

REPUBLIQUE ALGERIÈNNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF DE M'SILA
FACULTE DES SCIENCES ET SCIENCES DE L'INGÉNIEUR

DEPARTEMENT D'ÉLECTROTECHNIQUE

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU
DIPÔLME D'INGENIEUR D'ÉTAT EN GENIE ELECTROTECHNIQUE

OPTION: ELECTROMÉCANIQUE

THÈME

COMMANDE PAR MODE GLISSANT DES CHANGEURS DE
FRÉQUENCE UTILISANT L'ONDULEUR DE TENSION À CINQ
NIVEAUX À DIODES FLOTTANTES

Présenté par :

GHADBANE Ismail
AOUFI Ahmed

Proposé et dirigé par :

M^r. BARKATI Said

ANNÉE UNIVERSITAIRE: 2007/2008

Remerciements

Nos remerciements vont premièrement à ALLAH tout puissant pour la volonté, la santé et la patience, qu'il nous a donné durant toutes ces longues années.

Nous tenons de remercier très chaleureusement Monsieur Barkati Saïd, pour avoir encadré nos travaux de fin d'étude. Qu'il soit remercié pour les efforts qu'il a déployés pour l'orientation de ces travaux. Ses remarques pertinentes et ses conseils constructifs ont largement contribué à l'aboutissement de nos résultats. Qu'il reçoive ici le témoignage de toutes nos grâces pour ses grandes qualités humaines et scientifiques et pour son soutien morale et technique

Nos remerciements et toute nos grâces s'adressent à tous les collègues et les enseignants du département d'électrotechnique de M. Sila
Nous remercions tous les membres du jury qui ont accepté de juger notre travail et pour l'intérêt qu'il porte à ce dernier

Ismail et Ahmed

SOMMAIRE

Liste des symboles

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

Chapitre I

Modélisation de la machine asynchrone triphasée

I.1. Introduction.....	3
I.2. Description du modèle.....	3
I.3. Modélisation de la machine asynchrone	4
I.3.1. Hypothèses simplificatrices	4
I.4. Equations générales	4
I.4.1. Equations électriques.....	5
I.4.2. Équations magnétiques.....	6
I.4.3. Équations mécaniques	8
I.5. Transformation de Park	8
I.5.1.1. Equations électriques	10
I.5.1.2. Equations magnétiques.....	11
I.5.1.3. Expression du couple électromagnétique	12
I.6. Définition des différents référentiels	12
I.6.1. Référentiel fixe par rapport au stator	12
I.6.2. Référentiel fixe par rapport au rotor.....	13
I.6.3. Référentiel fixe par rapport au champ tournant.....	13
I.7. Représentation d'état.....	13
I.8. Simulation de la machine asynchrone.....	15
I.9. Résultats de la simulation	15
I.9.1. Démarrage à vide	15
I.8.2. Fonctionnement en charge ($C_r=10N.m$)	16
I.10. Interprétations des résultats.....	17
I.11. Conclusion	17

Chapitre II

Modélisation et commande de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes

II.1. Introduction	18
II.2. Modélisation de l'onduleur à diodes flottantes à cinq niveaux	18
II.2.1. Structure de l'onduleur à cinq niveaux	18
II.2.2. Différentes configurations de l'onduleur à cinq niveaux	19
II.2.2. Différentes configurations de l'onduleur à cinq niveaux	20
II.2.2. Différentes configurations de l'onduleur à cinq niveaux	21
II.2.3. Hypothèse.....	21
II.2.4. Commande complémentaire	21
II.2.5. Fonction de connexion	22
II.2.6. Modèle de connaissance.....	22
II.4. Stratégies de commande de l'onduleur à cinq niveaux	25
II.4.1. Commande triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses bipolaires	25
II.4.1.1. Principe de la stratégie.....	25
II.4.1.2. Algorithme (1) de commande.....	26
II.4.1.3. Algorithme (2) de commande.....	28
II.4.1.4. Interprétations des résultats	31
II.4.2. Modulation vectorielle	31
II.4.2.1. Principe.....	31
II.4.2.2 Algorithme de commande.....	32
II.4.2.3. Interprétation des résultats	34
II.4.3. Commande par hystérésis en courant.....	34
II.4.3.1. Principe.....	34
II.4.3.2. Algorithme de commande.....	35
II.4.2.3. Interprétations des résultats	37
II.5. Conclusion.....	38

Chapitre III

Asservissement linéaire des cascades à cinq niveaux

III.1. Introduction	39
III.2.1. Modélisation du redresseur de courant à MLI à deux niveaux	41
III.2.2. Modélisation du filtre intermédiaire	42
III.2.3. Asservissement du redresseur de courant à deux niveaux à MLI	43
III.2.3.1. Principe général.....	43
III.2.3.2. Asservissement du redresseur triphasé à deux niveaux à MLI	44

III.2.3.3. Résultats de la simulation	47
III.2.2.4. Interprétations des résultats.....	50
III.3. Cascade utilisant un redresseur de courant à MLI à trois niveaux	50
III.3.1. Modélisation du redresseur de courant à MLI à trois niveaux.....	51
III.3.2. Stratégie de commande triangulo- sinusoïdale	52
III.3.3. Modélisation du filtre intermédiaire	52
III.3.4. Asservissement du redresseur de courant à trois niveaux à MLI	53
III.2.4.1. Principe général.....	53
III.3.5. Asservissement du redresseur triphasé à trois niveaux à MLI	54
III.3.6. Résultats de la simulation.....	54
III.3.7. Interprétation des résultats :	56
III.4. Cascade utilisant un redresseur de courant à MLI à cinq niveaux	57
III.4.1. Modélisation du redresseur de courant à MLI à cinq niveaux	57
III.4.2. Modélisation du filtre intermédiaire	58
III.4.3. Asservissement du redresseur de courant à cinq niveaux à MLI	59
III.4.3.1. Principe général.....	59
III.4.3.2. Asservissement du redresseur triphasé à cinq niveaux à MLI	60
III.4.4. Résultats de la simulation.....	60
III.4.5. Interprétation des résultats	62
III.5. Cascade utilisant deux redresseurs de courant à MLI à deux niveaux	63
III.5.1. Modélisation du filtre intermédiaire	63
III.5.2. Asservissement des deux redresseurs à deux niveaux à MLI	64
III.5.3. Résultats de simulation	64
III.5.4. Interprétation des résultats	66
III.6. Cascade utilisant quatre redresseurs de courant à MLI à deux niveaux	67
III.6.1. Modélisation du filtre intermédiaire	67
III.6.2. Asservissement des quatre redresseurs à deux niveaux à MLI	68
III.6.3. Résultats de la simulation.....	68
III.6.4. Interprétations des résultats.....	70
III.7. Utilisation du pont résistif pour la cascade utilisant un redresseur à deux niveaux.....	70
III.7.1. Principe de commande des interrupteurs.....	70
III.7.2. Résultats de simulation	71
III.7.3. Interprétations des résultats.....	73
III.8. Utilisation du pont résistif pour la cascade utilisant un redresseur à trois niveaux	74
III.8.1. Principe de commande des interrupteurs.....	74
III.8.2. Résultats de simulation	75
III.8.3. Interprétations des résultats.....	76
III.9. Utilisation du pont résistif pour la cascade utilisant deux redresseurs à deux niveaux.....	77
III.9.1. Principe de commande des interrupteurs.....	77
III.9.2. Résultats de simulation :	77
III.9.3. Interprétation des résultats	80
III.10. Utilisation du pont d'équilibrage à inductances pour la cascade à un redresseur à deux niveaux.....	80
III.10.1. Principe de commande des interrupteurs.....	81
III.10.2. Résultats de simulation.....	82
III.10.3. Interprétations des résultats.....	84
III.11. Utilisation du pont d'équilibrage à inductances pour la cascade utilisant un redresseur à trois niveaux	85
III.11.1. Principe de commande des interrupteurs	85
III.11.2. Résultats de simulation	86
III.11.3. Interprétation des résultats.....	88
III.12. Utilisation du pont d'équilibrage à inductances pour la cascade utilisant deux redresseurs à deux niveaux	88
III.12.1. Principe de commande des interrupteurs.....	88
III.12.2. Résultats de simulation.....	89
III.12.3. Interprétations des résultats	91
III.13. Conclusion	92

Chapitre IV

Asservissement non linéaire des cascades à cinq niveaux

IV.1. Introduction.....	94
IV.2. Topologie utilisant un seul redresseur	96
IV.2.1. Cascade utilisant un seul redresseur de courant à MLI à deux niveaux.....	97
IV.2.1.1. Boucle de contrôle de la tension.....	97
IV.2.1.2. Boucle de contrôle des courants	97

IV.2.1.3. Résultats de simulation	98
IV.2.1.4. Interprétations des résultats.....	100
IV.2.2. Cascade utilisant un seul redresseur de courant à MLI à trois niveaux	101
IV.2.2.1. Boucle de contrôle de la tension.....	101
IV.2.2.2. Boucle de contrôle des courants	102
IV.2.2.3. Résultats de simulation	103
IV.2.2.4. Interprétations des résultats.....	104
IV.2.3. Cascade utilisant un seul redresseur de courant à MLI à cinq niveaux	105
IV.2.3.1. Boucle de contrôle de la tension.....	105
IV.2.3.2. Boucle de contrôle des courants	106
IV.2.3.3. Résultats de simulation	107
IV.2.3.4. Interprétations des résultats.....	109
IV.3. Topologie utilisant deux redresseurs	109
IV.3.1. Cascade utilisant deux redresseurs de courant à MLI à deux niveaux.....	109
IV.3.1.1. Boucle de contrôle de la tension.....	109
IV.3.1.2. Boucle de contrôle des courants	110
IV.3.1.3. Résultats de simulation	111
IV.3.1.4. Interprétations des résultats.....	113
IV.4. Topologie utilisant quatre redresseurs	113
IV.4.1. Cascade utilisant quatre redresseurs de courant à MLI à deux niveaux.....	113
IV.4.1.1. Boucle de contrôle de la tension.....	113
IV.4.1.2. Boucle de contrôle des courants	115
IV.4.1.3. Résultats de simulation	116
IV.4.1.4. Interprétations des résultats.....	117
IV.5. Utilisation du pont résistif pour la cascade utilisant un redresseur à deux niveaux	118
IV.5.1. Résultats de simulation	118
IV.5.2. Interprétation des résultats	120
IV.6. Utilisation du pont résistif pour la cascade utilisant un redresseur à trois niveaux.....	120
IV.6.1. Résultats de simulation	120
IV.6.2. Interprétations des résultats.....	122
IV.7. Utilisation du pont résistif pour la cascade utilisant deux redresseurs à deux niveaux	122
IV.7.1. Résultats de simulation :	122
IV.7.2. Interprétations des résultats :	125
IV.8. Utilisation du pont d'équilibrage à inductances pour la cascade utilisant un redresseur à trois niveaux	125
IV.8.1. Résultats de simulation	125
IV.8.2. Interprétations des résultats.....	127
IV.9. Utilisation du pont d'équilibrage à inductances pour la cascade utilisant deux redresseurs à deux niveaux.....	128
IV.9.1. Résultats de simulation	128
IV.9.2. Interprétations des résultats.....	130
IV.10. Conclusion	130
Conclusion générale.....	131
ANNEXE I	
Bibliographie	

Liste des symboles

MAS	Machine asynchrone.
s, r	Indices correspondants au stator et au rotor
a _s , b _s , c _s	Indices correspondants au trois phases du stator.
a _r , b _r , c _r	Indices correspondants au trois phases du rotor.
r _r , r _s	Résistances statorique et rotorique.
θ	Angle entre le stator et le rotor.
L_s	Inductance propre d'une phase statorique.
L_r	Inductance propre d'une phase rotorique.
L_{ms}	Inductance mutuelle entre phases statoriques
L_{mr}	Inductance mutuelle entre phases rotoriques
L_{sr}	Inductance mutuelle entre phases statoriques et rotoriques.
J	Moment d'inertie
Ω	Vitesse mécanique de la machine.
ω_s	Pulsation électrique statorique.
Ω_r	Pulsation électrique rotorique.
P	Nombre de paires de pôles de la machine.
C_r	Couple résistant.
C_{em}	Couple électromagnétique
ϕ_r, ϕ_s	Flux statorique et rotorique.
$T_r = L_r / r_r$	Constante de temps rotorique.
$V_{abcr}(V)$	Tension rotorique phase a, b ou c.
$V_{dqr}(V)$	Tension rotorique sur l'axe d ou q.
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion.
$U_c(V)$	Source de tension continue de l'onduleur.
$V_{réf123}(V)$	Tension de référence 1, 2 ou 3 (sinusoïdal).
$V_p(V)$	Porteuse triangulaire.
$\omega(rad / s)$	Pulsation électrique
m	Indice de modulation.
r	Taux de modulation.
I_d	Courant d'entrée de l'onduleur
Δ_s	Bande d'hystérésis
I_{red}	Courant redressé
U_{red}	Tension redressée
i_{resk}	Courant de réseau
i_{ch}	Courant de la charge
S	Surface de glissement

Introduction générale

Au cours de ces dernières années, un intérêt particulier a été porté sur les systèmes de l'électronique de puissance. Une des principales raisons de cet intérêt est la prolifération des équipements électriques tant dans les domaines industriels et domestiques.

Les processus électriques de puissance fonctionnant sous moyenne ou haute tension (les entraînements réglés pour trains TGV, les moteurs asynchrones pour souffleries, les broyeurs de matériaux ...) exigent généralement une source de tension triphasée réglable en amplitude et parfois même en fréquence. Ces sources de tension peuvent être réalisées par des onduleurs à deux niveaux.

Cependant, cette solution nécessite le groupement en série et/ou en parallèle de plusieurs composants électroniques de puissance qui techniquement peuvent poser des problèmes suite à la dispersion des caractéristiques de ces composants.

Pour palier à ce problème, une nouvelle structure est mise en oeuvre, grâce à l'évolution remarquable des performances des semi-conducteurs, à savoir la structure d'onduleur multi niveaux cette structure est utilisée dans les fortes puissances et/ou haute tension.

Un projet remarquable d'avenir est le SWISMETRO dans lequel, plusieurs cascades de convertisseurs NPC permettent l'alimentation de moteurs linéaires pour la propulsion pour une puissance de 8MVA. Ce métro utilisé pour le transport public permettra de relier plusieurs villes de Suisse et pourra atteindre des vitesses de 500 km/h. [1]

Plusieurs structures sont proposées pour ces onduleurs, à savoir : les onduleurs multiniveaux à cellules imbriquées, à diodes flottantes et ceux à structure NPC. Dans le cadre de notre travail on va utiliser l'onduleur de tension à cinq niveaux à diodes flottantes, pour objectif de stabiliser ces quatre tensions continues d'entrée, pour cela l'étude, sera axée sur la génération de ces quatre tensions d'entrée par plusieurs redresseurs à MLI à deux, trois ou cinq niveaux commandés de différentes manières.

Nous avons organisé cette mémoire en quatre chapitres comme suit :

Le premier chapitre sera consacré à la modélisation de la machine asynchrone alimentée depuis le réseau, dans celui-ci nous allons tirer toutes les équations nécessaires de cette machine, ensuite nous donnerons les différentes simulations pour pouvoir connaître le comportement dynamique de la machine.

Dans le deuxième, nous présenterons la modélisation de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes et les différentes stratégies de commande, tel que la modulation de largeurs d'impulsions MLI basée sur la technique triangulo- sinusoïdale, la commande vectorielle et puis par hystérésis de courant. Cette partie est consacrée à la conception d'une stratégie de commande qui permet de

donner une meilleure forme de la tension de sortie de l'onduleur avec une meilleure qualité spectrale.

Le troisième chapitre est consacré à l'asservissement des redresseurs utilisés dans les cascades qui utilisent un, deux ou quatre redresseurs, basés sur l'asservissement de la tension de sortie et celui des courants de réseau, pour cela on utilisera des régulateurs linéaires PI, et dans certains cas cette régulation ne donnant pas la stabilité des tensions d'entrée de l'onduleur, on utilisera des ponts auxiliaires ou ponts de clamping insérés entre le ou les redresseurs et l'onduleur.

Le quatrième chapitre, a pour but d'améliorer les résultats obtenus dans le troisième chapitre et présenter d'autres régulateurs de tension et de courant de type non linéaire par mode glissant.

Une conclusion générale clôturera ce mémoire en faisant un bilan des commandes proposées.

Chapitre I

Modélisation de la Machine Asynchrone Triphasée

I.1. Introduction

Le comportement électrique et dynamique d'un système quelconque ne peut être étudié que s'il est possible de le définir par un modèle mathématique, c'est ce qu'on appelle modélisation. Il est donc évident que cette étape de modélisation est un passage indispensable pour concevoir des systèmes de commande performants.

A cet effet, nous avons pris comme point de départ un rappel du modèle mathématique de la machine généralisée, suivi de la simplification des équations par la transformation de Park, en vue d'une modélisation de la machine asynchrone triphasée en machine biphasée équivalente. Après un choix convenable du référentiel, on déduit le modèle de machine asynchrone alimentée en tension [2]

I.2. Description du modèle

La machine asynchrone est constituée de deux armatures, une armature fixe dite stator et une autre mobile dite rotor. Au même titre, le stator, aussi bien que le rotor contient trois enroulements identiques séparés par un angle de 120° . Les phases statoriques et rotoriques sont séparées par un angle électrique θ . Chaque phase, statorique ou rotorique est représentée par une bobine diamétrale.

Le stator est alimenté soit par une source de tension sinusoïdale ou par un onduleur de tension ou de courant.

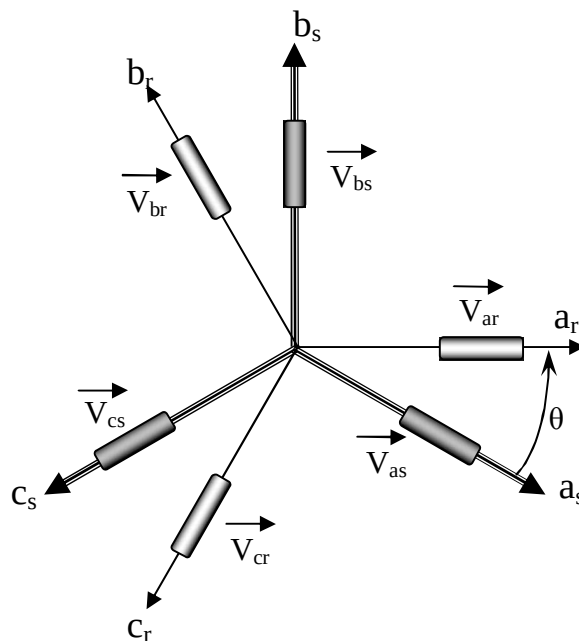


Figure (I.1) Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.

En notant que :

r et s : indices respectifs du rotor et du stator,

a_s, b_s et c_s : font référence au stator,

a_r, b_r , et c_r : font référence au rotor,

V_{as}, V_{bs} et V_{cs} : les tensions appliquées au trois phases statoriques,

V_{ar}, V_{br} et V_{cr} : les tensions des trois phases rotoriques,

θ : angle électrique entre une phase statorique et une phase rotorique.

I.3. Modélisation de la machine asynchrone

I.3.1. Hypothèses simplificatrices

A fin de simplifier la modélisation de la machine, on va admettre les hypothèses simplificatrices suivantes [2]:

- entrefer constant ;
- effet des encoches négligé ;
- distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer ;
- circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante ;
- pertes ferromagnétiques négligeables ;
- l'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte ;

Parmi les conséquences importantes des hypothèses, on peut citer :

- l'additivité des flux ;
- la constance des inductances propres ;

I.4. Equations générales

Le comportement de la machine asynchrone est entièrement défini par trois types d'équations à savoir :

- Les équations électriques.
- Les équations magnétiques.
- Les équations mécaniques.

I.4.1. Equations électriques

Les équations électriques de tension des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques sont:

$$\begin{cases} V_{as} = r_s i_{as} + \frac{d\phi_{as}}{dt} \\ V_{bs} = r_s i_{bs} + \frac{d\phi_{bs}}{dt} \\ V_{cs} = r_s i_{cs} + \frac{d\phi_{cs}}{dt} \end{cases} \quad (I.1)$$

$$\begin{cases} V_{ar} = r_r i_{ar} + \frac{d\phi_{ar}}{dt} \\ V_{br} = r_r i_{br} + \frac{d\phi_{br}}{dt} \\ V_{cr} = r_r i_{cr} + \frac{d\phi_{cr}}{dt} \end{cases} \quad (I.2)$$

Avec :

r_s, r_r : Résistances statorique et rotorique .

ϕ_{abcs} et ϕ_{abcr} : Flux statorique et rotorique.

Les équations (I.1) et (I.2) se présentent naturellement sous forme matricielle:

Pour le stator

$$\begin{pmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \end{pmatrix} \quad (I.3)$$

Ou :

$$[V_{abcs}] = [R_s] [i_{abcs}] + \frac{d}{dt} [\phi_{abcs}] \quad (I.4)$$

Pour le rotor

$$\begin{pmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_r & 0 & 0 \\ 0 & r_r & 0 \\ 0 & 0 & r_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \phi_{ar} \\ \phi_{br} \\ \phi_{cr} \end{pmatrix} \quad (I.5)$$

Ou :

$$[V_{abc r}] = [R_r] [i_{abc r}] + \frac{d}{dt} [\phi_{abc r}] \quad (I.6)$$

I.4.2.Équations magnétiques

La matrice des inductances établit la relation entre les flux et les courants, elle comporte 36 coefficients non nuls dont la moitié dépend du temps, par l'intermédiaire de θ (position du rotor). Soit:

$$\begin{pmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \\ \phi_{ar} \\ \phi_{br} \\ \phi_{cr} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} l_s & L_{ms} & L_{ms} & L_{m1} & L_{m3} & L_{m2} \\ L_{ms} & l_s & L_{ms} & L_{m2} & L_{m1} & L_{m3} \\ L_{ms} & L_{ms} & l_s & L_{m3} & L_{m2} & L_{m1} \\ L_{m1} & L_{m2} & L_{m3} & l_r & L_{mr} & L_{mr} \\ L_{m3} & L_{m1} & L_{m2} & L_{mr} & l_r & L_{mr} \\ L_{m2} & L_{m3} & L_{m1} & L_{mr} & L_{mr} & l_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{pmatrix} \quad (I.7)$$

Tel que :

l_s : L'inductance propre d'une phase statorique ;

l_r : L'inductance propre d'une phase rotorique ;

L_{ms} : L'inductance mutuelle entre phases statoriques ;

L_{mr} : L'inductance mutuelle entre phases rotoriques .

avec:

$$L_{m1} = L_{msr} \cos(\theta)$$

$$L_{m2} = L_{msr} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3})$$

$$L_{m3} = L_{msr} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3})$$

Ou:

L_{msr} : C'est la valeur maximale de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.

La matrice d'inductances est composée de quatre sous matrices :

$$\begin{pmatrix} \phi_{abcs} \\ \phi_{abcr} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} [L_s] & [L_{msr}] \\ [L_{mrs}] & [L_r] \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{abcs} \\ i_{abcr} \end{pmatrix} \quad (\text{I.8})$$

Avec :

La matrice des inductances statoriques :

$$[L_s] = \begin{pmatrix} l_s & L_{ms} & L_{ms} \\ L_{ms} & l_s & L_{ms} \\ L_{ms} & L_{ms} & l_s \end{pmatrix} \quad (\text{I.9})$$

La matrice des inductances rotoriques :

$$[L_r] = \begin{pmatrix} l_r & L_{mr} & L_{mr} \\ L_{mr} & l_r & L_{mr} \\ L_{mr} & L_{mr} & l_r \end{pmatrix} \quad (\text{I.10})$$

La matrice des inductances mutuelles :

$$[L_{msr}] = [L_{mrs}]^T = L_m \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{pmatrix} \quad (\text{I.11})$$

Ou de manière plus raccourcie :

$$\begin{cases} [V_{abcs}] = [r_s][i_{abcs}] + (d/dt)[\phi_{abcs}] \\ [V_{abcr}] = [r_r][i_{abcr}] + (d/dt)[\phi_{abcr}] \end{cases} \quad (\text{I.12})$$

Nous pouvons à présent écrire le système matriciel électrique suivant dans le repère a, b, c :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \\ V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & r_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & r_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \\ \phi_{ar} \\ \phi_{br} \\ \phi_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{I.13})$$

I.4.3. Équations mécaniques

Pour étudier les phénomènes transitoires électromécaniques avec une vitesse rotorique variable (par exemple le démarrage, le freinage, la variation de la charge à l'arbre, etc...), il faut ajouter l'équation de mouvement au système d'équations différentielles [3].

$$C_{em} - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f_r \Omega \quad (I.14)$$

Le couple est donné par l'expression suivante issue de considérations sur la conversion électromécanique de l'énergie:

$$C_{em} = p \begin{pmatrix} i_{as} & i_{bs} & i_{cs} \end{pmatrix} \frac{d}{d\theta} \left((L_m) \begin{pmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{pmatrix} \right) \quad (I.15)$$

Avec :

J : moment d'inertie totale sur l'arbre du moteur,

Ω : vitesse de rotation de la machine,

C_{em} : couple électromagnétique,

f_r : coefficient de frottement visqueux,

p : nombre de paire de pole

Les équations précédentes sont difficiles à résoudre du fait de :

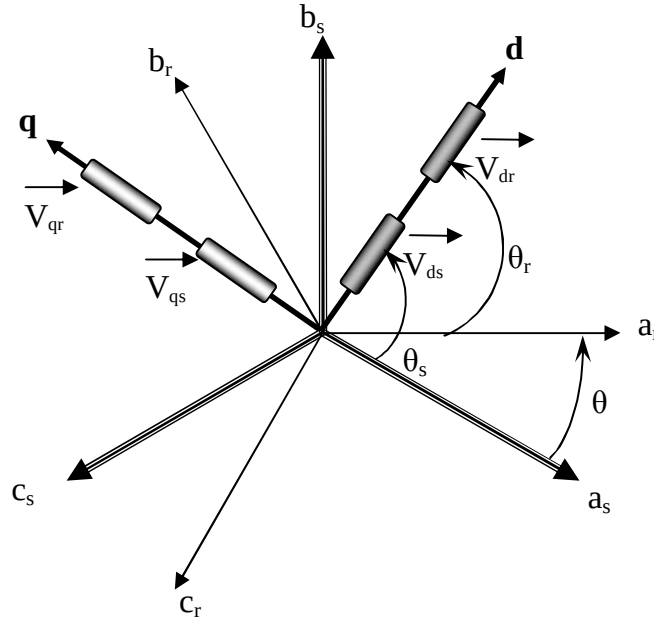
- L'ordre du système est élevé;
- La matrice d'inductance est en fonction du temps.

Pour réduire l'ordre du système et rendre les équations indépendantes du temps on introduit la transformation de Park.

I.5. Transformation de Park

La transformation de Park consiste à transformer un système triphasé (abc) en un système biphasé équivalent (dq), comme le montre la figure (I.2)

Dans la théorie de Park, on utilise une transformation unique pour les courants, tensions et flux.



Figure(I.2) Repérage angulaire des systèmes d'axes dans l'espace électrique.

θ : Angle électrique entre le stator et le rotor;

θ_r : Angle électrique (a_r, d)

θ_s : Angle électrique (a_s, d)

V_{ds} et V_{qs} représentent les tensions statoriques dans le système d'axes (dq)

V_{dr} et V_{qr} représentent les tensions rotoriques dans le système d'axes (dq)

Le passage d'un système triphasé à un système biphasé se fait comme suit :

$$[X_{d,q}] = A(\theta) [X_{a,b,c}] \quad (I.14)$$

$$[X_{a,b,c}] = A^{-1}(\theta) [X_{d,q}]$$

Avec:

$$A(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (I.15)$$

$$A^{-1}(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (\text{I.16})$$

Tel que :

$A(\theta)$: Matrice de transformation de Park;

$A^{-1}(\theta)$: Matrice inverse de Park.

avec:

L'angle θ correspond à la position du repère choisi pour la transformation.

$\theta = \theta_s$ Pour le stator (angle entre l'axe Od et la phase a du stator);

$\theta = \theta_r$ Pour le rotor (angle entre l'axe Od et la phase a du rotor);

La composante homopolaire est nulle, pour un système triphasé équilibré. Dans ces conditions les équations électriques et magnétiques deviennent :

I.5.1.1. Equations électriques

La transformation de Park des équations électriques donne :

$$\begin{cases} V_{ds} = r_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \left(\frac{d\theta_s}{dt} \right) \phi_{qs} \\ V_{qs} = r_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \left(\frac{d\theta_s}{dt} \right) \phi_{ds} \\ V_{dr} = r_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - \left(\frac{d\theta_r}{dt} \right) \phi_{qr} = 0 \\ V_{qr} = r_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + \left(\frac{d\theta_r}{dt} \right) \phi_{dr} = 0 \end{cases} \quad (\text{I.17})$$

V_{dr} et V_{qr} : Sont nuls puisque le rotor étant en court-circuit.

I.5.1.2. Equations magnétiques

La transformation de Park des équations magnétiques donne:

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \\ \phi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m i_{qs} \end{cases} \quad (\text{I.18})$$

Le nombre des paramètres électromagnétiques est réduit, tel que:

$L_s = l_s - L_m$: Inductance cyclique statorique ;

$L_r = l_r - L_m$: Inductance cyclique rotorique;

L_m : Inductance mutuelle cyclique entre rotor stator.

En remplaçant les équations des flux dans les équations des tensions, on trouve:

$$\begin{pmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_s + L_s \frac{d}{dt} & -\omega_s L_s & L_m \frac{d}{dt} & -\omega_s L_m \\ \omega_s L_s & r_s + L_s \frac{d}{dt} & \omega_s L_m & L_m \frac{d}{dt} \\ L_m \frac{d}{dt} & -(\omega_s - \omega) L_m & r_r + L_r \frac{d}{dt} & -(\omega_s - \omega) L_m \\ (\omega_s - \omega) L_m & L_m \frac{d}{dt} & (\omega_s + \omega) L_m & r_r + L_r \frac{d}{dt} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{pmatrix} \quad (\text{I.19})$$

avec:

$$(\omega_s - \omega) = \omega_r ;$$

$$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} ;$$

$$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} ;$$

$$(\omega_s - \omega) = \frac{d\theta_r}{dt} = p\Omega$$

Cette équation montre la liaison qui existe entre les vitesses angulaires des axes d, q respectivement dans les repères statoriques et rotoriques, et la vitesse angulaire du rotor Ω .

I.5.1.3. Expression du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique est une grandeur dont la connaissance est primordiale pour la modélisation de la machine asynchrone.

Le couple électromécanique donné par l'équation (I-13) devient :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_r} (\phi_{rd} \cdot i_{sq} - \phi_{rq} \cdot i_{sd}) \quad (I-20)$$

I.6. Définition des différents référentiels

Il existe différentes possibilités pour le choix de l'orientation du repère d'axes d, q qui dépendent généralement des objectifs de l'application.

I.6.1. Référentiel fixe par rapport au stator

Il se traduit par les conditions :

$$\theta_s = 0 ; \theta_r = -\theta$$

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0 ; \frac{d\theta_r}{dt} = -\frac{d\theta}{dt} \quad (I.21)$$

$$\omega_s = 0 ; \omega_r = -\omega$$

Les équations électriques prennent la forme :

$$V_{ds} = r_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt}$$

$$V_{qs} = r_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} \quad (I.22)$$

$$0 = r_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} + \omega \phi_{qr}$$

$$0 = r_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} - \omega \phi_{dr}$$

Il est choisi lorsqu'on désire étudier les variations simultanées de la fréquence d'alimentation et de la vitesse de rotation (régimes de démarrage et de freinage des machines à courant alternatif) [4]

I.6.2. Référentiel fixe par rapport au rotor

Il se traduit par les conditions :

$$\theta_s = \theta \quad ; \quad \theta_r = 0$$

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \frac{d\theta}{dt} \quad ; \quad \frac{d\theta_r}{dt} = 0$$

$$\omega_r = 0 ; \omega_s = \omega ;$$

Ce référentiel est utilisé pour étudier les processus transitoires des machines à courant alternatif. Il est intéressant dans les problèmes où la vitesse de rotation est considérée comme constante ; telle que l'étude des contraintes résultant d'un court-circuit dans le rotor [4].

I.6.3. Référentiel fixe par rapport au champ tournant

Il se traduit par les conditions :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s ; \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - \omega = \omega_r$$

Ce référentiel est le seul qui n'introduise pas de simplification dans la formulation des équations. Il fait correspondre des grandeurs continues aux grandeurs sinusoïdales en régime permanent, raison pour laquelle ce référentiel est utilisé en commande [4].

Dans notre travail, on va utiliser un référentiel lié au stator.

I.7. Représentation d'état

Dans le cas de la machine asynchrone, alimentée en tension, les tensions statorique sont considérées comme variable de commande. Les courants statoriques et rotoriques comme variables d'état. Les équations du modèle doivent être sous forme d'équations d'état comme tel :

$$\begin{bmatrix} \dot{X} \end{bmatrix} = [A][X] + [B][U] \quad (I.23)$$

$$[X] : \text{Vecteur d'état, avec } [X] = \begin{bmatrix} i_{ds} & i_{qs} & i_{dr} & i_{qr} \end{bmatrix} \quad (I.24)$$

$[A]$: Matrice d'évolution d'état du système.

$[B]$: Matrice de la commande.

$[U]$: Vecteur du système de commande.

a. Mise en équation d'état

Après arrangement des équations précédentes, on obtient le système d'équation suivant:

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma T_s} & \frac{L_m^2 \omega}{L_s L_r \sigma} & \frac{L_m}{\sigma L_s T_r} & \frac{L_m \omega}{\sigma L_s} \\ \frac{L_m^2 \omega}{\sigma L_s L_r} & -\frac{1}{\sigma T_s} & -\frac{L_m \omega}{\sigma L_s} & \frac{L_m}{\sigma L_s T_r} \\ \frac{L_m}{\sigma L_s T_s} & -\frac{L_m \omega}{\sigma L_s} & -\frac{1}{\sigma T_r} & -\frac{\omega}{\sigma} \\ \frac{L_m \omega}{\sigma L_r} & \frac{L_m}{L_r T_s \sigma} & \frac{\omega}{\sigma} & -\frac{1}{\sigma T_r} \end{bmatrix} \quad (I.25)$$

$$[U] = [V_{ds} \quad V_{qs} \quad 0 \quad 0]^t \quad (I.26)$$

$$[B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ -\frac{L_m}{\sigma L_s L_r} & 0 \\ 0 & -\frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \end{bmatrix} \quad (I.27)$$

Avec

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} : \text{Coefficient de dispersion}$$

$$T_r = \frac{L_r}{r_r} : \text{Constante de temps rotorique}$$

$$T_s = \frac{L_s}{r_s} : \text{Constante de temps statorique}$$

b. Couple électromagnétique

$$C_{em} = p L_m (i_{dr} i_{qs} - i_{qr} i_{ds}) \quad (I.28)$$

c. Equation du mouvement

$$C_{em} - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f_r \Omega \quad (I.29)$$

I.8. Simulation de la machine asynchrone

Nous utilisons le modèle représenté par les équations (I.25), (I.28) et (I.29). Notre machine est alimentée par une source de tension sinusoïdale et caractérisée par les paramètres donnés dans l'annexe 1. Les tensions d'alimentation s'écrivent comme suit :

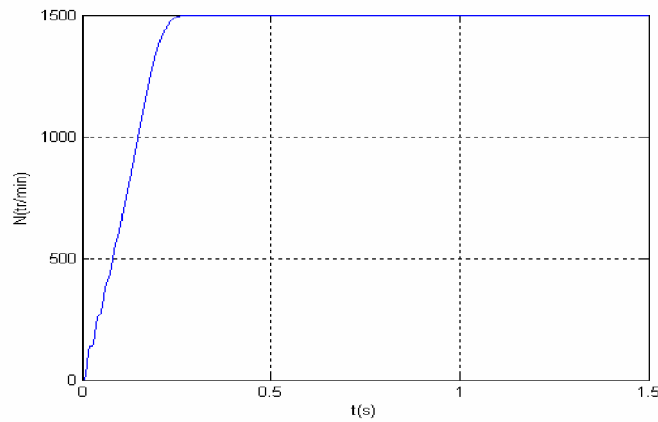
$$\begin{cases} V_{as} = \sqrt{2}V_s \sin(\omega_s t) \\ V_{bs} = \sqrt{2}V_s \sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{cs} = \sqrt{2}V_s \sin\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (I.30)$$

Avec : V_s : valeur efficace de la tension d'alimentation .

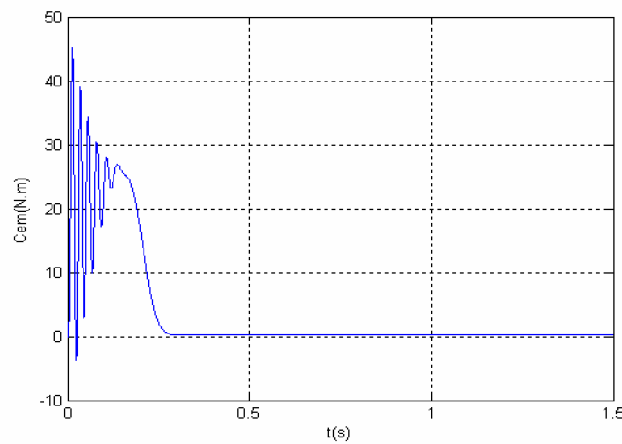
ω_s : Pulsation d'alimentation.

I.9. Résultats de la simulation

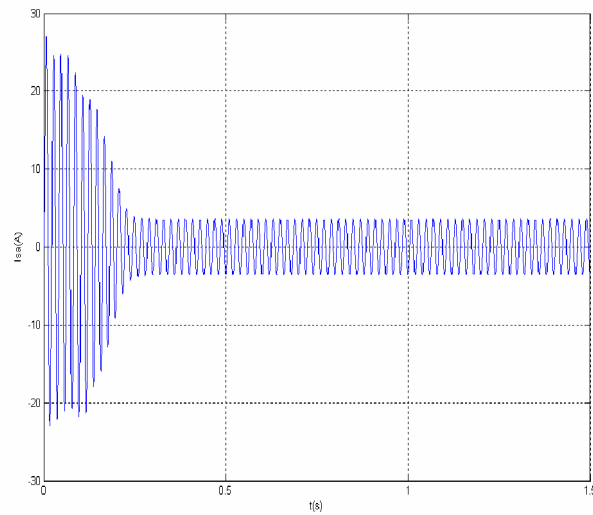
I.9.1. Démarrage à vide



a. Vitesse de rotation



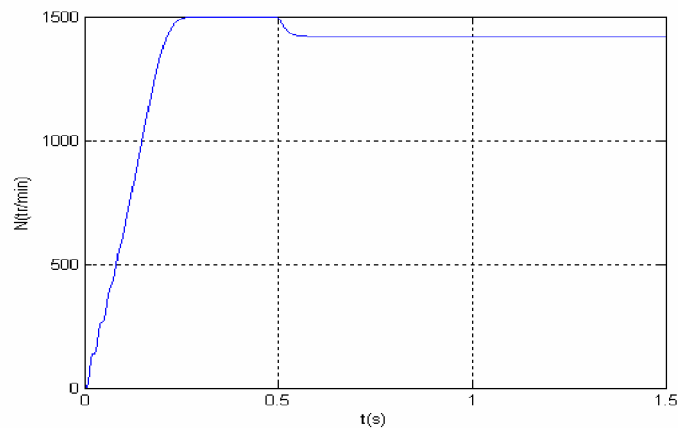
b. Couple electromagnetique



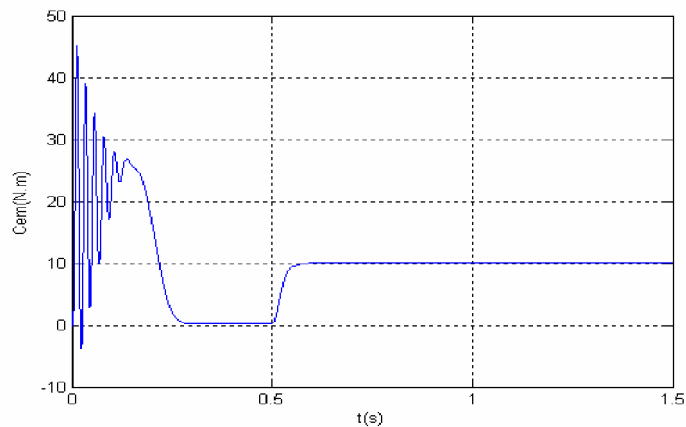
c. Courant statorique

Figures (I.2) Résultats de la simulation du démarrage à vide du moteur asynchrone triphasé alimenté par une source de tension équilibrée.

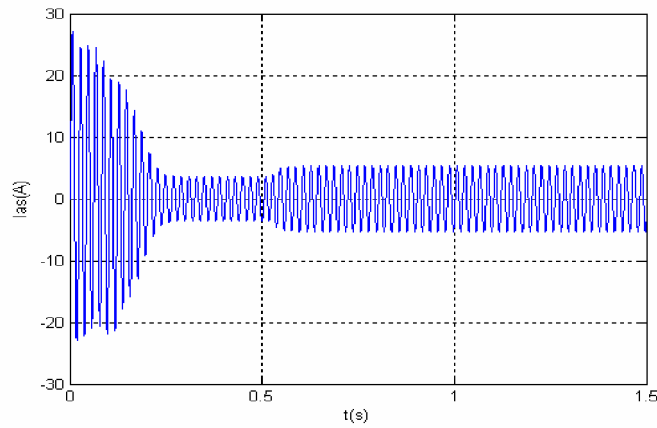
I.8.2. Fonctionnement en charge ($C_r=10\text{N.m}$)



a. Vitesse de rotation



b. Couple electromagnetique



c. Courant statorique

Figure (I.3) Résultats de la simulation du moteur asynchrone triphasé alimenté par une source de tension équilibrée, chargé par un couple nominal (10Nm) à $t=0.5s$.

I.10. Interprétations des résultats

Au démarrage on remarque que la vitesse présente des oscillations inclinées suivies par un accroissement presque linéaire jusqu'à la valeur de synchronisme. Lorsqu'on applique un couple résistant on remarque que la vitesse décroît pour se stabiliser à une valeur de 1490 tr/min.

Le couple électromagnétique présente de fortes oscillations qui atteignent au début du démarrage 45N.m avant de se stabiliser après 0.2s à 1N.m. Lors de l'application du couple résistant il prend une valeur de 10N.m afin de compenser le couple appliqué (figure I.2.b).

Les courants statoriques présentent des fortes oscillations au démarrage, à l'instant (0.5s) naturellement un appel de courant est remarqué pour vaincre le couple de charge.

I.11. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons établi un modèle mathématique du moteur asynchrone alimenté par une source de tension sinusoïdale triphasée et équilibrée à fréquence constante sous des hypothèses simplificatrices.

Nous avons utilisé la transformation du Park pour éviter la complexité des équations différentielles et pour réduire l'ordre du système d'état électrique de la machine de six à quatre équations. Cette transformation permet le changement de la machine triphasée réelle à une machine biphasée équivalente ce qui facilite sa simulation.

Chapitre II

Modélisation et Commande
de L'onduleur à Cinq Niveaux
à Diodes Flottantes

II.1. Introduction

Un convertisseur est dit multiniveaux lorsqu'il génère une tension découpée de sortie composée d'au moins trois niveaux. Ce type de convertisseurs présente essentiellement deux avantages. D'une part, ils permettent de limiter les contraintes en tension subies par les interrupteurs de puissance. Chaque composant, lorsqu'il est à l'état bloqué, supporte une fraction d'autant plus faible de pleine tension du bus continu que le nombre de niveaux est élevé. D'autre part, la tension de sortie délivrée par les convertisseurs multiniveaux présente d'intéressantes qualités spectrales. Dans le cas précis d'un fonctionnement en modulation de largeur d'impulsions, le recours à un convertisseur multiniveaux associé à une commande judicieuse des composants de puissance permet en outre de supprimer certaines familles de raies harmoniques [1].

II.2. Modélisation de l'onduleur à diodes flottantes à cinq niveaux

II.2.1. Structure de l'onduleur à cinq niveaux

L'onduleur triphasé à cinq niveaux à structure à diodes flottantes étudié est constitué de trois bras et quatre sources de tension continue, chaque bras comporte huit interrupteurs en série, ainsi que douze diodes. Chaque interrupteur est composé d'un transistor et d'une diode montée en tête bêche. Pour simplifier la représentation schématique de cet onduleur, on peut représenter chaque paire transistor (T_{ks})-diode (D_{ks}) par un seul interrupteur bidirectionnel (TD_{ks}) comme présenté dans la Figure (II.1) [5].

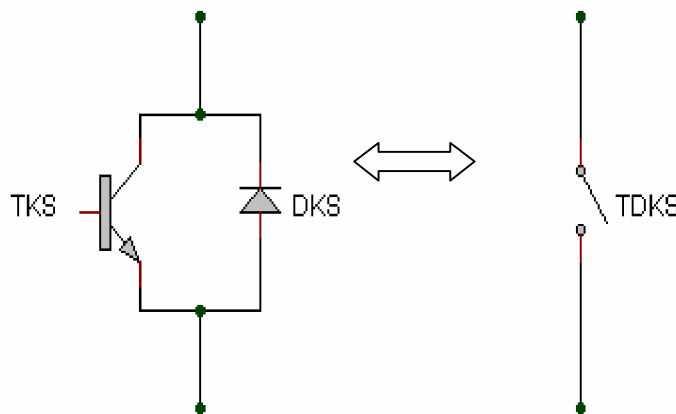


Figure (II.1) Interrupteur bidirectionnel équivalent à la paire diode-transistor.

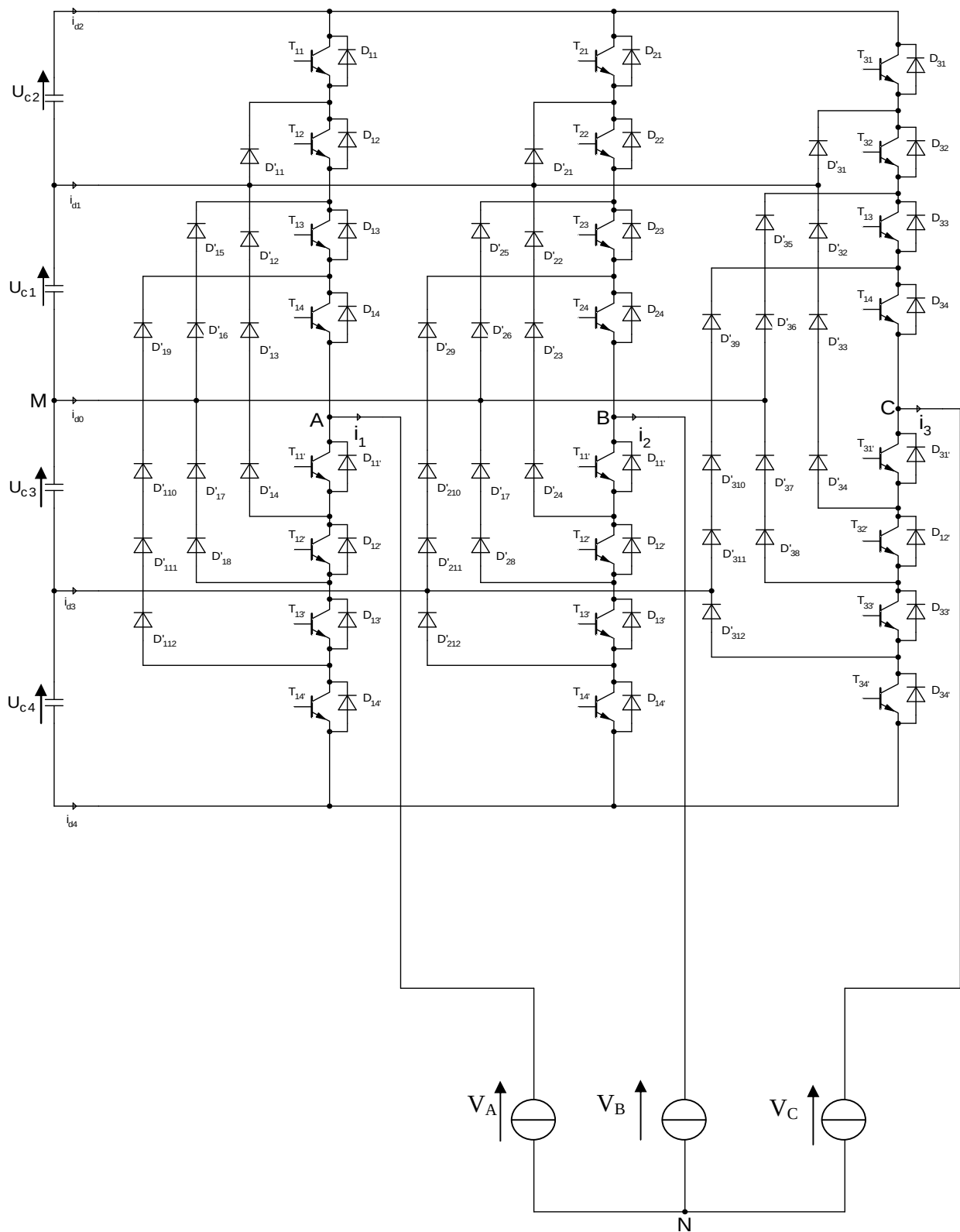
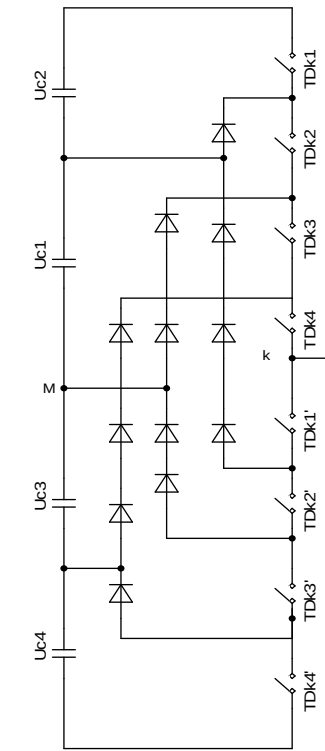
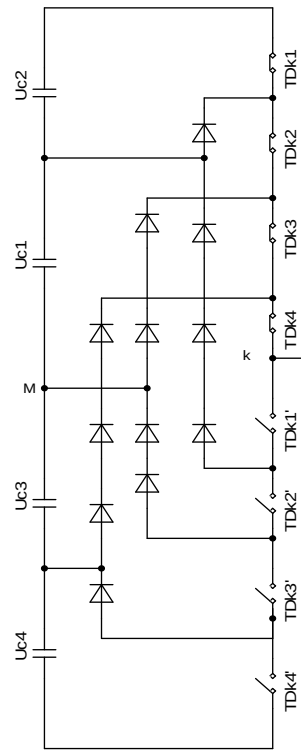


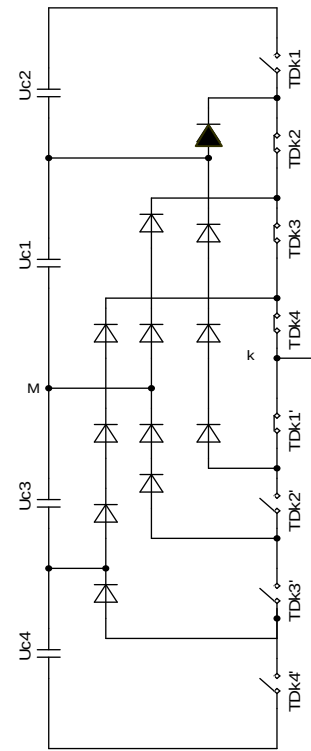
Figure (II.2) Structure d'un onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes



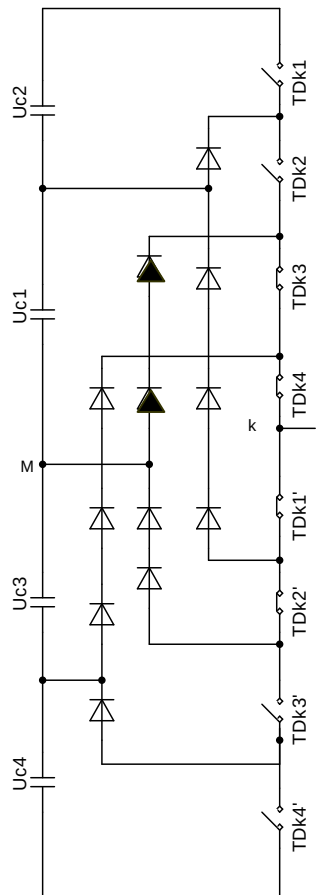
La configuration E_0



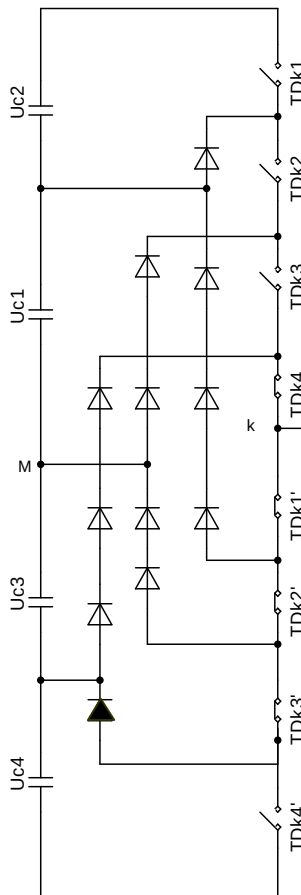
La configuration E_1



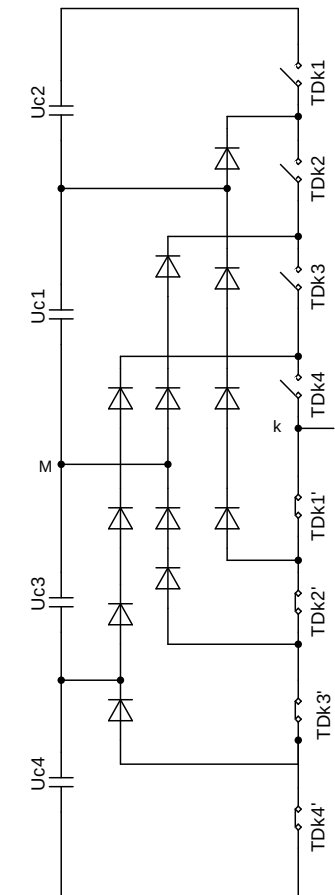
La configuration E_2



La configuration E_5



La configuration E_3



La configuration E_4

Figure (II.3) Les différentes configurations possibles pour un bras k de l'onduleur

II.2.2. Différentes configurations de l'onduleur à cinq niveaux

Grâce à la symétrie de l'onduleur triphasé à cinq niveaux, on procède par bras. Ainsi, on définit en premier lieu un modèle global d'un bras, ensuite on déduit celui de l'onduleur complet.

Une analyse topologique d'un bras montre six configurations possibles. Ces différentes configurations sont présentées par la Figure (II.4). Les grandeurs électriques caractérisant chacun de ces configurations sont données dans le Tableau (II.1). Pour la configuration E_0 , le potentiel V_{kM} dépend de la charge de l'onduleur.

CONFIGURATION	GRANDEURS ELECTRIQUES
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	$V_{kM} = -U_{c3} = -U_c$
E_4	$V_{kM} = -U_{c3} - U_{c4} = -2U_c$
E_5	$V_{kM} = 0$

Tableau (II.1). Grandeurs électriques correspondantes pour chacune des configurations d'un bras k.

II.2.3. Hypothèse

- 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 constant $U_{c1} = U_{c2} = U_{c3} = U_{c4} = U_c$.

- La chute de tension aux bornes des semi-conducteurs est négligeable devant la tension d'alimentation [5].

II.2.4. Commande complémentaire

Pour éviter le court-circuit des sources de tension par conduction de plusieurs interrupteurs, et pour que le convertisseur soit totalement commandable, on adopte la commande complémentaire suivante:

$$\begin{cases} B_{k1} = \overline{B_{k1}} \\ B_{k2} = \overline{B_{k2}} \\ B_{k3} = \overline{B_{k3}} \\ B_{k4} = \overline{B_{k4}} \end{cases} \quad (II.1)$$

Avec B_{kS} , commande de base du transistor T_{kS} d'un bras k.

Remarque : Un convertisseur statique est dit en mode commandable si les transitions entre les différentes configurations dépendent uniquement de la commande externe [6].

II.2.5. Fonction de connexion F_{ki}

Elle définit l'état de l'interrupteur, elle vaut 1 si l'interrupteur est fermé et 0 dans le cas contraire. En mode commandable, les fonctions de connexion de l'onduleur sont liées par la relation (II.2) [6].

