F_{25}(1-F_{26})U_{C3} - F_{24}F_{25}F_{26}(U_{C3} + U_{C4}) \\ V_{3M} = F_{31}F_{32}(1-F_{33})U_{C1} + F_{31}F_{32}F_{33}(U_{C1} + U_{C2}) - F_{34}F_{35}(1-F_{36})U_{C3} - F_{34}F_{35}F_{36}(U_{C3} + U_{C4}) \end{cases} \quad (I.8)$$

Pour l'onduleur triphasé à cinq niveaux, les fonctions de connexion des demi-bras sont définies selon les relations suivantes :

$$\begin{cases} F_{11}^b = F_{11}F_{12}F_{13} \\ F_{10}^b = F_{14}F_{15}F_{16} \end{cases}, \begin{cases} F_{21}^b = F_{21}F_{22}F_{23} \\ F_{20}^b = F_{24}F_{25}F_{26} \end{cases}, \begin{cases} F_{31}^b = F_{31}F_{32}F_{33} \\ F_{30}^b = F_{34}F_{35}F_{36} \end{cases} \quad (I.9)$$

Les fonctions de connexion des interrupteurs placés en parallèle sont définies comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} F_{17} = F_{11}F_{12}(1 - F_{13}) \\ F_{18} = F_{14}F_{15}(1 - F_{16}) \end{array} \right\}, \left\{ \begin{array}{l} F_{27} = F_{21}F_{22}(1 - F_{23}) \\ F_{28} = F_{24}F_{25}(1 - F_{26}) \end{array} \right\}, \left\{ \begin{array}{l} F_{37} = F_{31}F_{32}(1 - F_{33}) \\ F_{38} = F_{34}F_{35}(1 - F_{36}) \end{array} \right\} \quad (I.10)$$

En introduisant ces fonctions dans le système (I.8), les tensions sont données par :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{1M} = F_{17}U_{C1} + F_{11}^b(U_{C1} + U_{C2}) - F_{18}U_{C3} - F_{10}^b(U_{C3} + U_{C4}) \\ V_{2M} = F_{27}U_{C1} + F_{21}^b(U_{C1} + U_{C2}) - F_{28}U_{C3} - F_{20}^b(U_{C3} + U_{C4}) \\ V_{3M} = F_{37}U_{C1} + F_{31}^b(U_{C1} + U_{C2}) - F_{38}U_{C3} - F_{30}^b(U_{C3} + U_{C4}) \end{array} \right. \quad (I.11)$$

Sous forme matricielle (I.11) s'écrit :

$$\begin{bmatrix} V_{1M} \\ V_{2M} \\ V_{3M} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{17} + F_{11}^b \\ F_{27} + F_{21}^b \\ F_{37} + F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C1} + \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C2} - \begin{bmatrix} F_{18} + F_{10}^b \\ F_{28} + F_{20}^b \\ F_{38} + F_{30}^b \end{bmatrix} U_{C3} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_{C4} \quad (I.12)$$

Le système (I.12) montre qu'un onduleur à cinq niveaux est une mise en série de quatre onduleurs à deux niveaux, ou de deux onduleurs à trois niveaux.

Dans le cas où $U_{C1} = U_{C2} = U_{C3} = U_{C4} = U_C$, le système (I.12) se réduit à :

$$\begin{bmatrix} V_{1M} \\ V_{2M} \\ V_{3M} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{17} + 2F_{11}^b - F_{18} - 2F_{10}^b \\ F_{27} + 2F_{21}^b - F_{28} - 2F_{20}^b \\ F_{37} + 2F_{31}^b - F_{38} - 2F_{30}^b \end{bmatrix} U_C \quad (I.13)$$

Les équations des mailles du système source - onduleur - charge donnent :

$$V_{1M} + V_{2M} + V_{3M} = V_1 + V_2 + V_3 + 3V_{NM} \quad (I.14)$$

La relation (I.14) permet d'exprimer :

$$V_{NM} = \frac{1}{3}(V_{1M} + V_{2M} + V_{3M}) \quad (I.15)$$

Les tensions simples aux bornes de la charge sont :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_1 = V_{1M} - V_{NM} = \frac{1}{3}(2V_{1M} - V_{2M} - V_{3M}) \\ V_2 = V_{2M} - V_{NM} = \frac{1}{3}(-V_{1M} + 2V_{2M} - V_{3M}) \\ V_3 = V_{3M} - V_{NM} = \frac{1}{3}(-V_{1M} - V_{2M} + 2V_{3M}) \end{array} \right. \quad (I.16)$$

A partir des relations (I.12) et (I.16), le système matriciel donnant les expressions des tensions simples aux bornes de la charge est donné par:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} F_{17} + F_{11}^b \\ F_{27} + F_{21}^b \\ F_{37} + F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C1} + \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C2} - \begin{bmatrix} F_{18} + F_{10}^b \\ F_{28} + F_{20}^b \\ F_{38} + F_{30}^b \end{bmatrix} U_{C3} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_{C4} \right\} \quad (\text{I.17})$$

Dans le cas où $U_{C1} = U_{C2} = U_{C3} = U_{C4} = U_C$, le système (I.17) se réduit à :

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{17} + 2F_{11}^b - F_{18} - 2F_{10}^b \\ F_{27} + 2F_{21}^b - F_{28} - 2F_{20}^b \\ F_{37} + 2F_{31}^b - F_{38} - 2F_{30}^b \end{bmatrix} U_C \quad (\text{I.18})$$

Les différentes tensions composées de l'onduleur triphasé à cinq niveaux s'expriment comme suit :

$$\begin{bmatrix} U_{12} \\ U_{23} \\ U_{31} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix} \quad (\text{I.19})$$

En introduisant les fonctions de connexion des demi-bras et des interrupteurs, on obtient le système matriciel suivant :

$$\begin{bmatrix} U_{12} \\ U_{23} \\ U_{31} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} F_{17} + F_{11}^b \\ F_{27} + F_{21}^b \\ F_{37} + F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C1} + \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C2} - \begin{bmatrix} F_{18} + F_{10}^b \\ F_{28} + F_{20}^b \\ F_{38} + F_{30}^b \end{bmatrix} U_{C3} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_{C4} \right\} \quad (\text{I.20})$$

Dans le cas où : $U_{C1} = U_{C2} = U_{C3} = U_{C4} = U_C$, ce système se réduit à :

$$\begin{bmatrix} U_{12} \\ U_{23} \\ U_{31} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{17} + 2F_{11}^b - F_{18} - 2F_{10}^b \\ F_{27} + 2F_{21}^b - F_{28} - 2F_{20}^b \\ F_{37} + 2F_{31}^b - F_{38} - 2F_{30}^b \end{bmatrix} U_C \quad (\text{I.21})$$

Ainsi, les courants d'entrée de l'onduleur s'expriment en fonction des courants de la charge i_1, i_2 et i_3 par l'équation suivante :

$$\begin{cases} i_{d1} = F_{17}i_1 + F_{27}i_2 + F_{37}i_3 \\ i_{d2} = F_{11}F_{12}F_{13}i_1 + F_{21}F_{22}F_{23}i_2 + F_{31}F_{32}F_{33}i_3 \\ i_{d3} = F_{18}i_1 + F_{28}i_2 + F_{38}i_3 \\ i_{d4} = F_{14}F_{15}F_{16}i_1 + F_{24}F_{25}F_{26}i_2 + F_{34}F_{35}F_{36}i_3 \end{cases} \quad (\text{I.22})$$

En remplaçant les fonctions de connexion des interrupteurs par les fonctions de connexion des demi-bras, le système (I.22) devient :

$$\begin{cases} i_{d1} = F_{17}i_1 + F_{27}i_2 + F_{37}i_3 \\ i_{d2} = F_{11}^b i_1 + F_{21}^b i_2 + F_{31}^b i_3 \\ i_{d3} = F_{18}i_1 + F_{28}i_2 + F_{38}i_3 \\ i_{d4} = F_{10}^b i_1 + F_{20}^b i_2 + F_{30}^b i_3 \end{cases} \quad (I.23)$$

Le courant i_{d0} s'exprime en fonction des courants d'entrée et courants de charge par la relation :

$$i_{d0} + i_{d1} + i_{d2} + i_{d3} + i_{d4} = i_1 + i_2 + i_3 \quad (I.24)$$

d'où le courant i_{d0} :

$$i_{d0} = (i_1 + i_2 + i_3) - (F_{17} + F_{18} + F_{11}^b + F_{10}^b)i_1 - (F_{27} + F_{28} + F_{21}^b + F_{20}^b)i_2 - (F_{37} + F_{38} + F_{31}^b + F_{30}^b)i_3 \quad (I.25)$$

Afin de générer des tensions et des courants les plus sinusoïdales possibles, différentes stratégies de commande ont été proposées pour l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC [Boul-01][Chib-99]. Généralement, ces stratégies sont des extensions de celles des onduleurs à deux et à trois niveaux [Berk-95][Talh-04].

La technique de modulation de largeur d'impulsion MLI est l'une des techniques les plus répandues. Cette technique consiste à introduire des commutations à fréquence plus élevée que la fréquence du fondamental, transformant la tension de sortie en une suite de créneaux de largeurs variables. Dans le cadre de cette thèse, une comparaison entre les performances de l'onduleur à 5-niveaux et à 2-niveaux alimentant une machine asynchrone est présentée dans l'annexe B. Cette comparaison montre que l'onduleur à 5-niveaux offre une amélioration de la forme de la tension et de courant en entrée de la MAS avec une limitation du contenu harmonique, et de meilleures performances statiques en couple.

I.5. CONTROLE DIRECT DU COUPLE D'UNE MACHINE ASYNCHRONE

Afin d'étudier le principe de base des principales stratégies de contrôle direct de la machine asynchrone, il est indispensable de pouvoir caractériser le comportement des principales variables qui régissent l'état électromagnétique de la machine, à savoir le couple électromagnétique et le flux statorique de la machine. A cet effet, on établira ci-dessous des règles de comportement du flux statorique et du couple à l'échelle de la période d'échantillonnage, permettant ainsi l'établissement d'une relation entre l'application d'un vecteur tension et le sens de variation de ces variables.

I.5.1 Effet d'un vecteur tension sur l'évolution du flux statorique.

Dans le référentiel fixe (α, β) le flux statorique de la machine est décrit par l'équation suivante :

$$\frac{d}{dt} \Phi_s = V_s - R_s I_s \quad (I.26)$$

En négligeant le terme résistif, la variation du vecteur flux statorique issue de l'application d'un vecteur V_s à la machine durant un temps court, $\Delta T = t_{n+1} - t_n$, est donnée par :

$$\Phi_{s(n+1)} = \Phi_{s(n)} + \Delta T \cdot V_{s(n)} \tag{I.27}$$

On constate alors que l'extrémité du vecteur flux statorique se déplace le long d'une droite d'axe colinéaire à celui du vecteur tension imposé par l'onduleur.

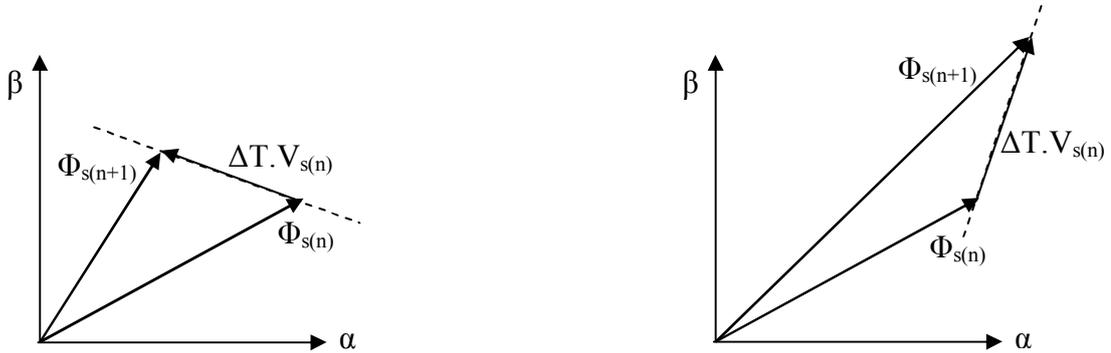


Figure I.5 - Application d'un vecteur tension statorique qui permet de diminuer/augmenter le module du flux statorique

En disposant de l'ensemble des vecteurs tension fournis par un onduleur, en commutant d'un vecteur tension à un autre, à des instants précis et suivant certains critères, il est donc possible de faire déplacer le vecteur flux statorique dans le plan $\alpha\beta$ afin de lui faire suivre une trajectoire prédéfinie (Figure I.7). De plus, selon le vecteur tension appliqué, on peut agir sur la valeur du module du flux statorique, et donc la magnétisation de la machine, peut être augmentée (respectivement diminuée) en appliquant pendant un certain temps un vecteur tension ayant une forte composante colinéaire avec le vecteur flux statorique et de même sens (respectivement de sens inverse). Par contre, l'application d'un vecteur tension en quadrature aura un effet négligeable sur la variation de son amplitude.

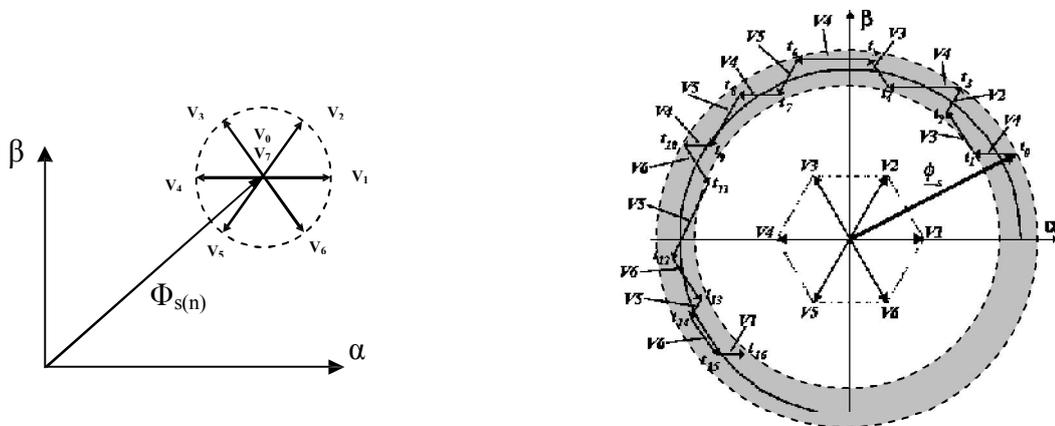


Figure I.6 – Les vecteurs tension fournis par un onduleur de tension

Figure I.7 – Pilotage du vecteur flux statorique à l'aide des vecteurs tension fournis par un onduleur de tension

I.5.2 Effet d'un vecteur tension sur l'évolution du couple.

Le couple électromagnétique développé par une machine asynchrone est proportionnel au produit vectoriel entre les vecteurs flux statorique et rotorique :

$$C_{em} = K \cdot \Im[\Phi_s \cdot \Phi_r^*] \quad (I.28)$$

K est une constante, donnée en fonction des paramètres de la machine :

$$K = P \cdot \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r}$$

Le flux statorique et le flux rotorique peuvent se mettre sous la forme :

$$\begin{cases} \Phi_{s(n)} = \phi_{s(n)} e^{j\theta_{s(n)}} \\ \Phi_{r(n)} = \phi_{r(n)} e^{j\theta_{r(n)}} \end{cases} \quad (I.29)$$

Où $\phi_{s(n)}$ et $\phi_{r(n)}$ sont les modules respectivement du flux statorique et du flux rotorique à l'instant $t_{(n)}$.

On remplace le flux statorique et le flux rotorique par leur expression dans celle du couple électromagnétique. Tenant compte que la loi de contrôle veut maintenir le flux statorique proche de sa valeur de référence $\phi_{s,ref}$, on obtient :

$$C_{em(n)} = K \cdot \phi_{s,ref} \cdot \phi_{r(n)} \cdot \sin(\gamma_n) \quad (I.30)$$

$$\gamma_n = \theta_{s(n)} - \theta_{r(n)} \quad (I.31)$$

Où $\phi_{s,ref}$: la valeur de référence de Φ_s

Lors de l'application d'un vecteur tension non nul, et si $t_{(n+1)}$ désigne l'instant qui suit l'instant d'application de ce vecteur tension :

$$\Phi_{s(n+1)} = \phi_{s,ref} \cdot e^{j(\theta_{s(n)} + \Delta\theta_s)} \quad (I.32)$$

$$\text{Où :} \quad \Delta\theta_s = (\theta_{s(n+1)} - \theta_{s(n)})$$

De même :

$$\Phi_{r(n+1)} = (\phi_{r(n)} + \Delta\phi_r) \cdot e^{j(\theta_{r(n)} + \Delta\theta_r)} \quad (I.33)$$

$$\text{Avec :} \quad \Delta\theta_r = \Delta\theta_s - \Delta\gamma$$

Si on considère que l'évolution du flux rotorique est très lente par rapport à celle du flux statorique, alors $\Delta\phi_r$ et $\Delta\theta_r$ sont nuls lors de l'application d'un vecteur tension non nul, et donc :

$$\Delta\gamma = \Delta\theta_s = \theta_{s(n+1)} - \theta_{s(n)} \quad (I.34)$$

La référence de l'amplitude du vecteur flux statorique est imposée à une valeur constante pour les vitesses inférieures à la vitesse nominale, et à une valeur inversement proportionnelle à la vitesse en régime de survitesse. Ainsi, lorsque le flux est maintenu dans la machine, on peut considérer que les modules des vecteurs flux statorique et rotorique sont approximativement constants. L'équation (I.30) permet donc de conclure que la manière la plus efficace de faire varier le couple électromagnétique est d'agir sur l'angle γ , entre les vecteurs flux statorique et rotorique.

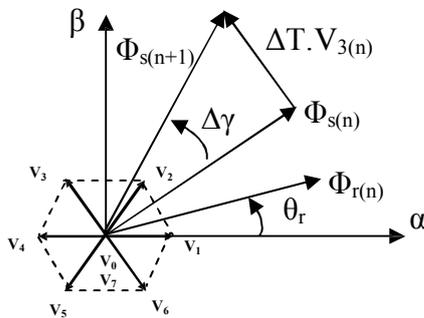


Figure I.8 - Evolution du couple électromagnétique pour une variation positive de γ .
 $\Delta\gamma > 0 \Rightarrow C_{em} \uparrow$

Sens de rotation positive

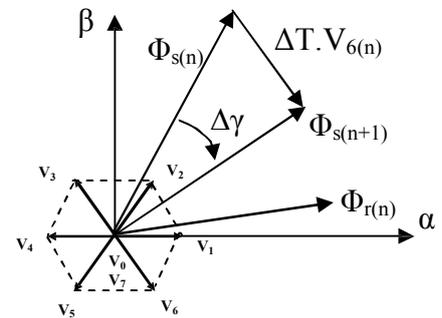


Figure I.9 - Evolution du couple électromagnétique pour une variation négative de γ .
 $\Delta\gamma < 0 \Rightarrow C_{em} \downarrow$

Les figures I.8 et I.9 montrent l'évolution du couple électromagnétique dans le cas de l'application de deux vecteurs de tension qui font évoluer le flux statorique dans des sens de rotation contraires.

I.5.3 Effet d'un vecteur tension nul.

Une expression de la dérivée du couple a été développée [Hass-99][Mart-99]. Cette équation dans un repère tournant (d, q) ou l'axe d coïncide avec le flux rotorique est donnée par :

$$\frac{dC_{em}}{dt} = \frac{p}{(l_s + l_r)} \left[(V_{qs} - \omega\phi_{ds})\phi_r - \frac{(R_s + R_r)}{p} C_{em} \right] \quad (I.35)$$

La variation du couple (I.35) ne dépend pas seulement de la tension appliquée mais aussi de la vitesse de rotation, du flux, de l'état de charge et des paramètres de la machine asynchrone.

Le tracé de la dérivée du couple (Figure.I.20) montre :

- A basse vitesse, lorsqu'une séquence de tension active est appliquée, la variation du couple est quasi proportionnelle à la tension V_{qs} .
- A moyenne et grande vitesse, le terme $\omega\phi_{ds}$ est non négligeable, et la variation du couple devient proportionnelle à $(V_{qs} - \omega\phi_{ds})$ et dépend plus de l'état de charge (influence du terme $\frac{(R_s + R_r)}{p} C_{em}$).

En conséquence, pour augmenter le couple ($\frac{dC_{em}}{dt} > 0$), il faut appliquer le vecteur tension qui

permet d'avoir la composante la plus en quadrature par rapport au flux rotorique :

$$V_{qs} > \left(\omega \phi_{ds} + \frac{(R_s + R_r)}{p \phi_r} C_{em} \right) \tag{I.36}$$

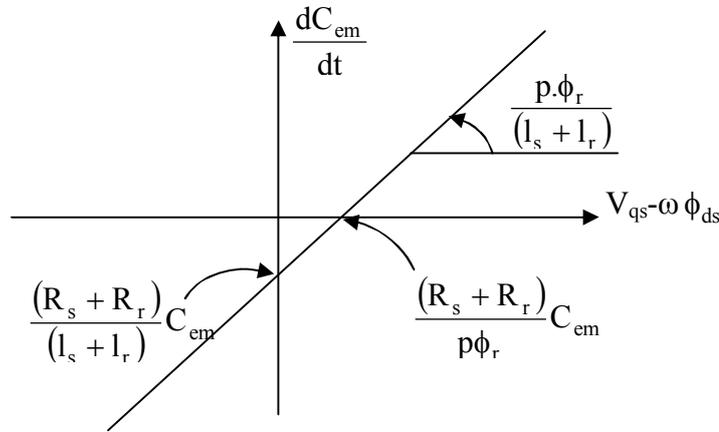


Figure I.10 - Tracé de la dérivée du couple

Lorsqu'une séquence de tension nulle est appliquée ($V_{qs}=0$), la dérivée du couple s'exprime de la façon suivante :

$$\frac{dC_{em}}{dt} = -\frac{p}{(l_s + l_r)} \left[\omega \phi_{ds} \phi_r + \frac{(R_s + R_r)}{p} C_{em} \right] \tag{I.37}$$

L'expression (I.37) montre qu'une séquence de tension nulle permet de faire varier le couple dans un sens ou dans un autre selon le point de fonctionnement de la machine asynchrone. En effet :

Si $C_{em} < -\frac{p \phi_{ds} \phi_r}{(R_s + R_r)} \omega$ alors $\frac{dC_{em}}{dt} > 0$ (zone A)

Si $C_{em} > -\frac{p \phi_{ds} \phi_r}{(R_s + R_r)} \omega$ alors $\frac{dC_{em}}{dt} < 0$ (zone B)

Si $C_{em} = -\frac{p \phi_{ds} \phi_r}{(R_s + R_r)} \omega$ alors $\frac{dC_{em}}{dt} = 0$

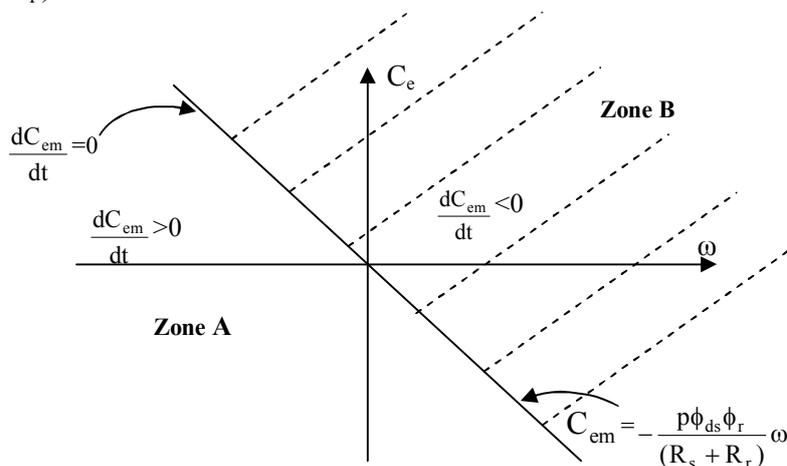


Figure I.11 - Sens de variation du couple lorsqu'une séquence de tension nulle est appliquée.

En fonctionnement moteur, la figure I.11 montre que la variation du couple dépend du signe de la vitesse :

Si $(\omega > 0)$ et $(C_{em} > 0)$ alors $\frac{dC_{em}}{dt} < 0$, donc C_{em} tend vers 0.

Si $(\omega < 0)$ et $(C_{em} < 0)$ alors $\frac{dC_{em}}{dt} > 0$, donc C_{em} tend vers 0.

Comme conclusion, un vecteur tension nul ramène systématiquement le couple vers zéro en fonctionnement moteur. En fonctionnement génératrice, le sens de variation du couple dépend du signe de la vitesse et de la valeur du couple de la machine.

I.6 APPLICATION AU CONTROLE D'UNE MACHINE ASYNCHRONE ALIMENTEE PAR UN ONDULEUR DE TENSION À DEUX NIVEAUX

I.6.1 Vecteur tension et séquences de niveaux de phase d'un onduleur à deux niveaux.

La Figure I.22 montre le schéma électrique simplifié d'un onduleur de tension classique à deux niveaux alimentant une charge triphasée, supposée équilibrée.

Les interrupteur S_{kj} du bras k ($k=1, 2, 3, j=1,2$) fonctionnent de façon complémentaire, la fonction de commutation F_{kj} est donnée par:

- $F_{k1} = 1$: interrupteur du demi-bras haut fermé.
- $F_{k2} = 0$: interrupteur du demi-bras bas fermé.

Dans ces conditions la phase k de l'onduleur peut délivrer instantanément une tension de sortie, V_{kM} , possédant deux niveaux 0 ou E_c :

$$V_{kM} = C_k E_c \quad (I.38)$$

Où $C_k=0$ ou 1, est un indice représentant le niveau de la phase k . Dans le cas de l'onduleur à 2-niveaux de la figure I.22, $C_k=F_{k1}$.

Les tensions de sortie par rapport à la référence de la source continue (M), sont exprimées par :

$$\begin{pmatrix} V_{1M} \\ V_{2M} \\ V_{3M} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \end{pmatrix} E_c \quad (I.39)$$

Les tensions phase-point neutre fictif de la charge peuvent s'écrire en triphasé, sous la forme du système d'équations (I.40).

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{pmatrix} = \frac{E_c}{3} \begin{pmatrix} 2C_1 - C_2 - C_3 \\ -C_1 + 2C_2 - C_3 \\ -C_1 - C_2 + 2C_3 \end{pmatrix} \quad (I.40)$$

Les tensions composées entre phases sont données par :

$$\begin{pmatrix} U_{12} \\ U_{23} \\ U_{31} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V_1 - V_2 \\ V_2 - V_3 \\ V_3 - V_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} C_1 - C_2 \\ C_2 - C_3 \\ C_3 - C_1 \end{pmatrix} E_c \quad (I.41)$$

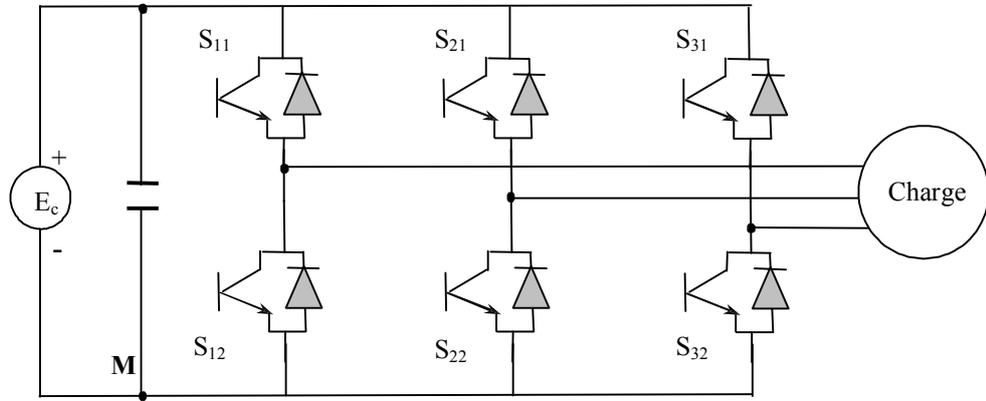


Figure I.12 - Schéma de l'onduleur de tension à deux niveaux.

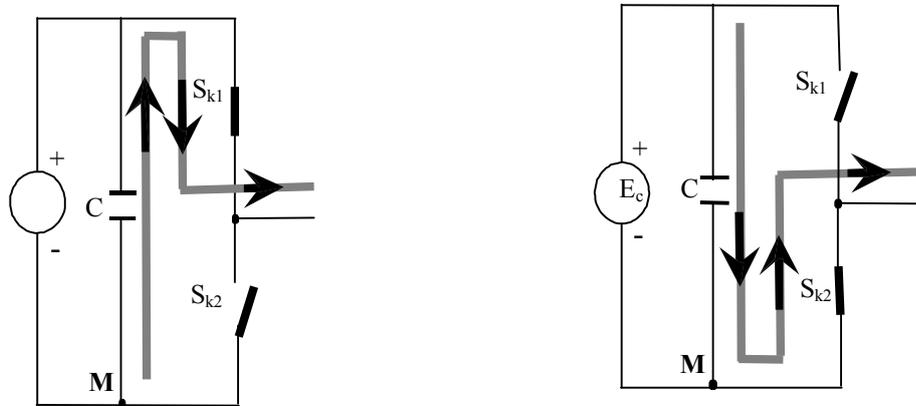


Figure I.13 - Etats de fonctionnement d'un bras

A partir des équations (I.39), (I.40) et (I.41), on déduit que:

- Les tensions triphasées par rapport au neutre de la source V_{1M} , V_{2M} et V_{3M} peuvent prendre deux valeurs : E_c et 0 , ce qui est à l'origine de l'appellation : onduleur à deux niveaux.
- Les tensions composées U_{12} , U_{23} et U_{31} peuvent prendre trois valeurs: $-E_c$, E_c et 0 .
- Les tensions triphasées par rapport au neutre fictif de la charge V_1 , V_2 et V_3 peuvent prendre cinq valeurs: $-2E_c/3$, $-E_c/3$, 0 , $E_c/3$, et $2E_c/3$.

Le vecteur tension est donné par :

$$V_s = V_1 + V_2 e^{-j\frac{2\pi}{3}} + V_3 e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad (I.42)$$

$$V_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot E_c (C_1 + aC_2 + a^2C_3) \quad a = e^{-j2\pi/3} \quad (I.43)$$

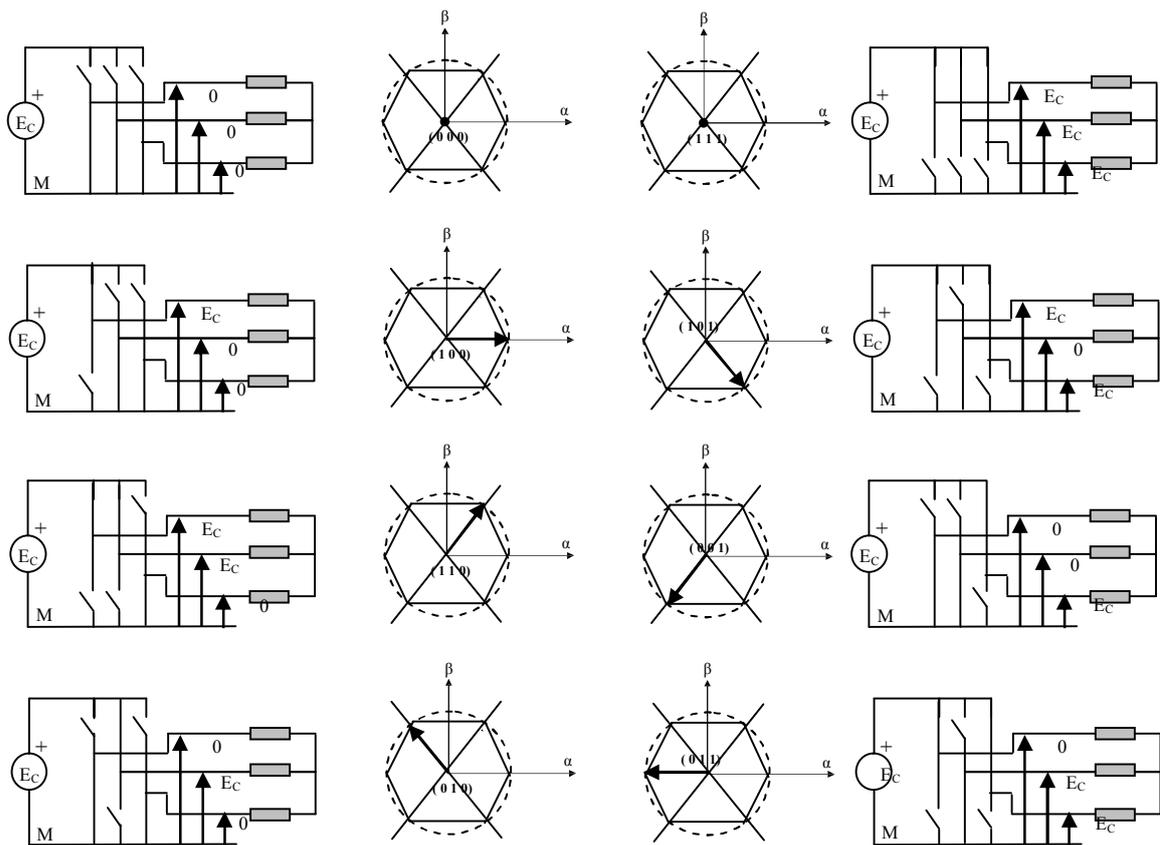


Figure. I.14 - Correspondance entre chaque configuration onduleur et vecteur tension

On désigne par séquence de niveaux de phase chaque combinaison des variables C1, C2 et C3, donnant un élément de l'ensemble (C1, C2, C3). Vu que, pour l'onduleur à 2 niveaux, ces variables sont de nature binaire, il y a au total 8 séquences de niveaux de phase différentes. La figure I.14 illustre la correspondance entre chaque séquence de niveaux de phase et le vecteur tension. On constate l'existence de deux séquences de niveaux de phase différentes ((0,0,0),(1,1,1)) donnant le même vecteur tension nul (Figure I.15).

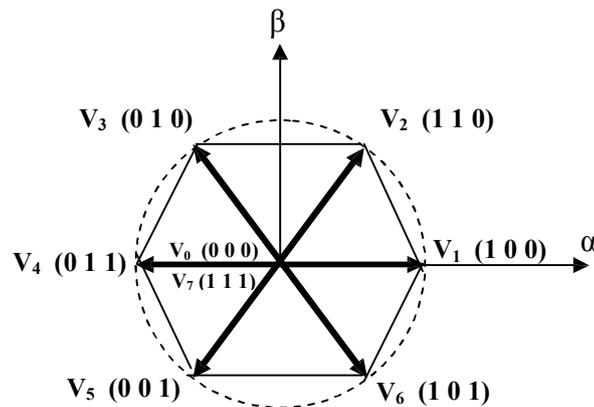


Figure. I.15 - Vecteurs tension et séquences de niveaux de phase d'un onduleur à 2-niveaux

I.6.2 Le choix des vecteurs à appliquer.

Rappelons les conclusions qui ont été faites au paragraphe I.5 précédent. Selon le choix du vecteur tension que l'on veut appliquer :

- On peut augmenter ou diminuer le module du flux statorique et ainsi le maintenir dans une bande d'hystérésis autour de sa référence,
- On peut augmenter ou diminuer la valeur du couple électromagnétique et la maintenir aussi dans une bande d'hystérésis autour de sa référence,
- On peut faire circuler le flux statorique dans les deux sens de rotation.

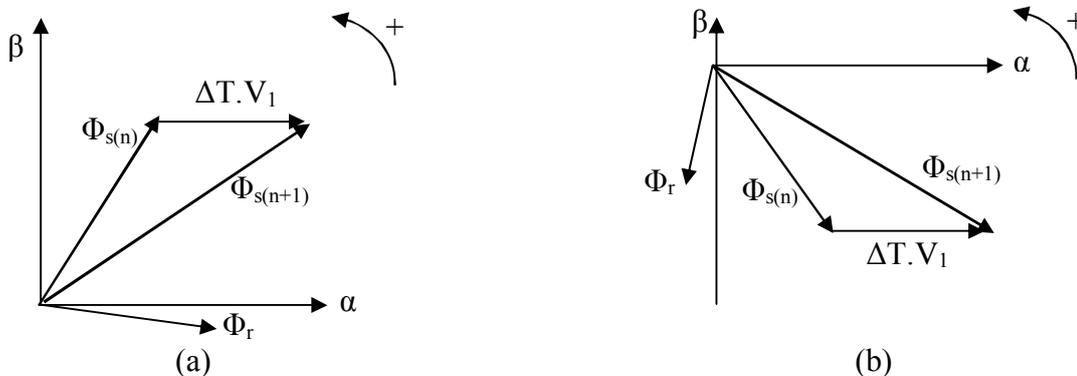


Figure I.16 - Action du vecteur tension statorique V_1 en fonction de la position initiale du vecteur flux statorique.

Dans le cas de la figure I.16.a, l'application du vecteur tension statorique V_1 va entraîner une diminution de la valeur du couple électromagnétique. La figure I.16.b montre que l'application de ce même vecteur va entraîner au contraire, une augmentation de cette valeur. De plus, l'action d'un même vecteur tension dépend aussi du sens de rotation de la machine.

On met ici en évidence que selon la position du flux au moment de l'application du vecteur tension, l'action d'un même vecteur ne sera pas la même soit sur le couple soit sur le flux statorique.

Pour établir une logique de choix du vecteur tension à appliquer, on découpera donc l'espace en 6 secteurs identiques représentés par la figure I.17.

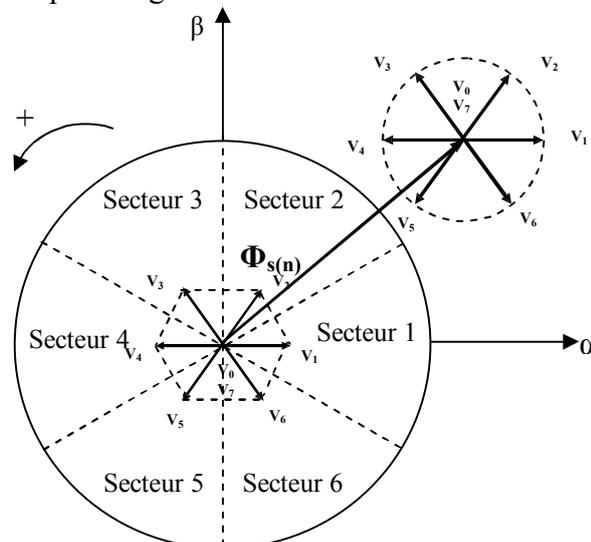


Figure I.17 - Découpage de l'espace utilisé dans le contrôle direct du couple d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur à 2-niveaux de tension.

Supposons, à titre d'exemple, qu'à un instant donné le vecteur flux statorique se trouve dans le secteur angulaire $N=2$. D'après les règles de comportement du flux statorique établies, l'application des vecteurs de tension V_1, V_2 et V_3 , contribuent à son augmentation, tandis que V_4, V_5 et V_6 , contribuent à sa diminution. D'autre part, d'après les règles de comportement du couple, V_3 et V_4 amènent à l'augmentation du couple, par contre V_1 et V_6 participent à sa diminution, les vecteurs V_2 et V_5 , ayant un effet peu prévisible mais faible sur sa variation. Si l'on veut à cet instant, par exemple, augmenter aussi bien le couple ($ccp=1$) que le flux statorique ($cfl=1$), le vecteur V_3 est le seul à pouvoir le faire dans tout le deuxième secteur. D'autre part, si l'on veut diminuer le couple ($ccp=-1$) et augmenter le flux ($cfl=1$), le vecteur à appliquer doit être V_1 . Une analyse similaire pour les paires $(ccp, cfl)=(1,0)$ et $(-1,0)$ amènerait au choix des vecteurs tensions V_4 , et V_6 respectivement.

Pour généraliser l'analyse précédente, lorsque le vecteur flux se trouve dans un secteur angulaire N , la figure I.18 résume le comportement du binôme (C_{em}, Φ_s) selon le vecteur tension appliqué.

De la figure I.18, on peut dire que les vecteurs de tension V_i et V_{i+3} , ne sont pas considérés pour la détermination de la variation du couple électromagnétique, car les deux vecteurs peuvent augmenter le couple (pour le premier intervalle de 30°) et le diminuer (pour le second intervalle de 30°) dans le même secteur.

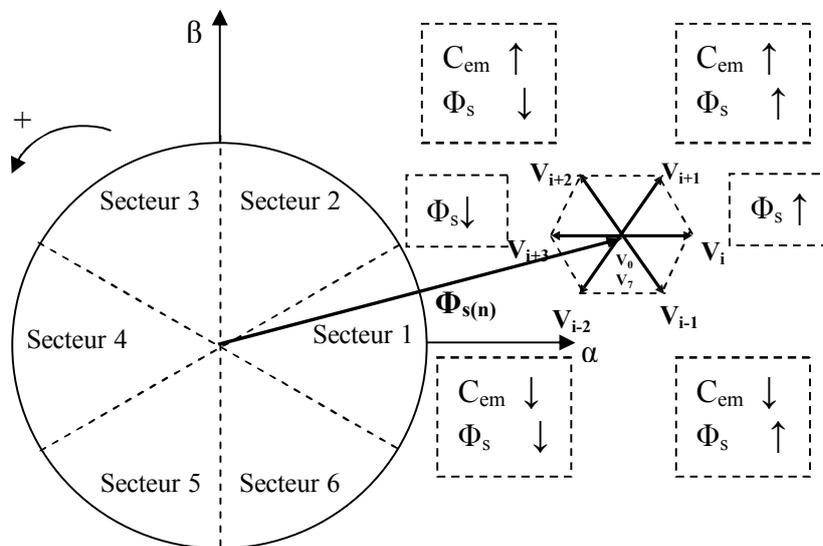


Figure I. 18 - Sélection du vecteur tension

Pour un sens de rotation positif, on peut alors établir la table de commutation suivante :

Evolution désirée		Numéro de secteur						
Pour le Flux Φ_s	Pour le Couple C_{em}	\underline{i}	1	2	3	4	5	6
↑	↑	V_{i+1}	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
↑	↓	V_{i-1}	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
↓	↑	V_{i+2}	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
↓	↓	V_{i-2}	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4

Table I.3- Table de commutation par séquences actives.

I.6.3 Schéma global du contrôle

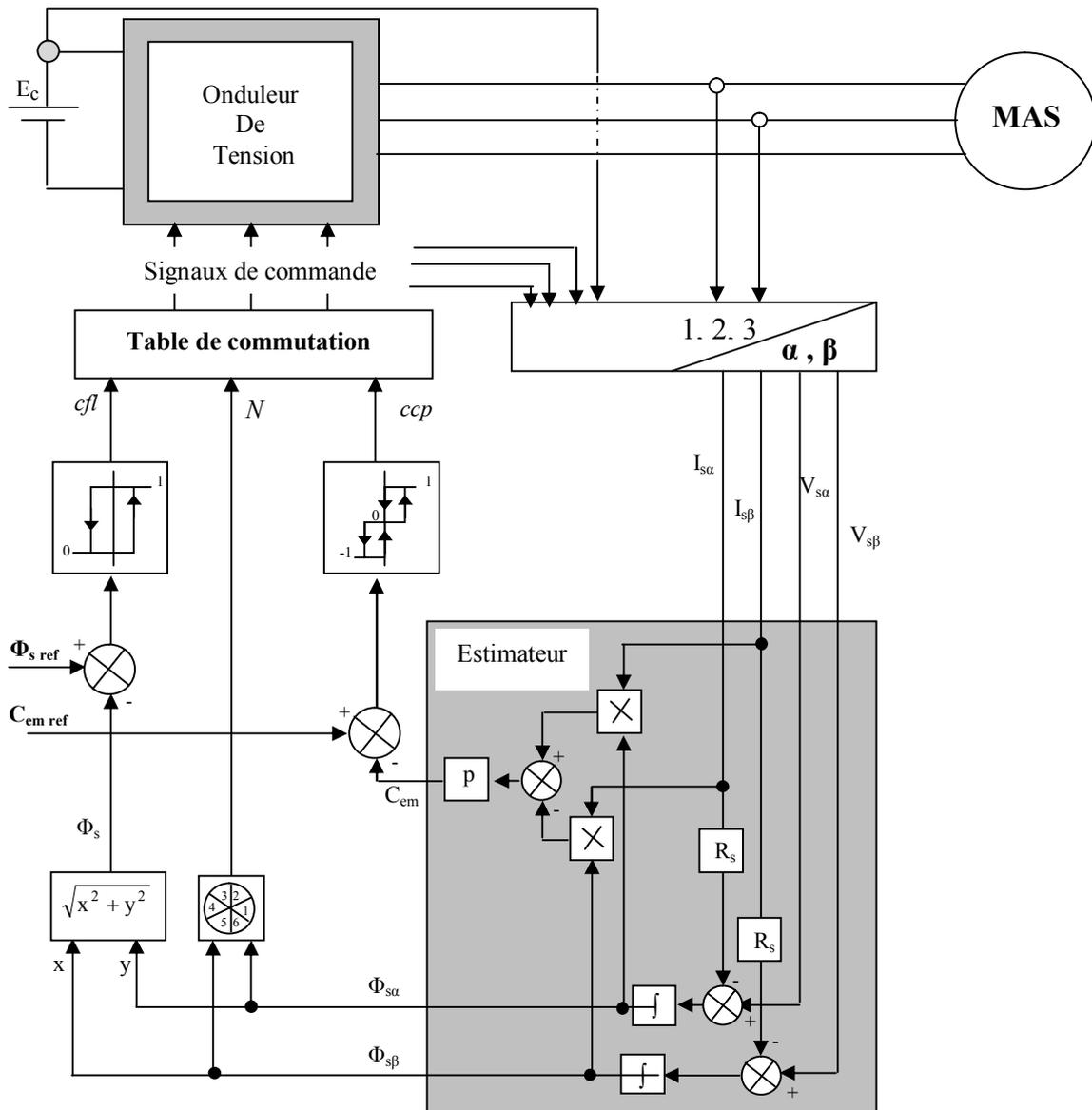


Figure. I.19 – Schéma de la structure générale du contrôle direct du couple.

I. 6. 3. 1 Estimation du flux statorique et du couple électromagnétique

Avant d'aborder l'étude du contrôleur du flux et du couple électromagnétique, on définit les étapes de calcul nécessaires à l'estimation du flux statorique et du couple. La méthode la plus utilisée pour estimer le flux statorique est celle qui consiste tout simplement à intégrer les équations statoriques (équation I.26).

Dans le référentiel fixe du stator, les équations des tensions sont données par :

$$\begin{aligned} V_{s\alpha} &= R_s I_{s\alpha} + \frac{d\Phi_{s\alpha}}{dt} \\ V_{s\beta} &= R_s I_{s\beta} + \frac{d\Phi_{s\beta}}{dt} \end{aligned} \quad (I.44)$$

Les composantes $\Phi_{s\alpha}$ et $\Phi_{s\beta}$ sont alors estimées en écrivant :

$$\begin{aligned} \Phi_{s\alpha} &= \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt + \Phi_{s\alpha}(0) \\ \Phi_{s\beta} &= \int_0^t (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt + \Phi_{s\beta}(0) \end{aligned} \quad (I.45)$$

L'amplitude du flux statorique est estimée à partir de ces composantes suivant les axes α et β par :

$$|\Phi_s| = \sqrt{\Phi_{s\alpha}^2 + \Phi_{s\beta}^2} \quad (I.46)$$

Pour un système triphasé, les courants statoriques sont calculés par la transformation (α, β):

$$\begin{cases} I_{s\alpha} = \sqrt{2/3} \left(I_{s1} - \frac{1}{2} I_{s2} - \frac{1}{2} I_{s3} \right) \\ I_{s\beta} = \sqrt{2/3} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} I_{s2} - \frac{\sqrt{3}}{2} I_{s3} \right) \end{cases} \quad (I.47)$$

Le couple électromagnétique peut être estimé par l'équation suivante :

$$C_{em} = p(\Phi_{s\alpha} I_{s\beta} - \Phi_{s\beta} I_{s\alpha}) \quad (I.48)$$

La position du flux statorique θ_s est donnée par :

$$\theta_s = \text{Arctg} \left(\frac{\Phi_{s\beta}}{\Phi_{s\alpha}} \right) \quad (I.49)$$

I.6.4 Le contrôleur de flux

Connaissant la valeur du module du flux statorique estimé $\Phi_{s\text{ est}}$, on va calculer l'erreur entre le flux de la machine et sa valeur de référence :

$$e_\Phi = \Phi_{s\text{ ref}} - \Phi_{s\text{ est}} \quad (I.50)$$

Un contrôleur à hystérésis à deux états est utilisé afin de maintenir le flux statorique dans une bande de largeur $2.\Delta\Phi$, et éviter les commutations inutiles lorsque l'erreur de flux est très petite (Figure I.20).

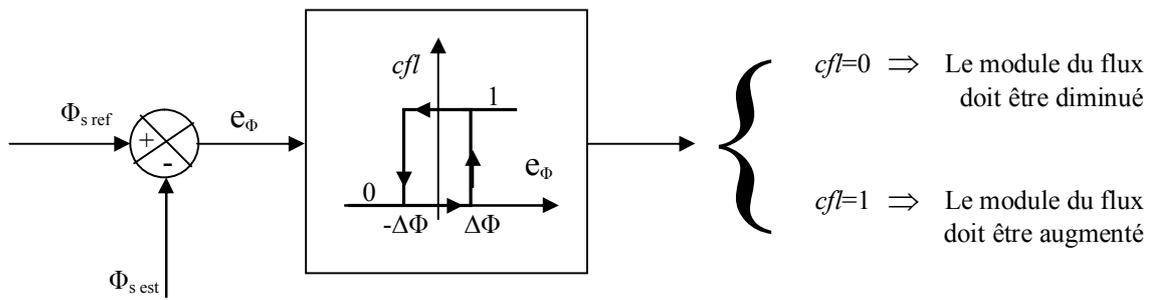


Figure. I.20 - Le contrôleur de flux.

I.6.5 Le contrôleur de couple

Le contrôle direct du couple va maintenir le couple dans une bande d'hystérésis autour de sa valeur de référence. La référence en couple vient de la régulation en vitesse du moteur asynchrone. Elle est réalisée dans notre travail par deux types de régulateur. Le premier est un régulateur Proportionnel Intégral, et le deuxième est un régulateur flou type-2.

Connaissant la valeur du couple électromagnétique $C_{em\ est}$, obtenue par estimation, on va calculer l'erreur entre le couple de la machine et sa référence.

$$e_{C_{em}} = C_{em\ ref} - C_{em\ est} \tag{I.51}$$

Le comparateur à trois niveaux permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif, soit pour un couple négatif. La figure I.21 montre l'état de sortie logique *ccp* du comparateur suivant l'évolution du couple électromagnétique C_{em} par rapport au signe du couple de référence $C_{em\ ref}$. Et confère à la commande la possibilité de fonctionner dans les 4 quadrants sans intervention sur la structure de commande.

Lorsque le module du couple doit être augmenté et que la consigne du couple est positive, la sortie du contrôleur *ccp* est égale à 1. Inversement si elle est négative *ccp* est égale à -1. Dans le cas où l'état de sortie du comparateur *ccp* est égale à 0, le couple doit être diminué.

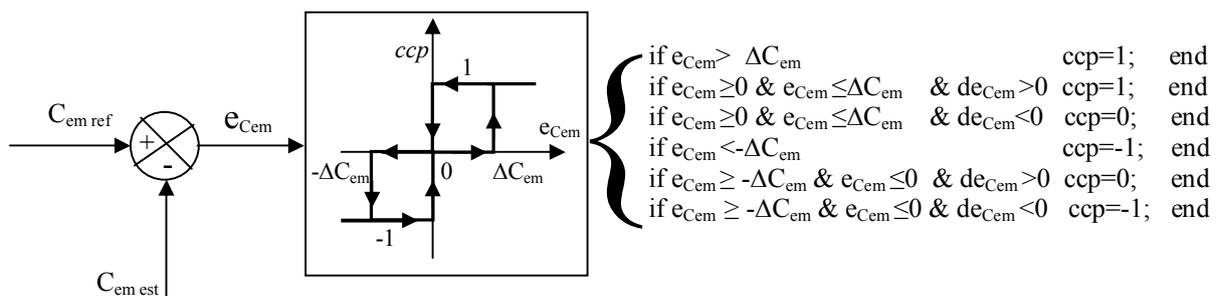


Figure. I.21 - Contrôleur de couple.

Si les vecteurs nuls de la tension sont pas utilisés pour faire varier le couple, on peut envisager pour le couple un correcteur de la même forme que celui du flux. L'avantage d'utiliser les vecteurs nuls est que grâce au changement moins rapide du couple, on peut diminuer le nombre de commutations. En plus la nature du vecteur nul appliqué permet à réduire encore plus le nombre de commutations [Zolg-97]

En regardant les vecteurs de tension, on constate que pour appliquer V_{i-1} après le V_{i+1} , ou vice versa, il faut une commutation dans deux bras différents. Cette réalité est aussi valable pour appliquer V_{i-2} , après le V_{i+2} et vice versa. Mais il y a toujours un vecteur tension nul qu'on peut appliquer après un vecteur non nul avec une seule commutation [Zolg-97].

- ✓ $V_{i+1} \leftrightarrow V_{i-1}$: Deux commutations
- ✓ $V_{i+2} \leftrightarrow V_{i-2}$: Deux commutations
- ✓ $V_1, V_3, V_5 \leftrightarrow V_0$: Une commutations
- ✓ $V_2, V_4, V_6 \leftrightarrow V_7$: Une commutations

I.6.6 Elaboration de la table de commutation.

La table de commutation est élaborée en fonction des sorties des correcteurs à hystérésis du flux cfl , du couple ccp et la zone de position du vecteur flux statorique. Plusieurs tables de commutation peuvent être utilisées pour contrôler le couple et le flux. Chaque table influe sur le comportement de la machine en termes de couple et d'ondulation des courants, sur la fréquence de commutation et sur la possibilité de fonctionnement dans deux ou quatre quadrants du plan couple-vitesse. Pour un comparateur à hystérésis à trois niveaux du couple, La table de commutation I.4 détermine les vecteurs tensions V_{i+1} , V_{i-1} , V_{i+2} , V_{i-2} , correspondant à chaque zone N .

Flux	Couple	$N=1$	$N=2$	$N=3$	$N=4$	$N=5$	$N=6$
$Cfl = 1$	$ccp = 1$	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	$ccp = 0$	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0
	$ccp = -1$	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
$Cfl = 0$	$ccp = 1$	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
	$ccp = 0$	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7
	$ccp = -1$	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4

Tableau I.4 - Table de commutation

En sélectionnant l'un des deux vecteurs nuls V_0 ou V_7 , la rotation du flux Φ_s est arrêtée et entraîne une décroissance de l'amplitude du couple C_{em} . On choisit alternativement V_0 ou V_7 de manière à minimiser le nombre de commutations sur l'onduleur.

En conclusion, un vecteur actif sera toujours appliqué lorsque l'erreur de couple devient supérieure à la largeur de la bande d'hystérésis du couple ($ccp=1$ ou $ccp=-1$). Le vecteur tension nul sera seulement utilisé pour évoluer le couple à l'intérieur de la bande d'hystérésis ($ccp=0$).

I.7 APPLICATION AU CONTROLE D'UNE MACHINE ASYNCHRONE ALIMENTEE PAR UN ONDULEUR DE TENSION À 5-NIVEAUX.

Dans cette partie nous appliquons la DTC à la commande de la MAS alimentée par un onduleur à 5-niveaux. Nous supposons que le convertisseur est idéal, donc avec tous les niveaux de tension intermédiaires stables, ce qui rend cette analyse indépendante de la topologie du convertisseur statique.

I.7.1 Présentation vectorielle de la tension de sortie de l'onduleur à cinq niveaux

Le schéma général de l'onduleur à cinq niveaux, à structure NPC, est donné par la figure I.3, chaque bras de l'onduleur est constitué de huit interrupteurs.

A partir des tensions de sortie V_{1M} , V_{2M} et V_{3M} de l'onduleur à 5 niveaux, le vecteur tension de sortie est donné par:

$$V_s = V_{1M}e^{j.0} + V_{2M}e^{-j.2\pi/3} + V_{3M}e^{j.2\pi/3} = V_\alpha + j.V_\beta \quad (I.52)$$

Suivant les états de l'onduleur, ce vecteur peut prendre plusieurs positions dans le plan $\alpha - \beta$. ces positions sont indiquées sur le diagramme vectoriel de la figure I.22. Par combinaison des huit interrupteurs d'un bras, on peut imposer à la phase, cinq niveaux de tension différents. Donc le nombre de vecteurs tensions disponibles en sortie de l'onduleur à cinq niveaux est $5^3 = 125$, distribués sur quatre hexagones concentriques. De l'hexagone externe vers l'hexagone interne, les positions du vecteur V_s sont créées respectivement par un, deux, trois, et quatre états redondants. La position du centre, qui représente une tension de sortie nulle est créée par cinq états redondants. On distingue ainsi 24 positions à une seule redondance, 18 positions à deux redondances, 12 positions à trois redondances, 6 positions à quatre redondances et une (01) position nulle à cinq redondances.

Les états S_k du bras numéro k sont donnés comme suit :

$$\begin{aligned} S_k = +2 & \Rightarrow (F_{k1}, F_{k2}, F_{k3}) = (1, 1, 1) \\ S_k = +1 & \Rightarrow (F_{k1}, F_{k2}, F_{k3}) = (1, 1, 0) \\ S_k = 0 & \Rightarrow (F_{k1}, F_{k2}, F_{k3}) = (1, 0, 0) \\ S_k = -1 & \Rightarrow (F_{k1}, F_{k2}, F_{k3}) = (0, 0, 1) \\ S_k = -2 & \Rightarrow (F_{k1}, F_{k2}, F_{k3}) = (0, 0, 0) \end{aligned}$$

Les combinaisons des états des 3 bras de l'onduleur nous donne 61 positions au vecteur tension V_s (Figure I.22).

L'augmentation du nombre de vecteurs tensions, nous offre la possibilité d'avoir un contrôle du flux et du couple plus précis que dans le cas d'un onduleur à deux niveaux.

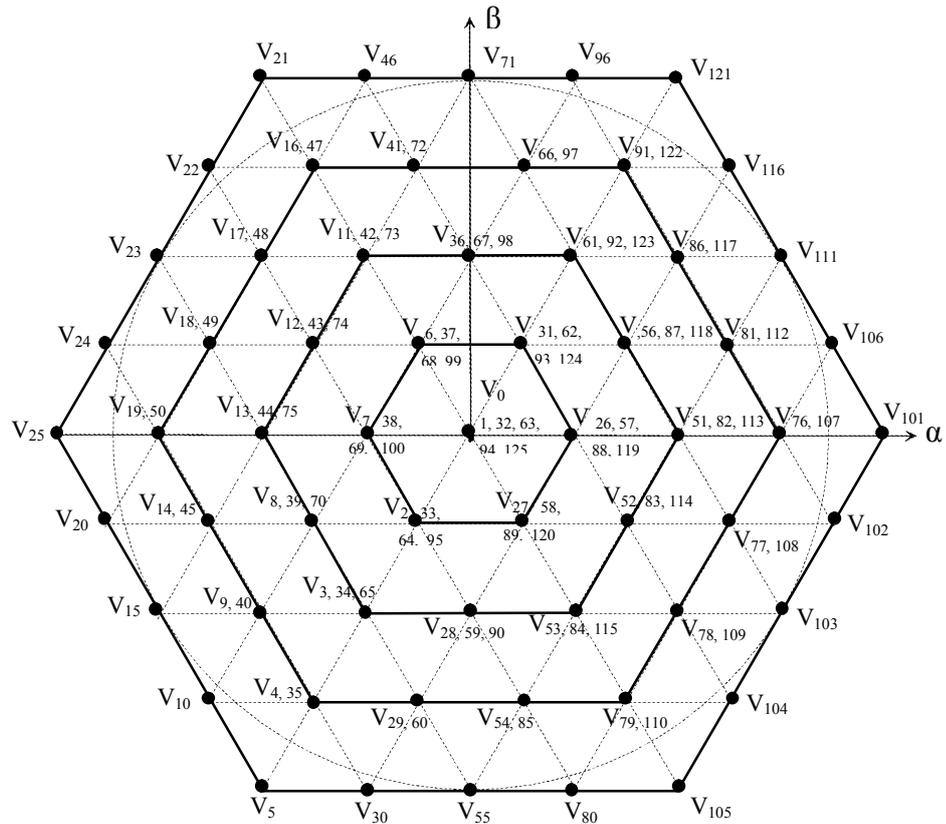


Figure III. 22 – Vecteurs (avec les redondants) de tension de l'onduleur à cinq niveaux.

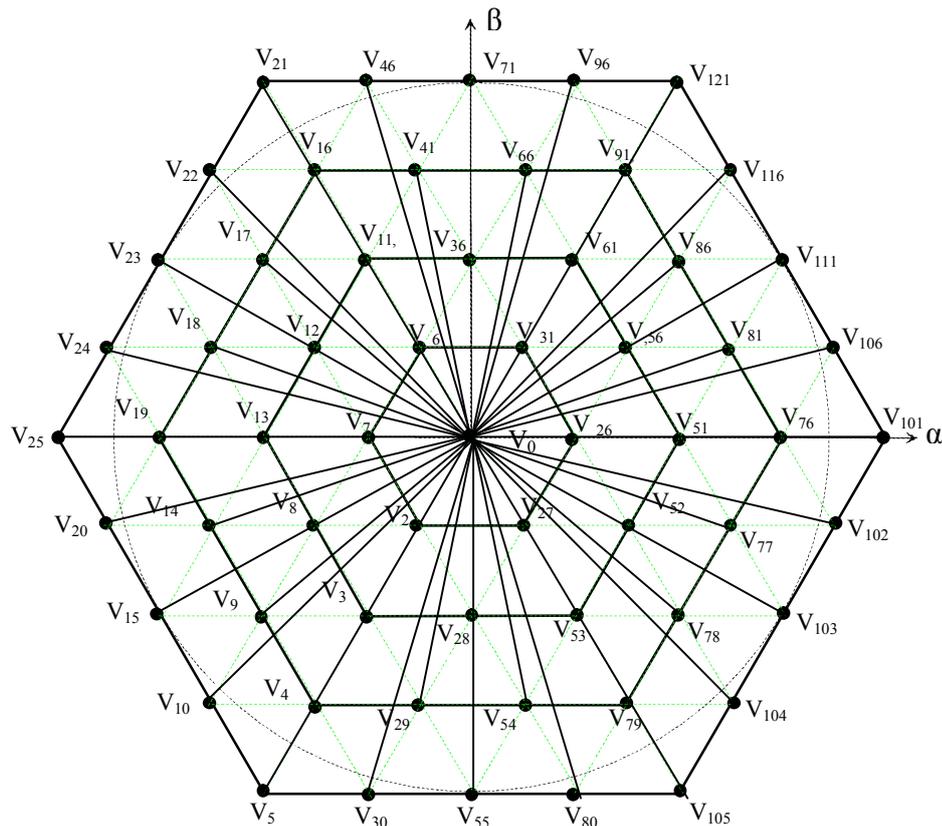


Figure I. 23 – Les 61 états des vecteurs de tension qui peut fournir l'onduleur à cinq niveaux.

La Tableau I.5 regroupe les 125 vecteurs tensions dans cinq classes.

Groupe de vecteur	Vecteur de tension $V_s(V_{1M}, V_{2M}, V_{3M})$				
	Redondance a	Redondance b	Redondance c	Redondance d	Redondance e
Vecteurs tension nuls	$V_{125} (2,2,2)$	$V_{94} (1,1,1)$	$V_{63} (0,0,0)$	$V_{32} (-1,-1,-1)$	$V_1 (-2,-2,-2)$
Vecteurs tension du premier hexagone	$V_{26} (-1,-2,-2)$ $V_{31} (-1,-1,-2)$ $V_6 (-2,-1,-2)$ $V_7 (-2,-1,-1)$ $V_2 (-2,-2,-1)$ $V_{27} (-1,-2,-1)$	$V_{57} (0,-1,-1)$ $V_{62} (0,0,-1)$ $V_{37} (-1,0,-1)$ $V_{38} (-1,0,0)$ $V_{33} (-1,-1,0)$ $V_{58} (0,-1,0)$	$V_{88} (1,0,0)$ $V_{93} (1,1,0)$ $V_{68} (0,1,0)$ $V_{69} (0,1,1)$ $V_{64} (0,0,1)$ $V_{89} (1,0,1)$	$V_{119} (2,1,1)$ $V_{124} (2,2,1)$ $V_{99} (1,2,1)$ $V_{100} (1,2,2)$ $V_{95} (1,1,2)$ $V_{120} (2,1,2)$	
Vecteurs tension du deuxième hexagone	$V_{51} (0,-2,-2)$ $V_{56} (0,-1,-2)$ $V_{61} (0,0,-2)$ $V_{36} (-1,0,-2)$ $V_{11} (-2,0,-2)$ $V_{12} (-2,0,-1)$ $V_{13} (-2,0,0)$ $V_8 (-2,-1,0)$ $V_3 (-2,-2,0)$ $V_{28} (-1,-2,0)$ $V_{53} (0,-2,0)$ $V_{52} (0,-2,-1)$	$V_{82} (1,-1,-1)$ $V_{87} (1,0,-1)$ $V_{92} (1,1,-1)$ $V_{67} (0,1,-1)$ $V_{42} (-1,1,-1)$ $V_{43} (-1,1,0)$ $V_{44} (-1,1,1)$ $V_{39} (-1,0,1)$ $V_{34} (-1,-1,1)$ $V_{59} (0,-1,1)$ $V_{84} (1,-1,1)$ $V_{83} (1,-1,0)$	$V_{113} (2,0,0)$ $V_{118} (2,1,0)$ $V_{123} (2,2,0)$ $V_{98} (1,2,0)$ $V_{73} (0,2,0)$ $V_{74} (0,2,1)$ $V_{75} (0,2,2)$ $V_{70} (0,1,2)$ $V_{65} (0,0,2)$ $V_{90} (1,0,2)$ $V_{115} (2,0,2)$ $V_{114} (2,0,1)$		
Vecteurs tension du troisième hexagone	$V_{76} (1,-2,-2)$ $V_{81} (1,-1,-2)$ $V_{86} (1,0,-2)$ $V_{91} (1,1,-2)$ $V_{66} (0,1,-2)$ $V_{41} (-1,1,-2)$ $V_{16} (-2,1,-2)$ $V_{17} (-2,1,-1)$ $V_{18} (-2,1,0)$ $V_{19} (-2,1,1)$ $V_{14} (-2,0,1)$ $V_9 (-2,-1,1)$ $V_4 (-2,-2,1)$ $V_{29} (-1,-2,1)$ $V_{54} (0,-2,1)$ $V_{79} (1,-2,1)$ $V_{78} (1,-2,0)$ $V_{77} (1,-2,-1)$	$V_{107} (2,-1,-1)$ $V_{112} (2,0,-1)$ $V_{117} (2,1,-1)$ $V_{122} (2,2,-1)$ $V_{97} (1,2,-1)$ $V_{72} (0,2,-1)$ $V_{47} (-1,2,-1)$ $V_{48} (-1,2,0)$ $V_{49} (-1,2,1)$ $V_{50} (-1,2,2)$ $V_{45} (-1,1,2)$ $V_{40} (-1,0,2)$ $V_{35} (-1,-1,2)$ $V_{60} (0,-1,2)$ $V_{85} (1,-1,2)$ $V_{110} (2,-1,2)$ $V_{109} (2,-1,1)$ $V_{108} (2,-1,0)$			
Vecteurs tension du quatrième hexagone	$V_{101} (2,-2,-2)$ $V_{106} (2,-1,-2)$ $V_{111} (2,0,-2)$ $V_{116} (2,1,-2)$ $V_{121} (2,2,-2)$ $V_{96} (1,2,-2)$ $V_{71} (0,2,-2)$ $V_{46} (-1,2,-2)$ $V_{21} (-2,2,-2)$ $V_{22} (-2,2,-1)$ $V_{23} (-2,2,0)$ $V_{24} (-2,2,1)$ $V_{25} (-2,2,2)$ $V_{20} (-2,1,2)$ $V_{15} (-2,0,2)$ $V_{10} (-2,-1,2)$ $V_5 (-2,-2,2)$				

	$V_{30} (-1,-2,2)$				
	$V_{55} (0,-2,2)$				
	$V_{80} (1,-2,2)$				
	$V_{105} (2,-2,2)$				
	$V_{104} (2,-2,1)$				
	$V_{103} (2,-2,0)$				
	$V_{102} (2,-2,-1)$				

Tableau I.5 – Répartition en Groupes des vecteurs (avec séquences de niveau des phases) de tension de sortie d'un onduleur à cinq niveaux.

I.7.2 Construction de nouvelles tables de commutation

Dans le but d'utiliser le maximum des vecteurs tensions disponibles en sortie d'un onduleur à 5-niveaux, le plan α - β est divisé en douze secteurs de $\pi/6$ radians.

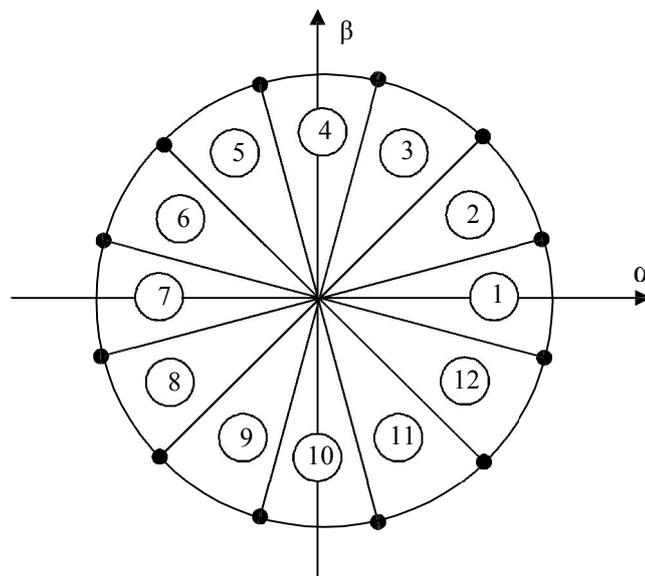


Figure I.24 – Division en douze secteurs du plan $\alpha - \beta$

L'application des vecteurs du premier, du deuxième et du troisième hexagone ne permettrait pas à la machine de fonctionner à vitesse. Pour cette raison la plage de vitesse est divisée en quatre zones.

Pour les vitesses $\Omega < \Omega_{nom}/4$, les vecteurs de tension du premier hexagone sont utilisés. On pourra ainsi réduire le courant de démarrage de la machine. On se retrouve dans un cas similaire au cas de la machine asynchrone alimentée par un onduleur à 2-niveaux de tension, et la division de la position du flux en douze secteurs n'est pas nécessaire, car les vecteurs du groupe sont au nombre de six. Pour augmenter le nombre de vecteurs à douze dans le nouveau découpage de l'espace représenté sur la figure I.24, nous rajoutons les vecteurs de tension intermédiaires du deuxième hexagone aux vecteurs tension du premier hexagone (Tableau I.6). Cette modification nous permet d'améliorer le temps de démarrage de la machine.

Pour $\Omega_{nom}/4 < \Omega < \Omega_{nom}/2$, les vecteurs du deuxième hexagone sont utilisés pour réaliser le Contrôle Direct du Couple de la machine asynchrone.

Pour $\Omega_{nom}/2 < \Omega < 3\Omega_{nom}/4$, les vecteurs du troisième hexagone sont sélectionnés pour l'augmentation du couple et les vecteurs du deuxième hexagone pour le diminuer.

Pour $3\Omega_{\text{nom}}/4 < \Omega$, les vecteurs du quatrième hexagone sont utilisés pour l'augmentation du couple, tandis que les vecteurs du deuxième hexagone sont réservés pour le diminuer.

En utilisant la même logique de choix de vecteur que celle utilisée dans le cas d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur à 2-niveaux de tension, en favorisant la dynamique du couple sur la dynamique du flux, on peut alors élaborer les tables de commutations suivantes :

		N° de secteur											
Flux	Couple	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
<i>Cfl</i> = 1	<i>Ccp</i> = 1	31	36	6	12	7	8	2	28	27	52	26	56
	<i>Ccp</i> = 0	32	1	1	32	32	1	1	32	32	1	1	32
	<i>Ccp</i> = -1	27	52	26	56	31	36	6	12	7	8	2	28
<i>Cfl</i> = 0	<i>Ccp</i> = 1	6	12	7	8	2	28	27	52	26	56	31	36
	<i>Ccp</i> = 0	1	32	32	1	1	32	32	1	1	32	32	1
	<i>Ccp</i> = -1	2	28	27	52	26	56	31	36	6	12	7	8

Tableau I.6.a - Table de commutation utilisée dans la DTC d'une MAS alimentée par un onduleur à cinq niveaux de tension quand $\Omega < \Omega_{\text{nom}}/4$.

		N° de secteur											
Flux	Couple	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
<i>Cfl</i> = 1	<i>Ccp</i> = 1	61	36	11	12	13	8	3	28	53	52	51	56
	<i>Ccp</i> = 0	63	32	1	32	63	32	1	32	63	32	1	32
	<i>Ccp</i> = -1	53	52	51	56	61	36	11	12	13	8	3	28
<i>Cfl</i> = 0	<i>Ccp</i> = 1	11	12	13	8	3	28	53	52	51	56	61	36
	<i>Ccp</i> = 0	1	32	63	32	1	32	63	32	1	32	63	32
	<i>Ccp</i> = -1	3	28	53	52	51	56	61	36	11	12	13	8

Tableau I.6.b - Table de commutation utilisée dans la DTC d'une MAS alimentée par un onduleur à cinq niveaux de tension quand $\Omega_{\text{nom}}/4 < \Omega < \Omega_{\text{nom}}/2$.

		N° de secteur											
Flux	Couple	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
<i>Cfl</i> = 1	<i>Ccp</i> = 1	91	41	16	18	19	9	4	54	79	77	76	86
	<i>Ccp</i> = 0	94	32	1	63	94	32	1	63	94	32	1	63
	<i>Ccp</i> = -1	53	52	51	56	61	36	11	12	13	8	3	28
<i>Cfl</i> = 0	<i>Ccp</i> = 1	16	18	19	09	04	54	79	77	76	86	91	41
	<i>Ccp</i> = 0	1	94	94	1	1	94	94	1	1	94	94	1
	<i>Ccp</i> = -1	3	28	53	52	51	56	61	36	11	12	13	8

Tableau I.6.c - Table de commutation utilisée dans la DTC d'une MAS alimentée par un onduleur à cinq niveaux de tension quand $\Omega_{\text{nom}}/2 < \Omega < 3\Omega_{\text{nom}}/4$.

		N° de secteur											
Flux	Couple	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
$C_{fl} = 1$	$C_{cp} = 1$	121	71	21	23	25	15	5	55	105	103	101	111
	$C_{cp} = 0$	1	125	1	125	1	125	1	125	1	125	1	125
	$C_{cp} = -1$	53	52	51	56	61	36	11	12	13	8	3	28
$C_{fl} = 0$	$C_{cp} = 1$	21	23	25	15	5	55	105	103	101	111	121	71
	$C_{cp} = 0$	125	1	125	1	125	1	125	1	125	1	125	1
	$C_{cp} = -1$	3	28	53	52	51	56	61	36	11	12	13	8

Tableau I.6.e - Table de commutation utilisée dans la DTC d'une MAS alimentée par un onduleur à cinq niveaux de tension quand $3\Omega_{nom}/4 < \Omega$.

En effet si on prend pour exemple, le cas de la figure I.25 où le flux statorique se trouve dans le secteur 1 et la vitesse $0 < \Omega < \Omega_{nom}/4$, on a alors à notre disposition pour contrôler le module du flux et la valeur du couple électromagnétique les vecteurs de la figure I.25.

