

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Ecole Nationale Supérieure Polytechnique

Laboratoire de Commande des Processus



Thèse de Doctorat

Présenté en vue de l'obtention du titre de

Docteur

en **Automatique**

présentée par :

Rabia GUEDOUANI

MAGISTER EN ELECTROTECHNIQUE DE L'ENSP

Intitulé

Etude et Commande des Différentes Cascades Redresseurs de Tension Triphasé MLI - Onduleur de Tension à Cinq Niveaux. Application à la Conduite de la Machine Asynchrone de Forte Puissance

Soutenu le : **08 Juillet 2009** devant le Jury composé de

D. BOUKHETALA	Professeur à l'ENSP	Président
E.M. BERKOUK	Professeur à l'ENSP	Rapporteur
M.S. BOUCHERIT	Professeur à l'ENSP	Rapporteur
M.O MAHMOUDI	Professeur à l'ENSP	Examineur
S. HADDAD	Professeur à l'UMMT	Examineur
L.BARAZANE	Maître de Conférences (USTHB)	Examinatrice
A.TALHA	Maître de Conférences (USTHB)	Examineur

Avant-propos

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

Je tiens d'abord à exprimer toute ma gratitude et ma reconnaissance à Monsieur E.M. BERKOUK, Professeur à l'Ecole Nationale Supérieure Polytechnique, pour m'avoir encadré et soutenu durant ces années de thèse. Je le remercie aussi pour son aide précieuse, les conseils et les connaissances dont il a su me faire profiter.

Je suis extrêmement reconnaissante à Monsieur M.S. BOUCHERIT, Professeur à l'Ecole Nationale Supérieure Polytechnique, pour avoir accepté d'être mon co-directeur de thèse. Ses très nombreux commentaires et suggestions ont considérablement amélioré à la fois le contenu et la présentation de cette thèse. Qu'il reçoive ici le témoignage de toute ma gratitude pour ses grandes qualités humaines et pour son soutien moral.

J'ai été profondément honoré que Monsieur D. BOUKHETALA, Professeur à l'Ecole Nationale Supérieure Polytechnique, a accepté la présidence de mon jury de thèse. Je tiens à le remercier vivement de la confiance qu'il place dans mes travaux.

J'exprime ma plus profonde gratitude à Monsieur M.O. MAHMOUDI, Professeur à l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, de m'avoir honoré en acceptant d'être examinateur.

Je remercie Monsieur S. HADDAD, Professeur à l'Université Mouloud Mammeri de Tizi Ouzou, pour l'honneur qu'il m'a fait en participant à l'évaluation de ce travail.

Que Madame L. Barazane, Maître de conférences à l'Université des Sciences et de la Technologie Houari Boumediene, trouve ici l'expression de mes sincères remerciements pour l'intérêt qu'elle a voulu porter à ce travail en acceptant de l'examiner.

Je tiens également à remercier Monsieur A. TALHA, Maître de conférences à l'Université des Sciences et de la Technologie Houari Boumediene, pour m'avoir fait l'honneur de participer dans le jury d'évaluation de mon travail.

Je souhaite remercier également mes collègues de l'université de des Sciences et de la Technologie Houari Boumediene, chacun avec son nom, pour leurs encouragements incessants pour l'élaboration de ce travail.

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

Enfin, je ne veux certainement manquer cette occasion pour remercier ma famille et surtout mes parents, mon marie pour le soutien moral indéfectible, la patience et le dévouement dont ils ont fait preuve.

الملخص

يهدف هذا العمل إلى اقتراح حلول فيما يخص عدم استقرار التوترات المستمرة في مدخل المموج متعدد المستويات، والذي يضمن التغذية الكهربائية لمحرك غير متزامن ذو تيار متناوب. يتكون هذا المموج من خمس مستويات من نوع NPC (النقطة المحايدة المتراوحة). في هذا صدد، قمنا بتقديم ودراسة أربعة مغيرات للتردد مؤلفة أساساً من مقوم للتوتر والمموج من خمس مستويات. وقد حددت هذه الدراسة الطرق الممكنة لتوليد التوليد التوتر المستمر من شابات الكهرياء، كما أظهرت عدم استقرار التوتر المستمر في مدخل المموج. لحل هذه المشكلة، اهتمنا بتطوير خوارزميات التحكم للمقوم التوتر وذلك في كلا المعلمين ABC و dq. في الخطوة الموالية قمنا بتطبيق هذه لخوارزميات للتحكم في التوترات المستمرة للمغيرات المقترحة. و لتعزيز مميزات هذا التحكم، أضفنا دارات توازن في مدخل لمموج مما أعطى توترات مستمرة أكثر استقراراً.

مغيرات التردد المقترحة أمكنت من الحصول توترت ذات نوعية توافقية عالية إضافة إلى رفع قيمة عامل الاستطاعة من جهة الشبكة الكهربائية.

المصطلحات الأساسية: موج ذو خمس مستويات، تشكيلة NPC، مقوم التوتر، التوترات المستمرة الغير المستقرة، مغيرات التردد، محرك لا متزامن، الخوارزميات التحكم، دارات التوازن، عامل استطاعة واحدي.

Résumé

L'objectif de ce travail est de proposer des solutions concernant l'instabilité des tensions du bus continu de l'onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC alimentant une machine asynchrone de forte puissance.

A cet effet, nous avons présenté, en premier, quatre structures de variateurs de fréquence incluant comme pont d'entrée le redresseur de tension triphasé à MLI et comme pont de sortie l'onduleur de tension triphasé à cinq niveaux à structure NPC. Ainsi, nous avons montré comment générer les tensions du bus continu de l'onduleur à partir de réseaux électriques triphasés et avons mis en évidence le problème d'instabilité des tensions du bus continu. En outre, nous nous sommes penchés sur le développement d'algorithmes de commande de ses systèmes dans les deux repères triphasé et diphasé. La régulation des tensions du bus continu est réalisée à l'aide des régulateurs PI. Nous avons ensuite appliqué ces algorithmes pour la commande en boucle fermée des tensions du bus continu des variateurs de fréquence proposés. Pour obtenir, de meilleures performances, nous avons introduit des circuits d'équilibrage capables de stabiliser les tensions du bus continu de l'onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC.

Les variateurs de fréquence ainsi conçus sont capables de fournir des tensions de meilleure qualité harmonique avec un facteur de puissance unitaire côté réseau.

Mots clés : Onduleur à cinq niveaux à structure NPC, Redresseur de tension MLI, déséquilibre des tensions continues, variateurs de fréquence, modèle de Park, Algorithmes de commande, circuit d'équilibrage, facteur de puissance unitaire.

Abstract

The objective of this work is to propose solutions concerning the neutral point balance problem of five-level NPC inverter feeding a great power asynchronous motor. For this purpose, we have firstly presented four structures of frequency converters with three-phase voltage source rectifier as an input bridge and three-phase five-level voltage source NPC inverter as an output bridge. The aim is to show how to generate DC voltage from three-phase network and to highlight the fluctuation problem of DC voltages. To achieve this goal, we focused on the development of control algorithms for these systems in both references ABC and dq. The DC voltages regulation is carried out using PI regulators. The application of these algorithms on the proposed frequency converters show that the DC voltages fluctuation problem depends essentially on the structure of the frequency converters and not on the DC voltages control algorithm. Finally, we proposed the insertion of balancing circuits capable to maintain the five-level NPC DC voltages inverter stable and equal. These frequency converters thus designed, are able to generate alternative voltage with higher harmonics quality and unity power factor.

Keywords: Five-level NPC inverter, Voltage source PWM rectifier, DC voltages unbalance, frequency converters, asynchronous machine, control algorithms, Balance circuits, Unity power factor.

TABLE DES MATIÈRES

Table des matières

Introduction Générale	1
------------------------------	----------

Chapitre 1

MODELISATION ET COMMANDE DES CONVERTISSEURS STATIQUES

1-1 Introduction	4
1-2 Modélisation et commande de l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC	5
1-2-1 Structure	5
1-2-2 Modélisation aux valeurs instantanées de l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC	5
1-2-2-1 Hypothèses	5
1-2-2-2 Modélisation du fonctionnement d'un bras d'onduleur NPC à cinq niveaux	5
1-2-2-3 Modèle de connaissance de l'onduleur à cinq niveaux en vue de la commande	9
1-2-2-4 Modèle en sens des valeurs moyennes de l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC	12
1-2-3 Les stratégies de commandes de l'onduleur à cinq niveaux	12
1-2-3-1 La triangulo-sinusoidale à quatre porteuses bipolaires	12
1-2-3-2 Modulation calculée	18
1-3 Modélisation et commande du redresseur de tension à deux niveaux	25
1-3-1 Description du redresseur de tension triphasé	25
1-3-2 Modèle de fonctionnement du redresseur de tension	26

1-3-2 Modèle de fonctionnement du redresseur de tension	26
1-3-2-1 Fonctionnement du redresseur de tension	26
1-3-3 Modèle de connaissance du redresseur de tension triphasé	27
1-3-3-1 Modélisation de la partie commande du redresseur de tension	27
<i>1-3-3-1-1 Commande complémentaire du redresseur de tension</i>	<i>27</i>
<i>1-3-3-1-2 Fonction de connexion</i>	<i>27</i>
<i>1-3-3-1-3 Modèle aux valeurs instantanées</i>	<i>28</i>
1-3-3-2 Modèle de commande du redresseur de tension triphasé à MLI	28
1-3-4 Modélisation de la partie opérative	29
1-3-4-1 Mise en équation du filtre d'entrée du redresseur de tension	29
1-3-4-2 Choix des paramètres du filtre d'entrée	31
1-3-4-3 Modélisation du filtre de sortie	33
1-3-5 Stratégies de commande du redresseur de tension à MLI	34
1-3-5-1 La commande triangulo-sinusoidale à échantillonnage naturelle	34
1-3-5-2 Stratégie de commande à modulation calculée	40
1-4 Conclusion	47

Chapitre 2

ETUDE DES DIFFERENTES ASSOCIATIONS : REDRESSEURS DE TENSION A MLI – ONDULEUR DE TENSION A CINQ NIVEAUX

2 - 1 Introduction	48
---------------------------	-----------

2- 2 Structure de l'association un redresseur de tension à MLI à deux niveaux – onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC – MAS	48
2-2-1 Présentation du système	48
2-2-2 Modélisation du bus continu et simulation de la cascade	49
2-3 Structure de la cascade : deux redresseurs de tension à MLI à deux niveaux – onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC – MAS	56
2-3-1 Structure type 1 de la cascade : deux redresseurs de tension à MLI à deux niveaux à disposition série – onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC–MAS	56
2-3-1-1 Présentation du système	56
2-3-1-2 Modélisation du bus continu et simulation de la cascade	56
2-3-2 Structure type 2 de la cascade : deux redresseurs de tension à MLI à deux niveaux imbriqués – onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC – MAS	64
2-3-2 -1 Modélisation du filtre intermédiaire	64
2-3-2 Structure de la cascade : quatre redresseurs de tension à MLI à deux niveaux – onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC – MAS	72
2– 3- 2-1 Modélisation du filtre intermédiaire	72
2-4 Conclusion	79

Chapitre 3

Algorithmes de commande du redresseur de tension triphasé à MLI

3-1 Introduction	81
3-2 Asservissement du redresseur de tension triphasé à deux niveaux	82
3-2-1 Asservissement du redresseur dans le repère triphasé	

(ABC) (Algorithme N°1)	81
<i>3-2-1-1 Modélisation des boucles de régulations internes</i>	82
<i>3-2-1-2 Modélisation de la boucle de régulation de la tension de sortie du redresseur</i>	86
3-2-1-3 Synthèse des régulateurs de la boucle de tension de sortie	87
3-2-1-4 Simulation numérique de l'asservissement du redresseur de tension dans le repère ABC	88
3-2-2 Asservissement du redresseur dans le repère diphasé dq	90
<i>3-2-2-1 Modèle complet du redresseur de tension dans le repère diphasé dq</i>	90
<i>3-2-2-2 Problème de couplage</i>	91
<i>3-2-2-3 Schéma de régulation du redresseur de tension dans le repère diphasé dq</i>	94
<i>3-2-2-4 Modélisation de la boucle de tension continue dans le repère dq</i>	98
<i>3-3-2-5 Schéma complet de la régulation du redresseur de tension dans le repère dq</i>	101
<i>3-3-2-6 Simulation numérique de la régulation du redresseur dans le repère dq</i>	102
3-3-3 Algorithme de régulation du redresseur de tension triphasé simplifié (Algorithme n°2)	103
<i>3-3-3-1 Modèle en sens des valeurs moyennes du redresseur de tension dans le repère dq</i>	104
<i>3-3-3-2 Modèle du filtre d'entrée pour les basses fréquences</i>	106
<i>3-3-3-3 Boucle de contrôle du déphasage φ</i>	108
<i>3-3-3-4 boucle de contrôle de la tension de sortie</i>	108
3-3-3-5 Simulation numérique de l'algorithme simplifié	110
3-4 CONCLUSION	112

Chapitre 4

ASSERVISSEMENT DES TENSIONS D'ENTREE DE L'ONDULEUR A CINQ NIVEAUX

4-1 Introduction	114
4-2 Application de l'algorithme de commande du redresseur de tension	114
4-2-1 Application de l'algorithme de commande dans le repère dq	114
4-2-1-1 Contrôle de l'association un redresseur de tension triphasé à deux niveaux- Onduleur de tension triphasé à cinq niveaux à structure NPC – Machine asynchrone	115
4-2-1-2 Contrôle de l'association de deux redresseurs de tension triphasé à deux niveaux à disposition série - Onduleur de tension triphasé à cinq niveaux à structure NPC – MAS	120
4-2-1-3 Contrôle de l'association de deux redresseurs de tension triphasé à deux niveaux imbriqués - Onduleur de tension triphasé à cinq niveaux à structure NPC – Machine asynchrone	124
4-2-1-4 Contrôle de l'association quatre redresseurs de tension triphasé à deux niveaux - Onduleur de tension triphasé à cinq niveaux à structure NPC – Machine asynchrone	129
4-2-2 Application l'algorithme d'asservissement simplifié	134
4-2-2-1 Contrôle de l'association un redresseur de tension triphasé à deux niveaux- Onduleur de tension triphasé à cinq niveaux à structure NPC – Machine asynchrone	134
4-2-2-2 Contrôle de l'association de deux redresseurs de tension triphasé à deux niveaux à disposition série - Onduleur de tension triphasé à cinq niveaux à structure NPC – MAS	136
4-2-2-3 Contrôle de l'association de deux redresseurs de tension triphasé à deux niveaux imbriqués - Onduleur de tension triphasé à cinq niveaux à structure NPC – Machine asynchrone	139
4-2-2-4 Contrôle de l'association quatre redresseurs de tension triphasé à deux niveaux - Onduleur de tension triphasé à cinq niveaux à structure NPC – Machine asynchrone	141

4-3 Utilisation de circuits d'équilibrage	140
4-3-1 Cascade un redresseur de tension –Pont d'équilibrage – Onduleur à cinq niveaux- MAS	144
4-3-1-1 Pont d'équilibrage résistive	144
<i>4-3-1-1-1 Structure</i>	144
<i>4-3-1-1-2 Modélisation du circuit intermédiaire</i>	144
4-3-1-2 Pont d'équilibrage inductif	146
<i>4-3-1-2-1 Structure</i>	146
<i>4-3-1-2-2 Modélisation du circuit intermédiaire</i>	147
4-3-2 Cascade deux redresseurs de tension à disposition série –Pont d'équilibrage– Onduleur à cinq niveaux- MAS	150
4-3-2-1 Pont d'équilibrage résistive	150
<i>4-3-2-1-1 Structure</i>	150
<i>4-3-2-1-2 Modélisation du circuit intermédiaire</i>	151
4-3-2-2 Pont d'équilibrage inductif	154
4-4 Conclusion	156

CONCLUSION GENERALE

Conclusion Générale	158
----------------------------	------------

REFERENCES

Références	160
-------------------	------------

ANNEXES

ANNEXE 1	A1-1
ANNEXE 2	A2-1
ANNEXE 3	A3-1

NOTATIONS

NOTATIONS

k	Numéro de phase = 1, 2 et 3
s	numéro du semi-conducteur
j	Numéro de condensateur = 1, 2, 3 et 4
U_{cj}	Tensions aux bornes des sources continues à l'entrée de l'onduleur.
V_{kM}	Tension de sortie d'un bras k par rapport au point milieu M .
V_A, V_B et V_C	Tensions simple de l'onduleur.
T_{ks}	Semi-conducteur du bras k
E_m	Configuration possible de l'onduleur à cinq niveaux
m	Numéro de la configuration = 1, 2, 3, 4, et 5
F_{ks}	Fonction de connexion
B_{ks}	La commande de base des semi-conducteurs T_{ks} du bras k .
T_e	La période de modulation supposée infiniment petite.
$n_g[k]$	fonctions génératrices simple
F_{kg}	La fonction génératrice de connexion.
i_{di}	Courants continus d'entrée de l'onduleur.
Ω	Vitesse de la machine asynchrone (tr/mn)
C_{em}	Couple électromagnétique de la machine (kN.m)
V_{ri}	Tension de la phase k du réseau triphasé.
Φ_{qr}	Flux en quadrature rotorique de la machine asynchrone
Φ_{dr}	Flux direct de la machine asynchrone
V_{ri}	Tension de la phase i du réseau triphasé.
V_{ci}	Tensions aux bornes des condensateurs du filtre d'entrée
i_i	Courant de la phase i du réseau triphasé.
I_{dred}	Le courant redressé
U_{dred}	La Tension redressée
i	numéro de phase du réseau ($i=1,2$ et 3)
C_1, C_2 et C_3	Configuration possible du redresseur de tension
S_{ki}	Fonction de connexion des semi-conducteurs du redresseur
I_q	La composante en quadrature du courant de réseau
I_d	La composante directe du courant de réseau
I_{eq}	La composante en quadrature du courant d'entrée du redresseur
I_{ed}	La composante directe du courant d'entrée du redresseur
I_{cq}	La composante en quadrature du courant
I_{cd}	La composante directe du courant capacitif
I_{eff}	La valeur efficace du courant appelé aux réseaux.
V_q	La composante en quadrature de la tension de réseau
V_d	La composante directe de la tension de réseau
V_{cq}	La composante en quadrature de la tension du filtre capacitif
V_{cd}	La composante directe de la tension du filtre capacitif
V_{eff}	La valeur efficace de la tension du réseau
R_{ch}, L_{ch}	Résistance et inductance de la charge RL
R_e	Résistance du réseau
L_e	Inductance du réseau
C_e	Capacité du filtre d'entrée du redresseur
P^*	Puissance active de consigne
Q^*	Puissance réactive de consigne
I_q^*	La composante en quadrature de consigne

I_d^*	La composante directe de consigne
I_{eq}^*	La composante en quadrature de consigne
I_{ed}^*	La composante directe du courant de consigne
I_{cq}^*	La composante en quadrature du courant de consigne
I_{cd}^*	La composante directe du courant capacitif de consigne
I_{eff}^*	La valeur efficace du courant appelé aux réseaux de consigne
V_q^*	La composante en quadrature de la tension de réseau de consigne
V_d^*	La composante directe de la tension de réseau de consigne
V_{cq}^*	La composante en quadrature de consigne
V_{cd}^*	La composante directe de consigne
V_a, V_b, V_c	Les tensions de phase de la machine
Φ_{r^*}	Le flux de référence
Φ_r	Le flux rotorique de référence
ω_r	La pulsation rotorique
ω_s	La pulsation statorique
i_A, i_B, i_C	Les courants de phase de la machine
ξ_v	L'amortissement du système en boucle fermée
ω_{mv}	La pulsation du système en boucle fermée.

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Introduction Générale

L'évolution de l'industrie lourde utilise de plus en plus, dans l'alimentation des moteurs asynchrones de forte puissance, des convertisseurs statiques. Généralement, ce type de moteur est alimenté par des onduleurs triphasés à deux niveaux. L'analyse des courants et des tensions de phase des machines électriques alimentées par ces convertisseurs a montré plusieurs limitations [Seg-98]-[New-96]-[Ber-95]. Parmi ces dernières, l'apparition d'harmoniques prohibitifs qui occasionnant des pertes dans la charge et dans le convertisseur. Dans le cas des machines tournantes, le couple résultant est oscillant. Au niveau du circuit de commande, ces harmoniques injectent des bruits introduisant des non-linéarités qui rendent plus difficile la stabilisation du système de réglage.

Par ailleurs, certaines applications comme la traction électrique nécessitent des variateurs asynchrones triphasés fonctionnant à des puissances élevées. Pour satisfaire cette exigence, sans affecter le rendement du convertisseur, l'augmentation de la tension est souvent préconisée. Cependant, l'accroissement de la tension inverse d'un semi-conducteur entraîne une dégradation de ses performances statiques et dynamiques.

Pour monter en puissance, plusieurs onduleurs de tension sont associés, généralement, en série ou en parallèle. Cette topologie présente une complexité dans la commande et une augmentation du coût du système [New-98]-[New-96]. Ce facteur a conduit à l'émergence de nouvelles structures, dites multiniveaux, basées sur l'idée de répartir la contrainte en tension sur plusieurs composants semi-conducteurs basse tension connectés en série.

Dans ce contexte, certains chercheurs ont introduit l'onduleur de tension à trois niveaux, qui permet d'augmenter la tension de sortie au delà des limites des semi-conducteurs. Ainsi, plusieurs topologies de convertisseurs à trois niveaux ont été développées dans la littérature [NAb-81]-[Bag-83]. En outre, la structure avec distribution du potentiel commun connue sous le nom : Neutral Point Clamped (*NPC*), proposé par Nabea et all [Nab-81], a attiré l'attention de plusieurs chercheurs et praticiens pour certaines de ses applications industrielles. Cet intérêt a été motivé par sa grande similitude à la structure des onduleurs de tensions à deux niveaux et sa simplicité de commande [Nab-81]-[New -96].

D'un autre côté, l'apparition des applications nécessitant une alimentation de haute tension et facilement réglable, a poussé la recherche vers de nouvelles structures de convertisseurs plus performantes, lesquelles furent une extension des onduleurs à trois niveaux existants, à savoir les onduleurs de tension à cinq niveaux, à sept niveaux et à neuf niveaux,.....

Dans le cadre de notre travail de recherche, nous nous sommes intéressés aux onduleurs de tension triphasé à cinq niveaux à structure *NPC*. Ce convertisseur permet d'obtenir une meilleure forme de la tension de sortie, tout en réduisant le taux de distorsion harmonique et les brusques variations de la tension lors des commutations [Pan-05-1]- [Kim-04]-[Ish -02].

Malgré les avantages apportés par cette structure, un important problème d'instabilité des quatre tensions du bus continu de ce convertisseur apparaît et dont l'équilibrage demeure l'objectif principal. En conséquence, nous obtenons des tensions alternatives non symétriques, et une répartition déséquilibrée de la contrainte en tension aux bornes des semi-conducteurs de puissance [Pan-05-1]- [Kim-04]-[Song-04].

Pour cela, plusieurs solutions sont proposées dans la littérature [Pan-05-1]- [Kim-04]-[Ish -02]-[Bou-07]- [Chi-07]. Parmi les solutions évidentes utilisant des tensions continues isolées, la commande en boucle fermée des tensions aux bornes des condensateurs via des redresseurs

de courants à deux, trois et cinq niveaux a été proposée par [Chi-07]-[Bou-01]-[Bou-07-1]. Cette solution a prouvé son efficacité pour certaines structures de changeurs de fréquences. Une autre technique générant autant de configurations pour la charge et la décharge des tensions des condensateurs dite la modulation symétrique, a été développée par [Ish -02]-[Kan-04]-[Ber-94]. Elles engendrent néanmoins un déséquilibre des tensions aux bornes des condensateurs lorsque les courants dans la charge sont déséquilibrés. Récemment, la modulation directe utilisant le concept des configurations redondantes, a été proposée pour l'onduleur multiniveaux à structure NPC [Bou-07]-[Pan-05]-[Pan-04] [Bou-07] - [Pan-05] - [Pan-04]. Toutefois, pour des niveaux élevés, le nombre de vecteurs tensions augmente considérablement et ainsi la commande devient complexe. Le recours à des circuits auxiliaires pour l'équilibrage de ces tensions continues de l'onduleur est l'une des solutions proposées dans la littérature [Chi-07]-[Bou-06]-[Tal-04]-[Bar-08].

Dans notre cas, en vue d'assurer un meilleur contrôle des tensions de l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC et obtenir de meilleures performances, nous proposons de nouveaux types de changeurs de fréquence utilisant les redresseurs de tension triphasés à modulation de largeur d'impulsion.

En effet, les redresseurs de tension prennent aujourd'hui une place de plus en plus importante sur le marché. Ils sont principalement utilisés comme étages d'entrée des onduleurs dans les entraînements à vitesse variable. La structure du redresseur de tension triphasé à modulation de largeurs d'impulsion permet d'obtenir un minimum de distorsions d'harmoniques sur le courant d'entrée tout en assurant une tension redressée réglable [Seg-98]-[Hit-94].

Ces changeurs de fréquences à tensions continues équilibrées s'avèrent très promoteurs pour l'asservissement de vitesse de la machine asynchrone de forte puissance. L'alimentation en multiniveaux limite le gradient de tension ce qui permet de préserver la durée de vie des isolants du bobinage de la machine. En outre, la réduction du taux d'harmoniques améliore les performances de la machine.

A cet effet, les objectifs escomptés de ce travail de recherche peuvent se résumer dans les points suivants :

- Proposition de nouveaux variateurs de fréquence ayant le redresseur de tension triphasé MLI comme étage d'entrée et alimentant une machine asynchrone de forte puissance.
- Mettre en évidence l'instabilité des tensions aux bornes des condensateurs du bus continu de l'onduleur de tension à cinq niveaux.
- Développement d'algorithmes d'asservissement du redresseur de tension triphasé MLI permettant un fonctionnement à facteur de puissance unitaire côté réseau et une tension de sortie réglable dans les deux repères triphasé et diphasé.
- Application de ces algorithmes pour l'asservissement des tensions du bus continu des variateurs de fréquence proposés.

Dans le but d'approfondir chacun de ces points, ce manuscrit de thèse est organisé en quatre chapitres.

Le premier chapitre est consacré à la modélisation et la commande des deux convertisseurs statique à savoir l'onduleur de tension triphasé à cinq niveaux à structure NPC et le redresseur de tension triphasé à deux niveaux. En utilisant les fonctions de connexions et les fonctions

génératrices, nous élaborons les modèles de connaissance et de commande de ces convertisseurs dans le repère triphasé ABC . Ces modèles sont utilisés pour le développement de stratégies de commande à MLI.

Dans le deuxième chapitre, nous présentons quatre structures de variateurs de fréquence ayant le redresseur de tension triphasé à MLI comme étage d'entrée et l'onduleur de tension triphasé à cinq niveaux à structure NPC comme étage de sortie. Pour chaque variateur, nous élaborons le modèle mathématique du filtre intermédiaire du bus continu et nous mettons en évidence le problème d'instabilité des tensions aux bornes des condensateurs d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux. Comme application, les performances de l'asservissement de vitesse de la machine asynchrone, alimentée par ces changeurs, sont montrées par des simulations numériques.

Le troisième chapitre est consacré au développement d'algorithme d'asservissement du redresseur de tension dans les deux repères triphasé et diphasé. La commande dans le repère triphasé ABC utilise plusieurs boucles en cascades. Nous utilisons dans chaque boucle des régulateurs PI.

Nous proposons, en suite, un algorithme de réglage du redresseur de tension dans le repère diphasé dq . Pour ce faire, nous développons le modèle de Park de ce redresseur avec son filtre d'entrée. Le modèle du redresseur de tension dans le repère diphasé dq présente plusieurs couplages entre les deux axes ce qui rend sa commande complexe. A cet effet, nous ajoutons des termes de compensation permettant le découplage des axes d et q .

Les deux algorithmes proposés utilisent plusieurs régulateurs en cascade. Aussi, les variables d'état du filtre d'entrée doivent être mesurées et contrôlées, ce qui demande un temps de calcul important. A cet effet, nous proposons, un nouvel algorithme simplifié de l'asservissement du redresseur de tension à deux niveaux. Pour cela, nous élaborons le modèle complet au sens des valeurs moyennes du redresseur de tension dans le repère diphasé dq . Une boucle de contrôle rapide, conçue en tenant compte seulement du modèle du filtre de sortie, est employée pour la régulation de la tension de sortie du redresseur triphasé. Le déphasage des courants appelé au réseau est réglé par la boucle de courant de sortie du redresseur sans recourir au réglage des variables d'états du filtre d'entrée capacitif. Des simulations numériques sont réalisées pour montrer les performances de ces algorithmes de commandes.

Dans le quatrième chapitre, nous appliquons les algorithmes de commande du redresseur dans le repère dq pour contrôler les tensions du bus continu des quatre variateurs de fréquence. Nous proposons, pour chaque changeur de fréquence, des schémas de commande des tensions du bus continu et des courants de ligne absorbés par le réseau.

Pour améliorer la stabilité de ses tensions, nous introduisons, deux types de circuits auxiliaires en parallèle avec le filtre capacitif du bus continu. Nous avons choisi d'utiliser le pont résistif et le pont inductif. Pour ce faire, nous développons, pour chaque pont, une nouvelle modélisation des filtres intermédiaires des variateurs de fréquence. Nous avons appliqué, par la suite, l'algorithme de commande de chaque circuit pour contrôler les tensions du bus continu de l'onduleur de tension à cinq niveaux.

Pour finir, une conclusion générale terminera ce manuscrit et présentera les perspectives sur les travaux réalisés de cette thèse.

CHAPITRE 1

MODÉLISATION ET COMMANDE DES CONVERTISSEURS

1-1 Introduction

Les onduleurs de tension triphasé à cinq niveaux à structure NPC jouent un rôle incontournable dans des applications de forte puissances et haute tension. Deux motivations principales sont à l'origine de l'utilisation de ces convertisseurs ; d'une part la réduction des tensions de blocage des semi-conducteurs en des valeurs plus petites et directement commutables et, d'autre part l'augmentation de la tension de sortie au delà des limites des semi-conducteurs avec moins d'harmoniques [Pan-05]-[Bou-07-1]-[Ber-08]-[Wil-00].

En effet, les convertisseurs multiniveaux ont commencé à être de plus en plus utilisés dans la commande des moteurs asynchrones car ils permettent d'améliorer les performances de ces machines en réduisant le taux d'harmoniques dans le signal tension (réduction du couple pulsatif et des pertes) [Ach-02]-[Nik-98]. La forme d'onde de la tension de sortie de ce convertisseur se compose de 5 niveaux intermédiaires obtenus à partir de tensions des condensateurs formant le bus continu. Généralement, ces dernières sont générées par des convertisseurs AC-DC dit redresseurs. Deux structures de redresseurs triphasés à MLI sont utilisées.

Dans le cadre de notre travail, nous nous intéressons aux redresseurs de tension triphasé à MLI pour l'intérêt qu'ils présentent. En effet, ce type de convertisseur permet d'obtenir un faible taux de distorsions harmoniques côté réseaux et de générer une tension continue réglable [Seg-98]-[Hit-94].

Ce chapitre comporte deux parties importantes : La première partie est consacrée à la modélisation et la commande de l'onduleur de tension triphasé à cinq niveaux à structure NPC. En utilisant les fonctions de connexions et les fonctions génératrices, nous commençons par élaborer le modèle de connaissance et de commande de l'onduleur de tension triphasé à cinq niveaux à structure NPC. En suite, nous présentons deux stratégies de commande à MLI multiniveaux à savoir la triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses triangulaires et la modulation calculée. Afin de montrer les performances de ce convertisseur, alimentant une machine asynchrone de forte puissance, des simulations numériques sont réalisées

Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous élaborons le modèle de connaissance et de commande du redresseur de tension triphasé à deux niveaux dans le repère triphasé ABC . Par la suite, nous développons trois stratégies de commande à MLI de ce convertisseur. Une analyse harmonique est présentée pour mettre en évidence les performances de ces commandes à MLI.

1-2 Modélisation et commande de l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC

La structure Neutral-Point-Clamped « NPC » a été proposée pour la première fois, en 1981, par Nabea and al[Nab-81] . L'idée de base de cette structure est l'obtention d'une tension de sortie à N niveaux par la superposition de (N-1) interrupteurs élémentaires alimenté chacun par une source de tension continue distincte[Seg-98]. Cette structure d'onduleur a attiré l'intention de plusieurs chercheurs et industriels. Cet intérêt est du à sa grande similitude avec la structure de l'onduleur à deux niveaux.

1-2-1 Structure

La structure de l'onduleur à cinq niveaux de type NPC est représentée sur la Figure 1-1. Cette dernière se compose de trois bras symétriques constitués chacun de six interrupteurs en série et de deux autres en parallèles. Les deux diodes, notées D_{K1} et D_{K0} , permettent l'obtention du niveau zéro de la tension V_{KM} ($k=A, B$ et C). Chacun de ces interrupteurs est composé d'un semi-conducteur bi-commandable (IGBT par exemple) et d'une diode montée en tête bêche [Bus-96].

La source de tension continue se compose de quatre groupes de condensateurs de filtrage formant ainsi le bus continu. Dans ce mode de fonctionnement, chaque semi-conducteur est soumis à l'état ouvert aux quart de la tension de la source continue, d'où l'utilité de cette structure d'onduleur pour les applications de haute tensions. Cet onduleur est dit à cinq niveaux car il délivre cinq niveaux de tension par bras ($E/2, E/4, 0, -E/2, -E/4$).

Pour un fonctionnement totalement commandable de ce convertisseur, nous adoptons la commande complémentaire suivante [Lou-98]-[Bou-01]-[chi-07] :

$$\left\{ \begin{array}{l} B_{K1} = \overline{B_{K5}} \\ B_{K2} = \overline{B_{K4}} \\ B_{K3} = \overline{B_{K6}} \\ B_{K7} = B_{K1} B_{K2} \overline{B_{K3}} \\ B_{K8} = B_{K4} B_{K5} \overline{B_{K6}} \end{array} \right. \quad 1-1$$

1-2-2 Modélisation aux valeurs instantanées de l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC

Cette modélisation nous permet d'étudier l'évolution des différentes grandeurs régissant le fonctionnement de l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC tout en considérant les commutations des interrupteurs.

1-2-2-1 Hypothèses

Afin de simplifier notre étude, des hypothèses simplificatrices sont nécessaires pour la mise en équations. Ces dernières sont:

- chaque paire transistor-diode est représentée par un interrupteur bidirectionnel TD_{ki} ,
- les interrupteurs sont idéaux,
- les sources de tension du bus continu sont supposées parfaites,
- les transitions entre les configurations ne dépendent que des commandes externes des transistors.

1-2-2-2 Modélisation du fonctionnement d'un bras d'onduleur NPC à cinq niveaux

La topologie de l'onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC présente cinq configurations fonctionnelles. Ces dernières dépendent de la tension du bras k par rapport au point milieu M

composé de cinq niveaux distincts. Le nombre de niveaux de tension de cet onduleur représente le nombre de potentiels différents du bus continu imposé à la tension de sortie. En outre, chaque niveau de tension est obtenu par une seule configuration de cet onduleur.

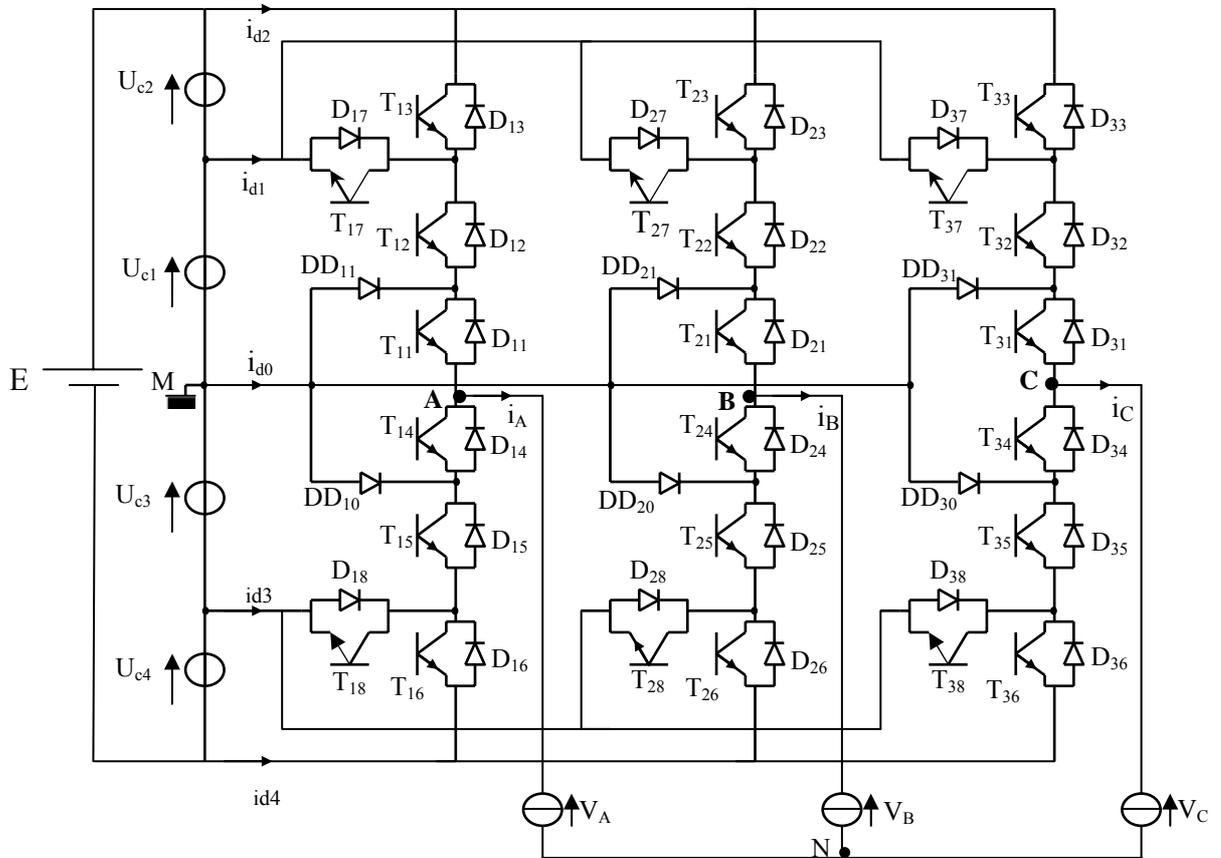


Fig. 1-1 Structure de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC.

En conduction continue de l'onduleur à cinq niveaux, les différentes configurations E_m possibles sont définies comme suit, avec $E_m=[TD_{k1}, TD_{k2}, \dots, TD_{k8}]$:

- Première configuration $E_1[11100000]$

Cette configuration est représentée sur la Figure 1-2-a. Dans ce cas, les semi-conducteurs TD_{11} , TD_{12} et TD_{13} sont commandés à l'état 1 et les autres interrupteurs restent à l'état 0. La valeur de la tension V_{AM} est donnée par l'équation (1-2) :

$$V_{AM} = B_{11} \frac{E}{4} + B_{12} B_{13} \frac{E}{4} = \frac{E}{2} \tag{1-2}$$

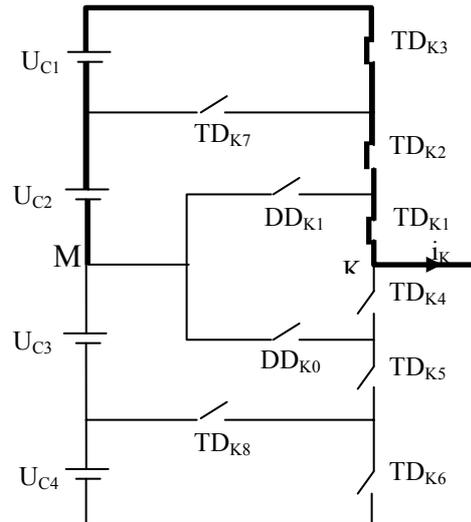


Fig. 1-2-a Configuration E_1 du premier bras de l'onduleur NPC à cinq niveaux

- Deuxième configuration E_2 [01100010]

En commandant les semi-conducteurs TD_{11} , TD_{12} et TD_{17} à l'état 1 et les autres à l'état 0 (Fig.1-2-b), l'équation (1-3) donne la valeur de la tension V_{AM} correspondant à cette configuration :

$$V_{AM} = B_{12} B_{13} B_{17} \frac{E}{4} = \frac{E}{4} \tag{1-3}$$

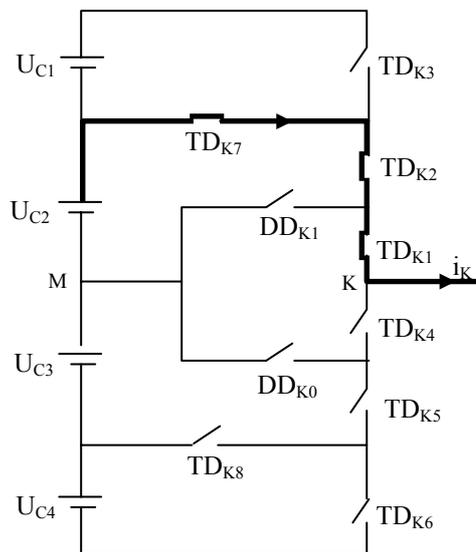


Fig. 1-2-b Configuration E_2 du premier bras de l'onduleur NPC à cinq niveaux

- Troisième configuration E_3 [00110000]

La conduction des interrupteurs TD_{13} et TD_{14} permet la mise à zéro de la tension V_{AM} (Figure 1-2-c). Cette configuration est similaire à celle de l'onduleur à trois niveaux.

$$V_{AM} = B_{13} \frac{E}{4} - B_{14} \frac{E}{4} = 0 \tag{1-4}$$

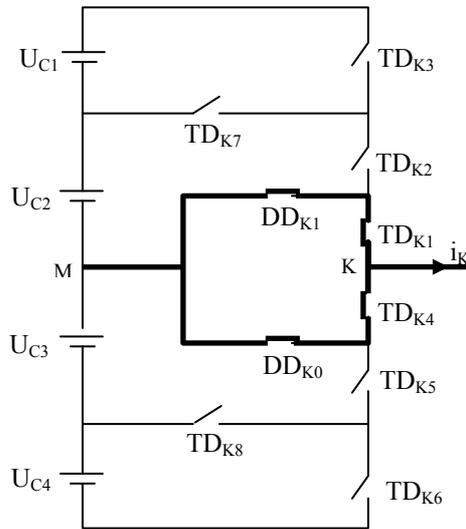


Fig. 1-2-c Mise à zéro d'un bras de l'onduleur NPC à cinq niveaux

- Quatrième configuration E_4 [00011001]

Cette configuration fournit la partie négative, définie par l'état des interrupteurs TD_{14} , TD_{15} et TD_{18} . L'équation 1-5 donne la valeur de V_{AM} .

$$V_{AM} = B_{14} B_{15} B_{18} \left(-\frac{E}{4}\right) = -\frac{E}{4} \tag{1-5}$$

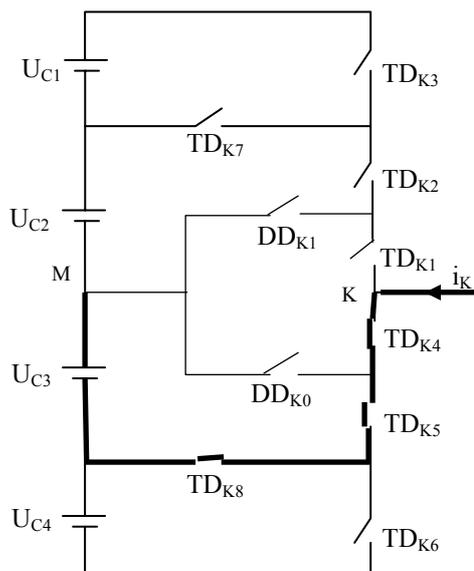


Fig. 1-2-d Configuration E_4 du premier bras de l'onduleur NPC à cinq niveaux

▪ Cinquième configuration E_5 [00011100]

Le cinquième niveau d'un bras de l'onduleur à cinq niveaux est montré par la Figure 1-2-e. La valeur de la tension correspondante V_{AM} est donnée par l'équation (1-6) :

$$V_{AM} = -B_{16} \frac{E}{4} - B_{14} B_{15} \frac{E}{4} = -\frac{E}{2} \tag{1-6}$$

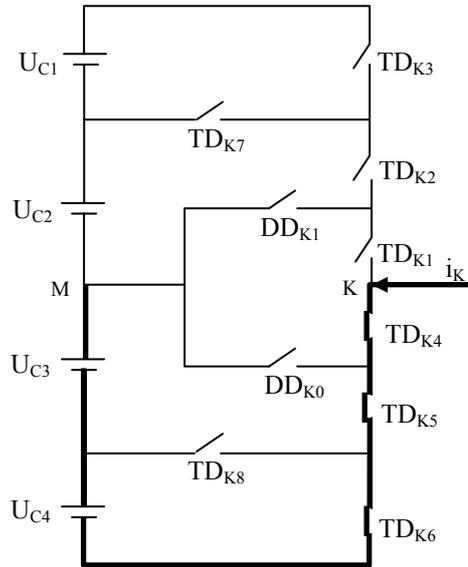


Fig. 1-2-e Configuration E_5 du premier bras de l'onduleur NPC à cinq niveaux

Le tableau 1-1 résume les différentes grandeurs électriques caractérisant chacune de ces configurations.

Tableau 1-1: Grandeurs électriques pour chacune des configurations d'un bras K de l'onduleur cinq niveaux.

Configuration	Grandeurs électriques
E_1	$V_{AM} = U_{C1} + U_{C2} = E/2$
E_2	$V_{AM} = U_{C1} = E/4$
E_3	$V_{AM} = 0$
E_4	$V_{AM} = -U_{C3} = -E/4$
E_5	$V_{AM} = -U_{C3} - U_{C4} = -E/2$

1-2-2-3 Modèle de connaissance de l'onduleur à cinq niveaux en vue de la commande

A. Fonction de connexion

Les commutations établies par les interrupteurs, supposés idéaux, sont décrites par une fonction de connexion. Cette dernière décrit leurs états ouvert ou fermé. Chaque interrupteur introduit une fonction de connexion F_{ks} , tel que :

$$F_{ks} = \begin{cases} 1 & \text{si } TD_{ks} \text{ est fermé} \\ 0 & \text{si } TD_{ks} \text{ est ouvert} \end{cases} \quad 1-7$$

En utilisant la commande complémentaire (1-1), les fonctions de connexion des interrupteurs du bras k sont liées par les relations suivantes:

$$\begin{cases} F_{k1} = 1 - F_{k5} \\ F_{k2} = 1 - F_{k4} \\ F_{k3} = 1 - F_{k6} \\ F_{k7} = F_{k1} F_{k2} \overline{F_{k3}} \\ F_{k8} = F_{k4} F_{k5} \overline{F_{k6}} \end{cases} \quad 1-8$$

B. Mise en équation

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

$$\begin{cases} V_{AM} = F_{11} F_{12} \overline{F_{13}} U_{C1} + F_{11} F_{12} F_{13} (U_{C1} + U_{C2}) - F_{14} F_{15} \overline{F_{16}} U_{C3} - F_{14} F_{15} F_{16} (U_{C3} + U_{C4}) \\ V_{BM} = F_{21} F_{22} \overline{F_{23}} U_{C1} + F_{21} F_{22} F_{23} (U_{C1} + U_{C2}) - F_{24} F_{25} \overline{F_{26}} U_{C3} - F_{24} F_{25} F_{26} (U_{C3} + U_{C4}) \\ V_{CM} = F_{31} F_{32} \overline{F_{33}} U_{C1} + F_{31} F_{32} F_{33} (U_{C1} + U_{C2}) - F_{34} F_{35} F_{36} U_{C4} - F_{34} F_{35} \overline{F_{36}} (U_{C3} + U_{C4}) \end{cases} \quad 1-9$$

Afin de simplifier les équations du modèle du convertisseur multiniveaux, nous définissons la fonction de connexion du demi-bras [Ber-95]-[Chi-99]. Elle est notée F_{km}^b où k désigne le numéro du bras et m le demi-bras ($m = 1$ pour le demi-bras du haut, et $m = 0$ pour le demi-bras du bas). Pour le bras k , les fonctions de connexion des demi-bras s'expriment au moyen des fonctions de connexion des interrupteurs comme suit :

$$\begin{cases} F_{k1}^b = F_{k1} \cdot F_{k2} \cdot F_{k3} \\ F_{k0}^b = F_{k4} \cdot F_{k5} \cdot F_{k6} \end{cases} \quad 1-10$$

En introduisant ces fonctions de connexion des demi-bras dans le système des équations (1-9), ces dernières sont réduites au système suivant :

$$\begin{cases} V_{AM} = F_{17} U_{C1} + F_{11}^b (U_{C1} + U_{C2}) - F_{18} U_{C3} - F_{10}^b (U_{C3} + U_{C4}) \\ V_{BM} = F_{27} U_{C1} + F_{21}^b (U_{C1} + U_{C2}) - F_{28} U_{C3} - F_{20}^b (U_{C3} + U_{C4}) \\ V_{CM} = F_{37} U_{C1} + F_{31}^b (U_{C1} + U_{C2}) - F_{38} U_{C3} - F_{30}^b (U_{C3} + U_{C4}) \end{cases} \quad 1-11$$

Le système (1-11) montre qu'un onduleur à cinq niveaux est une mise en série de quatre onduleurs à deux niveaux ou deux onduleurs à trois niveaux [Bou-01]-[Chi-99]. Dans le cas où les sources de tensions continue sont constantes ($U_{c1} = U_{c2} = U_{c3} = U_{c4} = E/4$), le système (1-11) se réduit à celui :

$$\begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{17} + 2F_{11}^b - F_{18} - 2F_{10}^b \\ F_{27} + 2F_{21}^b - F_{28} - 2F_{20}^b \\ F_{37} + 2F_{31}^b - F_{38} - 2F_{30}^b \end{bmatrix} \frac{E}{4} \quad 1-12$$

En utilisant les lois de Kirchhoff, les tensions simples aux bornes de la charge triphasée alimentée par l'onduleur de tension à cinq niveaux sont données par les équations suivantes :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{AM} - V_{NM} \\ V_{BM} - V_{NM} \\ V_{CM} - V_{NM} \end{bmatrix} \quad 1-13$$

Avec, V_{NM} étant la tension entre le point milieu de l'alimentation continue de l'onduleur et le point neutre de la charge. Elle est donnée comme suit :

$$V_{NM} = \frac{1}{3}(V_{AM} + V_{BM} + V_{CM}) \quad 1-14$$

A partir des relations (1-13), (1-14) et (1-15), nous obtenons le système matriciel donnant l'expression des tensions simples aux bornes de la charge en fonction des fonctions de connexions des demi-bras.

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{17} + 2F_{11}^b - F_{18} - 2F_{10}^b \\ F_{27} + 2F_{21}^b - F_{28} - 2F_{20}^b \\ F_{37} + 2F_{31}^b - F_{38} - 2F_{30}^b \end{bmatrix} \frac{E}{4} \quad 1-16$$

Ainsi, les courants d'entrée de l'onduleur s'expriment en fonction des courants de la charge i_A, i_B et i_C au moyen des fonctions de connexion des demi-bras par les relations suivantes:

$$\begin{cases} i_{d1} = F_{17}i_A + F_{27}i_B + F_{37}i_C \\ i_{d2} = F_{11}^b i_A + F_{21}^b i_B + F_{31}^b i_C \\ i_{d3} = F_{18}i_A + F_{28}i_B + F_{38}i_C \\ i_{d4} = F_{10}^b i_A + F_{20}^b i_B + F_{30}^b i_C \end{cases} \quad 1-17$$

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

$$i_{d0} = (i_A + i_B + i_C) - (i_{d1} + i_{d2} + i_{d3} + i_{d4}) \quad 1-18$$

1-2-2-4 Modèle au sens des valeurs moyennes de l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC

Le modèle de connaissance global représenté précédemment par les équations (1-16), (1-17) et (1-18) est bien adapté à la simulation, et donc à la validation des stratégies de commandes. Pour l'adapter à la commande de l'onduleur en utilisant un calculateur numérique, nous définissons un modèle de commande au sens de valeurs moyennes. Pour cela, on définit la notion de fonction génératrice de connexion comme suit :

$$F_{kg} = \frac{1}{T_e} \int_{kT_e}^{(k+1)T_e} F_{ks}(\tau) d\tau \quad 1-19$$

L'utilisation de ces fonctions génératrices permet d'obtenir un modèle continu de l'onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC [Chi-99]-[Bou-01].

1-2-3 Les stratégies de commandes de l'onduleur à cinq niveaux

Les onduleurs de tension constituent une fonction incontournable de l'électronique de puissance. Ils sont présents dans le domaine des variations de vitesse des machines à courant alternatif. La forte évolution de cette fonction s'est appuyée, d'une part, sur le développement de composants à semi-conducteurs de puissance entièrement commandables, puissants, robustes et rapides, d'autre part, sur l'utilisation des stratégies de commande très performantes.

L'objectif principal de ces stratégies, appliquées aux onduleurs, est de fournir des tensions alternatives d'amplitude et de fréquence réglables, en éliminant ou en repoussant le plus loin possible les composantes harmoniques parasites résultant du découpage.

La commande par modulation de largeur d'impulsions (MLI) obéit à cette règle. En effet, le principe de cette stratégie consiste à adopter une fréquence de commutation supérieure à la fréquence des grandeurs de sortie et à former chaque alternance d'une tension de sortie d'une succession de créneaux de largeurs convenables. La multiplication du nombre des impulsions formant chacune des alternances d'une tension de sortie offre la possibilité de moduler la forme de cette dernière de manière à satisfaire un critère déterminé.

Pour les onduleurs de tension alimentant des charges alternatives, le critère à considérer est l'obtention d'une forme d'onde approximant aux mieux la sinusoïde. Pour cela, la solution la plus largement employée consiste à utiliser les intersections d'une onde de référence ou modulante, généralement sinusoïdale, avec une onde de modulation ou porteuse, généralement triangulaire, d'où son appellation triangulo-sinusoïdale [Frac-92]-[Seg-98]-[She-96].

Pour certaines applications, les instants de commandes sont calculés préalablement et introduits sous formes de table dans une mémoire morte ; la lecture de celle-ci par un calculateur (suivant un algorithme) assure la génération des signaux de commande des interrupteurs d'où le nom de la modulation calculée.

Ces deux types de commandes ont déjà été réalisés pour les onduleurs à deux niveaux [Seg-98]-[Aur-07], pour les onduleurs à trois niveaux [Ber-95] et pour les onduleurs à cinq niveaux [Chi-99]-[Bou-01]. La commande de ces derniers convertisseurs par la stratégie triangulo-sinusoïdale donne la possibilité d'utiliser une, deux ou quatre porteuses [Dai-05]-[Chi-99].

Les résultats de simulations dans [Chi-99] ont montré que l'amélioration du taux de distorsion de l'onduleur à cinq niveaux est obtenue en remplaçant la MLI à une ou deux porteuses par la MLI à quatre porteuses.

A cet effet, nous proposons, dans ce travail, de présenter deux stratégies de commande appliquées à l'onduleur de tension à cinq niveaux à savoir : La triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses et la modulation calculée. Afin de montrer les performances de ces stratégies, une étude analytique des harmoniques est réalisée.

1-2-3-1 La triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses bipolaires

Le principe de cette stratégie de commande découle de la propriété qu'un onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC est la mise en série de quatre onduleurs de tension à deux niveaux [Chi-99].

Cette stratégie consiste à générer les ordres de commandes des différents interrupteurs par la comparaison de trois signaux sinusoïdales de référence $V_{refk}(t)$ de fréquence f et d'amplitude V_m , avec quatre porteuses triangulaires de fréquence f_p et d'amplitude U_{pm} . Ces porteuses sont identiques et sont décalées entre elles d'un quart de période ($T_p/4$). Ce déphasage régulier des porteuses, les unes par rapport aux autres, est utile pour deux raisons. D'une part, il permet d'obtenir les cinq niveaux de tension et d'autre part, de multiplier la fréquence apparente de découpage de la tension de sortie [Rio-95]- [Chi-99]-[Bou-01].

Cette stratégie de commande est caractérisée par deux grandeurs de réglage à savoir :

✚ le taux de réglage $r = \frac{V_m}{U_{pm}}$.

✚ L'indice de modulation $m = \frac{f_p}{f}$.

Les tensions de référence permettant de générer un système de tension triphasé équilibré sont données par système suivant :

$$V_{ref}[k] = r.U_{pm} \sin(\omega t - (k-1).2\pi/3) \quad k=1,2 \text{ et } 3 \quad 1-20$$

La Figure (1-4) illustre allure du système de tension de référence triphasée et les quatre porteuses bipolaires pour $m=2$ et $r=0,8$.

L'algorithme de commande de cette stratégie, pour un bras k de l'onduleur de tension à cinq niveaux, se résume dans les étapes suivantes :

1^{ère} étape: Détermination des tensions intermédiaires: $(V_{K1}, V_{K2}, V_{K3}, V_{K4})$

$$\begin{cases} V_{refK} \geq U_{p4} \Rightarrow V_{K1} = 2U_c \\ V_{refK} < U_{p4} \Rightarrow V_{K1} = U_c \end{cases} \quad \begin{cases} V_{refK} \geq U_{p3} \Rightarrow V_{K2} = U_c \\ V_{refK} < U_{p3} \Rightarrow V_{K2} = 0 \end{cases}$$

$$\begin{cases} V_{refK} \geq U_{p2} \Rightarrow V_{K3} = 0 \\ V_{refK} < U_{p2} \Rightarrow V_{K3} = -U_c \end{cases} \quad \begin{cases} V_{refK} \geq U_{p1} \Rightarrow V_{K4} = -U_c \\ V_{refK} < U_{p1} \Rightarrow V_{K4} = -2U_c \end{cases}$$

1-21

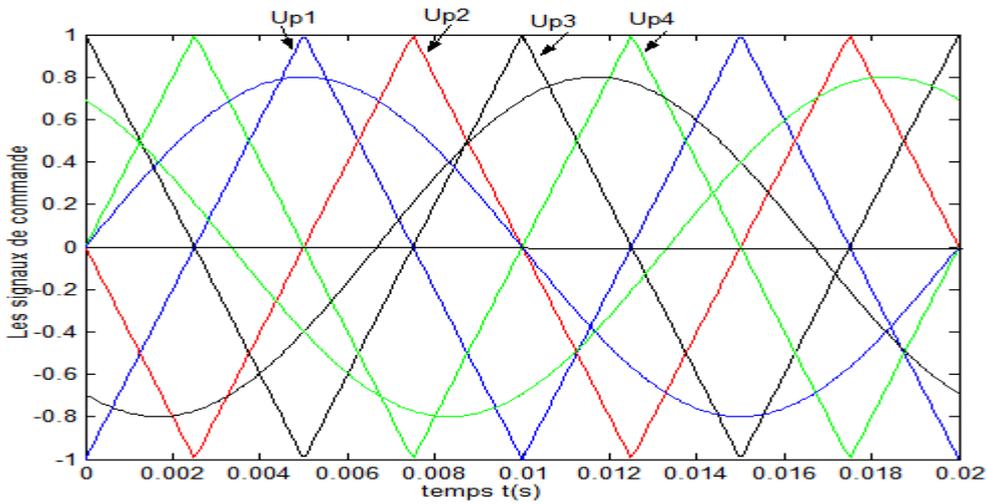


Fig. 1-4 Signaux de commande de la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses bipolaires

2^{ème} étape:

✚ Détermination du signal V_{KM} :

$$V_{kM} = V_{k1} + V_{k2} + V_{k3} + V_{k4} \quad 1-22$$

✚ les ordres de commande B_{K3} des interrupteurs :

$$\begin{aligned} V_{kM} = 2U_c &\Rightarrow B_{k1} = B_{k2} = B_{k3} = 1 \\ V_{kM} = U_c &\Rightarrow B_{k1} = B_{k2} = 1, B_{k3} = 0 \\ V_{kM} = 0 &\Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 0, B_{k3} = 0 \\ V_{kM} = -U_c &\Rightarrow B_{k1} = B_{k2} = 0, B_{k3} = 1 \\ V_{kM} = -2U_c &\Rightarrow B_{k1} = B_{k2} = B_{k3} = 0 \end{aligned} \quad 1-23$$

Les figures (1-5), (1-6) et (1-7) représentent les formes d'ondes de la tension de sortie V_A de l'onduleur triphasé à cinq niveaux et son spectre d'harmonique pour un taux de réglage $r = 0.8$ et des indices de modulation $m = 6, 15$ et 30 .

Nous constatons que, quelle que soit la valeur de l'indice de modulation m (pair ou impair), les tensions simples délivrées par l'onduleur de tension à cinq niveaux présentent une symétrie par rapport au quart de la période et à la demi-période. Donc seuls les harmoniques impairs existent rangés en familles centrées autour des fréquences multiples de $4.m.f$. Les harmoniques les plus importants du point de vue amplitude sont de rangs $(4.m-1)$ et $(4.m+1)$.

La caractéristique de réglage et le taux d'harmonique de cette stratégie de commande sont présentés sur la Figure 1-8 pour un indice de modulation $m = 30$. Nous notons que, la caractéristique de réglage est linéaire jusqu'à $r = 1$. Le taux d'harmoniques diminue lorsque r augmente et atteint la valeur 23% pour $r = 0.8$.

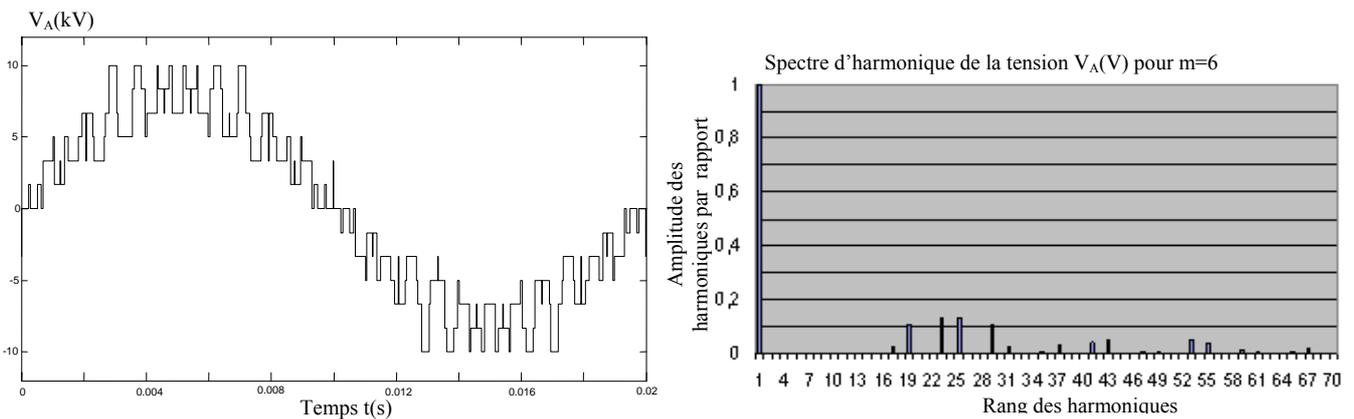


Fig. 1-5 Tension simple V_A et son spectre d'harmonique pour ($m = 6, r = 0.8$)

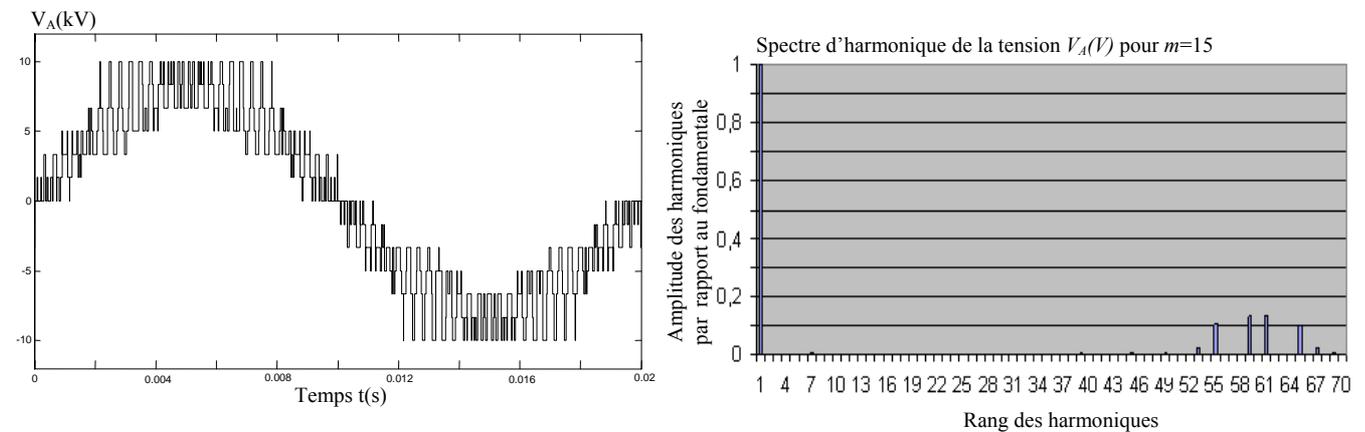


Fig. 1-6 Tension simple V_A et son spectre d'harmonique pour ($m = 15, r = 0.8$).

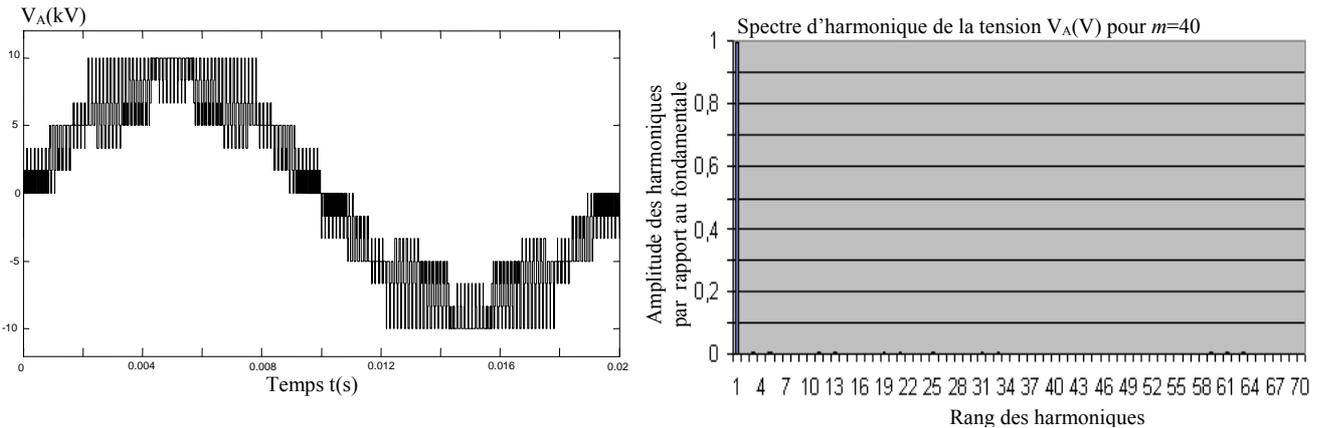


Fig. 1-7 Tension simple V_A et son spectre d'harmoniques pour ($m = 30, r = 0.8$).

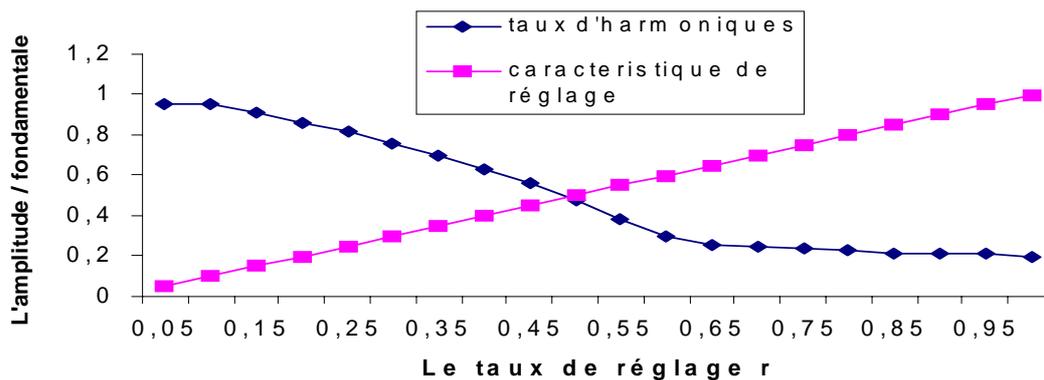


Fig. 1-8 Caractéristique de réglage et le taux d'harmonique en fonction de r pour $m = 30$.

Comme application, ce convertisseur alimente une machine asynchrone de forte puissance ($P_u=20\text{MW}$ voir annexe 1). Cette machine est contrôlée par la commande vectorielle à flux orienté (Voir annexe 2).

Les Figures (1-9-*) donnent les performances de l'asservissement de vitesse de la machine asynchrone alimentée par l'onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC. Le couple électromagnétique Γ oscille autour de sa valeur moyenne avec une fréquence égale à six fois la fréquence de sortie du convertisseur. Les ondulations du couple, dû aux harmoniques d'ordre élevés, sont atténuées relativement à ceux obtenus dans le cas d'un onduleur à deux niveaux [Seg-98]-[Ber-95]. La forme du courant de ligne absorbé par la machine i_A épouse une forme sinusoïdale (Fig.1-10).

La figure 1-11 montre les variations des courants d'entrée de l'onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC. Ces courants présentent une fréquence d'oscillation égale à trois fois la fréquence de sortie de l'onduleur. Les courants (i_{d1} , i_{d2}) et (i_{d3} , i_{d4}) sont respectivement en opposition de phase cependant le courant i_{d0} possède une valeur moyenne nulle.

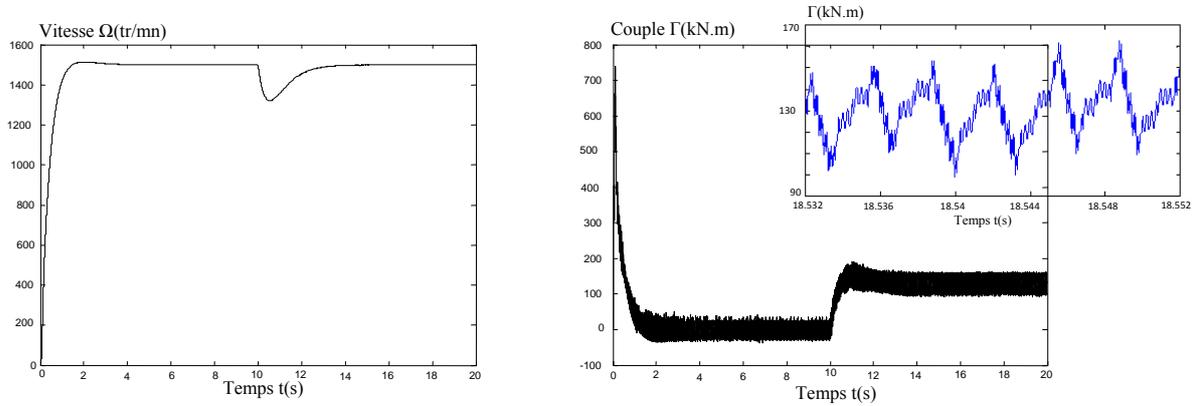


Fig. 1-9-a Grandeurs mécaniques de l'asservissement de vitesse de la machine asynchrone alimentée par l'onduleur de tension à cinq niveaux.