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

On définit en plus, une fonction de connexion du demi-bras, qu'on notera F_{km}^b avec :

$$\begin{cases} k : \text{numéro de bras.} \\ m = 1, \text{ pour le demi - bras du haut.} \\ m = 0, \text{ pour le demi - bras du bas.} \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

Pour un bras k , les fonctions de connexion des demi-bras s'expriment au moyen des fonctions de connexion des interrupteurs comme suit :

$$\begin{cases} F_{k1}^b = F_{k1} F_{k2} F_{k3} F_{k4} \\ F_{k0}^b = F_{k1}' F_{k2}' F_{k3}' F_{k4}' \end{cases} \quad \begin{cases} F_K = F_{k2} F_{k3} F_{k4} F_{k1}' \\ F_K' = F_{k4}' F_{k1}' F_{k2}' F_{k3}' \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

Le tableau suivant montre la table d'excitation associée à la commande complémentaire :

B_{k1}	B_{k2}	B_{k3}	B_{k4}	V_{kM}
1	1	1	1	$2U_c$
0	1	1	1	U_c
0	0	1	1	0
0	0	0	1	$-U_c$
0	0	0	0	$-2U_c$

Tableau (II.2) Tableau logique de la commande des interrupteurs.

II.2.6. Modèle de connaissance

Cette modélisation sera effectuée en considérant l'association de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes avec une charge triphasée couplée en étoile avec neutre isolé. On va tout d'abord définir les notations et les hypothèses utilisées :

- V_A, V_B, V_C : Tensions simples aux bornes de chaque phase de la charge.

- V_{AM}, V_{BM}, V_{CM} : Tensions entre les points milieux de chaque bras de l'onduleur et le point milieu de l'alimentation continue de l'onduleur .

- V_{KM} : Tension entre le point neutre de la charge N et le point milieu de l'alimentation continue de l'onduleur M.

- Charge triphasée couplée en étoile avec neutre isolé :

$$\begin{cases} V_A + V_B + V_C = 0 \\ i_1 + i_2 + i_3 = 0 \end{cases} \quad (II.5)$$

Les potentiels des nœuds A, B et C de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes par rapport au point milieu M sont donnés par le système suivant :

$$\begin{cases} V_{AM} = F_{11}^b (U_{c1} + U_{c2}) + F_1(U_{c1}) - F_{10}^b (U_{c3} + U_{c4}) - F_1' U_{c3} \\ V_{BM} = F_{21}^b (U_{c1} + U_{c2}) + F_2(U_{c1}) - F_{20}^b (U_{c3} + U_{c4}) - F_2' U_{c3} \\ V_{CM} = F_{31}^b (U_{c1} + U_{c2}) + F_3(U_{c1}) - F_{30}^b (U_{c3} + U_{c4}) - F_3' U_{c4} \end{cases} \quad (II.6)$$

Ce système peut s'écrire sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{11}^b + F_1 \\ F_{21}^b + F_2 \\ F_{31}^b + F_3 \end{bmatrix} U_{c1} + \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{c2} - \begin{bmatrix} F_1' + F_{10}^b \\ F_2' + F_{20}^b \\ F_3' + F_{30}^b \end{bmatrix} U_{c3} + \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_{c4} \quad (II.7)$$

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

Dans le cas où ($U_{c1}=U_{c2}=U_{c3}=U_{c4}=U_C$) la relation (II-7) se réduit à :

$$\begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2F_{11}^b + F_1 - F_1' - 2F_{10}^b \\ 2F_{21}^b + F_2 - F_2' - 2F_{20}^b \\ 2F_{31}^b + F_3 - F_3' - 2F_{30}^b \end{bmatrix} U_C \quad (II.8)$$

Les tensions composées en fonction des tensions par rapport au point milieu sont :

$$\begin{cases} U_{AB} = V_{AM} - V_{BM} \\ U_{BC} = V_{BM} - V_{CM} \\ U_{CA} = V_{CM} - V_{AM} \end{cases} \quad (II.9)$$

Pour passer aux tensions simples on a :

$$\begin{cases} V_A = (U_{AB} - U_{AC}) / 3 = (2V_{AM} - V_{BM} - V_{CM}) / 3 \\ V_B = (U_{BC} - U_{BA}) / 3 = (2V_{BM} - V_{CM} - V_{AM}) / 3 \\ V_C = (U_{CA} - U_{CB}) / 3 = (2V_{CM} - V_{AM} - V_{BM}) / 3 \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

On peut écrire aussi les tensions V_A , V_B , et V_C précédentes (équation (II.10)) en fonction de F_{ks}^b et U_c sous forme matricielle comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 2F_{11}^b + F_1 - F_1' - 2F_{10}^b \\ 2F_{21}^b + F_2 - F_2' - 2F_{20}^b \\ 2F_{31}^b + F_3 - F_3' - 2F_{30}^b \end{bmatrix} U_c \quad (\text{II.11})$$

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

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

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

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

$$\begin{cases} i_{d1} = F_1 i_1 + F_2 i_2 + F_3 i_3 \\ i_{d2} = F_{11}^b i_1 + F_{21}^b i_2 + F_{31}^b i_3 \\ i_{d4} = F_{10}^b i_1 + F_{20}^b i_2 + F_{30}^b i_3 \\ i_{d3} = F_1' i_1 + F_2' i_2 + F_3' i_3 \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

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

$$i_{d0} + i_{d1} + i_{d4} + i_{d3} + i_{d4} = i_1 + i_2 + i_3 \quad (\text{II.15})$$

Les relations (II.5) et (II.15) permettant d'écrire :

$$i_{d0} = -(i_{d1} + i_{d2} + i_{d3} + i_{d4}) \quad (\text{II.16})$$

D'où l'expression du courant i_{d0} :

$$i_{d0} = -(F_1 + F_{11}^b + F_1' + F_{10}^b).i_1 - (F_2 + F_{21}^b + F_2' + F_{20}^b).i_2 - (F_3 + F_{31}^b + F_3' + F_{30}^b).i_3 \quad (\text{II.17})$$

II.4. Stratégies de commande de l'onduleur à cinq niveaux

II.4.1. Commande triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses bipolaires

II.4.1.1. Principe de la stratégie

Le principe de cette stratégie de commande, est de comparer le signal de référence $V_{\text{réf}}$ de forme sinusoïdal avec quatre porteuses V_{pn} de formes triangulaires.

Toutes les stratégies de commande triangulo-sinusoïdale sont caractérisées par deux paramètres :

- L'indice de modulation $\mathbf{m}$.
- Taux de modulation $\mathbf{r}$.

L'indice de modulation $\mathbf{m}$ est le rapport entre la fréquence de la porteuse f_p et la fréquence de la tension de référence $f_{\text{réf}}$, ($\mathbf{m} = f_p / f_{\text{réf}}$).

Les tensions de référence utilisés dans ce cas permettent de générer un système de tension triphasé équilibré est celui défini par le système (II.18)

La figure (II.4) montre l'allure du système de tensions de référence triphasée et de quatre porteuses bipolaires pour ($m=2, r=0.8$)

$$\begin{cases} V_{\text{réf}1} = V_m \sin(\omega t) \\ V_{\text{réf}2} = V_m \sin(\omega t - 2\pi / 3) \\ V_{\text{réf}3} = V_m \sin(\omega t - 4\pi / 3) \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

Cette stratégie de commande est définie par quatre porteuses identiques, dont l'une est déphasée par rapport à l'autre de $\pi/2$ de la forme

$$V_{pn} = V_{pm} \text{asin}(\sin(\omega t - (n-1)\pi / 2))2 / \pi \quad n = [1 \quad 4]$$

On admet que toutes les sources de tensions continues de l'onduleur sont égales

$$U_{c1} = U_{c2} = U_{c3} = U_{c4} = U_c \quad (\text{II.19})$$

.

II.4.1.2. Algorithme (1) de commande

L'algorithme de la commande triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses bipolaires se résume pour un bras k de l'onduleur comme suit :

$$\begin{aligned}
 & \text{si } V_{réfk} \geq V_{p1} \Rightarrow V_{km1} = U_c \quad \text{si non } V_{km1} = 0 \\
 & \text{si } V_{réfk} \geq V_{p2} \Rightarrow V_{km2} = U_c \quad \text{si non } V_{km2} = 0 \\
 & \text{si } V_{réfk} \geq V_{p3} \Rightarrow V_{km3} = 0 \quad \text{si non } V_{km3} = -U_c \\
 & \text{si } V_{réfk} \geq V_{p4} \Rightarrow V_{km4} = 0 \quad \text{si non } V_{km4} = -U_c \\
 & V_{km} = V_{km1} + V_{km2} + V_{km3} + V_{km4}
 \end{aligned} \tag{II.20}$$

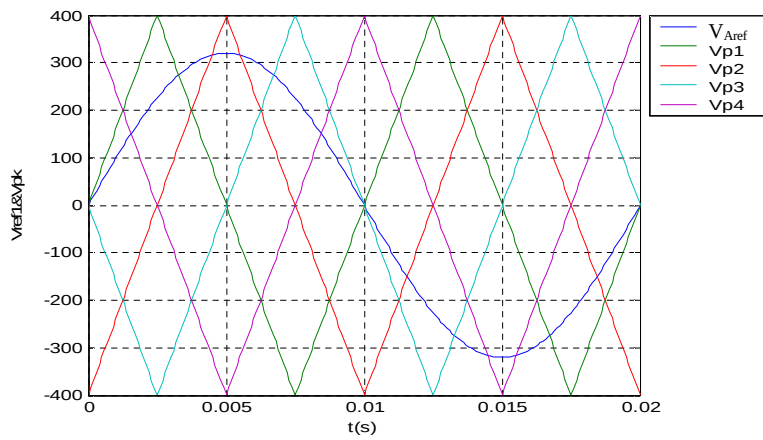
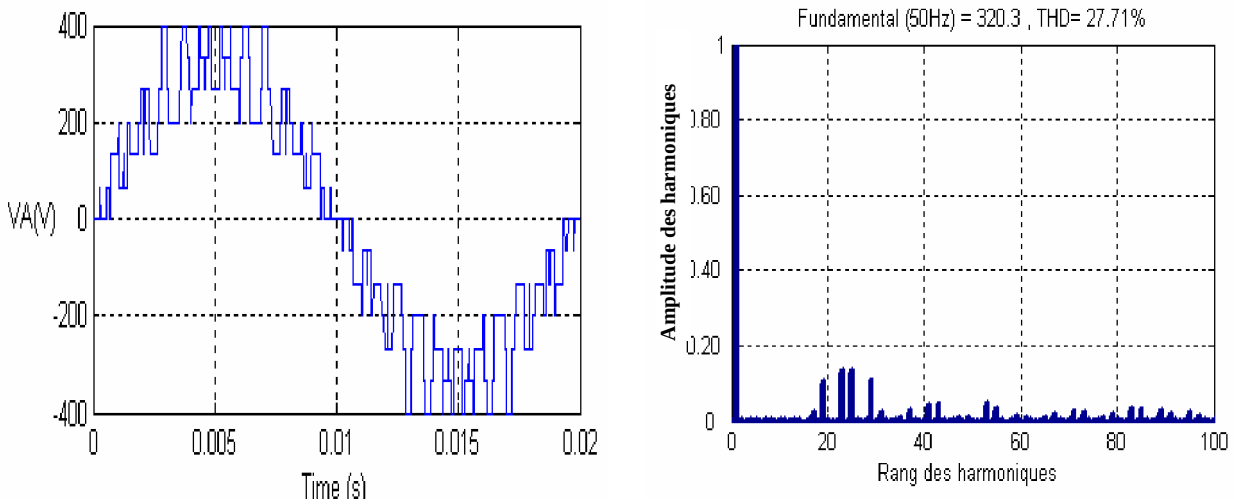
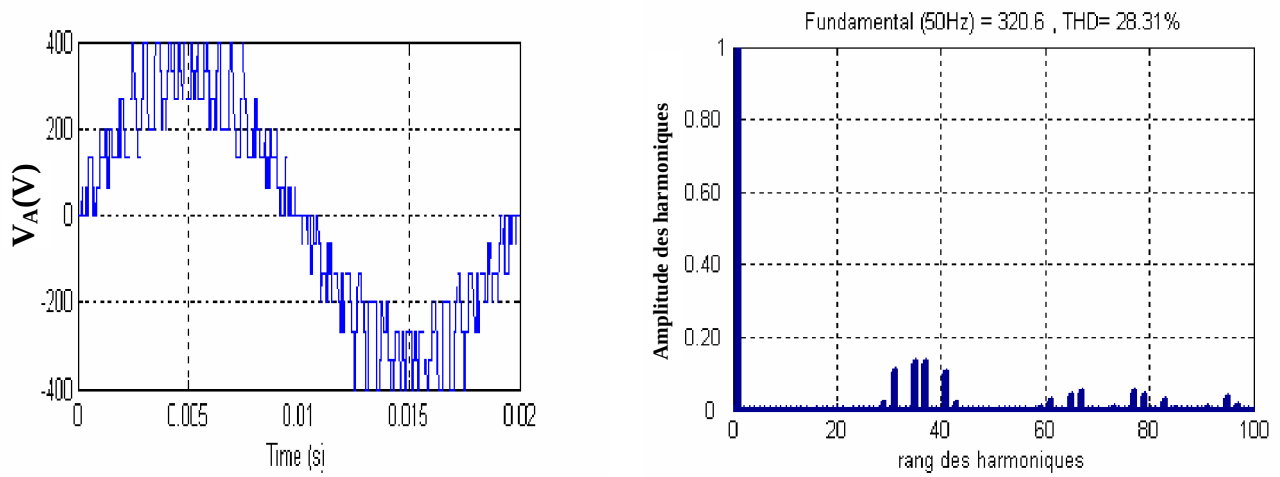


Figure (II.4). Les différents signaux de la stratégie triangulo- sinusoïdale à quatre porteuses bipolaires ($m = 2$, $r = 0.8$).

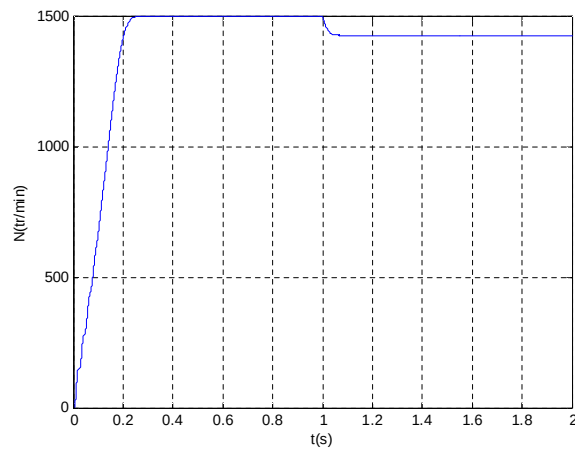


a-($m=6$; $r=0.8$)

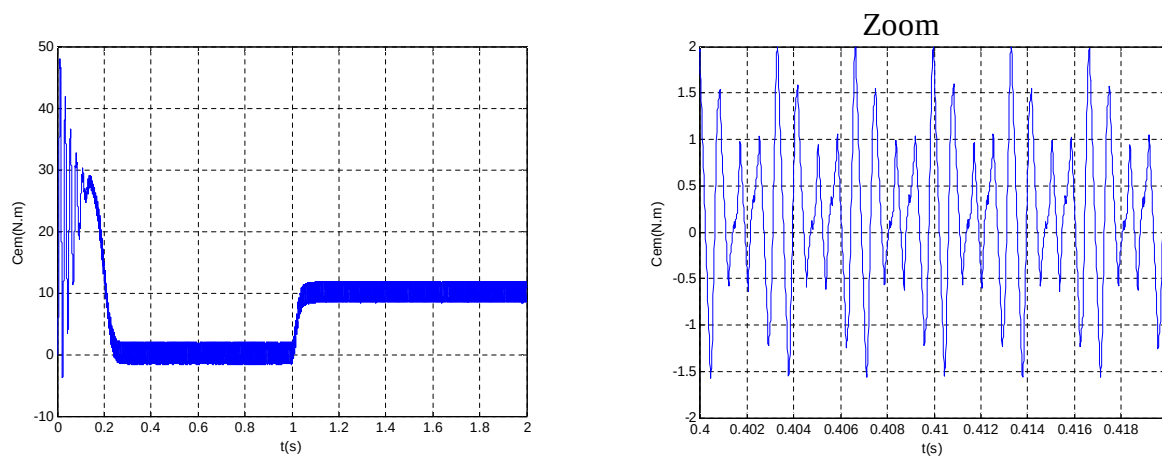


b-(m=9 ; r=0.8)

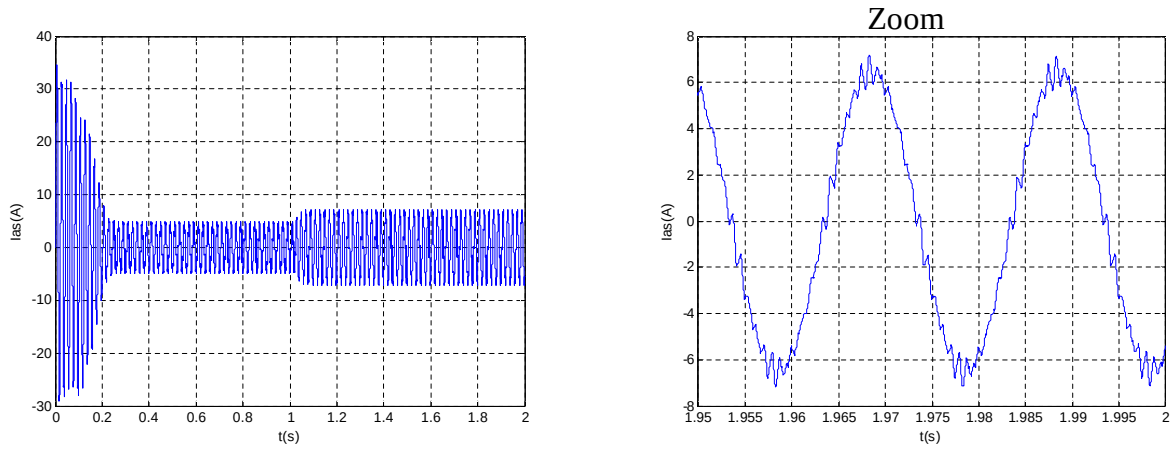
Figure (II.5) La tension V_A et son spectre harmonique, cas de la stratégie triangulo- sinusoidal à quatre porteuses triangulaires (Algorithme 1).



a- Vitesse de rotation



b- Couple électromagnétique



b- Courant statorique

Figure (II.6) Les performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses triangulaires (algorithme 1) ($m=6$; $r=0.8$)

II.4.1.3. Algorithme (2) de commande

Dans cet algorithme on utilise quatre porteuses triangulaires (U_{p1} ; U_{p2} ; U_{p3} ; U_{p4}) décalés l'une par rapport à l'autre d'un niveau de tension V_{pm} (figure II.7) d'où les équations suivantes des porteuses :

$$\begin{cases} V_{p1} = V_{pm} \sin(\omega t) \\ V_{p2} = V_{p1} + V_{pm} \\ V_{p3} = -V_{p1} \\ V_{p4} = -V_{p2} \end{cases} \quad (II.21)$$

Dans ce cet algorithme le coefficient de réglage r à pour expression : $r = \frac{V_m}{2V_{pm}}$.

L'algorithme de commande est le même que celui vu précédemment (Algorithme 1)

$$\begin{aligned} & \text{si } V_{réfk} \geq V_{p1} \Rightarrow V_{km1} = U_c \quad \text{si non } V_{km1} = 0 \\ & \text{si } V_{réfk} \geq V_{p2} \Rightarrow V_{km2} = U_c \quad \text{si non } V_{km2} = 0 \\ & \text{si } V_{réfk} \geq V_{p3} \Rightarrow V_{km3} = 0 \quad \text{si non } V_{km3} = -U_c \\ & \text{si } V_{réfk} \geq V_{p4} \Rightarrow V_{km4} = 0 \quad \text{si non } V_{km4} = -U_c \\ & V_{km} = V_{km1} + V_{km2} + V_{km3} + V_{km4} \end{aligned} \quad (II.22)$$

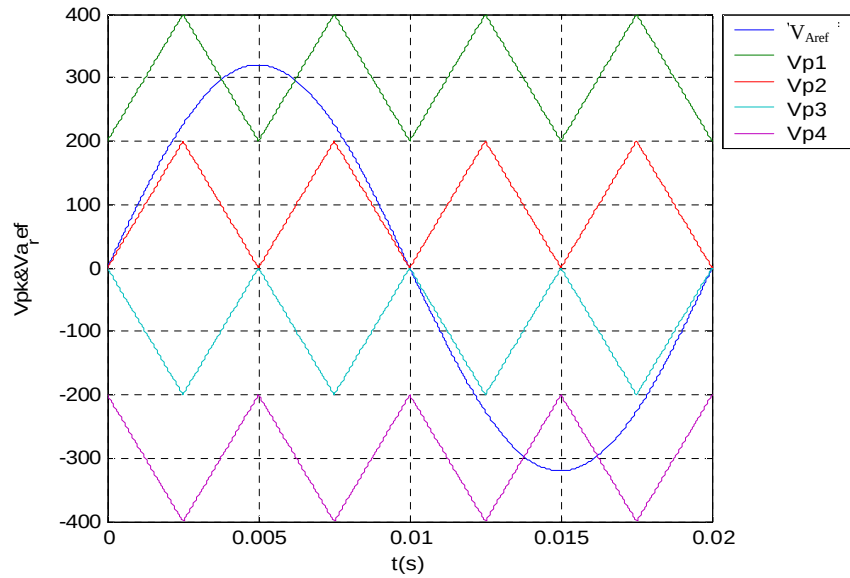


Figure (II.7). Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses bipolaires ($m = 2$, $r = 0.8$).

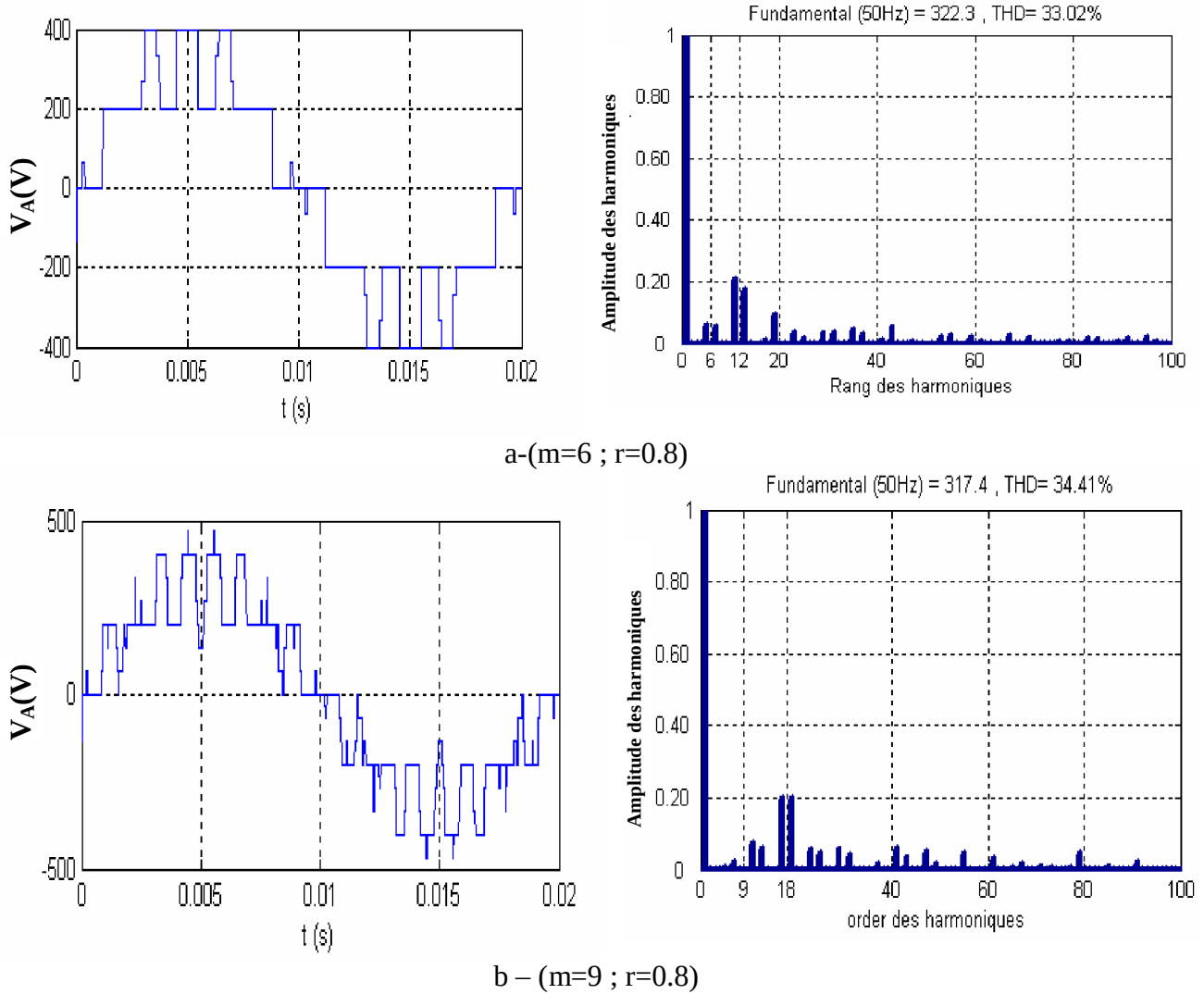
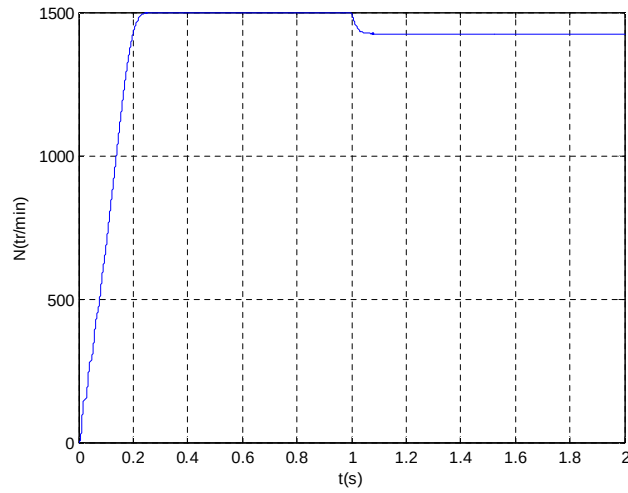
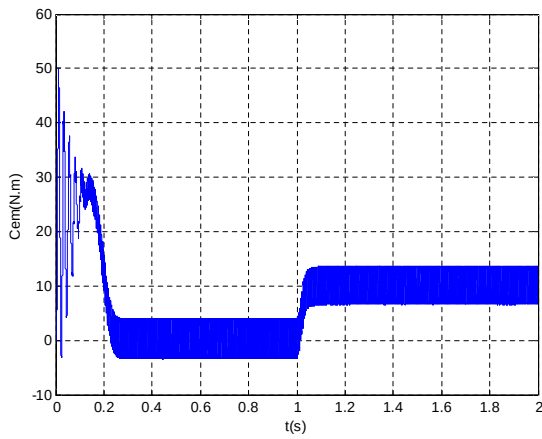


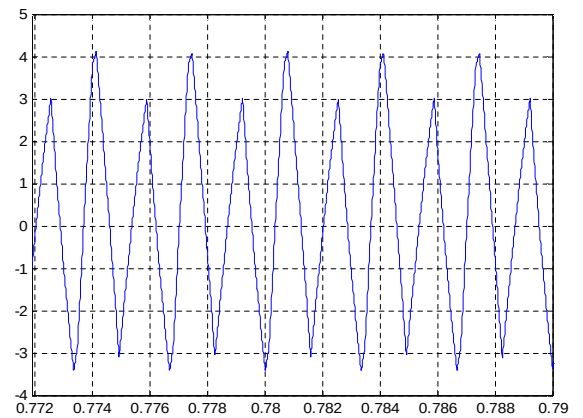
Figure (II.8) La tension V_A et son spectre harmonique cas de la stratégie triangulo- sinusoidal à quatre porteuses triangulaires (Algorithme 2).



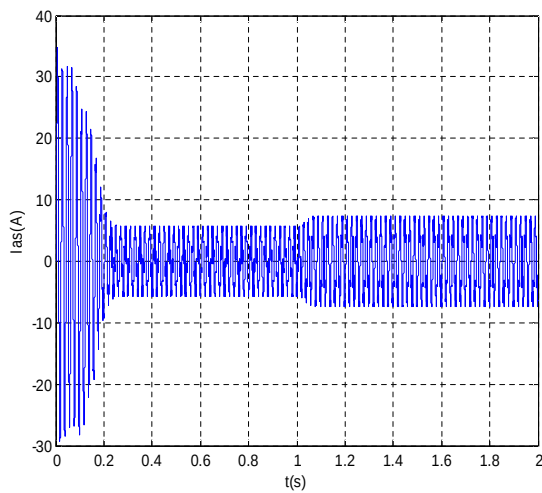
a- Vitesse de rotation



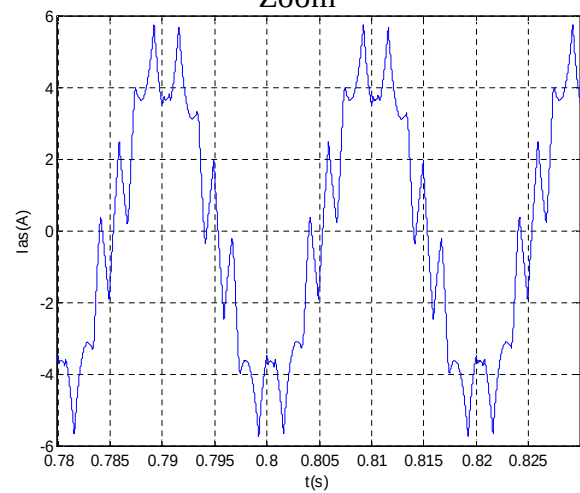
Zoom



b- Couple électromagnétique



Zoom



b- Courant statorique

Figure (II.9) Les performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses triangulaires (algorithme 2) ($m=6$; $r=0.8$)

II.4.1.4. Interprétations des résultats

On note pour les deux algorithmes que :

- Pour les deux algorithmes 1 et 2, la tension V_A présente une symétrie par rapport à π et à $\frac{\pi}{2}$

Quelque soit m paire ou impaire les harmoniques paires et impaires existent.

- L'augmentation de l'indice de modulation m permet de pousser les harmoniques vers des fréquences élevées et donc facilement filtrées.
- Les harmoniques sont centrés autour des fréquences multiples de $4mf$ dans l'algorithme 1 et autour de (mf) dans l'algorithme 2 ,
- La fréquence de couple est de 6 fois, par rapport a celle de la tension V_A dans les deux algorithmes.
- Le Taux d'harmonique (THD) est 27% dans l'algorithme 1 et 33% dans l'algorithme 2

II.4.2. Modulation vectorielle

II.4.2.1. Principe

Cette modulation peut utiliser aussi bien une ou quatre porteuses. On se contentera de présenter l'algorithme utilisant quatre porteuses bipolaires triangulaires. Cette stratégie utilise la propriété que l'onduleur a cinq niveaux est une association en série de quatre onduleurs à deux niveaux [5].

On définit à partir du vecteur de référence $V_{sref} = (V_{ref1}, V_{ref2}, V_{ref3})$ quatre nouveaux vecteurs de référence $(V_{sref1}, V_{sref2}, V_{sref3}, V_{sref4})$ qui sont définis comme suit (figure II-10) :

$$\begin{cases} V_{sref1}[i] = V_{sref}[i] + 2V_0 \\ V_{sref2}[i] = V_{sref}[i] + V_0 \\ V_{sref3}[i] = V_{sref}[i] - V_0 \\ V_{sref4}[i] = V_{sref}[i] - 2V_0 \end{cases} \quad (i=1,2,3) \quad (II.23)$$

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

$$V_0 = \frac{\{\max(V_{sref}) + \min(V_{sref})\}}{4} \quad (II.24)$$

Les porteuses utilisées sont identiques à celles présentés dans la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses triangulaires (figure II.10)

II.4.2.2 Algorithme de commande

L'algorithme de commande se résume aux deux étapes suivantes :

Etape 1

Détermination des tensions intermédiaires $V_{1M}[i]$, $V_{2M}[i]$, $V_{3M}[i]$, $V_{4M}[i]$ (images de sortie des quatre onduleurs à deux niveaux équivalents de l'onduleur à cinq niveaux).

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sref1}[i] \geq U_{p1} \Rightarrow V_{1M}[i] = 2U_c \\ V_{sref1}[i] \leq U_{p1} \Rightarrow V_{1M}[i] = U_c \\ V_{sref2}[i] \geq U_{p2} \Rightarrow V_{2M}[i] = U_c \\ V_{sref2}[i] \leq U_{p2} \Rightarrow V_{2M}[i] = 0 \end{array} \right. \quad \left\{ \begin{array}{l} V_{sref3}[i] \geq U_{p3} \Rightarrow V_{3M}[i] = 0 \\ V_{sref3}[i] \leq U_{p3} \Rightarrow V_{3M}[i] = -U_c \\ V_{sref4}[i] \geq U_{p4} \Rightarrow V_{4M}[i] = -U_c \\ V_{sref4}[i] \leq U_{p4} \Rightarrow V_{4M}[i] = -2U_c \end{array} \right. \quad (II.25)$$

Etape 2

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

$$V_{0M}[i] = V_{1M}[i] + V_{2M}[i] + V_{3M}[i] + V_{4M}[i] \quad (II.26)$$

D'où les ordres de commande des interrupteurs :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{0M}[i] = 2U_c \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 1, B_{k3} = 1, B_{k4} = 1, \\ V_{0M}[i] = U_c \Rightarrow B_{k1} = 0, B_{k2} = 1, B_{k3} = 1, B_{k4} = 1, \\ V_{0M}[i] = 0 \Rightarrow B_{k1} = 0, B_{k2} = 0, B_{k3} = 1, B_{k4} = 1, \\ V_{0M}[i] = -U_c \Rightarrow B_{k1} = 0, B_{k2} = 0, B_{k3} = 0, B_{k4} = 1, \\ V_{0M}[i] = -2U_c \Rightarrow B_{k1} = 0, B_{k2} = 0, B_{k3} = 0, B_{k4} = 0, \end{array} \right. \quad (II.27)$$

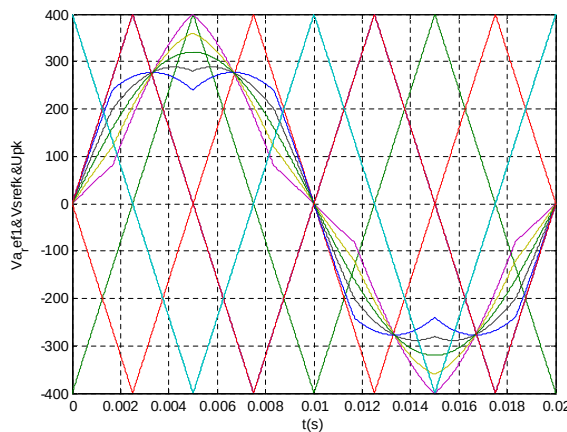


Figure (II.10) Les différents signaux de la stratégie modulation vectorielle à quatre porteuses bipolaires ($m = 2$, $r = 0.8$)

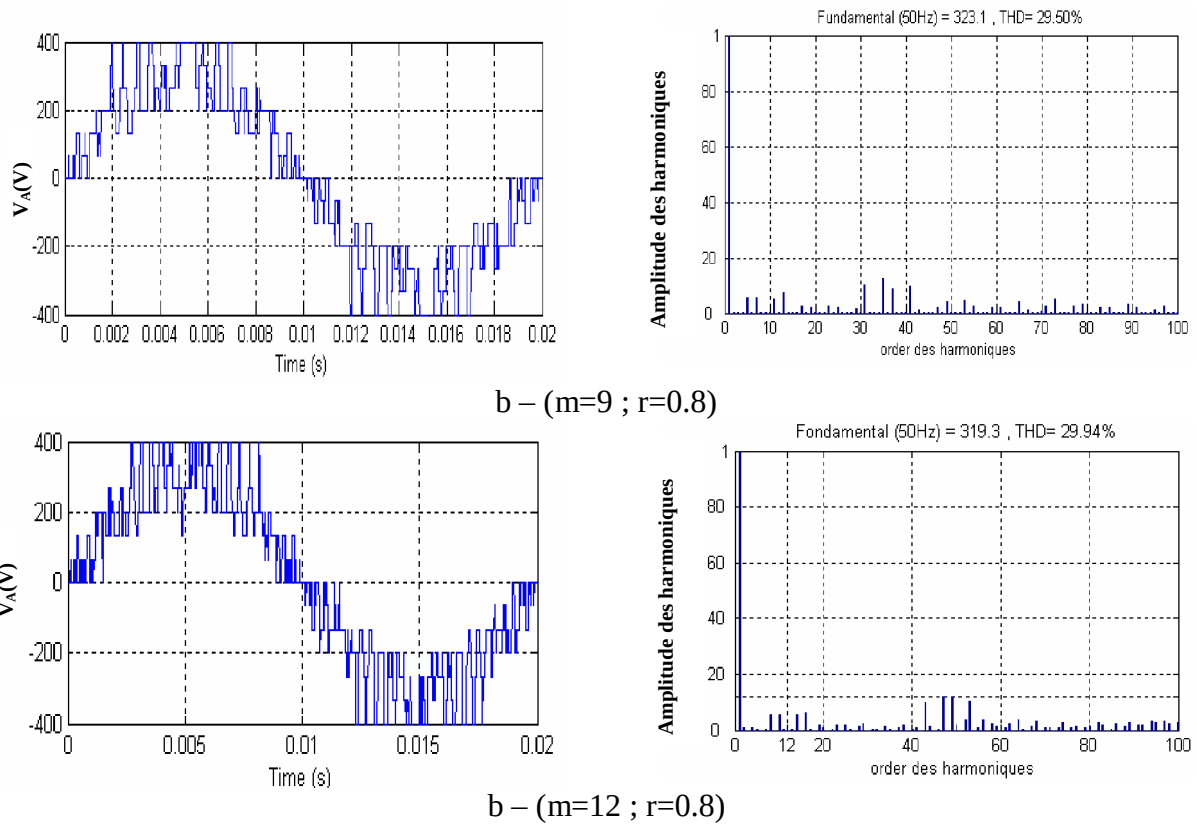
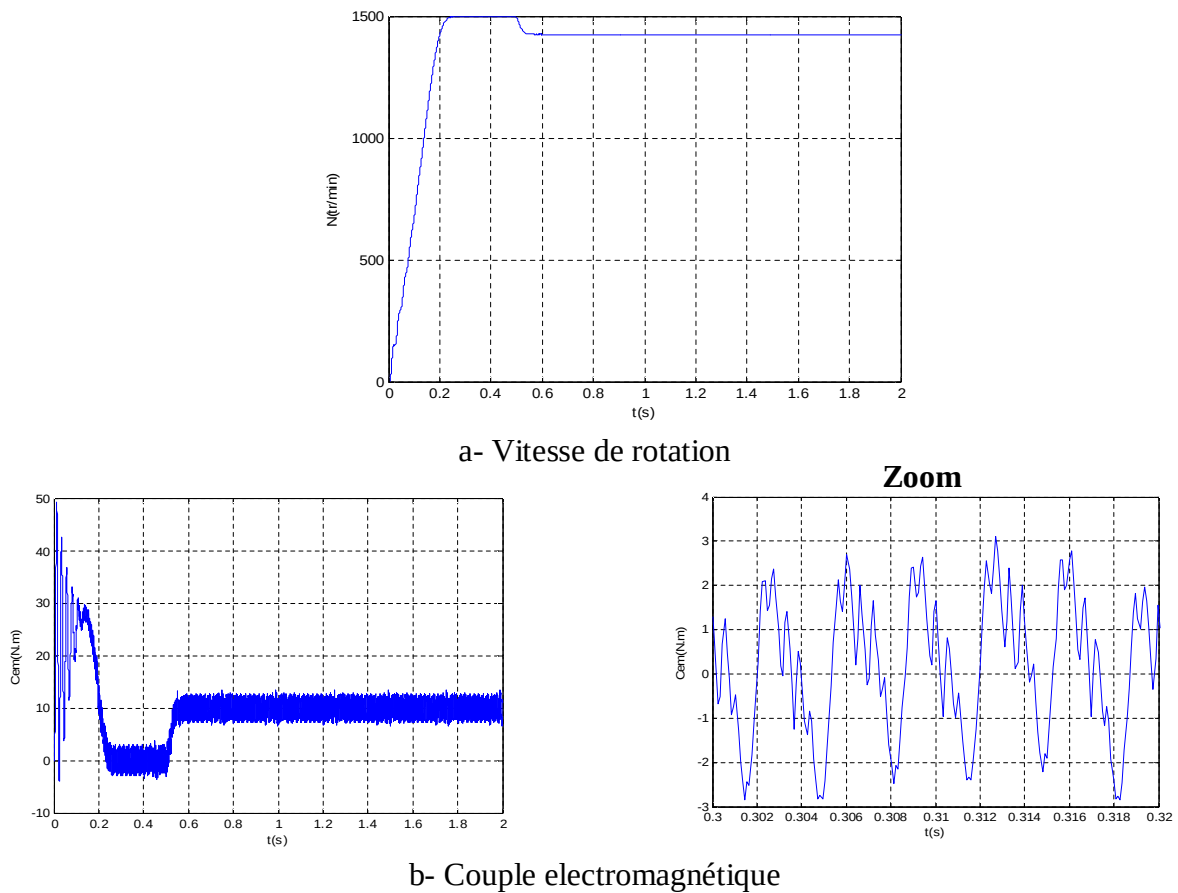
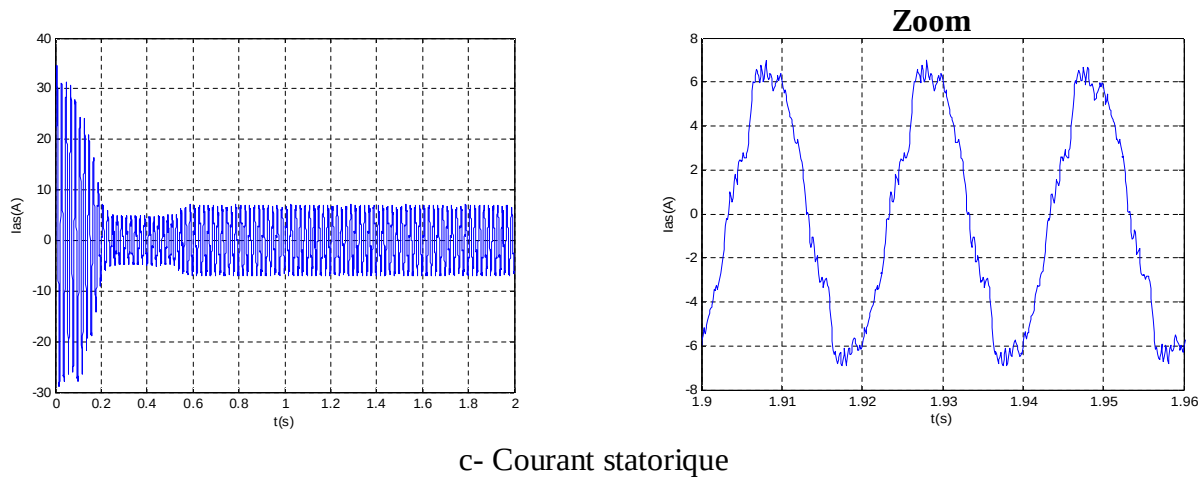


Figure (II.11) La tension V_A et son spectre harmonique, cas de la modulation vectorielle à quatre porteuses triangulaires





c- Courant statorique

Figure (II.12) Les performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes commandé par la stratégie modulation vectorielle à quatre porteuses triangulaires ($m=9$; $r=0.8$)

II.4.2.3. Interprétation des résultats

- La symétrie de la tension de sortie (V_A) par rapport à π , conduit à la présence des harmoniques impaires.
- L'augmentation de l'indice de modulation m permet de pousser les harmoniques vers des fréquences élevées ce qui facilite leur filtrage.
- Le taux des harmoniques (THD) est de 29%, il est inférieur à celui de l'algorithme 2 de la MLI.
- Les premières familles des harmoniques sont centrées autour de la fréquence multiple de (mf).

II.4.3. Commande par hystérésis en courant

II.4.3.1. Principe

Dans certaines applications, on préfère une commande en courant des machines. Cette commande en courant peut être réalisée en utilisant un commutateur de courant ou un onduleur de tension régulé en courant au moyen des régulateurs linéaires classiques (P, PI) ou à hystérésis [5].

Dans cette partie on présentera la commande par hystérésis en courant de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes. Son principe général est de comparer les courants de référence i_{refk} aux courants réels, et à partir de l'écart entre eux on déduit la commande des interrupteurs de l'onduleur (figure II.13)

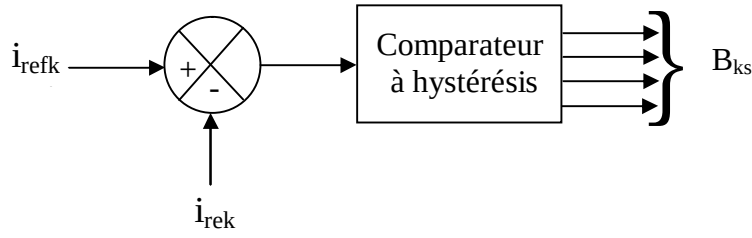


Figure (II.13) Schéma synoptique de la stratégie de commande par hystérésis en courant

Les courants de référence sont donnés par :

$$\begin{cases} i_{ref1} = I_m \sin(\omega t) \\ i_{ref2} = I_m \sin(\omega t - 2\pi / 3) \\ i_{ref3} = I_m \sin(\omega t - 4\pi / 3) \end{cases} \quad (II.28)$$

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

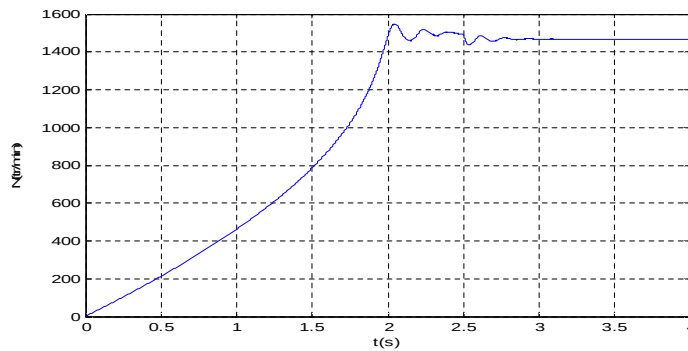
$$\varepsilon_k = i_{refk} - i_{rek} \quad k = \{1, 2, 3\} \quad (II.29)$$

II.4.3.2. Algorithme de commande

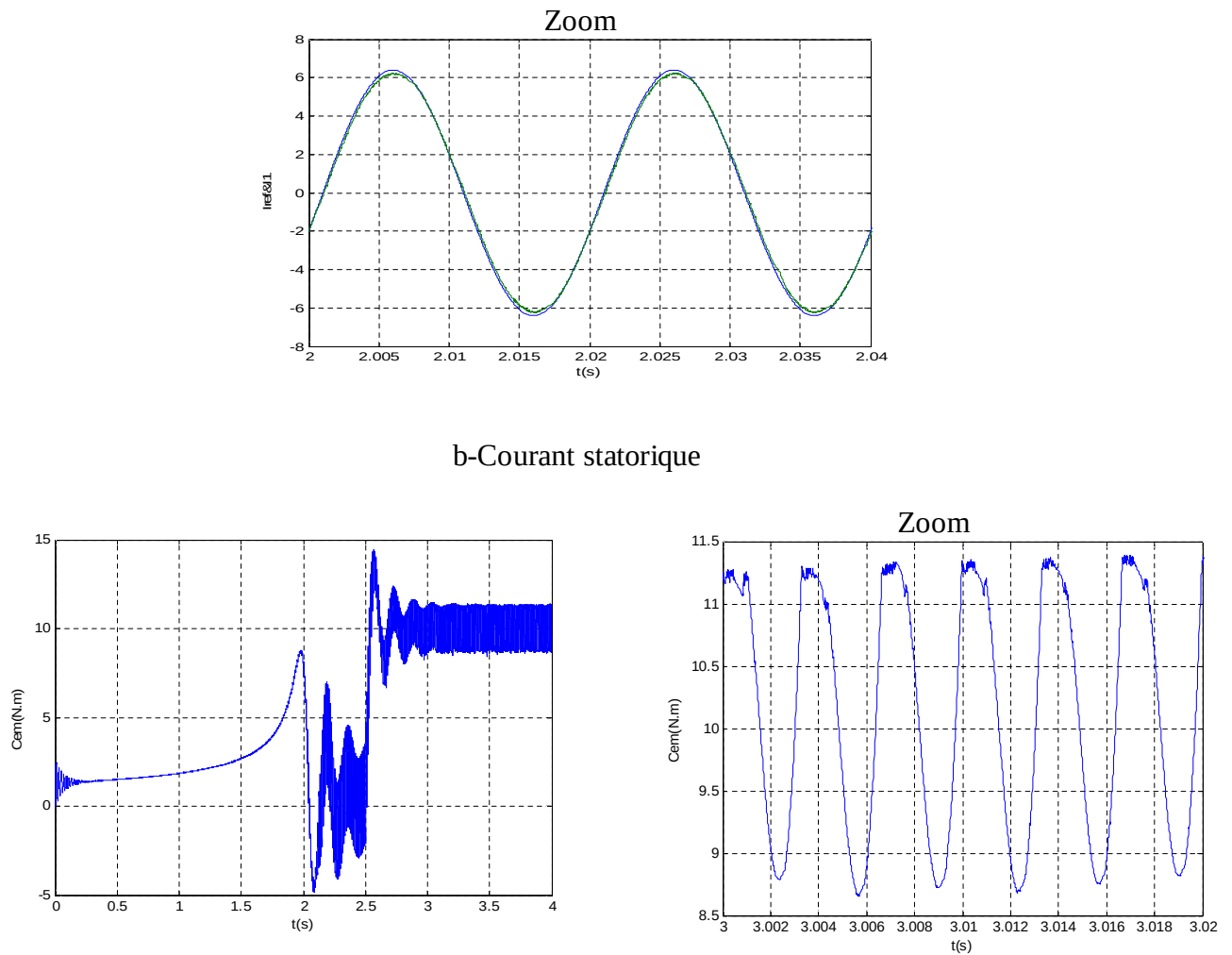
L'algorithme de cette stratégie est donné comme suit :

$$\begin{cases} \text{si } \varepsilon_k \geq 2\Delta i & \Rightarrow B_{k1} = 0; B_{k2} = 0; B_{k3} = 0; B_{k4} = 0 \\ \text{si } \Delta i < \varepsilon_k < 2\Delta i & \Rightarrow B_{k1} = 1; B_{k2} = 0; B_{k3} = 0; B_{k4} = 0 \\ \text{si } -2\Delta i < \varepsilon_k < -\Delta i & \Rightarrow B_{k1} = 1; B_{k2} = 1; B_{k3} = 1; B_{k4} = 0 \\ \text{si } \varepsilon_k < -2\Delta i & \Rightarrow B_{k1} = 1; B_{k2} = 1; B_{k3} = 1; B_{k4} = 1 \\ \text{sinon} & B_{k1} = 1; B_{k2} = 1; B_{k3} = 0; B_{k4} = 0 \end{cases} \quad (II.30)$$

Δi : la largeur de la bande d'hystérésis.

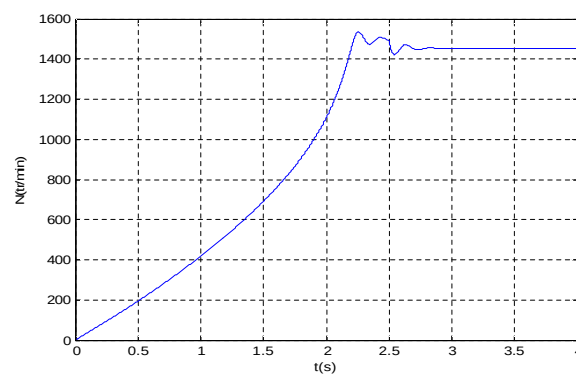


a-Vitesse de rotation

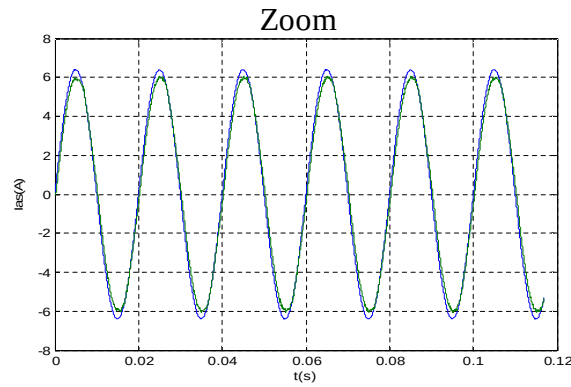


c- Couple électromagnétique

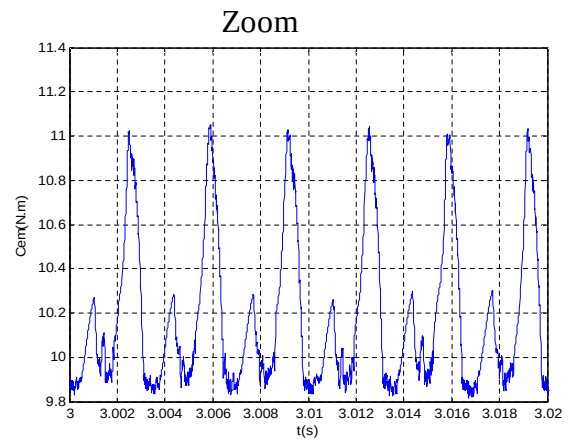
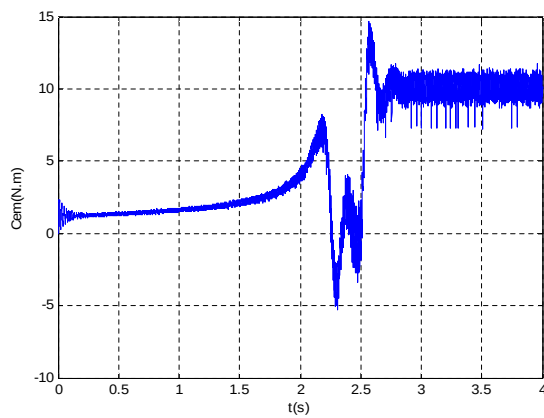
Figure (II-14) Les performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes commandé par hystérésis en courant ($\Delta i=0.1A$)



a- Vitesse de rotation



b- Courant statorique



c- Couple électromagnétique

Figure (II-15) Les performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes commandé par hystérésis en courant ($\Delta i=0.5A$)

II.4.2.3. Interprétations des résultats

On note pour cette stratégie de commande que :

- Les courants de la machine suivent bien leurs références pour les différentes valeur de Δi (figures (II-9) et (II-10)) , il faut noter que la valeur de Δi est un paramètre très important de la stratégie parce que la fréquence de commutation des interrupteurs dépend fortement de la valeur de Δi .
- Les régimes transitoires dans la vitesse et le couple sont très lents (2s) par rapport aux autres stratégies.
- La fréquence du couple électromagnétique est six fois celle de la tension de sortie.

II.5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le modèle de fonctionnement de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes.

On a démontré également que l'onduleur triphasé à cinq niveaux est la mise en série de quatre onduleurs à deux niveaux et donc de deux onduleurs trois niveaux.

Nous avons présenté également trois stratégies de commande de l'onduleur à savoir la stratégie de commande triangulo- sinusoïdale à quatre porteuses bipolaires, la modulation vectorielle et la commande par hystérésis en courant. Pour la commande triangulo-sinusoidale l'augmentation de l'indice de la modulation permet d'éliminer les harmoniques de rangs plus faibles et les repousser vers les fréquences les plus élevées ce qui traduit une facilité de filtrage, alors que la commande par hystérésis en courant offre la possibilité de contrôler la fréquence et l'amplitude des courants de la machine asynchrone.

En générale, ce chapitre permet de donner une idée globale sur la modélisation et stratégies de commande de tous les onduleurs à niveaux multiples à diodes flottantes.

Chapitre III

Asservissement linéaire
des cascades à cinq niveaux

III.1. Introduction

Dans l'étude précédente, on a supposé les différentes tensions (U_{c1} , U_{c2} , U_{c3} , U_{c4}) du filtre d'entrée de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes constantes et égales. Or ceci n'est vrai en pratique que dans le cas des installations de faible puissance utilisant des batteries. Pour cela on propose d'étudier un dispositif permettant de générer ces tensions à partir d'un réseau alternatif (50 Hz).