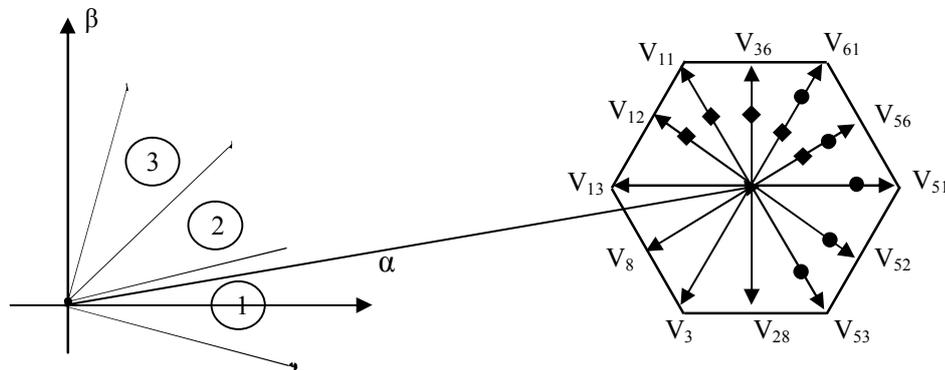


Figure I.25 – Vecteurs disponibles pour contrôler le couple électromagnétique, quand le flux se trouve dans le secteur $N=1$.

- L'application des vecteurs V_{53} , V_{52} , V_{51} , V_{56} ou V_{61} contribuent à l'augmentation du flux, tandis que V_{11} , V_{12} , V_{13} , V_8 et V_3 contribuent à sa diminution.
- Le vecteur V_{28} augmente le flux dans la première moitié du secteur, et a un effet contraire dans la deuxième moitié.
- Pour augmenter le couple : un des vecteurs V_{56} , V_{61} , V_{36} , V_{11} ou V_{12} peut être sélectionné. Inversement, la décroissance du couple est obtenue par les vecteurs tensions V_{52} , V_{53} , V_{28} , V_3 ou V_8 .
- Le vecteur V_{51} augmente le couple dans la première moitié. Par contre dans la deuxième moitié, il participe à sa diminution.

Pour augmenter le couple et le flux simultanément, c'est le vecteur V_{56} ou V_{61} qui doit être sélectionné. En termes de dynamique de couple le vecteur V_{61} c'est le plus intéressant.

I.7.3 Schéma global de la commande DTC de la MAS alimentée par l'onduleur à cinq niveaux.

Le schéma bloc de l'association DTC – Onduleur à cinq niveaux – MAS est représenté par la figure I.26.

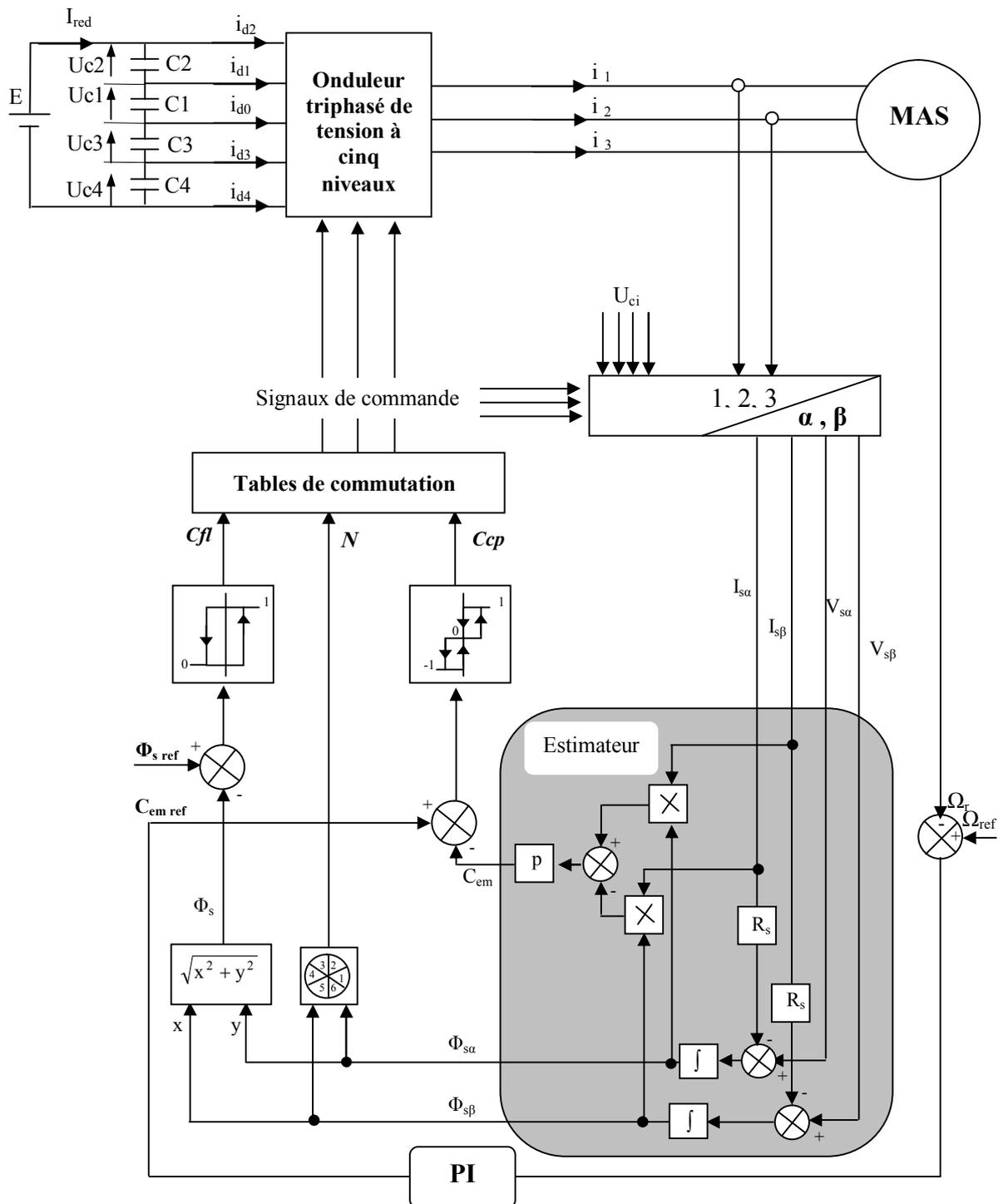


Figure I.26 – Schéma général du contrôle direct du couple de la MAS alimentée par un onduleur à 5-niveaux de tension à structure NPC.

I.8. Résultats de simulation

On admet pour la suite de cette étude que les condensateurs sont initialement chargés avec une tension de 200V. On suppose que les capacités du filtre intermédiaire adoptées ont la même valeur de 20mF. La tension de référence des condensateurs est fixée à 200V. Pour montrer le fonctionnement de la cascade proposée dans ce cas avec la commande DTC, le comparateur à hystérésis est fixé avec une bande de 0.05Wb pour le flux, et 0.5N.m pour le couple électromagnétique.

Les résultats présentés dans cette partie auront pour but d'illustrer le comportement de la structure de contrôle direct du couple appliquée à une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension à cinq niveaux, dont les caractéristiques sont définies en Annexe A, les simulations sont effectuées pour une période d'échantillonnage T_e égale à 100 μ s. Pour la boucle de vitesse, le régulateur utilisé est un contrôleur de type PI.

La figure I.27 montre les performances de la MAS commandée par DTC en charge variable. Le module du flux statorique, le couple et la vitesse suivent leurs références, et la trajectoire du flux décrit un cercle comme prévu. Il est intéressant de remarquer que les niveaux de tension les plus élevés ne sont pas utilisés aux faibles vitesses.

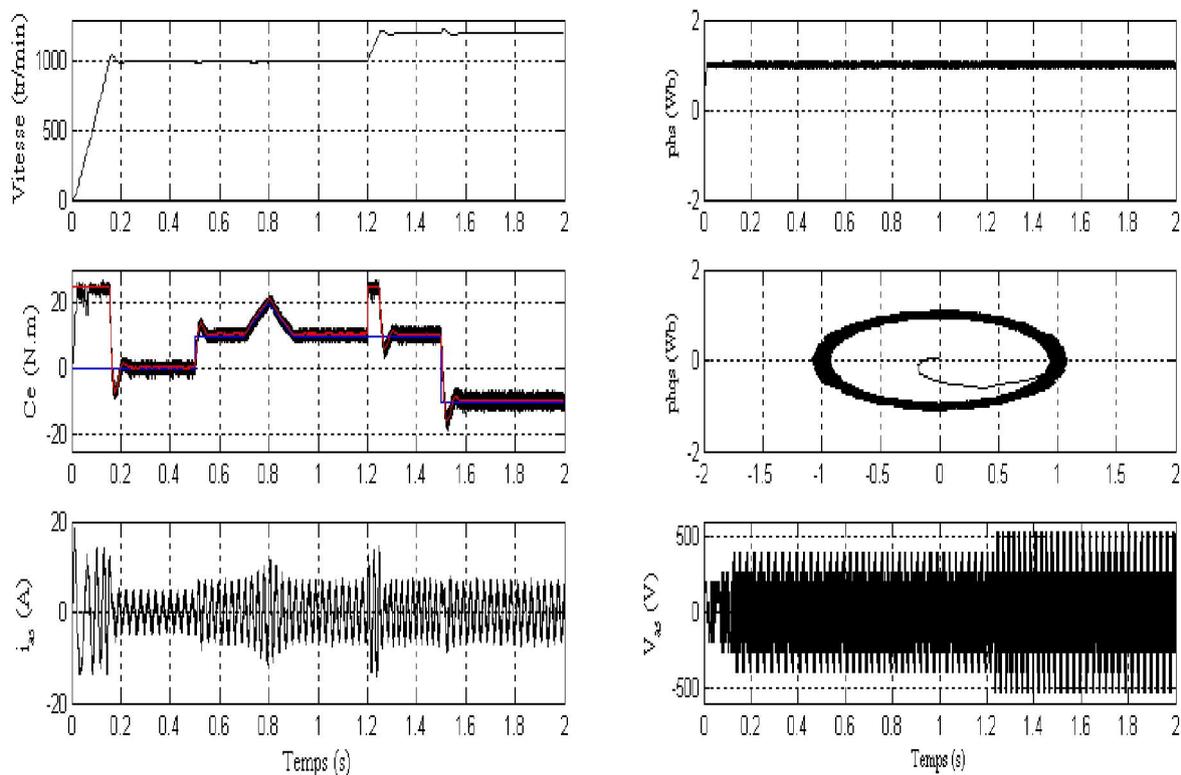


Figure I.27 – Performances de la machine asynchrone commandée par DTC.
($U_{c1}=U_{c2}=U_{c3}=U_{c4}$)

La figure I.28 montre la haute dynamique du flux statorique de la machine, l'amplitude du flux est maintenue dans sa bande autour de sa référence, avec un temps de réponse de 12ms.

A partir de la figure I.27, on peut noter les bonnes performances de contrôle du couple qui suit précisément sa référence pour un couple de charge variable en rampe. Comme on peut

observer sa forte dynamique lors de l'application d'un échelon de couple résistant (figure I.29). En effet on relève que le temps de repense est très faible et de l'ordre de 12ms. Néanmoins, une légère dégradation du couple de référence est remarquée aux points de transition de la charge ou de vitesse, ceci est dû au type du régulateur utilisé pour la boucle de vitesse. Donc, afin d'assurer une réponse du couple sans dépassement, un contrôle plus fin de vitesse est nécessaire.

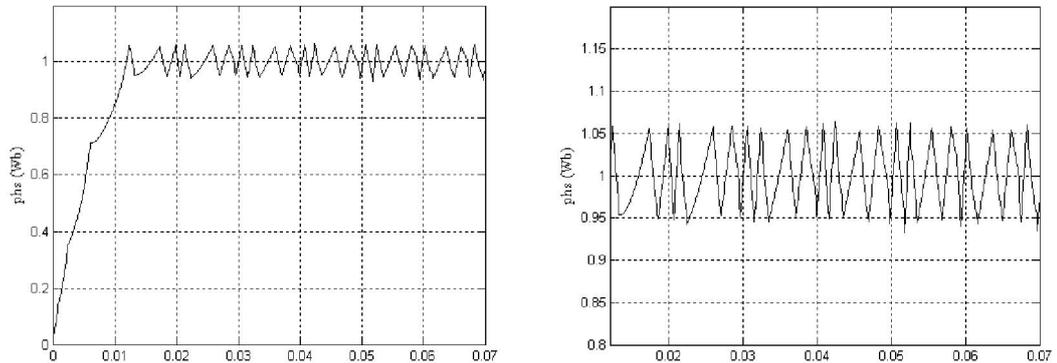


Figure I.28 – Comportement du flux statorique

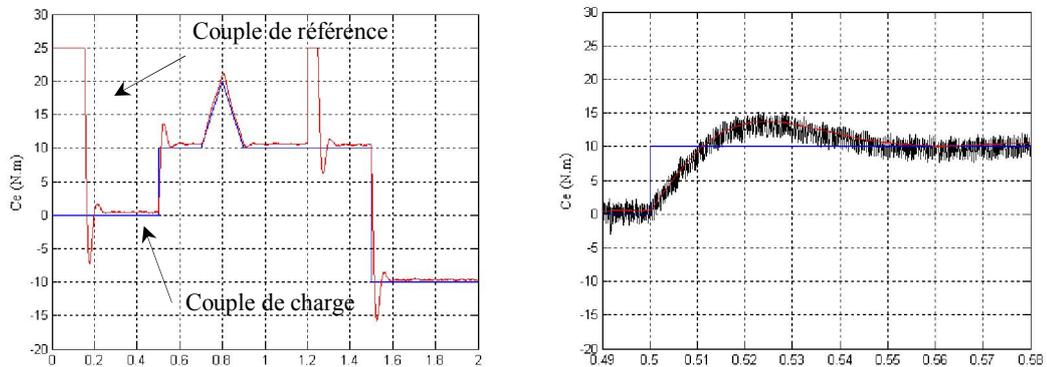


Figure I.29 – Réponse du couple, à un échelon de couple de charge entre 0 et 10N.m

La figure I.30 montre la qualité de l'estimateur du couple pendant les transitions et en régime permanent.

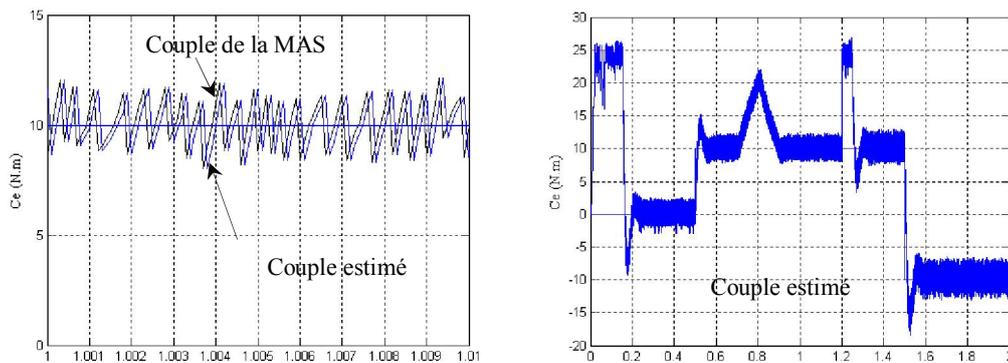


Figure I.30 – Couple estimé de la MAS

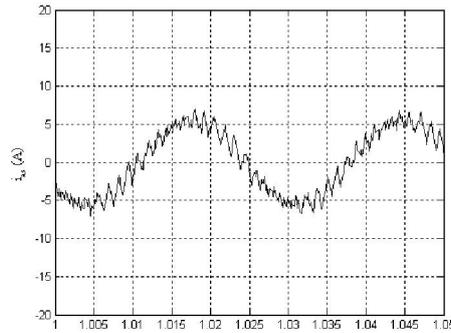


Figure I.31 – Courant de phase de la MAS

De même, le courant statorique répond bien aux variations imposées sur le couple, et conserve une forme proche de la sinusoïde, comme le montre la figure I.31. On relève également, que le courant statorique s'établit rapidement dans la phase de transition.

Les figures I.32 et I.33 représentent la variation du courant d'entrée du filtre et la forme des tensions d'entrée de l'onduleur respectivement.

La figure I.34, montre les performances de la commande directe du couple, pour un échelon de consigne de vitesse entre +1200tr/mn et -1000tr/mn. On note les très bonnes performances du contrôle du couple, ainsi la possibilité de fonctionnement dans les quatre quadrants du plan couple-vitesse.

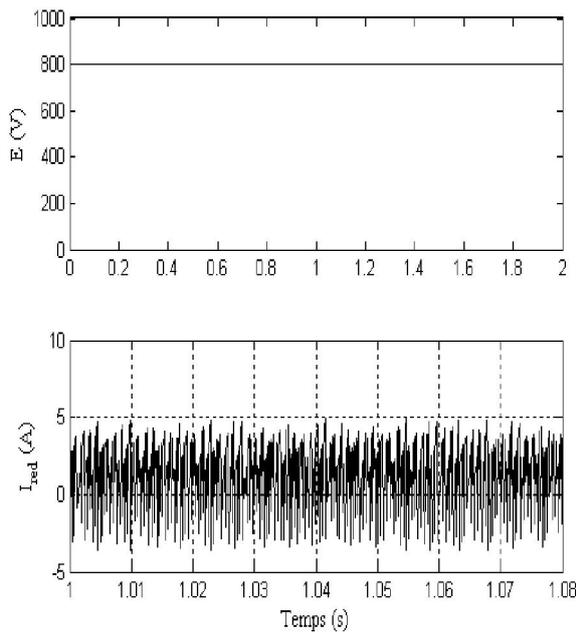


Figure I.32 – Tension et courant d'entrée du filtre capacitif.

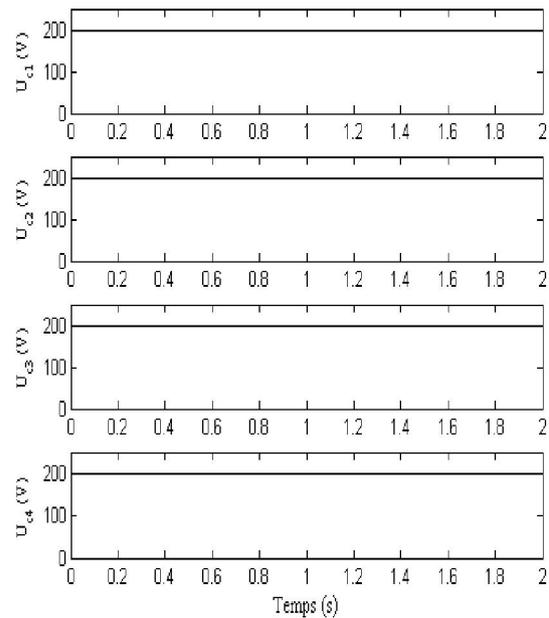


Figure I.33 – Les tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux

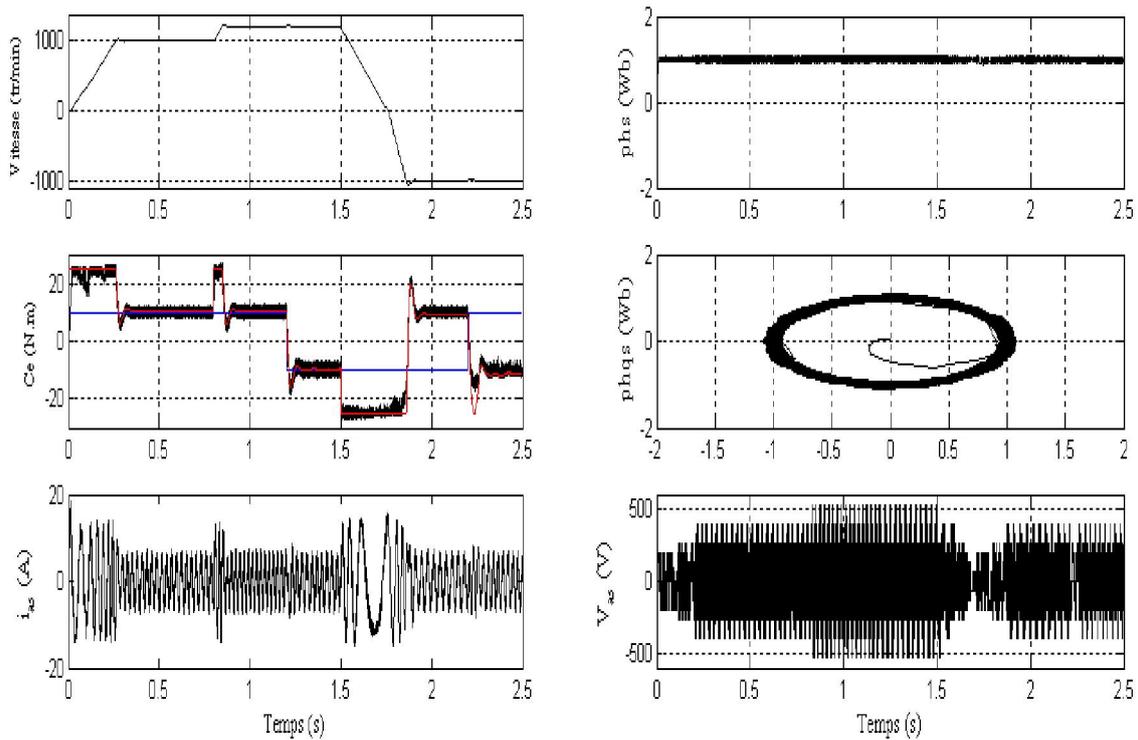


Figure I.34 – Performances de la machine asynchrone commandée par DTC, avec inversion du sens de rotation et variation du couple résistant C_r .

Dans les simulations précédentes les tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux sont supposées constantes et stable $U_{c1}=U_{c2}=U_{c3}=U_{c4}$. En pratique, ceci est souvent loin d'être le cas. Pour savoir le comportement de ces tensions, la figure I.35 montre la conduite de la MAS dans le cas de l'onduleur à cinq niveaux alimenté par une batterie $E=800V$, c'est à dire que la somme de ces tensions est constante.

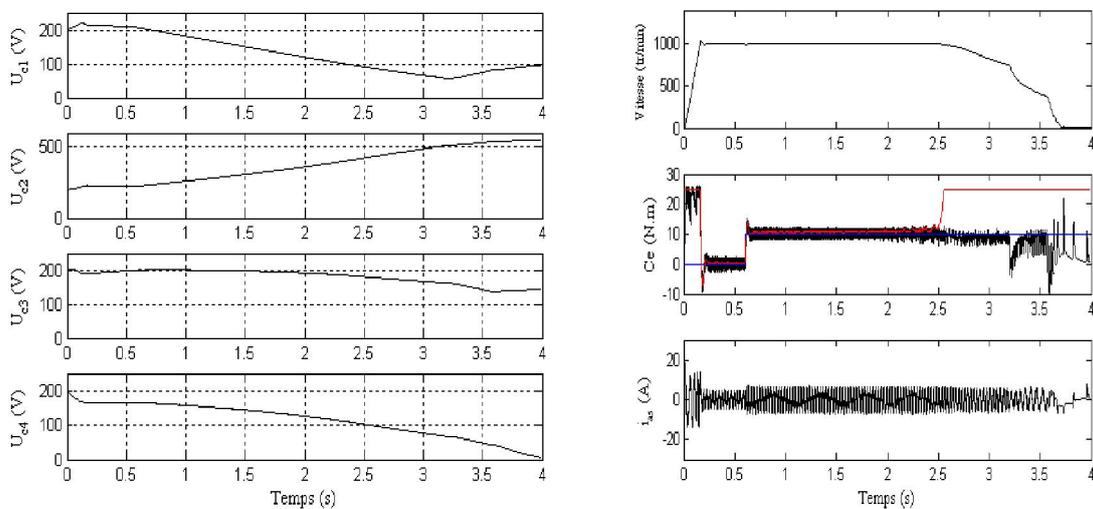


Figure I.35 – Présentation du problème d'instabilité des sources de tensions de l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC, alimentant une MAS commandée par la DTC pour : $C_r : \text{If } t < 0.6s, C_r = 0 \text{ else } C_r = 10$
 $\Omega_{ref} = 1000 \text{ tr/min}$

Sur la figure I.35, on note l'instabilité des tensions aux bornes des condensateurs, et les différences entre ces tensions sont très grandes. Après un temps de 4s le condensateur C_4 se décharge complètement, qui conduit à une perte des avantages de l'onduleur à cinq niveaux et une dégradation des performances de la commande DTC.

I.9 CONCLUSION

Ce premier chapitre offre une description généralisée des différents éléments d'un variateur asynchrone. La modélisation de la machine asynchrone et de l'onduleur de tension est indispensable pour piloter le système et développer les algorithmes de commande. La structure de l'onduleur à 5-niveaux de topologie NPC a été présentée, nous avons montré que l'utilisation des fonctions de connexion des demi-bras dans le modèle de l'onduleur nous a permis d'avoir l'analogie entre les tensions de sortie de l'onduleur à cinq niveaux et celles à deux niveaux.

Une comparaison entre les performances de l'onduleur à 5-niveaux et à 2-niveaux alimentant une machine asynchrone a été faite (Annexe B). Cette comparaison montre que l'onduleur à 5-niveaux offre une amélioration de la forme d'onde à l'entrée de la charge avec une limitation du contenu harmonique, et de meilleures performances statiques en couple.

Dans le cadre de cette partie, le principe d'une commande DTC d'un variateur asynchrone est présenté. Nous avons montré comment la stratégie choisie réalise le contrôle du flux statorique et du couple électromagnétique. Cette commande DTC présente une régulation rapide et précise du couple, la génération des commandes de l'onduleur ne nécessite pas l'étage MLI, mais se fait de façon directe via une table de commutation. Le choix du vecteur tension dépend de la variation souhaitée du flux et du couple. Notre contribution consiste à **l'élaboration de quatre nouvelles tables de commutation pour le contrôle direct du couple d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur à 5-niveaux de tension.**

Dans ce chapitre, nous avons également montré que l'utilisation d'un onduleur multi niveaux pour alimenter la machine, offre un nombre de vecteurs tensions en sortie supérieur au nombre de vecteurs de sortie de l'onduleur à deux niveaux. Cette augmentation nous offre la possibilité d'avoir un contrôle plus précis du flux et du couple.

Les résultats de simulations nous ont permis de mettre en évidence l'instabilité des tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux dans le cas de cette commande DTC. A cet effet, une régulation des tensions des condensateurs est indispensable pour obtenir des performances meilleures.

Par la suite, on étudiera le problème d'instabilité des sources de l'onduleur à cinq niveaux pour différentes cascades à redresseur à deux, à trois et à cinq niveaux. Le but est de maintenir les tensions aux bornes des condensateurs constantes et égales afin d'améliorer les performances du variateur de vitesse, et d'assurer une bonne répartition des contraintes sur les différents interrupteurs.

II. Asservissement par Logique Floue Type-2 des Changeurs de Fréquence à Onduleur à Cinq Niveaux

Résumé - Sommaire

Dans ce chapitre. Nous présentons une méthode de commande basée sur la notion des systèmes flous type-2 pour asservir les tensions de sortie des redresseurs PWM. L'extension de l'algorithme proposé aux redresseurs à trois et à cinq niveaux à partir du redresseur à 2-niveaux est rendu possible par l'asservissement de la valeur moyenne des tensions continues de chaque redresseur. Dans la première partie, on étudiera les systèmes flous type-2, un régulateur basé sur ces notions sera conçu. Dans la deuxième partie une étude des performances des changeurs de fréquence ayant comme pont de sortie l'onduleur à 5-niveaux à structure NPC est présentée, on attire l'attention du lecteur sur le problème d'instabilité des tensions d'entrée de l'onduleur à 5-niveaux, et l'insuffisance de l'asservissement des redresseurs pour équilibrer ces tensions.

II.1. Introduction.

II.2. Système flou type-2 général

II.2.1 Fuzzification

II.2.2 Concept des ensembles flous type-2

II.2.3 Règles

II.2.4 Inférence

II.2.5 Méthodes de réduction de type

II.2.6 Défuzzification

II.3. Système flou type-2 intervalle

II.3.1 Ensemble flou type-2 intervalle

II.3.2 Opérations sur les ensembles flous type-2 intervalles.

II.3.3 Mécanisme d'inférence

II.3.4 Centroïde d'un ensemble flou type-2 intervalle

II.3.5 Défuzzification

II.3.6 Synthèse d'un régulateur flou type-2

II.4. Cascade de quatre redresseurs à 2-niveaux – onduleur à 5-niveaux - MAS

II.4.1 Modélisation du filtre intermédiaire

II.4.2 Commande des redresseurs PWM à deux niveaux

II.4.3 Modélisation du redresseur à deux niveaux

II.4.4 Stratégie de contrôle du redresseur à deux niveaux

II.4.5 Résultats de simulation

II.5. Cascade de deux redresseurs à 2-niveaux – onduleur à 5-niveaux – MAS

II.5.1 Modélisation du filtre intermédiaire

II.5.2 Résultats de simulation

II.6. Cascade de deux redresseurs à 3-niveaux – onduleur à 5-niveaux – MAS

II.6.1 Modélisation du filtre intermédiaire

II.6.2 Modélisation du redresseur à 3- niveaux

II.6.3 Schéma de la commande du redresseur PWM à 3- niveaux

II.6.4 Résultats de simulation

II.7. Cascade d'un redresseur à 5-niveaux – onduleur à 5-niveaux – MAS

II.7.1 Modélisation du filtre intermédiaire

II.7.2 Commande par hystérésis en courant du redresseur PWM à 5- niveaux

II.7.3 Résultats de simulation

II.8. Conclusion

II. 1 INTRODUCTION

L'origine du développement de la théorie du contrôle flou en boucle fermée a été le contrôle des processus basé sur la connaissance de l'opérateur. La stratégie de contrôle d'un tel opérateur est formée d'un ensemble de règles de décision, dont la forme dépend essentiellement du processus sous contrôle. Pour un contrôleur flou, il n'est pas nécessaire de connaître le modèle analytique du processus pour le concevoir. Le contrôleur flou ne traite pas des relations mathématiques bien définies, mais utilise des inférences avec plusieurs règles, basant sur des variables linguistiques, ces inférences sont alors traitées par les opérateurs de la logique floue.

Les algorithmes de réglage conventionnels sont alors remplacés par une série de règles linguistiques de la forme Si ..., Alors ...Ainsi. Le réglage par logique floue se prête particulièrement bien à deux domaines d'applications [Bühl-94][Zade-65] :

- Conception des régulateurs pour des processus mal modélisés.
- Conception des régulateurs non linéaires pour des processus modélisables.

Des expériences ont montré que, dans de nombreux cas, les résultats obtenus avec un contrôleur flou sont meilleurs que ceux obtenus avec des algorithmes de contrôle conventionnel [Boul-09][Ague-05][Nagu-10]. En particulier, la méthodologie du contrôleur flou apparaît utile quand les processus sont très complexes à analyser par des techniques quantitatives conventionnelles, ou quand les sources d'informations sont jugées non précises ou incertaines. Ainsi, le contrôle par la logique floue peut être vu comme un pas vers un rapprochement entre le contrôle mathématique précis et la prise de décision humaine.

Les systèmes flous sont influencés par plusieurs sources d'incertitude. Les mesures et les données utilisées pour ajuster les paramètres du système flou peuvent être contaminées de bruit. Dans un système flou ordinaire (type-1), les fonctions d'appartenance bidimensionnelles, une fois déterminées sont totalement précises donc incapable de prendre en charge ces incertitudes. Pour résoudre cette limitation, l'ensemble flou type-2 a été introduit par [Zade-75] comme extension de l'ensemble flou type-1, où chaque degré d'appartenance de chaque élément est un ensemble flou. En effet, un ensemble flou type-2 est tridimensionnel. La troisième dimension offre la possibilité de prise en compte des incertitudes dans les termes linguistiques [Mend 07-1][Bark-08][Karn-98][Karni-99][Mend-09][Wu-11-1].

Avant d'entamer une étude de performance, nous proposons dans ce deuxième chapitre la synthèse d'un contrôleur flou type-2. Ensuite, un algorithme d'asservissement des redresseurs PWM à trois et à cinq niveaux sera proposé comme extension du redresseur à 2-niveaux, en utilisant le principe de conservation de puissance.

Par la suite, nous allons exploiter l'algorithme d'asservissement des redresseurs pour l'équilibrage des tensions d'entrée de l'onduleur à 5-niveaux avec différentes cascades. On montrera l'efficacité du contrôle proposé pour l'asservissement de la valeur moyenne des tensions continues de chaque redresseur, et le maintien du facteur de puissance à l'unité coté réseau. A la fin, et afin de mettre en évidence le problème d'instabilité des tensions continues de l'onduleur NPC à 5-niveaux et l'insuffisance de l'algorithme d'asservissement proposés, une étude des performances sera présentée.

II.2 SYSTEME FLOU TYPE-2 GENERAL

La structure générale d'un système flou type-2 (type-2 fuzzy system : T2FS) est représentée par la figure II.1 [Mend-07]. Nous allons supposer dans cette section que les fonctions d'appartenance des prémisses et des conséquences sont de type-2. Ce système flou reste toujours de type-2 même s'il contient quelques fonctions d'appartenances de type-1.

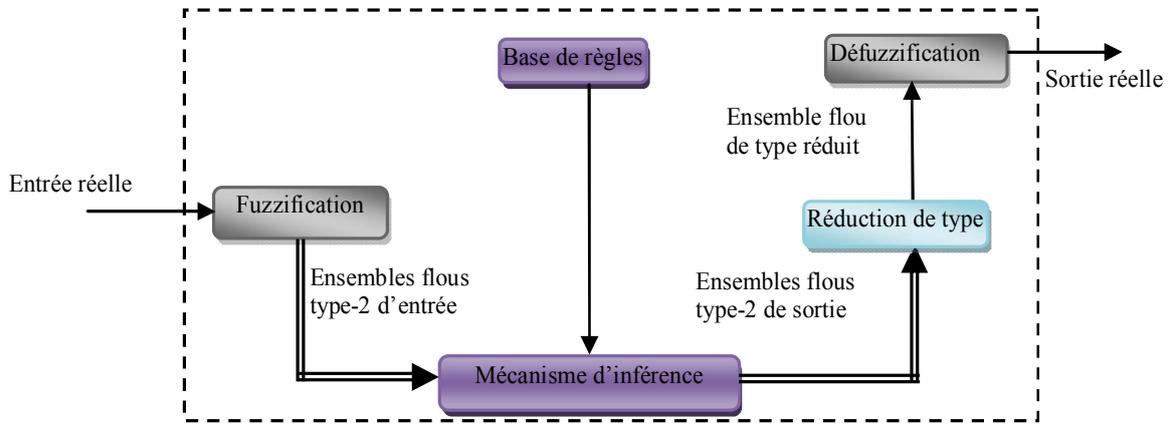


Figure II.1- Structure d'un système flou type-2

Cette structure est similaire à celle du système flou type-1. Cependant, leurs différences résident dans :

- Le type des fonctions d'appartenance utilisées ;
- La procédure de défuzzification adoptée. Dans un T2FS, un bloc de réduction de type est indispensable pour convertir l'ensemble flou type-2 de la sortie à un ensemble flou type-1.

II.2.1 Fuzzification

Contrairement à La fonction d'appartenance type-1, la fonction d'appartenance type-2 donne plusieurs degrés d'appartenance pour chaque entrée. La fuzzification peut être de type singleton ou de type non-singleton. Dans une fuzzification singleton, l'entrée du système flou est un point singulier possédant une valeur d'appartenance unitaire. Par contre, dans une fuzzification non-singleton, l'entrée du système flou est incertaine.

II.2.2 Concept des ensembles flous type-2

Le concept des ensembles flous type-2 a été introduit par Zadeh [Zade-75] comme extension du concept de l'ensemble flou type-1. Dans un ensemble flou type-2, la valeur d'appartenance de chaque élément est un ensemble flou dans $[0,1]$.

Dans un univers de discours X , un ensemble flou type-2, noté \tilde{A} , est représenté comme suit :

$$\tilde{A} = \{ (x, u), 0 \leq \mu_{\tilde{A}}(x, u) \leq 1 \mid \forall x \in X, \forall u \in J_x \subseteq [0, 1] \} \quad (\text{II.1})$$

Avec :

- $x \in X$: Variable primaire ;
- $u \in J_x$: Variable secondaire.

Contrairement à la fonction d'appartenance type-1, la fonction d'appartenance type-2 $\mu_{\tilde{A}}(x, u)$ est une fonction tridimensionnelle.

Une autre expression de l'ensemble type-2 \tilde{A} est donnée par :

$$\tilde{A} = \iint_{x \in X, u \in J_x} \mu_{\tilde{A}}(x, u) / (x, u); \quad J_x \in [0, 1] \quad (\text{II.2})$$

L'intégrale double signifie l'union de toutes les valeurs sur x et u .

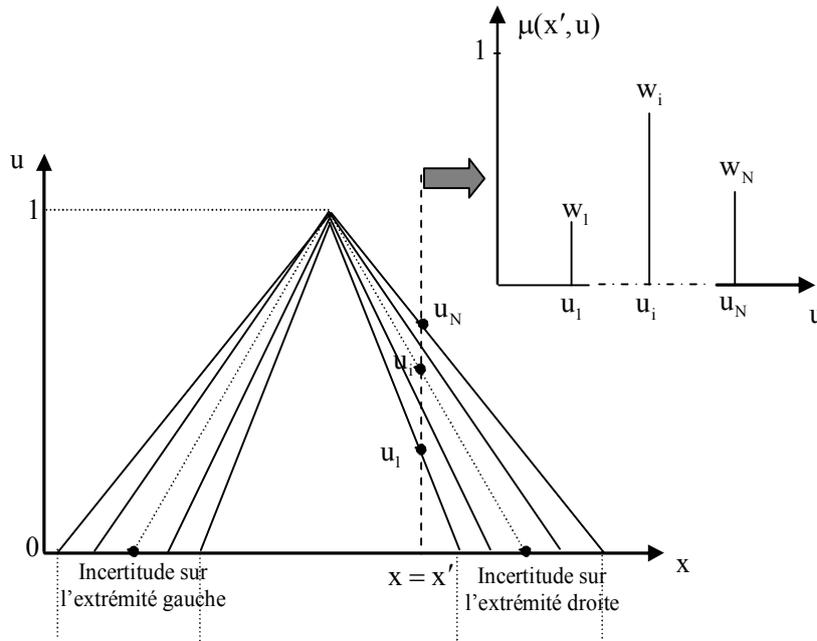


Figure II.2- Fonction d'appartenance triangulaire avec une base à extrémités incertaines

La figure II.2 montre la représentation bidimensionnelle d'une fonction d'appartenance type-2. Il s'agit de multiples représentations d'une fonction d'appartenance triangulaire type-1 proposées par différents experts. Chaque point d'intersection u_i ($i=1, \dots, N$) de x' avec les fonctions d'appartenance est assigné à un poids w_i relatif au degré d'expertise de chaque expert.

Dans le cas où x et u sont considérés comme discrets, la représentation tridimensionnelle de la fonction d'appartenance type-2 est donnée par la figure II.3.

- L'appartenance primaire de x dans \tilde{A} , noté J_x , est le domaine de la fonction d'appartenance secondaire. J_x est définie par : $\forall x \in X, J_x \subseteq [0, 1]$
- Le degré d'appartenance secondaire de x dans \tilde{A} , noté $f_x(u)$, est l'amplitude de la fonction d'appartenance secondaire.

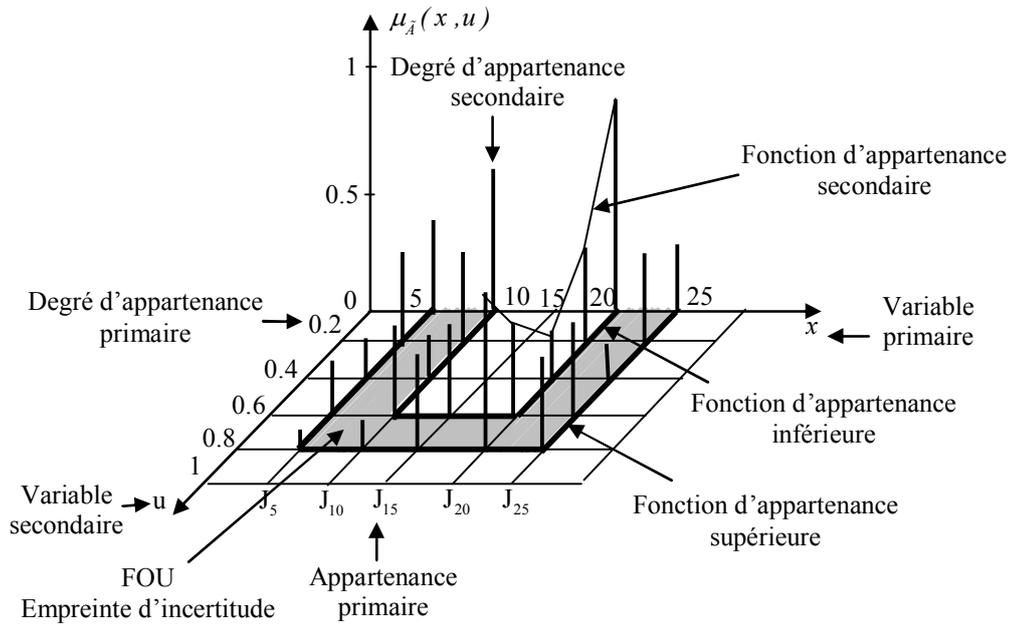


Figure II.3 -Fonction d'appartenance type-2

- L’empreinte d’incertitude (Footprint Of Uncertainty), notée FOU, est une région bornée qui reflète la présence des incertitudes dans les appartenances primaires d’un ensemble flou type-2. Le FOU d’un ensemble flou type-2 \tilde{A} est l’union de toutes les appartenances primaires :

$$FOU(\tilde{A}) = \bigcup_{x \in X} J_x \quad (II.3)$$

- Les fonctions d’appartenance supérieure et inférieure sont deux fonctions d’appartenance primaires de type-1. Elles représentent les frontières supérieure et inférieure de la région FOU d’un ensemble flou type-2.

$$\begin{aligned} \bar{u}_{\tilde{A}}(x) &= \overline{FOU(\tilde{A})} \quad \forall x \in X \\ \underline{u}_{\tilde{A}}(x) &= \underline{FOU(\tilde{A})} \quad \forall x \in X \end{aligned} \quad (II.4)$$

- Une fonction d’appartenance principale d’un ensemble flou type-2, notée $\mu_{\tilde{A}}^{prin}(x)$, est définie comme étant l’union de tous les points qui satisfaits la condition suivante :

$$\mu_{\tilde{A}}^{prin}(x) = \int_{x \in X} u/x, \quad \forall x \in X, u \in J_x \subseteq [0, 1], f_x(u) = 1 \quad (II.5)$$

- Pour tout $x' \in X$ et $\forall u \in J_{x'} \subseteq [0, 1]$, La fonction d’appartenance secondaire $\mu_{\tilde{A}}(x')$ est une coupe verticale de $\mu_{\tilde{A}}(x, u)$ à $x = x'$. Cette fonction est définie par :

$$\mu_{\tilde{A}}(x', u) \equiv \mu_{\tilde{A}}(x') = \int_{u \in J_{x'}} f_{x'}(u) / u \text{ avec } J_{x'} \in [0, 1] \text{ et } 0 \leq f_{x'}(u) \leq 1 \quad (II.6)$$

En utilisant le concept des ensembles secondaires, l’ensemble flou type-2 peut être représenté par l’équation II.7, comme étant l’union de tous les ensembles secondaires.

$$\tilde{A} = \int_{x \in X} \mu_{\tilde{A}}(x) / x = \int_{x \in X} \left[\int_{u \in J_x} f_x(u) / u \right] / x \quad \text{avec } J_x \subseteq [0, 1] \quad (\text{II.7})$$

Pour X discret, l'équation (II.7) est donnée par :

$$\tilde{A} = \sum_{x_i \in X} \mu_{\tilde{A}}(x_i) / x_i = \sum_{x_i \in X} \left[\sum_{u_i \in J_{x_i}} f_{x_i}(u_i) / u_i \right] / x_i \quad \text{avec } J_{x_i} \subseteq [0, 1] \quad (\text{II.8})$$

Le nom de la fonction d'appartenance type-2 est déterminé par la forme de la fonction d'appartenance secondaire. Pour une fonction d'appartenance type-2 gaussienne, la figure II.4 montre qu'il n'est pas nécessaire que la fonction d'appartenance primaire soit aussi gaussienne.

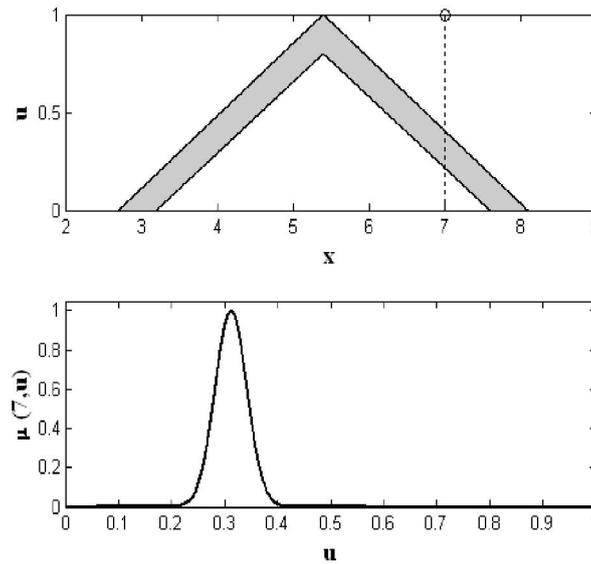


Figure II.4- Ensemble flou type-2 gaussien

- Ensemble encastré type-2

Pour une discrétisation du variable primaire x en N valeurs x_1, x_2, \dots, x_N , et chaque appartenance primaire J_{x_i} ($i = 1, \dots, N$) est discrétisée en M_i valeurs $u_{i1}, u_{i2}, \dots, u_{iM_i}$. Chaque ensemble encastré type-2 (type-2 embedded set) d'un ensemble flou type-2 contient un élément u_{ik} ($k = 1, \dots, M_i$) de chaque J_{x_i} ($i = 1, \dots, N$) possédant un degré d'appartenance secondaire $f_{x_i}(u_{ik})$. Le j^{eme} ensemble encastré, noté par \tilde{A}_e^j , est donné par :

$$\tilde{A}_e^j = \{(x_i, (u_i^j, f(u_i^j))), u_i^j \in J_{x_i} = \{u_{ik}, k = 1, \dots, M_i\} \subseteq [0, 1], i = 1, \dots, N\} \quad (\text{II.9})$$

L'ensemble \tilde{A}_e^j peut être exprimé aussi par :

$$\tilde{A}_e^j = \sum_{i=1}^N [f_{x_i}(u_i^j) / u_i^j] / x_i ; u_i^j \in J_{x_i} = \{u_{ik}, k = 1, \dots, M_i\} \subseteq [0, 1] \quad (\text{II.10})$$

L'ensemble flou type-2 \tilde{A} peut être considéré comme étant l'union de tous ses ensembles encastrés type-2.

$$\tilde{A} = \sum_{j=1}^n \tilde{A}_e^j \text{ avec } n = \prod_{i=1}^N M_i \quad (\text{II.11})$$

La figure II.5 représente l'un des 1250 ensembles encastés type-2 de la fonction d'appartenance type-2 de la figure II.3. Cependant, il faut noter que pour un ensemble flou type-2 continu il y a une infinité d'ensembles encastés type-2. Dans ce cas, le concept d'ensemble encasté n'est pas très utile [Mend-02].

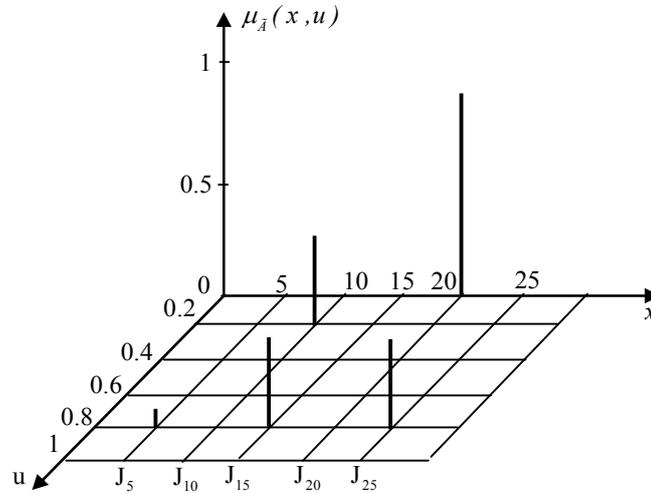


Figure II.5- Représentation tridimensionnelle d'un ensemble encasté type-2

II.2.3 Règles

La différence entre le type-1 et le type-2 réside seulement dans la nature des fonctions d'appartenance, donc, la structure des règles dans le cas du type-2 va rester exactement la même. La l^{eme} règle d'un système flou type-2 aura la forme suivante :

$$R^l : \text{SI } x_1 \text{ est } \tilde{F}_1^l \text{ et } \dots \text{ et } x_p \text{ est } \tilde{F}_p^l \text{ ALORS } y \text{ est } \tilde{G}^l, \quad l = 1, \dots, M \quad (\text{II.12})$$

Où $x_i (i = 1, \dots, p)$ sont les entrées du système flou, $\tilde{F}_i^l, i = 1, \dots, p$ et \tilde{G}^l sont les ensembles flous des prémisses et de la conséquence respectivement.

II.2.4 Inférence

La relation (II.12) est interprétée comme étant une implication floue type-2 définie par :

$$R^l : \tilde{F}_1^l \times \dots \times \tilde{F}_p^l \rightarrow \tilde{G}^l \quad (\text{II.13})$$

Cette relation est décrite par la fonction d'appartenance suivante :

$$\mu_{R^l}(x_1, \dots, x_p, y) = \mu_{\tilde{F}_1^l \times \dots \times \tilde{F}_p^l \rightarrow \tilde{G}^l}(x_1, \dots, x_p, y) = \left[\prod_{i=1}^p \mu_{\tilde{F}_i^l}(x_i) \right] \cap \mu_{\tilde{G}^l}(y) \quad (\text{II.14})$$

Où $\tilde{F}_1^l \times \dots \times \tilde{F}_p^l$ dénote le produit cartésien de $\tilde{F}_1^l, \dots, \tilde{F}_p^l$.

Les degrés d'appartenance des ensembles flous type-2 sont des ensembles flous type-1, donc afin d'effectuer des opérations comme l'union et l'intersection sur les ensembles flous type-2, une généralisation sur ces opérations est nécessaire. Pour cela nous allons utiliser le principe d'extension de Zadeh qui constitue la base mathématique des opérations sur les ensembles flous type-2.

Soient A_1, \dots, A_n , n ensembles flous type-1 dont les univers de discours sont X_1, \dots, X_n respectivement. Le principe d'extension de Zadeh annonce que l'image des ensembles A_1, \dots, A_n sous une relation f est un ensemble flou type-1 défini par :

$$f(A_1, \dots, A_n) = \int_{x_1 \in X_1} \dots \int_{x_n \in X_n} \mu_{A_1}(x_1) * \dots * \mu_{A_n}(x_n) / f(x_1, \dots, x_n) \quad (\text{II.15})$$

Où $*$ dénote la T-norm choisie et $\mu_{A_i}(x_i)$ est le degré d'appartenance de x_i à l'ensemble A_i .

Soient \tilde{A} et \tilde{B} deux ensembles flous type-2 définis sur l'univers de discours X , et caractérisés par leurs fonctions d'appartenance secondaires $\mu_{\tilde{A}}(x)$ et $\mu_{\tilde{B}}(x)$ respectivement.

$$\mu_{\tilde{A}}(x) = \sum_i f_x(u_i) / u_i \quad u_i \in J_x^{\tilde{A}} \quad ; \quad \mu_{\tilde{B}}(x) = \sum_i g_x(w_i) / w_i \quad w_i \in J_x^{\tilde{B}} \quad (\text{II.16})$$

Notons que, u_i w_i sont des variables factices, utilisées juste pour différencier entre les appartenances primaires de x dans \tilde{A} et \tilde{B} , respectivement.

• Pour l'union (Opération JOIN)

La fonction d'appartenance secondaire de l'ensemble d'union est :

$$\mu_{\tilde{A} \cup \tilde{B}}(x) = \sum_{u_i \in J_x^{\tilde{A}}} \sum_{w_j \in J_x^{\tilde{B}}} f_x(u_i) * g_x(w_j) / (u_i \vee w_j) \quad (\text{II.17})$$

Où \cup dénote l'opération JOIN. Si f désigne l'opération T-conorm (max), notée \vee .

Dans le cas continu, l'équation (II.17) est réécrite sous la forme :

$$\mu_{\tilde{A} \cup \tilde{B}}(x) = \int_{u \in J_x^{\tilde{A}}} \int_{w \in J_x^{\tilde{B}}} f_x(u) * g_x(w) / (u \vee w) ; \quad x \in X \quad (\text{II.18})$$

• Pour l'intersection (Opération MEET)

$$\mu_{\tilde{A} \cap \tilde{B}}(x) = \sum_{u_i \in J_x^{\tilde{A}}} \sum_{w_j \in J_x^{\tilde{B}}} f_x(u_i) * g_x(w_j) / (u_i \wedge w_j) \quad (\text{II.19})$$

Où \cap indique l'opération MEET et \wedge (T-norm) représente l'opération min .

La version continue de l'équation (II.19) est donnée par :

$$\mu_{\tilde{A} \cap \tilde{B}} = \int_{u \in J_x^{\tilde{A}}} \int_{w \in J_x^{\tilde{B}}} f_x(u) * g_x(w) / (u \wedge w) \equiv \mu_{\tilde{A}}(x) \cap \mu_{\tilde{B}}(x) \quad (\text{II.20})$$

- Complément (Opération NEGATION)

$$\neg \mu_{\tilde{A}}(x) = \mu_{\tilde{A}^c}(x) = \sum_{u_i \in J_x^{\tilde{A}}} f_x(u_i) / (1 - u_i) \quad (\text{II.21})$$

Où \neg dénote l'opération de NEGATION.

Dans le cas Continu, l'équation (II.21) est donnée par:

$$\mu_{\tilde{A}^c}(x) = \int_{u \in J_x^{\tilde{A}}} f_x(u) / (1 - u) \equiv \neg \mu_{\tilde{A}}(x); x \in X \quad (\text{II.22})$$

II.2.5 Méthodes de réduction de type

La sortie du système d'inférence est un ensemble flou type-2, son type doit être réduit pour qu'on puisse l'utiliser afin de générer une sortie réelle. Cette réduction est la principale différence structurelle entre les systèmes flous type-1 et ceux de type-2.

II.2.5.1 Réduction de type par la méthode du centroïde

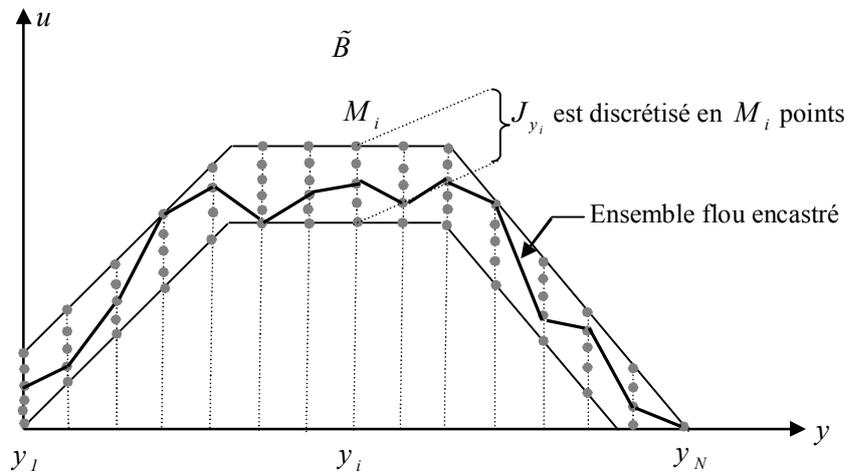


Figure II.6- Discretisation de l'ensemble de sortie combinée

Le réducteur de type par la méthode du centroïde combine tous les ensembles type-2 des sorties des M règles en utilisant l'union. La sortie \tilde{B} est représentée par :

$$\tilde{B} = \bigcup_{l=1}^M \tilde{B}^l \quad (\text{II.23})$$

Où $\tilde{B}^l \equiv \tilde{F}_1^l \times \dots \times \tilde{F}_p^l \rightarrow \tilde{G}^l$ dénote l'ensemble de sortie de la l^{eme} règle.

La fonction d'appartenance secondaire de l'ensemble \tilde{B} est donnée par l'équation (II.24):

$$\mu_{\tilde{B}}(y) = \bigcup_{l=1}^M \mu_{\tilde{B}^l}(y), \quad \forall y \in Y \quad (\text{II.24})$$

Où $\mu_{\tilde{B}^l}(y)$ est la fonction d'appartenance secondaire de la l^{eme} règle définie par l'équation (II.14).

La procédure de calcul du centroïde de l'ensemble de sortie \tilde{B} est la suivante [Mend-05][Bark-08-1]:

1. Calculer la sortie combinée en utilisant l'équation (II.24) ;
2. Discrétiser l'espace de sortie Y en N points y_1, \dots, y_N ;
3. Discrétiser le domaine d'appartenance primaire J_{y_i} de chaque $\mu_{\tilde{B}}(y_i)$ en M_i points ;
4. Enumérer tous les ensembles flous type-1 encastrés dans \tilde{B} . La figure II.6 montre qu'il y a $n_B = \prod_{i=1}^N M_i$ ensembles encastrés ;
5. Calculer le centroïde de chaque ensemble encastré énuméré et de lui associer un degré d'appartenance secondaire égale à la T-norm des appartenances secondaires correspondantes à ces ensembles flous type-1 encastrés.

Le concept du centroïde de l'ensemble flou type-2 \tilde{B} , noté $Y_c(x)$, peut être défini en utilisant le principe d'extension [Mend-04] comme suit :

$$Y_c(x) = \int_{u_1} \dots \int_{u_N} [f_{y_1}(u_1) * \dots * f_{y_N}(u_N)] \frac{\sum_{i=1}^N y_i u_i}{\sum_{i=1}^N u_i} \quad (\text{II.25})$$

Où $u_i \in J_{y_i} = \{u_{i1}, \dots, u_{iM_i}\}$, $f_{y_i}(u_i)$ c'est l'appartenance secondaire de u_i , $i = 1, \dots, N$ et $*$ indique la T-norm choisie.

Si deux (ou plus) ensembles flous type-1 encastrés ont le même centroïde, nous conservons celui possédant le plus grand degré d'appartenance secondaire [Mend-05]. L'équation (II.25) est réécrite sous la forme suivante :

$$Y_c(x) = \int_y \text{Sup}_{(u_1, \dots, u_N)} [f_{y_1}(u_1) * \dots * f_{y_N}(u_N)] / y$$

$$\text{avec } y = \frac{\sum_{i=1}^N y_i u_i}{\sum_{i=1}^N u_i} \quad (\text{II.26})$$

La procédure de calcul de l'ensemble de type réduit par la méthode du centroïde nécessite n_B opérations ce qui le rend peu pratique.

II.2.5.2 Réduction de type par la méthode du centre de la somme

Dans cette méthode, l'ensemble de sortie combinée est calculé par l'addition de tous les ensembles flous de sortie des M règles :

$$\tilde{B} = \sum_{i=1}^M \tilde{B}^i \quad (\text{II.27})$$

La fonction d'appartenance secondaire de l'ensemble \tilde{B} est :

$$\mu_{\tilde{B}}(y) = \sum_{i=1}^M \mu_{\tilde{B}^i}(y), \quad \forall y \in Y \quad (\text{II.28})$$

La procédure de calcul du centroïde $Y_{cs}(x)$ de l'ensemble \tilde{B} est identique à celle présentée dans la méthode précédente.

II.2.5.3 Réduction de type par la méthode de la hauteur

La réduction par la méthode de la hauteur remplace chaque sortie d'une règle par le singleton type-2 situé à \bar{y}^l , où \bar{y}^l est le point possédant le max d'appartenance dans l'ensemble de sortie de la règle considérée.

Le degré d'appartenance secondaire de \bar{y}^l dans l'ensemble de sortie de la l^{eme} règle est :

$$\mu_{\tilde{B}^l}(\bar{y}^l) = \mu_{\tilde{G}^l}(\bar{y}^l) \cap \left[\bigcap_{i=1}^p \mu_{\tilde{F}_i}(x_i) \right] \quad (\text{II.29})$$

Les étapes de calcul de l'ensemble type réduit $Y_h(x)$ sont:

1. Choisir \bar{y}^l pour chaque ensemble de sortie $l=1, \dots, M$ et calculer $\mu_{\tilde{B}^l}(\bar{y}^l)$ en utilisant (II.29) ;
2. Discrétiser le domaine $J_{\bar{y}^l}$ de chaque ensemble $\mu_{\tilde{B}^l}(\bar{y}^l)$ en M_l points ;
3. Enumérer toutes les combinaisons possibles $\{u_1, \dots, u_M\}$, tel que $u_l \in \mu_{\tilde{B}^l}(\bar{y}^l)$. Il y a $\prod_{i=1}^M M_i$ combinaisons.
4. Calculer l'ensemble type réduit $Y_h(x)$ en utilisant l'équation suivante :

$$Y_h(x) = \int \dots \int_{u_1 \dots u_M} \text{Sup} \left[f_{\bar{y}^1}(u_1) * \dots * f_{\bar{y}^M}(u_M) \right] \frac{\sum_{l=1}^M \bar{y}^l u_l}{\sum_{l=1}^M u_l} \quad (\text{II.30})$$

Avec $u_l \in J_{\bar{y}^l} = \{u_{l1}, \dots, u_{lM_l}\}$; $l=1, \dots, M$

II.2.5.4 Réduction de type par la méthode des centres d'ensembles

Dans cette méthode, chaque ensemble de sortie est remplacé par son centroïde, qui est lui-même un ensemble flou type-1 si l'ensemble de sortie est de type-2. Puis calculer la moyenne pondérée de ces centroïdes, en associant à chaque centroïde $C_{\tilde{G}^l}$ un poids égale au degré d'activation de la

l^{eme} règle donnée par $E_l(x) = \bigcap_{i=1}^p \mu_{\tilde{F}_i}(x)$.

La procédure de calcul de l'ensemble type réduit $Y_{ce}(x)$ est :

1. Discrétiser l'espace de sortie Y en N points et calculer en off-line le centroïde $C_{\tilde{G}^l}$ de chaque ensemble de la conséquence en utilisant l'équation (II.25) ;
2. Calculer l'ensemble d'activation type-1 $E_l(x)$ associé à l'anticédant de la l^{eme} règle ;
3. Discrétiser le domaine de chaque centroïde $C_{\tilde{G}^l}$ en M_l points, $l=1, \dots, M$;

4. Discrétiser le domaine de chaque ensemble $E_l(x)$ en N_l points, $l = 1, \dots, M$;
5. Enumérer toutes les combinaisons possibles $\{c_1, \dots, c_M, e_1, \dots, e_M\}$ tel que $c_l \in C_{G^l}$ et $e_l \in E_l$. Le nombre total des combinaisons sera $\prod_{l=1}^M M_l N_l$;
6. Calculer l'ensemble type réduit $Y_{ce}(x)$ en utilisant l'équation suivante :

$$Y_{ce}(x) = \int_{c_1} \dots \int_{c_M} \int_{e_1} \dots \int_{e_M} \text{Sup} \left[\mathfrak{S}_{l=1}^M \mu_{C_{G^l}}(c_l) * \mathfrak{S}_{l=1}^M \mu_{E_l}(e_l) \right] \frac{\sum_{l=1}^M c_l e_l}{\sum_{l=1}^M e_l} \quad (\text{II.31})$$

Où \mathfrak{S} et $*$ indiquent les T-norm choisies.

II.2.6 Défuzzification

Pour obtenir la sortie non floue, le système flou doit être accompagné d'une procédure de défuzzification, où la sortie linguistique de la réduction de type est transformée à une variable numérique applicable physiquement. Plusieurs méthodes de défuzzification ont été proposées dans la littérature [Buhl-94]. Mais les plus utilisées sont:

II.2.6.1 Méthode de la moyenne des maxima

La valeur réelle de la sortie du système flou type-2 est calculée par la moyenne des points maxima de la fonction d'appartenance de l'ensemble de sortie du réducteur de type. Dans un espace de sortie discret, la sortie y_{MM}^* se calcule par :

$$y_{MM}^* = \sum_{j=1}^n \frac{w_j}{n} \quad (\text{II.32})$$

Où w_j est le point où la fonction de type réduit atteint le maximum et n est le nombre des maxima.

II.2.6.2 Méthode du centre de gravité

Cette méthode génère le centre de gravité y_{CG}^* de l'espace flou type réduit selon l'expression :

$$y_{CG}^* = \frac{\int y \mu_Y(y) dy}{\int \mu_Y(y) dy} \quad (\text{II.33})$$

Dans le cas d'un univers de discours discret y_i , on estime le centre de gravité comme suit :

$$y_{CG}^* = \frac{\sum_i y_i \mu_Y(y_i)}{\sum_i \mu_Y(y_i)} \quad (\text{II.34})$$

II.3 SYSTEME FLOU TYPE-2 INTERVALLE

II.3.1 Ensemble flou type-2 intervalle

Dans un ensemble flou type-2 intervalle \tilde{A} les appartenances secondaires sont égales à 1. Le degré d'appartenance de chaque point est un ensemble ordinaire dont le domaine de définition est inclus dans l'intervalle $[0,1]$ comme le montre la figure II.7. Dans ces conditions l'ensemble flou type-2 intervalle est représenté en 2D par sa fonction d'appartenance primaire.

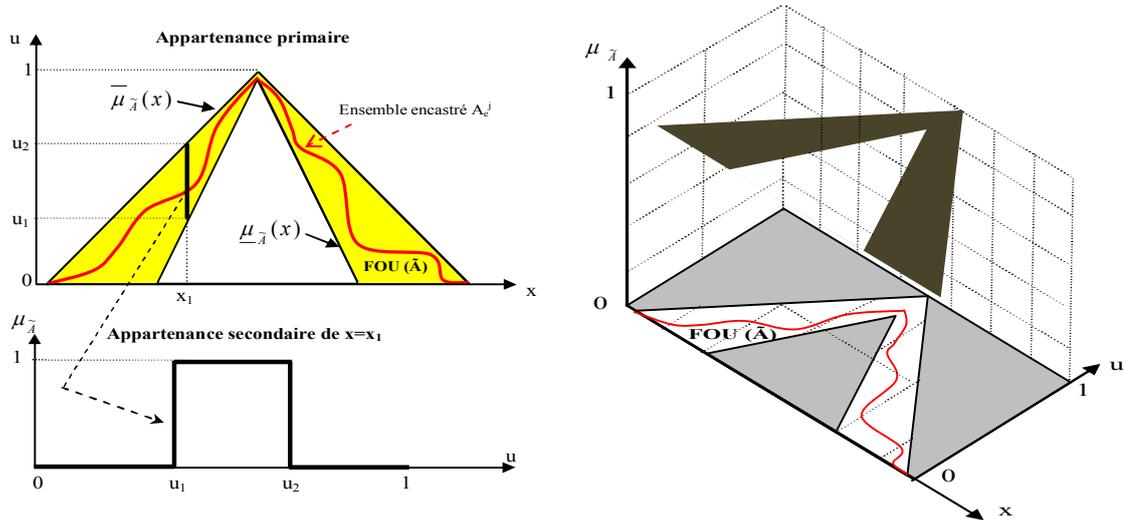


Figure II.7- Ensemble flou type-2 intervalle

Selon le théorème de représentation de Mendel-John [Lian-00][Mend-07-1], l'ensemble flou type-2 intervalle est déterminé par :

$$\tilde{A} = 1/Fou(\tilde{A}) = 1/\bigcup_{j=1}^{n_A} A_e^j = 1/[\underline{\mu}_{\tilde{A}}(x), \bar{\mu}_{\tilde{A}}(x)] \quad \forall x \in X \quad (\text{II.35})$$

II.3.2 Opérations sur les ensembles flous type-2 intervalles.

- **L'opération MEET** entre 2 ensembles flous type-2 intervalles \tilde{A} et \tilde{B} est donnée par l'équation suivante [Mend-07-1]:

$$\tilde{A} \cap \tilde{B} = 1/Fou(\tilde{A} \cap \tilde{B}) = 1/[\underline{\mu}_{\tilde{A}}(x) \wedge \underline{\mu}_{\tilde{B}}(x), \bar{\mu}_{\tilde{A}}(x) \wedge \bar{\mu}_{\tilde{B}}(x)] \quad (\text{II.36})$$

Où \wedge dénote la T-norm choisie (min).

- **L'opération JOIN** entre 2 ensembles flous type-2 intervalle est un ensemble flou type-2 intervalle tel que :

$$\tilde{A} \cup \tilde{B} = 1/Fou(\tilde{A} \cup \tilde{B}) = 1/[\underline{\mu}_{\tilde{A}}(x) \vee \underline{\mu}_{\tilde{B}}(x), \bar{\mu}_{\tilde{A}}(x) \vee \bar{\mu}_{\tilde{B}}(x)] \quad (\text{II.37})$$

Où \vee dénote l'opération T-conorm (max).

- **L'opération NEGATION** : le complément de \tilde{A} , noté $\overline{\tilde{A}}$, est un ensemble flou type-2 intervalle donné par :

$$\overline{\tilde{A}} = 1 / Fou(\overline{\tilde{A}}) = 1 / [1 - \underline{\mu}_{\tilde{A}}(x), 1 - \overline{\mu}_{\tilde{A}}(x)] \quad \forall x \in X \quad (II.38)$$

II.3.3 Mécanisme d'inférence

Pour la l^{eme} règle d'un système flou type-2 intervalle, l'ensemble d'activation de la prémisse $\bigcap_{i=1}^p \mu_{\tilde{F}_i^l} = F^l(x_1, \dots, x_p)$ se réduit à un intervalle d'activation $[\underline{f}^l, \overline{f}^l]$.

avec \underline{f}^l et \overline{f}^l sont définies par :

$$\begin{aligned} \underline{f}^l &= \underline{\mu}_{\tilde{F}_1^l}(x_1) \wedge \dots \wedge \underline{\mu}_{\tilde{F}_p^l}(x_p) \\ \overline{f}^l &= \overline{\mu}_{\tilde{F}_1^l}(x_1) \wedge \dots \wedge \overline{\mu}_{\tilde{F}_p^l}(x_p) \end{aligned} \quad (II.39)$$

Où \wedge c'est la T-norm choisie.

L'ensemble de sortie \tilde{B}^l , de la règle l , est un ensemble flou type-2 donné par :

$$\tilde{B}^l = 1 / [\underline{f}^l * \underline{\mu}_{\tilde{G}^l}(y), \overline{f}^l * \overline{\mu}_{\tilde{G}^l}(y)] \quad y \in Y \quad (II.40)$$

Avec $\underline{\mu}_{\tilde{G}^l}(y)$ et $\overline{\mu}_{\tilde{G}^l}(y)$ représentent les fonctions d'appartenance supérieure et inférieure de l'ensemble $\mu_{\tilde{G}^l}(y)$.

Dans une inférence de M règles, l'union de tous les ensembles de sortie $\tilde{B}^l (l=1 \dots M)$ est :

$$\tilde{B} = 1 / [[\underline{f}^1 * \underline{\mu}_{\tilde{G}^1}(y)] \vee \dots \vee [\underline{f}^M * \underline{\mu}_{\tilde{G}^M}(y)], [\overline{f}^1 * \overline{\mu}_{\tilde{G}^1}(y)] \vee \dots \vee [\overline{f}^M * \overline{\mu}_{\tilde{G}^M}(y)]] \quad y \in Y \quad (II.41)$$

II.3.4 Centroïde d'un ensemble flou type-2 intervalle

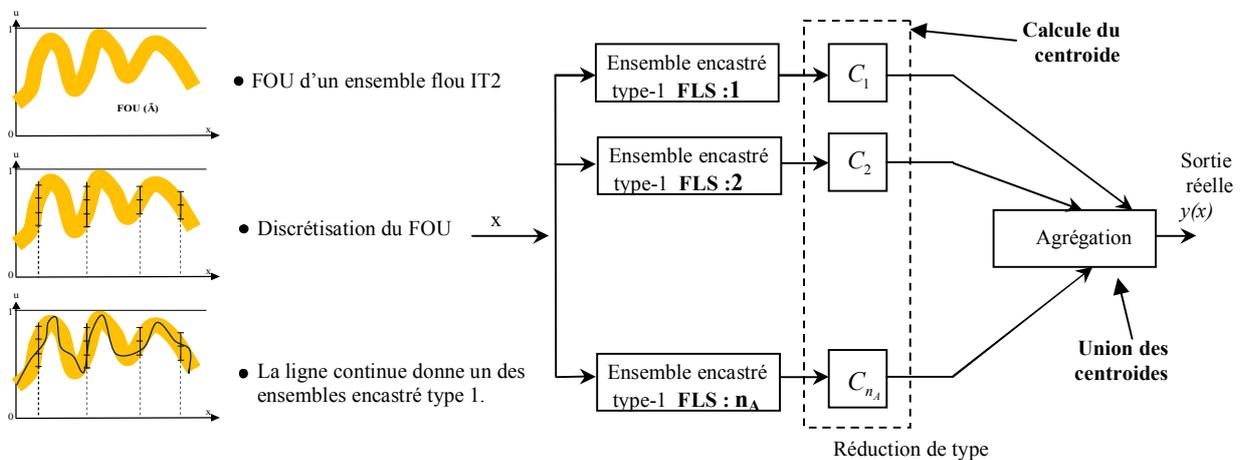


Figure II.8- Présentation du centroïde d'un ensemble flou type-2 intervalle comme collection de n_A ensembles Type-1 en cascade.

La figure II.8 montre le centroïde d'un ensemble flou Type-2 intervalle \tilde{A} . Le centroïde $C_{\tilde{A}}$ de l'ensemble \tilde{A} est défini comme étant l'union des centroïdes des n_A ensembles flou type-1 encastrés dans $FOU(\tilde{A})$. Le calcul de tous les centroïdes conduit à n_A nombres ayant un minimum c_l et un maximum c_r , comme suit [Mend-07-1][Mend-07-2]:

$$c_l = \min_{\forall u_i \in [\underline{\mu}_{\tilde{A}}(x_i), \overline{\mu}_{\tilde{A}}(x_i)]} \frac{\sum_{i=1}^N x_i u_i}{\sum_{i=1}^N u_i} \quad (\text{II.42})$$

$$c_r = \max_{\forall u_i \in [\underline{\mu}_{\tilde{A}}(x_i), \overline{\mu}_{\tilde{A}}(x_i)]} \frac{\sum_{i=1}^N x_i u_i}{\sum_{i=1}^N u_i} \quad (\text{II.43})$$

Tel que les x_i sont échantillonnés à N valeurs et ordonnés comme suit :

$$x_1 < x_2 < \dots < x_N \quad (\text{II.44})$$

D'après une démonstration présentée dans [Bark-08][Mend-07-2], nous constatons que pour calculer $c_r(c_l)$, u_k commute une fois seulement entre $\underline{\mu}_{\tilde{A}}(x_k)$ et $\overline{\mu}_{\tilde{A}}(x_k)$. La figure II.9, montre l'ensemble encastré type-1 dans l'ensemble type-2, donnant la valeur maximale (minimale) du centroïde.

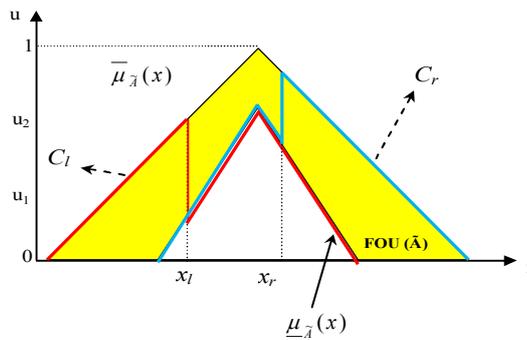


Figure II.9- Ensembles encastrés type-1, donnant la valeur max et min du centroïde d'un ensemble flou type-2 intervalle

Les équations II.42 et II.43 deviennent :

$$c_l = \frac{\sum_{i=1}^l x_i \overline{\mu}_{\tilde{A}}(x_i) + \sum_{i=l+1}^N x_i \underline{\mu}_{\tilde{A}}(x_i)}{\sum_{i=1}^l \overline{\mu}_{\tilde{A}}(x_i) + \sum_{i=l+1}^N \underline{\mu}_{\tilde{A}}(x_i)} \quad (\text{II.45})$$

$$c_r = \frac{\sum_{i=1}^r x_i \underline{\mu}_{\tilde{A}}(x_i) + \sum_{i=r+1}^N x_i \overline{\mu}_{\tilde{A}}(x_i)}{\sum_{i=1}^r \underline{\mu}_{\tilde{A}}(x_i) + \sum_{i=r+1}^N \overline{\mu}_{\tilde{A}}(x_i)} \quad (\text{II.46})$$

Le point de commutation $k(r,l)$ peut être localisé par l'algorithme de Karnik-Mendel proposé dans [Karn-01], et permet de calculer c_r et c_l .