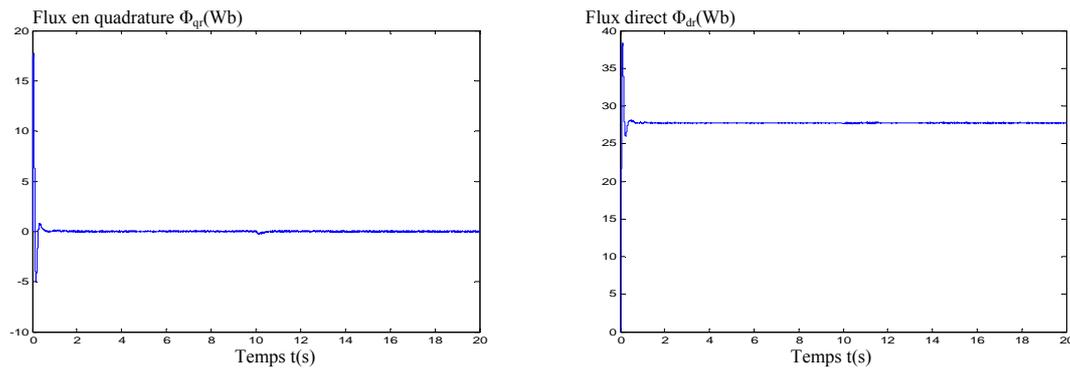


Fig. 1-9-b Composantes en quadrature et direct du flux magnétique rotorique de la machine asynchrone alimentée par l'onduleur à cinq niveaux

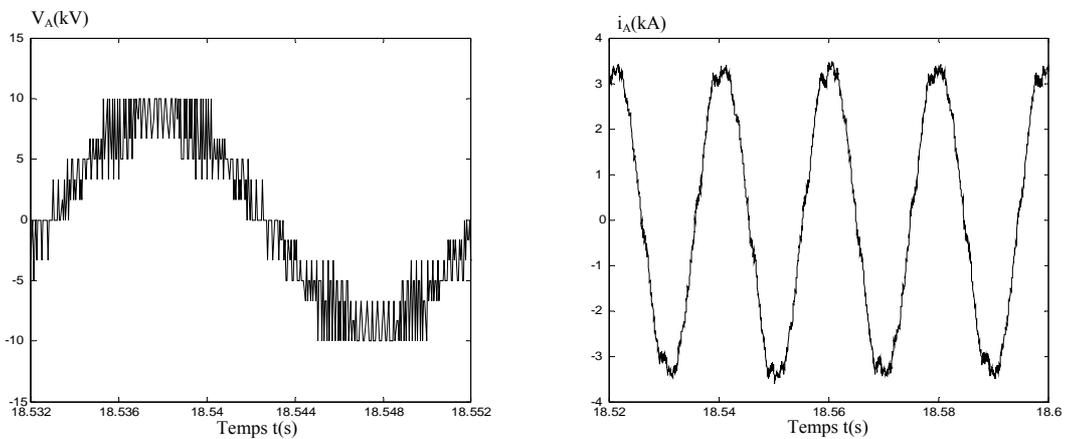


Fig. 1-10 Tension de phase et courant de ligne de la machine asynchrone alimentée par l'onduleur à cinq niveaux

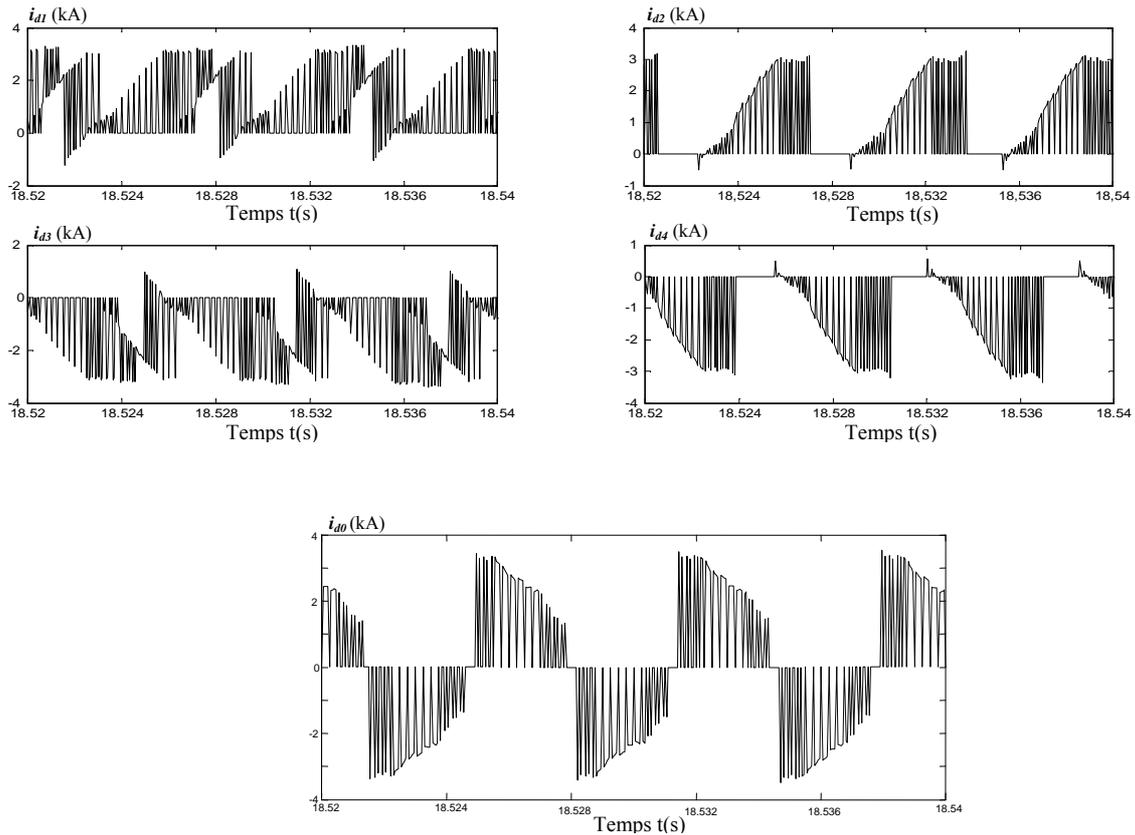


Fig. 1-11 Courants d'entrée de l'onduleur de tension à cinq niveaux commandé par la MLI triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses triangulaires.

1-2-3-2 Modulation calculée

Dans cette section, nous présentons l'algorithme de commande de la modulation calculée type 1 de l'onduleur à cinq niveaux, utilisant les fonctions génératrices et le modèle de commande de ce convertisseurs [Chi-99]. L'organigramme général de cette stratégie de commande est illustré sur la figure 1-12.

Comme pour la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses triangulaires, cette stratégie de commande est caractérisée par deux grandeurs de réglage :

- Le taux de réglage r définit par : $r = V_m / \frac{E}{4}$
- L'indice de modulation $m = f_h / f$ ($f_h = 1/T_h$ est la fréquence de hachage.)

L'algorithme de la modulation calculée type 1 peut se résumer dans les étapes suivantes :

- **Etape N°1** : Calcul des fonctions génératrices simple $n_g[k]$

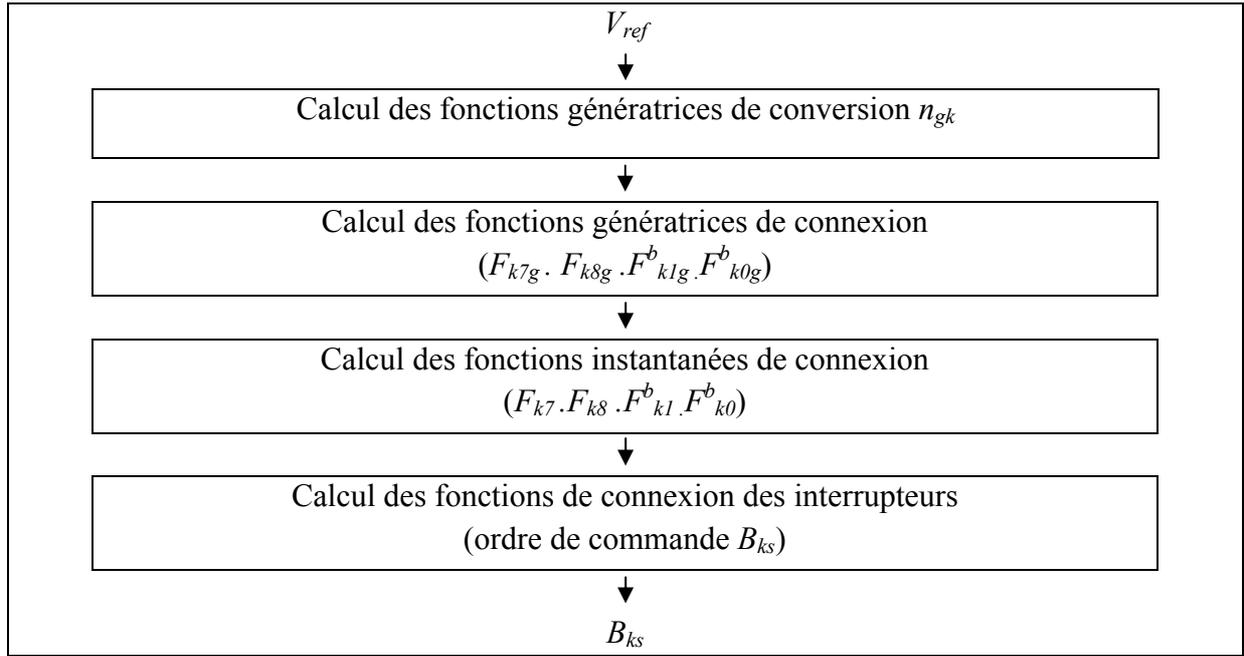


Fig. 1-12 Organigramme d'une modulation calculée.

Le modèle au sens de valeur moyenne d'un bras de l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC est donné par l'équation suivante :

$$\langle V_{kM} \rangle = \left[(F_{k7g} + 2F_{k1g}^b) - (F_{k8g} + 2F_{k0g}^b) \right] \frac{E}{4} = V_{ref}[k] \quad 1-24$$

On pose :

$$\begin{cases} n_{g1k} = (F_{k7g} + 2F_{k1g}^b) \\ n_{g2k} = (F_{k8g} + 2F_{k0g}^b) \end{cases}$$

On trouve:

$$n_g[k] = \frac{V_{ref}[k]}{(E/4)} \quad 1-25$$

Où $V_{ref}[k]$ est le vecteur des tensions de référence défini comme suit :

$$V_{ref}[k] = V_m \sin(\omega t - (k-1).2\pi/3) \quad k = 1, 2 \text{ et } 3 \quad 1-26$$

- **Etape N°2** : Calcul des fonctions génératrices de référence intermédiaire:

$$\begin{cases} 0 < |n_g[k]| < 1 \Rightarrow \begin{cases} n_{gref1}[k] = n_g[k] \\ n_{gref2}[k] = 0 \end{cases} \\ 1 < |n_g[k]| < 2 \Rightarrow \begin{cases} n_{gref1}[k] = 0 \\ n_{gref2}[k] = n_g[k] - \text{sign}(n_g[k]) \end{cases} \end{cases} \quad 1-27$$

Remarque: La fonction génératrice n_{gref1} sera modulée pour avoir les niveaux de tensions $(0, \pm U_c)$, alors que le hachage de n_{gref2} donne $(\pm U_c, \pm 2U_c)$.

- **Etape N°3 :** Calcul des instants de commutation t_{ki} :

$$\begin{cases} t_{k1} = \frac{T_h}{2} |n_{gref1}[k]| \\ t_{k2} = \frac{T_h}{2} (2 - |n_{gref1}[k]|) \end{cases} \quad \begin{cases} t_{k3} = \frac{T_h}{2} |n_{gref2}[k]| \\ t_{k4} = \frac{T_h}{2} (2 - |n_{gref2}[k]|) \end{cases} \quad 1-28$$

- **Etape N°4 :** Calcul des fonctions de connexions instantanées:

Le passage des fonctions génératrices de connexion à leurs fonctions instantanées est effectué par la détermination des variables intermédiaires a_k et b_k comme suit :

$$\begin{cases} (t_{k1} \leq t \leq t_{k2}) \Rightarrow a_k = 1 \\ (0 < t < t_{k1}) \text{ or } (t_{k2} < t < T_h) \Rightarrow a_k = 0 \end{cases} \quad \begin{cases} (t_{k3} \leq t \leq t_{k4}) \Rightarrow b_k = 1 \\ (0 < t < t_{k3}) \text{ or } (t_{k4} < t < T_h) \Rightarrow b_k = 0 \end{cases} \quad 1-29$$

Pour déterminer les fonctions de connexion instantanées définissant les différents états de fonctionnement de l'onduleur de tension à cinq niveaux, nous commençons par calculer les fonctions de connexions des demi bras à savoir F_{k7} , F_{k8} , F_{k1}^b et F_{k0}^b . Le calcul des fonctions f_{k7} et f_{k8} s'effectue selon les tests suivants :

$$\begin{cases} n_{gref1}[k] > 0 \Rightarrow (F_{k7} = a_k) \& (F_{k8} = 0) \\ n_{gref1}[k] < 0 \Rightarrow (F_{k7} = 0) \& (F_{k8} = a_k) \end{cases} \quad 1-30$$

Alors que les fonctions f_{k1}^b et f_{k0}^b sont déterminées comme suit :

$$\begin{cases} n_{gref2}[k] > 0 \Rightarrow (F_{k1}^b = b_k) \& (F_{k0}^b = 0) \\ n_{gref2}[k] < 0 \Rightarrow (F_{k1}^b = 0) \& (F_{k0}^b = b_k) \end{cases} \quad 1-31$$

Les fonctions de connexions instantanées sont :

$$\begin{aligned}
 [(F_{k1}^b = 1) \& (F_{k0}^b = 1)] &\Rightarrow F_{k1} = 1; F_{k2} = 0; F_{k3} = 0; \\
 [(F_{k1}^b = 1) \& (F_{k0}^b = 0)] &\Rightarrow F_{k1} = 1; F_{k2} = 1; F_{k3} = 1; \\
 [(F_{k1}^b = 0) \& (F_{k0}^b = 1)] &\Rightarrow F_{k1} = 0; F_{k2} = 0; F_{k3} = 0; \\
 [(F_{k7} = 1)] &\Rightarrow F_{k1} = 1; F_{k2} = 1; F_{k3} = 0; \\
 [(F_{k8} = 1)] &\Rightarrow F_{k1} = 0; F_{k2} = 0; F_{k3} = 1
 \end{aligned}
 \tag{1-32}$$

▪ **Etape N° 5** : Détermination des ordres de commandes des semi-conducteurs :

$$\begin{cases} F_{ks} = 1 \Leftrightarrow B_{ks} = 1 \\ F_{ks} = 0 \Leftrightarrow B_{ks} = 0 \end{cases}
 \tag{1-33}$$

Les figures 1-13, 1-14 et 1-15 représentent la forme de la tension de sortie V_A de l'onduleur triphasé à cinq niveaux et son spectre d'harmonique pour $r = 0.8$ et $m = 6, 15$ et 30 .

Nous constatons que :

- ✚ Pour une valeur de m pair, nous avons une symétrie par rapport à $\pi/2$ et π , donc seul les harmoniques impairs existent, par ailleurs pour m impair, nous n'avons aucune symétrie et donc en plus des harmoniques impairs, des harmoniques pairs existent.
- ✚ Les harmoniques d'amplitude importante se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de mf .
- ✚ L'augmentation de l'indice de modulation m permet de repousser les harmoniques vers des fréquences élevées.

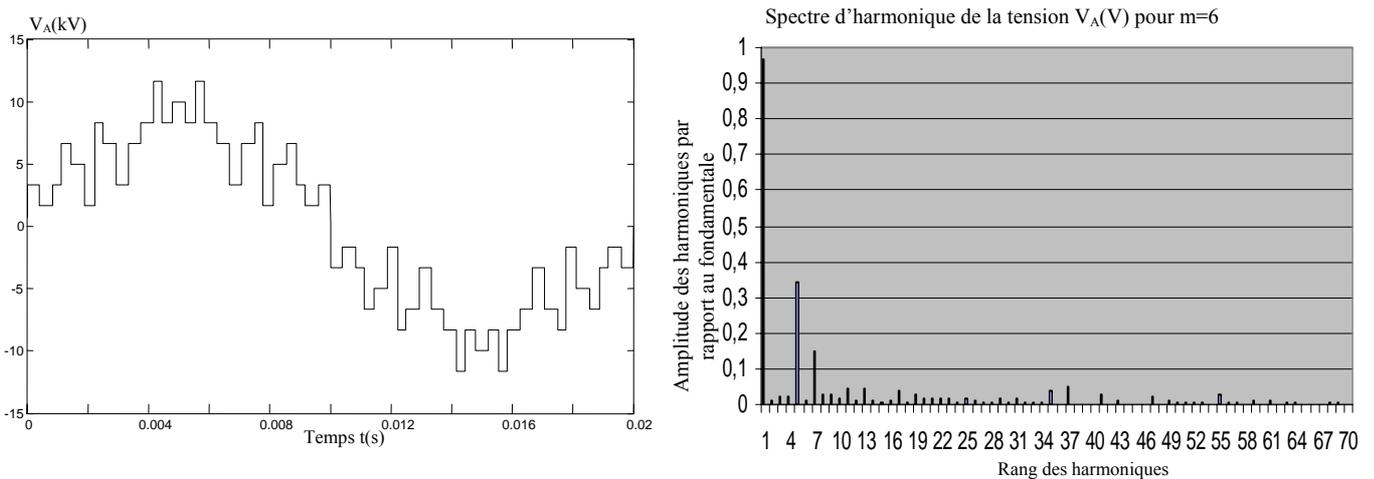


Fig. 1-13 Forme de la tension simple V_A et son spectre pour ($m = 6, r = 0.8$).

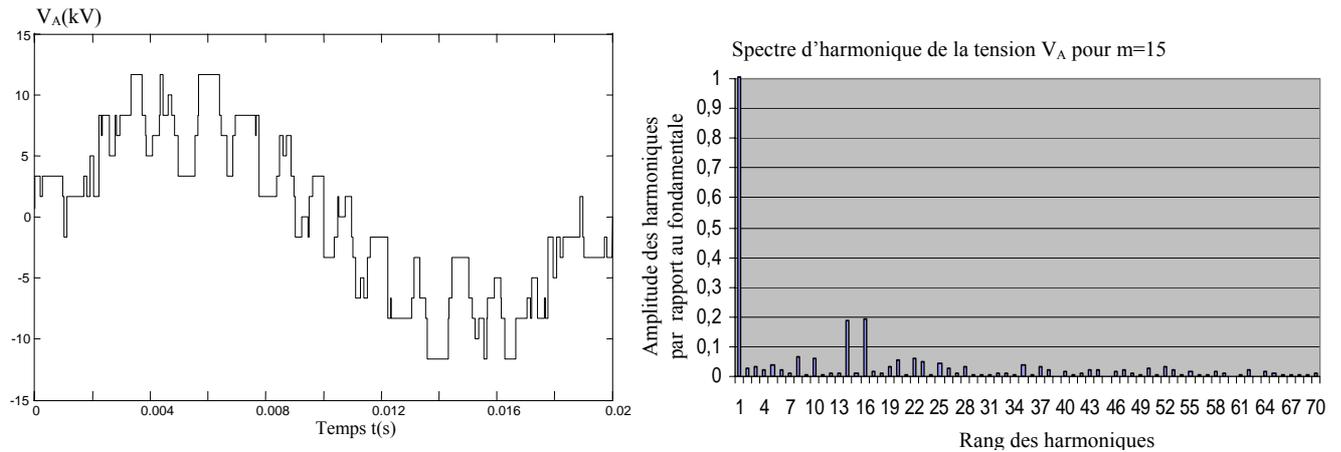


Fig. 1-14 Forme de la tension simple V_A et son spectre pour ($m = 15, r = 0.8$)

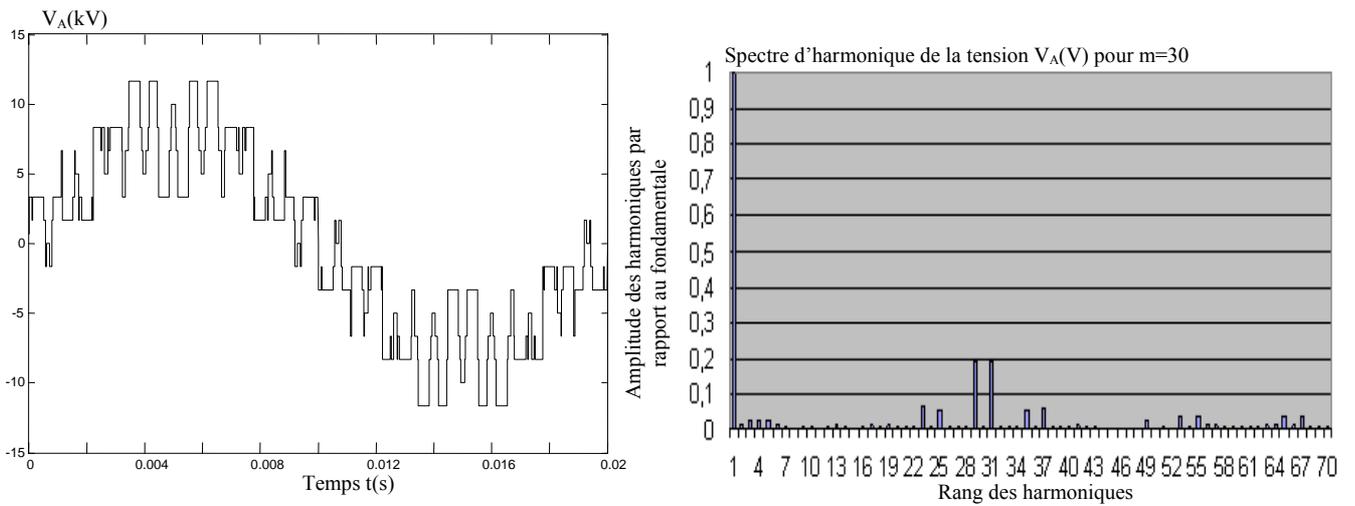


Fig. 1-15 Forme de la tension simple V_A et son spectre pour ($m = 30, r = 0.8$).

La caractéristique de réglage et le taux d'harmoniques de la modulation calculée sont présentés par la figure (1-16) pour $m = 30$. Comme il est montré sur cette figure la caractéristique de réglage est linéaire jusqu'à $r = 1$ alors que le taux d'harmoniques diminue lorsque r augmente et atteint la valeur 30% pour $r = 0.8$.

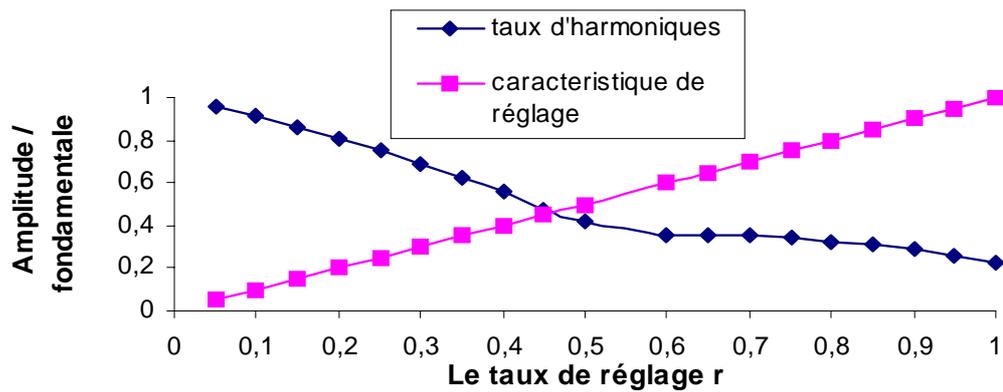


Fig. 1–16 Caractéristique de réglage et le taux d’harmonique de la modulation calculée en fonction de r pour $m = 30$.

Les performances de l’asservissement de vitesse de la machine asynchrone sont illustrées sur les Figures 1-17 et 1-18. Nous notons que le couple présente de fortes ondulations (Figure 1-18). Ceci est dû au fait cette stratégie de commande utilise une seule porteuse [Chi-99]-[Bou-01]. Le courant de ligne, absorbé par la machine asynchrone, épouse une forme pratiquement sinusoïdale (Figure – 17).

Les Figures (1–19-*) montrent les variations des courant d’entrée de l’onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC. Ces derniers présentent une fréquence d’oscillation de trois fois la fréquence des tensions de sortie de l’onduleur. De même que pour la stratégie triangulo-sinusoïdale, nous notons que les courants (i_{d1} , i_{d2}) et (i_{d3} , i_{d4}) sont, respectivement en opposition de phase (Fig.1-19-a) alors que le courant i_{d0} possède une valeur moyenne nulle (Fig.1-19-b).

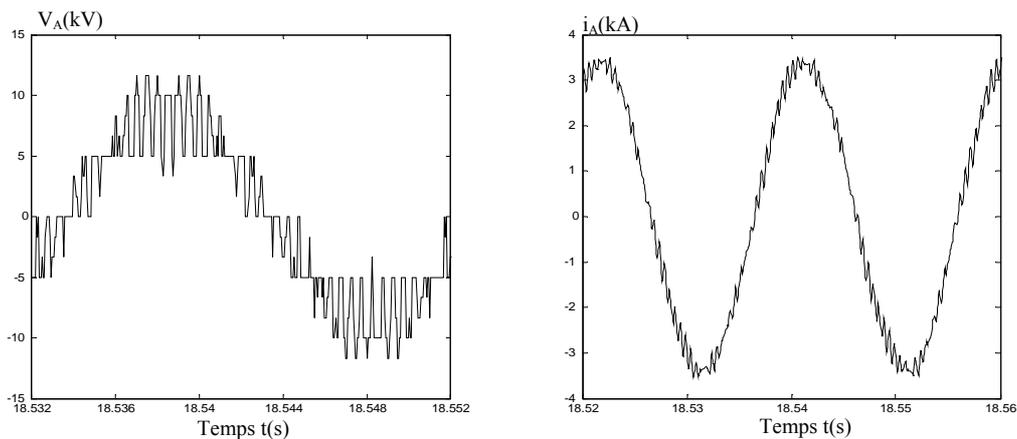


Fig. 1– 17 Grandeurs électriques de la machine alimentée par l’onduleur de tension à cinq niveaux commandé par la modulation calculée.

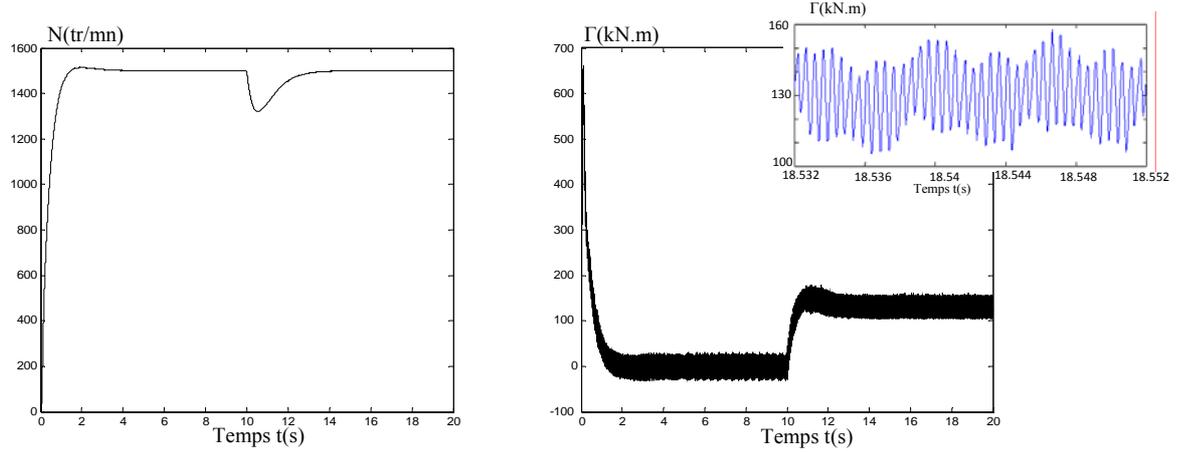


Fig. 1- 18 Grandeurs mécaniques de l’asservissement de vitesse de la machine alimentée par l’onduleur de tension à cinq niveaux.

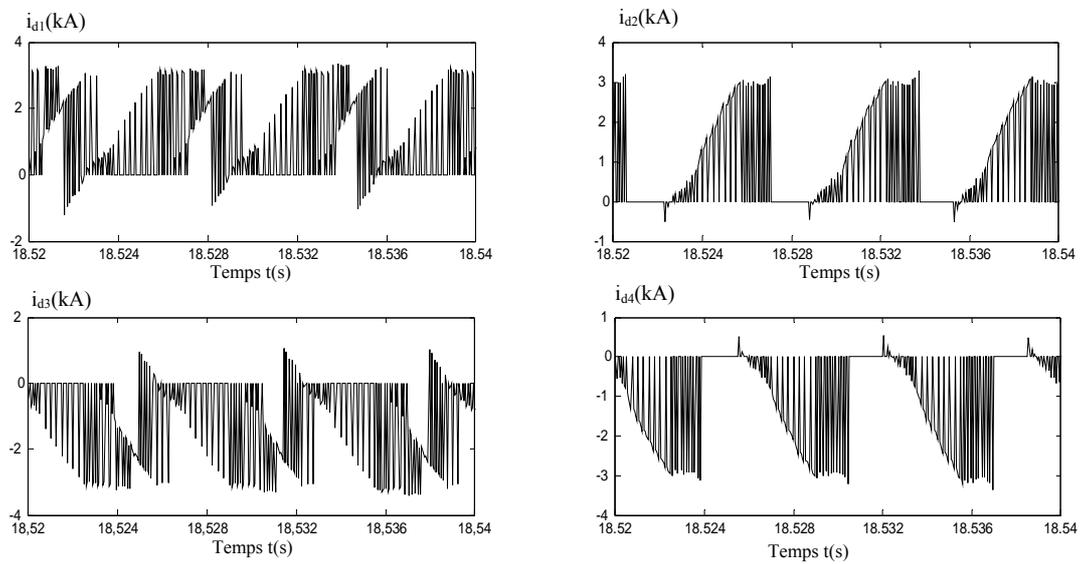


Fig. 1-19-a Courants d’entrée (i_{d1} , i_{d2} , i_{d3} et i_{d4}) de l’onduleur de tension à cinq niveaux commandé par la modulation calculée.

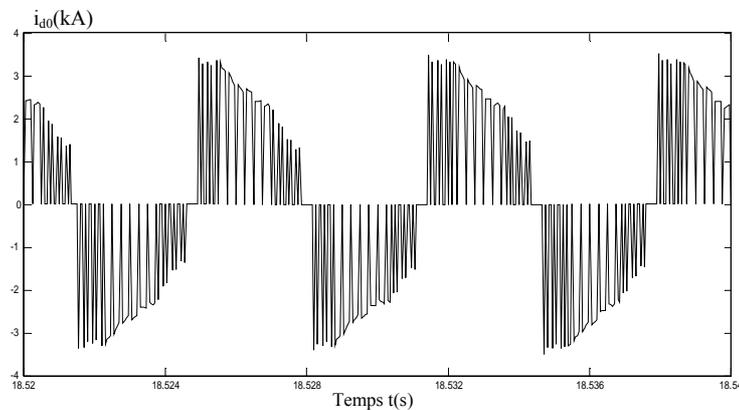


Fig. 1-19-b Courant du point milieu i_{d0} de l’onduleur de tension à cinq niveaux commandé par la modulation calculée.

1-3 Modélisation et commande du redresseur de tension à deux niveaux

Les redresseurs de tension prennent aujourd'hui une place de plus en plus importante sur le marché. Ils sont principalement utilisés comme étages d'entrée des onduleurs à sources de courant dans les entraînements à vitesse variable. Cependant, ces redresseurs injectent, dans le réseau d'alimentation, des harmoniques de courant de basses fréquences et d'amplitudes non négligeables [Seg-98].

Le filtrage passif est bien écarté en raison de son coût élevé et des risques de résonance qu'il entraîne. A cet effet, nous proposons d'utiliser une structure de redresseur de tension triphasé à modulation de largeurs d'impulsion (Fig. 1-20), qui permet, d'obtenir un minimum de distorsions d'harmoniques sur les courants d'entrée tout en assurant une tension redressée réglable [Seg-98]- [Gue-98]-[Hit-94].

1-3-1 Description du redresseur de tension triphasé

La Figure (1-20) présente la structure du redresseur de tension triphasé en vue de son filtre d'entrée.

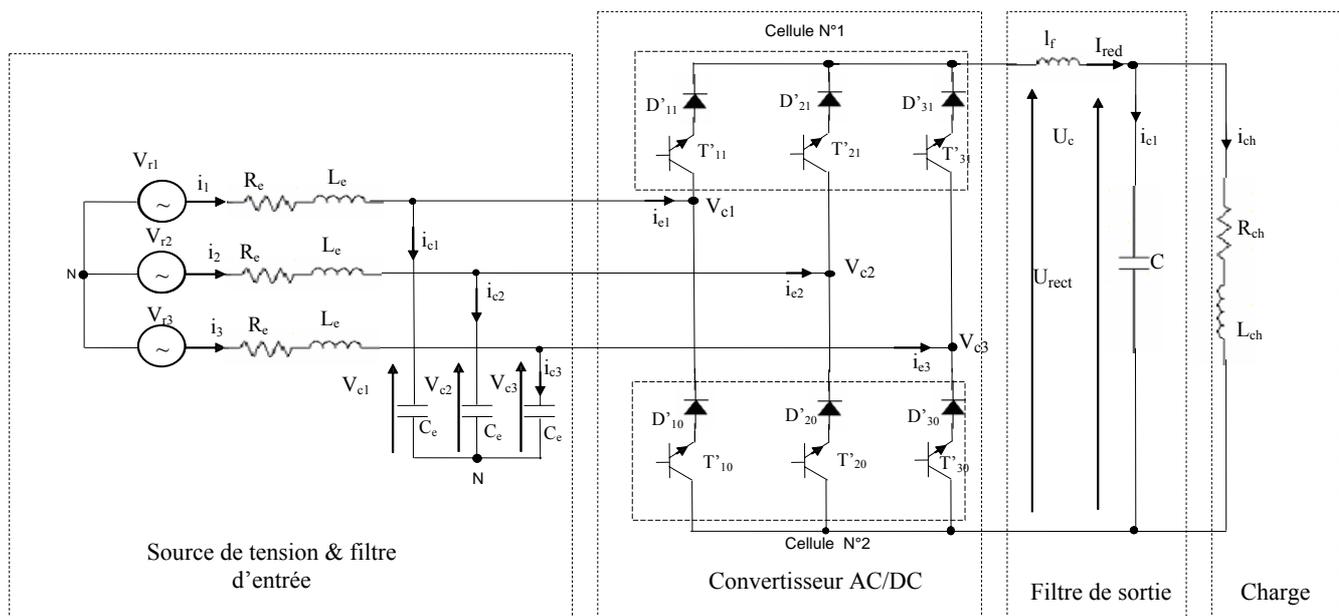


Fig. 1-20 Structure du redresseur de tension triphasé et son alimentation

Nous distinguons quatre blocs :

- Le convertisseur AC / DC est constitué de six interrupteurs à base de semi-conducteurs (diode - IGBT) en série commandables à l'ouverture et à la fermeture.
- Une source triphasée de tensions alternatives de fréquence et d'amplitude fixes assure l'alimentation en énergie électrique.

- Filtre capacitif additif à l'entrée du redresseur.
- Un filtre de sortie (L_f , C), assurant d'une part le lissage du courant redressé et d'autre part l'élimination des harmoniques existants dans la tension redressée.
- Un récepteur composé d'une charge (R_{ch} , L_{ch}) aux bornes de laquelle nous voulons régler la valeur de la tension continue.

1-3-2 Modèle de fonctionnement du redresseur de tension

1-3-2-1 Fonctionnement du redresseur de tension

Le modèle de fonctionnement du redresseur de tension, sans à priori sur sa commande, est élaboré sous les hypothèses suivantes [Gue-98-1] :

- ✚ Chaque pair (IGBT+diodes) est représentée par un interrupteur TD_{ki} idéal.
- ✚ Les tensions aux bornes des condensateurs forment un système équilibré et parfaitement sinusoïdal notée (V_{c1} , V_{c2} et V_{c3}).

L'analyse topologique du convertisseur montre l'existence de deux cellules de commutation tripôles [Gue-98-1]-[Hau-95]. Chaque cellule est formée de trois interrupteurs dont un seul doit être fermé à un instant donné afin d'éviter l'ouverture du circuit de la charge (source de courant), et de court-circuiter la source de tension.

La symétrie du redresseur triphasé en pont permet sa modélisation, sans à priori sur sa commande, par demi-pont ou par cellule. La topologie de chaque cellule du redresseur de tension présente trois configurations possibles et physiquement réalisables (Figure 1-21) [Gue-98-1]. Le tableau 1-2 donne les grandeurs électriques caractérisant chacune de ces configurations.

Tableau 1.2 Différentes grandeurs électriques des configurations possibles d'une cellule du redresseur de tension

Configuration	La tension redressée	Le courant redressé		
		i_{e1}	i_{e2}	i_{e3}
C_1	V_{c1}	I_{red}	0	0
C_2	V_{c2}	0	I_{red}	0
C_3	V_{c3}	0	0	I_{red}

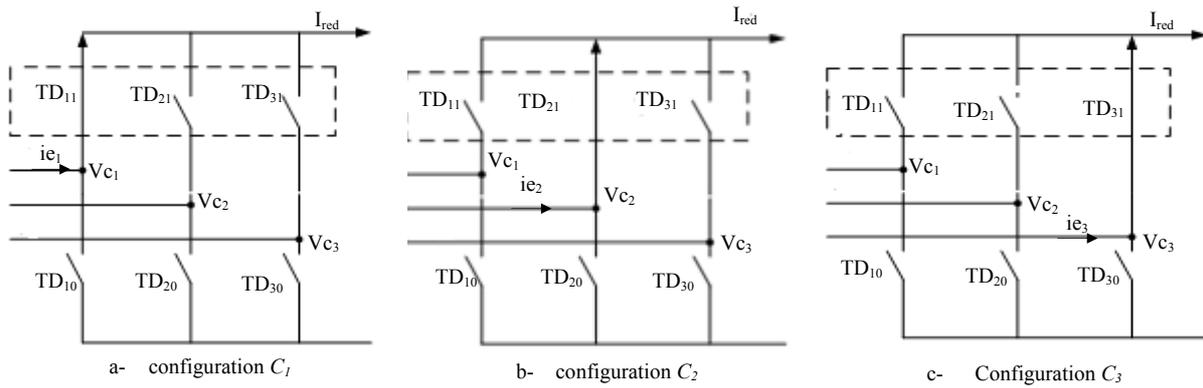


Fig. 1.21 Différentes configurations possibles d'un demi-pont du redresseur de tension

1-3-3 Modèle de connaissance du redresseur de tension triphasé

Les grandeurs électriques étudiées sont décrites par un ensemble de relations mathématiques qui vont relier, dans un domaine d'évolution donné, les différentes variables du redresseur. L'ensemble de ces relations constitue le modèle de connaissance du redresseur et met en relation des variables discrètes à des grandeurs continues. Les variables discrètes représentent la partie de commande du modèle de connaissance cependant les variables continues constituent la partie opérative.

1-3-3-1 Modélisation de la partie commande du redresseur de tension

1-3-3-1-1 Commande complémentaire du redresseur de tension

Pour un fonctionnement continu du redresseur de tension, ce dernier doit être totalement commandable. Pour cela, la commande des trois interrupteurs de la même cellule est complémentaire, c'est-à-dire:

$$B_{1i} + B_{2i} + B_{3i} = 1 \tag{1-36}$$

1-3-3-1-2 Fonction de connexion

Afin de simplifier la modélisation en pont du redresseur, nous associons à chaque interrupteur une fonction logique dite fonction de connexion S_{ki} (avec $i = 1$ désignant le demi bras du haut du redresseur et $i = 0$ indique celui du bas et k désigne l'ordre de phase $k = 1, 2, 3$). Cette fonction décrit son état fermé ou ouvert tel que:

$$\begin{cases} s_{ki} = 1 & \text{Si l'interrupteur } TD_{ki} \text{ est passant} \\ s_{ki} = 0 & \text{Si l'interrupteur } TD_{ki} \text{ est bloqué} \end{cases} \tag{1-37}$$

En utilisant les fonctions de connexions, la commande complémentaire (1-36) devient [Gue-98]:

$$s_{1i} + s_{2i} + s_{3i} = 1 \quad 1-38$$

1-3-3-1-3 Modèle aux valeurs instantanées

L'utilisation des fonctions de connexion, nous permet de déterminer de manière immédiate les expressions instantanées des différentes variables de commande du convertisseur AC/DC [Gue-98-1]-[Gue-98-2]-[Gue-98-3]-[Hau-95]. En effet, les courants d'entrée du redresseur de tension ainsi que la tension redressé sont donnés, en fonction du courant redressé I_{red} et des tensions d'entrées, par le système suivant:

$$\begin{bmatrix} i_{e1} \\ i_{e2} \\ i_{e3} \\ U_{red} \end{bmatrix} = [M(t)] \cdot \begin{bmatrix} I_{red} \\ V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} \quad 1-39$$

Avec $[M(t)]$ étant la matrice de conversion. Elle définit la relation entre les variables d'état $[I_{red}, V_1, V_2, V_3]$ du redresseur, et ses grandeurs d'entrée internes $[i_{e1}, i_{e2}, i_{e3}, U_{red}]$. La matrice de conversion s'exprime à partir des fonctions de connexion comme suit :

$$M(t) = \begin{pmatrix} s_{11} - s_{10} & 0 & 0 & 0 \\ s_{21} - s_{20} & 0 & 0 & 0 \\ s_{31} - s_{30} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & s_{11} - s_{10} & s_{21} - s_{20} & s_{31} - s_{30} \end{pmatrix} \quad 1-40$$

1-3-3-2 Modèle de commande du redresseur de tension triphasé à MLI

En vue de la commande du redresseur de tension triphasé par un calculateur numérique, on définit un modèle de commande en utilisant la notion de fonction génératrice [Gue-98-1]- [Gue-98-2]. Cette notion consiste à découper le fonctionnement du redresseur en intervalles de temps réguliers, qui définissent la période de commutation du convertisseur, nous notons cette période T_e . Ces fonctions génératrices sont définies par la relation suivante:

$$s_{ig}(t) = \frac{1}{T} \int_{kT_e}^{(K+1)T_e} s_i(\tau) d\tau \quad 1-41$$

L'application de cette notion à la relation (1-38) conduit à écrire:

$$s_{1ig} + s_{2ig} + s_{3ig} = 1 \quad 1-42$$

De la même manière, nous associons à la matrice de conversion $[M(t)]$, une matrice génératrice de conversion $[M_g(t)]$ telle que:

$$[M_g(t)] = \frac{1}{T} \int_{kT_e}^{(k+1)T_e} M(\tau) d\tau \quad 1-43$$

D'où la matrice génératrice de conversion est donnée par la relation ci-dessous :

$$M_g(t) = \begin{pmatrix} s_{11g} - s_{10g} & 0 & 0 & 0 \\ s_{21g} - s_{20g} & 0 & 0 & 0 \\ s_{31g} - s_{30g} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & s_{11g} - s_{10g} & s_{21g} - s_{20g} & s_{31g} - s_{30g} \end{pmatrix} \quad 1-44$$

La relation de conversion simple devienne alors :

$$\begin{bmatrix} \langle ie1 \rangle \\ \langle ie2 \rangle \\ \langle ie3 \rangle \\ \langle U_{red} \rangle \end{bmatrix} = [M_g(t)] \cdot \begin{bmatrix} I_{red} \\ V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} \quad 1-45$$

1-3-4 Modélisation de la partie opérative

1-3-4-1 Mise en équation du filtre d'entrée du redresseur de tension

Jusqu'à présent, nous avons supposé la source de tension d'entrée parfaite et sinusoïdale. Mais, pour des applications industrielles, le caractère inductif de la source de tension du générateur réseau nécessite l'addition d'un filtre capacitif à l'entrée du redresseur de tension triphasé (Fig. 1-20).

Vue que l'impédance du réseau est faible et difficile à prédéterminer, il est donc nécessaire d'ajouter un filtre d'entrée constitué d'une inductance L_e en série avec une résistance R_e de valeur plus importante [Seg-98].

En pratique les trois condensateurs sont couplés en triangle. Afin de simplifier la modélisation de ce filtre, nous avons remplacé ces derniers par trois condensateurs équivalent C_e couplé en étoile [Seg-98]. Le système d'équations (1-46) et (1-47) donne le modèle mathématique du filtre d'entrée dans le repère triphasé [Gue-06]-[Gue-07] :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_1}{dt} \\ \frac{di_2}{dt} \\ \frac{di_3}{dt} \end{bmatrix} = \frac{1}{L_e} \left(\begin{bmatrix} V_{r1} \\ V_{r2} \\ V_{r3} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_e & 0 & 0 \\ 0 & R_e & 0 \\ 0 & 0 & R_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} U_{c1} \\ U_{c2} \\ U_{c3} \end{bmatrix} \right) \quad 1-46$$

$$\begin{bmatrix} \frac{dV_{c1}}{dt} \\ \frac{dV_{c2}}{dt} \\ \frac{dV_{c3}}{dt} \end{bmatrix} = \frac{1}{C_e} \left(\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_{e1} \\ i_{e2} \\ i_{e3} \end{bmatrix} \right) \quad 1-47$$

Les courants d'entrée (i_{e1} , i_{e2} et i_{e3}) sont déterminés par la relation de conversion simple (1-39). En utilisant les équations d'état, les systèmes d'équations (1-46) et (1-47) deviennent :

$$\begin{pmatrix} \dot{x} \end{pmatrix} = [A][X] + [B][U] \quad 1-48$$

Avec :

$$[x] = \begin{bmatrix} i_k \\ V_{ck} \end{bmatrix}, [A] = \begin{bmatrix} -\frac{R_e}{L_e} & \frac{-1}{L_e} \\ \frac{1}{C_e} & 0 \end{bmatrix}, [U] = \begin{bmatrix} V_{rk} \\ i_{ek} \end{bmatrix}, [B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_e} & 0 \\ 0 & \frac{-1}{C_e} \end{bmatrix},$$

La figure 1-22 représente le schéma fonctionnel du redresseur de tension en vue de son filtre d'entrée. Dans ce cas, les variables temporelles des commandes (S_{11} , S_{21} , S_{31} , S_{10} , S_{20} , S_{30}) des interrupteurs sont imposées. Nous observons une non linéarité qui est due au produit des commandes S_{ki} par le courant redressé I_{red} . Une possibilité pour linéariser le système, est de remplacer le courant redresseur mesuré, variable évoluant dans le temps, par le courant redressé de référence I_{red}^* , grandeur constante dans le temps [Rio-94].

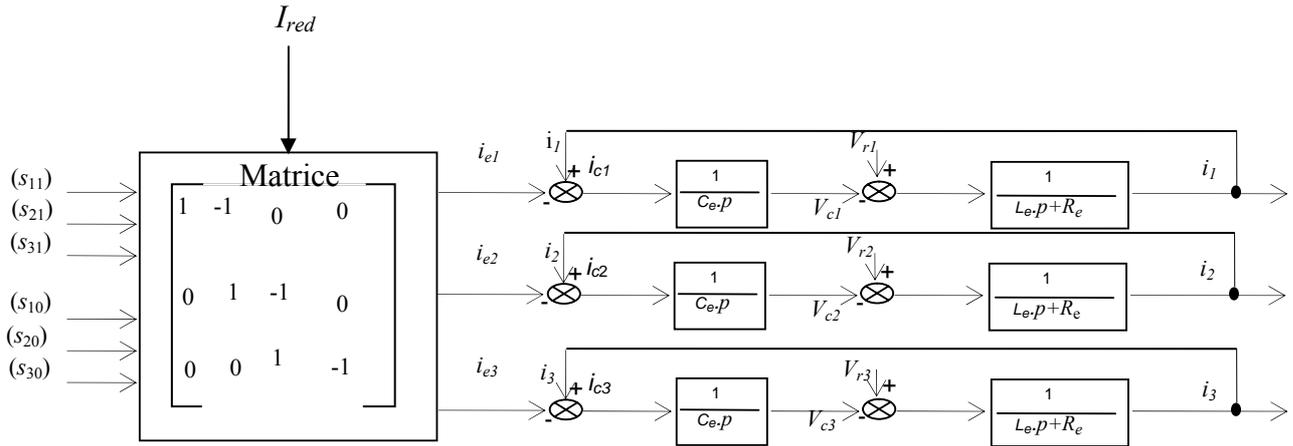


Fig. 1– 22 Schéma bloc du modèle du redresseur de tension triphasé avec son filtre d’entrée dans le repère triphasé ABC.

1-3-4-2 Choix des paramètres du filtre d’entrée

Le rôle principal de ce filtre est de réduire efficacement les ondulations hautes fréquences sans trop affecter la composante basse fréquence à 50 Hz sachant que la fréquence de découpage, f_h , étant très supérieure à celle du réseau. Le choix de la valeur de C_e et L_e est primordial, mais reste délicat, à cause des contraintes technologiques et économiques : la tension maximale aux bornes du condensateur, le courant maxime circulant dans la bobine [Seg-98].

Pour calculer les paramètres du filtre d’entrée du redresseur de tension nous avons utilisé le schéma monophasé équivalent de ce dernier (fig.1-23). Nous avons assimilé le redresseur et sa charge à un récepteur de courant absorbant i_k . Le filtre d’entrée du redresseur est caractérisé par sa pulsation de résonance ω_f .

$$\omega_f = \frac{1}{\sqrt{L_e C_e}}$$

1-49

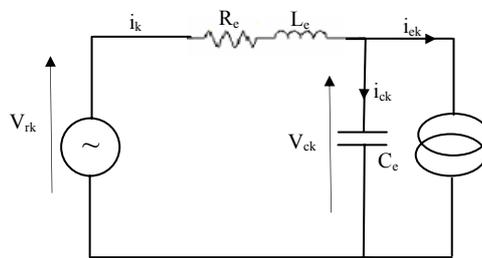


Fig. 1-23 Schéma monophasé équivalent du filtre d’entrée

Le choix L_e et C_e dépend essentiellement de deux paramètres à savoir :

- ✚ des courants harmoniques; en effet chaque phase du convertisseur se comporte comme un générateur de courant débitant sur le circuit résonnant formé par L_e et C_e en parallèle. Le rapport de la valeur efficace i_{kh} de l'harmonique du rang h dans le courant pris au réseau à la valeur efficace de cet harmonique dans le courant absorbé i_{ekh} par le redresseur est donné par l'équation suivante [Seg-98]:

$$\frac{i_{1h}}{i_{e1h}} = \frac{\frac{1}{C_e h \omega}}{\left| L_e h \omega - \frac{1}{C_e h \omega} \right|^2} = \frac{1}{\left| 1 - \left(\frac{h \omega}{\omega_f} \right)^2 \right|^2} \quad 1-50$$

Il faut que la pulsation du filtre ω_f soit nettement inférieure à $h_1 \omega$ du premier harmonique de valeur notable présent dans les courants d'entrée du convertisseur. Ainsi cet harmonique et ceux de rang plus élevé sont fortement réduits dans les courants pris au réseau [Seg-98]. D'où la première condition de filtrage est :

$$\omega_f \ll h_1 \omega \quad 1-51$$

Cette condition est d'autant plus facile à satisfaire lorsque la fréquence de commutation des interrupteurs est élevée (l'indice de modulation m élevé dans le cas de la MLI) [Seg-98].

- ✚ De la fréquence de composantes fondamentales ; pour que le filtre entraîne une importante augmentation de la puissance de dimensionnement du convertisseur il faut que la pulsation du filtre ω_f soit nettement supérieur à la fréquence des composantes fondamentales ce qui est traduit par l'inégalité suivante :

$$\omega_f \gg \omega \quad 1-52$$

Cette dernière condition est d'autant mieux satisfaite que L_e et C_e sont plus petits. Elle n'est pas compatible avec la première condition que si h_1 est suffisamment élevé [Seg-98]. En pratique, on commence par le choix de la valeur de la capacité C_e qui résulte d'un compromis [Seg-98]:

- L'augmentation de C_e accroît la valeur du courant redressé I_{red} .
- La diminution de la capacité accroît les fluctuations des tensions aux bornes des condensateurs de part et d'autre de leur sinusoïde fondamentale et entraîne la nécessité d'augmenter le calibre en tension des semi conducteurs.

Une fois le choix de C_e est effectué, on choisit la valeur de l'inductance L_e pour satisfaire les deux conditions (1-51) et (1-52) [Seg-98].

1-3-4-3 Modélisation du filtre de sortie

Entre le pont redresseur et la charge (R_{ch} L_{ch}), nous insérons un filtre LC passe-bas comme le montre la figure (1-24)

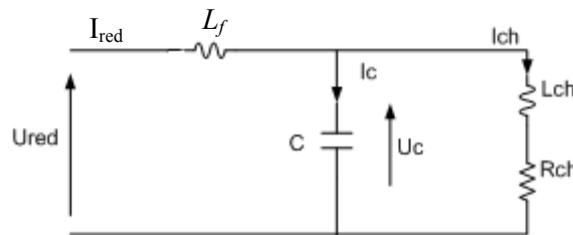


Fig. 1-24 Circuit électrique du filtre de sortie.

La valeur de l'inductance L_f et de la capacité du condensateur de filtrage C doivent être déterminées de façon à éliminer le maximum d'harmoniques issus de la tension redressée U_{red} et contenus dans le courant redressé i_{red} . Le modèle mathématique du filtre de sortie est décrit par les équations suivantes :

$$\begin{cases} \frac{di_{red}}{dt} = \frac{U_{red} - U_c}{L_f} \\ \frac{dU_c}{dt} = \frac{i_{red} - i_{ch}}{C} \end{cases} \quad 1-53$$

La fonction de transfert du filtre de sortie est donnée par la relation suivante:

$$F(s) = \frac{U_c(s)}{U_{red}(s)} = \frac{1}{L_f C S^2 + 1} \quad 1-54$$

Cette fonction est du deuxième ordre dont la fréquence de coupure f_c est :

$$f_c = 1/\sqrt{L_f C} \quad 1-55$$

Si l'on considère les tensions $[V_{c1} V_{c2} V_{c3}]$ sinusoïdales de fréquence f , la tension redressée comporte, en plus du terme moyen, des harmoniques. Pour éliminer ces derniers, on doit imposer le choix suivant [Seg-98]:

$$f_c < h .f \quad 1-56$$

Où h est le premier harmonique d'amplitude importante contenu dans la tension redressée.

1-3-5 Stratégies de commande du redresseur de tension à MLI

Jusqu'à présent nous avons élaboré, principalement, le modèle de connaissance et de commande du redresseur de tension triphasé sans a priori sur sa commande. L'utilisation de la commande pleine onde permet d'obtenir des courants d'entrée formés de créneaux rectangulaires, riche en harmoniques.

En effet, l'analyse harmonique a montré l'existence des harmoniques de faible rang (5 et 7) d'amplitude importante (50% de la valeur du fondamental). Le filtrage de ce signal rectangulaire nécessite d'utiliser un filtre volumineux et coûteux [Seg-98]-[Gue-98-1]. Dans ce contexte, la commande de ce type de convertisseur s'oriente vers la stratégie de modulation de largeur d'impulsion (MLI).

Dans cette partie, nous développons les différentes stratégies de commande à MLI du redresseur de tension, à savoir la commande à échantillonnage naturel et la modulation calculée. Pour cela, nous allons établir les modèles mathématiques de chaque algorithme de commande suivis d'une étude harmonique par simulation numérique.

1-3-5-1 La commande triangulo-sinusoidale à échantillonnage naturelle

La modulation à échantillonnage naturel découle d'un principe proposé par **T.ONISHI** et **K.OKITSU** en 1983 [Seg-98]. Comme toute stratégie de modulation de largeurs d'impulsions, cette commande se base sur la comparaison de trois signaux de référence de fréquence f et d'amplitude I_{max} avec deux porteuses U_{p1} et U_{p2} unipolaires identiques de fréquence $f_h = m.f$ et d'amplitude I_{red} . Ces deux porteuses (Fig.1-25) sont décalées entre elles de $T_h/2$ ($T_h = 1/f_h$).

Dans le cas d'une modulation sinusoïdale, les courants de référence sont donnés par le système suivant:

$$\begin{aligned} i_{ref\ 1} &= I_{\max} \sin(\omega t) \\ i_{ref\ 2} &= I_{\max} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ i_{ref\ 3} &= I_{\max} \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad 1-57$$

Cette stratégie de commande est caractérisée par deux grandeurs de réglages à savoir :

- le taux de réglage $r = I_{\max} / I_{red}$.
- L'indice de modulation $m = f_h / f$.

En raison de l'identité à $T/3$ et $2T/3$ près des courants des trois phases, la détermination des séquences de conduction des semi conducteurs est effectuée pendant le premier tiers de période [Seg-98]-[Gue-98-1].

La figure (1-25) présente les signaux de commande de la modulation à échantillonnage naturelle ainsi que les ordres de commandes (S_{ki}), et les séquences de conductions des semi-conducteurs pour un taux de réglage $r = 0,8$ et un indice de modulation $m = 15$. L'algorithme de commande de cette stratégie peut se résumer dans les étapes suivantes

a- Premier sixième de période $0 < \omega t < \frac{\pi}{3}$

- Détermination du signal de commande de l'interrupteur T_{11}
Nous comparons la référence i_{aref} avec la porteuse U_{p1} unipolaire (comme le montre la fig.1-25), nous aurons donc :

$$\begin{cases} U_{p1} < i_{aref} \Rightarrow S_{11} = 1 \\ U_{p1} > i_{aref} \Rightarrow S_{11} = 0 \end{cases}$$

- Détermination du signal de commande de l'interrupteur T_{31}
Nous comparons la référence i_{cref} avec la deuxième porteuse U_{p2} . Et nous obtenons :

$$\begin{cases} U_{p2} < i_{cref} \Rightarrow S_{31} = 1 \\ U_{p2} > i_{cref} \Rightarrow S_{31} = 0 \end{cases}$$

- Détermination du signal de commande de l'interrupteur T_{21}

La commande de l'interrupteur T_{21} doit vérifier la relation de la commande complémentaire optimale (voir équation 1-38), donc il est complémentaire aux deux premiers signaux :

$$S_{21} = 1 - S_{11} - S_{31}$$

- Détermination des signaux de commande des interrupteurs T_{10} , T_{20} et T_{30} :

$$S_{10} = S_{30} = 0 \text{ \& } S_{20} = 1$$

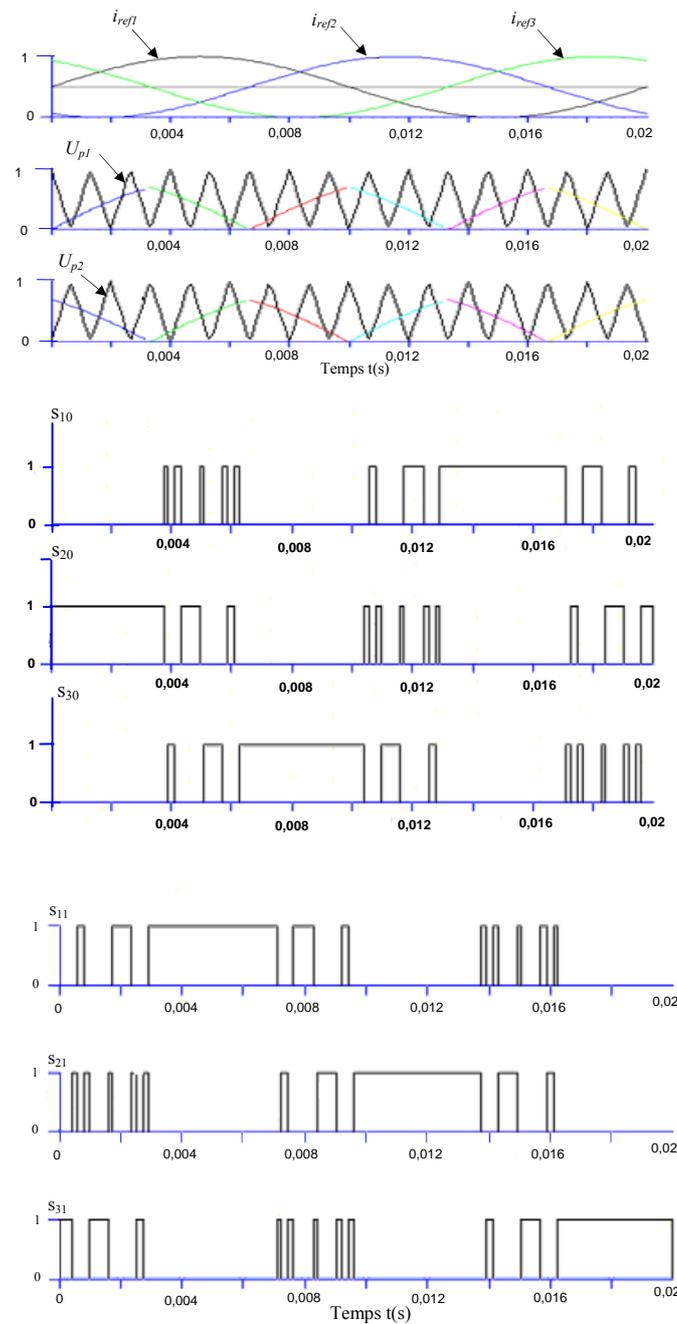


Fig.1-25 Signaux de commande de la stratégie triangulo -sinusoïdale à échantillonnage naturelle

b- Deuxième sixième de période $\frac{\pi}{3} < \omega t < \frac{2\pi}{3}$

- Détermination du signal de commande de l'interrupteur T_{20} :
On compare la référence i_{bref} avec la porteuse U_{p1}

$$\begin{cases} U_{p1} < i_{bref} \Rightarrow S_{20} = 1 \\ U_{p1} > i_{bref} \Rightarrow S_{20} = 0 \end{cases}$$

- Détermination du signal de commande de l'interrupteur T_{30}
On compare la référence i_{cref} avec la porteuse U_{p2}

$$\begin{cases} U_{p2} < i_{cref} \Rightarrow S_{30} = 1 \\ U_{p2} > i_{cref} \Rightarrow S_{30} = 0 \end{cases}$$

- Détermination du signal de commande de l'interrupteur T_{10}

$$S_{20} = 1 - S_{10} - S_{30}$$

- Détermination des signaux de commande des interrupteurs T_{11}, T_{21}, T_{31}

$$S_{21} = S_{31} = 0 \text{ \& } S_{11} = 1$$

Durant le reste de la période, les fonctions de connexions peuvent être déduites par analogie avec le premier tiers de période. En effet, nous aurons :

$$\begin{cases} S_{11}(\omega t) = S_{21}(\omega t + \frac{2\pi}{3}) = S_{31}(\omega t + \frac{4\pi}{3}) \\ S_{10}(\omega t) = S_{20}(\omega t + \frac{2\pi}{3}) = S_{30}(\omega t + \frac{4\pi}{3}) \end{cases}$$

Afin de vérifier les performances de cette stratégie de commande, une simulation numérique a été effectuée pour différentes valeurs d'indices de modulation ($m = 15, 20$ et 24). Le redresseur de tension triphasé alimente une charge RL dont les paramètres $R = 20\Omega$ et $L = 0.01$ H. Les résultats de simulation sont illustrés sur les Figures (1-26-*).

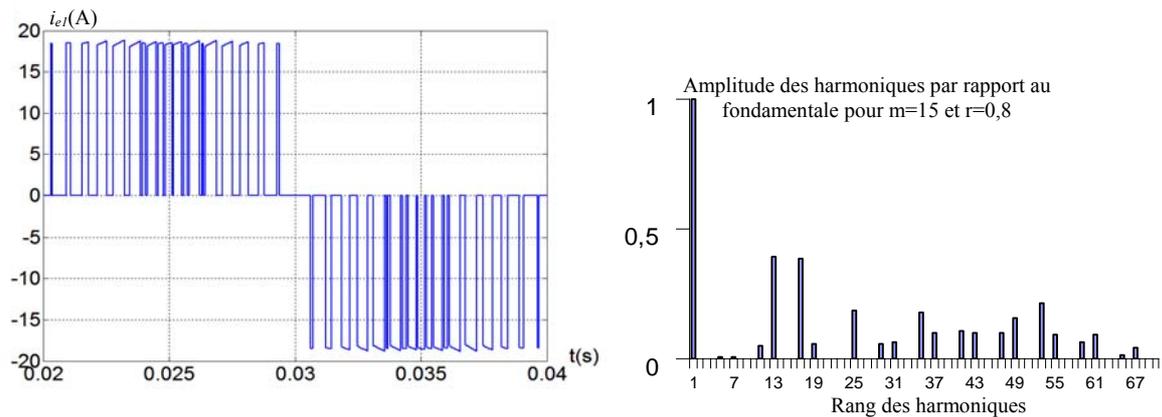


Fig. 1-26-a Forme du courant de phase i_{e1} et son spectre d'harmonique $m=15$ et $r=0,8$

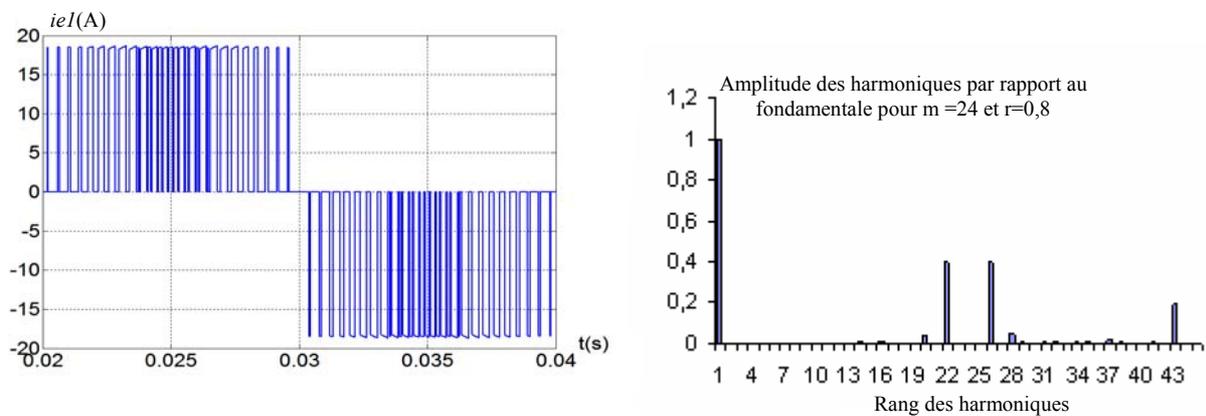


Fig. 1-26-b Forme du courant de phase i_{e1} et son spectre d'harmonique $m=24$

Nous observons que les harmoniques des courants d'entrée se regroupent en famille centrées autour de fréquences multiples de $m.f$ ($m.f, 2m.f, \dots$). La famille centrée sur la fréquence $m.f$ comporte essentiellement les harmoniques de rang $m \pm 2, m \pm 4$ (les harmoniques de rang 13, 17, 22 et 25 respectivement), et celle centrée autour de la fréquence $2m.f$ comporte essentiellement ceux de rang $2m \pm 1$.

Pour m impair le courant présente une symétrie par rapport au quart de la période. D'où seuls les harmoniques impairs existent. Alors que pour m pair, le courant n'admet aucune symétrie (Fig.1-26-b).

D'après ces figures nous notons, aussi, l'absence des harmoniques dont le rang est multiple de trois. Cette caractéristique se trouve dans tous les systèmes triphasés en absence de liaison de neutre (pas de composante homopolaire) [Seg-98].

L'augmentation de l'indice de modulation m déplace les harmoniques de courant vers les hautes fréquences ainsi ils sont facilement filtrés. Le choix de l'indice de modulation est important pour calculer les paramètres du filtre d'entrée du redresseur (voir (1-51) et (1-52)).

La Figure 1-27-a représente les caractéristiques de réglage de la stratégie triangulo-sinusoïdale à échantillonnage naturelle pour $m = 15$. Nous constatons que :

- Le taux de modulation r permet un réglage linéaire de l'amplitude du fondamental du courant i_{e1} de 0 ($r=0$) à I_{red} ($r=1$).
- Le taux d'harmoniques diminue quand r augmente (Fig. (1-27-b)).

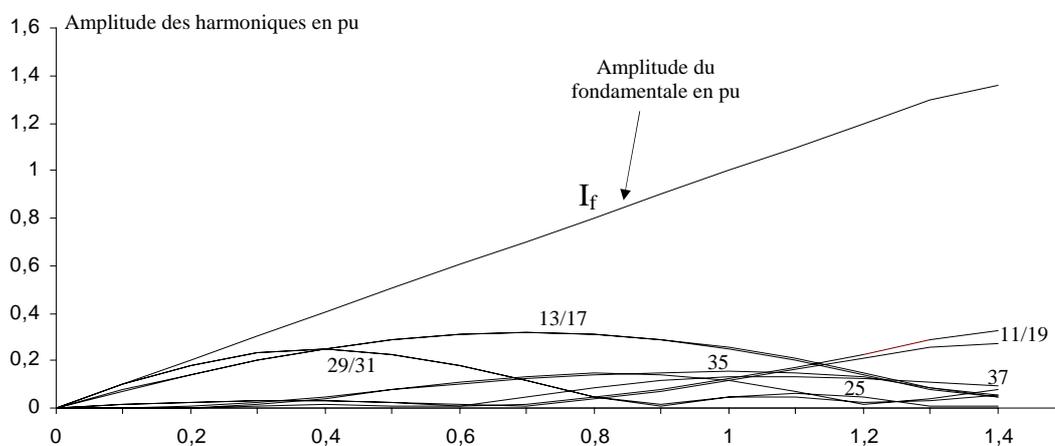


Fig. 1-27-a Caractéristiques, en fonction du taux r de la modulation à échantillonnage naturelle pour $m=15$

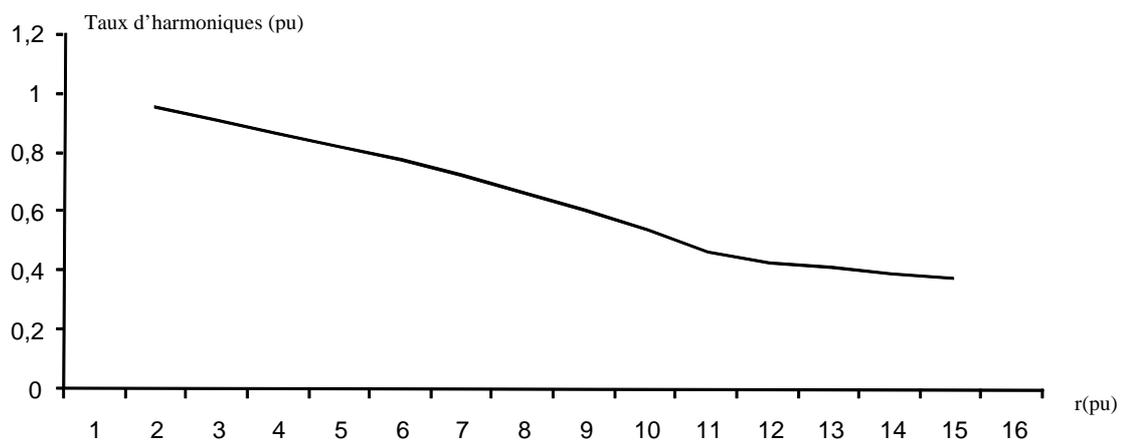


Fig. 1-27-b Taux d'harmoniques en fonction de r pour $m=15$

1-3-5-2 Stratégie de commande à modulation calculée

La stratégie de commande triangulo-sinusoïdale à échantillonnage naturelle permet de déterminer les instants de commutation en temps réel. Ces angles sont fixés par les intersections d'un signal de référence avec une onde porteuse [Seg-98]-[Gue-98-1].

Cependant, pour certaines applications, les instants de commande sont calculés au préalable sur la base d'un critère d'optimisation. Les valeurs calculées sont introduites sous forme de table dans une mémoire morte; la lecture de celle-ci par un système à microprocesseur suivant un algorithme assurant la génération de signaux de commande des interrupteurs.

Cette stratégie est appelée la modulation calculée [Seg-98]-[Gue-98-1]-[Gue-98-2]. Comme pour la commande triangulo-sinusoïdale, cette stratégie est caractérisée par deux paramètres :

- le taux de réglage $r = I_{\max} / I_{red}$
- l'indice de modulation $m = f_h / f$

Dans cette section, nous présentons deux algorithmes de commande utilisant la modulation calculée. L'organigramme général de cette stratégie de commande est présenté sur la Figure 1-28 [Gue-98-1]. Le dernier module est commun aux deux algorithmes, et il se résume comme suit:

- a- Déduction des fonctions de connexions des interrupteurs (s_{ki}) à partir des fonctions génératrices de connexions (s_{kig}):

$$\begin{cases} s_{kig} = |n_{gk}| \Rightarrow s_{ki} = 1 \\ s_{kig} = 0 \Rightarrow s_{ki} = 0 \end{cases} \quad 1-58$$

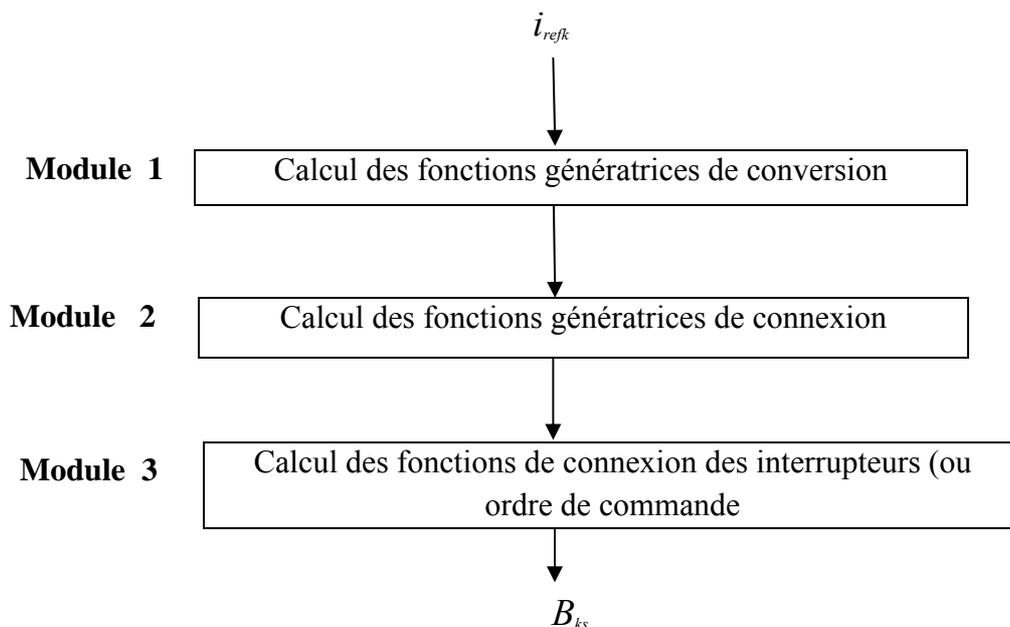


Fig.1-28 Organigramme d'une modulation calculée utilisant le modèle de commande du redresseur de tension

b- Dédution les ordres de commande des semi-conducteurs:

$$\begin{cases} s_{ki} = 1 \Rightarrow B_{ki} = 1 \\ s_{ki} = 0 \Rightarrow B_{ki} = 0 \end{cases} \quad 1-59$$

A. Algorithme N°1

Le principe de fonctionnement de cette stratégie se base sur la détection du maximum des trois courants de référence définit par le système triphasé équilibré (1-57). L'algorithme de commande se résume dans les étapes suivantes :

• MODULE 1

Calcul des fonctions génératrices de conversions n_{gk} :

$$n_{gk} = \frac{i_{refk}}{I_{red}} \quad 1-60$$

• MODULE 2

Calcul des fonctions génératrices de connexions S_k :

- On calcul les instants de T_1, T_2, T_3

$$\begin{aligned} t_1 &= |n_{g1}| T_h \\ t_2 &= |n_{g2}| T_h \\ t_3 &= |n_{g3}| T_h \end{aligned}$$

Ou T_h est la période de hachage.