L'utilisation de convertisseur alternatif –continu permet de créer un tampon entre la charge et le réseau électrique. Pour cela, on utilise généralement des redresseurs à diodes ou à thyristors (pont de Graëtz) mais ces convertisseurs présentent néanmoins certains inconvénients [7] :

- Ils injectent des courants harmoniques de la charge vers le réseau.
- Ils absorbent de la puissance réactive liée à l'utilisation des thyristors.

Il est alors nécessaire de disposer des batteries de condensateurs ou des compensateurs, synchrones pour améliorer le facteur de puissance mais même ces solutions restent limitées [1].

Une autre solution consiste à utiliser un redresseur utilisant des interrupteurs bicommandables, commandés en modulation de largeurs d'impulsions (MLI) afin de repousser les harmoniques vers des fréquences élevées [1].

Deux structures de redresseurs sont alors possibles :

- les redresseurs de courant à MLI
- les redresseurs de tension à MLI

Dans notre étude, nous opterons pour les premiers et nous proposons :

- D'asservir les courants d'alimentation des redresseurs MLI à deux niveaux, trois ou cinq niveaux afin d'avoir un facteur de puissance le plus proche possible de l'unité coté réseau.
- De réguler les tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux en agissant sur le ou le redresseur.

Ces asservissements permettent en outre d'utiliser des capacités de valeurs raisonnables. Ce dernier point est très important surtout dans le domaine des grandes puissances (traction électrique ...) pour lequel ces changeurs de fréquence sont destinés.

Nous détaillerons les asservissements des courants d'entrée et de la tension de sortie du redresseur MLI à deux niveaux puis nous montrerons l'extrapolation de la méthodologie utilisée avec les cascades suivantes :

- Cascade nécessitant un redresseur de courant à deux niveaux à MLI- onduleur de tension à cinq niveaux – machine asynchrone avec et sans le pont de clamping.

- Cascade nécessitant un redresseur de courant à trois niveaux à MLI- onduleur de tension à cinq niveaux – machine asynchrone avec et sans le pont de clamping.
- Cascade nécessitant un redresseur de courant à cinq niveaux à MLI- onduleur de tension à cinq niveaux – machine asynchrone.
- Cascade nécessitant deux redresseurs de courant à deux niveaux à MLI- onduleur de tension à cinq niveaux – machine asynchrone avec et sans le pont de clamping.
- Cascade nécessitant quatre redresseurs de courant à deux niveaux à MLI- onduleur de tension à cinq niveaux – machine asynchrone

III.2. Cascade utilisant un redresseur de courant à MLI à deux niveaux – onduleur de tension à cinq niveaux – machine asynchrone

Nous présentons 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 d'un redresseur de courant à MLI à deux niveaux. Pour la commande de ce redresseur de courant à MLI à deux niveaux toutes les stratégies de commande possibles pour l'onduleur à deux niveaux sont utilisables pour le redresseur.

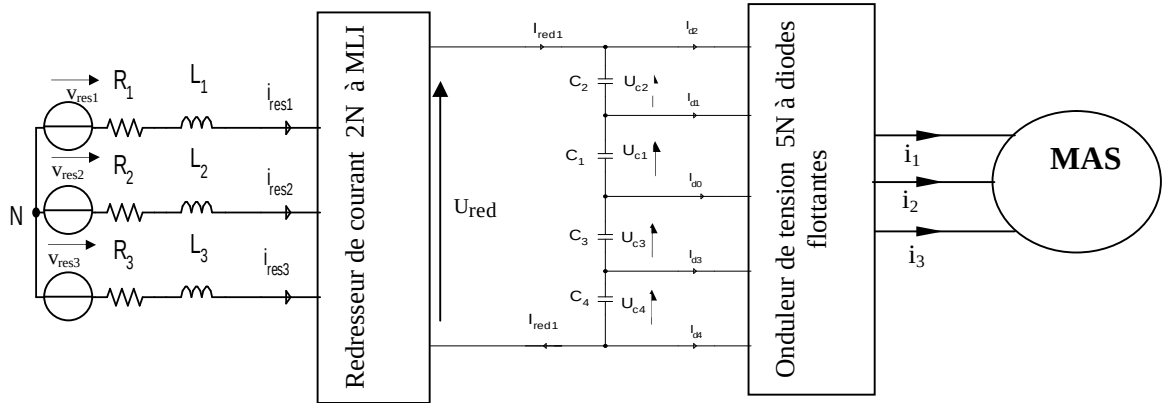


Figure (III.1) Structure de la cascade un redresseur de courant à MLI à deux niveaux – onduleur de tension à 5N à diodes flottantes - MAS.

III.2.1. Modélisation du redresseur de courant à MLI à deux niveaux

La structure du redresseur de courant à MLI est celle de la figure suivante :

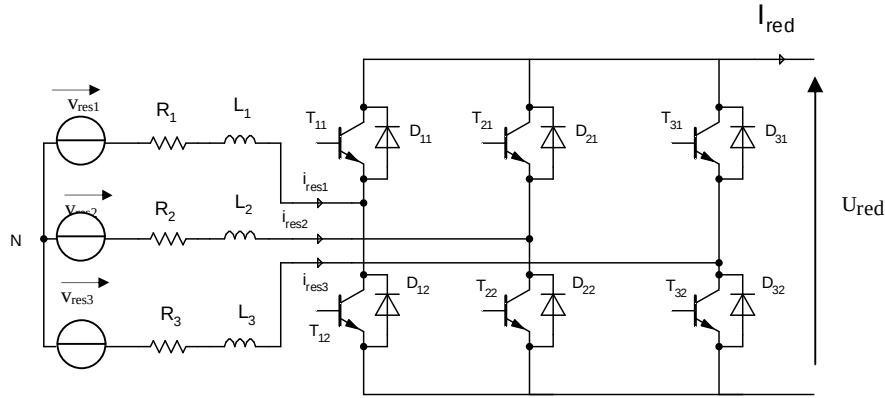


Figure (III.2) Structure du redresseur de courant à MLI à deux niveaux

La commande complémentaire utilisée est la suivante :

$$\begin{cases} B_{r11} = \overline{B_{r12}} \\ B_{r21} = \overline{B_{r22}} \\ B_{r31} = \overline{B_{r32}} \end{cases} \quad (III.1)$$

Le modèle de connaissance du redresseur a la forme suivante :

$$V_{km} = F_{rki} \cdot U_{red} \quad (III.2)$$

Avec F_{rki} : fonction de connexion de l'interrupteur TD_{rki}

Les tensions d'entrée du redresseur sont données par le système suivant :

$$\begin{cases} V_A = \frac{1}{3}(2F_{r11} - F_{r21} - F_{r31})U_{red} \\ V_B = \frac{1}{3}(2F_{r21} - F_{r11} - F_{r31})U_{red} \\ V_C = \frac{1}{3}(2F_{r31} - F_{r11} - F_{r21})U_{red} \end{cases} \quad (III.3)$$

Le courant de sortie du redresseur, en fonction des fonctions de connexion des interrupteurs des courants d'entrée , a la forme suivante :

$$I_{red} = F_{r11}i_{res1} + F_{r21}i_{res2} + F_{r31}i_{res3} \quad (III.4)$$

III.2.2. Modélisation du filtre intermédiaire

Dans ce cas, le filtre intermédiaire à l'allure suivante :

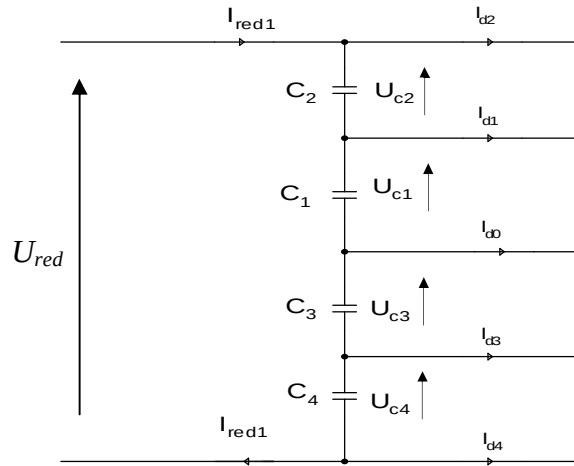


Figure (III.3) Structure du filtre intermédiaire

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

$$\begin{cases} C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} = I_{red} - I_{d1} - I_{d2} \\ C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} = I_{red} - I_{d2} \\ C_3 \frac{dU_{c3}}{dt} = I_{red} + I_{d3} + I_{d4} \\ C_4 \frac{dU_{c4}}{dt} = I_{red} + I_{d4} \end{cases} \quad (III.5)$$

III.2.3. Asservissement du redresseur de courant à deux niveaux à MLI

III.2.3.1. Principe général

Chaque phase k ($k=1,2$ ou 3) du réseau triphasé alimentant le pont redresseur triphasé à deux niveaux peut être modélisé par un circuit RL. La tension V_{resk} est celle de la phase k du réseau triphasé et V_k la tension liée au bras k du redresseur.

Etant donné que les composantes homopolaires des courant et tensions d'entrée du redresseur à deux niveaux sont nuls, on asservira uniquement les courants de deux phases du réseau.

La boucle de tension impose la valeur efficace I_e des courants de référence du réseau. Pour modéliser cette boucle de tension, on utilise le principe de la conversion de la puissance instantanée avec l'hypothèse d'un redresseur sans pertes [1]

$$\begin{cases} P_e = V_1 i_{res1} + V_2 i_{res2} + V_3 i_{res3} = \sum_{k=1}^3 (V_{resk} i_{resk} - R i_{resk}^2 - \frac{1}{2} L \frac{d i_{resk}^2}{dt}) \\ P_s = U_{red} I_{red} = U_{red} (i_{ch} + i_c) \end{cases} \quad (III.6)$$

En négligeant les pertes par effet joule dans les résistances R du réseau, on obtient :

$$P = \sum_{k=1}^3 V_{resk} i_{resk} - \frac{1}{2} L \frac{d i_{resk}^2}{dt} = U_{red} I_{red} \quad (III.7)$$

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

$$P = 3 V_r I_e = U_{red} I_{red} \quad (III.8)$$

$$V_{resk} = V_r \sqrt{2} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}(k-1)) \quad (III.9)$$

$$i_{resk} = I_e \sqrt{2} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}(k-1)) \quad (III.10)$$

Avec $k=1,2,3$

La figure montre le schéma du principe de l'asservissement global du redresseur triphasé. Cet asservissement nécessite la mesure des trois courants i_{res1} , i_{res2} et i_{ch} et de la tension de sortie U_c .

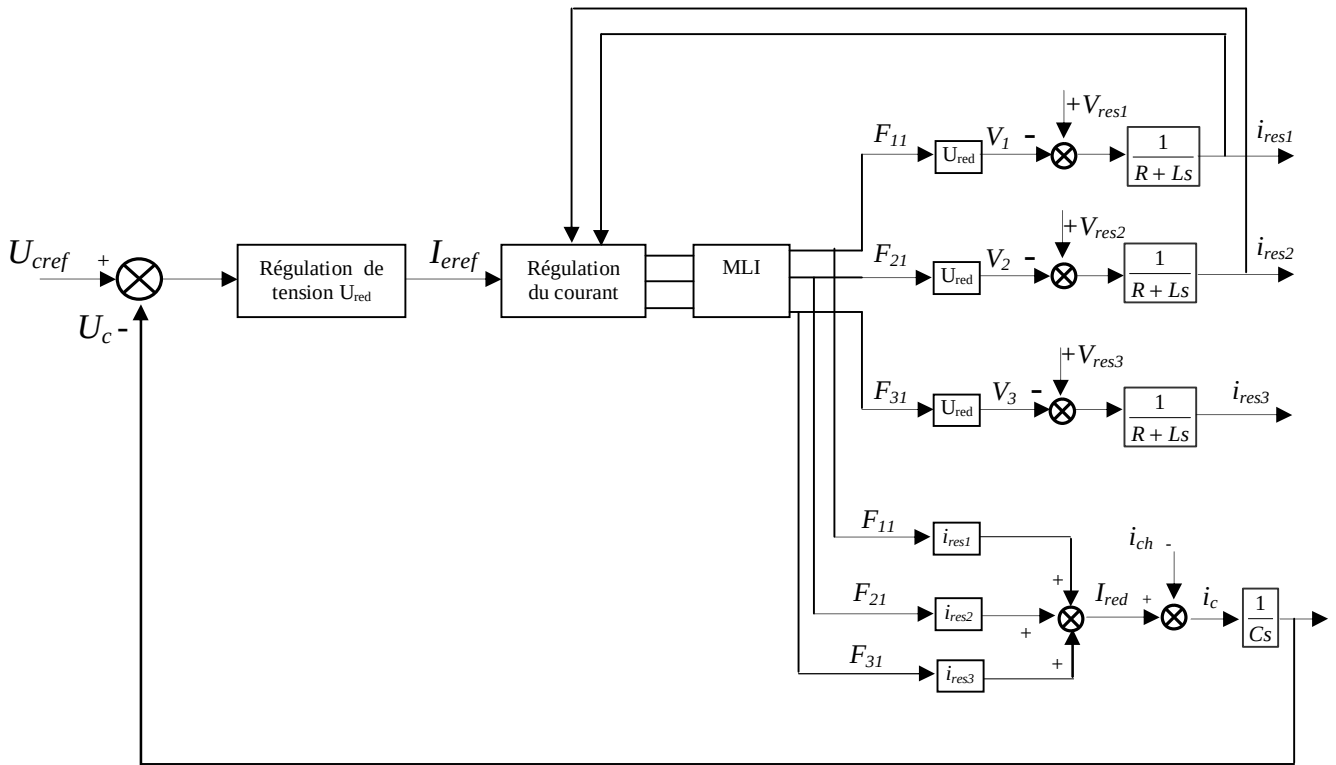
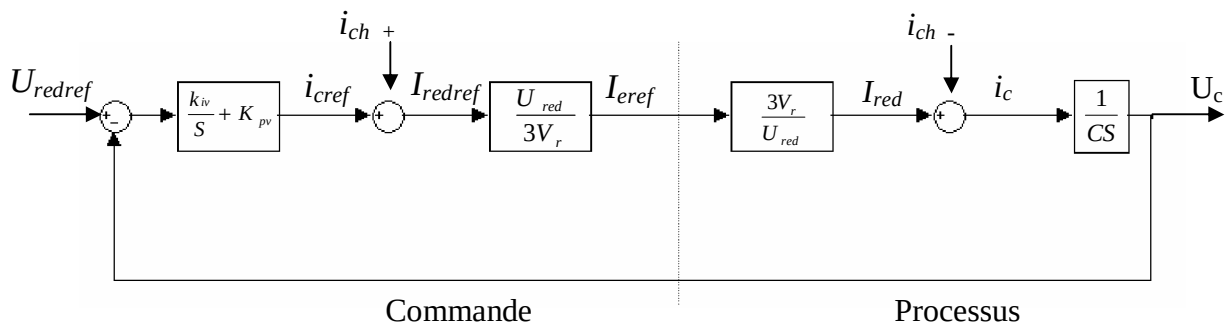


Figure (III.4) Principe général de l'asservissement du redresseur triphasé à deux niveaux

III.2.3.2. Asservissement du redresseur triphasé à deux niveaux à MLI en utilisant un PI de tension et un PI de courant

III.2.3.2.1. Régulation de la tension

Pour la boucle de tension, on utilise un régulateur PI (Proportionnel Intégral). Le schéma de commande de la tension de sortie U_{red} du redresseur à deux niveaux est donnée à la figure (III.3).

Figure (III.5) Schéma de commande de la tension de sortie U_{red} du redresseur de courant triphasé à MLI à deux niveaux

Le schéma de régulation de la tension est présenté sur la figure suivante

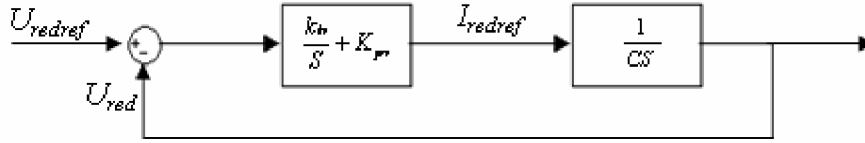


Figure (III.6) Schéma réduit de régulation de tension

III.2.3.2.2.2. Calcul des paramètres du régulateur PI

La fonction de transfert en boucle fermée :

$$\frac{U_{red}}{U_{ref}} = \frac{(k_{iv} + k_{pv}S)}{CS^2 + k_{pv}S + k_{iv}} \quad (III.11)$$

En imposant une paire de pôles complexes conjugués $S_{1,2} = -\rho \pm j\rho$, le polynôme caractéristique désiré en boucle fermée s'écrit comme suit :

$$P(S) = S^2 + 2\rho S + 2\rho^2 \quad (III.12)$$

Par identification, nous obtenons les paramètres du régulateur PI :

$$\begin{cases} k_{pv} = 2\rho C \\ k_{iv} = 2\rho^2 C \end{cases} \quad (III.13)$$

III.2.2.2.3. Discrétisation du régulateur PI

La fonction de transfert continue du régulateur PI est :

$$\frac{I_{redref}}{e_v} = \left(\frac{k_{iv}}{S} + k_{pv} \right) \quad (III.14)$$

$$e_v = U_{redref} - U_{red} \quad (III.15)$$

$$I_{redref}(k) = k_{pv} (U_{redref}(k) - U_{red}(k)) + k_{iv} \Sigma(k) \quad (III.16)$$

$$\Sigma(k) = \Sigma(k-1) + T_{ev} (U_{redref}(k) - U_{red}(k)) \quad (III.17)$$

T_{ev} : la période d'échantillonnage du régulateur.

III.2.3.2.2.4. Régulation du courant

Les courants du réseau des phases 1 et 2 sont contrôlés par des régulateurs PI. L'algorithme de la boucle de courant est donné à la figure (III.7) sur ce schéma, la fonction de transfert $H(S)$ s'exprime comme suit :

$$H(S) = \frac{I_{resk}}{V} = \frac{1}{R + LS}$$

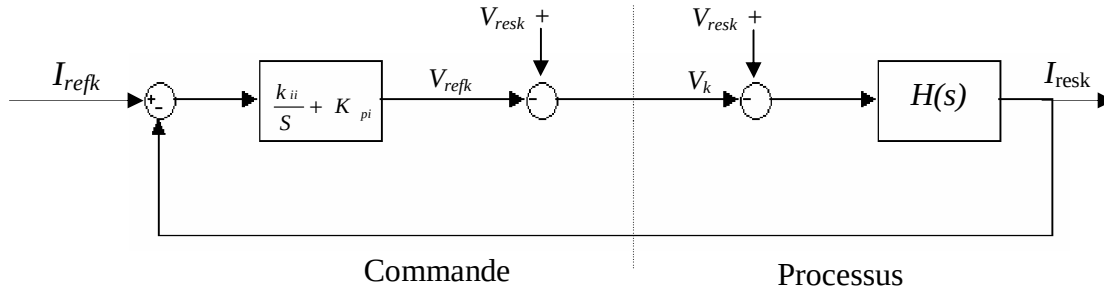


Figure (III.7) Schéma de commande des courants de réseau i_{resk} du redresseur de courant triphasé à MLI à deux niveaux.

Le schéma de régulation du courant est présenté sur la figure suivante :

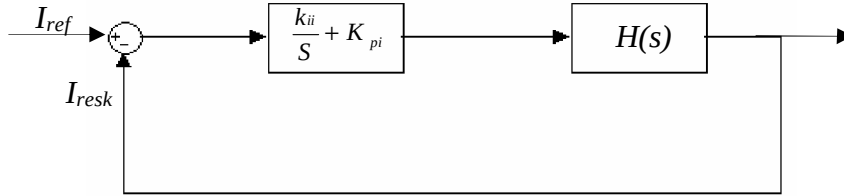


Figure (III.8) : Schéma réduit de régulation de courant

III.2.3.2.2.5. Calcul des paramètres du régulateur PI

La fonction de transfert en boucle fermée

$$\frac{I_{resk}}{I_{ref}} = \frac{(k_{ii} + k_{pi}S)}{LS^2 + (R + k_{pi}S) + k_{ii}} \quad (III.18)$$

En imposant une paire de pôles complexe conjugués $S_{1,2} = -\rho \pm j\omega$, le polynôme caractéristique désiré en boucle fermée s'écrit comme suit :

$$P(S) = S^2 + 2\rho S + 2\rho^2 \quad (III.19)$$

Par identification, nous obtenons les paramètres du régulateur PI :

$$\begin{cases} k_{pv} = 2\rho L - R \\ k_{iv} = 2\rho^2 L \end{cases} \quad (III.20)$$

III.2.3.2.6. Discretisation du régulateur PI

La fonction de transfert continue du régulateur PI est :

$$\frac{V_{ref}}{e_i} = \left(\frac{k_{ii}}{S} + k_{pi} \right) \quad (III.21)$$

$$e_i = I_{ref} - I_{resk} \quad (III.22)$$

$$V_{ref}(k) = k_{pi}(I_{ref}(k) - I_{resk}(k)) + k_{ii}\Sigma(k) \quad (III.23)$$

$$\Sigma(k) = \Sigma(k-1) + T_{ei}(I_{ref}(k) - I_{resk}(k)) \quad (III.24)$$

T_{ei} : la période d'échantillonnage du régulateur.

III.2.3.3. Résultats de la simulation

On applique les algorithmes d'asservissement élaborés précédemment (figures III.5, III.7) pour commander le redresseur de courant MLI à deux niveaux pour la cascade un redresseur de courant à MLI à deux niveaux –onduleur de tension à cinq niveaux à diodes flottantes –machine asynchrone (figure III.1).

Le filtre capacitif de sortie à comme paramètres $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = 40\text{mF}$. Le réseau triphasé alimentant le redresseur à une tension efficace de 220V, une fréquence de 50 Hz, $R=0.25 \Omega$ et $L=10\text{mH}$.

La simulation est effectuée avec les paramètres suivants :

Régulateur	ρ	k_p	k_i	T_e
De tension	10	0.8	8	2.10^{-2}
De courant	400	7.75	3200	10^{-4}

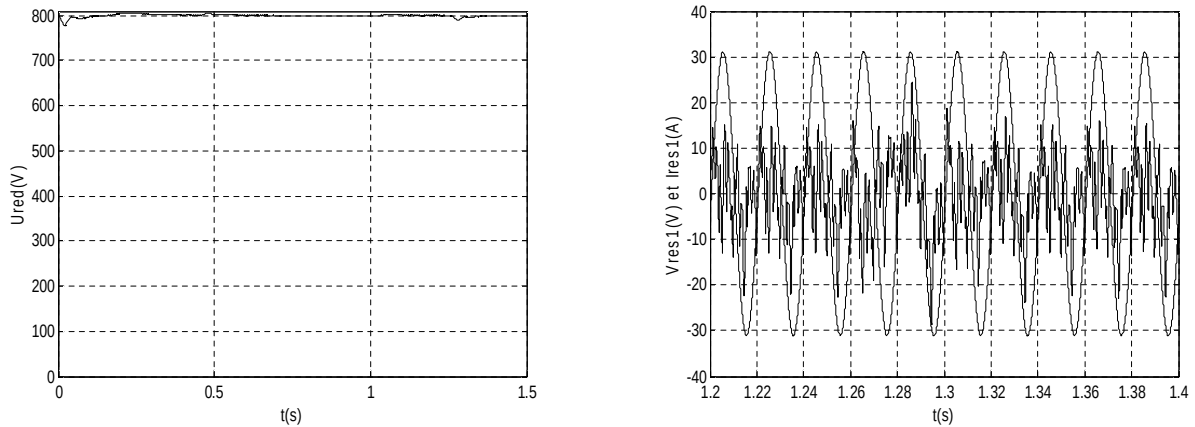


Figure (III.9) tension U_{red} , tension V_{res1} , courant du réseau i_{res1}

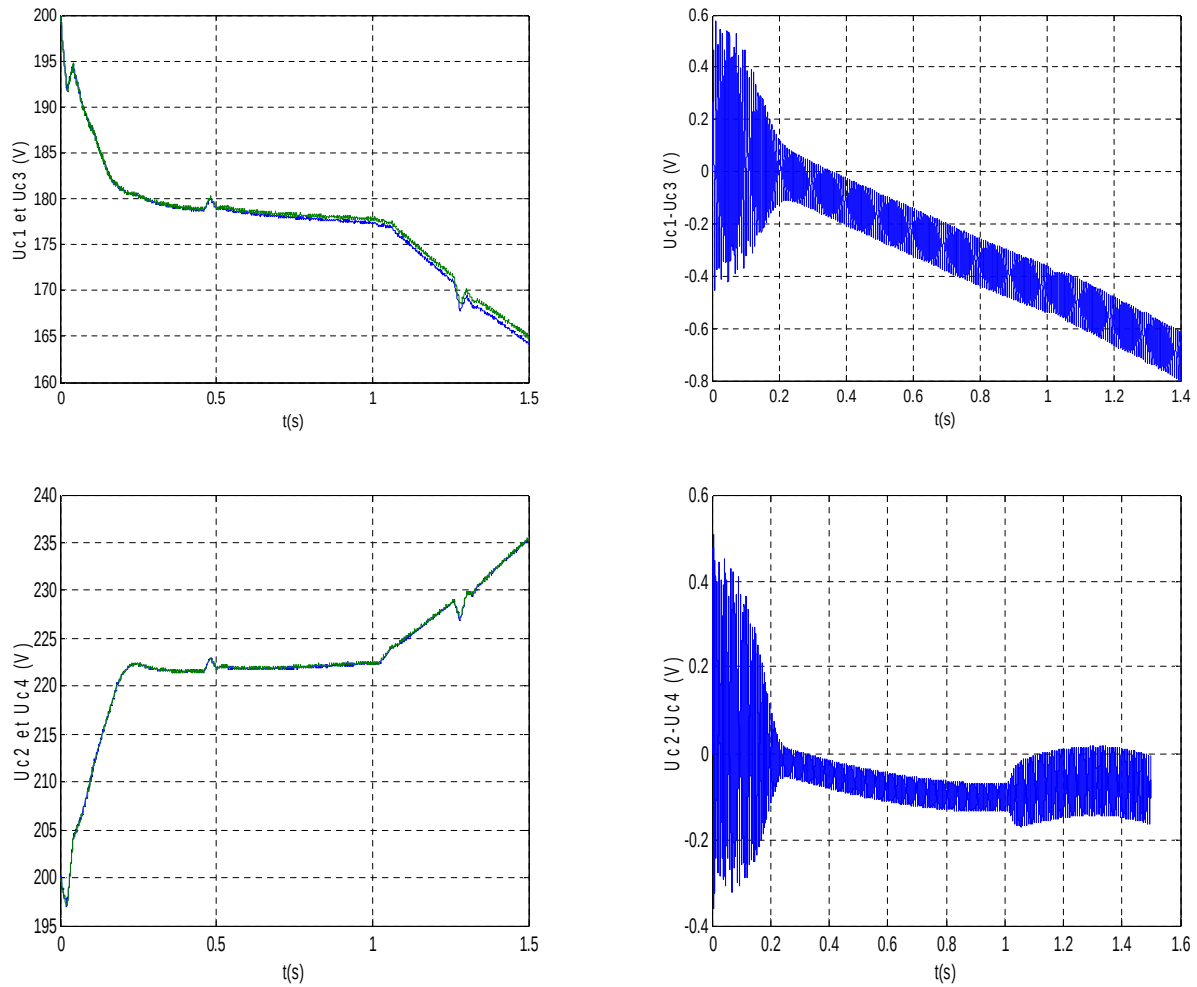


Figure (III.10) Tensions (U_{c1} , U_{c3}) et (U_{c2} , U_{c4}) et la différence ($U_{c1} - U_{c3}$) et ($U_{c2} - U_{c4}$)

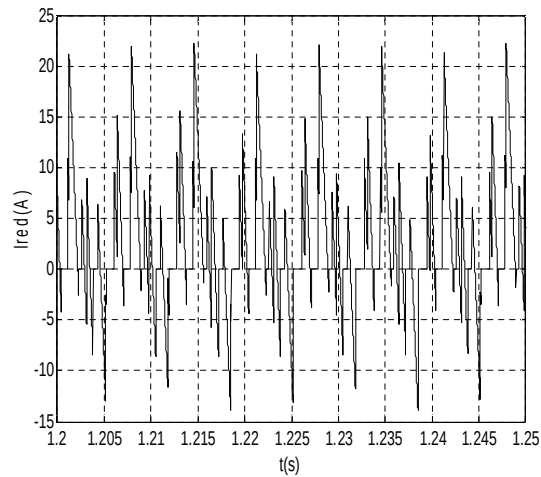


Figure (III.11) Courant redressé I_{red} du redresseur à deux niveaux

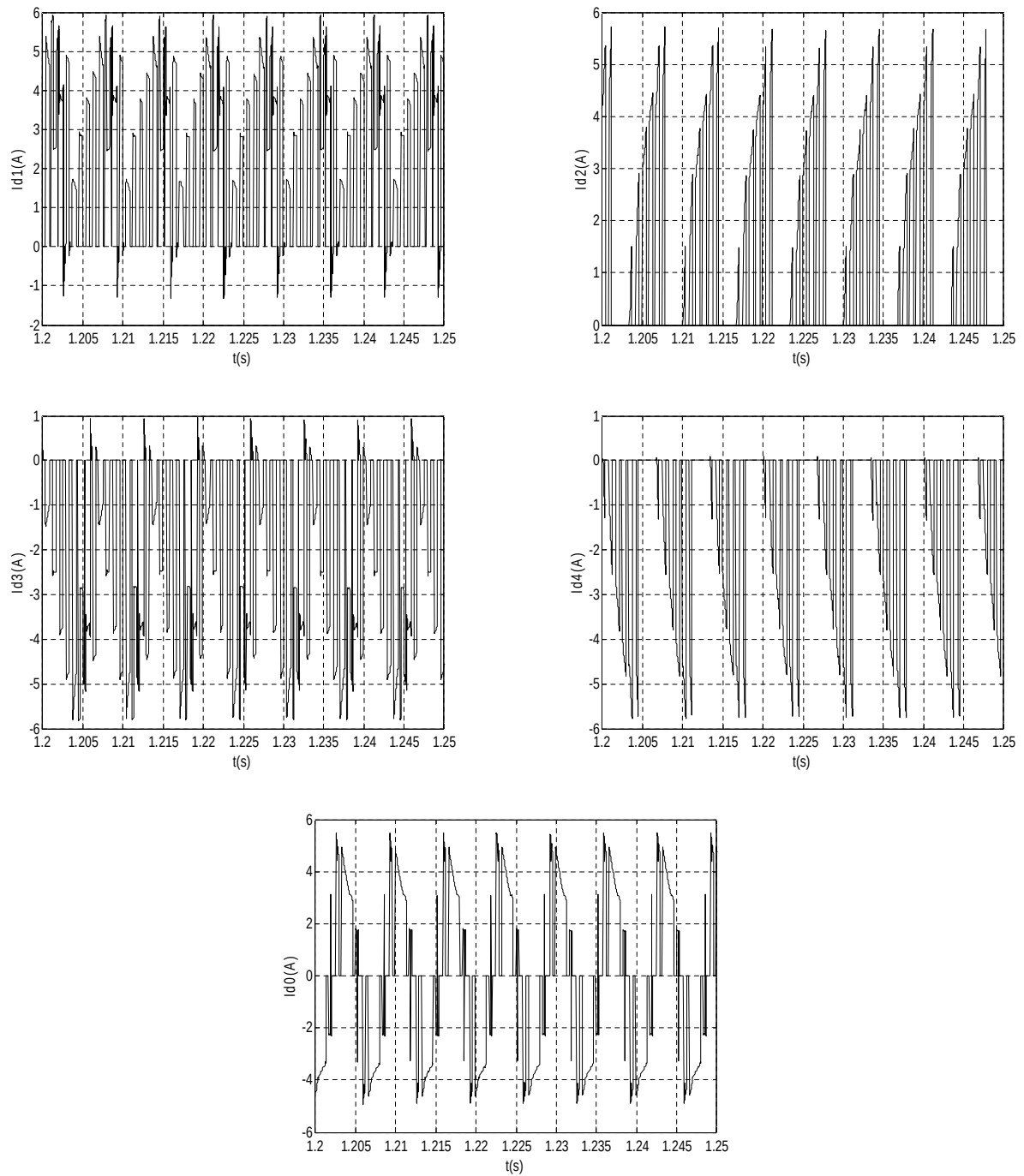
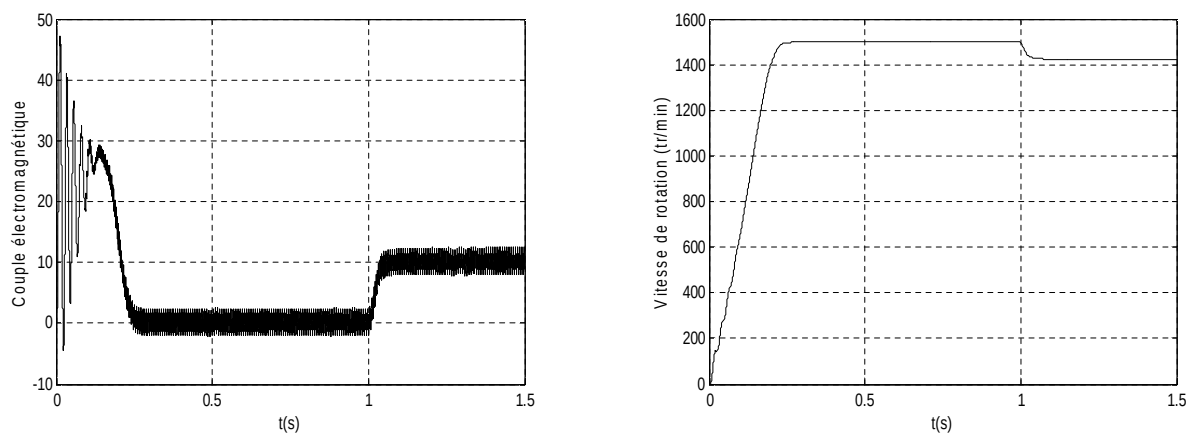


Figure (III.12) Courants d'entrée de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes



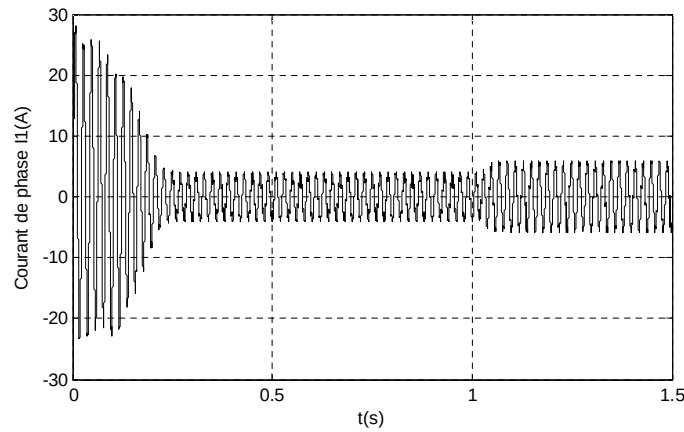


Figure (III.13) Performances de la machine asynchrone

III.2.2.4. Interprétations des résultats

On constate que le courant de réseau i_{res1} est pollué et en phase avec la tension de réseau V_{res1} (Figure III.9).

La tension U_{red} suit parfaitement sa référence 800V (Figure III.9)

Les tensions d'entrée de l'onduleur de tension à cinq niveaux (U_{c1} , U_{c3}) sont décroissantes et (U_{c2} , U_{c4}) sont croissantes (Figure III.12).

Les courants d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux (I_{d1} , I_{d2}) et (I_{d3} , I_{d4}) ont la même allure mais sont inversés l'un par rapport à l'autre.

La figure (III.13) donne les performances de la machine asynchrone (vitesse, couple, courants) on voit bien sur cette figure les ondulations dues à des tensions d'entrée de l'onduleur.

III.3. Cascade utilisant un redresseur de courant à MLI à trois niveaux – onduleur de tension à cinq niveaux – machine asynchrone

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

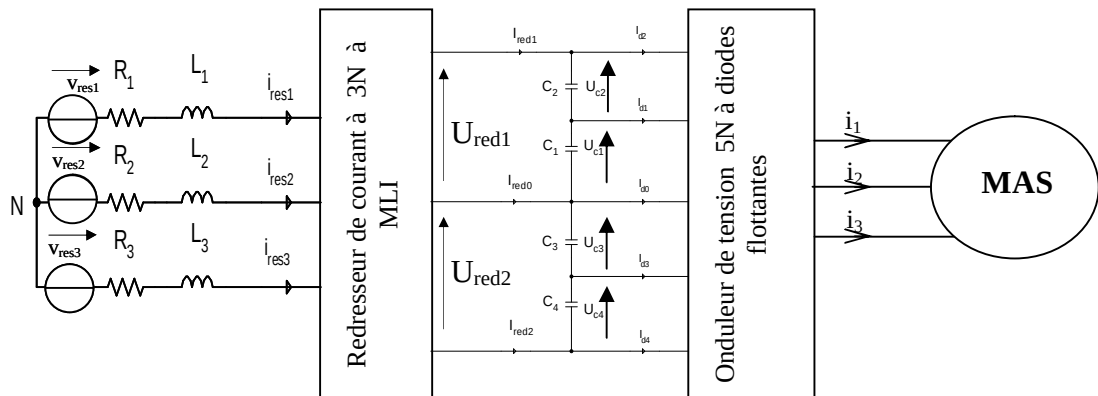


Figure (III.14) Structure de la cascade un redresseur de courant à MLI à trois niveaux – onduleur de tension à 5N à diodes flottantes - MAS.

III.3.1. Modélisation du redresseur de courant à MLI à trois niveaux

Comme pour l'onduleur de tension à deux niveaux, la réversibilité de l'onduleur de tension triphasé à trois niveaux lui permet de fonctionner en redresseur de courant [5].

La structure du redresseur de courant à MLI est celle de la figure suivante :

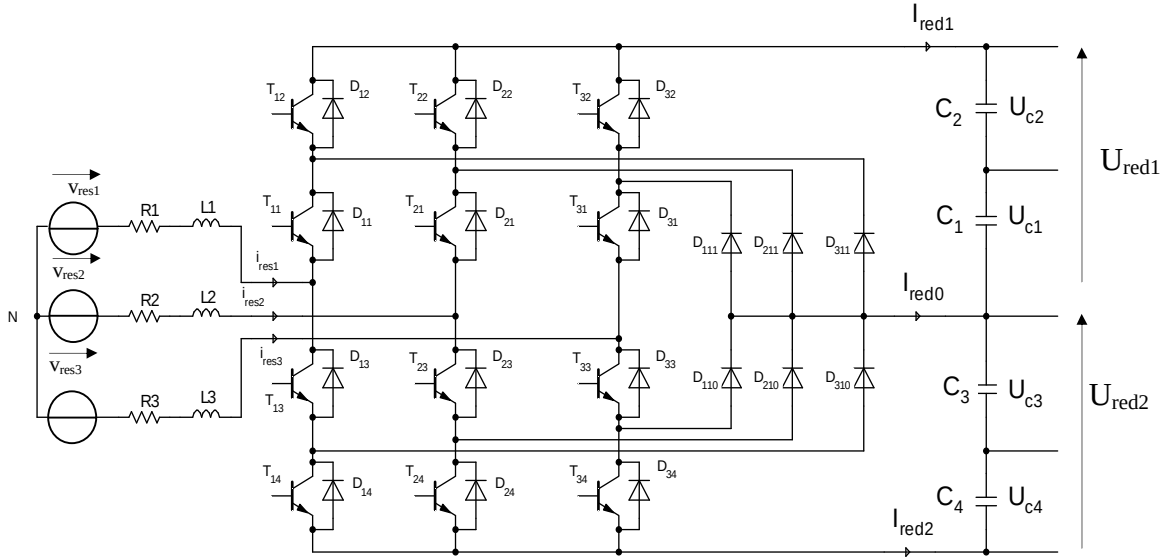


Figure (III.15) Structure du redresseur de courant à MLI à trois niveaux

La commande complémentaire s'est définie comme suit [6]:

$$\begin{cases} B_{k1r} = \overline{B_{k4r}} \\ B_{k2r} = \overline{B_{k3r}} \end{cases} \quad (III.25)$$

En utilisant les fonctions de connexion des interrupteurs, la tension V_{kmr} est donnée par l'équation suivante :

$$V_{KM} = F_{k1r} F_{k2r} (U_{c1} + U_{c2}) - F_{k3r} F_{k4r} (U_{c3} + U_{c4}) \quad (III.26)$$

Les fonctions de connexion des demi-bras en fonction de celles interrupteurs sont donnée comme suit :

$$\begin{cases} F_{k1r}^b = F_{k1r} F_{k2r} \\ F_{k0r}^b = F_{k3r} F_{k4r} \end{cases} \quad (III.27)$$

En remplaçant (III.27) dans (III.26) on obtient :

$$V_{KM} = F_{k1r}^b (U_{c1} + U_{c2}) - F_{k0r}^b (U_{c3} + U_{c4})$$

Les équations des courants sont données par le système suivant :

$$\begin{cases} I_{red1} = F_{11r}^b i_{res1} + F_{21r}^b i_{res2} + F_{31r}^b i_{res3} \\ I_{red2} = F_{10r}^b i_{res1} + F_{20r}^b i_{res2} + F_{30r}^b i_{res3} \\ I_{red3} = i_{res1} + i_{res2} + i_{res3} - I_{red1} - I_{red2} \end{cases} \quad (III.2)$$

III.3.2. Stratégie de commande triangulo- sinusoïdale

Le principe de cette stratégie pour un bras k du redresseur à trois niveaux peut être résumé en deux étapes comme suit :

Etape1 : Détermination des signaux intermédiaires :

$$\begin{cases} V_{refk} \geq U_{p1} \Rightarrow V_{k1} = \frac{E}{2} \\ V_{refk} \leq U_{p1} \Rightarrow V_{k1} = 0 \end{cases} \quad \begin{cases} V_{refk} \geq U_{p2} \Rightarrow V_{k0} = 0 \\ V_{refk} \leq U_{p2} \Rightarrow V_{k0} = -\frac{E}{2} \end{cases} \quad (III.29)$$

Etape2 : détermination du signal V_{k2} et des ordres de commande B_{ks} des interrupteurs

$$V_{k2} = V_{k1} + V_{k0}$$

$$\begin{cases} V_{k2} = \frac{E}{2} \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 1 \\ V_{k2} = -\frac{E}{2} \Rightarrow B_{k1} = 0, B_{k2} = 0 \\ V_{k2} = 0 \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 0 \end{cases} \quad (III.30)$$

III.3.3. Modélisation du filtre intermédiaire

Dans ce cas, le filtre intermédiaire à l'allure suivante :

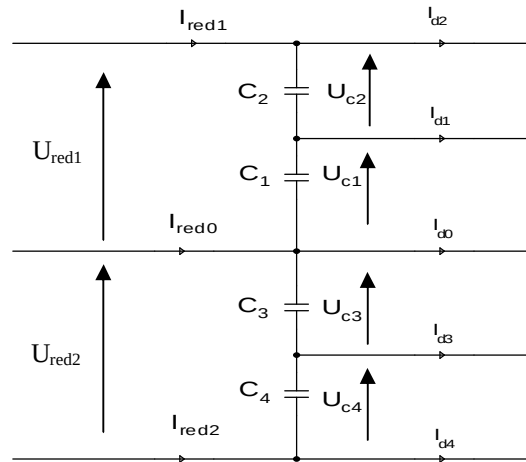


Figure (III.16) Structure du filtre intermédiaire

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

$$\begin{cases} C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} = I_{red1} - I_{d1} - I_{d2} \\ C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} = I_{red1} - I_{d2} \\ C_3 \frac{dU_{c3}}{dt} = -I_{red2} + I_{d4} + I_{d3} \\ C_4 \frac{dU_{c4}}{dt} = -I_{red2} + I_{d4} \end{cases} \quad (III.31)$$

III.3.4. Asservissement du redresseur de courant à trois niveaux à MLI

III.2.4.1. Principe général

Comme pour le redresseur de courant à deux niveaux, chaque phase k ($k=1,2,3$) du réseau triphasé alimentant le pont redresseur à trois niveaux, peut être modélisé par un circuit R,L . Le modèle de commande du redresseur triphasé à trois niveaux est donné précédemment. Comme pour le redresseur à deux niveaux, la boucle de tension impose la valeur efficace du courant de référence du réseau [1]

$$\begin{cases} P_e = V_1 i_{res1} + V_2 i_{res2} + V_3 i_{res3} = \sum_{k=1}^3 (V_{resk} I_{resk} - R I_{resk}^2 - \frac{1}{2} L \frac{dI_{resk}^2}{dt}) \\ P_s = U_{red1}(i_{c1} + i_{ch1}) + U_{red2}(i_{c2} + i_{ch2}) = U_{red1} I_{red1} - U_{red2} I_{red2} \end{cases} \quad (III.32)$$

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

$$\begin{cases} i_c = \frac{i_{c1} + i_{c2}}{2} \\ i_{ch} = \frac{i_{ch1} + i_{ch2}}{2} \\ U_{red} = \frac{U_{red1} + U_{red2}}{2} \\ I_{red} = i_c + i_{ch} \end{cases} \quad (III.33)$$

En négligeant les pertes par effet joule dans les résistances R du réseau, on obtient :

$$P = \sum_{k=1}^3 V_{resk} I_{resk} - \frac{1}{2} L \frac{dI_{resk}^2}{dt} = 2U_{red} I_{red} \quad (III.34)$$

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

$$P=3V_r I_e =2U_{red} I_{red} \quad (III.35)$$

$$V_{resk}=V_r \sqrt{2} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}(k-1)) \quad (III.36)$$

$$I_{resk}=I_e \sqrt{2} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}(k-1)) \quad (III.37)$$

Avec $k=1, 2, 3$

III.3.5. Asservissement du redresseur triphasé à trois niveaux à MLI en utilisant un PI de tension et un PI de courant

On utilise un régulateur PI (Proportionnel-Intégral) pour la tension et un régulateur PI pour les courants. L'algorithme de commande de la tension de sortie U_{red} du redresseur à trois niveaux ainsi que celui du courant sont identiques à ceux présentés pour le deux niveaux.

La stratégie de commande (MLI) utilisée pour le redresseur à trois niveaux, est la triangulo sinusoïdale à deux porteuses bipolaires.

Le principe de cette stratégie pour un bras k du redresseur est présenté dans la modélisation du redresseur à trois niveaux.

III.3.6. Résultats de la simulation

Nous présentons les résultats de simulation pour un redresseur de courant à MLI à trois niveaux comportant un régulateur PI de tension et un régulateur PI de courant.

Le filtre capacitif de sortie a comme paramètres $C_1= C_2 = C_3 = C_4 =40\text{mF}$. Le réseau triphasé a une tension efficace de 220V, une fréquence de 50 Hz, $R=0.25 \Omega$ et $L=10\text{mH}$.

La simulation est effectuée avec les paramètres suivants :

Régulateur	ρ	k_p	k_i	T_e
De tension	20	1.6	32	2.10^{-2}
De courant	400	7.75	3200	10^{-4}

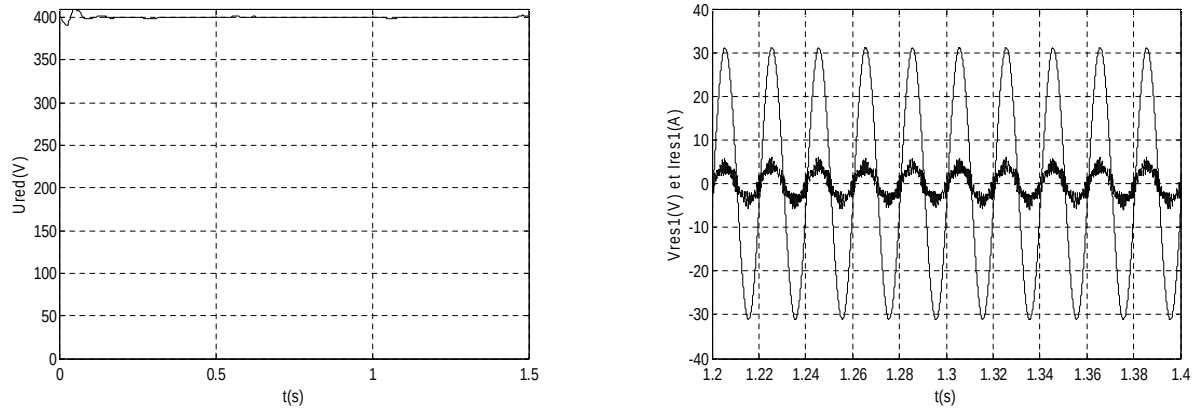
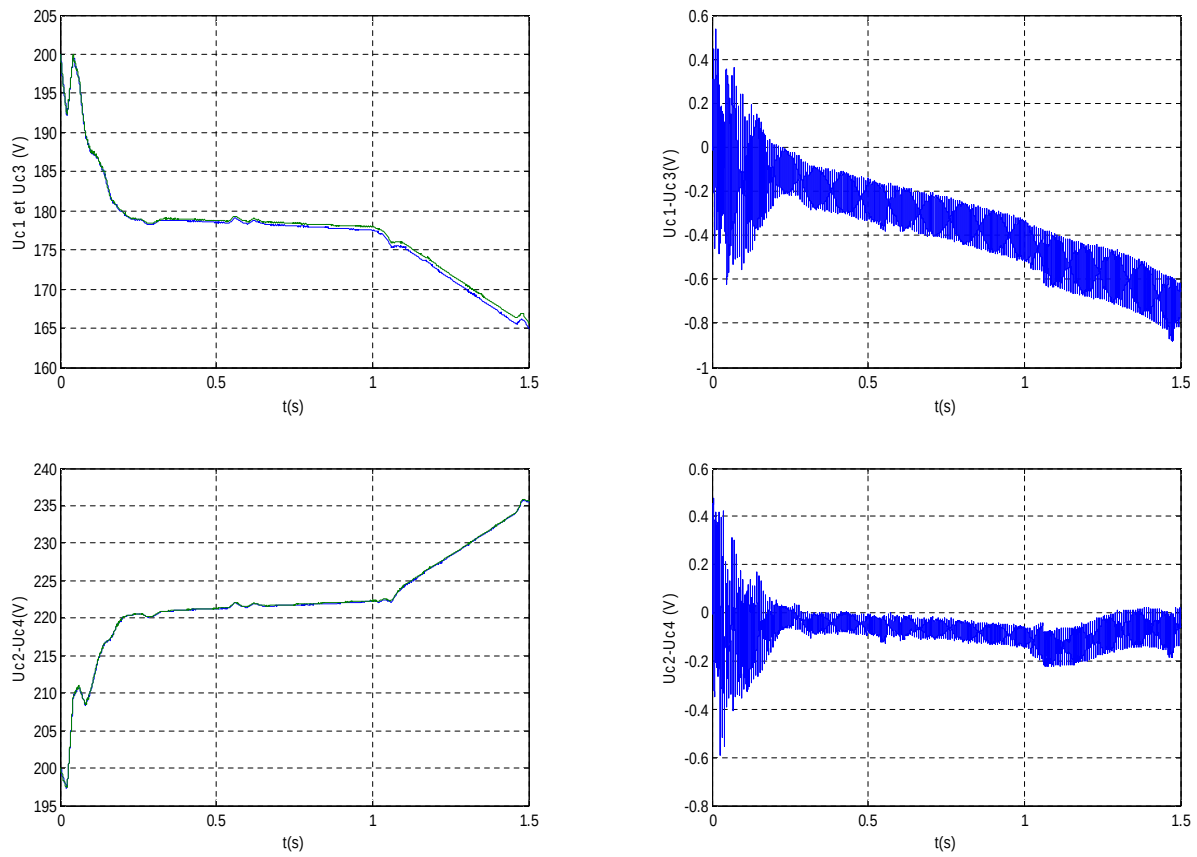
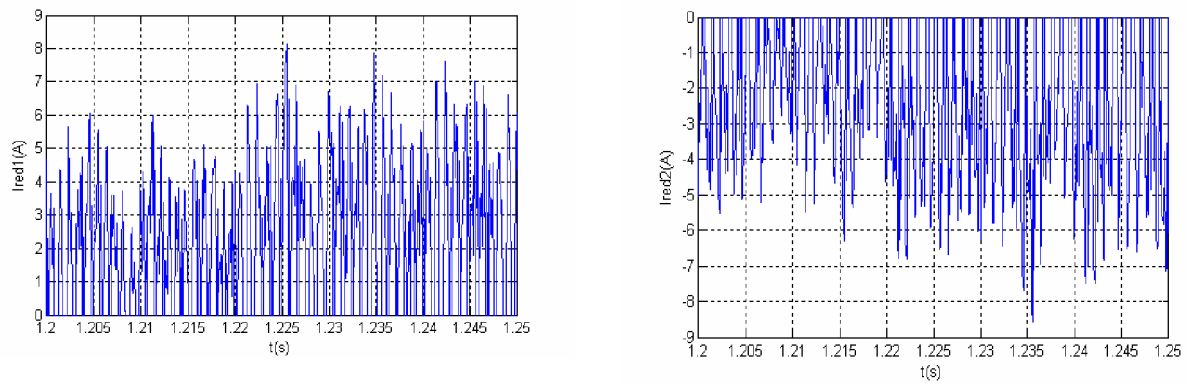
Figure (III.17) Tension U_{red} , tension V_{res1} et courant du réseau i_{res1} Figure (III.18) Tensions (U_{c1} , U_{c3}) et (U_{c2} , U_{c4}) et la différence ($U_{c1} - U_{c3}$) et ($U_{c2} - U_{c4}$)

Figure (III.19) Courants redressés du redresseur trois niveaux

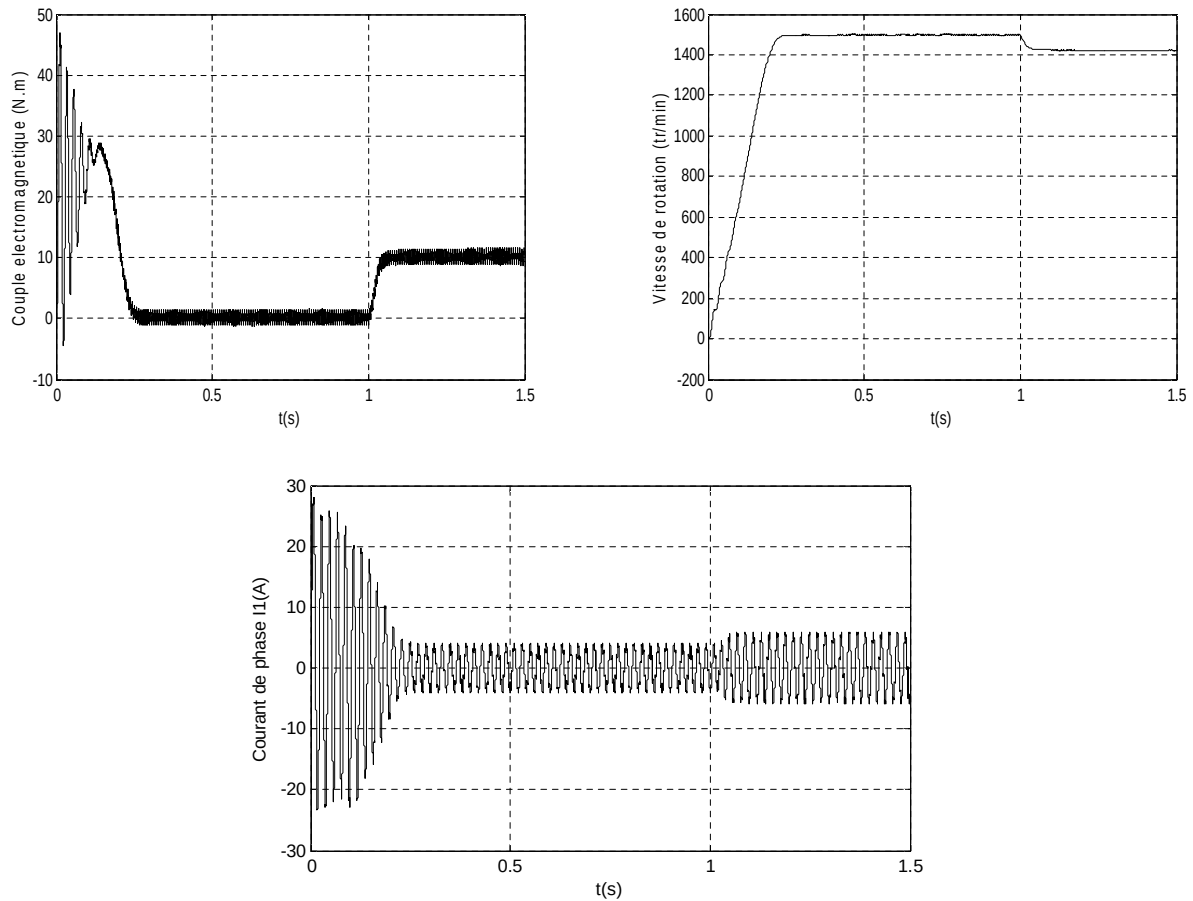


Figure (III.20) Performances de la machine asynchrone

III.3.7. Interprétation des résultats :

La figure (III.17) montre que la tension U_{red} suit parfaitement sa référence (400V). Le courant de réseau i_{res1} est en phase avec la tension de réseau V_{res1} .