II.3.4.1 Algorithme de Karnik-Mendel.

La procédure itérative de Karnik-Mendel algorithme pour le calcul de c_r est la suivante :

- Etape 1 : - Initialiser u_i par : $u_i = \frac{\mu_{\tilde{A}}(x_i) + \bar{\mu}_{\tilde{A}}(x_i)}{2}$, $i = 1, \dots, N$
 - Calculer $c_0 = c(u_1, \dots, u_N) = \frac{\sum_{i=1}^N x_i u_i}{\sum_{i=1}^N u_i}$
- Etape 2 : - Trouver k ($1 \leq k \leq N - 1$) tel que : $x_k < c_0 < x_{k+1}$
- Etape 3 : - Poser $u_i = \begin{cases} \mu_{\tilde{A}}(x_i) & \text{pour } i \leq k \\ \bar{\mu}_{\tilde{A}}(x_i) & \text{pour } i > k \end{cases}$
 - Calculer $c_1 = \frac{\sum_{i=1}^k x_i \mu_{\tilde{A}}(x_i) + \sum_{i=k+1}^N x_i \bar{\mu}_{\tilde{A}}(x_i)}{\sum_{i=1}^k \mu_{\tilde{A}}(x_i) + \sum_{i=k+1}^N \bar{\mu}_{\tilde{A}}(x_i)}$
- Etape 4 : - Si $c_1 = c_0$ arrêter et poser $c_1 = c_0$ sinon aller à l'étape 5.
- Etape 5 : - Poser $c_0 = c_1$ et aller à l'étape 2

Avec la même procédure, la valeur de c_l peut être calculée tout en utilisant les changements suivants dans l'étape 3 :

- Poser $u_i = \begin{cases} \bar{\mu}_{\tilde{A}}(x_i) & \text{pour } i \leq k \\ \mu_{\tilde{A}}(x_i) & \text{pour } i > k \end{cases}$
- Calculer $c_1 = \frac{\sum_{i=1}^k x_i \bar{\mu}_{\tilde{A}}(x_i) + \sum_{i=k+1}^N x_i \mu_{\tilde{A}}(x_i)}{\sum_{i=1}^k \bar{\mu}_{\tilde{A}}(x_i) + \sum_{i=k+1}^N \mu_{\tilde{A}}(x_i)}$

II.3.5 Défuzzification

Pour obtenir une sortie ordinaire du système flou type-2, nous devons convertir l'ensemble de type réduit à une valeur réelle. De la figure II.10, la sortie finale est donnée en fonction des deux points extrêmes y_l et y_r , en utilisant l'équation II.47

$$y = \frac{y_l + y_r}{2} \quad (\text{II.47})$$

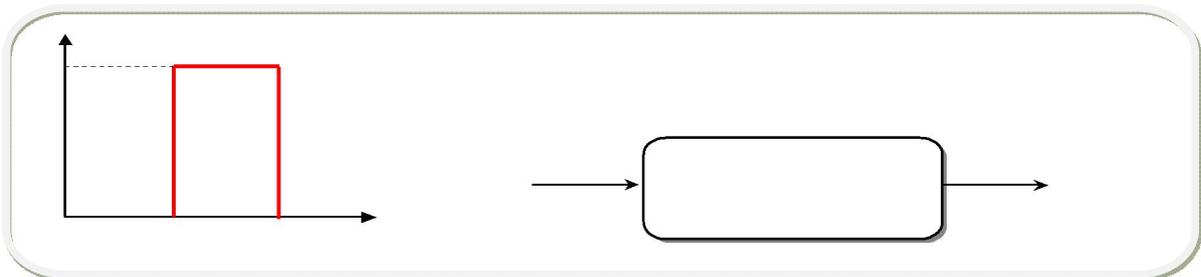


Figure II.10- Défuzzification d'un ensemble intervalle

II.3.6 Synthèse d'un régulateur flou type-2

La structure du régulateur flou type-2 est représentée par la figure II.11. Afin d'avoir les performances désirées, les gains de normalisation à l'entrée et à la sortie du régulateur sont à déterminer par ajustement.

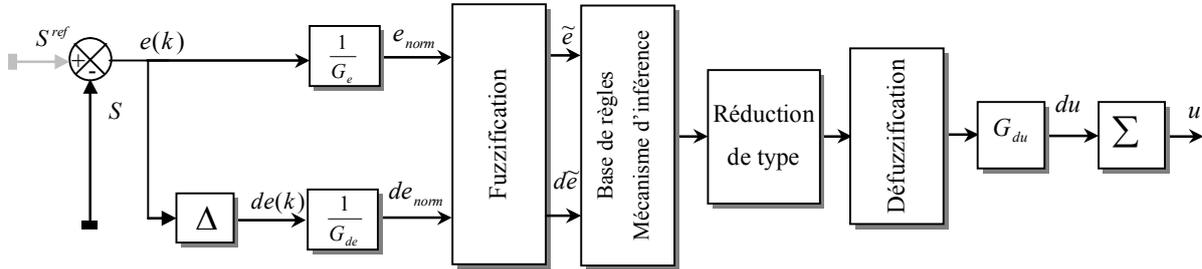


Figure II.11 - Structure d'un contrôleur flou type-2

Les fonctions d'appartenance des variables d'entrée (e et de) et de la sortie (du) sont données par les figures (II.12) et (II.13). En calculant le centroïde de l'ensemble flou type-2 de la sortie, chaque terme linguistique de la sortie est caractérisé par sa fonction d'appartenance type-1 intervalle, notée $[u_l^i, u_r^i]$.

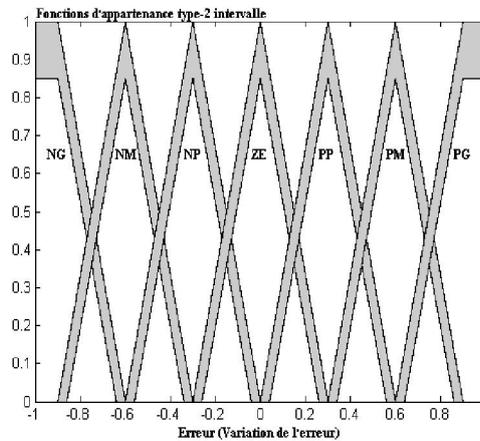


Figure II.12 - Fonctions d'appartenance des variables d'entrée

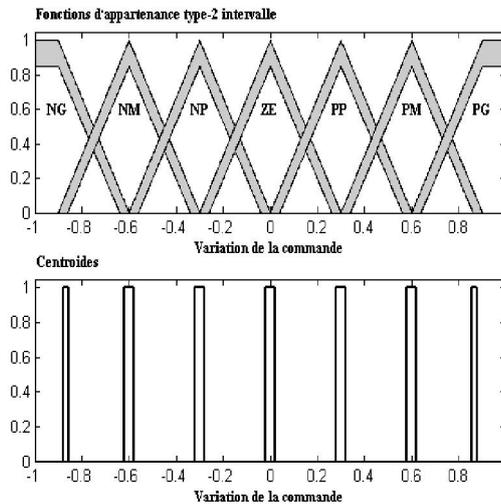


Figure II.13 - Fonctions d'appartenance de la variable de sortie

Pour des variables d'entrée et de sortie composés de sept ensembles flous type-2 intervalle, La matrice d'inférence anti-diagonale classique d'un système flou est donnée par la table II.1.

de \ e	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
NG	NG	NG	NG	NM	NP	NP	EZ
NM	NG	NM	NM	NM	NP	EZ	PP
NP	NG	NM	NP	NP	EZ	PP	PM
EZ	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
PP	NM	NP	EZ	PP	PP	PM	PG
PM	NP	EZ	PP	PM	PM	PM	PG
PG	EZ	PP	PP	PM	PG	PG	PG

Tableau II.1 : Matrice d'inférence

Les ensembles flous sont notés comme suit : NG : Négatif Grand, NM : Négatif Moyen, NP : Négatif Petit, EZ : Zéro, PP : Positif Petit, PM : Positif Moyen, PG : Positif Grand. L'utilisation de sept classes pour les variables d'entrée et de sortie, nous conduit à un système flou type-2 intervalle à $M=49$ règles. La i^{eme} règle peut être mise sous la forme suivante :

$$R^i : \text{Si } e \text{ est } \tilde{F}_e^i \text{ et } de \text{ est } \tilde{F}_{de}^i \text{ Alors } du \text{ est } F \tilde{G}^i = [u_l^i, u_r^i]; \quad i = 1, \dots, M \quad (\text{II.48})$$

L'intervalle d'activation $f^i = [f_{-}^i, f_{+}^i]$ des prémisses de cette règle est un ensemble intervalle type-1 entièrement défini par ses deux extrémités f_{-}^i et f_{+}^i comme le montre la figure (II.14):

$$f_{-}^i = \min(\underline{\mu}_{\tilde{F}_e^i}(e), \underline{\mu}_{\tilde{F}_{de}^i}(de)) \quad (\text{II.49})$$

$$f_{+}^i = \min(\overline{\mu}_{\tilde{F}_e^i}(e), \overline{\mu}_{\tilde{F}_{de}^i}(de)) \quad (\text{II.50})$$

Où $\underline{\mu}_{\tilde{F}_e^i}(x)$ et $\overline{\mu}_{\tilde{F}_e^i}(x)$ représentent les degrés d'appartenance supérieure et inférieure de l'entrée x à l'ensemble flou type-2 intervalle \tilde{F}_x^i de la i^{eme} règle.

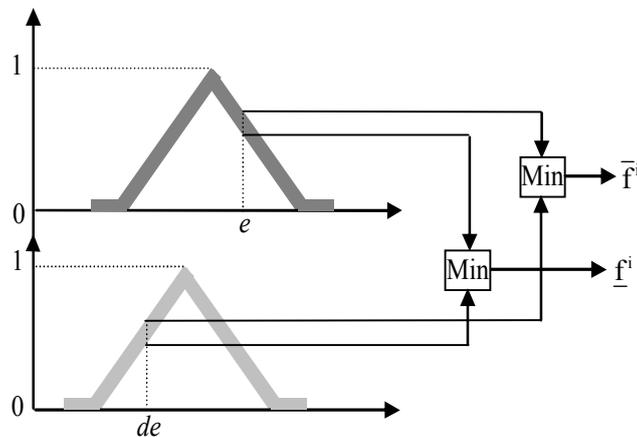


Figure II.14 - inférence avec le T-norm minimum

La collection des règles activées consiste à calculer l'ensemble flou à type réduit du variable de sortie. Les deux extrémités du_l et du_r de l'ensemble flou type-1 intervalle équivalent sont définies comme suit:

$$du_l = \frac{\sum_{i=1}^M f_l^i u_l^i}{\sum_{i=1}^M f_l^i} \quad (\text{II.51})$$

Et

$$du_r = \frac{\sum_{i=1}^M f_r^i u_r^i}{\sum_{i=1}^M f_r^i} \quad (\text{II.52})$$

Commençons par le calcul de l'extrémité droite du_r . En utilisant la procédure itérative présentée dans [Karn-01][Bark-08].

1. Arranger les u_r^i dans un ordre ascendant : $u_r^1 \leq u_r^2 \leq \dots \leq u_r^M$
2. Calculer du_r' par l'équation (II.52) en initialisant $f_r^i = (f_l^i + f_r^i) / 2$, pour $i = 1, 2, \dots, M$.
3. Trouver k ($1 \leq k \leq M - 1$) tel que $u_r^k \leq du_r' \leq u_r^{k+1}$.
4. Calculer du_r'' par l'équation (II.52) avec $f_r^i = f_l^i$ pour $i \leq k$ et $f_r^i = f_r^i$ pour $i > k$.
5. Si $du_r'' \neq du_r'$ alors aller à l'étape (6) sinon la valeur finale est $du_r = du_r''$, FIN.
6. Poser $du_r' = du_r''$ et retourner à l'étape (2).

Nous posons $f_l^i = f_r^i$ pour $i \leq k'$ et $f_l^i = f_l^i$ pour $i > k'$ à l'étape (4). La valeur de l'extrémité gauche du_l peut être calculée en utilisant la même procédure précédente.

La valeur réelle de la variation de la commande du est égale à la médiane de l'ensemble type réduit par:

$$du = \frac{du_l + du_r}{2} \quad (\text{II.53})$$

II.4. CASCADE DE QUATRE REDRESSEURS A 2-NIVEAUX – ONDULEUR A 5-NIVEAUX – MAS

Dans cette partie, on présentera une cascade permettant de réaliser un changeur de fréquence ayant en sortie un onduleur de tension à cinq niveaux. Le pont d'entrée de cette cascade est constitué de quatre redresseurs à deux niveaux. Chaque redresseur permet de contrôler la tension aux bornes du condensateur en question.

La structure de cette cascade est donnée par la figure suivante :

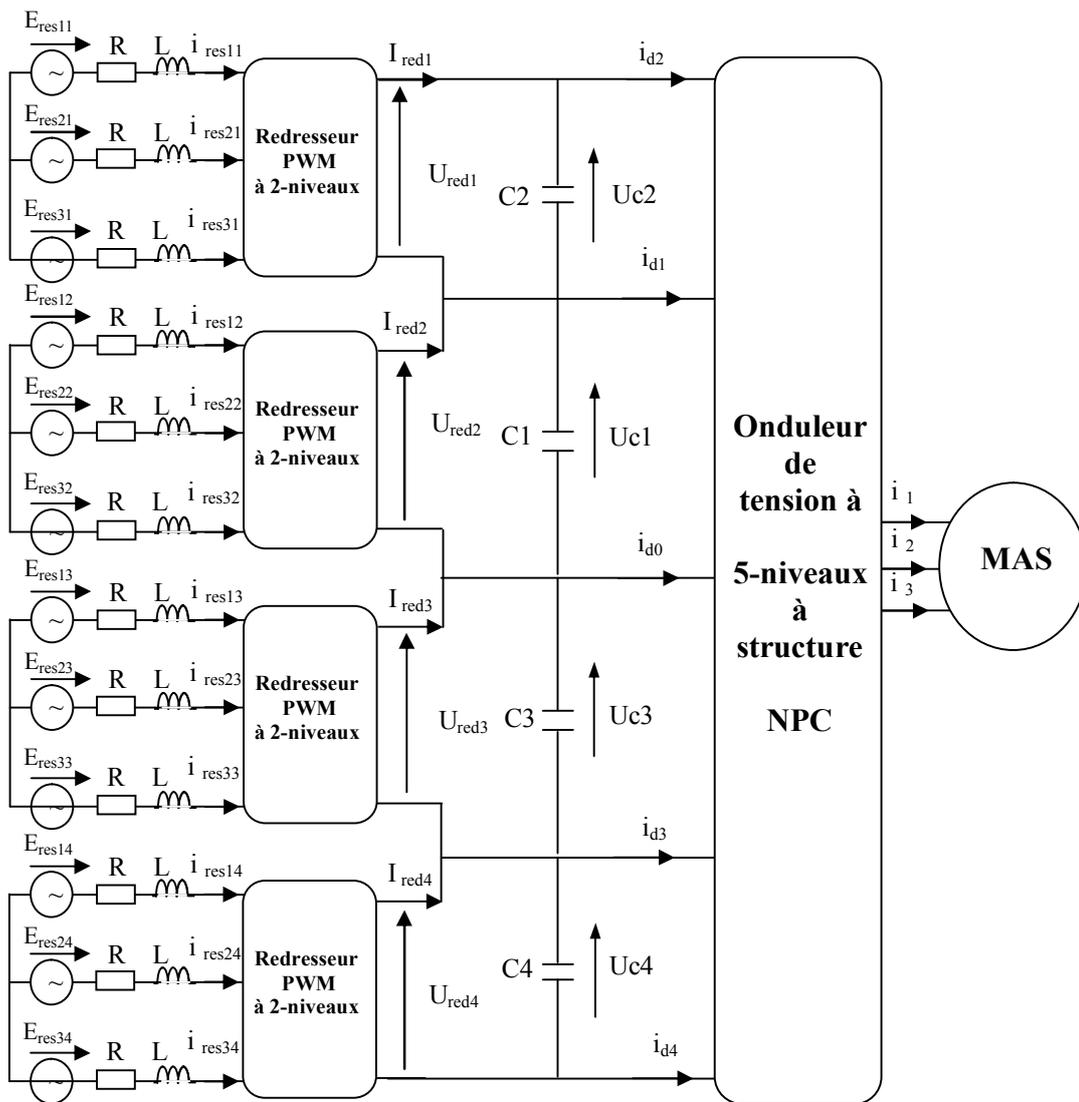


Figure II.15- Structure de la cascade de quatre redresseurs à deux niveaux – Onduleur de tension à cinq niveaux – MAS

II.4.1 Modélisation du filtre intermédiaire

La structure du filtre intermédiaire est la suivante :

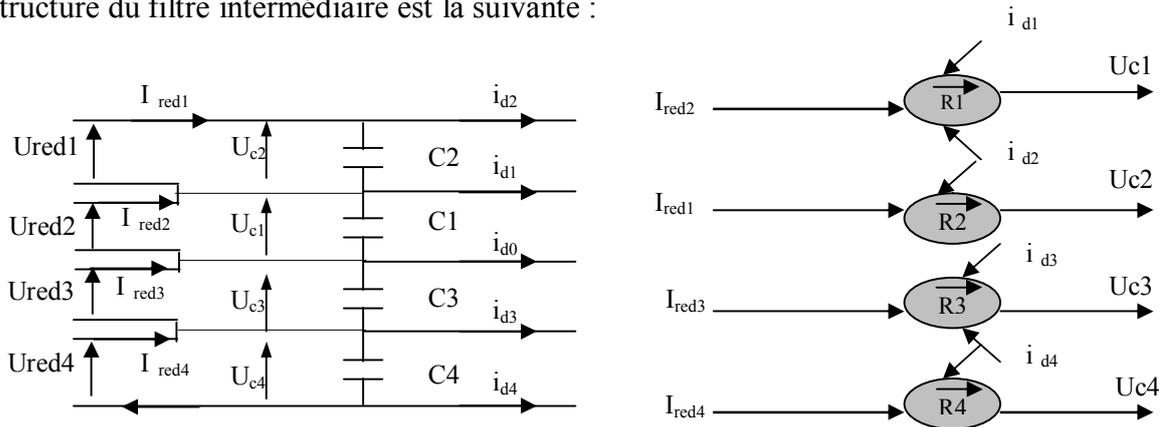


Figure II. 16 Filtrage intermédiaire et son graphe informationnel

Le modèle mathématique du filtre est donné par le système suivant :

$$\begin{cases} C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} = I_{red2} - i_{d1} - i_{d2} & (R1) \\ C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} = I_{red1} - i_{d2} & (R2) \\ C_3 \frac{dU_{c3}}{dt} = I_{red3} + i_{d4} + i_{d3} & (R3) \\ C_4 \frac{dU_{c4}}{dt} = I_{red4} + i_{d4} & (R4) \end{cases} \quad (II.54)$$

II.4.2 Commande des redresseurs PWM à deux niveaux

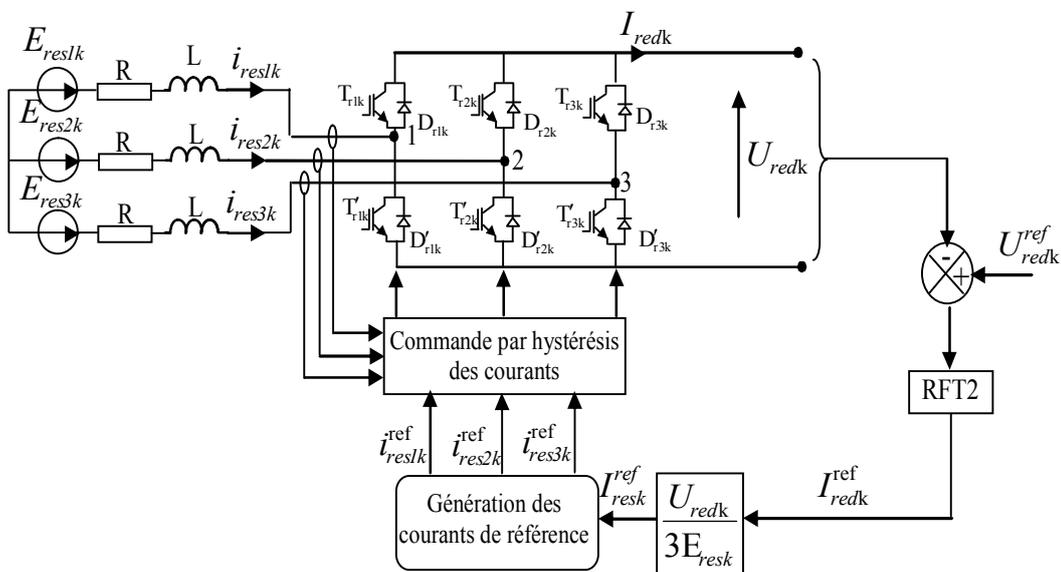


Figure II.17 – Commande d'un redresseur PWM à deux niveaux

Le schéma bloc de l'asservissement de la tension de sortie d'un redresseur PWM à deux niveaux commandé par hystérésis en courant est représenté par la figure II.17. Cette structure de commande nous a permis d'une part, de réaliser un asservissement de la tension de sortie du redresseur à sa valeur de référence et d'autre part, d'assurer un facteur de puissance unitaire côté réseau.

Les courants du réseau triphasé sont donnés par :

$$L \frac{di_{resik}}{dt} = E_{resik} - V_{resik} - Ri_{resik} \quad i = 1,2,3 \quad (\text{II.55})$$

Avec

$$E_{resik} = \sqrt{2}V_{resk}^{eff} \sin(\omega_{res}t - (i-1)\frac{2\pi}{3}), \quad i = 1,2,3 \quad (\text{II.56})$$

Où V_{resk}^{eff} et ω_{res} représentent respectivement la valeur efficace de la tension simple et la pulsation du réseau.

II.4.3 Modélisation du redresseur à deux niveaux

La structure du redresseur est celle de la figure suivante :

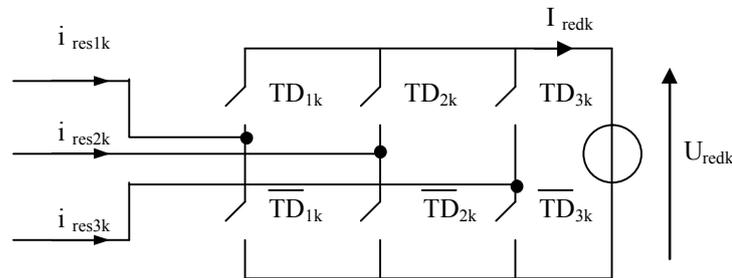


Figure II.18 - Structure du redresseur à deux niveaux

Les tensions d'entrée du redresseur k s'expriment au moyen des fonctions de connexion des interrupteurs F_{ik} , $i=1,2,3$ par le système (II.57).

$$\begin{pmatrix} V_{res1k} \\ V_{res2k} \\ V_{res3k} \end{pmatrix} = \frac{U_{redk}}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} F_{1k} \\ F_{2k} \\ F_{3k} \end{pmatrix} \quad (\text{II.57})$$

Le courant de sortie de chaque redresseur k en fonction des fonctions de connexion des interrupteurs et des courants du réseau est donné par :

$$I_{redk} = \sum_{i=1}^3 F_{ik} i_{resik} \quad (\text{II.58})$$

II.4.4 Stratégie de contrôle du redresseur à deux niveaux :

Pour la commande de ce redresseur, toutes les stratégies de commande possibles pour les onduleurs à deux niveaux sont utilisables. Dans notre étude, pour avoir un courant le plus

sinusoïdale possible et en phase avec sa tension, la commande par hystérésis en courant sera adoptée pour des raisons de simplicité et de robustesse.

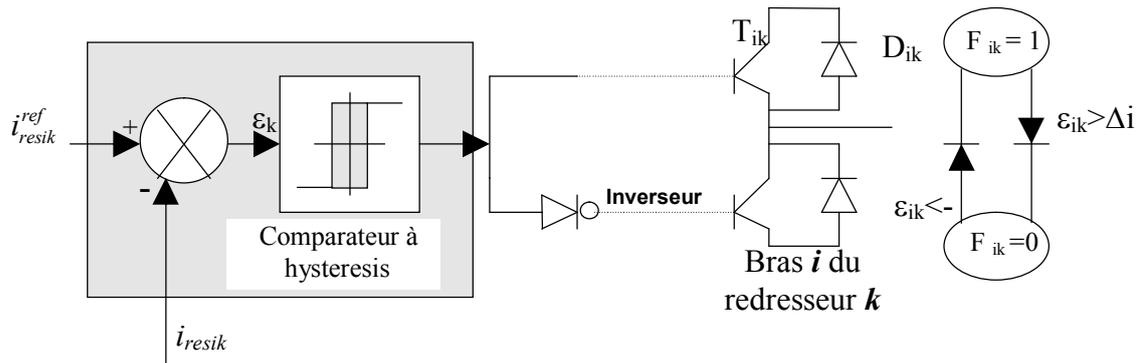


Figure- II.19 - Principe du contrôle par hystérésis

$$\begin{cases} si \ \varepsilon_{ik} \geq \Delta i \Rightarrow F_{ik} = 1 , \\ si \ \varepsilon_{ik} \leq -\Delta i \Rightarrow F_{ik} = 0 , \\ \varepsilon_{ik} = i_{resik}^{ref} - i_{resik} \quad i = 1,2,3 \end{cases} \quad (II.59)$$

Où :

Δi : est la largeur de la bande d'hystérésis,

ε_{ik} : désigne l'écart entre le courant de référence et le courant réel du réseau,

Les courants de référence sont donnés par :

$$i_{resik}^{ref} = \sqrt{2} I_{resk}^{ref} \sin(\omega_{res} t - (i-1) \frac{2\pi}{3}), \quad i = 1,2,3 \quad (II.60)$$

La valeur efficace I_{resk}^{ref} du courant de référence du réseau doit être fournie par le régulateur de tension continue de chaque redresseur figure II.17.

II.4.5 Résultats de simulation

Dans cette étude, la MAS est commandée par DTC. Les redresseurs à deux niveaux sont commandés par la stratégie à hystérésis en courant, avec une bande d'hystérésis de 0.1A. Les capacités du filtre intermédiaire sont égales ($C_1=C_2=C_3=C_4=20mF$) et initialement chargées à une tension de référence U_c fixée à 200V. On suppose également que chaque réseau triphasé est caractérisé par une fréquence de 50Hz, une inductance de ligne de 10mH et une résistance de 0.25Ω. Les gains du régulateur flou type-2 sont $G_e=G_{de}=25$ et $G_{du}=18$ avec une période d'échantillonnage de 20ms.

Dans cette cascade la valeur efficace de la tension simple des quatre réseaux est de 55V. L'objectif principal de la commande proposée consiste à asservir chaque tension aux bornes des condensateurs à sa valeur de référence.

Les résultats de la figure II.20 et II.21 montrent la capacité de la cascade proposée pour maintenir l'équilibrage des tensions aux bornes des condensateurs. Nous remarquons également que les tensions continues sont pratiquement insensibles à la perturbation du couple de charge à $t=1s$.

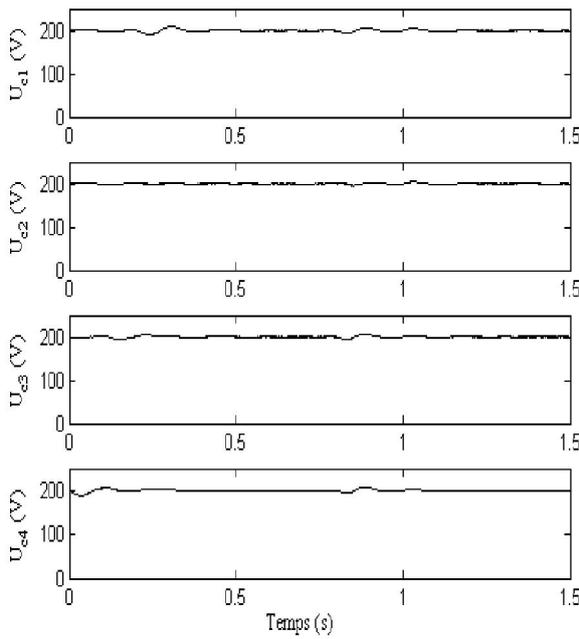


Figure II.20 – Tensions aux bornes des Condensateurs

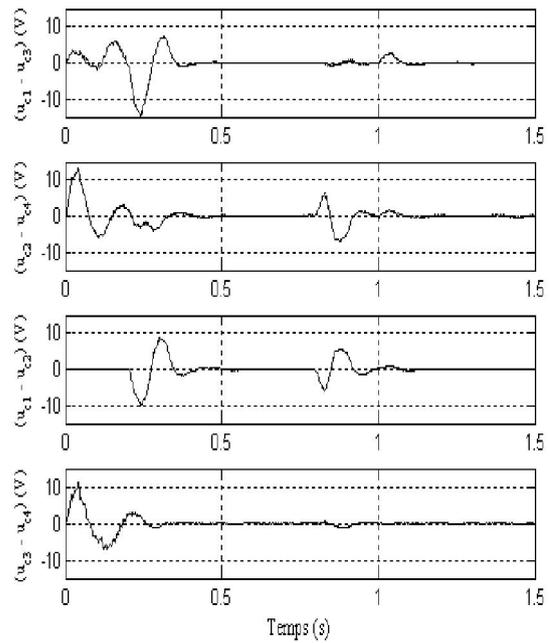


Figure II.21 – Les différences entre les tensions des condensateurs

Les performances des redresseurs données par la figure II.22, montrent que le courant du réseau est en phase avec sa tension pour chaque redresseur. Le fonctionnement étant donc à facteur de puissance unitaire.

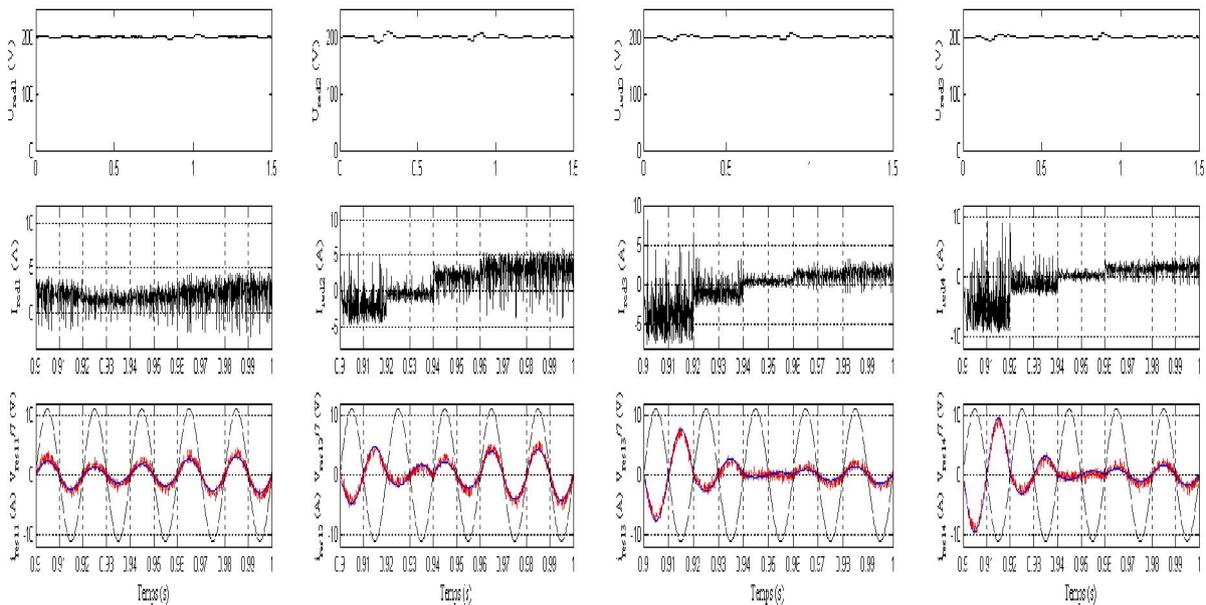


Figure II.22 – Performances des redresseurs PWM

La figure II.23 présente les performances de la machine asynchrone alimentée par cette cascade. Un échelon de couple de 10N.m à -10N.m à t=1s est appliqué. On peut noter les très bonnes performances du contrôle du couple et du flux.

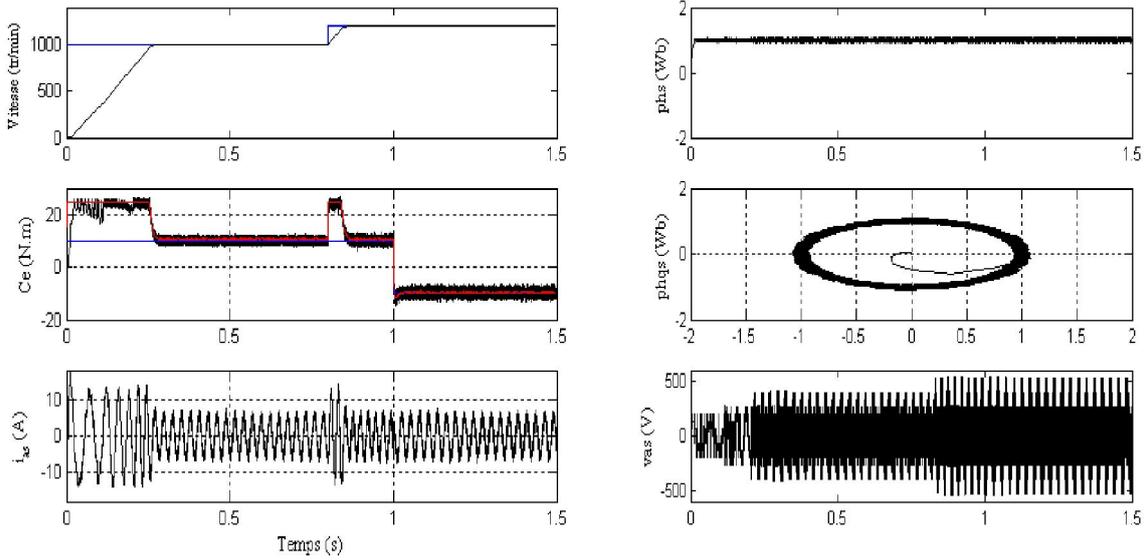
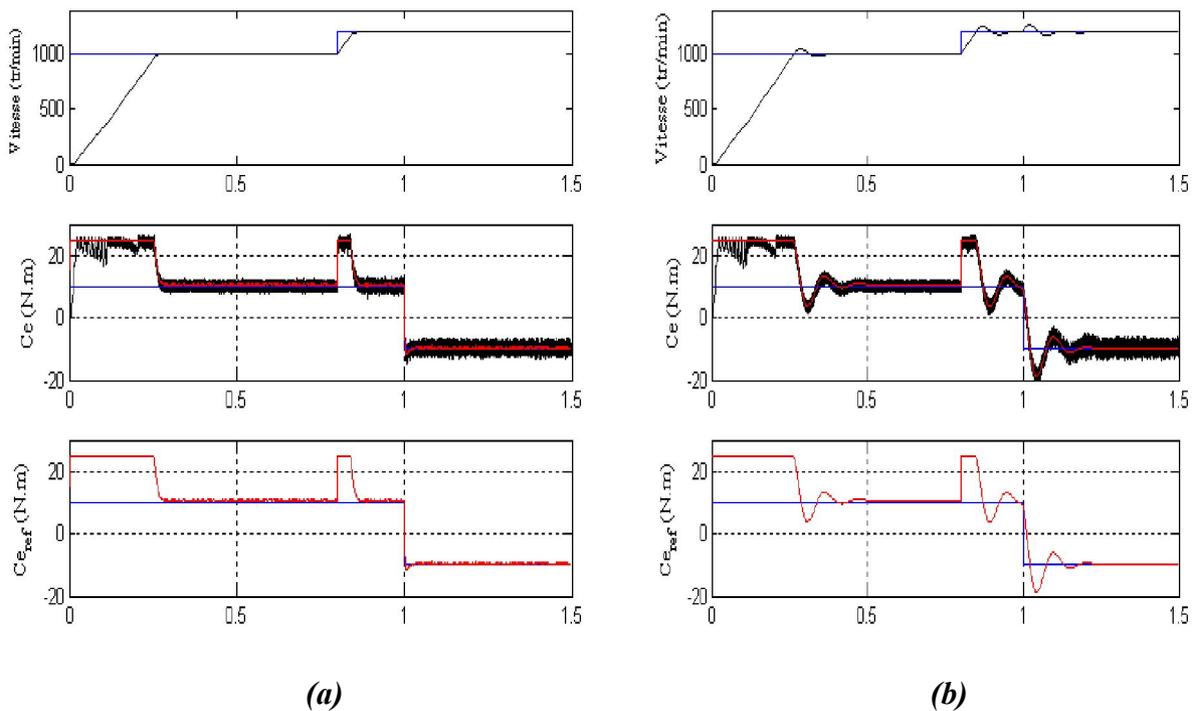
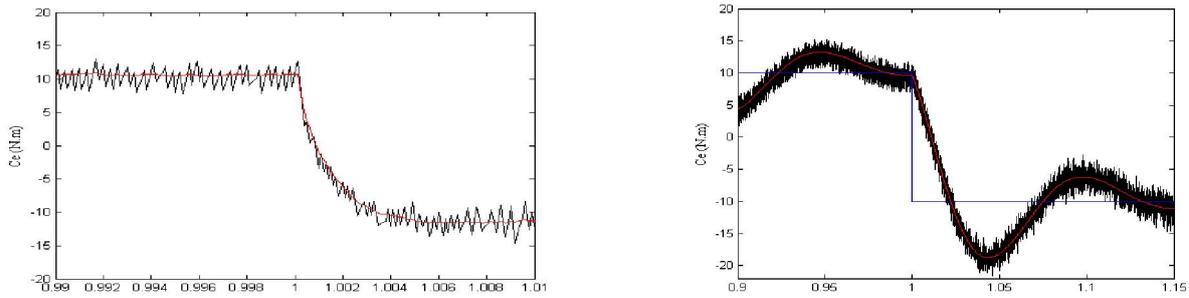


Figure II.23 - Performances de la machine asynchrone

Afin de présenter l'utilité et l'efficacité du contrôleur flou type -2 présenté dans ce chapitre, une comparaison des performances de la MAS avec deux types de régulateur pour la boucle de vitesse est illustrée par la figure II.24. Le régulateur flou type-2 montre des performances statiques et dynamiques meilleures en couple et en vitesse par rapport à un régulateur proportionnel intégral (PI).

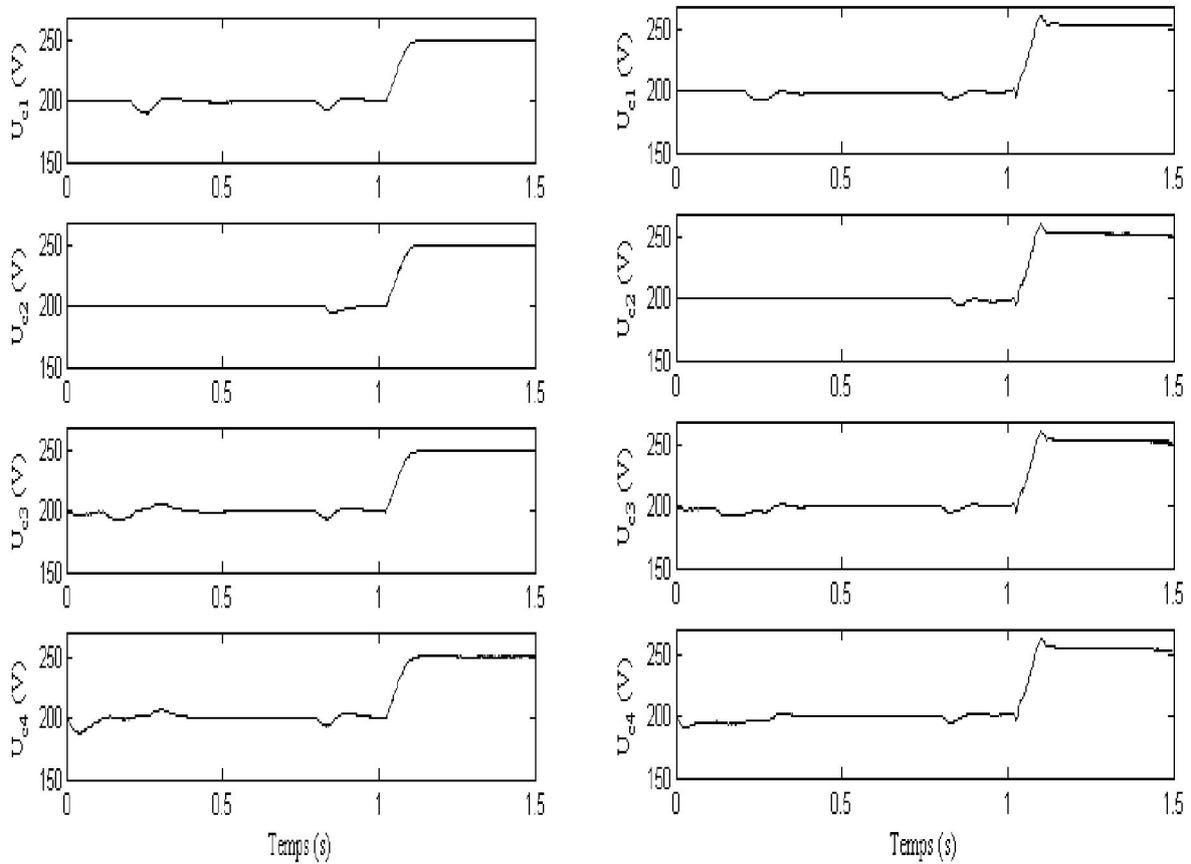


(a) (b)
 Figure II.24 - Performances de la machine asynchrone commandée par DTC
 (a) Avec un régulateur Flou type-2
 (b) Avec un régulateur PI



(a) (b)
Figure II.25 – couple de la machine pour un échelon de couple résistant
 (a) Avec un régulateur Flou type-2
 (b) Avec un régulateur PI

Dans la figure II.26, l'étude des performances des redresseurs montre l'efficacité du contrôleur flou type-2 utilisé pour un échelon de consigne des tensions des condensateurs entre 200V et 250V.



(a) (b)
Figure II.26 - Performances des redresseurs à deux niveaux pour $Cr=10N.m$
 (a) Avec un régulateur Flou type-2
 (b) Avec un régulateur PI

II.5. CASCADE DE DEUX REDRESSEURS À DEUX NIVEAUX – ONDULEUR DE TENSION À 5-NIVEAUX – MAS

Dans cette partie, on va voir si l'utilisation de deux redresseurs selon la cascade de la figure II.27 est capable d'équilibrer les tensions d'entrée de l'onduleur à 5-niveaux à structure NPC.

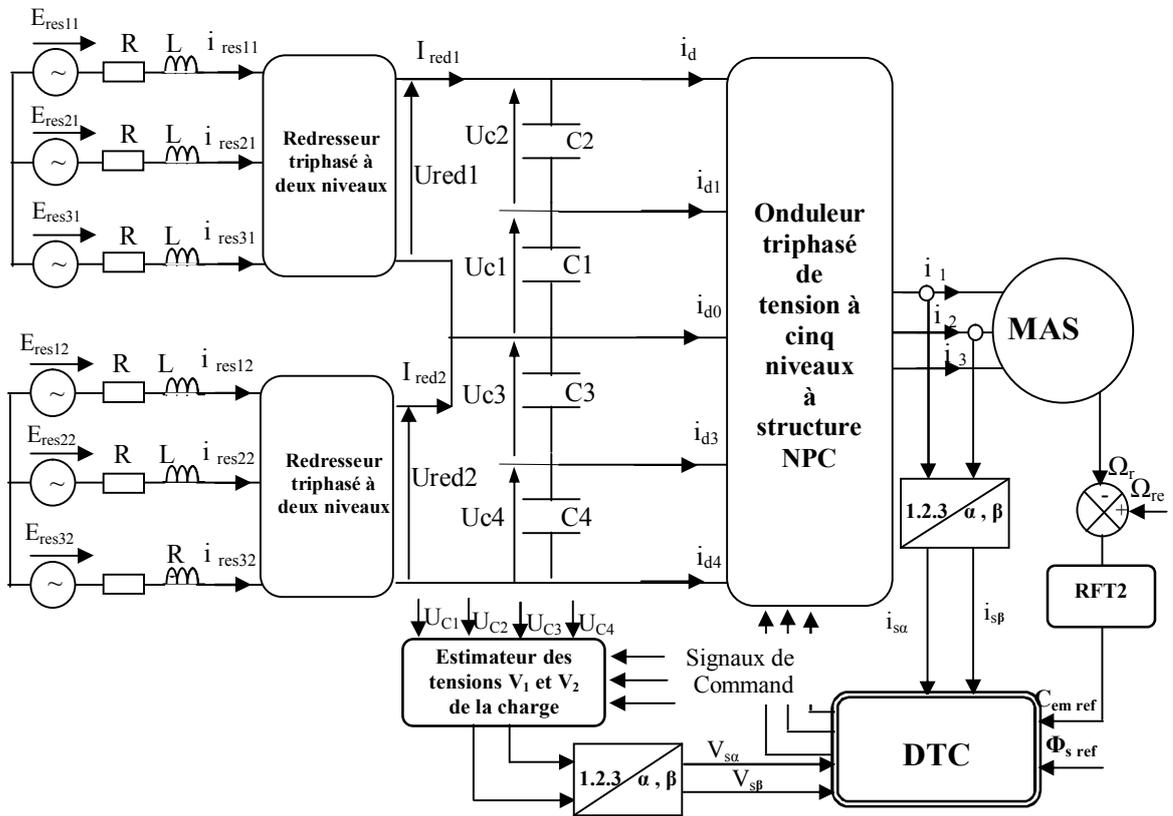


Figure II.27 - Structure de la cascade de deux redresseurs à deux niveaux – Onduleur de tension à 5-niveaux – MAS

II.5.1 Modélisation du filtre intermédiaire

Pour la cascade de la figure II.28, le filtre intermédiaire est le suivant :

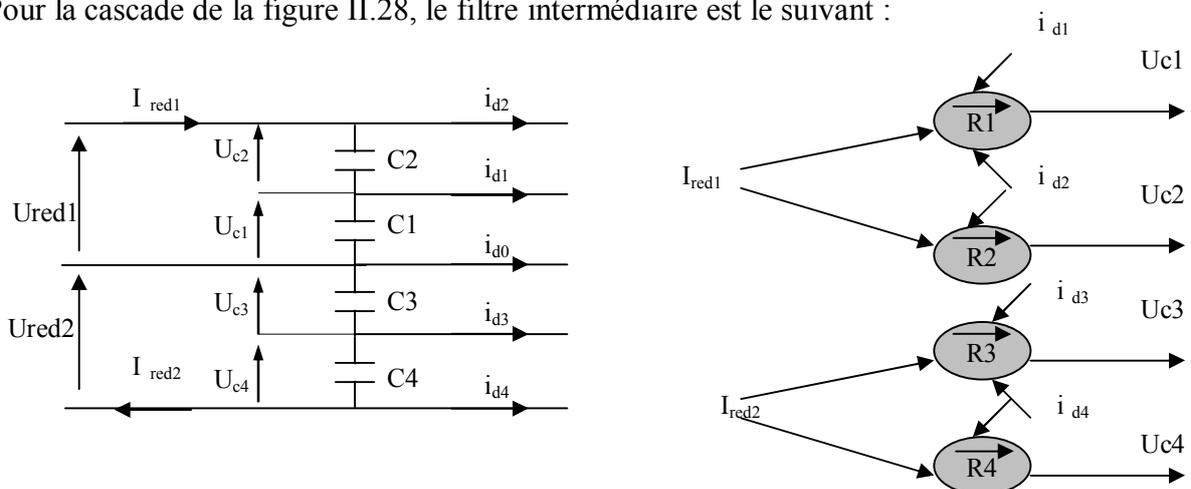


Figure II.28 - Filtre intermédiaire et son graphe informationnel

Le modèle du filtre est donné par le système suivant :

$$\begin{cases} C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} = I_{red1} - i_{d1} - i_{d2} & (R1) \\ C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} = I_{red1} - i_{d2} & (R2) \\ C_3 \frac{dU_{c3}}{dt} = I_{red2} + i_{d4} + i_{d3} & (R3) \\ C_4 \frac{dU_{c4}}{dt} = I_{red2} + i_{d4} & (R4) \end{cases} \quad (II.61)$$

II.5.2 Résultats de simulation

Dans cette partie la tension efficace de chaque réseau d'alimentation est de 110V. Pour le reste en restant dans les mêmes conditions de la cascade précédente.

A partir des figures II.29 et II.30, on peut noter que cette cascade associée à sa commande est incapable d'assurer la stabilité des tensions d'entrée de l'onduleur à 5-niveaux. Ces tensions sont pratiquement symétriques par paire.

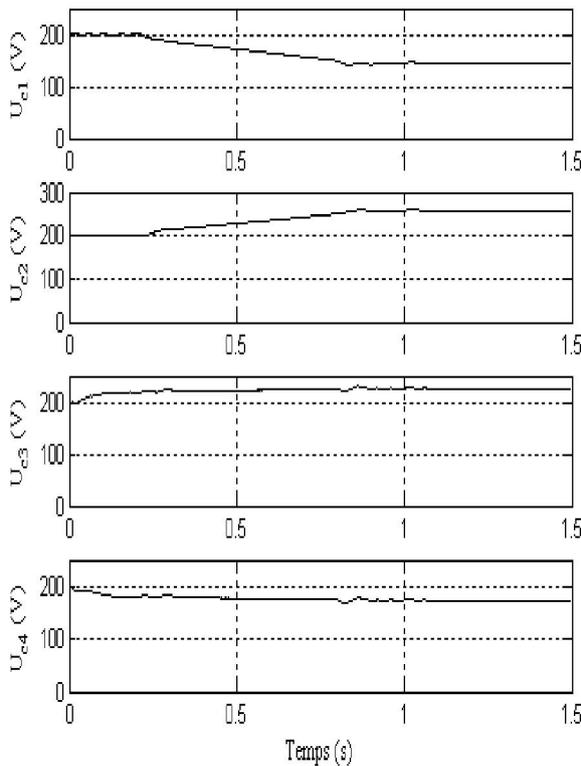


Figure II.29 – Tensions aux bornes des condensateurs

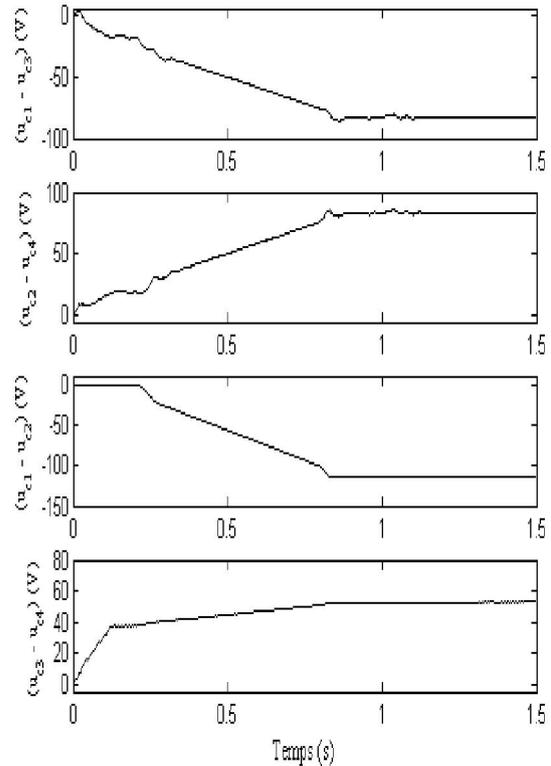


Figure II.30 – Les différences entre les tensions des condensateurs

La figure II.31 montre les performances des redresseurs utilisés. On note que les deux courants des réseaux suivent bien leurs références avec un facteur de puissance unitaire. On observe également que les tensions redressées sont stables, cette stabilité montre l'efficacité de l'algorithme d'asservissement proposé.

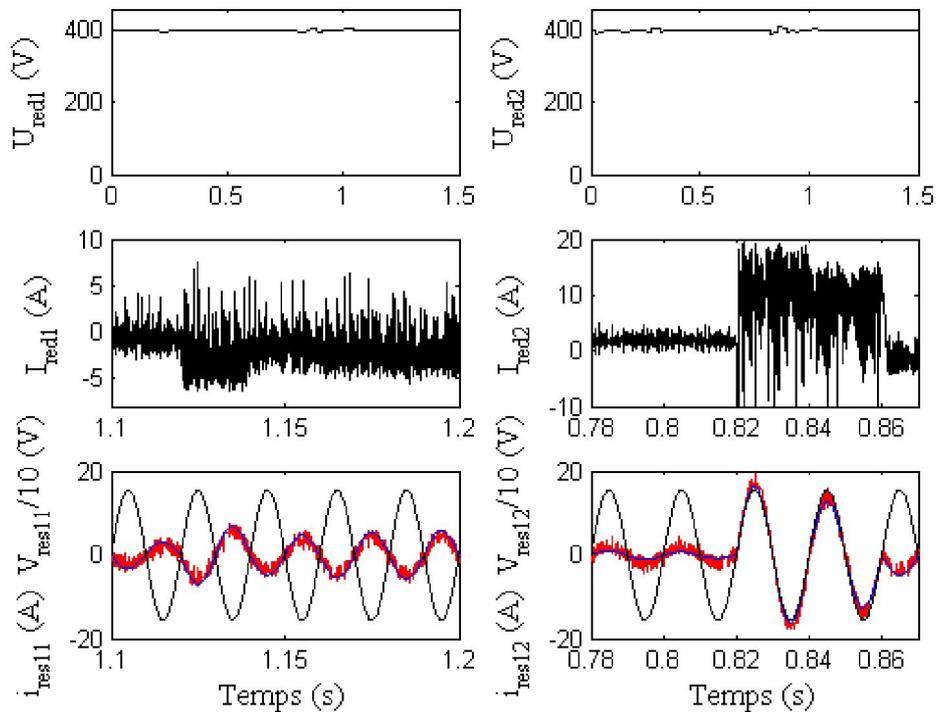


Figure II.31 - Performances des redresseurs PWM

Les performances de la machine asynchrone alimentée par cette cascade sont présentées par la figure II.32.

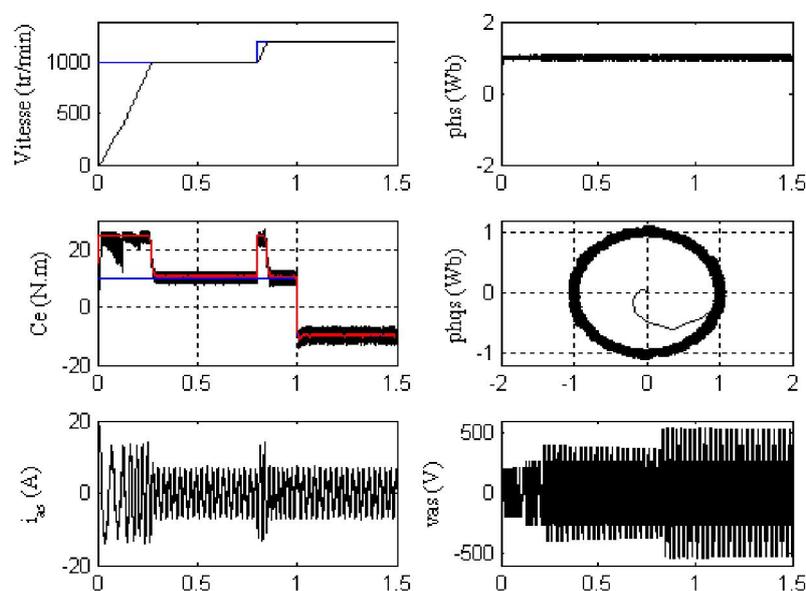


Figure II.32 - Performances de la machine asynchrone

II.6 CASCADE DE DEUX REDRESSEURS A 3-NIVEAUX – ONDULEUR DE TENSION A 5-NIVEAUX – MAS

Dans cette section, on présentera un autre type de cascade permettant de réaliser un changeur de fréquence ayant en sortie un onduleur de tension à 5-niveaux. Le pont d'entrée de cette cascade est constitué de deux redresseurs PWM à 3-niveaux.

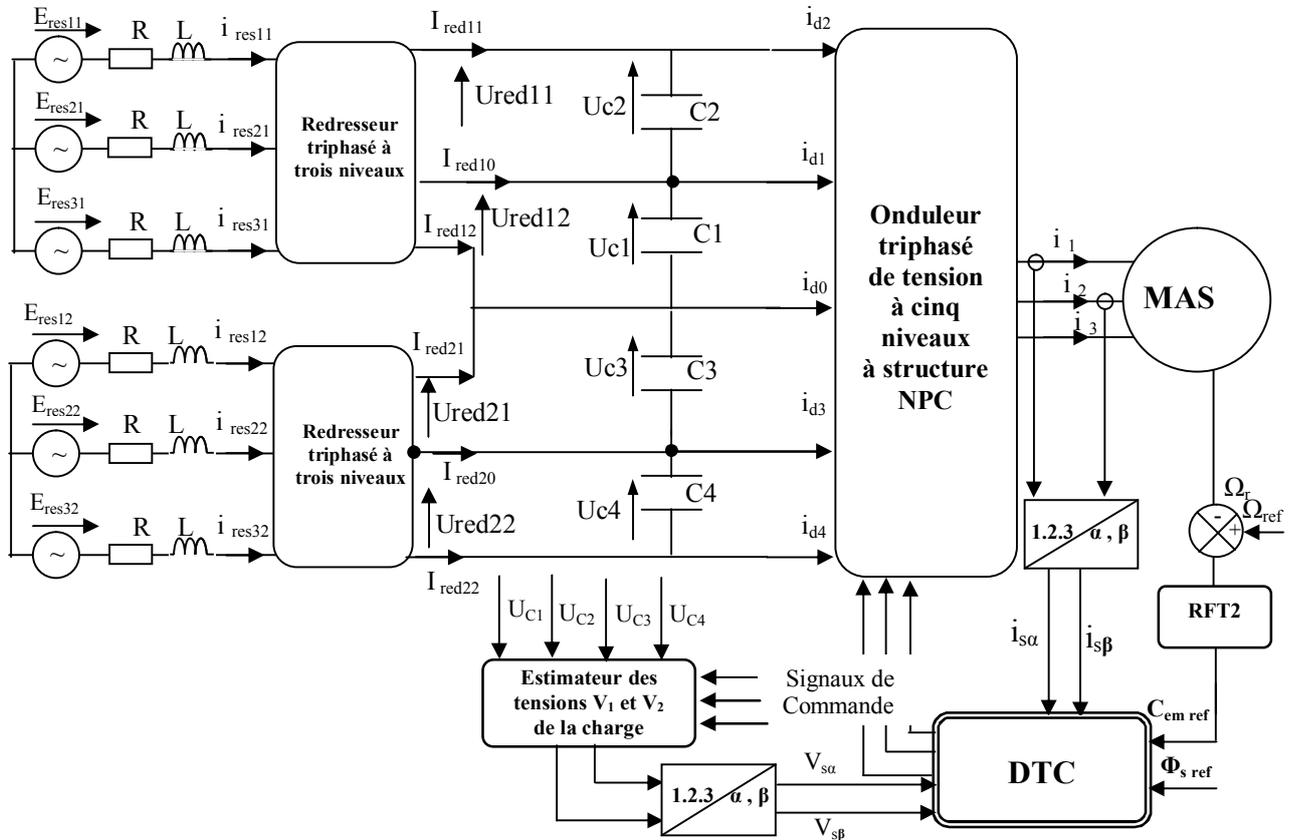


Figure- II. 33- Cascade de deux redresseurs PWM à trois niveaux – onduleur à 5-niveaux – MAS- DTC

II.6.1. Modélisation du filtre capacitif intermédiaire

Ce filtre est modélisé par le système suivant:

$$\left\{ \begin{array}{l} C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} = I_{red11} + I_{red01} - i_{d1} - i_{d2} \\ C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} = I_{red11} - i_{d2} \\ C_3 \frac{dU_{c3}}{dt} = -I_{red22} - I_{red02} + i_{d4} + i_{d3} \\ C_4 \frac{dU_{c4}}{dt} = -I_{red22} + i_{d4} \end{array} \right. \quad (II.62)$$

II.6.2. Modélisation du redresseur de courant à 3-niveaux

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

$$\begin{cases} F_{i3}^k = 1 - F_{i2}^k \\ F_{i4}^k = 1 - F_{i1}^k \end{cases}, i = 1,2,3 \quad (\text{II.63})$$

Les fonctions de connexion des demi-bras sont déterminées comme suit :

$$\begin{cases} F_{i1}^{kb} = F_{i1}^k \cdot F_{i2}^k \\ F_{i0}^{kb} = F_{i3}^k \cdot F_{i4}^k \end{cases}, \text{ avec } i = 1,2,3 \quad (\text{II.64})$$

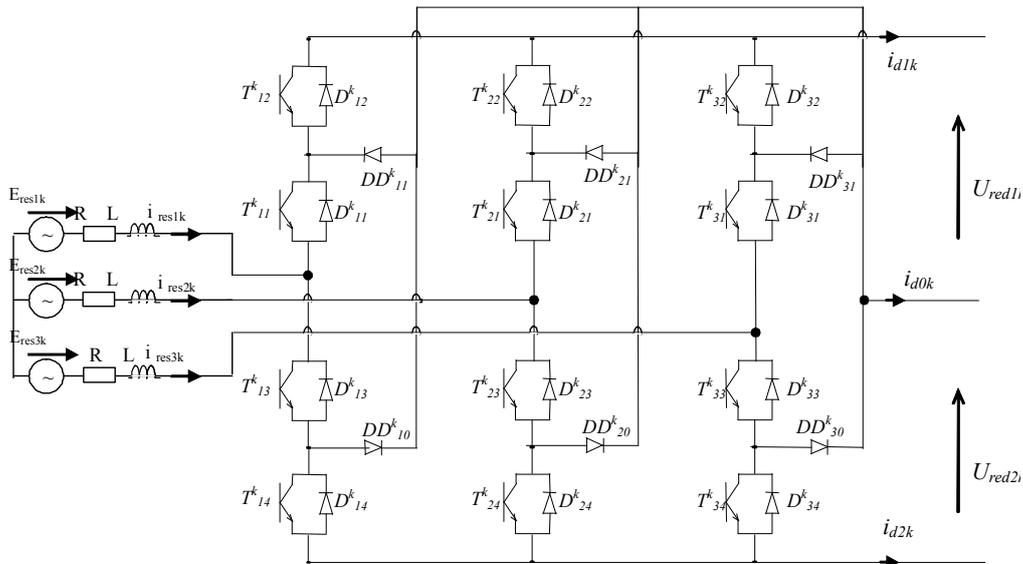


Figure II.34 – Redresseur de courant à 3-niveaux

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

$$\begin{pmatrix} V_{res1k} \\ V_{res2k} \\ V_{res3k} \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \left\{ \begin{pmatrix} F_{11}^{kb} \\ F_{21}^{kb} \\ F_{31}^{kb} \end{pmatrix} U_{red1k} - \begin{pmatrix} F_{10}^{kb} \\ F_{20}^{kb} \\ F_{30}^{kb} \end{pmatrix} U_{red2k} \right\} \quad (\text{II.65})$$

Les courants de sortie du redresseur peuvent s'écrire comme suit :

$$\begin{cases} I_{red1k} = F_{11}^{bk} i_{res1k} + F_{21}^{bk} i_{res2k} + F_{31}^{bk} i_{res3k}, \\ I_{red2k} = F_{10}^{bk} i_{res1k} + F_{20}^{bk} i_{res2k} + F_{30}^{bk} i_{res3k}, \\ I_{red0k} = -(I_{red1k} + I_{red2k}) \end{cases}, \quad (\text{II.66})$$

II.6.3 Schéma de la commande du redresseur à trois niveaux

Afin de calculer la valeur efficace du courant réseau nécessaire, pour que la tension redressée soit égale à sa valeur de référence. La boucle de régulation de la tension continue est déterminée à l'aide du principe de conservation de puissance. Le contrôle par hystérésis est utilisé pour contrôler ce courant en amplitude et en phase, donc un fonctionnement à facteur de puissance unitaire.

Définissons U_{redk}^{eq} comme suit :

$$U_{redk}^{eq} = \frac{1}{2}(U_{red1k} + U_{red2k}) \quad (\text{II.67})$$

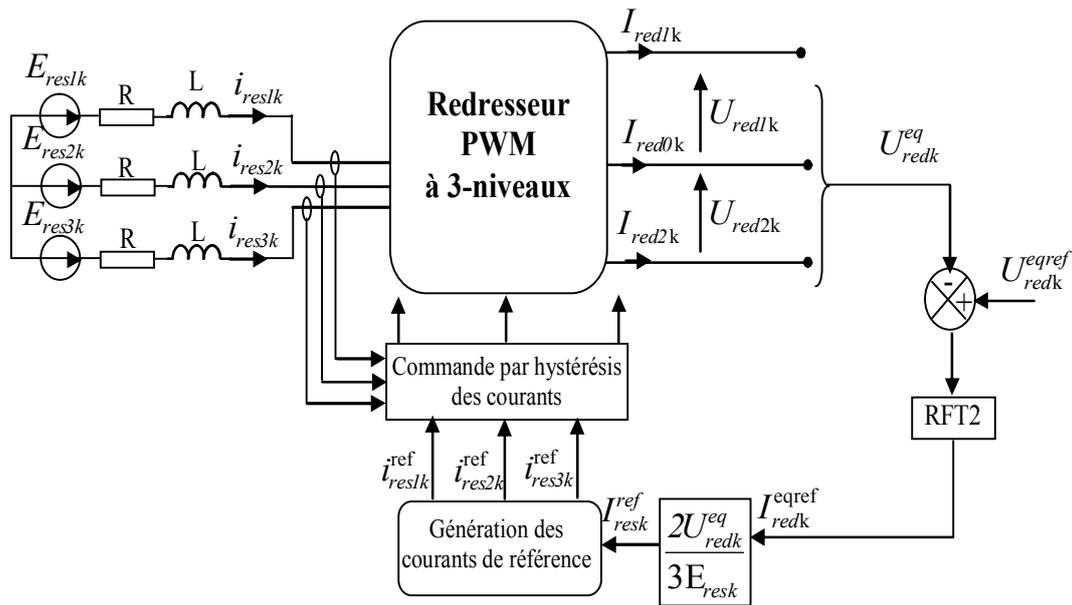


Figure II.35 – Schéma de la boucle d'asservissement du redresseur à 3-niveaux

L'algorithme de la commande par hystérésis d'un redresseur k à trois niveaux est donné par l'équation (II.68) :

$$\begin{aligned}
 & \text{if} && \varepsilon_{ik} < -2\Delta i && F_{i1}^k = 1, && F_{i2}^k = 1; \\
 & \text{else if} && -2\Delta i \leq \varepsilon_{ik} \leq -\Delta i \text{ OR } \Delta i \leq \varepsilon_{ik} \leq 2\Delta i && F_{i1}^k = 1, && F_{i2}^k = 0; \\
 & \text{else if} && \varepsilon_{ik} > 2\Delta i && F_{i1}^k = 0, && F_{i2}^k = 0; \\
 & \text{else} && \text{la commande reste inchangée} \\
 & \text{end if,} && i = 1,2,3
 \end{aligned} \quad (\text{II.68})$$

II.6.4 Résultats de simulation

Dans cette cascade, les simulations ont été effectuées avec l'asservissement de la valeur moyenne des deux tensions de sortie de chaque redresseur à 200V. Le redresseur à 3-niveaux est commandé par hystérésis en courant ($\Delta i=0.1A$), où la valeur efficace du courant de référence du réseau est imposée par la boucle du réglage, en utilisant le contrôleur flou type-2. La tension efficace des deux réseaux est de 110V.

On remarque de la figure II.36 et II.37, l'instabilité des tensions d'entrée de l'onduleur à 5-niveaux. Ces tensions sont pratiquement symétriques par paire. On observe également que l'application d'un couple résistant à $t=0s$ (démarrage en charge) augmente le déséquilibre entre ces tensions.

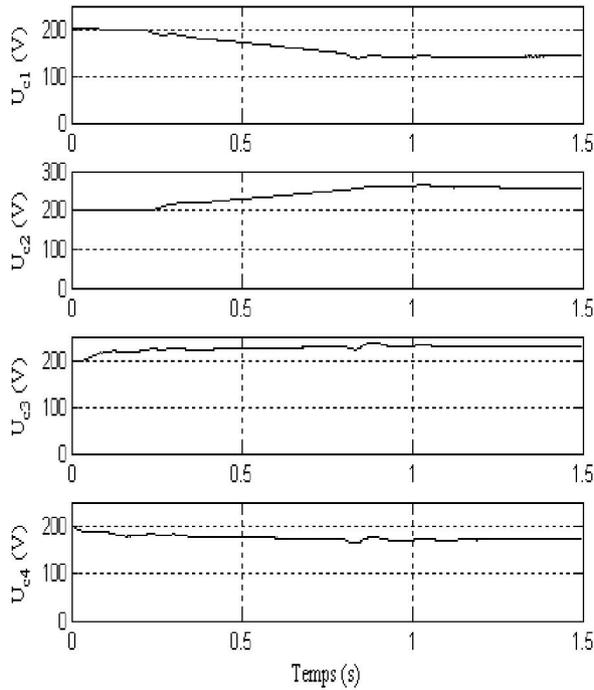


Figure II.36 – Tensions aux bornes des condensateurs

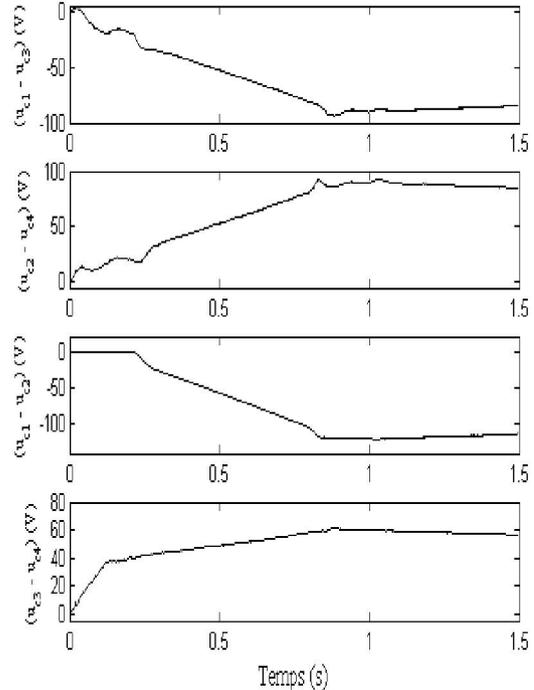


Figure II.37 – Les différences entre les tensions des condensateurs

D'après la figure II.38, le facteur de puissance de chaque réseau est pratiquement unitaire, du fait que sa tension et son courant sont en phase. La valeur moyenne des tensions de sortie de chaque redresseur suit bien sa référence ce qu'il montre l'efficacité de l'algorithme et du régulateur flou type-2 utilisé.

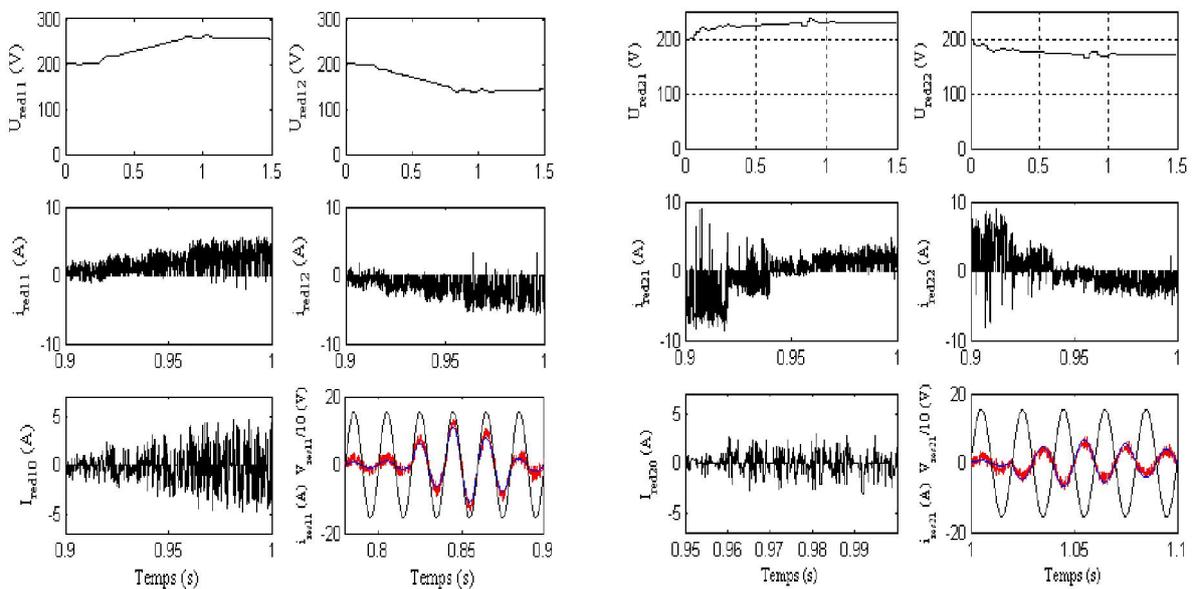


Figure II.38 - Performances des redresseurs PWM à 3-niveaux

Les performances de la machine asynchrone alimentée par cette cascade et commandée par DTC sont données par la figure II.39.