- On détecte le maximum des trois courants de référence :

$$Y = \max(|n_{g1}|, |n_{g2}|, |n_{g3}|)$$

Si le maximum est positif (respectivement est négatif), on ferme l'interrupteur du demi-bras du haut (respectivement du bas) correspondant et on hache le signal d'entrée en ouvrant et fermant les interrupteurs du demi pont du bas (respectivement du haut). Il existe trois cas pour cette stratégie de commande.

➤ **premier cas** : $Y = |n_{g1}|$

- Si $n_{g1} > 0$

$$\begin{cases} s_{11g} = |n_{g1}| \ \& \ s_{21g} = s_{31g} = 0 \\ \left\{ \begin{array}{l} 0 < t < t_2 \Rightarrow s_{10g} = s_{30g} = 0 \ \& \ s_{20g} = |n_{g2}| \\ t_2 < t < t_2 + t_3 \Rightarrow s_{10g} = s_{20g} = 0 \ \& \ s_{30g} = |n_{g3}| \\ t_2 + t_3 < t < T_h \Rightarrow s_{30g} = s_{20g} = 0 \ \& \ s_{10g} = |n_{g1}| \end{array} \right. \end{cases}$$

- Si $ng_1 < 0$

$$\begin{cases} s_{10g} = |n_{g1}| \ \& \ s_{20g} = s_{30g} = 0 \\ \left\{ \begin{array}{l} 0 < t < t_2 \Rightarrow s_{11g} = s_{31g} = 0 \ \& \ s_{21g} = |n_{g2}| \\ t_2 < t < t_2 + t_3 \Rightarrow s_{11g} = s_{21g} = 0 \ \& \ s_{31g} = |n_{g3}| \\ t_2 + t_3 < t < T_h \Rightarrow s_{31g} = s_{21g} = 0 \ \& \ s_{11g} = |n_{g1}| \end{array} \right. \end{cases}$$

➤ **Deuxième cas :** $Y = |ng_2|$

- Si $ng_2 > 0$

$$\begin{cases} s_{21g} = |n_{g2}| \ \& \ s_{11g} = s_{31g} = 0 \\ \left\{ \begin{array}{l} 0 < t < t_1 \Rightarrow s_{20g} = s_{30g} = 0 \ \& \ s_{10g} = |n_{g1}| \\ t_1 < t < t_1 + t_3 \Rightarrow s_{10g} = s_{20g} = 0 \ \& \ s_{30g} = |n_{g3}| \\ t_1 + t_3 < t < T_h \Rightarrow s_{10g} = s_{30g} = 0 \ \& \ s_{20g} = |n_{g2}| \end{array} \right. \end{cases}$$

- Si $ng_2 < 0$

$$\begin{cases} s_{20g} = |n_{g2}| \ \& \ s_{10g} = s_{30g} = 0 \\ \left\{ \begin{array}{l} 0 < t < t_1 \Rightarrow s_{21g} = s_{31g} = 0 \ \& \ s_{11g} = |n_{g1}| \\ t_1 < t < t_1 + t_3 \Rightarrow s_{11g} = s_{21g} = 0 \ \& \ s_{31g} = |n_{g3}| \\ t_1 + t_3 < t < T_h \Rightarrow s_{11g} = s_{31g} = 0 \ \& \ s_{21g} = |n_{g2}| \end{array} \right. \end{cases}$$

➤ **Troisième cas :** $Y = |ng_3|$

- Si $ng_3 > 0$

$$\begin{cases} s_{31g} = |n_{g3}| \ \& \ s_{11g} = s_{21g} = 0 \\ \left\{ \begin{array}{l} 0 < t < t_1 \Rightarrow s_{20g} = s_{30g} = 0 \ \& \ s_{10g} = |n_{g1}| \\ t_1 < t < t_1 + t_2 \Rightarrow s_{10g} = s_{30g} = 0 \ \& \ s_{20g} = |n_{g2}| \\ t_1 + t_2 < t < T_h \Rightarrow s_{10g} = s_{20g} = 0 \ \& \ s_{30g} = |n_{g3}| \end{array} \right. \end{cases}$$

- Si $ng_3 < 0$

$$\begin{cases} s_{30g} = |n_{g3}| \ \& \ s_{10g} = s_{20g} = 0 \\ \left\{ \begin{array}{l} 0 < t < t_1 \Rightarrow s_{21g} = s_{31g} = 0 \ \& \ s_{11g} = |n_{g1}| \\ t_1 < t < t_1 + t_2 \Rightarrow s_{11g} = s_{31g} = 0 \ \& \ s_{21g} = |n_{g2}| \\ t_1 + t_2 < t < T_h \Rightarrow s_{11g} = s_{21g} = 0 \ \& \ s_{31g} = |n_{g3}| \end{array} \right. \end{cases}$$

Les Figures 1-29-* montrent respectivement le courant d'entrée i_{e1} du redresseur de tension triphasé et son spectre de fréquence pour $m=15$, $m=24$ avec $r=0.8$. Nous constatons que les harmoniques des courants d'entrée se regroupent en famille centrée autour de fréquence multiple de $m.f$. Les harmoniques les plus importants sont de rang $(m\pm 1)$ et $(2.m\pm 1)$. Pour les valeurs impaires de m , les harmoniques pairs et impaires existent.

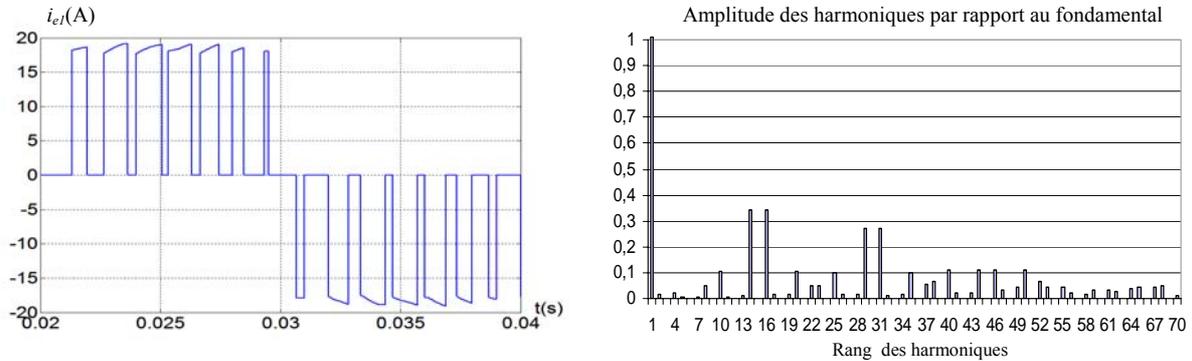


Fig. 1-29-a Courant d'entré i_{e1} et son spectre d'harmonique pour $m = 15$ et $r = 0,8$

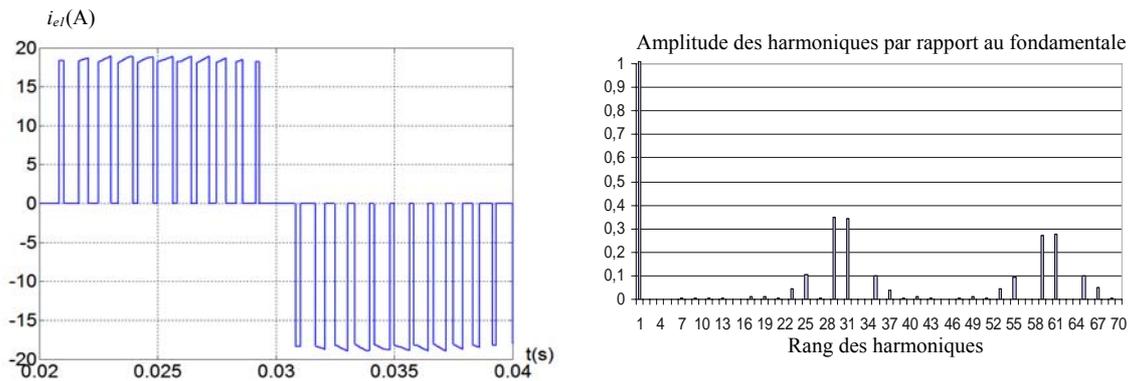


Fig. 1-29-b Courant d'entré i_{e1} et son spectre d'harmonique pour $m = 30$ et $r=0,8$

La figure 1-30 présente les variations, en fonction du taux de modulation r , de l'amplitude du fondamental du courant i_{e1} et celles des harmoniques pour $m= 15$. Le taux de modulation r permet un réglage linéaire de l'amplitude du fondamental de i_{e1} de 0 ($r =0$) à I_{red} ($r =1$). Le taux d'harmoniques diminue lorsque r augmente. Les harmoniques les plus importants sont toujours de rangs 14 et 16. Leurs amplitudes sont presque égales, et ils passent par un maximum de l'ordre de 38% par rapport au fondamental pour $r =0.57$. Les courbes des amplitudes des harmoniques 31 et 29 se superposent à partir de $r =0.3$, et passent par un maximum de l'ordre de 18%.

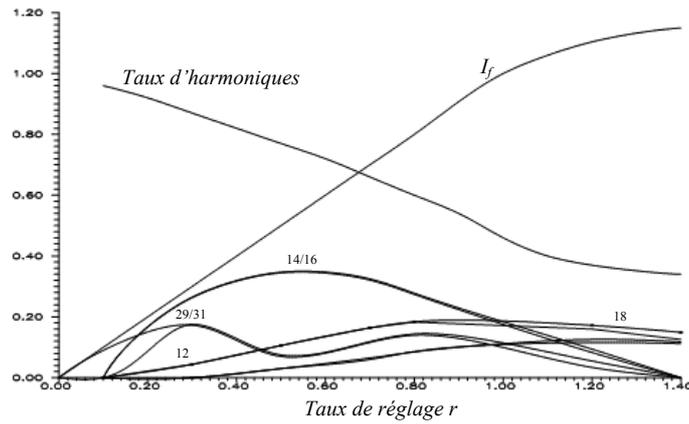


Fig. 1-30 Les Caractéristiques, en fonction du taux de modulation r , du courant i_{el} du redresseur de tension pour $m=15$.

B. Algorithme N°2

Module 1 : Calcul des fonctions génératrices de conversions n_{gk} :

$$n_{gk} = \frac{i_{refk}}{I_{red}}$$

Module 2 : Calcul des fonctions génératrices de connexions s_{kig} :

Vu que le neutre du réseau est isolé, la somme des trois courants est nulle. Ainsi, les fonctions génératrices de conversion doivent vérifier à chaque période de modulation T_h la relation suivante:

$$n_{g1} + n_{g2} + n_{g3} = 0$$

Dans cette stratégie, on module avec TD_{1i} et TD_{2i} . La commande du semi-conducteur TD_{3i} est déduite de la relation (1-38). On trouve quatre cas:

✚ Cas N°1: $n_{g1} > 0$ et $n_{g2} > 0$

$$\begin{cases} s_{30g} = |n_{g3}| \ \& \ s_{10g} = s_{20g} = 0 \\ \left\{ \begin{array}{l} 0 < t < |n_{g1}|T_h \Rightarrow s_{21g} = s_{31g} = 0 \ \& \ s_{11g} = |n_{g1}| \\ |n_{g1}|T_h < t < |n_{g1} + n_{g2}|T_h \Rightarrow s_{11g} = s_{31g} = 0 \ \& \ s_{21g} = |n_{g2}| \\ |n_{g1} + n_{g2}|T_h < t < T_h \Rightarrow s_{11g} = s_{21g} = 0 \ \& \ s_{31g} = |n_{g3}| \end{array} \right. \end{cases}$$

Cas N°2: $n_{g1} > 0$ et $n_{g2} < 0$

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{si } \left\{ \begin{array}{l} 0 < t < |n_{g1}|T_h \Rightarrow s_{21g} = s_{31g} = 0 \ \& \ s_{11g} = |n_{g1}| \\ |n_{g1}|T_h < t < T_h \Rightarrow s_{11g} = s_{21g} = 0 \ \& \ s_{31g} = |n_{g3}| \end{array} \right. \\ \text{si } \left\{ \begin{array}{l} 0 < t < |n_{g2}|T_h \Rightarrow s_{10g} = s_{30g} = 0 \ \& \ s_{20g} = |n_{g2}| \\ |n_{g2}|T_h < t < T_h \Rightarrow s_{10g} = s_{20g} = 0 \ \& \ s_{30g} = |n_{g3}| \end{array} \right. \end{array} \right.$$

Cas N°3: $n_{g1} < 0$ et $n_{g2} < 0$

$$\left\{ \begin{array}{l} s_{31g} = |n_{g3}| \ \& \ s_{11g} = s_{21g} = 0 \\ \left\{ \begin{array}{l} 0 < t < |n_{g1}|T_h \Rightarrow s_{20g} = s_{30g} = 0 \ \& \ s_{10g} = |n_{g1}| \\ |n_{g1}|T_h < t < |n_{g1} + n_{g2}|T_h \Rightarrow s_{10g} = s_{30g} = 0 \ \& \ s_{20g} = |n_{g2}| \\ |n_{g1} + n_{g2}|T_h < t < T_h \Rightarrow s_{10g} = s_{20g} = 0 \ \& \ s_{30g} = |n_{g3}| \end{array} \right. \end{array} \right.$$

Cas N°4: $n_{g1} < 0$ et $n_{g2} > 0$

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{si } \left\{ \begin{array}{l} 0 < t < |n_{g1}|T_h \Rightarrow s_{20g} = s_{30g} = 0 \ \& \ s_{10g} = |n_{g1}| \\ |n_{g1}|T_h < t < T_h \Rightarrow s_{10g} = s_{20g} = 0 \ \& \ s_{30g} = |n_{g3}| \end{array} \right. \\ \text{si } \left\{ \begin{array}{l} 0 < t < |n_{g2}|T_h \Rightarrow s_{11g} = s_{31g} = 0 \ \& \ s_{21g} = |n_{g2}| \\ |n_{g2}|T_h < t < T_h \Rightarrow s_{11g} = s_{21g} = 0 \ \& \ s_{31g} = |n_{g3}| \end{array} \right. \end{array} \right.$$

Les Figures (1-31-*) montrent respectivement le courant d'entrée i_{e1} du redresseur triphasé et son spectre de fréquence pour $m=15$, $m=24$ avec $r=0.8$. Nous observons que les harmoniques des courants d'entrée se regroupent en familles centrées autour de $m.f$. Les harmoniques les plus importants sont de rang $(m \pm 1)$ et $(2.m \pm 1)$.

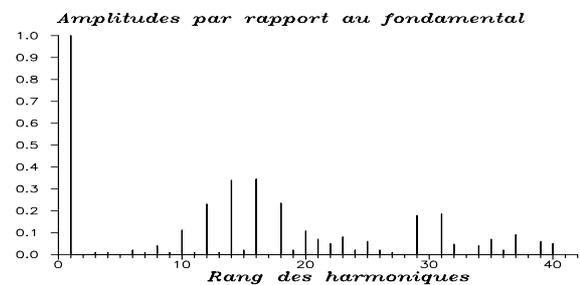
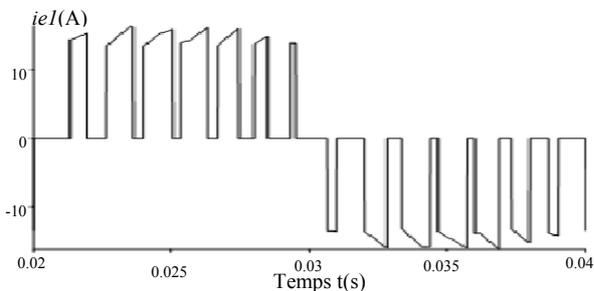


Fig. 1-31 -a Courant de phase i_{e1} , et son spectre, du redresseur de tension pour $m=15$, $r=0.8$.

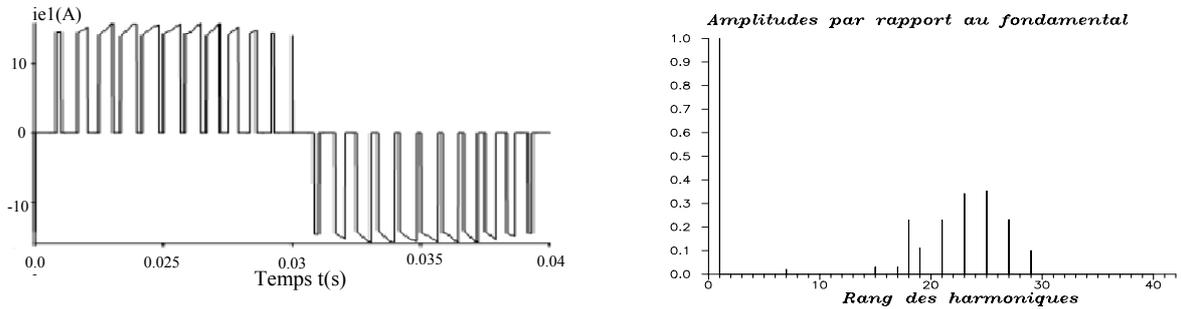


Fig. 1-31-b Courant de phase i_{e1} , et son spectre, du redresseur de tension pour $m=24$, $r=0.8$.

La figure 1-32 présente les variations, en fonction du taux de modulation r , de l'amplitude du fondamental du courant i_{e1} et celles des harmoniques pour $m=15$. Les harmoniques les plus importants sont de l'ordre (14, 16) et (29, 31).

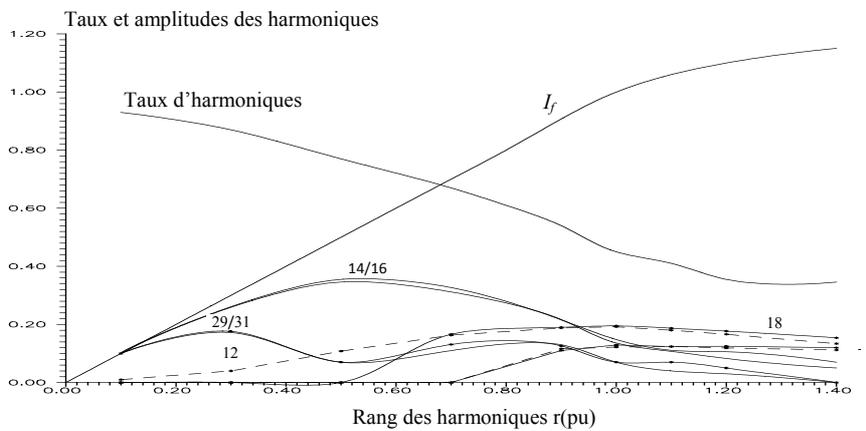


Fig. 1-32 Caractéristiques, en fonction du taux de modulation r , du courant i_{e1} du redresseur de tension pour $m=15$.

Nous remarquons que, le taux de modulation r permet, comme pour la stratégie précédente, un réglage linéaire de l'amplitude du fondamental de i_{e1} de 0 ($r = 0$) à I_{red} ($r = 1$). L'amplitude de ce dernier se sature à $1.15 \cdot I_{red}$. Le taux d'harmoniques diminue quand r augmente.

1.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le modèle de fonctionnement de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC sans a priori sur la commande. Nous avons établi, aussi, le modèle au sens des valeurs moyennes de ce convertisseur utilisant les fonctions génératrices. Ainsi, nous avons obtenu un modèle continu de l'onduleur destiné à une implémentation numérique. Nous avons montré que l'onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC est la mise en série de quatre onduleurs à deux niveaux ou deux onduleurs à trois niveaux.

Nous avons développé également la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses et la modulation calculée pour la commande du convertisseur multiniveaux. L'analyse harmonique a montré que la stratégie triangulo-sinusoïdale présente un taux d'harmonique plus faible que celui de la modulation calculée. En plus les harmoniques se regroupent en familles centrées autour de $4mf$ pour la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses, alors que pour la modulation calculée, ils sont autour de mf . Les performances de l'asservissement de vitesse de la machine asynchrone alimenté par l'onduleur de tension à cinq niveaux sont assez satisfaisantes pour des applications de haute tension et forte puissance.

La deuxième partie de ce chapitre a été consacré à la modélisation et la commande du redresseur de tension triphasé avec de son filtre d'entrée. A cet effet, nous avons élaboré le modèle de connaissance du redresseur de tension triphasé. Sa topologie a montré l'existence de deux cellules de commutation. La symétrie en demi-pont de ce convertisseur, nous a permis d'élaborer son modèle de fonctionnement en demi-pont.

L'utilisation des fonctions de connexion associées à chaque interrupteurs, nous a permis de développer le modèle de connaissance du redresseur de tension. Ce modèle porte un bloc de commande et un autre opératif discontinu. La partie commande génère les fonctions de connexion dépendant de la stratégie de commande utilisée.

Par ailleurs, l'utilisation des fonctions génératrices de connexion a permis d'établir un modèle aux sens des valeurs moyennes du redresseur de tension triphasé. Ainsi, nous avons unifié le caractère de la partie opérative de l'axe de puissance. Ce modèle a été utilisé pour développer de nouvelles stratégies de commande calculée du redresseur de tension triphasé.

En vue de la commande du redresseur alimentant une charge à courant continu, nous avons développé deux stratégies de commande à savoir la triangulo-sinusoïdale à deux porteuses et la modulation calculée.

L'étude harmonique de ces deux stratégies a montré que, l'augmentation de l'indice de modulation m repousse les harmoniques de courant vers des ordres élevés ce qui facilite leur filtrage. En conséquence, le coût et l'encombrement du filtre d'entrée du redresseur est considérablement diminué. Le taux de modulation r permet un réglage linéaire de l'amplitude des courants d'entrée de ce redresseur. Toute fois, la stratégie de commande calculée (l'algorithme 2) possède une caractéristique de réglage linéaire jusqu'à $r=1.15$.

D'autre part, nous avons élaboré le modèle du filtre d'entrée du redresseur de tension triphasé à MLI dans le repère triphasé ABC . L'association de ce modèle à celui du redresseur de tension à deux niveaux a permis d'établir le schéma fonctionnel complet du redresseur de tension à deux niveaux. Ce dernier sera utilisé pour le développement d'algorithmes d'asservissements du redresseur de tension.

CHAPITRE 2

*ETUDE DES DIFFÉRENTES
ASSOCIATIONS : REDRESSEURS DE
TENSION À MLI – ONDULEUR DE TENSION
À CINQ NIVEAUX-MAS*

2 - 1 Introduction

La topologie NPC des convertisseurs multiniveaux utilise un bus continu composé de plusieurs condensateurs en série. Aux bornes de chacun, il est possible de connecter un générateur continu; augmentant ainsi les possibilités de connexions. En effet, la structure NPC de l'onduleur de tension à cinq niveaux permet d'utiliser une, deux ou quatre sources de tensions continues.

Dans notre cas, chaque source de tension est en réalité constituée d'un redresseur de tension triphasé à MLI. Ce dernier est, soit directement connecté au réseau électrique, soit au secondaire d'un transformateur.

L'objectif de ce chapitre est de présenter quatre variateurs de vitesses constitués de redresseurs de tension triphasé à MLI comme étage d'entrée et de l'onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC comme pont de sortie. Pour chaque association, nous établissons le modèle mathématique du filtre capacitif du bus continu. Dans ce contexte, nous présentons, pour chaque variateur, les résultats de simulation en mettant en évidence le problème de déséquilibre des tensions continues du convertisseur multiniveaux. Comme application, nous présentons les performances de l'asservissement de vitesse de la machine asynchrone de forte puissance alimentée par ses changeurs de fréquence.

2- 2 Structure de l'association un redresseur de tension MLI à deux niveaux – onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC – MAS

2-2-1 Présentation du système

La Figure ci-dessous présente la structure de la cascade: un redresseur de tension triphasé-onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC - MAS [Gue-06-1]. La liaison au réseau est réalisée au moyen d'un transformateur élévateur de tension dont le secondaire alimente le redresseur de tension à deux niveaux. Les modèles de commande des deux convertisseurs ont été présentés dans le premier chapitre.

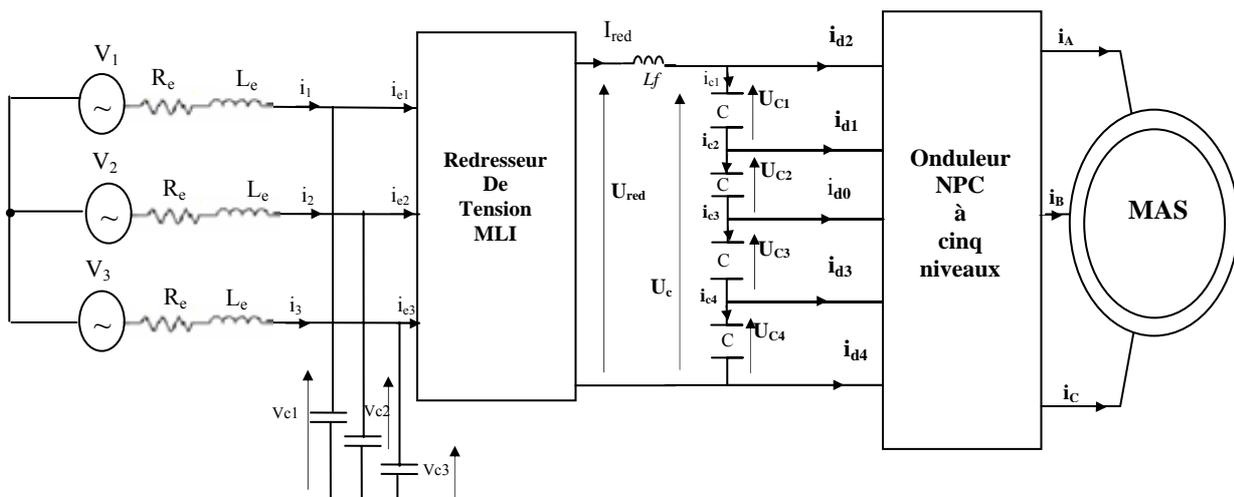


Fig. 2-1 Structure de l'association un redresseur de tension à deux niveaux – onduleur de tension à cinq niveaux - machine asynchrone

Dans cette partie de notre travail, l'onduleur de tension à cinq niveaux est commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses alors que le redresseur de tension à deux niveaux est contrôlé par la modulation calculée type 1. Ce choix est justifié par la qualité harmonique apportée par ces deux stratégies de commande. La fréquence de hachage est fixée à $f_h=1.5$ khz (pour un indice de modulation $m=30$). Le secondaire du transformateur délivre une tension sinusoïdale de valeur efficace de 12 kV et de fréquence 50 Hz. Les paramètres des filtres d'entrée et de sortie de cette cascade sont donnés en annexe 3.

2-2-2 Modélisation du bus continu et simulation de la cascade

L'évolution temporelle de la tension du bus continu est obtenue par la somme des quatre tensions aux bornes des condensateurs :

$$(R_1) \quad U_c = U_{c1} + U_{c2} + U_{c3} + U_{c4} \quad 2-1$$

Ces tensions résultent de l'intégration de leurs courants selon la relation suivante:

$$(R_2) \quad U_{ci} = \frac{1}{C_i} \int i_{ci} dt \quad 2-2$$

Le courant du premier condensateur est issu du premier nœud où circulent deux courants:

$$(R_3) \quad i_{c1} = I_{red} - i_{d2} \quad 2-3$$

Les courants i_{c2} , i_{c3} et i_{c4} expriment, en utilisant toujours la loi des nœuds, par les relations suivantes :

$$(R_4) \quad \begin{aligned} i_{c2} &= I_{red} - (i_{d2} + i_{d1}) \\ i_{c3} &= I_{red} + (i_{d3} + i_{d4}) \\ i_{c4} &= I_{red} + i_{d4} \end{aligned} \quad 2-4$$

Avec :

- i_{d1} , i_{d2} , i_{d3} et i_{d4} courants d'entrée de l'onduleur de tension à cinq niveaux donnés par la relation 1-17 (voir chapitre 1).
- I_{red} est le courant redressé et son expression est donnée par l'équation différentielle suivante:

$$(R_5) \quad \frac{dI_{red}}{dt} = \frac{(U_{red} - U_c)}{L} \quad 2-5$$

L'ensemble de ces équations représente le modèle mathématique du bus continu, qui peut être assimilé à un bloc ayant pour sortie le vecteur de tension (U_{c1} , U_{c2} , U_{c3} , U_{c4}), et pour entrée la tension redressée U_{red} . Alors que, le vecteur courant (i_{d1} , i_{d2} , i_{d3} , i_{d4}) est considéré comme perturbation [Ber-95]-[Gue-98-1].

La Figure 2-2 représente le graphe informationnel causal associé au modèle du bus continu. Nous constatons que le contrôle des tensions ($U_{c1}, U_{c2}, U_{c3}, U_{c4}$) est réalisé par une seule grandeur de commande U_{red} .

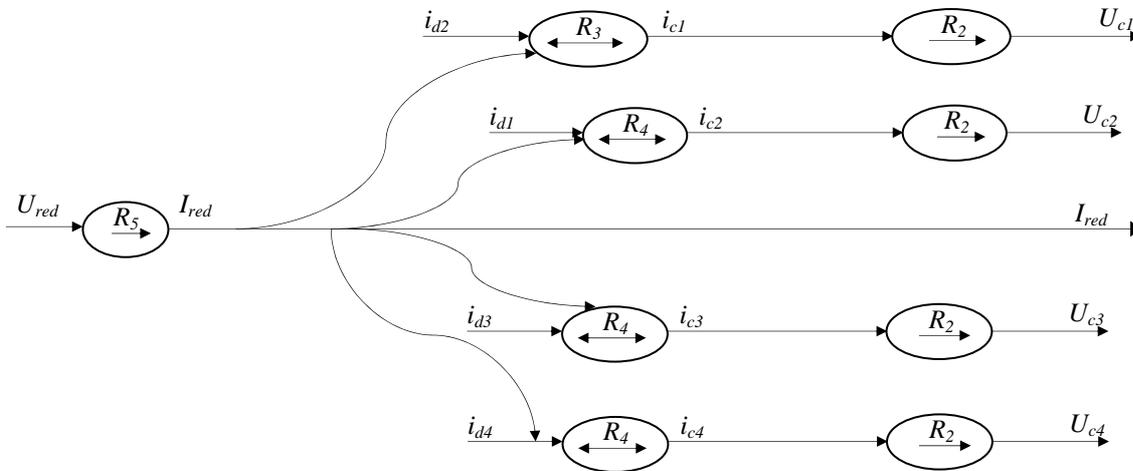


Fig. 2-2 Graphe Informationnel Causal du bus continu de la cascade : un redresseur de tension à deux niveaux –onduleur de tension à cinq niveaux -machine asynchrone

Les résultats de simulation de cette structure sont exposés, pour des capacités de $C = 800\text{mF}$, sur les Figures 2-3 à 2-5.

Nous notons que les tensions d’entrée du bus continu (U_{c1}, U_{c2}) et (U_{c3}, U_{c4}) sont instables, de valeurs différentes et leurs écarts sont très importants (Fig. 2-3).

L’influence de cette instabilité sur la conduite de la machine asynchrone est illustré sur les Figures 2-4 et 2-5: forte ondulation du couple électromagnétique ; croissance des amplitudes de la tension et du courant.

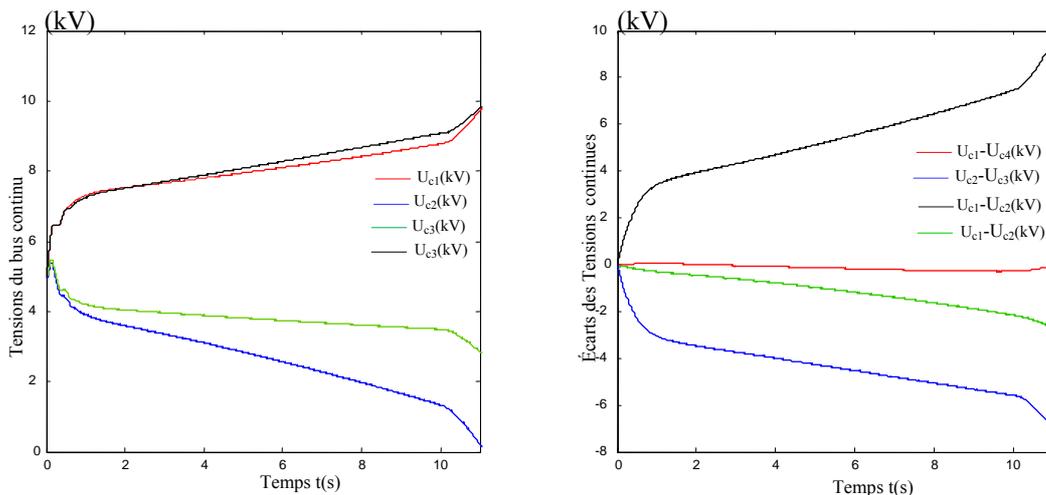


Fig. 2–3 Formes des tensions $U_{c1}, U_{c2}, U_{c3}, U_{c4}$ du bus continu et leurs écarts pour $C = 800\text{mF}$ et $L_f = 10\text{mH}$

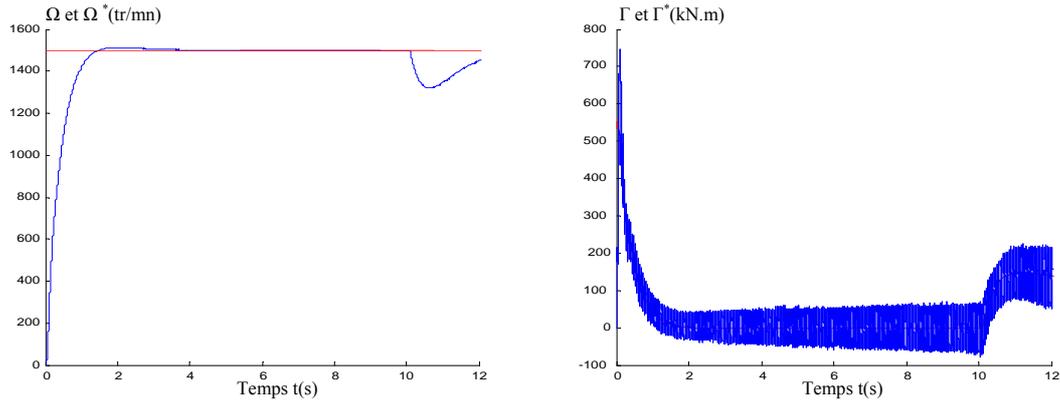


Fig. 2-4 Grandeurs mécaniques de la machine asynchrone

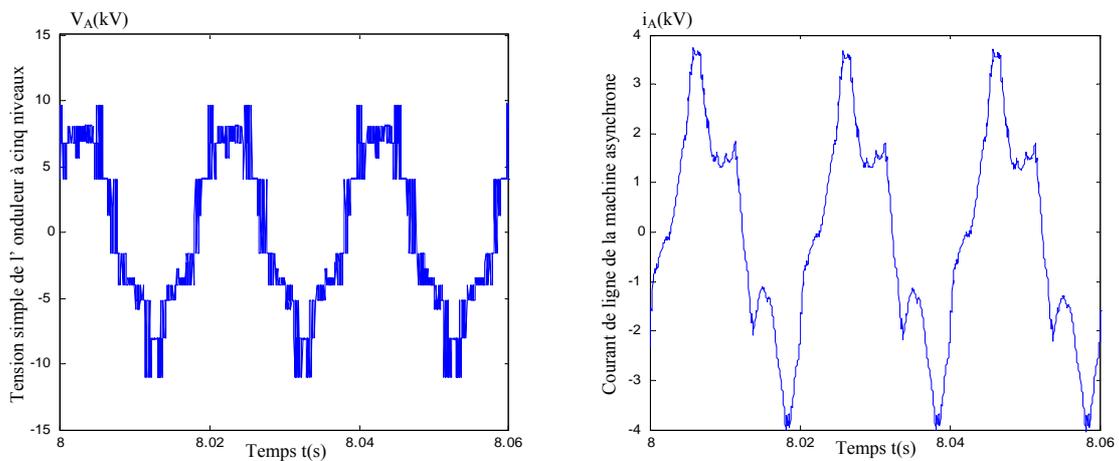


Fig. 2-5 Grandeurs électriques de la machine asynchrone

Afin de minimiser le déséquilibre de ces tensions, nous avons augmenté la valeur des capacités des quatre condensateurs à 9000mF. En effet, à partir des équations (2-2), (2-3) et (2-4), nous pouvons écrire :

$$\begin{aligned}
 (U_{c1} - U_{c2}) &= \frac{1}{C}(i_{c1} - i_{c2}) = -\frac{1}{C}i_{d1} \\
 (U_{c3} - U_{c4}) &= \frac{1}{C}(i_{c3} - i_{c4}) = -\frac{1}{C}i_{d3}
 \end{aligned}
 \tag{2-6}$$

Cette relation montre que la différence $(U_{c1} - U_{c2})$ (respectivement $(U_{c3} - U_{c4})$) est nulle si et seulement si la valeur de la capacité C est infiniment grande car la valeur moyenne de i_{d1} (respectivement i_{d3}) est différente de zéro. Donc, nous pouvons déduire qu'il est pratiquement impossible, avec une seule alimentation continue n'ayant pas un point milieu, d'avoir l'équilibre des tensions d'entrée de l'onduleur de tension à cinq niveaux.

La Figure 2-6 illustre les variations, en fonctions du temps, des tensions d’entrée de l’onduleur à cinq niveaux pour des capacités $C = 9000 \text{ mF}$. Nous notons, que l’augmentation des capacités C a permis de stabiliser un peu les quatre tensions d’entrées de l’onduleur à cinq niveaux (Figure 2-7-a). L’erreur entre la tension U_{c1} (respectivement U_{c3}) et la tension U_{c2} (respectivement U_{c4}) est de l’ordre de 15% en pleine charge (Figure 2-7-b). Ces écarts sont nettement inférieur à ceux obtenus pour $C=800 \text{ mF}$ (Figure 2-4-b).

Les formes d’ondes de la tension du bus continu U_c de l’onduleur à cinq niveaux et de la tension redressée U_{red} sont représentées sur les Figures 2-8. La tension U_c est stable, constante et égale à la valeur moyenne de la tension redressée U_{red} . Cette tension correspond à l’équilibre énergétique [Seg-98]. Le courant redressé I_{red} délivré par le redresseur de tension à deux niveaux est représenté, lui aussi, sur les Figures 2-8. Ce dernier est toujours positif car ce convertisseur est unidirectionnel en courant.

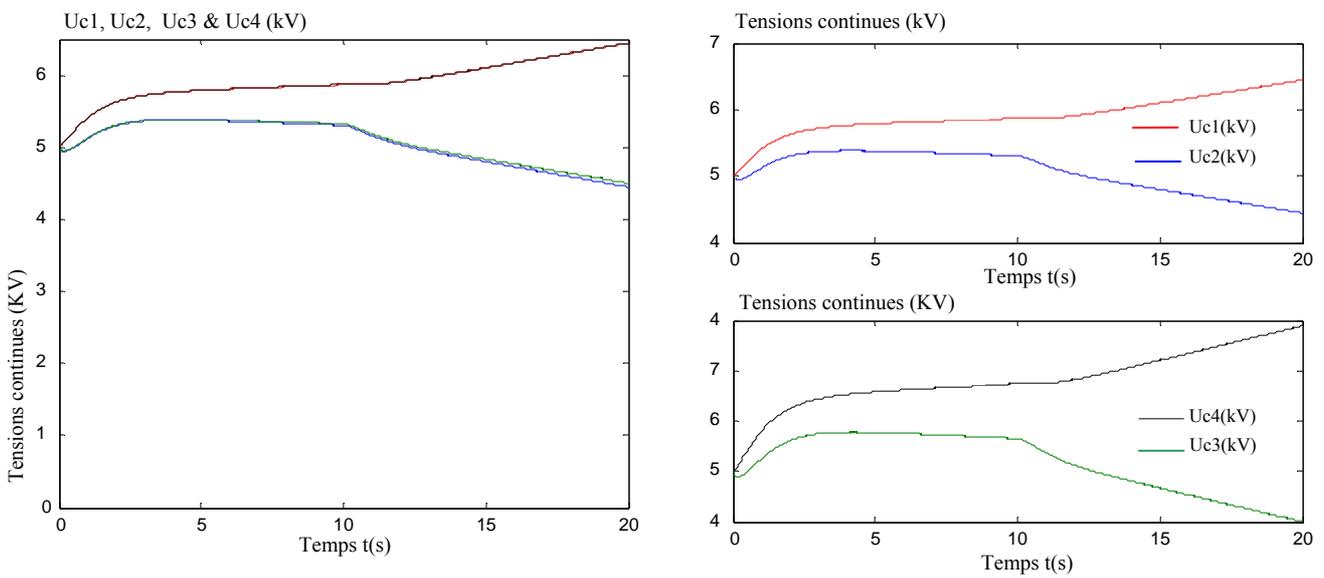


Fig. 2–6 Formes des tensions U_{c1} , U_{c2} , U_{c3} , U_{c4} de la source continue d’entrée de l’onduleur à cinq niveaux pour $C = 9000\text{mF}$ et $L_f = 10\text{mH}$

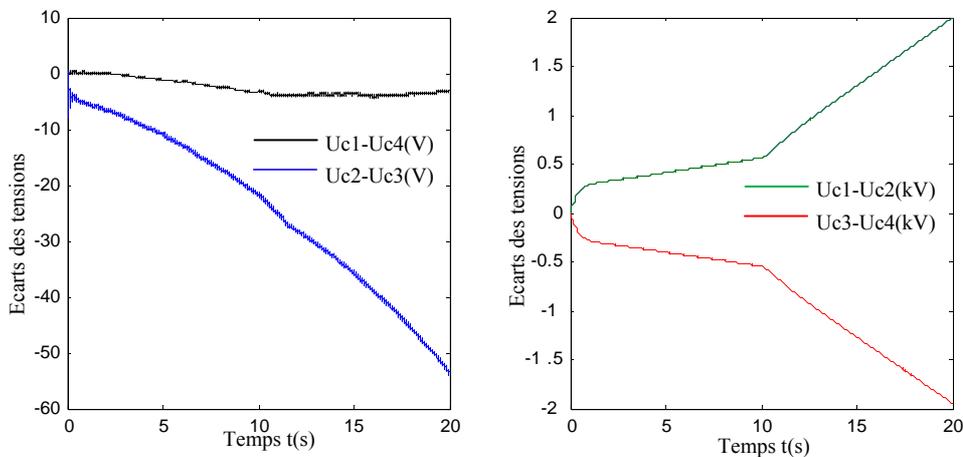


Fig. 2–7 Les différences des tensions d’entrées de l’onduleur à cinq niveaux

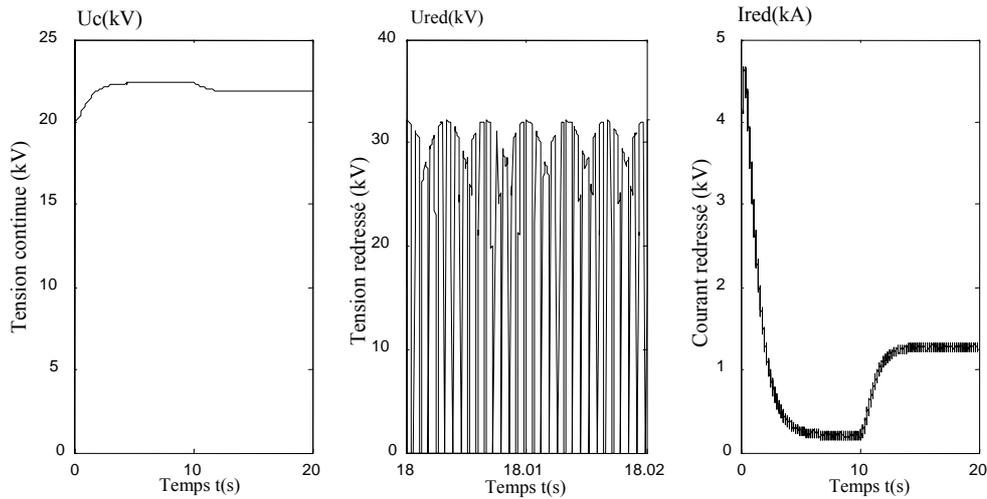


Fig. 2-8 Allure de la tension du bus continu, de la tension redressée et du courant redressé

Les courants d’entrée de l’onduleur de tension à cinq niveaux i_{d1} , i_{d2} , i_{d3} et i_{d4} ont une fréquence de $3.f$ (Fig.2-9). Nous notons que les courants i_{d2} (resp i_{d1}) et i_{d4} (resp i_{d3}) ont les mêmes allures mais de sens opposés. Cette constatation est confirmée par la relation (1-9).

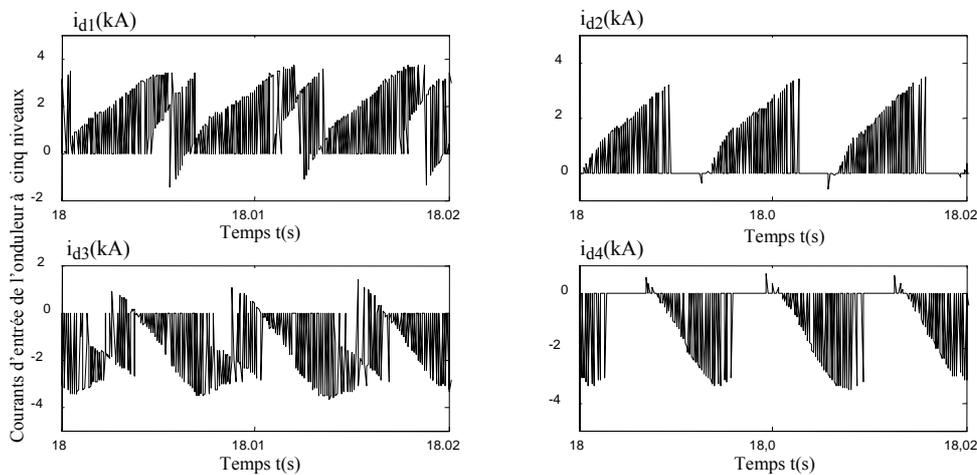


Fig. 2-9 Allures des courants d’entrée de l’onduleur de tension à cinq niveaux

L’évolution des différentes grandeurs d’entrées du redresseur de tension à deux niveaux sont montrées sur les figures 2-10-*. La figure 2-10-a présente les courants d’entrés (i_{e1} , i_{e2} , i_{e3}) du redresseur de tension. Ces courants forment, en régime permanent, un système triphasé constitués de plusieurs impulsions dû à la commutation des interrupteurs.

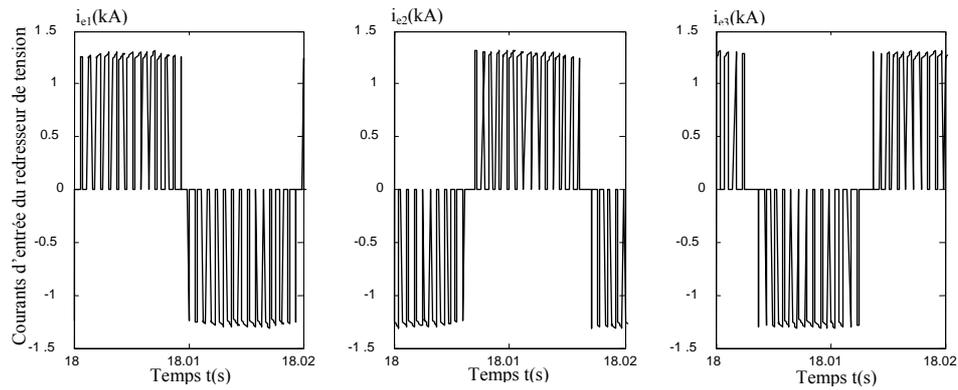


Fig. 2-10-a Allures des courants d'entrée du redresseur de tension à deux niveaux

Les tensions aux bornes des condensateurs du filtre d'entrée du redresseur de tension à deux niveaux sont représentées sur la Figure 2-10-b. Nous avons remarqué que ces dernières sont sinusoïdales et pratiquement égales aux tensions V_1 , V_2 et V_3 du réseau. Donc, les chutes de tension aux bornes du filtre inductif d'entrée sont négligeables.

Dans un souci d'une bonne représentation des résultats au cours de cette partie, les tensions des réseaux seront multipliées par un facteur de réduction (pour le cas de la Figure 2-10-c ce facteur est égal à 0,1).

La Figure 2-10-c donne l'allure du courant de ligne i_l et la tension de phase V_l correspondante. Le courant i_l épouse une forme sinusoïdale, en outre ce courant est légèrement déphasé par rapport à la tension de la même phase. En effet, le caractère inductif de la source d'entrée impose l'insertion d'un filtre capacitif à l'entrée du redresseur de tension ce qui provoque un déplacement du facteur de puissance côté réseau [Gue-07-1]-[Hit-94]-[Seg-98].

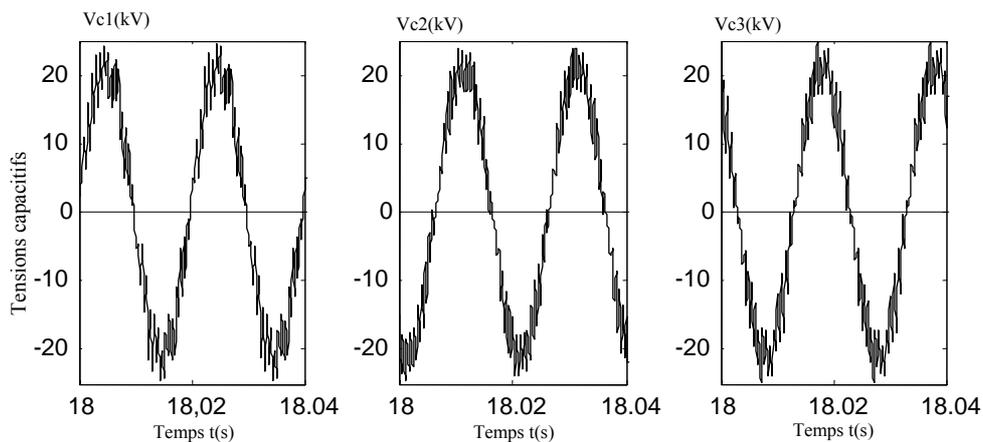


Figure 2-10-b Formes des tensions aux bornes des condensateurs du filtre d'entrée du redresseur de tension à deux niveaux

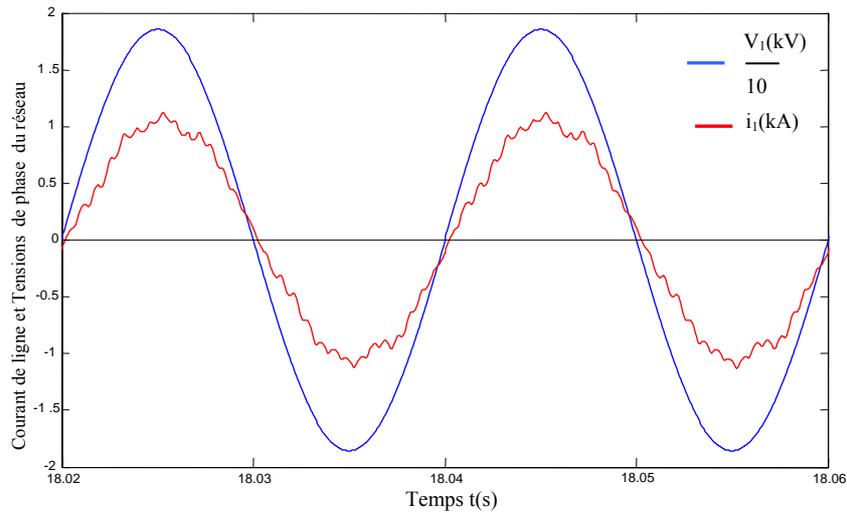


Fig. 2-10-c Courant de ligne i_1 absorbé par le réseau et la tension de phase V_1

Les performances de l’asservissement de vitesse de la machine asynchrone alimentée par ce variateur, pour une vitesse de référence $\Omega^*=1500$ tr/mn et un couple de charge $\Gamma_r=130$ kN.m appliqué à l’instant $t = 15$ s, sont représentées sur les Figures 2-11. Nous constatons que les résultats de simulation sont pratiquement les mêmes que ceux obtenus lorsque les tensions du bus continu sont supposées idéales.

L’analyse de cette cascade, montre que pour stabiliser les tensions d’entrée de l’onduleur, nous somme obligé d’utiliser des condensateurs de très fortes valeurs ($C = 9000$ mF) et qui doivent supporter des fortes tensions. Ce type de condensateurs est volumineux et coûte très cher.

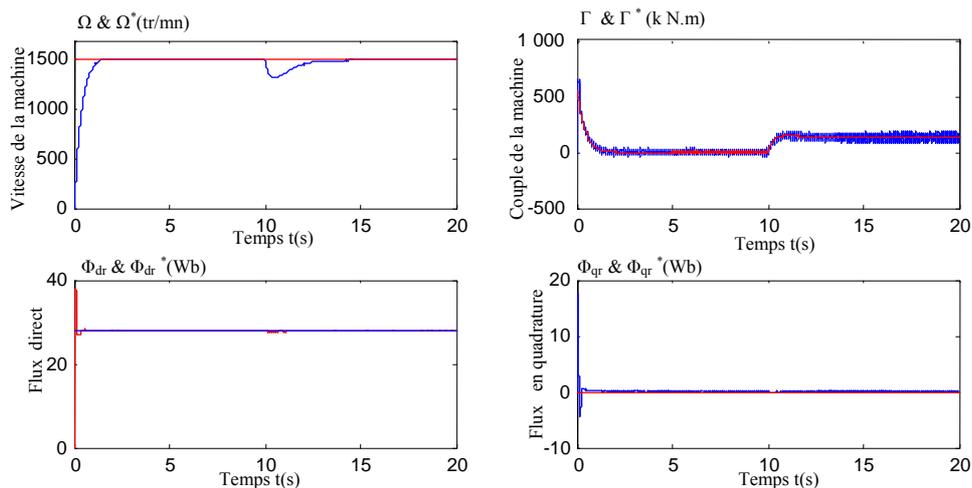


Fig. 2-11-a Grandeurs mécanique et magnétique de la de la machine asynchrone

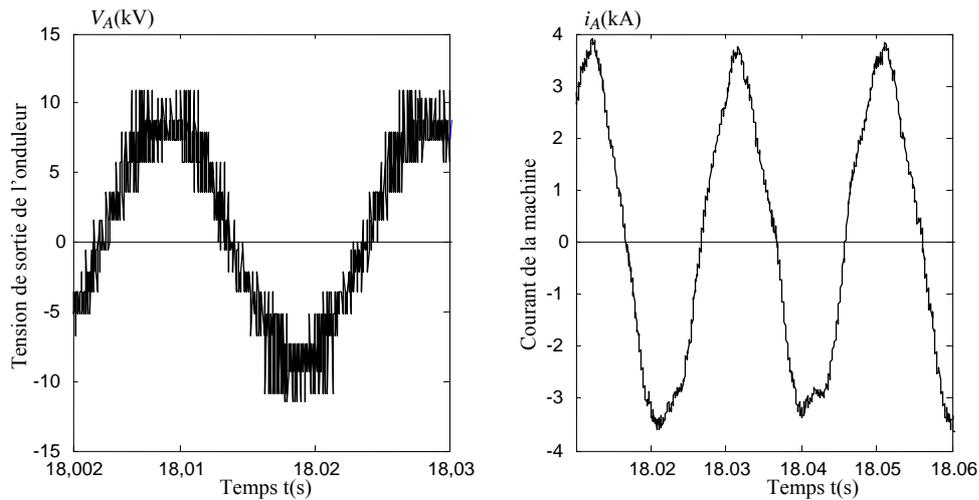


Fig. 2-11-b Tension simple V_A de sortie de l'onduleur à cinq niveaux et courant de ligne i_A de la machine asynchrone

2-3 Structure de la cascade: deux redresseurs de tension à MLI à deux niveaux – onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC – MAS

Nous proposons, dans cette section, d'alimenter le convertisseur à cinq niveaux par deux redresseurs de tension à deux niveaux. Cette topologie présente deux structures à savoir.

2-3-1 Structure type 1 de la cascade: deux redresseurs de tension à MLI à deux niveaux à disposition série – onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC – MAS

2-3-1-1 Présentation du système

Cette structure est représentée sur la Figure 2-12. Elle est constituée de deux redresseurs de tension à MLI à disposition série alimentant le bus continu de l'onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC. Les deux redresseurs de tension sont alimentés par un transformateur à deux secondaires de valeur efficace de 6 kV.

2-3-1-2 Modélisation du bus continu et simulation de la cascade

La Figure 2-13 présente le circuit électrique du filtre intermédiaire dans le cas de l'association deux redresseurs de tension à disposition série. Le modèle mathématique de ce filtre est défini par les systèmes d'équations suivants:

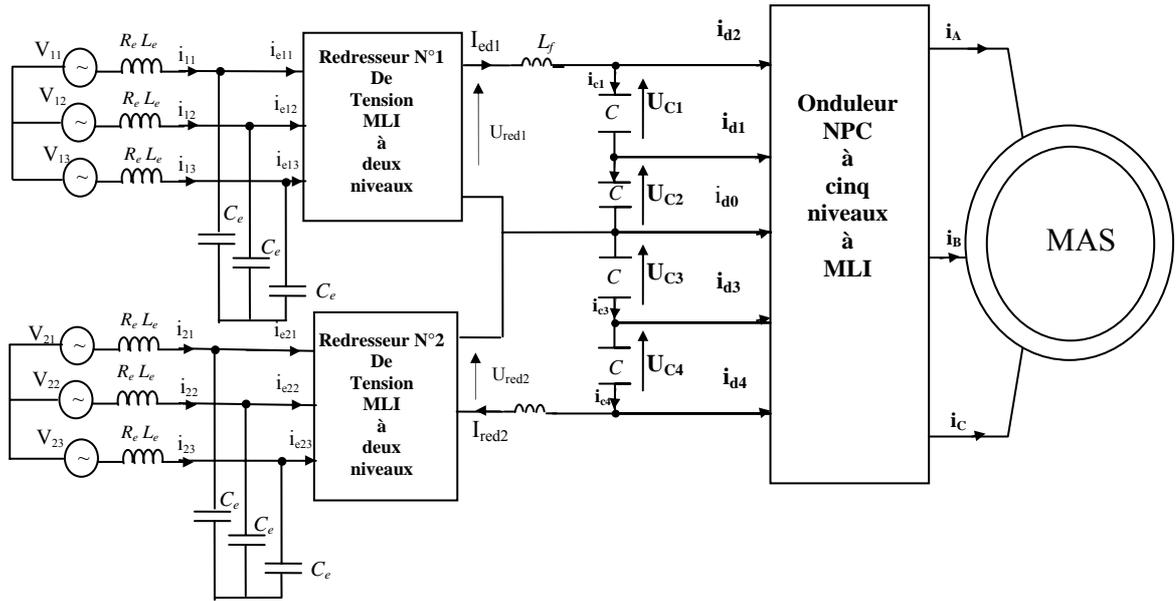


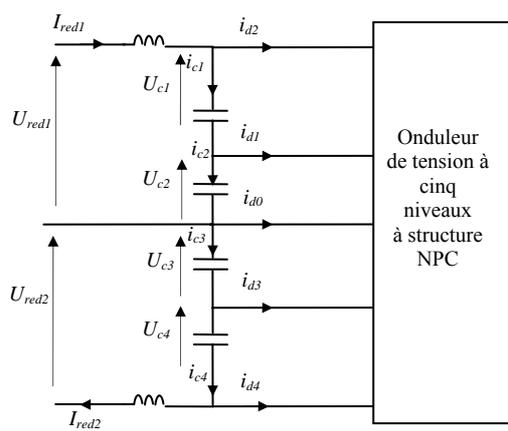
Fig. 2-12 Structure de l’association deux redresseurs de tension à deux niveaux à disposition série – onduleur de tension à cinq niveaux -machine asynchrone

- Au niveau du premier redresseur:

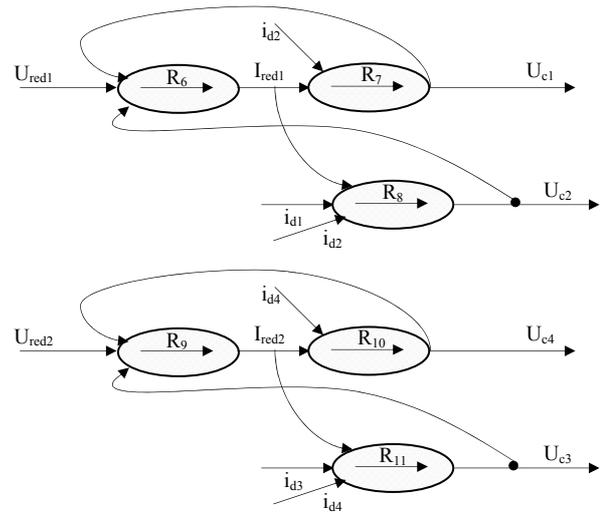
$$\begin{cases} \frac{dI_{red1}}{dt} = \frac{1}{L_f}(U_{red1} - U_{c1} - U_{c2}) & (R_6) \\ C \frac{dU_{c1}}{dt} = i_{c1} = I_{red1} - I_{d2} & (R_7) \\ C \frac{dU_{c2}}{dt} = i_{c2} = I_{red1} - I_{d2} - I_{d1} & (R_8) \end{cases} \quad 2-7$$

- Au niveau du deuxième redresseur:

$$\begin{cases} \frac{dI_{red2}}{dt} = \frac{1}{L_f}(U_{red2} - U_{c3} - U_{c4}) & (R_9) \\ C \frac{dU_{c3}}{dt} = i_{c3} = I_{red2} - I_{d4} - I_{d3} & (R_{11}) \\ C \frac{dU_{c4}}{dt} = i_{c4} = I_{red2} - I_{d4} & (R_{10}) \end{cases} \quad 2-8$$



a- Structure du filtre intermédiaire



b- Graphe informationnel

Fig. 2-13 Structure du filtre intermédiaire dans le cas de deux redresseurs de tension et son graphe informationnel

Le graphe informationnel causal associé au circuit électrique du filtre intermédiaire, dans le cas de deux redresseurs de tension à disposition série, est représenté sur la Figure 2-13-b. Nous constatons deux systèmes indépendants l'un de l'autre. Ce graphe montre que les paires de tensions (U_{c1}, U_{c2}) et (U_{c3}, U_{c4}) peuvent être contrôlées de façon indépendante par les deux redresseurs de tensions. Ainsi, nous pouvons dire que cette cascade peut maintenir au mieux $U_{c1} + U_{c2} \approx U_{c3} + U_{c4}$. En outre, la tension U_{c1} (respectivement U_{c3}) et la tension U_{c2} (respectivement U_{c4}) sont dépendantes l'une de l'autre. Pour obtenir $U_{c1} \approx U_{c2}$ et $U_{c3} \approx U_{c4}$, il faut utiliser des condensateurs de capacité importante.

La Figure 2-14 montre, pour des condensateurs de valeurs $C = 800 \text{ mF}$, le déséquilibre des quatre tensions du bus continu de l'onduleur à cinq niveaux alimenté par deux redresseurs de tension (structure 1). Afin de minimiser cette instabilité, nous avons utilisé encore des condensateurs de valeurs importantes ($C = 9000 \text{ mF}$).

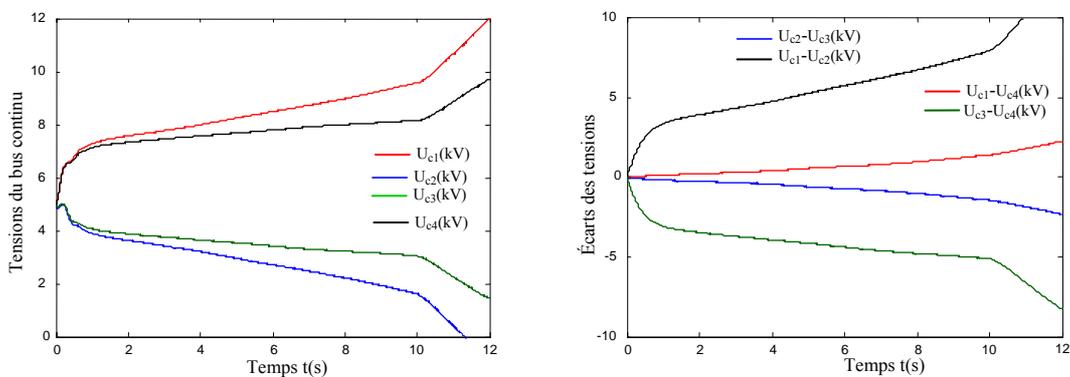


Fig. 2-14 Formes des tensions $U_{c1}, U_{c2}, U_{c3}, U_{c4}$ du bus continu de l'onduleur à cinq niveaux alimenté par deux redresseurs de tension (structure 1) pour $C = 800 \text{ mF}$ et $L_f = 10 \text{ mH}$

Les Figures 2-15 montrent les allures des quatre tensions du bus continu de l'onduleur de tension à cinq niveaux et leurs différences. L'utilisation de capacité de valeurs importantes ($C=9000\text{ mF}$) a permis de maintenir les tensions du bus continu stable, positif et égale par paire ($U_{c1}\approx U_{c4}$, $U_{c2}\approx U_{c3}$). Les écarts ($U_{c1} - U_{c4}$) et ($U_{c2} - U_{c3}$) ne dépassent pas 0,27%, les différences ($U_{c1} - U_{c2}$) et ($U_{c3} - U_{c4}$) sont, en pleine charge, de l'ordre de 14%. Ces résultats sont meilleurs par rapport à ceux trouvés pour la cascade utilisant un seul redresseur triphasé de tension.

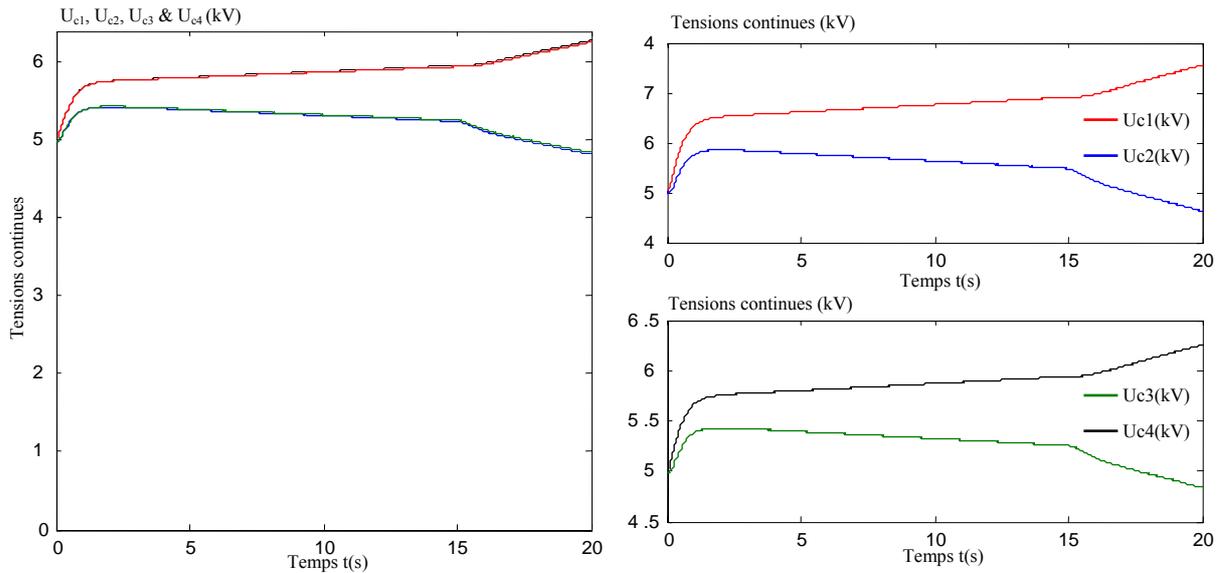


Fig. 2-15-a Formes des tensions U_{c1} , U_{c2} , U_{c3} , U_{c4} du bus continu de l'onduleur à cinq niveaux alimenté par deux redresseurs de tension à disposition série pour $C = 9000\text{mF}$ et $L_f = 10\text{mH}$

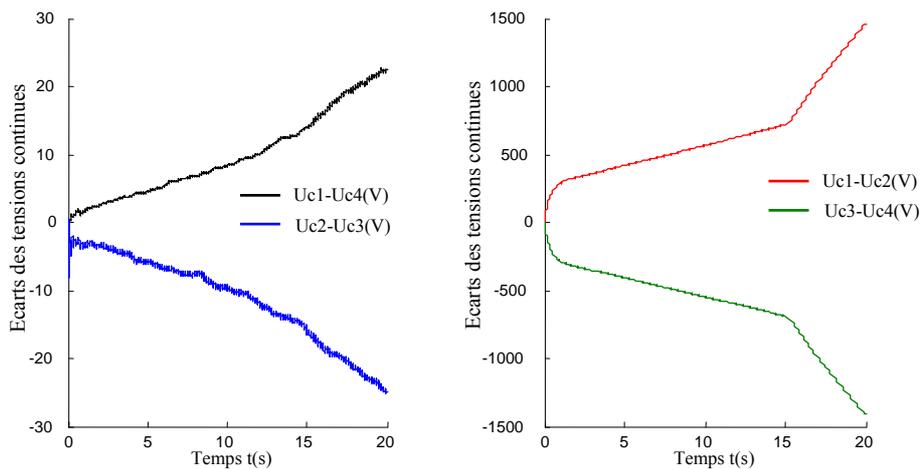


Fig. 2-15-b Ecart des tensions

Les formes d’ondes de la tension du bus continu U_c et des deux tensions redressées U_{red1} et U_{red2} sont représentées sur les Figures 2-16. La tension U_c est stable, constante et égale à la valeur moyenne de $U_{red1} + U_{red2}$.

Les deux courants redressés I_{red1} et I_{red2} délivrés par les deux redresseurs de tension sont représentés sur la Figure 2-17. Ces derniers sont toujours positifs car les deux convertisseurs sont unidirectionnels en courant.

Les figures 2-18 représentent les courants d’entrée de l’onduleur triphasé de tension à cinq niveaux. Ces derniers possèdent une fréquence d’oscillation de trois fois celle la fréquence de sortie de l’onduleur à cinq niveaux.