La figure (III.18) donne les tensions U_{c1} et U_{c3} , ces tensions sont décroissantes, U_{c2} et U_{c4} sont croissantes.

La figure (III.20) donne les performances de la machine asynchrone (vitesse, couple, courants) on voit bien sur ces figures les ondulations dues aux des tensions d'entrée de l'onduleur.

III.4. Cascade utilisant un redresseur de courant à MLI à cinq niveaux -onduleur de tension à cinq niveaux –machine asynchrone

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

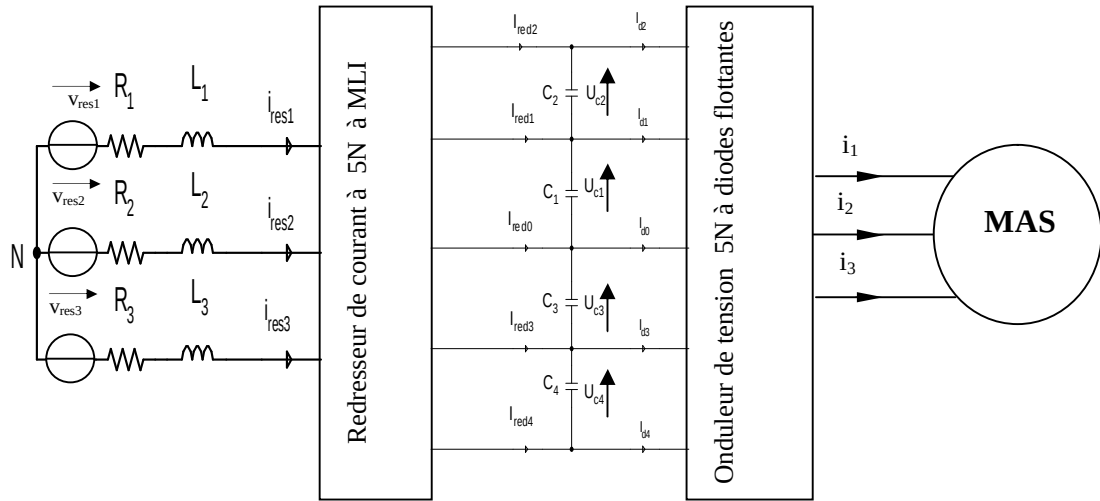


Figure (III.21) Structure de la cascade un redresseur de courant à MLI à cinq niveaux –onduleur de tension à 5N à diodes flottantes - MAS.

III.4.1. Modélisation du redresseur de courant à MLI à cinq niveaux

Les onduleurs à cinq niveaux sont naturellement réversibles. Ainsi, ils peuvent fonctionner en onduleur et ainsi transférer de l'énergie de la source de tension continu à la source de courant alternatif ou bien fonctionner en redresseur assurer alors le transfert énergétique dans le sens inverse [1]

On adopte la convention générateur pour la source de courant alternatif et la convention récepteur pour la source de tension continue. Les modèles élaborés précédemment pour les onduleurs à cinq niveaux sont valables pour ces redresseurs en tenant compte des nouvelles conventions.

Les stratégies présentées précédemment pour les onduleurs à cinq niveaux à diodes flottantes sont valables pour ce redresseur.

Le redresseur de courant à cinq niveaux est présenté à la figure suivante :

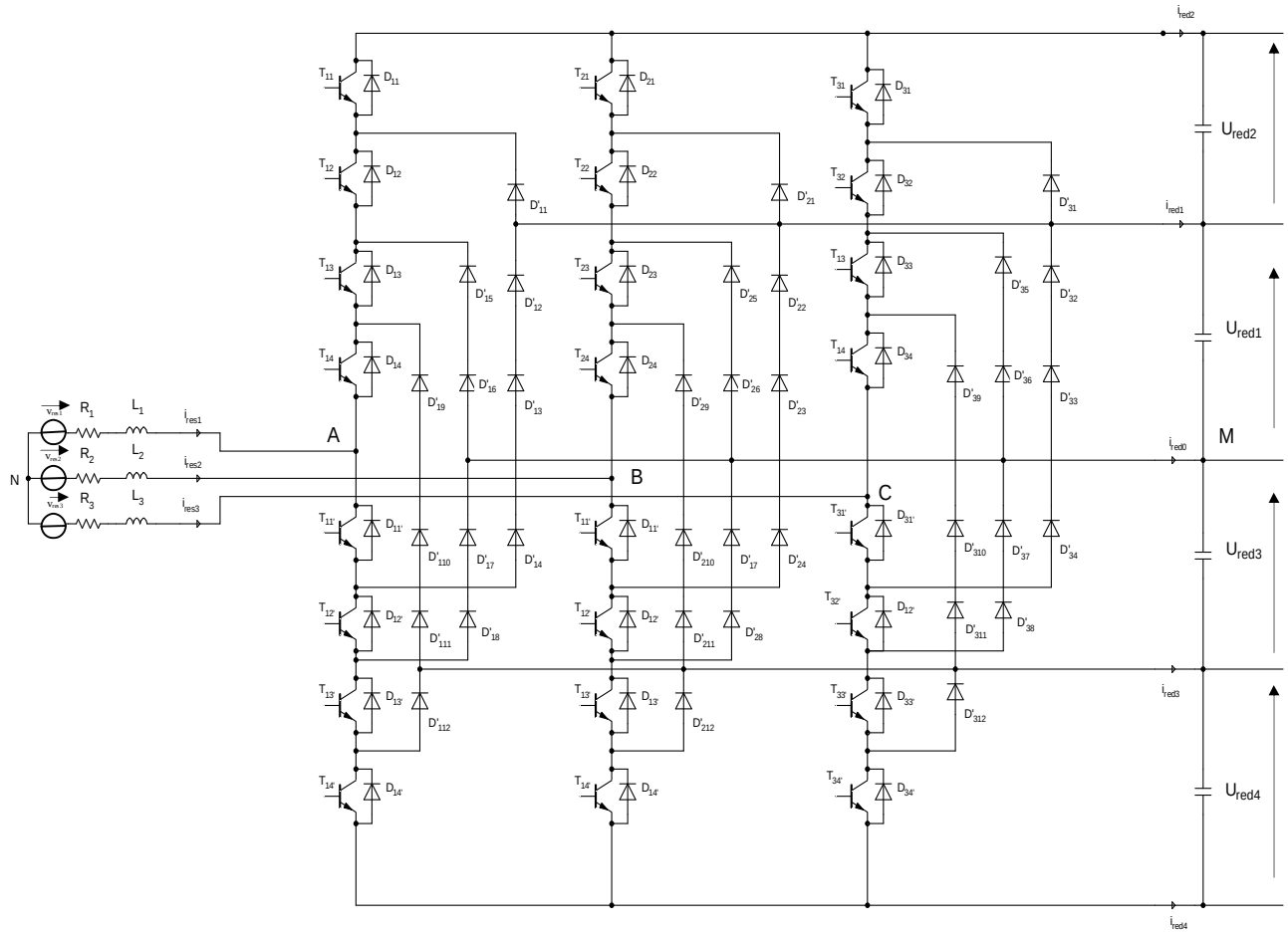


Figure (III.22) Structure du redresseur de courant à MLI à cinq niveaux

III.4.2. Modélisation du filtre intermédiaire

Dans ce cas, le filtre intermédiaire à l'allure suivante :

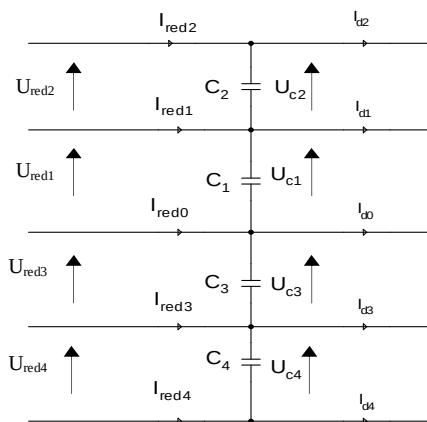


Figure (III.23) Structure du filtre intermédiaire

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

$$\begin{cases} C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} = I_{red1} - I_{d1} - I_{d2} + I_{red2} \\ C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} = I_{red2} - I_{d2} \\ C_3 \frac{dU_{c3}}{dt} = -I_{red3} + I_{d4} + I_{d3} - I_{red4} \\ C_4 \frac{dU_{c4}}{dt} = -I_{red4} + I_{d4} \end{cases} \quad (III.38)$$

III.4.3. Asservissement du redresseur de courant à cinq niveaux à MLI

III.4.3.1. Principe général

Comme pour le redresseur de courant à deux niveaux et trois niveaux, chaque phase k ($k=1, 2, 3$) du réseau triphasé alimentant le pont redresseur à trois niveaux, peut être modélisée par un circuit R,L .

Comme pour le redresseur à deux niveaux et trois, la boucle de tension impose la valeur efficace du courant de référence du réseau [1]

$$\begin{cases} P_e = V_1 i_{res1} + V_2 i_{res2} + V_3 i_{res3} = \sum_{k=1}^3 (V_{resk} i_{resk} - R i_{resk}^2 - \frac{1}{2} L \frac{di_{resk}^2}{dt}) \\ P_s = U_{red1} (i_{c1} + i_{ch1}) + U_{red2} (i_{c2} + i_{ch2}) + U_{red3} (i_{c3} + i_{ch3}) + U_{red4} (i_{c4} + i_{ch4}) \end{cases} \quad (III.39)$$

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

$$\begin{cases} i_c = \frac{i_{c1} + i_{c2} + i_{c3} + i_{c4}}{4} \\ i_{ch} = \frac{i_{ch1} + i_{ch2} + i_{ch3} + i_{ch4}}{4} \\ U_{red} = \frac{U_{red1} + U_{red2} + U_{red3} + U_{red4}}{4} \\ I_{red} = i_c + i_{ch} \end{cases}$$

En négligeant les pertes par effet joule dans les résistances R du réseau, on obtient :

$$P = \sum_{k=1}^3 V_{resk} I_{resk} - \frac{1}{2} L \frac{dI_{resk}^2}{dt} = 4U_{red} I_{red} \quad (III.40)$$

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

$$P = 3V_r I_e = U_{red} I_{red} \quad (III.41)$$

$$V_{resk} = V_r \sqrt{2} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}(k-1)\right) \quad (\text{III.42})$$

$$I_{resk} = I_e \sqrt{2} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}(k-1)\right) \quad (\text{III.43})$$

Avec $k=1, 2, 3$

III.4.3.2. Asservissement du redresseur triphasé à cinq niveaux à MLI en utilisant un PI de tension et un PI de courant

On utilise un régulateur PI (Proportionnel-Intégral) pour la tension et un régulateur PI pour les courants. L'algorithme de commande de la tension de sortie U_{red} du redresseur à trois niveaux ainsi que celui du courant sont identiques à ceux présentés pour le deux niveaux.

La stratégie de commande (MLI) utilisée pour le redresseur à cinq niveaux est la triangulo-sinusoidale à quatre porteuses bipolaires.

Le principe de cette stratégie pour un bras k du redresseur est présenté dans le deuxième chapitre.

III.4.4. Résultats de la simulation

Nous présentons les résultats de simulation pour un redresseur de courant à MLI à trois niveaux comportant un régulateur PI de tension et un régulateur PI de courant.

Le filtre capacitif de sortie a comme paramètres $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = 40\text{mF}$. Le réseau triphasé a une tension efficace de 220V, une fréquence de 50 HZ, $R=0.25 \Omega$ et $L=10\text{mH}$.

La simulation est effectuée avec les paramètres suivants :

Régulateur	ρ	k_p	k_i	$T_e(\text{s})$
De tension	10	0.8	8	2.10^{-2}
De courant	1700	21.75	24200	10^{-4}

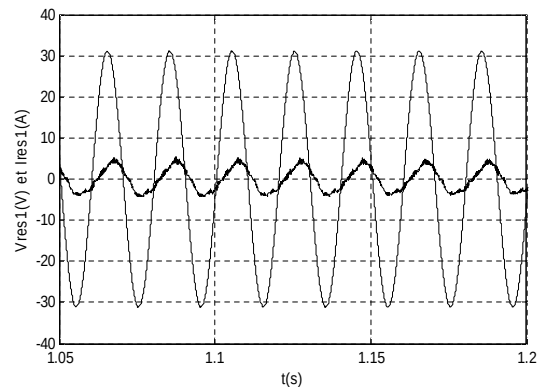
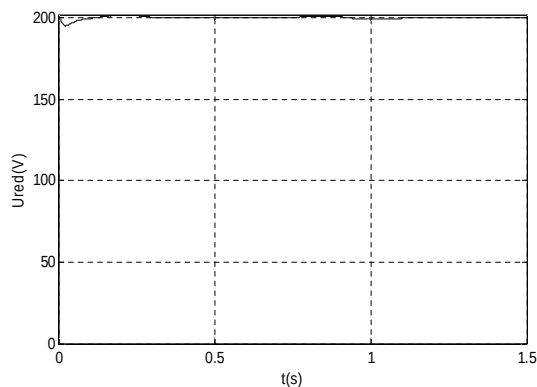


Figure (III.24) Tension U_{red} et sa référence, tension V_{res1} , courant du réseau i_{res1}

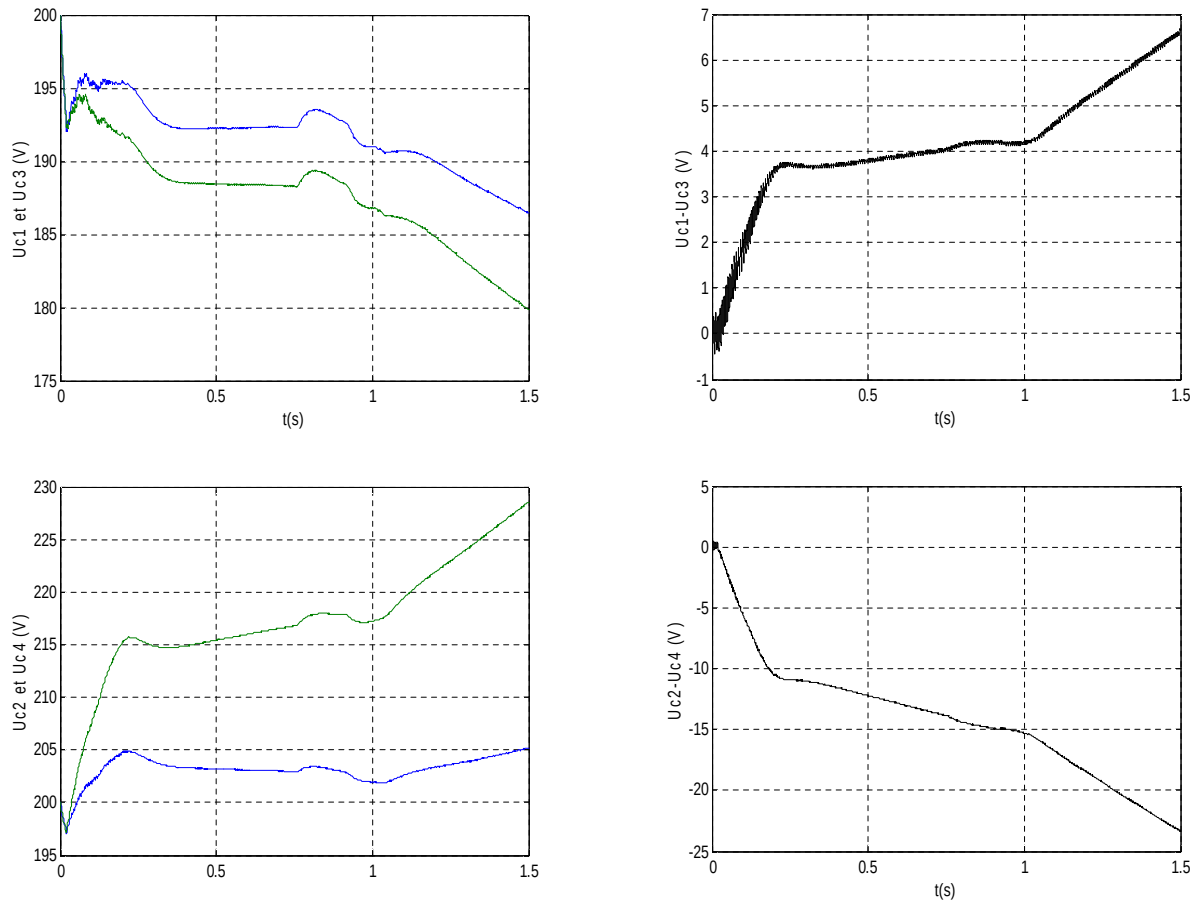


Figure (III.25) Tensions (U_{c1} , U_{c3}) et (U_{c2} , U_{c4}) et la différence ($U_{c1}-U_{c3}$) et ($U_{c2}-U_{c4}$)

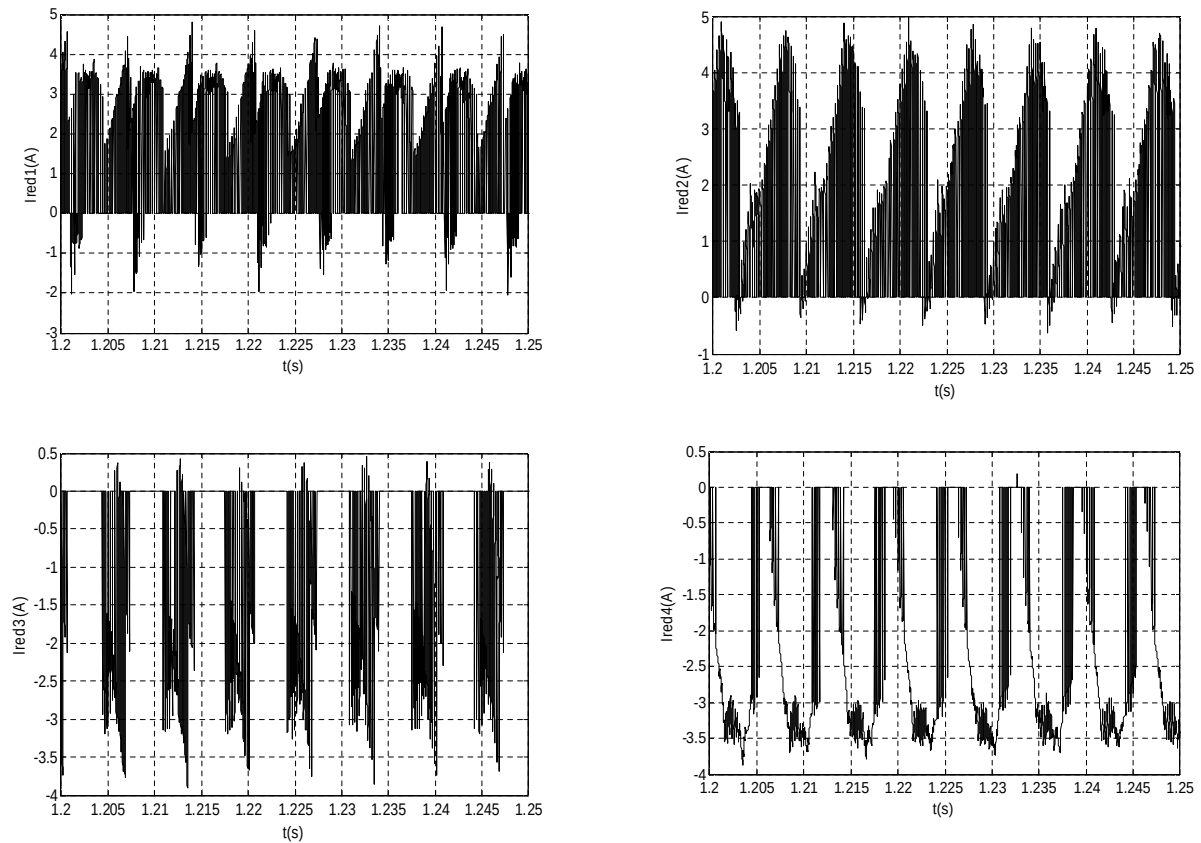


Figure (III.26) Courants I_{red_i} de sortie du redresseur à cinq niveaux

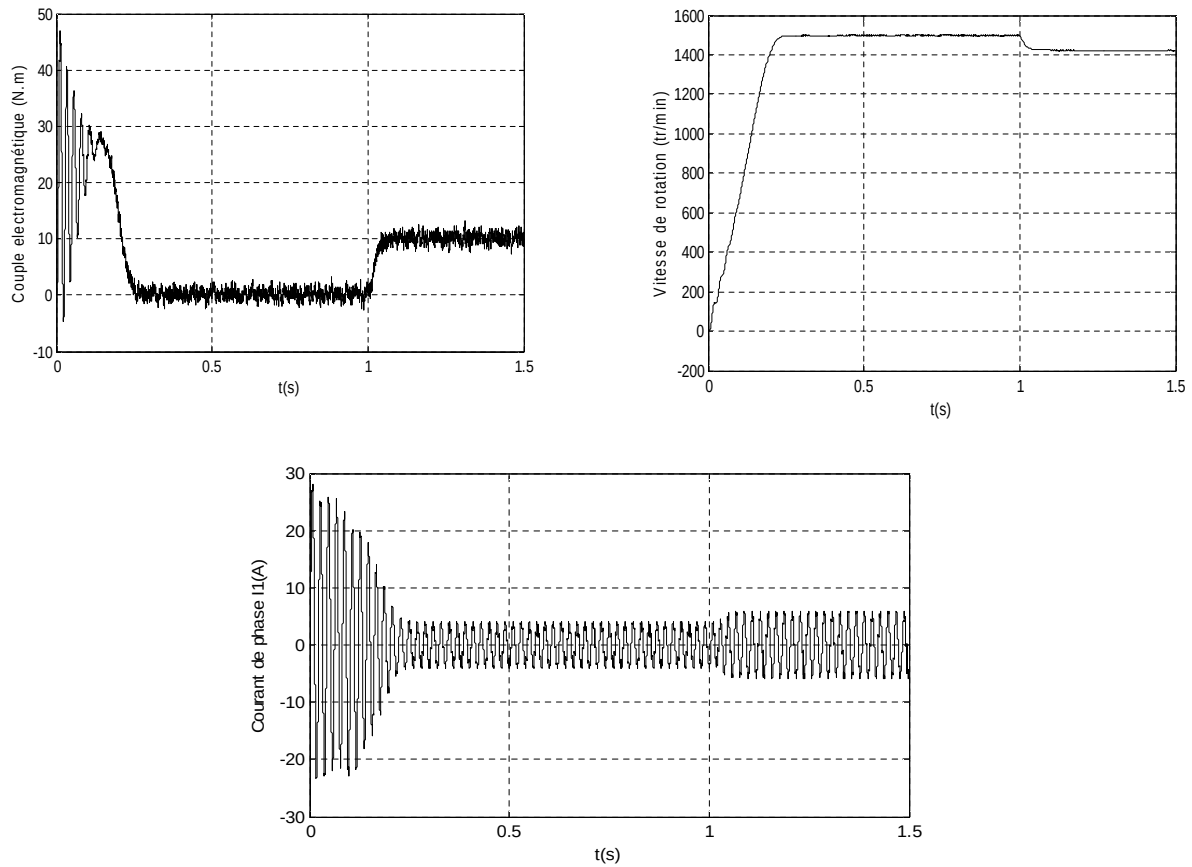


Figure (III.27) Performances de la machine asynchrone

III.4.5. Interprétation des résultats

La figure (III.25) montre que la tension U_{red} suit parfaitement sa référence (200V). Le courant de réseau i_{res1} est en phase avec la tension de réseau V_{res1} .

La figure (III.26) donne les tensions U_{c1} et U_{c3} , ces tensions sont décroissantes, U_{c2} et U_{c4} sont croissantes.

La figure (III.27) donne les performances de la machine asynchrone (vitesse, couple, courants) on voit bien sur ces figures les ondulations dues aux des tensions d'entrée de l'onduleur.

III.5. Cascade utilisant deux redresseurs de courant à MLI à deux niveaux – onduleur de tension à cinq niveaux – machine asynchrone

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

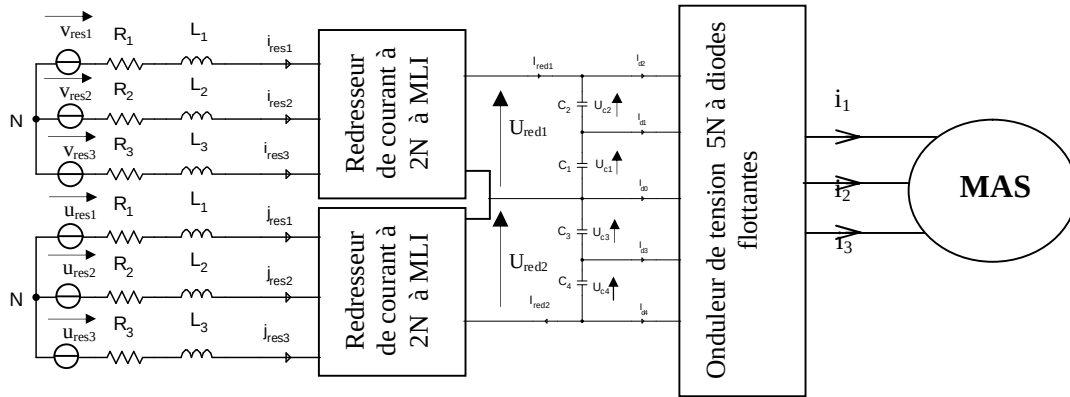


Figure (III.28) Structure de la cascade deux redresseurs de courant à MLI à deux niveaux – onduleur de tension à 5N à diodes flottantes - MAS.

III.5.1. Modélisation du filtre intermédiaire

Dans ce cas, le filtre intermédiaire à l'allure suivante :

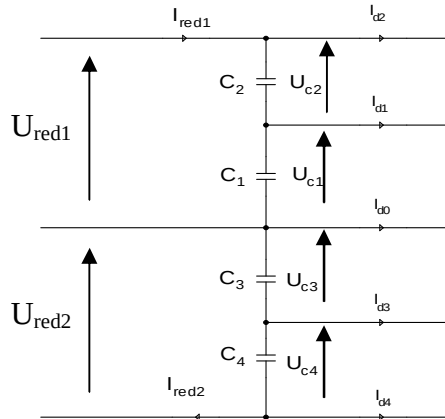


Figure (III.29) Structure du filtre intermédiaire

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

$$\left\{ \begin{array}{l} C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} = I_{red1} - I_{d1} - I_{d2} \\ C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} = I_{red1} - I_{d2} \\ C_3 \frac{dU_{c3}}{dt} = I_{red2} + I_{d4} + I_{d3} \\ C_4 \frac{dU_{c4}}{dt} = I_{red2} + I_{d4} \end{array} \right. \quad (III.44)$$

III.5.2. Asservissement des deux redresseurs à deux niveaux à MLI en utilisant un PI de tension et un PI de courant

On applique les algorithmes d'asservissement de redresseur à deux niveaux élaboré précédemment pour commander les deux redresseurs à deux niveaux de la cascade deux redresseurs deux niveaux – onduleur de tension à cinq niveaux à diodes flottantes – machine asynchrone.

Ainsi on réalise :

- L'asservissement du pont redresseur n°1 en utilisant un régulateur PI pour la tension de sortie U_{red1} et régulateurs PI pour les courants de réseau alimentant le premier redresseur.
- L'asservissement du pont redresseur n°2 en utilisant un régulateur PI pour la tension de sortie U_{red2} et régulateurs PI pour les courants de réseau alimentant la deuxième redresseur.

III.5.3. Résultats de simulation

Nous présentons les résultats de simulation pour deux redresseurs de courant à MLI à deux niveaux comportant un régulateur PI de tension et un régulateur PI de courant.

Les paramètres des filtres d'entrée du pont redresseur sont $R=0.25 \Omega$ et $L=10\text{mH}$. Le filtre capacitif de sortie pour paramètres $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = 20\text{mF}$. Les réseaux triphasés a une tension efficace de 110V, une fréquence de 50 HZ.

La simulation est effectuée avec les paramètres suivants :

Régulateur	ρ	k_p	k_i	$Te(s)$
De tension	10	0.8	16	2.10^{-2}
De courant	800	15.75	12800	10^{-4}

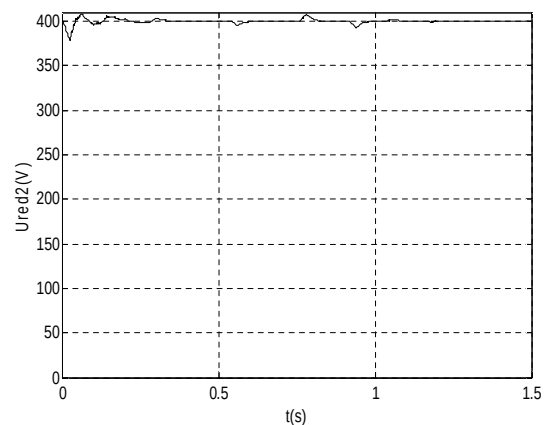
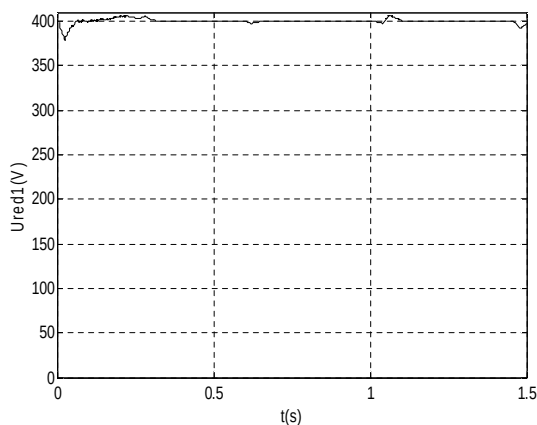
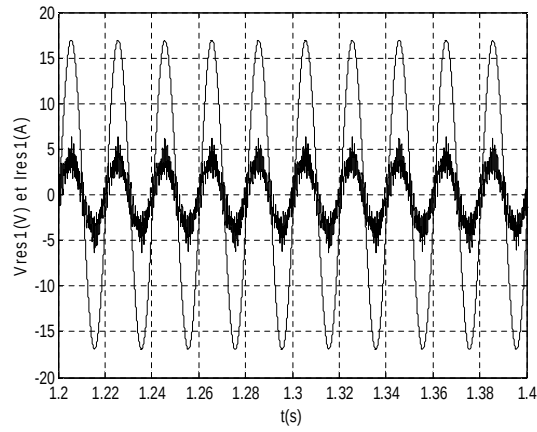
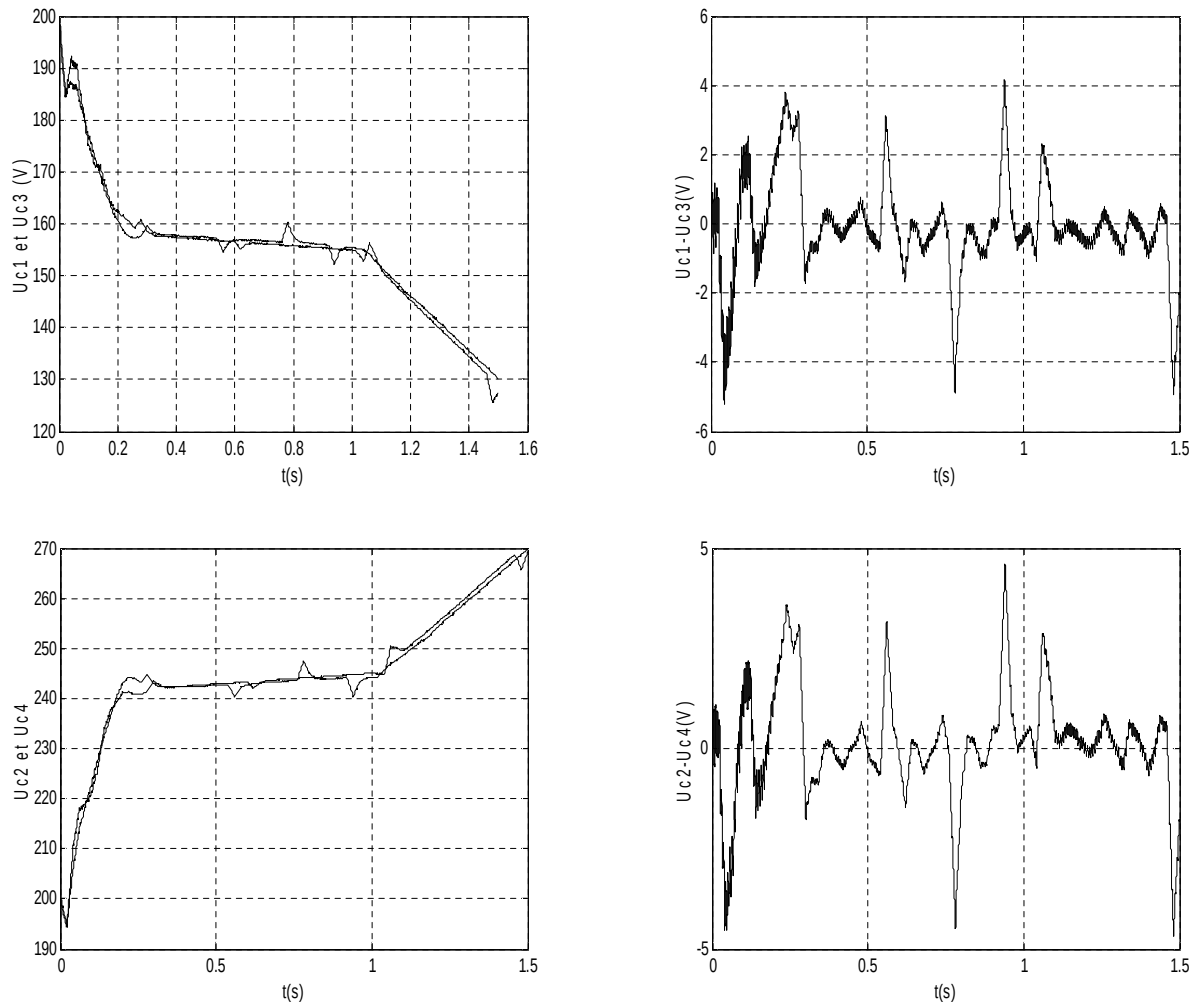


Figure (III.30) Tensions U_{red1} et U_{red2} des redresseurs n °:1 et 2

Figure (III.31) Tension V_{res1} et le courant de réseau i_{res1} Figure (III.32) Tensions (U_{c1} , U_{c3}) et (U_{c2} , U_{c4}) et la différence ($U_{c1}-U_{c3}$) et ($U_{c2}-U_{c4}$)

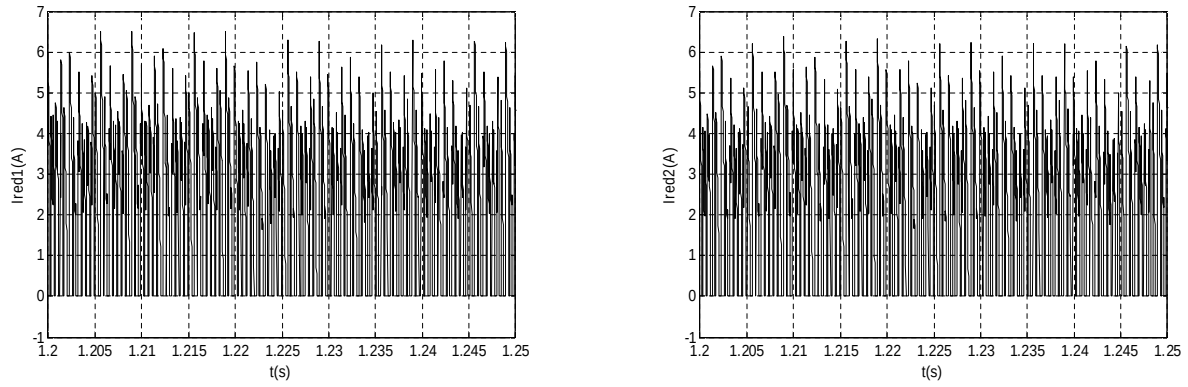
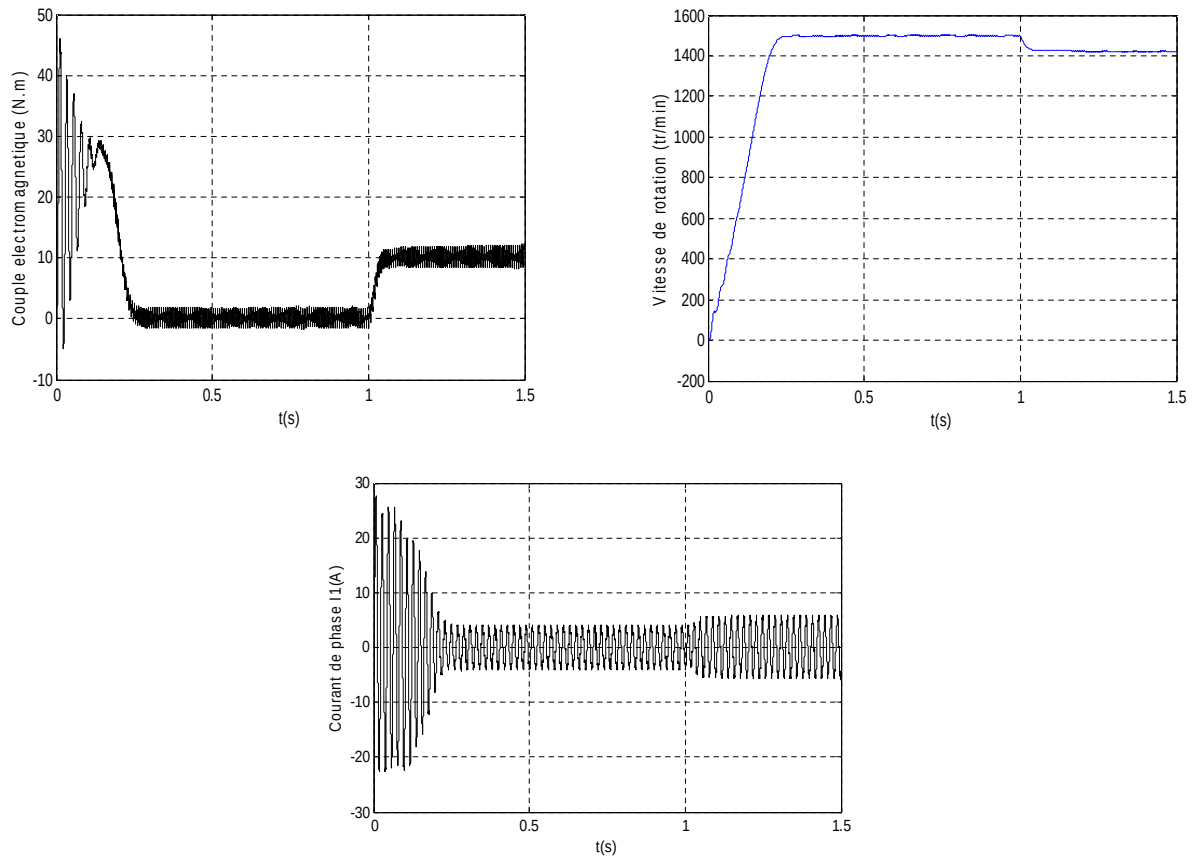
Figure (III.33) Courants I_{red1} de sortie du deux redresseur a deux niveaux

Figure (III.34) Performances de la machine asynchrone

III.5.4. Interprétations des résultats

La figure (III.30) montre que les tensions U_{red1} et U_{red2} suivent parfaitement leurs références (400V).

Les courants de réseau i_{res1} et j_{res1} sont en phase avec la tension de réseau V_{res1} et U_{res1} , figure (III.31)

La figure (III.34) donne les performances de la machine asynchrone (vitesse, couple, courants).

III.6. Cascade utilisant quatre redresseurs de courant à MLI à deux niveaux – onduleur de tension à cinq niveaux – machine asynchrone

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

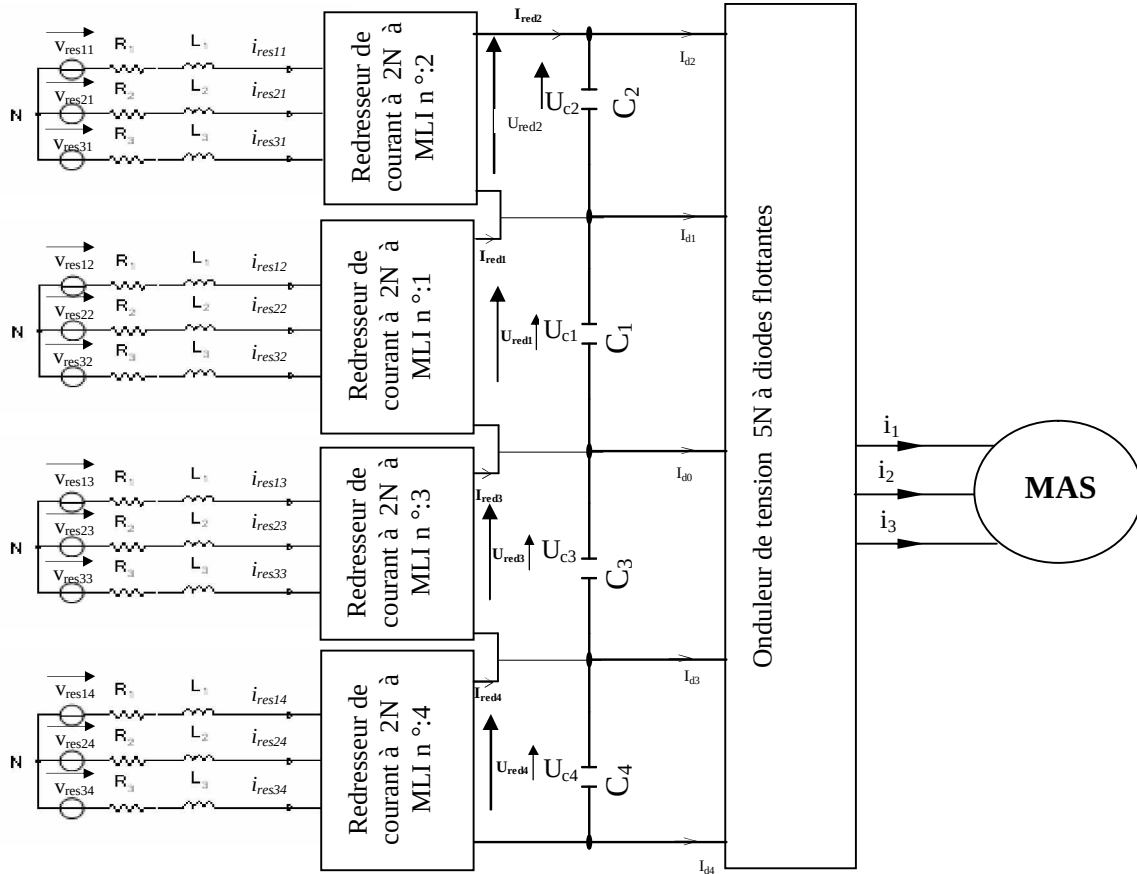


Figure (III.35) Structure de la cascade quatre redresseurs de courant à MLI à cinq niveaux – onduleur de tension à 5N à diodes flottantes - MAS.

III.6.1. Modélisation du filtre intermédiaire

Dans ce cas, le filtre intermédiaire à l'allure suivante :

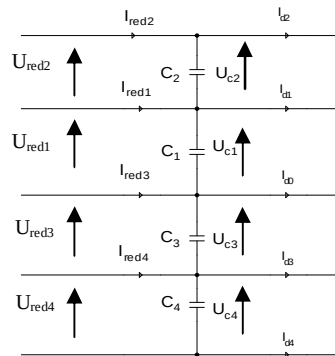


Figure (III.36) Structure du filtre intermédiaire

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

$$\left\{ \begin{array}{l} C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} = I_{red2} - I_{d1} - I_{d2} + I_{red1} \\ C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} = I_{red2} - I_{d2} \\ C_3 \frac{dU_{c3}}{dt} = I_{red3} + I_{d4} + I_{d3} + I_{red4} \\ C_4 \frac{dU_{c4}}{dt} = I_{red4} + I_{d4} \end{array} \right. \quad (III.45)$$

III.6.2. Asservissement des quatre redresseurs à deux niveaux à MLI en utilisant un PI de tension et un PI de courant

On applique les algorithmes d'asservissement de redresseur à deux niveaux élaboré précédemment pour commander les quatre redresseurs à deux niveaux de la cascade quatre redresseurs deux niveaux – onduleur de tension à cinq niveaux à diodes flottantes – machine asynchrone.

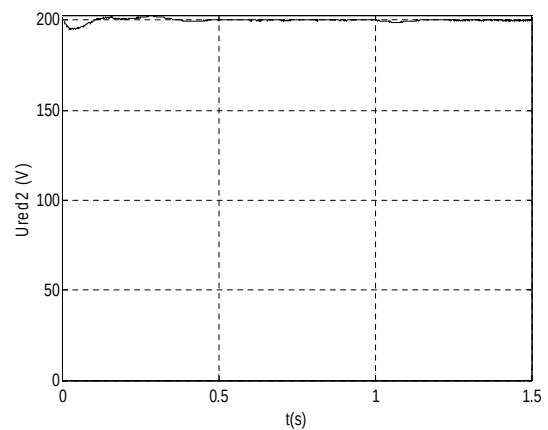
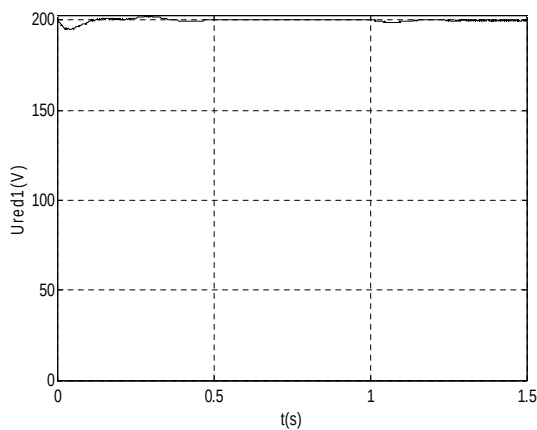
III.6.3. Résultats de la simulation

Nous présentons les résultats de simulation pour quatre redresseurs de courant à MLI à deux niveaux comportant un régulateur PI de tension et un régulateur PI de courant .

Les paramètres des filtres d'entrée du pont redresseur sont $R=0.25 \Omega$ et $L=10\text{mH}$. Le filtre capacitif de sortie a comme paramètres $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = 20\text{mF}$. Les réseaux triphasés a une tension efficace de 55V, une fréquence de 50 Hz.

La simulation est effectuée avec les paramètres suivants :

Régulateur	ρ	k_p	k_i	$Te(s)$
De tension	10	0.8	16	2.10^{-2}
De courant	800	21.75	24200	10^{-4}



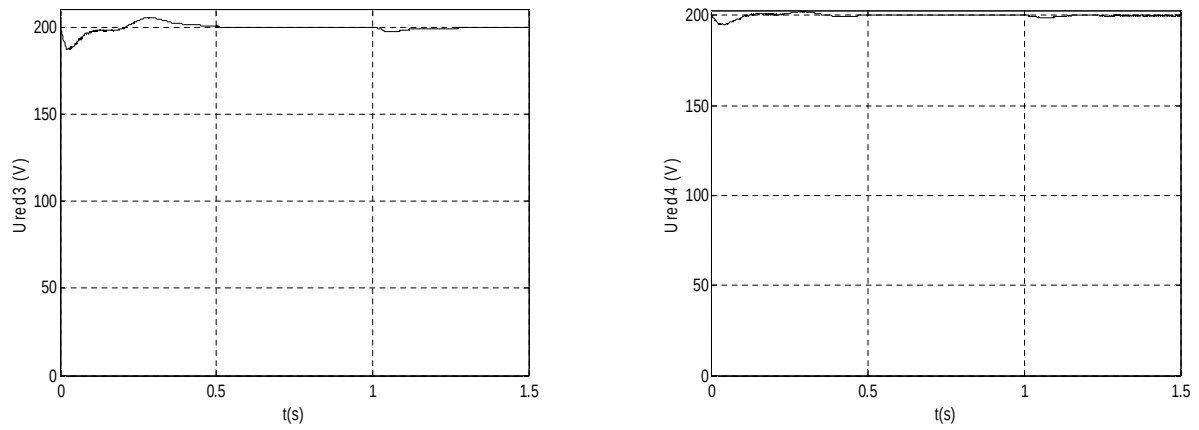


Figure (III.37) Tensions U_{red1} , U_{red2} , U_{red3} et U_{red4} de redresseurs n :1,2,3 et 4

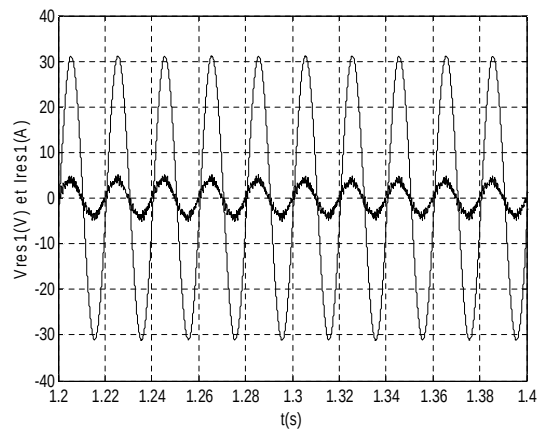
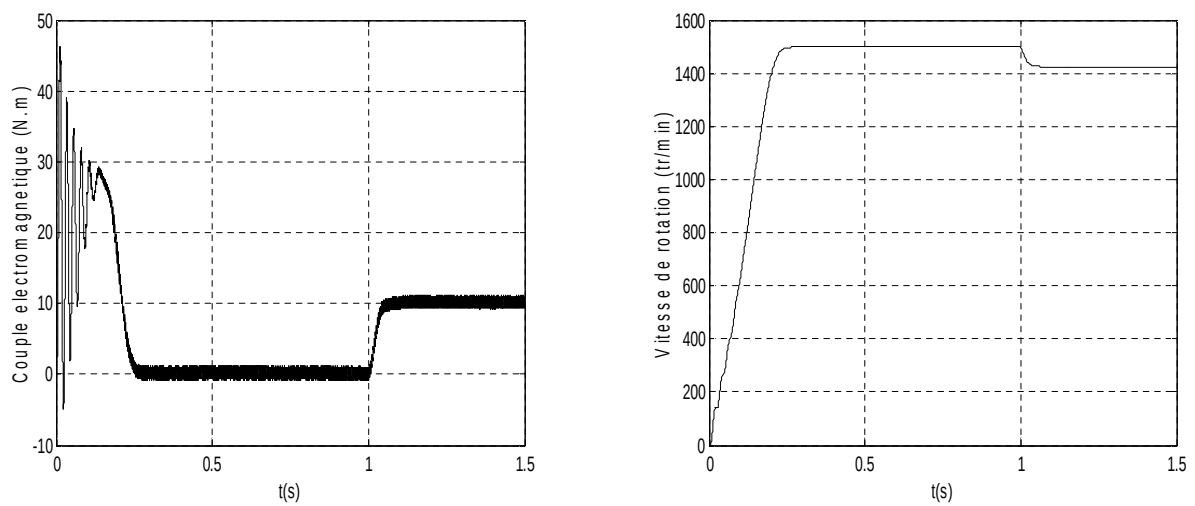


Figure (III.38) Tension V_{res1} et le courant de réseau i_{res1}



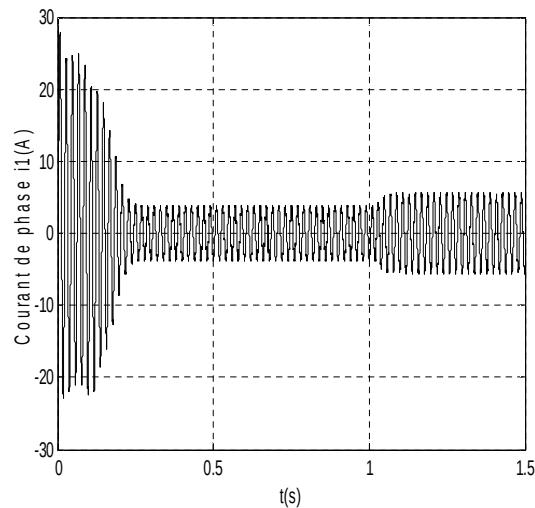


Figure (III.39) Performances de la machine asynchrone

III.6.4. Interprétations des résultats

La figure (III.38) montre que les tensions U_{red1} et U_{red2} et U_{red3} et U_{red4} suivent parfaitement leurs références (200V). Le courant de réseau i_{res11} , est en phase avec la tension de réseaux V_{res11} .

La figure (III.40) donne les performances de la machine asynchrone (vitesse, couple, courants).

III.7.Utilisation du pont résistif pour la cascade utilisant un redresseur à deux niveaux

Le pont est constitué d'un transistor en série avec une résistance qui sont placés en parallèle avec chaque condensateur constituant le pont capacitif d'entrée de l'onduleur à cinq niveau. Le schéma du pont résistif dans ce cas est donné à la figure (III.40).

III.7.1. Principe de commande des interrupteurs

Dans le but d'obtenir des tensions d'entrée de l'onduleur stables et constantes, d'éviter les ondulations dans les performances de la machine asynchrone .

Le principe de contrôle des quatre transistors (T_1 , T_2 , T_3 , T_4) utilisés est basé sur le signe des différences $U_{c1}-U_{c2}$ et $U_{c3}-U_{c4}$.

Pour cela, nous comparons les tensions (U_{c1} et U_{c2}) et (U_{c3} et U_{c4}), suivant le signe de la différences nous déduisons les ordres de commande de chaque transistor.

Etape 1 : Déduction du signe des différences (U_{c1} et U_{c2}) et (U_{c3} et U_{c4}) pour ce faire , nous utilisons les équations suivantes :

$$\begin{cases}
 C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} = I_{red} - I_{d1} - I_{d2} - i_{r1} \\
 C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} = I_{red} - I_{d2} - i_{r2} \\
 C_3 \frac{dU_{c3}}{dt} = I_{red} + I_{d3} + I_{d4} - i_{r3} \\
 C_4 \frac{dU_{c4}}{dt} = I_{red} + I_{d4} - i_{r4} \\
 i_{r1} = \frac{U_{c1}}{R_r}, i_{r2} = \frac{U_{c2}}{R_r} \\
 i_{r3} = \frac{U_{c3}}{R_r}, i_{r4} = \frac{U_{c4}}{R_r}
 \end{cases} \quad (III.46)$$

Dans ces équations, les courants i_{r1} , i_{r2} , i_{r3} et i_{r4} sont les courants qui traversent les transistors T_1 , T_2 , T_3 et T_4 .

Etape 2 : Dédution de la commande des transistors

Le principe de fonctionnement est régi par les équations suivantes

$$\begin{aligned}
 U_{c2} - U_{c1} > 0 &\Rightarrow i_{r1} = 0; i_{r2} \neq 0; \Rightarrow T_1 = 0; T_2 = 1 \\
 U_{c2} - U_{c1} < 0 &\Rightarrow i_{r1} \neq 0; i_{r2} = 0; \Rightarrow T_1 = 1; T_2 = 0 \\
 U_{c4} - U_{c3} > 0 &\Rightarrow i_{r3} = 0; i_{r4} \neq 0; \Rightarrow T_3 = 0; T_4 = 1 \\
 U_{c4} - U_{c3} < 0 &\Rightarrow i_{r3} \neq 0; i_{r4} = 0; \Rightarrow T_3 = 1; T_4 = 0
 \end{aligned} \quad (III.47)$$

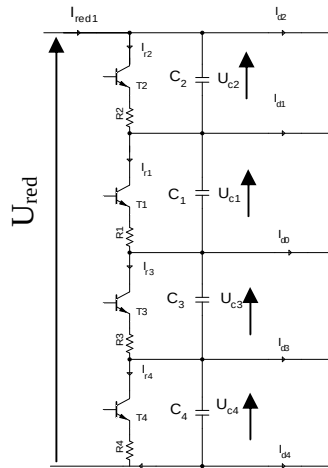


Figure (III.40) Structure du pont résistif pour un redresseur de courant à MLI à deux niveaux.