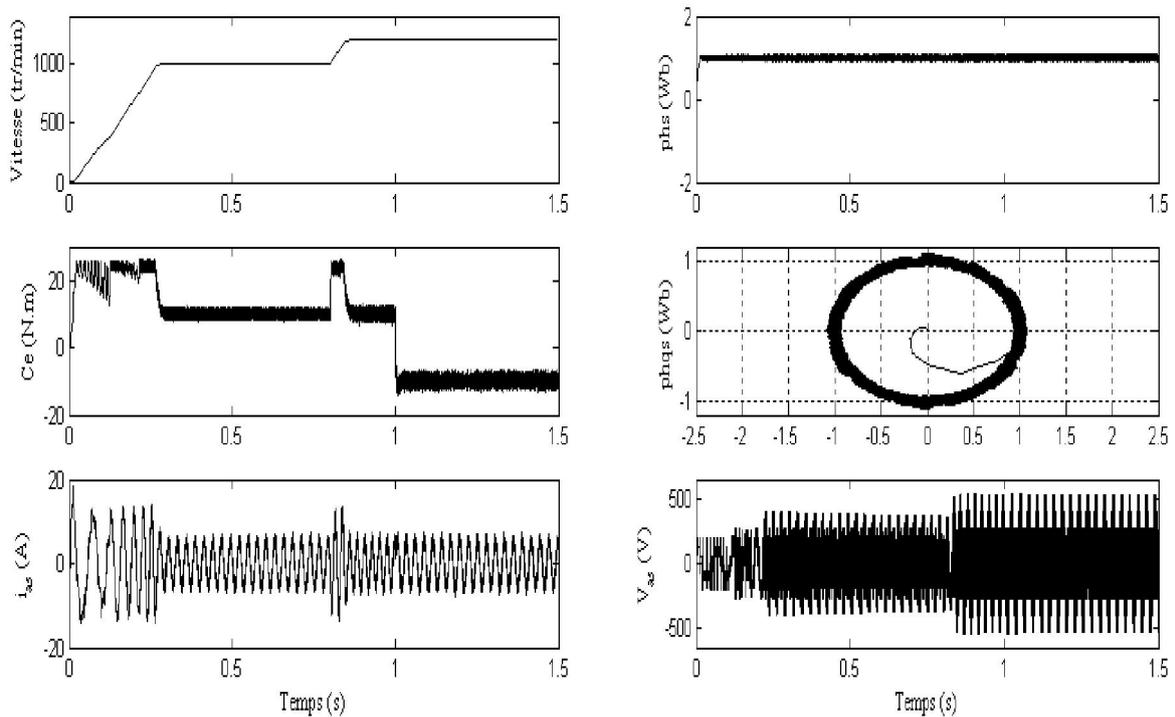


Figure II.39 - Performances de la machine asynchrone

II.7 CASCADE D'UN REDRESSEUR A CINQ NIVEAUX ONDULEUR DE TENSION A 5-NIVEAUX – MAS

La structure de la cascade est donnée par la figure suivante :

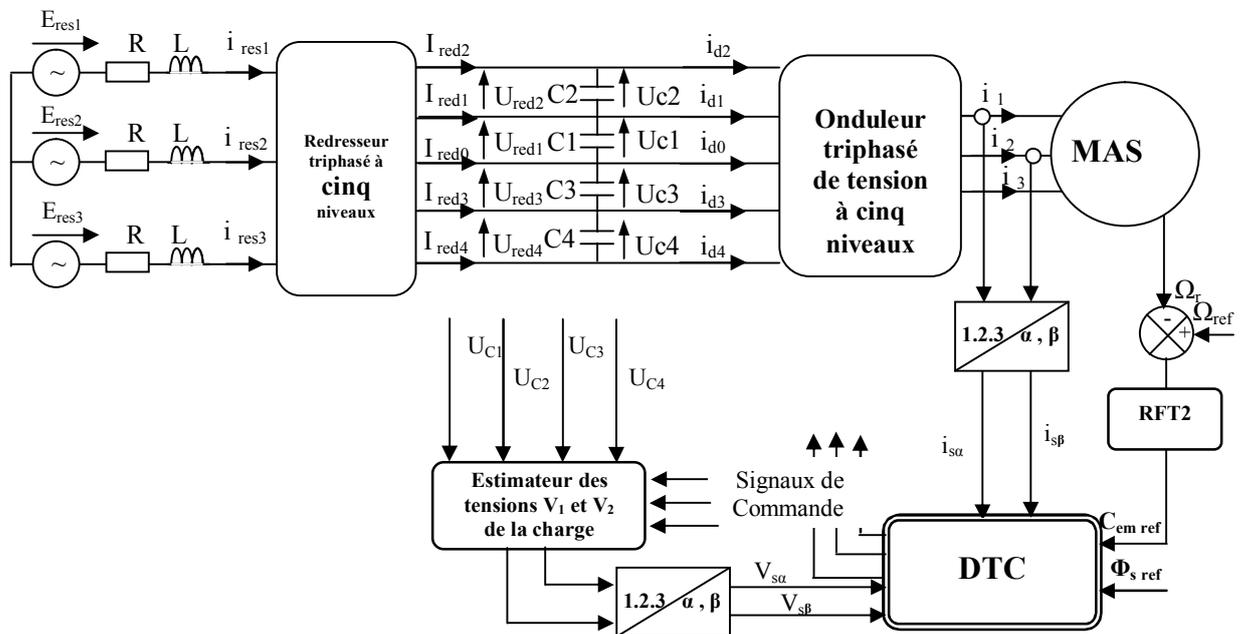


Figure II.40 - Structure de la cascade redresseur à cinq niveaux – onduleur de tension à cinq niveaux – MAS

II. 7. 1 Modélisation du filtre intermédiaire

Le filtre intermédiaire dans ce cas est le suivant :

$$\begin{cases} C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} = I_{red2} + I_{red1} - i_{d1} - i_{d2} & (R1) \\ C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} = I_{red2} - i_{d2} & (R2) \\ C_3 \frac{dU_{c3}}{dt} = i_{d4} + i_{d3} - I_{red3} - I_{red4} & (R3) \\ C_4 \frac{dU_{c4}}{dt} = i_{d4} - I_{red4} & (R4) \end{cases} \quad (II.69)$$

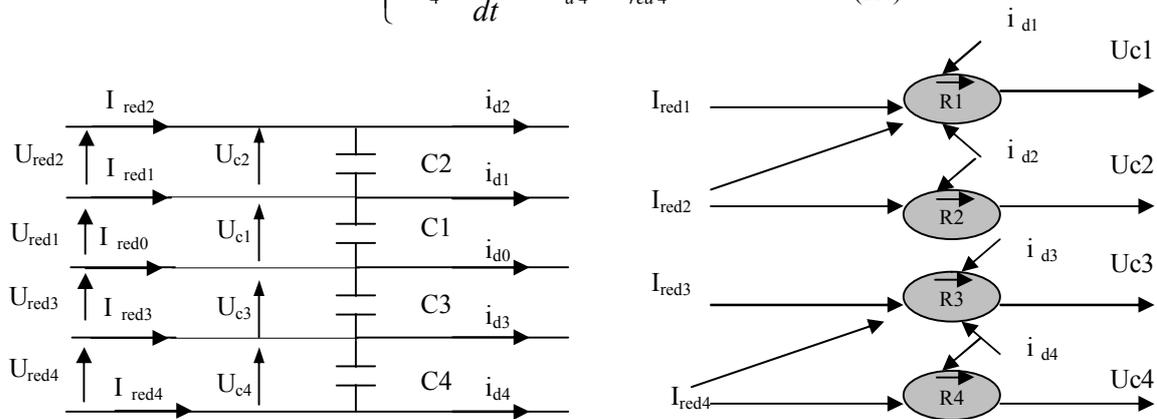


Figure II.41 - Filtre intermédiaire et son graphe informationnel

II.7.2 commande par hystérésis en courant du redresseur à 5-niveaux

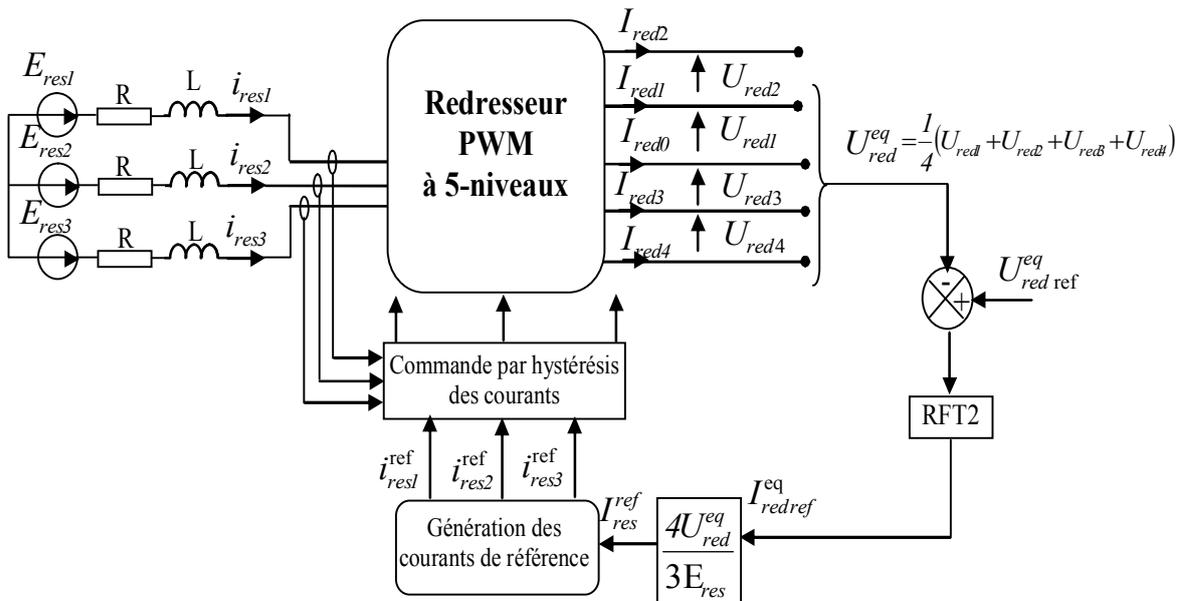


Figure II.42 - Commande par hystérésis en courant d'un redresseur PWM à 5-niveaux

La figure II.42 montre le schéma de la commande du redresseur à 5-niveaux. Ce schéma fonctionnel est basé sur l'asservissement de la valeur moyenne des tensions de sortie, en utilisant un contrôleur flou type-2. Le but de l'asservissement est de déterminer les courants de référence

du réseau appliqués aux comparateurs à hystérésis. Ce contrôle se fait avec un facteur de puissance unitaire, en exigeant une puissance réactive nulle, si en imposant un déphasage nul entre la tension et le courant par phase du réseau électrique.

L'algorithme de la commande par hystérésis d'un redresseur à 5-niveaux se résume comme suit :

$$\begin{aligned}
 & \text{if} && \varepsilon_i < -2\Delta i && F_{i1} = 1, && F_{i2} = 1, && F_{i3} = 1; \\
 & \text{else if} && -2\Delta i \leq \varepsilon_i \leq -\Delta i && F_{i1} = 1, && F_{i2} = 1, && F_{i3} = 0; \\
 & \text{else if} && \Delta i \leq \varepsilon_i \leq 2\Delta i && F_{i1} = 0, && F_{i2} = 0, && F_{i3} = 1; \\
 & \text{else if} && \varepsilon_i > 2\Delta i && F_{i1} = 0, && F_{i2} = 0, && F_{i3} = 0; \\
 & \text{else} && \text{la commande des interrupteurs reste inchangée} \\
 & \text{end if,} && i = 1,2,3
 \end{aligned}
 \tag{II.70}$$

II.7.3 Résultats de simulation

Les simulations ont été effectuées avec les mêmes conditions des cascades précédentes, la valeur efficace du réseau est maintenue à 220V.

L'analyse des performances de cette cascade avec sa commande, nous conduit aux résultats des figures II.43 et II.44. On observe une forte limitation de cette structure en vue du déséquilibre des tensions d'entrée de l'onduleur à 5-niveaux.

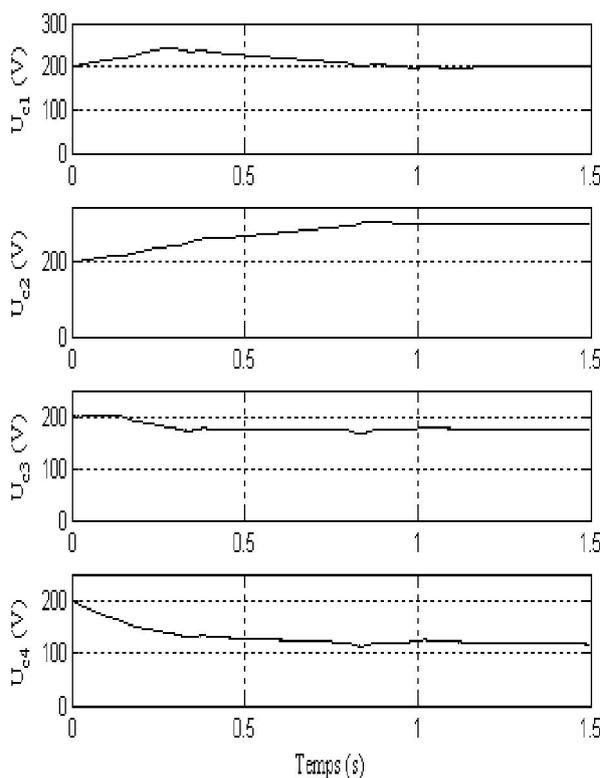


Figure II.43 – Tensions aux bornes des condensateurs

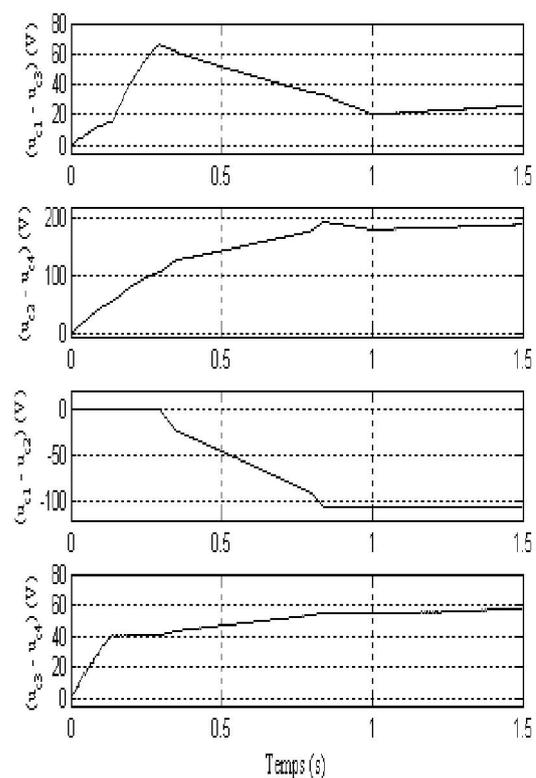


Figure II.44 – Les différences entre les tensions des condensateurs

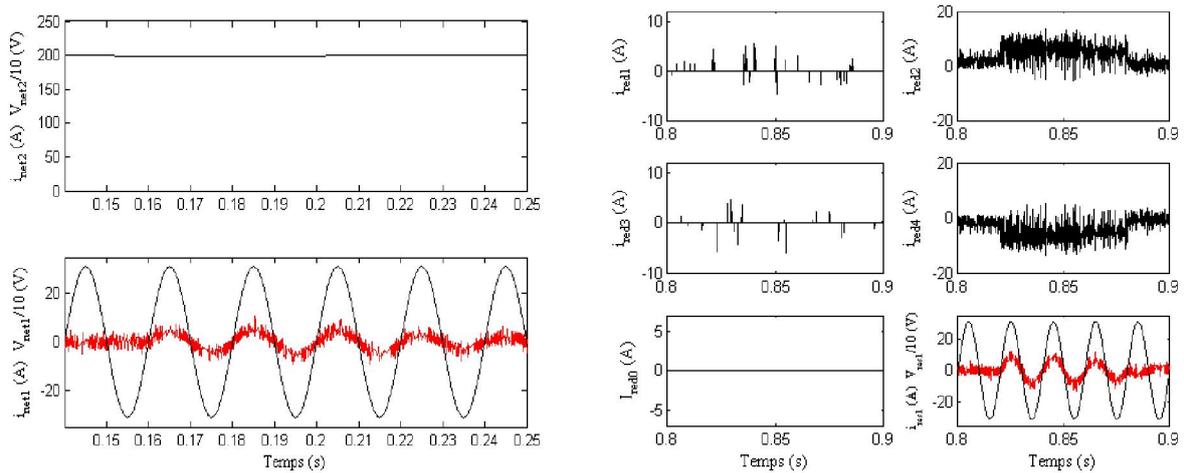


Figure II.45 - Performances du redresseur PWM à 5-niveaux

De la figure II.45, l’algorithme proposé nous permet d’asservir la valeur moyenne des tensions de sortie du redresseur à 5-niveaux à sa valeur de référence, en assurant un facteur de puissance pour l’installation pratiquement unitaire. Les performances de la MAS sont données par la figure II.46.

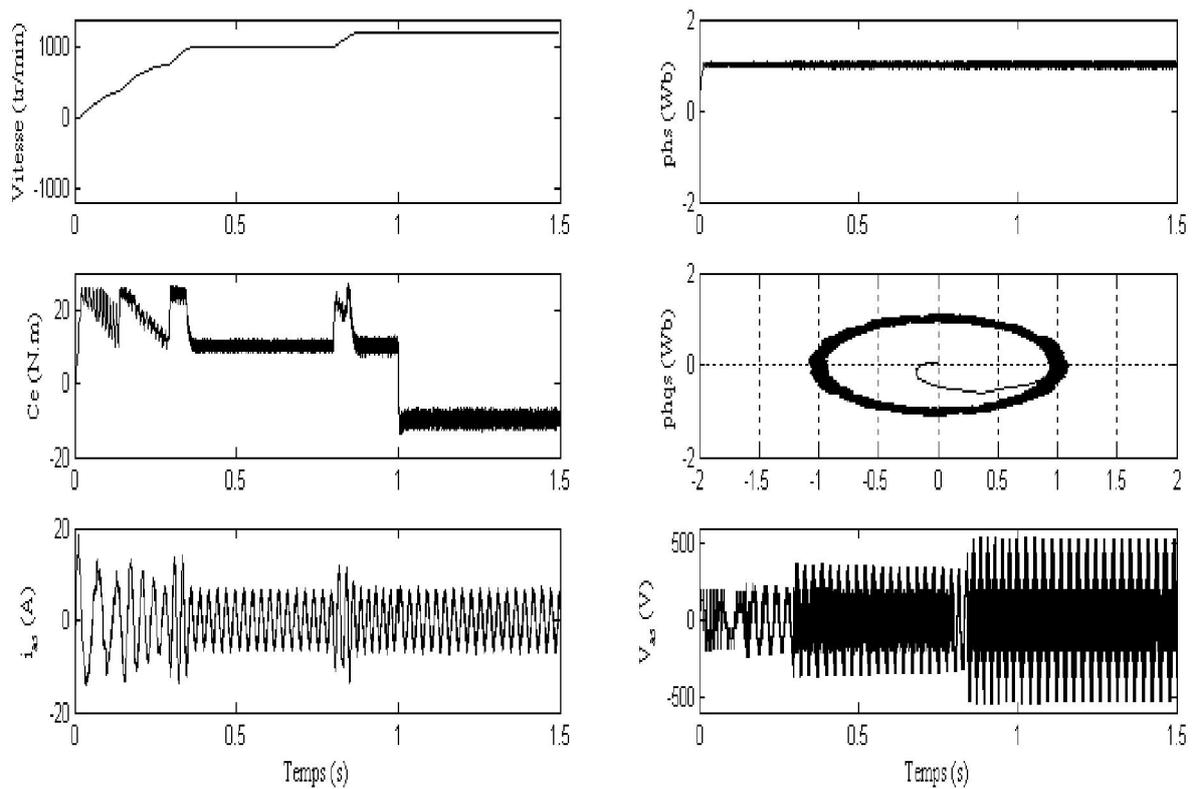


Figure II.46 - Performances de la machine asynchrone

II.8 Conclusion

Dans ce chapitre, on a étudié différents changeurs de fréquences ayant comme pont de sortie l'onduleur triphasé de tension à 5-niveaux à structure NPC. Pour toutes les cascades présentées sauf la première, **on a montré le problème d'instabilité des tensions d'entrée de l'onduleur à 5-niveaux**, et par la suite l'instabilité des tensions de sortie de l'onduleur. Le comportement déséquilibré des sources continues présente des risques de détérioration des interrupteurs et des condensateurs du filtre capacitif intermédiaire.

L'algorithme d'asservissement proposé pour les redresseurs PWM en utilisant le contrôleur flou type-2 nous a permis d'une part, le contrôle de la tension continue du redresseur à 2-niveaux et la valeur moyenne des tensions de sortie dans le cas des redresseur à trois et à cinq niveaux et d'autre part, le fonctionnement à facteur de puissance unitaire.

Pour justifier l'utilisation du régulateur flou type-2 dans le reste de ce travail, une étude comparative entre le régulateur classique de type proportionnel intégral et le régulateur flou type-2 a été faite. Les régulateurs présentent les mêmes performances en régime permanent, mais en régime dynamique la poursuite de la référence est meilleure avec le régulateur flou type-2.

En fin, avec les résultats de ce chapitre on confirme que l'asservissement des redresseurs nous permet de stabiliser les tensions d'entrée de l'onduleur à 5-niveaux à structure NPC pour quelques cascades, mais reste insuffisant pour d'autre. Afin de contourner cet inconvénient, deux propositions sont présentées dans les chapitres suivants. La première solution envisageable est basée sur l'utilisation des circuits auxiliaires, par contre la deuxième est basée sur la commande directe du couple stabilisante.

III. Circuits d'Équilibrage des Tensions d'Entrée de l'Onduleur à Cinq Niveaux à Structure NPC

Résumé - Sommaire

Dans la partie précédente on a montré que les performances de la MAS contrôlée par DTC nécessitent une stabilité des sources continues de l'onduleur. Afin de palier ce problème, ce chapitre est orienté principalement vers le problème d'instabilité des tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC. Il s'agit de proposer des circuits d'équilibrage capables de maintenir les tensions aux bornes des condensateurs du filtre intermédiaire constantes et égales. L'étude sera portée sur trois cascades dotées de circuits additionnels. La première cascade utilise deux redresseurs à deux niveaux, dans la deuxième nous utilisons deux redresseurs à trois niveaux, par contre la troisième est basée sur un redresseurs à cinq niveaux. D'autres cascades à base d'un redresseur à deux niveaux et à trois niveaux sont aussi présentées à l'annexe C.

III.1. INTRODUCTION

III.2. CASCADE DE DEUX REDRESSEURS À DEUX NIVEAUX – CIRCUIT D'EQUILABRAGE - ONDULEUR DE TENSION À CINQ NIVEAUX – MAS

III.2.1 Circuit d'équilibrage résistif

III.2.2 Circuit d'équilibrage inductif (RL série)

III.2.3 Circuit d'équilibrage mixte (RL parallèle)

III.2.4 Circuit d'équilibrage mixte optimisé (RL série optimisé)

III.3. CASCADE DE DEUX REDRESSEURS À TROIS-NIVEAUX – CIRCUIT D'EQUILABRAGE - ONDULEUR DE TENSION À CINQ NIVEAUX – MAS

III.3.1 Circuit d'équilibrage mixte (RL parallèle)

III.3.2 Circuit d'équilibrage mixte optimisé (RL série optimisé)

III.4. CASCADE D'UN REDRESSEUR À CINQ-NIVEAUX – CIRCUIT D'EQUILABRAGE - ONDULEUR DE TENSION À CINQ NIVEAUX – MAS

III.4.1 Circuit d'équilibrage mixte

III. 5. CONCLUSION

III. 1 INTRODUCTION

Dans le chapitre deux, on a mis en évidence le problème d'instabilité des tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC. En effet, nous avons constaté que l'asservissement des tensions continues des redresseurs, reste insuffisant pour maintenir les quatre tensions d'entrée de l'onduleur égales et constantes. En outre, la stabilité de ces tensions permet d'une part, à générer des tensions alternatives symétriques et de valeurs moyennes nulles et d'autre part, d'assurer une répartition équilibrée de la contrainte en tension aux bornes des composants de puissance. Pour cette raison, plusieurs solutions ont été proposées dans la littérature. Une de ces solutions, celle proposée dans [Mond-07] pour une cascade d'un convertisseur à cinq niveaux alimentant un moteur à induction. Une autre solution est proposée dans [Hatt-09] pour un onduleur à cinq niveaux à diode flottante, dont l'équilibrage des quatre tensions est assuré par un circuit auxiliaire placé en parallèle du filtre capacitif. D'autres circuits d'équilibrage résistifs et inductifs sont proposés dans [Boul-09][Gued-09][Iour-10][Zaim-07][Talh-05][Bouc-07][Chib-07][Bark-08-1] pour la stabilité des tensions continues des onduleurs à cinq, à sept et à neuf niveaux.

Dans ce chapitre, une première solution matérielle basée sur l'adjonction des circuits auxiliaires au filtre d'entrée de l'onduleur est envisagée. Les circuits proposés sont réalisés à l'aide d'interrupteurs de puissance, des résistances et des inductances placées en parallèles des condensateurs du filtre intermédiaire.

III.2. CASCADE DE DEUX REDRESSEURS À DEUX NIVEAUX – CIRCUIT D'EQUILABRAGE - ONDULEUR DE TENSION À CINQ NIVEAUX – MAS

Dans cette partie, on présentera des circuits d'équilibrage afin de voir l'efficacité de chacune sur la stabilité des tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC. Cette étude est réalisée avec un asservissement des redresseurs en utilisant les systèmes flous type-2.

III.2.1 Circuit d'équilibrage résistif

L'idée est basée sur le principe de dissipation de l'excès de charges des condensateurs dans des résistances connectées en parallèle. Cette dissipation est assurée par le biais d'un interrupteur de puissance commandé par un algorithme approprié. L'asservissement des tensions des redresseurs est réalisé en utilisant les systèmes flous type-2.

III.2.1.1 Modélisation et commande du circuit d'équilibrage

Dans ce cas de cascade dotée du circuit d'équilibrage résistif, la détermination des fonctions de connexion F_{ri} ($i=1,2,3$) des interrupteurs T_{ri} est basée sur la comparaison des deux tensions du haut (U_{c1} et U_{c2}) et des deux tensions du bas (U_{c3} et U_{c4}), selon l'algorithme suivant :

$$\begin{aligned} & \text{if } U_{c1} > U_{c2} \quad F_{r1} = 1, F_{r2} = 0 \quad \text{else } F_{r1} = 0, F_{r2} = 1 \quad \text{end if} \\ & \text{if } U_{c3} > U_{c4} \quad F_{r3} = 1, F_{r4} = 0 \quad \text{else } F_{r3} = 0, F_{r4} = 1 \quad \text{end if} \end{aligned} \quad (\text{III.1})$$

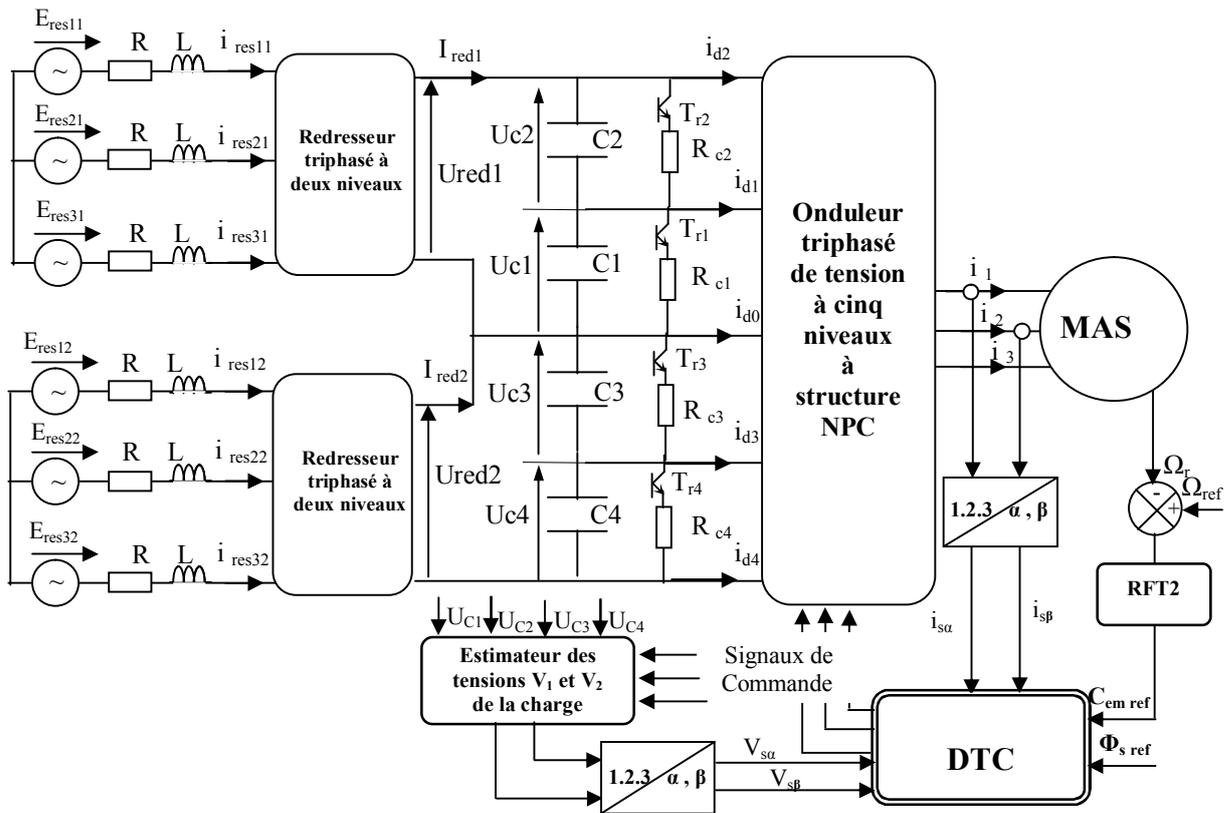


Figure III.1 - Structure de la cascade de deux redresseurs à deux niveaux – circuit d'équilibrage résistif-Onduleur de tension à cinq niveaux –MAS

Le modèle du filtre intermédiaire est défini par le système suivant :

$$\begin{cases} C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} = I_{red1} - i_{d1} - i_{d2} - F_{r1} \frac{U_{c1}}{R_{c1}} \\ C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} = I_{red1} - i_{d2} - F_{r2} \frac{U_{c2}}{R_{c2}} \\ C_3 \frac{dU_{c3}}{dt} = I_{red2} + i_{d4} + i_{d3} - F_{r3} \frac{U_{c3}}{R_{c3}} \\ C_4 \frac{dU_{c4}}{dt} = I_{red2} + i_{d4} - F_{r4} \frac{U_{c4}}{R_{c4}} \end{cases} \quad (III.2)$$

V.2.1.2 Résultats de simulation

Pour les simulations de ce chapitre, et afin de voir l'efficacité des circuits proposés sur la stabilité des tensions d'entrées de l'onduleur, on a pris les mêmes paramètres que ceux des cascades sans équilibrage présentées dans le chapitre 2.

En utilisant la structure de la *Figure III.1*, la valeur des résistances du circuit d'équilibrage est fixée à 20Ω ($R_{c1} = R_{c2} = R_{c3} = R_{c4} = 20\Omega$). La *Figure III.2* montre la stabilité des tensions aux bornes des condensateurs, et l'insensibilité de ces tensions à la variation du couple de charge de la MAS. On note également, sur la *Figure III.3*, que les différences entre ces tensions sont très faibles.

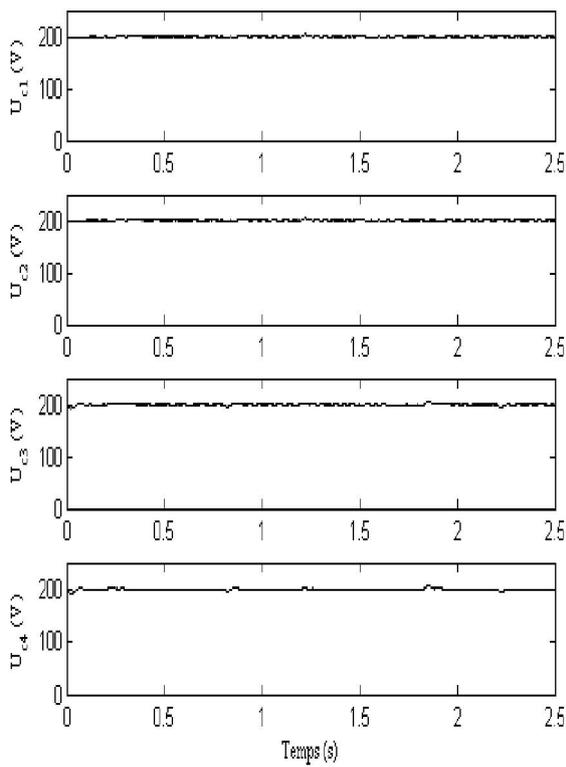


Figure III.2 – Tensions aux bornes des condensateurs

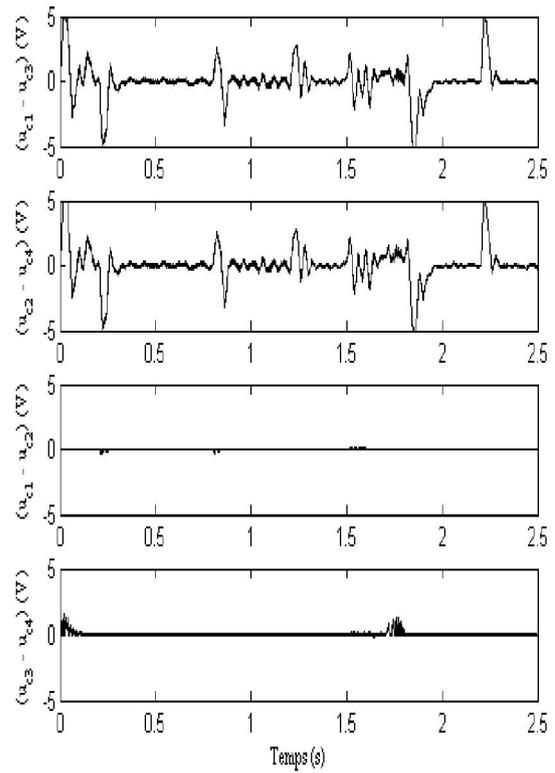


Figure III.3 – Les différences entre les tensions des condensateurs

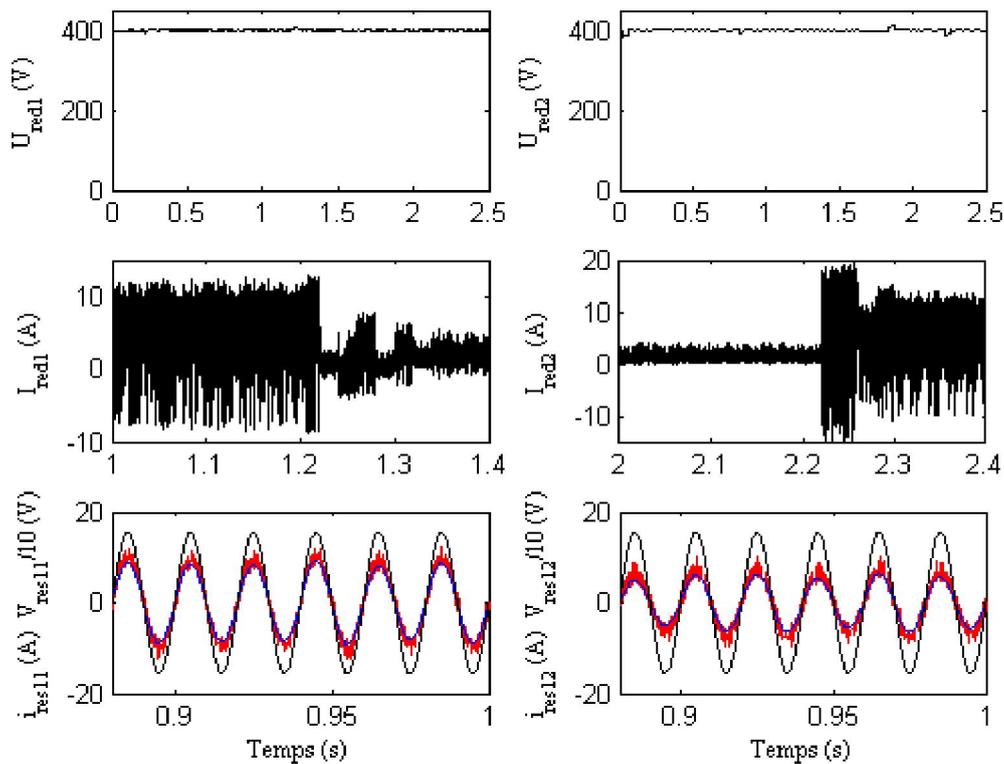


Figure III.4 - Performances des redresseurs PWM

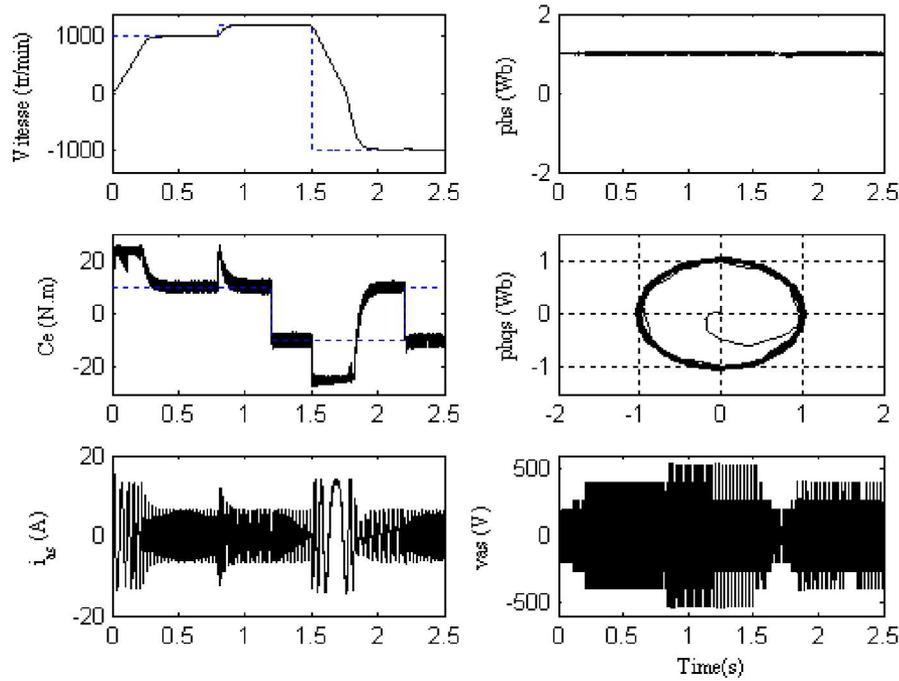
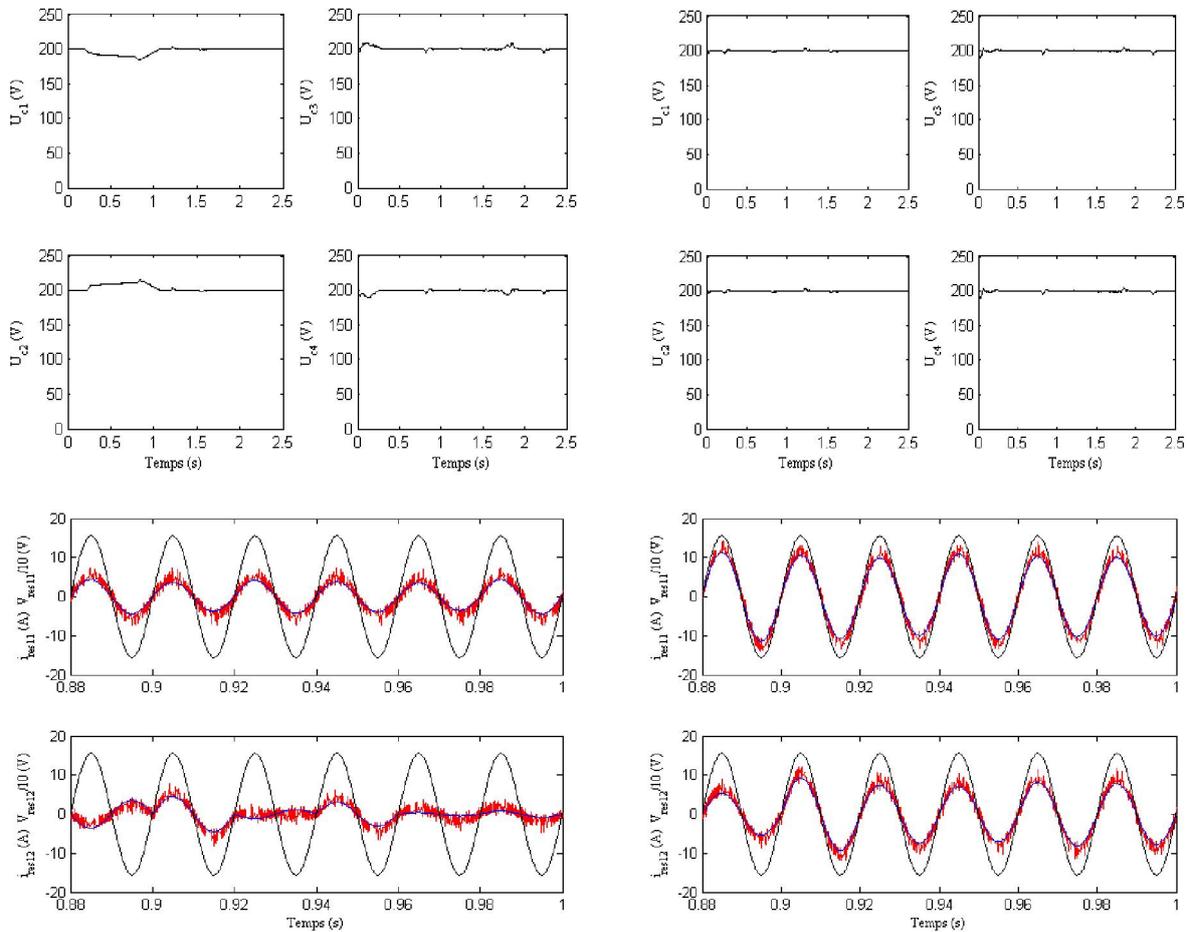


Figure III.5 - Performances de la machine asynchrone



(a) $R_c=80\Omega$

(b) $R_c=20\Omega$

Figure III.6 – Tensions des condensateurs et courants des réseaux

De la *Figure III.4*, Il est important à noter que les tensions de sortie des redresseurs suivent bien leurs références indépendamment de la charge, ce qui prouve l'efficacité du régulateur flou type-2 utilisé. On note aussi que les facteurs de puissance des deux réseaux sont pratiquement unitaires.

La *Figure III.5* montre les bonnes performances de la machine asynchrone alimentée par cette cascade commandée par DTC.

La *Figure III.6* montre que la diminution de la valeur des résistances d'équilibrage améliore la stabilité des tensions d'entrée de l'onduleur. Avec une faible valeur de ces résistances, les courants de décharge des condensateurs sont importants, ce qui réduit considérablement le temps d'établissement des tensions aux bornes des condensateurs. Par conséquent, les pertes par effet Joule deviennent très importantes.

III.2.2 Circuit d'équilibrage inductif (RL série) :

Dans le but de réduire les pertes par effet Joule et de diminuer le nombre de composants passifs, nous utilisons un circuit d'équilibrage inductif formé par quatre interrupteurs et deux inductances, chacune d'elle sert à stabiliser les tensions des deux condensateurs adjacents *Figure III.8*.

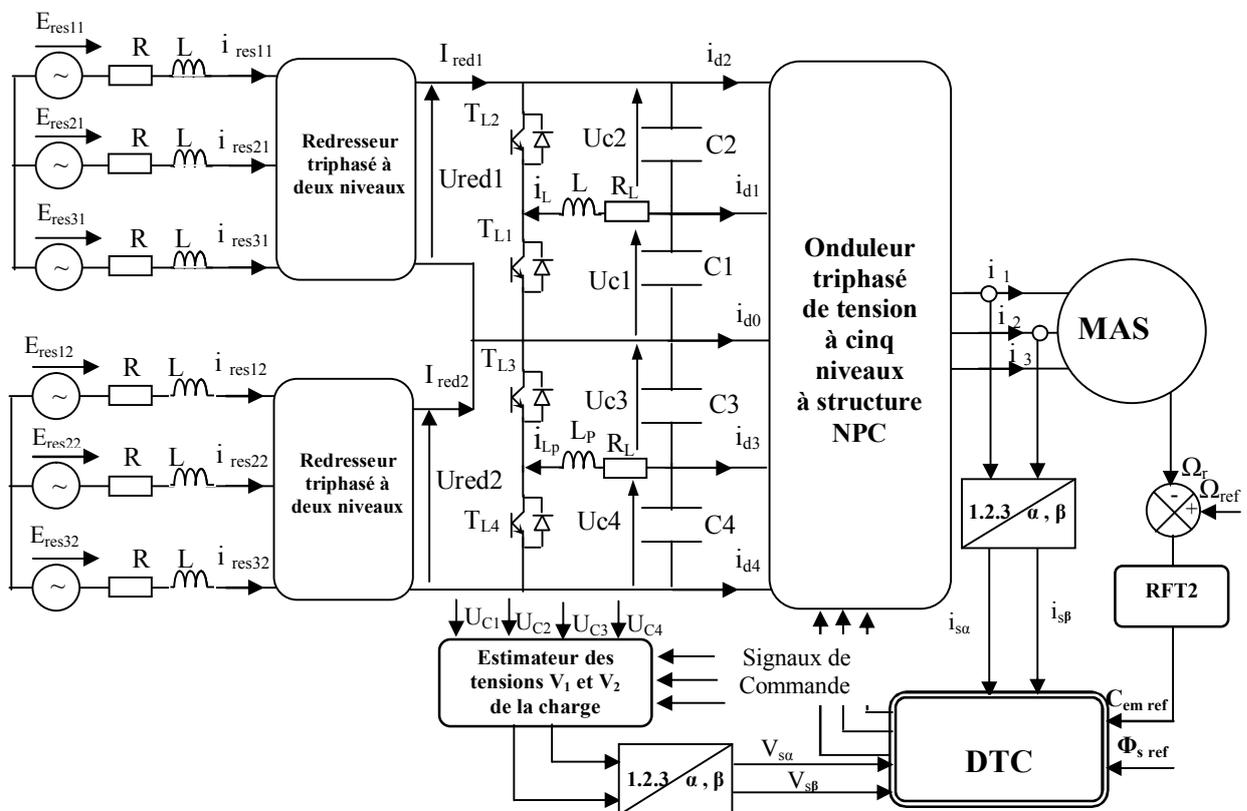


Figure III.8 - Structure de la cascade de deux redresseurs à deux niveaux – circuit d'équilibrage inductif - Onduleur de tension à cinq niveaux – MAS

III.2.2.1 Modélisation et commande du circuit intermédiaire

Dans ce cas, le modèle du filtre est donné par l'équation (III.3).

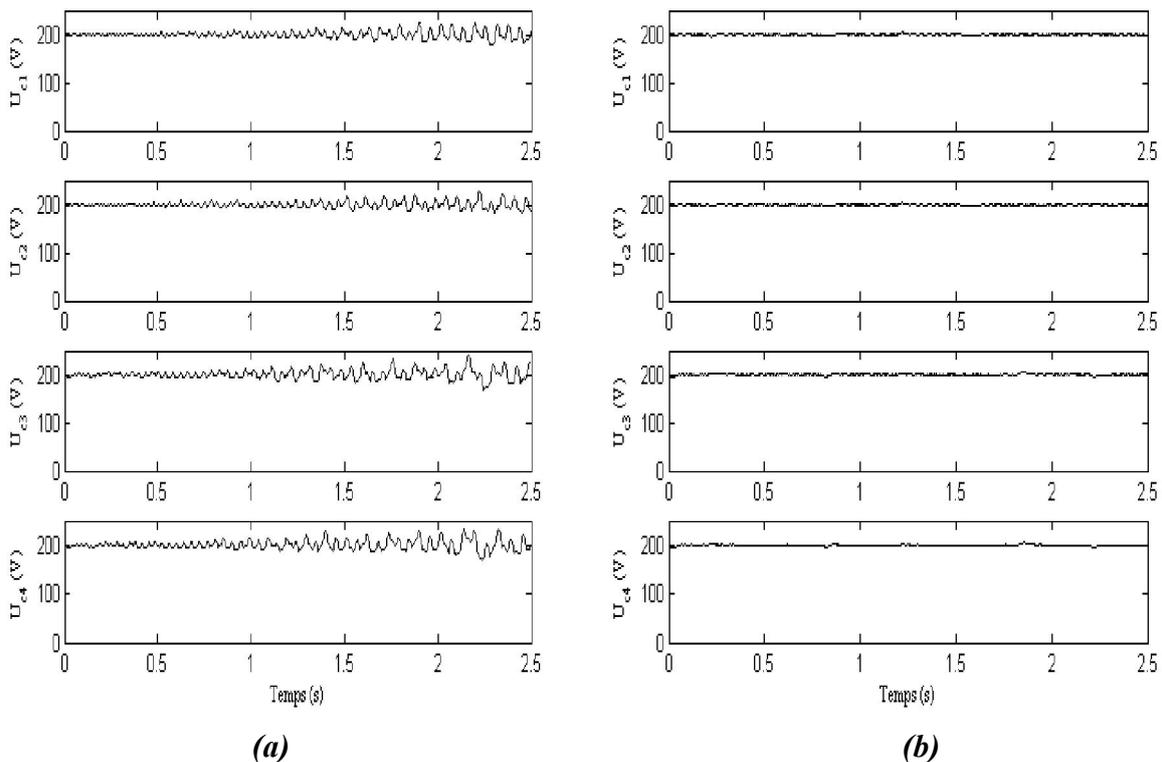
$$\left\{ \begin{array}{l} C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} = I_{red1} - i_{d1} - i_{d2} - F_{L1} \cdot i_L \\ C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} = I_{red1} - i_{d2} + F_{L2} \cdot i_L \\ C_3 \frac{dU_{c3}}{dt} = I_{red2} + i_{d3} + i_{d4} + F_{L3} \cdot i_{LP} \\ C_4 \frac{dU_{c4}}{dt} = I_{red2} + i_{d4} - F_{L4} \cdot i_{LP} \\ L \frac{di_L}{dt} = F_{L1} U_{c1} - F_{L2} U_{c2} \\ L_P \frac{di_{LP}}{dt} = F_{L4} U_{c4} - F_{L3} U_{c3} \end{array} \right. \quad (III.3)$$

La commande des paires (T_{L1}, T_{L2}) , et (T_{L3}, T_{L4}) est complémentaire, est définie par l'algorithme de l'équation III.4.

$$\begin{array}{l} \text{if } U_{c1} > U_{c2} \text{ } F_{L1} = 1, F_{L2} = 0 \text{ else } F_{L1} = 0, F_{L2} = 1 \text{ end} \\ \text{if } U_{c3} > U_{c4} \text{ } F_{L3} = 1, F_{L4} = 0 \text{ else } F_{L3} = 0, F_{L4} = 1 \text{ end} \end{array} \quad (III.4)$$

III.2.2.2 Résultats de simulation

La valeur de l'inductance du circuit d'équilibrage utilisé est de $L=L_P=50\text{mH}$. Les figures III.9.a et III.10.a montrent que le circuit d'équilibrage purement inductif engendre des oscillations au niveau des tensions aux bornes des condensateurs.



(a) **(b)**
Figure III.9 – Tensions aux bornes des condensateurs
(a) : Circuit inductif pur ($L=L_P=50\text{mH}$)
(b) : Circuit R,L ($R_L=5\Omega, L=L_P=50\text{mH}$)

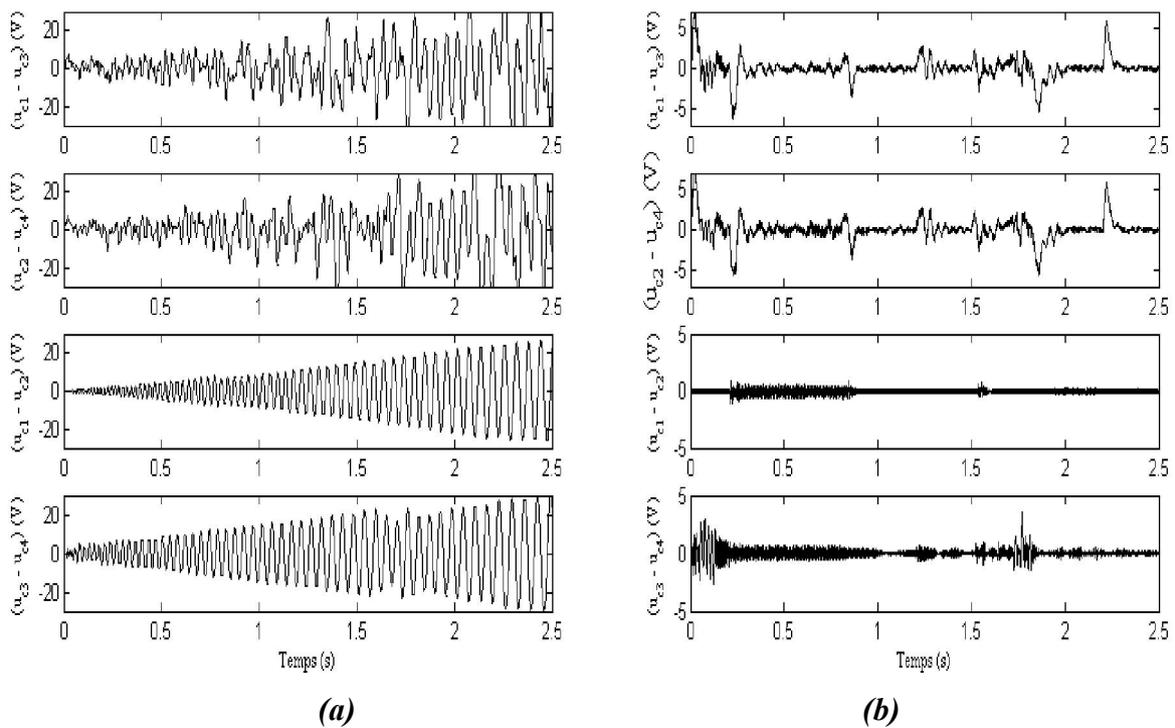


Figure III.10 – Les différences entre Les tensions des condensateurs

Les performances de l'asservissement des tensions de sortie des redresseurs sont affectées (Figure III.11.a). La forme des courants dans les bobines du circuit d'équilibrage est oscillatoire non amorti figure III.12.a.

Les figures III.9.b à III.12.b montrent que la mise en série d'une résistance avec l'inductance dans le circuit proposé ($R_L=5\Omega$, $L=L_p=50\text{mH}$), améliore la qualité des tensions d'entrée de l'onduleur, et amorti le mode oscillatoire vu dans le cas d'un circuit inductif pur.

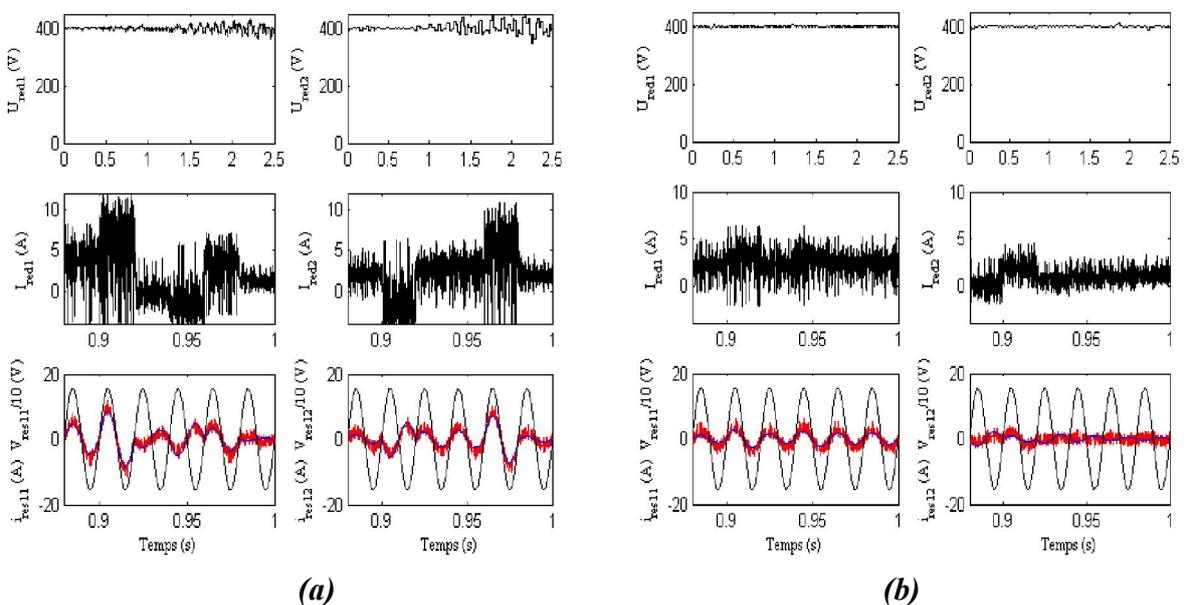
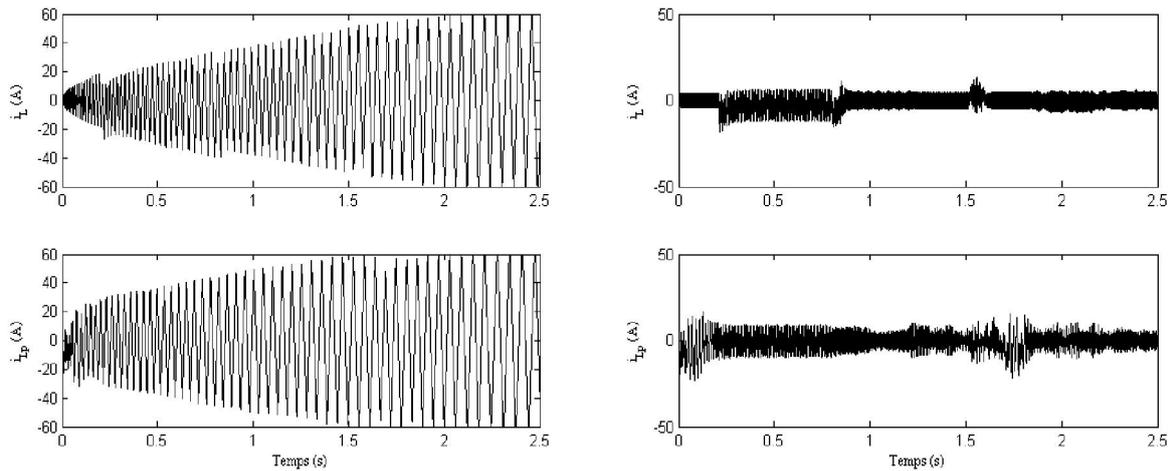


Figure III.11 - Performances des redresseurs PWM



(a) (b)
Figure III.12 – Courants des bobines d'équilibrage

III.2.3 Circuit d'équilibrage mixte (RL parallèle) :

Le circuit envisagé dans cette partie, est basé sur l'utilisation des deux circuits résistif et inductif précédents, la partie résistive est utilisée principalement pour dissiper l'énergie stockée dans la bobine en cas de nécessité [Bark-08-1]. Ce circuit nous permet de réduire à la fois les oscillations (c'est-à-dire d'utiliser des faibles valeurs de L) et les pertes par effet Joule.

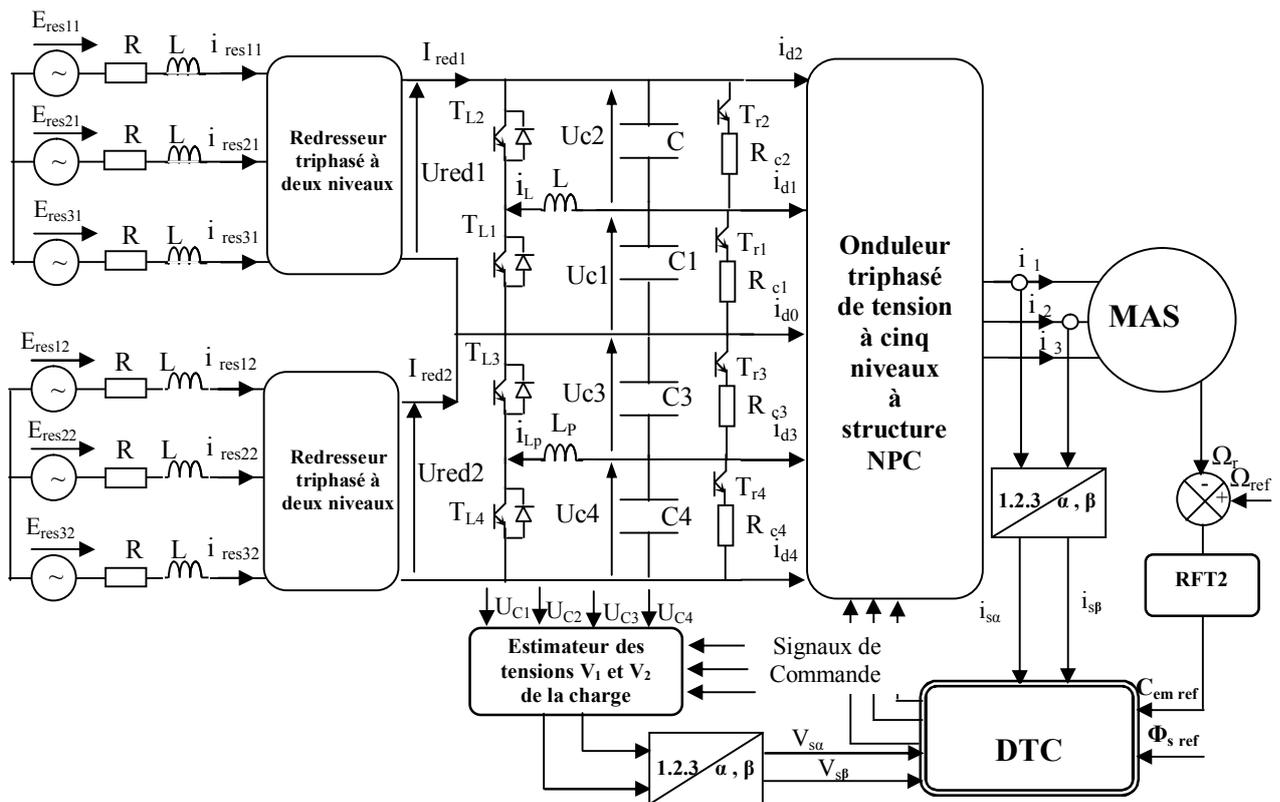


Figure III.14 - Structure de la cascade de deux redresseurs à deux niveaux – circuit d'équilibrage mixte -Onduleur de tension à cinq niveaux –MAS

III.2.3.1 Modélisation et commande du circuit intermédiaire

Après l'adjonction du circuit mixte avec le filtre intermédiaire, les tensions aux bornes des condensateurs et les courants dans les bobines sont données par le système (III.5) suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} = I_{red1} - i_{d1} - i_{d2} - F_{r1} \frac{U_{c1}}{R_{c1}} - F_{L1} \cdot i_L \\ C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} = I_{red1} - i_{d2} - F_{r2} \frac{U_{c2}}{R_{c2}} + F_{L2} \cdot i_L \\ C_3 \frac{dU_{c3}}{dt} = I_{red2} + i_{d3} + i_{d4} - F_{r3} \frac{U_{c3}}{R_{c3}} + F_{L3} \cdot i_{LP} \\ C_4 \frac{dU_{c4}}{dt} = I_{red2} + i_{d4} - F_{r4} \frac{U_{c4}}{R_{c4}} - F_{L4} \cdot i_{LP} \\ L \frac{di_L}{dt} = F_{L1} U_{c1} - F_{L2} U_{c2} \\ L_P \frac{di_{LP}}{dt} = F_{L4} U_{c4} - F_{L3} U_{c3} \end{array} \right. \quad (III.5)$$

Les commandes F_{ri} et F_{Li} ($i=1, 2, 3, 4$) sont définies à partir de l'algorithme de l'équation III.6.

$$\begin{array}{l} \text{if } U_{c1} \geq U_{c2} \quad F_{L1}=1; F_{L2}=0; \\ \quad \text{if } I_L \geq 0 \quad F_{r1}=0; F_{r2}=0; \quad \text{else} \quad F_{r1}=1; F_{r2}=0; \quad \text{end} \\ \text{else } F_{L1}=0; F_{L2}=1; \\ \quad \text{if } I_L \leq 0 \quad F_{r1}=0; F_{r2}=0; \quad \text{else} \quad F_{r1}=0; F_{r2}=1; \quad \text{end} \\ \text{end} \end{array} \quad (III.6)$$

$$\begin{array}{l} \text{if } U_{c4} \geq U_{c3} \quad F_{L4}=1; F_{L3}=0; \\ \quad \text{if } I_{lp} \geq 0 \quad F_{r4}=0; F_{r3}=0; \quad \text{else} \quad F_{r4}=1; F_{r3}=0; \quad \text{end} \\ \text{else } F_{L4}=0; F_{L3}=1; \\ \quad \text{if } I_{lp} \leq 0 \quad F_{r4}=0; F_{r3}=0; \quad \text{else} \quad F_{r4}=0; F_{r3}=1; \quad \text{end} \\ \text{end} \end{array}$$

Cet algorithme a pour but de décharger le 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 le condensateur en question.

III.2.3.2 Résultats de simulation

Pour les mêmes conditions de fonctionnement que précédemment, les paramètres du circuit intermédiaire sont : $C_i=20\text{mF}$, $L_p=L=10\text{mH}$, $R_{ci}=80\Omega$.

Selon la *Figure III.15*, nous constatons que ce circuit d'équilibrage avec l'asservissement des redresseurs nous permet de maîtriser les tensions d'entrée de l'onduleur indépendamment du mode de fonctionnement de la machine. En outre, d'après la *Figure III.16*, leurs différences restent faibles.

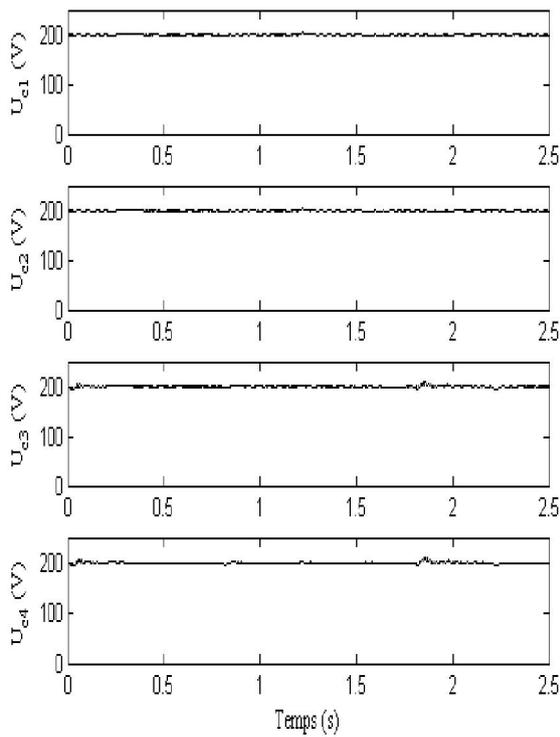


Figure III.15 – Tensions aux bornes des condensateurs

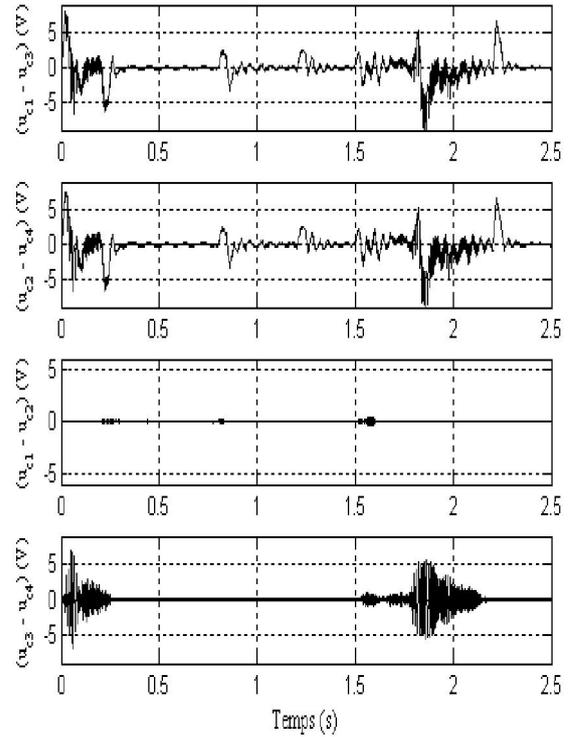


Figure III.16 – Les différences entre Les tensions des condensateurs

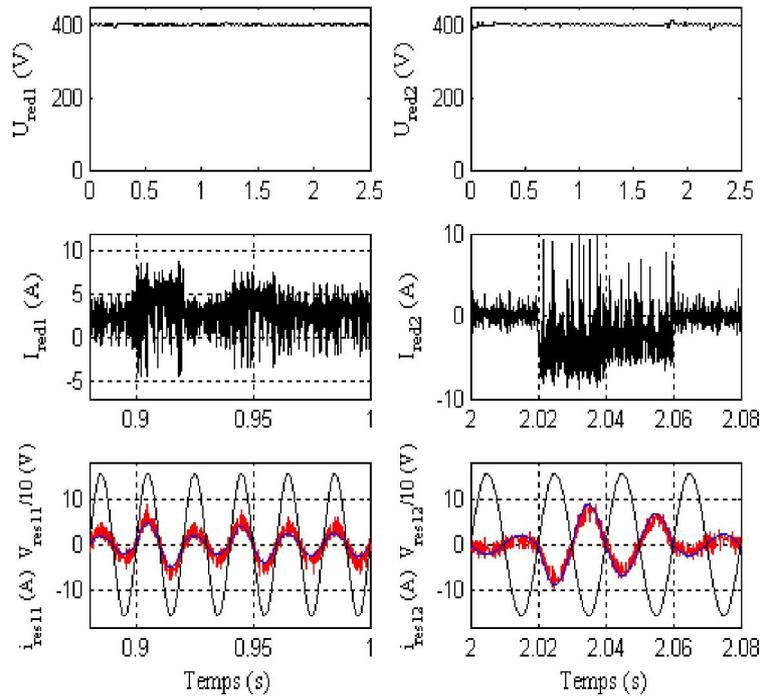


Figure III.17 - Performances des redresseurs PWM

La Figure III.17 montre que la tension de sortie de chaque redresseur suit parfaitement sa valeur de référence. Le courant du réseau est en phase avec la tension correspondante ce qui conduit à un facteur de puissance unitaire coté réseau. Il est important de noter ici que la valeur du courant réseau est diminuée par rapport à celle obtenue avec pont résistif (Figure III.4.).

De la *Figure III.18*, il est intéressant de noter que le courant dans les bobines est considérablement diminué.

Les performances de la machine asynchrone commandée par la DTC sont illustrées par la *Figure III.19*. Le couple et le flux de la machine sont parfaitement contrôlés dans différent mode de fonctionnement.

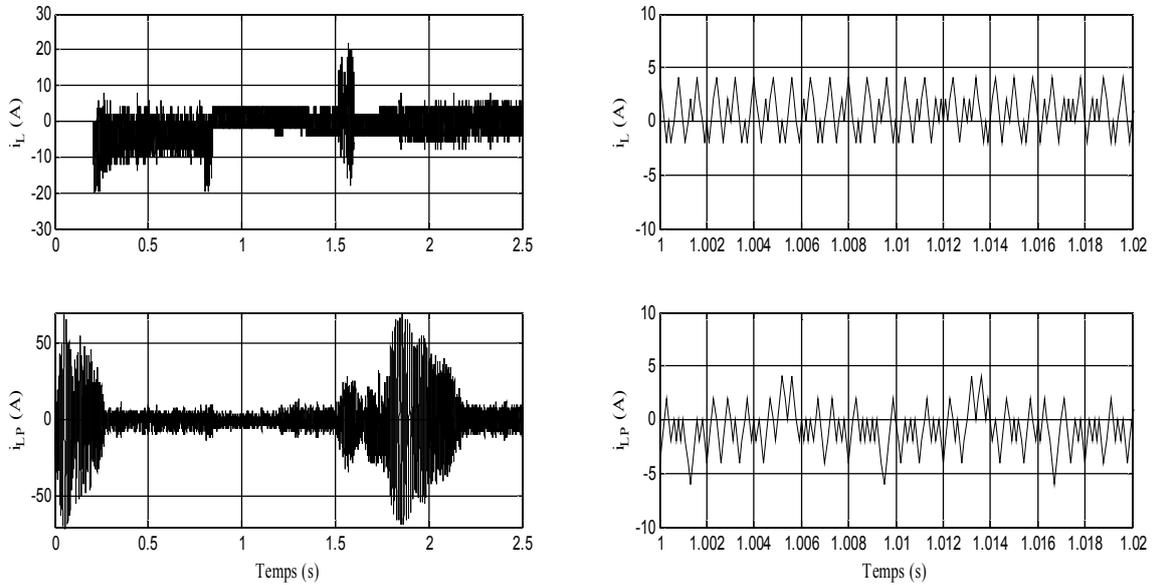


Figure III.18 – Courants des bobines d'équilibrage

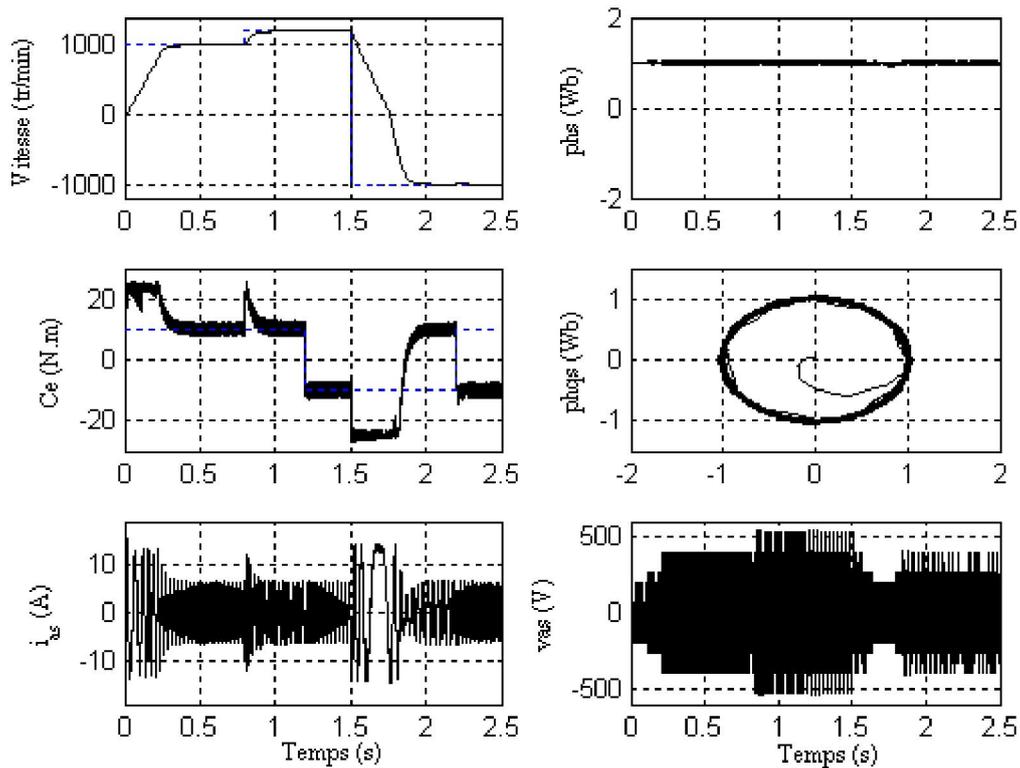


Figure III.19 - Performances de la machine asynchrone

III.2.4 Circuit d'équilibrage mixte optimisé (RL série optimisé):

Dans le but d'optimiser le circuit d'équilibrage et de diminuer le nombre des composants, une autre variante des circuits d'équilibrage est proposée (*Figure III.20*). L'idée de ce circuit est que la somme des deux tensions du haut et du bas est maintenue constante par l'asservissement des redresseurs, donc le contrôle d'une seule tension à la valeur de référence met automatiquement la deuxième tension à une valeur constante. Ce circuit est capable de transférer la charge électrique de la capacité à tension élevée vers sa voisine à tension faible [Bark-08-1][Boul-10].