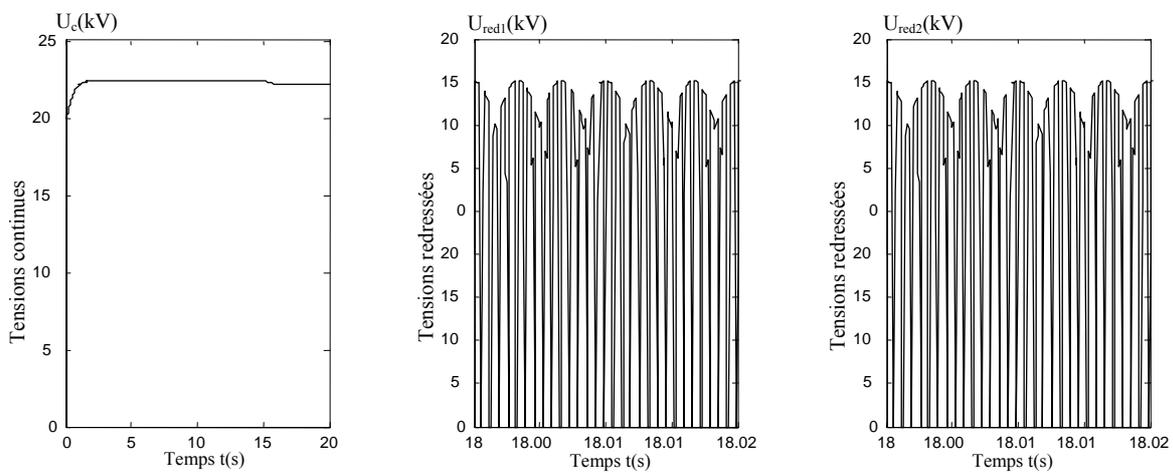


Fig. 2-16 Tensions continues U_c et tensions redressées U_{red1} et U_{red2}

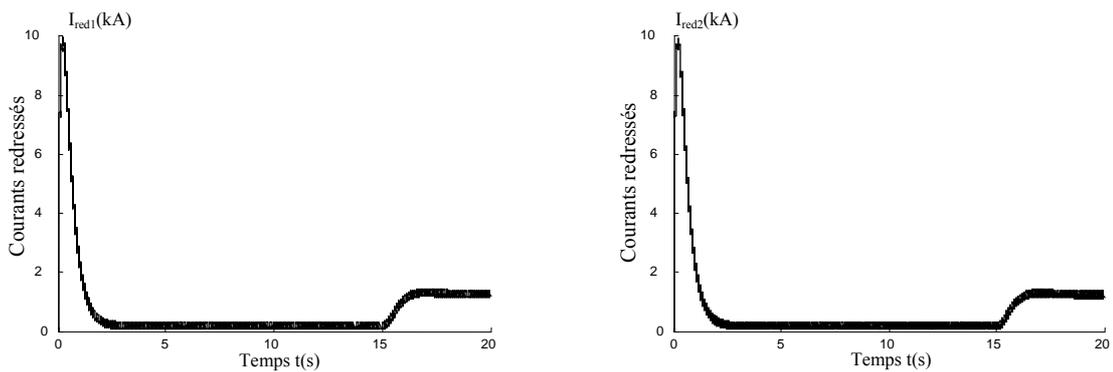


Fig. 2-17 Courants redressés I_{red1} et I_{red2}

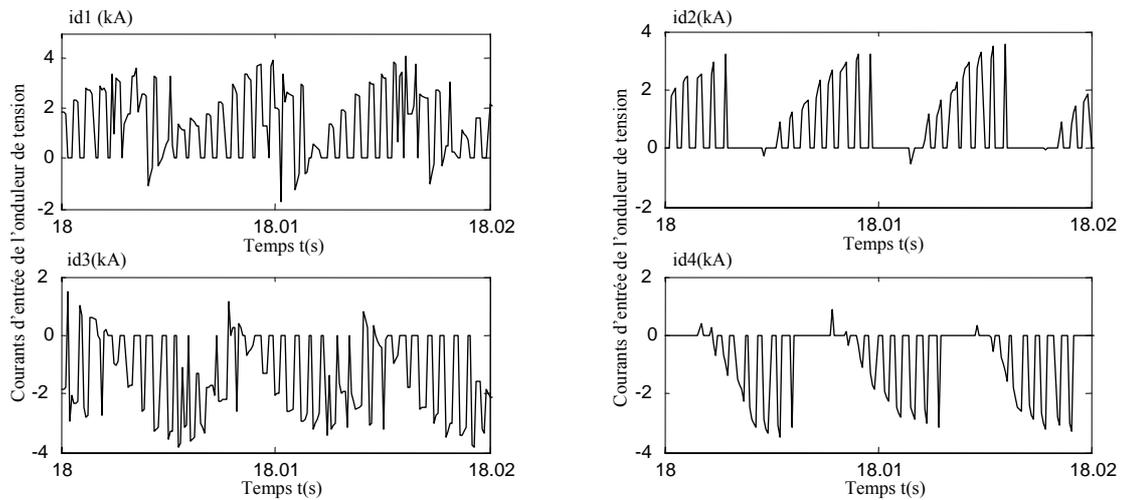


Fig. 2-18 Courants d'entrée de l'onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC

Vue que la commande des deux redresseurs de tension est la même, les courants d'entrée (i_{e11} , i_{e12} , i_{e13}) et (i_{e21} , i_{e22} , i_{e23}) des deux redresseurs de tensions ont les mêmes allures (Figures 2-19).

Les tensions aux bornes des condensateurs des deux filtres d'entrées des deux redresseurs de tension sont représentés sur les Figures 2-20. Nous notons que les tensions V_{c11} , V_{c12} et V_{c13} (respectivement V_{c21} , V_{c22} et V_{c23}) ont des formes sinusoïdales et pratiquement égales aux tensions V_{11} , V_{12} et V_{13} (respectivement V_{21} , V_{22} et V_{23}) des deux secondaires du transformateur car les chutes de tension, aux bornes des deux filtres inductifs d'entrées, restent négligeables.

Dans un souci d'une bonne représentation des résultats au cours de cette partie, les tensions des réseaux seront multipliées par un facteur de réduction (pour le cas de la figure 2-21 ce facteur est égal à 0,2). La Figure 2-21 donne l'allure du courant de ligne i_{11} du premier redresseur (respectivement i_{21} du second redresseur) et la tension de phase V_{11} (respectivement V_{21}) correspondante. Le courant i_{11} (respectivement i_{12}) épouse une forme sinusoïdale, en outre, il est déphasé par rapport à la tension de la même phase.

Les performances de l'asservissement de vitesse de la machine asynchrone alimentée par cette cascade sont représentées par les Figures 2-22, pour une vitesse de référence $\Omega_{ref}=1500$ tr/mn et un couple de charge $\Gamma_r=130$ k N.m appliqué à l'instant $t=15$ s. Les résultats de simulation obtenus sont les mêmes que ceux de la cascade d'un redresseur de tension – Onduleur à cinq niveaux.

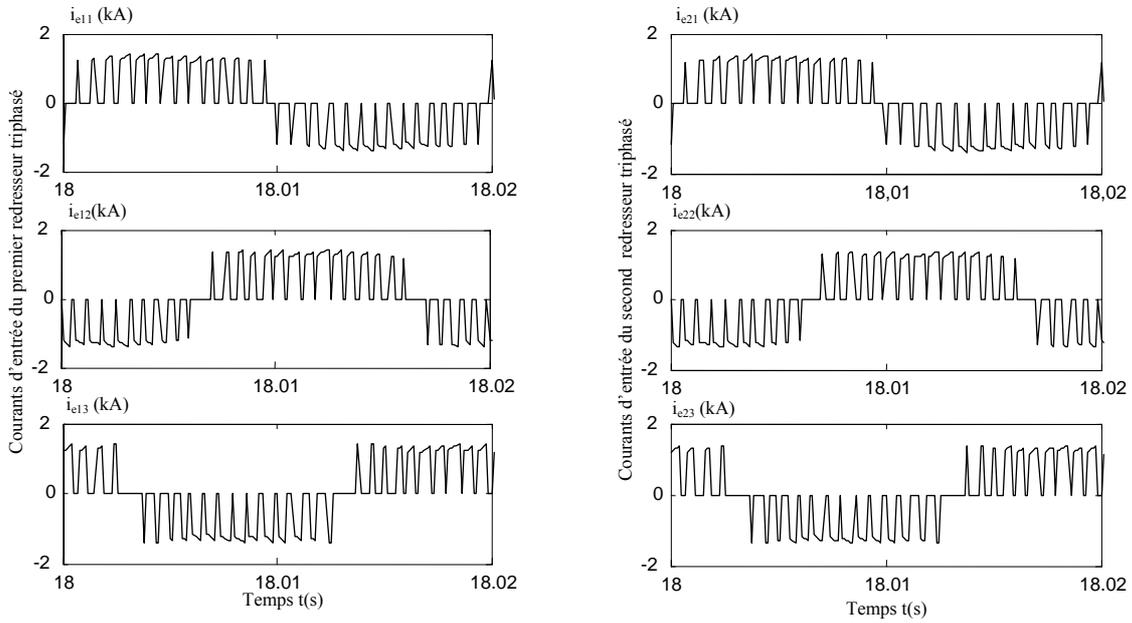


Fig. 2-19 Courants d’entrée des deux redresseurs triphasés de tension à deux niveaux

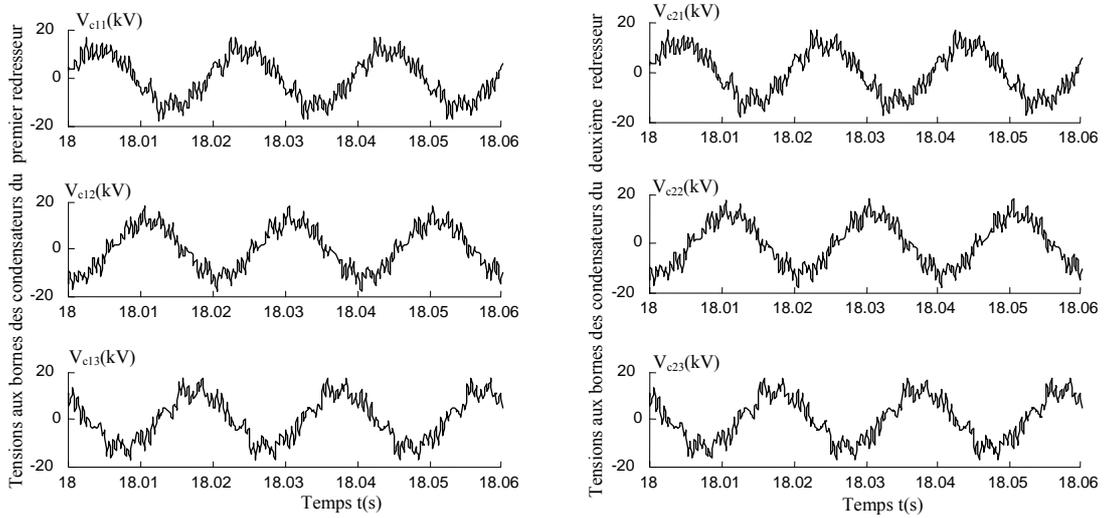


Fig. 2-20 Formes des tensions aux bornes des condensateurs des filtres d’entrés des deux redresseurs de tension à deux niveaux

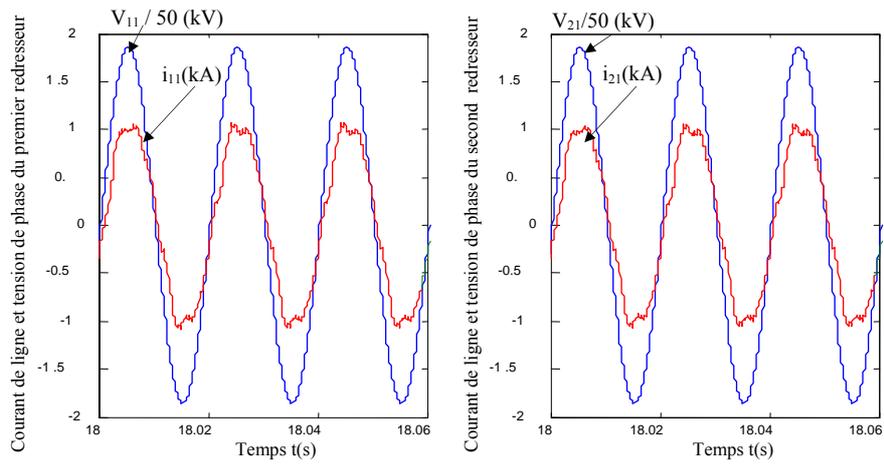


Fig. 2-21 Courant de ligne i_{11} du premier redresseur (respectivement i_{21} du second redresseur) et tension de phase V_{11} du premier redresseur (respectivement V_{21} du second redresseur)

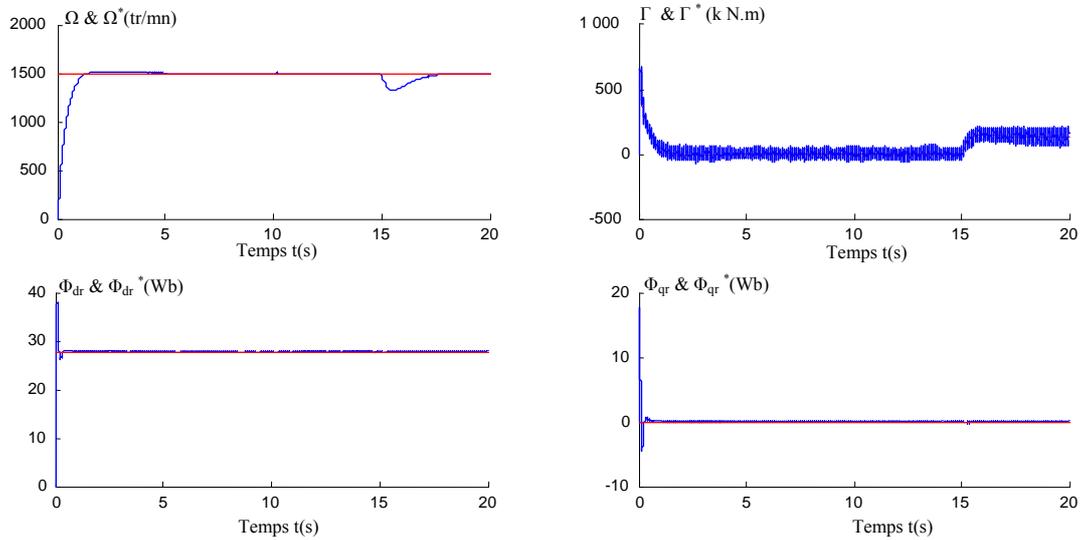


Fig. 2-22-a Grandeurs mécanique et magnétique de la MAS

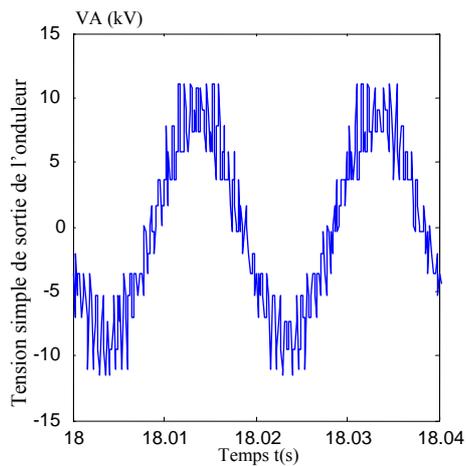


Fig. 2-22-b Tension simple V_A (kV) de sortie de l'onduleur à cinq niveaux

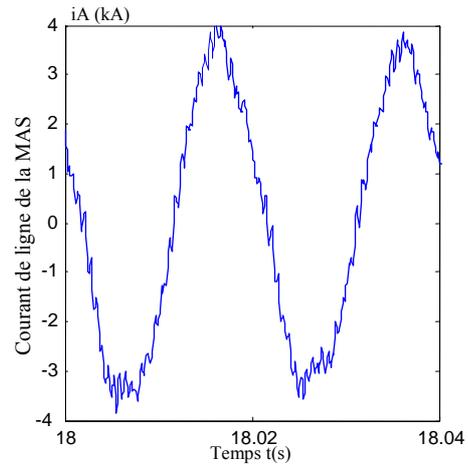


Fig. 2-22-c Courant de ligne i_A (kA) absorbé par la machine asynchrone

2-3-2 Structure type 2 de la cascade: deux redresseurs de tension à MLI à deux niveaux imbriqués – onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC – MAS

La Figure 2-23 présente la structure de l’association de deux redresseurs de tension en cascade alimentant l’onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC. Les deux redresseurs de tension sont connectés au réseau par le biais d’un transformateur à deux secondaires dont le premier fournit une tension alternative de valeur efficace de 12 kV et le second délivre une tension alternative de 6 kV.

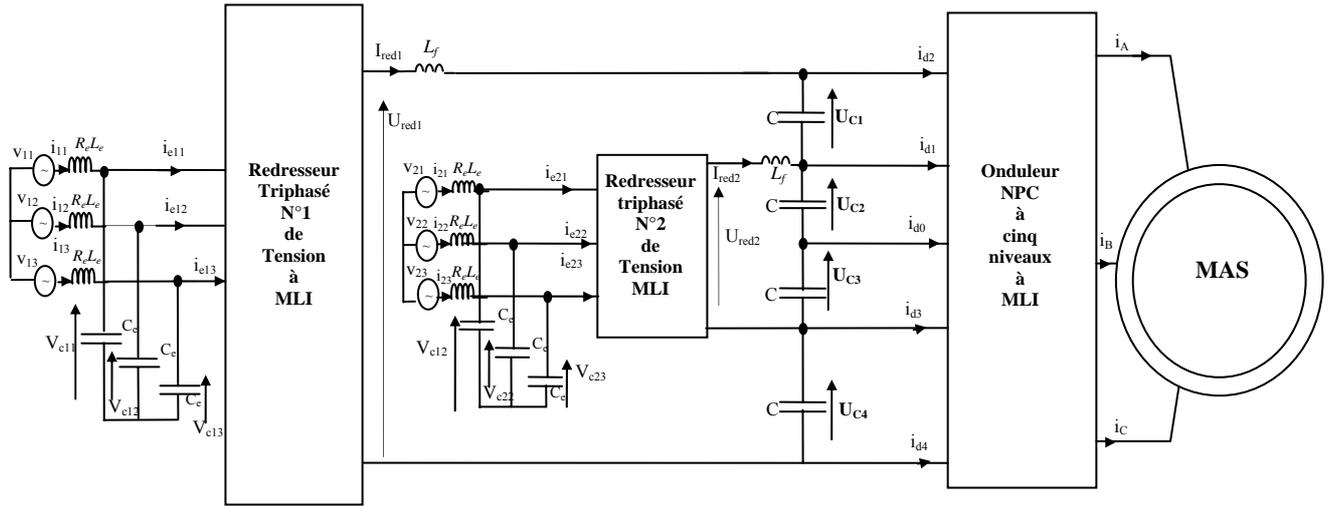


Fig. 2 –23 Structure type 2 de la cascade de deux redresseurs de tension à MLI imbriqués - onduleur de tension NPC à cinq niveaux – MAS.

2. 3.2 .1 Modélisation du filtre intermédiaire

La nouvelle structure du filtre intermédiaire de cette cascade est représentée par la Figure 2–24 et dont le modèle mathématique est défini par les systèmes différentiels suivants:

- Au niveau du premier redresseur:

$$\begin{cases} \frac{dI_{red1}}{dt} = \frac{1}{L_f} (U_{red1} - U_c) & (R_{12}) \\ C \frac{dU_{c1}}{dt} = i_{c1} = I_{red1} - i_{d2} & (R_{13}) \\ C \frac{dU_{c4}}{dt} = i_{c4} = I_{red1} + i_{d4} & (R_{17}) \end{cases} \quad 2-9$$

- Au niveau du deuxième redresseur:

$$\begin{cases} \frac{dI_{red2}}{dt} = \frac{1}{L_f}(U_{red2} - U_{ct2}) & (R_{14}) \\ C_f \frac{dU_{c2}}{dt} = i_{c2} = I_{red2} - i_{d1} + I_{red1} - i_{d2} & (R_{15}) \\ C_f \frac{dU_{c3}}{dt} = i_{c3} = I_{red2} - i_{d1} + I_{red1} - i_{d2} - i_{d0} & (R_{16}) \\ U_{ct2} = U_{c2} + U_{c3} \end{cases} \quad 2-10$$

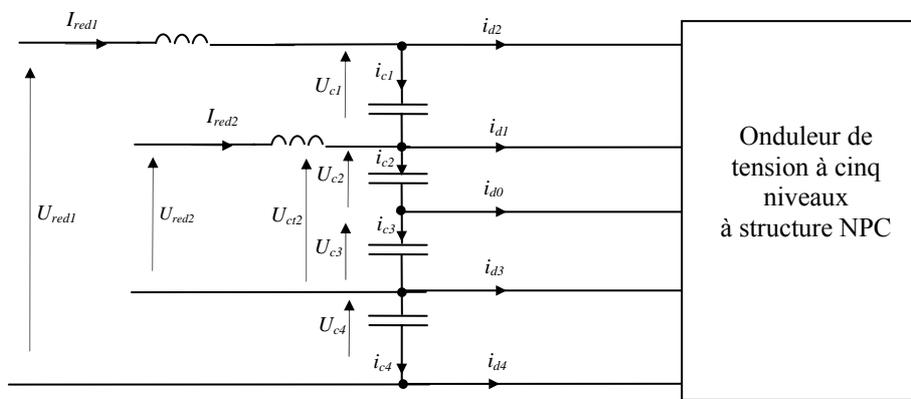


Fig. 2 –24 Structure du filtre intermédiaire de la cascade type 2

Le graphe informationnel causal associé à ce modèle est montré sur la Figure 2-25. Nous observons l’existence de deux boucles:

- Une boucle interne générant les deux tensions U_{c2} et U_{c3} . Ces dernières sont égales tant que le courant i_{d0} possède une valeur moyenne nulle. En effet, l’équation (2-11) confirme cette constatation:

$$U_{c2} - U_{c3} = \frac{1}{C_f} \int (i_{c2} - i_{c3}) dt = \frac{1}{C_f} \int i_{d0} dt \quad 2-11$$

- Une boucle externe dont sa variable de commande est la tension redressée U_{red1} , délivrée par le premier redresseur, et sa grandeur de sortie est la tension résultante U_c . Dans ce cas, la tension U_{red1} est partagée, par le biais du diviseur capacitif, aux quatre tensions U_{c1} , U_{c2} , U_{c3} et U_{c4} .

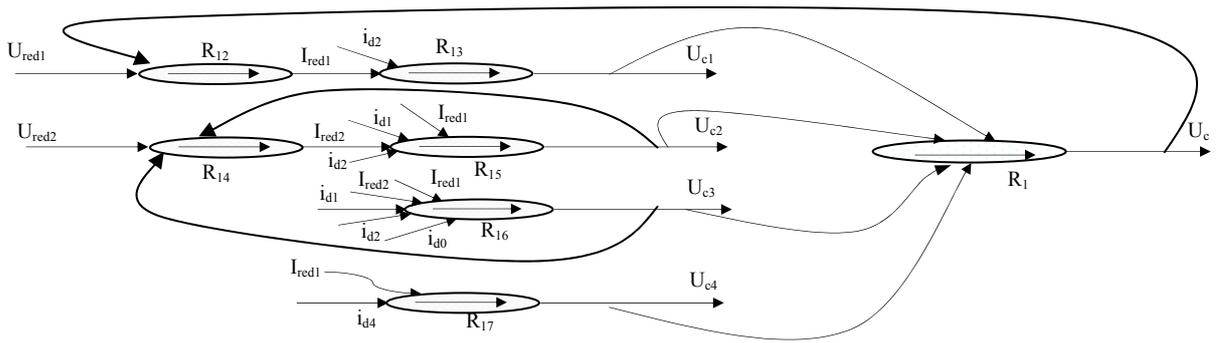


Fig. 2-25 Graphe Informationnel Causal associé au filtre intermédiaire de la cascade: deux redresseurs de tension à deux niveaux imbriqués –onduleur de tension à cinq niveaux -machine asynchrone

Les résultats de simulation de la cascade: deux redresseurs de tension à deux niveaux imbriqués - onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC – MAS, dont les paramètres des deux filtres sont donnés en annexe 3, sont exposés sur les Figures 2-26 à 2-34.

La Figure 2-26 montre, pour des condensateurs de valeurs $C = 800 \text{ mF}$, que les quatre tensions U_{c1} , U_{c2} , U_{c3} et U_{c4} sont plus stables et presque constantes par rapport à ceux obtenues dans le cas de la structure à disposition série (voir figure (2-14)). Leurs différences ne dépassent pas 12% (Figures 2-27).

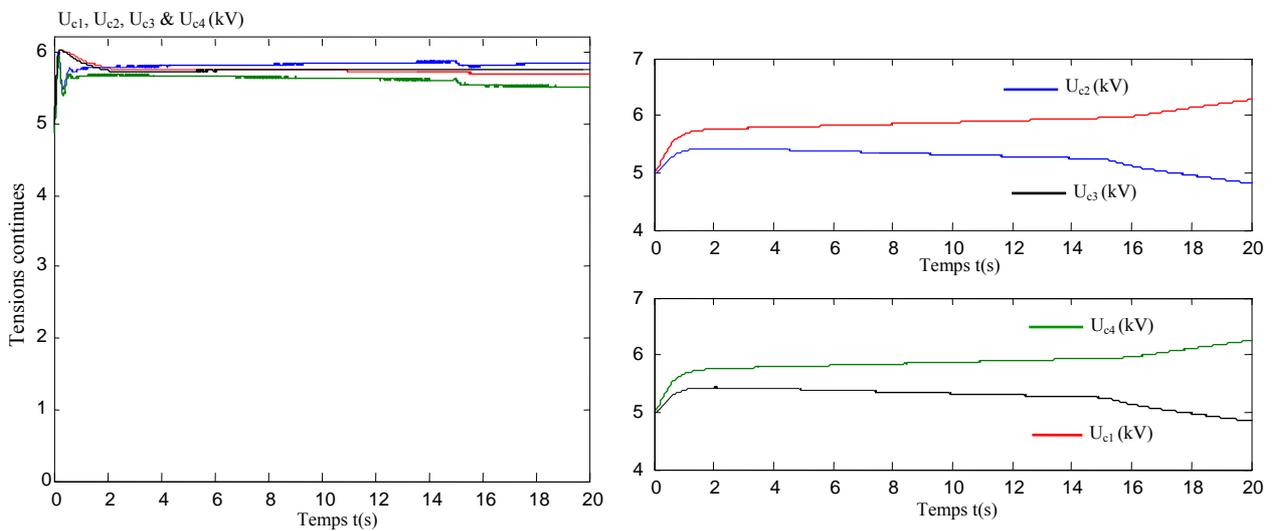


Fig. 2 –26 Formes des tensions du bus continu à l’entrée de l’ondeleur de tension à cinq niveaux à structure NPC alimenté par deux redresseurs de tension à deux niveaux imbriqués en cascade pour $L_f = 10 \text{ mH}$ et $C = 800\text{mF}$.

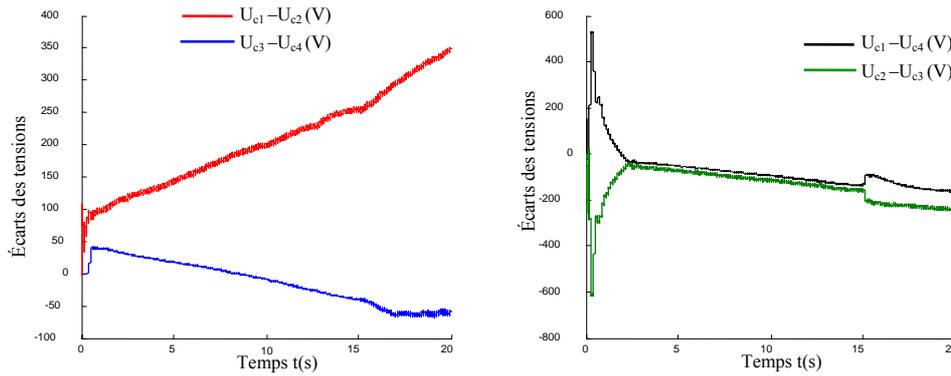


Fig. 2 –27 Ecart des tensions du bus continu à l’entrée de l’onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC alimenté par deux redresseurs imbriqués en cascade pour $L_f = 10$ mH et $C = 800$ mF.

Les courants d’entrée de l’onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC sont montrés sur les Figures 2-28. Ces derniers oscillent avec une fréquence trois fois la fréquence de sortie de l’onduleur. Le courant i_{d0} (Figure 2-28-b) possède une valeur moyenne pratiquement nulle ce qui favorise la stabilité du point milieu de ce convertisseur.

Les Figures 2-29-* illustrent les allures des tensions du bus continue U_c ainsi que les tensions de sortie des deux redresseurs U_{red1} et U_{red2} . Il est bien montré que la tension U_c (Fig. 2-29-a) est égale à la valeur moyenne de la tension redressée U_{red1} (Fig. 2-29-b) de sortie du premier redresseur, alors que la tension U_{c2} (Figure 2-29-a) est la valeur moyenne de la tension U_{red2} (Fig. 2-29-b) de sortie du second redresseur. Les deux tensions redressées U_{red1} et U_{red2} ont une fréquence d’oscillation de six fois la fréquence du système.

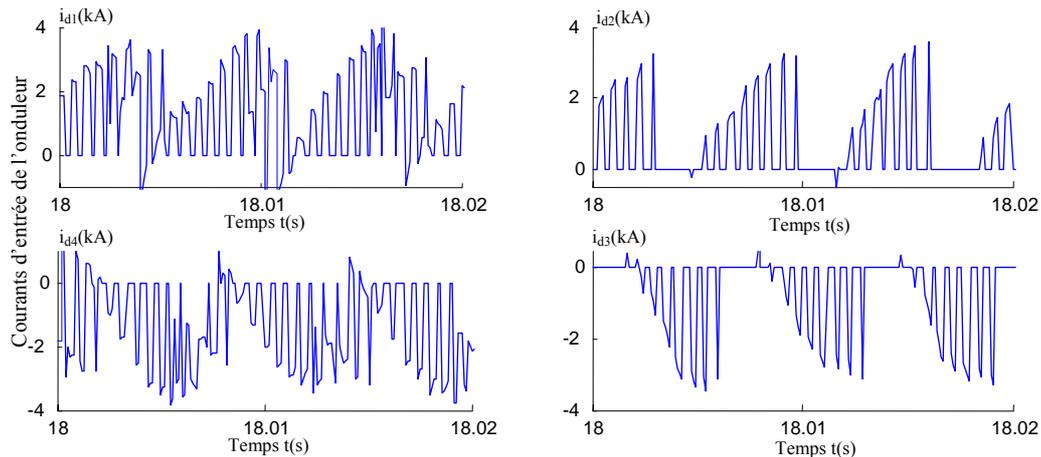


Fig. 2-28-a Courants d’entrée de l’onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC

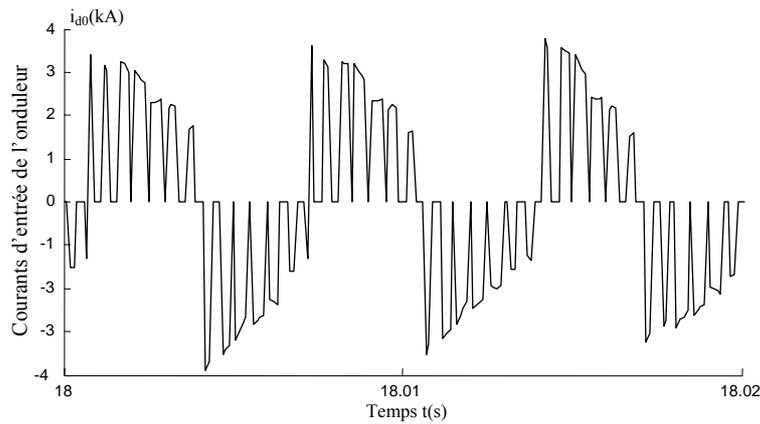


Fig. 2-28-b Le courant d’entrée i_{d0} de l’ondeur de tension à cinq niveaux à structure NPC

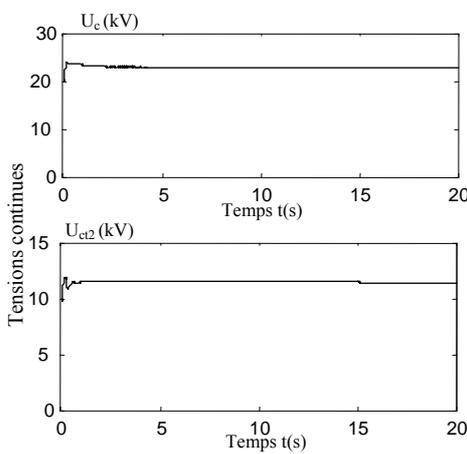


Fig. 2-29-a Tensions continues U_c et U_{ct2}

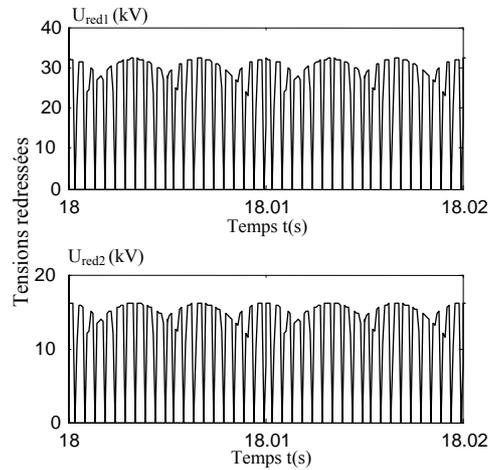


Fig. 2-29-b Les tensions redressées U_{red1} et U_{red2}

Les variations des courants redressés I_{red1} et I_{red2} , en fonction du temps, sont représentés sur la Figure 2-30. Nous notons que le redresseur externe (premier redresseur) délivre un courant redressé I_{red1} dont la valeur moyenne est inférieure de moitié par rapport à celui délivré par le redresseur interne (second redresseur). Ceci est du au fait que la tension imposée au premier redresseur est supérieure de deux fois par rapport à celle du second convertisseur.

Les Figures 2-31 illustrent les formes d’ondes des tensions aux bornes des filtres capacitifs à l’entrée des deux redresseurs. Ces tensions suivent une forme sinusoïdale. Nous constatons que les tensions V_{c21} , V_{c22} et V_{c23} présentent des petites oscillations par rapport aux tensions V_{c11} , V_{c12} et V_{c13}

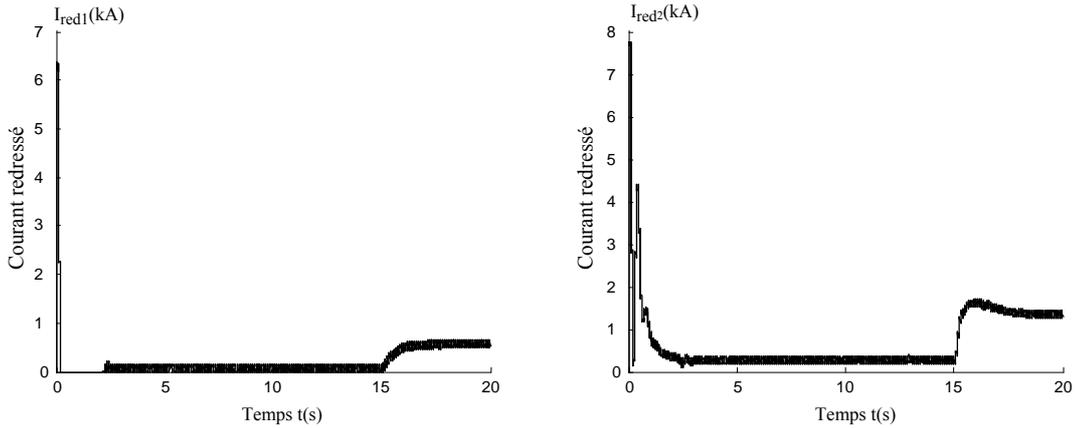


Fig. 2-30 Courants redressés I_{red1} & I_{red2}

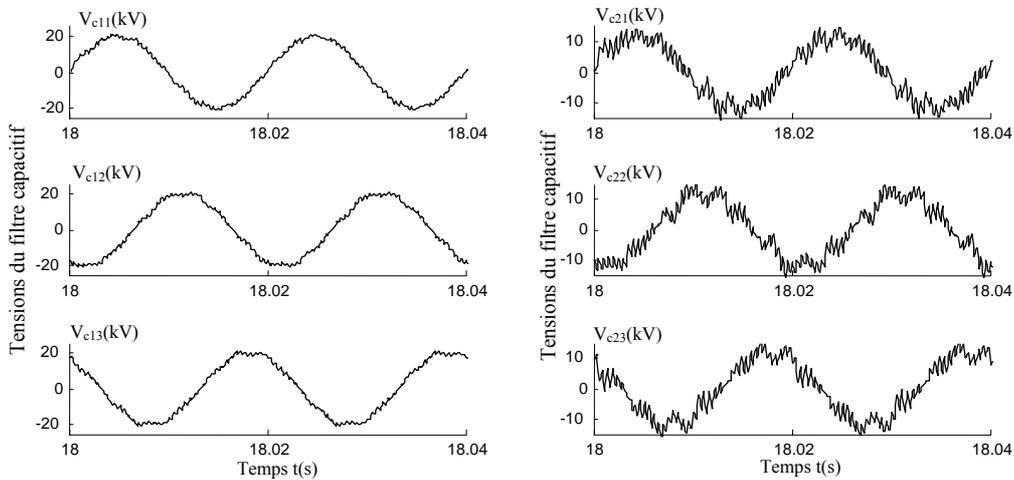


Fig. 2-31 Tensions aux bornes des deux filtres capacitifs

L'évolution temporelle des courants d'entrée des deux redresseurs est montrée sur les Figures 2-32. Les courants (i_{e11} , i_{e12} , i_{e13}) d'entrée du premier redresseur et ceux du second redresseur (i_{e21} , i_{e22} , i_{e23}) sont formés de plusieurs créneaux de largeurs différentes ceux-ci sont dus à la commande des différents semi-conducteurs.

Alors que les courants appelés aux deux réseaux, respectivement (i_{11} , i_{12} , i_{13}) et (i_{21} , i_{22} , i_{23}), possèdent des formes sinusoïdales comme le montre les Figures 2-33.

La Figure 2-34 donne l'allure du courant de ligne i_{11} du premier redresseur (respectivement i_{21} du second redresseur) et la tension de phase V_{11} (respectivement V_{21}) correspondante.

Le courant i_{11} (respectivement i_{12}) épouse une forme sinusoïdale, en outre, il est déphasé par rapport à la tension de la même phase (dans un souci d’une bonne représentation des résultats au cours de cette partie, les tensions des réseaux seront multipliées par un facteur de réduction, pour le cas de la figure 2-34-a ce facteur est égal à 0,1 et celui de la figure 2-34-b est égal à 0,2).

Les performances de l’asservissement de vitesse de la machine asynchrone alimentée par cette cascade sont illustrées sur les Figures 2-35. La tension V_A possède une valeur moyenne nulle dont le fondamentale suit une onde sinusoïdale. Ceci est obtenu grâce à la stabilité des tensions du bus continu de l’onduleur à cinq niveaux. En utilisant des condensateurs de valeurs $C=800$ mF, nous constatons que les résultats obtenus sont meilleurs que celles de la cascade précédente.

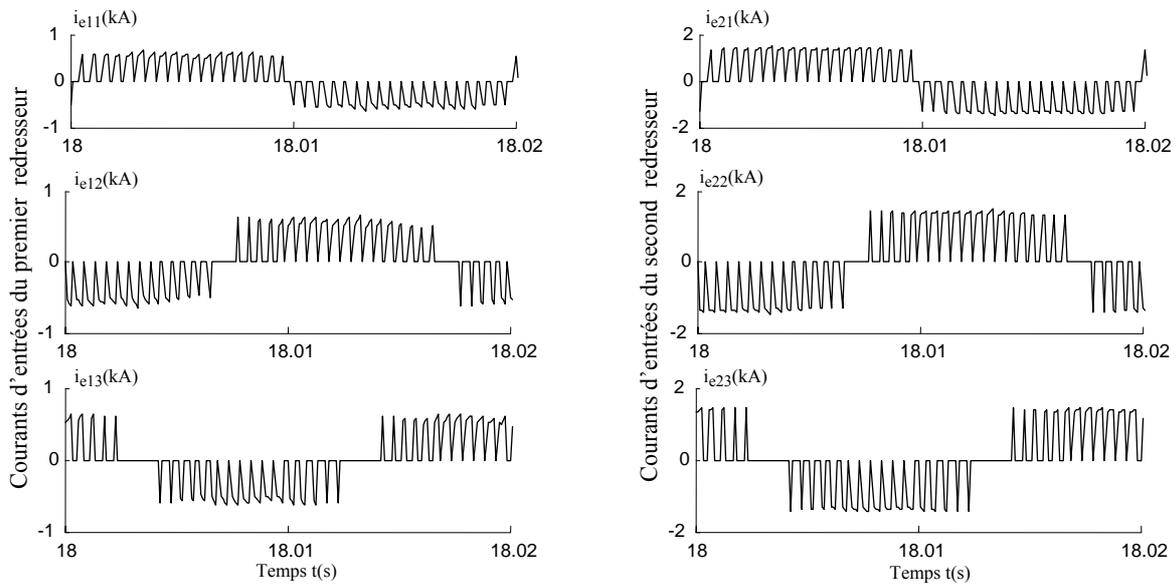


Fig. 2-32 Courants d’entrée des deux redresseurs triphasés de tension

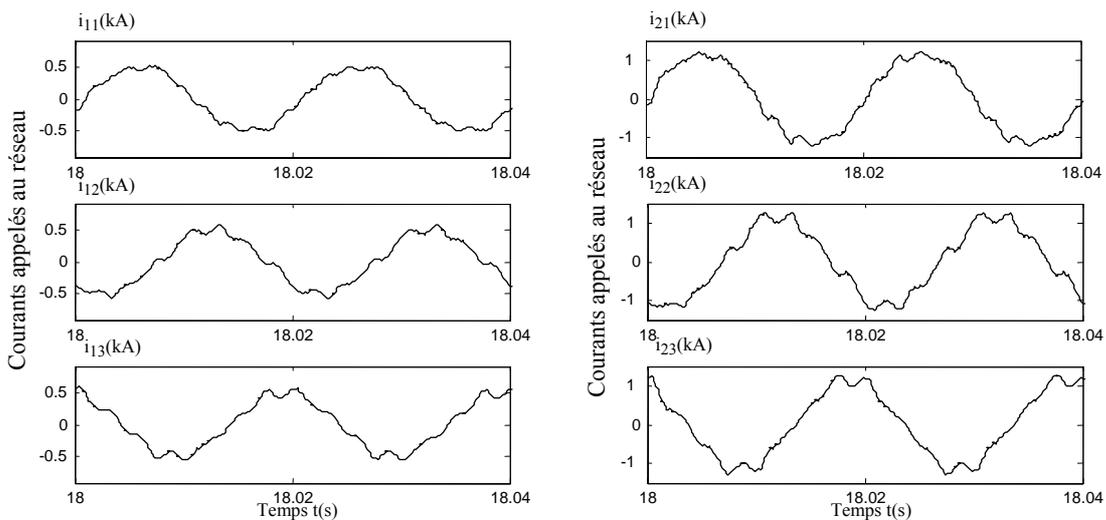


Fig.2-33 Courants appelés aux réseaux des deux redresseurs

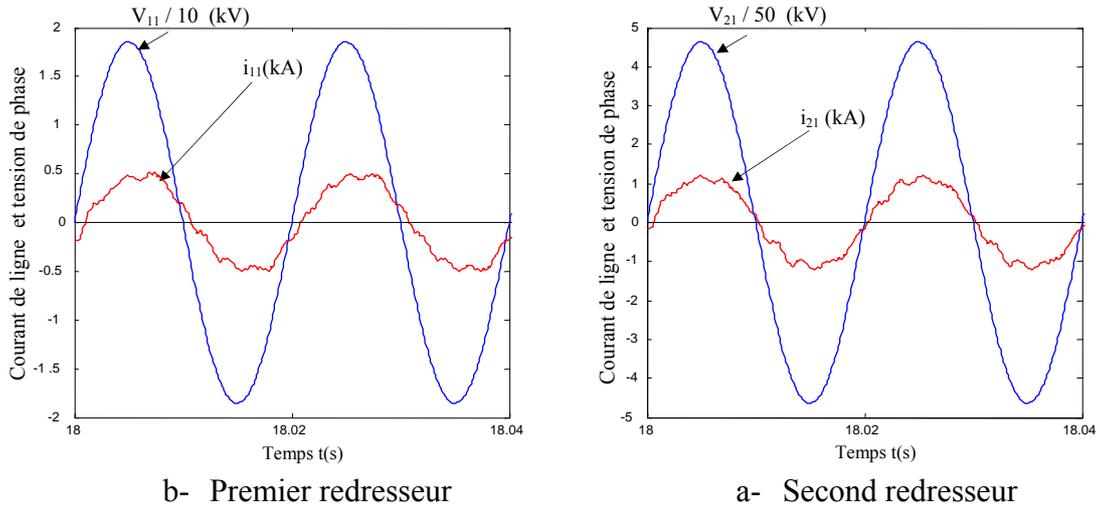


Fig.2-34 Courants de ligne et tensions de phase

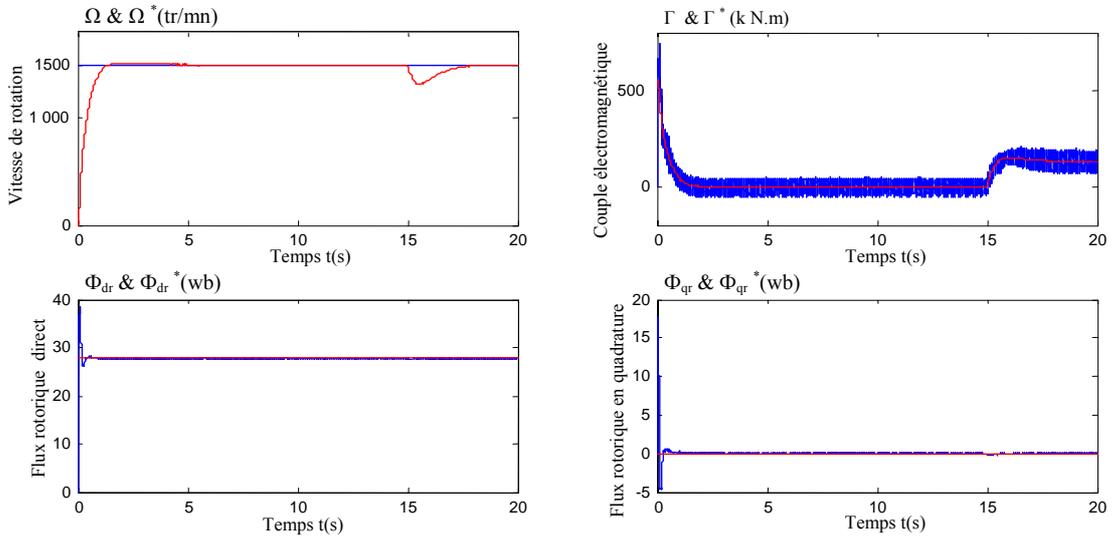


Fig. 35-a Grandeurs mécanique et magnétique de la machine asynchrone

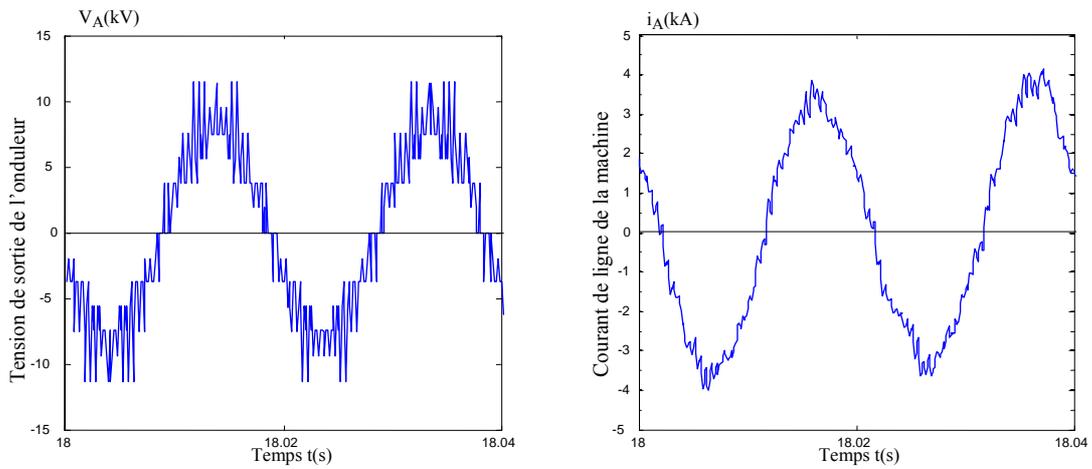


Fig. 2-35-b Tension de sortie de l'onduleur à cinq niveaux et courant de ligne de la MAS

2-3-2 Structure de la cascade: quatre redresseurs de tension à MLI à deux niveaux – onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC – MAS

Dans cette partie, les quatre tensions d’entrée de l’ondeur de tension à cinq niveaux sont générées par quatre redresseurs de tension triphasés à deux niveaux. La structure de cette cascade est présentée sur la Figure 2-36.

2– 3- 2-1 Modélisation du filtre intermédiaire

La structure du filtre est représentée sur la Figure 2-37. Les équations mathématique décrivant le fonctionnement ce filtre sont données par le système suivant:

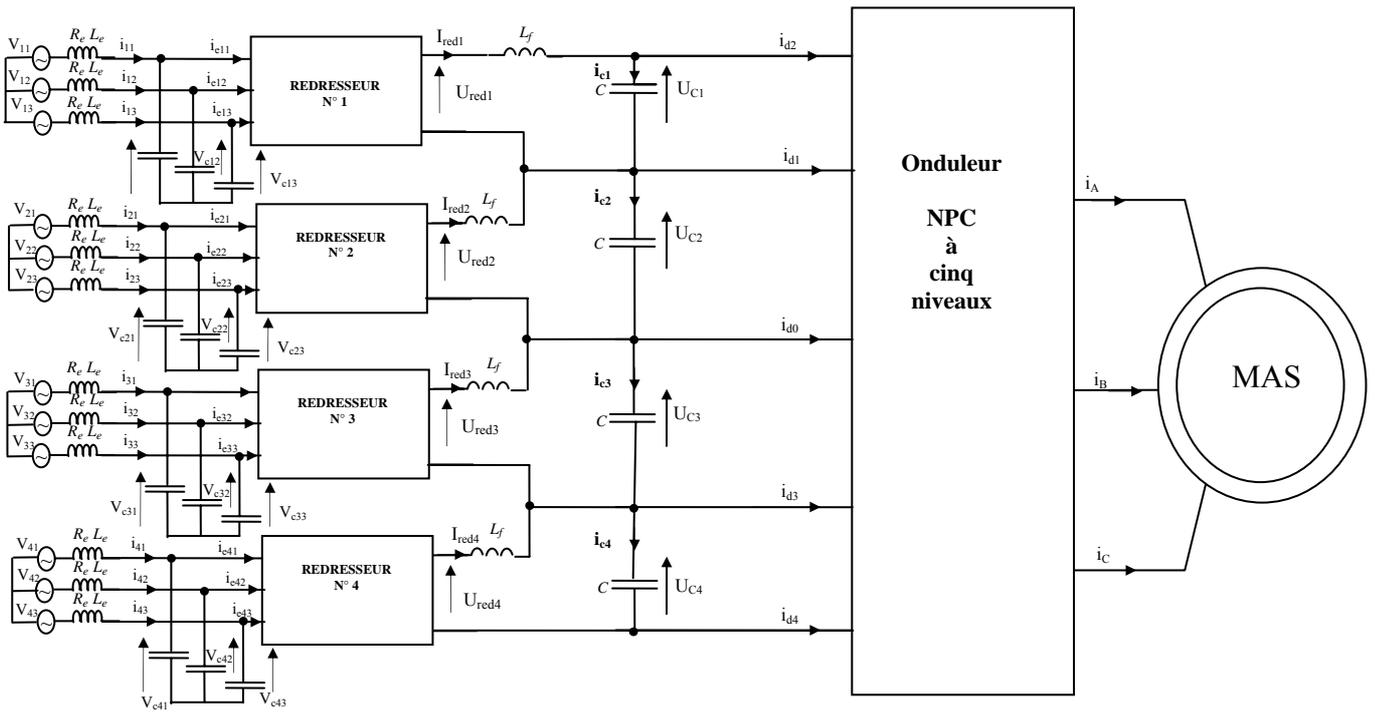


Fig. 2 –36 Structure de la cascade de quatre redresseurs de tension à MLI - onduleur de tension NPC à cinq niveaux – MAS.

- Au niveau du premier redresseur

$$\frac{dI_{red1}}{dt} = \frac{1}{L_f}(U_{red1} - U_{c1}) \quad (R_{17})$$

$$C_f \frac{dU_{c1}}{dt} = i_{c1} = I_{red1} - i_{d2} \quad (R_{18})$$

2-12

- Au niveau du second redresseur

$$\frac{dI_{red2}}{dt} = \frac{1}{L_f}(U_{red2} - U_{c2}) \quad (R_{19}) \tag{2-13}$$

$$C_f \frac{dU_{c2}}{dt} = i_{c2} = I_{red2} + i_{c1} - i_{d1} \quad (R_{20})$$

- Au niveau du troisième redresseur

$$\frac{dI_{red3}}{dt} = \frac{1}{L_f}(U_{red3} - U_{c3}) \quad (R_{21}) \tag{2-14}$$

$$C_f \frac{dU_{c3}}{dt} = i_{c3} = I_{red3} + i_{c2} - i_{d3} \quad (R_{22})$$

- Au niveau du quatrième redresseur

$$\frac{dI_{red4}}{dt} = \frac{1}{L_f}(U_{red4} - U_{c4}) \quad (R_{23}) \tag{2-15}$$

$$C_f \frac{dU_{c4}}{dt} = i_{c4} = I_{red4} + i_{d4} \quad (R_{24})$$

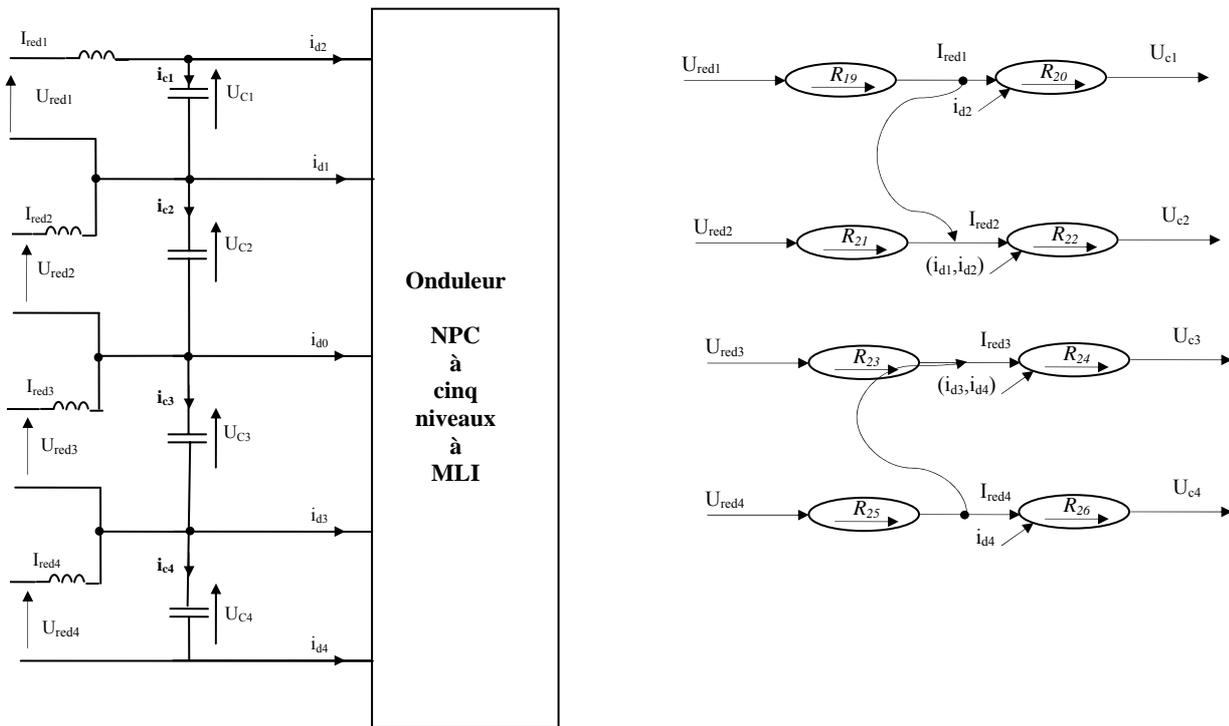


Fig. 2 -37 Structure du filtre intermédiaire et son Graphe Informationnel Causal

Le graphe informationnel de cette structure est donné également à la Figure 2-37 où nous observons l’existence de quatre systèmes indépendants. Ce graphe montre aussi que chaque tension continue U_{ci} du bus continu de l’ondeur de tension à cinq niveaux est contrôlée, de façon indépendante, par son redresseur associée. Ainsi, nous pouvons déduire que cette cascade permet de maintenir au mieux la stabilité des tensions ($U_{c1} \approx U_{c2} \approx U_{c3} \approx U_{c4}$) en utilisant des condensateurs de capacités réduites.

A cet effet, la simulation numérique de cette cascade est réalisée pour des capacités de valeurs $C=80$ mF au lieu de 800mF et 9000mF (les paramètres des filtres d’entrée et de sortie de cette association sont donnés en annexe 3). Les résultats sont obtenus pour un démarrage à vide de la machine asynchrone suivi d’une perturbation de charge égale à 100% de sa charge nominale à l’instant $t = 15$ s.

Les formes des tensions d’entrée de l’ondeur sont représentées sur la Figure 2– 38. Nous observons que, malgré l’utilisation de condensateurs de capacités inférieures à ceux utilisés dans les cascades précédentes, une nette stabilité des quatre tensions d’entrée de l’ondeur à cinq niveaux. Leurs différences oscillent autour de zéro et elles sont très faibles (Figure 2-39).

Les courants d’entrée i_{d1} , i_{d2} , i_{d3} , i_{d4} et i_{d0} de l’ondeur triphasé à cinq niveaux sont illustrés sur les Figures 2-40. Le courant i_{d0} possède une valeur moyenne nulle d’où la stabilité du point milieu M. Ces courants oscillent avec une fréquence de trois fois la fréquence de sortie de l’ondeur.

La Figure 2-41 représente les formes d’ondes des tensions du demi - bras du haut $U_{c1}+U_{c2}$ de l’ondeur triphasé à cinq niveaux et celles du bas $U_{c3}+U_{c4}$. Nous notons que les deux tensions sont identiques en conséquence la tension de sortie V_A de l’ondeur triphasé à cinq niveaux est symétrique et de valeur moyenne nulle (Figure 2-48).

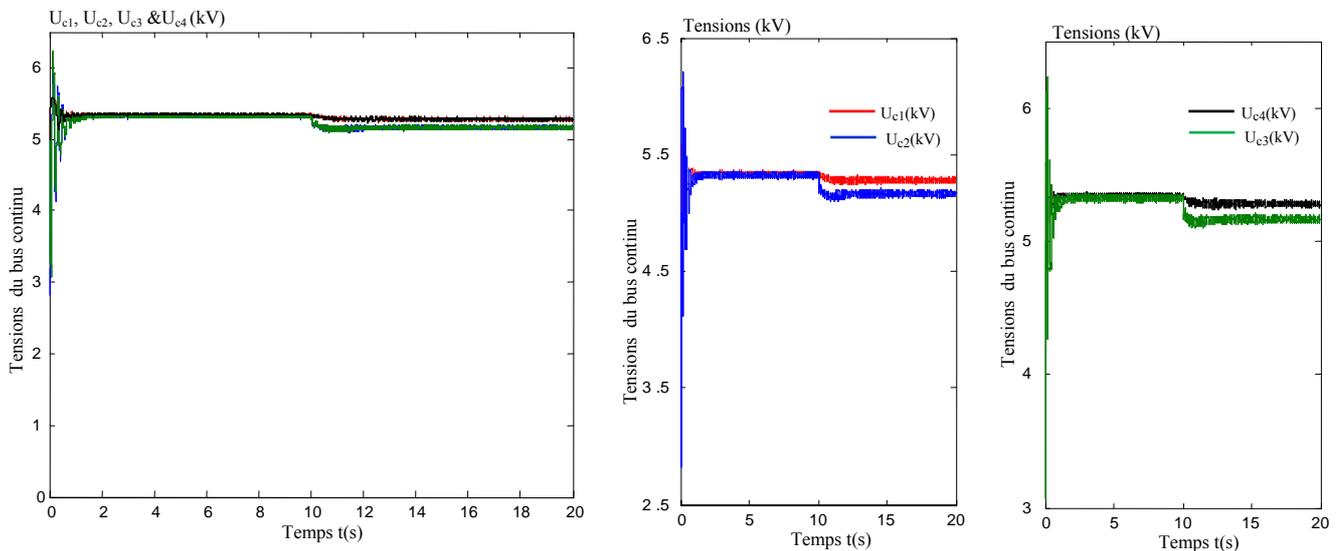


Fig. 2–38 Formes d’ondes des tensions continues à l’entrée de l’ondeur de tension triphasé à cinq niveaux à structure NPC ($L_f = 10$ mH, $C = 80$ mF)

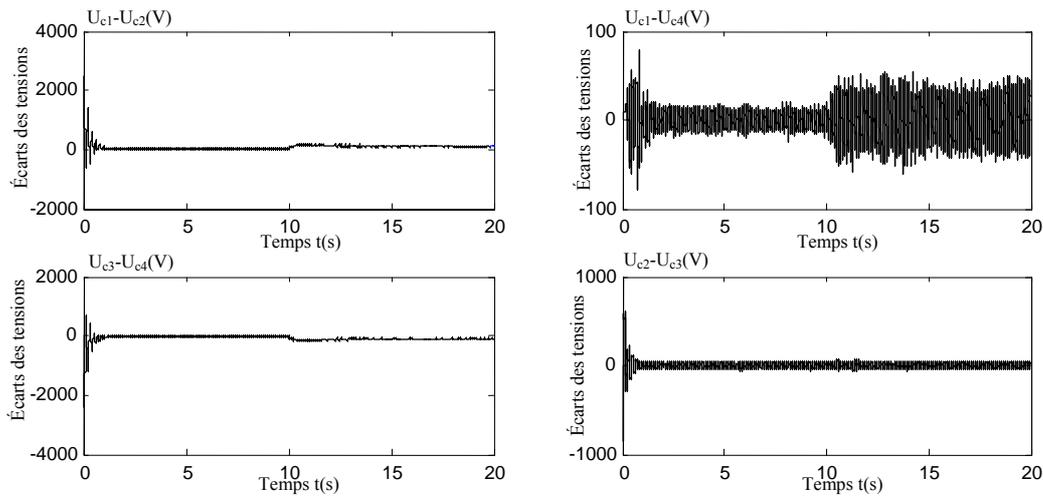


Fig. 2–39 Ecart des tensions d’entrées de l’onduleur à cinq niveaux

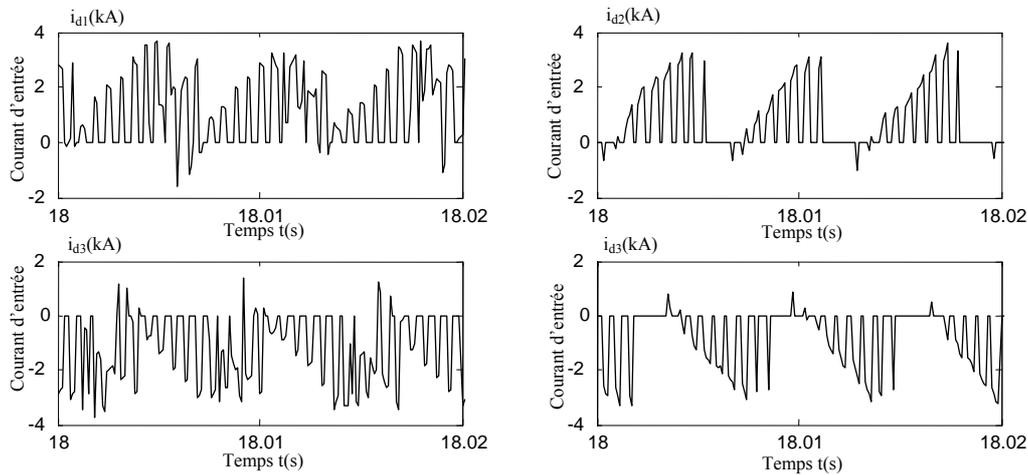


Fig. 2-40 Courants d’entrée de l’onduleur triphasé à cinq niveaux

Les tensions redressées des quatre redresseurs de tension triphasés à deux niveaux sont montrés sur les Figures 2-41. Nous notons que chacune des tensions redressées a une fréquence de six fois la fréquence du redresseur de tension. Leurs valeurs moyennes sont égales respectivement aux tensions d’entrée continues correspondantes.

La Figure 2-42 donne l’allure des quatre courants redressés de sortie des quatre redresseurs de tension à deux niveaux. Nous observons que le courant redressé I_{red1} du premier redresseur (respectivement celui du second redresseur I_{red2}) est le même que le courant redressé I_{red4} du quatrième redresseur (respectivement celui du troisième redresseur I_{red3}). Ceci est dû à la commande complémentaire optimale imposé dans la commande des interrupteurs de l’onduleur de tension triphasé à cinq niveaux.

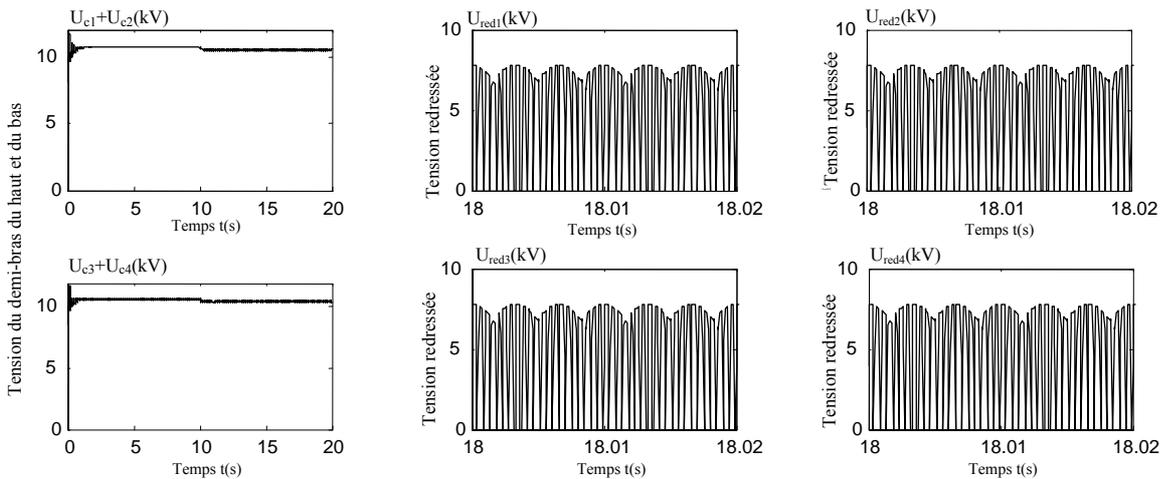


Fig. 2–41 Formes d’ondes des tensions continues du demi-bras du haut, du bas de l’onduleur de tension triphasé à cinq niveaux à structure NPC et des tensions redressées ($L_f = 10mH$, $C = 80mF$)

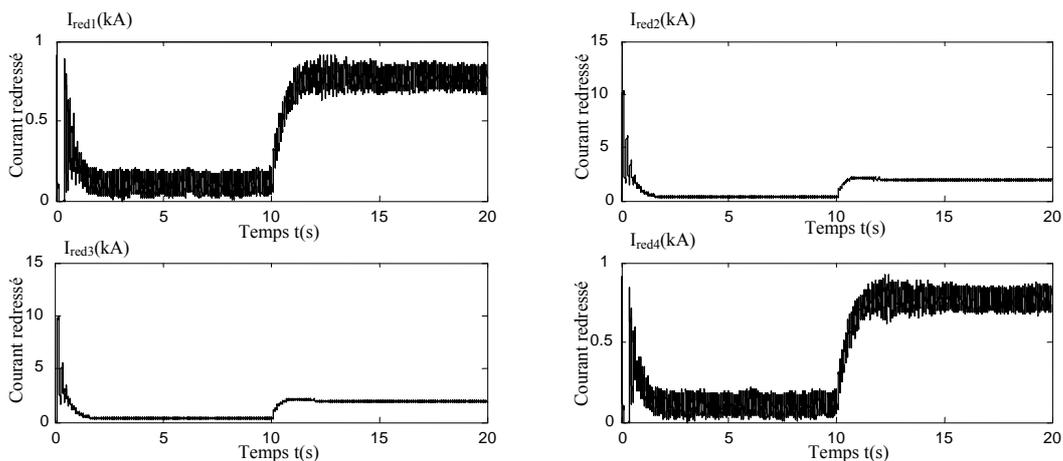


Fig. 2-42 Courants redressés des quatre redresseurs de tensions à deux niveaux

Les tensions aux bornes du filtre capacitif (V_{ci1} , V_{ci2} et V_{ci3}) de chaque redresseur de tension sont représentées par les Figures 2-43. La forme de ces tensions est sinusoïdale, toute fois les tensions capacitives du deuxième (V_{c21} , V_{c22} et V_{c23}) et troisième redresseur (V_{c31} , V_{c32} et V_{c33}) présentent des ondulations importantes par rapport aux tensions (V_{c11} , V_{c12} et V_{c13}) et (V_{c41} , V_{c42} et V_{c43}). Nous notons par ailleurs que les tensions (V_{c11} , V_{c12} et V_{c13}), (respectivement (V_{c21} , V_{c22} et V_{c23})), sont identiques aux tensions (V_{c41} , V_{c42} et V_{c43}), (respectivement (V_{c31} , V_{c32} et V_{c33})).

Les Figures 2-44 donnent l’évolution temporelle des courants d’entrée (i_{ei1} , i_{ei2} et i_{ei3}) des quatre redresseurs de tension triphasés à deux niveaux. Ils sont formés de plusieurs alternances de largeurs différentes. L’amplitude des courants (i_{e11} , i_{e12} et i_{e13}), respectivement (i_{e21} , i_{e22} et i_{e23}), est le même que celui des courants (i_{e41} , i_{e42} et i_{e43}), respectivement (i_{e31} , i_{e32} et i_{e33}).

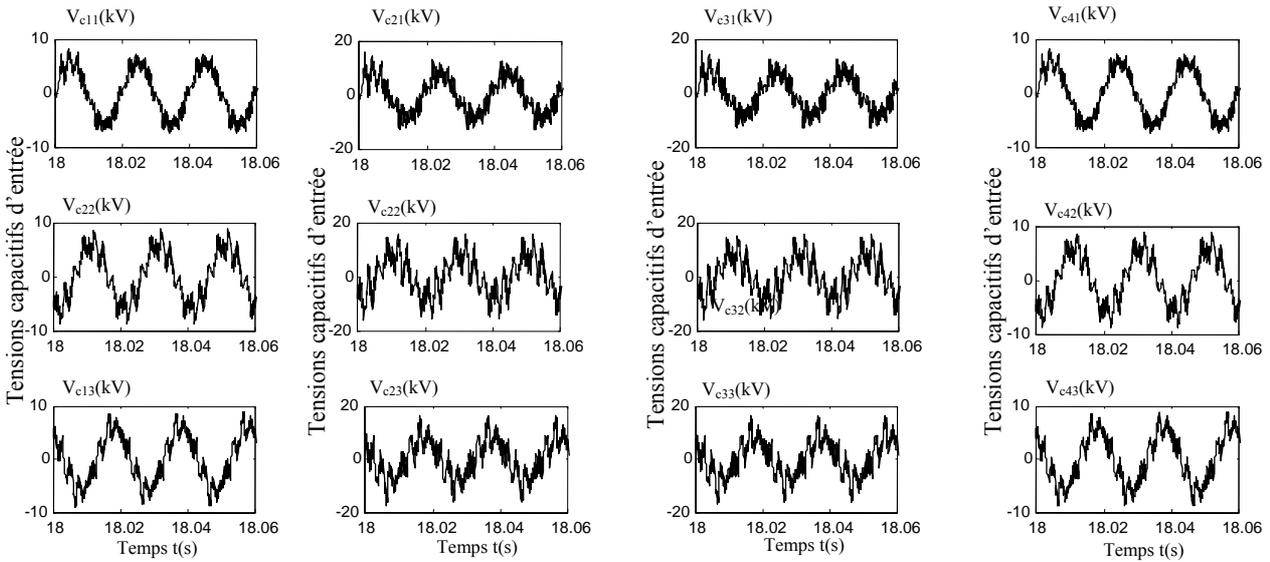


Fig.2- 43 Tensions aux bornes des filtres capacitifs d’entrées des quatre redresseurs de tension à deux niveaux

Les courants (i_{i1} , i_{i2} et i_{i3}) absorbés par les réseaux alimentant les quatre redresseurs de tension triphasés à deux niveaux sont illustrés sur les Figures 2-45. Leurs valeurs efficaces sont égales aux valeurs efficaces des fondamentaux des courants d’entrée (i_{ei1} , i_{ei2} et i_{ei3}) des quatre redresseurs. Cela veut dire que les courants (i_{ci1} , i_{ci2} et i_{ci3}) traversant les filtres capacitifs sont négligeables.