III.7.2. Résultats de simulation

On applique l'algorithme de commande du pont résistif présenté précédemment à la cascade un redresseur de courant à MLI à deux niveaux – Onduleur de tension à cinq niveaux à diodes flottantes – Machine asynchrone.

La commande du redresseur est réalisée avec régulateur PI pour la tension de sortie du redresseur et PI pour les courants de réseau.

Le filtre capacitif de sortie à comme paramètres $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = 40\text{mF}$. Le réseau triphasé a une tension efficace de 220V, une fréquence de 50 Hz, $R=0.25\ \Omega$ et $L=10\text{mH}$, les résistances R_1, R_2, R_3, R_4 du pont résistif ont une valeur de $10\ \Omega$.

Régulateur	ρ	k_p	k_i	$T_e(s)$
De tension	10	0.8	8	2.10^{-2}
De courant	800	15.75	12800	10^{-4}

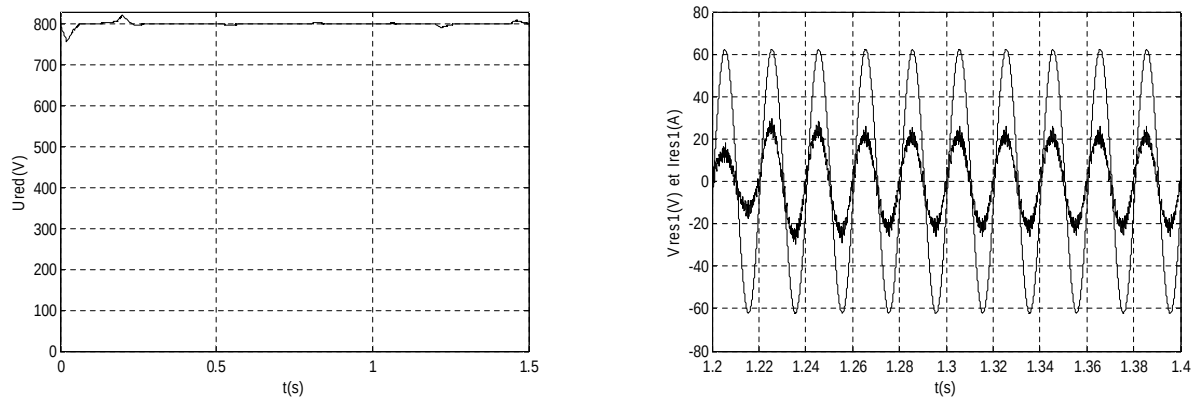


Figure (III.41) Tension U_{red} , tension V_{res1} et courant du réseau i_{res1}

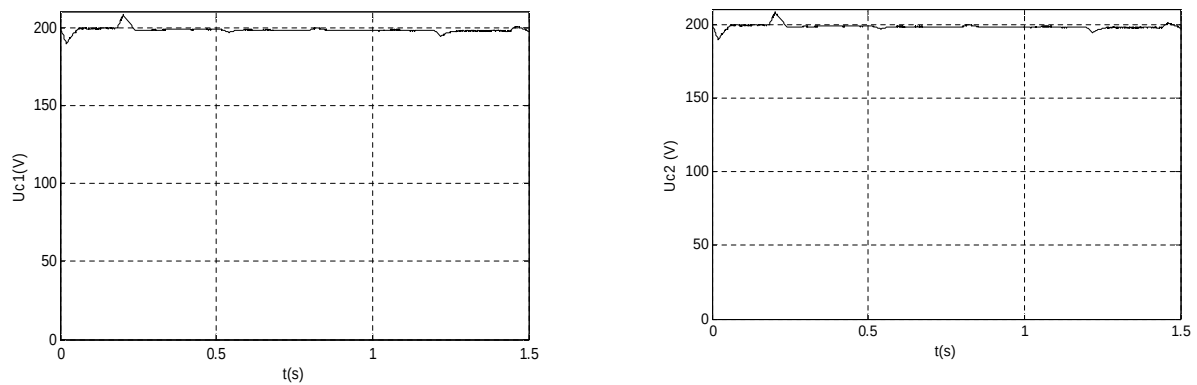


Figure (III.42) Tensions (U_{c3}, U_{c4})

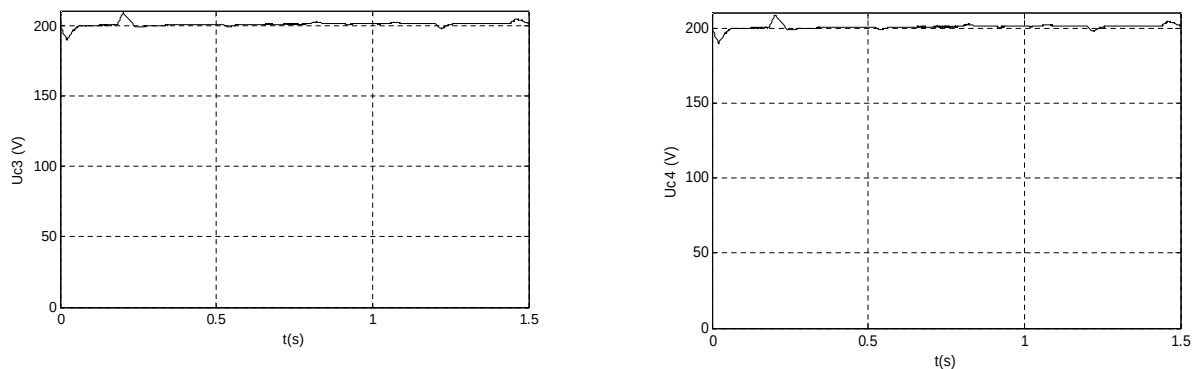


Figure (III.43) Tensions (U_{c1}, U_{c2})

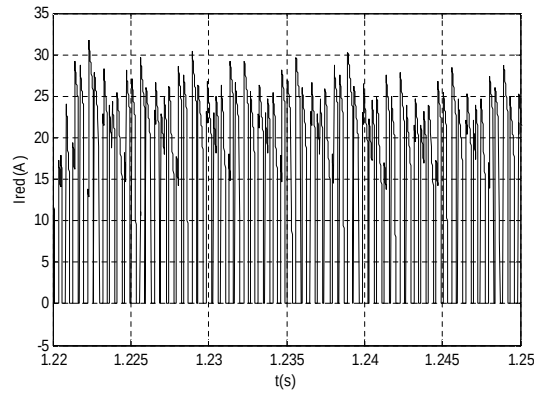
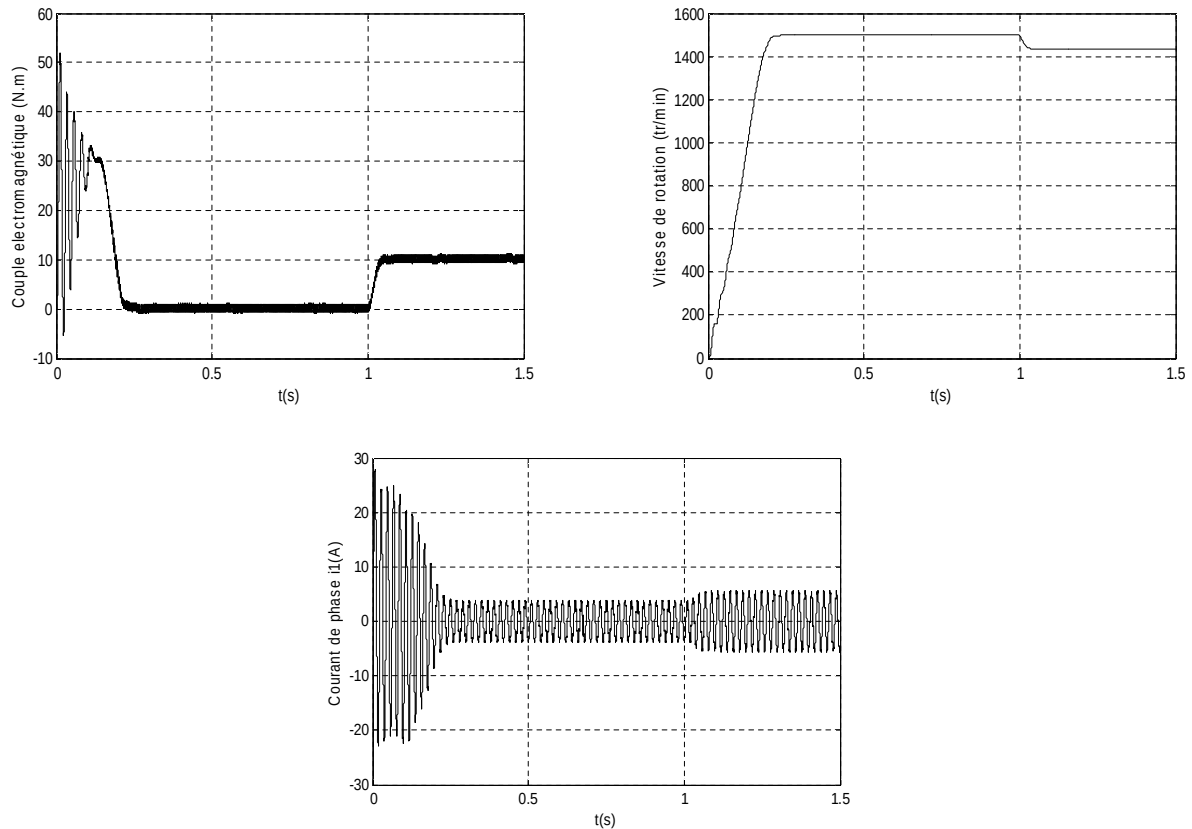
Figure (III.44) Courant redressé I_{red} du redresseur à deux niveaux

Figure (III.45) Performances de la machine asynchrone

III.7.3. Interprétations des résultats

La figure (III.41) montre que la tension U_{red} suit parfaitement sa référence (800V), le courant de réseau est en phase avec la tension de réseau V_{res1} .

Les figures (III.42, 43) donnent les tensions U_{c1} , U_{c2} , U_{c3} et U_{c4} , ces tensions sont pratiquement constantes et égales à 200V.

La figure (III.45) donne les performances de la machine asynchrone, on remarque bien sur ces figures que les ondulations dues aux dérives des tensions d'entrée de l'onduleur n'apparaissent plus et qu'on obtient maintenant, en raison de la stabilisation des quatre tensions d'entrée de l'onduleur, de très bonnes performances de la machine.

III.8. Utilisation du pont résistif pour la cascade utilisant un redresseur à trois niveaux

Dans ce cas, nous procédons de la même manière que précédemment pour le cas du redresseur à deux niveaux. Le schéma du pont résistif est donné à la figure (III.46).

III.8.1. Principe de commande des interrupteurs

Etape 1 : Déduction du signe des déférences (U_{c1} , U_{c2}) et (U_{c3} , U_{c4}) pour ce faire, nous utilisons les équations suivantes :

$$\begin{cases} C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} = I_{red1} - I_{d1} - I_{d2} - i_{r1} \\ C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} = I_{red1} - I_{d2} - i_{r2} \\ C_3 \frac{dU_{c3}}{dt} = -I_{red2} + I_{d4} + I_{d3} - i_{r3} \\ C_4 \frac{dU_{c4}}{dt} = -I_{red2} + I_{d4} - i_{r4} \end{cases} \quad (III.49)$$

Dans ces équations, les courants i_{r1} , i_{r2} , i_{r3} et i_{r4} sont les courants qui traversent les transistors T_1 , T_2 , T_3 et T_4 .

Etape 2 : Déduction de la commande des transistors

Le principe de fonctionnement est régi par les équations suivantes

$$U_{c2} - U_{c1} > 0 \Rightarrow i_{r1} = 0; i_{r2} \neq 0; \Rightarrow T_1 = 0; T_2 = 1$$

$$U_{c2} - U_{c1} < 0 \Rightarrow i_{r1} \neq 0; i_{r2} = 0; \Rightarrow T_1 = 1; T_2 = 0$$

$$U_{c4} - U_{c3} > 0 \Rightarrow i_{r3} = 0; i_{r4} \neq 0; \Rightarrow T_3 = 0; T_4 = 1$$

$$U_{c4} - U_{c3} < 0 \Rightarrow i_{r3} \neq 0; i_{r4} = 0; \Rightarrow T_3 = 1; T_4 = 0$$

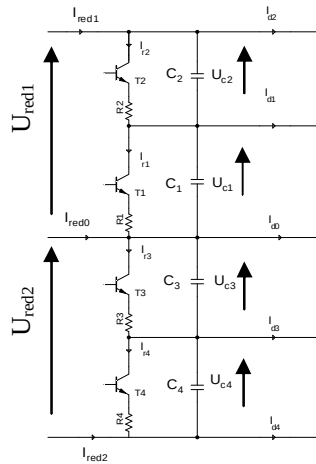


Figure (III.46) Structure du pont résistif dans le cas d'un redresseur de courant à MLI à trois niveaux.

III.8.2. Résultats de simulation

La commande du redresseur est réalisée avec un régulateur PI pour la tension de sortie du redresseur et des régulateurs PI pour les courants de réseau.

Le filtre capacitif de sortie à comme paramètres $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = 40\text{mF}$. Le réseau triphasé a une tension efficace de 220V, une fréquence de 50 Hz, $R=0.25\ \Omega$ et $L=10\text{mH}$, les résistances R_1 , R_2 , R_3 , R_4 du pont résistif ont une valeur de $10\ \Omega$.

Régulateur	ρ	k_p	k_i	T_e
De tension	10	0.8	8	10^{-2}
De courant	1700	33.75	57800	10^{-4}

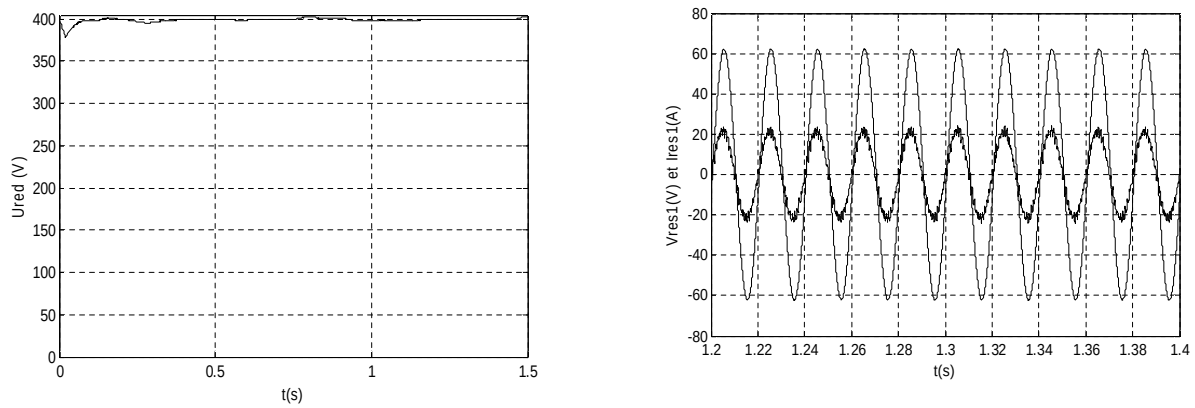


Figure (III.47) Tension U_{red} , tension V_{res1} et courant du réseau i_{res1}

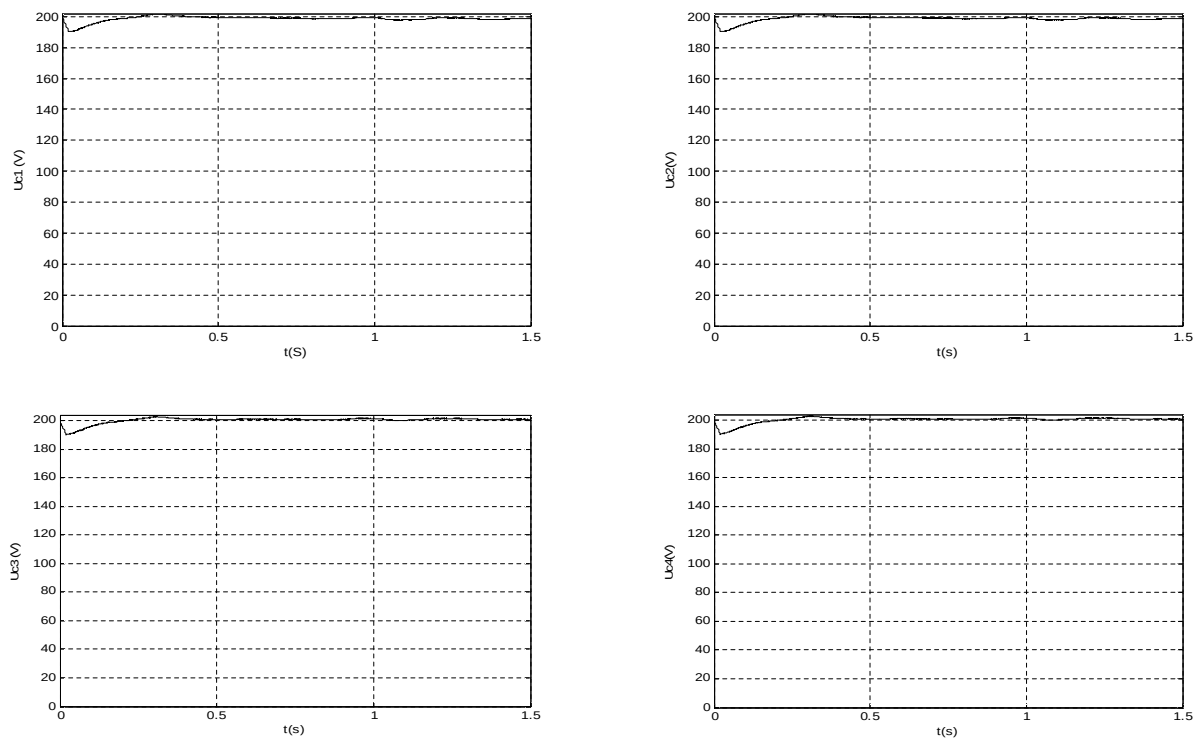


Figure (III.48) Tensions (U_{c1} , U_{c3} , U_{c2} et U_{c4})

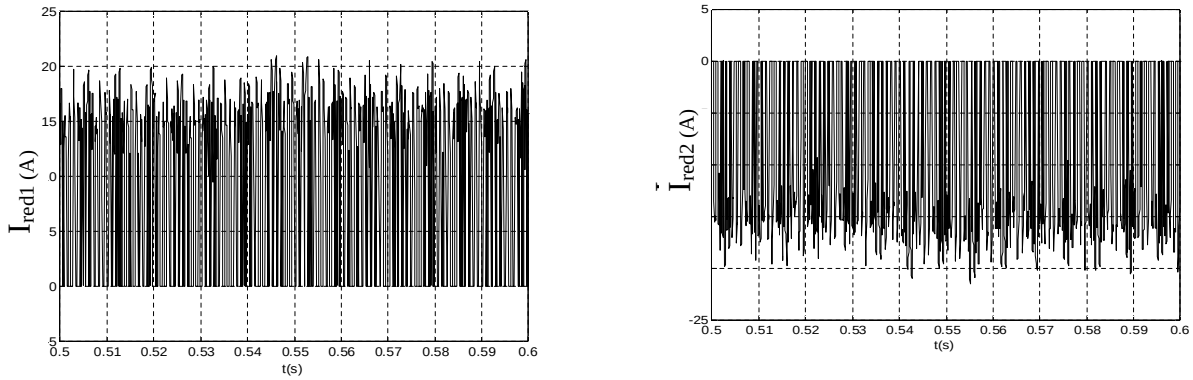
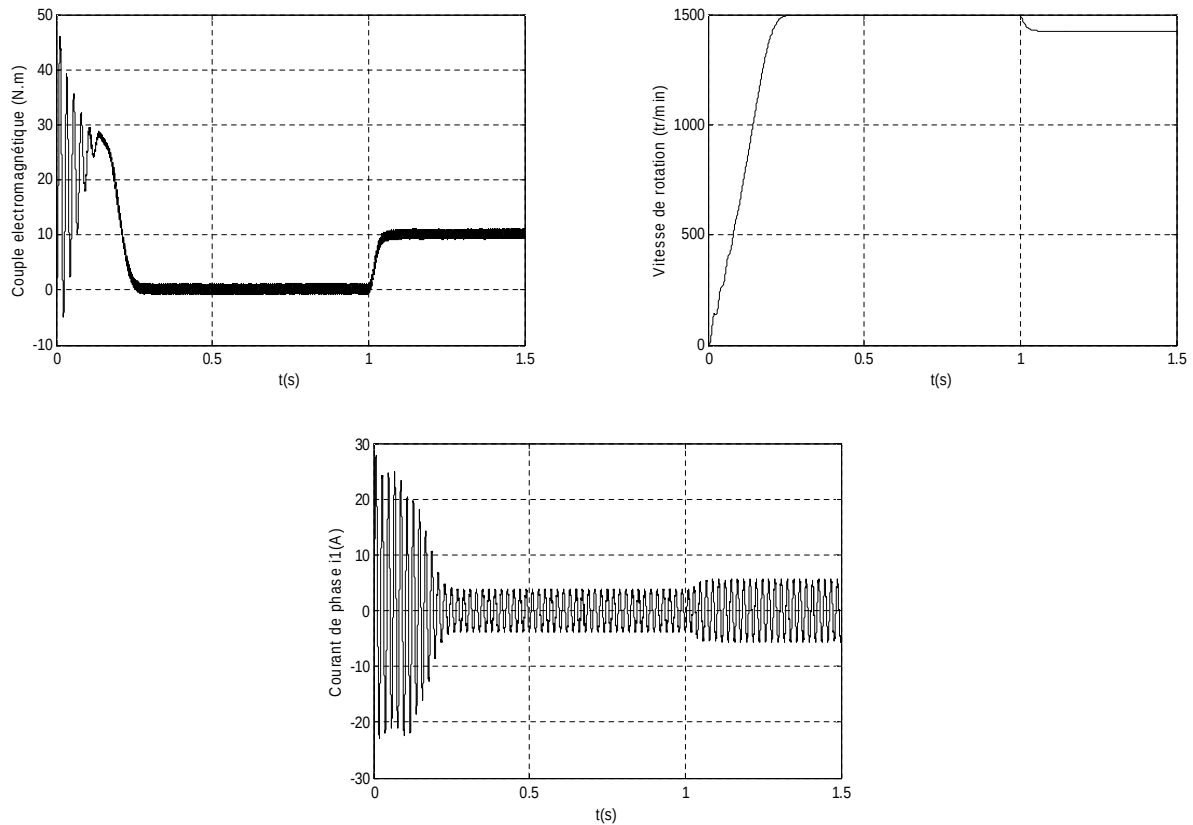
Figure (III.49) Courants redressés I_{red1} et I_{red2} du redresseur à trois niveaux

Figure (III.50) Performances de la machine asynchrone

III.8.3. Interprétations des résultats

La figure (III.47) montre que la tension U_{red} suit parfaitement sa référence (400V), le courant de réseau est en phase avec la tension de réseau V_{res1} .

La figure (III.48) donne les tensions U_{c1} , U_{c2} , U_{c3} et U_{c4} , ces tensions sont pratiquement constantes et égale à 200V.

La figure (III.50) donne les performances de la machine asynchrone, on remarque bien sur ces figures que les ondulations dues aux dérives des tensions d'entrée de l'onduleur n'apparaissent plus et qu'on obtient maintenant, en raison de la stabilisation des quatre tensions d'entrée de l'onduleur, de très bonnes performances de la machine.

III.9. Utilisation du pont résistif pour la cascade utilisant deux redresseurs à deux niveaux

III.9.1. Principe de commande des interrupteurs

Le principe de commande étant le même que pour le cas d'un seul redresseur à deux niveaux.

Le schéma du pont est donné à la figure (III.51)

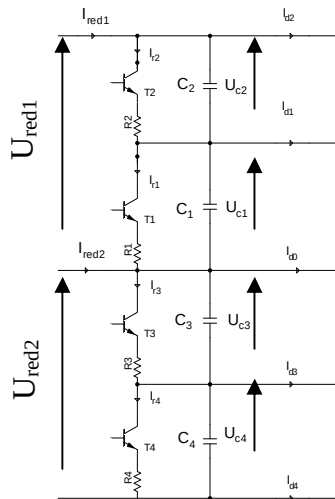


Figure (III.51) Structure du pont résistif pour deux redresseurs de courant à MLI à deux niveaux.

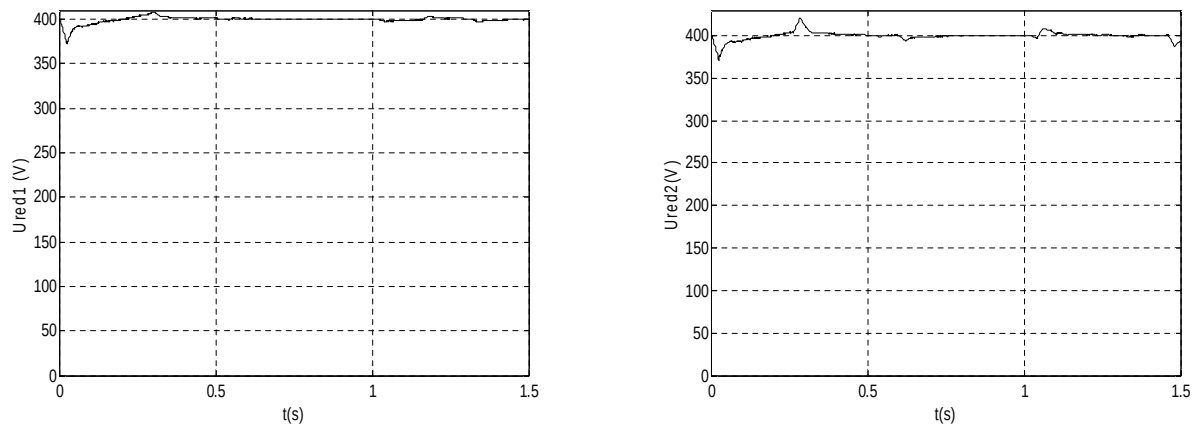
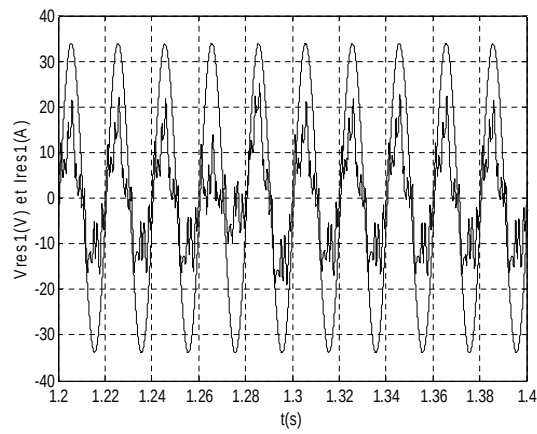
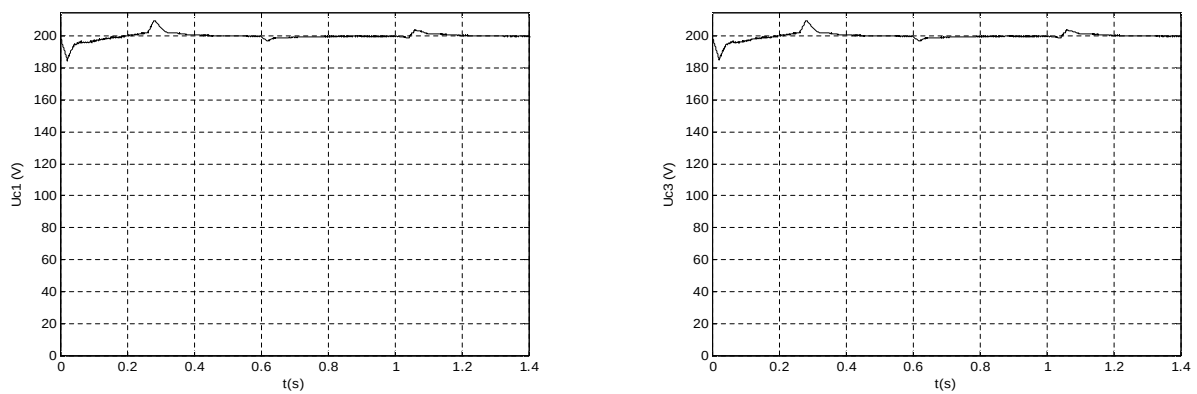
III.9.2. Résultats de simulation :

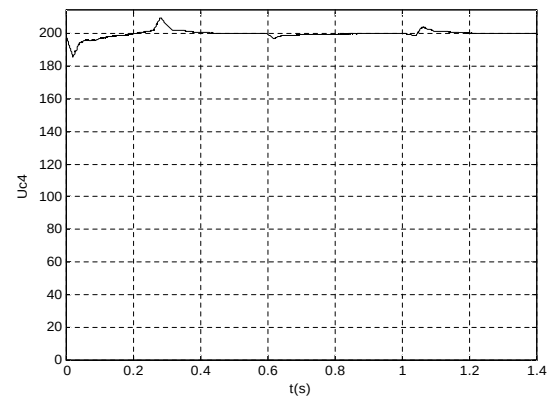
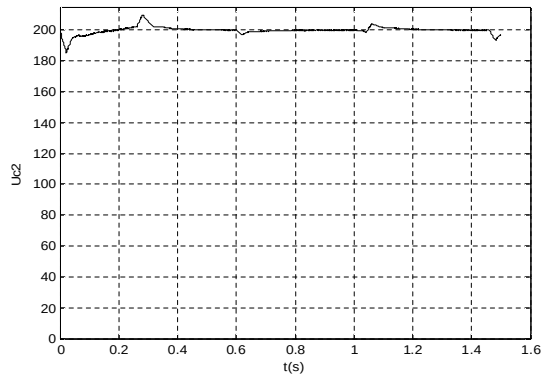
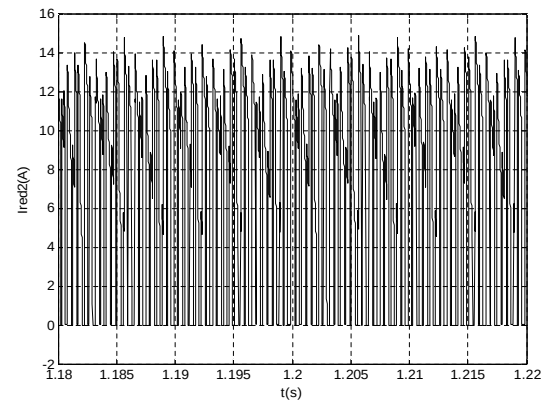
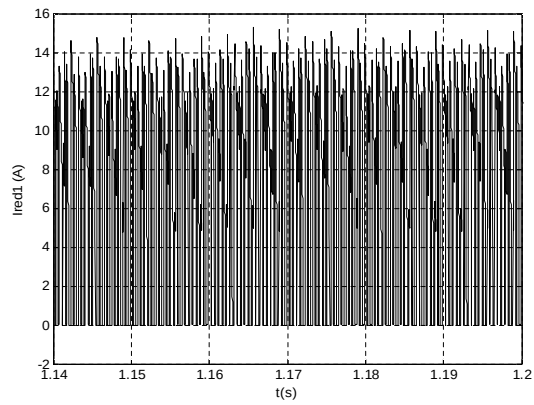
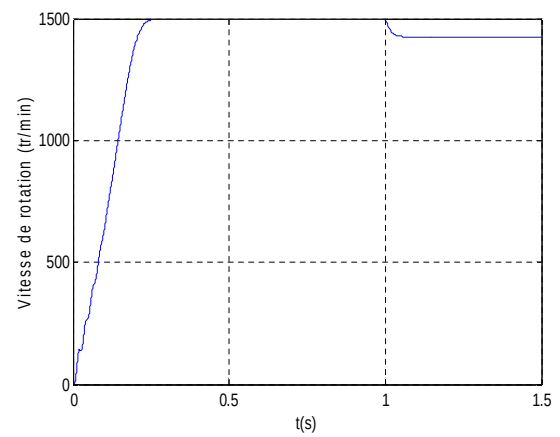
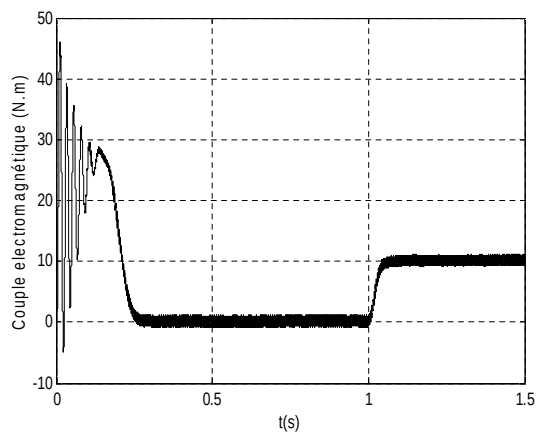
On applique l'algorithme de commande du pont résistif présenté précédemment à la cascade deux redresseurs de courant à MLI à deux niveaux – onduleur de tension à cinq niveaux à diodes flottantes – machine asynchrone.

La commande du redresseur est réalisée avec un régulateur PI pour la tension de sortie du redresseur et un PI pour les courants de réseau.

Le filtre capacitif de sortie a comme paramètres $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = 20\text{mF}$. Le réseau triphasé a une tension efficace de 110V, une fréquence de 50 Hz, $R=0.25\ \Omega$ et $L=10\text{mH}$. Les résistances R_1 , R_2 , R_3 , R_4 du pont résistif ont une valeur de $10\ \Omega$.

Régulateur	ρ	k_p	k_i	$T_e(s)$
De tension	10	0.8	8	2.10^{-2}
De courant	800	15.75	12800	10^{-4}

Figure (III.52) Tensions U_{red1} et U_{red2} des redresseurs n: 1 et 2Figure (III.53) Tension V_{res1} et le courant de réseau i_{res1} 

Figure (III.54) Tensions (U_{c1} , U_{c3} , U_{c2} et U_{c4})Figure (III.55) Courants I_{redi} de sortie du deux redresseur a deux niveaux

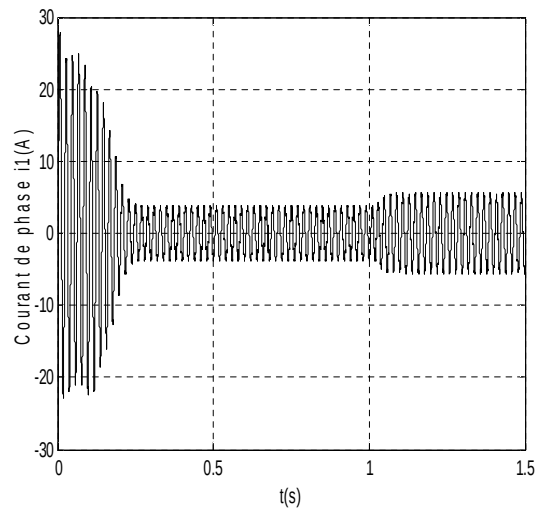


Figure (III.56) Les performances de la machine asynchrone

III.9.3. Interprétation des résultats

La figure (III.52) montre que les tensions (U_{red1} , U_{red2}) suivent parfaitement leurs références (400V).

La figure (III.53) montre que le courant de réseau est en phase avec la tension de réseau V_{res1} .

La figure (III.54) donne les tensions U_{c1} , U_{c2} , U_{c3} et U_{c4} , ces tensions sont presque constantes et égales à 200V.

La figure (III.56) donne les performances de la machine asynchrone.

III.10. Utilisation du pont d'équilibrage à inductances pour la cascade à un redresseur à deux niveaux

Dans ce cas et dans le but de diminuer les pertes par effet joule dans les résistances et de diminuer les composants passifs utilisés, nous allons présenter un pont d'équilibrage des tensions utilisant comme le précédent quatre transistors mais seulement deux inductances.

Le pont est constitué de quatre interrupteurs placés en parallèle avec les quatre condensateurs constituant le pont capacitif d'entrée de l'onduleur de tension à cinq niveaux et en perpendiculaire avec ces interrupteurs sont placées deux inductances. Chacune de ces inductances est connectée entre les deux capacités supérieures (respectivement inférieures) d'entrée de l'onduleur et les deux interrupteurs supérieurs (respectivement inférieurs) du pont d'équilibrage. Le schéma du pont à inductances est donné à la figure (III.57).

III.10.1. Principe de commande des interrupteurs

Comme dans le cas du pont d'équilibrage résistif, le principe de fonctionnement de ce pont à inductances est basé sur la différence entre les deux tensions U_{c1} et U_{c2} pour la partie supérieure et sur la différence entre U_{c3} et U_{c4} pour la partie inférieure.

Si l'on prend la différence entre les deux tensions des deux capacités supérieures (C_1 et C_2) du pont d'entrée de l'onduleur, on mesure la différence entre ces deux tensions. Si la tension aux bornes de C_2 est supérieure à celle de C_1 , on ferme l'interrupteur T_2 afin de dévier une partie du courant qui permet de charger ce condensateur. Si par contre, la tension aux bornes de C_1 est supérieure à celle de C_2 , on ferme l'interrupteur T_1 pour dévier le courant qui charge la capacité C_1 et cela jusqu'à obtenir $U_{c1}=U_{c2}$.

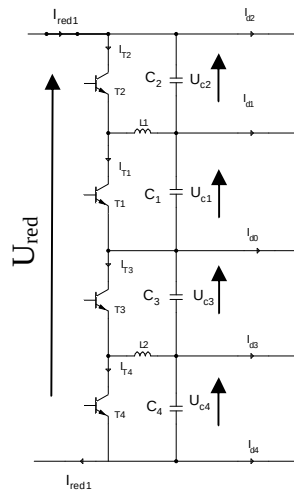


Figure (III.57) Structure du pont d'équilibrage à inductances pour un redresseur de courant à deux niveaux

Etape1 : déduction du signe des différences (U_{c1}, U_{c2}) et (U_{c3}, U_{c4}) pour ce faire , nous utilisons les équations suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} = I_{red} - I_{d1} - I_{d2} + I_{L1} \\ C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} = I_{red} - I_{d2} \\ C_3 \frac{dU_{c3}}{dt} = I_{red} + I_{d3} + I_{d4} - I_{L2} \\ C_4 \frac{dU_{c4}}{dt} = I_{red} + I_{d4} \\ \frac{dI_{L1}}{dt} = (T_2 U_{c2} - T_1 U_{c1}) / L \\ \frac{dI_{L2}}{dt} = (T_4 U_{c4} - T_3 U_{c3}) / L \end{array} \right. \quad (III.50)$$

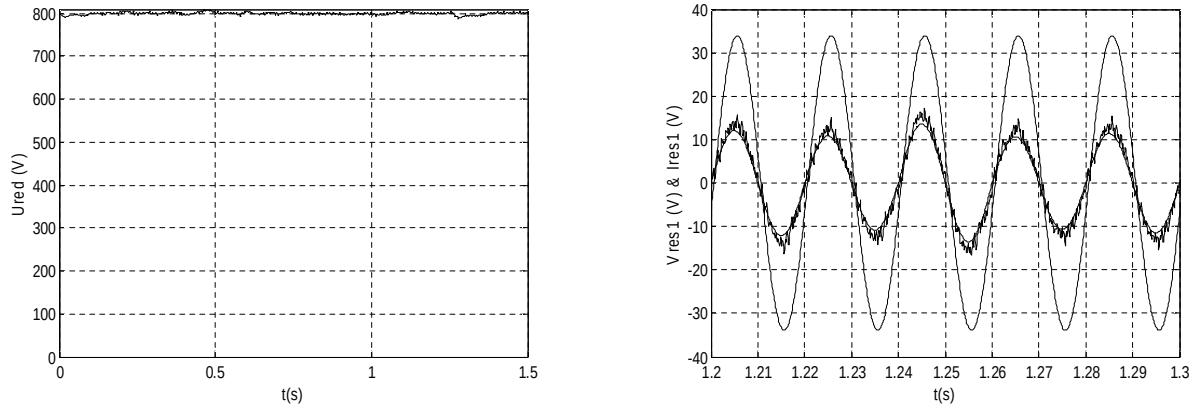
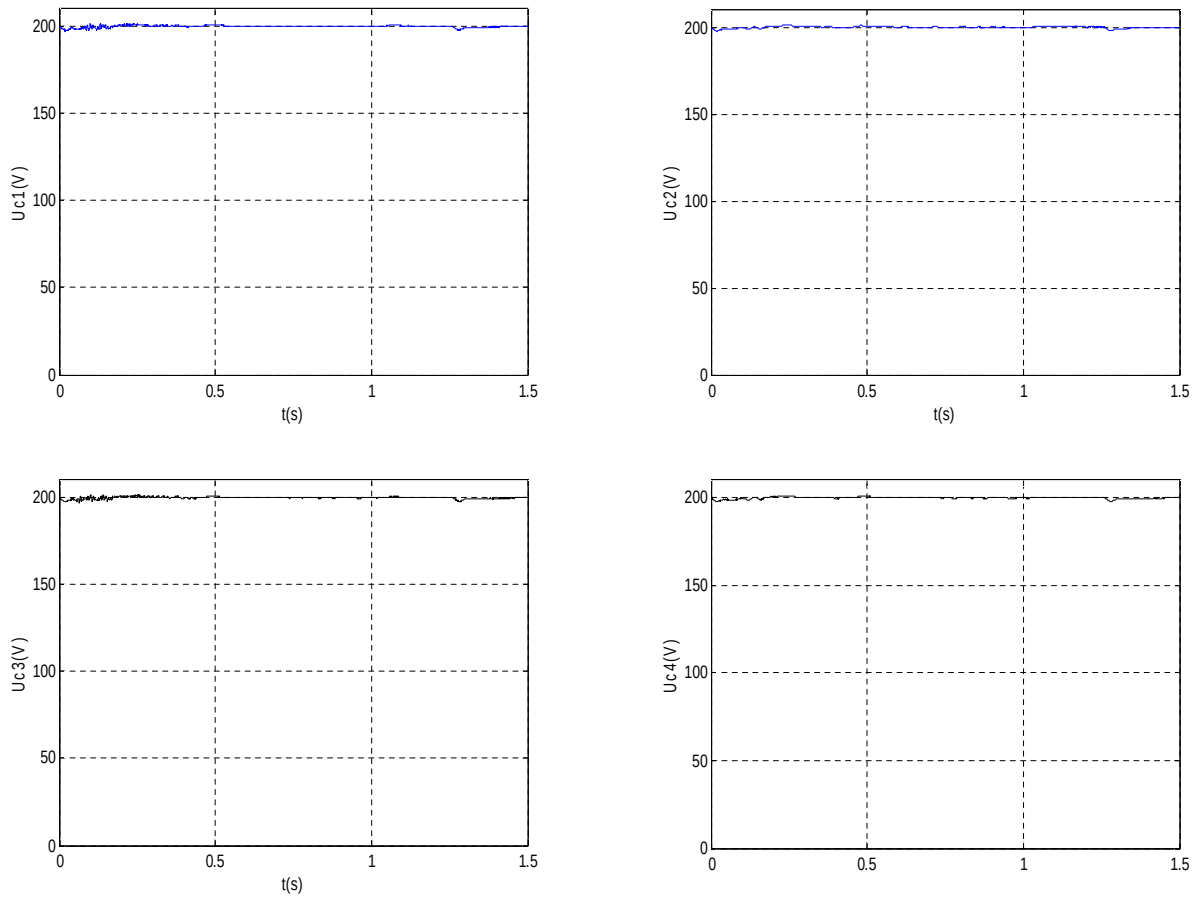
Etape2 : déduction de la commande des interrupteurs

$$\begin{array}{l} U_{c2} > U_{c1} \Rightarrow T_2 = 1; T_1 = 0; \\ U_{c2} < U_{c1} \Rightarrow T_2 = 0; T_1 = 1; \\ U_{c4} > U_{c3} \Rightarrow T_4 = 1; T_3 = 0; \\ U_{c4} < U_{c3} \Rightarrow T_4 = 0; T_3 = 1; \end{array} \quad (III.51)$$

III.10.2. Résultats de simulation

la commande du redresseur est réalisée avec un régulateur PI pour la tension et des régulateurs PI pour les courants de réseau. Le filtre capacitif de sortie à comme paramètres $C_1=C_2 = C_3 = C_4 =40\text{mF}$. Le réseau triphasé a une tension efficace de 220V, une fréquence de 50Hz, $R=0.25$ et $L=10\text{mH}$. Les inductances du pont inductif ont une valeur de 8mH.

Régulateur	ρ	k_p	k_i	$T_e(s)$
De tension	10	0.8	8	2.10^{-2}
De courant	1700	33.75	57800	10^{-4}

Figure (III.58) Tension U_{red} , tension V_{res1} et courant du réseau i_{res1} Figure (III.59) Tensions (U_{c1} , U_{c3}) et (U_{c2} , U_{c4})

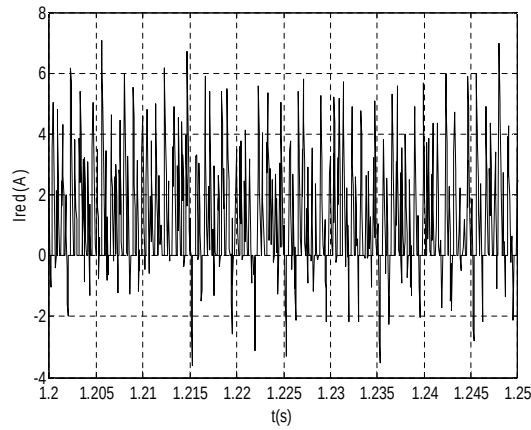
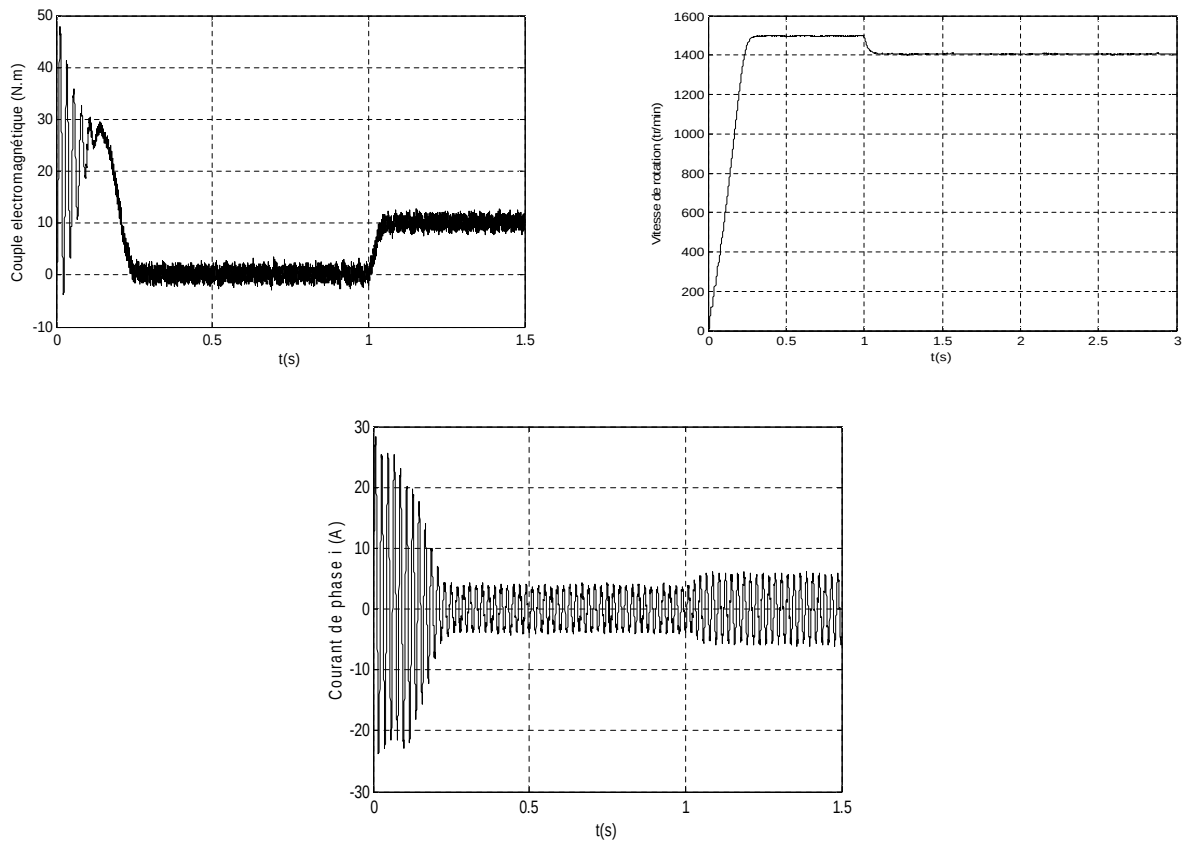
Figure (III.60) Courant redressé I_{red} du redresseur à deux niveaux

Figure (III.61) Performances de la machine asynchrone

III.10.3. Interprétations des résultats

La figure (III.58) montre que la tension U_{red} suit parfaitement sa référence (800V), le courant de réseau est en phase avec la tension de réseau V_{res1} .

La figure (III.59) donne les tensions U_{c1} , U_{c2} , U_{c3} et U_{c4} , ces tensions sont pratiquement constantes et égale à 200V.

La figure (III.61) donne les performances de la machine asynchrone.

III.11. Utilisation du pont d'équilibrage à inductances pour la cascade utilisant un redresseur à trois niveaux

Dans ce cas, nous procédons de la même manière que précédemment pour le cas du redresseur à deux niveaux. Le schéma du pont à inductances est donné à la figure (III.62).

III.11.1. Principe de commande des interrupteurs

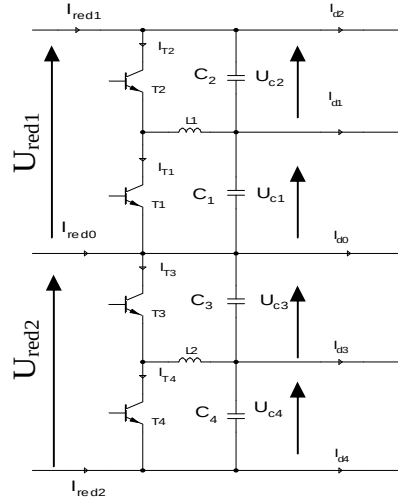


Figure (III.62) Structure du pont d'équilibrage à inductances dans le cas d'un redresseur de courant à trois niveaux

Etape1 : déduction du signe des différences (U_{c1} , U_{c2}) et (U_{c3} , U_{c4}) pour ce faire, nous utilisons les équations suivantes :

$$\begin{cases} C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} = I_{red1} - I_{d1} - I_{d2} + I_{L1} \\ C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} = I_{red1} - I_{d2} \\ C_3 \frac{dU_{c3}}{dt} = -I_{red2} + I_{d4} + I_{d3} - I_{L2} \\ C_4 \frac{dU_{c4}}{dt} = -I_{red2} + I_{d4} \end{cases} \quad (III.53)$$

Etape2 : déduction de la commande des interrupteurs

$$\begin{aligned} U_{c2} > U_{c1} &\Rightarrow T_2 = 1; T_1 = 0; \\ U_{c2} < U_{c1} &\Rightarrow T_2 = 0; T_1 = 1; \\ U_{c4} > U_{c3} &\Rightarrow T_4 = 1; T_3 = 0; \\ U_{c4} < U_{c3} &\Rightarrow T_4 = 0; T_3 = 1; \end{aligned} \quad (III.54)$$

III.11.2. Résultats de simulation

On applique l'algorithme de commande du pont d'équilibrage à inductances présenté précédemment à la cascade un redresseur de courant à MLI à trois niveaux – onduleur de tension triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes – machine asynchrone, la commande du redresseur est réalisée avec un régulateur PI pour la tension et des régulateurs PI pour les courants de réseau.

Le filtre capacitif de sortie a comme paramètres $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = 40\text{mF}$. Le réseau triphasé a une tension efficace de 220V, une fréquence de 50 HZ, $R=0.25 \Omega$ et $L=10\text{mH}$, les inductances du pont inductif ont une valeur de 8mH.