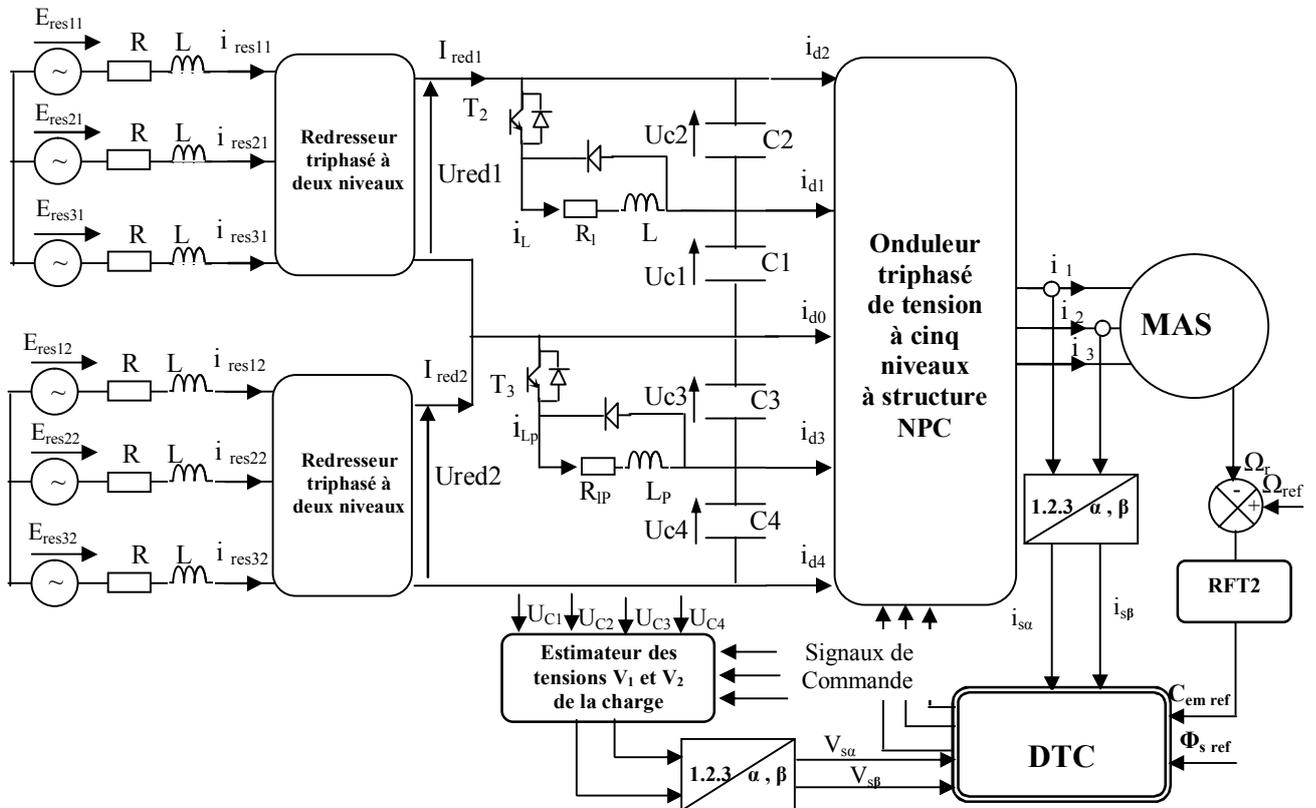


Figure III.20 - Structure de la cascade de deux redresseurs à deux niveaux – circuit d'équilibrage mixte optimisé – Onduleur de tension à cinq niveaux – MAS

III.2.4.1 Modélisation et commande du circuit mixte optimisé

Les états des interrupteurs sont déterminés par l'algorithme *III.7*.

$$\begin{aligned} \text{if } U_{c2} \geq U_{c\text{réf}} \quad F_{L2} &= 1 \quad \text{else} \quad F_{L2} = 0; \quad \text{end} \\ \text{if } U_{c3} \geq U_{c\text{réf}} \quad F_{L3} &= 1 \quad \text{else} \quad F_{L3} = 0; \quad \text{end} \end{aligned} \quad (\text{III.7})$$

Le modèle de ce circuit est donné par le système (*III.8*) suivant :

$$\begin{cases} C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} = I_{red1} - i_{d1} - i_{d2} \\ C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} = I_{red1} - i_{d2} - F_{L2} i_L \\ C_3 \frac{dU_{c3}}{dt} = I_{red2} + i_{d3} + i_{d4} - F_{L3} i_{LP} \\ C_4 \frac{dU_{c4}}{dt} = I_{red2} + i_{d4} \\ L \frac{di_L}{dt} = F_{L2} U_{c2} - R_L i_L \\ L_P \frac{di_{LP}}{dt} = F_{L3} U_{c3} - R_{LP} i_{LP} \end{cases} \quad (III.8)$$

III.2.4.2 Résultats de simulation

En gardant les mêmes conditions de fonctionnement précédent, les *Figures III.21 et III.22* donnent les tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux pour : $C_i=20\text{mF}$, $L_p=L=5\text{mH}$ et $R_i=R_{ip}=40\Omega$. Ce circuit est avantageux du fait que sa réalisation est possible avec des faibles valeurs de L , car R limite le courant dans la bobine et par conséquent les pertes par effet Joule.

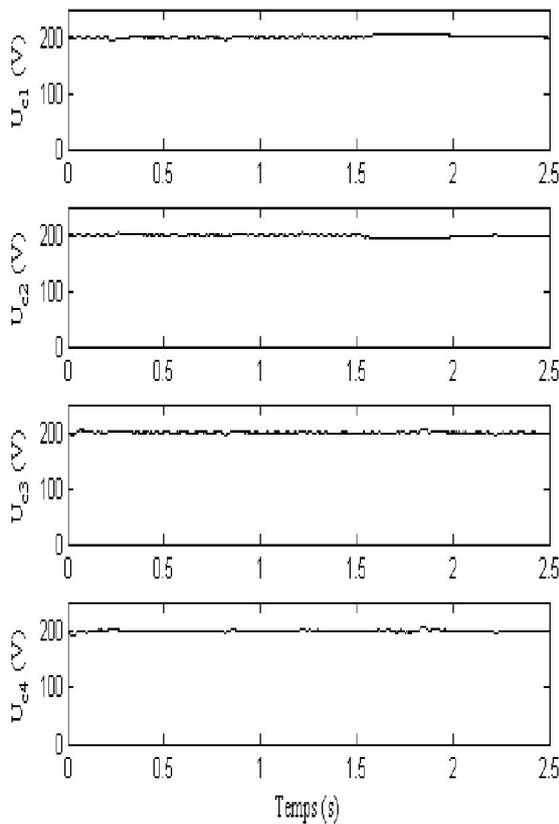


Figure III.21 – Tensions aux bornes des condensateurs

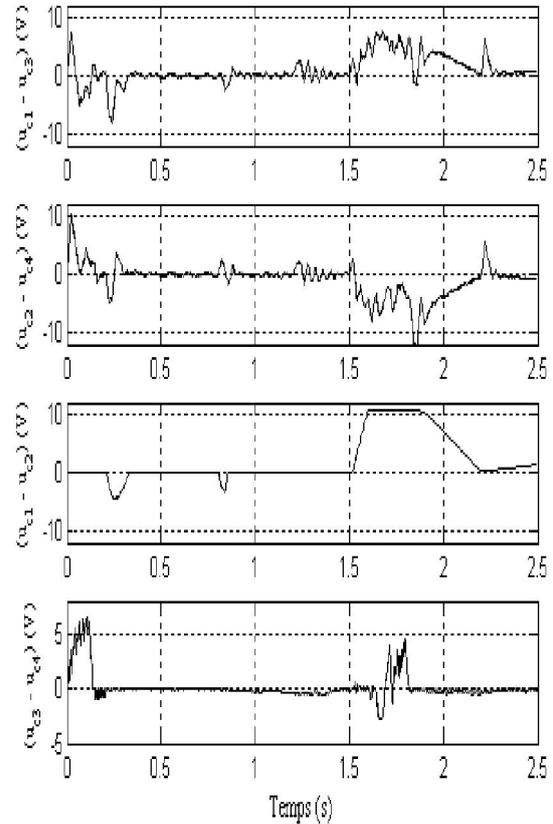


Figure III.22 – Les différences entre les tensions des condensateurs

Les tensions de sortie des deux redresseurs suivent très bien leurs références. Les courants du réseau sont en phase avec leurs tensions, donc un facteur de puissance unitaire (*Figure III.23*).

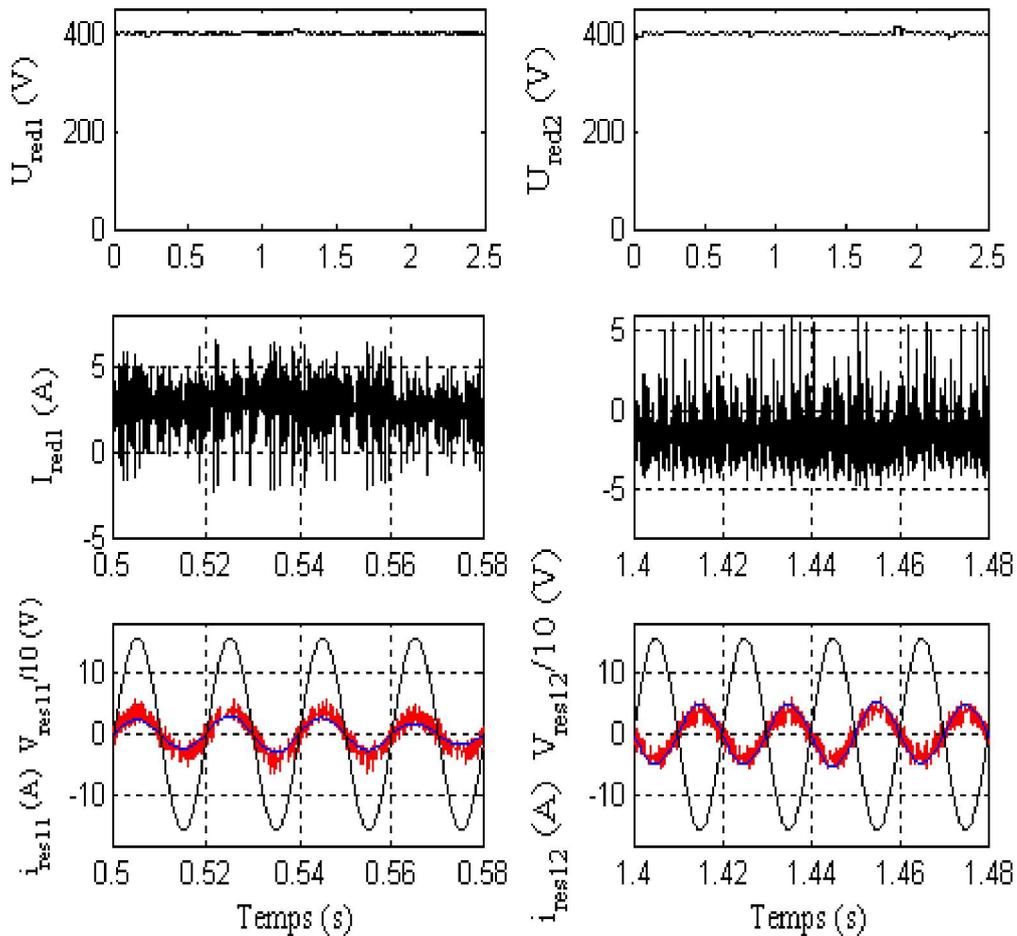


Figure III.23 - Performances des redresseurs PWM

La *Figure III.24* donne la variation des courants des deux bobines pour différents modes de fonctionnement de la machine asynchrone. Cette variation est liée principalement aux éléments du circuit d'équilibrage.

La *Figure III.25* montre les bonnes performances du variateur asynchrone alimenté par la cascade de la *Figure III.20*. Ces performances sont dues principalement à la stabilité des différentes sources continues de l'onduleur, mais aussi à l'efficacité de la commande DTC utilisée.

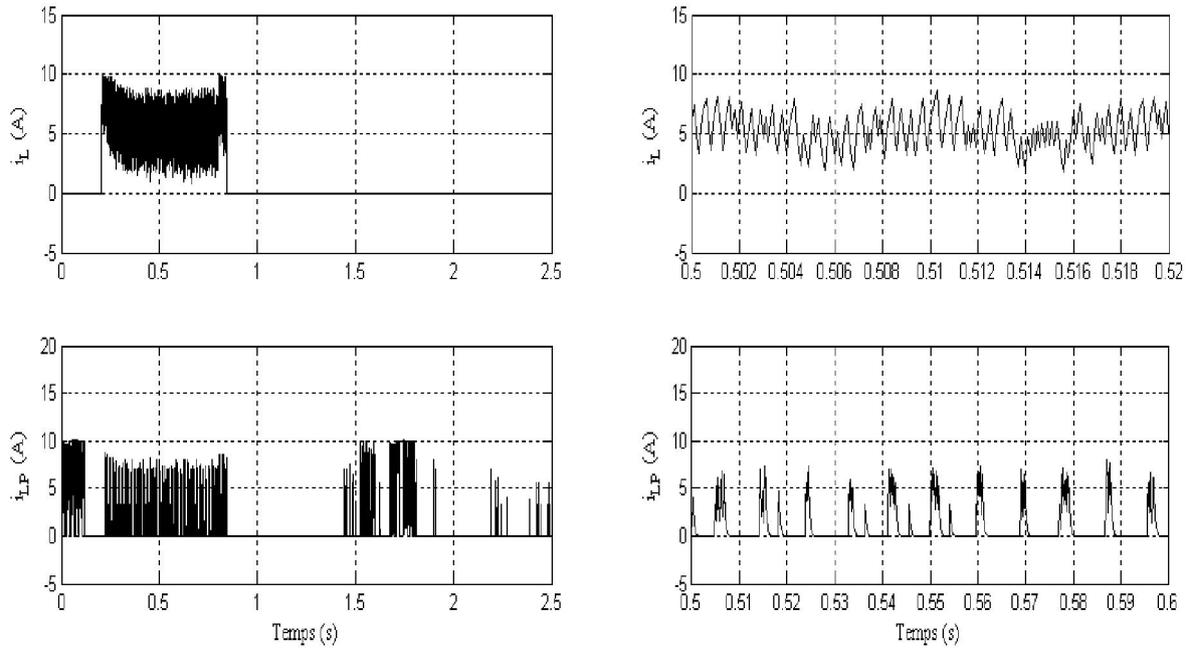


Figure III.24 – Courants des bobines d'équilibrage

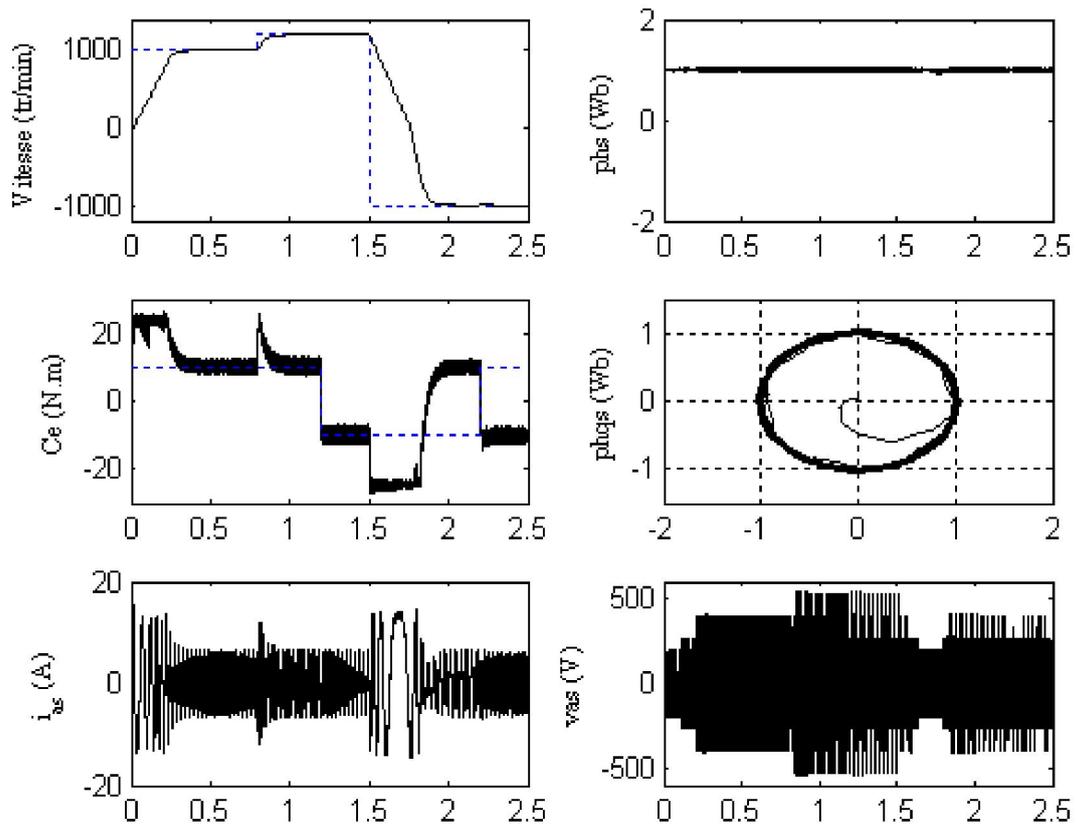


Figure III.25 - Performances de la machine asynchrone

III.3. CASCADE DE DEUX REDRESSEURS À TROIS NIVEAUX – CIRCUIT D'EQUILBRAGE - ONDULEUR DE TENSION À CINQ NIVEAUX – MAS

Dans le but d'améliorer la forme d'onde coté réseau, les redresseurs à deux niveaux sont remplacés par deux redresseurs à trois niveaux, et les circuits proposés dans la partie précédente sont généralisés aux alimentations à base de redresseurs multiniveaux.

III.3.1 Circuit d'équilibrage mixte

La Figure III.26 présente la structure de la cascade à base de redresseurs à trois niveaux dotée de son circuit mixte proposé.

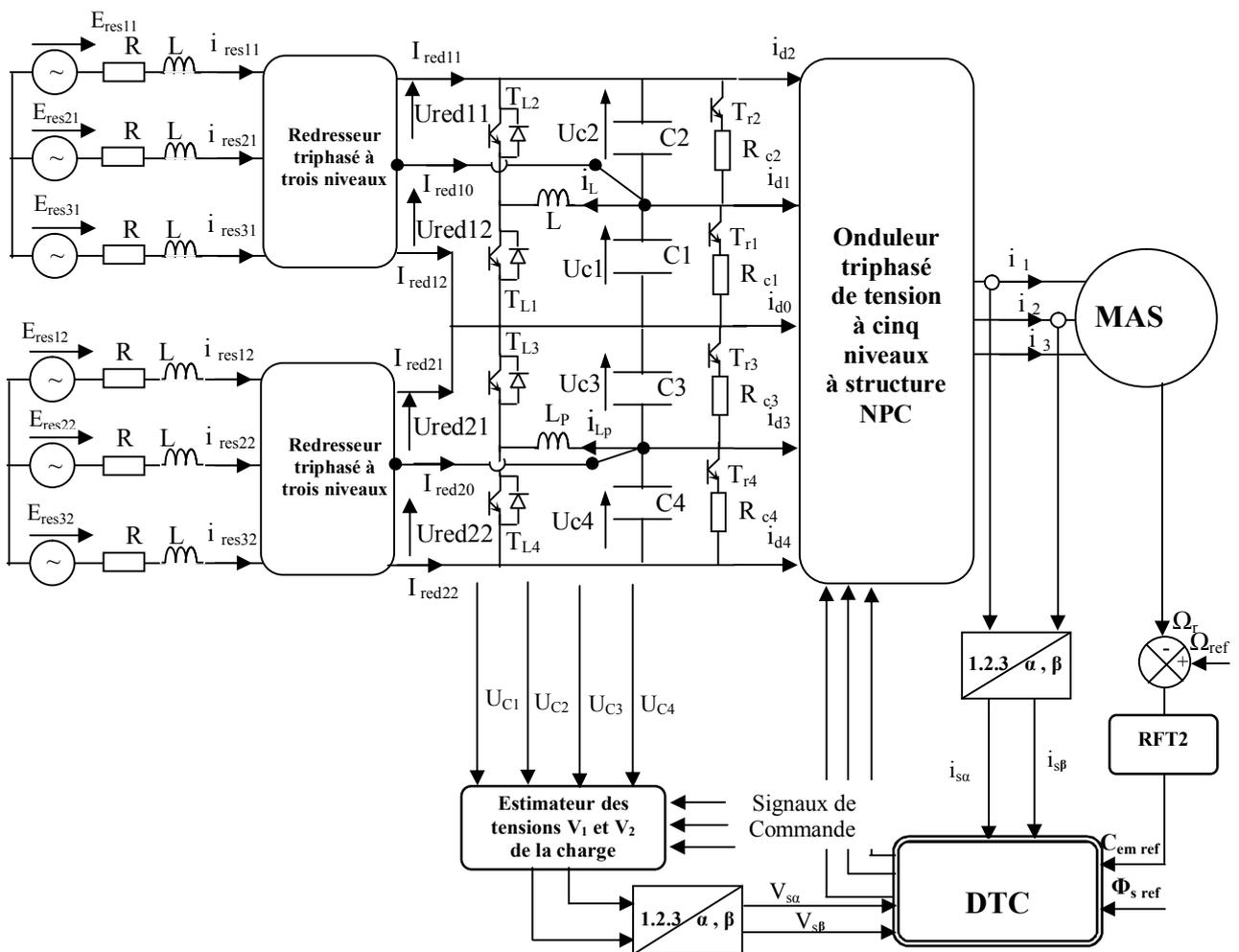


Figure III. 26 - Cascade de deux redresseurs PWM à trois niveaux – circuit d'équilibrage mixte- onduleur à cinq niveaux - MAS

III.3.1.1 Modélisation et commande du circuit intermédiaire

Le filtre est modélisé par le système suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} = I_{red11} + I_{red10} - i_{d1} - i_{d2} - F_{r1} \frac{U_{c1}}{R_{c1}} - F_{L1} i_L \\ C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} = I_{red11} - i_{d2} - F_{r2} \frac{U_{c2}}{R_{c2}} + F_{L2} i_L \\ C_3 \frac{dU_{c3}}{dt} = -I_{red22} - I_{red20} + i_{d3} + i_{d4} - F_{r3} \frac{U_{c3}}{R_{c3}} + F_{L3} i_{LP} \\ C_4 \frac{dU_{c4}}{dt} = -I_{red22} + i_{d4} - F_{r4} \frac{U_{c4}}{R_{c4}} - F_{L4} i_{LP} \\ L \frac{di_L}{dt} = F_{L1} U_{c1} - F_{L2} U_{c2} \\ L_P \frac{di_{LP}}{dt} = F_{L4} U_{c4} - F_{L3} U_{c3} \end{array} \right. \quad (III.9)$$

Les commandes F_{ri} et F_{Li} ($i=1, 2, 3, 4$) sont définies à partir de l'algorithme III.6.

III.3.1.2 Résultats de simulation

Pour les mêmes conditions de fonctionnement que précédemment, les paramètres du circuit intermédiaire sont : $C_i=20\text{mF}$, $L_p=L=15\text{mH}$, $R_{ci}=80\Omega$.

La figure III.27, montre clairement l'efficacité du circuit utilisé pour l'équilibrage des tensions d'entrée de l'onduleur. Nous constatons la symétrie entre les tensions et par rapport au point milieu de l'onduleur. Leurs différences restent faibles au régime.

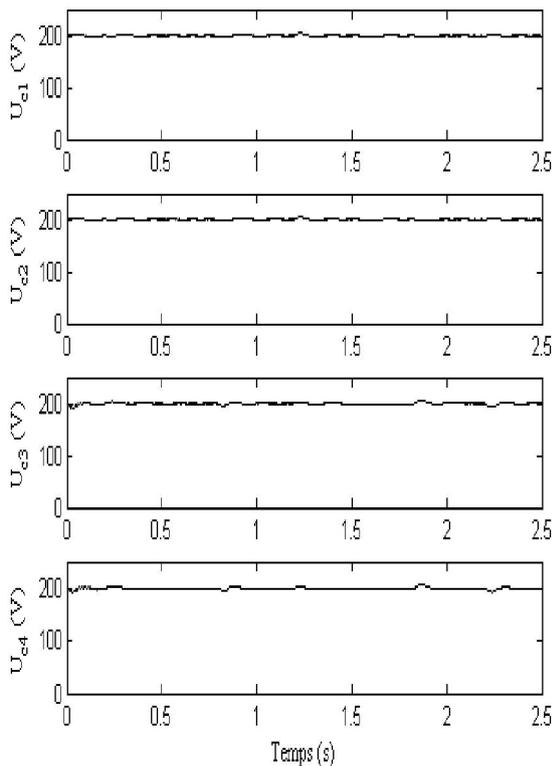


Figure III.27 – Tensions aux bornes des condensateurs

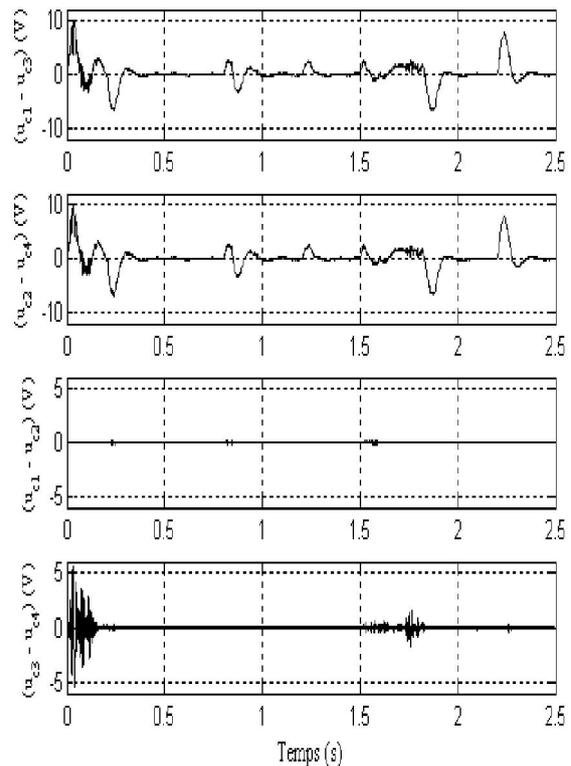


Figure III.28 – Les différences entre Les tensions des condensateurs

La figure III.29 montre que, les tensions de sortie des redresseurs sont asservies à la valeur de référence et les courants de réseau sont en phase avec les tensions.

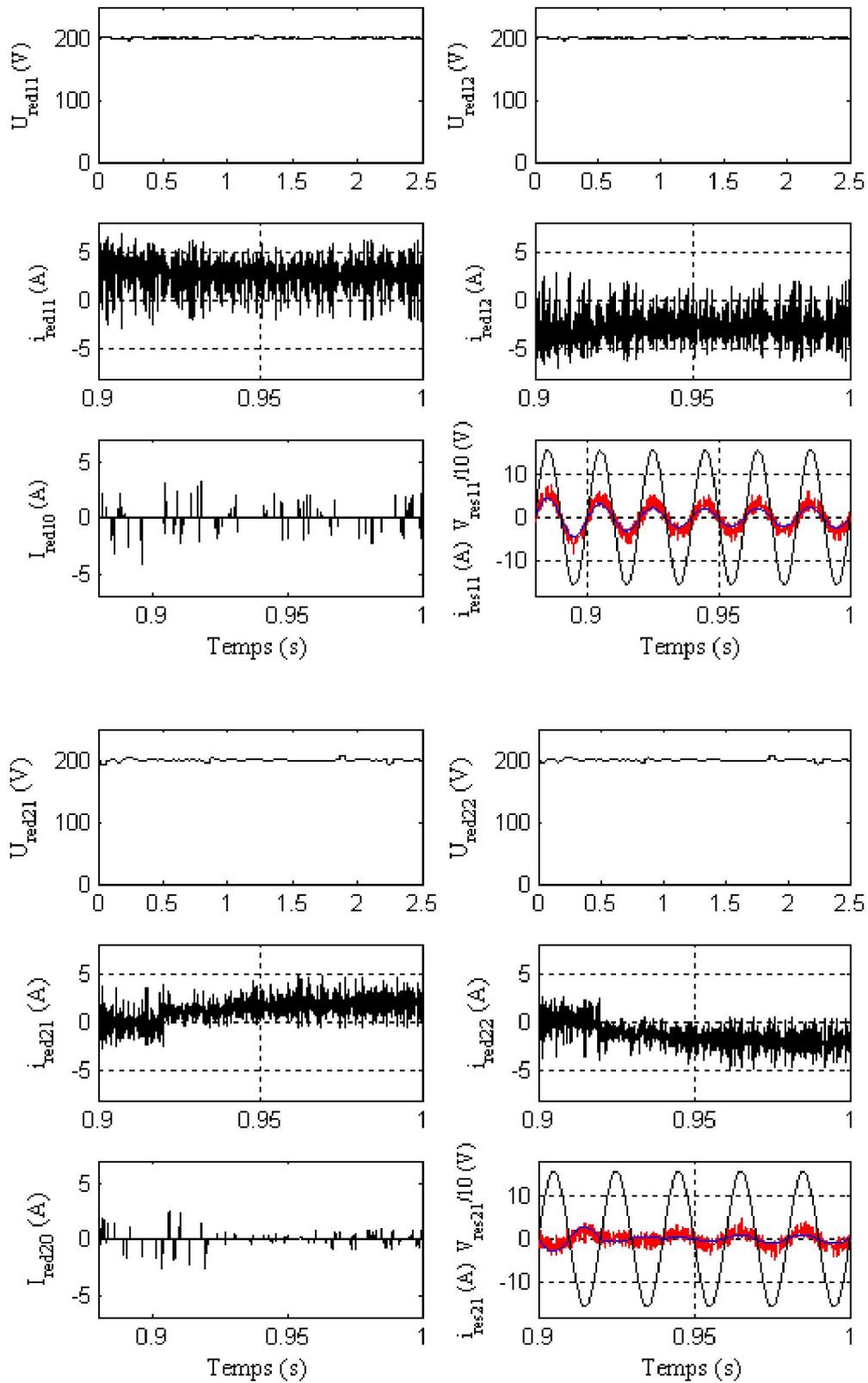


Figure III.29 - Performances des redresseurs PWM à trois niveaux

La figure III.30 représente la variation des courants dans les bobines pour différents modes de fonctionnement de la machine.

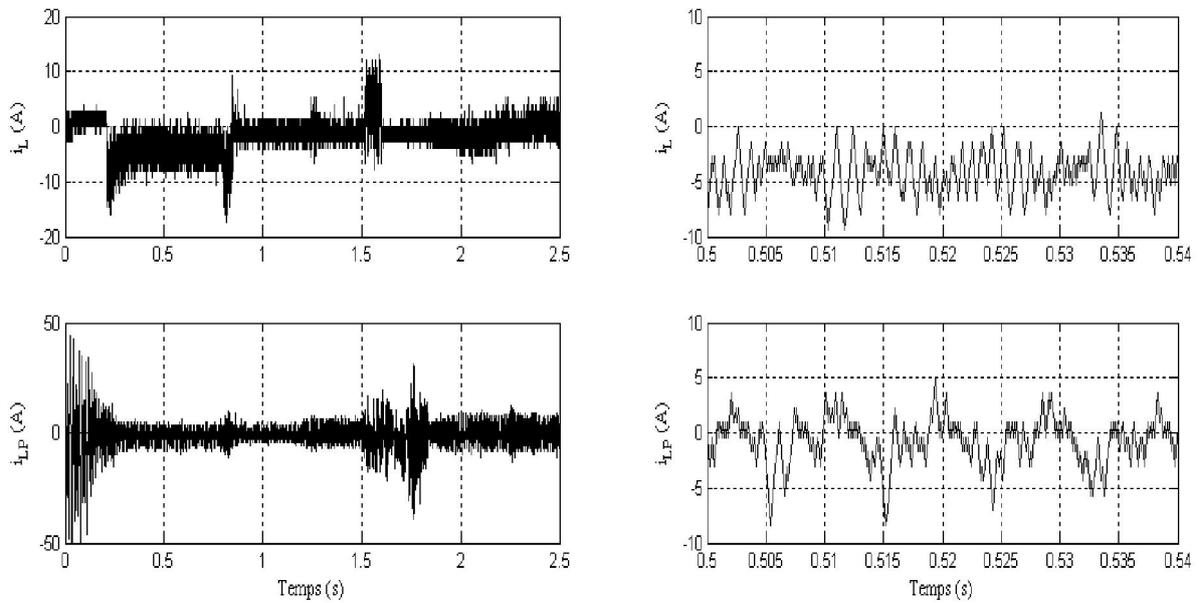


Figure III.30 – Courants des bobines d'équilibrage

Les performances de la machine asynchrone sont illustrées par la Figure III.31. Le système étudié permet d'asservir la vitesse de rotation de la machine à sa valeur de référence. On constate la forte dynamique du couple et le fonctionnement est pratiquement à flux constant.

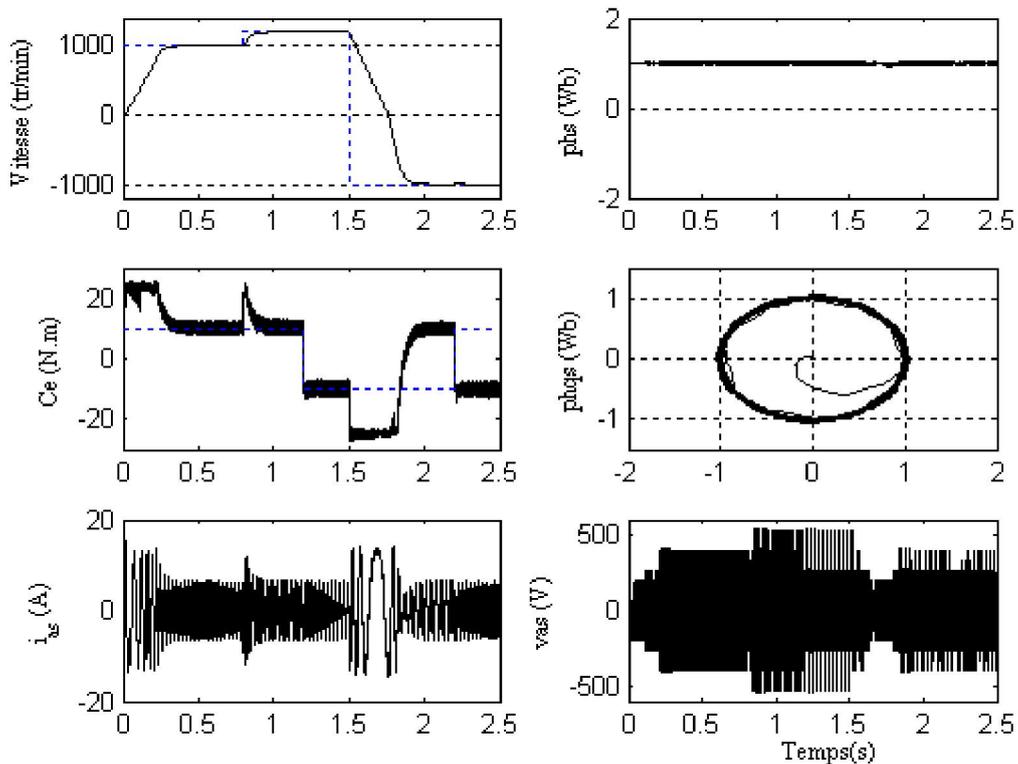


Figure III.31 - Performances de la machine asynchrone

III.3.2 Circuit d'équilibrage mixte optimisé (RL série).

La structure de la cascade après l'adjonction du circuit mixte optimisé est illustrée par la *figure III.32*. L'asservissement des tensions des redresseurs est assuré par des régulateurs flous type-2.

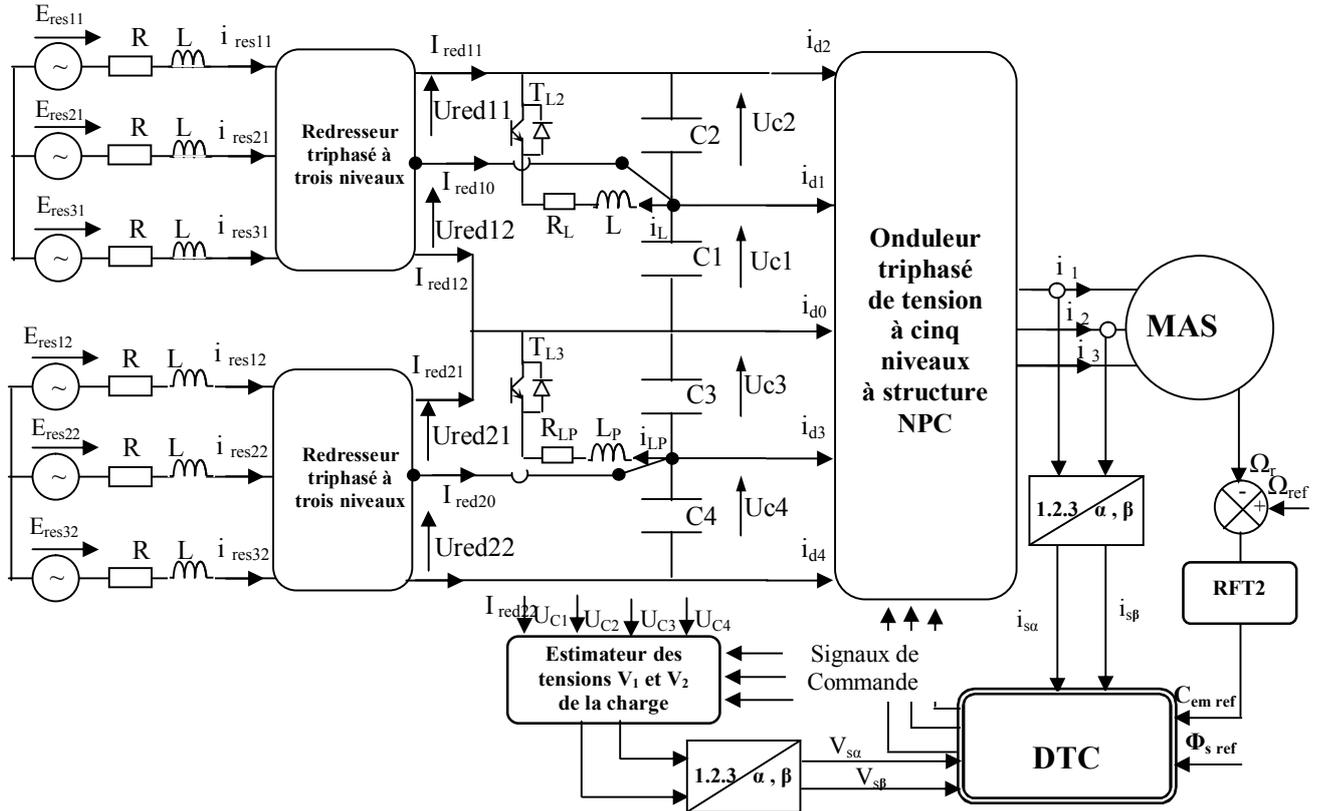


Figure III. 32 - Cascade de deux redresseurs PWM à trois niveaux – circuit d'équilibrage mixte optimisé - onduleur à cinq niveaux - MAS

III.3.2.1 Modélisation et commande du circuit intermédiaire

Le filtre intermédiaire est modélisé par le système d'équations suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} = I_{red11} + I_{red10} - i_{d1} - i_{d2} \\ C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} = I_{red11} - i_{d2} + F_{L2} \cdot i_L \\ C_3 \frac{dU_{c3}}{dt} = -I_{red22} - I_{red20} + i_{d3} + i_{d4} + F_{L3} \cdot i_{LP} \\ C_4 \frac{dU_{c4}}{dt} = -I_{red22} + i_{d4} \\ L \frac{di_L}{dt} = -F_{L2} U_{c2} - R_L i_L \\ L_P \frac{di_{LP}}{dt} = -F_{L3} U_{c3} - R_{LP} i_{LP} \end{array} \right. \quad (III.10)$$

Les commandes F_{Li} ($i=2, 3$) sont définies à partir de l'équation III.7.

III.3.1.2 Résultats de simulation

Pour les mêmes conditions de fonctionnement des circuits précédents, les paramètres du circuit intermédiaire sont : $C_i=20\text{mF}$, $L_p=L=5\text{mH}$, $R_L=R_{LP}=40\Omega$.

La *figure III.33* et *III.34* montrent l'allure des tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux, nous pouvons constater que ce circuit d'équilibrage, nous permet la stabilité des tensions d'entrée de l'onduleur en régime permanent, indépendamment de la charge. En ce qui concerne le régime transitoire, nous remarquons une diminution des performances de l'équilibrage des tensions du bus continu.

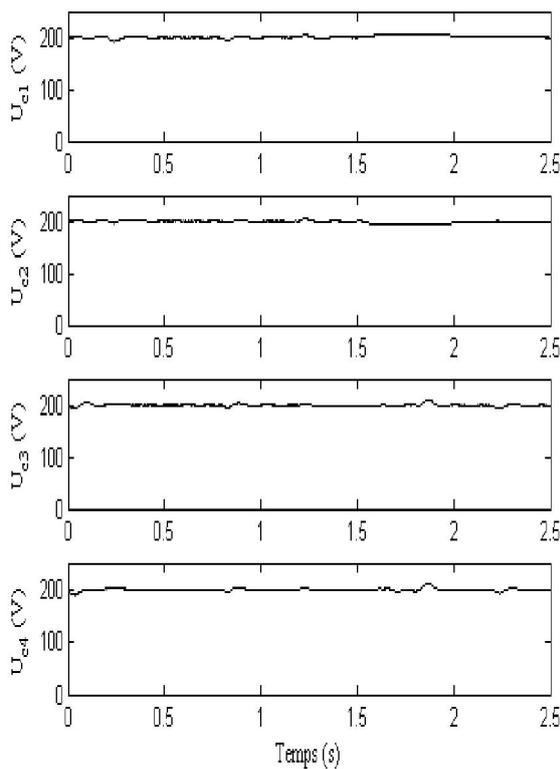


Figure III.33 – Tensions aux bornes des condensateurs

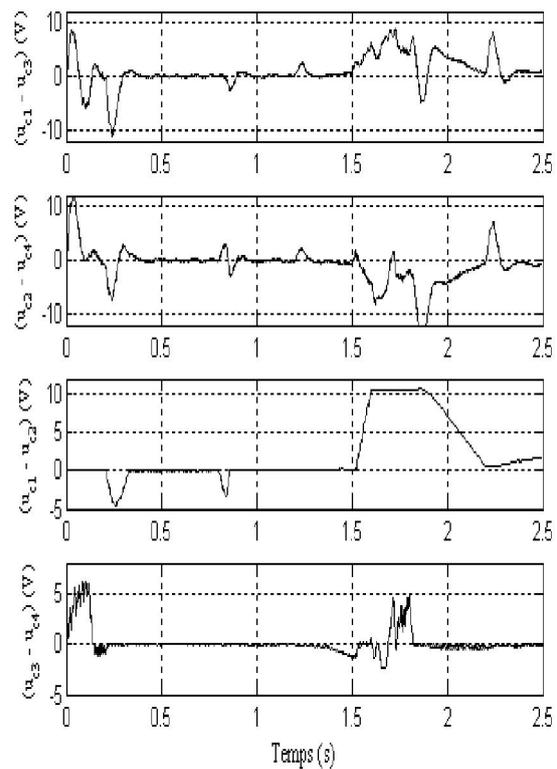


Figure III.34 – Les différences entre les tensions des condensateurs

La *figure III.35* montre que l'asservissement de la valeur moyenne des tensions de sortie du redresseur est toujours assuré. Le courant du réseau suit bien sa référence et reste en phase avec sa tension. Il est important de noter que la valeur du courant dans le réseau est diminuée par rapport à celle obtenue avec pont mixte.

La *figure III.36* donne la variation des courants dans les bobines du circuit proposé. Il est important de noter que la mise en série de la résistance (R_L) avec l'inductance (L) a diminué considérablement la valeur du courant (i_L) dans les bobines.

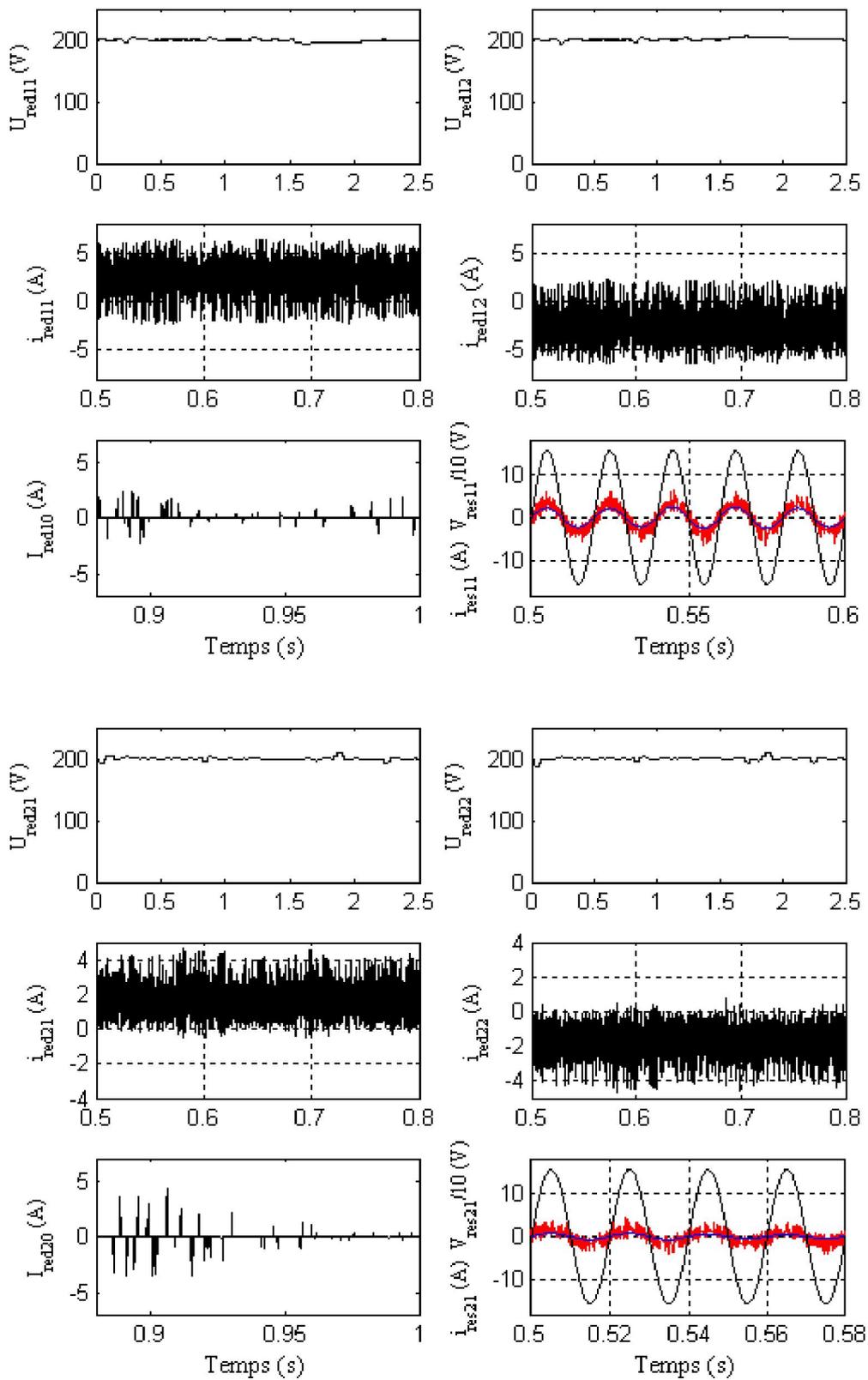


Figure III.35 - Performances des redresseurs PWM à trois niveaux

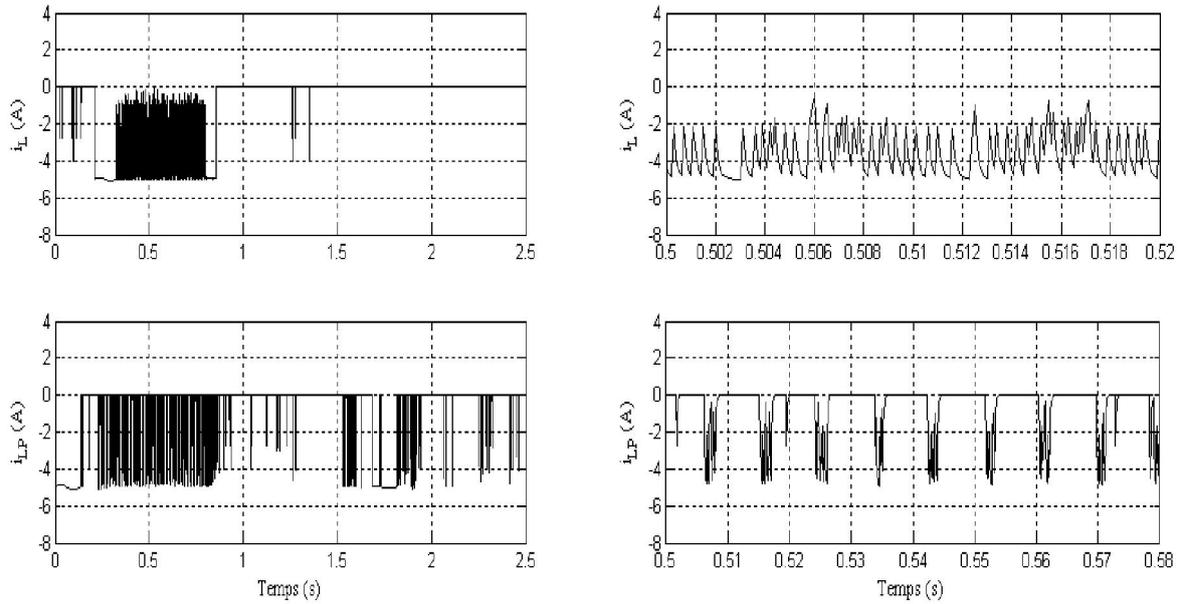


Figure III.36 – Courants des bobines d'équilibrage

Les performances de la machine asynchrone alimentée par la cascade de la figure III.32 sont illustrées par la figure III.37. La vitesse, le couple et le flux de la machine sont parfaitement contrôlés dans différents modes de fonctionnement. En raison de stabilité des quatre tensions d'entrée de l'onduleur, ces performances sont très satisfaisantes.

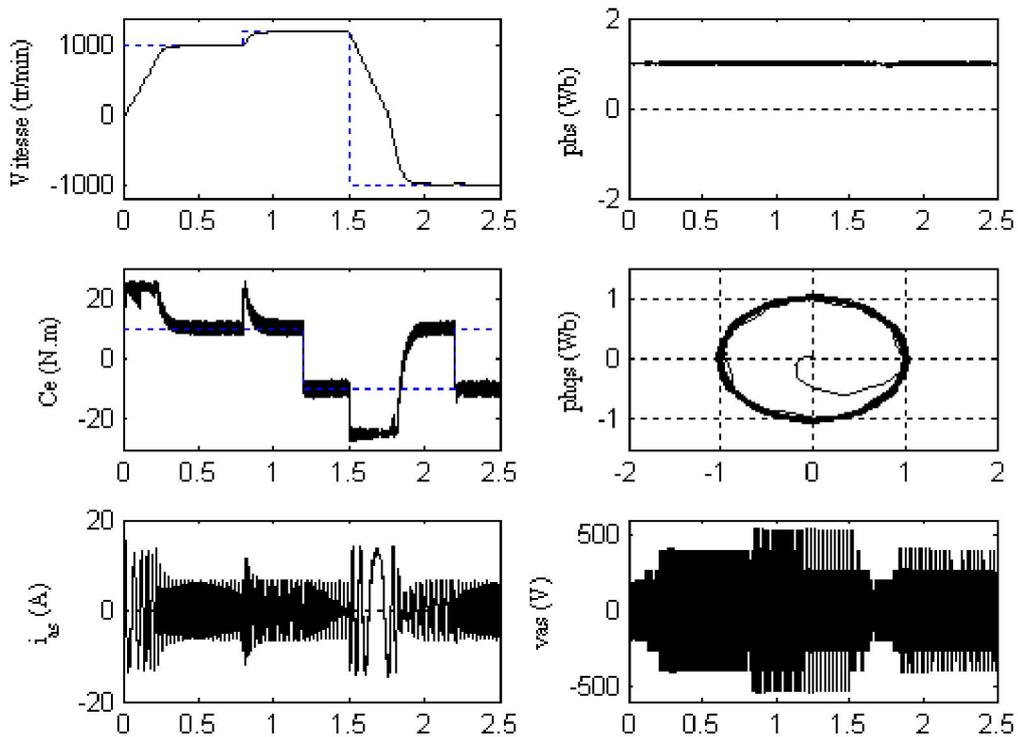


Figure III.37 - Performances de la machine asynchrone

III.4. CASCADE D'UN REDRESSEUR À CINQ NIVEAUX – CIRCUIT D'EQUILABRAGE - ONDULEUR DE TENSION À 5-NIVEAUX – MAS

III.4.1 Circuit d'équilibrage mixte

La structure de la cascade avec circuit mixte est illustrée par la *figure III.38*.

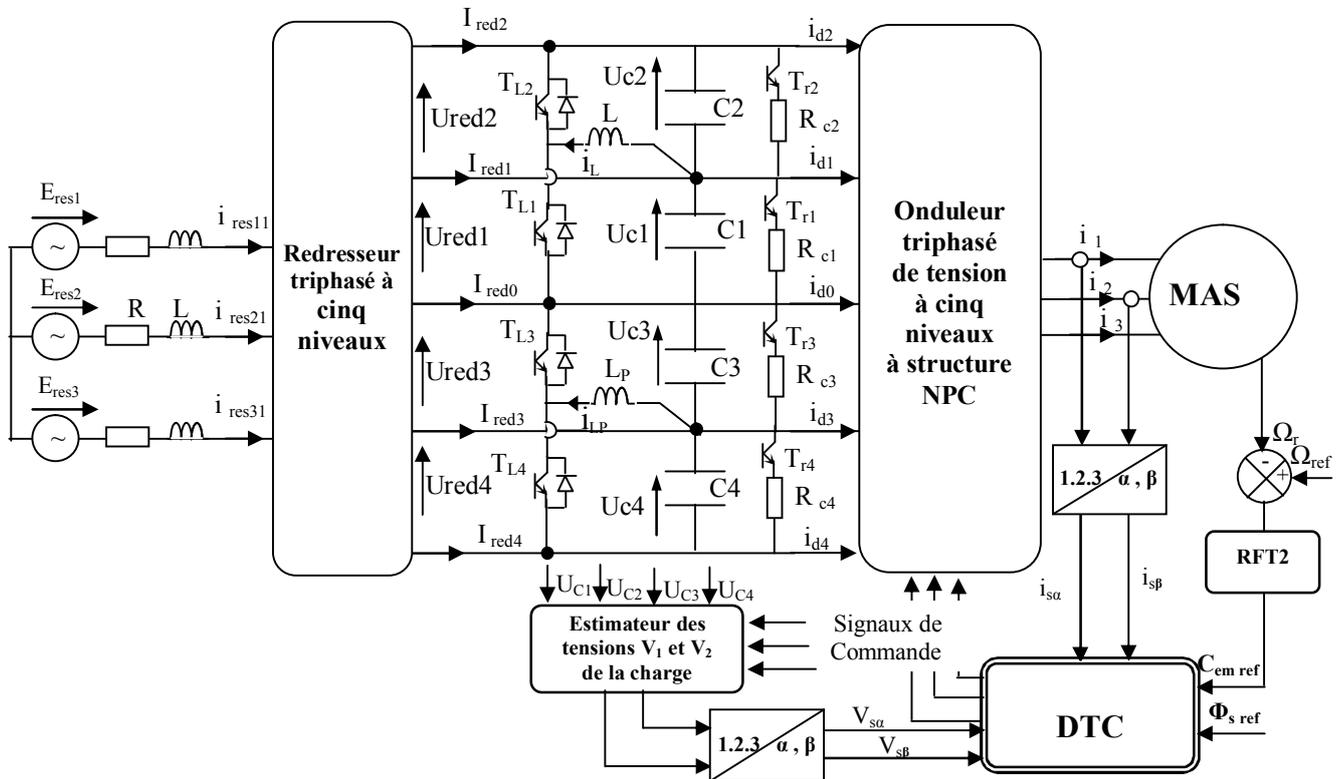


Figure III.38 - Cascade d'un redresseur PWM à cinq niveaux – circuit d'équilibrage mixte - onduleur à cinq niveaux - MAS

III.4.2 Modélisation et commande du circuit intermédiaire

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

$$\left\{ \begin{array}{l} C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} = I_{red2} - i_{d2} + F_{L2} \cdot i_L - F_{r2} \frac{U_{c2}}{R_{c2}} \\ C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} = I_{red2} + I_{red1} - i_{d2} - i_{d1} - F_{L1} i_L - F_{r1} \frac{U_{c1}}{R_{c1}} \\ C_3 \frac{dU_{c3}}{dt} = i_{d3} + i_{d4} - I_{red3} - I_{red4} + F_{L3} i_{LP} - F_{r3} \frac{U_{c3}}{R_{c3}} \\ C_4 \frac{dU_{c4}}{dt} = -I_{red4} + i_{d4} - F_{L4} i_{LP} - F_{r4} \frac{U_{c4}}{R_{c4}} \\ L \frac{di_L}{dt} = F_{L1} U_{c1} - F_{L2} U_{c2} \\ L_P \frac{di_{LP}}{dt} = F_{L4} U_{c4} - F_{L3} U_{c3} \end{array} \right. \quad (III.11)$$

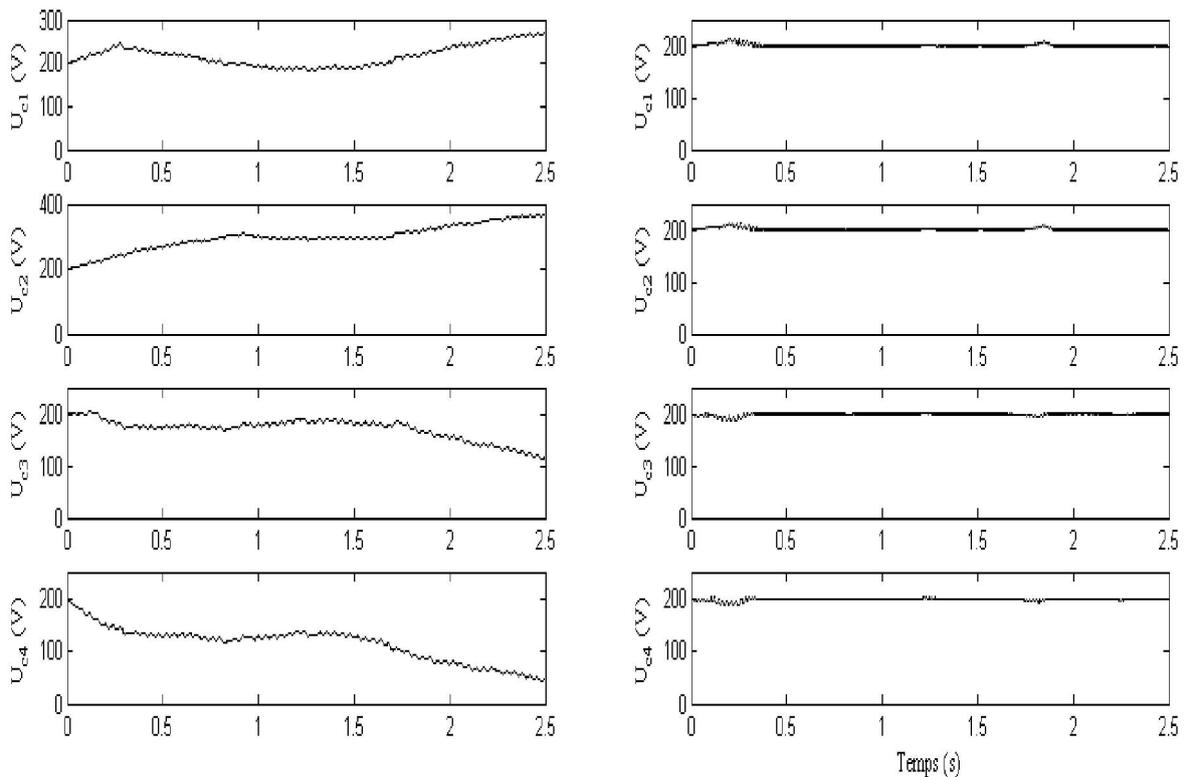
Les commandes F_{ri} , F_{Li} ($i= 2, 3$) sont définies à partir de l'algorithme III.12.

$$\begin{array}{ll}
 \text{if } U_{c1} \geq U_{c2} & F_{L1}=1; F_{L2}=0; \\
 \text{if } I_L \geq 0 & F_{r1}=0; F_{r2}=0; \text{ else } F_{r1}=1; F_{r2}=0; \text{ end} \\
 \text{else } & F_{L1}=0; F_{L2}=1; \\
 \text{if } I_L \leq 0 & F_{r1}=0; F_{r2}=0; \text{ else } F_{r1}=0; F_{r2}=1; \text{ end} \\
 \text{end} & \\
 \text{if } U_{c4} \geq U_{c3} & F_{L4}=1; F_{L3}=0; \\
 \text{if } I_{lp} \geq 0 & F_{r4}=0; F_{r3}=0; \text{ else } F_{r4}=1; F_{r3}=0; \text{ end} \\
 \text{else } & F_{L4}=0; F_{L3}=1; \\
 \text{if } I_{lp} \leq 0 & F_{r4}=0; F_{r3}=0; \text{ else } F_{r4}=0; F_{r3}=1; \text{ end} \\
 \text{end} &
 \end{array} \quad \text{(III.12)}$$

III.4.3 Résultats de simulation

Pour les mêmes conditions de fonctionnement des cascades précédentes, les paramètres du circuit intermédiaire sont : $C_i=20\text{mF}$, $L_p=L=20\text{mH}$, $R_{c1}=R_{c1}=R_{c2}=R_{c3}=R_{c4}=40\Omega$.

La figure III.39 montre l'allure des tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux sans et avec le circuit d'équilibrage. Nous constatons que l'emploi de ce type de circuit d'équilibrage nous permet d'avoir des résultats intéressants, vu que les tensions d'entrée de l'onduleur restent constantes, indépendamment du couple de charge de la machine. Les différences entre ces tensions restent faibles Figure III.40.



a : Sans circuit d'équilibrage

b : Avec circuit d'équilibrage

Figure III.39 – Tensions aux bornes des condensateurs

La figure III.41 montre les performances du redresseur à cinq niveaux. L'asservissement de la valeur moyenne des tensions de sortie est toujours assuré. Le courant du réseau suit bien sa référence avec un facteur de puissance unitaire.

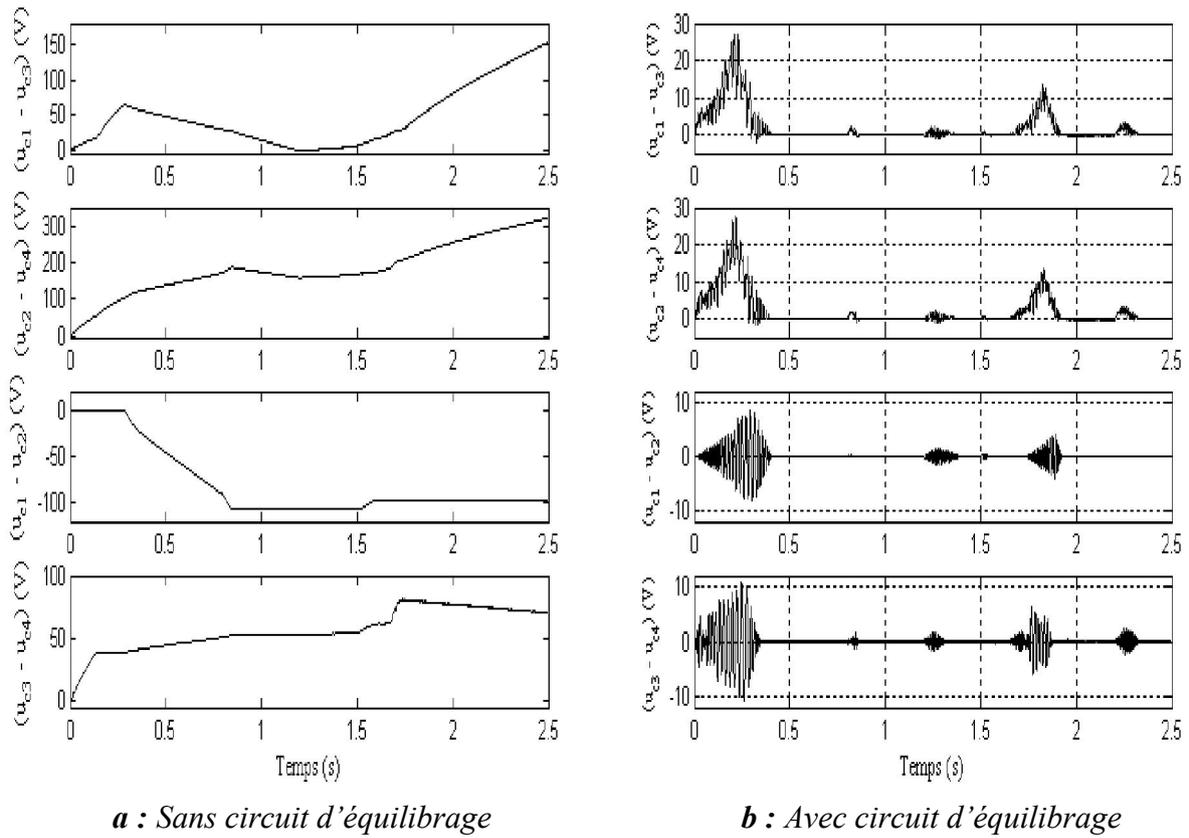


Figure III.40 – Les différences entre les tensions des condensateurs

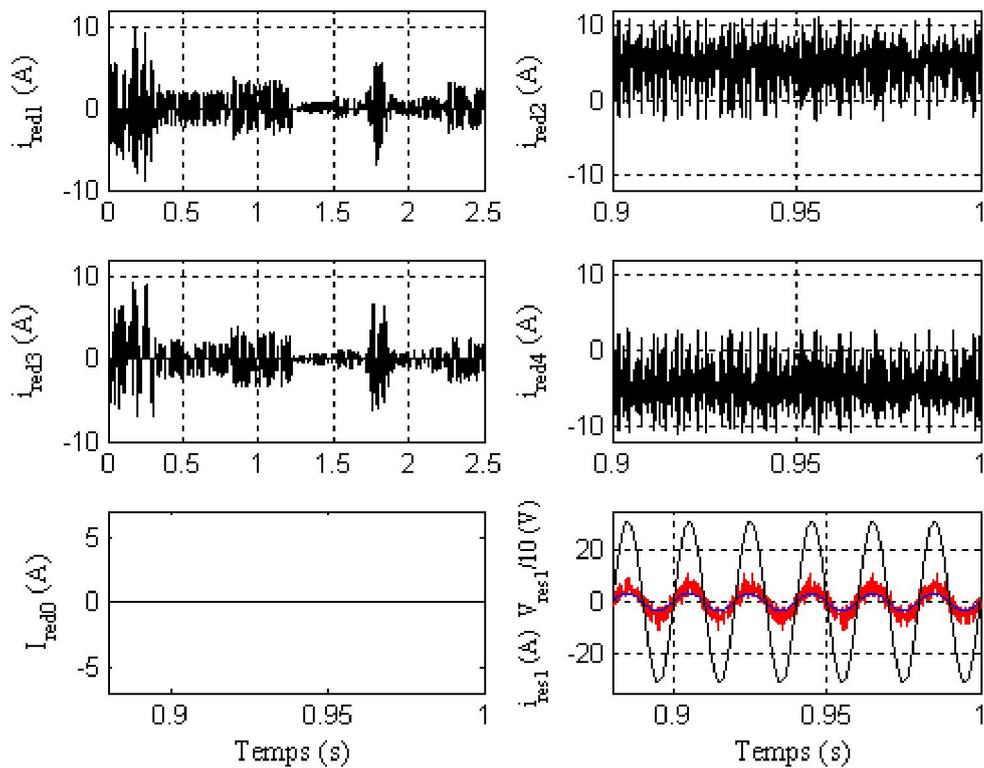
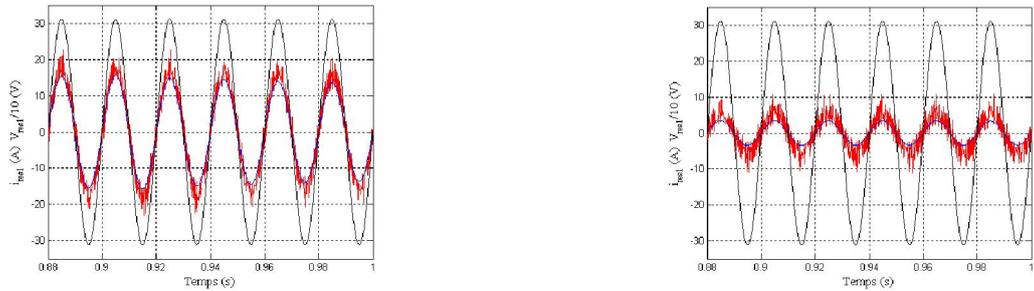


Figure III.41 - Performances du redresseur PWM à cinq niveaux



(a) $R_c=20\Omega$ et $L_p=L=50mH$

(b) $R_c=40\Omega$ et $L_p=L=20mH$

Figure III.42 – Courant de phase du réseau et sa tension.

Dans la figure III.42, nous remarquons clairement l'influence des éléments du circuit d'équilibrage sur le courant absorbé par l'installation (la cascade MAS convertisseur), donc l'augmentation de R_c diminue la puissance globale consommée.

Les courants dans les bobines du circuit proposé sont donnés par la figure III.43.

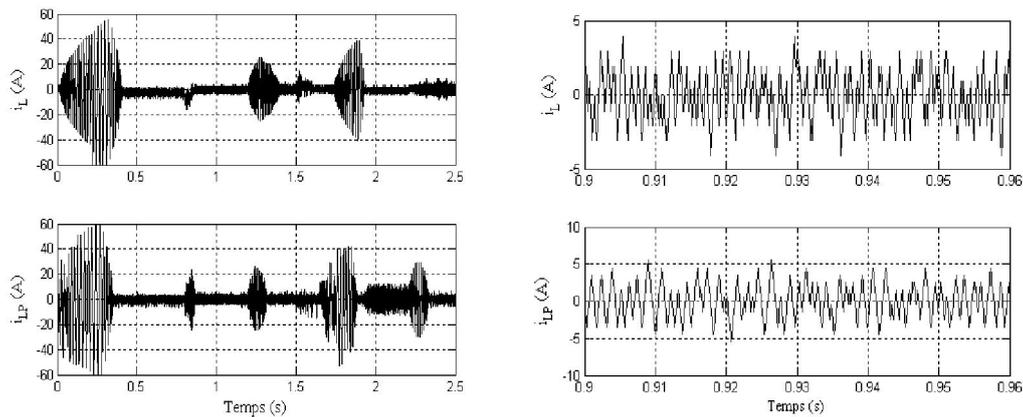


Figure III.43 – Courants des bobines d'équilibrage

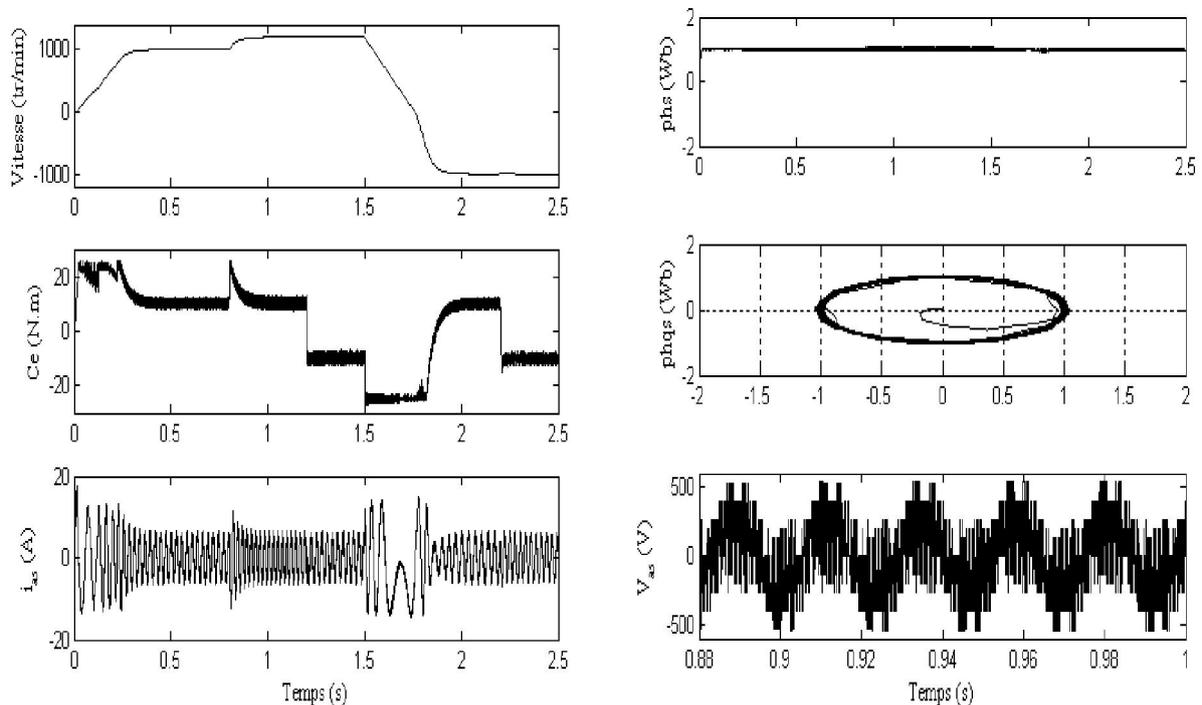


Figure III.44 - Performances de la machine asynchrone

Les performances de la machine asynchrone commandée par DTC sont illustrées par la figure III.44. La vitesse, le couple et le flux de la machine sont parfaitement contrôlés dans différents modes de fonctionnement de la machine.

III.5 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté des solutions au problème du déséquilibre des tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC à base de circuits additionnels. Ces circuits sont validés pour plusieurs cascades à redresseurs à deux, à trois et à cinq niveaux.

Dans le cas du circuit résistif, l'équilibrage des tensions dépend fortement de la valeur de la résistance utilisée. Plus que R est faible on aura une meilleure stabilité des tensions d'entrée de l'onduleur, mais cette diminution de R augmente les pertes par effet Joule.

L'insertion du circuit d'équilibrage inductif dans les variateurs de fréquence assure une stabilité du bus continu, avec une faible valeur des pertes Joule. Le circuit inductif pur engendre des oscillations aux niveaux des tensions aux bornes des condensateurs. Ces oscillations sont contrôlables par l'augmentation de la valeur de l'inductance, ce qu'il augmente l'encombrement du filtre, ou par l'insertion d'une résistance en série avec l'inductance. Une autre solution est aussi valable pour garantir la stabilité du bus continu, réalisée par la mise en parallèle d'une résistance avec l'inductance (circuit mixte). Cette solution nécessite un nombre d'interrupteur double par rapport à la précédente, donc un algorithme d'équilibrage plus compliqué.

Le circuit mixte optimisé est plus intéressant pour la stabilité des tensions aux bornes des condensateurs. En effet, ce circuit réduit la complexité du circuit auxiliaire et assure à la fois la réduction des pertes par effet Joule et la simplification de la commande des interrupteurs.

L'équilibrage des tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux peut être réalisé par l'addition des circuits auxiliaires au filtre capacitif, et donc la possibilité d'avoir des changeurs de fréquence absorbant un courant de réseau le moins pollué possible avec un facteur de puissance proche à l'unité. Néanmoins, il est important de signaler qu'avec tous les circuits proposés, la stabilité des tensions reste liée aux valeurs des éléments utilisés et la fréquence de commutation des interrupteurs est variable.

Les cascades présentées dans ce chapitre sont à base des redresseurs à deux, à trois et à cinq niveaux, d'autres cascades dotées de circuits d'équilibrages font l'objet de l'annexe C.

IV. Equilibrage des Tensions des Condensateurs par DTC Stabilisante

Résumé - Sommaire

Dans ce chapitre on démontre que le sens des courants dans les condensateurs dépend de l'état de l'onduleur et des courants triphasés de la charge. En profitant des redondances des états de l'onduleur, produisant le même vecteur tension, mais des effets opposés sur les tensions des condensateurs, une commande DTC stabilisante est développée. Cette solution soft a pour but de remédier les contraintes de la première solution matérielle proposée au chapitre précédent.

IV.1. Introduction.**IV.2. Effet des courants de charge sur les tensions des condensateurs****IV.3. Classification des vecteurs tension selon le nombre des redondances, et relations entre courants des condensateurs****IV.4. Effets des vecteurs redondants sur les tensions des condensateurs****IV.5. Algorithme d'équilibrage des tensions des condensateurs****IV.6. Résultats de simulation***IV.6.1 Cascade de deux redresseurs à deux niveaux–Onduleur à cinq niveaux -MAS**IV.6.2 Cascade de deux redresseurs à trois niveaux–Onduleur à cinq niveaux-MAS**IV.6.3 Cascade d'un redresseur à cinq niveaux–Onduleur à cinq niveaux -MAS***IV.7. Conclusion**

IV.1 INTRODUCTION

Au chapitre un, l'élaboration du contrôle direct du flux statorique et du couple électromagnétique de la machine asynchrone a été présentée. Dans le chapitre deux nous avons bien constaté que cette commande nécessite le contrôle de la tension du point milieu de l'onduleur, puisque l'onduleur concerné par notre étude est de structure dite à point neutre clampé (NPC). Afin d'améliorer les performances du variateur de vitesse étudié, les tensions des condensateurs doivent donc être maintenues à leurs niveaux de référence.