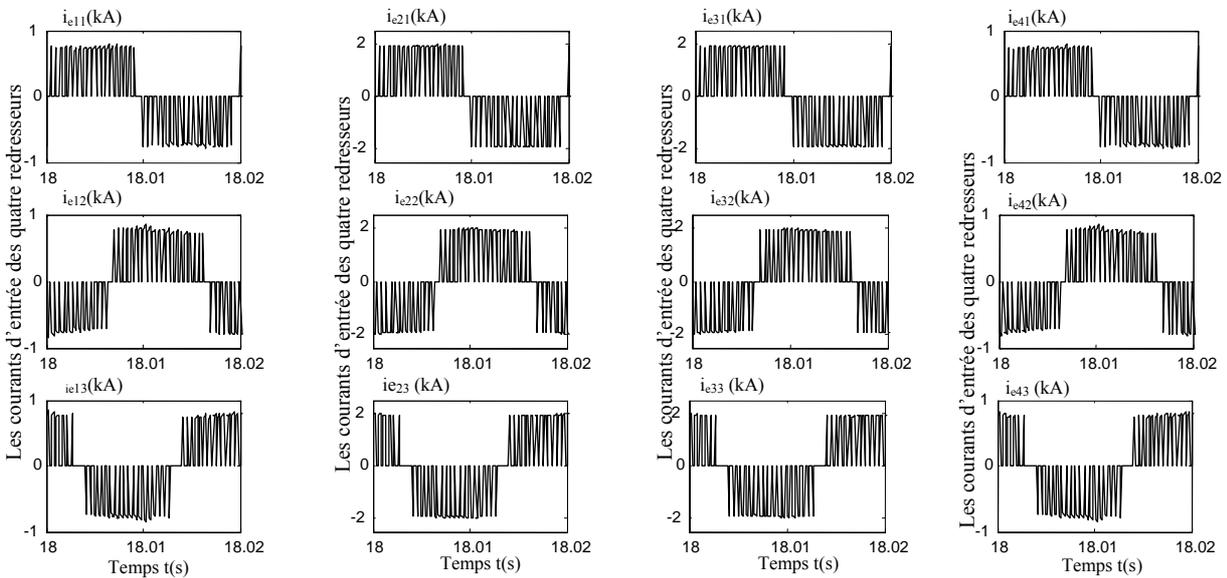


Fig. 2-44 Les courants d’entrée des quatre redresseurs de tensions à deux niveaux

Les Figures 2-46 présentent les formes des courants (i_{i1} , i_{i2} et i_{i3}) appelés aux quatre réseaux et leurs tensions de phase (V_{i1} , V_{i2} et V_{i3}). Nous observons que les courants sont légèrement déphasés par rapport au tensions (il faut noter que les tensions des réseaux seront multipliées par un facteur de réduction égal à 0,2).

Les performances de la conduite de la machine asynchrone, alimentée par la cascade: quatre redresseurs de tension triphasé à deux niveaux-onduleur de tension triphasé à cinq niveaux à structure NPC, sont représentées sur les Figures 2-47. Les résultats obtenus sont les mêmes que ceux obtenus avec la cascade à deux redresseurs imbriqués (Figures 2-35), sauf que pour cette cascade nous avons utilisés des valeurs de capacités inférieurs de dix fois ($C=80mF$).

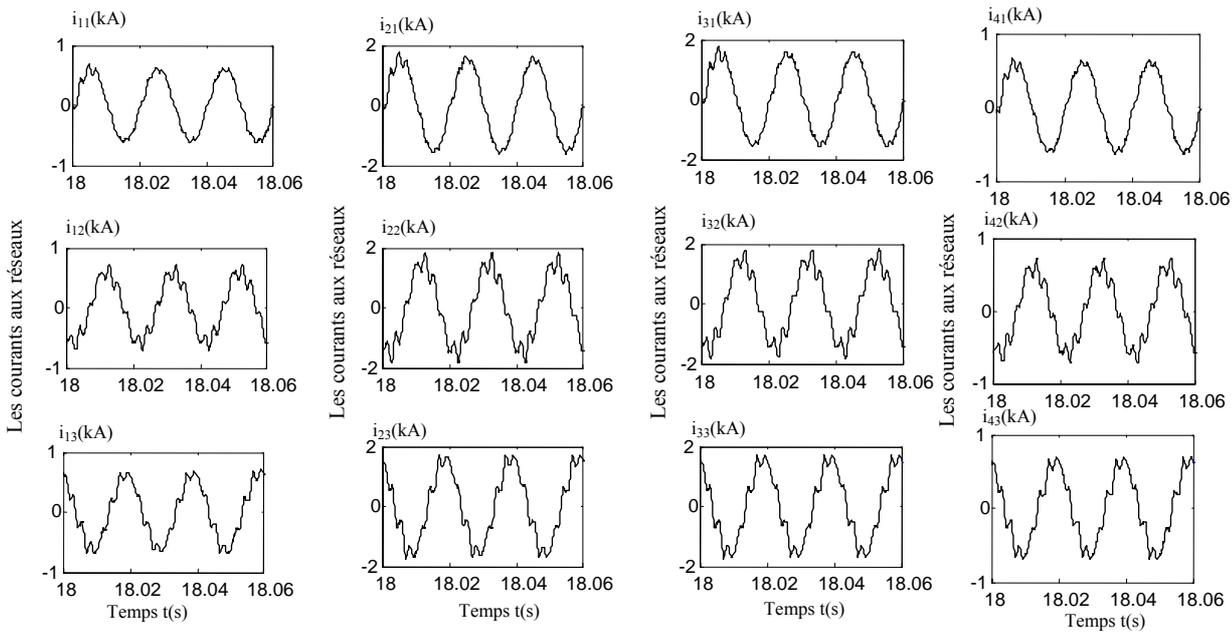
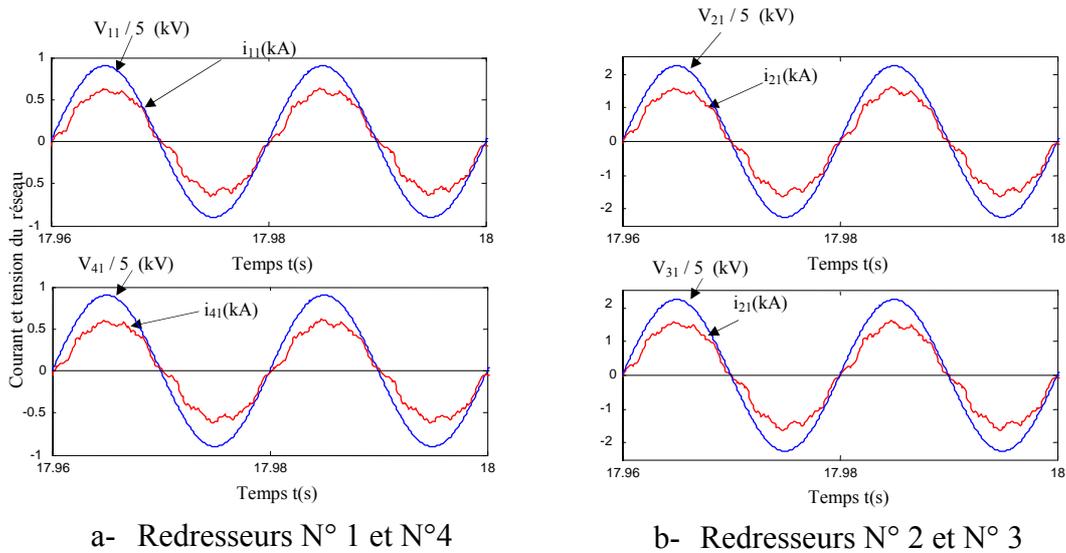


Fig. 2-45 Courants absorbés par les quatre réseaux alimentant les quatre redresseurs de tensions à deux niveaux



a- Redresseurs N° 1 et N°4

b- Redresseurs N° 2 et N° 3

Fig. 2-46 Les courants absorbés par les quatre réseaux et leurs tensions de phases correspondantes

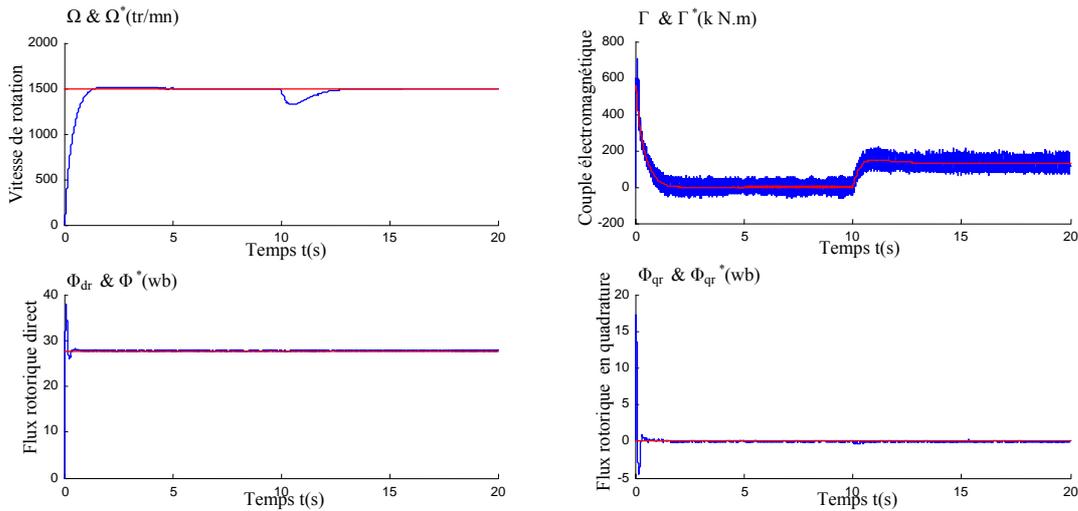


Fig. 2-47 Performances électrique et mécanique de la machine asynchrone alimentée par la cascade : quatre redresseurs de tension triphasé-onduleur de tension triphasée à cinq niveaux à structure NPC

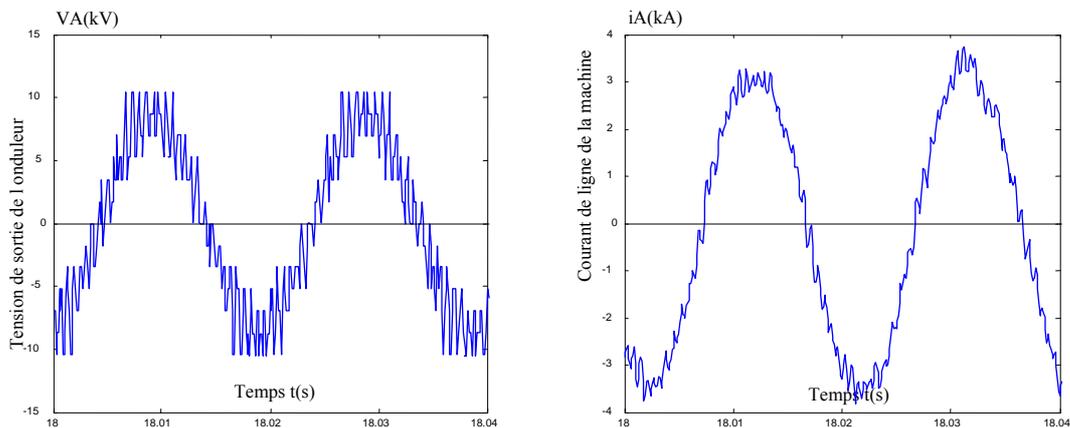


Fig. 2-48 tension simple et courant de la machine asynchrone

2-4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une étude par simulation numérique des différentes associations du redresseur de tension triphasé à deux niveaux alimentant l'onduleur à cinq niveaux à savoir :

-  La cascade d'un redresseur de tension à MLI – onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC – machine asynchrone.
-  La cascade de deux redresseurs de tension à MLI à disposition série – onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC – machine asynchrone.
-  La cascade de deux redresseurs de tension triphasés à MLI imbriqués – onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC – machine asynchrone.
-  La cascade de quatre redresseurs de tension à MLI – onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC – machine asynchrone.

Nous avons mis en évidence le problème d'instabilité des tensions du bus continu de l'onduleur de tension à cinq niveaux. Ce déséquilibre est important particulièrement dans les deux cascades utilisant un et deux redresseurs à disposition série. Pour obtenir la stabilité de ces tensions, il a fallu augmenter les valeurs des capacités des quatre condensateurs à 9000mF.

Par contre, les résultats de simulation obtenu en utilisant la cascade: deux redresseurs de tension triphasé imbriqué - onduleur de tension à cinq niveaux ont prouvé que la stabilité des tensions d'entrée du convertisseur multiniveaux est obtenu pour une valeur de capacité inférieure à celle utilisé dans la cascade utilisant deux redresseurs de tension à disposition série.

La structure quatre redresseurs de tension - onduleur de tension à cinq niveaux- MAS a permit d'obtenir une meilleur stabilité des tensions du bus continu et cela en utilisant des condensateurs de capacités nettement inférieures à celles utilisées pour les autres cascades.

L'utilisation du redresseur de tension triphasé à MLI comme étage d'entrée de l'onduleur de tension triphasé à cinq niveaux à structure NPC permet le contrôle des courants réseaux en phase et en amplitude.

Afin de minimiser le volume des filtres d'entrée et de sortie des différentes cascade et de maintenir les tensions du bus continu stables quelque soit l'état de fonctionnement de la machine, nous proposons, dans le chapitre suivant, l'asservissement des quatre tensions continues en boucle fermée, en régulant les courants appelés aux réseaux pour un fonctionnement à facteur de puissance unitaire côté réseau.

CHAPITRE 3

ALGORITHMES DE COMMANDE DU REDRESSEUR DE TENSION TRIPHASÉ À MLI

3-1 Introduction

L'objectif de ce chapitre est de proposer de nouveaux algorithmes d'asservissement du redresseur de tension triphasé à deux niveaux dans les deux repères triphasé et diphasé. Ces derniers permettent la régulation de la tension de sortie du convertisseur tout en ayant, côté réseau, un facteur de puissance proche de l'unité.

Ce chapitre est organisé comme suit :

La première partie est consacrée au développement de l'algorithme d'asservissement du redresseur de tension dans le repère triphasé [Gue-07-1]-[Gue-06-2]. Nous proposons une boucle externe pour contrôler la tension continue de sortie, et trois boucles de régulations des courants appelés au réseau utilisant le modèle triphasé du filtre d'entrée.

Dans la deuxième partie, nous développons un algorithme de réglage du redresseur de tension dans le repère diphasé dq . A cet effet, nous élaborons un nouveau modèle du redresseur avec son filtre d'entrée dans le repère diphasé [Gue-08-1]. Nous proposons deux boucles de régulations des composantes directe et en quadrature des courants du réseau en incluant des termes de découplage. Une boucle externe est conçue pour la commande de la tension continue.

Nous proposons, dans la troisième partie de ce chapitre, un nouvel algorithme simplifié d'asservissement du redresseur de tension à deux niveaux. Dans ce contexte, nous développons le modèle complet au sens des valeurs moyenne du redresseur de tension et son filtre d'entrée dans le repère diphasé dq . Dans cette partie, une seule boucle de régulation de la tension continue est conçue. Cependant le contrôle du facteur de puissance côté réseaux est réalisé sans recourir au réglage des variables d'états du filtre d'entrée capacitif.

Des simulations numériques sont réalisées, dans l'environnement Matlab-simulink, pour chaque schéma proposé.

3-2 Asservissement du redresseur de tension triphasé à deux niveaux

L'objectif de ce paragraphe est d'établir, dans les deux repères triphasé ABC et diphasé dq , les schémas de commande du redresseur de tension à MLI contrôlé par la régulation cascade. Le calcul des valeurs de consigne des courants de phase est issu du calcul du bilan de puissance.

3-2-1 Asservissement du redresseur dans le repère triphasé (ABC) (Algorithme N°1)

Comme pour l'asservissement du redresseur de courant à MLI, la commande du redresseur de tension triphasé à MLI peut se décrire sous la forme d'une régulation cascade. Des boucles internes régulent les courants de phase et les tensions aux bornes des condensateurs du filtre capacitif d'entrée. Une boucle externe contrôle la tension de sortie continue du redresseur de tension triphasé à MLI [Rio-94]-[Gue-07].

3-2-1-1 Modélisation des boucles de régulations internes

La Figure 3-1 montre l'algorithme de commande des courants appelés aux réseaux ainsi que les tensions aux bornes des condensateurs [Gue-06-2]-[Gue-07].

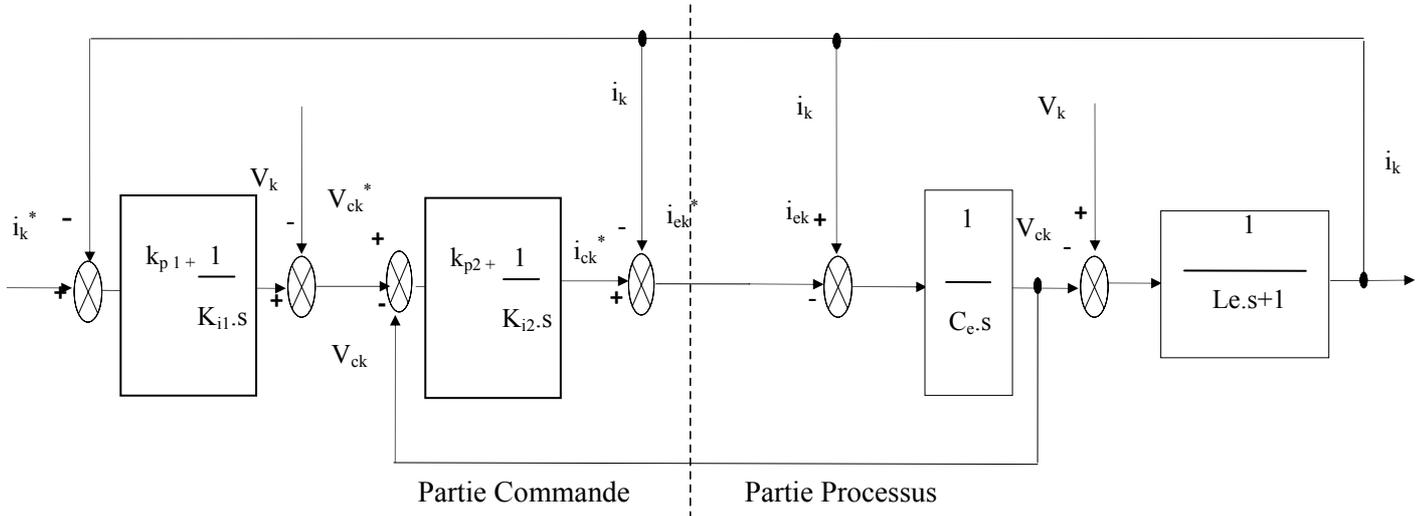


Fig. 3-1 Le schéma fonctionnel de l'asservissement des courants de phase du redresseur de tension triphasé dans le repère ABC

Nous notons l'existence de deux boucles de régulations. Une première boucle qui permet de contrôler les tensions aux bornes des condensateurs du filtre capacitif d'entrée. Et une autre, pour l'asservissement des courants de phase appelés aux réseaux pour un fonctionnement à facteur de puissance unitaire. La régulation des deux boucles internes s'effectue en utilisant six régulateurs, deux sur chaque phase.

A- Régulation des tensions aux bornes des condensateurs du filtre d'entrée

L'algorithme de régulation des tensions par phase V_{ck} aux bornes des condensateurs est donné par le schéma bloc représenté sur la Figure 3-2. Ce schéma bloc est composé de deux parties; une partie commande et une partie processus.

La partie commande fournit le courant d'entrée de référence i_{ek}^* . Ce dernier représente le signal de référence de la stratégie de commande du redresseur de tension (dans notre cas c'est la modulation calculée).

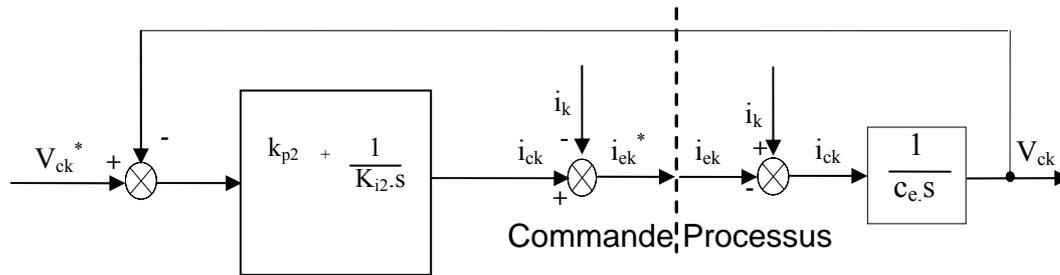


Fig.3-2 Algorithme de réglage de tension aux bornes des condensateurs V_{ck} .

B- Boucle de régulation des courants de phase

L'algorithme de régulation des courants de phase appelé au réseau est présenté par la figure 3-3.

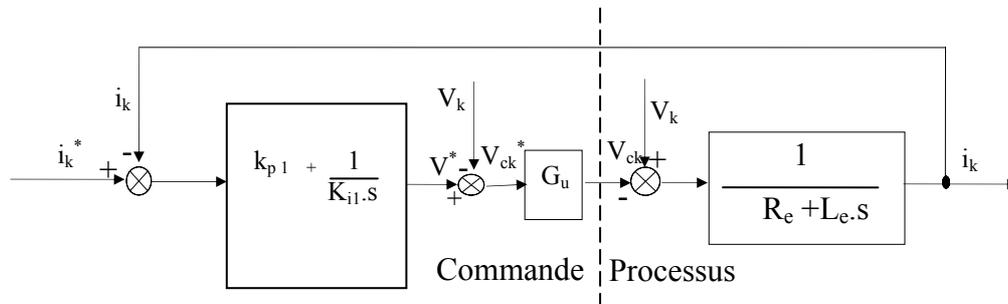


Fig.3-3 Algorithme de réglage du courant appelé au réseau i_k

La partie contrôle de ce schéma bloc fournit la tension de consigne V_{ck}^* de la boucle d'asservissement des tensions du filtre capacitif d'entrée. La dynamique de la boucle interne, représentée par le gain G_u , ayant été choisie d'une constante de temps beaucoup plus faible. La partie processus représente la fonction de transfert en boucle ouverte du modèle du filtre inductif d'entrée (R_e, L_e).

B-1 Synthèse des régulateurs de la boucle de courant

Le calcul des coefficients K_p et K_i se fait par la méthode d'élimination de la constante de temps la plus dominante [Buh-88]. La fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par la relation suivante:

$$F_o(s) = \left(\frac{(K_{p1}/K_{i1}).s + 1}{s/K_{i1}} \right) \left(\frac{(1/R_e)}{(1 + L_e/R_e.s)} \right) = \left(\frac{T_{i1}.s + 1}{s/K_{i1}} \right) \left(\frac{(1/R_e)}{(1 + T_e.s)} \right)$$

Avec $T_{i1} = \frac{K_{p1}}{K_{i1}}$ est la constante de temps des trois régulateurs courants ; $T_e = \frac{L_e}{R_e}$ étant la constante de temps électrique du réseau. La constante de temps du régulateur T_i est souvent choisie pour compenser la constante de temps électrique T_e . Nous obtenons alors [Rio-94]-[Gue-07]:

$$\frac{K_{p1}}{K_{i1}} = \frac{L_e}{R_e}$$

Alors la fonction de transfert du système en boucle fermée devient :

$$F(s) = \frac{1}{\left(1 + \frac{L_e}{K_{i1}} \cdot s\right) R_e}$$

Le gain K_i du régulateur est calculé suivant la constante de temps apparente T_a exigée [Buh-88], nous avons:

$$K_{i1} = \frac{R_e}{T_a}$$

$$K_{p1} = \frac{L_e}{T_a}$$

C- Calcul des consignes des régulations de courant dans le repère triphasé ABC

Le bilan de puissance côté réseau, puis côté charge permet d'établir le lien entre la boucle externe et les boucles internes. La sortie du régulateur de la boucle externe fournit la puissance P nécessaire pour le fonctionnement du redresseur. De cette puissance se déduit les courants de consignes de phase i_k^* [Rio-94]-[Gue-06-2]-[Gue-07-1].

La puissance active s'obtient au moyen de la formule classique:

$$P = v_1 i_1 + v_2 i_2 + v_3 i_3 \quad 3-1$$

La puissance côté réseau s'écrit sous la forme:

$$P_e = \sum_{j=1}^3 \left(v_k \cdot i_k - R_e \cdot i_k^2 - \frac{L_e}{2} \frac{di_k^2}{dt} \right) \quad 3-2$$

Avec V_k et i_k sont respectivement les tensions de phase et les courants de ligne appelés au réseau, et ils sont donnés par:

$$\begin{cases} v_k = V \cdot \sqrt{2} \cdot \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \cdot (k - 1) \right) \\ i_k = I \cdot \sqrt{2} \cdot \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \cdot (k - 1) - \varphi \right) \end{cases} \quad 3-3$$

En négligeant la puissance dissipée par effet joule dans la résistance R_e et les pertes réactives dans l'inductance L_e , nous aboutissons à:

$$P_e = \sum_{j=1}^3 v_k \cdot i_k \quad 3-4$$

Nous cherchons à obtenir un courant réseau en phase ($\varphi = 0$) avec la tension réseau de la même phase. Le courant réseau est donc de la forme suivante :

$$i_k = I \cdot \sqrt{2} \cdot \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \cdot (k - 1) \right) \quad 3-5$$

La valeur efficace du courant de consigne à imposer, pour un déphasage nul, est déduite par le bilan de puissance. La puissance active s'écrit alors :

$$P_e = P = 3 \cdot V \cdot I \quad 3-6$$

En posant: $A^* = \frac{I^*}{V} = \frac{P^*}{3 \cdot V^2}$

Donc, pour un fonctionnement $\cos \varphi = 1$, les courants de consignes sont donnés par le système suivant:

$$\begin{cases} i_1^* = A^* \cdot v_1 \\ i_2^* = A^* \cdot v_2 \\ i_3^* = A^* \cdot v_3 \end{cases} \quad 3-7$$

Le système (3-7) fournit les courants de consigne à imposer en boucle ouverte, pour obtenir l'échange de puissance choisi avec le réseau, soit $P^* = P_e$ et $Q^* = 0$.

Le calcul des valeurs de consigne des courants de phase, dans le repère ABC , peut être représenté par le schéma bloc de la Figure (3-4).

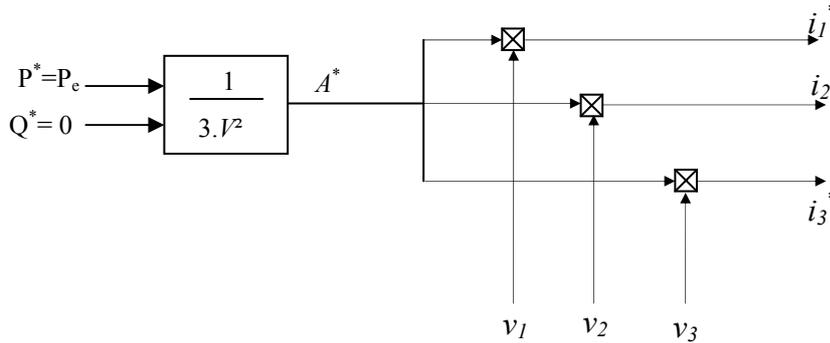


Fig. 3-4 Calcul des courants de référence dans le repère ABC

3-2-1-2 Modélisation de la boucle externe de régulation de la tension continue du redresseur

La puissance active dissipée côté charge est donnée par l'équation:

$$P_s = U_c \cdot I_{red} = U_c \cdot (i_c + i_{ch}) \tag{3-8}$$

Le lien, entre la boucle de contrôle de la tension de sortie du redresseur et les boucles de régulation des courants de phase, est obtenu en appliquant le principe de conservation de la puissance instantanée avec l'hypothèse d'un convertisseur sans pertes.

En effet, nous avons : $P_e = P_s$

Pour un fonctionnement à facteur de puissance unitaire (puissance réactive $Q^* = 0$), la puissance active P^* se déduit par l'équation suivante:

$$P^* = P_s \tag{3-9}$$

La Figure 3-5-a illustre le schéma fonctionnel de l'asservissement de la tension de sortie U_c du redresseur de tension. La partie commande de cet algorithme impose la valeur efficace de référence des courants appelés aux réseaux dont les gains G_1 et G_2 sont définis comme suit :

$$G_1 = U_c^* / 3 \cdot V^2$$

$$G_2 = 3 \cdot V^2 / U_c^*$$

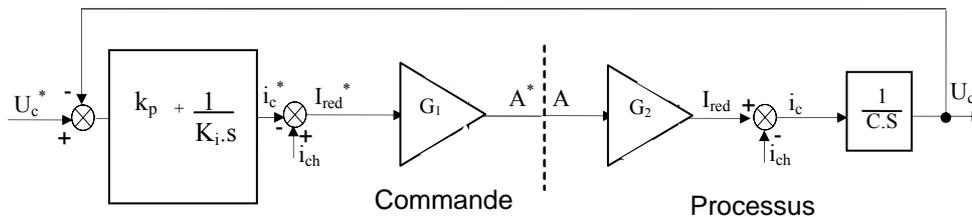


Fig. 3-5-a schéma fonctionnel de la boucle de commande de la tension continue

La Figure 3-5-b présente, dans le référentiel ABC , le schéma fonctionnel de l'asservissement global du redresseur de tension triphasé à MLI. Cette régulation nécessite la mesure des trois courants de phase i_k , des trois tensions capacitives V_{ck} , du courant de charge i_{ch} et de la tension continue U_c .

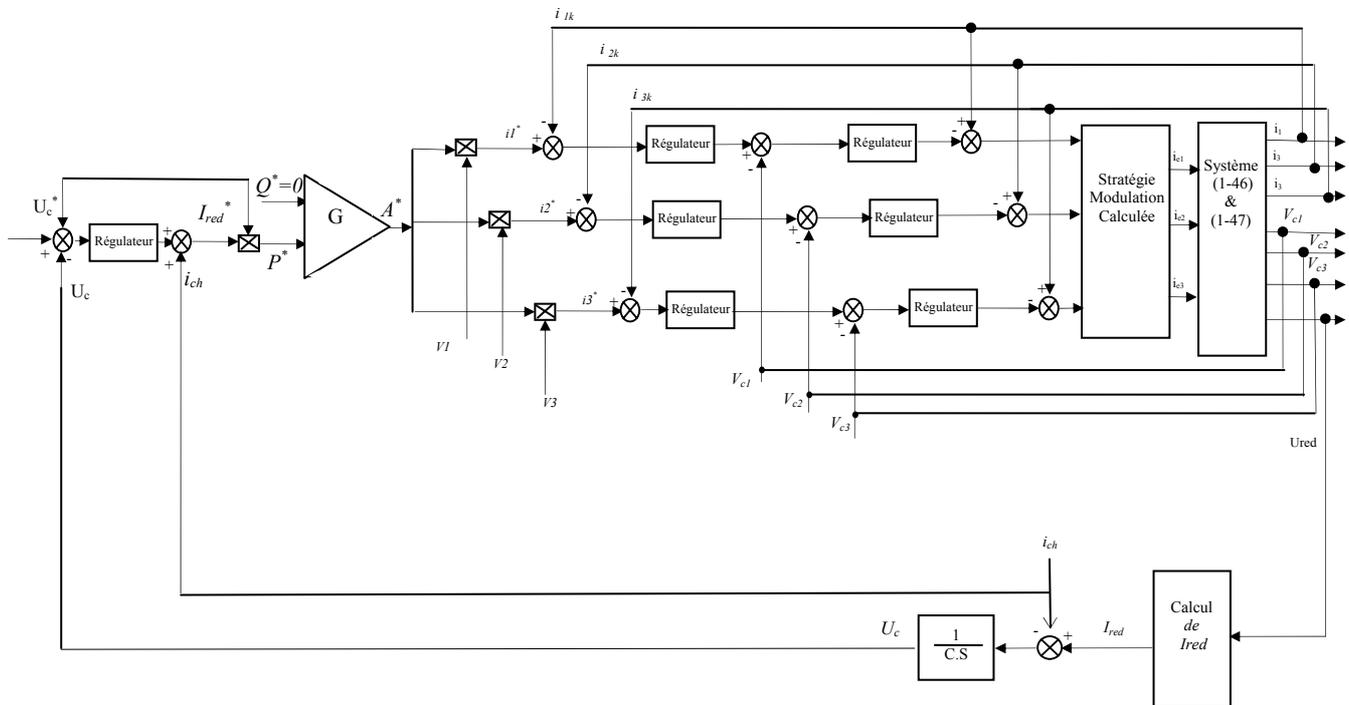


Fig. 3-5-b Régulation d'un pont redresseur de tension à MLI dans le repère ABC

La tension U_c^* représente la valeur de consigne de la boucle externe. Nous avons choisi de calculer la puissance P^* à partir de U_c^* et non de U_c pour éviter un retour de boucle [Rio-94]. Nous obtenons ainsi les trois courants de phase de référence à imposer comme variables d'entrée des trois boucles de courants. Le gain G est donné par la relation suivante

$$G = \frac{1}{3 \cdot V^2}$$

Après compensation des tensions du réseau, les correcteurs fournissent les tensions capacitives de références des boucles internes. A la sortie de ces boucles, nous obtenons les courants de références i_{e1}^* , i_{e2}^* , i_{e3}^* nécessaire pour calculer les instants de commutations des interrupteurs.

3-2-1-3 Synthèse des régulateurs de la boucle de tension de sortie

La Figure (3-5-a) illustre le schéma fonctionnel de l'asservissement de la tension de sortie U_c du redresseur de tension après compensation. La partie commande de cet algorithme impose la valeur efficace de référence des courants appelés aux réseaux. La tension U_c est régulée par un régulateur PI dont ses paramètres sont calculés de la même manière que dans la partie précédente.

En supposant que la boucle d'asservissement des courants appelés aux réseaux est à gain unitaire et après compensation, le schéma bloc de la figure 3-5-a devient celui de la figure 3-5-c.

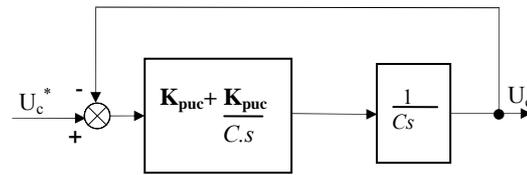


Fig. 3-5-c Modèle équivalent de la boucle de tension du redresseur triphasé

La fonction de transfert en boucle fermée du système (commande + processus) est donnée par l'équation suivante:

$$F(s) = \frac{1}{\frac{Cs^2}{K_{puc}K_{iuc}} + \frac{s}{K_{iuc}} + 1}$$

La forme canonique d'une fonction de transfert de second ordre en boucle fermée est donnée par l'équation suivante :

$$F(s) = \frac{1}{1 + \frac{2\zeta_{uc}s}{\omega_{nuc}} + \left(\frac{s}{\omega_{nuc}}\right)^2}$$

Après identification, nous obtenons :

$$K_{puc} = \frac{1}{2 \cdot \zeta_{uc} \cdot C \omega_{nuc}^2}, \quad \text{et} \quad K_{iuc} = \frac{2\zeta_{uc}}{\omega_{nuc}}$$

ζ_{uc} : L'amortissement du système en boucle fermée.

ω_{nuc} : Pulsation du système en boucle fermée.

3-2-1-4 Simulation numérique de l'asservissement du redresseur de tension dans le repère ABC

Dans cette section, nous présentons les résultats de simulation numérique de l'asservissement du redresseur de tension triphasé à MLI dans le repère triphasé ABC.

Le convertisseur AC/DC est commandé par la stratégie de modulation calculée dont la fréquence de hachage $f_h=2,1\text{kHz}$ et le taux de réglage $r = 0,8$. Les paramètres du filtre d'entrée et de sortie sont respectivement : $L_e = 6,5\text{ mH}$, $C_e = 25\text{ }\mu\text{F}$, $L_f = 20\text{ mH}$, $C = 80\text{ mF}$.

Les Figures 3-6 présentent les résultats de simulations de l'asservissement de la tension de sortie U_c en imposant un facteur de puissance unitaire côté réseau. Nous avons imposé une tension de consigne $U_c^* = 270\text{ Volts}$, puis un échelon de tension à l'instant $t = 2,5\text{ s}$.

La Figure 3-6-a illustre l'allure de la tension continue U_c et sa référence U_c^* . Nous notons que la tension U_c suit bien sa référence U_c .

Le courant de ligne appelé au réseau i_l et sa tension de phase V_l sont montrés sur la Figure 3-6-b. Nous observons que ses deux signaux sont en phase (facteur de puissance d'environ de 0,999).

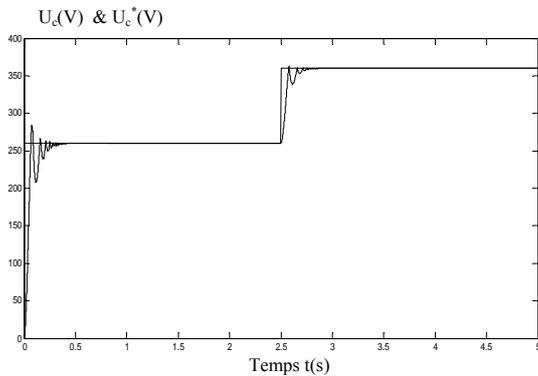


Figure 3-6-a La tension de sortie U_c et sa référence U_c^*

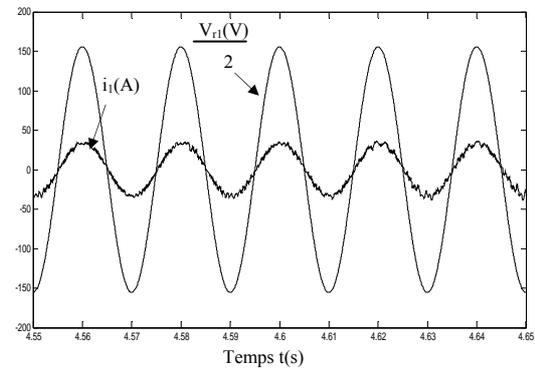


Figure 3-6-b Le courant de ligne appelé au réseau i_l et la tension de phase V_{rl}

Les courants de phase appelés au réseau (i_1, i_2, i_3) et les tensions aux bornes du filtre capacitif (V_{c1}, V_{c2}, V_{c3}) épousent des formes sinusoïdales tout en suivant leurs consignes (Fig 3-6-c & 3-6-d). Ces grandeurs électriques suivent leurs références en régime permanent et constituent un système triphasé équilibré.

La Figure (3-6-e) montre l'allure modulée des courants d'entrée du redresseur de tension triphasé. Cette forme est due à la stratégie de commande utilisée. Nous notons aussi que leurs fondamentaux suivent une forme pratiquement sinusoïdale.

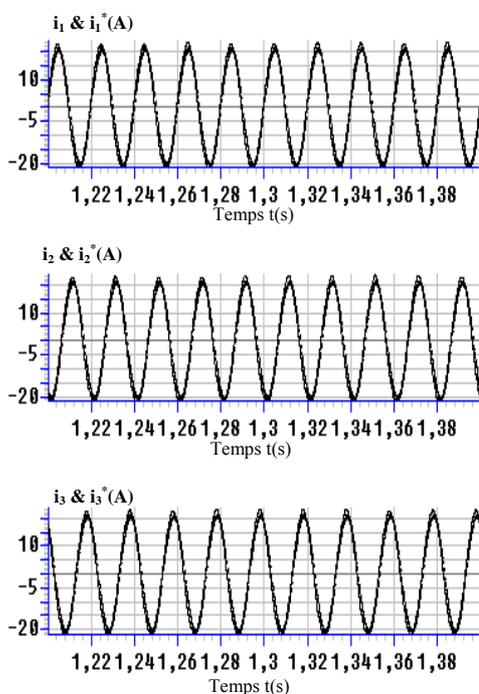


Fig. 3-6-c Les courants de ligne du réseau dans le repère ABC et leurs références

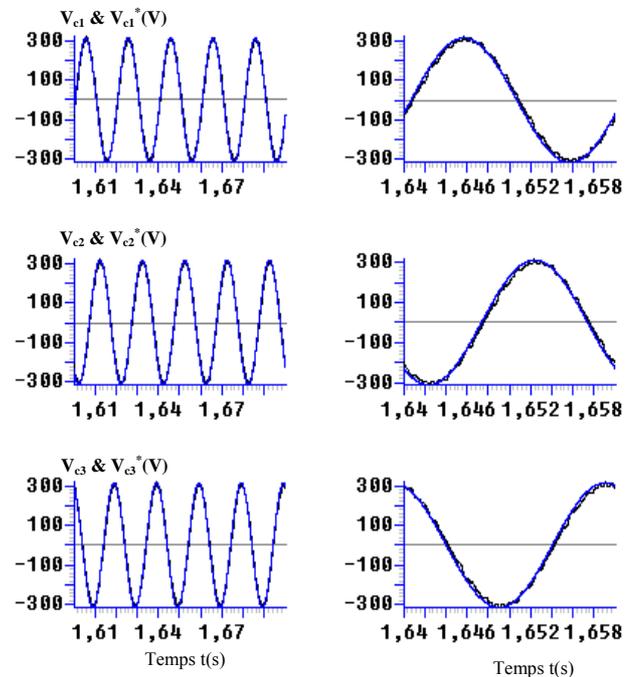


Fig. 3-6-d Les tensions du filtre d'entrée dans le repère ABC et leurs références

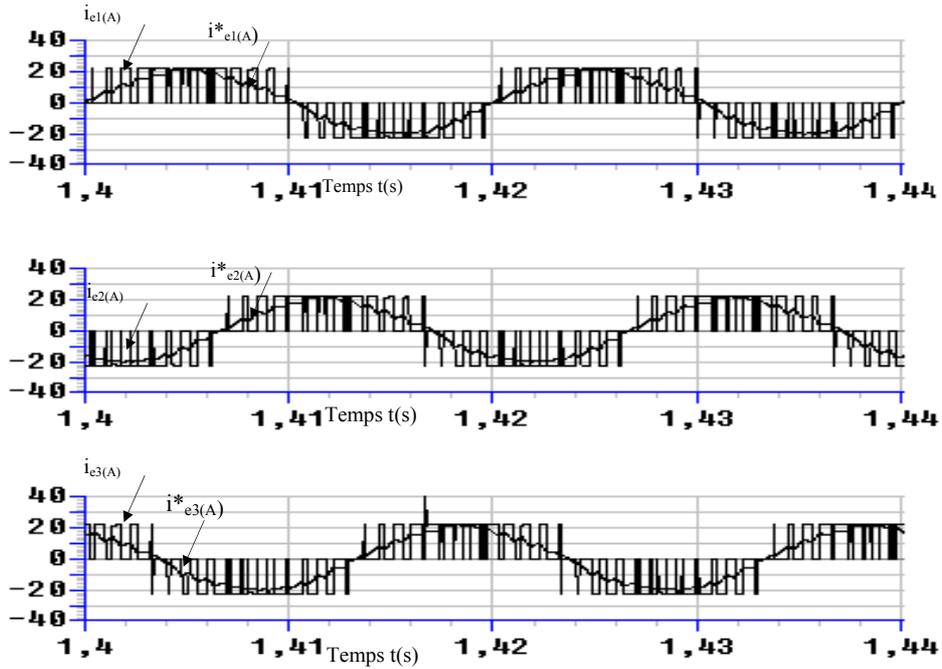


Fig. 3-6-e Courants d'entrée du redresseur de tension et leurs références

3-2-2 Asservissement du redresseur dans le repère diphasé dq

L'objectif de ce paragraphe est de développer, dans le repère diphasé dq, un algorithme de commande du redresseur de tension triphasé à MLI en utilisant le modèle de Park de ce convertisseur. Pour cela, nous commençons par établir le modèle du redresseur de tension dans le repère diphasé dq. Nous considérons le courant redressé I_{red} comme grandeur d'entrée et les courants i_{ek} comme grandeur de sortie.

3-2-2-1 Modèle complet du redresseur de tension dans le repère diphasé dq

En vue de la commande du redresseur de tension, il est préférable d'établir un nouveau modèle de ce convertisseur dans le repère diphasé dq liée aux champs tournant. Le passage du repère triphasé ABC au repère diphasé dq, dans le sens direct, s'effectue en utilisant la transformation de Park défini par la matrice suivante:

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \tag{3-10}$$

Le passage du système triphasé au système biphasé est défini par le produit matriciel suivant :

$$\begin{bmatrix} X_{qdo} \end{bmatrix} = [P(\theta)] \begin{bmatrix} X_{ABC} \end{bmatrix} \tag{3-11}$$

Pour obtenir les grandeurs triphasées, nous appliquons la transformation de Park inverse défini comme suit:

$$\begin{bmatrix} X_{ABC} \end{bmatrix} = [P(\theta)]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} X_{qdo} \end{bmatrix} \quad 3-12$$

Dans notre étude, nous avons choisi un référentiel lié au champ tournant ($f = 50$ Hz). D'où l'angle θ est donnée par l'équation suivante :

$$\theta = \omega t = 2\pi \cdot f \cdot t \quad 3-13$$

Après l'application de la transformation de Park aux équations 1– 41 (voir chapitre 1), le modèle du redresseur de tension devient le suivant :

$$\begin{bmatrix} V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_{cd} \\ U_{cq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Re & 0 & 0 \\ 0 & Re & 0 \\ 0 & 0 & Re \end{bmatrix} \begin{bmatrix} id \\ iq \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Le & 0 & 0 \\ 0 & Le & 0 \\ 0 & 0 & Le \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \left[P(\theta) \begin{bmatrix} id \\ iq \end{bmatrix} \right] \quad 3-14-a$$

En utilisant l'opérateur de LAPLACE, le système d'équation 3-14 s'écrit sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{ed} \\ i_{eq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} C.S & -C\omega \\ C\omega & C.S \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{cd} \\ V_{cq} \end{bmatrix} \quad 3-14-b$$

$$\begin{bmatrix} V_{cd} \\ V_{cq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R+LS & -L\omega \\ L\omega & R+LS \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad 3-14-c$$

Les équations 3-14 décrivent, dans le repère diphasé dq , le modèle de fonctionnement du redresseur de tension. Ce dernier peut être représenté par un schéma équivalent donné par la Figure 3-7.

Nous notons l'apparition d'un couplage entre les deux axes d et q , ceci est dû aux choix du référentiel [Rio-94]. Ce couplage rend la commande, des courants (i_d, i_q) et des tensions (U_{cd}, U_{cq}), complexes.

A cet effet, nous ajoutons des termes de compensation qui permettent de découpler l'axe d de l'axe q . Ce découplage est réalisé en utilisant soit des valeurs mesurées des grandeurs électriques, soit des grandeurs de références [Rio-94]-[Gue-08-1].

Nous retrouvons, dans ce schéma, l'ensemble des fonctions déjà décrites sur la Figure 1-25 (voir chapitre 1), la seule différence apparaît au niveau de l'écriture du système triphasé des courants d'entrée. Nous observons, d'ailleurs, l'apparition des blocs de transformation triphasé/diphasé. La non-linéarité due à la multiplication de la commande par le courant redressé apparaît de nouveau.

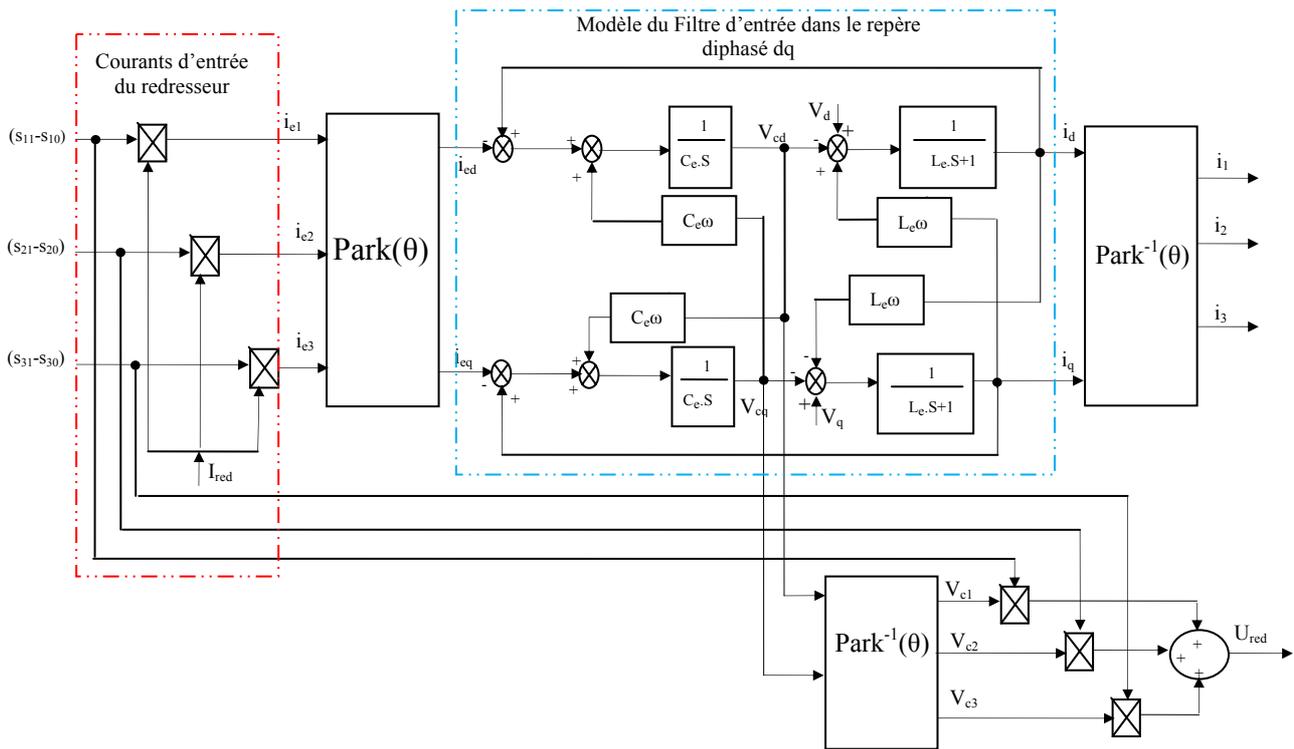


Fig. 3-7 Schéma fonctionnel du redresseur de tension dans le repère diphasé dq

3-2-2-2 Problème de couplage

La régulation appliquée au système de la Figure 3-7 fait apparaître deux problèmes:

- La compensation de la tension réseau dans la commande.
- Le couplage des courants de phase et des tensions aux bornes des condensateurs d'entrée.

Ces derniers conduisent à un modèle du redresseur complexe ce qui rend la commande plus difficile [Hit-94]-[Bus-82]-[Gued-08-1]. Afin de remédier à ce problème, trois méthodes de découplage sont proposées:

✚ Première méthode

Il s'agit de compenser les tensions du réseau pour réguler les deux composantes de façon indépendante en ignorant le couplage sur les deux axes d et q comme montré sur la Figure 3-8 [Rio-94].

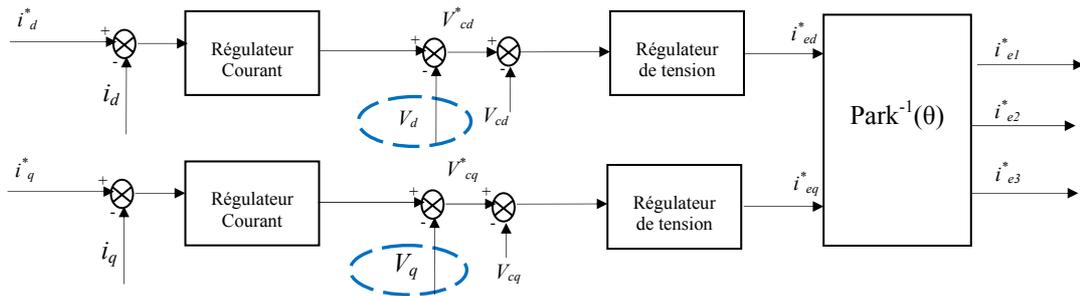


Fig.3- 8 Régulation des courants de phase et des tensions aux bornes des condensateurs d’entrée avec compensation de la tension réseau

Deuxième méthode

On introduit une commande qui permet d’obtenir un découplage en régime transitoire et en régime permanent à partir de la mesure des courants de phase et des tensions aux bornes des condensateurs du filtre d’entrée (Fig. 3-9). Les termes de découplage entre les deux axes d et q, utilisant les grandeurs mesurées, sont exprimés comme suit :

$$\begin{cases}
 V_{cd \text{ découplé}} &= L_e \omega \cdot i_q \\
 V_{cq \text{ découplé}} &= L_e \omega \cdot i_d \\
 i_{cd \text{ découplé}} &= -C_e \cdot \omega \cdot V_{cq} \\
 i_{cq \text{ découplé}} &= -C_e \cdot \omega \cdot V_{cd}
 \end{cases}
 \quad 3-15$$

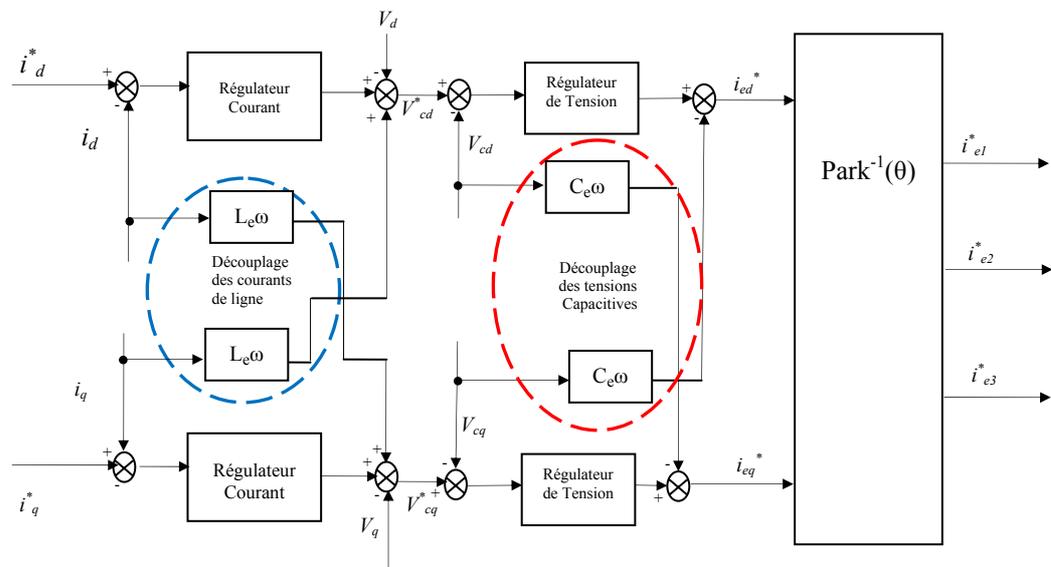


Fig.3-9 Régulation des courants de phase et des tensions capacitatives avec compensation de la tension réseau et découplage en utilisant des grandeurs mesurées

Troisième méthode

Une précommande ajoute, aux boucles de régulations des courants de phase et des tensions capacitatives, des termes de découplage utilisant des grandeurs de référence (Figure 3-10). Cette technique de découplage est utilisée dans la commande vectorielle des machines à courants alternatifs dont les modèles ressemblent fortement à celle du redresseur MLI [Lee-02]-[Rio-94]. Le système 3-16 donne l'expression de ces termes de découplage :

$$\begin{cases} V_{cd \text{ découplé}} &= L_e \omega . i_q^* \\ V_{cq \text{ découplé}} &= L_e \omega . i_d^* \\ i_{cd \text{ découplé}} &= -C_e . \omega . V_{cq}^* \\ i_{cq \text{ découplé}} &= -C_e . \omega . V_{cd}^* \end{cases} \quad 3-16$$

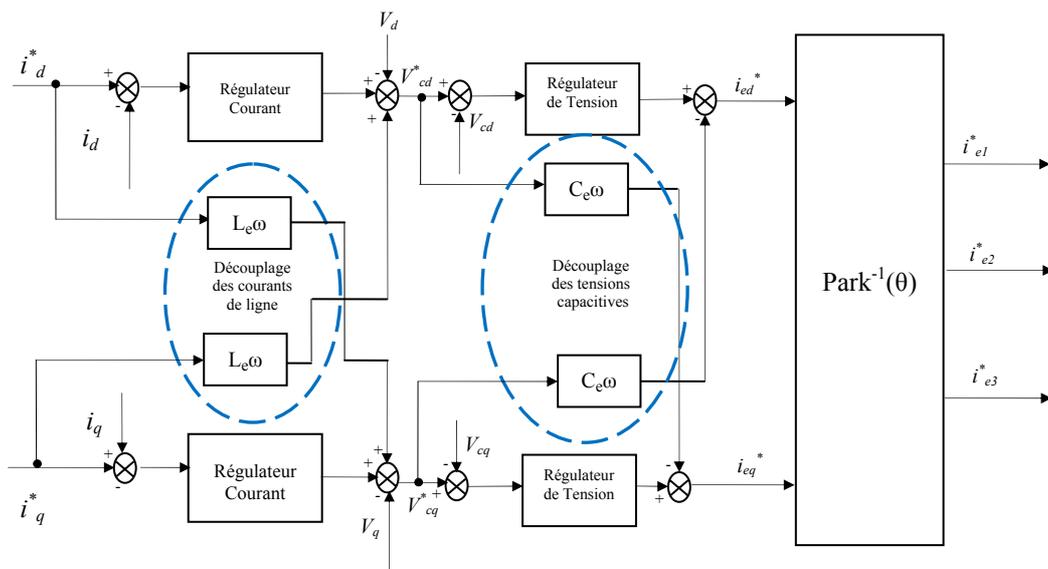


Fig.3- 10 Régulation des courants de phase et des tensions aux bornes des condensateurs d'entrée avec compensation de la tension réseau et découplage en utilisant des grandeurs de références

3-2-2-3 Schéma de régulation du redresseur de tension dans le repère diphasé dq

La Figure 3-11 présente l'algorithme de contrôle du redresseur de tension dans le repère diphasé dq. Nous notons l'existence de deux boucles de régulations :

- Une boucle interne qui permet le contrôle des tensions capacitatives V_{cd} et V_{cq} aux bornes des condensateurs du filtre d'entrée ;

- Une boucle externe qui permet l'asservissement des composantes directe i_d et en quadrature i_q des courants du réseau.

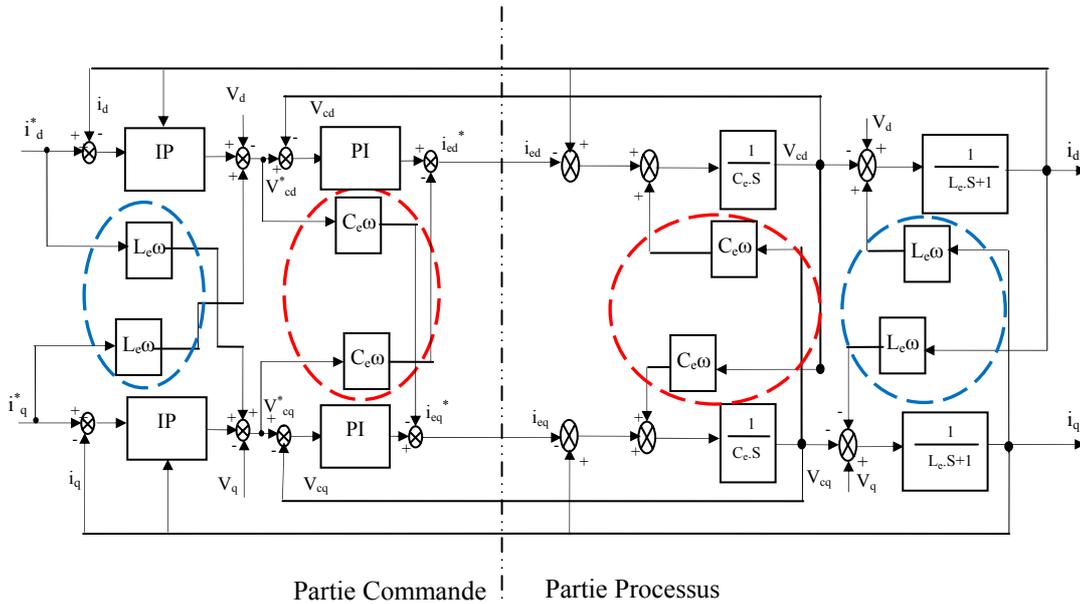


Fig. 3 -11 Schéma global de l'asservissement du redresseur de tension triphasé dans le repère dq, découplage avec des valeurs de référence.

Afin de simplifier l'algorithme de commande dans le repère diphasé, nous avons introduit, aux niveaux des boucles de régulation, des termes de découplage. Ces derniers utilisent des grandeurs de références (précommande). Nous avons opté pour cette méthode car elle permet d'obtenir une stabilité du système en régime transitoire [Rio-94].

Nous avons aussi introduit une compensation des tensions du réseau (supposées comme perturbation externe). Les grandeurs mesurées (i_d, i_q, V_{cd}, V_{cq}) sont obtenues en utilisant quatre transformations du repère triphasé ABC au repère diphasé dq. Une fois les compensations sont réalisées, la commande du redresseur de tension sur les deux axes direct (d) et en quadrature (q) est découplée. Alors, le schéma synoptique de la commande devient celui représenté sur les figures 3-12-a et 3-12-b.

Ainsi, les deux chaînes de régulation (sur l'axe direct d et sur l'axe en quadrature q) sont indépendantes. La partie commande de ces deux chaînes de régulation imposent les composantes directe et en quadrature des courants d'entrée du redresseur de tension. Nous notons aussi que la commande des variables d'états du filtre d'entrée est pratiquement la même sur les deux axes direct et en quadrature. A cet effet, nous présentons seulement le détail de calcul des régulateurs de la commande sur l'axe direct d .

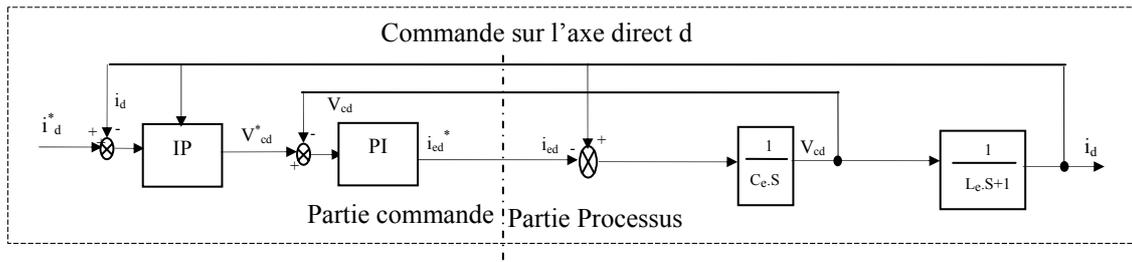


Fig. 3 -12-a Schéma synoptique de la commande sur l'axe direct d après découplage

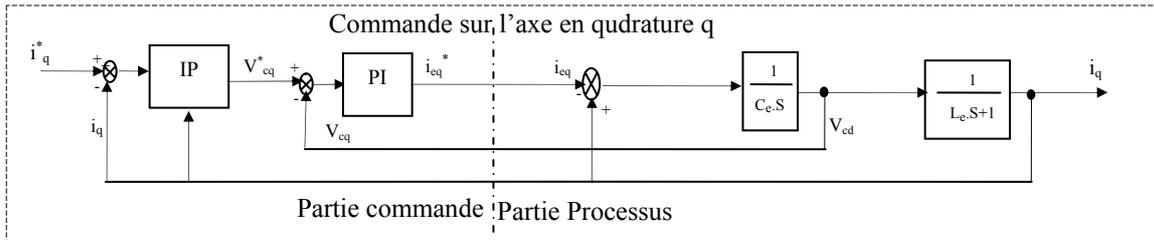


Fig. 3 -12-b Schéma synoptique de la commande sur l'axe en quadrature q après découplage

A- Synthèse des régulateurs des boucles internes de tensions capacitives

La Figure 3-13 présente le schéma synoptique de la boucle de régulation de la composante directe des tensions aux bornes des condensateurs du filtre d'entrée du redresseur.

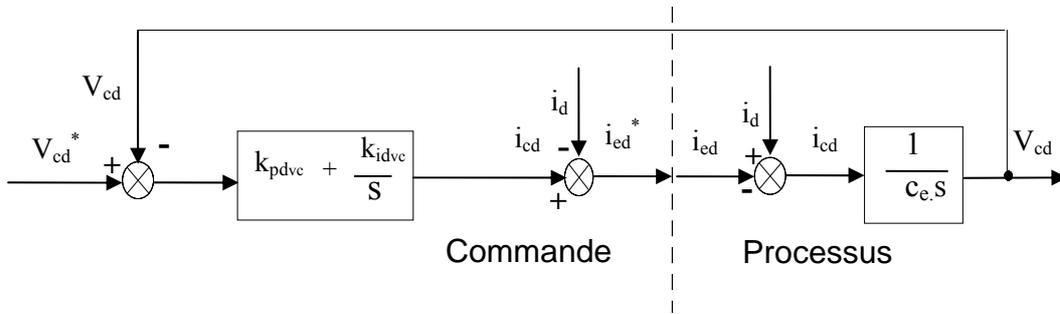


Fig.3-13 Algorithme de réglage de la composante directe des tensions aux bornes des condensateurs.

La partie processus représente le modèle du filtre capacitif à l'entrée du redresseur. La fonction de transfert en boucle ouverte de cette chaîne est donnée par l'équation suivante:

$$\frac{i_{cd}(s)}{V_{cd}(s)} = \frac{1}{C_e \cdot s} \tag{3-17}$$

L'utilisation d'un régulateur Proportionnel Intégral dans cette boucle est suffisant pour obtenir une erreur statique nulle en régime permanent et une fonction de transfert en boucle fermée de second ordre sans zéro au dénominateur [Rio-94].

En effet, la fonction de transfert en boucle fermée du système (commande et processus), en supposant que la fonction de transfert du redresseur est à gain unitaire, est exprimée par:

$$\frac{V_{cd}(S)}{V_{cd}^*(S)} = \frac{1}{\frac{C_e}{k_{pdvc} \cdot k_{idvc}} s^2 + \frac{1}{k_{idvc}} s + 1} \quad 3-18$$

L'équation 3-18, obtenu ainsi, possède la forme classique d'une fonction de transfert de second ordre en boucle fermée dont l'expression est donnée par:

$$H(S) = \frac{1}{1 + \frac{2\xi_v}{\omega_{nv}} s + \frac{1}{\omega_{nv}^2} s^2} \quad 3-19$$

Par identification, les coefficients proportionnel et intégral du régulateur PI, sont les suivants:

$$\begin{cases} K_{pdvc} = K_{idvc} = \frac{1}{2 \cdot \xi_v \cdot C_e \cdot \omega_{nv}} \\ K_{pqvc} = K_{iqvc} = \frac{2 \cdot \xi_v}{\omega_{nv}} \end{cases} \quad 3-20$$

Ou:

ξ_v est l'amortissement du système en boucle fermée en vérifiant que $0,7 < \xi_v < 1$;

ω_{nv} est la pulsation du système en boucle fermée.

B- Synthèse des régulateurs des boucles internes des courants du réseau

L'utilisation d'un régulateur *PI* donne lieu à la présence d'un zéro dans la fonction de transfert en boucle fermée. Ce zéro modifie le régime transitoire par rapport à la réponse spécifiée [Rio-94].

De ce fait, l'utilisation un régulateur *IP*, permet d'obtenir une réponse qui se rapproche plus du modèle attendu et la fonction de transfert en boucle fermée n'a pas de zéro.

La Figure 3-14 illustre le schéma synoptique de la chaîne de contrôle des composantes directe et en quadrature des courants du réseau utilisant un régulateur *IP*.

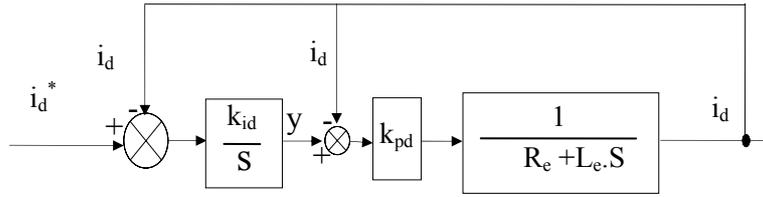


Fig. 3-14 Schéma synoptique de la boucle de contrôle de la composante directe des courants appelés au réseau.

La fonction de transfert en boucle fermée de la boucle de régulation des courants de phase est donnée par la relation suivante:

$$\frac{i_{kd}(s)}{i_{kd}^*(s)} = \frac{1}{1 + \left(\frac{R_e + k_{pd}}{k_{id} \cdot k_{pd}} \right) \cdot s + \left(\frac{L_e}{k_{id} \cdot k_{pd}} \right) \cdot s^2} \quad 3-21$$

Les coefficients intégral et proportionnel du régulateur IP sont donnés par le système suivant :

$$\begin{aligned} k_{id} = k_{iq} &= \frac{L_e \omega^2}{2 \cdot \xi \cdot L_e \cdot \omega - R_e} \\ k_{pd} = k_{pq} &= 2 \cdot \xi \cdot L_e \cdot \omega - R_e \end{aligned} \quad 3-22$$

Avec:

ξ est l'amortissement du système en boucle fermée en vérifiant que $0,7 < \xi < 1$;

ω est la pulsation du système en boucle fermée.

3-2-2-4 Modélisation de la boucle de tension continue dans le repère dq

L'objectif de cette modélisation est d'établir le schéma fonctionnel complet de l'asservissement du redresseur de tension triphasé à MLI dans le repère diphasé dq pour un fonctionnement à facteur de puissance unitaire côté réseau. Le calcul des valeurs de consigne des courants de phase (i_d^* et i_q^*) est issu du calcul du bilan de puissance dans le repère de Park.

A- Bilan de puissance dans le repère diphasé dq

Les expressions de la puissance active P et la puissance réactive Q dans le repère diphasé dq sont données par les relations suivantes [Rio-94]:

$$\begin{cases} P = V_{dr} \cdot i_d + V_{qr} \cdot i_q \\ Q = V_{qr} \cdot i_d - V_{dr} \cdot i_q \end{cases} \quad 3-23$$

Le système de courant triphasé défini en (3-9) s'écrit dans le repère (dq) choisi comme suit :

$$\begin{cases} i_d = \sqrt{3} I_{eff} \cdot \sin(\varphi) \\ i_q = -\sqrt{3} I_{eff} \cos(\varphi) \end{cases} \quad 3-24$$

Le choix d'un référentiel lié au champ tournant permet d'écrire les tensions du réseau (3-3) sous la forme :

$$\begin{cases} V_d = 0 \\ V_q = -\sqrt{3} \cdot V_{eff} \end{cases} \quad 3-25$$

En remplaçant, l'expression de la composante directe de la tension du réseau dans l'équation (3-25), nous aboutissons à :

$$\begin{cases} P = V_q \cdot i_q \\ Q = V_q \cdot i_d \end{cases} \quad 3-26$$

En supposant que les tensions du réseau sont constantes, l'équation (3-26) montre que, le contrôle de la puissance réactive Q (donc le contrôle du facteur de puissance) dépend uniquement de la composante directe du courant réseau. Cependant, la composante en quadrature i_q permet de contrôler l'écoulement de la puissance active P .

B- Calcul des consignes des régulateurs des courants dans le repère dq

Pour un fonctionnement à puissances actives et réactives désirées, les courants de consignes i_d^* et i_q^* se calculent, après mesure des composantes de Park de la tension du réseau, comme suit :

$$\begin{cases} i_d^* = \frac{Q^*}{V_q} \\ i_q^* = \frac{P^*}{V_q} \end{cases} \quad 3-28$$

Pour un fonctionnement à facteur de puissance unitaire ($Q^* = 0$ VAR), les courants de consigne deviennent :

$$\begin{cases} i_d^* = 0 \\ i_q^* = \frac{P^*}{V_q} \end{cases} \quad 3-29$$

Le système (3-29) fournit les courants de références i_d^* et i_q^* à imposer en boucle ouverte, pour obtenir l'échange d'énergie désiré avec la source, soit $P^* = P$ et $Q^* = 0$. La Figure (3-15) représente le principe de calcul des courants de consignes dans le repère dq .

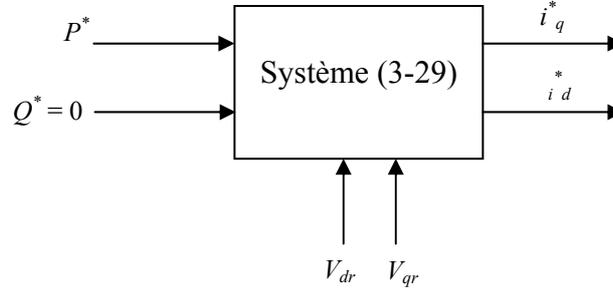


Fig. 3-15 Calcul des courants de références dans le repère dq

C- Synthèse du régulateur

La Figure 3-16 présente le schéma synoptique de régulation de la tension continue du redresseur de tension à MLI.

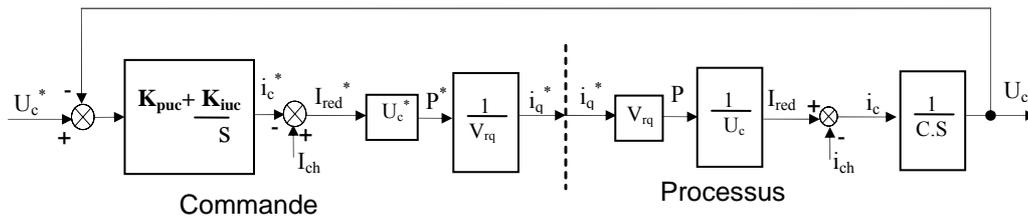


Fig. 3-16 Schéma de régulation de la tension continue dans le repère dq

La fonction de transfère en boucle fermé du système (commande et processus) est donnée par l'équation suivante :

$$\frac{U_c}{U_c^*} = \frac{1}{\frac{C \cdot s^2}{K_{puc} K_{iuc}} + \frac{s}{K_{iuc}} + 1} \tag{3-30}$$

Par identification, les coefficients proportionnel et intégral sont donnés par:

$$\begin{cases} K_{puc} = \frac{1}{2 \cdot \xi_{uc} \cdot C_e \cdot \omega_{nuc}} \\ K_{iuc} = \frac{2 \xi_{uc}}{\omega_{nuc}} \end{cases} \tag{3-31}$$

3-2-2-5 Schéma fonctionnel complet de l'asservissement du redresseur de tension dans le repère dq

La régulation complète du redresseur de tension, dans le repère diphasé dq, est décrite sur la Figure 3-17. Les seules modifications par rapport à celle de la Figure 3-6 apparaissent dans les boucles internes. Afin de compenser le couplage entre les deux axes, nous avons introduit des termes de découplages utilisant des grandeurs de références.