Régulateur	ρ	k_p	k_i	T_e
De tension	10	0.8	8	10^{-2}
De courant	800	15.75	12800	10^{-4}

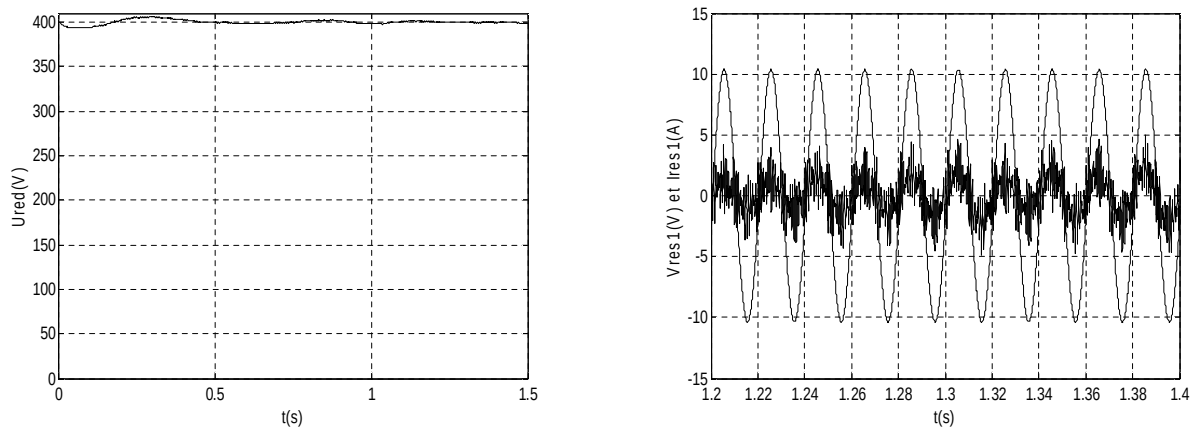
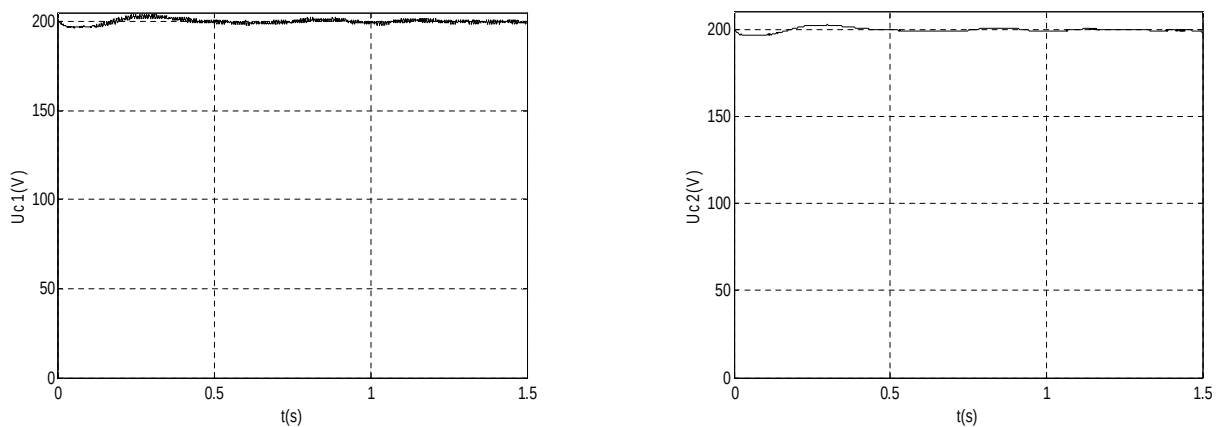


Figure (III.63) Tension U_{red} , tension V_{res1} et courant du réseau i_{res1}



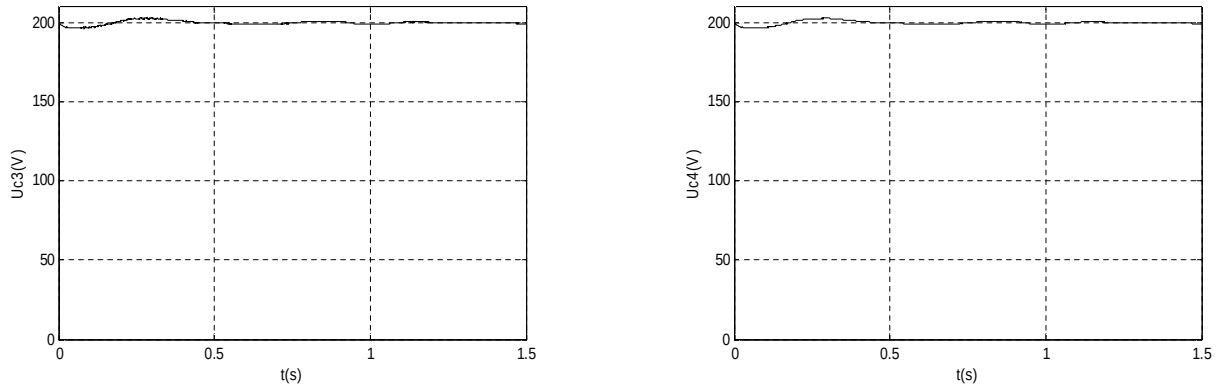
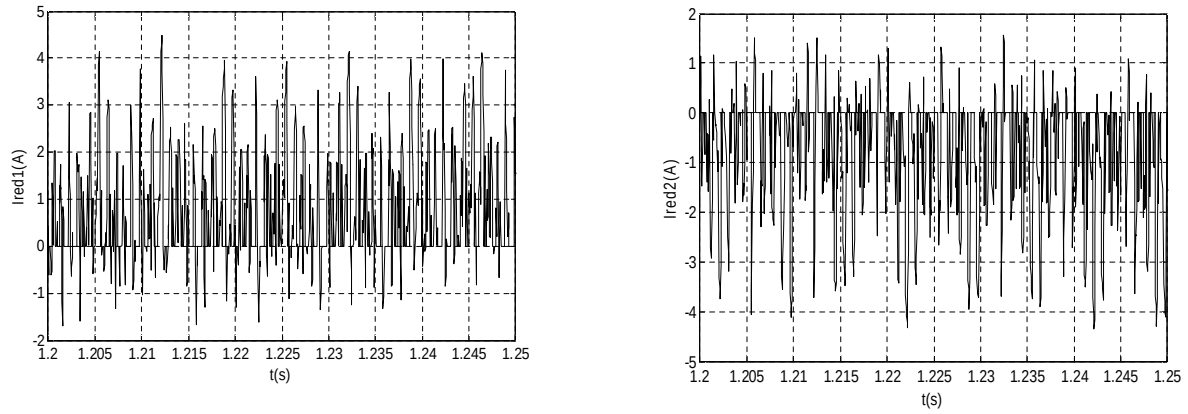
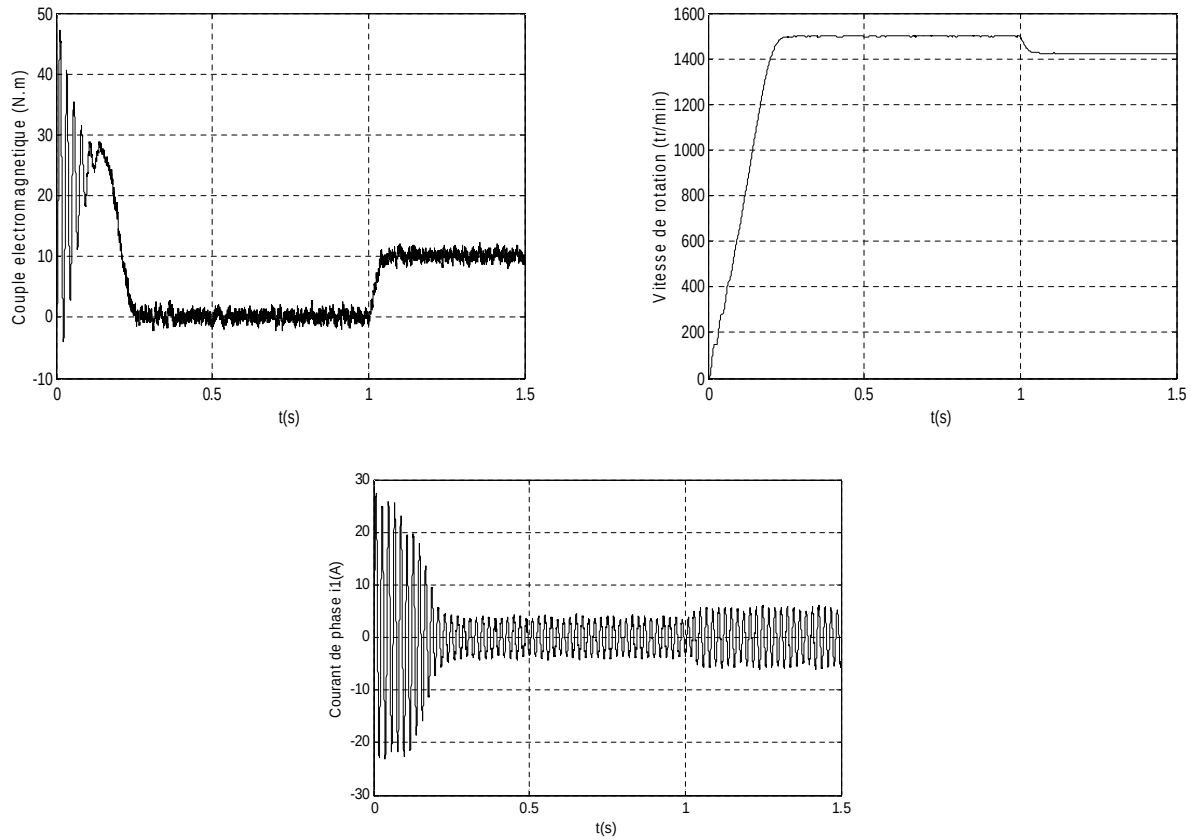
Figure (III.64) Tensions (U_{c1} , U_{c3}) et (U_{c2} , U_{c4})Figure (III.65) Courants redressés I_{red1} et I_{red2} du redresseur à trois niveaux

Figure (III.66) Performances de la machine asynchrone

III.11.3. Interprétations des résultats

La figure (III.63) montre que la tension U_{red} suit parfaitement sa référence (400V). Le courant de réseau est en phase avec la tension de réseau V_{res1} .

La figure (III.64) donne les tensions U_{c1} , U_{c2} , U_{c3} et U_{c4} , ces tensions sont pratiquement constantes et égale à 200V.

La figure (III.66) donne les performances de la machine asynchrone.

III.12. Utilisation du pont d'équilibrage à inductances pour la cascade utilisant deux redresseurs à deux niveaux

Dans ce cas, nous procédons de la même manière que précédemment pour le cas du redresseur à deux niveaux. Le schéma du pont à inductances est donné à la figure (III.67).

III.12.1. Principe de commande des interrupteurs

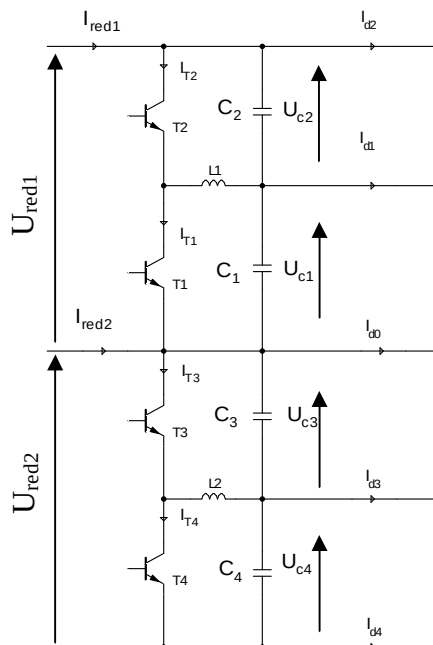


Figure (III.67) Structure du pont d'équilibrage à inductances dans le cas de deux redresseurs de courant à deux niveaux.

Etape1 : déduction du signe des différences (U_{c1}, U_{c2}) et (U_{c3}, U_{c4}) pour ce faire, nous utilisons les équations suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} = I_{red1} - I_{d1} - I_{d2} + I_{L1} \\ C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} = I_{red1} - I_{d2} \\ C_3 \frac{dU_{c3}}{dt} = I_{red2} + I_{d4} + I_{d3} - I_{L2} \\ C_4 \frac{dU_{c4}}{dt} = I_{red2} + I_{d4} \end{array} \right. \quad (III.59)$$

Etape2 : déduction de la commande des interrupteurs

$$\begin{aligned} U_{c2} > U_{c1} &\Rightarrow T_2 = 1; T_1 = 0; \\ U_{c2} < U_{c1} &\Rightarrow T_2 = 0; T_1 = 1; \\ U_{c4} > U_{c3} &\Rightarrow T_4 = 1; T_3 = 0; \\ U_{c4} < U_{c3} &\Rightarrow T_4 = 0; T_3 = 1; \end{aligned} \quad (III.60)$$

III.12.2. Résultats de simulation

La commande du redresseur est réalisée avec un régulateur PI pour la tension et des régulateurs PI pour les courants de réseau.

Le filtre capacitif de sortie a comme paramètres $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = 20\text{mF}$. Le réseau triphasé à une tension efficace de 110V, une fréquence de 50 Hz, $R=0.25 \Omega$ et $L=10\text{mH}$, les inductances du pont ont une valeur de 8mH.

Régulateur	ρ	k_p	k_i	$T_e(s)$
De tension	10	0.8	8	2.10^{-2}
De courant	1700	33.75	57800	10^{-4}

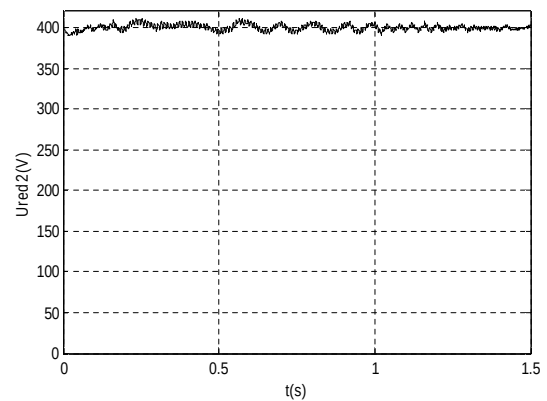
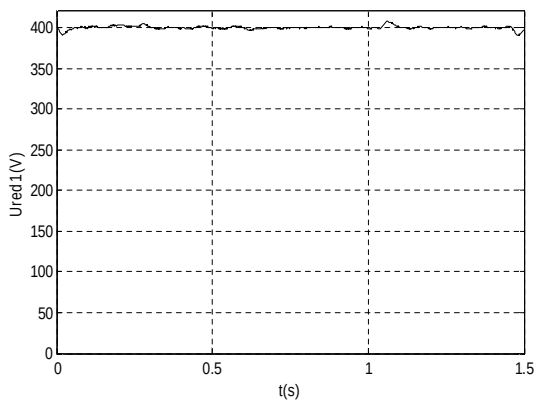
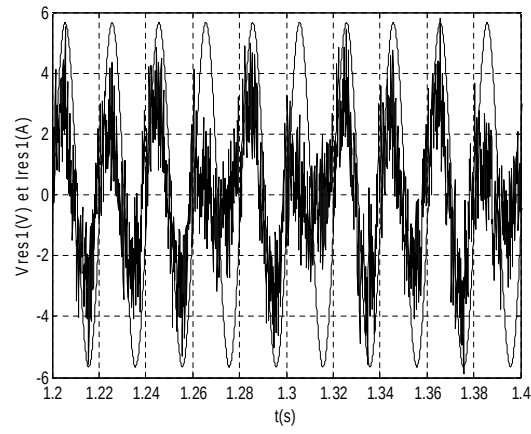
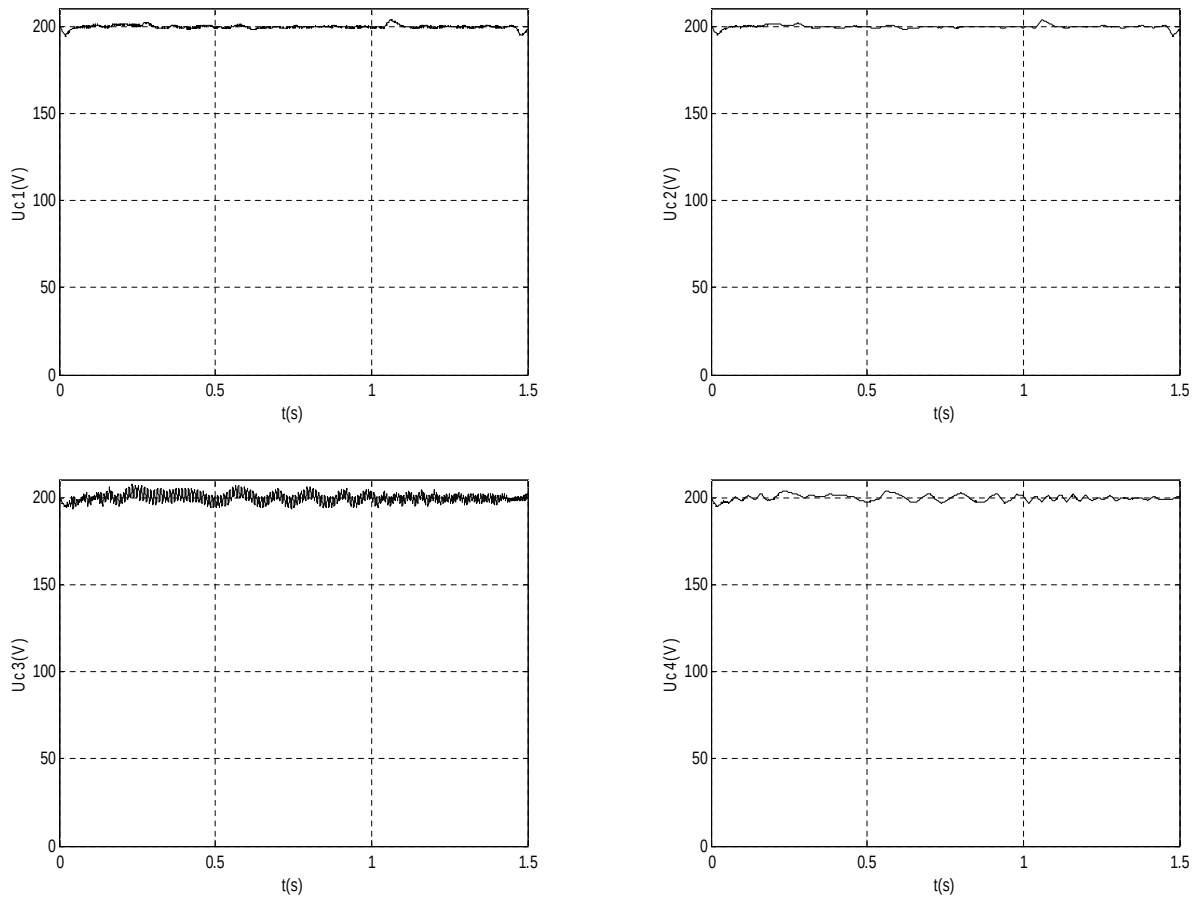


Figure (III.68) Tensions U_{red1} et U_{red2} de redresseurs n°:1 et 2

Figure (III.69) Tension V_{res1} et le courant de réseau i_{res1} Figure (III.70) Tensions (U_{c1} , U_{c3} , U_{c2} et U_{c4})

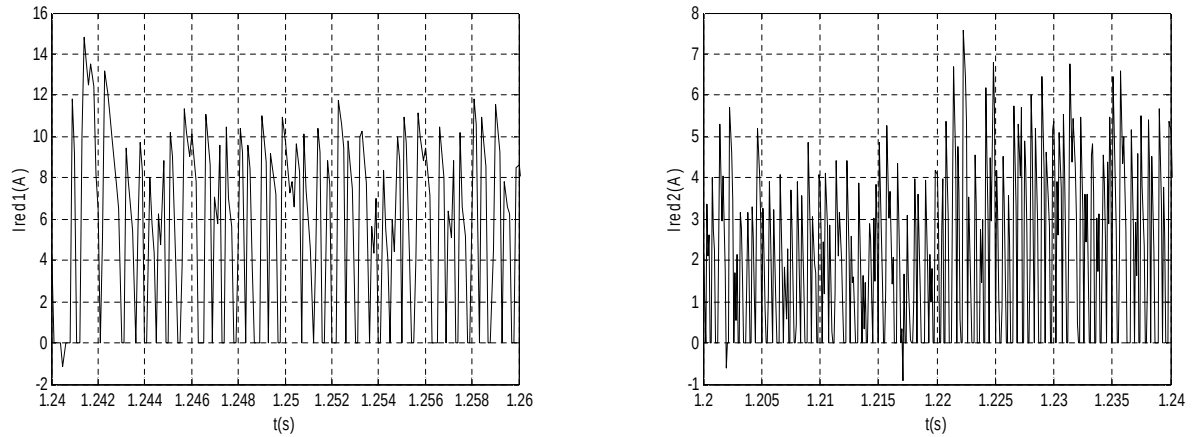
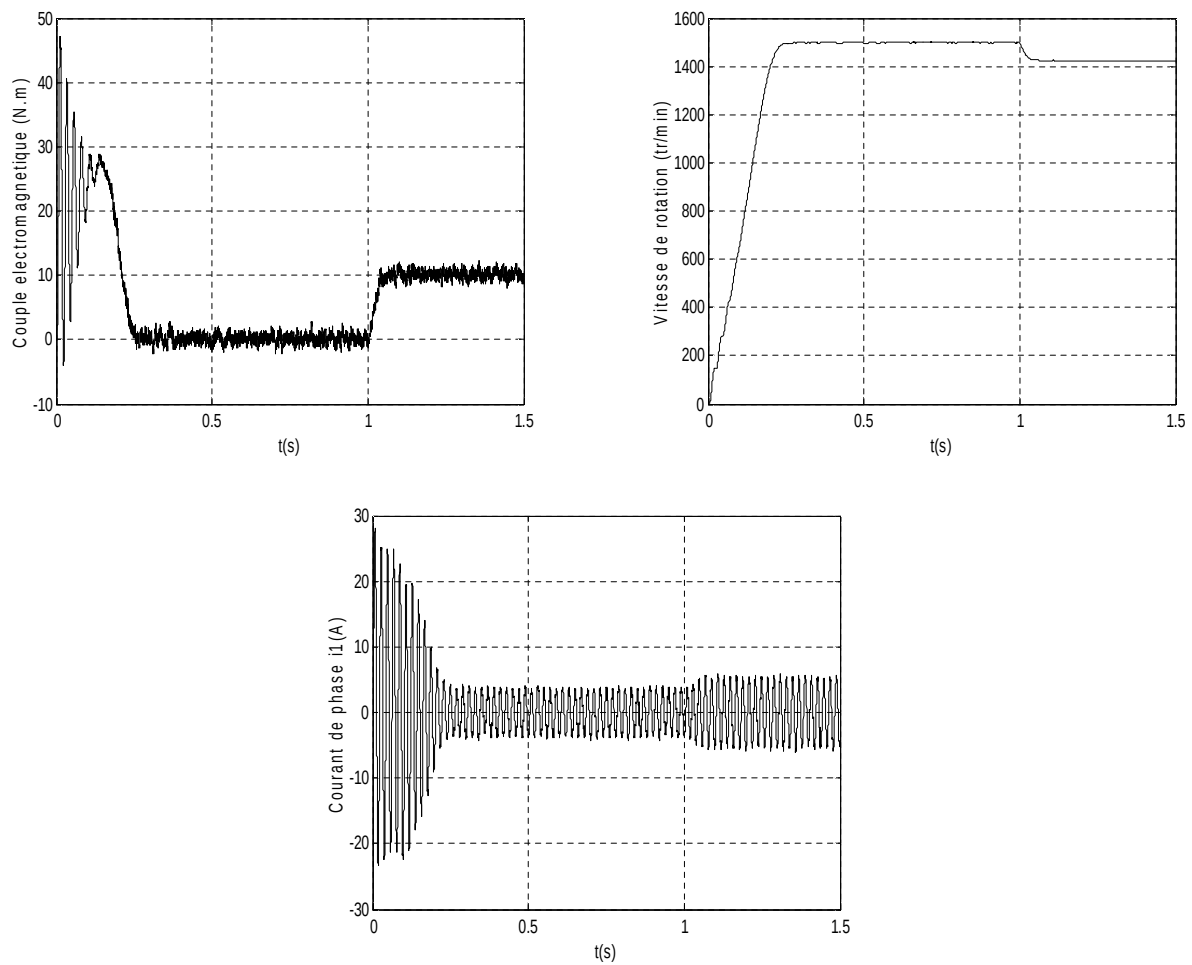
Figure (III.71) Les courants I_{redi} de sortie du deux redresseur a deux niveaux

Figure (III.72) Performances de la machine asynchrone

III.12.3. Interprétations des résultats

On applique l'algorithme de commande du pont à inductance à la cascade de deux redresseurs de courant à MLI à deux niveaux – onduleur de tension à cinq niveaux à diodes flottantes – machine asynchrone. La commande du redresseur est réalisée avec un régulateur PI pour la tension et PI pour les courants de réseau.

La figure (III.68) montre que les tensions U_{red1} , U_{red2} suivent parfaitement leur référence (400V) .

La figure (III.69) montre que le courant de réseau est en phase avec la tension de réseau V_{res1} .

La figure (III.70) donne les tensions U_{c1} , U_{c2} , U_{c3} et U_{c4} , ces tensions sont pratiquement constantes et égale à 200V.

La figure (III.72) donne les performances de la machine asynchrone.

III.13. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié les algorithmes d'asservissement (courant et tension) des redresseurs à deux, trois et cinq niveaux. Cela nous permis en outre ;

D'asservir les courants d'alimentation des redresseurs MLI à deux, trois ou cinq niveaux afin d'avoir un facteur de puissance le plus proche possible de l'unité coté réseau.

De réguler les tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux en agissant sur le ou les redresseurs.

Pour chaque cascade présentée lors de ce chapitre , nous avons utilisé un régulateur PI pour la tension redressée et des régulateurs PI pour les courants de réseaux .

Pour les cascades sans pont de clamping, le seul cas qui stabilise les tensions d'entrée de l'onduleur, était celle utilisant quatre redresseurs.

A cause de l'instabilité des tensions d'entrée de l'onduleur nous avons proposé deux ponts de clamping dans le but de stabiliser les quatre tensions d'entrée de l'onduleur.

Le deuxième pont constitué de quatre interrupteurs commandables et de deux inductances et ce dans le but d'éliminer les pertes par effet Joule dans les résistances utilisées dans le premier pont et dans les deux cas, le principe de commande des interrupteurs est basé sur la différence entre les deux tensions haut (respectivement) pour l'ouverture et la fermeture des interrupteurs.

Nous obtenons aussi, par l'utilisation de ces deux ponts, des tensions d'entrée stables et constantes de l'onduleur à cinq niveaux.

Chapitre IV

Asservissement Non Linéaire
Des Cascades à Cinq Niveaux

IV.1. Introduction

Les correcteurs de la famille du PI ont été largement utilisés lors du chapitre précédent pour leur simplicité, facilité de réglage et d'implémentation et de leurs bonnes performances. Cependant comme certains paramètres varient considérablement et que la charge est souvent inconnue, l'application de commandes classiques tels que les correcteurs de type PI s'est révélée insuffisante comme certains retards dû aux petites constantes de temps du dispositif de contrôle et des circuits de lissage et le recours aux commandes robustes s'avère parfois nécessaire, les méthodes de réglage non linéaires et discontinues s'adaptent mieux au comportement particulier des organes de commande. Il s'agit en l'occurrences des systèmes de réglages a structure variable fonctionnant en mode de glissement [8].

Ils provoquent directement la commutation périodique des organes de commande sans introduire des petites constantes de temps. Le phénomène transitoire s'établit alors par glissement le long d'une trajectoire imposée par une loi de commutation [8].

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

Les propriétés du réglage par mode de glissement sont:

- La trajectoire de l'état du système en mode glissant appartient à une surface de dimension inférieure à l'espace d'état.
- La dynamique du système est déterminée par le choix des coefficients de la surface de glissement.

On peut distinguer deux configurations de base différentes dans les structures de réglage a structure variable [9] :

1- Configurations avec changement de la structure par commutation d'interrupteur:

Dans cette configuration, l'organe de commande doit être conçu de manière a ce que la grandeur de commande ne prenne que les deux valeur constantes $U_{\max}$ et $U_{\min}$. La commutation entre ces deux valeurs est imposée par la loi de commutation suivante:

$$U = \begin{cases} U_{\max} & \text{si } S(X) > 0 \\ U_{\min} & \text{si } S(X) < 0 \end{cases} \quad (\text{IV.1})$$

Cette configuration est représentée à la figure suivante :

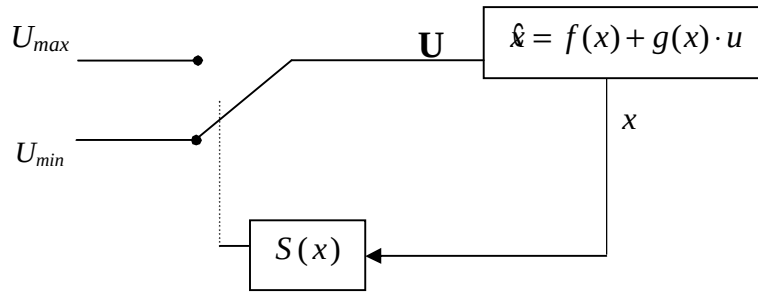


Figure (IV.1) Configuration avec changement de la structure par commutation des interrupteurs

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

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

$$U = \begin{cases} -K_1(X) & \text{si } S(X) > 0 \\ -K_2(X) & \text{si } S(X) < 0 \end{cases} \quad (\text{IV.2})$$

La figure suivante donne le schéma de principe de la configuration par commutation de retour d'état.

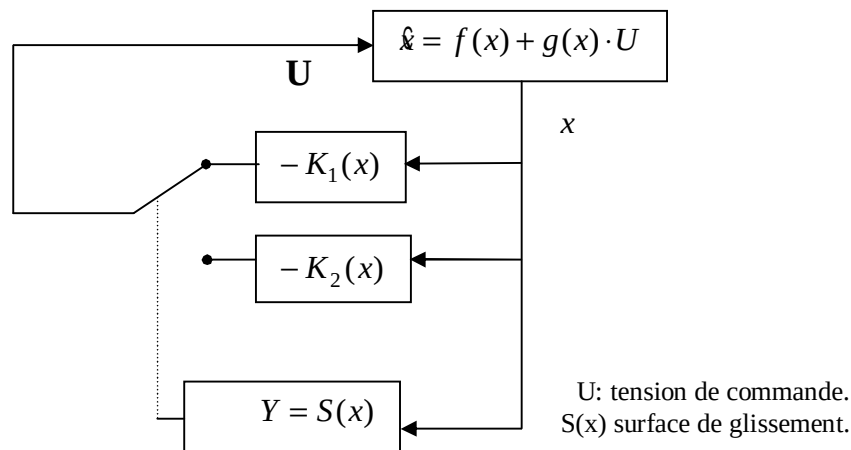


Figure (IV.2) : Configuration par changement de commutation de retour d'état

Dans ce chapitre, nous traiterons le réglage par mode glissement selon la configuration présentée à la figure (IV.2).

Dans ce qui suit, l'application du mode de glissement à la régulation des déférents redresseurs dans les cascades à cinq niveaux est détaillée. Lors du chapitre précédent, l'asservissement linéaire a été utilisé pour réguler la tension de sortie des redresseurs ainsi que pour celui des courant de réseau. Dans ce chapitre, l'asservissement par mode glissant est employé pour

réguler la valeur moyenne de la tension de sortie du ou des redresseurs utilisés ainsi que celui des courants de réseau.

IV.2. Topologie utilisant un seul redresseur

En utilisant le principe de la conservation de la puissance, il vient:

$$\begin{cases} P_e = V_1 i_{res_1} + V_2 i_{res_2} + V_3 i_{res_3} = \sum_{k=1}^3 (V_{resk} i_{resk} - R i_{resk}^2 - \frac{1}{2} L \frac{di_{resk}^2}{dt}) \\ P_s = U_{c1}(i_{c1} + i_{ch1}) + U_{c2}(i_{c2} + i_{ch2}) + U_{c3}(i_{c3} + i_{ch3}) + U_{c4}(i_{c4} + i_{ch4}) \end{cases} \quad (IV.3)$$

Nous supposons dans ce qui suit $U_{c1} = U_{c2} = U_{c3} = U_{c4}$ et $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = C$

On définit les valeurs suivantes comme suit :

$$\begin{cases} i_c = \frac{i_{c1} + i_{c2} + i_{c3} + i_{c4}}{4} \\ i_{ch} = \frac{i_{ch1} + i_{ch2} + i_{ch3} + i_{ch4}}{4} \\ U_c = \frac{U_{c1} + U_{c2} + U_{c3} + U_{c4}}{4} \\ I_{red} = i_c + i_{ch} \end{cases} \quad (IV.4)$$

En négligeant les pertes par effet Joule dans les résistances R du réseau, on obtient :

$$P = \sum_{k=1}^3 V_{resk} i_{resk} - \frac{1}{2} L \frac{di_{resk}^2}{dt} = 4U_c I_{red} \quad (IV.5)$$

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

$$P = 3V_r I_e = 4U_c I_{red} \quad (IV.6)$$

Nous obtenons donc:

$$I_{red} = \frac{3V_r I_e}{4U_c} \quad (IV.7)$$

$$V_{resk} = V_r \sqrt{2} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}(k-1)) \quad (IV.8)$$

$$i_{resk} = I_e \sqrt{2} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}(k-1)) \quad (IV.9)$$

Avec $k=1, 2, 3$

IV.2.1. Cascade utilisant un seul redresseur de courant à MLI à deux niveaux

IV.2.1.1. Boucle de contrôle de la tension

Le but est de réguler la tension U_c qui représente la valeur moyenne des (U_{c1} , U_{c2} , U_{c3} , U_{c4})

Pour cela, nous choisissons comme surface de glissement :

$$S = U_{cref} - U_c \quad (IV.10)$$

Sa dérivée est :

$$\dot{S} = -\dot{U}_c \quad (IV.11)$$

$$\dot{U}_c = \frac{(I_{red} - i_{ch})}{C} \quad (IV.12)$$

Si on remplace (IV.7) dans (IV.12) on obtient :

$$\dot{U}_c = \left(\frac{3V_r I_e}{U_c} - i_{ch} \right) / C \quad (IV.13)$$

La condition $S \dot{S} < 0$ assure l'attractivité de la trajectoire vers la surface de glissement, pour cela, nous choisissons:

$$\dot{S} = -K_1 \text{sign}(S) - K_2 S \quad (IV.14)$$

Avec K_1 et K_2 constantes positives

La sortie du régulateur par mode glissement de la tension donne :

$$I_e = (C (K_1 \text{sign}(S) + K_2 S) - i_{ch}) \frac{4U_c}{3V_r} \quad (IV.15)$$

IV.2.1.2. Boucle de contrôle des courants

Nous contrôlons les courants de réseau des phases 1, 2 et 3 par des régulateurs par mode de glissement

A partir des équations du réseau, nous avons:

$$\begin{cases} V_{res1} - V_A = R I_{res1} + L \dot{I}_{res1} \\ V_{res2} - V_B = R I_{res2} + L \dot{I}_{res2} \\ V_{res3} - V_C = R I_{res3} + L \dot{I}_{res3} \end{cases} \quad (IV.16)$$

$$\begin{cases} V_A = N_{g1} \\ V_B = N_{g2} \\ V_C = N_{g3} \end{cases} \quad (IV.17)$$

Nous optons pour les surfaces de glissement suivantes:

$$\begin{cases} S_1 = I_{ref1} - I_{res1} \\ S_2 = I_{ref2} - I_{res2} \\ S_3 = I_{ref3} - I_{res3} \end{cases} \quad (IV.18)$$

Afin de satisfaire la condition d'attractivité, nous choisissons

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = -K_{11} \text{sign}(S_1) - K_{21} S_1 \\ \dot{S}_2 = -K_{11} \text{sign}(S_2) - K_{21} S_2 \\ \dot{S}_3 = -K_{11} \text{sign}(S_3) - K_{21} S_3 \end{cases} \quad (IV.19)$$

$$\dot{S}_K = \sqrt{2} \omega I_e \cos(\omega t - \frac{2(k-1)}{3}) - \dot{I}_{resK} \quad (IV.20)$$

Avec $k=1,2,3$

On obtient alors :

$$\begin{aligned} N_{g1} &= V_{res1} - R I_{res1} - L K_{11} \text{sign}(S_1) - L K_{21} S_1 - \sqrt{2} L \omega I_e \cos(\omega t) \\ N_{g2} &= V_{res2} - R I_{res2} - L K_{11} \text{sign}(S_2) - L K_{21} S_2 - \sqrt{2} L \omega I_e \cos(\omega t - 2\pi/3) \\ N_{g3} &= V_{res3} - R I_{res3} - L K_{11} \text{sign}(S_3) - L K_{21} S_3 - \sqrt{2} L \omega I_e \cos(\omega t + 2\pi/3) \end{aligned} \quad (IV.21)$$

IV.2.1.3. Résultats de simulation

On applique les algorithmes d'asservissement présentés précédemment pour commander le redresseur de courant MLI à deux niveaux pour la cascade un redresseur de courant à MLI à deux niveaux –onduleur de tension à cinq niveaux à diodes flottantes –machine asynchrone.

Le filtre capacitif de sortie a comme paramètres $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = 40\text{mF}$. Le réseau triphasé alimentant le redresseur a une tension efficace de 220V, une fréquence de 50 Hz, $R=0.25 \Omega$ et $L=10\text{mH}$.

La simulation est effectuée avec les paramètres suivants : $k_{11}=75$; $k_{21}=1300$; $k_1=300$ et $k_2=300$.

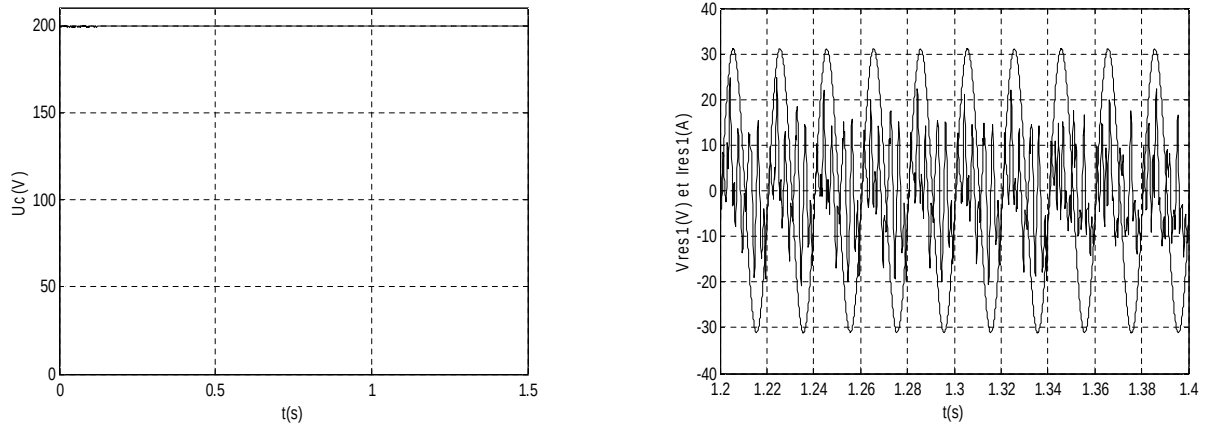


Figure (IV.3) Tension U_c , tension V_{res1} , courant du réseau i_{res1}

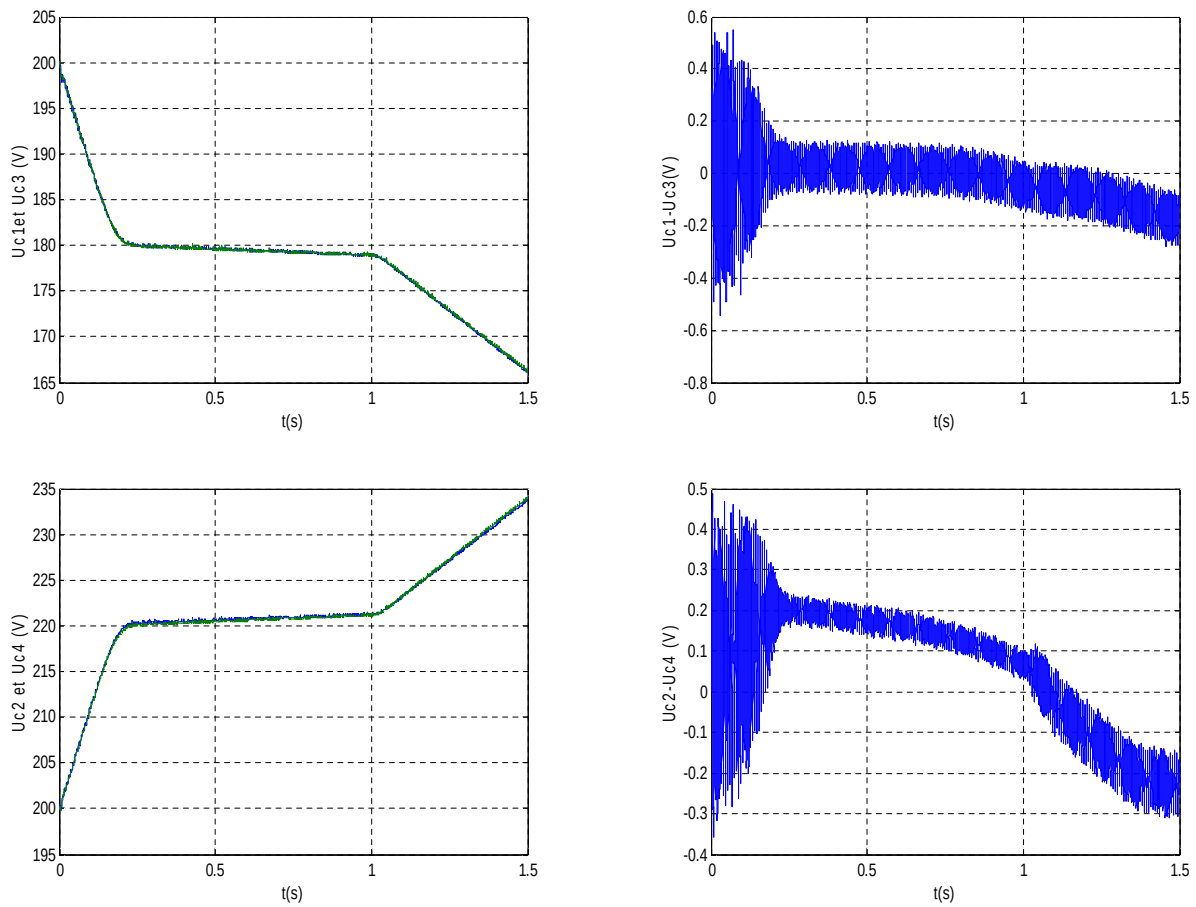


Figure (IV.4) Tensions (U_{c1} , U_{c3}) et (U_{c2} , U_{c4}) et la différence ($U_{c1}-U_{c3}$) et ($U_{c2}-U_{c4}$)

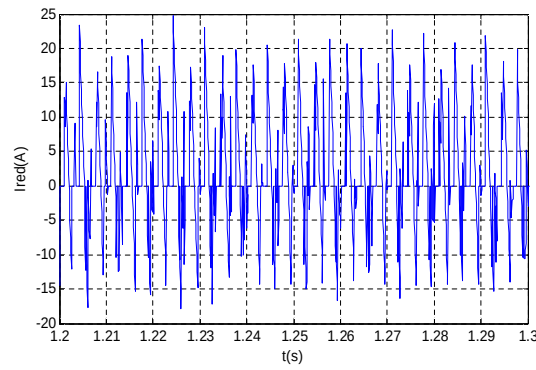
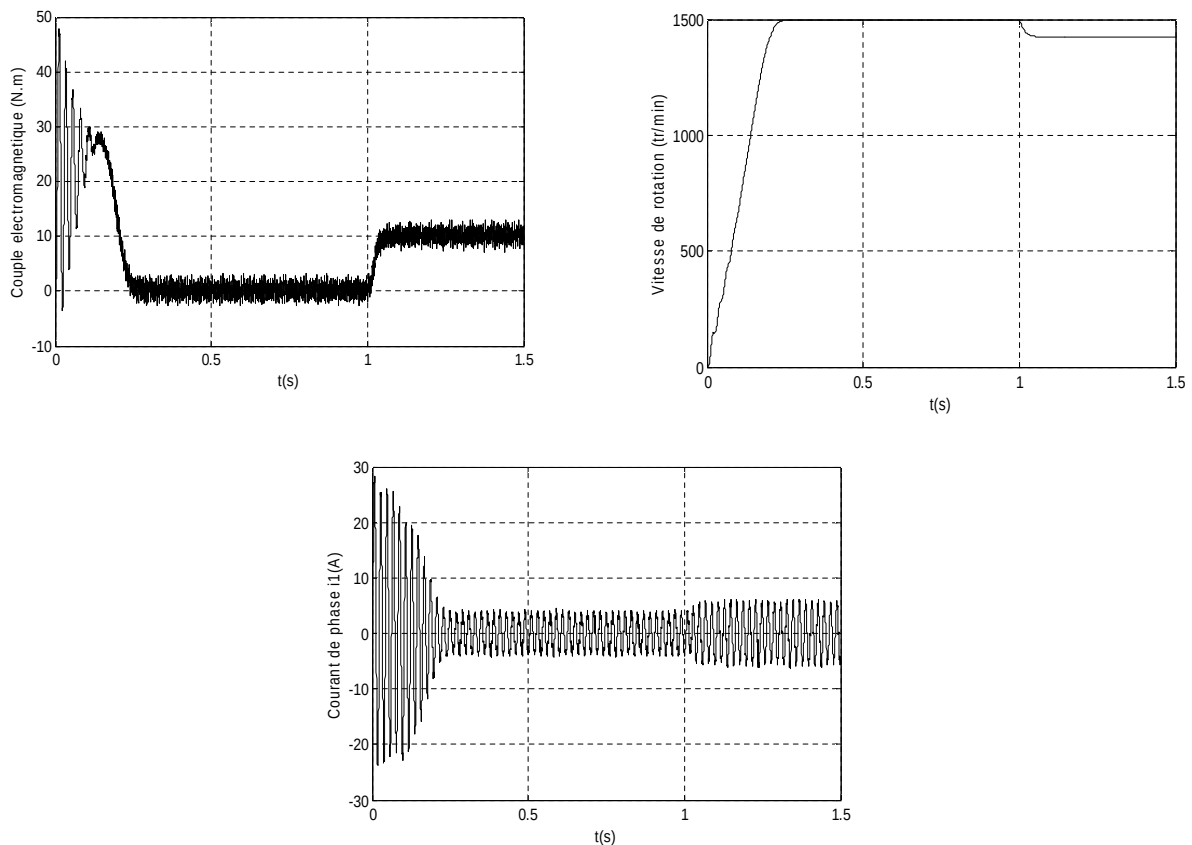
Figure (IV.5) Courant redressé I_{red} du redresseur à deux niveaux

Figure (IV.6) Performances de la machine asynchrone

IV.2.1.4. Interprétations des résultats

On constate que le courant de réseau i_{res1} est pollué et en phase avec la tension de réseau V_{res1} (Figure IV.3).

La tension U_C suit parfaitement sa référence 200V (Figure IV.3)

Les tensions d'entrée de l'onduleur de tension à cinq niveaux (U_{c1} , U_{c3}) sont décroissantes et (U_{c2} , U_{c4}) sont croissantes (Figure IV.4).

La figure (IV.6) donne les performances de la machine asynchrone (vitesse, couple, courants) on voit bien sur cette figure, la présence des ondulations dues aux tensions d'entrée de l'onduleur.

IV.2.2. Cascade utilisant un seul redresseur de courant à MLI à trois niveaux

IV.2.2.1. Boucle de contrôle de la tension

Comme pour le cas précédent, le but de la commande est de réguler la tension U_c (U_c étant toujours la valeur moyenne des tensions U_{c1} , U_{c2} , U_{c3} et U_{c4}). Pour cela, nous choisissons comme surface de glissement :

$$S = U_{cref} - U_c \quad (IV.22)$$

Sa dérivée est

$$\dot{S} = -\dot{U}_c \quad (IV.23)$$

$$\dot{U}_c = \frac{(I_{red} - i_{ch})}{C} \quad (IV.24)$$

Dans ce cas, le courant redressé I_{red} est :

$$I_{red} = \frac{I_{red1} + I_{red2}}{2} \quad (IV.25)$$

Si on remplace (IV.7) dans (IV.24) on obtient :

$$\dot{U}_c = \left(\frac{3V_r I_e}{4U_c} - i_{ch} \right) / C \quad (IV.26)$$

La condition $S \dot{S} < 0$ assure l'attractivité de la trajectoire vers la surface de glissement, pour cela, nous choisissons:

$$\dot{S} = -K_1 \text{sign}(S) - K_2 S \quad (IV.27)$$

Avec K_1 et K_2 constantes positives

La sortie du régulateur par mode glissement de la tension donne

$$I_e = (C(K_1 \text{sign}(S) + K_2 S) - i_{ch}) \frac{4U_c}{3V_r} \quad (IV.28)$$

IV.2.2.2. Boucle de contrôle des courants

Nous contrôlons les courants de réseau des phases 1, 2 et 3 par des régulateurs par mode de glissement

A partir des équations du réseau, nous avons :

$$\begin{cases} V_{res1} - V_A = R I_{res1} + L \dot{I}_{res1} \\ V_{res2} - V_B = R I_{res2} + L \dot{I}_{res2} \\ V_{res3} - V_C = R I_{res3} + L \dot{I}_{res3} \end{cases} \quad (IV.29)$$

$$\begin{cases} V_A = N_{g1} \\ V_B = N_{g2} \\ V_C = N_{g3} \end{cases} \quad (IV.30)$$

Nous optons pour les surfaces de glissement suivantes

$$\begin{cases} S_1 = I_{ref1} - I_{res1} \\ S_2 = I_{ref2} - I_{res2} \\ S_3 = I_{ref3} - I_{res3} \end{cases} \quad (IV.31)$$

Afin de satisfaire la condition d'attractivité, nous choisissons

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = -K_{11} \text{sign}(S_1) - K_{21} S_1 \\ \dot{S}_2 = -K_{11} \text{sign}(S_2) - K_{21} S_2 \\ \dot{S}_3 = -K_{11} \text{sign}(S_3) - K_{21} S_3 \end{cases} \quad (IV.32)$$

$$\dot{S}_k = \sqrt{2} \omega I_e \cos(\omega t - \frac{2(k-1)}{3}) - \dot{I}_{resk} \quad (IV.33)$$

Avec $k=1,2,3$

On obtient alors :

$$\begin{aligned} N_{g1} &= V_{res1} - R I_{res1} - L K_{11} \text{sign}(S_1) - L K_{21} S_1 - \sqrt{2} L \omega I_e \cos(\omega t) \\ N_{g2} &= V_{res2} - R I_{res2} - L K_{11} \text{sign}(S_2) - L K_{21} S_2 - \sqrt{2} L \omega I_e \cos(\omega t - 2\pi / 3) \\ N_{g3} &= V_{res3} - R I_{res3} - L K_{11} \text{sign}(S_3) - L K_{21} S_3 - \sqrt{2} L \omega I_e \cos(\omega t - 4\pi / 3) \end{aligned} \quad (IV.34)$$

IV.2.2.3. Résultats de simulation

Les simulations sont effectuées en utilisant régulateur non linéaire par mode glissant pour le courant et la tension.

Le filtre capacitif de sortie à comme paramètres $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = 40\text{mF}$. Le réseau triphasé alimentant le redresseur a une tension efficace de 220V, une fréquence de 50 Hz, $R=0.25 \Omega$ et $L=10\text{mH}$.

La simulation est effectuée avec les paramètres suivants: $k_{11}=100$; $k_{21}=1300$; $k_1=100$; $k_2=200$.

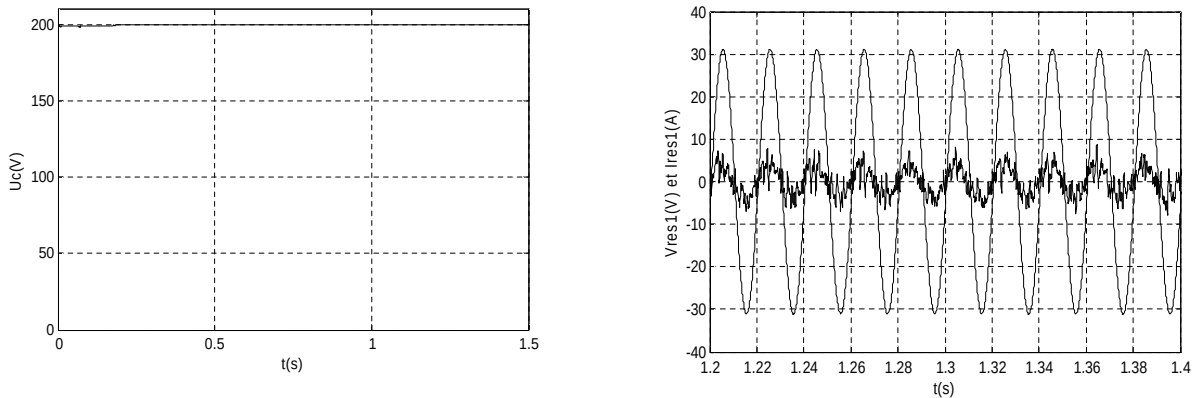


Figure (VI.7) Tension U_c , tension V_{res1} et courant du réseau i_{res1}

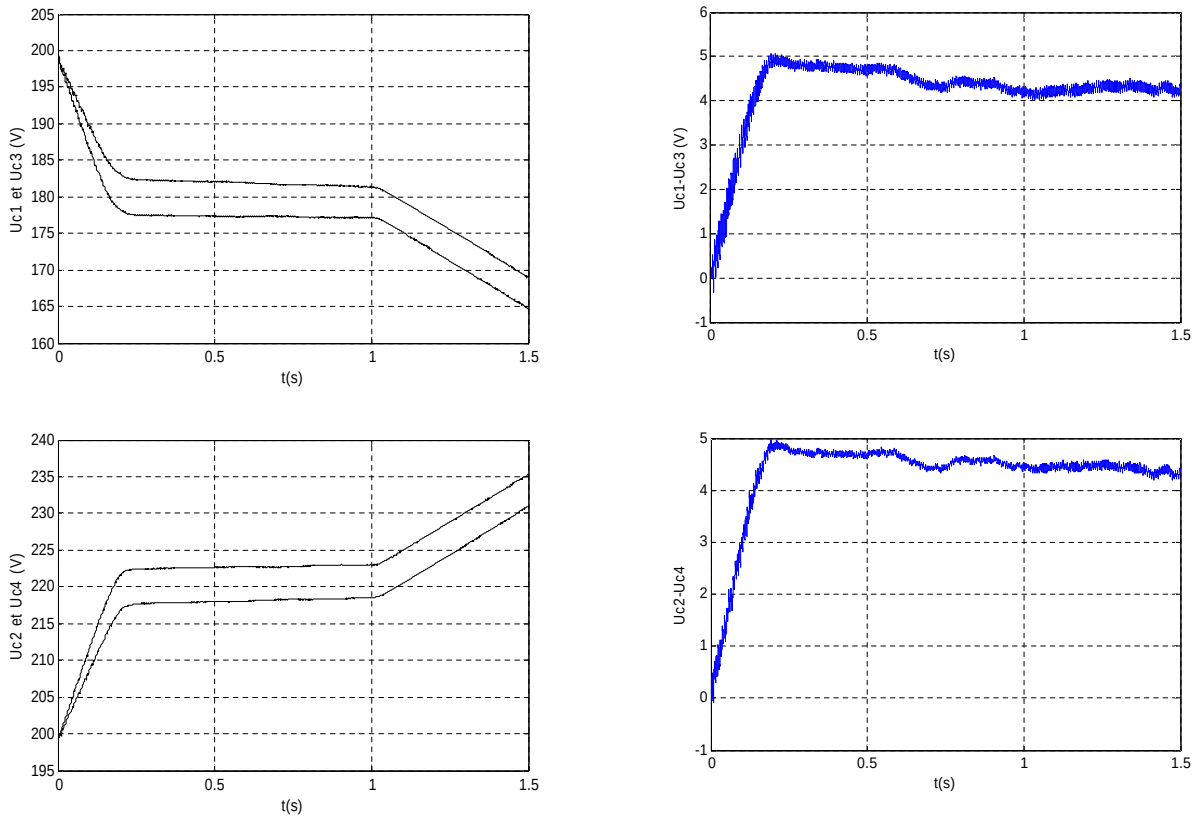


Figure (IV 8) Tensions (U_{c1} , U_{c3}) et (U_{c2} , U_{c4}) et la différence ($U_{c1}-U_{c3}$) et ($U_{c2}-U_{c4}$)

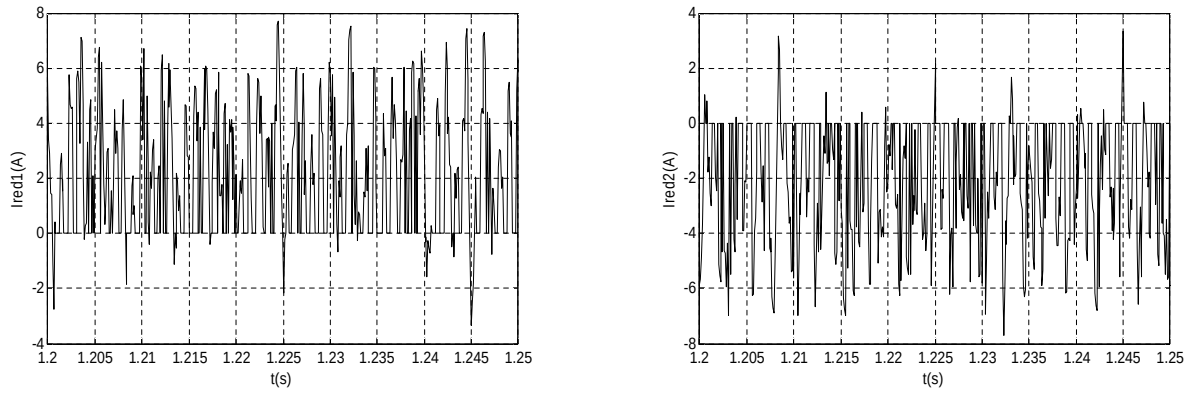


Figure (IV.9) Courants redressés du redresseur trois niveaux

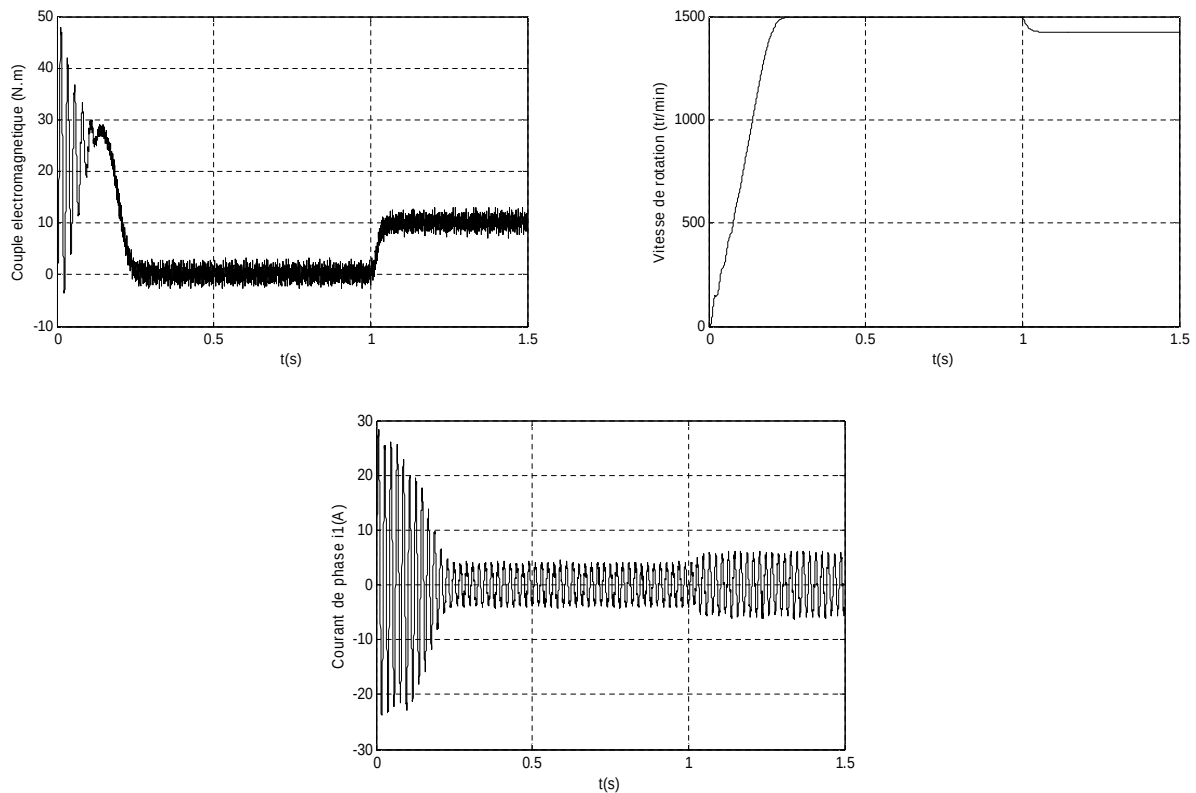


Figure (IV.10) Performances de la machine asynchrone

VI.2.2.4. Interprétations des résultats

On remarque que le courant de réseau i_{res1} est en phase avec la tension de réseau V_{res1} (Figure IV.7).