Dans ce contexte, une solution matérielle basée sur les circuits auxiliaires est présentée au chapitre trois. Néanmoins, il faut noter que cette solution présente plusieurs inconvénients :

- La stabilité des tensions est fortement liée aux paramètres des éléments du circuit ;
- L'emploi des circuits augmente la complexité du filtre, augmente le nombre des interrupteurs de puissance, et nécessite une commande plus performante ;
- L'utilisation des résistances augmente les pertes par effet Joule ;
- Augmentation du courant absorbé par l'installation.

Afin de remédier ces problèmes, plusieurs travaux ont été proposés dans la littérature. Certains travaux sont basés sur la modulation vectorielle (SVM) [Lali-07-2][Pou-07][Bouh-07]. D'autres travaux ont conduit à l'élaboration des stratégies de contrôle DTC, capables de stabiliser les tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux à structure NPC [Arck-99], et de topologie multicellulaires dans [Alme-00]. Une autre solution proposée dans [Mess-09] [Esca-02] consiste à élaborer des nouvelles tables de commutation basées sur les états de l'onduleur.

Le but de ce quatrième chapitre est de définir une stratégie de type DTC stabilisante, assurant la régulation des principales grandeurs de la machine (couple et flux statorique), ainsi que la stabilité des tensions du bus continu de l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC. Le principe de cette stratégie est basé sur les redondances des états de l'onduleur, produisant le même vecteur de tension, mais des effets opposés sur les condensateurs. Nous démontrons que le sens du courant dans les condensateurs dépend de l'état de l'onduleur et des courants de la charge.

IV.2 EFFET DES COURANTS DE CHARGE SUR LES TENSIONS DES CONDENSATEURS

Le bus continu de l'onduleur est caractérisé par l'équation suivante :

$$E_c = U_{c1} + U_{c2} + U_{c3} + U_{c4} \quad (IV.1)$$

Avec :

E_c : tension continue de la source.

U_{ci} ($i=1,2,3,4$) : tensions aux bornes des condensateurs.

i_{ci} ($i=1,2,3,4$) : courants dans les condensateurs.

La tension E_c de la source continue est extérieurement réglée pour quelle soit constante, donc :

$$\frac{dE_c}{dt} = \frac{d(U_{c1} + U_{c2} + U_{c3} + U_{c4})}{dt} = i_{c1} + i_{c2} + i_{c3} + i_{c4} = 0 \quad (IV.2)$$

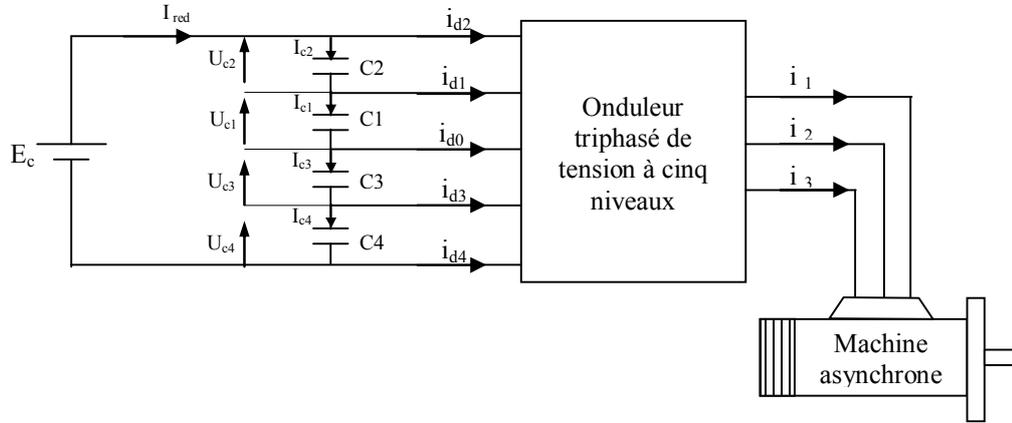


Figure IV.1 – structure de la cascade Onduleur à cinq niveaux -MAS

En utilisant l'équation (IV.2), et la loi des nœuds (Figure IV.1) on obtient:

$$\begin{cases} i_{c2} = I_{red} - i_{d2} \\ i_{c1} = I_{red} - i_{d2} - i_{d1} \\ i_{c3} = I_{red} + i_{d4} - i_{d3} \\ i_{c4} = I_{red} + i_{d4} \end{cases} \quad (IV.3)$$

La résolution de ce système d'équation conduit à :

$$\begin{cases} i_{c2} = \frac{1}{4}(3i_{d1} + 2i_{d0} + i_{d3}) \\ i_{c1} = \frac{1}{4}(-i_{d1} + 2i_{d0} + i_{d3}) \\ i_{c3} = \frac{1}{4}(-i_{d1} - 2i_{d0} + i_{d3}) \\ i_{c4} = \frac{1}{4}(-i_{d1} - 2i_{d0} - 3i_{d3}) \end{cases} \iff \begin{cases} i_{c2} = \frac{1}{4}(-2i_{d2} + i_{d1} - 2i_{d4} - i_{d3}) \\ i_{c1} = \frac{1}{4}(-2i_{d2} - 3i_{d1} - 2i_{d4} - i_{d3}) \\ i_{c3} = \frac{1}{4}(2i_{d2} + i_{d1} + 2i_{d4} + 3i_{d3}) \\ i_{c4} = \frac{1}{4}(2i_{d2} + i_{d1} + 2i_{d4} - i_{d3}) \end{cases} \quad (IV.4)$$

De l'équation I.22, Les courants d'entrée de l'onduleur sont donnés par:

$$\begin{aligned} i_{dj} &= \sum_{k=1}^3 F_{jk} i_k \quad j = 1,2,3,4 \\ -i_{d0} &= i_{d1} + i_{d2} + i_{d3} + i_{d4} \end{aligned} \quad (IV.5)$$

$$\begin{cases} F_{1k} = F_{k7} \\ F_{2k} = F_{k1}^b \\ F_{3k} = F_{k8} \\ F_{4k} = F_{k0}^b \end{cases} \quad (\text{IV.6})$$

En remplaçant IV.6 et IV.5 dans IV.4, les courants des condensateurs en fonction des courants de charge sont donnés par:

$$\begin{pmatrix} i_{c1} \\ i_{c2} \\ i_{c3} \\ i_{c4} \end{pmatrix} = \frac{1}{4} \begin{pmatrix} -2F_{11}^b + F_{17} - 2F_{10}^b - F_{18} & -2F_{21}^b + F_{27} - 2F_{20}^b - F_{28} & -2F_{31}^b + F_{37} - 2F_{30}^b - F_{38} \\ -2F_{11}^b - 3F_{17} - 2F_{10}^b - F_{18} & -2F_{21}^b - 3F_{27} - 2F_{20}^b - F_{28} & -2F_{31}^b - 3F_{37} - 2F_{30}^b - F_{38} \\ 2F_{11}^b + F_{17} + 2F_{10}^b + 3F_{18} & 2F_{21}^b + F_{27} + 2F_{20}^b + 3F_{28} & 2F_{31}^b + F_{37} + 2F_{30}^b + 3F_{38} \\ 2F_{11}^b + F_{17} + 2F_{10}^b - F_{18} & 2F_{21}^b + F_{27} + 2F_{20}^b - F_{28} & 2F_{31}^b + F_{37} + 2F_{30}^b - F_{38} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{pmatrix} \quad (\text{IV.7})$$

Le système (IV.7) montre que les tensions des condensateurs sont liées aux courants de charge (état de la charge) et aux valeurs des fonctions de connexion F_{jk} (état de l'onduleur).

Dans le cas d'une charge équilibrée, le courant de charge i_3 est inutile pour la modélisation parce qu'il est lié aux courants des deux autres phases (système triphasé équilibré) :

$$i_3 = -i_1 - i_2 \quad (\text{IV.8})$$

Pour pouvoir équilibrer les tensions des condensateurs, on doit expliciter l'expression (IV.7) pour tous les états redondants. Le tableau IV.1 résume les relations des états à deux redondances (a , b), le tableau IV.2 représente les états à trois redondances (a , b , c), tandis que le tableau IV.3 est réservé aux états à quatre redondances (a, b, c, d).

IV.3 CLASSIFICATION DES VECTEURS TENSIONS SELON LE NOMBRE DES REDONDANCES, ET RELATIONS ENTRE COURANTS DES CONDENSATEURS

Le signe de courant dans un condensateur est déterminé par les expressions générales E1, E2 ou E3, qui dépendent des courants dans la charge i_1 , i_2 et i_3 . Ces expressions changent en fonction du vecteur utilisé (Tableaux IV.1,2,3) [Bouh-04].

Si l'expression E1, E2 ou E3 est positive, le courant dans le condensateur correspondant est positif et le condensateur est en charge, s'il est négatif, ce condensateur sera déchargé. Et selon la variation de i_{c1} , i_{c2} , i_{c3} et i_{c4} en fonction des E1, E2 et E3 on distingue six groupes des vecteurs tension de l'onduleur à cinq niveaux [Lali-09].

Groupe 1 - Il regroupe les vecteurs à deux redondances suivants : $V_{76,107}$, $V_{91,122}$, $V_{16,47}$, $V_{19,50}$, $V_{4,35}$ et $V_{79,110}$ (Tableau IV.1). Pour les vecteurs de ce groupe. Les courants sont donnés par une seule expression E1, en fonction des courants de la charge.

Pour la redondance (a) : $4i_{c1}=E_1$; $4i_{c2}=E_1$; $4i_{c3}=E_1$; $4i_{c4}=-3E_1$
 Pour la redondance (b) : $4i_{c1}=E_1$; $4i_{c2}=-3E_1$; $4i_{c3}=E_1$; $4i_{c4}=E_1$

Groupe 2 - Il regroupe les vecteurs à deux redondances suivants : $V_{112,81}$, $V_{72,41}$, $V_{48,17}$, $V_{40,9}$, $V_{60,29}$ et $V_{108,77}$ (Tableau IV.1). Pour ces vecteurs. Les courants sont donnés par trois expressions E_1 , E_2 et E_3 , en fonction des courants de la charge:

Pour la redondance (a) : $4i_{c1}=E_1$; $4i_{c2}=E_1$; $4i_{c3}=E_2$; $4i_{c4}=E_3$

Pour la redondance (b) : $4i_{c1}=E_1$; $4i_{c2}=E_3$; $4i_{c3}=E_1$; $4i_{c4}=E_2$

Vecteur V_s			$4.i_{c2}$	$4.i_{c1}$	$4.i_{c3}$	$4.i_{c4}$	E_1	E_2	E_3	Groupe	
V_1	a	V_{107}	2-1-1	E_1	E_1	E_1	$-3E_1$	$-i_1$			G_1
	b	V_{76}	1-2-2	$-3E_1$	E_1	E_1	E_1				
V_2	a	V_{112}	2 0-1	E_1	E_1	E_2	E_3	$-i_1+i_2$	$-i_1-3i_2$	$3i_1+i_2$	G_2
	b	V_{81}	1-1-2	E_3	E_1	E_1	E_2				
V_3	a	V_{117}	2 1-1	E_1	E_2	E_2	E_3	$-i_1+2i_2$	$-i_1-2i_2$	$3i_1+2i_2$	G_3
	b	V_{86}	1 0-2	E_3	E_1	E_2	E_2				
V_4	a	V_{122}	2 2-1	E_1	E_1	E_1	$-3E_1$	$-(i_1+i_2)$			G_1
	b	V_{91}	1 1-2	$-3E_1$	E_1	E_1	E_1				
V_5	a	V_{97}	1 2-1	E_1	E_2	E_2	E_3	$2i_1-i_2$	$-2i_1-i_2$	$2i_1+3i_2$	G_3
	b	V_{66}	0 1-2	E_3	E_1	E_2	E_2				
V_6	a	V_{72}	0 2-1	E_1	E_1	E_2	E_3	i_1-i_2	$-3i_1-i_2$	i_1+3i_2	G_2
	b	V_{41}	-1 1-2	E_3	E_1	E_1	E_2				
V_7	a	V_{47}	-1 2-1	E_1	E_1	E_1	$-3E_1$	$-i_2$			G_1
	b	V_{16}	-2 1-2	$-3E_1$	E_1	E_1	E_1				
V_8	a	V_{48}	-1 2 0	E_1	E_1	E_2	E_3	$-i_1-2i_2$	$3i_1+2i_2$	$-i_1+2i_2$	G_2
	b	V_{17}	-2 1-1	E_3	E_1	E_1	E_2				
V_9	a	V_{49}	-1 2 1	E_1	E_2	E_2	E_3	$-2i_1-3i_2$	$2i_1+i_2$	$-2i_1+i_2$	G_3
	b	V_{18}	-2 1 0	E_3	E_1	E_2	E_2				
V_{10}	a	V_{50}	-1 2 2	E_1	E_1	E_1	$-3E_1$	i_1			G_1
	b	V_{19}	-2 1 1	$-3E_1$	E_1	E_1	E_1				
V_{11}	a	V_{45}	-1 1 2	E_1	E_2	E_2	E_3	i_1+3i_2	i_1-i_2	$-3i_1-i_2$	G_3
	b	V_{14}	-2 0 1	E_3	E_1	E_2	E_2				
V_{12}	a	V_{40}	-1 0 2	E_1	E_1	E_2	E_3	i_1+2i_2	i_1-2i_2	$-3i_1-2i_2$	G_2
	b	V_9	-2-1 1	E_3	E_1	E_1	E_2				
V_{13}	a	V_{35}	-1-1 2	E_1	E_1	E_1	$-3E_1$	i_1+i_2			G_1
	b	V_4	-2-2 1	$-3E_1$	E_1	E_1	E_1				
V_{14}	a	V_{60}	0-1 2	E_1	E_1	E_2	E_3	$2i_1+i_2$	$-2i_1+i_2$	$-2i_1-3i_2$	G_2
	b	V_{29}	-1-2 1	E_3	E_1	E_1	E_2				
V_{15}	a	V_{85}	1-1 2	E_1	E_2	E_2	E_3	$3i_1+i_2$	$-i_1+i_2$	$-i_1-3i_2$	G_3
	b	V_{54}	0-2 1	E_3	E_1	E_2	E_2				
V_{16}	a	V_{110}	2-1 2	E_1	E_1	E_1	$-3E_1$	i_2			G_1
	b	V_{79}	1-2 1	$-3E_1$	E_1	E_1	E_1				
V_{17}	a	V_{109}	2-1 1	E_1	E_2	E_2	E_3	$-3i_1-2i_2$	i_1+2i_2	i_1-2i_2	G_3
	b	V_{78}	1-2 0	E_3	E_1	E_2	E_2				
V_{18}	a	V_{108}	2-1 0	E_1	E_1	E_2	E_3	$-2i_1-i_2$	$2i_1+3i_2$	$2i_1-i_2$	G_2
	b	V_{77}	1-2-1	E_3	E_1	E_1	E_2				

Tableau IV.1 - Relations des courants des condensateurs en fonction des courants de charge pour les états de l'Hexagone N°3.

Groupe 3 - Il regroupe les vecteurs à deux redondances suivants : $V_{117,86}$, $V_{97,66}$, $V_{49,18}$, $V_{45,14}$, $V_{85,24}$ et $V_{109,78}$ (Tableau IV.1). Les courants sont donnés par trois expressions E_1 , E_2 et E_3 , en fonction des courants de la charge:

La redondance (a) : $4i_{c1}=E_2$; $4i_{c2}=E_1$; $4i_{c3}=E_2$; $4i_{c4}=E_3$

La redondance (b) : $4i_{c1}=E_1$; $4i_{c2}=E_3$; $4i_{c3}=E_2$; $4i_{c4}=E_2$

Vecteur V_s			$4.i_{c2}$	$4.i_{c1}$	$4.i_{c3}$	$4.i_{c4}$	E_1	E_2	E_3	Groupe
V_{19}	a V_{113}	2 0 0	E_1	E_1	$-E_1$	$-E_1$	$-2i_1$			G₄
	b V_{82}	1-1-1	$-E_1$	E_1	E_1	$-E_1$				
	c V_{51}	0-2-2	$-E_1$	$-E_1$	E_1	E_1				
V_{20}	a V_{118}	2 1 0	E_1	E_2	E_3	E_3	$-2i_1+i_2$	$-2i_1-3i_2$	$2i_1+i_2$	G₅
	b V_{87}	1 0-1	E_3	E_1	E_2	E_3				
	c V_{56}	0-1-2	E_3	E_3	E_1	E_2				
V_{21}	a V_{123}	2 2 0	E_1	E_1	$-E_1$	$-E_1$	$-2i_1-2i_2$			G₄
	b V_{92}	1 1-1	$-E_1$	E_1	E_1	$-E_1$				
	c V_{61}	0 0-2	$-E_1$	$-E_1$	E_1	E_1				
V_{22}	a V_{98}	1 2 0	E_1	E_2	E_3	E_3	i_1-2i_2	$-3i_1-2i_2$	i_1+2i_2	G₅
	b V_{67}	0 1-1	E_3	E_1	E_2	E_3				
	c V_{36}	-1 0-2	E_3	E_3	E_1	E_2				
V_{23}	a V_{73}	0 2 0	E_1	E_1	$-E_1$	$-E_1$	$-2i_2$			G₄
	b V_{42}	-1 1-1	$-E_1$	E_1	E_1	$-E_1$				
	c V_{11}	-2 0-2	$-E_1$	$-E_1$	E_1	E_1				
V_{24}	a V_{74}	0 2 1	E_1	E_2	E_3	E_3	$-i_1-3i_2$	$3i_1+i_2$	$-i_1+i_2$	G₅
	b V_{43}	-1 1 0	E_3	E_1	E_2	E_3				
	c V_{12}	-2 0-1	E_3	E_3	E_1	E_2				
V_{25}	a V_{75}	0 2 2	E_1	E_1	$-E_1$	$-E_1$	$2i_1$			G₄
	b V_{44}	-1 1 1	$-E_1$	E_1	E_1	$-E_1$				
	c V_{13}	-2 0 0	$-E_1$	$-E_1$	E_1	E_1				
V_{26}	a V_{70}	0 1 2	E_1	E_2	E_3	E_3	$2i_1+3i_2$	$2i_1-i_2$	$-2i_1-i_2$	G₅
	b V_{39}	-1 0 1	E_3	E_1	E_2	E_3				
	c V_8	-2-1 0	E_3	E_3	E_1	E_2				
V_{27}	a V_{65}	0 0 2	E_1	E_1	$-E_1$	$-E_1$	$2i_1+2i_2$			G₄
	b V_{34}	-1-1 1	$-E_1$	E_1	E_1	$-E_1$				
	c V_3	-2-2 0	$-E_1$	$-E_1$	E_1	E_1				
V_{28}	a V_{90}	1 0 2	E_1	E_2	E_3	E_3	$3i_1+2i_2$	$-i_1+2i_2$	$-i_1-2i_2$	G₅
	b V_{59}	0-1 1	E_3	E_1	E_2	E_3				
	c V_{28}	-1-2 0	E_3	E_3	E_1	E_2				
V_{29}	a V_{115}	2 0 2	E_1	E_1	$-E_1$	$-E_1$	$2i_2$			G₄
	b V_{84}	1-1 1	$-E_1$	E_1	E_1	$-E_1$				
	c V_{53}	0-2 0	$-E_1$	$-E_1$	E_1	E_1				
V_{30}	a V_{114}	2 0 1	E_1	E_2	E_3	E_3	$-3i_1-i_2$	i_1+3i_2	i_1-i_2	G₅
	b V_{83}	1-1 0	E_3	E_1	E_2	E_3				
	c V_{52}	0-2-1	E_3	E_3	E_1	E_2				

Tableau IV.2 - Relations des courants des condensateurs en fonction des courants de charge pour les états de l'Hexagone N°2.

Groupe 4 - Il regroupe six vecteurs à trois redondances : $V_{113,82,51}$, $V_{123,92,61}$, $V_{73,42,11}$, $V_{75,44,13}$, $V_{65,34,3}$ et $V_{115,84,53}$ (Tableau IV.2). Les courants sont donnés par une seule expression E_1 , en fonction des courants de la charge :

Pour la première redondance (a) : $4i_{c1}=E_1$; $4i_{c2}=E_1$; $4i_{c3}=-E_1$; $4i_{c4}=-E_1$

Pour la deuxième redondance (b) : $4i_{c1}=E_1$; $4i_{c2}=-E_1$; $4i_{c3}=E_1$; $4i_{c4}=-E_1$

Pour la troisième redondance (c) : $4i_{c1}=-E_1$; $4i_{c2}=-E_1$; $4i_{c3}=E_1$; $4i_{c4}=E_1$

Groupe 5 - Il est composé de six vecteurs à trois redondances : $V_{118,87,56}$, $V_{98,67,36}$, $V_{74,43,12}$, $V_{70,39,8}$, $V_{90,59,28}$ et $V_{114,83,52}$ (Tableau IV.2). Les relations des courants sont données par trois équations E_1 , E_2 et E_3 , en fonction des courants de la charge :

Pour la redondance (a) : $4i_{c1}=E_2$; $4i_{c2}=E_1$; $4i_{c3}=E_3$; $4i_{c4}=E_3$

Pour la redondance (b) : $4i_{c1}=E_1$; $4i_{c2}=E_3$; $4i_{c3}=E_2$; $4i_{c4}=E_3$

Pour la redondance (c) : $4i_{c1}=E_3$; $4i_{c2}=E_3$; $4i_{c3}=E_1$; $4i_{c4}=E_2$

Vecteur V_s		$4.i_{c2}$	$4.i_{c1}$	$4.i_{c3}$	$4.i_{c4}$	E_1	E_2	E_3	Groupe
V_{31}	a V_{119}	2 1 1	-3 E_1	E_1	E_1	E_1	i_1		G_6
	b V_{88}	1 0 0	E_1	-3 E_1	E_1	E_1			
	c V_{57}	0-1-1	E_1	E_1	-3 E_1	E_1			
	d V_{26}	-1-2-2	E_1	E_1	E_1	-3 E_1			
V_{32}	a V_{124}	2 2 1	-3 E_1	E_1	E_1	E_1	i_1+i_2		G_6
	b V_{93}	1 1 0	E_1	-3 E_1	E_1	E_1			
	c V_{62}	0 0-1	E_1	E_1	-3 E_1	E_1			
	d V_{31}	-1-1-2	E_1	E_1	E_1	-3 E_1			
V_{33}	a V_{99}	1 2 1	-3 E_1	E_1	E_1	E_1	i_2		G_6
	b V_{68}	0 1 0	E_1	-3 E_1	E_1	E_1			
	c V_{37}	-1 0-1	E_1	E_1	-3 E_1	E_1			
	d V_6	-2-1-2	E_1	E_1	E_1	-3 E_1			
V_{34}	a V_{100}	1 2 2	-3 E_1	E_1	E_1	E_1	$-i_1$		G_6
	b V_{69}	0 1 1	E_1	-3 E_1	E_1	E_1			
	c V_{38}	-1 0 0	E_1	E_1	-3 E_1	E_1			
	d V_7	-2-1-1	E_1	E_1	E_1	-3 E_1			
V_{35}	a V_{95}	1 1 2	-3 E_1	E_1	E_1	E_1	$-i_1-i_2$		G_6
	b V_{64}	0 0 1	E_1	-3 E_1	E_1	E_1			
	c V_{33}	-1-1 0	E_1	E_1	-3 E_1	E_1			
	d V_2	-2-2-1	E_1	E_1	E_1	-3 E_1			
V_{36}	a V_{120}	2 1 2	-3 E_1	E_1	E_1	E_1	$-i_2$		G_6
	b V_{89}	1 0 1	E_1	-3 E_1	E_1	E_1			
	c V_{58}	0-1 0	E_1	E_1	-3 E_1	E_1			
	d V_{27}	-1-2-1	E_1	E_1	E_1	-3 E_1			

Tableau IV.3 - Relations des courants des condensateurs en fonction des courants de charge pour les états de l'Hexagone N°1.

Groupe 6 : Il est composé de six vecteurs à quatre redondances $V_{119,88,57,26}$, $V_{124,93,62,31}$, $V_{99,68,37,6}$, $V_{100,69,38,7}$, $V_{95,64,33,2}$ et $V_{120,89,58,27}$ (Tableau IV.3). Les relations des courants sont données par une seule équation E_1 , en fonction des courants de charge :

Pour redondance (a) : $4i_{c1}=E_1$; $4i_{c2}=-3E_1$; $4i_{c3}=E_1$; $4i_{c4}=E_1$

Pour redondance (b) : $4i_{c1}=-3E_1$; $4i_{c2}=E_1$; $4i_{c3}=E_1$; $4i_{c4}=E_1$

Pour redondance (c) : $4i_{c1}=E_1$; $4i_{c2}=E_1$; $4i_{c3}=-3E_1$; $4i_{c4}=E_1$

Pour redondance (d) : $4i_{c1}=E_1$; $4i_{c2}=E_1$; $4i_{c3}=E_1$; $4i_{c4}=-3E_1$

IV.4 EFFETS DES VECTEURS REDONDANTS SUR LES TENSIONS DES CONDENSATEURS :

Selon le signe des expressions E_1 , E_2 et E_3 une synthèse est réalisée, afin de présenter l'effet des différentes possibilités de l'état de charge sur les tensions des condensateurs. Chaque possibilité est associée à une fonction logique P_x .

- Pour les groupes gérés par une seule équation E_1 (groupes 1, 4 et 6), on a deux possibilités pour les conditions de la charge.

$$\begin{aligned} P_1 &: \text{si } E_1 > 0 \\ P_2 &: \text{si } E_1 < 0 \end{aligned} \quad (\text{IV.9})$$

- Pour les groupes gérés par trois équations (groupes 2, 3 et 5), on distingue six possibilités pour les conditions de la charge, associées à six fonctions logiques définies de la manière suivante :

$$\begin{aligned} P_1 &: \text{si } E_1 < 0, E_2 < 0 \text{ et } E_3 > 0, \text{ sinon } P_1 = 0 \\ P_2 &: \text{si } E_1 < 0, E_2 > 0 \text{ et } E_3 < 0, \text{ sinon } P_2 = 0 \\ P_3 &: \text{si } E_1 < 0, E_2 > 0 \text{ et } E_3 > 0, \text{ sinon } P_3 = 0 \\ P_4 &: \text{si } E_1 > 0, E_2 < 0 \text{ et } E_3 < 0, \text{ sinon } P_4 = 0 \\ P_5 &: \text{si } E_1 > 0, E_2 < 0 \text{ et } E_3 > 0, \text{ sinon } P_5 = 0 \\ P_6 &: \text{si } E_1 > 0, E_2 > 0 \text{ et } E_3 < 0, \text{ sinon } P_6 = 0 \end{aligned} \quad (\text{IV.10})$$

Les autres possibilités ($E_1 < 0, E_2 < 0, E_3 < 0$ et $E_1 < 0, E_2 < 0, E_3 > 0$) ne se présentent pas car les équations E_1 , E_2 et E_3 ne peuvent pas être négatives ou positives en même temps [Lali-09].

Les tableaux IV.4 à IV.9 résume les effets des vecteurs redondants sur les tensions aux bornes des condensateurs, en fonctions de l'état de la charge P_x . Le signe du courant de charge du condensateur est déterminé par les expressions E_1 , E_2 ou E_3 , dépendant des courants dans la charge. Dans ces tableaux, le signe plus (+) indique que les vecteurs redondants du groupe concerné provoquent le chargement du condensateur, par contre, le signe moins (-) indique que les vecteurs redondants provoquent le déchargement du condensateur.

Comme exemple, pour le deuxième groupe des vecteurs redondants (Tableau IV.5), si l'état de la charge est caractérisé par la condition P_1 , le choix de la redondance (a) provoque l'augmentation de la tension U_{c4} et la diminution des tensions U_{c2} , U_{c1} et U_{c3} . Par contre, le choix de la deuxième redondance (b) provoque l'augmentation de la tension U_{c2} , et la diminution des autres tensions U_{c1} , U_{c3} et U_{c4} .

	Redondance a				Redondance b			
	U_{c2}	U_{c1}	U_{c3}	U_{c4}	U_{c2}	U_{c1}	U_{c3}	U_{c4}
P_1	+	+	+	-	-	+	+	+
P_2	-	-	-	+	+	-	-	-

Tableau IV. 4 – Effet des redondances du premier groupe sur les tensions des condensateurs en fonction de l'état de charge P_x .

	Redondance a				Redondance b			
	U_{c2}	U_{c1}	U_{c3}	U_{c4}	U_{c2}	U_{c1}	U_{c3}	U_{c4}
P_1	-	-	-	+	+	-	-	-
P_2	-	-	+	-	-	-	-	+
P_3	-	-	+	+	+	-	-	+
P_4	+	+	-	-	-	+	+	-
P_5	+	+	-	+	+	+	+	-
P_6	+	+	+	-	-	+	+	+

Tableau IV. 5 – Effet des redondances du **deuxième** groupe sur les tensions des condensateurs en fonction de l'état de charge P_x .

	Redondance a				Redondance b			
	U_{c2}	U_{c1}	U_{c3}	U_{c4}	U_{c2}	U_{c1}	U_{c3}	U_{c4}
P_1	-	-	-	+	+	-	-	-
P_2	-	+	+	-	-	-	+	+
P_3	-	+	+	+	+	-	+	+
P_4	+	-	-	-	-	+	-	-
P_5	+	-	-	+	+	+	-	-
P_6	+	+	+	-	-	+	+	+

Tableau IV. 6 – Effet des redondances du **troisième** groupe sur les tensions des condensateurs en fonction de l'état de charge P_x .

	Redondance a				Redondance b				Redondance c			
	U_{c2}	U_{c1}	U_{c3}	U_{c4}	U_{c2}	U_{c1}	U_{c3}	U_{c4}	U_{c2}	U_{c1}	U_{c3}	U_{c4}
P_1	+	+	-	-	-	+	+	-	-	-	+	+
P_2	-	-	+	+	+	-	-	+	+	+	-	-

Tableau IV. 7 – Effet des redondances du **quatrième** groupe sur les tensions des condensateurs en fonction de l'état de charge P_x .

	Redondance a				Redondance b				Redondance c			
	U_{c2}	U_{c1}	U_{c3}	U_{c4}	U_{c2}	U_{c1}	U_{c3}	U_{c4}	U_{c2}	U_{c1}	U_{c3}	U_{c4}
P_1	-	-	+	+	+	-	-	+	+	+	-	-
P_2	-	+	-	-	-	-	+	-	-	-	-	+
P_3	-	+	+	+	+	-	+	+	+	+	-	+
P_4	+	-	-	-	-	+	-	-	-	-	+	-
P_5	+	-	+	+	+	+	-	+	+	+	+	-
P_6	+	+	-	-	-	+	+	-	-	-	+	+

Tableau IV. 8 – Effet des redondances du **cinquième** groupe sur les tensions des condensateurs en fonction de l'état de charge P_x .

	Redondance a				Redondance b				Redondance c				Redondance c			
	U_{c2}	U_{c1}	U_{c3}	U_{c4}												
P_1	-	+	+	+	+	-	+	+	+	+	-	+	+	+	+	-
P_2	+	-	-	-	-	+	-	-	-	-	+	-	-	-	-	+

Tableau IV. 9 – Effet des redondances du **sixième** groupe sur les tensions des condensateurs en fonction de l'état de charge P_x .

IV.5 ALGORITHME D'EQUILIBRAGE DES TENSIONS DES CONDENSEURS

- Premièrement, si le vecteur V_s à générer par la DTC est un vecteur nul ou un vecteur du quatrième Hexagone, il sera transféré directement au contrôleur de connexion (*Figure IV.2*).
- D'autre part, si le vecteur sélectionné par la commande DTC est un vecteur du premier, deuxième ou troisième hexagone, plusieurs configurations peuvent être utilisées (la redondance a ou b, a ou b ou c et a ou b ou c ou d) (*Tableau IV.3*). A partir de la connaissance des effets des redondances sur les tensions aux bornes des condensateurs (*Tableau IV.4 à IV.9*), le groupe du vecteur peut être déterminé et le vecteur redondant à appliquer est choisi pour éliminer le déséquilibre des tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux ($U_{c1}=U_{c2}=U_{c3}=U_{c4}=U_{c\text{ref}}$).
- Connaissant les courants de la charge i_1 et i_2 , toutes les expressions (E_1 , E_2 et E_3) sont calculées. on peut déterminer les conditions de charge P_x (selon (*IV.9*) et (*IV.10*)).
- Les quatre tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux U_{c1} , U_{c2} , U_{c3} et U_{c4} sont mesurées à chaque instant et classées selon leur amplitude à l'aide de la variable *dev*. On distingue 24 cas possibles présentés dans le *tableau IV.10* dans la colonne numéro un.
- Selon les différents profils propres à chaque groupe, le vecteur redondant à choisir est celui qui nous permet d'augmenter la tension U_{ci} la plus faible et de diminuer la tension la plus grande.
- Le *tableau IV.10* montre le vecteur redondant à choisir en fonction du déséquilibre (les 24 cas possibles des tensions U_{ci}), et l'état de charge P_x .

dev	Groupe	1		2						3						4		5						6	
	Etats de charge P_x	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
	Etats des tensions des condensateurs																								
1	$U_{c2} < U_{c1} < U_{c3} < U_{c4}$	a	b	b	a	b	a	b	a	b	a	b	a	b	a	a	c	c	a	c	a	c	a	d	a
2	$U_{c2} < U_{c1} < U_{c4} < U_{c3}$	a	b	b	b	b	a	a	a	b	a	b	a	b	a	a	c	c	a	c	a	b	a	c	a
3	$U_{c2} < U_{c3} < U_{c1} < U_{c4}$	a	b	b	a	b	a	b	a	b	a	b	a	b	a	a	c	c	b	b	a	c	a	d	a
4	$U_{c2} < U_{c3} < U_{c4} < U_{c1}$	a	b	b	a	b	a	b	a	b	b	b	a	a	a	a	b	b	b	b	a	a	a	b	a
5	$U_{c2} < U_{c4} < U_{c1} < U_{c3}$	a	b	b	b	b	a	a	a	b	b	b	a	a	a	a	b	b	c	c	a	b	a	c	a
6	$U_{c2} < U_{c4} < U_{c3} < U_{c1}$	a	b	b	b	b	a	a	a	b	b	b	a	a	a	a	b	b	c	b	a	a	a	b	a
7	$U_{c1} < U_{c2} < U_{c3} < U_{c4}$	a	b	b	a	b	a	b	a	b	a	a	b	b	a	a	c	c	a	c	b	c	a	d	b
8	$U_{c1} < U_{c2} < U_{c4} < U_{c3}$	a	b	b	b	b	a	a	a	b	a	a	b	b	a	a	c	c	a	c	b	b	a	c	b
9	$U_{c1} < U_{c3} < U_{c2} < U_{c4}$	a	b	b	a	a	b	b	a	b	a	a	b	b	a	b	c	c	a	a	b	c	b	d	b
10	$U_{c1} < U_{c3} < U_{c4} < U_{c2}$	b	a	a	a	a	b	b	b	a	a	a	b	b	b	b	c	c	a	a	b	c	b	a	b
11	$U_{c1} < U_{c4} < U_{c2} < U_{c3}$	b	a	a	b	b	a	a	b	a	a	a	b	b	b	a	c	c	a	c	b	b	a	c	b
12	$U_{c1} < U_{c4} < U_{c3} < U_{c2}$	b	a	a	b	a	b	a	b	a	a	a	b	b	b	b	c	c	a	a	b	b	b	a	b
13	$U_{c3} < U_{c2} < U_{c1} < U_{c4}$	a	b	b	a	a	b	b	a	b	a	b	a	b	a	b	a	a	b	b	c	c	b	d	c
14	$U_{c3} < U_{c2} < U_{c4} < U_{c1}$	a	b	b	a	a	b	b	a	b	b	b	a	a	a	c	a	a	b	b	c	a	c	b	c
15	$U_{c3} < U_{c1} < U_{c2} < U_{c4}$	a	b	b	a	a	b	b	a	b	a	a	b	b	a	b	a	a	b	a	c	c	b	d	c
16	$U_{c3} < U_{c1} < U_{c4} < U_{c2}$	b	a	a	a	a	b	b	b	a	a	a	b	b	b	b	a	a	b	a	c	c	b	a	c
17	$U_{c3} < U_{c4} < U_{c2} < U_{c1}$	b	a	a	a	a	b	b	b	a	b	b	a	a	b	c	a	a	b	b	c	a	c	b	c
18	$U_{c3} < U_{c4} < U_{c1} < U_{c2}$	b	a	a	a	a	b	b	b	a	b	a	b	a	b	b	a	a	b	a	c	a	c	a	c
19	$U_{c4} < U_{c2} < U_{c1} < U_{c3}$	b	a	a	b	b	a	a	b	a	b	b	a	a	b	c	b	b	c	c	a	b	c	c	d
20	$U_{c4} < U_{c2} < U_{c3} < U_{c1}$	b	a	a	b	b	a	a	b	a	b	b	a	a	b	c	b	b	c	b	a	a	c	b	d
21	$U_{c4} < U_{c1} < U_{c2} < U_{c3}$	b	a	a	b	b	a	a	b	a	b	a	b	a	b	c	b	b	c	c	b	b	c	c	d
22	$U_{c4} < U_{c1} < U_{c3} < U_{c2}$	b	a	a	b	a	b	a	b	a	b	a	b	a	b	c	a	a	c	a	b	b	c	a	d
23	$U_{c4} < U_{c3} < U_{c2} < U_{c1}$	b	a	a	b	a	b	a	b	a	b	b	a	a	b	c	a	a	c	b	c	a	c	b	d
24	$U_{c4} < U_{c3} < U_{c1} < U_{c2}$	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. 10 – Choix des vecteurs redondants pour l'équilibrage du bus continu.

Par exemple, considérons l'état suivant : $U_{c2} < U_{c1} < U_{c3} < U_{c4}$, donc $dev=1$. Si le vecteur généré par la commande directe du couple DTC de la machine asynchrone est du groupe 1, nous choisissons la redondance **a** pour augmenter U_{c2} et diminuer U_{c4} si $E_1 > 0$ ($P_x = P_1 = 1$), si $E_1 < 0$ ($P_x = P_2 = 1$) il faut choisir la redondance **b**.

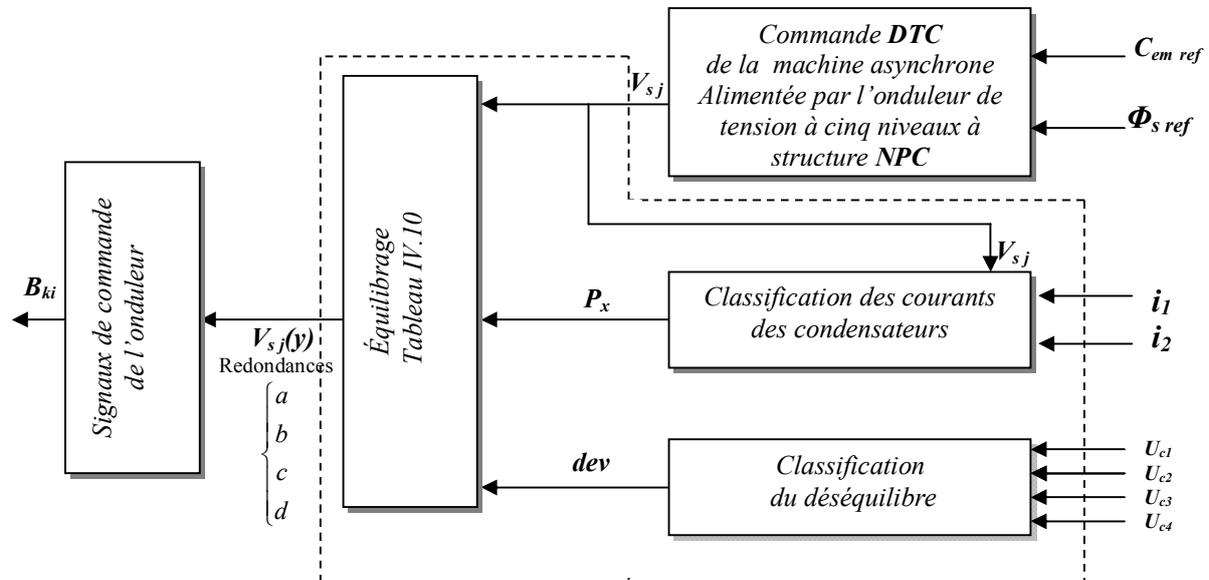


Figure IV. 2 – Algorithme d'équilibrage des tensions des condensateurs

IV.6 RESULTATS DE SIMULATION

Tous les condensateurs sont initialement chargés avec une tension de 200V. Chaque réseau triphasé est caractérisé par une fréquence de 50Hz, une inductance par phase de 10mH et une résistance par phase de 0.25Ω. On suppose également que les capacités du filtre intermédiaire adoptées ont la même valeur de 20mF. La bande d'hystérésis de courant du réseau est fixée à 0.1A. Les gains du régulateur flou type-2 pour l'asservissement du redresseur sont $G_e = G_{de} = 25$ et $G_{du} = 18$. La tension de référence des condensateurs est fixée à 200V. Pour la boucle de vitesse, le régulateur choisi est un contrôleur flou type-2, avec les gains $G_e = 50$, $G_{de} = 0.6$ et $G_{du} = 18$. Pour montrer le fonctionnement de la cascade proposée avec la commande DTC, le comparateur à hystérésis est fixé avec une bande de 0.05Wb pour le flux, et 0.5N.m pour le couple électromagnétique.

Pour voir le comportement des tensions et des courants du côté continu, on simule le fonctionnement en charge avec inversion du sens de rotation de la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC, avec les mêmes conditions et les mêmes paramètres utilisés dans le chapitre précédent. La machine est commandée par le contrôle direct du couple DTC avec l'algorithme d'équilibrage proposé.

IV.6.1 Cascade de deux redresseurs à deux niveaux - Onduleur NPC – MAS

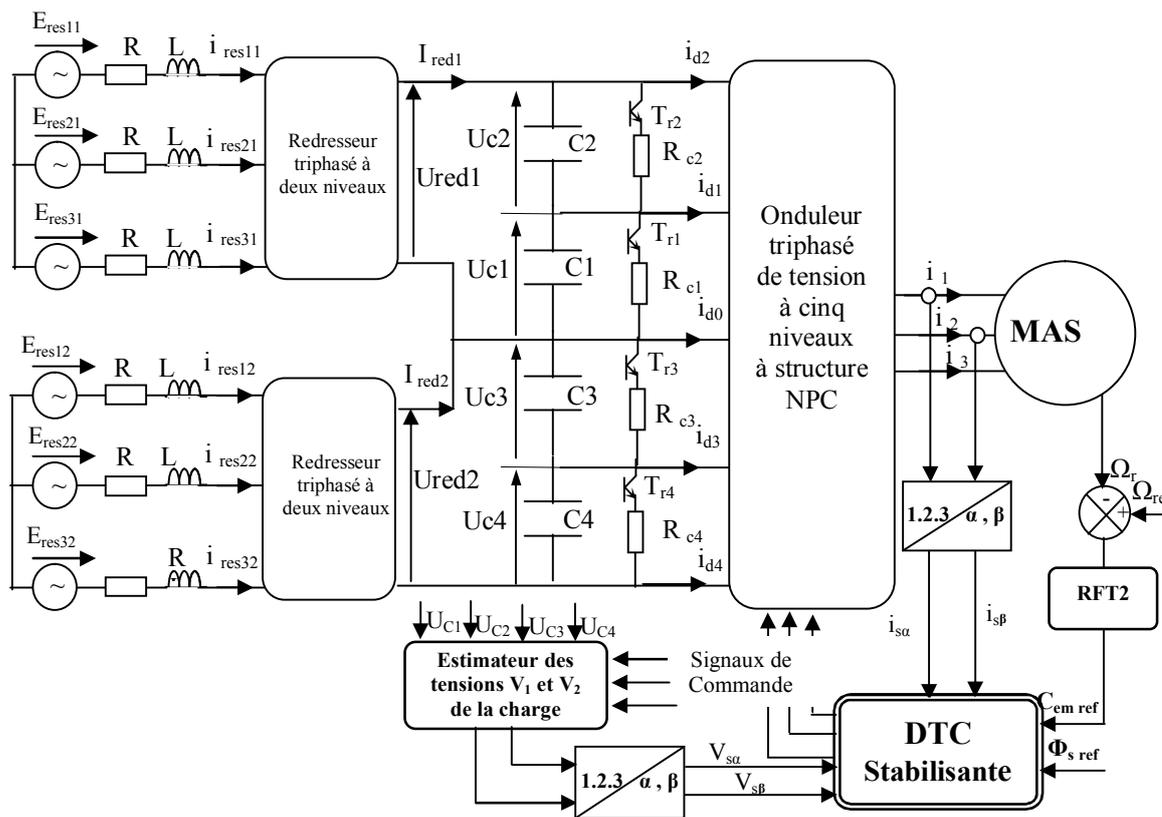


Figure IV.3 - Structure de la cascade de deux redresseurs à deux niveaux –Onduleur de tension à cinq niveaux –MAS

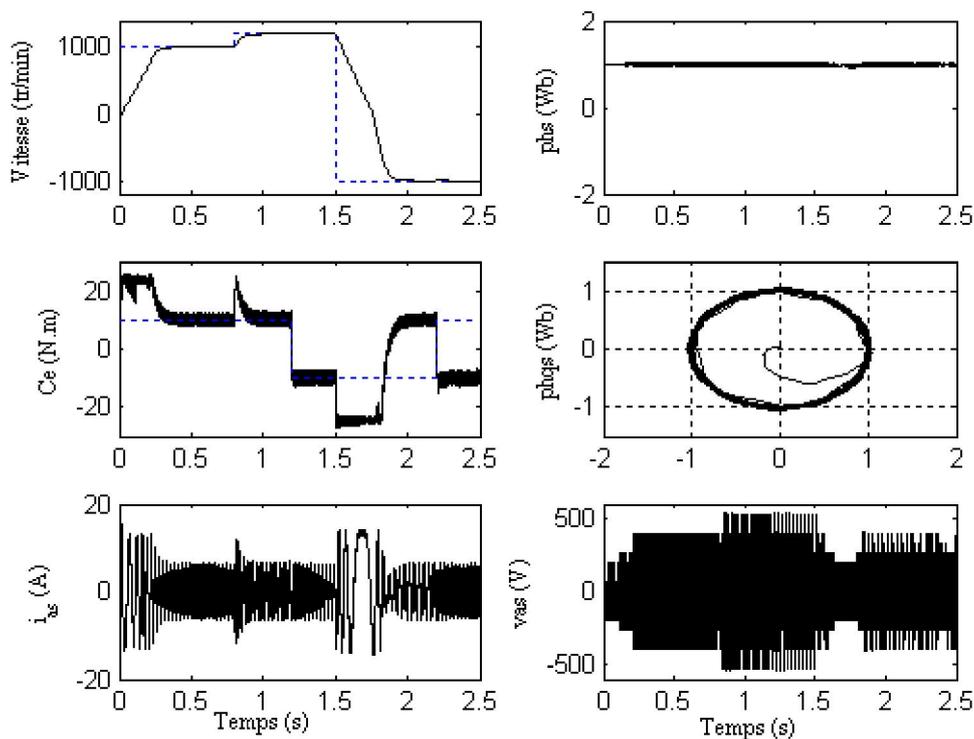
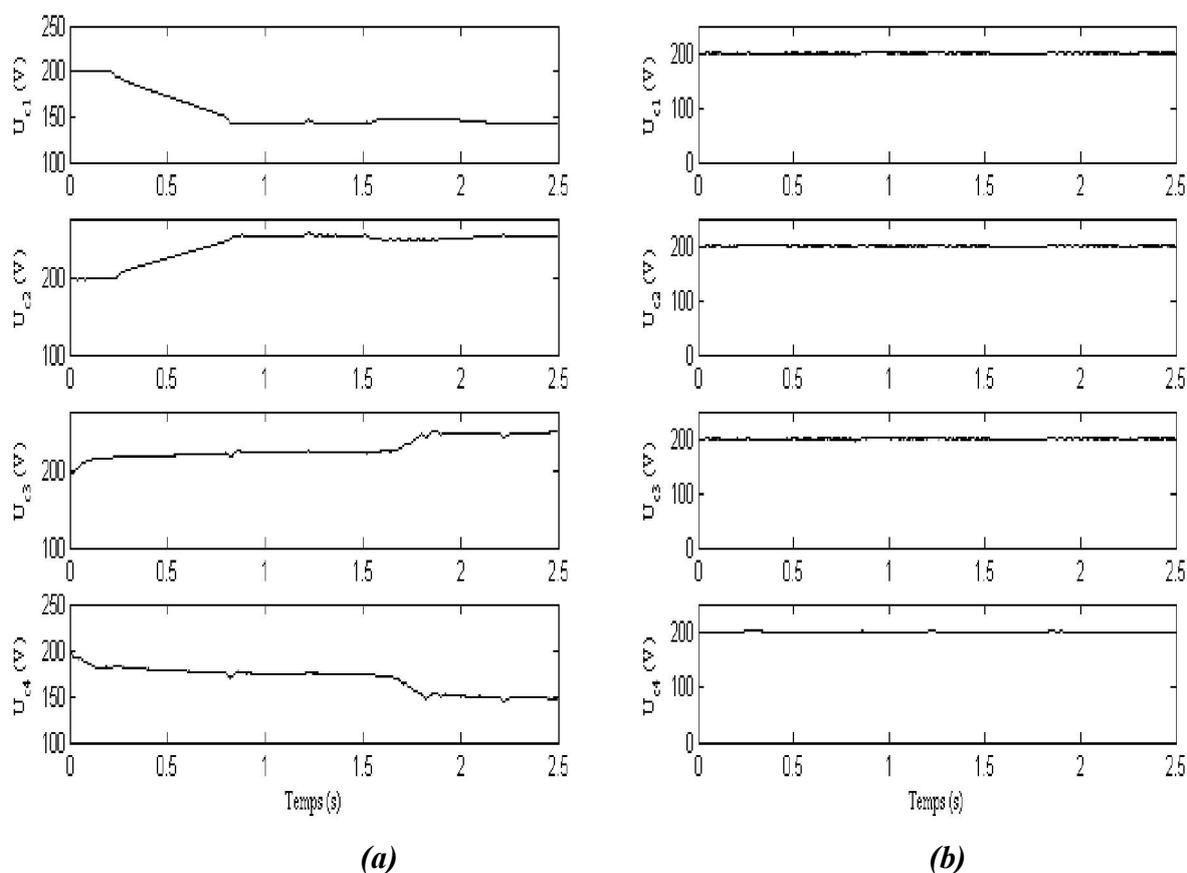


Figure IV.4 – Performances de la machine asynchrone alimentée par la cascade de deux redresseurs à deux niveaux commandée par DTC stabilisante.

Dans cette partie, on présentera une cascade permettant de réaliser un changeur de fréquence ayant en sortie un onduleur de tension à cinq niveaux. Le pont d'entrée de cette cascade est constitué de deux redresseurs de courants à deux niveaux.

Les résultats de la conduite de la machine asynchrone sont représentés par la figure IV.4. Nous avons examiné différents modes de fonctionnement de la machine (fonctionnement en charge variable avec inversion du sens de rotation). Nous constatons que la vitesse suit sa référence, le flux statorique atteint sa valeur de référence, et sa trajectoire décrit un cercle. On note aussi que le couple est contrôlé de façon satisfaisante pour les différents modes de fonctionnement de la machine.

La figure IV.5 montre l'efficacité de l'algorithme d'équilibrage proposé en terme de stabilité des tensions aux bornes des condensateurs de l'onduleur, tout en conservant une symétrie entre ces tensions par rapport au point milieu de l'onduleur. Il est intéressant de noter que le régime transitoire de la machine lors de son démarrage en charge, pendant l'inversion du sens de rotation ou l'application d'un couple résistant n'affecte pas la stabilité des tensions continues des condensateurs. Chacune de ces tensions suit parfaitement sa référence. En outre, les différences entre les tensions restent faibles, passe de $\Delta u_c > 50\%$ sans algorithme d'équilibrage à $\Delta u_c < 1\%$ dans le cas de l'application de l'algorithme d'équilibrage (figure IV.6).



**Figure IV.5 – Tensions des condensateurs : a) Sans algorithme d'équilibrage
b) Avec algorithme d'équilibrage**

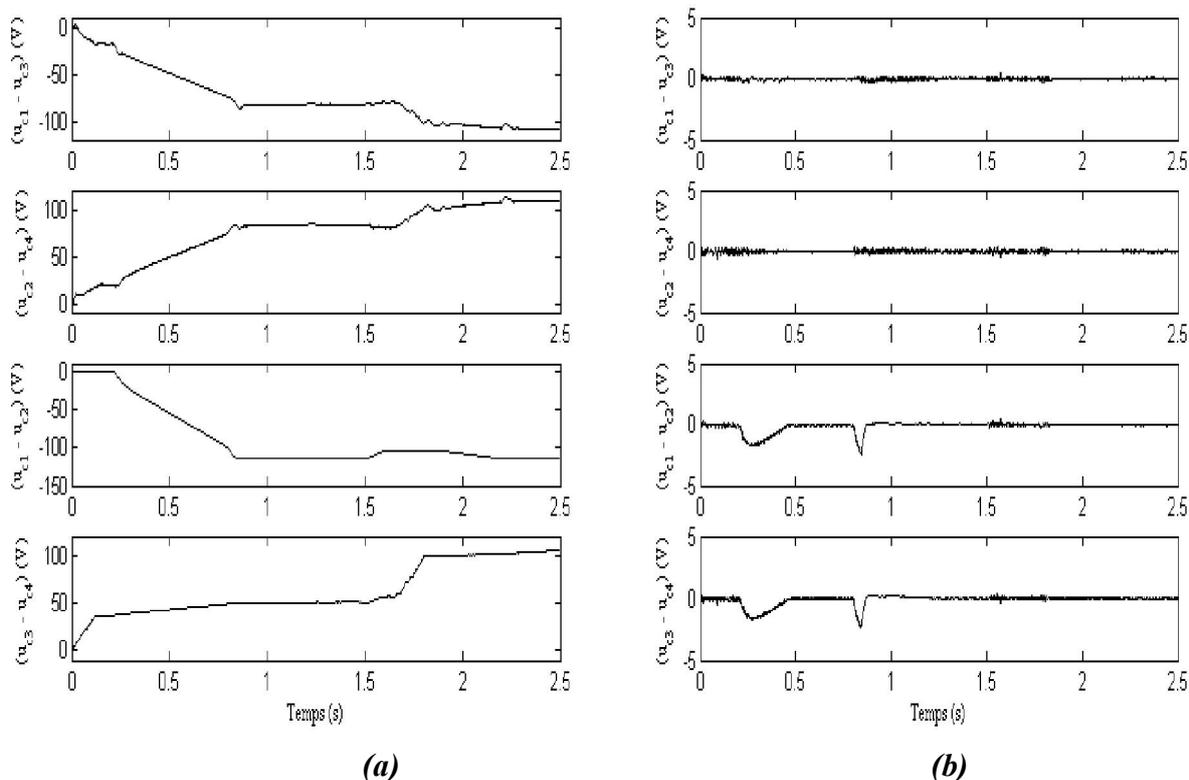


Figure IV.6 – Les différences ΔU_{cj} : a) Sans algorithme d'équilibrage
 b) Avec algorithme d'équilibrage

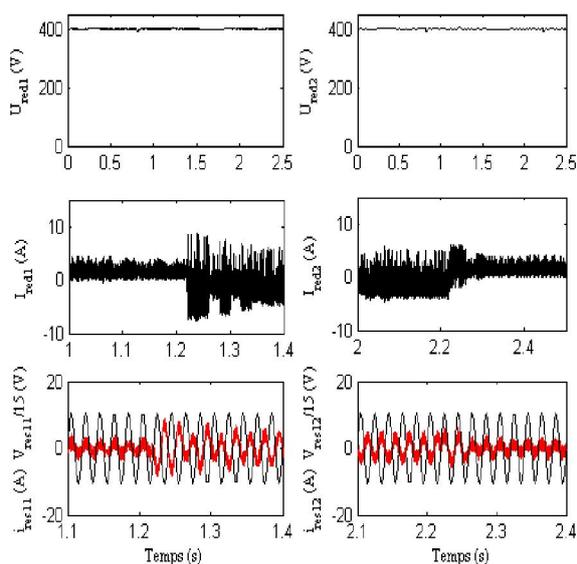


Figure IV.7 – Performances des redresseurs PWM à deux niveaux

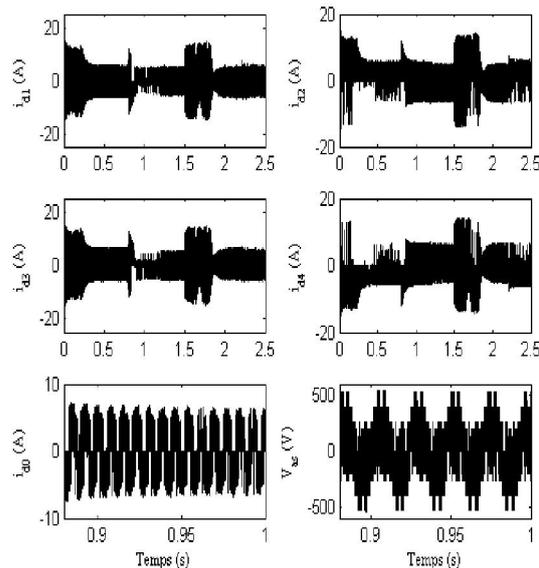


Figure IV.8 – Courants d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux

D'après la Figure IV.7, on constate que les courants des réseaux d'alimentation des redresseurs suivent leurs références. De plus, ils sont pratiquement en phase avec les tensions de ligne correspondantes. Le fonctionnement étant donc à facteur de puissance unitaire. A noter que le signe du courant redressé a une relation avec le sens de transfert de la puissance avec le réseau électrique. Il est également important à signaler que les tensions de sortie des redresseurs suivent bien leurs références indépendamment de la charge.

IV.6.2 Cascade de deux redresseurs à trois niveaux - Onduleur à cinq niveaux – MAS

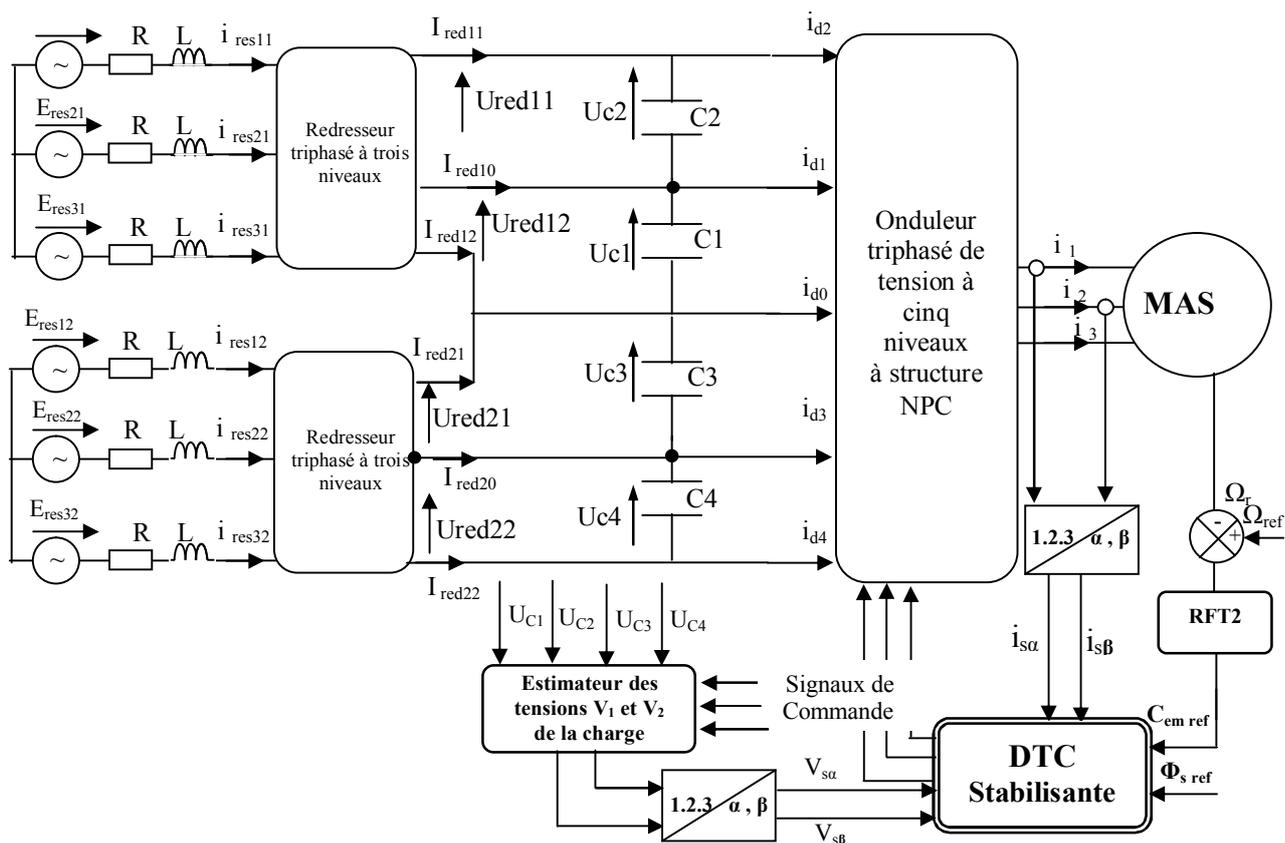


Figure IV. 9 - Cascade de deux redresseurs PWM à trois niveaux - onduleur à cinq niveaux

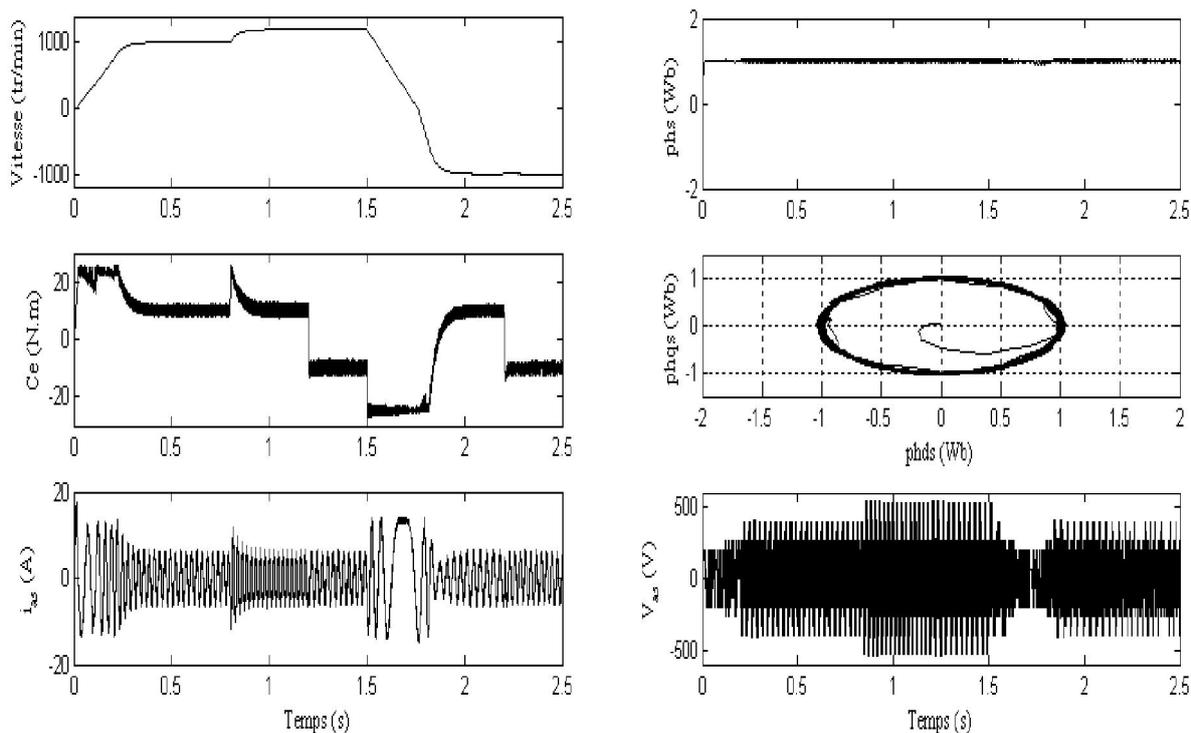


Figure IV.10 – Performances de la machine asynchrone avec algorithme d'équilibrage

La figure IV.10 montre les formes d'onde du flux statorique, du couple, de la vitesse, du courant de phase ainsi que la tension simple. Durant un démarrage en mode moteur, suivi d'une inversion rapide de la consigne de couple (fonctionnement générateur), puis inversion du sens de rotation. Il est toujours intéressant de remarquer que les niveaux de tension les plus élevés ne sont pas utilisés aux faibles vitesses.

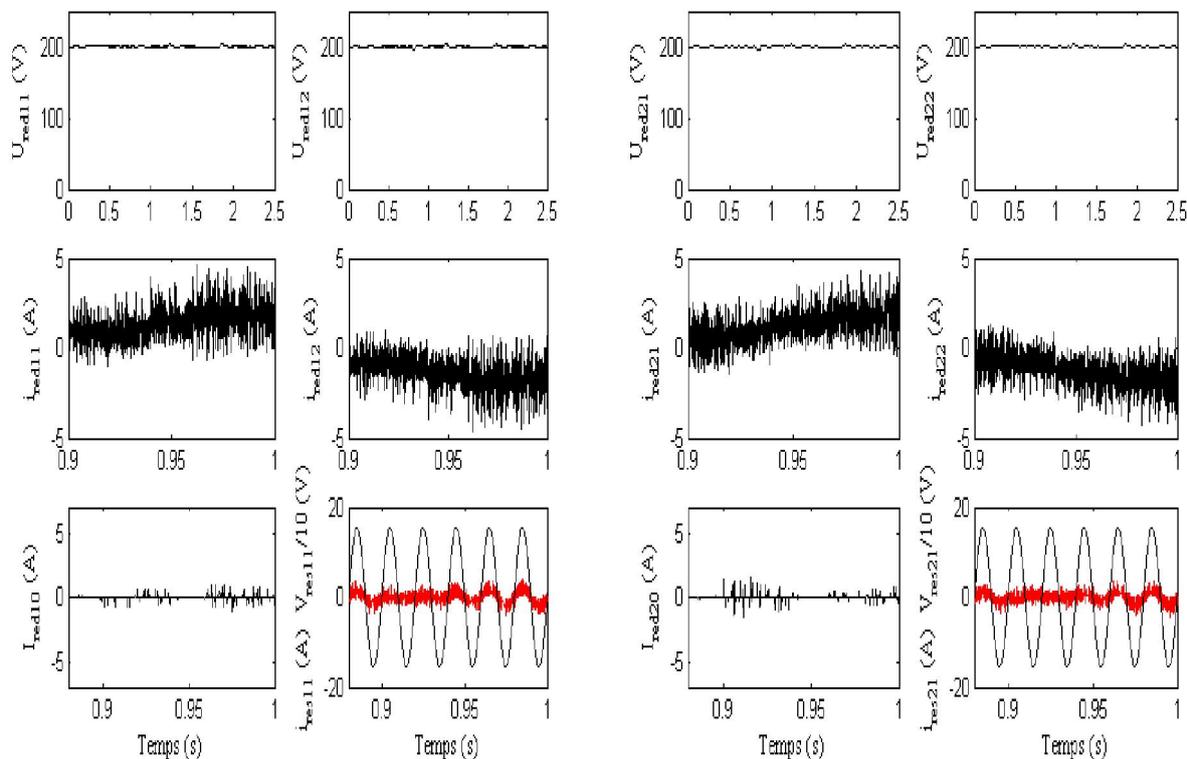
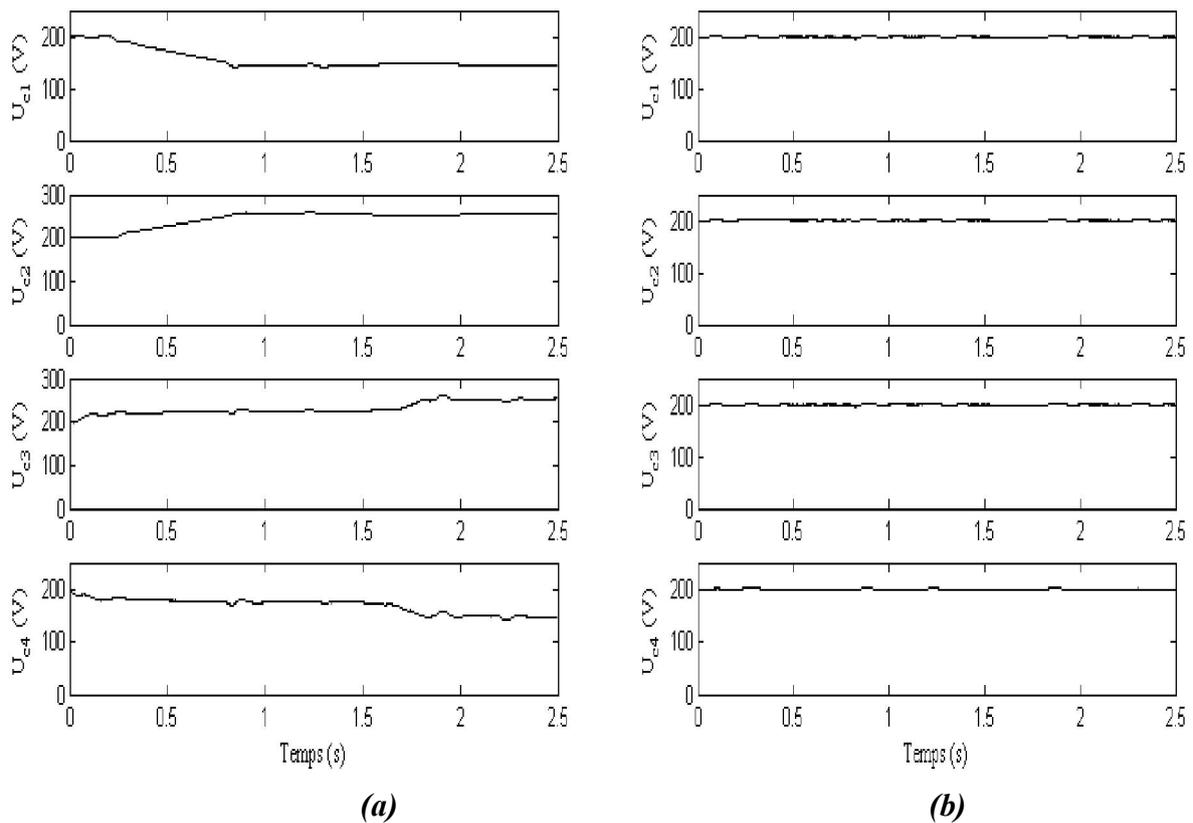


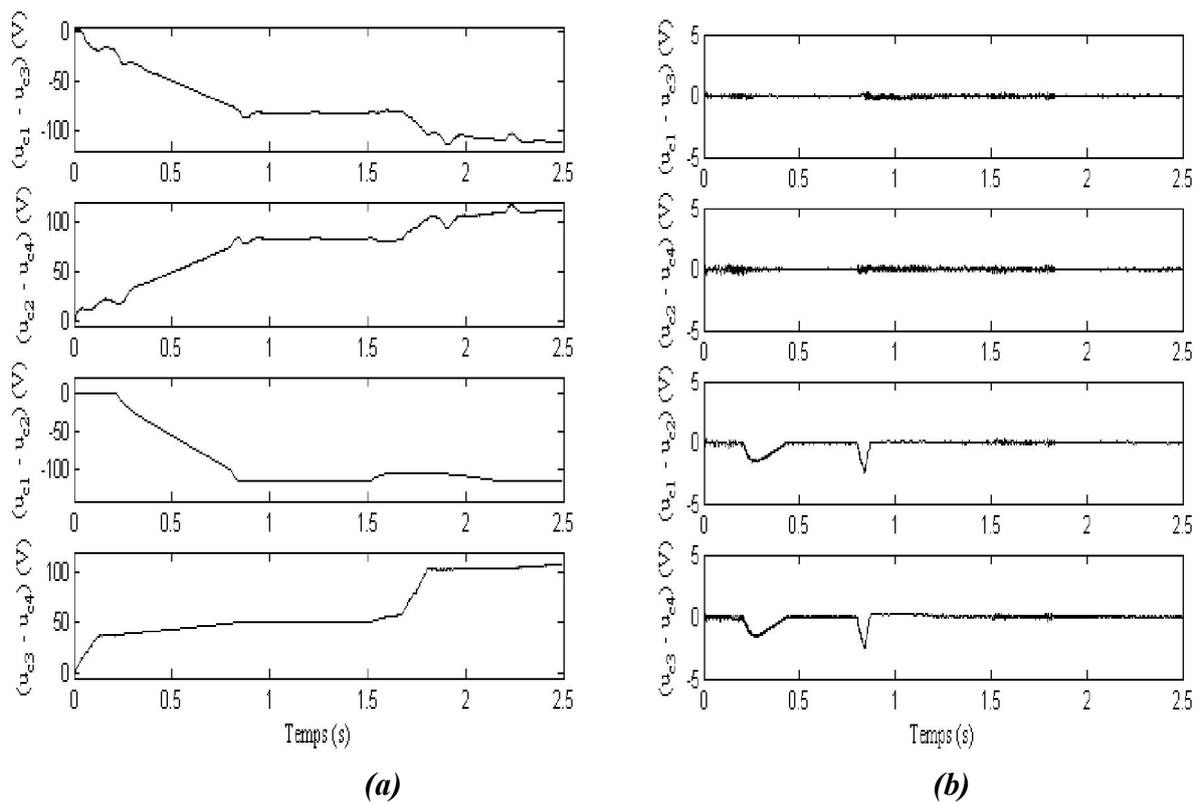
Figure IV.11 – Performances des redresseurs PWM à trois niveaux

La figure IV.11 montre les performances des deux redresseurs de courant à trois niveaux. Les tensions de sortie suivent leurs références. Les courants des réseaux sont en phase avec les tensions correspondantes. Comme nous pouvons le constater, la valeur du courant absorbé par l'installation est diminuée considérablement par rapport à celle de l'équilibrage par circuits auxiliaires (chap3).

Les figures IV.12 et IV.13 montrent que la commande DTC stabilisante nous permet d'avoir des résultats très attrayants vu que les tensions continues d'entrée de l'onduleur restent constantes indépendamment de la charge. Les différences sont très faibles ($\Delta U_c < 1\%$).



**Figure IV.12 – Tensions des condensateurs : a) Sans algorithme d'équilibrage
b) Avec algorithme d'équilibrage**



**Figure IV.13 – Les différences ΔU_{c_j} : a) Sans algorithme d'équilibrage
b) Avec algorithme d'équilibrage**

IV.6.3 Cascade d'un redresseur à cinq niveaux - Onduleur à cinq niveaux – MAS

Dans cette partie, une structure de deux convertisseurs à cinq niveaux en disposition dos-à-dos est étudiée.