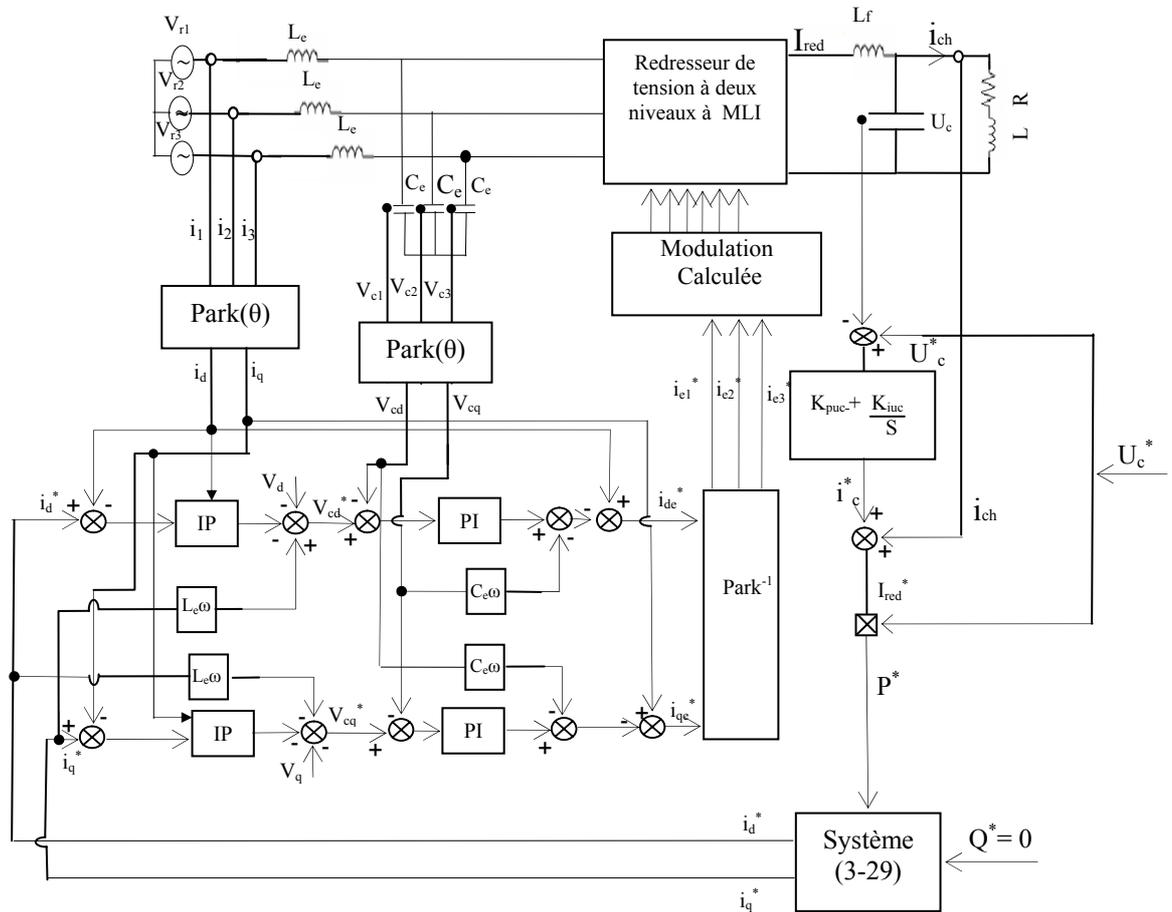


Fig. 3-17 Algorithme d'asservissement du redresseur de tension.

Dans le but d'améliorer le temps de réponse de la boucle de tension, le courant de charge I_{ch} est ajouté à la grandeur de sortie du régulateur [Ber-95]-[Gue-08-1]. Nous obtenons ainsi la puissance active de référence P^* nécessaire pour le fonctionnement du redresseur de tension.

Pour un fonctionnement à facteur de puissance unitaire, nous imposons une puissance réactive de référence Q^* nulle. Les sorties des deux boucles interne fournissent les courants de références i_{de}^* et i_{qe}^* de la modulation calculée (stratégie de commande du redresseur).

Cet algorithme de commande nécessite l'utilisation de trois transformations de Park et la mesure des variables d'états du filtre d'entrée et celles du filtre de sortie du redresseur de tension.

3-2-2-6 Simulation numérique de la régulation du redresseur dans le repère dq

Afin de vérifier les performances de l'algorithme de régulation du redresseur de tension dans le repère diphasé dq, une simulation numérique s'avère nécessaire. Nous avons imposé une tension de consigne $U_c^* = 300$ V, puis un échelon de tension pendant l'intervalle [1,5s- 2,5s].

Le redresseur de tension triphasé à MLI est commandé par la stratégie de modulation calculée avec une fréquence de commutation $f_h=1.5$ khz.

La Figure 3-18-a montre l'évolution temporelle de la tension de sortie continue du redresseur de tension triphasé. Nous notons que cette dernière suit bien sa consigne. Le temps de réponse de la tension U_c , aux brusques variations de la consigne U_c^* , est relativement lent. Ceci est dû à la charge et la décharge du condensateur du filtre de sortie du redresseur de tension triphasé.

Le courant redressé I_{red} suit pratiquement sa consigne I_{red}^* (grandeur de sortie de la boucle de tension externe) comme le montre la Figure 3-18-b.

Les Figures 3-19 montrent les variations des composantes directe et en quadrature (i_d, i_q) des courants appelés aux réseaux et leurs références (i_d^*, i_q^*). La perturbation à l'instant de changement de la tension de référence est due au temps de réponse des régulateurs. Nous remarquons que le courant en quadrature i_q varie en fonction de la tension de référence imposée (puissance active fournie) toute en gardant le courant direct i_d nul, cela implique que le découplage est vérifié.

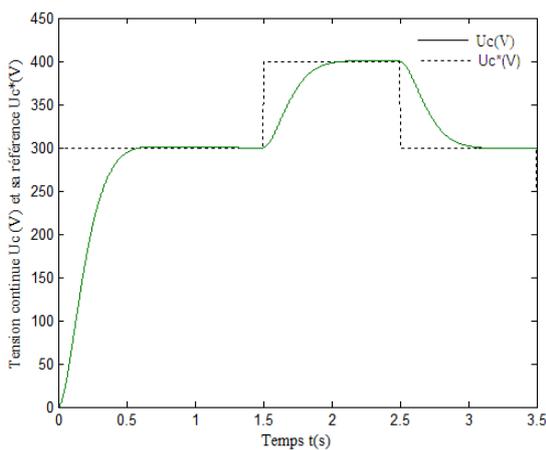


Fig. 3-18-a La tension continue et sa référence

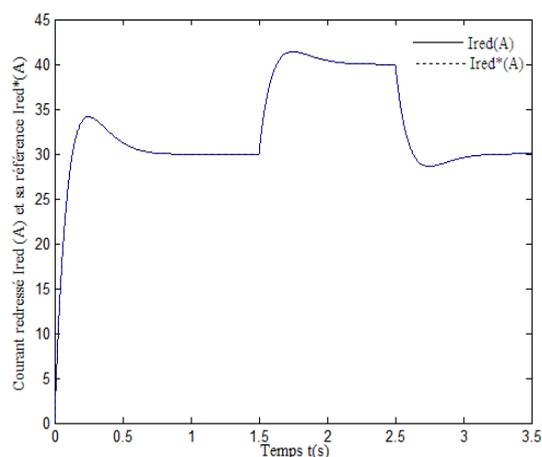


Fig. 3-18-b Le courant redressé et sa référence

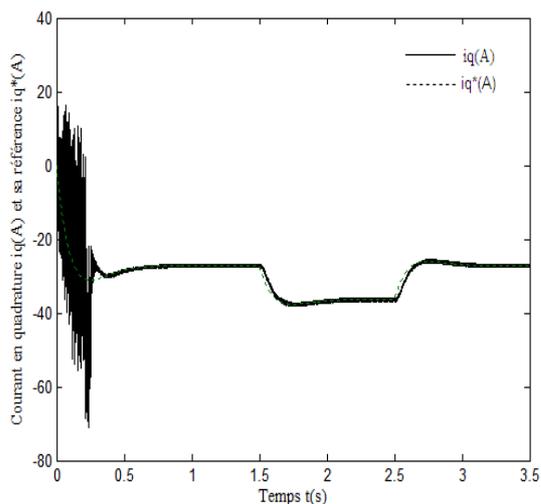


Fig. 3-19-a Courant en quadrature et sa référence

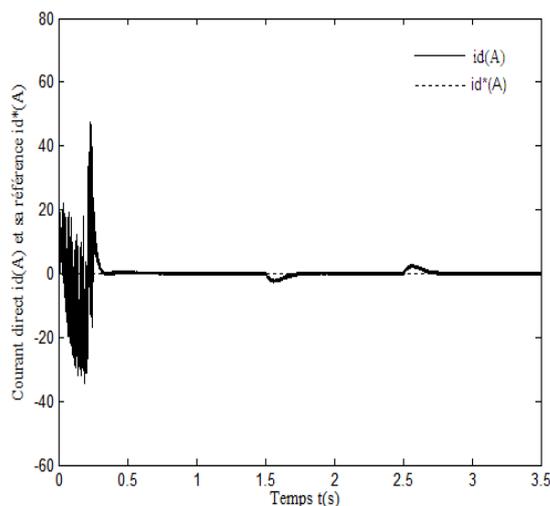


Fig. 3-19-b Courant direct et sa référence

Les tensions aux bornes du filtre capacitif d'entrée du redresseur de tension (V_{cd} , V_{cq}) sont représentées sur les Figures 3-20. Nous notons que la tension directe V_{cd} possède une valeur moyenne nulle toute en suivant la consigne V_{cd}^* fournit par la boucle d'asservissement du courant sur l'axe direct. Alors que la tension en quadrature V_{cq} oscille autour de sa référence V_{cq}^* . Ceci confirme que le découplage entre l'axe direct d et l'axe en quadrature est bien réalisé.

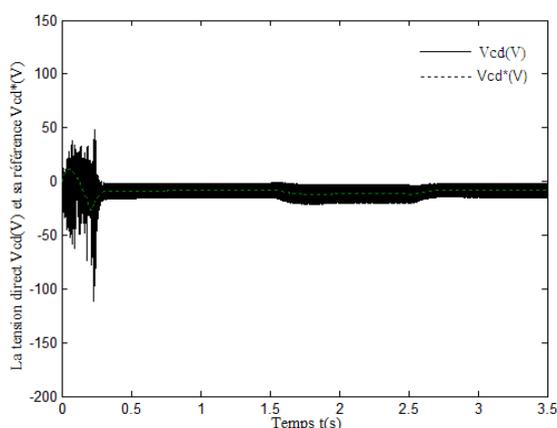


Fig. 3-20-a Tension en quadrature V_{cd} et sa référence V_{cd}^*

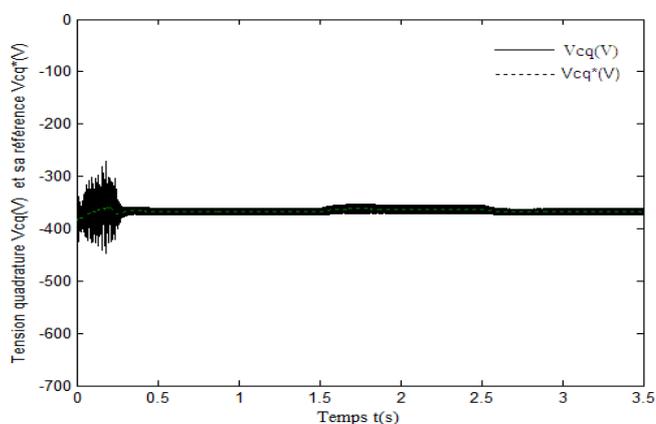


Fig. 3-20-b Tension en direct V_{cq} et sa référence V_{cq}^*

3-2-3 Algorithme de régulation du redresseur de tension triphasé simplifié

L'algorithme d'asservissement du redresseur de tension dans le repère dq permet le contrôle du déphasage φ en utilisant plusieurs boucles fermées. Dans ce cas, le modèle du filtre d'entrée est inclut dans les boucles de contrôle du convertisseur d'où les variables d'état de ce filtre doivent être mesurées et contrôlées. Ceux-ci nécessitent l'utilisation de plusieurs capteurs et de boucles de régulations. La réalisation pratique d'un tel système reste très délicate.

A cet effet, nous proposons, un nouvel algorithme de commande simple qui permet d'asservir la tension continue du redresseur, tout en régulant le facteur de puissance, sans recourir au contrôle des variables d'états du filtre d'entrée.

Le déphasage des courants appelés au réseau est régulé par la boucle de courant redressé, assurant ainsi l'absorption de la puissance réactive désirée en régime permanent.

Une boucle de contrôle rapide, conçue en tenant compte seulement du modèle du filtre de sortie, est employée pour la régulation de la tension de sortie du redresseur triphasé [Hit-94]-[Gue-08-2].

3-3-3-1 Modèle au sens des valeurs moyennes du redresseur de tension dans le repère dq

Pour des fréquences nettement au-dessous de la fréquence de hachage, le fonctionnement du convertisseur peut être représenté par un modèle aux sens des valeurs moyennes.

Le modèle moyen du convertisseur est donné par les équations suivantes [Gue-08-2]:

$$\begin{bmatrix} i_{e1} \\ i_{e2} \\ i_{e3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} n_{g1} \\ n_{g2} \\ n_{g3} \end{bmatrix} \cdot I_{red} \quad 3-30$$

$$U_{red} = \begin{bmatrix} n_{g1} & n_{g2} & n_{g3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{cl} \\ V_{c2} \\ V_{c3} \end{bmatrix} \quad 3-31$$

$$\text{Avec: } \begin{bmatrix} n_{g1} \\ n_{g2} \\ n_{g3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} n_{g11} & -n_{g10} \\ n_{g21} & -n_{g20} \\ n_{g31} & -n_{g30} \end{bmatrix}$$

Nous pouvons vérifier à chaque instant que :

$$n_{g1} + n_{g2} + n_{g3} = 0 \quad 3-32$$

Dans le but d'établir un modèle au sens des valeurs moyennes du redresseur de tension dans le repère diphasé dq, nous appliquons aux équations (3-30), (3-31) et (3-32) la transformation de Park liée au champ tournant [Gue-08-1]. Ces équations deviennent alors comme suit :

$$\begin{bmatrix} i_{ed} \\ i_{eq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} n_{gd} \\ n_{gq} \end{bmatrix} \cdot I_{red} \quad 3-33$$

$$U_{red} = \begin{bmatrix} n_{gd} & n_{gq} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{cd} \\ V_{cq} \end{bmatrix} \quad 3-34$$

$$\text{Avec: } \begin{bmatrix} ng_d \\ ng_q \end{bmatrix} = [P(\theta)] \begin{bmatrix} ng_1 \\ ng_2 \\ ng_3 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} i_{ed} \\ i_{eq} \end{bmatrix} = [P(\theta)] \begin{bmatrix} i_{e1} \\ i_{e2} \\ i_{e3} \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} V_{cd} \\ V_{cq} \end{bmatrix} = [P(\theta)] \begin{bmatrix} V_{c1} \\ V_{c2} \\ V_{c3} \end{bmatrix} \quad 3-35$$

Dans notre étude, l'angle θ est choisi tel que:

$$V_{cq} = 0 \quad 3-36$$

Alors l'équation (3-34) devient:

$$U_{red} = n_{gd} V_{cd} \quad 3-37$$

Bien que les variables d'entrée du redresseur de tension triphasé sont transformées en grandeurs biphasé dans le repère diphasées dq, le courant de sortie I_{red} du convertisseur, traversant l'inductance de lissage, et la tension redressée U_{red} n'ont subi aucune transformation. Par conséquent, le modèle moyen du filtre de sortie de la Figure 1-19 peut être exprimé sous la forme :

$$\begin{cases} C_f \frac{dU_c}{dt} = I_{red} - i_{ch} \\ L_f \frac{dI_{red}}{dt} = -U_c + n_{gd} V_{cd} \end{cases} \quad 3-38$$

Les équations (3-33), (3-37) et (3-38) représentent le modèle moyen du redresseur de tension dans le repère biphasé. Le circuit équivalent de ce modèle est donné par la Figure 3-21.

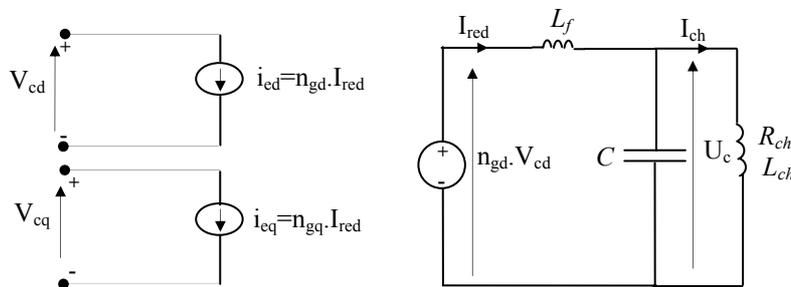


Fig. 3-21 Modèle en sens des valeurs moyennes du redresseur de tension dans le repère dq

Le modèle de la partie continue du redresseur est réduit au modèle d'un convertisseur dc-dc ayant une tension d'entrée V_{cd} et une variable de commande n_{gd} . Par conséquent, la tension continue U_c peut être réglée par la variable n_{gd} alors que la commande n_{gq} peut être utilisée pour contrôler le déphasage des courants.

3-3-3-2 Modèle du filtre d'entrée pour les basses fréquences

Généralement le déphasage φ est défini uniquement pour les composantes fondamentales de la tension et du courant du réseau. Par conséquent, le modèle du filtre d'entrée à des fréquences proches de la fréquence de fonctionnement (fréquence du réseau) est suffisant pour établir la loi de commande du déphasage φ [Hit-94]. La Figure 3-22 présente le circuit électrique équivalent du filtre d'entrée ou chaque condensateur de phase C_e représente la somme de tous les condensateurs en parallèles.

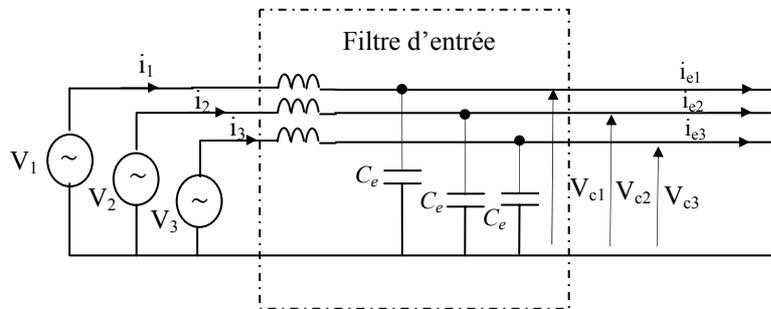


Fig. 3-22 Circuit équivalent du filtre d'entrée

Pour ces fréquences, l'impédance par phase de l'inductance du filtre d'entrée peut être négligée, par conséquent les tensions par phase aux bornes des condensateurs du filtre d'entrée sont pratiquement égales aux tensions de phase de la source d'entrée. Nous obtenons, ainsi:

$$\begin{aligned}
 V_{C1} &\cong V_1 = \sqrt{2} V_{eff} \cos(\omega.t), \\
 V_{C2} &\cong V_2 = \sqrt{2} V_{eff} \cos(\omega.t - \frac{2\pi}{3}), \\
 V_{C3} &\cong V_3 = \sqrt{2} V_{eff} \cos(\omega.t + \frac{2\pi}{3})
 \end{aligned}
 \tag{3-39}$$

Dans le repère dq lié au champ tournant, les tensions aux bornes des condensateurs (V_{cd} , V_{cq}) deviennent :

$$\begin{cases} V_{Cd} = V_d = \sqrt{\frac{3}{2}} V_m = \sqrt{3} V_{eff} \\ V_{Cq} = 0 \end{cases} \quad 3-40$$

En régime permanent, les commandes n_{gd} , n_{gq} et le courant I_{red} sont constants, d'où les courants d'entrée i_{e1} , i_{e2} et i_{e3} du redresseur de tension sont donnés par :

$$\begin{aligned} i_{e1} &= \sqrt{\frac{2}{3}} [n_{gd} \cos \theta - n_{gq} \sin \theta] I_{red} \\ i_{e2} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \left[n_{gd} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) - n_{gq} \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \right] I_{red} \\ i_{e3} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \left[n_{gd} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) - n_{gq} \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \right] I_{red} \end{aligned} \quad 3-41$$

Alors que les courants i_{c1} , i_{c2} et i_{c3} traversant les condensateurs s'expriment comme suit :

$$\begin{cases} i_{c1} = C_e \frac{dV_{c1}}{dt} = -C_e \cdot \omega \cdot \sqrt{2} \cdot V_{eff} \cdot \sin(\omega \cdot t) \\ i_{c2} = C_e \frac{dV_{c2}}{dt} = -C_e \cdot \omega \cdot \sqrt{2} \cdot V_{eff} \cdot \sin\left(\omega \cdot t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ i_{c3} = C_e \frac{dV_{c3}}{dt} = -C_e \cdot \omega \cdot \sqrt{2} \cdot V_{eff} \cdot \sin\left(\omega \cdot t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad 3-42$$

En utilisant la loi de Kirchhoff, les courants appelés au réseau i_1 , i_2 et i_3 s'écrivent sous la forme :

$$\begin{cases} i_1 = i_{e1} + i_{c1} \\ i_2 = i_{e2} + i_{c2} \\ i_3 = i_{e3} + i_{c3} \end{cases} \quad 3-43$$

En substituant (3-41) et (3-42) dans (3-43), l'expression des courants i_1 , i_2 et i_3 deviennent :

$$\begin{cases} i_1 = -\omega C_e \cdot \sqrt{2} \cdot V_{eff} \cdot \sin \omega t + \sqrt{\frac{2}{3}} (n_{gd} I_{red} \cos \omega t - n_{gq} I_{red} \sin \omega t) \\ i_2 = -\omega C_e \cdot \sqrt{2} \cdot V_{eff} \cdot \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) + \sqrt{\frac{2}{3}} (n_{gd} I_{red} \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) - n_{gq} I_{red} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3})) \\ i_3 = -\omega C_e \cdot \sqrt{2} \cdot V_{eff} \cdot \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) + \sqrt{\frac{2}{3}} (n_{gd} I_{red} \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) - n_{gq} I_{red} \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3})) \end{cases} \quad 3-44$$

L'équation (3-44) montre que les courants appelés aux réseaux sont déphasés par rapport aux tensions du réseau. Ce déphasage est donné par la relation suivante :

$$\varphi = \tan^{-1} \left(- \frac{(C_e \cdot \sqrt{2} \cdot V_{eff} + \sqrt{\frac{2}{3}} n_{gq} I_{red})}{\sqrt{\frac{2}{3}} n_{gd} \cdot I_{red}} \right) \quad 3-45$$

3-3-3-3 Boucle de contrôle du déphasage φ

Le déphasage φ dépend des deux commandes n_{gd} , n_{gq} et du courant redressé I_{red} (3-45). Si la commande n_{gq} est choisie telle que :

$$n_{gq} = -\omega \sqrt{3} \frac{V_{eff}}{I_{red}} C_e \quad 3-46$$

Les courants appelés aux réseaux (i_1 , i_2 et i_3) seront en phase avec leurs tensions correspondantes de phase (V_1 , V_2 et V_3). En effet, si la fonction génératrice n_{gq} est contrôlée selon la relation (3-46), le fonctionnement à facteur de puissance unitaire est obtenu. L'équation (3-46) montre que la commande n_{gq} dépend de la valeur efficace de la tension du réseau V_{eff} et du courant redressé I_{red} .

En supposant que la tension du réseau est constante, seul le courant redressé doit être mesuré pour contrôler le facteur de puissance. Dans la plupart des applications, il n'est pas nécessaire d'avoir exactement un facteur de puissance unitaire, mais il doit être plus grand que la limite inférieure des facteurs de puissance [Hit-94].

3-3-3-4 boucle de contrôle de la tension de sortie

En remplaçant (3-40) dans (3-37), la tension de sortie du redresseur de tension U_c en régime permanent s'écrit :

$$U_c = n_{gd} \cdot V_{cd} = \sqrt{3} \cdot n_{gd} \cdot V_{eff} \tag{3-47}$$

En supposant que la tension du réseau est constante, la relation (3-47) montre que le contrôle de la tension de sortie U_c dépend uniquement de la variable de commande n_{gd} assurant ainsi l'absorption de la puissance active désirée [Hit-94]-[Gue-08-2].

La Figure 3-23 présente le schéma synoptique de l'algorithme simplifié d'asservissement de la tension de sortie U_c du redresseur de tension en imposant, côté réseau, un facteur de puissance proche de l'unité.

Cet algorithme comporte une seule boucle de régulation. De ce fait, un simple régulateur PI est utilisé pour asservir la tension de sortie U_c . Dans ce cas, seuls la tension de sortie U_c et le courant redressé I_{red} sont mesurés.

En comparant cet algorithme de contrôle à celui présenté dans la section précédente, nous constatons la diminution du nombre de boucle de régulation (de cinq boucle en cascade en une seule boucle) et les grandeurs mesurées (de sept grandeurs à deux grandeurs); d'où la simplicité de cet algorithme.

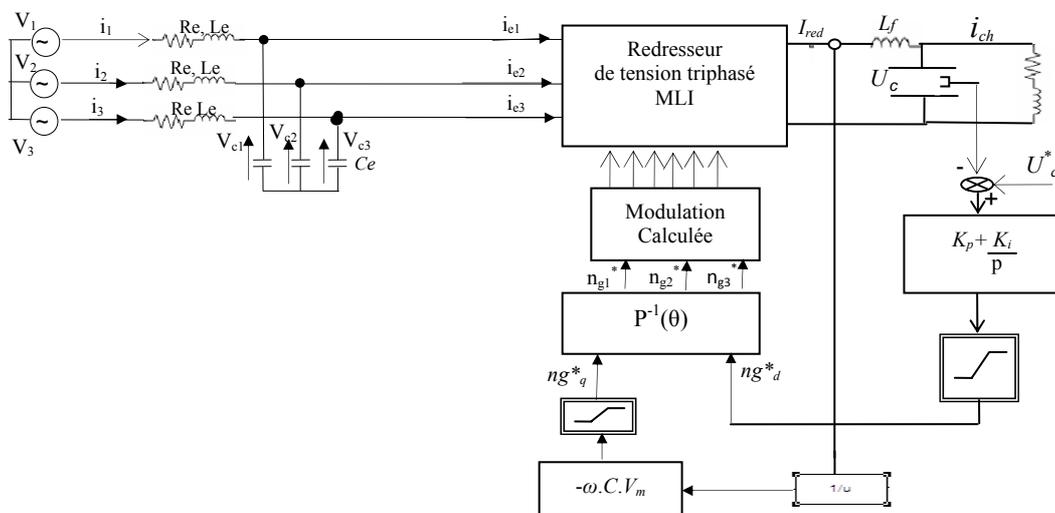


Fig. 3-23 Schéma block de l'asservissement de la tension de sortie U_c

Une fois les deux commandes n_{gd}^* et n_{gq}^* sont déterminées, les fonctions génératrices de références n_{g1}^* , n_{g2}^* et n_{g3}^* sont déduites en utilisant la transformation de Park inverse comme suit :

$$\begin{bmatrix} n_{g1}^* \\ n_{g2}^* \\ n_{g3}^* \end{bmatrix} = [P^T(\theta)] \cdot \begin{bmatrix} n_{gd}^* \\ n_{gq}^* \end{bmatrix}$$

3-48

Ces fonctions sont les signaux de référence de la stratégie de commande du redresseur de tension qui permet d'obtenir la tension de sortie désirée avec un facteur de puissance proche de l'unité côté réseau.

3-3-3-5 Simulation numérique de l'algorithme simplifié

Afin de valider les performances de cet algorithme, une simulation du redresseur de tension triphasé alimentant une charge résistive est effectuée.

La Figure 3-24-a montre l'allure de la tension de sortie U_c et sa référence U_c^* . Pendant le régime transitoire et lors de l'application d'un échelon de tension, nous constatons que la tension U_c présente des oscillations qui s'atténue au régime permanent tout en rejoignant sa référence U_c^* .

Le courant redressé I_{red} présente un échelon de courant au moment de la variation de la consigne comme le montre la Figure 3-24-b.

Malgré la variation de la consigne U_c^* , le courant de ligne i_l reste pratiquement en phase avec sa tension correspondante V_{rl} (Figure 3-24-c&d). Seule la valeur efficace du courant change. Ceci est due au fait que la composante réactive du courant de ligne est commandée par le courant redressé I_{red} (3-46) alors que la composante active est contrôlée par la boucle de la tension U_c (3-47). D'où, cet algorithme permet un fonctionnement proche de l'unité ($\cos\varphi = 0.998$) côté réseau.

La Figure 3-25 présente les allures des tensions aux bornes du filtre capacitif d'entrée du redresseur de tension. Nous observons que ces tensions épousent des formes sinusoïdales d'amplitudes fixes et pratiquement égales aux tensions du réseau. Ceci vérifie la simplification que nous avons supposée en (3-40).

Les courants d'entrée du redresseur de tension (i_{e1} , i_{e2} & i_{e3}) sont illustrés sur la Figure 3-26. La forme en créneau des ces courants est due à la nature du redresseur et à la commande MLI utilisée (Modulation calculée). Leurs amplitudes dépendent du courant redressé I_{red} et des commandes n_{g1} , n_{g2} et n_{g3} .

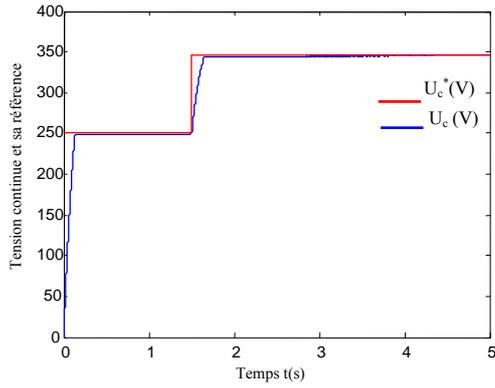


Fig. 3-24-a La tension continue et sa référence

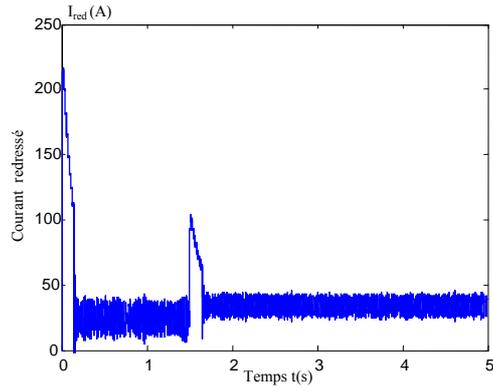


Fig. 3-24-b Le courant redressé I_{red}

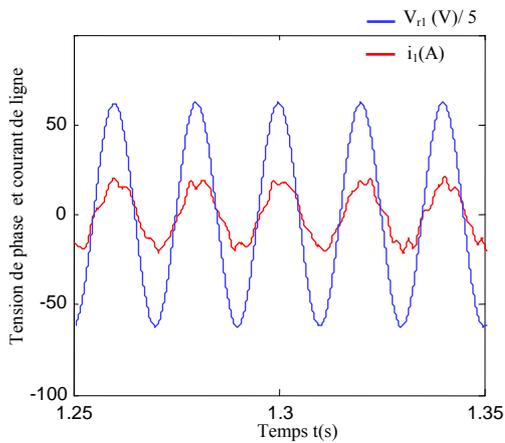


Fig. 3-24-c La tension de phase V_{r1} et courant de ligne i_1 pour une tension de consigne $U_c^* = 250$ V

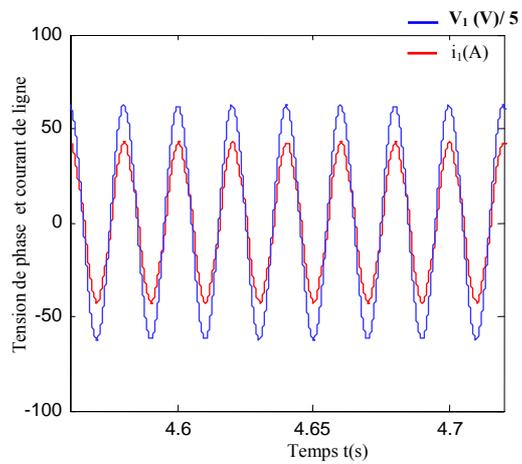


Fig. 3-24-d La tension de phase V_{r1} et courant de ligne i_1 pour une tension de consigne $U_c^* = 350$ V

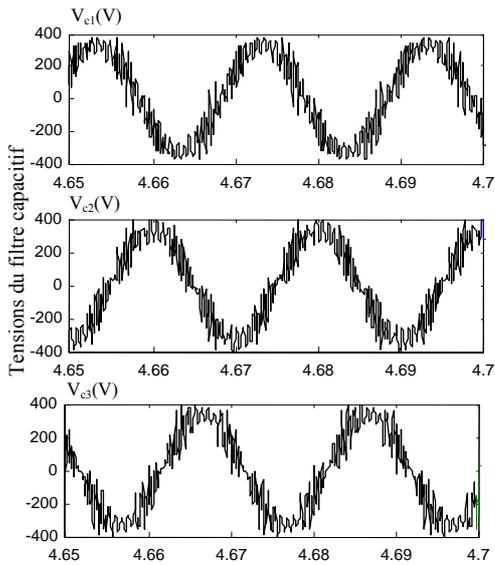


Fig. 3-25 Les tensions capacitives V_{c1} , V_{c2} & V_{c3}

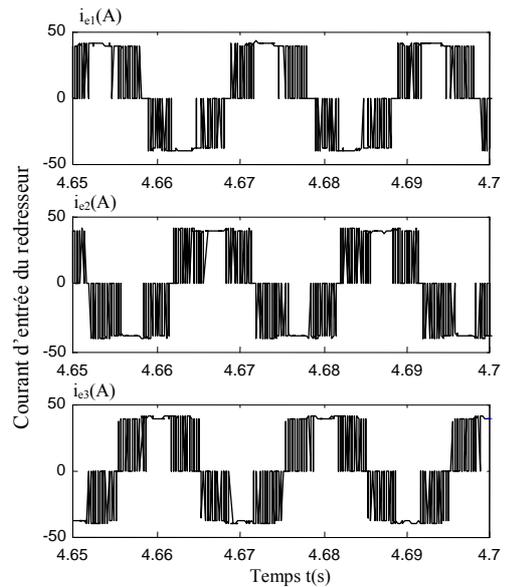


Fig. 3-26 Les courants d'entrées i_{e1} , i_{e2} & i_{e3}

3-4 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés au développement d'algorithmes d'asservissement, dans les deux repères triphasé et diphasé, du redresseur de tension triphasé à MLI.

Nous avons proposé trois algorithmes de contrôle des redresseurs de tension triphasé à MLI. Ces derniers sont basés sur la régulation cascade qui présente l'avantage de pouvoir décomposer le système en trois boucles, deux internes pour contrôler les courants réseau et les tensions du filtre capacitif d'entrée du redresseur, l'autre externe pour maintenir la tension continue constante.

La volonté d'élaborer un modèle complet de fonctionnement reproduisant parfaitement les réactions du convertisseur sur un réseau équilibré a conduit à s'orienter vers deux types de commande pour la régulation des courants de phase et des tensions du filtre capacitif d'entrée du redresseur : La commande sur les trois phases, dite commande dans le repère triphasé ABC, et la commande dite contrôle vectoriel sur les axes dq. Le maintien d'une dynamique plus lente sur la boucle externe permet le fonctionnement classique de la boucle externe.

La commande dans le repère triphasé présente l'avantage d'être facilement programmable. En partant du principe de poursuite, la commande se déduit sur chaque phase de façon à ce que le courant soit en phase avec la tension du réseau et à ce que la tension au borne du filtre capacitif d'entrée suit sa consigne.

Mais, le désavantage provient, d'une part de l'existence d'erreurs statiques et d'autre part du nombre relativement important de boucle de régulation (six boucles internes).

La commande dans le repère diphasé dq tient sa légitimité du fait de la nullité des composantes homopolaires des courants et des tensions. Pour cela nous avons élaboré le modèle complet du redresseur de tension dans le repère diphasé dq. Ce dernier a permis de réduire le modèle complet du redresseur de six équations (1-41) à quatre équations (3-2 & 3-3) d'où la diminution du nombre de boucles d'asservissement.

Cette commande est inspirée de la commande vectorielle des machines à courant alternatif. Il apparaît des termes de couplage entre les deux axes d et q pour lequel diverses possibilités de compensation ont été proposées. La commande avec découplage utilisant des termes de référence présente un intérêt important car elle confère une meilleure stabilité pour le système.

En effet, nous obtenons un modèle découplé où le contrôle du facteur de puissance dépend uniquement de la composante directe du courant réseau ($i_d^* = 0$) alors que la composante en quadrature de ce courant i_q^* contrôle la tension continue de sortie du redresseur triphasé.

En outre, La commande dq entraîne l'utilisation de transformées de Park coûteuse en temps, d'autre part le modèle du filtre d'entrée est inclus dans les boucles de contrôle du convertisseur. En effet, les variables d'état de ce filtre doivent être mesurées et contrôlées. Ceux-ci nécessitent l'utilisation de plusieurs capteurs et de boucles de régulations.

Pour cela, nous avons proposé un nouvel algorithme de contrôle simple qui permet d'asservir la tension de sortie du redresseur tout en régulant le facteur de puissance sans recourir au contrôle des variables d'états du filtre d'entrée.

Le déphasage des courants appelé au réseau est régulé par la boucle de courant de sortie du redresseur, assurant ainsi l'absorption de la puissance réactive désirée en régime permanent. Une boucle de contrôle rapide, conçue en tenant compte seulement du modèle du filtre de sortie, est employée pour réguler la tension de sortie du redresseur triphasé. Les résultats de simulation des deux algorithmes dans le repère diphasé sont assez satisfaisants.

L'application de ces algorithmes, pour l'asservissement des tensions du bus continu de l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC, fera l'objet du prochain chapitre.

CHAPITRE 4

ASSERVISSEMENT DES TENSIONS D'ENTRÉE DE L'ONDULEUR À CINQ NIVEAUX

4-1 Introduction

La stabilité des tensions du bus continu de l'onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC demeure l'obstacle principal de cette topologie. En effet, l'étude analytique des différents variateurs de fréquence (voir chapitre 2), a mis en évidence le problème d'instabilité des quatre tensions d'entrée du bus continu de l'onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC.

Pour équilibrer ces tensions, il a fallu utiliser des condensateurs de capacités élevées. Cette dernière solution pose un problème d'encombrement et de coût. D'autre part, l'évolution non contrôlée des tensions aux bornes des condensateurs peut être néfaste pour le bon fonctionnement du convertisseur multiniveaux. En outre, la stabilité de ces tensions continues permet d'une part, à l'onduleur multiniveaux, de générer des tensions alternatives symétriques et de valeurs moyennes nulles; et d'autre part garantie une répartition équilibrée de la contrainte en tension aux bornes des semi-conducteurs de puissances. Ainsi, une méthode de commande est nécessaire afin de maintenir ces tensions à leurs justes valeurs.

Plusieurs solutions ont été proposées pour résoudre le problème de fluctuation du point milieu de l'onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC [Ish-02]-[Pan-05][Bou-07-1]-[Chi-07].

Dans ce chapitre, nous proposons des solutions pour remédier au problème d'instabilité des tensions d'entrée de l'onduleur de tension triphasé à cinq niveaux à structure NPC.

Dans la première partie de ce chapitre, nous commençons par appliquer les algorithmes de commande du redresseur de tension triphasé à deux niveaux sur les quatre variateurs de fréquence. Ces algorithmes permettent la régulation des tensions d'entrée de l'onduleur de tension à cinq niveaux tout en ayant, côté réseau, un facteur de puissance proche de l'unité [Gue-06-2]-[Gue-07-1]-[Gue-08-1]. Nous proposons, pour chaque changeur de fréquence, des schémas de commande des tensions du bus continu et des courants de ligne absorbés par le réseau. Des simulations numériques sont réalisées, dans l'environnement Matlab simulink, pour chaque schéma proposé.

La deuxième partie présente une autre solution pour remédier à ce problème. Cette solution consiste à insérer, en parallèle avec le filtre intermédiaire, des circuits auxiliaires dit pont de clamping. Ces circuits sont des systèmes actifs réalisés à l'aide d'interrupteurs de puissance et soit de résistances d'où la terminologie « Pont résistif », soit d'inductance d'où l'appellation « Pont inductif ». Nous établissons, pour chaque pont, une nouvelle modélisation des filtres intermédiaires des variateurs de fréquence. Nous avons appliqué, par la suite, l'algorithme de commande de chaque circuit pour contrôler les tensions du bus continu de l'onduleur de tension à cinq niveaux.

4-2 Application de l'algorithme de commande du redresseur de tension

4-2-1 Application de l'algorithme de commande dans le repère dq

Dans ce paragraphe, nous appliquons l'algorithme de commande dans le repère diphasé dq du redresseur de tension triphasé à deux niveaux pour le contrôle des tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC.

4-2-1-1 Contrôle de l'association un redresseur de tension triphasé à deux niveaux- Onduleur de tension triphasé à cinq niveaux à structure NPC – Machine asynchrone

Dans cette section, nous appliquons l'algorithme d'asservissement du redresseur de tension dans le repère diphasé dq pour la commande des tensions aux bornes des condensateurs du bus continu du convertisseur multiniveaux. La Figure (4-1) représente le schéma synoptique de l'algorithme d'asservissement du redresseur de tension dans le repère diphasé dq . Pour cette cascade, nous ne contrôlons pas chaque tension d'entrée (U_{c1} , U_{c2} , U_{c3} et U_{c4}), mais nous réglons la tension résultante U_c définie par :

$$U_c = U_{c1} + U_{c2} + U_{c3} + U_{c4} \quad 4-1$$

Pour un fonctionnement à facteur de puissance unitaire, nous imposons une puissance réactive de consigne nulle. Cependant, la puissance active de consigne P^* (qu'il faut soustraire du réseau) est obtenue à la sortie de la boucle externe. A partir du système (3-29), nous déduisons les consignes i_d^* et i_q^* des deux boucles internes. Cet algorithme utilise une compensation précommandée (les termes de découplage sont des grandeurs de références).

Les paramètres des filtres d'entrée et de sorties sont choisis tels que : $L_e = 6.5$ mH, $C_e = 25\mu\text{F}$. Cependant, ceux du filtre de sortie sont fixés à $C = 800\text{mF}$ et $L_f = 10$ mH. Dans ce cas le réseau alimentant le redresseur fournit une tension efficace de 12kV et une fréquence de 50Hz.

Dans un souci d'une bonne représentation des résultats au cours de cette partie, les tensions des réseaux seront multipliées par un facteur de réduction (pour le cas de la Figure 4-2-b ce facteur est égal à 0,1).

Les Figures 4-2 montrent l'évolution de la tension régulée U_c , en appliquant un couple de charge nominale ($C_r = 130$ k N.m) sur la machine asynchrone à l'instant $t = 10$ s, et les variations des courants appelés au réseau dans les deux repères diphasé et triphasé.

La réponse à un échelon de la tension continue ($U_c^* = 20$ kV) présente un temps de montée relativement lent. La tension U_c nécessite du temps pour se stabiliser à la tension de référence. A l'instant où le couple de charge de la machine est appliqué, la tension U_c s'éloigne de la consigne mais le régulateur compense l'erreur et permet à la réponse de rejoindre sa référence (Fig 4-2-a) après un temps de réponse $T_e = 5$ s.

Les courants de ligne appelés au réseau ont des formes sinusoïdales, et sont en phase avec leurs tensions correspondantes (Fig. 4-2-b) ceci est justifié par le fait que cet algorithme impose un facteur de puissance proche de l'unité.

En effet, la Fig 4-2-c montre que la composante directe i_d du courant réseau, après un régime transitoire, se stabilise autour d'une valeur moyenne nulle (puissance réactive nulle $Q^*=0$ VAR) alors que la composante en quadrature i_q suit le courant de référence i_q^* (Fig 4-2-d).

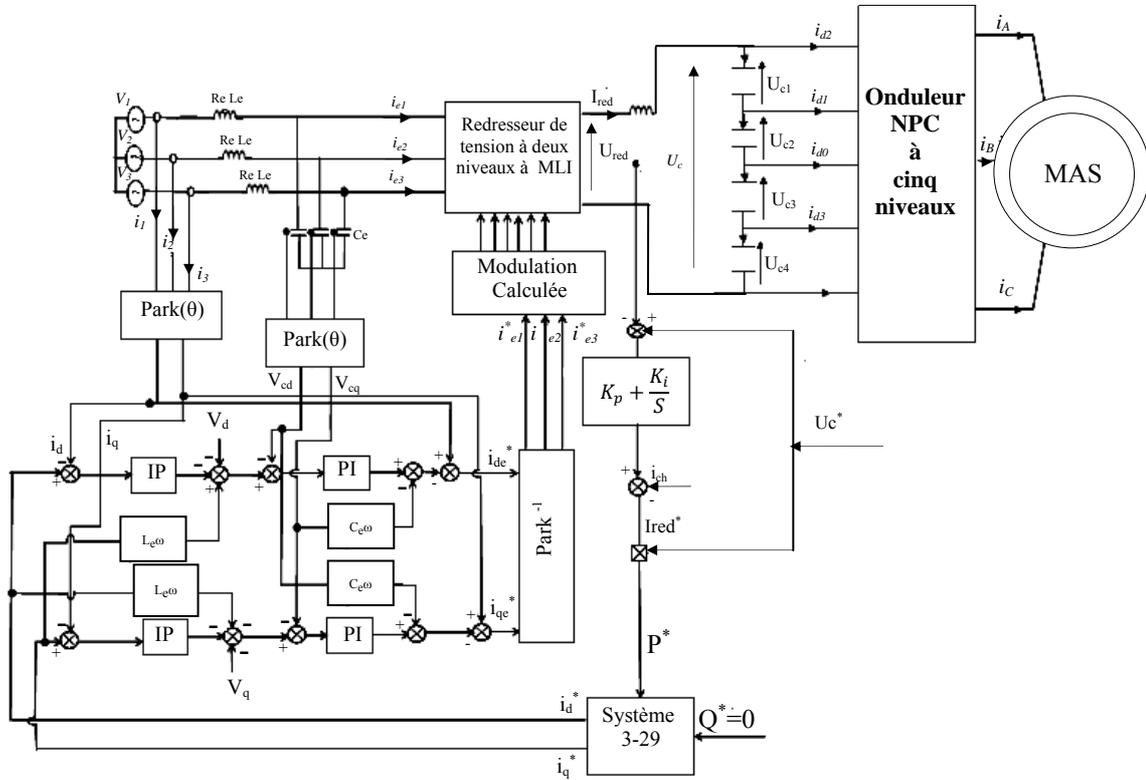


Fig.4-1 Schéma bloc de l'asservissement de la tension de sortie U_c pour de la cascade : un redresseur de tension triphasé-Onduleur de tension à cinq niveaux-MAS

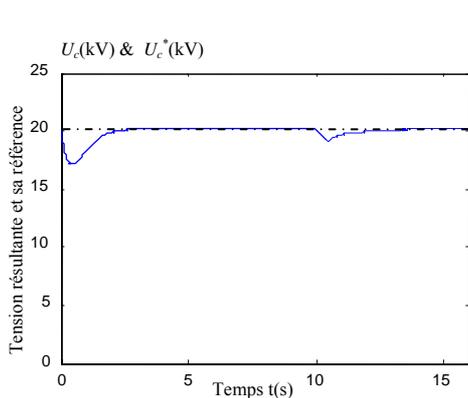


Fig.4-2-a Tension résultante U_c et sa référence U_c^*

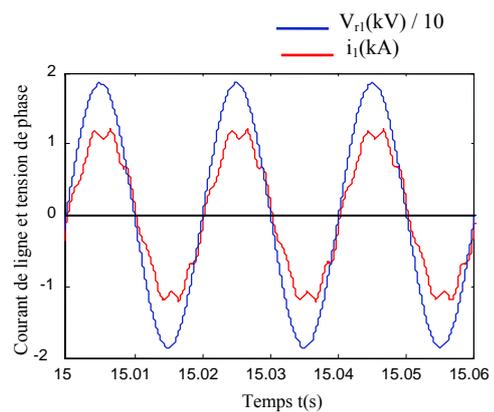


Fig.4-2-b Courant de ligne et tension de réseau

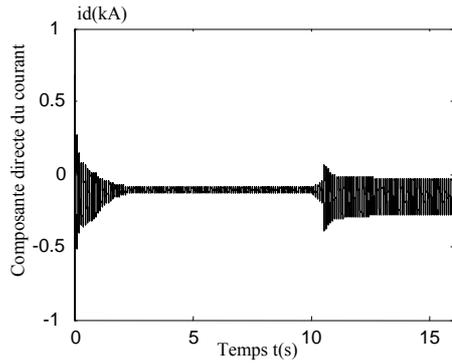


Fig.4-2-c Courant direct i_d

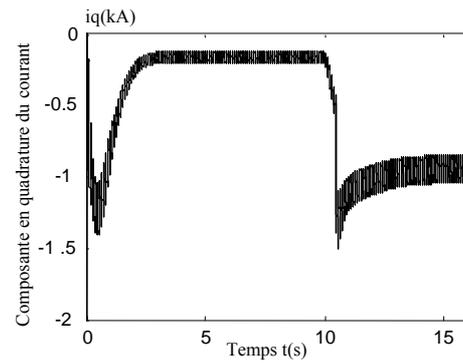


Fig 4-2-d Courant en quadrature i_q

L'application d'un couple de charge se traduit par un échelon du courant en quadrature i_q alors que le courant direct i_d reste oscillant autour d'une valeur moyenne nulle d'où le découplage entre les deux axes est réalisé. Néanmoins, pendant le régime transitoire le couplage entre les deux grandeurs i_d et i_q apparaît. Ceci est dû au fait que le découplage est réalisé par des grandeurs de références.

Les Figures 4-3 représentent les formes de la tension de sortie U_{red} et du courant redressé I_{red} . Nous constatons que ce dernier (I_{red}) présente un échelon en courant lors de l'application de la charge Fig.4-3-b.

Malgré que la régulation soit bien réalisée, les tensions d'entrées de l'onduleur de tension à cinq niveaux ne sont pas toutes constantes comme le montre la Figure 4-4-a. Les tensions continues (U_{c1} , U_{c4}) sont croissantes alors que les tensions (U_{c2} , U_{c3}) sont décroissantes. Leurs différences sont très importantes surtout après l'application d'une charge résistive (Fig 4-3-b).

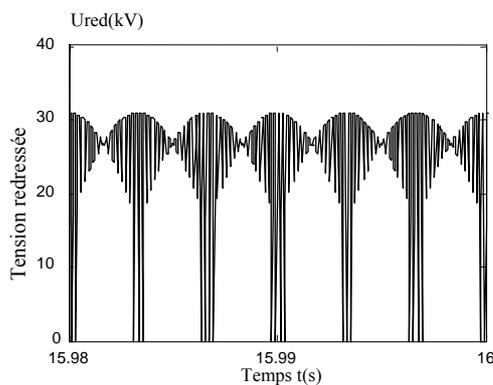


Fig.4-3-a La tension redressée U_{red}

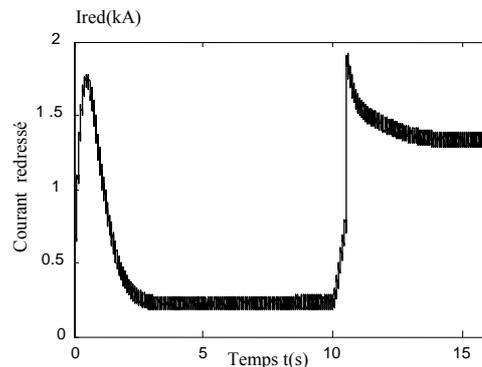


Fig.4-3-b Le Courant redressé I_{red}

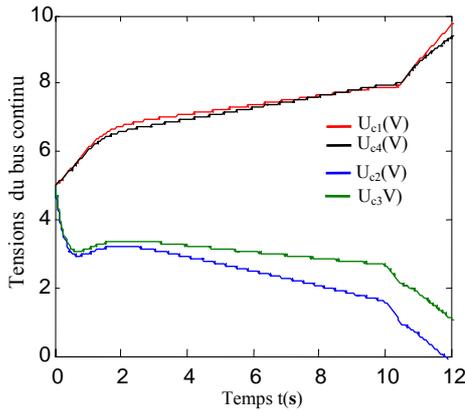


Fig.4-3-a Tensions du bus continu

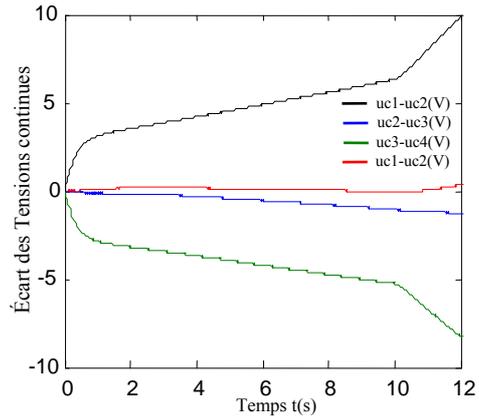


Fig.4-3-b Les écarts des tensions continues

Les Figures 4-4 présentent les composantes de Park directe et en quadrature des tensions du filtre capacitif d'entrée du redresseur de tension. Ces tensions présentent des oscillations qui sont dues à la fréquence de commutation des interrupteurs.

Les formes modulées des courants d'entrée de ce convertisseur sont illustrées sur les Figures 4-5-a. Ces créneaux sont produits par la commutation des interrupteurs. En outre, les courants appelés aux réseaux épousent des formes sinusoïdales (Figure 4-5-b).

Les performances de la machine asynchrone alimentée par cette cascade sont montrées sur les Figures 4-6. Nous notons que la tension de phase V_A n'est pas symétrique ceci est due au fait que les tensions du demi - pont haut de l'onduleur de tension à cinq niveaux ($U_{c1} + U_{c2}$) ne sont pas égales à celles du demi - pont bas ($U_{c3} + U_{c4}$).

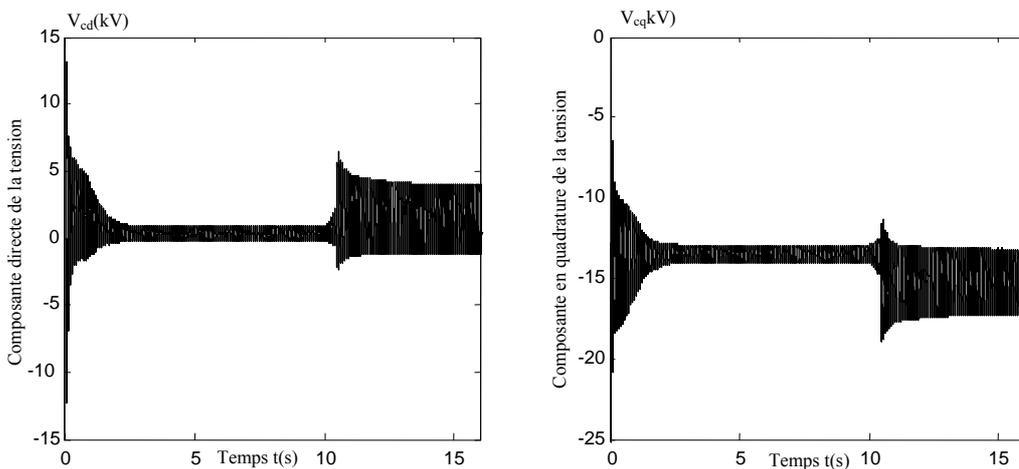


Fig.4-4 Tension direct et en quadrature du filtre capacitif d'entrée

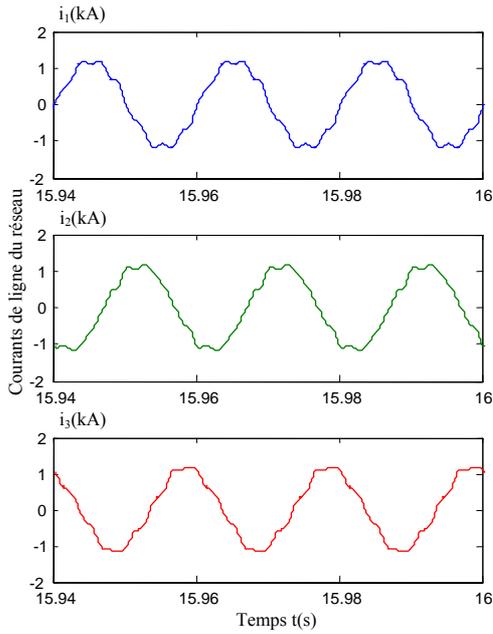


Fig.4-5-a Courants appelés aux réseaux

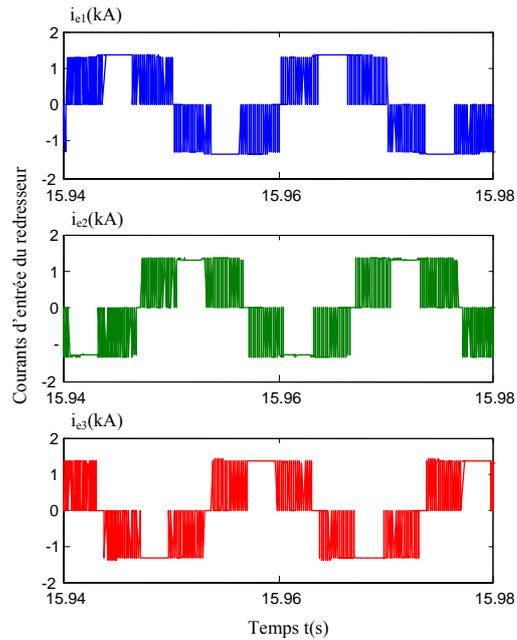


Fig.4-5-b Courants d'entrée du redresseur de tension

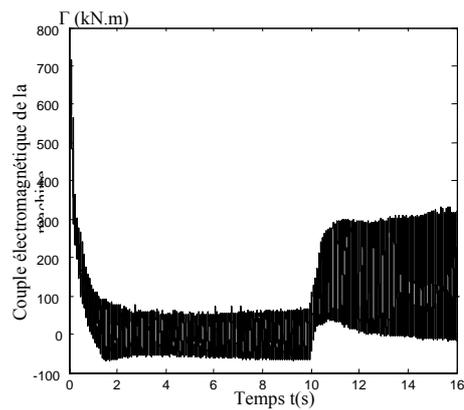
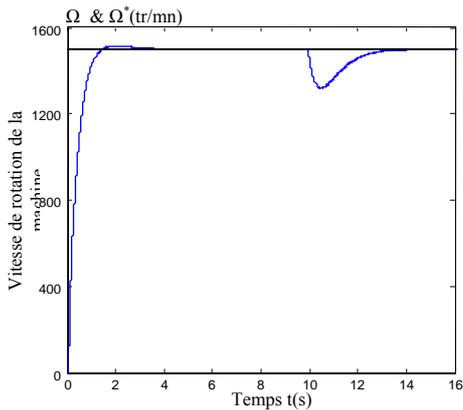


Fig.4-6-a Vitesse et couple électromagnétique de la machine asynchrone alimentée par la cascade : un redresseur de tension – onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC

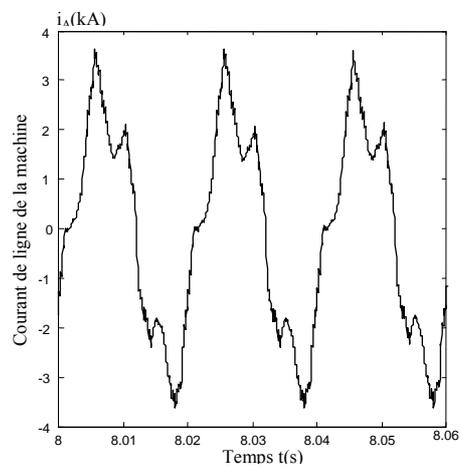
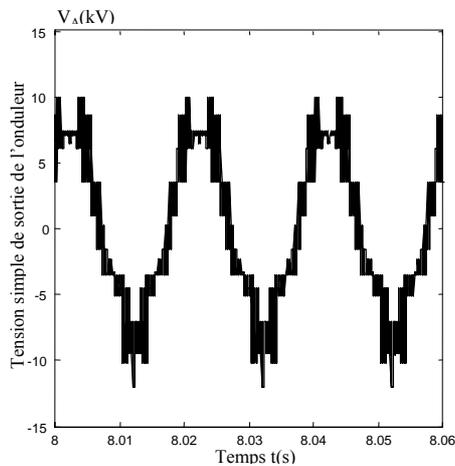


Fig.4-6-b La tension de sortie de l'onduleur à cinq niveaux et le courant de ligne de la machine asynchrone

Du fait que les deux algorithmes appliqués aux deux redresseurs sont identiques, les résultats de simulation de l'asservissement des deux redresseurs sont pratiquement les mêmes (voir les Figures 4-8, 4-9 et 4-10).

Les Figures 4-8 montrent la forme des tensions résultantes (U_{ct1} , U_{ct2}) et leurs références (U_{ct1}^* , U_{ct2}^*). Nous constatons que ces tensions répondent bien à la perturbation, elles commencent par décroître et mettent deux secondes pour rejoindre leurs tensions de consignes ($U_c^* = 10\text{kV}$).

Par contre, les quatre tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux sont instables et différentes (Fig.4-8-c). En effet, les écarts $U_{c1}-U_{c2}$ et $U_{c4}-U_{c3}$ sont importants (Fig. 4-8-d). En conséquence, la tension simple V_A est asymétrique et de valeur moyenne non nulle (Fig.4-9).

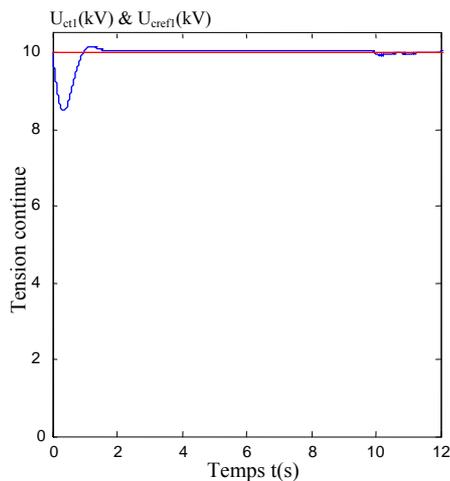


Fig.4-8-a Tension résultante U_{ct1}

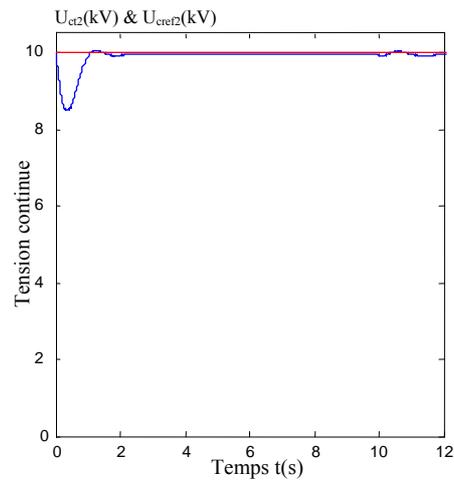


Fig.4-8-b Tension résultante U_{ct2}

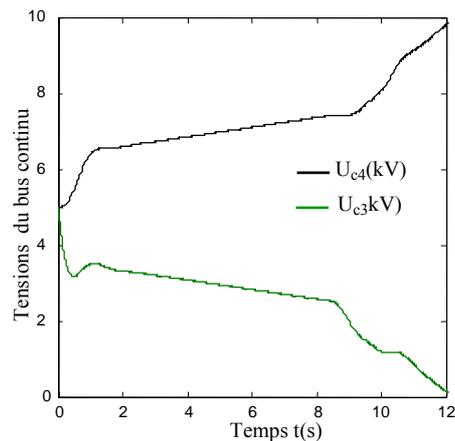
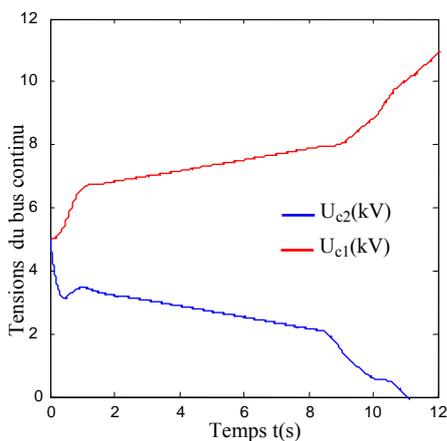


Fig.4-8-c Tensions d'entrée U_{c1} , U_{c2} , U_{c3} & U_{c4} de l'onduleur de tension à cinq niveaux

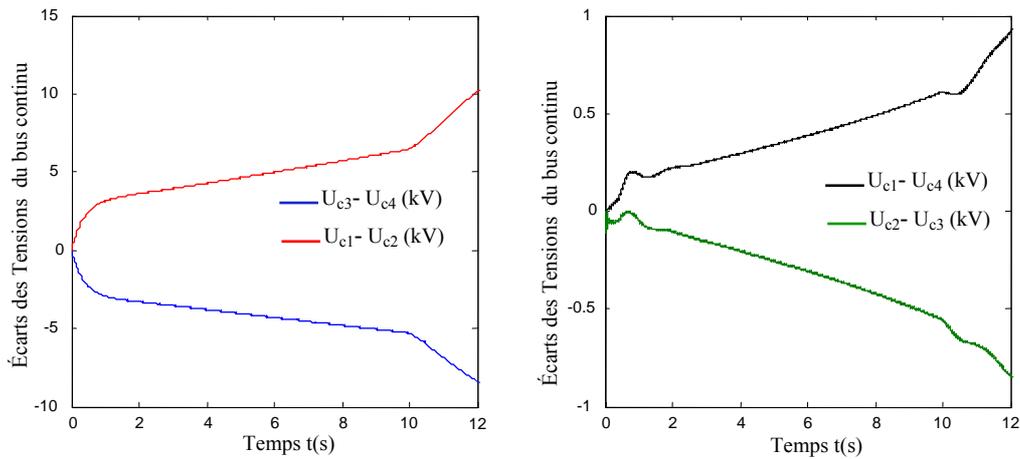


Fig.4-8-d Ecart des tensions du bus continu

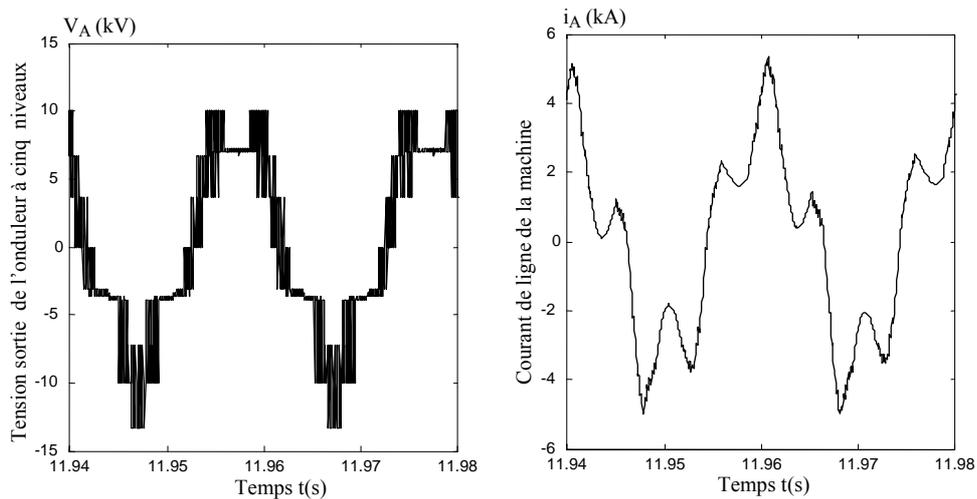


Fig.4-9 Tension simple V_A de sortie de l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC et courant de phase i_A de la machine asynchrone

L'application de cet algorithme de commande a permis de maintenir les composantes directes (i_{d1} , i_{d2}), des courants appelés aux réseaux des deux redresseurs, de valeurs moyennes pratiquement nulles (Fig. 4-10) assurant ainsi, côté réseau, un fonctionnement à facteur de puissance proche de l'unité (Fig. 4-11).

Les composantes en quadratures (i_{q1} , i_{q2}) de ces courants suivent leurs références. Leurs réponses à la perturbation (application d'un couple de charge à la machine) sont traduites par des échelons de courants (Fig. 4-10).

Les Figures 4-12 montrent la forme des composantes directes et en quadratures des tensions capacitives des deux redresseurs. Nous constatons que chaque onde suit sa référence.

L'influence de l'instabilité des tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC est notée sur la conduite de la machine asynchrone alimentée par cette cascade (Fig. 4-13).