La tension U_C suit parfaitement sa référence 200V (Figure IV.7)

Les tensions d'entrée de l'onduleur de tension à cinq niveaux (U_{c1} , U_{c3}) sont décroissantes et (U_{c2} , U_{c4}) sont croissantes (Figure IV.8).

La figure (IV.10) donne les performances de la machine asynchrone (vitesse, couple, courants) on voit bien sur cette figure l'influence des ondulations dues aux tensions d'entrée de l'onduleur.

IV.2.3. Cascade utilisant un seul redresseur de courant à MLI à cinq niveaux

IV.2.3.1. Boucle de contrôle de la tension

Comme pour le cas précédent, le but de la commande est de réguler la tension U_c (U_c étant toujours la valeur moyenne des tensions U_{c1} , U_{c2} , U_{c3} et U_{c4}). Pour cela, nous choisissons comme surface de glissement :

$$S = U_{cref} - U_c \quad (IV.35)$$

Sa dérivée est :

$$\dot{S} = -\dot{U}_c \quad (IV.36)$$

$$\dot{U}_c = \frac{(I_{red} - i_{ch})}{C} \quad (IV.37)$$

Dans ce cas, le courant redressé I_{red} est :

$$I_{red} = \frac{I_{red1} + I_{red2} + I_{red3} + I_{red4}}{4} \quad (IV.38)$$

Si on remplace (IV.7) dans (IV.37) on obtient :

$$\dot{U}_c = \left(\frac{3V_r I_e}{4U_c} - i_{ch} \right) / C \quad (IV.39)$$

La condition $S \dot{S} < 0$ assure l'attractivité de la trajectoire vers la surface de glissement, pour cela, nous choisissons:

$$\dot{S} = -K_1 \text{sign}(S) - K_2 S \quad (IV.40)$$

Avec K_1 et K_2 constantes positives

La sortie du régulateur par mode glissement de la tension donne

$$I_e = \left(C (K_1 \text{sign}(S) + K_2 S) - i_{ch} \right) \frac{4U_c}{3V_r} \quad (IV.41)$$

IV.2.3.2. Boucle de contrôle des courants

Les courants de réseau des phases 1,2 et 3 sont contrôlés par des régulateurs de mode de glissement dont la synthèse est comme suit:

A partir des équations du réseau, nous avons :

$$\begin{cases} V_{res\ 1} - V_A = R I_{res1} + L \dot{I}_{res1} \\ V_{res\ 2} - V_B = R I_{res2} + L \dot{I}_{res2} \\ V_{res\ 3} - V_C = R I_{res3} + L \dot{I}_{res3} \end{cases} \quad (IV.42)$$

$$\begin{cases} V_A = N_{g1} \\ V_B = N_{g2} \\ V_C = N_{g3} \end{cases} \quad (IV.43)$$

Pour les surfaces de glissement :

$$\begin{cases} S_1 = I_{ref1} - I_{res1} \\ S_2 = I_{ref2} - I_{res2} \\ S_3 = I_{ref3} - I_{res3} \end{cases} \quad (IV.44)$$

Afin de satisfaire la condition d'attractivité, nous choisissons :

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = -K_{11} \text{sign}(S_1) - K_{21} S_1 \\ \dot{S}_2 = -K_{11} \text{sign}(S_2) - K_{21} S_2 \\ \dot{S}_3 = -K_{11} \text{sign}(S_3) - K_{21} S_3 \end{cases} \quad (IV.45)$$

$$\dot{S}_K = \sqrt{2} \omega I_e \cos(\omega t - \frac{2(k-1)}{3}) - \dot{I}_{resK} \quad (IV.46)$$

Avec $k= 1,2,3$

On obtient alors :

$$\begin{aligned} N_{g1} &= V_{res1} - R I_{res1} - L K_{11} \text{sign}(S_1) - L K_{21} S_1 - \sqrt{2} L \omega I_e \cos(\omega t) \\ N_{g2} &= V_{res2} - R I_{res2} - L K_{11} \text{sign}(S_2) - L K_{21} S_2 - \sqrt{2} L \omega I_e \cos(\omega t - 2\pi / 3) \\ N_{g3} &= V_{res3} - R I_{res3} - L K_{11} \text{sign}(S_3) - L K_{21} S_3 - \sqrt{2} L \omega I_e \cos(\omega t - 4\pi / 3) \end{aligned} \quad (IV.47)$$

IV.2.3.3. Résultats de simulation

Pour asservir les tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux, on applique les algorithmes synthétisés précédemment. Le filtre capacitif de sortie a comme paramètres $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = 40\text{mF}$. Le réseau triphasé alimentant le redresseur a une tension efficace de 220V, une fréquence de 50 Hz, $R=0.25\ \Omega$ et $L=10\text{mH}$.

La simulation est effectuée avec les paramètres suivants : $k_{11}=100$; $k_{21}=1200$; $k_1=400$; $k_2=420$.

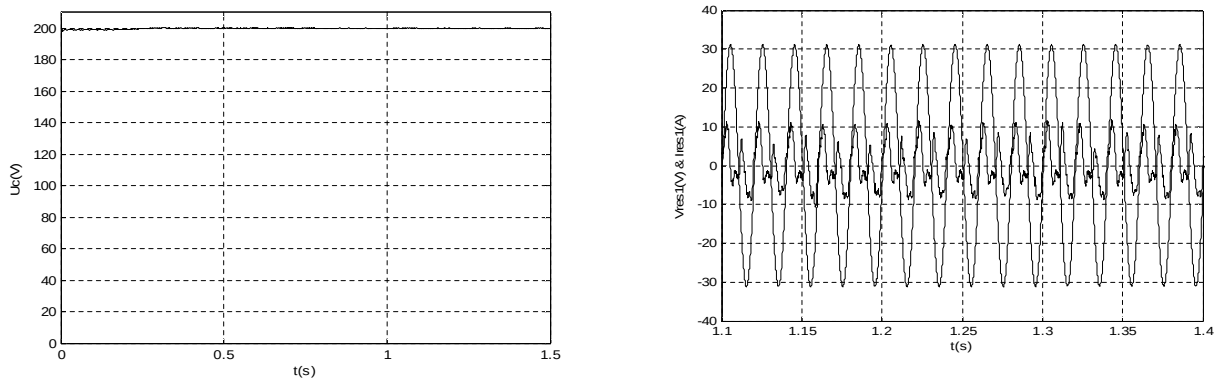


Figure (IV.11) Tension U_c , tension V_{res1} et courant du réseau i_{res1}

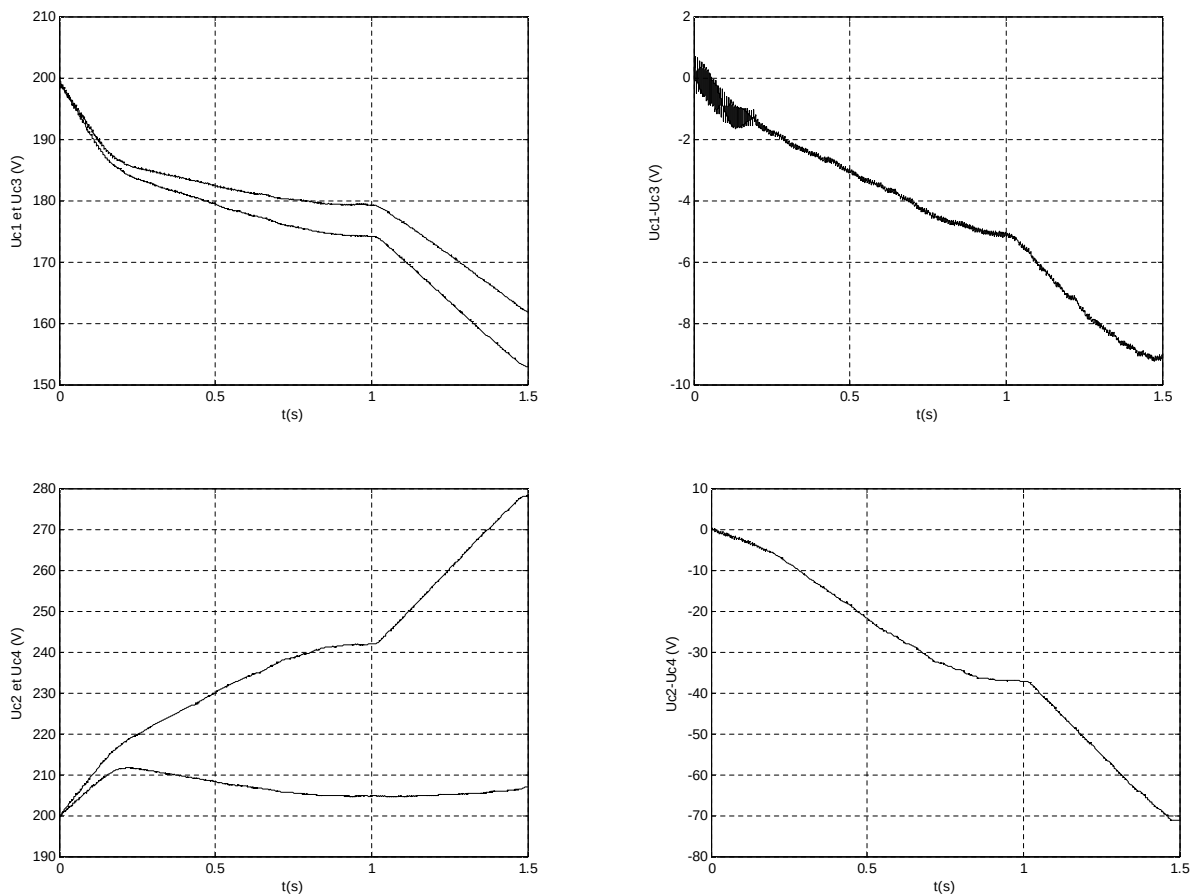


Figure (IV. 12) Tensions (U_{c1} , U_{c3}) et (U_{c2} , U_{c4}) et la différence ($U_{c1}-U_{c3}$) et ($U_{c2}-U_{c4}$)

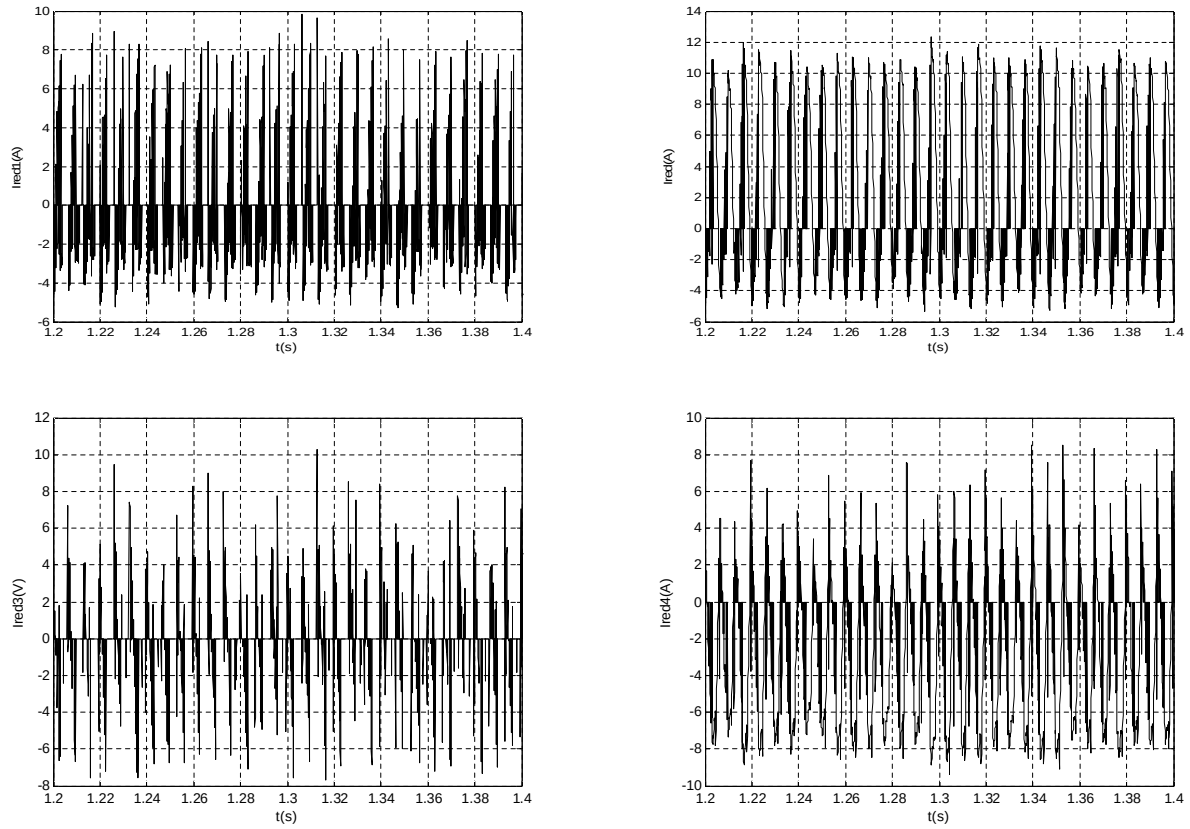


Figure (IV.13) Courants redressés du redresseur à cinq niveaux

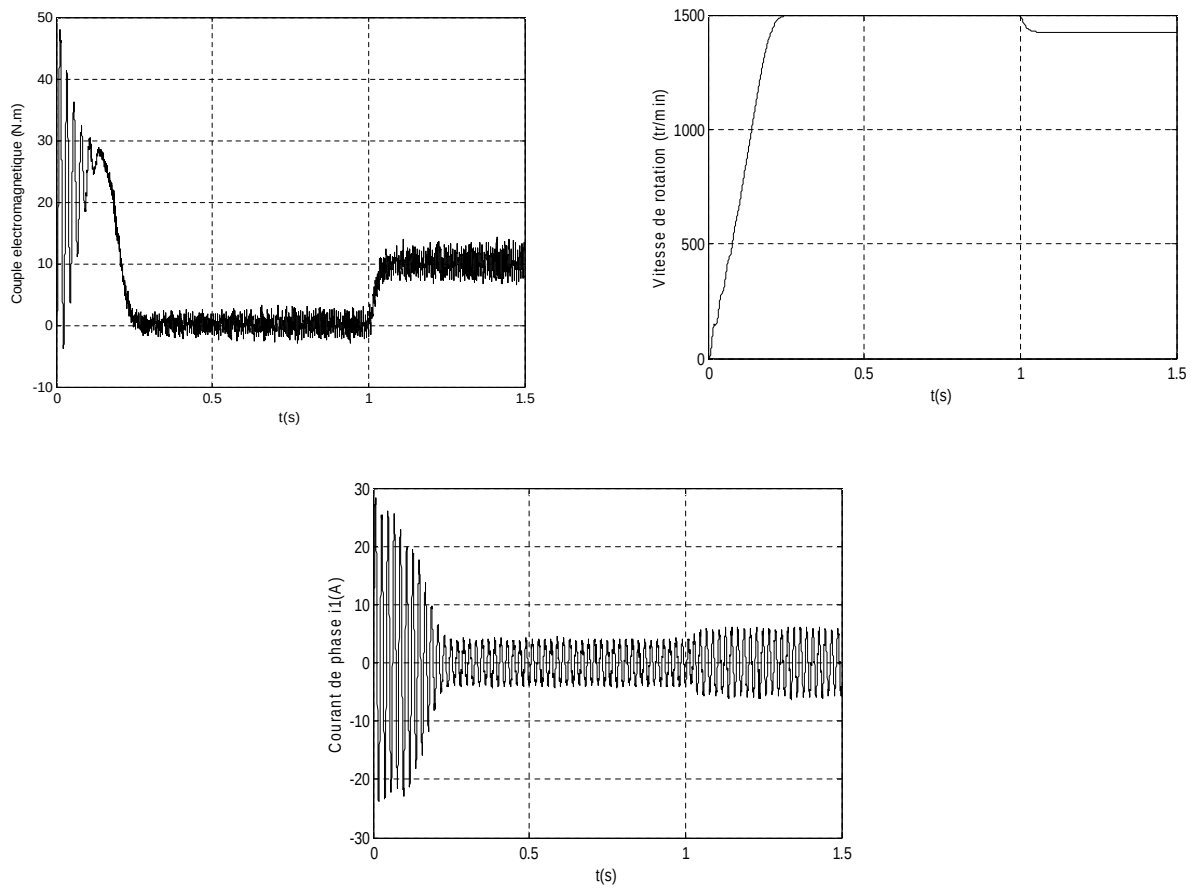


Figure (IV.14) Performances de la machine asynchrone

IV.2.3.4. Interprétations des résultats

On constate que le courant de réseau i_{res1} est pollué et en phase avec la tension de réseau V_{res1} (Figure IV.11).

La tension U_C suit parfaitement sa référence 200V (Figure IV.11)

Les tensions d'entrée de l'onduleur de tension à cinq niveaux (U_{c1} , U_{c3}) sont décroissantes et (U_{c2} , U_{c4}) sont croissantes (Figure IV.12).

La figure (IV.14) donne les performances de la machine asynchrone (vitesse, couple, courants) on voit bien sur cette figure la présence des ondulations qui sont dues aux tensions d'entrée de l'onduleur.

IV.3. Topologie utilisant deux redresseurs

IV.3.1. Cascade utilisant deux redresseurs de courant à MLI à deux niveaux

IV.3.1.1. Boucle de contrôle de la tension

Le but est de réguler les deux tensions U_{c12} et U_{c34} (U_{c12} est la valeur moyenne des tensions U_{c1} , U_{c2} et U_{c34} la valeur moyenne de U_{c3} et U_{c4}) de chaque redresseur. Pour cela, nous choisissons comme surfaces de glissement :

$$\begin{cases} S_1 = U_{cref} - U_{c12} \\ S_2 = U_{cref} - U_{c34} \end{cases} \quad (IV.48)$$

sont dérivée est :

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = -\dot{U}_{c12} \\ \dot{S}_2 = -\dot{U}_{c34} \end{cases} \quad (IV.49)$$

$$\begin{cases} \dot{U}_{c12} = \frac{(I_{red1} - i_{ch1})}{C} \\ \dot{U}_{c34} = \frac{(I_{red2} - i_{ch2})}{C} \end{cases} \quad (IV.50)$$

Avec:

$$U_{c12} = \frac{U_{c1} + U_{c2}}{2} \text{ et } U_{c34} = \frac{U_{c3} + U_{c4}}{2} \quad (IV.51)$$

La condition $\dot{S}\dot{S} < 0$ assure l'attractivité de la trajectoire vers la surface de glissement, pour cela, nous choisissons:

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = -K_1 \text{sign}(S_1) - K_2 S_1 \\ \dot{S}_2 = -K_1 \text{sign}(S_2) - K_2 S_2 \end{cases} \quad (\text{IV.52})$$

Avec K_1 et K_2 constantes positives

Les sorties des régulateurs par mode glissement des deux tensions U_{ca} et U_{cb} donnent:

Pour le redresseur n°1:

$$I_{e1} = (C(K_1 \text{sign}(S_1) + K_2 S_1) - i_{ch}) \frac{2U_{c12}}{3V_r} \quad (\text{IV.53})$$

Pour le redresseur n°2:

$$I_{e2} = (C(K_1 \text{sign}(S_2) + K_2 S_2) - i_{ch}) \frac{2U_{c34}}{3V_r} \quad (\text{IV.54})$$

IV.3.1.2. Boucle de contrôle des courants

Nous contrôlons les courants de réseau des phases 1,2 et 3 de chaque redresseur par des régulateurs par mode de glissement. Pour la détermination de la sortie des régulateurs de courants de chacun des deux redresseurs, on procède de la même manière que le cas comportant un seul redresseur à deux niveaux

On obtient alors :

Pour le redresseur n°1:

$$\begin{aligned} N_{g1} &= V_{res1} - R I_{res1} - L K_{11} \text{sign}(S_1) - L K_{21} S_1 - \sqrt{2} L \omega I_e \cos(\omega t) \\ N_{g2} &= V_{res2} - R I_{res2} - L K_{11} \text{sign}(S_2) - L K_{21} S_2 - \sqrt{2} L \omega I_e \cos(\omega t - 2\pi/3) \\ N_{g3} &= V_{res3} - R I_{res3} - L K_{11} \text{sign}(S_3) - L K_{21} S_3 - \sqrt{2} L \omega I_e \cos(\omega t + 2\pi/3) \end{aligned} \quad (\text{IV.55})$$

Pour le redresseur n°2:

$$\begin{aligned} M_{g1} &= U_{res1} - R J_{res1} - L K_{11} \text{sign}(S_1) - L K_{21} S_1 - \sqrt{2} L \omega I_e \cos(\omega t) \\ M_{g2} &= U_{res2} - R J_{res2} - L K_{11} \text{sign}(S_2) - L K_{21} S_2 - \sqrt{2} L \omega I_e \cos(\omega t - 2\pi/3) \\ M_{g3} &= U_{res3} - R J_{res3} - L K_{11} \text{sign}(S_3) - L K_{21} S_3 - \sqrt{2} L \omega I_e \cos(\omega t + 2\pi/3) \end{aligned} \quad (\text{IV.56})$$

IV.3.1.3. Résultats de simulation

Dans le but de stabiliser les quatre tensions, on applique les algorithmes d'asservissement présentés précédemment sur la cascade deux redresseurs de courant à MLI à deux niveaux – onduleur de tension à cinq niveaux à diodes flottantes – machine asynchrone. Le filtre capacitif de sortie à comme paramètres $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = 20\text{mF}$. Le réseau triphasé alimentant le redresseur a une tension efficace de 110V et une fréquence de 50 Hz, $R = 0.25 \Omega$ et $L = 10\text{mH}$.

La simulation est effectuée avec les paramètres suivants: $k_{11} = 100$; $k_{21} = 1200$; $k_1 = 100$; $k_2 = 450$.

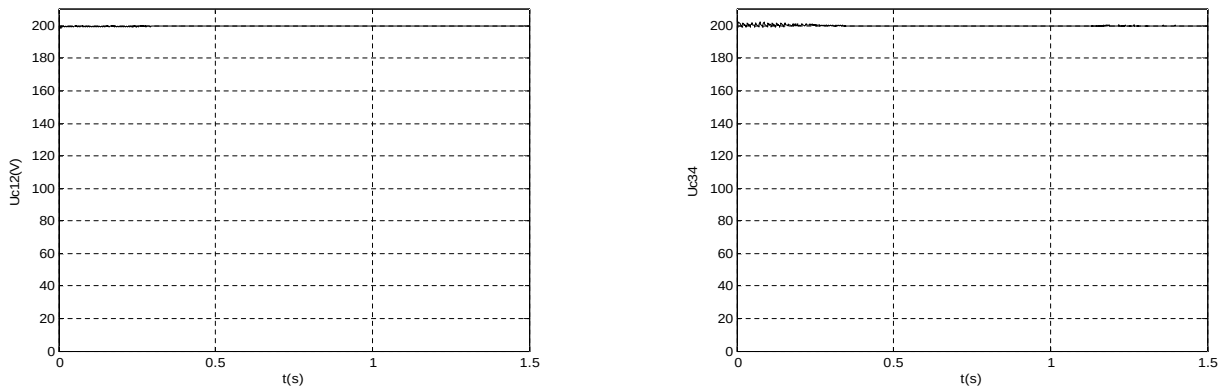


Figure (IV.15) Tensions U_{c12} et U_{c34} de redresseurs n: 1 et 2

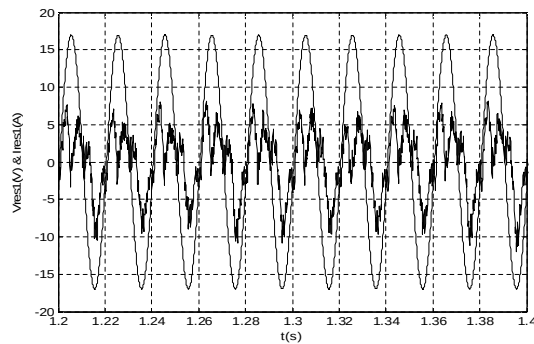
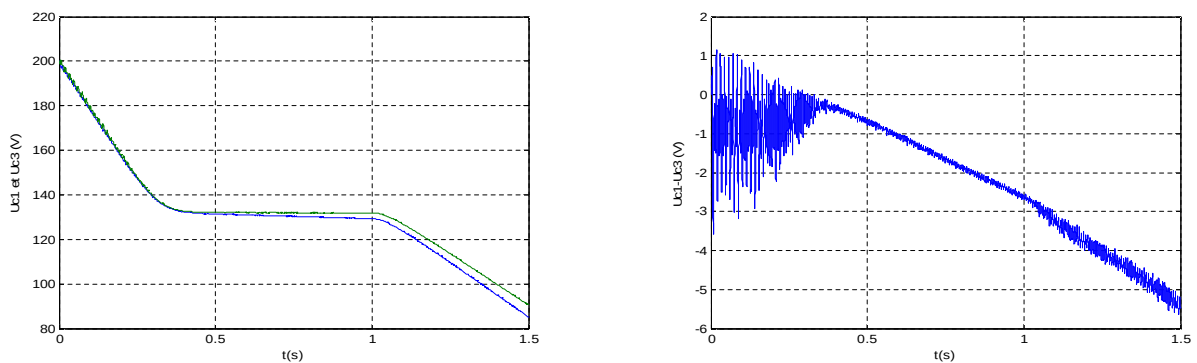


Figure (IV.16) Tension V_{res1} et courant de réseau i_{res1}



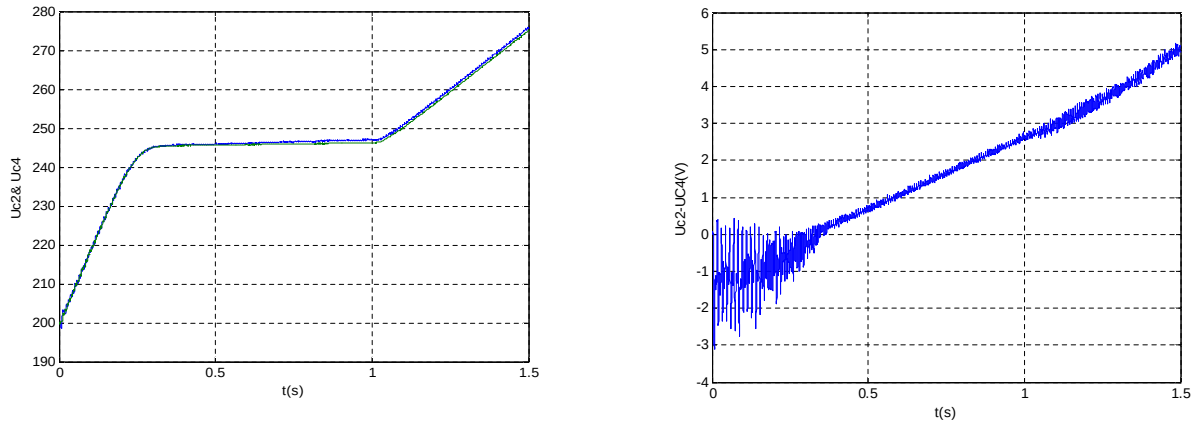
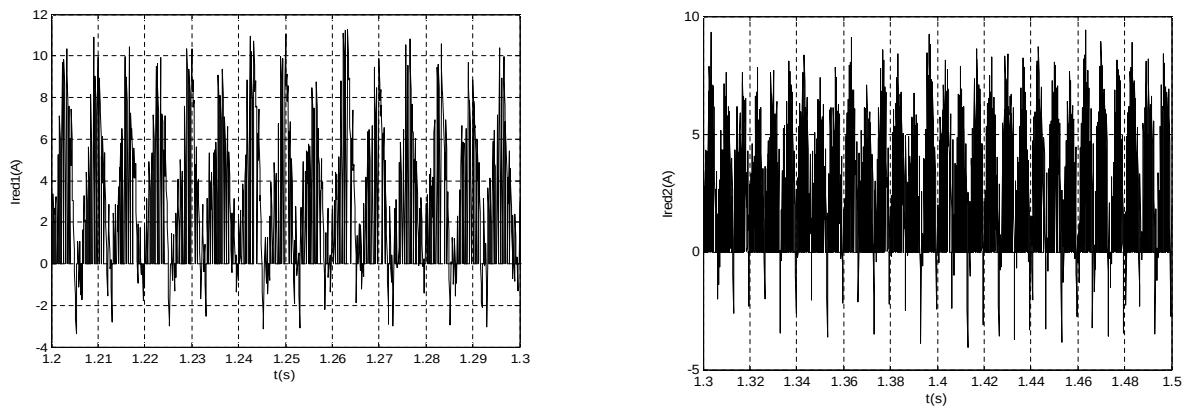
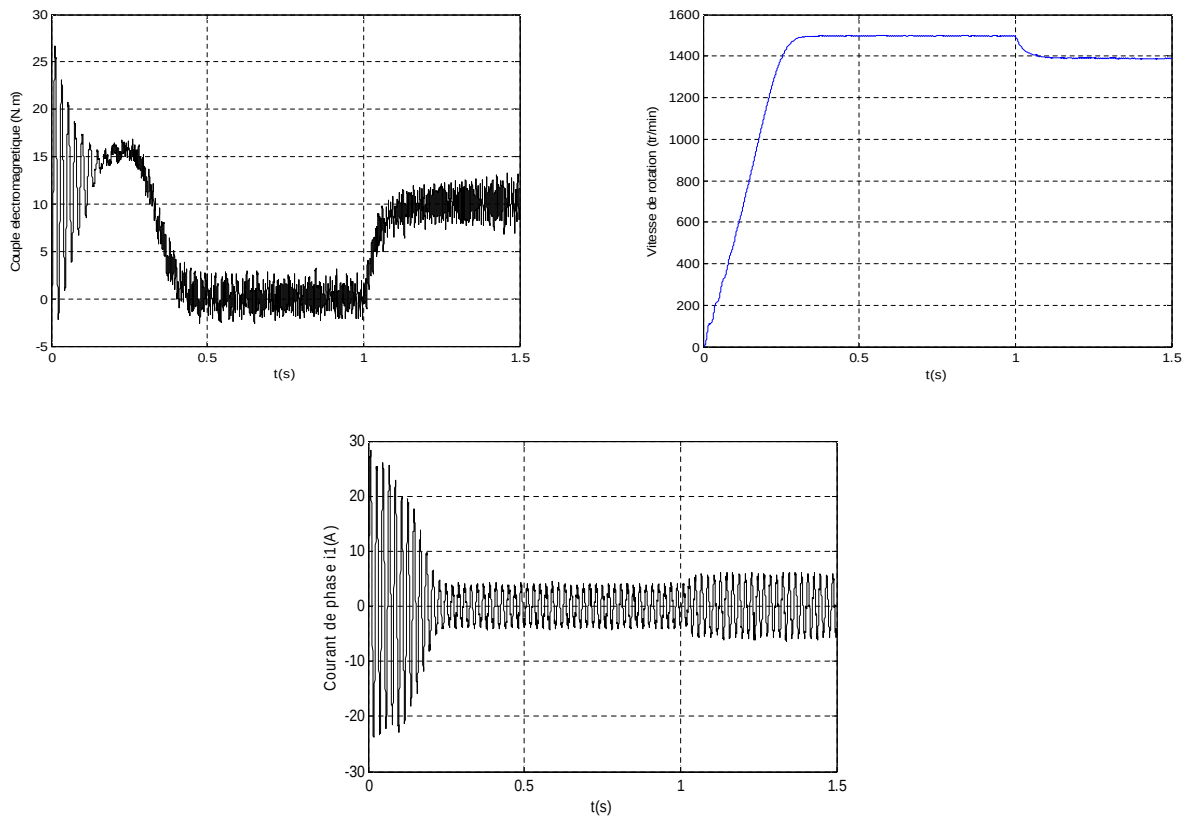
Figure (III.17) Tensions (U_{c1} , U_{c3}) et (U_{c2} , U_{c4}) et la différence ($U_{c1} - U_{c3}$) et ($U_{c2} - U_{c4}$)Figure (IV.18) Courants I_{red1} de sortie du deux redresseurs à deux niveaux

Figure (IV.19) Performances de la machine asynchrone

IV.3.1.4. Interprétations des résultats

On constate que le courant de réseau i_{res1} est pollué et en phase avec la tension de réseau V_{res1} (Figure IV.16).

Les tensions U_{c12} et U_{c34} suivent parfaitement leurs références 200V (Figure IV.15)

Les tensions d'entrée de l'onduleur de tension à cinq niveaux (U_{c1} , U_{c3}) sont décroissantes et (U_{c2} , U_{c4}) sont croissantes (Figure IV.17).

La figure (IV.19) donne les performances de la machine asynchrone (vitesse, couple, courants) on voit bien sur ce figure des ondulations dues à celle des tensions d'entrée de l'onduleur.

IV.4. Topologie utilisant quatre redresseurs

IV.4.1. Cascade utilisant quatre redresseurs de courant à MLI à deux niveaux

Dans ce qui a procédé dans ce chapitre, nous avons effectué la régulation des tensions moyennes de sortie de chaque redresseur utilisé. Dans ce cas, vu que nous utilisons quatre redresseurs à deux niveaux, nous allons effectuer la régulation de la tension de sortie de chaque redresseur et non pas la régulation de la valeur moyenne puisque chaque redresseur dispose en sortie d'une seule tension.

IV.4.1.1. Boucle de contrôle de la tension

Les surfaces de glissement sont définies par:

$$\begin{cases} S_1 = U_{cref} - U_{c1} \\ S_2 = U_{cref} - U_{c2} \\ S_3 = U_{cref} - U_{c3} \\ S_4 = U_{cref} - U_{c4} \end{cases} \quad (IV.57)$$

leurs dérivées sont :

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = -\dot{U}_{c1} \\ \dot{S}_2 = -\dot{U}_{c2} \\ \dot{S}_3 = -\dot{U}_{c3} \\ \dot{S}_4 = -\dot{U}_{c4} \end{cases} \quad (IV.58)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{U}_{c1} = \frac{(I_{red1} - i_{ch1})}{C_1} \\ \dot{U}_{c2} = \frac{(I_{red2} - i_{ch2})}{C_2} \\ \dot{U}_{c3} = \frac{(I_{red3} - i_{ch3})}{C_3} \\ \dot{U}_{c4} = \frac{(I_{red4} - i_{ch4})}{C_4} \end{array} \right. \quad (IV.59)$$

Si on remplace (IV.7) dans (IV.59), on obtient :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{U}_{c1} = (\frac{3V_r I_e}{U_{c1}} - i_{ch1}) / C_1 \\ \dot{U}_{c2} = (\frac{3V_r I_e}{U_{c2}} - i_{ch2}) / C_2 \\ \dot{U}_{c3} = (\frac{3V_r I_e}{U_{c3}} - i_{ch3}) / C_3 \\ \dot{U}_{c4} = (\frac{3V_r I_e}{U_{c4}} - i_{ch4}) / C_4 \end{array} \right. \quad (IV.60)$$

La condition $S \dot{S} < 0$ assure l'attractivité de la trajectoire vers la surface de glissement, pour cela, nous choisissons:

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{S}_1 = -K_1 \text{sign}(S_1) - K_2 S_1 \\ \dot{S}_2 = -K_1 \text{sign}(S_2) - K_2 S_2 \\ \dot{S}_3 = -K_1 \text{sign}(S_3) - K_2 S_3 \\ \dot{S}_4 = -K_1 \text{sign}(S_4) - K_2 S_4 \end{array} \right. \quad (IV.61)$$

Avec K_1 et K_2 constantes positives

Les sorties des régulateurs par mode glissement donnent:

Pour le redresseur n°:1

$$I_{e1} = (C_1 (K_1 \text{sign}(S_1) + K_2 S_1) - i_{ch1}) \frac{U_{c1}}{3V_r} \quad (IV.61)$$

Pour le redresseur n°2

$$I_{e2} = (C_2 (K_1 \text{sign}(S_2) + K_2 S_2) - i_{ch2}) \frac{U_{c2}}{3V_r} \quad (\text{IV.62})$$

Pour le redresseur n°3

$$I_{e3} = (C_3 (K_1 \text{sign}(S_3) + K_2 S_3) - i_{ch3}) \frac{U_{c3}}{3V_r} \quad (\text{IV.63})$$

Pour le redresseur n°3

$$I_{e4} = (C_4 (K_1 \text{sign}(S_4) + K_2 S_4) - i_{ch4}) \frac{U_{c4}}{3V_r} \quad (\text{IV.64})$$

IV.4.3.2. Boucle de contrôle des courants

Nous contrôlons les courants de réseau des phases 1,2 et 3 de chaque redresseur par des régulateurs par mode de glissement. Pour la détermination de la sortie des régulateurs de courants de chacun des quatre redresseurs, on procède de la même manière que le cas comportant un seul redresseur à deux niveaux

On obtient alors :

Pour le redresseur n°1:

$$\begin{aligned} N_{g1} &= V_{res11} - R I_{res11} - L K_{11} \text{sign}(S_{11}) - L K_{21} S_{11} - \sqrt{2} L \omega I_{e1} \cos(\omega t) \\ N_{g2} &= V_{res21} - R I_{res21} - L K_{11} \text{sign}(S_{21}) - L K_{21} S_{21} - \sqrt{2} L \omega I_{e1} \cos(\omega t - 2\pi/3) \\ N_{g3} &= V_{res31} - R I_{res31} - L K_{11} \text{sign}(S_{31}) - L K_{21} S_{31} - \sqrt{2} L \omega I_{e1} \cos(\omega t + 2\pi/3) \end{aligned} \quad (\text{IV.65})$$

Pour le redresseur n°2:

$$\begin{aligned} M_{g1} &= V_{res12} - R I_{res12} - L K_{11} \text{sign}(S_{12}) - L K_{21} S_{12} - \sqrt{2} L \omega I_{e2} \cos(\omega t) \\ M_{g2} &= V_{res22} - R I_{res22} - L K_{11} \text{sign}(S_{22}) - L K_{21} S_{22} - \sqrt{2} L \omega I_{e2} \cos(\omega t - 2\pi/3) \\ M_{g3} &= V_{res32} - R I_{res32} - L K_{11} \text{sign}(S_{32}) - L K_{21} S_{32} - \sqrt{2} L \omega I_{e2} \cos(\omega t + 2\pi/3) \end{aligned} \quad (\text{IV.66})$$

Pour le redresseur n°3:

$$\begin{aligned} P_{g1} &= V_{res13} - R I_{res13} - L K_{11} \text{sign}(S_{13}) - L K_{21} S_{13} - \sqrt{2} L \omega I_{e3} \cos(\omega t) \\ P_{g2} &= V_{res23} - R I_{res23} - L K_{11} \text{sign}(S_{23}) - L K_{21} S_{23} - \sqrt{2} L \omega I_{e3} \cos(\omega t - 2\pi/3) \\ P_{g3} &= V_{res33} - R I_{res33} - L K_{11} \text{sign}(S_{33}) - L K_{21} S_{33} - \sqrt{2} L \omega I_{e3} \cos(\omega t + 2\pi/3) \end{aligned} \quad (\text{IV.67})$$

Pour le redresseur n°4:

$$\begin{aligned}
 Q_{g1} &= V_{res\ 14} - R I_{res\ 14} - L K_{11} \text{sign}(S_{14}) - L K_{21} S_{14} - \sqrt{2} L \omega I_{e4} \cos(\omega t) \\
 Q_{g2} &= V_{res\ 24} - R I_{res\ 24} - L K_{11} \text{sign}(S_{24}) - L K_{21} S_{24} - \sqrt{2} L \omega I_{e4} \cos(\omega t - 2\pi / 3) \quad (\text{IV.67}) \\
 Q_{g3} &= V_{res\ 34} - R I_{res\ 34} - L K_{11} \text{sign}(S_{34}) - L K_{21} S_{34} - \sqrt{2} L \omega I_{e4} \cos(\omega t + 2\pi / 3)
 \end{aligned}$$

IV.4.3.3. Résultats de simulation

On applique les algorithmes d'asservissement présentés précédemment pour la cascade utilisant quatre redresseurs de courant à MLI à deux niveaux –onduleur de tension à cinq niveaux à diodes flottantes –machine asynchrone.

Le filtre capacitif de sortie a comme paramètres $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = 20\text{mF}$. Le réseau triphasé alimentant le redresseur a une tension efficace de 55V, une fréquence de 50 Hz, $R=0.25\Omega$ et $L=10\text{mH}$.

La simulation est effectuée avec les paramètres suivants : $k_{11}=100$; $k_{21}=1300$; $k_1=100$; $k_2=200$.

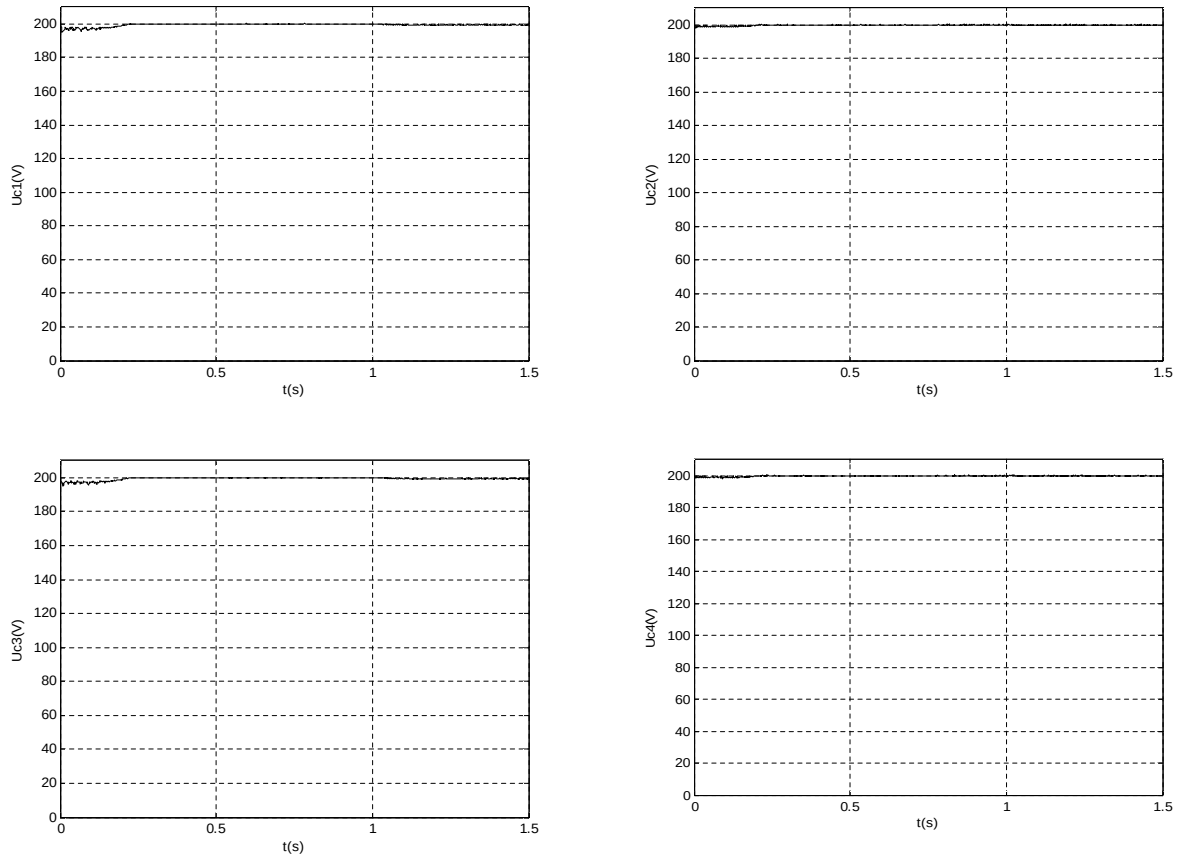


Figure (IV.20) Tensions U_{c1} , U_{c2} , U_{c3} et U_{c4} des redresseurs n :1, 2, 3 et 4

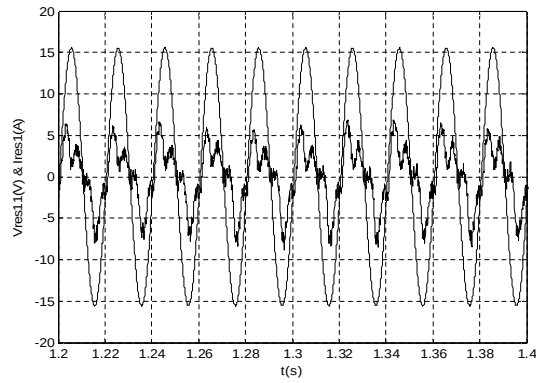
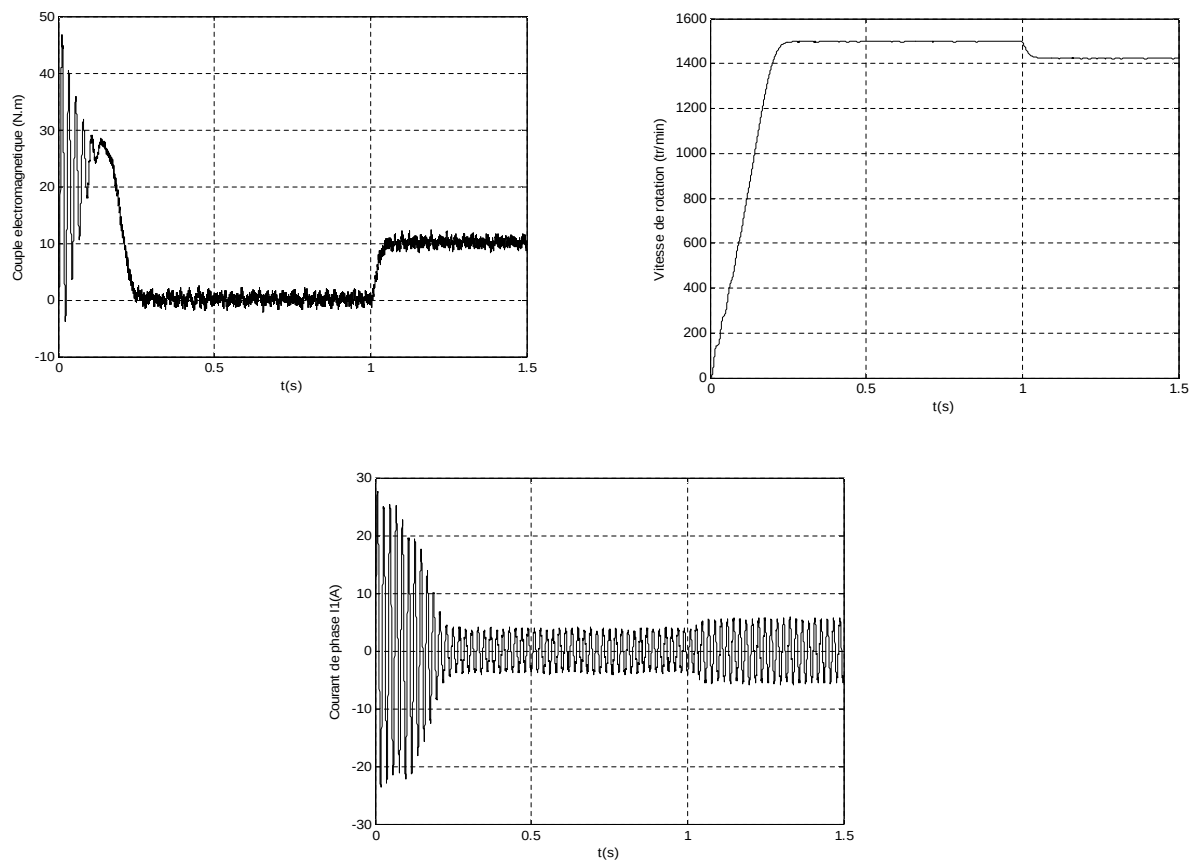
Figure (IV.21) Tension V_{res1} et courant de réseau i_{res1} 

Figure (IV.22) Performances de la machine asynchrone

IV.4.3.3. Interprétations des résultats

La figure (IV.20) montre que les tensions U_{c1} , U_{c2} , U_{c3} et U_{c4} suivent parfaitement leurs références (200V).

Le courant de réseau i_{res11} est en phase avec la tension de réseau V_{res11} figure (IV.21)

La figure (IV.22) donne les performances de la machine asynchrone (vitesse, couple, courants).

IV.5.Utilisation du pont résistif pour la cascade utilisant un redresseur à deux niveaux

Dans ce cas, nous procédons de la même manière que dans le chapitre précédent pour le cas d'un redresseur MLI à deux niveaux, le schéma du pont et le principe de commande sont présentés dans le chapitre précédent.

IV.5.1. Résultats de simulation

On a vu que lors de l'application de l'algorithme d'asservissement aux cascades précédentes on a pu asservir la tension moyenne de quatre tensions d'entrée de l'onduleur, mais les tensions d'entrée restent non égales. Pour résoudre ce problème et les rendre égales on utilise le pont de clamping.

On applique l'algorithme de commande du pont résistif présenté précédemment à la cascade un redresseur de courant à MLI à deux niveaux – onduleur de tension à cinq niveaux à diodes flottantes – machine asynchrone.

La commande du redresseur est réalisée avec des régulateurs par mode glissant pour la tension de sortie du redresseur et pour les courants de réseau.

Le filtre capacitif de sortie a comme paramètres $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = 40\text{mF}$. Le réseau triphasé à une tension efficace de 220V, une fréquence de 50 Hz, $R=0.25 \Omega$ et $L=10\text{mH}$. Les résistances R_1 , R_2 , R_3 , R_4 du pont résistif ont une valeur de 10Ω .

La simulation est effectuée avec les paramètres suivants: $k_{11}=100$; $k_{21}=1300$; $k_1=1000$; $k_2=1300$.

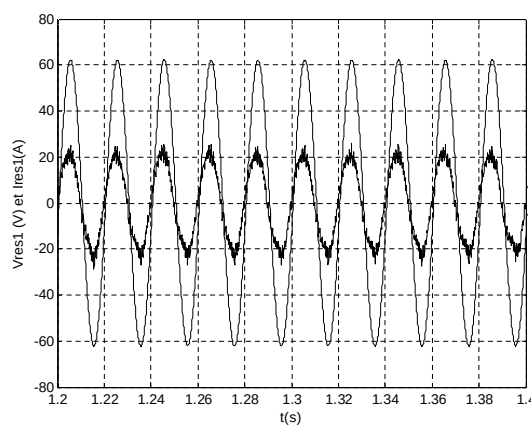
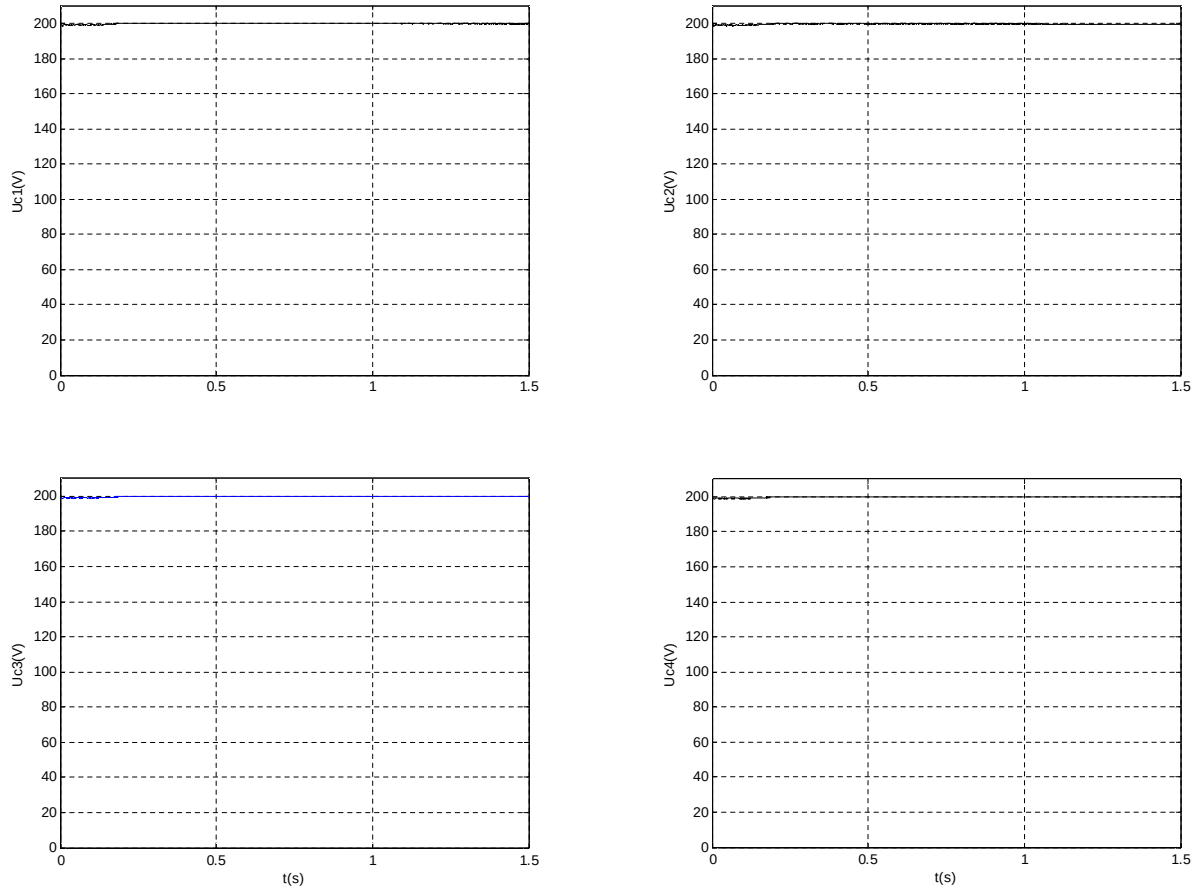
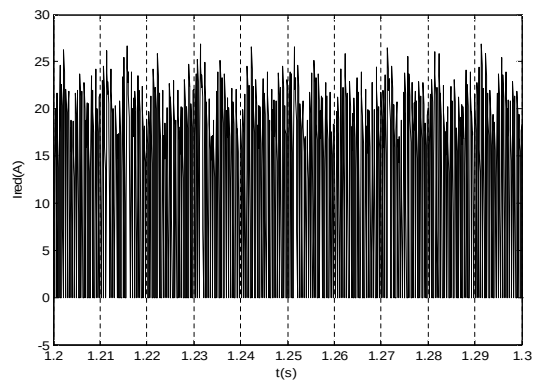
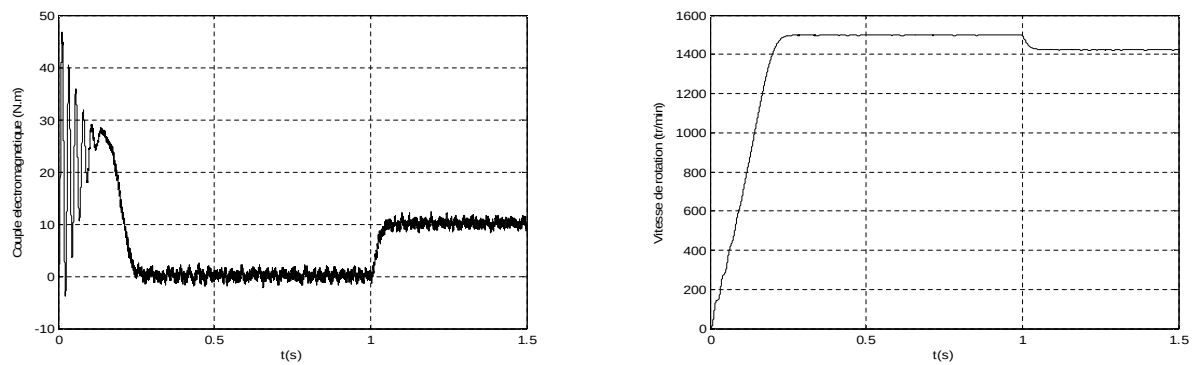


Figure (IV.23) Tension V_{res1} , courant du réseau i_{res1}

Figure (IV.24) Tensions (U_{c1} , U_{c3} , U_{c2} et U_{c4})Figure (IV.25) Courant redressé I_{red} du redresseur à deux niveaux

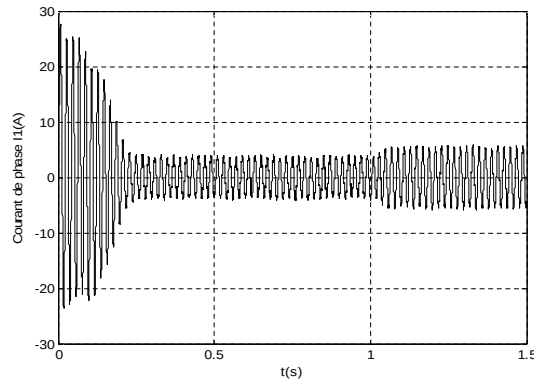


Figure (IV.26) Performances de la machine asynchrone

IV.5.2. Interprétations des résultats

Le courant de réseau est en phase avec la tension de réseau V_{res1} (figure IV.23)

Les tensions U_{c1} , U_{c2} , U_{c3} et U_{c4} , sont pratiquement constantes et égale à 200V (figure IV.24).