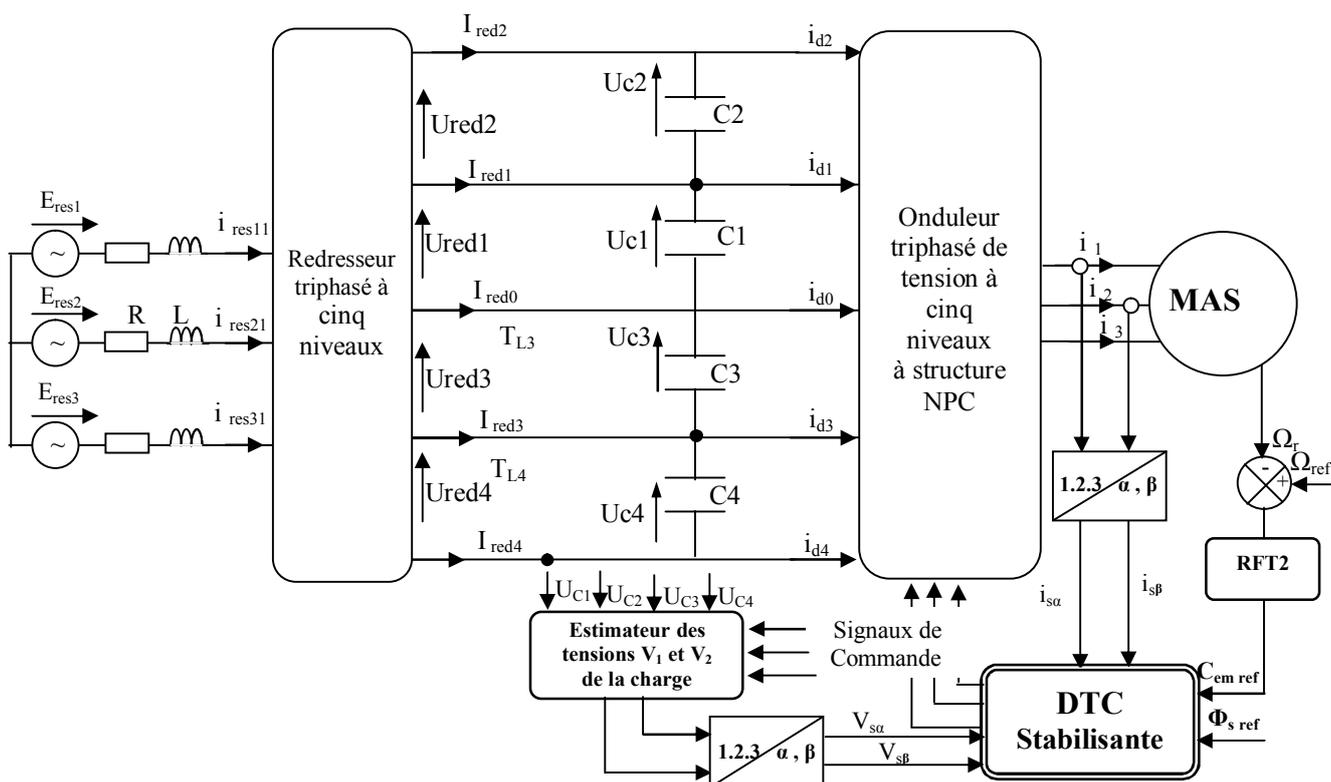


Figure IV.14 - Cascade d'un redresseur PWM à cinq niveaux - onduleur à cinq niveaux - MAS

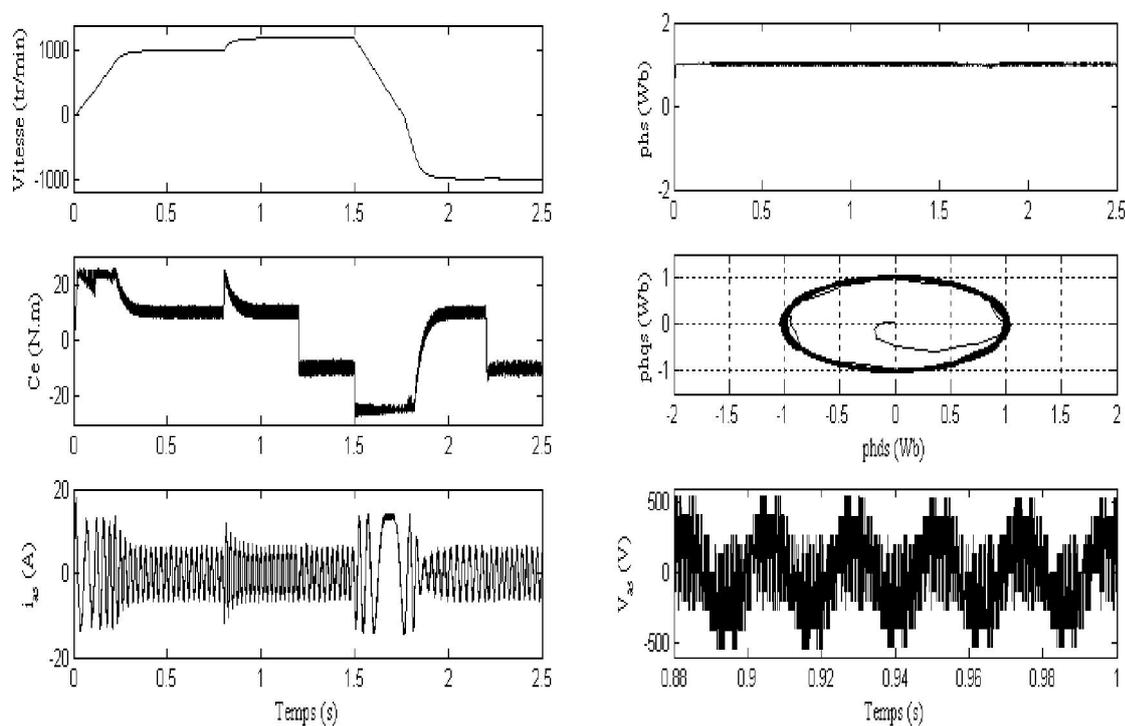


Figure V.15 – Performances de la machine asynchrone avec algorithme d'équilibrage

La figure IV.15 donne les performances de la machine asynchrone en charge variable et avec inversion du sens de rotation. La figure montre clairement la haute dynamique du couple, on relève à vitesse constante un temps de réponse inférieure à 6ms, la trajectoire du flux statorique est pratiquement circulaire ce qui confirme que l'amplitude de ce vecteur est maintenue constante avec un temps de réponse au démarrage de l'ordre de 12ms.

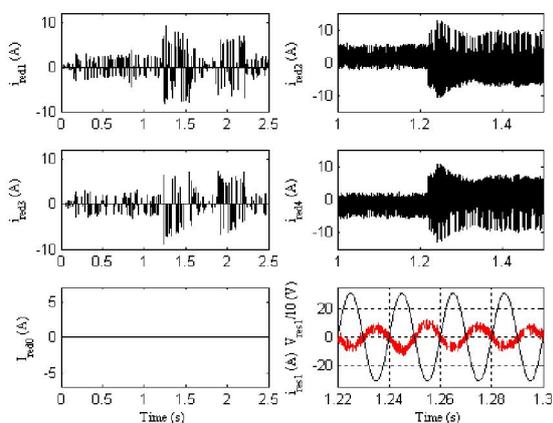


Figure IV.16 – Performances du redresseur PWM à cinq niveaux

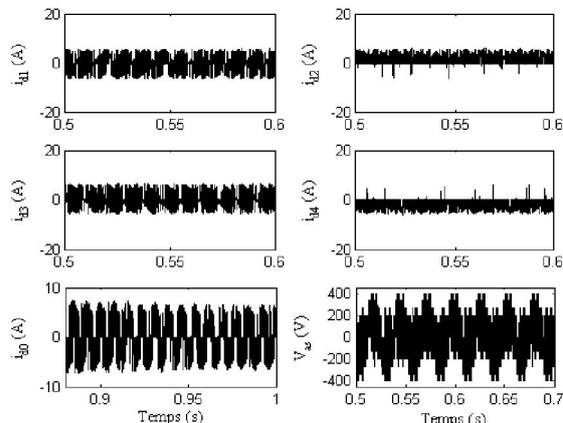


Figure IV.17 – Courants d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux

Les figures IV.16 et IV.17 montrent l'allure des courants du redresseur à cinq niveaux, respectivement de l'onduleur NPC à cinq niveaux. Nous remarquons une symétrie par paire pour les deux convertisseurs.

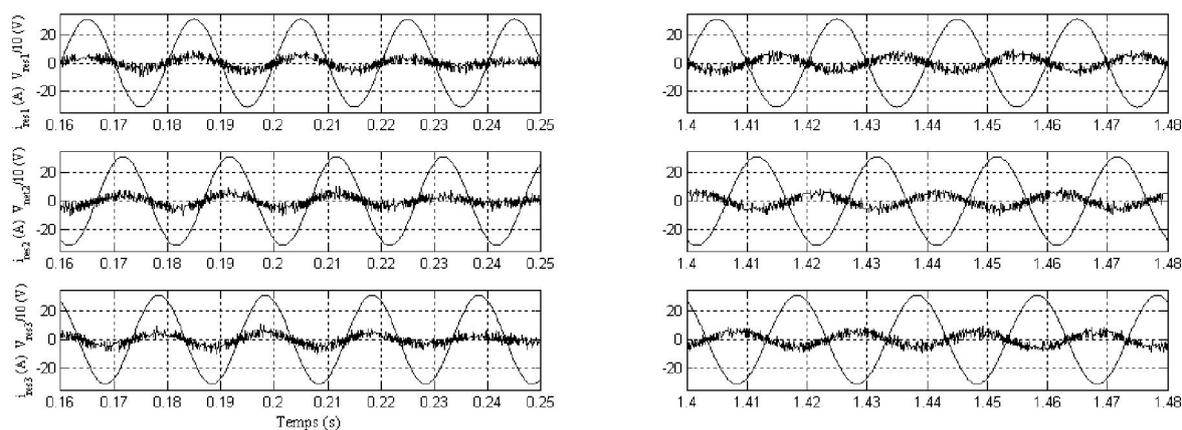


Figure IV.18 – Courants et tensions du réseau

L'allure du courant d'entrée de l'installation illustrée par la figure IV.18, montre clairement que le courant de phase du réseau est en phase ou en opposition de phase avec sa tension correspondante, ce qui conduit à un facteur de puissance quasiment unitaire. Cette variation de signe de courant du réseau prouve la réversibilité de la cascade en vue de transfert de puissance avec le réseau électrique, donc la possibilité de fonctionner la MAS dans les deux modes, moteur et générateur. La comparaison de cette cascade par rapport aux deux précédentes, présente l'avantage d'utiliser un seul réseau électrique et de minimiser le nombre de transformateurs utilisés, et par conséquent l'encombrement et les pertes globales.

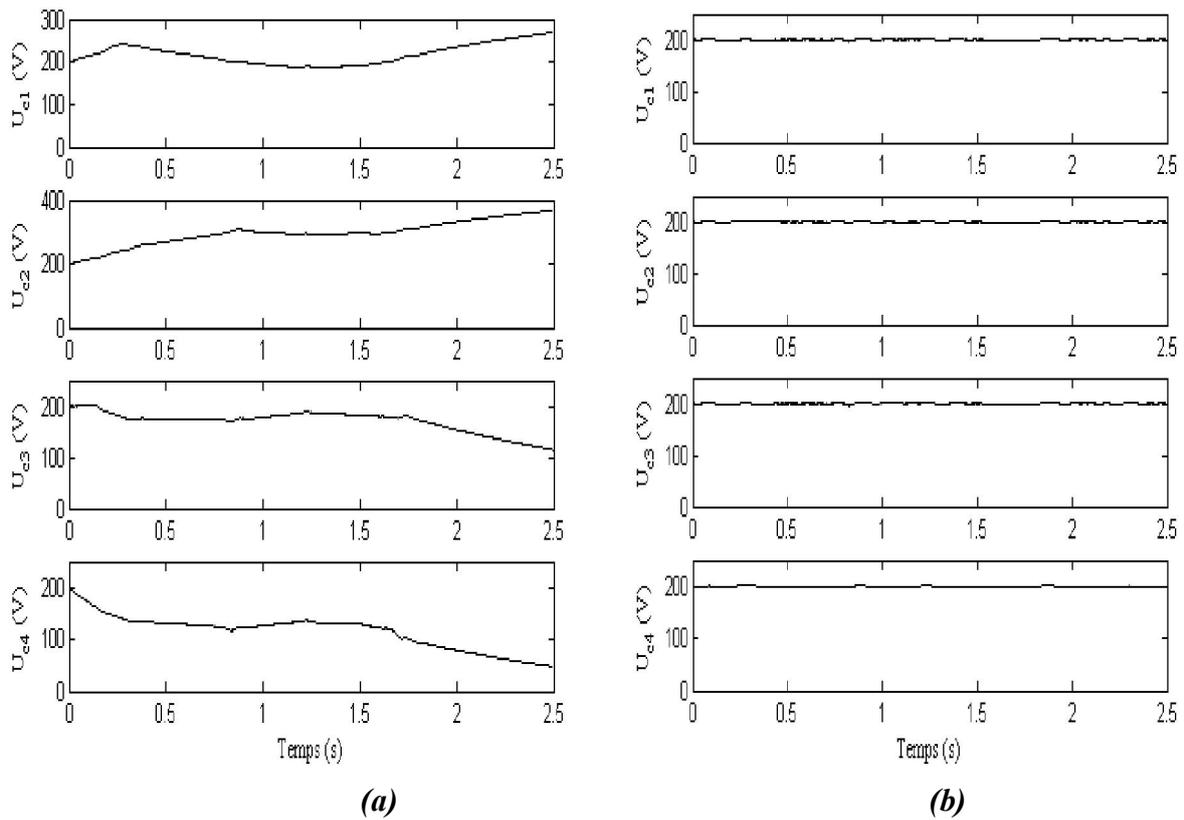


Figure IV.19 – Tensions des condensateurs : **a)** Sans algorithme d'équilibrage
b) Avec algorithme d'équilibrage

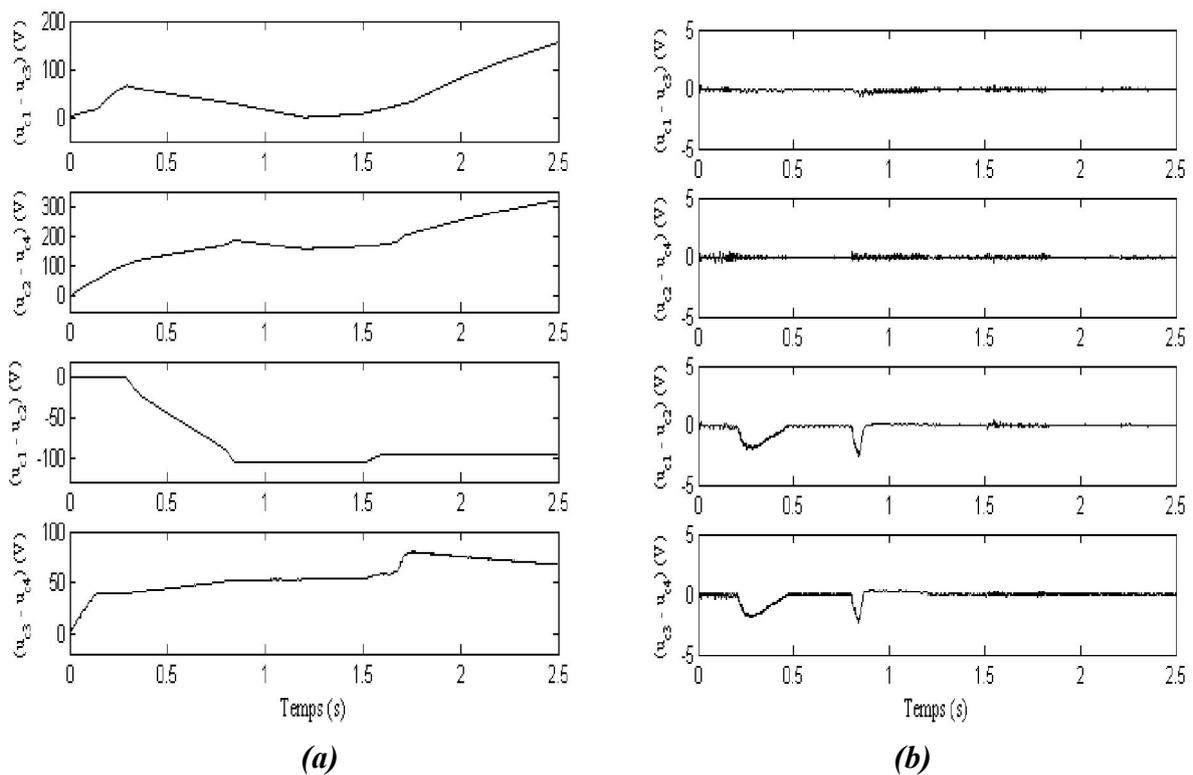


Figure IV.20 – Les différences ΔU_{c_j} : **a)** Sans algorithme d'équilibrage
b) Avec algorithme d'équilibrage

Selon la figure IV.19, il apparaît clairement que la DTC stabilisante permet de maîtriser la stabilité des tensions d'entrée de l'onduleur. En outre, elle assure une symétrie entre les tensions aux bornes des condensateurs de part et d'autre du point milieu de l'onduleur (figure IV.20). Cette stabilité est indépendante du filtre, contrairement au cas des circuits auxiliaires, où l'équilibrage des tensions est fortement lié aux paramètres du circuit utilisé. Donc la DTC stabilisante offre l'avantage de stabiliser les tensions du bus continu avec une réduction de l'encombrement du filtre, réduction du nombre d'interrupteurs et un minimum de pertes. L'asservissement des tensions est réalisé pour toutes les zones de fonctionnement du variateur, pendant les transitions et en régime permanent.

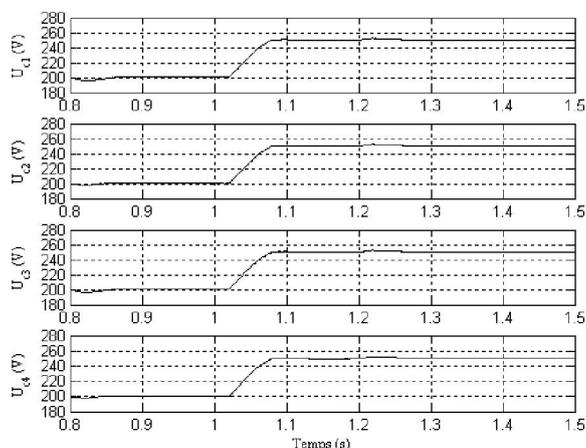


Figure IV.21 – Tensions des condensateurs avec un changement de la référence de 200V à 250V

La figure IV.21 présente les quatre tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux pour une variation de 25% de la valeur de référence à l'instant $t=1s$. On peut constater que la tension est contrôlée de façon satisfaisante. Le temps de montée de la tension est de 80ms.

IV.7 Conclusion :

Une stratégie de contrôle direct du couple stabilisante, a été proposée et analysée, puis validée par simulation numérique pour un onduleur NPC à cinq niveaux. Elle se base sur une régulation par hystérésis du couple et du flux statorique sans changer les tables de commutation développées au chapitre un. Le vecteur tension de l'onduleur est choisi à l'aide d'un algorithme d'équilibrage des tensions des condensateurs, basé sur les redondances des états de l'onduleur, qui produisent le même vecteur de tension de sortie, mais des effets opposés sur les tensions des condensateurs.

Nous avons pu démontrer, qu'il est possible de stabiliser chacune des tensions du condensateur à sa valeur de référence. Connaissant l'état de l'onduleur, et les courants de la charge, l'algorithme proposé détermine le vecteur redondant à choisir en fonction du déséquilibre des tensions des condensateurs.

Les résultats de simulation obtenus ont permis de valider l'approche théorique. Ils mettent en évidence les bonnes performances statiques et dynamiques de la régulation et sa robustesse par rapport aux variations du fonctionnement de la machine, pour différentes cascades à onduleur NPC à cinq niveaux comme pont de sortie. **L'apport de notre étude est dans le développement d'une commande DTC stabilisante qui réalise le contrôle direct du flux et du couple de la machine, ainsi que la stabilité des tensions des condensateurs de l'onduleur NPC à cinq niveaux.**

Conclusion Générale

Les travaux de recherche présentés dans cette thèse, proposent une contribution à la conception des alimentations continues stables de l'onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC, alimentant une machine asynchrone triphasée. Pour atteindre ces objectifs, deux solutions sont proposées. La première est réalisée par l'adjonction des circuits auxiliaires capables de stabiliser les tensions du filtre capacitif intermédiaire. Par contre la deuxième est basée sur la commande directe du couple (DTC), en profitant des redondances des états de l'onduleur, produisant le même vecteur tension de sortie, mais des effets opposés sur les tensions des condensateurs d'entrée de l'onduleur.

Ainsi, dans une première partie de ce travail, **une description généralisée des différents éléments d'un variateur de vitesse est présentée. La modélisation de l'onduleur de tension à cinq niveaux** est indispensable pour piloter le système et développer les algorithmes de commande. L'analyse des performances de la machine asynchrone alimentée par l'onduleur à cinq niveaux a montré ses avantages par rapport à l'onduleur à deux niveaux. Toujours dans la même partie, une commande DTC est proposée. Le contrôle des principales variables de la machine asynchrone, à savoir le flux statorique et le couple électromagnétique est obtenu par sélection directe du vecteur tension à partir d'une table de commutation. Cette sélection est faite de telle sorte qu'elle maintienne les deux grandeurs découplées dans une bande d'hystérésis au voisinage de leurs références. Comme nous avons pu le constater, la commande DTC présente une régulation rapide et précise du couple. Aussi elle ne nécessite pas un étage MLI pour la génération des commandes de l'onduleur. Notre contribution se situe essentiellement dans **l'élaboration de quatre nouvelles tables de commutation pour l'application à 5-niveaux de tension**. Dans cette partie, nous avons également montré que l'utilisation d'un onduleur à cinq niveaux, offre un nombre de vecteurs tensions en sortie supérieur au nombre de vecteurs disponibles sur un onduleur à deux niveaux. Cette augmentation nous offre la possibilité d'avoir un contrôle plus précis du flux et du couple. Les résultats de simulations nous ont permis de mettre en évidence l'instabilité des tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux utilisé. A cet effet, une régulation des tensions des condensateurs est indispensable pour obtenir des performances meilleures.

Dans la deuxième partie, une commande basée sur la notion des systèmes flous type-2 est présentée pour asservir les tensions de sortie des redresseurs PWM. L'extension de l'algorithme proposé aux redresseurs à trois et à cinq niveaux à partir du redresseur à 2-niveaux est rendu possible par l'asservissement de la valeur moyenne des tensions continues de chaque redresseur. En outre, le recours à des redresseurs PWM offre la possibilité de contrôler le facteur de puissance côté réseau, et améliorer la qualité des courants de ligne. Néanmoins cette solution ne garantit pas la stabilité des tensions d'entrée de l'onduleur pour toutes les cascades qu'on peut imaginer. **On a mis donc en évidence le problème d'instabilité des tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux**, qui dépend de la structure de la cascade et non pas de la méthode de réglage des tensions de sortie des redresseurs.

A fin d'exploiter pleinement les avantages offerts par l'onduleur à cinq niveaux, la troisième partie a été dédiée à l'étude d'une première solution matérielle au problème d'instabilité des tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC. Cette solution est basée sur l'adjonction des circuits auxiliaires. Le circuit mixte optimisé semble plus intéressant en terme de simplification de la commande des interrupteurs, en plus de la réduction des pertes par effet Joule. L'équilibrage des tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux peut être réalisé par l'addition des circuits auxiliaires au filtre capacitif, et donc la possibilité d'avoir des changeurs de fréquence absorbant un courant de réseau le moins pollué possible, avec un facteur de puissance proche à l'unité. A noter que, l'insertion de ce type de circuits 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.

Par ailleurs, une deuxième solution soft a été proposée dans la dernière partie de cette thèse. Cette stratégie de contrôle direct du couple stabilisante, a été proposée et analysée, puis validée par simulation numérique pour un onduleur NPC à 5-niveaux. Elle se base sur une régulation par hystérésis du couple et du flux statorique sans changer les tables de commutation développées dans la première partie. Le vecteur tension de l'onduleur est choisi à l'aide d'un algorithme d'équilibrage des tensions continues dont le principe est basé sur les redondances des états de l'onduleur. Les résultats de simulation obtenus ont permis de valider l'approche théorique. Ils mettent en évidence les bonnes performances statiques et dynamiques de la régulation et sa robustesse par rapport à la variation du point de fonctionnement de la machine. **L'apport de notre étude se trouve dans le développement d'une commande DTC stabilisante réalisant le contrôle du flux et du couple de la machine asynchrone ainsi que la stabilité des tensions du bus continu de l'onduleur NPC à 5-niveaux.**

L'association des changeurs de fréquence adoptés avec la machine asynchrone commandée par DTC, présente une solution attractive pour les entraînements à vitesse variable. Les performances de ces convertisseurs sont liées essentiellement à la stabilité de la tension du bus continu. Les résultats obtenus montrent que ces structures, en plus d'une dynamique élevée du flux et du couple électromagnétique, offrent la possibilité de fonctionnement dans les quatre quadrants de la machine asynchrone. En outre, l'onduleur multiniveaux peut être considéré comme un atout puissant dans la conception de commandes fines pour la machine asynchrone.

Notre travail pourra être poursuivi dans plusieurs directions, en particulier:

- Proposition de nouveaux algorithmes de commande à fréquence de commutation fixe pour les composants semi-conducteurs des circuits d'équilibrage ;
- Proposition de méthodes pour le dimensionnement des éléments des circuits d'équilibrage ;
- Remplacement de l'estimateur du flux statorique par un observateur, afin de résoudre le problème de la variation de la résistance statorique dans la DTC.
- Conception de nouvelles stratégies DTC, dans le but de permettre l'imposition de la fréquence de commutation ;
- Recherche de commandes des redresseurs PWM, capables d'assurer un facteur de puissance unitaire, même dans le cas de la variation de la fréquence du réseau d'alimentation.

Annexe A

PARAMETRES DE LA MACHINE :

Puissance nominale	1.5 kW
Tension nominale	220 / 380 V
Rendement nominal	0.78
Facteur de puissance nominal	0.8
Vitesse nominale	1420 trs/mn
Fréquence nominale	50 Hz
Courant nominal	3.64 A (Y) et 6.31 A (Δ)
Résistance statorique	4.85 Ω
Résistance rotorique	3.805 Ω
Inductance cyclique du stator	0.274 H
Inductance cyclique du rotor	0.274 H
Inductance mutuelle cyclique	0.258 H
Nombre de paires de pôles	2
Moment d'inertie de la partie tournante	0.031 kg.m ²
Coefficient de frottement	0.008 N.m.s / rad

Annexe B

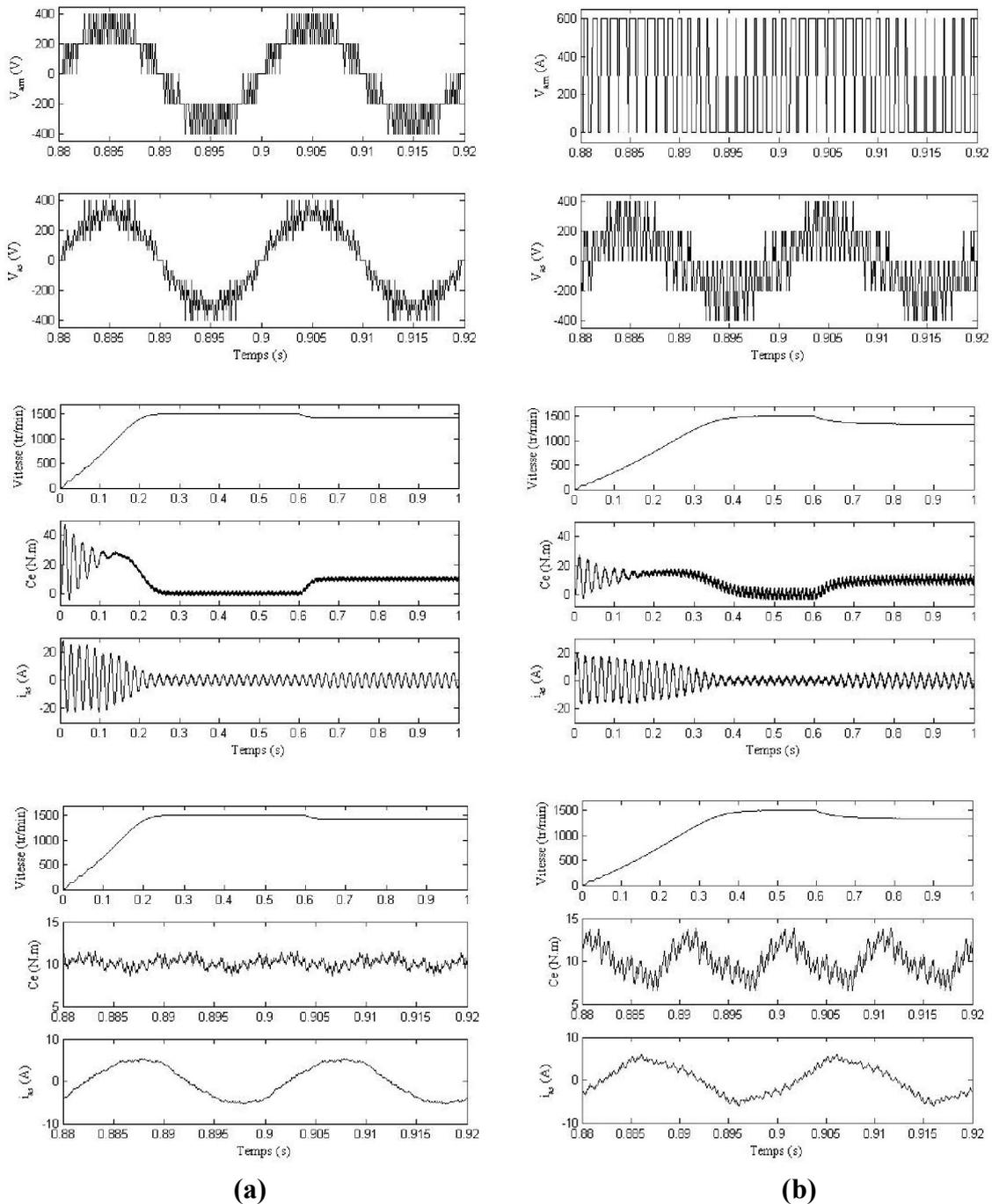


Figure B.1 – Performances de la machine asynchrone pour deux types d'onduleur
 a) MAS alimentée par un onduleur à 5-niveaux à structure NPC
 b) MAS alimentée par un onduleur à 2-niveaux

La figure B.1 présente les performances de la MAS alimentée par deux structures d'onduleurs. Nous remarquons clairement que l'onduleur à 5-niveaux offre une amélioration de la forme de la tension et du courant de la MAS, et de meilleures performances statiques en couple.

Annexe C

COMPLÉMENTS SUR LES CIRCUITS D'ÉQUILIBRAGE

C.1. CASCADE D'UN REDRESSEUR À DEUX NIVEAUX – CIRCUIT D'ÉQUILABRAGE MIXTE - ONDULEUR DE TENSION À CINQ NIVEAUX – MAS

C.1.1 Circuit d'équilibrage mixte

La structure de la cascade à base de redresseur à deux niveaux dotée de son circuit mixte proposé pour équilibrer les tensions aux bornes des condensateurs est présentée par la **figure C.1**.

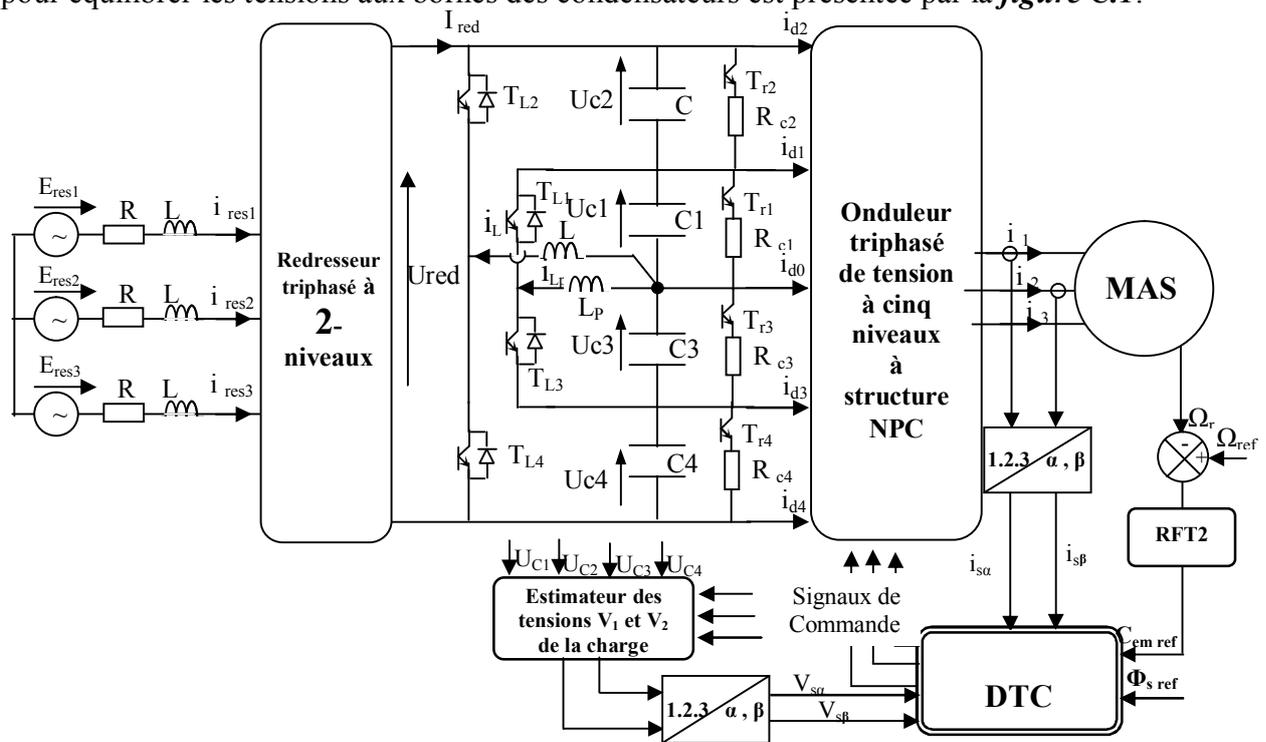


Figure C. 1 - Cascade d'un redresseur PWM à deux niveaux – circuit d'équilibrage mixte-onduleur à cinq niveaux - MAS

C.1.2 Modélisation et commande du circuit intermédiaire

Ce filtre est modélisé par le système suivant :

$$\begin{cases}
 C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} = I_{red} - i_{d1} - i_{d2} - F_{r1} \frac{U_{c1}}{R_{c1}} + F_{L1} i_{LP} + F_{L2} i_L \\
 C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} = I_{red} - i_{d2} - F_{r2} \frac{U_{c2}}{R_{c2}} + F_{L2} i_L \\
 C_3 \frac{dU_{c3}}{dt} = I_{red} - I_{red20} + i_{d3} + i_{d4} - F_{r3} \frac{U_{c3}}{R_{c3}} - F_{L3} i_{LP} - F_{L4} i_L \\
 C_4 \frac{dU_{c4}}{dt} = I_{red} + i_{d4} - F_{r4} \frac{U_{c4}}{R_{c4}} - F_{L4} i_{LP} \\
 L \frac{di_L}{dt} = F_{L4} (U_{c3} + U_{c4}) - F_{L2} (U_{c1} + U_{c2}) \\
 L_P \frac{di_{LP}}{dt} = F_{L3} U_{c3} - F_{L1} U_{c1}
 \end{cases} \quad (C.1)$$

Les commandes F_{ri} et F_{Li} ($i=1, 2, 3, 4$) sont définies par l'algorithme de l'équation C.2.

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{if } U_{c1} \geq U_{c3} \quad F_{L1}=1; F_{L3}=0; \quad \text{else } F_{L1}=0; F_{L3}=1; \quad \text{end} \\ \text{if } U_{c1}+U_{c2} \geq U_{c3}+U_4 \quad F_{L2}=1; F_{L4}=0; \quad \text{else } F_{L2}=0; F_{L4}=1; \quad \text{end} \\ \\ \text{if } U_{c1} \geq U_{cref} \quad F_{r1}=1; \quad \text{else } F_{r1}=0; \quad \text{end} \\ \text{if } U_{c2} \geq U_{cref} \quad F_{r2}=1; \quad \text{else } F_{r2}=0; \quad \text{end} \\ \text{if } U_{c3} \geq U_{cref} \quad F_{r3}=1; \quad \text{else } F_{r3}=0; \quad \text{end} \\ \text{if } U_{c4} \geq U_{cref} \quad F_{r4}=1; \quad \text{else } F_{r4}=0; \quad \text{end} \end{array} \right. \quad (C.2)$$

C.1.3 Résultats de simulation

Pour les mêmes conditions de fonctionnement au chapitre trois, les paramètres du circuit intermédiaire sont : $C_i=20\text{mF}$, $L_p=L=50\text{mH}$, $R_{ci}=20\Omega$.

La figure C.2, montre clairement l'efficacité du circuit utilisé pour l'équilibrage des tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC. Leurs différences restent faibles d'après la figure C.3.

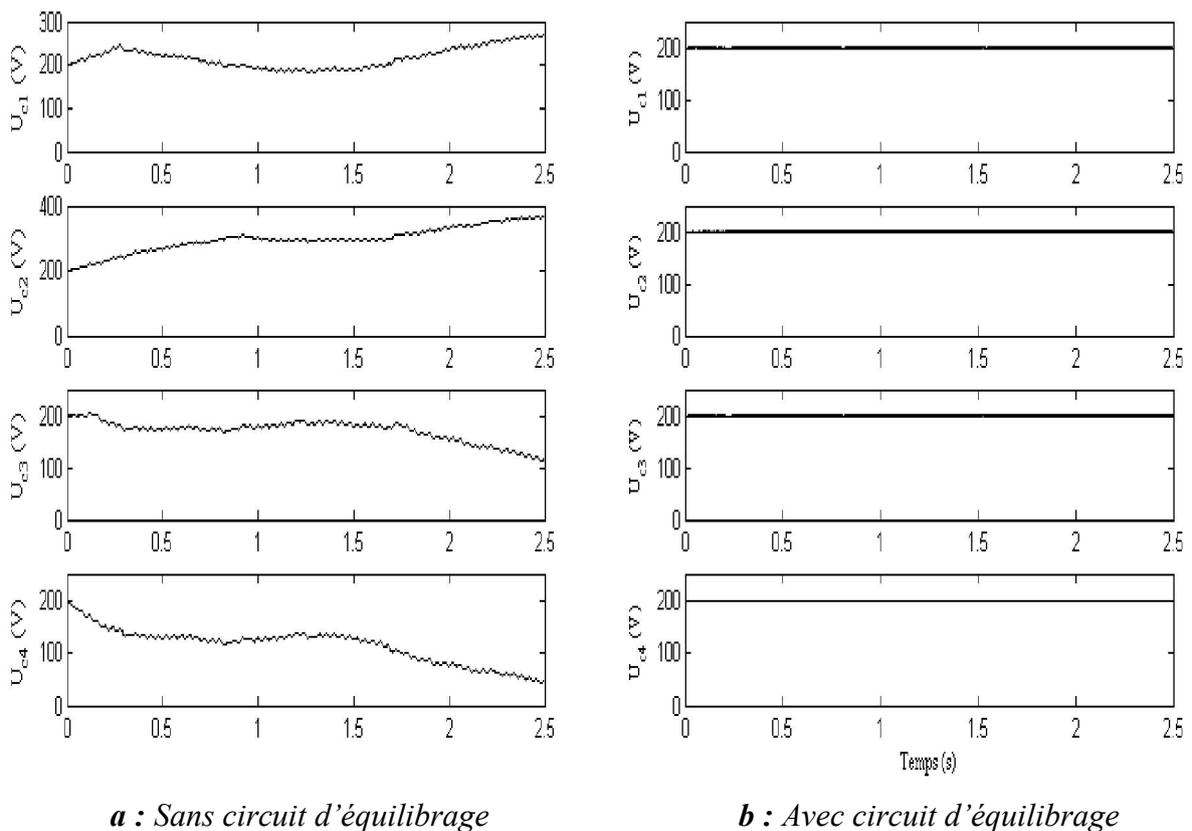
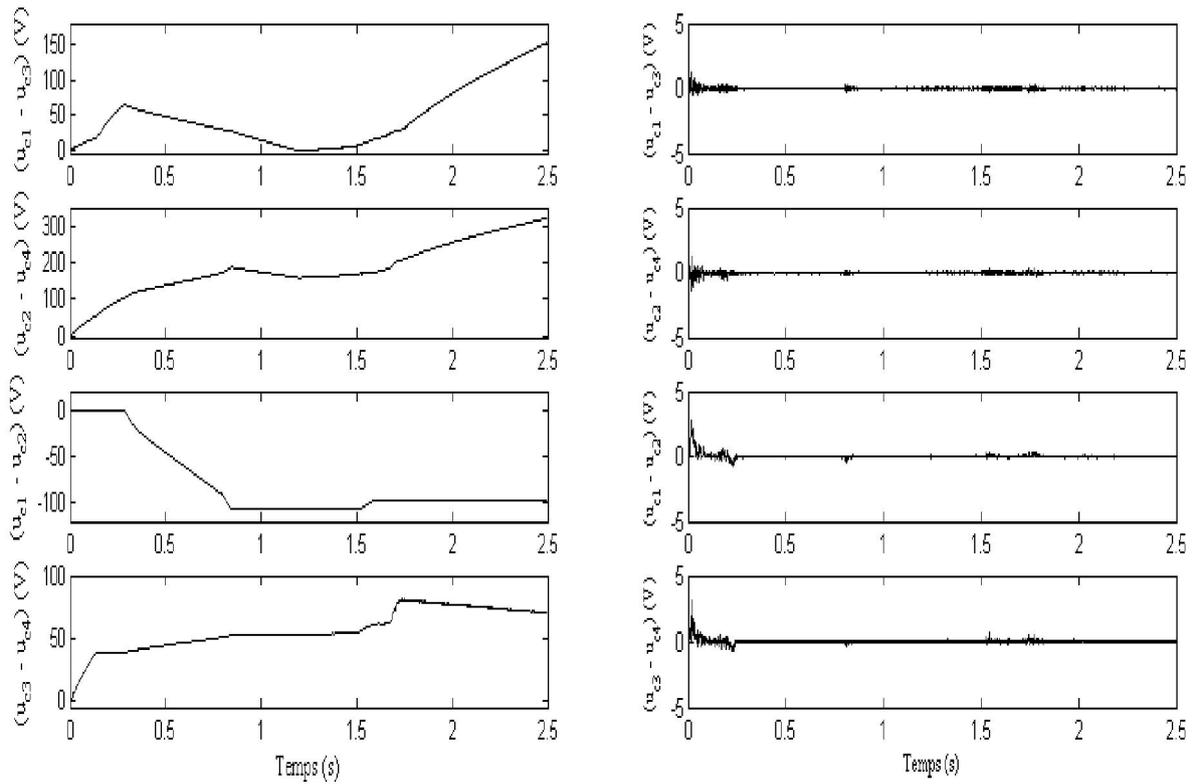


Figure C.2 – Tensions aux bornes des condensateurs



a : Sans circuit d'équilibrage

b : Avec circuit d'équilibrage

Figure C.3 – Les différences entre les tensions des condensateurs

La tension de sortie du redresseur est parfaitement asservie à sa valeur de référence. Les courants des réseaux sont en phase avec leurs tensions, ce qui conduit à un facteur de puissance unitaire comme le montre la figure C.4.

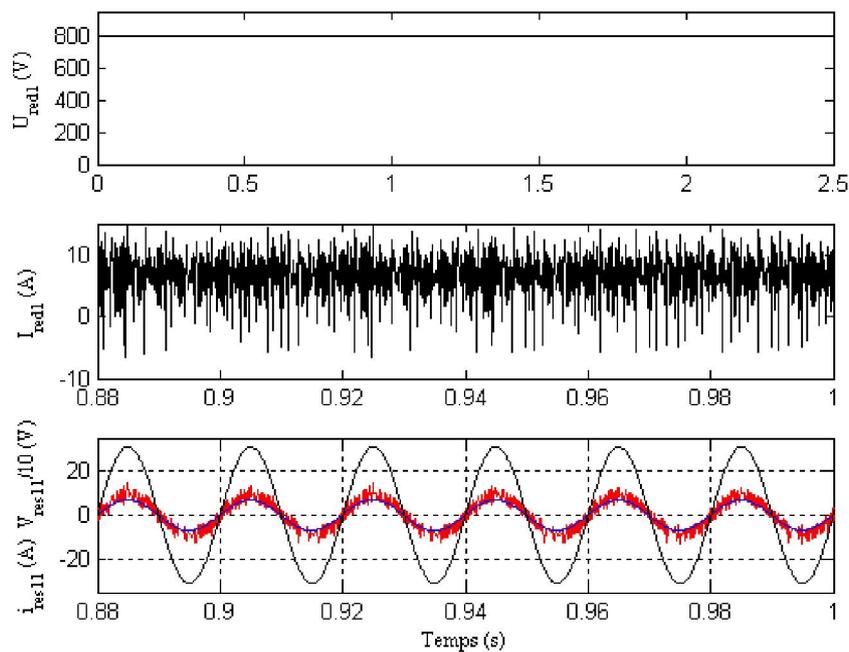


Figure C.4 - Performances du redresseur PWM à deux niveaux

La figure C.5 présente la variation des courants dans les bobines pour différents modes de fonctionnement de la machine.

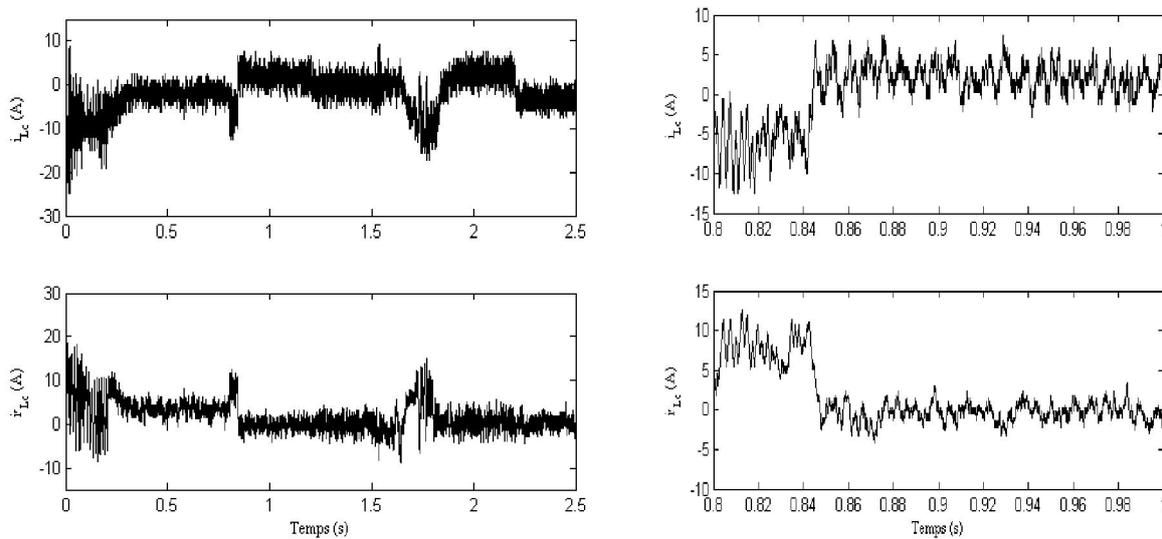


Figure C.5 – Courants des bobines d'équilibrage

Les performances de la machine asynchrone commandée par la DTC et alimentée par la cascade de la figure C.1 sont illustrées par la figure C.6.

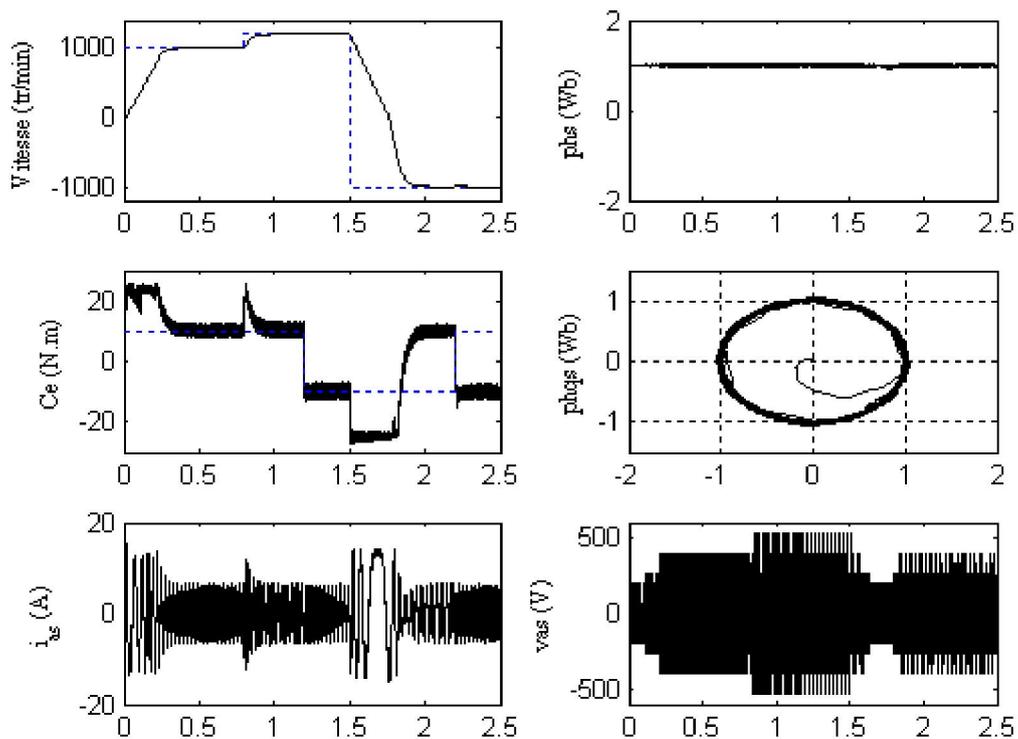


Figure C.6 - Performances de la machine asynchrone

C.2. CASCADE D'UN REDRESSEUR À TROIS NIVEAUX – CIRCUIT D'EQUILABRAGE MIXTE - ONDULEUR DE TENSION À CINQ NIVEAUX – MAS

C.2.1 Circuit d'équilibrage mixte.

Dans cette partie une autre variante des circuits est proposée, basant sur le pont résistif utilisé dans III.2.1. La structure générale est donnée par figure C.7.

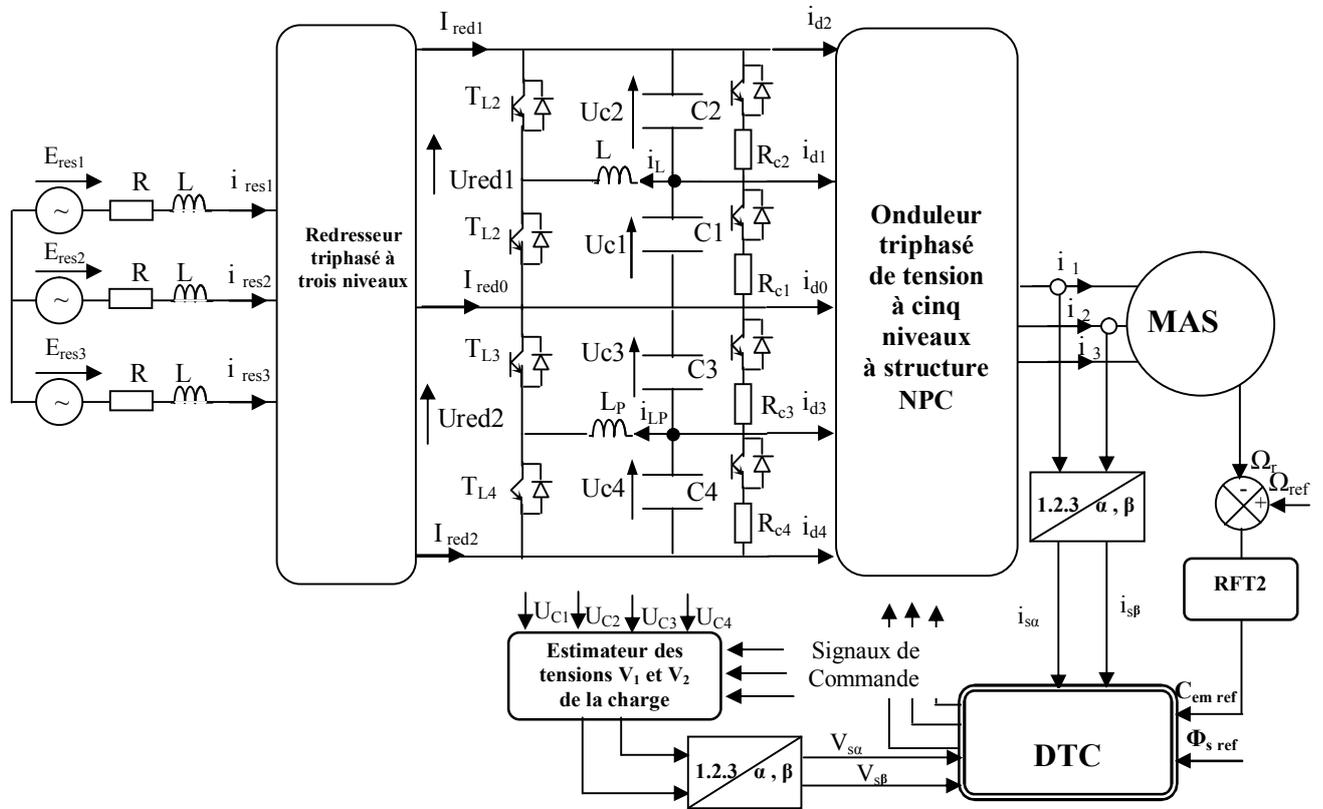


Figure C.7 - Cascade d'un redresseur PWM à trois niveaux – circuit d'équilibrage - onduleur à cinq niveaux - MAS

C.2.2 Modélisation et commande du circuit intermédiaire

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

$$\begin{cases}
 C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} = I_{red1} - i_{d1} - i_{d2} - F_{L1} i_L - F_{r1} \frac{U_{c1}}{R_c} \\
 C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} = I_{red1} - i_{d2} + F_{L2} i_L - F_{r2} \frac{U_{c2}}{R_c} \\
 C_3 \frac{dU_{c3}}{dt} = -I_{red2} + i_{d3} + i_{d4} + F_{L3} i_{LP} - F_{r3} \frac{U_{c3}}{R_c} \\
 C_4 \frac{dU_{c4}}{dt} = -I_{red2} + i_{d4} - F_{L4} i_{LP} - F_{r4} \frac{U_{c4}}{R_c} \\
 L \frac{di_L}{dt} = F_{L1} U_{c1} - F_{L2} U_{c2} - R_L i_L \\
 L_P \frac{di_{LP}}{dt} = F_{L4} U_{c4} - F_{L3} U_{c3} - R_{LP} i_{LP}
 \end{cases} \quad (C.3)$$

Les commandes F_{Li} ($i=2, 3$) sont définies à partir de l'algorithme de l'équation III.12.

$$\begin{cases} \text{if } U_{c1} > U_{c2} & F_{L1}=1; F_{L2}=0; \text{ else } F_{L1}=0; F_{L2}=1; \text{ end} \\ \text{if } U_{c3} > U_{c4} & F_{L3}=1; F_{L4}=0; \text{ else } F_{L3}=0; F_{L4}=1; \text{ end} \\ \text{if } U_{cj} > U_{cref} & F_{rj}=1; \text{ else } F_{rj}=0; \text{ end } \quad j=1,2,3,4. \end{cases} \quad (\text{C.4})$$

C.2.3 Résultats de simulation

La simulation du montage de la figure C.7 est réalisée avec les valeurs des éléments du circuit suivantes : $C_i=20\text{mF}$, $L_p=L=20\text{mH}$, $R_{ci}=40\Omega$.

La figure C.8 montre les formes des tensions aux bornes des condensateurs. Cette figure montre la stabilité des tensions du filtre capacitif intermédiaire. Sur la figure C.9 les différences sont négligeables et particulièrement en régime permanent.

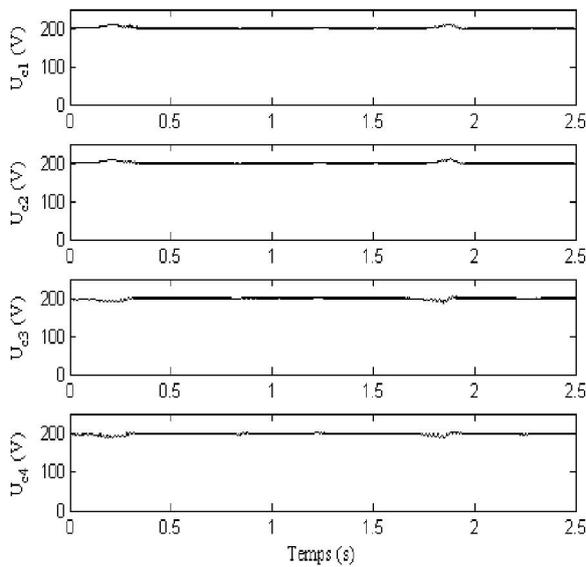


Figure C.8 – Tensions aux bornes des condensateurs

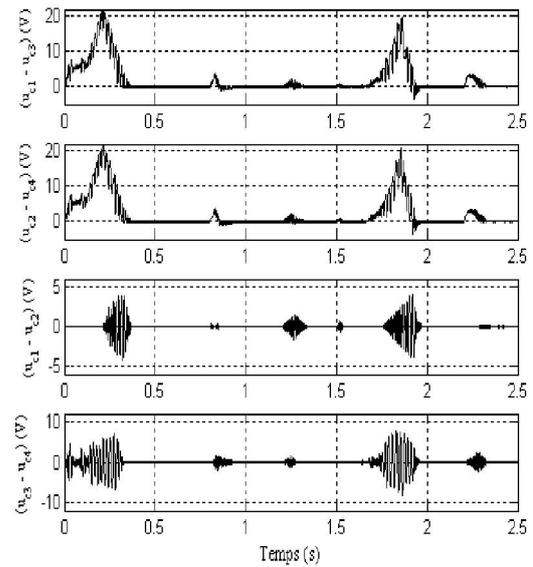


Figure C.9 – Les différences entre les tensions des condensateurs

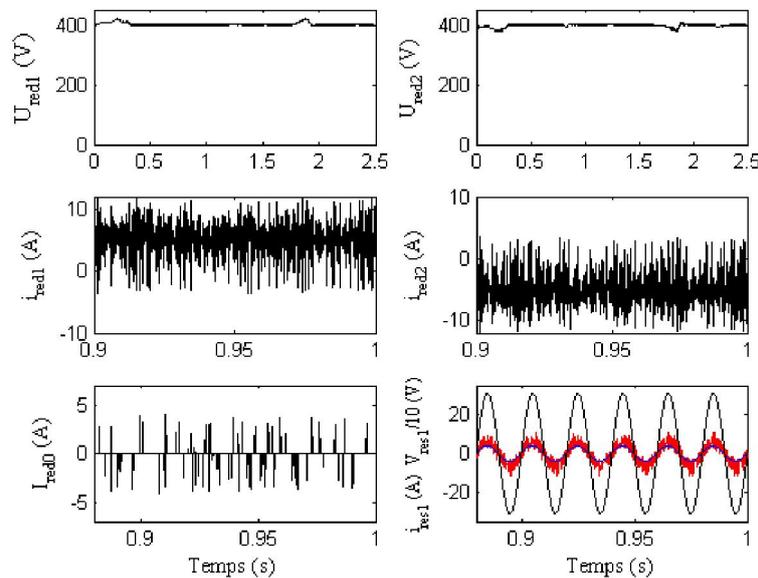


Figure C.10 - Performances du redresseur PWM à trois niveaux

Comme on le remarque sur la figure **C.10**, le courant du réseau suit bien sa référence sinusoïdale. De plus, il est en phase avec la tension simple correspondante, le fonctionnement étant donc à facteur de puissance unitaire.

La figure **C.11** donne la variation des courants dans les bobines du circuit proposé. Il est important à noter que la mise en série de la résistance (R_L) avec l'inductance (L) a diminué considérablement la valeur du courant (i_L) dans les bobines.

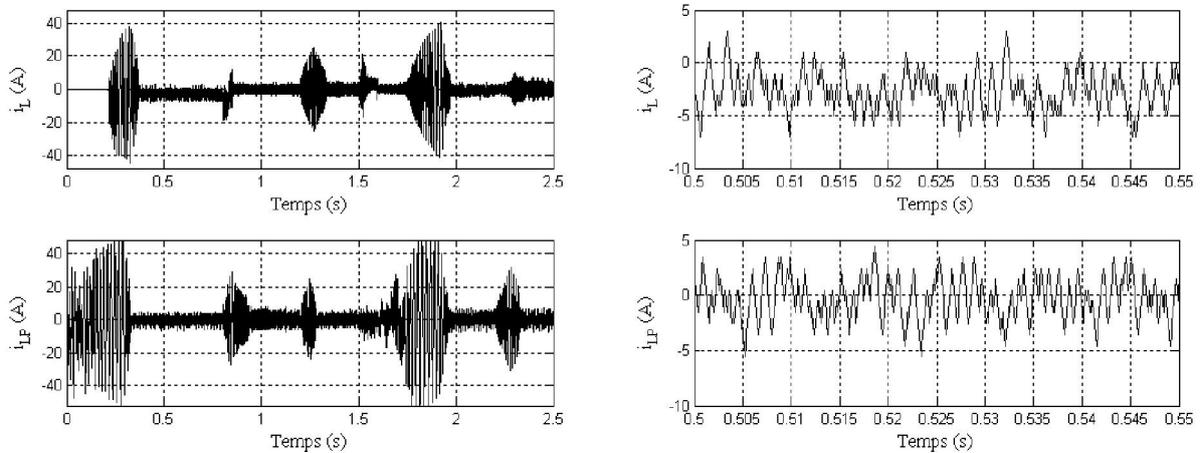


Figure C.11 – Courants des bobines d'équilibrage

Les résultats de la conduite de la machine asynchrone alimentée par la cascade précédente sont présentés par la figure **C.12**. Dans cette étude, nous intéressons particulièrement aux allures de la vitesse, du couple, du flux et du courant statorique de la première phase.

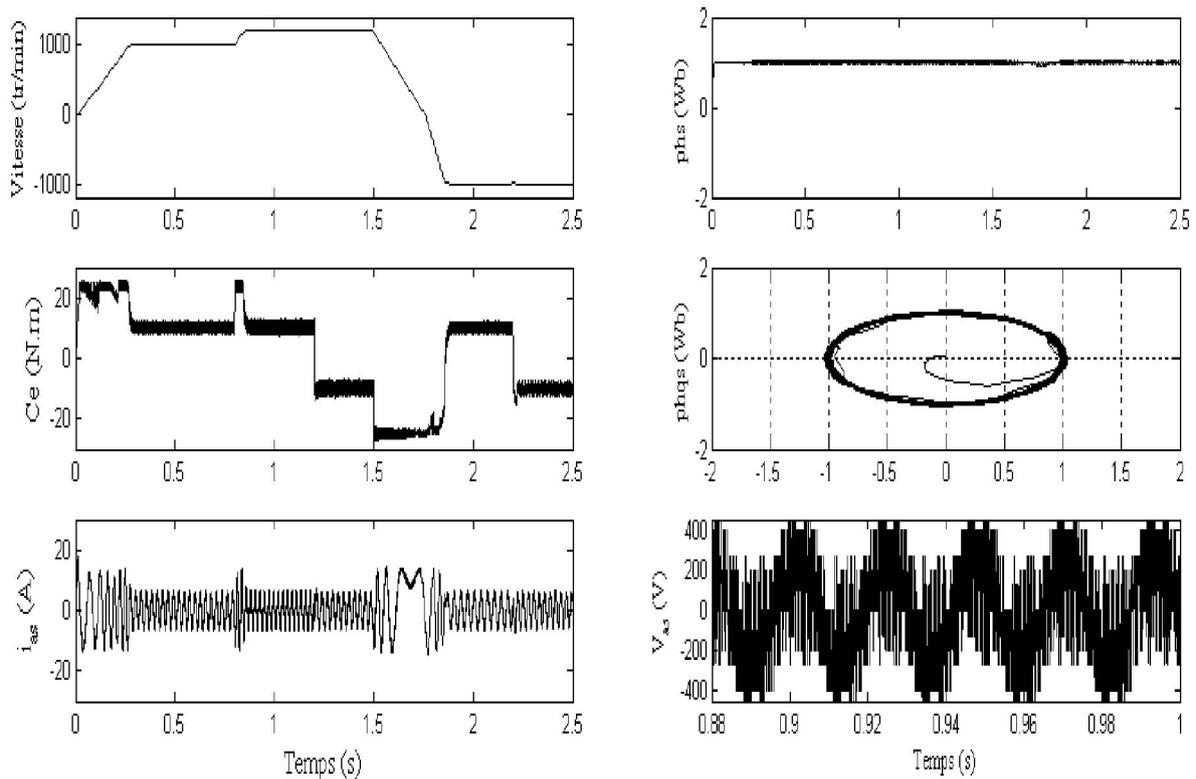


Figure C.12 - Performances de la machine asynchrone

C.3. CASCADE D'UN REDRESSEUR À CINQ NIVEAUX – CIRCUIT D'EQUILABRAGE MIXTE - ONDULEUR DE TENSION À CINQ NIVEAUX – MAS

C.3.1 Circuit d'équilibrage mixte

La structure de la cascade après l'adjonction du circuit mixte est illustrée par la *figure C.13*.

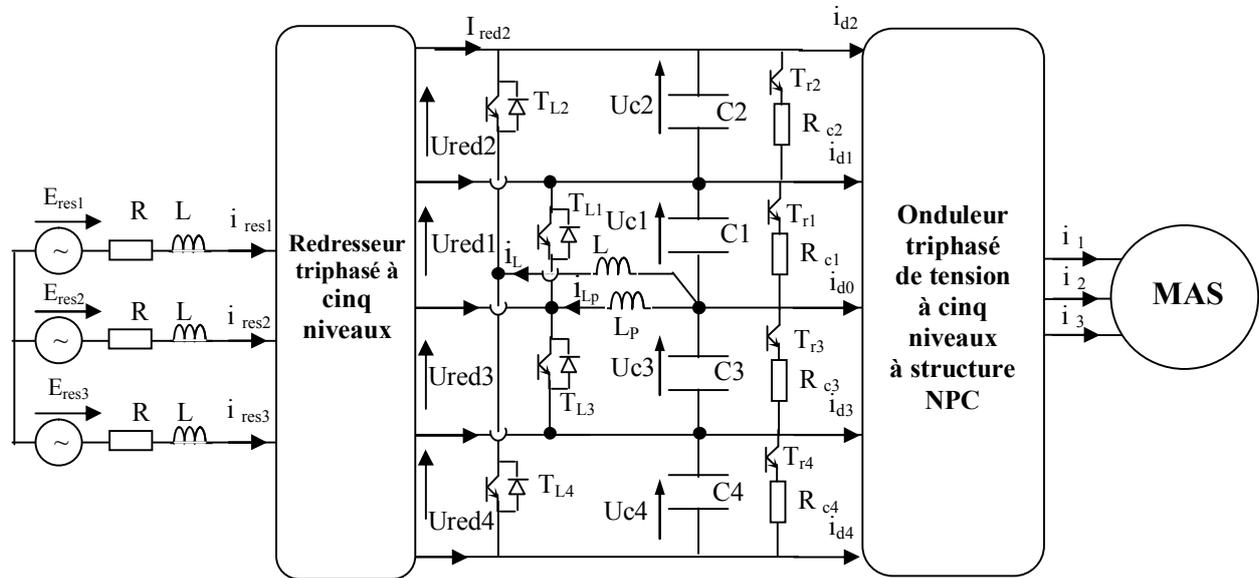


Figure C. 13 - Cascade d'un redresseur PWM à cinq niveaux – circuit d'équilibrage mixte - onduleur à cinq niveaux - MAS

C.3.2 Modélisation et commande du circuit intermédiaire

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

$$\left\{ \begin{array}{l} C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} = I_{red2} - i_{d2} + F_{L2} i_L - F_{r2} \frac{U_{c2}}{R_{c2}} \\ C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} = i_{c2} + I_{red1} + F_{L1} i_{LP} - i_{d1} + F_{r2} \frac{U_{c2}}{R_{c2}} - F_{r1} \frac{U_{c1}}{R_{c1}} \\ C_3 \frac{dU_{c3}}{dt} = i_{c4} + i_{d3} - I_{red3} - F_{L3} i_{LP} + F_{r4} \frac{U_{c4}}{R_{c4}} - F_{r3} \frac{U_{c3}}{R_{c3}} \\ C_4 \frac{dU_{c4}}{dt} = I_{red4} + i_{d4} - F_{L4} i_L - F_{r4} \frac{U_{c4}}{R_{c4}} \\ L \frac{di_L}{dt} = F_{L4} (U_3 + U_4) - F_{L2} (U_{c1} + U_{c2}) \\ L_P \frac{di_{LP}}{dt} = F_{L3} U_{c3} - F_{L1} U_{c1} \end{array} \right. \quad (C.4)$$

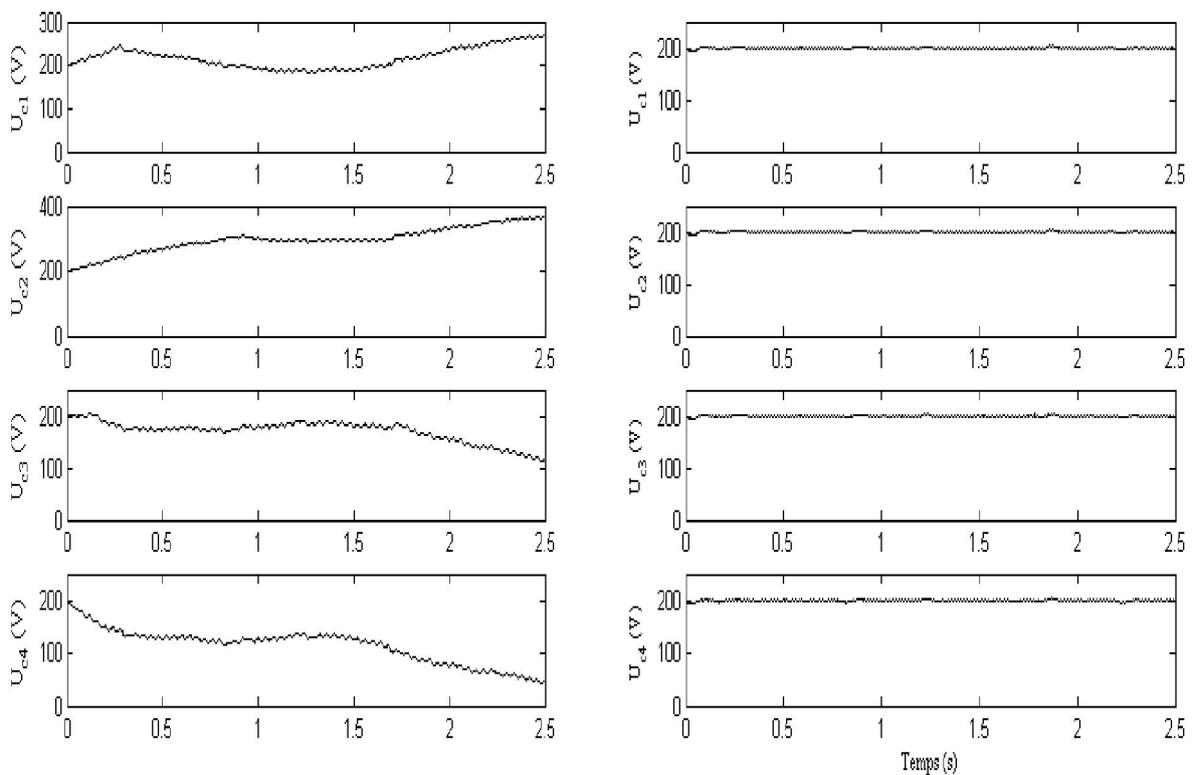
Les commandes F_{ri} , F_{Li} ($i=2, 3$) sont définies à partir de l'algorithme de l'équation C.4.

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{if } U_{c1} > U_{c3} \quad F_{L1}=1; F_{L3}=0; \quad \text{else } F_{L1}=0; F_{L2}=1; \quad \text{end} \\ \text{if } U_{c1} + U_{c2} > U_{c3} + U_{c4} \quad F_{L2}=1; F_{L4}=0; \quad \text{else } F_{L2}=0; F_{L4}=1; \quad \text{end} \\ \text{if } U_{c1} > U_{c2} \quad F_{r1}=1; F_{r2}=0; \quad \text{else } F_{r1}=0; F_{r2}=1; \quad \text{end} \\ \text{if } U_{c3} > U_{c4} \quad F_{r3}=1; F_{r4}=0; \quad \text{else } F_{r3}=0; F_{r4}=1; \quad \text{end} \end{array} \right. \quad (\text{C.5})$$

C.3.3 Résultats de simulation

Pour les mêmes conditions de fonctionnement que précédemment, les paramètres du circuit intermédiaire sont : $C_i=20\text{mF}$, $L_p=L=50\text{mH}$, $R_L=R_{LP}=5\Omega$.

Les figures **C.14** et **C.15** montrent l'allure des tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux, nous pouvons constater que ce circuit d'équilibrage en plus de l'asservissement des redresseurs permet de stabiliser les tensions d'entrée de l'onduleur indépendamment du mode de fonctionnement de la machine.



a : Sans circuit d'équilibrage

b : Avec circuit d'équilibrage

Figure C.14 – Tensions aux bornes des condensateurs

La figure **C.15** montre que l'asservissement de la valeur moyenne des tensions de sortie du redresseur est toujours assuré. Le courant du réseau suit bien sa référence et il est en phase avec sa tension (**Figure C.16**).

La figure **C.17** donne la variation des courants dans les bobines du circuit proposé.

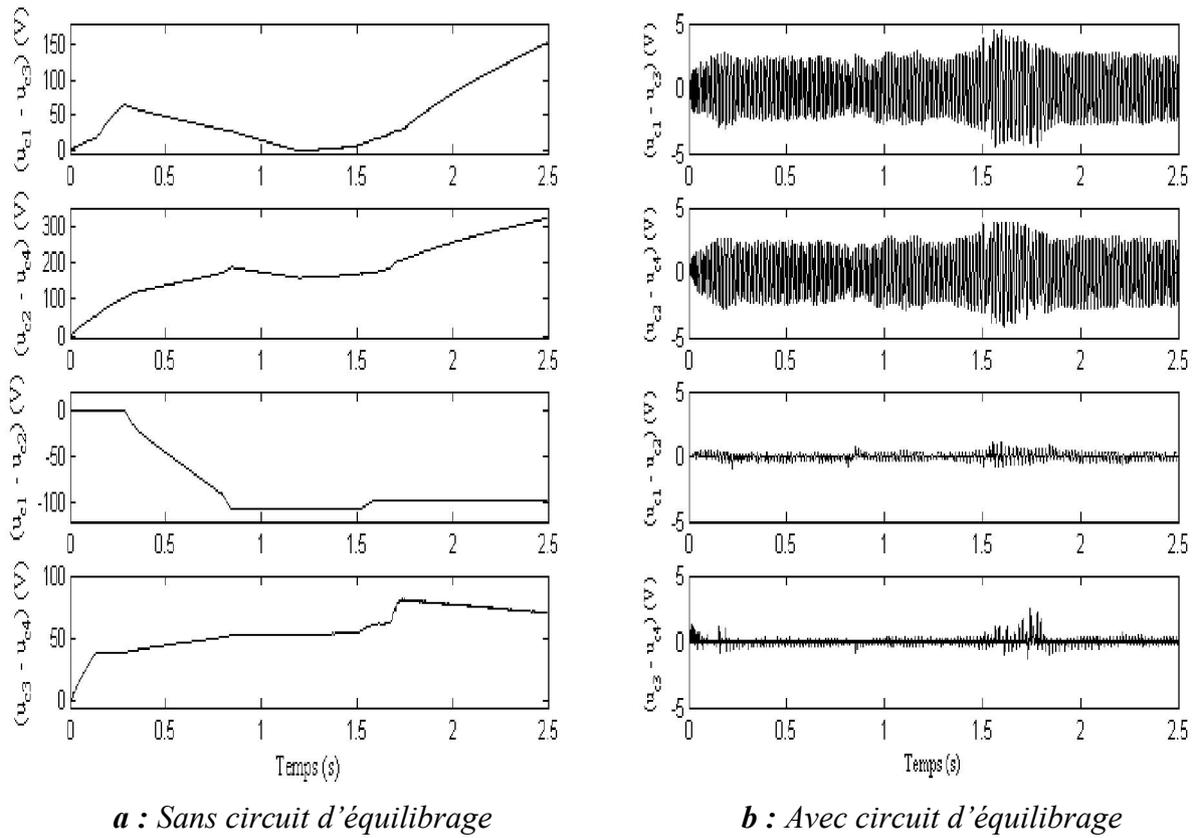


Figure C.15 – Les différences entre les tensions des condensateurs

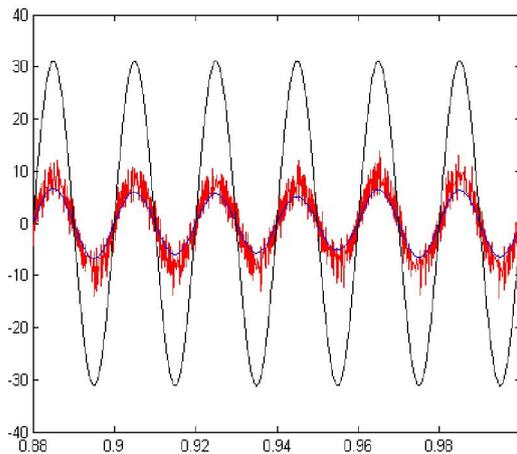


Figure C.16 - Performances du redresseur PWM à cinq niveaux

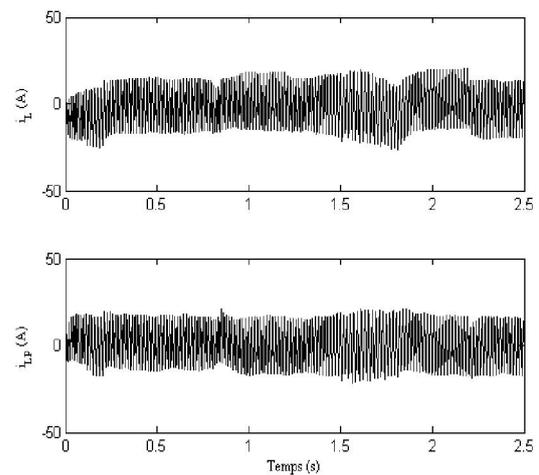


Figure C.17 – Courants des bobines d'équilibrage

Les performances de la machine asynchrone commandée par la DTC et alimentée par la cascade de la figure C.13 sont illustrées par la figure C.18. Le couple, la vitesse et le flux de la machine sont parfaitement contrôlés pour différents modes de fonctionnement.