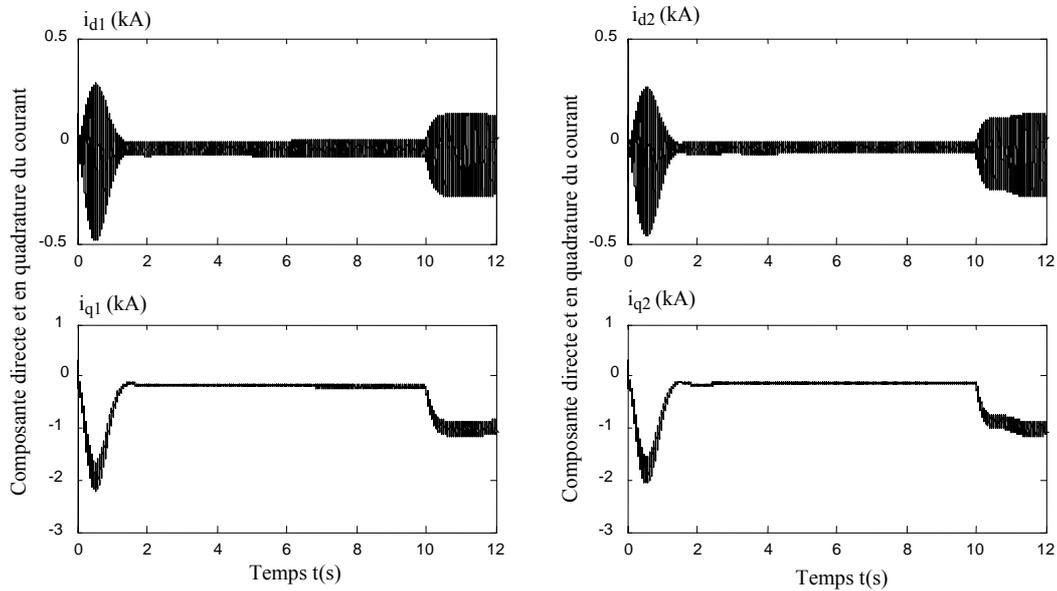


Fig. 4-10 Les composantes directes et en quadratures (i_{d1}, i_{q1}) & (i_{d2}, i_{q2}) des courants appelés aux réseaux des deux redresseurs

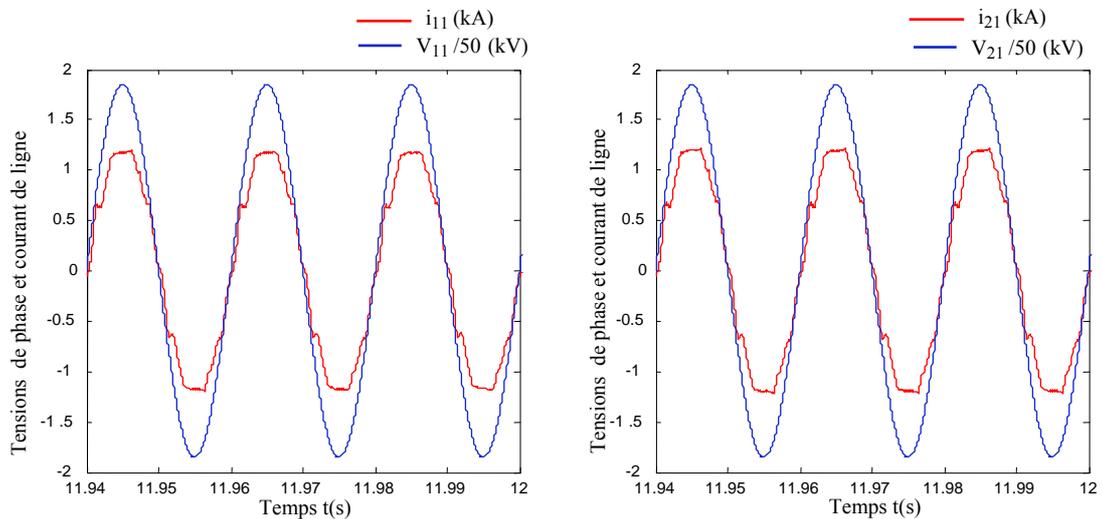


Fig. 4-11 Courants de ligne appelés aux réseaux (i_{11}, i_{21}) et leurs correspondantes tensions de phase (V_{r11}, V_{r21}) appelé au réseau des deux redresseurs

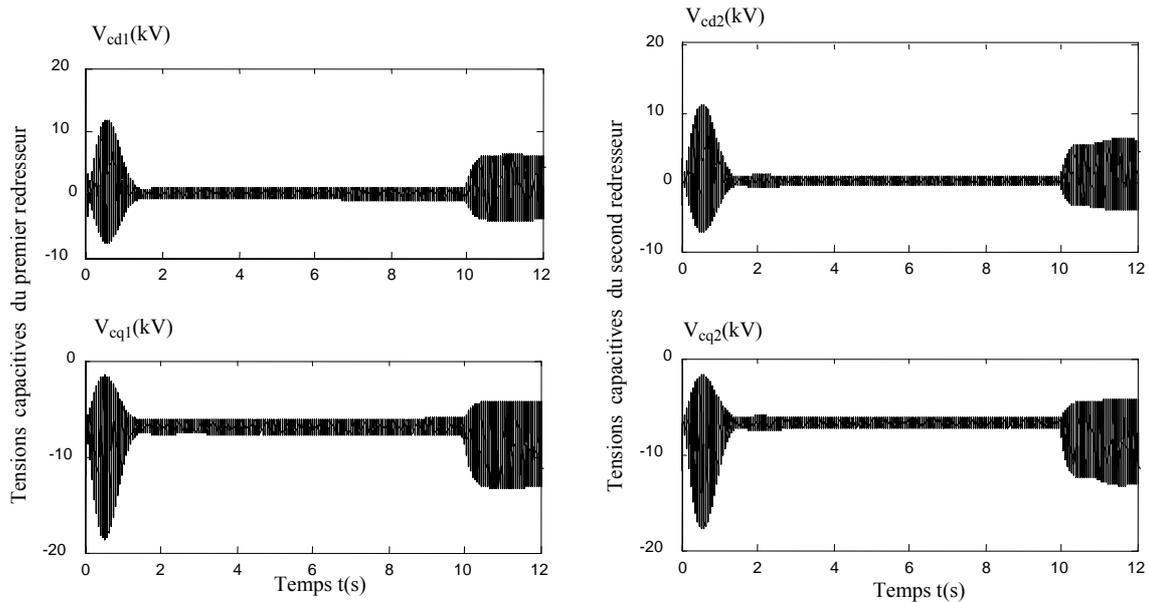


Fig. 4-12 Composante directes et en quadratures des tensions capacitives des deux redresseurs

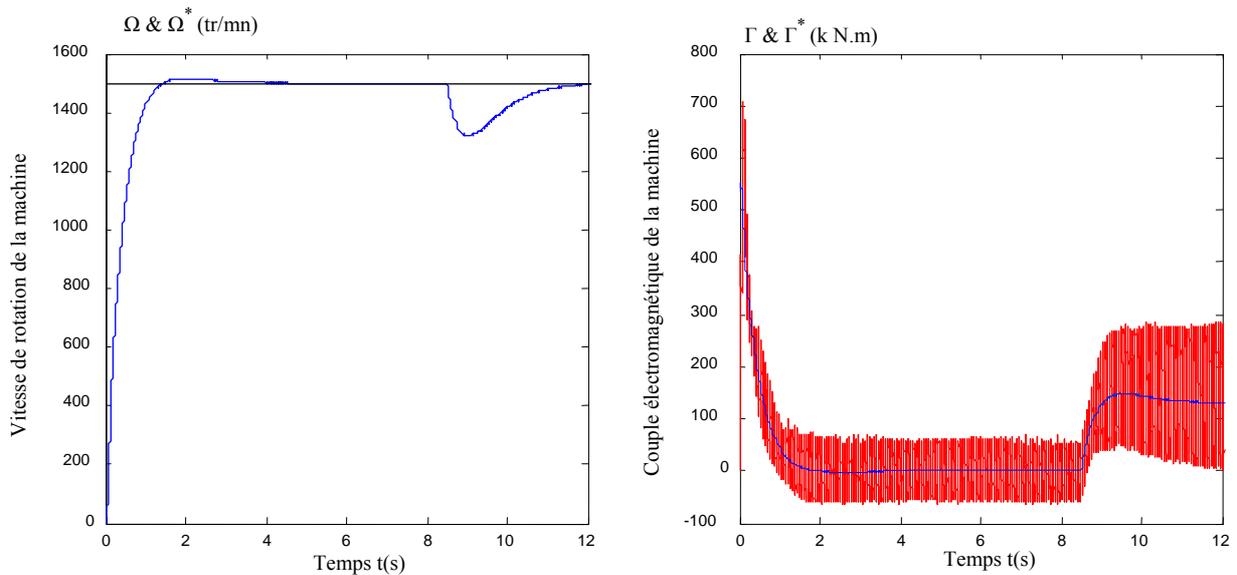


Fig. 4-13 Performances de la machine asynchrone alimentée par la cascade : deux redresseurs de tension – onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC

4-2-1-3 Contrôle de l'association de deux redresseurs de tension triphasé à deux niveaux imbriqués - Onduleur de tension triphasé à cinq niveaux à structure NPC – Machine asynchrone

La Figure 4-14 représente le schéma synoptique de l'asservissement, dans le repère diphasé dq, de la cascade de deux redresseurs de tension triphasé imbriqués – Onduleur de tension triphasé à cinq niveaux – MAS. Pour cette structure, le premier redresseur permet la régulation de la tension

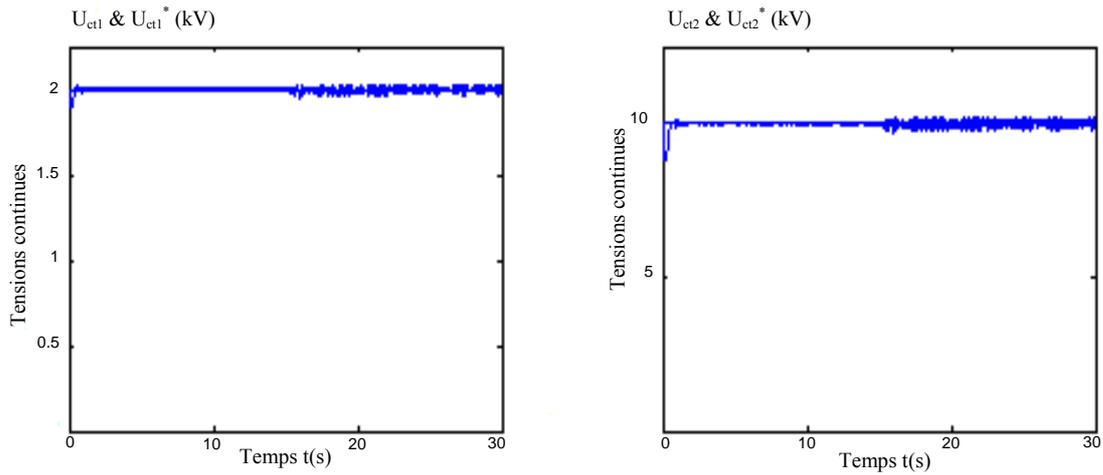


Fig. 4-15-a Tensions résultantes (U_{ct1} , U_{ct2}) et références (U_{ct1}^* , U_{ct2}^*)

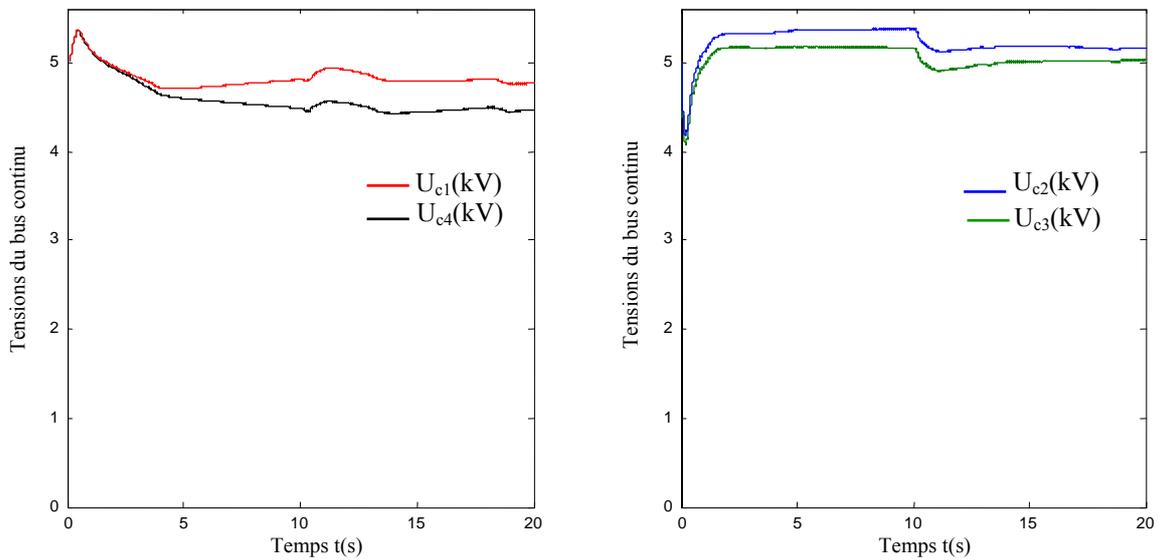


Fig. 4-15-b Tensions d'entrées de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC

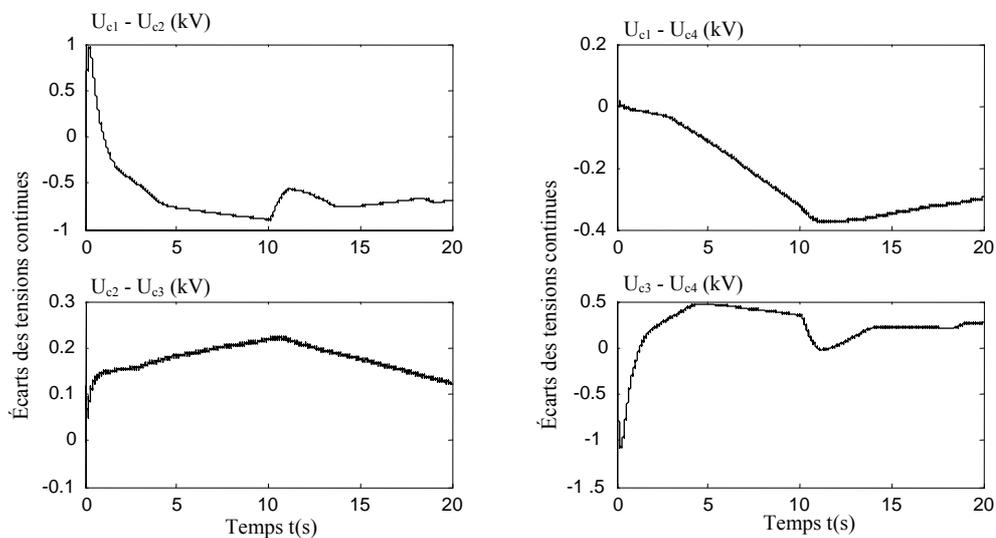


Fig. 4-15-c Différences des tensions d'entrées de l'onduleur triphasé à cinq niveaux

Les courants des réseaux triphasés, alimentant les deux redresseurs de la cascade, sont pratiquement en phase avec les tensions du réseau (Fig. 4-16). En effet, le contrôle des composantes directes (i_{d1} & i_{d2}) des courants appelés aux réseaux permet de maintenir leurs valeurs moyennes pratiquement nulles (Figure 4-17). Alors que les composantes en quadratures (i_{q1} & i_{q2}) suivent en moyenne leurs références (Figure 4-17).

La forme pulsatoire des ces courants est due à la fréquence de commutation utilisée. Les formes des courants d'entrées modulées de phase sont représentées sur les deux Figures 4-18. Nous notons que les courants modulés suivent leurs références et forment deux systèmes triphasés équilibrés.

Les Figures 4-19 montrent la forme des composantes directes et en quadratures des tensions capacitives des deux redresseurs. Nous constatons que chaque onde suit sa référence.

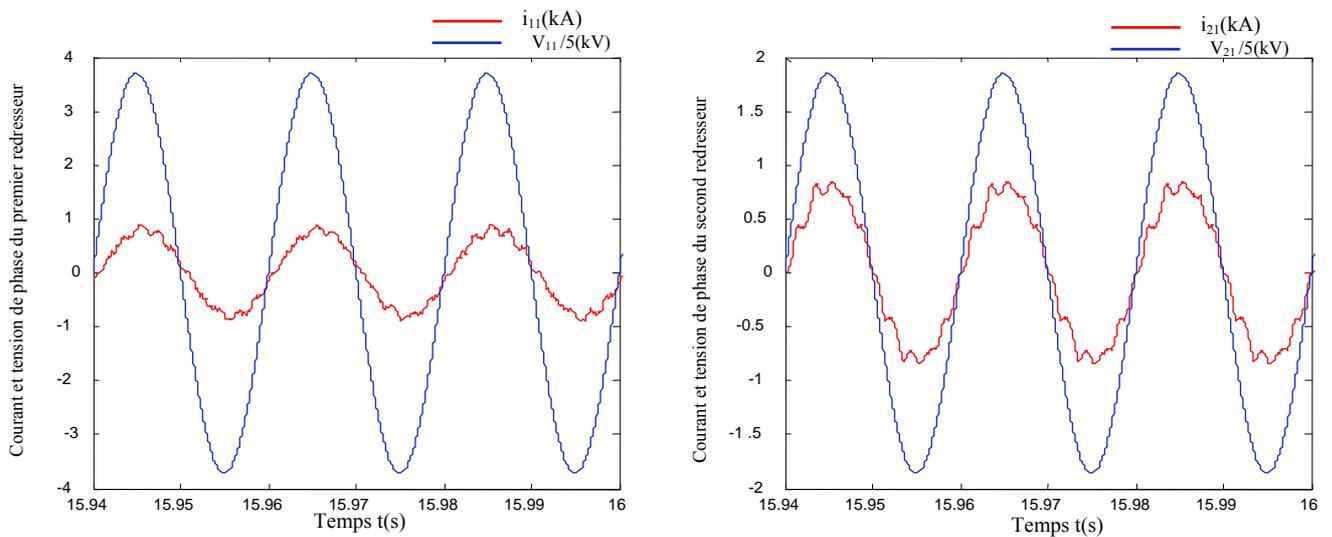


Fig. 4-16 Courants de ligne appelés aux réseaux (i_{11} , i_{21}) et leurs correspondantes tensions de phase (V_{r11} , V_{r21}) appelé au réseau des deux redresseurs.

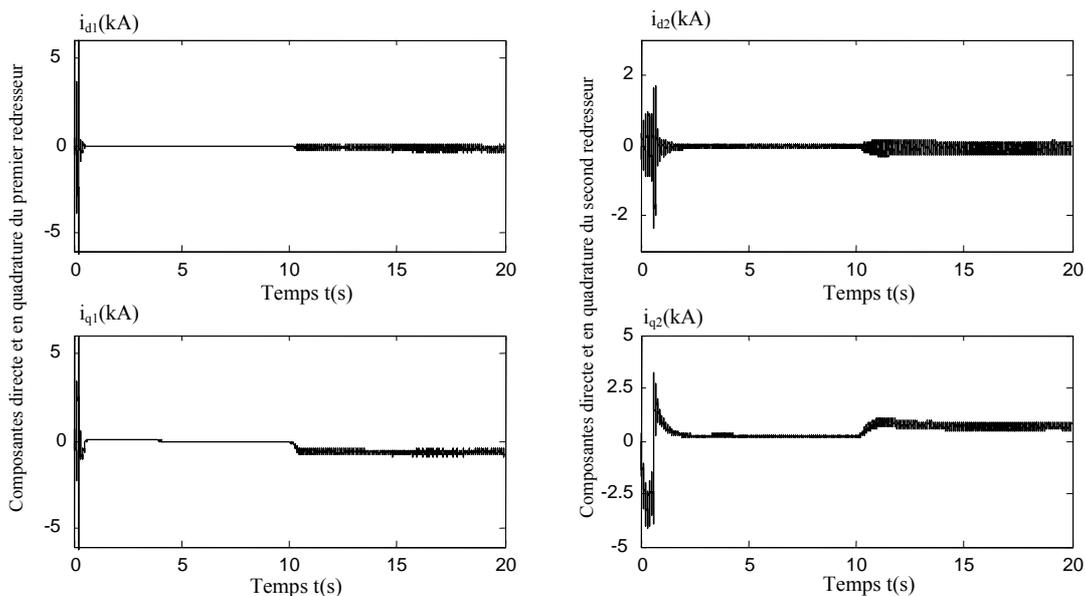


Fig. 4-17 Composantes en quadratures et directes des courants appelés au réseau des deux redresseurs

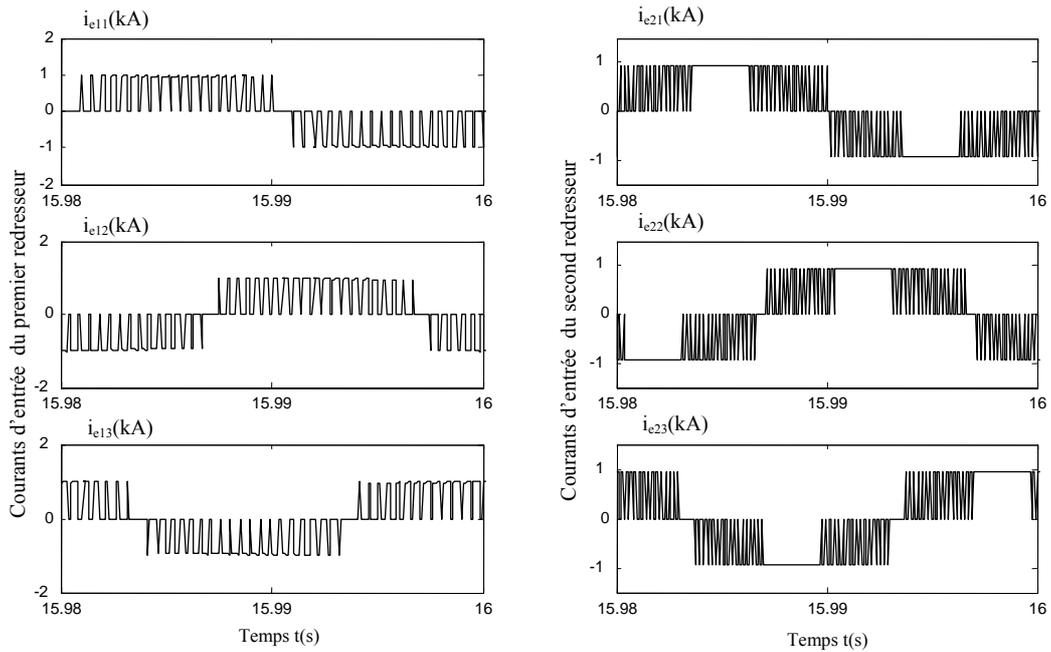


Fig. 4-18 Courants d'entrées des deux redresseurs commandés par la modulation calculée

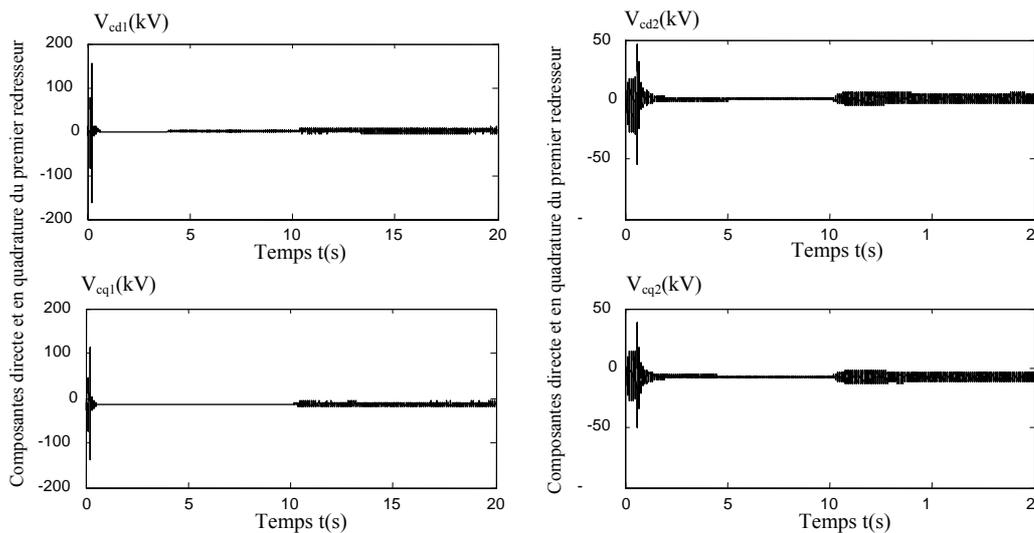


Fig. 4-19 Composante directes et en quadratures des tensions capacitives des deux redresseurs

Enfin, la conduite de la machine asynchrone alimentée par cette cascade est représentée sur les Figures 4-20. Nous notons que les performances de l'asservissement de vitesse de la machine asynchrone sont meilleures que celle trouvée précédemment (cas d'un redresseur et de deux redresseurs en série) : couple électromagnétique moins pulsatoire (Fig. 4-20-a), tension simple V_A symétrique et le courant de ligne de la machine est plus proche de la sinusoïde (Fig. 4-20-b). Ceci est dû à la stabilité des tensions d'entrée de l'onduleur de tension à cinq niveaux.

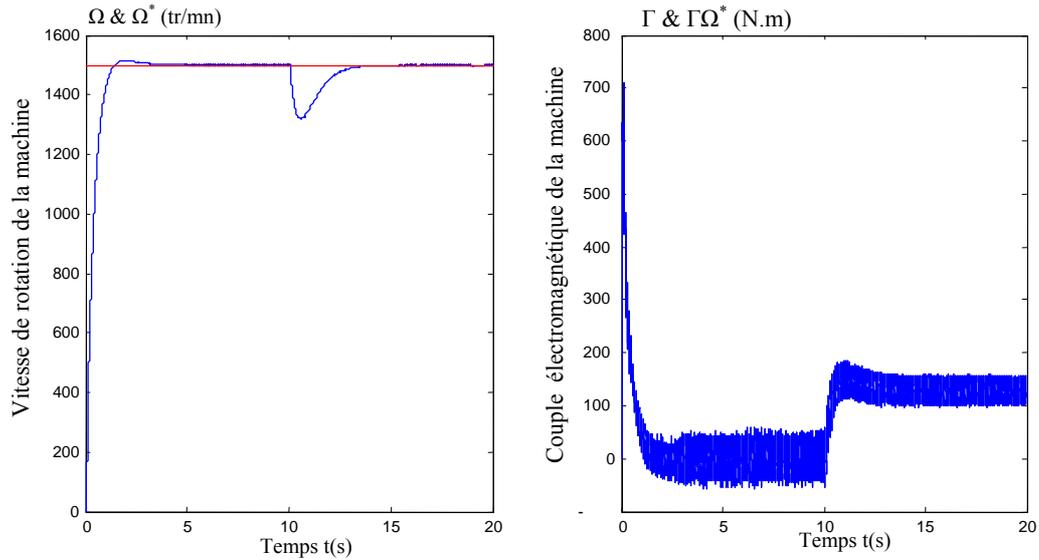


Fig. 4-20-a Performances de la machines asynchrone alimentée la cascade : deux redresseurs de tension imbriqués – onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC

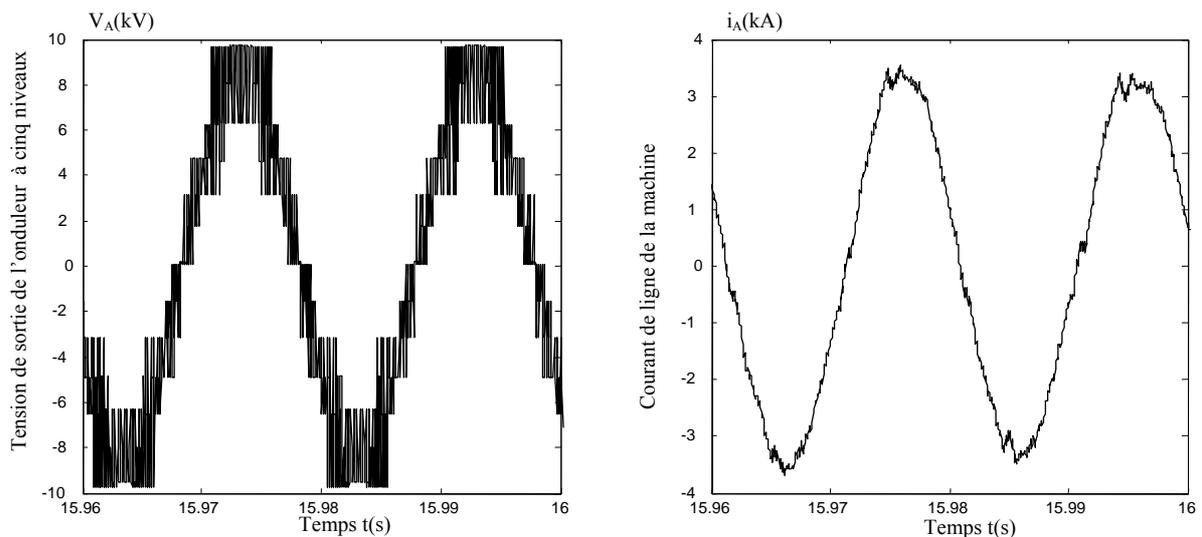


Fig. 4-20-b Tension simple et courant de ligne absorbé par la machine

4-2-1-4 Contrôle de l'association quatre redresseurs de tension triphasé à deux niveaux - Onduleur de tension triphasé à cinq niveaux à structure NPC – Machine asynchrone

Dans cette partie, des simulations ont été effectuées sur l'asservissement de la cascade quatre redresseurs de tension triphasé à deux niveaux - Onduleur de tension triphasé à cinq niveaux à structure NPC – Machine asynchrone (Fig. 4-21)

Ces simulations portent sur la régulation de chaque tension U_{ci} du bus continu de l'onduleur à cinq niveaux pour une consigne de 5kV. En effet, la structure de cette cascade permet le contrôle de chaque redresseur de manière indépendante.

Chaque redresseur est alimenté par un réseau de valeur efficace égale à 3kV et de fréquence $f=50\text{Hz}$. Les paramètres des filtres d'entrée du pont de chaque redresseur sont $L_e= 6.5\text{mH}$, $C_e = 25\mu\text{F}$, alors que celles du filtre de sortie sont $L_f= 10\text{mH}$, $C=80\text{mF}$.

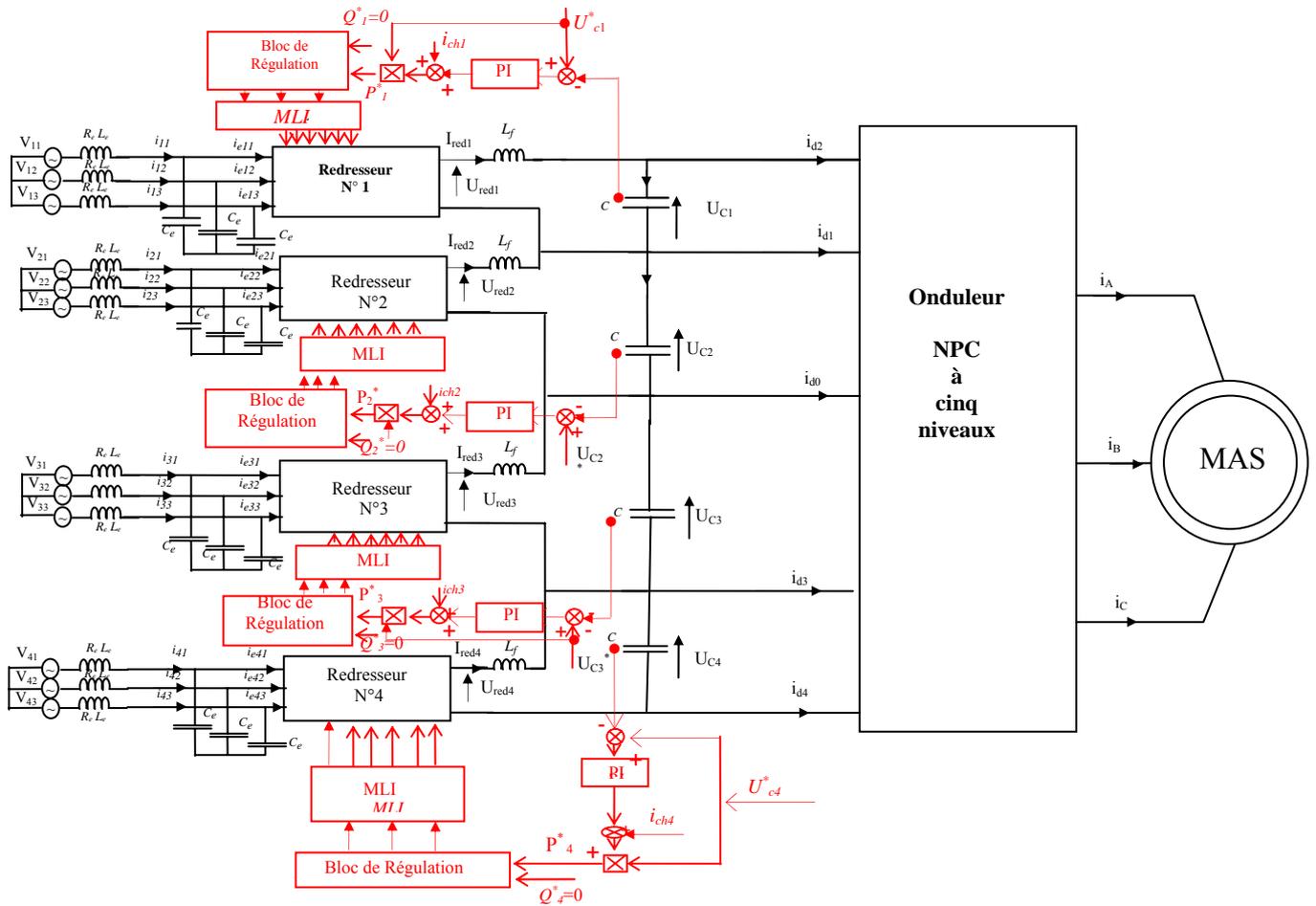


Fig. 4-21 Asservissement de la cascade de quatre redresseurs de tension à MLI - onduleur de tension NPC à cinq niveaux – MAS.

Les résultats obtenus sont exposés aux Figures 4-22-a à 4-22-e. Chaque condensateur du filtre capacitif intermédiaire d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux commence par se décharger (chaque tension d'entrée est décroissante) et met quelques secondes pour se recharger ainsi les tensions U_{ci} rejoignent leurs références.

Nous notons aussi que ces tensions répondent bien lors de l'application du couple de charge (Fig. 4-22-a). Leurs écarts sont faibles et deviennent pratiquement nulle au régime permanent (Fig. 4-22-b).

Les composantes directes et en quadrature des courants appelés aux réseaux, des quatre redresseurs de tension de cette cascade, sont représentées sur les Figures 4-22-c. Nous notons que chaque courant direct i_{di} oscille autour de sa référence ayant ainsi une valeur moyenne pratiquement nulle. Alors que les courants en quadrature répondent à l'application de la perturbation par un échelon de

courant. En conséquence, les courants de ligne sont pratiquement en phase avec les tensions des réseaux (Fig. 4-22-d).

Enfin, la conduite de la machine asynchrone alimentée par cette cascade est montrée sur les Figures 4-22-e. En raison de la stabilité des quatre tensions d'entrée de l'onduleur multiniveaux, les performances de l'asservissement de vitesse de ce moteur sont assez satisfaisantes et sont pratiquement les mêmes que ceux obtenues lorsque ces tensions sont supposées constantes.

En effet, nous observons que la tension simple délivrée par l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC est symétrique et de valeur moyenne nulle. Le courant de ligne, traversant la machine, est sinusoïdale et contenant moins d'harmoniques.

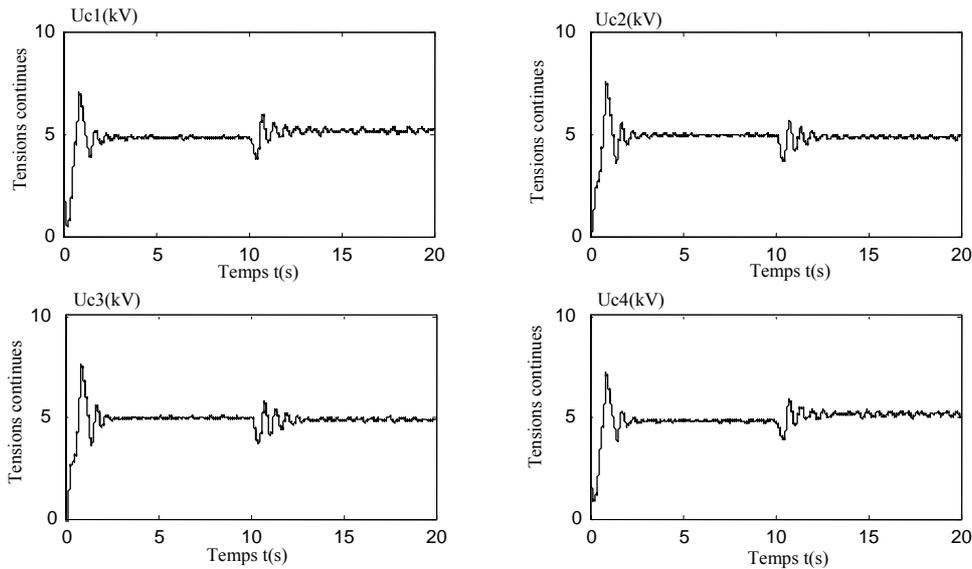


Fig. 4-22-a Tensions d'entrées de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC

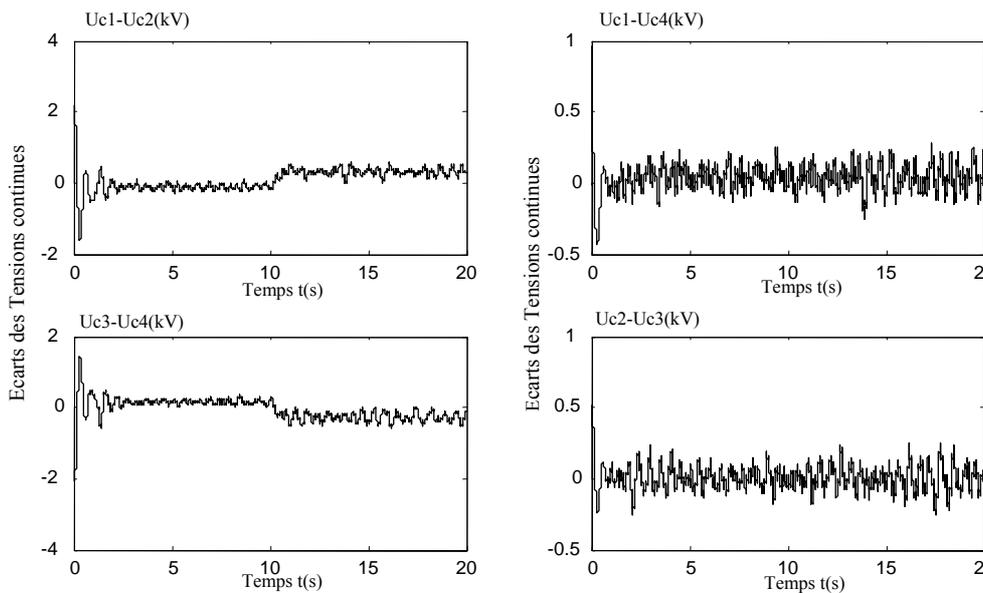


Fig. 4-22-b Ecart des tensions d'entrées de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC

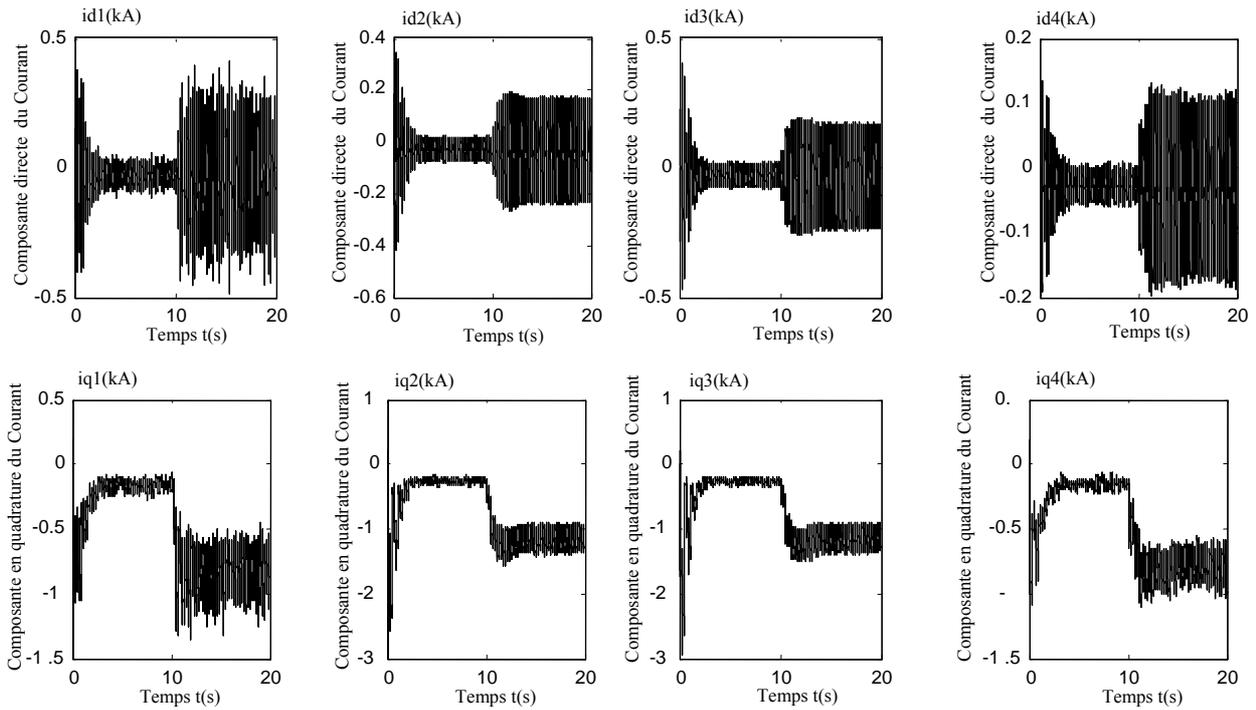


Fig. 4-22 - c Composantes en quadratures et directes des courants appelés aux réseaux des quatre redresseurs de tension

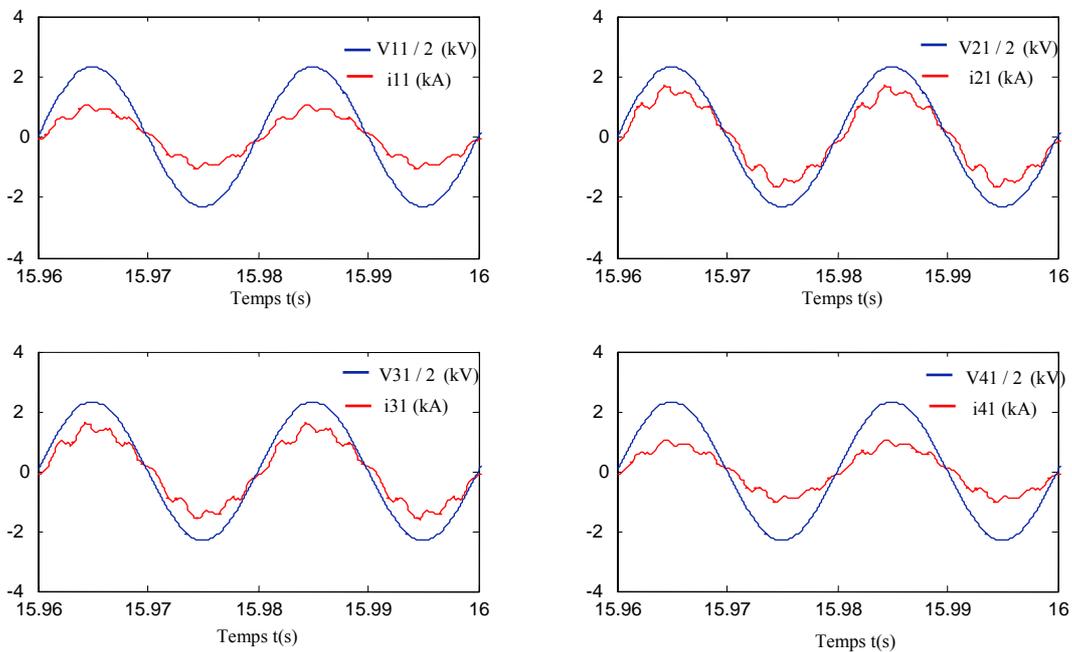


Fig. 4-22-d Courants de ligne appelés aux réseaux et leurs tensions de phase correspondantes des quatre redresseurs.

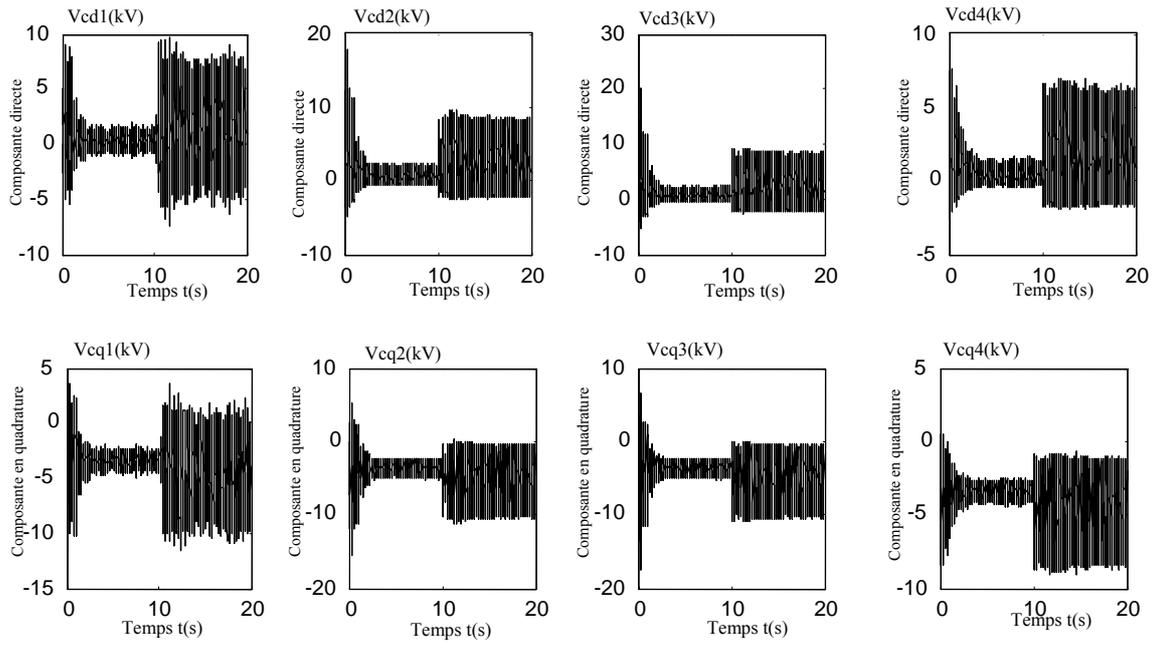


Fig. 4-22 - d Composantes en quadratures et directes des tensions capacitives des quatre redresseurs de tension

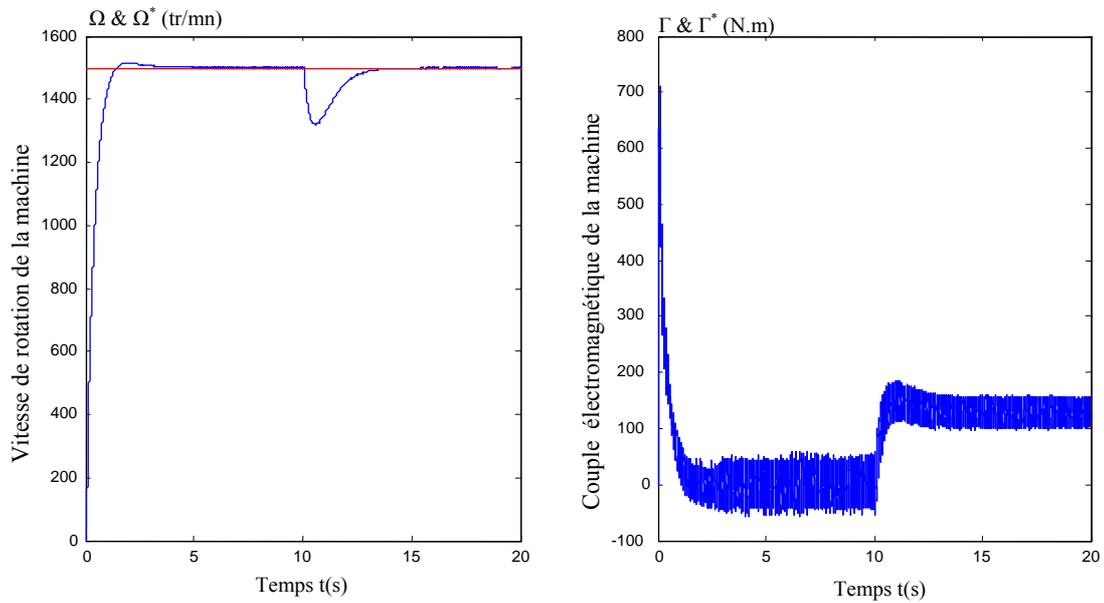


Fig. 4-22 –e Performances de la machines asynchrone alimentée la cascade : quatre redresseurs de tension – onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC

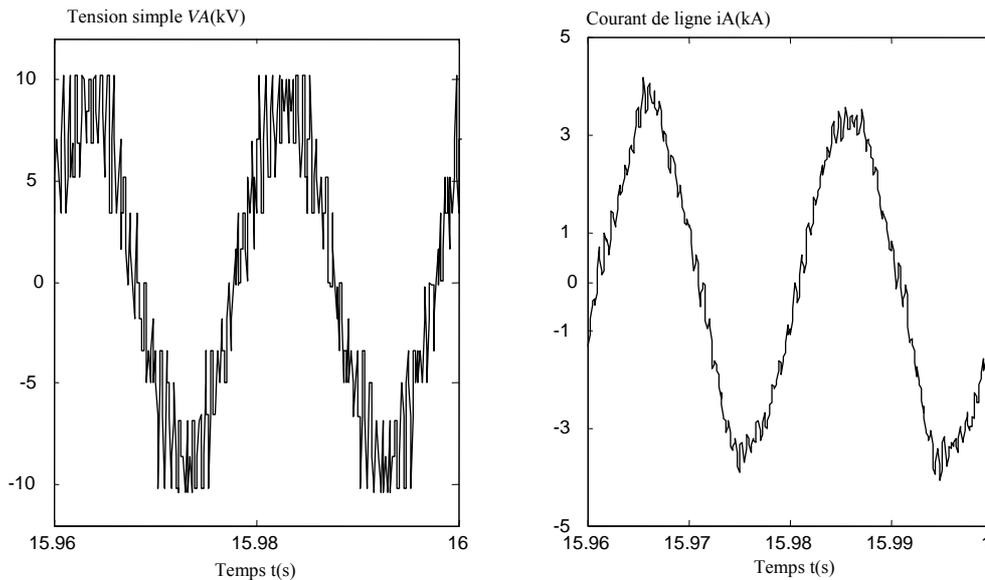


Fig. 4-22-f Tension simple et courant de ligne absorbé par la machine

4-2-2 Application de l'algorithme d'asservissement simplifié

Dans ce paragraphe, nous appliquons l'algorithme de commande simplifié dans le repère dq pour contrôler les tensions du bus continu de l'onduleur de tension à cinq niveaux constituant l'étage de sortie des quatre variateurs de fréquence proposés

4-2-2-1 Asservissement de la cascade : Un redresseur de tension triphasé à deux niveaux- Onduleur de tension triphasé à cinq niveaux à structure NPC – Machine asynchrone

La Figure (4-23) présente le schéma bloc de l'asservissement de la tension résultante U_c en utilisant l'algorithme de commande simplifié dans le repère dq . Nous avons utilisé une seule boucle de régulation de la tension continue U_c , cependant le facteur de puissance est corrigé à travers la boucle du courant redressé. Les simulations ont été effectuées dans les mêmes conditions que dans §3-4-1.

Les résultats de simulations sont exposés sur les Figures 4-24. La Figure 4-24-a montre l'allure de la tension résultante U_c et sa référence U_{cref} en appliquant un couple de charge nominale à l'instant $t = 10$ s.

Nous constatons que la tension résultante U_c suit bien sa référence U_{cref} (20kV) à vide et en charge. Le temps de réponse lors de l'application d'un couple de charge nominale est relativement important ($T_e = 5$ s) ceci est due à la dynamique de la machine asynchrone (20 MW). Le courant de ligne appelé au réseau suit une forme sinusoïdale, et il est en phase avec la tension de réseau (Fig. 4-24-b).

Malgré que la régulation soit bien réalisée, les tensions d'entrée de l'onduleur de tension à cinq niveaux ne sont pas toutes constantes comme montré sur la Figure 4-25-a. Leurs différences sont très importantes surtout après l'application d'un couple de charge (Fig 4-25-b). Nous constatons que les résultats sont les mêmes que dans §3-4-1.

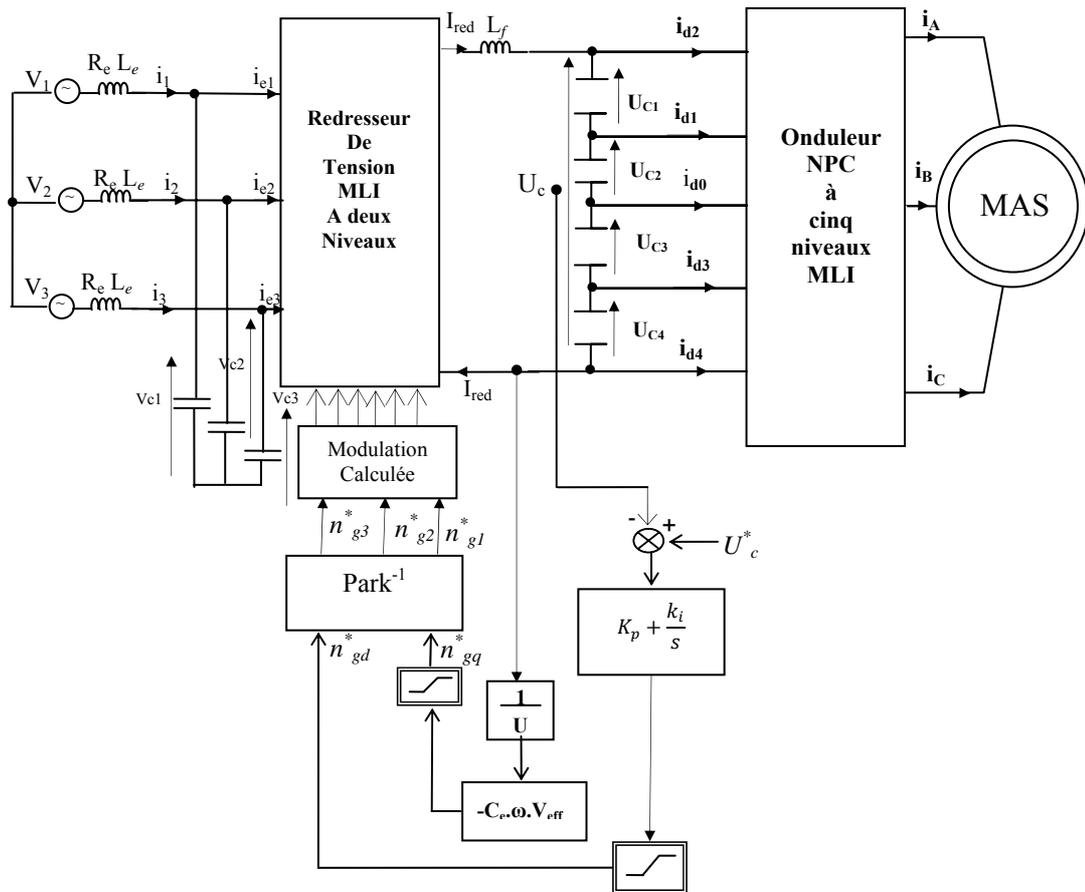


Fig. 4-23 Schéma bloc de l'asservissement de la cascade : un redresseur de tension triphasé - Onduleur de tension à cinq niveaux-MAS utilisant algorithme simplifié

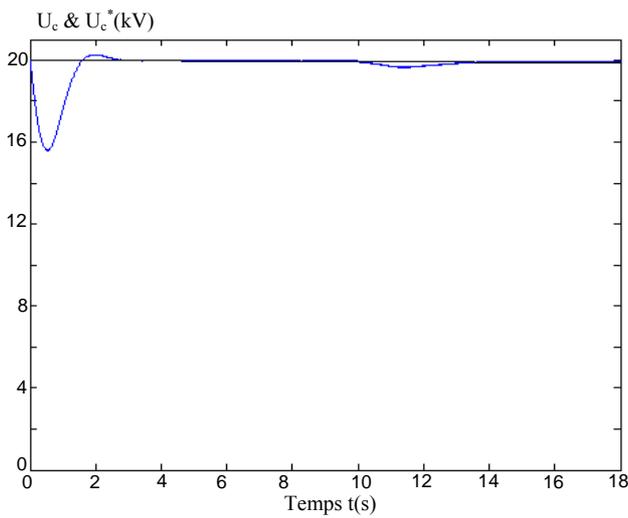


Fig. 4-24-a Tension résultante U_c et sa référence U_{cref}

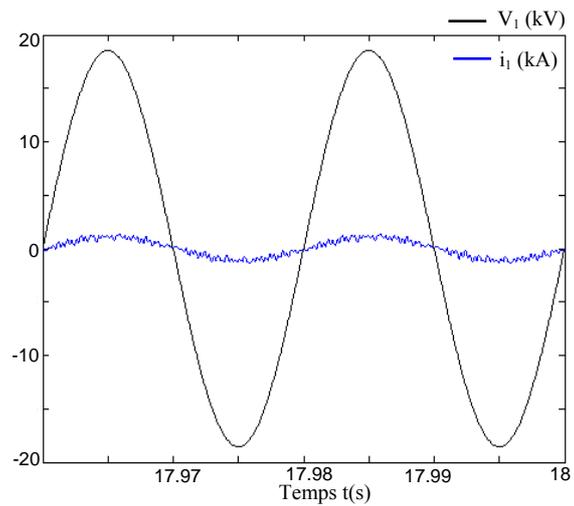


Fig. 4-24-b Courant de ligne appelé au réseau i_1 et correspondante tension de phase V_1

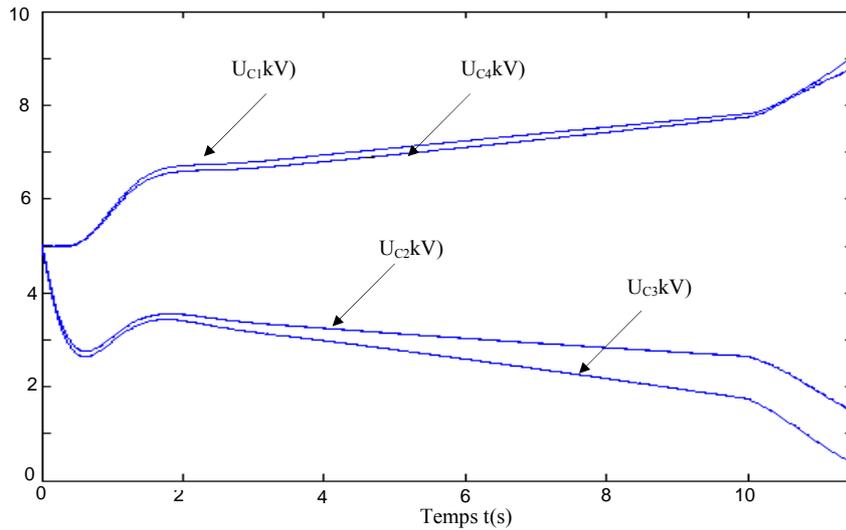


Fig. 4-25-a Tensions d'entrée U_{c1} , U_{c2} , U_{c3} & U_{c4} de l'onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC alimentée par un redresseur de tension triphasé à deux niveaux

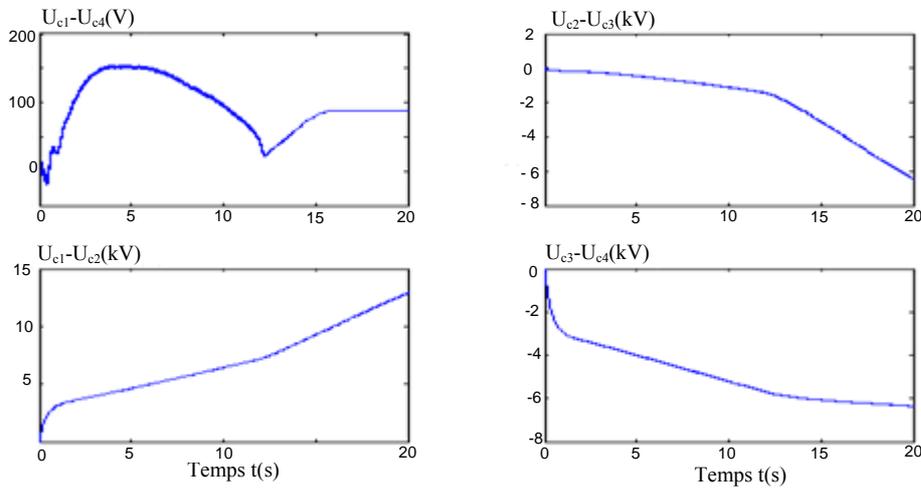


Fig. 4-25-b Différence des tensions d'entrée de l'onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC alimentée par un redresseur de tension triphasé à deux niveaux

4-2-2-2 Asservissement de la cascade : deux redresseurs de tension triphasé à deux niveaux à disposition série-Onduleur de tension triphasé à cinq niveaux à structure NPC – Machine asynchrone

La Figure 4-26 présente le schéma bloc de l'asservissement des tensions continues U_{c1t} et U_{c2t} en utilisant l'algorithme de commande simplifié dans le repère dq . Les résultats de simulations sont illustrés sur les Figures 4-27.

La Figure 4-27-a présente les deux tensions résultantes qui sont maintenue à leurs valeurs de consignes (10 kV) malgré l'application d'un couple de charge. Par contre, les tensions du bus continu restent toujours instables et différentes (Fig. 4-27-b). Les courants de ligne et les tensions de phase des réseaux sont représentés sur les figures 4-27-c. Nous notons que chaque courant et en phase avec sa tension correspondante.

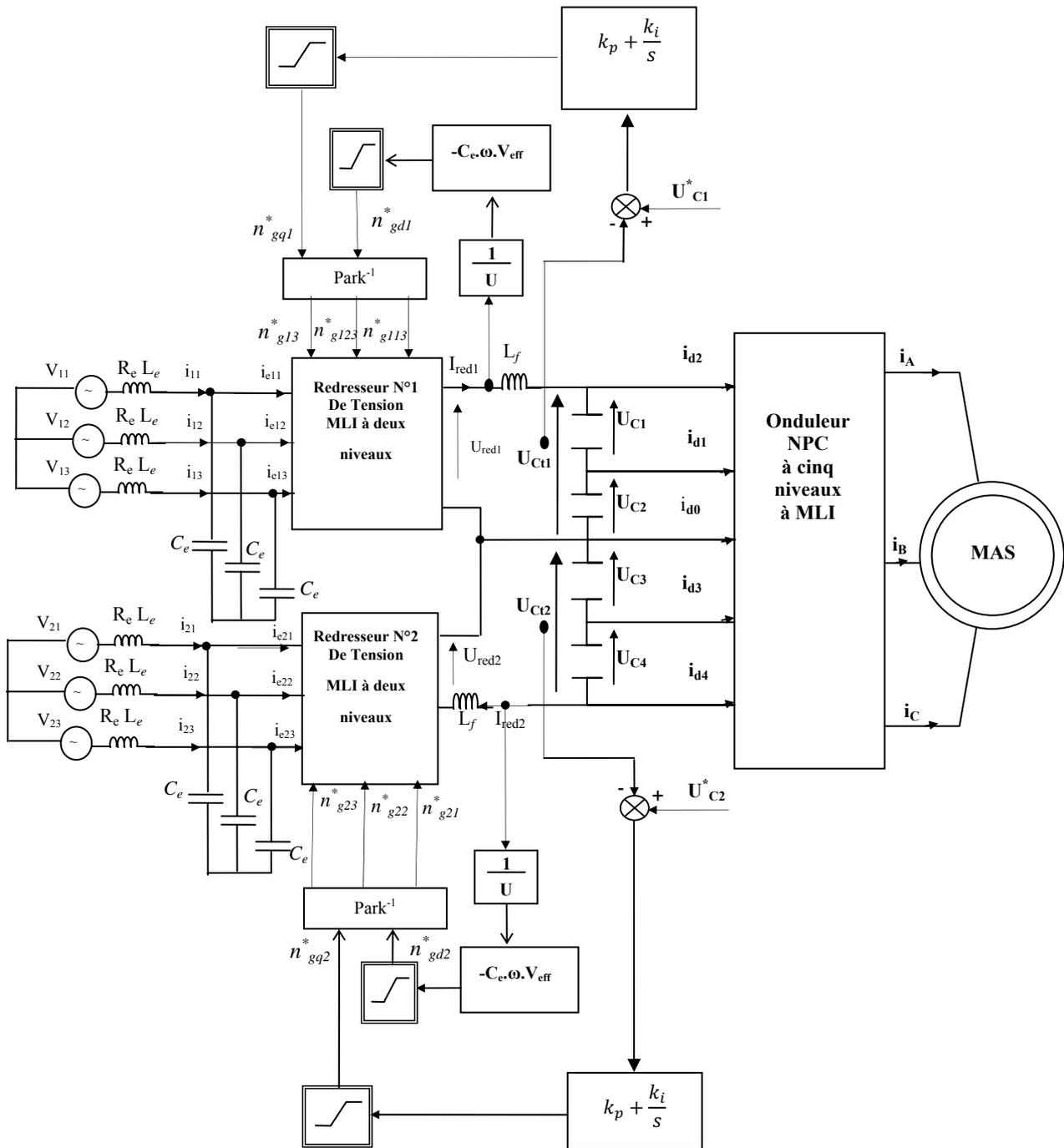


Fig. 4-26 Schéma bloc de l'asservissement de la cascade : deux redresseurs de tension à disposition série -Onduleur de tension à cinq niveaux-MAS utilisant algorithme simplifié

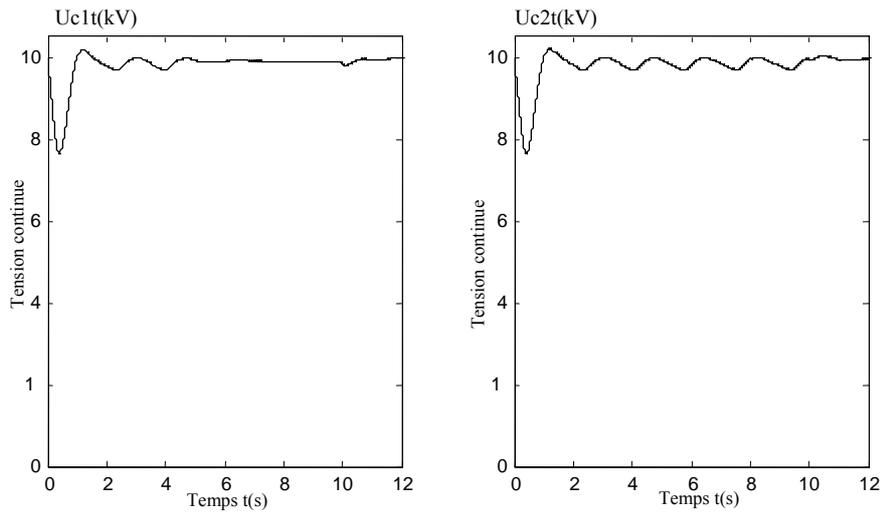


Fig. 4-27-a Tensions résultantes

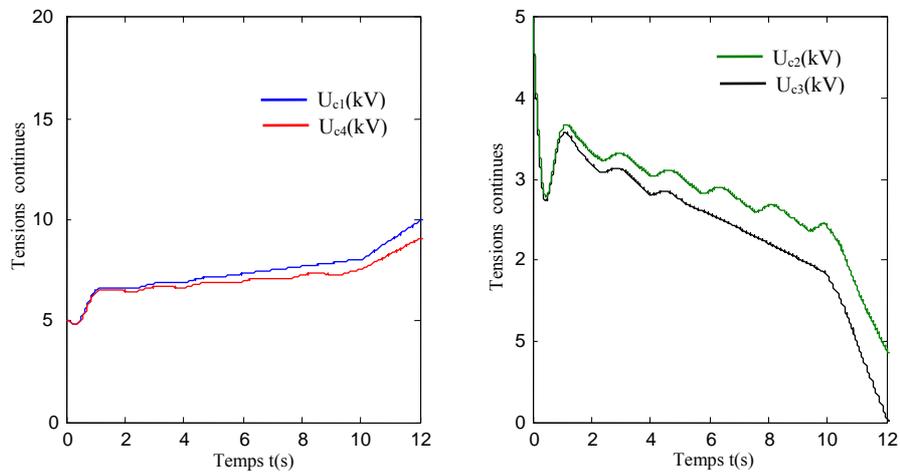


Fig. 4-27-b Tensions continues de l'onduleur à cinq niveaux

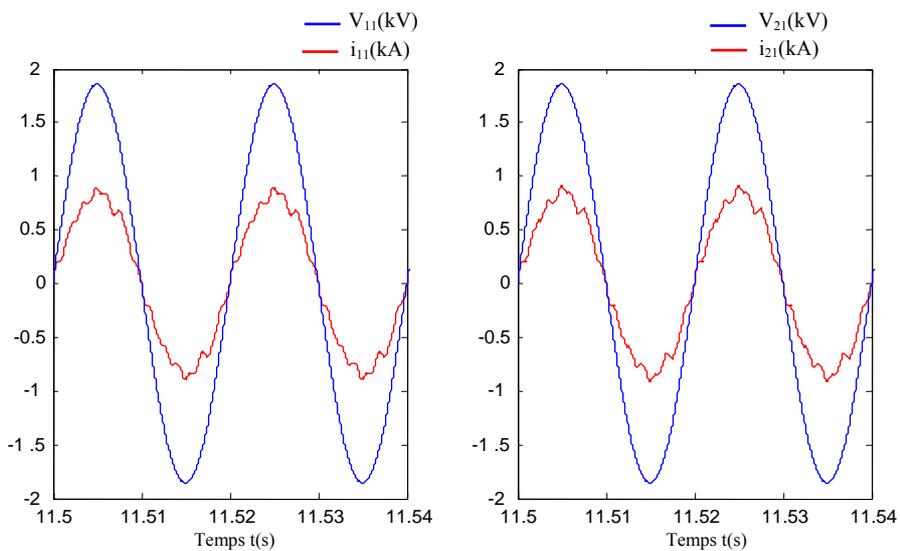


Fig. 4-27-c Tension simple et courant de ligne des deux réseaux

4-2-2-3 Asservissement de la cascade : deux redresseurs de tension triphasé à deux niveaux imbriqués - Onduleur de tension triphasé à cinq niveaux à structure NPC – Machine asynchrone

En utilisant l'algorithme de commande simplifié dans le repère dq , le schéma bloc de l'asservissement des tensions continues U_{ct1} et U_{ct2} est représenté par la Figure 4-28. Les simulations sont effectuées dans les mêmes conditions que dans §3-4-2-2 ($C=800\text{mF}$, $L_f=20\text{ mH}$, $C_e = 25\text{ }\mu\text{F}$ et $L_e=6,5\text{ mH}$). Les Figures 4-29 illustrent les résultats de simulations de cette cascade.

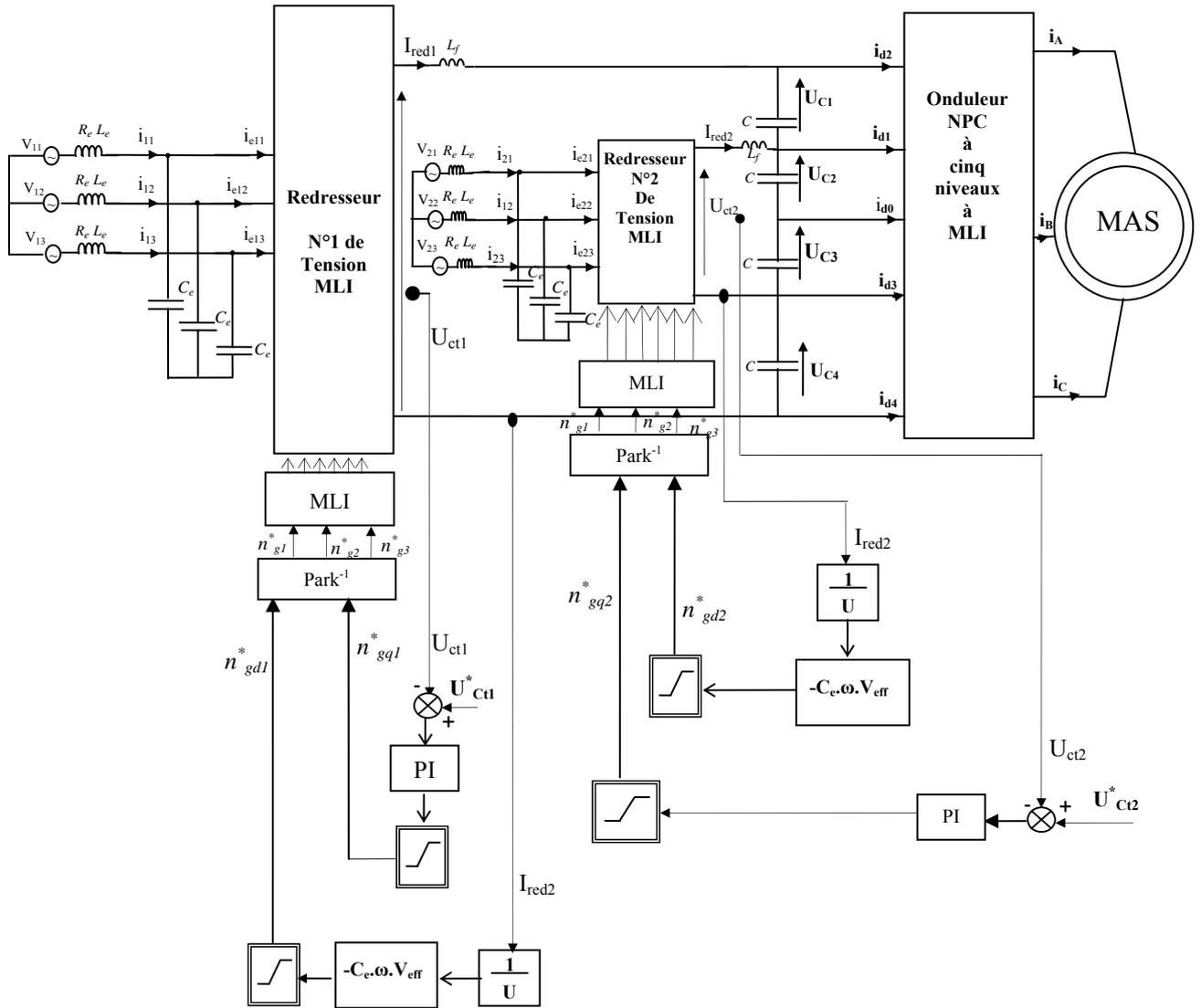


Fig. 4-28 Schéma bloc de l'asservissement de la cascade : deux redresseurs de tension imbriqués - Onduleur de tension à cinq niveaux-MAS utilisant algorithme simplifié

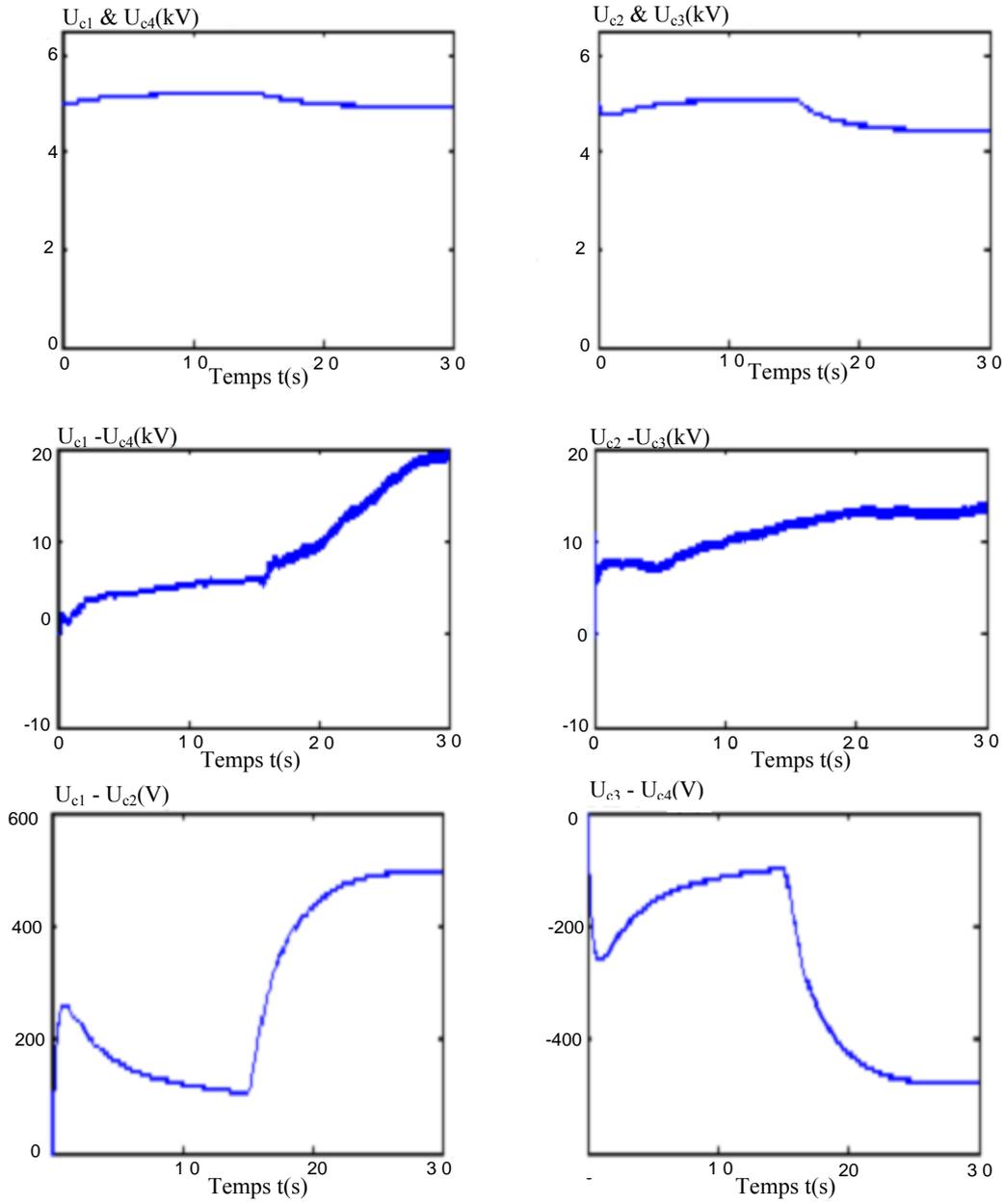


Fig. 4-29-a Tensions continues de l'onduleur à cinq niveaux

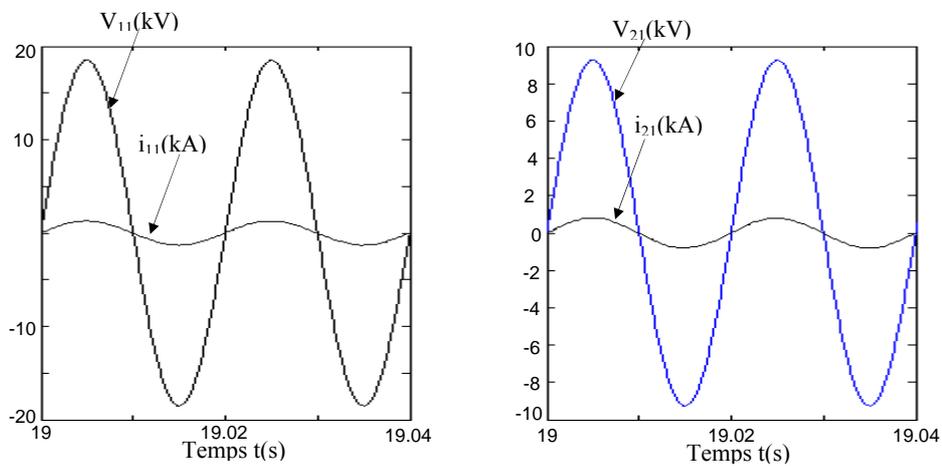


Fig. 4-29-b Tension simple et courant de ligne des deux réseaux

4-2-2-4 Asservissement de la cascade : quatre redresseurs de tension triphasé à deux niveaux - Onduleur de tension triphasé à cinq niveaux à structure NPC – Machine asynchrone

Dans cette section, nous appliquons l'algorithme de commande simplifié pour contrôler chaque tension du bus continu de la cascade : quatre redresseurs de tension triphasé à deux niveaux - Onduleur de tension triphasé à cinq niveaux à structure NPC – Machine asynchrone (Fig. 4-30).