La figure (IV.26) donne les performances de la machine asynchrone

IV.6. Utilisation du pont résistif pour la cascade utilisant un redresseur à trois niveaux

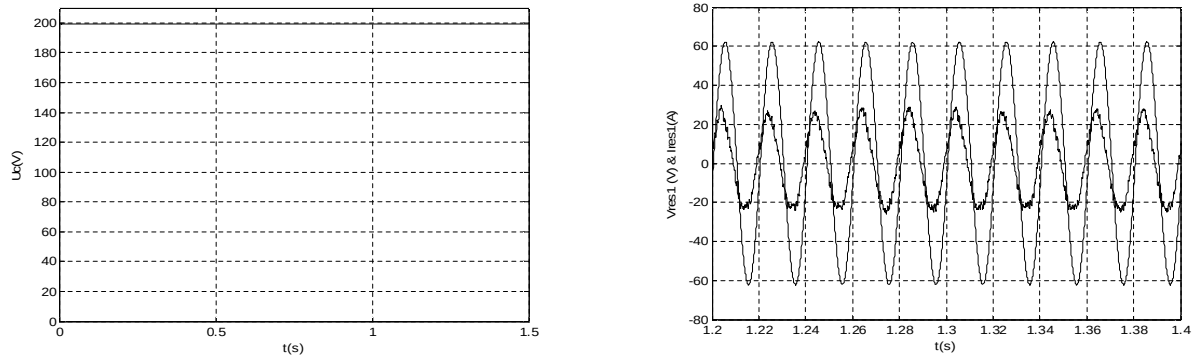
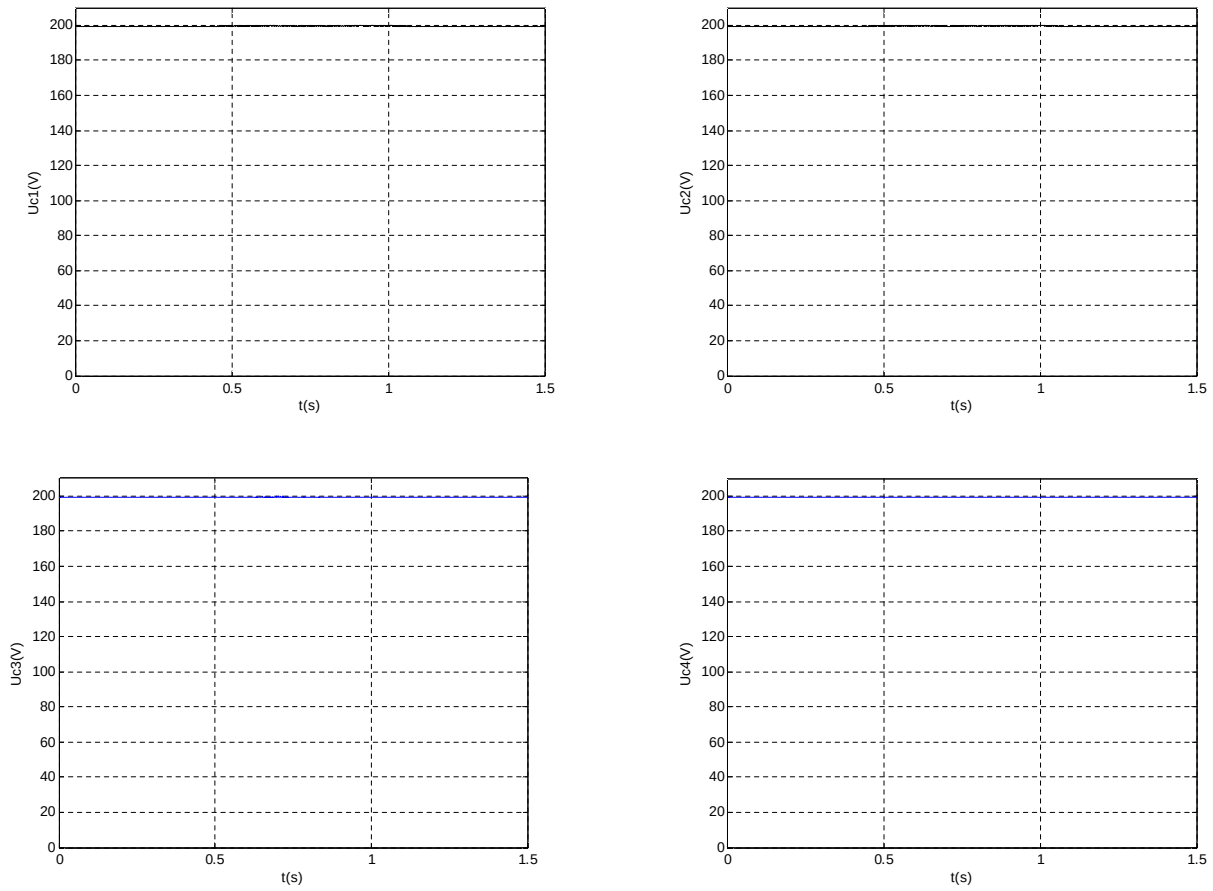
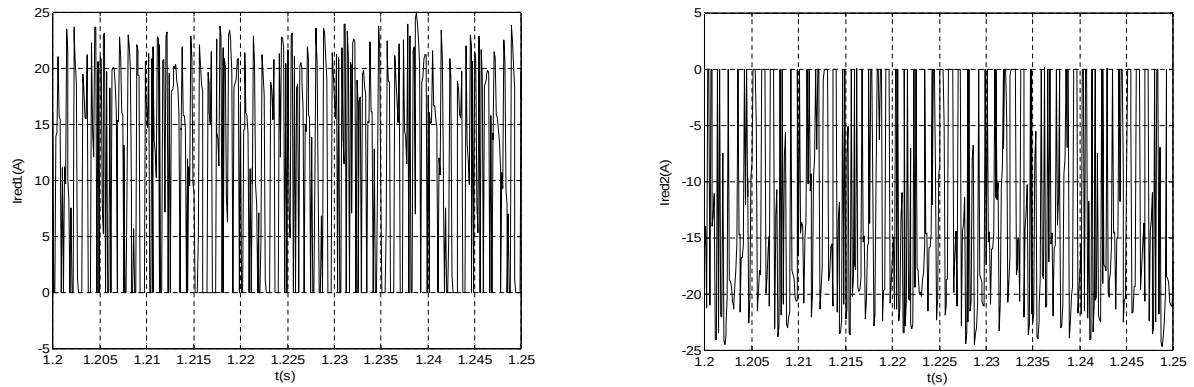
Dans ce cas, nous procédons de la même manière que précédemment pour le cas du redresseur à deux niveaux.

IV.6.1. Résultats de simulation

La commande du redresseur est réalisée avec un régulateur non linéaire par mode glissant pour la tension ainsi que pour les courants de réseau. Le réseau triphasé à une tension efficace de 220V, une fréquence de 50 Hz, $R=0.25 \Omega$ et $L=10\text{mH}$. Les résistances R_1 , R_2 , R_3 , R_4 du pont résistif ont une valeur de 10Ω .

Le filtre capacitif de sortie à comme paramètres $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = 40\text{mF}$

La simulation est effectuée avec les paramètres suivants: $k_{11}=700$; $k_{21}=1200$; $k_1=300$; $k_2=400$.

Figure (IV.27) Tension U_c , V_{res1} et courant du réseau i_{res1} Figure (IV.28) Tensions (U_{c1} , U_{c3} , U_{c2} et U_{c4})Figure (IV.29) Courants redressés I_{red1} et I_{red2} du redresseur à trois niveaux

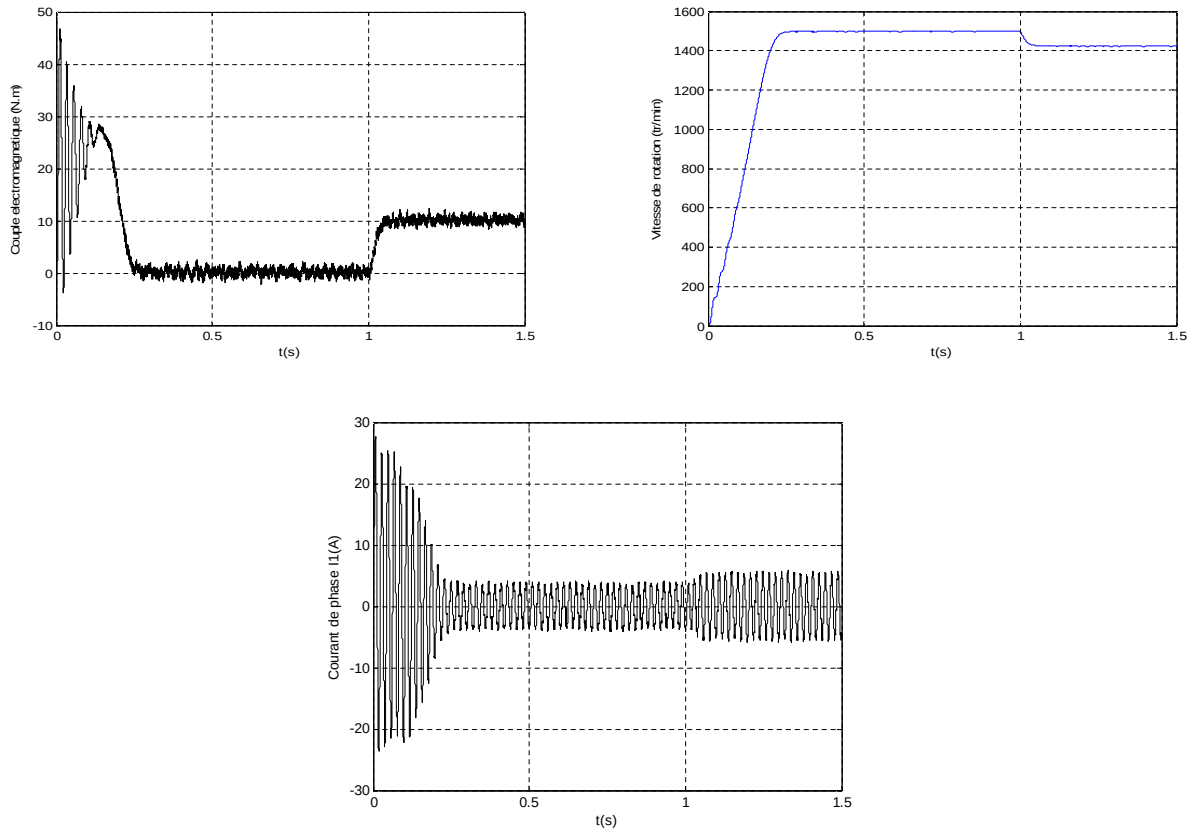


Figure (IV.30) Performances de la machine asynchrone

IV.6.2. Interprétations des résultats

Dans la cascade à deux niveaux avec pont résistif nous avons obtenus des tensions stables pour cela on a appliqué le pont résistif à la cascade trois niveaux.

La figure (IV.27) montre que la tension U_c suit parfaitement sa référence, le courant de réseau est en phase avec la tension de réseau V_{res1} .

La figure (IV.28) donne les tensions U_{c1} , U_{c2} , U_{c3} et U_{c4} , ces tensions sont pratiquement constantes et égale à 200V.

La figure (IV.30) donne les performances de la machine asynchrone.

IV.7. Utilisation du pont résistif pour la cascade utilisant deux redresseurs à deux niveaux

Dans ce cas, nous procédons de la même manière que précédemment pour le cas du redresseur à deux niveaux.

IV.7.1. Résultats de simulation :

La commande des redresseurs est réalisée avec un régulateur non linéaire par mode glissant pour la tension ainsi que pour les courants de réseau. Le réseau triphasé à une tension efficace de

110V, une fréquence de 50 Hz, $R=0.25 \Omega$ et $L=10\text{mH}$. Les résistances R_1, R_2, R_3, R_4 du pont résistif ont une valeur de 10Ω .

Le filtre capacitif de sortie à comme paramètres $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = 20\text{mF}$.

La simulation est effectuée avec les paramètres suivants: $k_{11}=100$; $k_{21}=1300$; $k_1=250$; $k_2=150$.

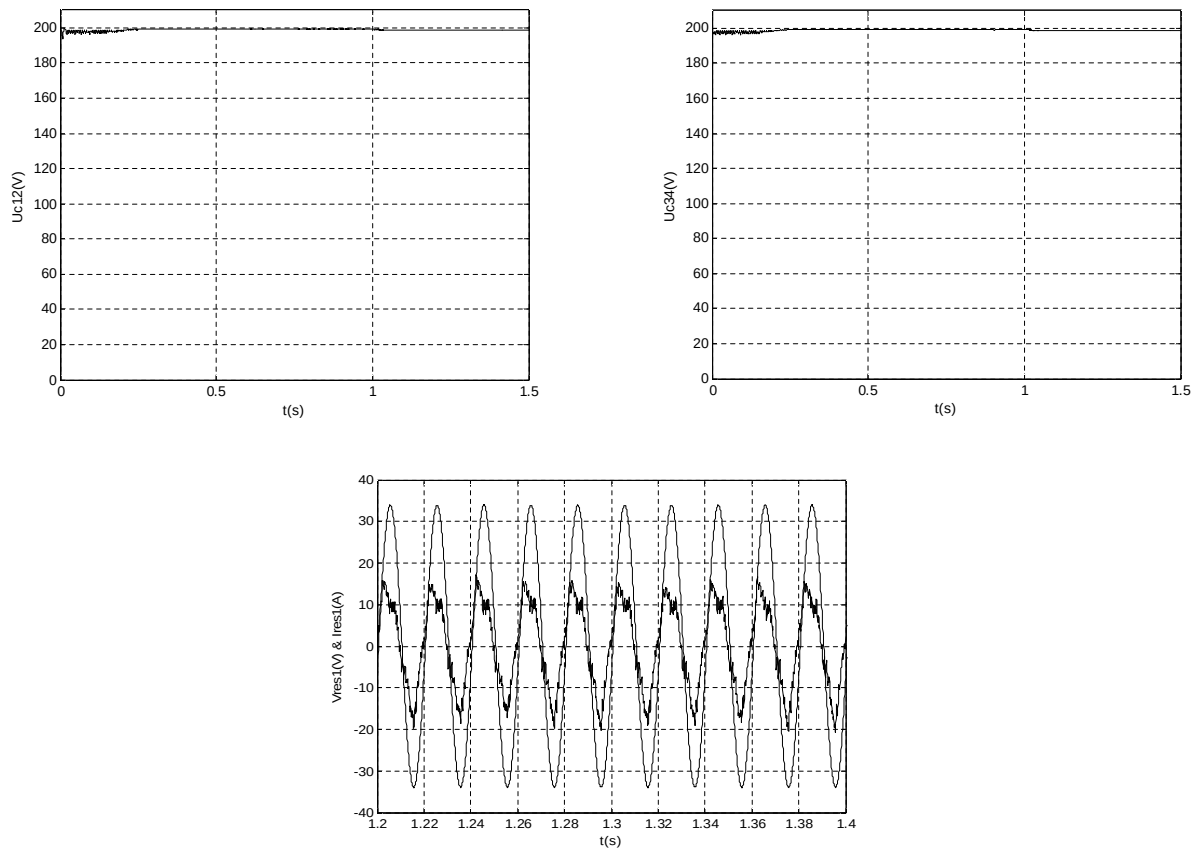
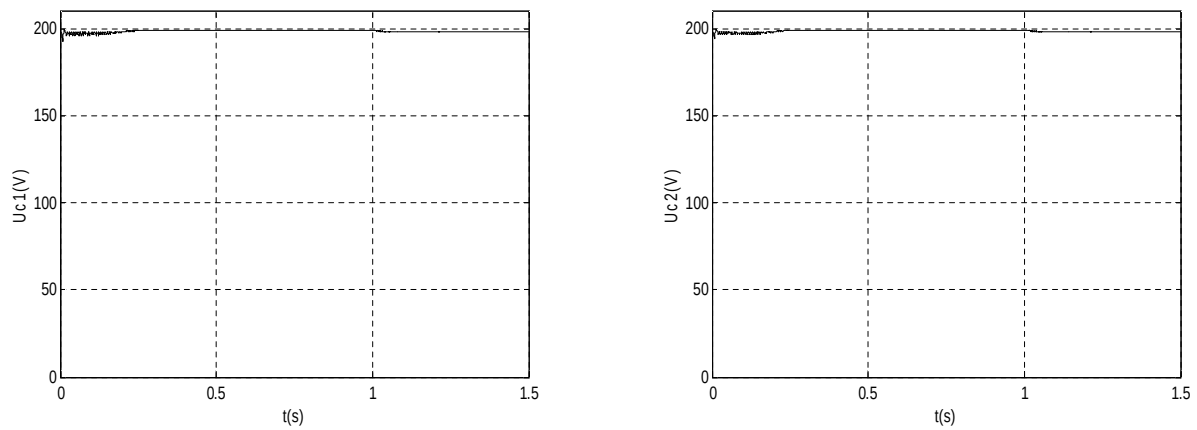


Figure (IV.31) Tensions U_{c12} et U_{c34} , tension V_{res1} et le courant de réseau i_{res1}



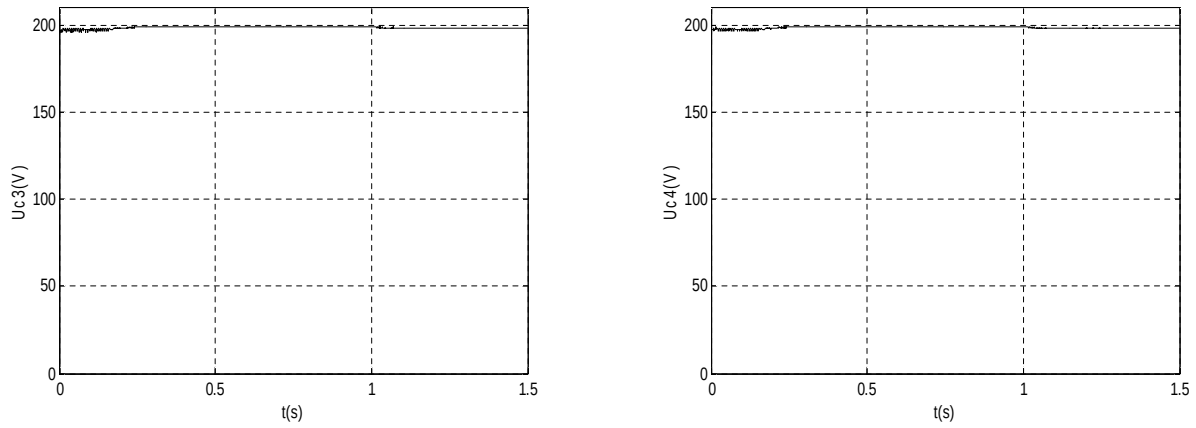
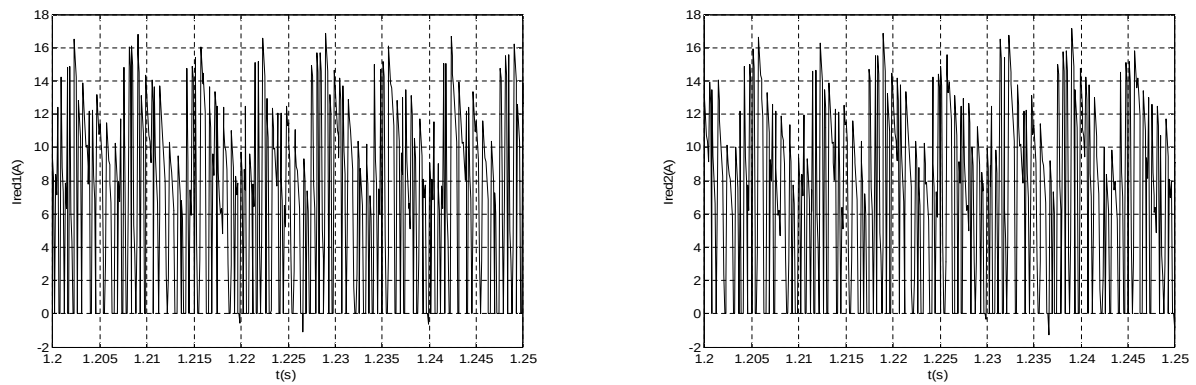
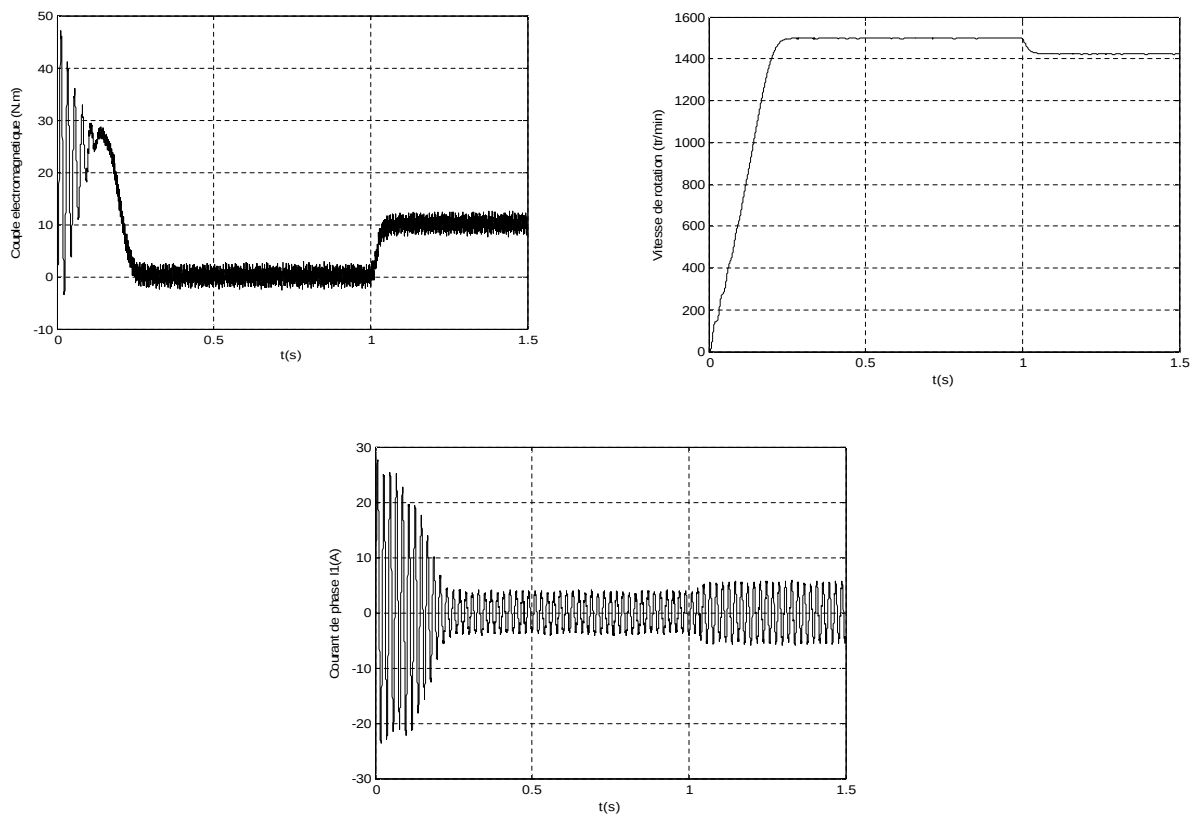
Figure (IV.32) Tensions (U_{c1} , U_{c3} , U_{c2} et U_{c4})Figure (IV.33) Courants I_{redi} de sortie du deux redresseurs a deux niveaux

Figure (IV.34) Performances de la machine asynchrone

IV.7.2. Interprétations des résultats :

La figure (IV.31) montre que les tensions U_{C12} et U_{C34} suivent parfaitement leurs références (200V) et le courant de réseau est en phase avec la tension de réseau V_{res1} .

La figure (IV.33) donne les tensions U_{c1} , U_{c2} , U_{c3} et U_{c4} . Ces tensions sont pratiquement constantes et égale à 200V.

La figure (IV.34) donne les performances de la machine asynchrone

IV.8. Utilisation du pont d'équilibrage à inductances pour la cascade utilisant un redresseur à trois niveaux

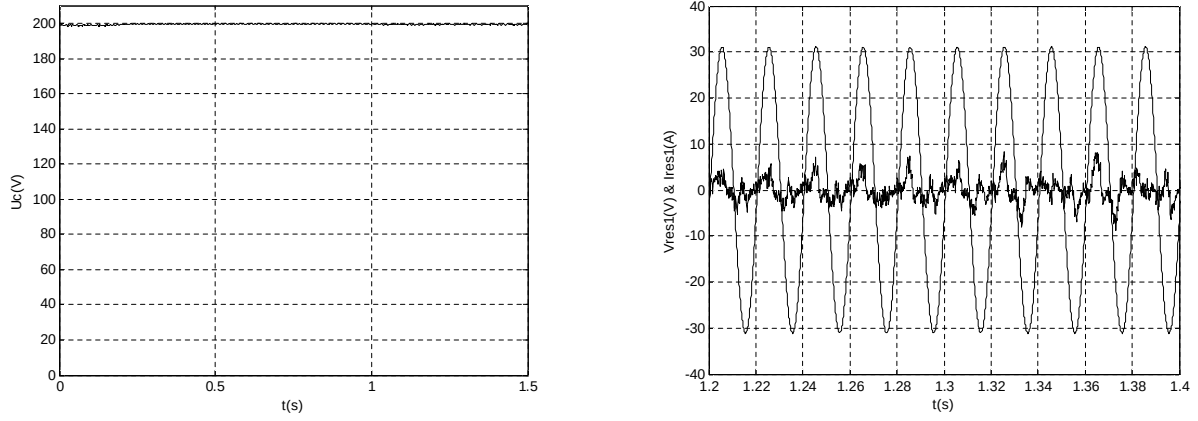
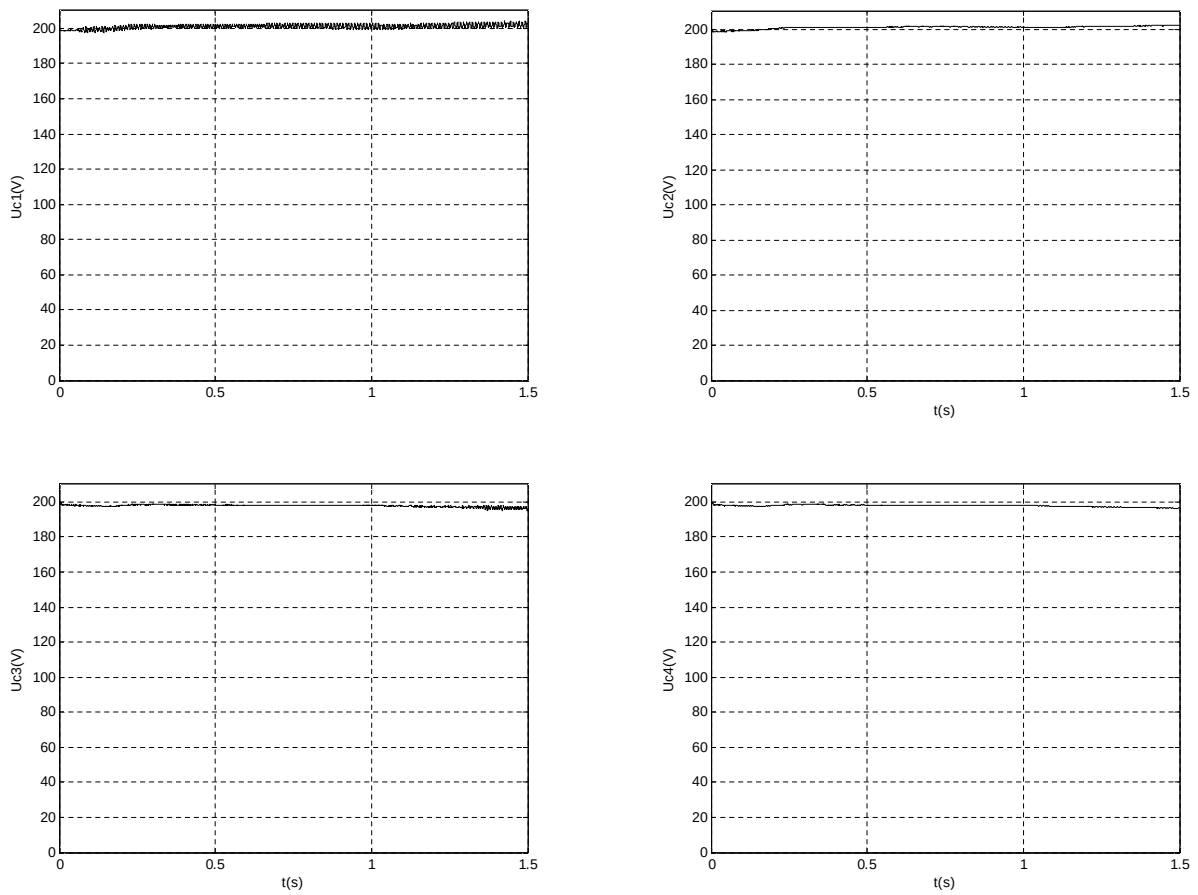
Dans ce cas et dans le but de diminuer les pertes par effet Joule dans les résistances et de diminuer les composants passifs utilisés, nous utilisons un pont d'équilibrage inductif.

Le pont est constitué de quatre interrupteurs placés en parallèle avec les quatre condensateurs constituant le pont capacitif d'entrée de l'onduleur de tension à cinq niveaux et en perpendiculaire avec ces interrupteurs sont placé deux inductances. Chacune de ces inductances est connectée entre les deux capacités supérieures (respectivement inférieures) d'entrée de l'onduleur et les deux interrupteurs supérieurs (respectivement inférieurs) du pont d'équilibrage. Le schéma du pont à inductances est donné à la figure (III.62).

IV.8.1. Résultats de simulation

On applique l'algorithme de commande du pont d'équilibrage à inductances présenté précédemment à la cascade un redresseur de courant à MLI à deux niveaux – onduleur de tension triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes – machine asynchrone. La commande du redresseur est réalisée avec des régulateurs non linéaires par mode glissant pour la tension et pour les courants de réseau. Le filtre capacitif de sortie a comme paramètres $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = 40\text{mF}$. Le réseau triphasé a une tension efficace de 220V, une fréquence de 50 Hz, $R=0.25$ et $L=10\text{mH}$. Les inductances du pont inductif ont une valeur de 8mH.

La simulation est effectuée avec les paramètres suivants: $k_{11}=100$; $k_{21}=170$; $k_1=1300$; $k_2=2000$.

Figure (IV.35) Tension U_c , tension V_{res1} et courant du réseau i_{res1} Figure (IV.36) Tensions (U_{c1} , U_{c3} , U_{c2} et U_{c4})

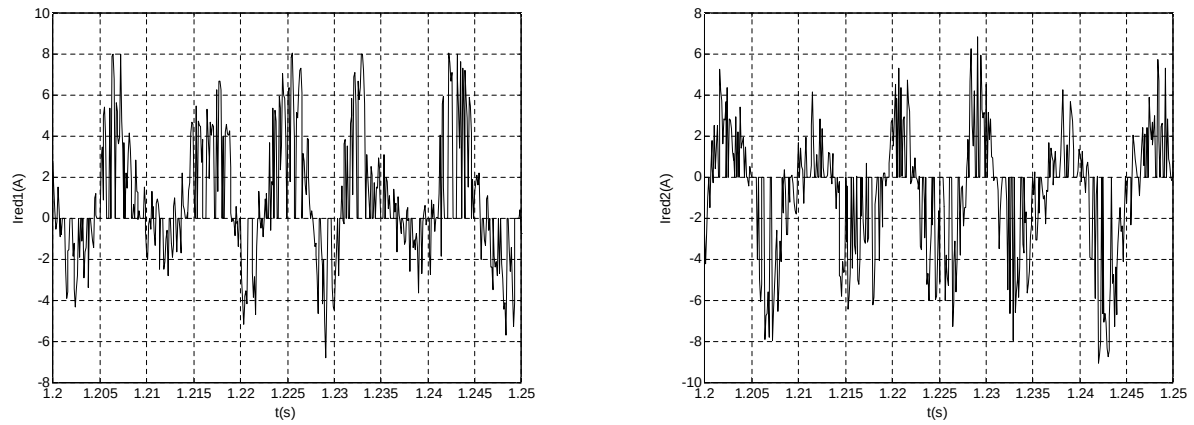
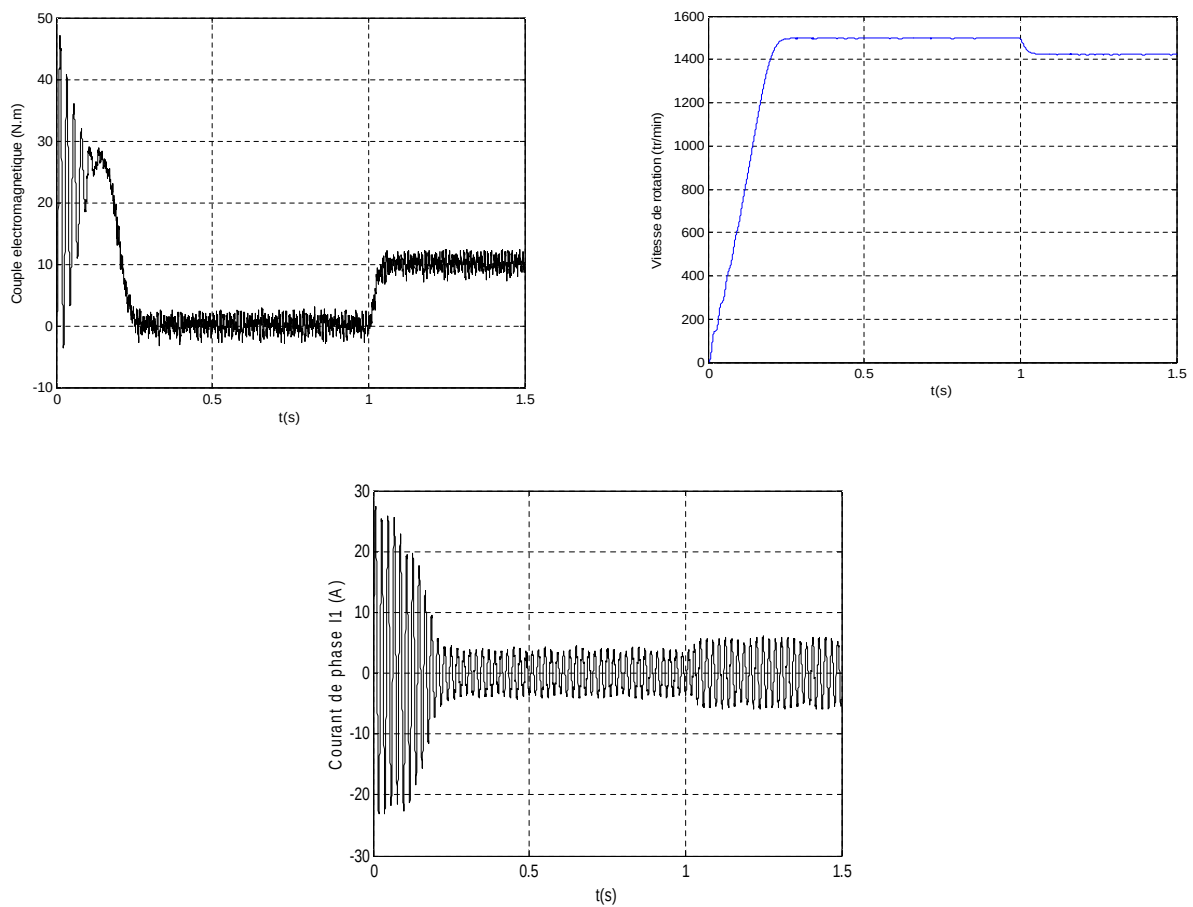
Figure (IV.37) Courants redressés I_{red1} et I_{red2} du redresseur à trois niveaux

Figure (IV.38) Performances de la machine asynchrone

IV.8.2. Interprétations des résultats

La figure (IV.35) montre que la tension U_c suit parfaitement sa référence (200V) et le courant de réseau est pollué et en phase avec la tension de réseau V_{res1} .

La figure (IV.36) donne les tensions U_{c1} , U_{c2} , U_{c3} et U_{c4} , ces tensions sont pratiquement constantes et égale à 200V.

La figure (IV.38) donne les performances de la machine asynchrone

IV.9. Utilisation du pont d'équilibrage à inductances pour la cascade utilisant deux redresseurs à deux niveaux

Dans ce cas, nous procédons de la même manière que précédemment pour le cas du redresseur à deux niveaux. Le schéma du pont à inductances est donné à la figure (III.77).

IV.9.1. Résultats de simulation

En utilisant les régulateurs par mode glissant pour les courants et la tension, appliqués à la cascade utilisant deux redresseurs.

Le filtre capacitif de sortie a comme paramètres $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = 20\text{mF}$. Le réseau triphasé a une tension efficace de 110V, une fréquence de 50 Hz, $R = 0.25 \Omega$ et $L = 10\text{mH}$. Les inductances du pont ont une valeur de 8mH.

La simulation est effectuée avec les paramètres suivants: $k_{11} = 100$, $k_{21} = 400$, $k_1 = 400$, et $k_2 = 1300$.

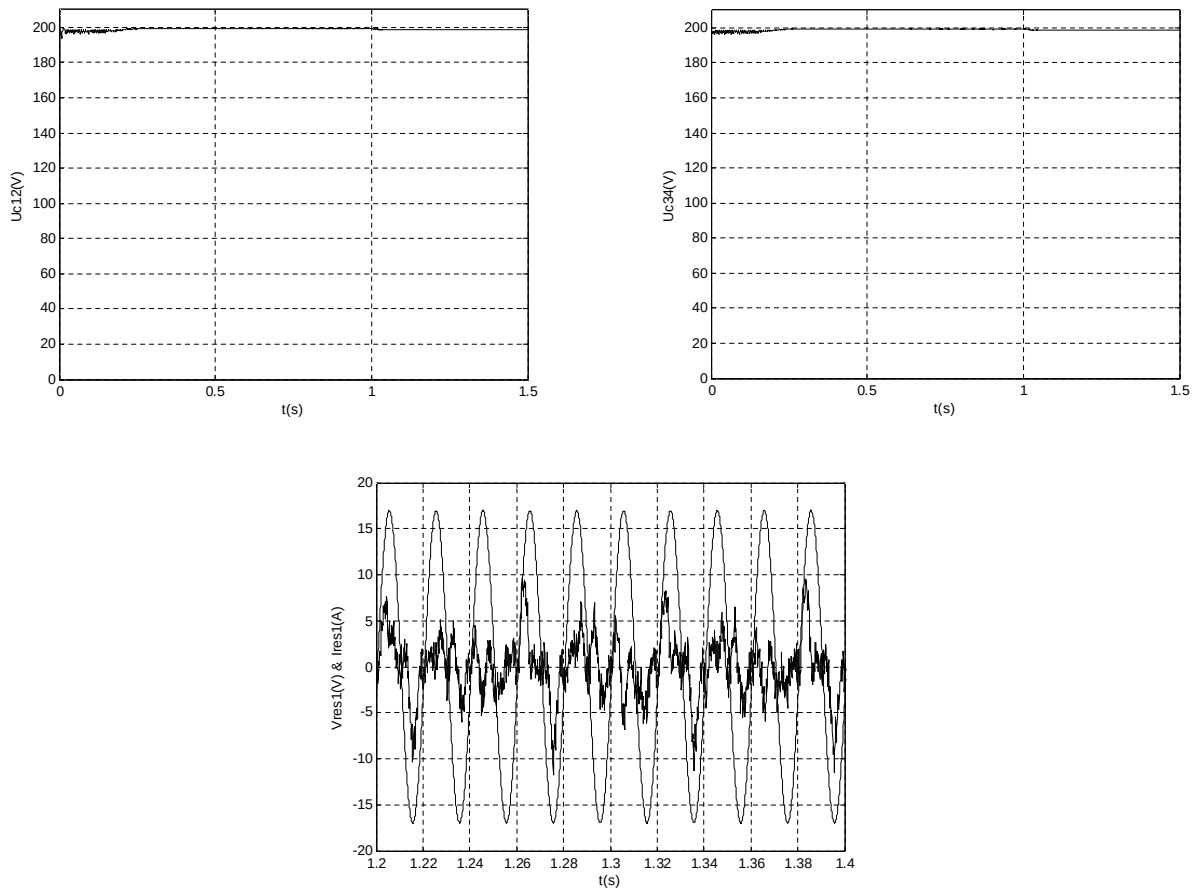
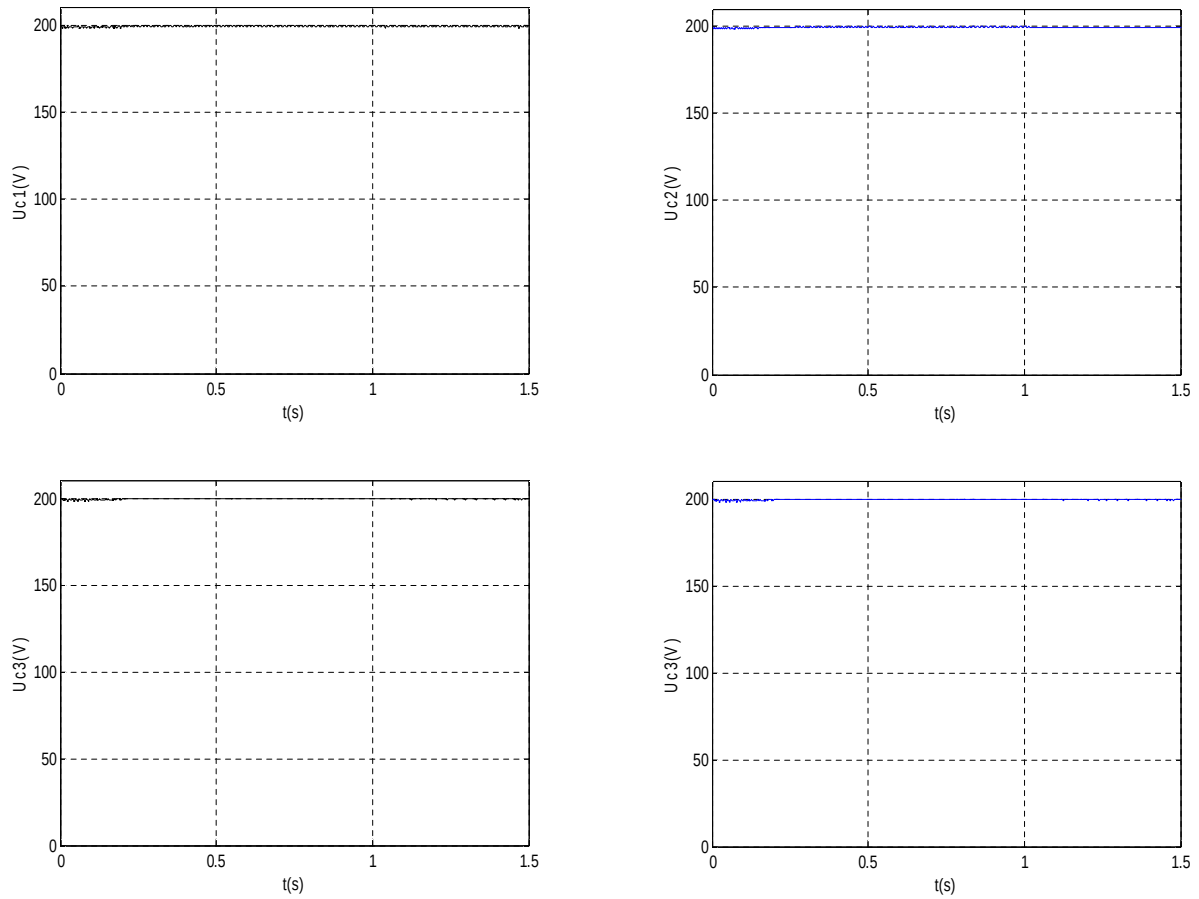
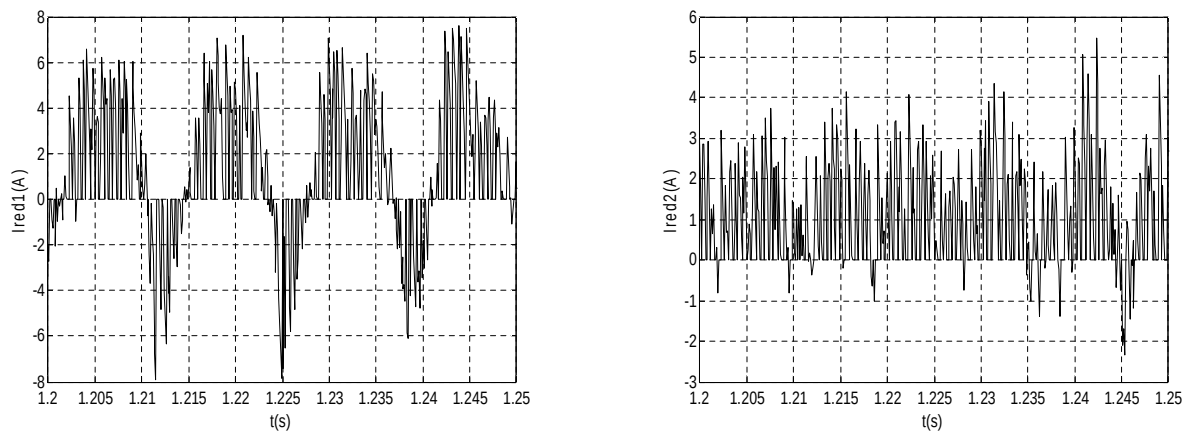
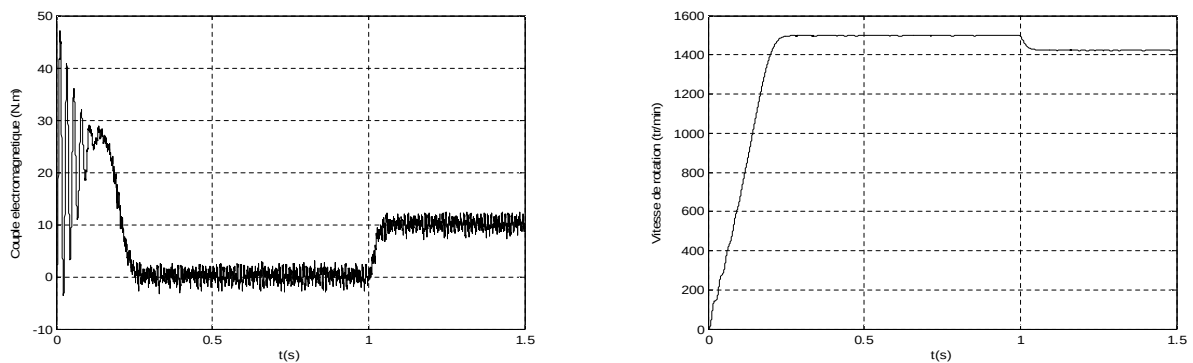


Figure (IV.39) Tensions U_{c12} et U_{c34} , tension V_{res1} et le courant de réseau i_{res1}

Figure (IV.40) Tensions (U_{c1} , U_{c3} , U_{c2} et U_{c4})Figure (IV.41) Courants I_{red1} de sortie des deux redresseurs à deux niveaux

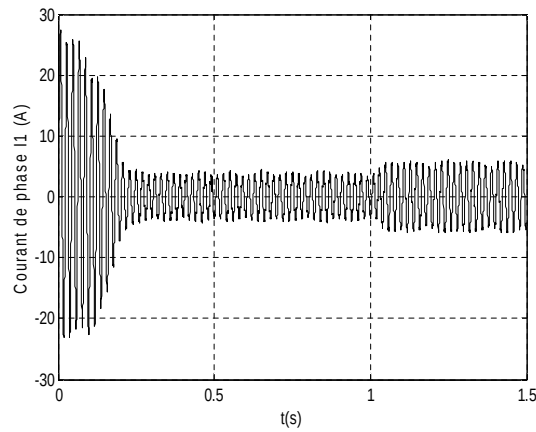


Figure (IV.42) Performances de la machine asynchrone

IV.9.2. Interprétations des résultats

La figure (IV.39) montre que les tensions U_{C12} et U_{C34} suivent parfaitement leurs références fixées à (200V) et le courant de réseau est en phase avec la tension de réseau V_{res1} .

La figure (IV.40) donne les tensions U_{c1} , U_{c2} , U_{c3} et U_{c4} , ces tensions sont pratiquement constantes et égale à 200V.

La figure (IV.42) donne les performances de la machine asynchrone

IV.10. Conclusion

Au cours de ce chapitre nous avons présenté l'étude et la synthèse de la commande par mode de glissement pour les redresseurs MLI de courant utilisés dans les différentes cascades alimentant un onduleur de tension triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes.

La commande par mode glissant, permis d'obtenir des résultats intéressants, malgré qu'elle est basée sur l'asservissement de la valeur moyenne de la tension de sortie aux bornes des condensateurs du filtre utilisé(s).

Le fait que la commande par mode de glissement présente de meilleurs résultats par rapport au réglage linéaire en régime dynamique, ceci ne résoudre pas le problème d'instabilité des tensions continues. La solution est dans le choix de la structure de la cascade.

En effet seule une cascade à base de quatre redresseurs de courant en toute autre cascade utilisant un pont de clamping résistif ou inductif sont capable de stabiliser les tensions aux bornes des condensateurs.

Conclusion générale

Les travaux présentés dans cette mémoire ont eu pour objectif l'étude et la mise en œuvre de lois de commande dédiées aux redresseurs utilisés dans différentes cascades ayant pour pont de sortie un onduleur de tension à cinq niveaux à diodes flottantes, ce dernier alimentant une machine asynchrone. Les différents redresseurs utilisés dans ces cascades ont pour but la stabilisation des tensions continues d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux.

Nous avons commencé par la modélisation de la machine asynchrone et nous avons proposé des hypothèses simplificatrices et montré l'intérêt de la transformation de Park qui réduit le nombre des équations de six vers quatre équations globales simples à résoudre.

La modélisation de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes est présentée dans le deuxième chapitre, nous avons présenté également les différentes stratégies de commande MLI triangulo-sinusoïdale avec ses variantes, la modulation vectorielle et à hystérésis de courant.

Dans le troisième chapitre, nous avons proposé d'asservir les courants d'alimentation des redresseurs à MLI à deux, trois ou cinq niveaux afin d'avoir un facteur de puissance le plus proche de l'unité côté réseau et de réguler la tension de sortie des redresseurs MLI utilisés pour la génération des tensions continues de l'onduleur à cinq niveaux. Pour cela, nous avons élaboré les boucles de tension et de courants en utilisant des régulateurs linéaires PI discrétisés pour approcher mieux l'application réelle. Nous avons constaté que la seule cascade qui peut stabiliser les tensions d'entrée de l'onduleur, est celle utilisant quatre redresseurs MLI à deux niveaux. Pour cette raison, nous avons proposé d'insérer deux types de ponts de clamping entre le redresseur et l'onduleur afin d'avoir des tensions stables dans tous les cas des cascades étudiées,

Dans le quatrième chapitre, nous avons présenté la synthèse de lois de commande utilisant le mode glissant. La boucle de tension est mise en œuvre, par la régulation de la tension moyenne des quatre tensions aux bornes des condensateurs. Nous avons remarqué de meilleurs résultats que ceux obtenus avec un asservissement linéaire. Le problème de l'instabilité des tensions persiste toujours, sauf pour le cas de la cascade utilisant quatre redresseurs à MLI à deux niveaux.

Pour ce qui est des perspectives dans les travaux qui peuvent être étudiés nous pouvons citer :

- La recherche d'autres ponts de clamping utilisant moins ou pas d'interrupteurs commandables afin de diminuer les pertes par commutation.
- La discrétisation des régulateurs de mode glissant pour approcher la réalisation pratique des cascades utilisées.

ANNEXE I

Tension nominale	$U_n = 380 / 220 \text{ V}$
Fréquence	$f = 50 \text{ Hz}$
Puissance	$P_u = 1.5 \text{ Kw}$
Courant nominal	$I_n = 3.7 / 6.4 \text{ A}$
Résistance statorique	$R_s = 4.85 \Omega$
Résistance rotorique	$R_r = 3.805 \Omega$
Inductance statorique	$L_s = 0.274 \text{ H}$
Inductance rotorique	$L_r = 0.274 \text{ H}$
Coefficient de frottement	$f = 0.00114$
Moment d'inertie	$J = 0.031 (\text{Kg.m}^2)$
Nombre de paire de pôles	$P = 2$

BIBLIOGRAPHIE

- [1] Chibani Rédha, " Application de l'automatique aux cascades à onduleurs à cinq niveaux à structure NPC", Thèse de doctorat, ENP, Alger 2007.
- [2] J.P.Caron-J.P.Hautier, "Modélisation et commande de la machine asynchrone", Edition technique 1995.
- [3] Amirrouche Debiche et Abdelbasat Smati, " Commande non linéaire adaptative avec observateur d'une MAS alimenté en courant", Mémoire de fin d'études d'ingéniorat, Université de M'sila, département d'électrotechnique, 2005.
- [4] Nadra Mahmoudi, "Optimisation par algorithmes génétiques application a la machine asynchrone", Mémoire de fin d'études d'ingéniorat, Université de M'sila, département d'électrotechnique, 2006.
- [5] Nabil Lourci, " Contribution à l'étude et à la commande d'un onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes. Application à la conduite d'une machine asynchrone triphasée", Thèse de magister, ENP, Alger 2000.
- [6] L.Chicouche Brahim et M .Raouf, " Etude et simulation d'un moteur asynchrone alimenté par un onduleur de tension multiniveaux", Mémoire de fin d'études d'ingéniorat, Université de M'sila, département d'électrotechnique, 2005.
- [7] G. Séguier, " Electronique de puissance. Les fonctions de base et leurs principales application", Dunod 1996.
- [8] H. Buhler, "Réglage par mode glissant ", Presse polytechnique Romandes lausanne 1986.
- [9] L.Fadila et G.Hakima, "Etude comparative de la commande par mode glissant et la commande vectorielle d'une machine asynchrone", Mémoire de fin d'études d'ingéniorat, Université de M'sila, département d'électronique, 2004.

**MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DE DIPÔLME
D'INGENIEUR D'ETAT EN GENIE ELECTROTECHNIQUE**

OPTION : ELECTROMECHANIQUE

Proposé et dirigé par : M^r. BARKATI Said

Présenté par : GHADBANE Ismail et AOUEFI Ahmed

Thème :

**COMMANDE PAR MODE GLISSANT DES CHANGEURS DE
FRÉQUENCE UTILISANT L'ONDULEUR DE TENSION À CINQ
NIVEAUX À DIODES FLOTTANTES**

Résumé :

L'objectif de cette mémoire est la stabilisation des tensions continues d'entrée de l'onduleur de tension à cinq niveaux à diodes flottantes. Pour cela, plusieurs cascades utilisant un ou plusieurs redresseurs de courant à MLI à deux, trois ou cinq niveaux sont mis en œuvre.

La commande de ces redresseurs en boucle fermée est basée sur le contrôle de la tension de sortie et sur celui des courants de réseau. Des régulateurs linéaires (PI) et non linéaires par mode glissant seront utilisés.

Différents ponts de clamping seront ajoutés pour stabiliser parfaitement les quatre tensions continues d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes.

Mots clés : Onduleur de tension à cinq niveaux, diodes flottantes, Redresseur MLI, Régulateur PI, pont de clamping, Mode glissant.