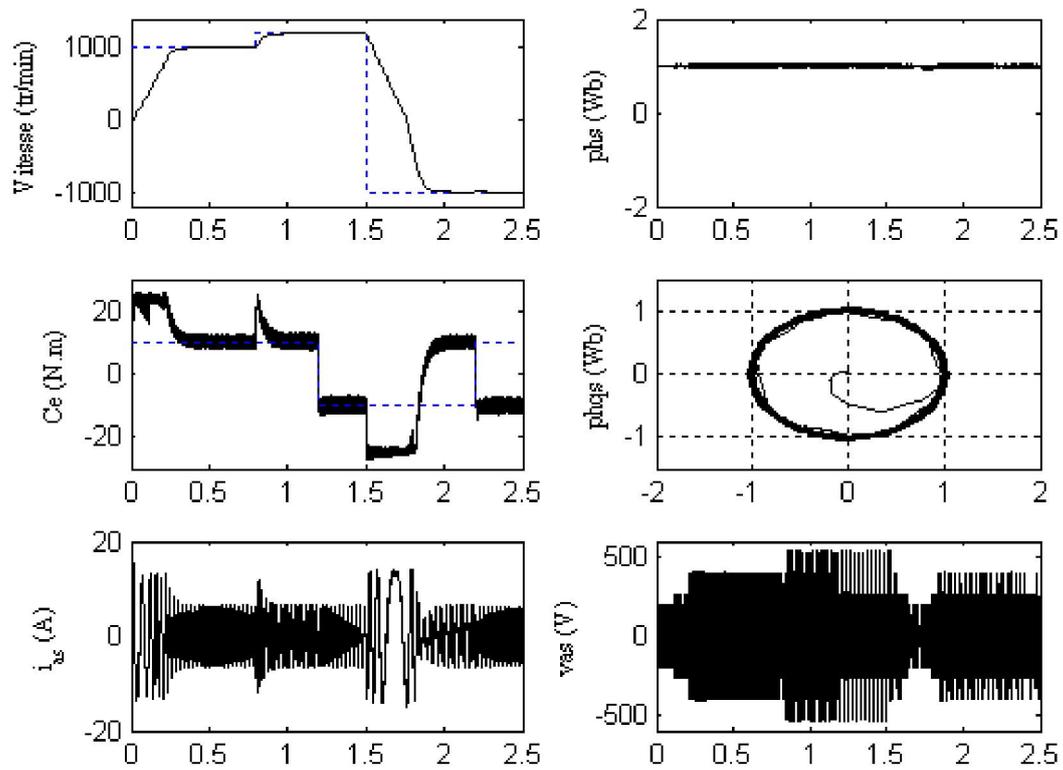


Figure C.18 - Performances de la machine asynchrone

Annexe D

COMPLÉMENTS SUR LA DTC STABILISANTE

D.1. Cascade d'un redresseur à deux niveaux – onduleur de tension à cinq niveaux – MAS- DTC stabilisante

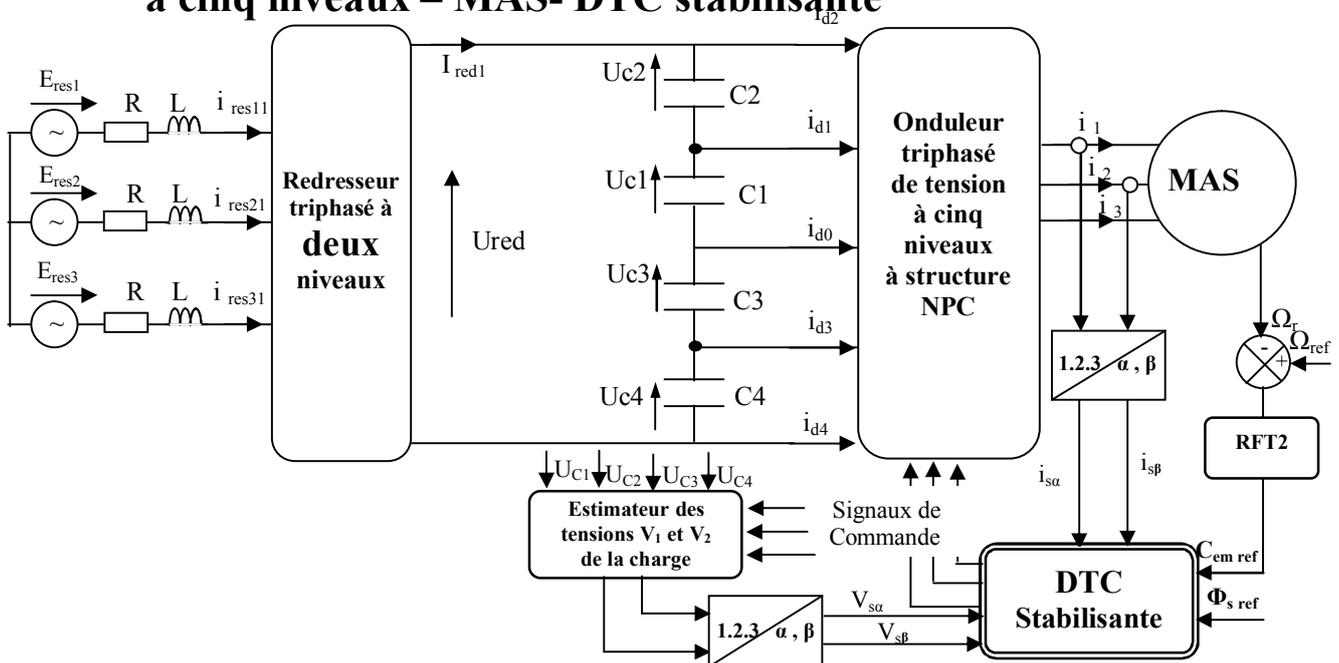


Figure D.1 - Cascade d'un redresseur PWM à deux niveaux - onduleur à cinq niveaux – MAS - DTC stabilisante

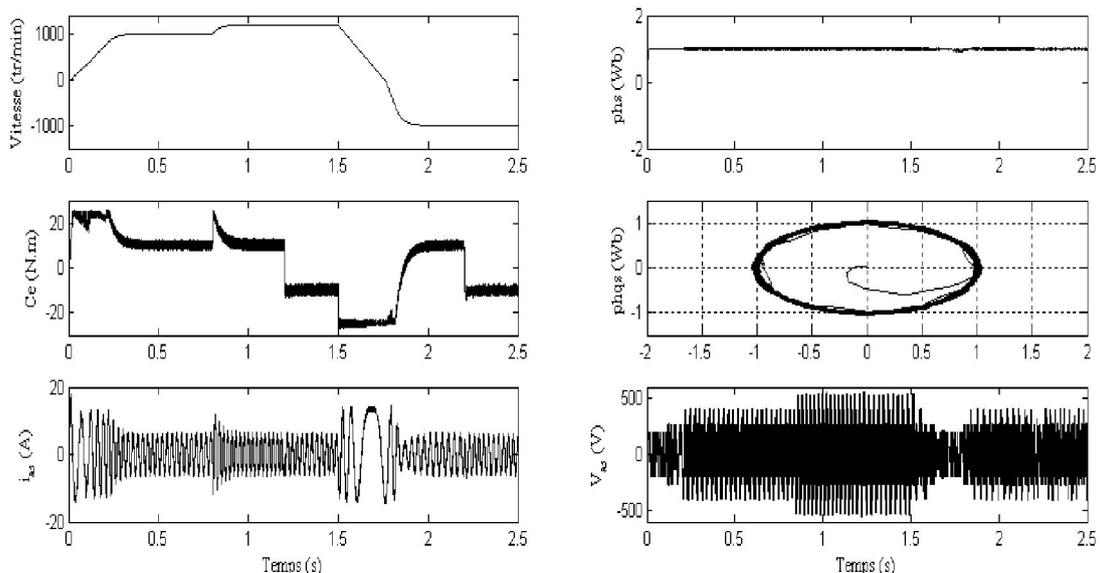


Figure D.2 – Performances de la machine asynchrone avec algorithme d'équilibrage

Les résultats de la conduite de la machine asynchrone dans le cas de cette cascade sont présentés par la figure D.2. On note que le contrôle du couple et du flux est réalisé. La vitesse est parfaitement contrôlée pour différentes valeurs du couple de charge.

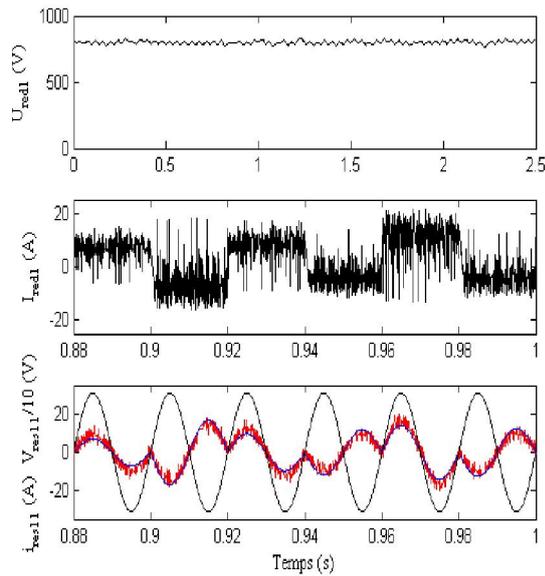


Figure D.3. – Performances du redresseur PWM à deux niveaux

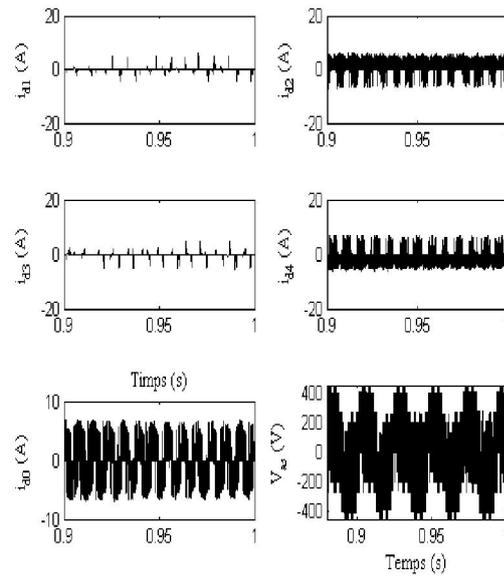
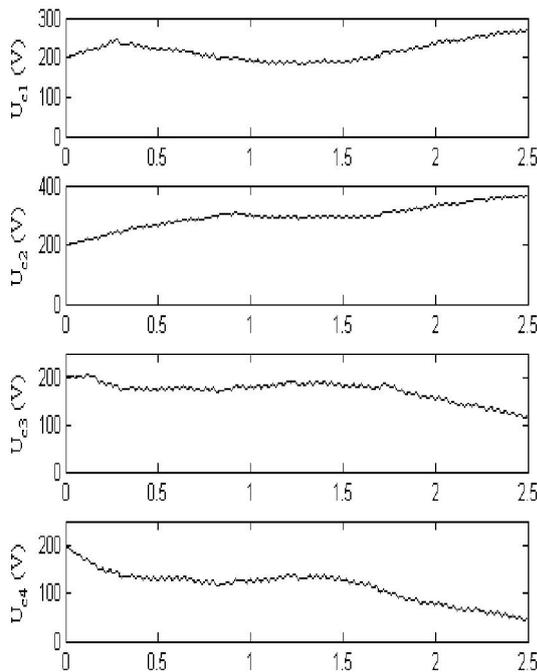
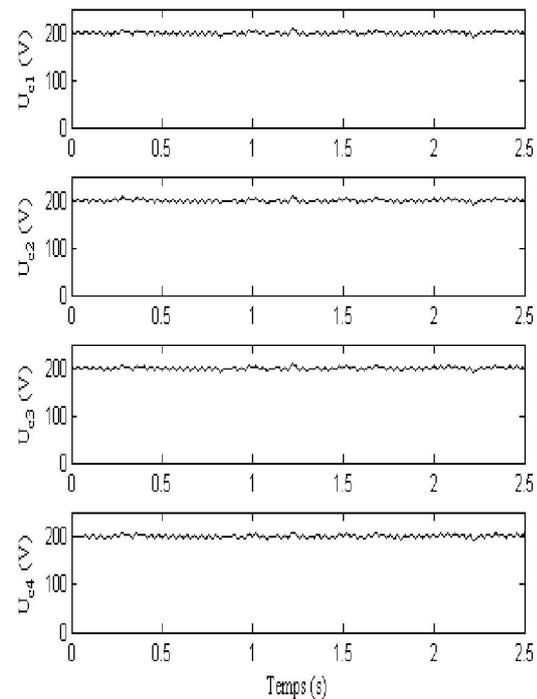


Figure D.4. – Courants d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux

Les figures D.3 et D.4 montrent respectivement les performances du redresseur et de l'onduleur utilisés. Le courant du réseau et en phase avec sa tension correspondante.



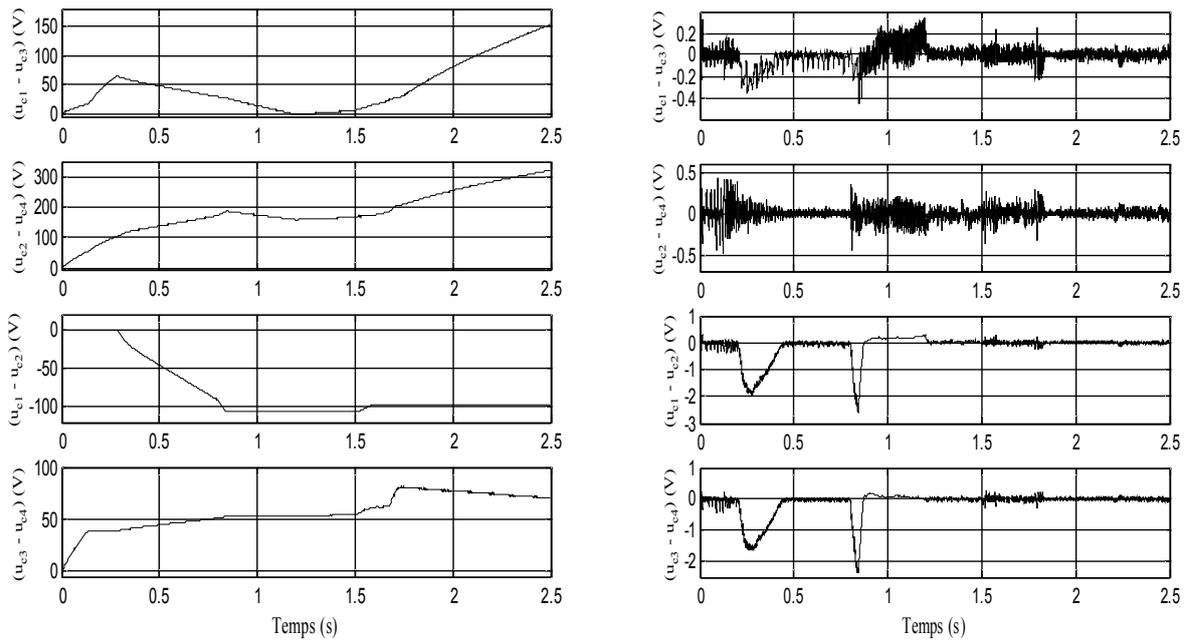
(a)



(b)

Figure D.5 – Tensions des condensateurs : **a)** Sans algorithme d'équilibrage
b) Avec algorithme d'équilibrage

La figure D.5 illustre les tensions du bus continu sans et avec algorithme d'équilibrage, on observe une nette amélioration de la forme de ces tensions lors de l'application de la DTC stabilisante. De la figure C.6, nous remarquons que l'application de la DTC stabilisante améliore le déséquilibre des tensions de $\Delta U_{c_j} > 50\%$ à une valeur $\Delta U_{c_j} < 2\%$.



(a) (b)
 Figure D.6 – Les différences ΔU_{c_j} : a) Sans algorithme d'équilibrage
 b) Avec algorithme d'équilibrage

D.2. Cascade d'un redresseur à trois niveaux – onduleur de tension à cinq niveaux – MAS- DTC stabilisante

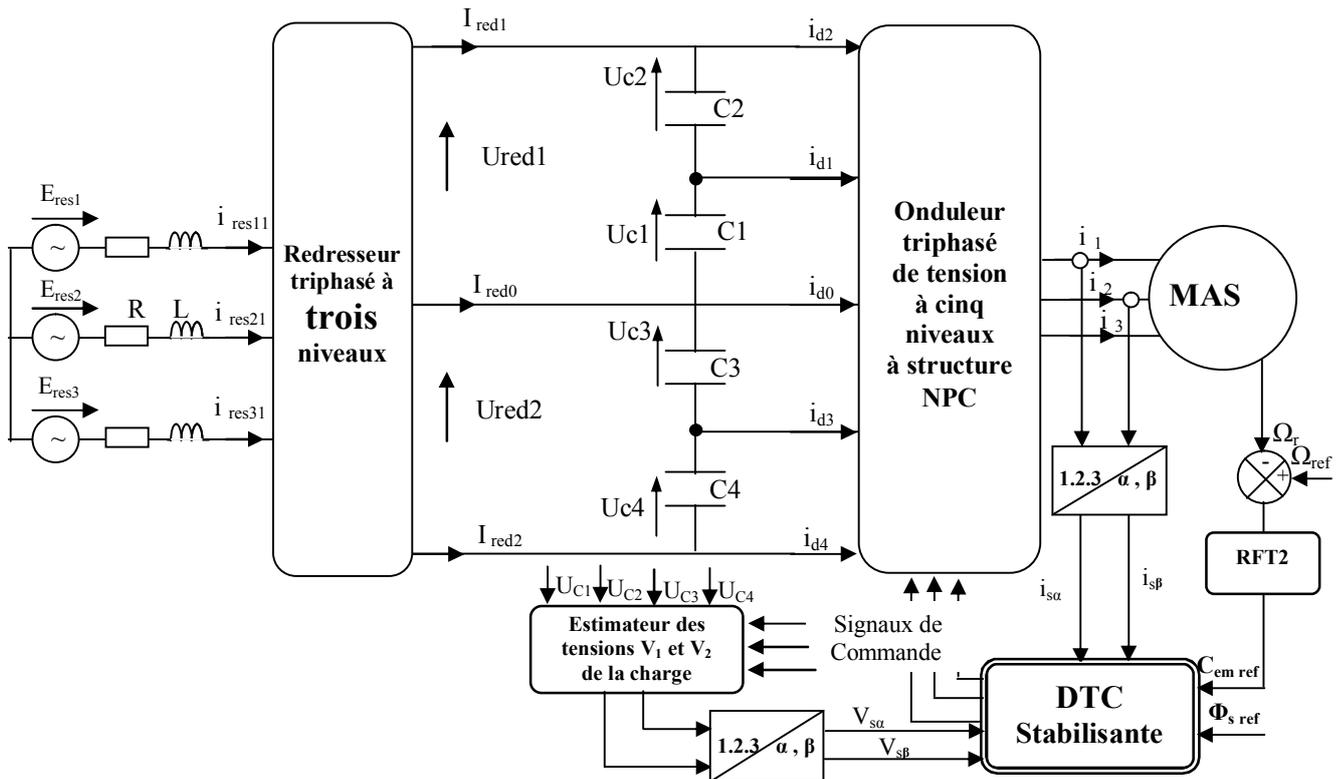


Figure D.7 - Cascade d'un redresseur PWM à trois niveaux - onduleur à cinq niveaux – MAS - DTC stabilisante

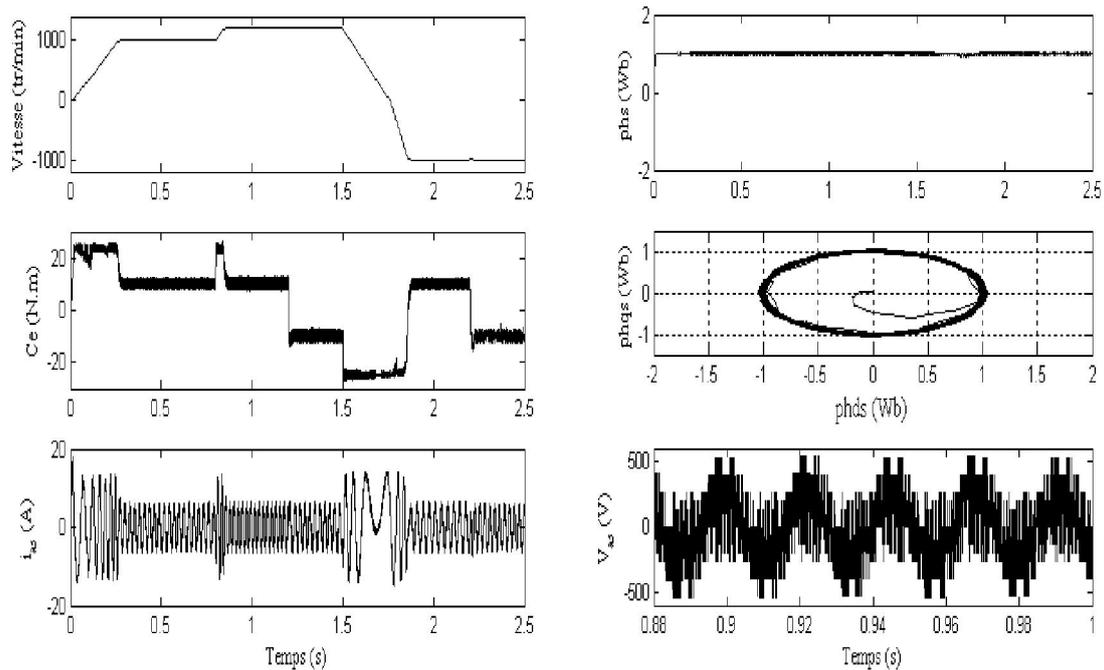


Figure D.8 – Performances de la machine asynchrone avec algorithme d'équilibrage

La figure D.8 présente les performances de la MAS contrôlée par DTC stabilisante. Le contrôle du couple et du flux est maintenu pour différentes valeurs de la charge. La vitesse est très bien asservie.

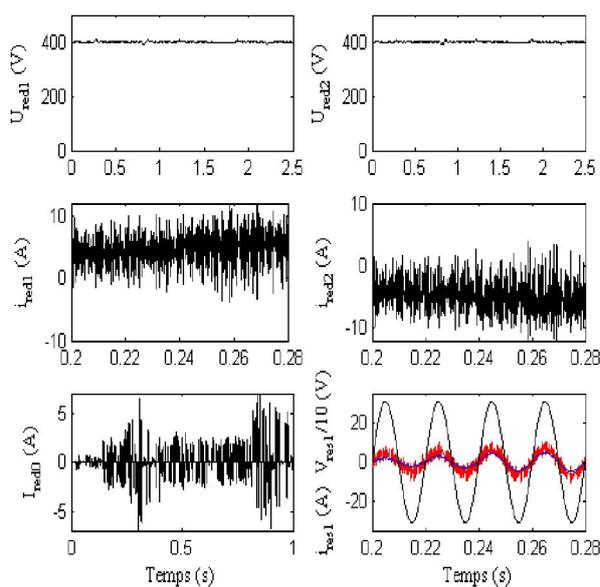


Figure D.9 – Performances du redresseur PWM à trois niveaux

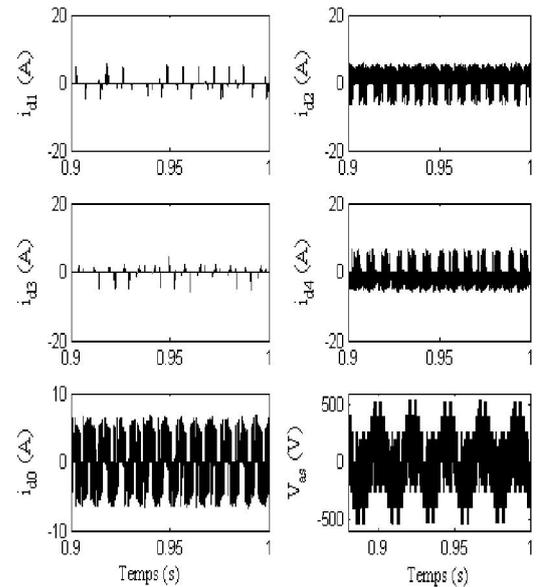
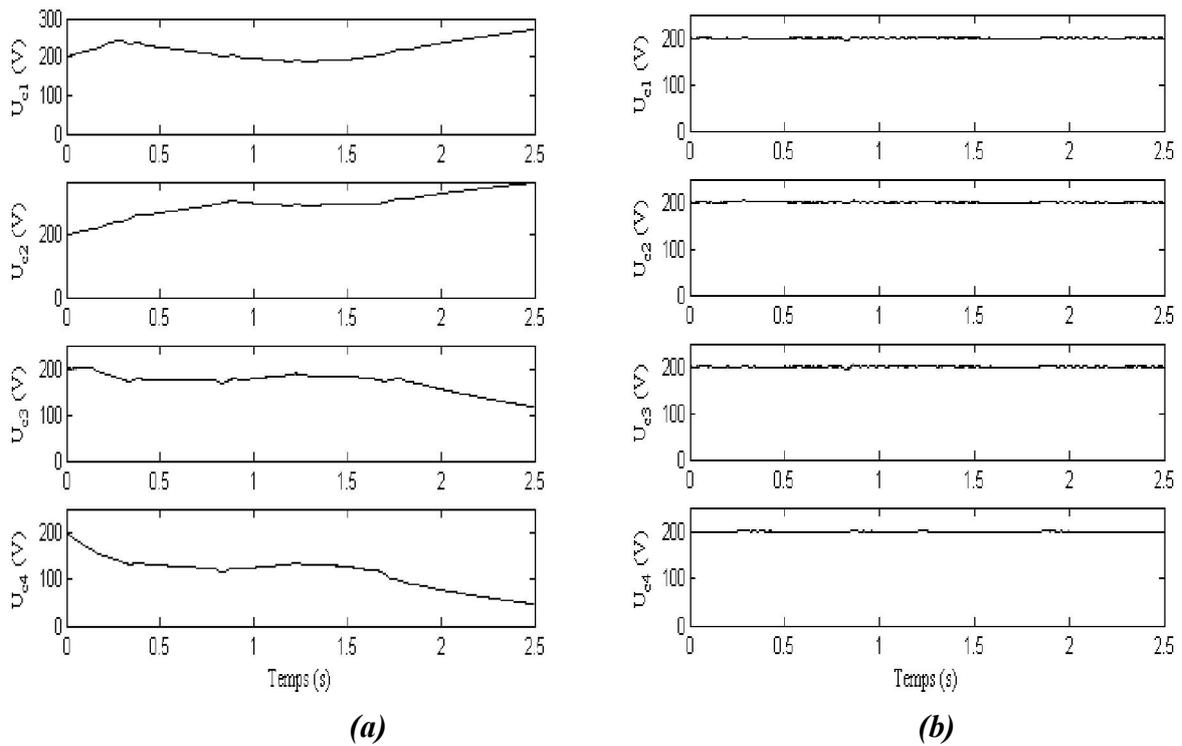


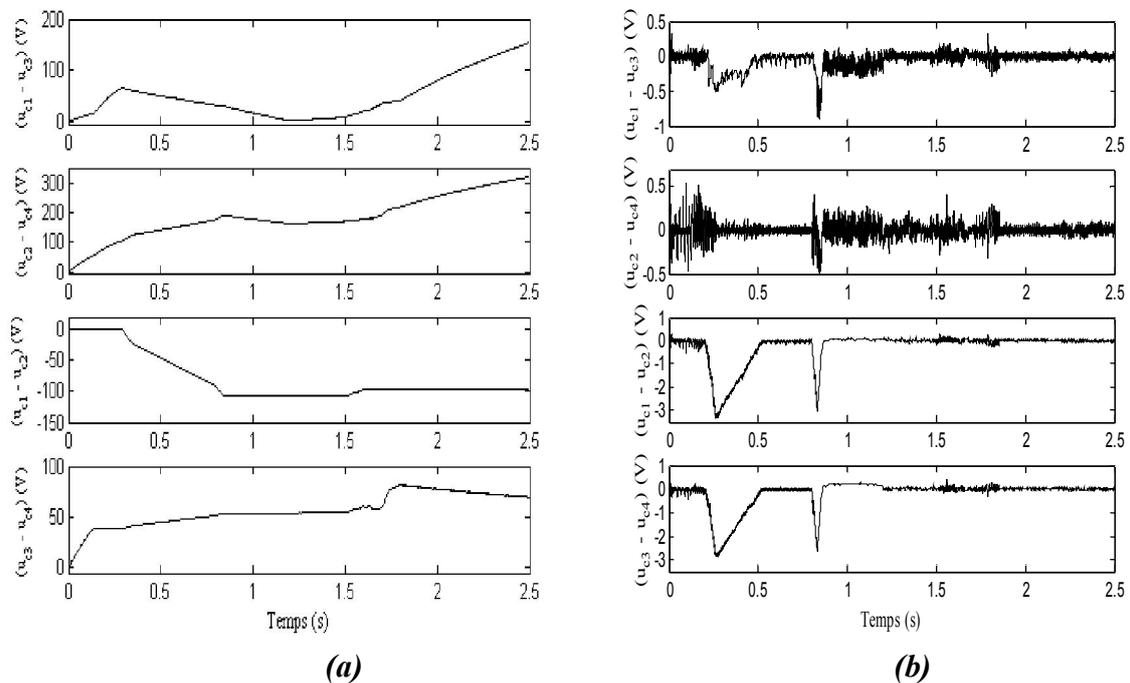
Figure D.10 – Courants d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux

En ce qui concerne le comportement du redresseur, la figure D.9 montre clairement que le réseau est à facteur de puissance unitaire. De plus, les deux tensions continues de sortie du redresseur sont stables et constantes.



**Figure D.11 – Tensions des condensateurs :a) Sans algorithme d'équilibrage
b) Avec algorithme d'équilibrage**

La figure D.11 montre que l'asservissement des tensions est réalisé pour toutes les zones de fonctionnement du variateur, pendant les transitions et en régime permanent. L'utilisation du redresseur à trois niveaux offre la possibilité de minimiser les oscillations des tensions, présentant dans le cas de la cascade à un redresseur à deux niveaux (figure D.5). De la figure D.12, Les différences ΔU_{c_j} sont pratiquement nulles.



**Figure D.12 – Les différences ΔU_{c_j} :a) Sans algorithme d'équilibrage
b) Avec algorithme d'équilibrage**

Bibliographie

- [Agüe-05] J. R. Agüero, and A. Vargas, "Inference of operative configuration of distribution networks using fuzzy logic techniques—Part I: Real-time model," *IEEE Transactions on Power Systems*, Vol. 20, No. 3, August 2005, pp. 1551-1561.
- [Alme-00] Carlos DE ALMEIDA MARTINS, "Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone Alimentée par Convertisseur Multiniveaux à Fréquence Imposée", Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2000.
- [Ambr-05] V. Ambrozic, M. Bertoluzzo, G. S. Buja and R. Menis, "An assessment of the inverter switching characteristics in DTC induction motor drives ", *IEEE Trans. Power Electronics.*, Vol. 20, No. 2, 2005, pp. 457-465.
- [Arck-99] Anne-Marie ARCKER épouse Hissel, "Contrôle direct du couple électromagnétique de machines asynchrones de grande puissance", Thèse de Doctorat due l'Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 1999.
- [Bark-11] S. Barkat, H. Tlemçani, H. Nouri, "Noninteracting adaptive control of PMSM using interval type-2 fuzzy logic systems", *IEEE Trans. Fuzzy Syst*, Vol. 19, No. 5, 2011, pp. 925-936.
- [Bark-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.
- [Bark-06] S. Barkati, E. M. Berkouk and M. S. Boucherit, "Control of the Dc-buses of a seven-level diode-clamped inverter using type-2 fuzzy systems", *Mediterranean Journal of Measurement and Control MJMC*, Vol. 2, No. 4, 2006, pp. 161-168.
- [Bark-08-1] Barkati Said, "Modélisation et commande d'un onduleur à sept niveaux à diode flottante : Application à la conduite d'une machine asynchrone", Thèse de Doctorat de l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, Algérie, 2008.
- [Bark-08-2] S. Barkati , E. M. Berkouk , M. S. Boucherit, "Application of type-2 fuzzy logic controller to an induction motor drive with seven-level diode-clamped inverter and controlled infeed", *Electrical Engineering*, Volume 90, Number 5, May 2008 , pp.347-359.
- [Bata-02] M. Batao, L. Congwei, Z. Yang, L. Fahai, "New SVPWM control scheme for three-phase diode clamping multilevel inverter with balanced DC voltages", *Proc. IEEE 28th Annual Conf. off the Industrial Electronics Society, IECON'02*, 5-8 Nov. 2002, Vol. 2. pp. 903-907.
- [Behe-09] R. K. Behera, Gao. Wenzhong, O. Ojo, "Simulation study of permanent magnet synchronous machine direct drive wind power generator using three level NPC converter system", *Proc. IEEE Conf. on Power Electronics and Machines in Wind Applications PEMWA*, 2009, pp. 1-7.
- [Behe-11] R. K. Behera, S. P. Das, "Analysis and experimental investigation for switching frequency characterisation of a three-level AC-DC converter using frequency domain approach", *IET on Power Electronics* , Vol. 4, No. 8, 2011, pp. 936-942.
- [Bend-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.
- [Beri-04] D. Beriber, E. M. Berkouk, A. Talha and M. O. Mahmoudi, "Study and control of two two - level pwm rectifiers - clamping bridge - two three - level npc vsi cascade. Application to double stator induction machine," in *PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference*, 2004, pp. 3894-3899.
- [Berk-98] E. M. Berkouk, G. Manesse. "Multilevel PWM Rectifier-multilevel Inverter CascadeApplication to the Speed Control of the PMSM". *Proceedings on IEEE ICCA.98*, 1998, pp 1031-1035.

- [Berk-95-1] E. M. Berkouk, "Contribution à la conduite des machines asynchrone monophasée et triphasée alimentée par des convertisseurs directs et indirects, application aux gradateurs et onduleurs multiniveaux", Thèse de Doctorat du Conservatoire National des Arts et Métiers de Paris, 1995.
- [Berk-95-2] E. M. Berkouk, Y. B. Romdhane, G. Manesse, "Knowledge and control models for three-level voltage inverters", IMACS'95, Allemagne 1995.
- [Berk-95-3] E. M. Berkouk, Y. B. Romdhane, G. Manesse, "PWM strategies to control three-level inverter. Application to the induction motors drive", EPE'95, Espagne 1995.
- [Lee-01] K. B. Lee, J. Ho-Song, I. Choy, and Ji-Yoon Yoo "Improvement of low speed operation performance of dTC for three-level inverter fed induction motors", IEEE Transactions on industrial Electronics, Vol. 48 No. 5, October 2001, pp. 1006-1014.
- [Boua-09] A. Bouafia, F. Krim, J. P. Gaubert, "Fuzzy-logic-based switching state selection for direct power of three-phase PWM rectifier", IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 56, No. 6, 2009, pp. 1984-1992.
- [Bouc-04] F. Bouchafa, A. Talha, E. M. Berkouk, M. S. Boucherit "Feedback control of the three-level pwm rectifier. Application to stabilisation of the input DC voltages of multilevel inverter", 2004 IEEE International conference on industrial technology, Hammamet, Tunisia, December 8-10, 2004.
- [Bouc-06] F. Bouchafa, "Etude et commande de différentes cascades à onduleur à neuf niveaux à structure NPC. Application à la conduite d'une MSAP", thèse de doctorat en Automatique, Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, Février 2006.
- [Bouc-07] F. Bouchafa, 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.
- [Bouh-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.
- [Bouh-07] 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.
- [Bouh-05] O. Bouhali, E. M. Berkouk, B. Francois and C. Saudemont, "New direct space vector modelling and control of five-level three-phase inverters," Archives of Electrical Engineering, Vol. LIV, No. 2, 2005, pp. 159-182.
- [Bouh-04] O. Bouhali, E. M. Berkouk, B. Francois, C. Saudemont, "Direct generalized modulation of electrical conversions including self stabilization of the DC-link for a single phase multilevel inverter based AC grid interface ",Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual, Vol. 2, pages. 1385-1391, ISBN. 0275-9306, 6-2004.
- [Boul-01] S. Boulkhrachef, "Analyse et commande d'un onduleur à cinq niveaux à structure NPC. Application a la machine asynchrone commandée par logique floue", Thèse de Magister de l'Ecole Nationale Polytechnique, Alger, Algérie, 2001.
- [Boul-12] S. Boulkhrachef, E. M. Berkouk, S. Barkat and M. F. Benkhoris "Self-voltage balancing for the five-level back-to-back conveter using multilevel DTC and type-2 fuzzy logic controller", Mediterranean Journal of Measurement and Control Medjmc, Vol. 8, No. 4, 2012, pp. 491-506.**
- [Boul-10] S. Boulkhrachef, S. Barkat and E. M. Berkouk, "A new type-2 fuzzy logic based controller for unbalance problem of the DC-link voltages of five-level NPC inverter", International Review of Electrical Engineering IREE, Vol. 5, No. 1, 2010, pp. 10-18.
- [Boul-09] S. Boulkhrachef, and E. M. Berkouk, " Multilevel PWM-CSR Using Fuzzy Systems to Control DC-Buses of Five-Level NPC VSI", International Review of Automatic Control IREACO, Vol. 2, No. 1, January 2009, pp. 75-82.

- [Boul-08] N. Ould Cherchali, N. Henini, **S. Boulkhrachef**, L. Barazane, M. S. Boucherit, « Contribution of SHEPWM Strategy in the control of NPC Five Levels Inverter, Application to Induction Machine Control » ; ICEEE'08 , The Second International Conference on Electrical and Electronics Engineering, 21 et 23 April 2008, Laghouat, Algeria.
- [Boul-07] N. Ould Cherchali, **S. Boulkhrachef**, M. S. Boucherit, « Technique d'élimination d'harmoniques appliquée aux onduleurs de tension à cinq niveaux asymétrique triphasés » ; CGE'05 , la cinquième conférence sur le génie électrique, 16 et 17 Avril 2007, Ecole Militaire Polytechnique_Algerie.
- [Boul-05] N. Ould Cherchali, **S. Boulkhrachef**, M. S. Boucherit, « Technique d'élimination d'harmoniques appliquée aux onduleurs de tension à cinq niveaux triphasés » ; SISSEM'05 , Séminaire International sur les Systèmes Electromécaniques, 22 et 23 Novembre 2005, Université Badji Mokhtar, ANNABA,_Algerie.
- [Boul-99] **S. Boulkhrachef**, E. M. Berkouk, G. Manesse, "speed fuzzy control of an induction machine fed by a five levels NPC voltage source ", IEEE/IECON'99, USA 1999.
- [Boul-00] **S. Boulkhrachef**, E. M. Berkouk, G. Manesse, "speed fuzzy control of an induction machine fed by a five levels NPC voltage source inverter using the field oriented control and identification of the rotor time constant", IFAC, Belgium 2000.
- [Boul-99] **S. Boulkhrachef**, E. M. Berkouk, G. Manesse, "Réglage de position d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC commandée par la méthode indirecte du flux orienté avec un contrôleur flou à gain adaptatif", SNAS'99, Annaba 1999.
- [Boul-00] **S. Boulkhrachef**, E. M. Berkouk, G. Manesse, "Réglage de position d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur triphasé de tension à cinq niveaux à structure NPC à modulation calculée, commandée par la méthode indirecte du flux orienté avec un contrôleur flou à gain adaptatif", EEEEC 2000 conférence, Laghouat, Algérie.
- [Buhl-94] H. Bùhler, " Réglage par logique floue", Presses Polytechniques et universitaires romandes 1994.
- [Butu-06] E. Butun, T. Erfidan , S. Urgun, "Improved power factor in a low-cost PWM single phase inverter using genetic algorithms," Energy Conversion and Management, Vol. 47, 2006, pp. 1597–1609.
- [Cao-02] C. CAO, H. LI "An application of fuzzy-inference based neural network in DTC system of induction motor", First International Conference on machine Learning and Cybernetics, Beijing, 4-5 November 2002, IEEE 2002, pp. 354-359.
- [Cao-03] C. CAO, H. LI "Novel direct torque control (DTC) scheme with fuzzy adaptive torque-ripple reduction", IEEE Transactions on industrial Electronics, Vol. 50 No. 3, June 2003, pp. 487-492.
- [Carr-92] G. Carrara, S. Gardella, M. Marchesoni, R. Salutari, G. Sciotto, "A new multilevel PWM method: A theoretical analysis", Transactions on Power Electronics, Vol.7, No.3, July 1992., pp.497-505.
- [Casa-03] D. Casadei, G. Serra, A. Tani, L. Zarri, and F. Profumo, "Performance analysis of a speed sensorless induction motor drive based on a constant switching frequency DTC scheme", IEEE Transactions on industry Applications, Vol. 39, No. 2, March/April 2003, pp. 476-484.
- [Ceca-03] C. Cecati, A. Dell'Aquila, M. Liserre and A. Ometto, "A fuzzy -logic-based controller for active rectifier", IEEE Trans. Ind. Applicat., Vol. 39, No. 1, 2003, pp. 105-112.
- [Cela-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, 242-249.
- [Cela-01] N. Celanovic, D. Boroyevich, "A fast space-vector modulation algorithm for multilevel three-phase converters", IEEE Transactions On industry Applications, Vol. 37, No.2, March/April 2001, pp. 637-641.
- [Chap-96] Y. A. Chapuis, "Contrôle direct du couple d'une machine asynchrone par l'orientation de son flux statorique ", thèse de doctorat à l'institut National Polytechnique de Grenoble , France, 1996.

- [Chek-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*, 2007 Volume 18 Issue 2, pp. 127 – 150.
- [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.
- [Chib-07] R. Chibani, "Application de l'automatique aux cascades à onduleur à cinq niveaux à structure NPC", thèse de doctorat à l'ENSP Alger, 2007.
- [Chib-05] R. Chibani and E.M. Berkouk, "Five-level PWM current rectifier-five-level NPC VSI-permanent magnet synchronous machine cascade", *The European physical journal Applied physics*, 2005, pp. 1-14.
- [Chib-02] R. Chibani, G. Manesse, E. M. Berkouk, "A new solution to the unbalance problem of the input DC voltages of a five levels NPC-VSI by using sliding mode regulation", *10th International Power Electronics and Motion Control, EPEPMC2002*, Cavtat and Dubrovnik, Croatia, 2002.
- [Cobr-09] S. Cobreces, J. Bordonau, J. Salaet, E. J. Bueno, F. J. Rodriguez, "Exact linearization nonlinear Neutral-Point voltage control for single-phase three-level NPC converter", *IEEE Trans. Power Electron*, Vol. 24, No. 10, 2009, pp. 2357-2362.
- [Durg-10] G. Durgasukumar, M. K. Pathak, "THD reduction in performance of multi-level inverter fed induction motor drive", *Proc. IICPE International Conf. on Power Electronics*, India, 2010, pp. 1-6.
- [Esca-02] Miguel F. Escalante, Jean- Claude Vannier, and Amir Arzandé, "Flyingcapacitor multilevel inverter and DTC motor drive applications", *IEEE Transactionson Industrial Electronics*, Vol. 49, No. 4, August 2002, pp. 809-815.
- [Ewan-11] J. Ewanchuk, J. Salmon, B. Vafakhah, "A five / nine-level twelve-switch neutral-point-clamped inverter for high-speed electric drives", *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, Vol. 47, No. 5, 2011, pp. 2145-2153.
- [Gana-12] D. H. Ganatra, S. H. Pandya, "Torque ripple minimization in direct torque control based induction motor drive using multilevel inverter", *Proc. IEEE Conf. on Electrical, Electronics and Computer Science*, 2012, pp. 1-5.
- [Geye-12] T. Geyer, S. Mastellone, "Model predictive direct torque control of a five-level ANPC converter drive system", *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 48, No. 5, 2012, pp. 1565-1575.
- [Ghar-07] A. Gharakhani, A. Radan, "A novel strategy for minimising the variation of neutral point voltage and switching frequency in DTC controlled, NPC driven induction motors", *Proc. IEEE Conf. on Electric Machines & Drives, IEMDC'07*, Vol. 1, 2007, pp. 748-753.
- [Ghen-10] T. Ghennam, E. M. Berkouk, B. Francois, "A novel space-vector current control based on circular hysteresis areas of a three-phase neutral-point-clamped inverter", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 57, No. 8, 2010, pp. 2669-2678.
- [Ghos-04] S.P. Ghoshal, "Optimizations of PID gains by particle swarm optimizations in fuzzy based automatic generation control," *Electric Power Systems Research*, Vol. 72, 2004, pp. 203-212.
- [Gued-08] R. Guedouani, B. Fiala, E.M. Berkouk, M.S. Boucherit, "A New Algorithm Control for four Three-Phase AC/DC PWM Voltage Source Rectifier-five levels neutral point clamped inverter system", *MEDJMC*, Vol.4, N°4, Octobre 2008.
- [Gued-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 de l'École Nationale Polytechnique d'Alger, Algérie, 2009.
- [Gued-10] R. Guedouani, B. Fiala, E.M. Berkouk, M. S. Boucherit, "Modelling and control of three-phase PWMvoltage source rectifiers- five-level NPC voltage source inverter-induction machine system", *Proc. 18th Mediterranean Conf. on Control & Automation (MED)*, 23-25 June 2010, pp. 533-538.

- [Gupt-06] A. K. Gupta and A. M. Khambadkone, "A space vector PWM scheme for multilevel inverters based on two-level space vector PWM", IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 53, No. 5, 2006, pp. 1631-1639.
- [Hadr-06] A. Hadri-Hamida, A. Allag, S. M. Mimoune and S. Zerouali, "Nonlinear Control of AC- DC-PWM Converter Feeding Induction Heating", On Proc. of The 4th International Conference on Electrical Engineering CEE'06, 06-08 November 2006, Batna, Algeria, pp.432-436.
- [Hass-99] Ismail El HASSAN, "Commande haute performance d'un moteur asynchrone sans capteur de vitesse par contrôle direct du couple, Filtrage de Kalman étendu du vecteur d'état Contrôle de la fréquence de commutation de l'onduleur", Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 1999.
- [Hatt-09] N. Hatti, K. Hasegawa, and H. Akagi, "A 6.6-kV transformerless motor drive using a five-level diode-clamped PWM inverter for energy savings of pumps and blowers", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 24, No. 3, March 2009, pp. 796-803.
- [Haut-95] J.P. Hautier, P.J Faucher, J.P Caron, "Modélisation et commande de la machine asynchrone", Edition Technip - Paris 1995.
- [Hsia-07] Kuo-Hsiang Cheng, Chun-Fei Hsu, Chih-Min Lin, Tsu-Tian Lee, and Chunshien Li "Fuzzy-neural sliding mode control for DC-DC converters using asymmetric gaussian membership function", IEEE Transactions on industrial electronics., Vol. 54, No. 3, June 2007, pp. 1528-1536.
- [Ishi-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.
- [Itoh-11] J. Itoh, Y. Noge, T. Adachi, "A novel five level three-phase PWM rectifier with reduced switch count", IEEE Trans. Power Electron. Vol. 26, No. 8, 2011, pp. 2221-2228.
- [Jasi-02] M. Jasinski, M. Liserre, F. Blaaberg and M. Cishowlas, "Fuzzy logic current controller for PWM rectifiers", in Proc. of IECON, 2002, pp. 1300-1305.
- [John-99] R. I. B. John, "Fuzzy Sets of Type-2," Journal of Advanced Computational Intelligence, Vol. 3, No. 6, 1999, pp. 499-508.
- [Joua-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.
- [Jung-99] J. Jung, S. Lim, and K. Nam, "A Feedback Linearizing Control Scheme for a PWM Converter-Inverter Having a Very Small DC-Link Capacitor", IEEE Transactions on Industrial Applications, Vol.35 No.5, September/October 1999, pp. 1124-1131.
- [Karn-98] N. N. Karnik, "Type-2 fuzzy logic systems, PHD Dissertation in University of Southern California, 1998.
- [Karn-99] N. N. Karnik, J. M. Mendel and Q. Liang "Type-2 fuzzy logic systems," IEEE Transactions on Fuzzy Systems, Vol. 7, No. 6, December 1999, pp. 643-658.
- [Karn-01] N. N. Karnik and J. M. Mendel, "Centroid of a type-2 fuzzy set," Information Sciences, Vol. 132, 2001, pp. 195-220.
- [Kang-07] Yu-Kang Lo, Chin-Tse Ho, and Jian-Min Wang, "Elimination of the output voltage imbalance in a half-bridge boost rectifier", IEEE Transactions on power electronics., Vol. 22, No. 4, July 2007, pp. 1352-1360.
- [Khou-11] F. Khoucha, M. S. Lagoun, A. Kheloui, M. E. Benbouzid, "A comparison of symmetrical and asymmetrical three-phase H-bridge multilevel inverter for DTC induction motor drives", IEEE Trans. Energy Conversion., Vol. 26, No. 1, 2011, pp. 64-72.
- [Kim-01] H. J. Kim, H. D. Lee, and S. K. Sul, "A new PWM strategy for common-mode voltage reduction in neutral-point-clamped inverter fed motor drives ", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 37, No. 6, 2001, pp. 1840-1845.
- [Kömü-98] H. Kömürçüil, and O. Kükrer, "Lyapunov based control for three-phase PWM AC/DC voltage source converters", IEEE transaction on Poer Electronics. Vol. 13, No. 5, September 1998, pp. 801-813.

- [Kour-07] S. Kouro, R. Bernal, H. Miranda, C. A. Silva, and J. Rodríguez, "High-performance torque and flux control for multilevel inverter fed induction motors," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 22, No. 6, November 2007, pp. 2116-2123.
- [Koya-92] M. Koyama, T. Fujii, R. Uchida, T. Kawabata, "Space voltage vector-based new PWM method for large capacity three-level GTO inverter", *Proc. IEEE International Conf. on Power Electronics and Motion Control, IECON'92*, 9-13 Nov 1992, Vol.1, pp. 271-276.
- [Lai-96] J. S. Lai and F. Z. Peng, "Multilevel converters – A new breed of power converters", *IEEE Trans. Ind. Applic.*, Vol. 32, No. 3, 1996, pp. 509-516.
- [Lali-09] LALILI Djafer, "MLI vectorielle et commande non linéaire du bus continu des onduleurs multiniveaux : Application à la conduite de la machine asynchrone", Thèse de Doctorat de l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, Algérie, 2009.
- [Lali-07-1] Lalili D., Berkouk E. M., Boudjema F., Lourci N., Taleb T. and Petzold, J., "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.
- [Lali-07-2] Lalili D., "Simplified space vector PWM algorithm for five-level inverter", *The European Physical Journal, Applied Physics*, vol. 40, December 2007, pp. 335-342.
- [Lali-08] Lalili D., Berkouk E. M., Boudjema F. and Lourci N., "Self balancing of DC-link capacitor voltages using redundant vectors for SVPWM controlled five-level inverter", On CD of the Fifth International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices, *IEEE SSD08*, July 20-23, 2008, Amman, Jordan, paper reference: SSD08-1569117326.
- [Lee-96] Y. H. Lee, B. S. Suh, and D. S. Hyun, "A novel PWM scheme for a three-level voltage source inverter with GTO thyristors", *IEEE Trans. Industry Application*, Vol. 32, No. 2, 1996, pp. 260-268.
- [Lee-00-1] D. C. Lee, G. M. Lee, and K. D. Lee, "DC bus voltage control of three-phase AC/DC PWM converters using feedback linearization", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 36, 2000, pp. 828-833.
- [Lee-00-2] K. B. Lee, J. H. Song, I. Choy, and J. Y. Choi, "An observer-based DTC of induction motors driven by 3-level inverter for improving low speed operation", *Power Electronics and Variable Speed Drives*, 18-19 september 2000, Conference Publication, No. 475, IEE 2000, pp. 170-175.
- [Lee-05] K. B. Lee, S. H. Huh, J. Y. Yoo and F. Blaabjerg, "Performance improvement of DTC for induction motor-fed by three-level inverter with an uncertainty observer using RBFN", *IEEE Trans. Energy Conversion*, Vol. 20, No. 2, 2005, pp. 276-283.
- [Lee-99] Y. H. Lee, R. Y. Kim, D. S. Hyun, "A novel SVPWM strategy considering DC-link balancing for a multi-level voltage source inverter", *Fourteenth Annual IEEE on Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC'99*, 14-18 Mar. 2003, Vol.1, pp.509-514.
- [Lee-03] T-S. Lee, "Nonlinear state Feedback Control Design for Three Phase PWM Boost Rectifiers Using Extended Linearization", *IEE Proc. –Electric Power Application*, Vol. 150, No. 5, September 2003.
- [Li-11] Su. Li., Ning. Li, Yue. Wang, "A novel DC voltage balancing scheme of five-level converters based on reference-decomposition SVPWM", *Proc. IEEE Conf. on Electrical and Control Engineering*, 2011, pp. 4296-4299.
- [Lian-00] Q. Liang, and J. M. Mendel, "Interval type-2 fuzzy logic systems: Theory and design", *IEEE Trans. Fuzzy Syst.*, Vol. 8, No. 5, 2000, pp. 535-550.
- [Lin-05] P. Z. Lin, C. M. Lin, C. F. Hsu and T.T. Lee, "Type-2 fuzzy controller using a sliding –mode approach for application to DC-DC converters", *IEE proc. Electr. Power Appl.*, Vol. 152, No. 6, 2005, pp. 1482-1488.
- [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-91] H. L. Liu, N. S. Choi, G. H. Cho, "DSP based space vector PWM for three-level inverter with dc-link voltage balancing", *Proc. IEEE International Conf. on Power Electronics and Motion Control, ICON'91*, 28 Oct-1Nov 1991, pp. 271-203.

- [Liut-05] P. Liutanakul, S. Pierfederich and F. Meibody-Tabar, "Application of SMC with I/O Feedback Linearization to the Control of the Cascade Controlled-Rectifier-Rectifier/Inverter- Motor Drive System with a Small DC- Link Capacitor", IEEE 36th Power Electronics Society Conference, PESC'05, pp. 922-928.
- [Loh-07] P. C. Loh, F. Blaabjerg, and C. P. Wong, "Comparative evaluation of pulsewidth modulation strategies for Z-Source Neutral-point-clamped inverter", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 22, No. 3, May 2007, pp. 1005-1013.
- [Lour-09] N. Lourci, E. M. Berkouk, and D. Lalili, "Stabilising 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.
- [Lour-10] LOURCI Nabil, "Etude de différentes cascades à onduleur à cinq niveaux à diode flottantes", Thèse de Doctorat de l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, Algérie, 2010.
- [Mali-10] M. Malinowski, K. Gopakumar, J. Rodriguez, M. A. Pérez, "A survey on cascaded multilevel inverters", IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 57, No. 7, 2010, pp. 2197-2206.
- [Mall-10] J. M. R. Malla, S. G. Malla, "Three level diode clamped inverter for DTC-SVM of induction motor", Proc. IEEE Conf. on Power Electronics, Drives and Energy Systems, 2010, pp. 1-6.
- [Marc-02] M. Marchesoni and P. Tenca, "Diode-clamped multilevel converters: A practicable way to balance DC-link voltages," IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 49, No. 4, August 2002, pp. 752-765.
- [Mart-02] C. A. Martins, X. Roboam, A. Meynard and A.S. Carvalho, "Switching frequency imposition and ripple reduction in DTC drives by using a multilevel converter", IEEE Trans. Power Electronics., Vol. 17, No. 2, 2002, pp. 286-297.
- [Mart-99] C. A. Martins, T. A. Meynard, X. Roboam, and A. S. Carvalho, "A predictive sampling scale model for direct torque control of the induction machine fed by multilevel voltage-source inverters", The European Physical Journal Applied Physics, 1999, Vol. 5, pp. 51-61.
- [Mart-98] C. A. Martins, T. A. Meynard, X. Roboam, and A. S. Carvalho, "An improved DTC strategy for induction motor control fed by a multi-cell voltage source inverter for high power applications", IEEE Transactions on industrial Electronics, 1998, pp. 1004-1010.
- [Mary-07] Maryem Saedifard, and Alireza Bakhshai, "Neuro-computing vector classification SVM schemes to integrate the overmodulation region in neutral point clamped (NPC) converters", IEEE Trans. Power. Electronics., Vol. 22, No. 3, May 2007, pp. 995-1004.
- [Mend-02] J. M. Mendel, and Robert I. John, "Type-2 fuzzy sets made simple", IEEE Transactions on Fuzzy Systems, Vol. 10, No. 2, April 2002, pp. 117-127.
- [Mend-03] J. M. Mendel, and H. Wu, "Type-2 fuzzy sets: Somme questions and answers", IEEE Connections, Newsletter of the IEEE Neural Networks Society, Vol. 1, August 2003, pp. 10-13.
- [Mend-04] J. M. Mendel, and H. Wu, "Centroid uncertainty bounds for interval type-2 fuzzy sets: Forward and inverse problems", Proceedings of IEEE Fuzzy Conference, Budapest, Hungary, July 2004, pp. 947-925.
- [Mend-05] J. M. Mendel, and H. Wu, "Properties of the centroid of an interval type-2 fuzzy set, including the centroid of a fuzzy granule, Proceeding of IEEE International Conference on Fuzzy Systems, Reno, NV, May 2005, pp. 341-346.
- [Mend-07-1] J. M. Mendel, "Advances in type-2 fuzzy sets and systems", Information Sciences, Vol. 177, 2007, pp. 84-110.
- [Mend-07-2] J. M. Mendel and H. Wu, "New results about the centroid of an interval type-2 fuzzy set, including the centroid of a fuzzy granule", Information Sciences, Vol. 177, 2007, pp. 360-377.
- [Mend-09] J. M. Mendel, L. Feilong, Z. Daoyuan, " α -plane representation for type-2 fuzzy sets: theory and applications", IEEE Trans. Fuzzy Syst, Vol. 17, No. 5, 2009, pp. 1189-1207.
- [Mess-07] I. Messaif, E. M. Berkouk and N. Saadia, "Direct torque control for induction machines using neural networks", Archives of control sciences, Vol. 17(LIII), No. 1, 2007, pp. 5-16.

- [Mess-09] I. Messaif, "Contrôle direct du couple d'une machine asynchrone alimentée par onduleurs multi-niveaux par une approche classique et une approche neuronale. Equilibrage des tensions d'entrée des onduleurs", Thèse de Doctorat de l'université des sciences et de la technologie Houari Boumediene, Alger, Algérie, 2009.
- [Mizu-76] M. Mizumoto and K. Tanaka, "Some properties of fuzzy sets of type-2," *Information and Control*, Vol. 31, 1976, pp. 312-340.
- [Mond-07] G. Mondal, K. Gopakumar, P. N. Tekwani, and E. Levi, "A reduced switch count five-level inverter with common mode voltage elimination for an open-end winding induction motor drive", *IEEE Transactions on industrial electronics.*, Vol. 54, No. 4, August 2007, pp. 2344-2351.
- [Mong-07] S. B. Monge, S. Somavilla, J. Bordonau and D. Boroyevich, "Capacitor voltage balance for the neutral-point-clamped converter using the virtual space vector concept with optimized spectral performance," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 22, No. 4, July 2007, pp. 1128-1135.
- [Naba-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.
- [Nade-11] H. Nademi, A. Das, L. Norum, "Nonlinear observer-based capacitor voltage estimation for sliding mode current controller in NPC multilevel converters", *Proc. IEEE Conf. on PowerTech*, 2011, pp. 1-7.
- [Nagu-10] M. F. Naguib, L. Lopes, "Harmonics reduction in current source converters using fuzzy logic", *IEEE Trans. Power Electron*, Vol. 25, No. 1, 2010, pp. 158-167.
- [Newt 98] C. Newton, M. Summer, "Neutral point control for multi-level inverters: theory, design and operational limitations", *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, New Orleans, Louisiana, October 5-7, 1997, pp. 1336-1343.
- [Orfa-11] G. I. Orfanoudakis, S. M. Sharkh, M. A. Yuratich, "Circuit for reducing devices voltage stress due to DC-link capacitor voltage ripple in a Neutral-Point-Clamped inverter", *Proc. 14th European Conf, on Power Electronics and Applications EPE*, 2011, pp. 1-10.
- [Oudj-12] Z. Oudjebour, E. M. Berkouk, E. M. Mahmoudi "Stabilization by new control technique of the input DC voltages of five-level diode-clamped inverters. Application to double star induction machine", *IEEE Conf. on Environment Friendly Energies and Applications*, 2012, pp. 541-544.
- [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.
- [Pere-04] M. Perez, R. Ortega and J. R. Espinoza, "Passivity-based PI control of switching power converters", *IEEE Trans. Contr. Syst. Techn.*, Vol. 12, No. 6, 2004, pp. 881-890.
- [Pou-02] J. Pou, D. Boroyevich and R. Pindado, "New feedforward space-vector PWM method to obtain balanced AC output voltages in a three-level neutral-point-clamped converter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 49, No. 5, October 2002, pp. 1026-1034.
- [Pou-07] J. Pou, J. Zaragoza, P. Rodriguez, S. Ceballos, V. M. Sala, R. P. Burgos and D. Boroyevich, "Fast-Processing Modulation Strategy for the neutral-point-clamped converter with total elimination of low-frequency voltage oscillation in the neutral point", *IEEE Trans. Electron*, Vol. 54, No. 4, 2007, pp. 2288-2293.
- [Pour-12] E. Pouresmaeil, D. Montesinos-Miracle, O. Gomis-Bellmunt, "Control scheme of three-level NPC inverter for integration of renewable energy resources into AC grid", *IEEE Systems Journal*, Vol. 6, No. 2, 2012, pp. 242-253.
- [Rick-09] J. T. Rickard, J. Aisbett, G. Gibbon, "Fuzzy subethood for fuzzy sets of type-2 and generalized type-n", *IEEE Trans. Fuzzy Syst.*, Vol. 17, No. 1, 2009, pp. 50-60.
- [Rodr-05] J. R. Rodriguez, J. W. Dixon, J. R. Espinoza, J. Pontt and P. Lezana, "PWM regenerative rectifiers: state of the art", *IEEE trans. Ind. Electron*. Vol. 52, No. 1, 2005, pp. 5-22.

- [Rub-10] H. Abu-Rub, J. Holtz, J. Rodriguez, Ge. Baoming, "Medium-voltage multilevel converters-state of the art, challenges, and requirements in industrial applications", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 57, No. 8, 2010, pp. 2581-2596.
- [Saeed-07] M. Saeedifard, R. Iravani, and J. Pou, "Analysis and control of DC-capacitor-voltage-drift phenomenon of a passive front-end five-level converter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 54, No. 6, December 2007, pp. 3255-3266.
- [Sand-12] G. Sandoval, H. Miranda, G. Espinosa-Pe-rez, V. Cardenas, "Passivity-based control of an asymmetric nine-level inverter for harmonic current mitigation", *IET on Power Electronics*, Vol. 5, No. 2, 2012, pp. 237-247.
- [Sang-12] C. Sanghun, M. Saeedifard, "Capacitor voltage balancing of flying capacitor multilevel converters by space vector PWM", *IEEE Trans. on Power Delivery*, Vol. 27, No. 3, 2012, pp. 1154-1161.
- [Sapi-07] A. Sapin, P. K. Steimer, J. J. Simond, "Modeling, simulation, and test of a three-level voltage-source inverter with output LC filter and direct torque control", *IEEE Trans. Indust. Applica*, Vol. 43, No. 2, 2007, pp. 469-475.
- [Shen-11] Jie Shen, S. Schröder, R. Rösner, S. El-Barbari, "A comprehensive study of neutral-point self-balancing effect in neutral-point-clamped three-level inverters", *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 26, No. 11, 2011, pp. 3084-3095.
- [Shi-05] K. L. Shi and H. Li, "Optimized PWM strategy based on genetic algorithms," *IEEE Transactions on industrial Electronics*, Vol. 52, No. 5, October 2005, 1458-1461.
- [Shib-98] N. P. Schibli, T. Nguyen, and A. C. Rufer, "A three-phase multilevel converter for high-power induction motors", *IEEE Transactions on power electronics*, Vol. 13, No.5, September 1998, pp.978-985.
- [Shuk-10] A. Shukla, A. Ghosh, A. Joshi, "Flying-capacitor-based chopper circuit for DC capacitor voltage balancing in diode-clamped multilevel inverter", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 57, No. 7, 2010, pp. 2249-2261.
- [Sira-11] W. Sirattanawichaikul, Y. Kumsuwan, S. Premrudeepreechacharn, B. Wu, "A carrier-based PWM strategy for three-level neutral-point-clamped voltage source inverters", *Proc. IEEE Conf. on Power Electronics and Drive Systems*, 2011, pp. 3495-3500.
- [Siri-02] S. Sirisukprasert, J. S. Lai and T. H. Liu, "Optimum harmonic reduction with a wide range of modulation indexes for multilevel converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 49, No. 4, August 2002, pp. 875-881.
- [Soto-01] D. E. Soto-Sanchez and T. C. Green, "Voltage balance and control in a multi-level unified power flow controller," *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 16, No. 4, October 2001, 732-738.
- [Stal-11] R. Stala, "Application of balancing circuit for DC-link voltages balance in single-phase diode-clamped inverter with two three-level legs", *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 58, No. 9, 2011, pp. 4158-4195.
- [Talh-04] A. Talha, "Etude de différentes cascades de l'onduleur à sept niveaux à structure NPC. Application à la conduite d'une machine synchrone à aimants permanents", these de doctorat, Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, 2004.
- [Talh-05] A. Talha, E. M. Berkouk, M. S. Boucherit, "Study and control of two-level PWM rectifier-clamping bridge-seven-level NPC VSI cascade: application to PMSM speed control", *European Transactions on Electrical Power*, Vol. 16, Issue 1, Oct. 2005, pp. 93-107.
- [Taka-85] L. Takahachi, T. Noguchi, "A New quick response and high efficiency strategy of induction motor", *IAS*. 1985, pp. 3001-3011.
- [Tolb-99] L. M. Tolbert, F. Z. Peng, and T. G. Habetler, "Multilevel converters for large electric drives", *IEEE Trans. Ind. Applic.*, Vol. 35, No. 3, 1999, pp. 36-43.
- [Vas-90] P. Vas, "Vector control of AC machines", Oxford Science Publication, New york 1990.
- [Vide-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.

- [Walk-99] G. Walker, and G. Ledwich, "Bandwidth considerations for multilevel converters", IEEE Transactions on power electronics, Vol. 14, No. 1, January 1999, pp. 74-81.
- [Wu-04] D. Wu, and W. W. Tan, "A type-2 fuzzy logic controller for the liquid-level process," Proceedings of IEEE FUZZ Conference, Budapest, Hungary, July 2004, pp. 953-958.
- [Wu-02] H. Wu, and J. M. Mendel, "Uncertainty bounds and their use in the design of interval type-2 fuzzy logic systems," IEEE Transactions on Fuzzy Systems, Vol. 10, No. 5, October 2002, pp. 622-639.
- [Wu-11-1] D. Wu, J. M. Mendel, , "Linguistic summarization using IF-Then rules and interval type-2 fuzzy sets", IEEE Trans. on Fuzzy systems, Vol. 19, No. 1, 2011, pp. 136-151.
- [Wu-11-2] D. Wu, J. M. Mendel, , "On the continuity of type-1 and interval type-2 fuzzy logic systems", IEEE Trans. on Fuzzy systems, Vol. 19, No. 1, 2011, pp. 179-192.
- [Yaco 02] L. Yacoubi, K. Al-Haddad, F. Fnaiech, L. A. Dessaint, "Adaptive nonlinear control law applied to a three-phase NPC boost rectifier operating under severe conditions", Annual 33th Power Electronics Specialists Conference, PESC, 2002, Vol.2, pp. 785-790.
- [Yaco-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.
- [Yaco-06] L. Yacoubi, K. Al-Haddad. L. A. Dessaint and F. Fnaiech, "Linear and nonlinear control techniques for a three-phase three-level NPC boost rectifier", IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 53, No. 6, 2006, pp. 1908-1918.
- [Yama-02] I. Yamamoto, K. Matsu, M. Hasegawa, H. Mori, and F. Ueda, "Individual DC 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.
- [Yama-05] I. Yamamoto, K. Matsui, S. Yamaguchi, H. Mori, and F. Ueda, "Five level inverter having only double DC power supplies", European Conference on Power Electronics and Applications EPE, Dresden, Germany, September 2005, pp. 1-8.
- [Yong-06] Meng. YongQing, Liu. Zheng, Shen ChuanWen, Liang. Yi, Su. YanMin, Yu. Ting, "Study in mathematical model and Lyapunov-based control for three-level NPC voltage-source rectifier", Proc. IEEE international Symposium. on Industrial Electronics, Vol. 2, 2006, pp. 1949-1954.
- [Yoon-11] Ko. Yoon-Hyuk, P. Byoung-Gun, K. Rae-Young, H. Dong-Seok, J. Ha-Jin, "A simple space vector PWM scheme with neutral point balancing for three-level neutral point clamped inverter", Industry Applications Society Annual Meeting (IAS), 2011, pp.1-6.
- [Zaim-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; 4(6): 736-44.
- [Zaim-07] Zaimeddine RABAH, "Contrôle direct du couple d'une machine asynchrone alimentée par des onduleurs multi-niveaux", Thèse de Doctorat en science de l'Ecole National Polytechnique d'Alger, Algérie, 2007.
- [Zade-65] L.A. Zadeh, "Fuzzy sets", Information and control, vol 8, pp.338 - 353, 1965.
- [Zade-75] L. Zadeh, "The concept of a linguistic variable and its application to approximate reasoning," Information Sciences, Vol. 8,1975, pp.199-249.
- [Zhao-04] J. X. Zhao, L. Luo, X. Ma, S. Wan, "A new control strategy of unity power factor for three phase pwm rectifier system", 30th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics society, 2004, IECON 2004, vol. 1, pp.709-714, November 2004.
- [Zhou-01] D. Zhou and D. G. Rouaud, "Experimental comparisons of space vector neutral point balancing strategies for three-level topology," IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 16, No. 6, November 2001, pp. 872-879.
- [Zolgh-97] M. R. Zolghadri, "Contrôle direct du couple des actionneurs synchrones," Thèse de doctorat, INP Grenoble 1997.

ملخص:

تدرس هذه الأطروحة محولات التواتر ذات موج ذي خمسة مستويات و تركيبة ذات النقطة الحياضية المتراوحة في حالة تغذيتها لماكينة لا متوازنة. في البداية, نقدم عدة تنالي لمحوالات تتضمنن مقومات PWM. التحكم في توترات الخروج لكل مقومات المدخل يتم بواسطة منظمات خطية و غير خطية مثل المنطق الغامض من الطراز-2. كما ننبه بصفة خاصة إلى مشكل عدم استقرار التوترات المستمرة في مدخل الموج ذي الخمسة مستويات و تركيبة ذات النقطة الحياضية المتراوحة.

في هذا الإطار تم اقتراح طريقتين من أجل تحقيق التوازن بين توترات مدخل الموج. الأولى تعتمد على تطوير إستراتيجية التحكم المباشر للعزم لماكينة لا متوازنة تمكننا من التحكم في التوترات المستمرة لمدخل الموج إضافة إلى التحكم في العزم و التدفق المغناطيسي للماكينة. هذه الإستراتيجية تعتمد أساسا على الوضعيات التكرارية لتوتر الموج التي تعطي نفس الشعاع ولكن لها تأثير مختلف على توتر المكثفات في مدخل الموج. أما الطريقة الثانية فتتلخص في ربط دارات توازن في مدخل الموج.

النتائج المتحصل عليها من مختلف الاستراتيجيات المقترحة تبين إمكانية استعمال الموج ذي الخمسة مستويات و تركيبة ذات النقطة الحياضية المتراوحة لإنشاء محولات تواتر لها القدرة على إنتاج توترات ذات نوعية توافقية عالية و عامل استطاعة واحد من جهة الشبكة الكهربائية.

المصطلحات : ماكينة لا متوازنة - موج ذي خمسة مستويات و تركيبة ذات النقطة الحياضية المتراوحة - أنظمة غامضة من الطراز 2 - التحكم المباشر للعزم - دارات التوازن.

Résumé :

La présente thèse traite les convertisseurs de fréquence à onduleur à 5-niveaux à structure NPC alimentant une machine asynchrone. En premier lieu, plusieurs cascades à base de redresseurs MLI sont présentées. La commande de la tension de sortie de ces redresseurs est effectuée par des régulateurs linéaire et non linéaire tels que la logique floue type-2. Une attention particulière est portée sur le problème d'instabilité des tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC.

Deux méthodes d'équilibrage des tensions d'entrée de l'onduleur sont proposées dans ce cadre. La première repose sur le développement d'une commande directe du couple (DTC) de la MAS, permettant le contrôle du bus continu de l'onduleur à 5-niveaux en plus du control du couple et du flux de la machine asynchrone. Cet algorithme est basé sur les redondances des états de l'onduleur, produisant le même vecteur de tension de sortie, mais des effets opposés sur les tensions des condensateurs d'entrée de l'onduleur. La deuxième méthode consiste à ajouter des circuits auxiliaires au filtre d'entrée de l'onduleur.

Les résultats obtenus des différents algorithmes de réglage développés montrent que l'onduleur à 5-niveaux peut être utilisé dans les variateurs de fréquence avec un faible THD et un facteur de puissance quasi unitaire côté réseaux

Mots clés : Machine Asynchrone – Onduleur à cinq niveaux à structure point neutre flottant (NPC) – Systèmes flous type 2 – commande directe du couple (DTC) – Circuit d'équilibrage.

Abstract:

This thesis treats the five-level NPC converters supplying an induction machine. Initially, several cascades based on PWM rectifiers are presented. The control of the output voltage for these rectifiers is carried out by linear and non linear regulators like Fuzzy logic type-2. A particular attention is focused on instability problem of the input DC voltages of the five-level NPC inverter.

Two strategies to equilibrate the input voltages of the inverter are proposed within this work. The first is based on the development of a direct torque control (DTC) of IM fed by five-level converter, it allows not only controlling the electromagnetic state (torque and flux) of the IM, but also the functional quantities of the inverter like capacitor voltages. This approach is based on redundant states, which produces the same output voltage vector, but the voltage evolution for a given input capacitor will be different. The second method is consisting to add balancing circuits to the intermediate capacitive filter voltages.

The results obtained with proposed algorithms show that the five-level frequency converters are able to provide output voltages with better harmonic quality and, at the same time to drawing nearly sinusoidal line currents with unity power factor.

Keywords: Induction machine - Five-level neutral point clamped (NPC) inverter – Type-2 fuzzy systems – Direct Torque Control (DTC) – Balancing circuit.