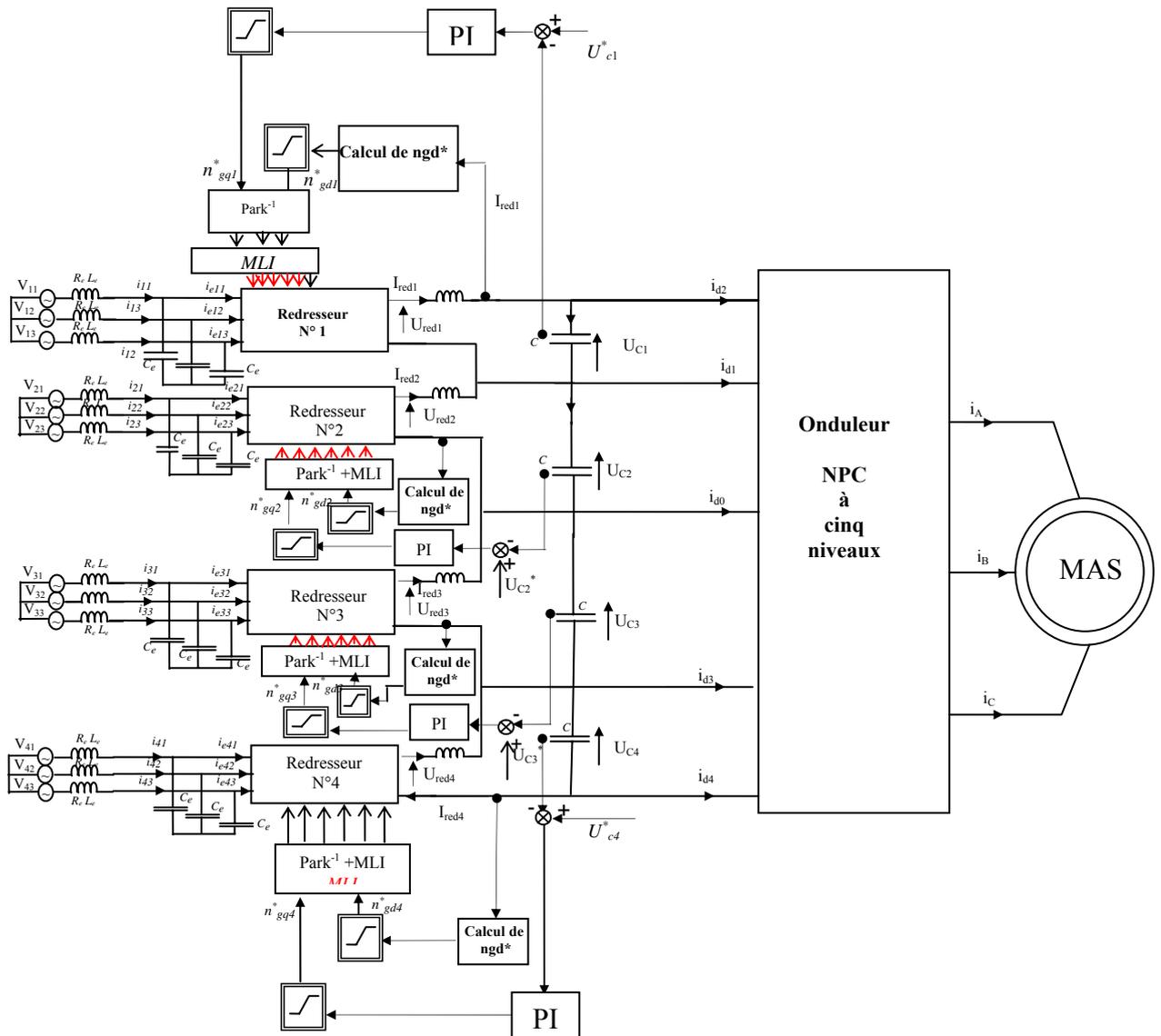


Fig. 4-30 Schéma bloc de l'asservissement de la cascade : quatre redresseurs de tension -Onduleur de tension à cinq niveaux-MAS utilisant l'algorithme simplifié

Les formes des tensions d'entrée de l'onduleur sont représentées sur la Figure 4-31-a. Nous observons une nette stabilité des quatre tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux. Leurs différences oscillent autour de zéro et elles sont très faibles (Figure 4-31-b). En conséquence la tension de sortie de l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC est symétrique et de valeur moyenne nulle. Le courant de ligne, traversant la machine, est sinusoïdale et contenant moins d'harmoniques (Fig. 4-31-c).

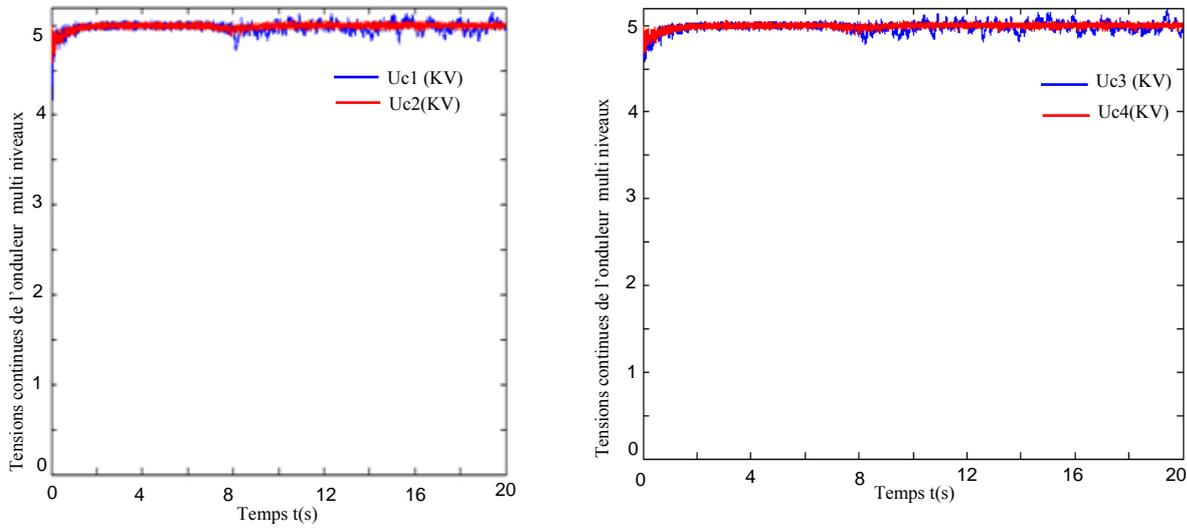


Fig. 4-31-a Tensions d'entrée U_{c1} , U_{c2} , U_{c3} & U_{c4} de l'onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC alimentée par quatre redresseurs de tension triphasé à deux niveaux

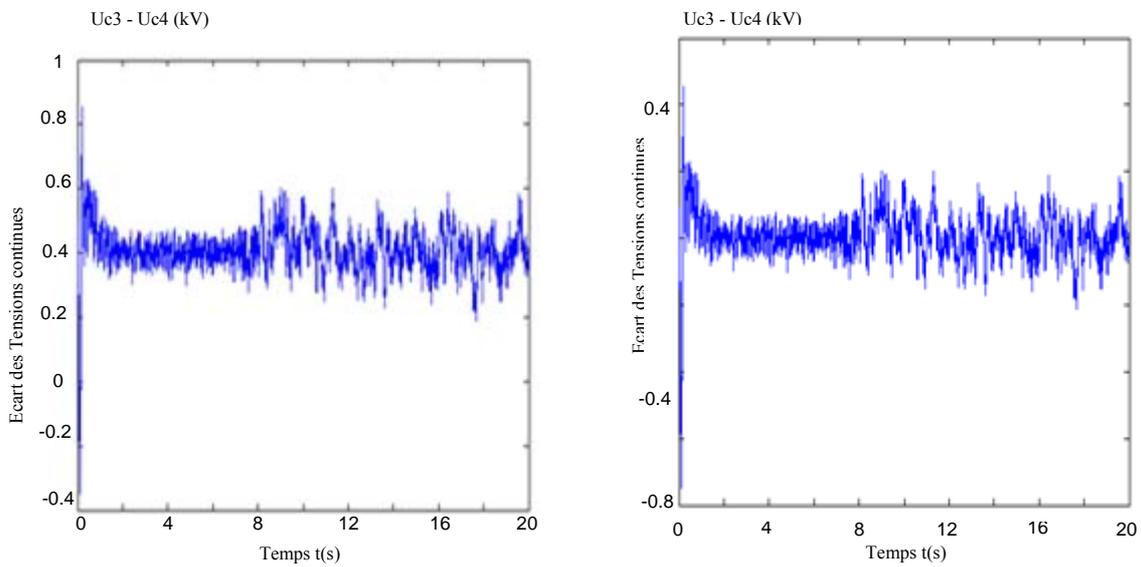


Fig. 4-31-b Ecart des tensions d'entrée U_{c1} , U_{c2} , U_{c3} & U_{c4} de l'onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC alimentée par quatre redresseurs de tension triphasé à deux niveaux

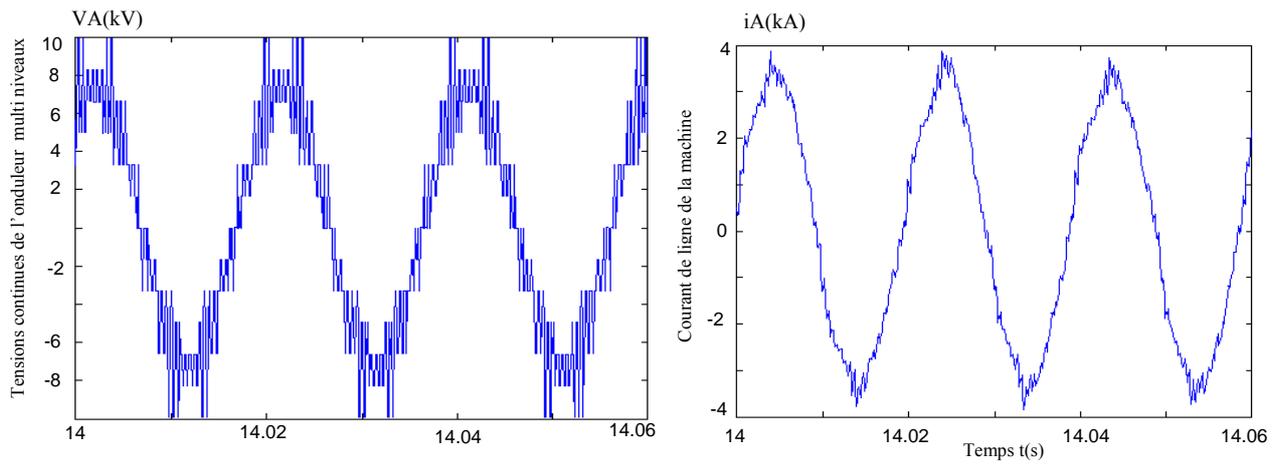


Fig. 4-31-c Tension simple et courant de ligne de la machine asynchrone

La Figure 4-31-d montre l'allure du courant de ligne et la tension du réseau des quatre redresseurs. Nous constatons que les quatre courants sont pratiquement en phase avec les tensions des réseaux (4-31-c).

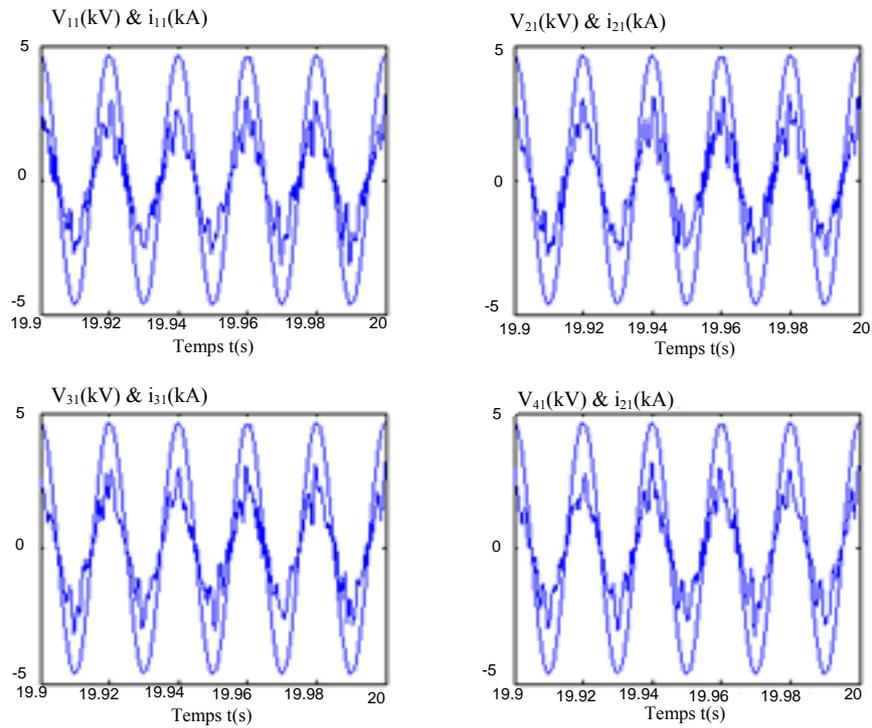


Fig. 4-31-c Tensions et courants de ligne des quatre réseaux

4-3 Utilisation de circuits d'équilibrage

4-3-1 Cascade un redresseur de tension –Pont d'équilibrage –Onduleur à cinq niveaux- MAS

Dans cette partie, deux circuits d'équilibrage sont envisagés pour stabiliser les tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC.

4-3-1-1 Pont d'équilibrage résistif

4-3-1-1-1 Structure

En plus de l'asservissement de cette cascade, nous ajoutons un pont de clamping résistif aux bornes de chaque condensateur du bus continu de l'onduleur à cinq niveaux (Fig 4-32). Ce circuit auxiliaire permet le contrôle des tensions continues par la dissipation de l'excès de charges des condensateurs à travers les résistances par le biais de transistors commandés suivant un algorithme approprié.

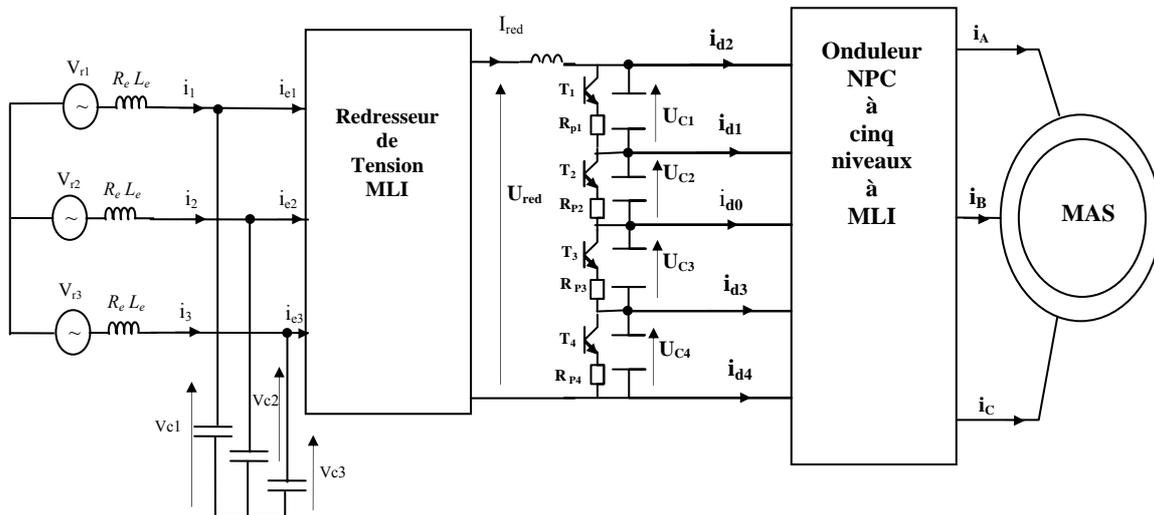


Fig. 4-32 structure de la cascade : un redresseur de tension –Pont de clamping – Onduleur à cinq niveaux- MAS

4-3-1-1-2 Modélisation du circuit intermédiaire

Après l'adjonction du pont de clamping en parallèle avec le filtre intermédiaire, le modèle mathématique du circuit intermédiaire devient celui donné par le système (4-2) :

$$\left\{ \begin{array}{l} C \frac{dU_{c2}}{dt} = i_{c2} = I_{red1} - i_{d1} - i_{r2} \\ C \frac{dU_{c1}}{dt} = i_{c1} = I_{red1} - i_{d1} - i_{d2} - i_{r1} \\ C \frac{dU_{c3}}{dt} = i_{c3} = i_{d4} + i_{d3} + I_{red1} - i_{r3} \\ C \frac{dU_{c4}}{dt} = i_{c4} = i_{d4} + I_{red1} - i_{r4} \end{array} \right. \quad 4-2$$

Avec i_{r1} , i_{r2} , i_{r3} et i_{r4} sont les courants circulants dans les quatre ponts de clamping et sont comme suit :

$$\begin{cases} i_{r1} = S_1 \frac{U_{c1}}{R_P} \\ i_{r2} = S_2 \frac{U_{c2}}{R_P} \\ i_{r3} = S_3 \frac{U_{c3}}{R_P} \\ i_{r4} = S_4 \frac{U_{c4}}{R_P} \end{cases} \quad 4-3$$

Les commandes S_1 , S_2 , S_3 et S_4 sont définis à partir de l'algorithme suivant:

$$\begin{cases} U_{c1} > U_{c2} \Rightarrow S_1 = 0 \& S_2 = 1 \\ U_{c1} < U_{c2} \Rightarrow S_1 = 1 \& S_2 = 0 \\ U_{c3} > U_{c4} \Rightarrow S_3 = 0 \& S_4 = 1 \\ U_{c3} < U_{c4} \Rightarrow S_3 = 1 \& S_4 = 0 \end{cases} \quad 4-4$$

Les Figures 4-33-a montrent les formes des tensions délivrées par le pont d'équilibrage pour une valeur de $R_P=100\Omega$ et des valeurs de capacité des quatre condensateurs de 800mF. Comme nous pouvons le constater, la différence entre les tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux diminue par rapport à celle obtenue sans pont de clamping (Fig 4-8). Cependant, les quatre tensions du bus continu sont instables particulièrement lors de l'application d'un couple de charge.

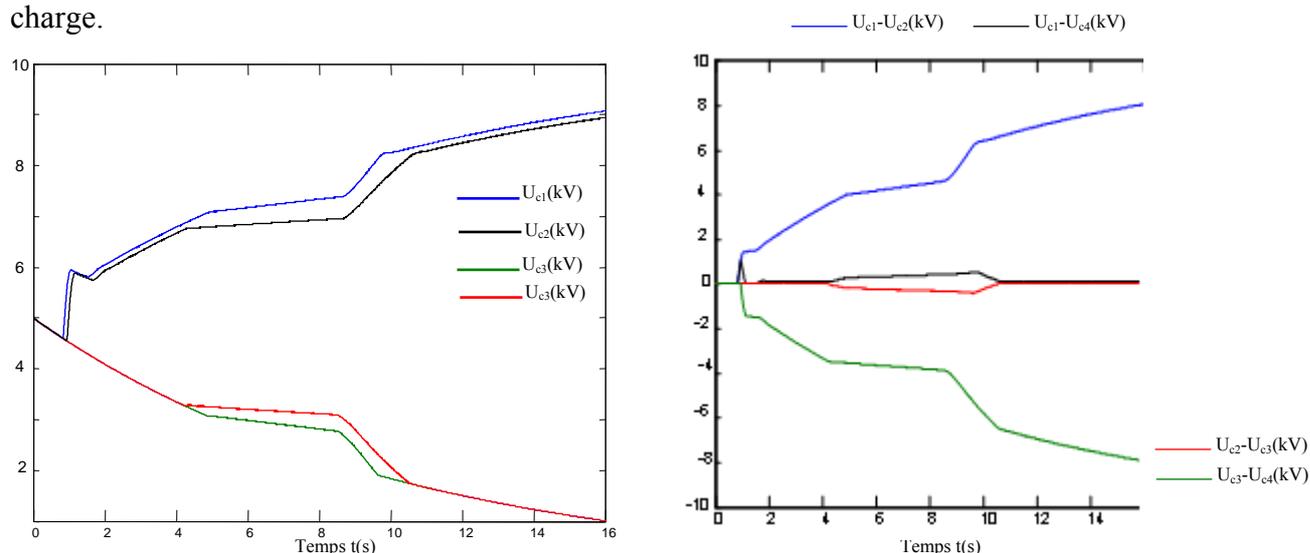


Fig.4-33-a Les tensions d'entrée (U_{c1} , U_{c2} , U_{c3} , U_{c4}) et leurs écarts en utilisant quatre ponts de clamping résistifs

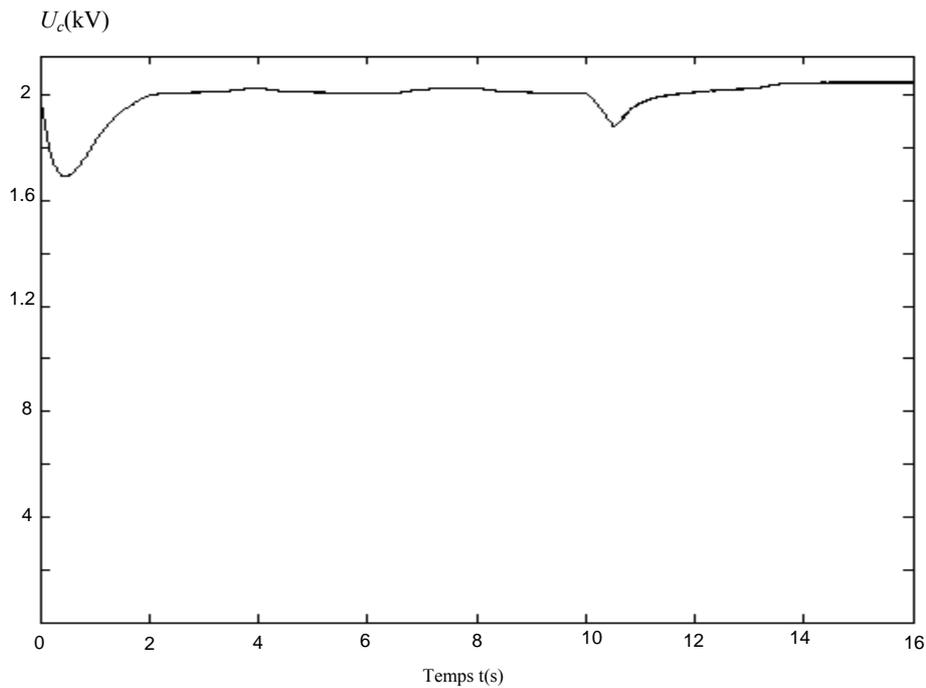


Fig.4-33-b La tension régulée U_{ct} en utilisant quatre ponts de clamping résistifs

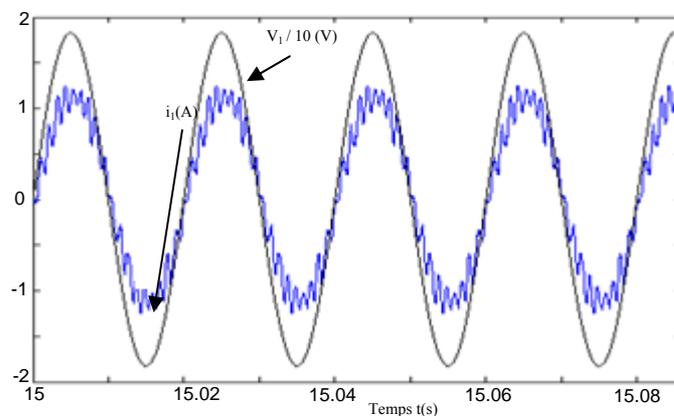


Fig.4-33-c Le courant de ligne et la tension de phase du redresseur en utilisant quatre ponts de clamping résistifs

4-3-1-2 Pont d'équilibrage inductif

4-3-1-2-1 Structure

La Figure 4-34 montre la structure du circuit d'équilibrage inductif placé en parallèle avec le bus continu. Il est composé de quatre semi-conducteurs bidirectionnels et de deux bobines chacune d'elle sert à stabiliser les tensions des deux condensateurs adjacents. Cette solution a été proposée dans un souci de réduire les pertes par effet Joule voire les annuler [Chi-07]-[Ber-08].

4-3-1-2-2 Modélisation du circuit intermédiaire

Après l'adjonction du circuit inductif en parallèle avec le filtre intermédiaire, le modèle mathématique du circuit intermédiaire devient celui donné par le système suivant:

$$\begin{cases} C \frac{dU_{c1}}{dt} = i_{c1} = I_{red1} - i_{d2} + S_1 i_{L_{c1}} \\ C \frac{dU_{c2}}{dt} = i_{c2} = I_{red1} - i_{d1} - i_{d2} - S_2 i_{L_{c1}} \\ C \frac{dU_{c3}}{dt} = i_{c3} = i_{d4} + i_{d3} + I_{red1} + S_3 i_{L_{c2}} \\ C \frac{dU_{c4}}{dt} = i_{c4} = i_{d4} + I_{red1} - S_4 i_{L_{c2}} \end{cases} \quad 4-5$$

Les commandes S_1, S_2, S_3 et S_4 sont définis à partir de l'algorithme suivant:

$$\begin{cases} U_{c1} > U_{c2} \Rightarrow S_1 = 0 \& S_2 = 1 \\ U_{c1} < U_{c2} \Rightarrow S_1 = 1 \& S_2 = 0 \\ U_{c3} > U_{c4} \Rightarrow S_3 = 0 \& S_4 = 1 \\ U_{c3} < U_{c4} \Rightarrow S_3 = 1 \& S_4 = 0 \end{cases} \quad 4-6$$

Et Les courants inductifs des deux bobines sont définis comme suit :

$$\begin{cases} L_{c1} \frac{di_{Lc1}}{dt} = S_2 U_{c2} - S_1 U_{c1} \\ L_{c2} \frac{di_{Lc2}}{dt} = S_4 U_{c4} - S_3 U_{c3} \end{cases} \quad 4-7$$

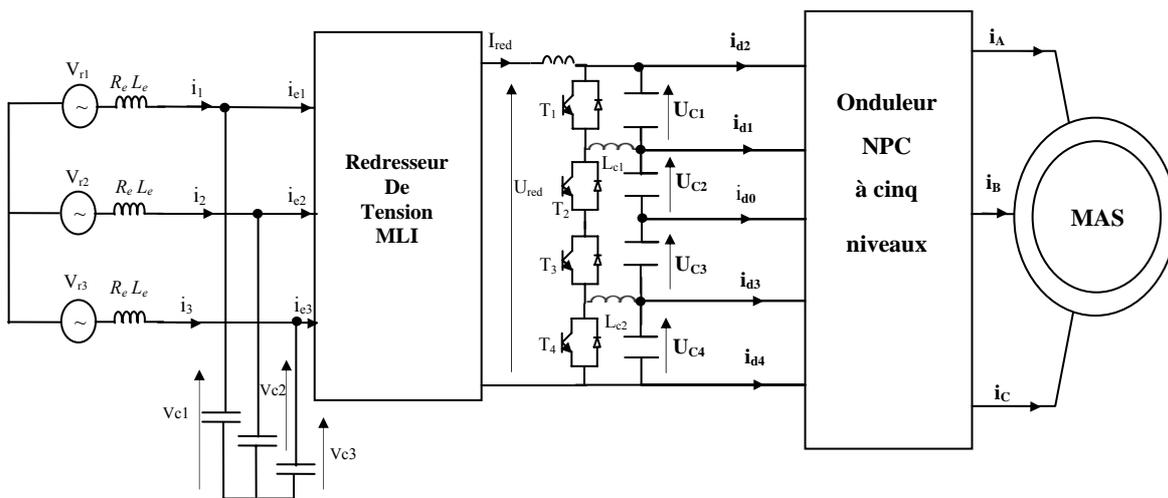


Fig. 4-34 structure de la cascade : un redresseur de tension –Pont de clamping inductif – Onduleur à cinq niveaux- MAS

Les Figures 4-35-a 4-35-b montrent les formes de la tension régulée et des tensions aux bornes du filtre capacitif pour des valeurs des inductances $L_{c1} = L_{c2} = 80$ mH et des capacités des quatre condensateurs de 80mF.

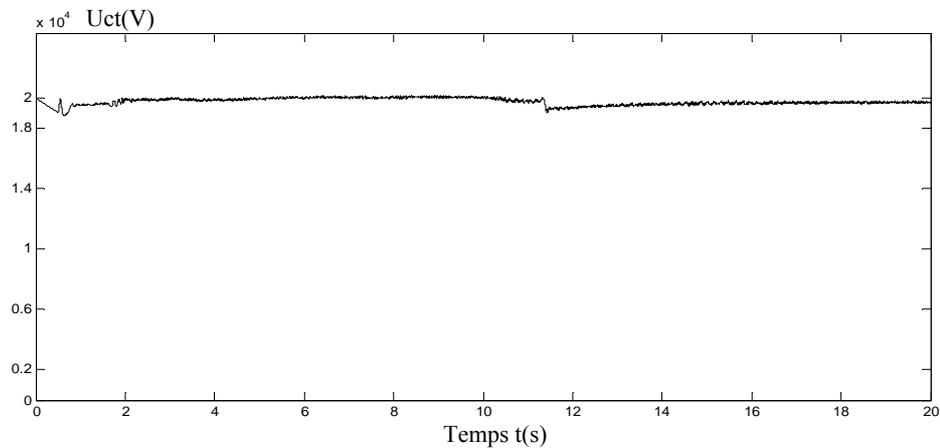


Fig.4-35-a La tension régulée U_{ct} en utilisant le pont de clamping inductif

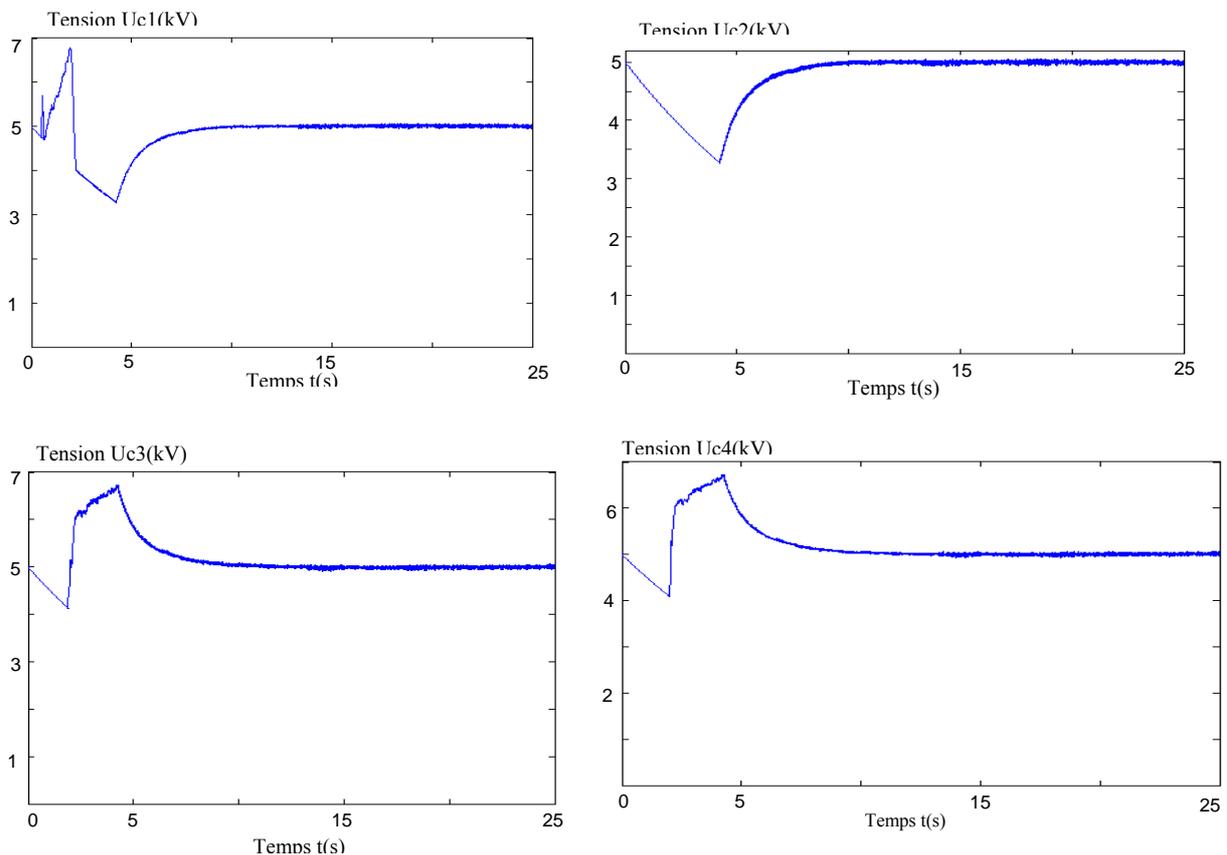


Fig. 4-35-b Tensions d'entrée U_{c1} , U_{c2} du demi-bras du haut de l'onduleur de tension à cinq niveaux en utilisant le pont de clamping inductif

Comme nous pouvons le constater, la différence entre les tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux est considérablement diminuée par rapport à celle obtenue avec pont résistif; leur écart est pratiquement nulle au régime permanent (Fig4-35-c). Toute fois, l'utilisation d'un circuit

d'équilibrage purement inductif engendre des oscillations aux niveaux des tensions aux bornes des condensateurs.

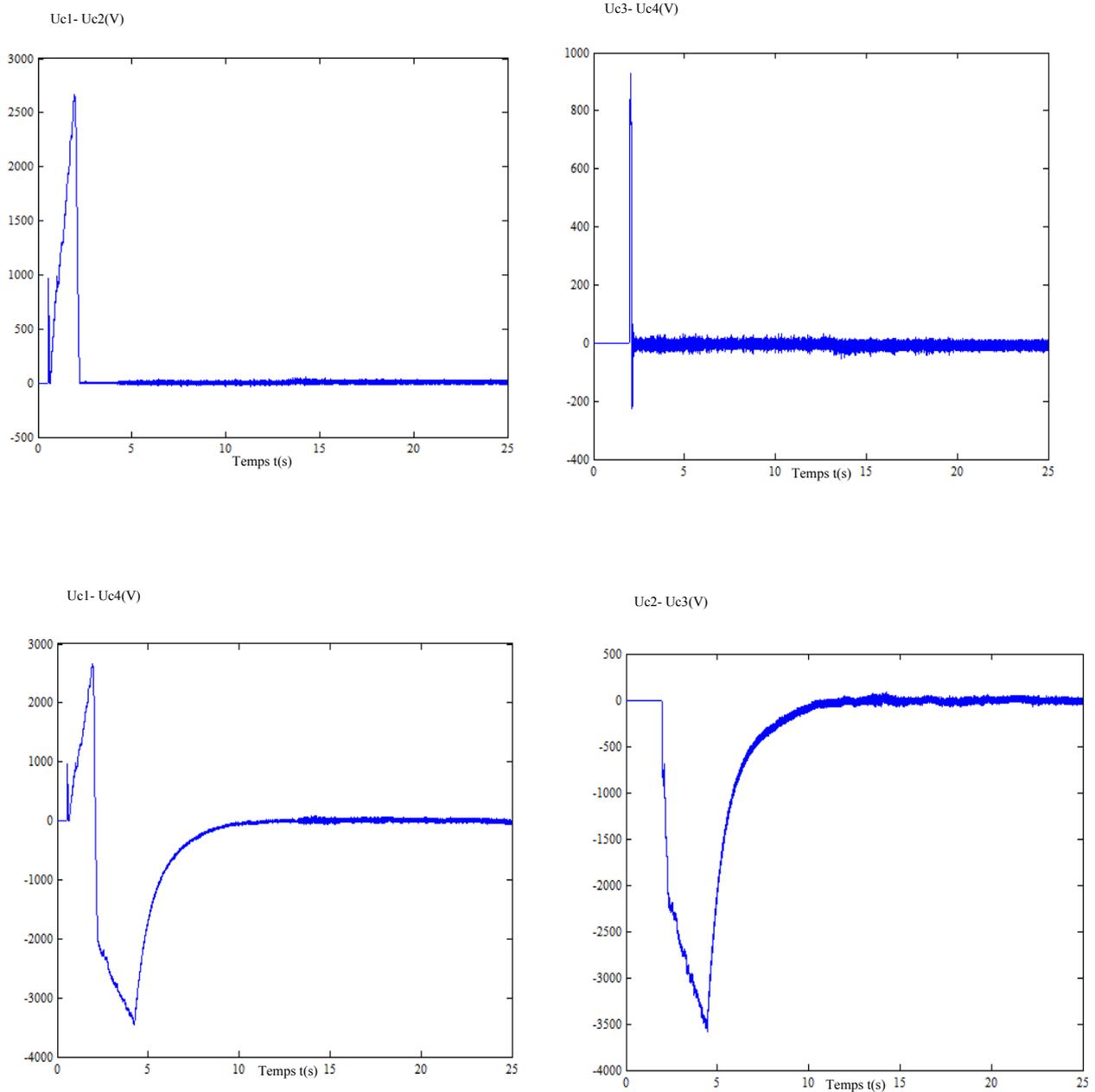


Fig.4-35-c Ecart des tensions d'entrée de l'onduleur de tension à cinq niveaux en utilisant le pont de clamping inductif

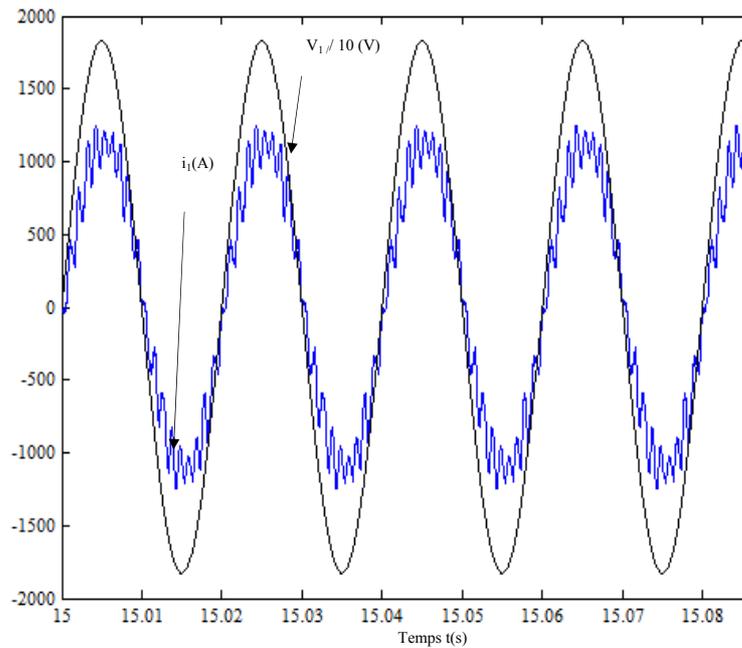


Fig.4-35-d Le courant de ligne et la tension de phase du redresseur en utilisant le pont de clamping inductif

4-3-2 Cascade deux redresseurs de tension à disposition série –Pont d'équilibrage– Onduleur à cinq niveaux- MAS

4-3-2-1 Pont d'équilibrage résistive

4-3-2-1-1 Structure

La Figure 4-36 présente la structure de la cascade de deux redresseurs de tension à disposition série – pont d'équilibrage résistif - Onduleur de tension - MAS.

Le principe de la commande des transistors, constituant le pont d'équilibrage, est basé sur la comparaison entre les couples de tensions (U_{c1}, U_{c2}) et (U_{c3}, U_{c4}) et selon le signe de l'écart les ordres de commandes des semi-conducteurs sont déterminés.

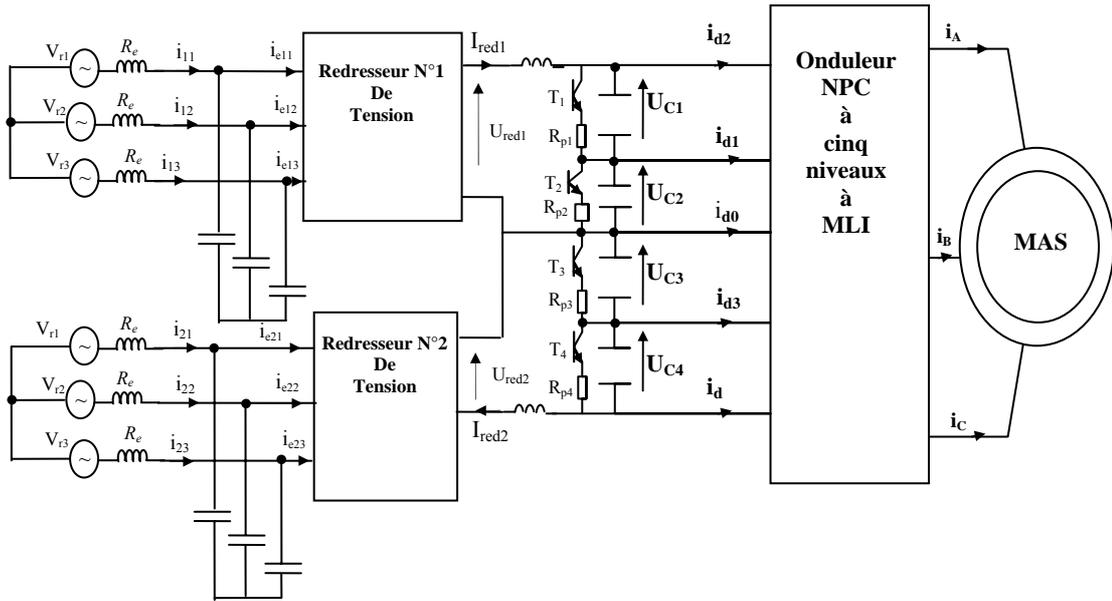


Fig. 4-36 Structure de l'association deux redresseurs de tension à deux niveaux – Pont résistif- Onduleur de tension à cinq niveaux -Machine asynchrone

4-3-2-1-2 Modélisation du circuit intermédiaire

Après l'adjonction du pont de clamping en parallèle avec le filtre intermédiaire, le modèle mathématique du circuit intermédiaire devient celui donné par le système (4-8):

$$\left\{ \begin{array}{l} C \frac{dU_{c2}}{dt} = i_{c2} = I_{red1} - i_{d1} - i_{r2} \\ C \frac{dU_{c1}}{dt} = i_{c1} = I_{red1} - i_{d1} - i_{d2} - i_{r1} \\ C \frac{dU_{c3}}{dt} = i_{c3} = I_{red2} + i_{d4} + i_{d3} - i_{r3} \\ C \frac{dU_{c4}}{dt} = i_{c4} = I_{red2} + i_{d4} - i_{r4} \end{array} \right. \quad (4-8)$$

Avec i_{r1} , i_{r2} , i_{r3} et i_{r4} sont les courants circulants dans les quatre ponts de clamping et sont comme suit :

$$\begin{cases} i_{r1} = S_1 \frac{U_{c1}}{R_P} \\ i_{r2} = S_2 \frac{U_{c2}}{R_P} \\ i_{r3} = S_3 \frac{U_{c3}}{R_P} \\ i_{r4} = S_4 \frac{U_{c4}}{R_P} \end{cases} \quad (4-9)$$

Les commandes S_1, S_2, S_3 et S_4 sont définis à partir de l'algorithme suivant:

$$\begin{cases} U_{c1} > U_{c2} \Rightarrow S_1 = 0 \& S_2 = 1 \\ U_{c1} < U_{c2} \Rightarrow S_1 = 1 \& S_2 = 0 \\ U_{c3} > U_{c4} \Rightarrow S_3 = 0 \& S_4 = 1 \\ U_{c3} < U_{c4} \Rightarrow S_3 = 1 \& S_4 = 0 \end{cases} \quad (4-10)$$

En introduisant les circuits d'équilibrage, tout en gardant les mêmes conditions de fonctionnement précédentes, les Figures (4-37-*) donnent les variations des grandeurs électrique du bus continu pour : $L_f = 1mH$, $C_f = 800mF$ et $R_p = 100\Omega$. Les tensions U_{ct1} et U_{ct2} asservies suivent bien leurs références (Fig4-37-a). En outre, nous notons que les quatre tensions $U_{c1}, U_{c2}, U_{c3}, U_{c4}$ ne sont pas stables mais restent positives (Fig.4-37-b).

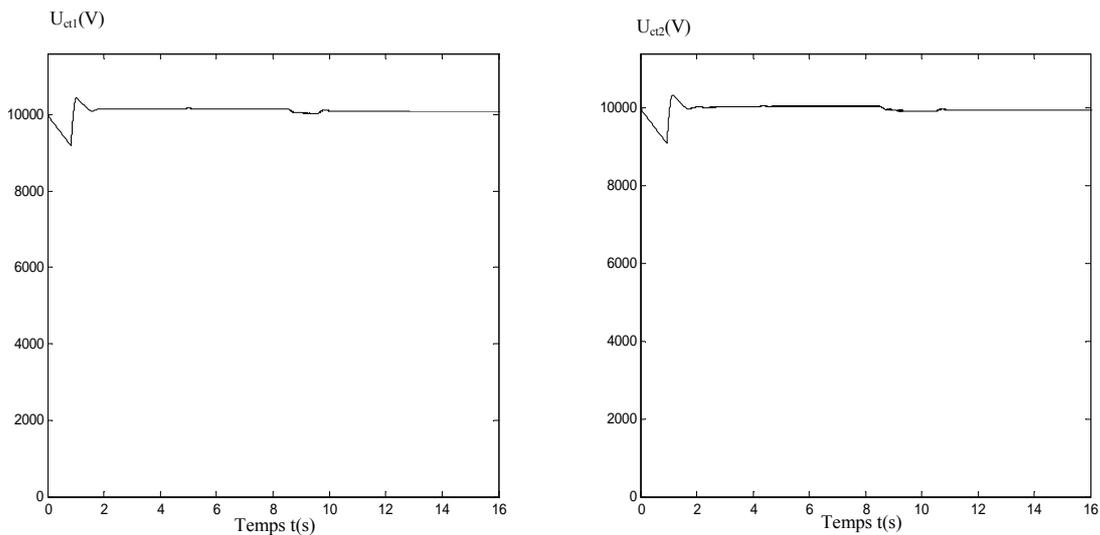


Fig.4-37-a Les tensions régulées U_{ct1} et U_{ct2} en utilisant quatre ponts de clamping résistifs

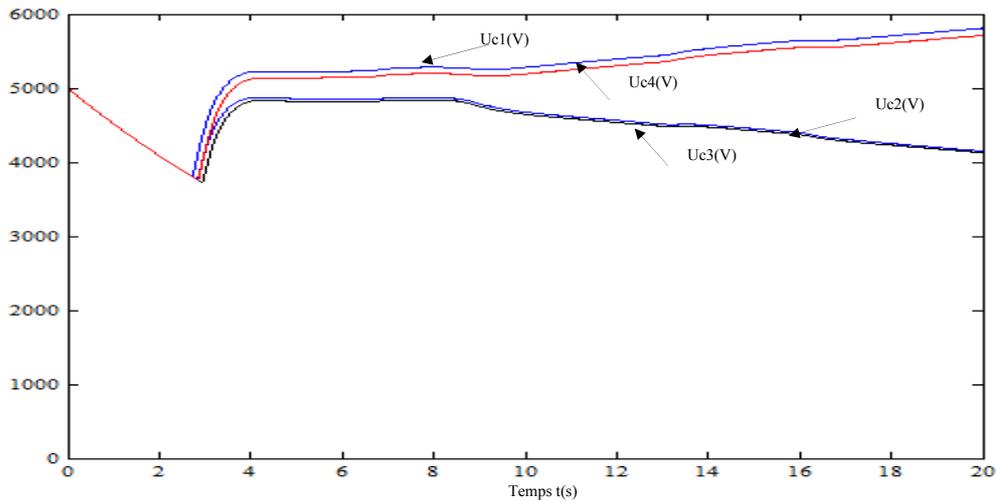


Fig.4-37-b Les tensions du bus continu en utilisant quatre ponts de clamping résistifs

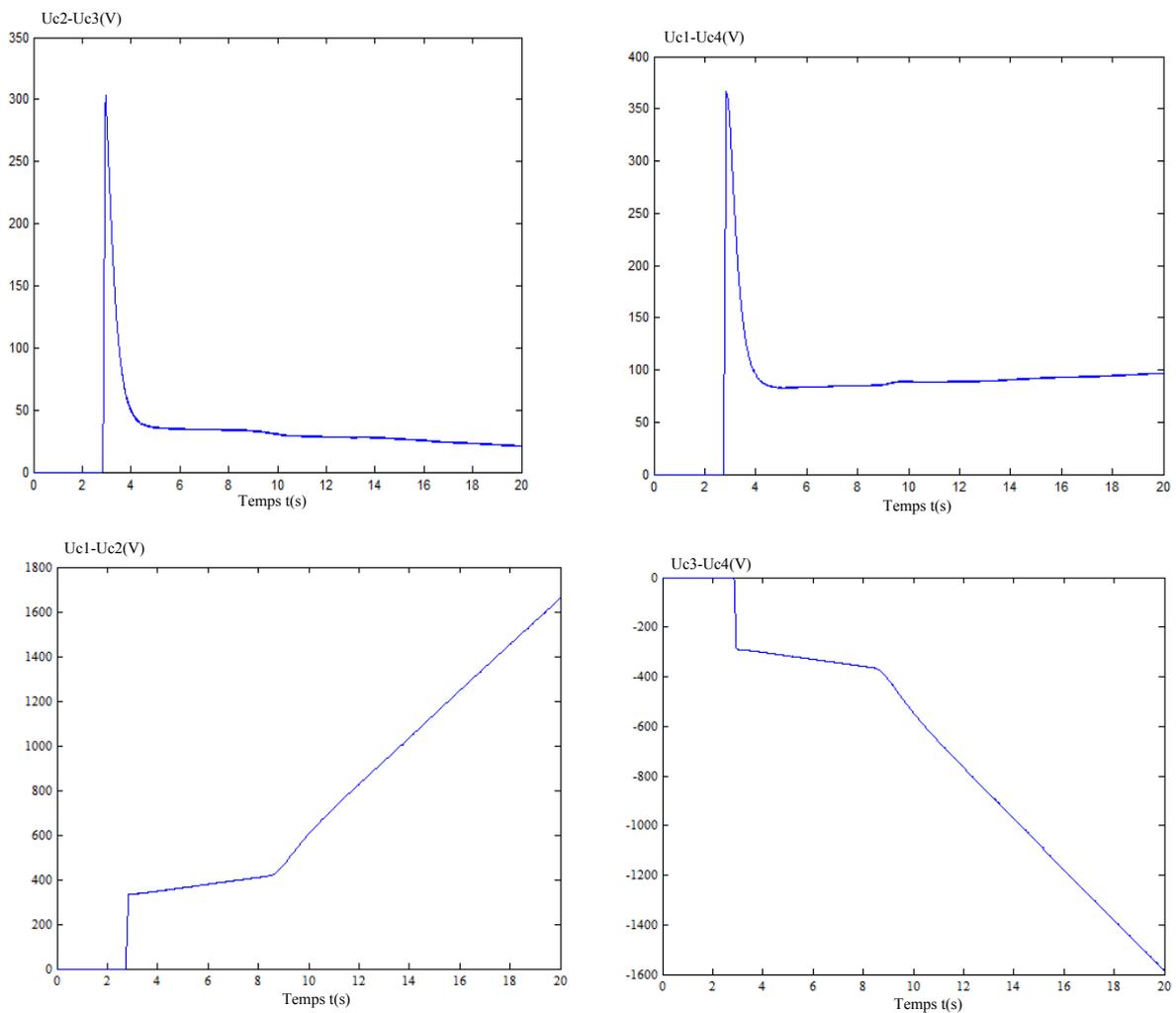


Fig.4-37-c L'écart des tensions d'entrée ($U_{c1} - U_{c2}$) et ($U_{c3} - U_{c4}$) en utilisant quatre ponts de clamping résistifs

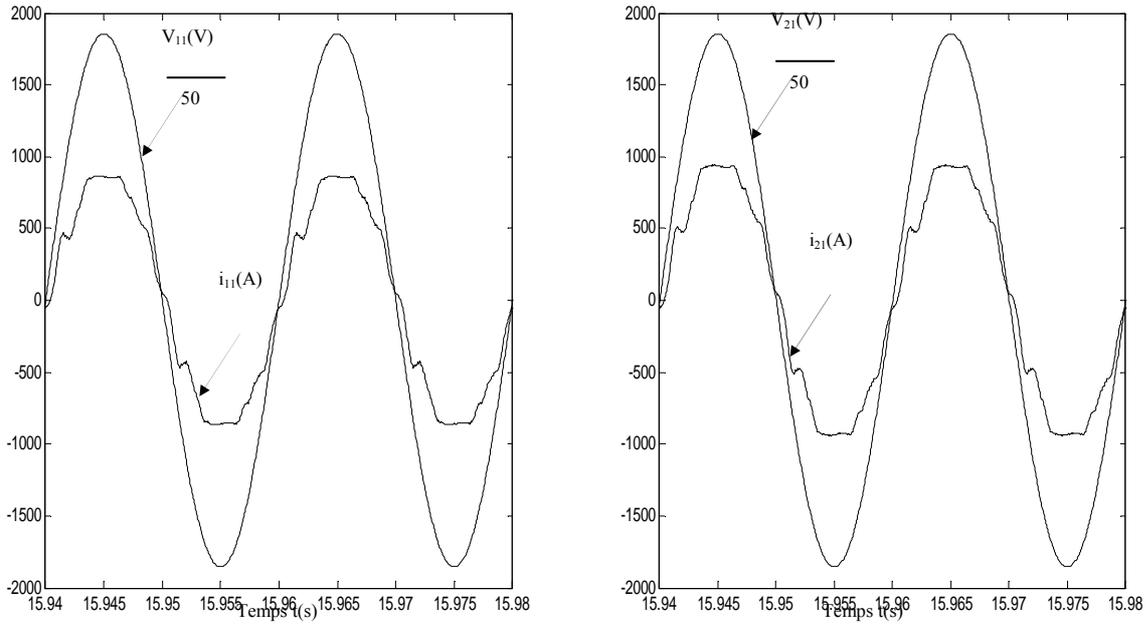


Fig.4-37-c Les courants de ligne et les tensions de phase des deux redresseurs en utilisant quatre ponts de clamping résistifs

4-3-2-2 Pont d'équilibrage inductif

La Figure 4-38 présente la structure du bus continu de l'onduleur à cinq niveaux associé au pont d'équilibrage inductif dans le cas de la cascade de deux redresseurs de tension à disposition série - Onduleur de tension - MAS.

Le modèle mathématique du circuit intermédiaire définit par le système suivant:

$$\left\{ \begin{array}{l} C \frac{dU_{c1}}{dt} = i_{c1} = I_{red1} - i_{d2} + S_1 i_{L_{c1}} \\ C \frac{dU_{c2}}{dt} = i_{c2} = I_{red1} - i_{d1} - i_{d2} - S_2 i_{L_{c1}} \\ C \frac{dU_{c3}}{dt} = i_{c3} = i_{d4} + i_{d3} + I_{red2} + S_3 i_{L_{c2}} \\ C \frac{dU_{c4}}{dt} = i_{c4} = i_{d4} + I_{red2} - S_4 i_{L_{c2}} \end{array} \right.$$

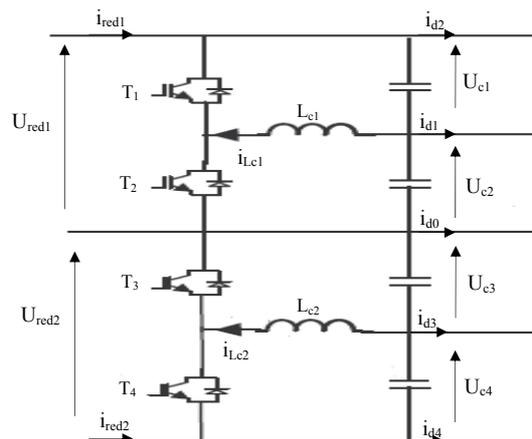


Fig.4-38 Structure du pont de clamping inductif dans le cas de la cascade : deux redresseurs de tension (à disposition série)-Onduleur à cinq niveaux - MAS

En introduisant les ponts de clamping, tout en gardant les mêmes conditions de fonctionnement précédentes, les figures (4-39-*) donnent l'allure des tensions du bus continu et leurs différences pour : $L_{cp1} = L_{cp2} = 80$ mH et $C_f = 80$ mF.

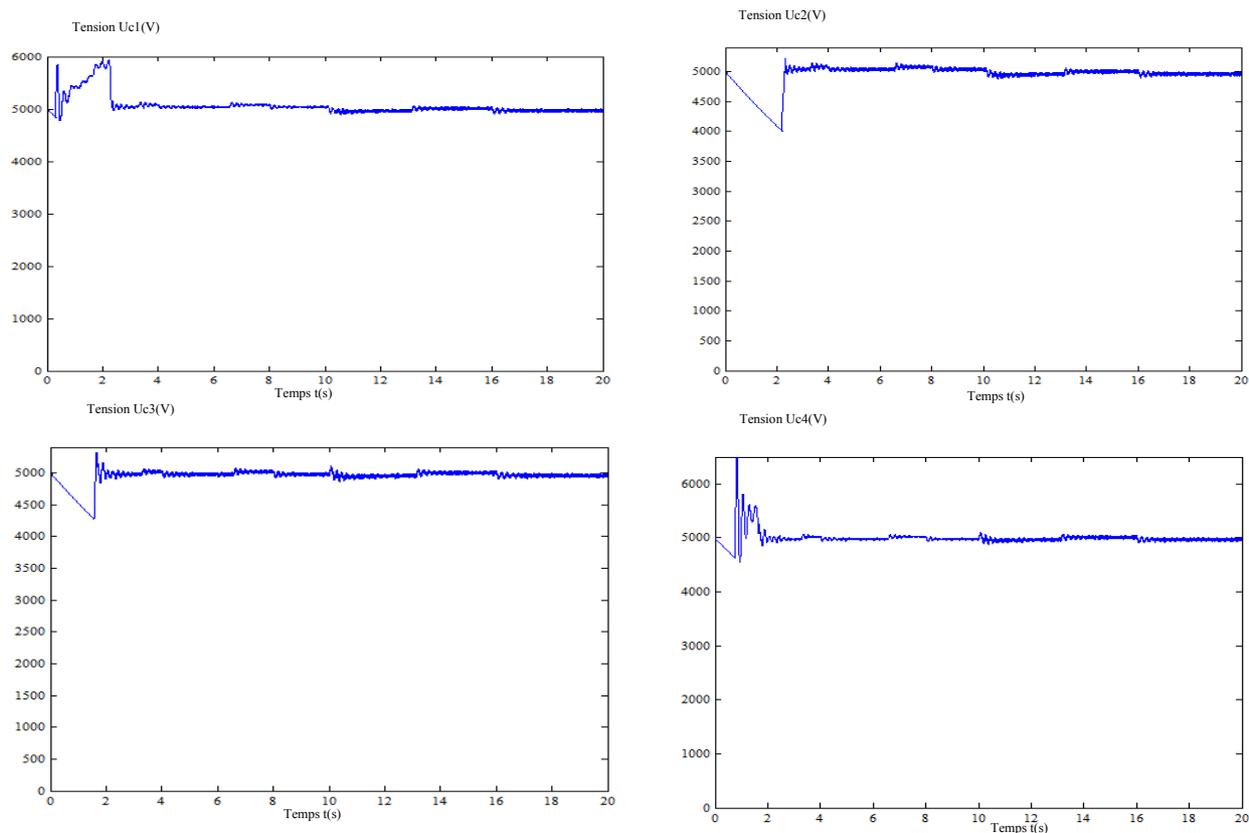


Fig.4-38-a Tensions d'entrée U_{c1} , U_{c2} , U_{c3} & U_{c4} de l'onduleur de tension à cinq niveaux en utilisant le pont de clamping inductif

Les tensions U_{ct1} et U_{ct2} asservies suivent bien leurs références (Fig. 4-38-a). Nous notons, aussi, que les quatre tensions U_{c1} , U_{c2} , U_{c3} , U_{c4} sont stables et égales (Fig. 4-38-a). Au démarrage de la machine, les condensateurs se déchargent, puis se stabilisent à 5000V. Comme nous pouvons le constater, la différence entre les tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux diminue considérablement et s'annule au régime permanent (Fig. 4-38-b). Ainsi les tensions des demi-bras du haut et du bas deviennent égales. En conséquence, les tensions générées par l'onduleur multiniveaux sont symétriques et de valeurs moyennes pratiquement égales à zéro.

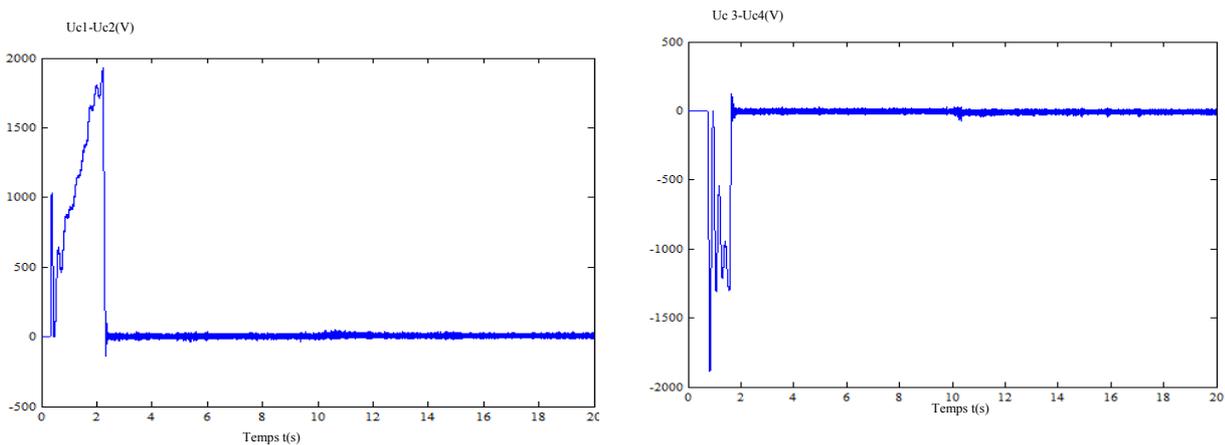


Fig.4-38-b-1 Ecart des tensions d'entrée l'onduleur de tension à cinq niveaux en utilisant le pont de clamping inductif

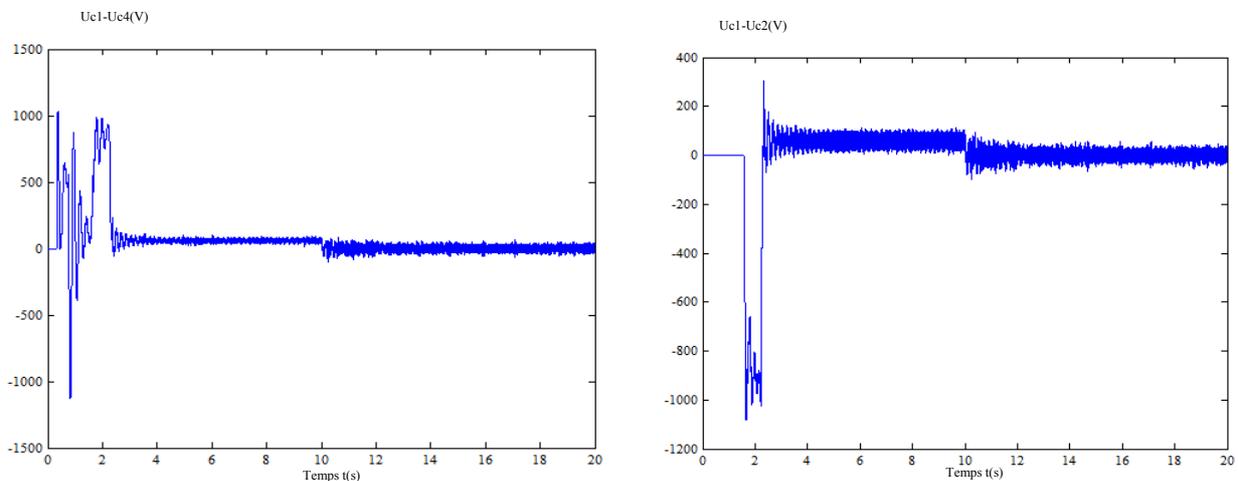


Fig.4-38-b-2 Ecart des tensions d'entrée l'onduleur de tension à cinq niveaux en utilisant le pont de clamping inductif

4-4 CONCLUSION

Ce chapitre traite de l'ensemble des solutions du problème de l'instabilité des tensions d'entrée de l'onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC. Ainsi, nous nous sommes

intéressés, au chapitre 3, au développement d'algorithmes d'asservissement du redresseur de tension triphasé à MLI utilisé comme étage d'entrée du convertisseur multiniveaux.

Comme application de la commande dq du redresseur de tension triphasé, nous avons proposé de réguler les tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux en asservissant les différentes cascades présentées lors du chapitre 2.

Les résultats de simulations obtenus montrent bien :

- L'application des deux algorithmes de commande, du redresseur de tension dans le repère dq (non simplifié et simplifié), sur les quatre variateurs donne pratiquement les mêmes résultats. Toute fois, l'algorithme simplifié présente moins de boucle de régulation.
- L'asservissement des quatre cascades donne la possibilité de réaliser des cascades Alternative-Alternative à pont de sortie multiniveaux absorbant un courant réseau le moins pollué d'harmoniques avec un facteur de puissance pratiquement unitaire côté réseau.
- L'efficacité de la commande dq sur les cascades : deux redresseurs de tension imbriqués - onduleur à cinq niveaux - MAS et quatre redresseurs de tension-onduleur à cinq niveaux-MAS. En effet, l'asservissement de ces deux cascades permet d'obtenir la stabilité des quatre tensions d'entrée du convertisseur multiniveaux.
- L'asservissement des deux cascades : un redresseur de tension triphasé – onduleur de tension à cinq niveaux –MAS et deux redresseurs de tension triphasé à disposition série – onduleur de tension à cinq niveaux –MAS (structure N°1) ne réalise pas la stabilité des quatre tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux. Car dans ce cas, nous contrôlons les tensions résultantes et non pas chaque tension. Le comportement instable des sources continues présente des risques de détérioration des composants de puissance par dépassement de leurs tensions maximales de blocage et le claquage des condensateurs du filtre capacitif intermédiaire.

Pour remédier à ce problème, nous avons proposé d'autres solutions, à base de circuits auxiliaires, pour améliorer la stabilité des tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC. Les cascades retenues sont à base d'un redresseur et de deux redresseurs à disposition série. Nous avons choisi d'utiliser les ponts résistifs et les ponts inductifs.

L'utilisation des circuits résistif minimise le problème d'instabilité des tensions du bus continu. Toute fois, le régime transitoire de ces dernières dépend fortement du mode de fonctionnement de la machine et de la valeur des résistances. D'un autre côté, les pertes par effets de joule rendent ce type de circuit peu utilisé.

L'insertion du circuit d'équilibrage inductif dans les variateurs de fréquences garantie une meilleure stabilité des tensions du bus continu. De plus, les variations brusques du couple de charge de la machine asynchrone demeurent sans influence sur l'équilibrage des tensions aux bornes des condensateurs. Cependant, l'ajout de ce type de circuit engendre des oscillations aux niveaux des tensions aux bornes des condensateurs.

CONCLUSION GÉNÉRALE

Conclusion Générale

L'objectif principal des travaux de recherche, présentés et décrits dans cette thèse, est la conception des alimentations continues stables de l'onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC alimentant une machine asynchrone triphasée de forte puissance, reposant sur la proposition de nouvelles structures de variateurs de fréquences incluant les redresseurs de tension triphasés à MLI.

Pour atteindre ces objectifs, le premier chapitre a été consacré à la modélisation des deux convertisseurs statiques constituant les variateurs de fréquence. A cet effet, nous avons élaboré les modèles de connaissance et de commande de l'onduleur de tension à cinq niveaux qui a permis d'étudier l'évolution des différentes grandeurs régissant son fonctionnement. L'analyse du courant et de la tension de la machine asynchrone, alimentée par cet onduleur, a montré sa supériorité par rapport à l'onduleur à deux niveaux.

De plus, un schéma fonctionnel du redresseur de tension avec son filtre d'entrée a été constitué, puis plusieurs stratégies de commande à MLI ont été développées. L'étude harmonique du courant absorbé par le réseau a montré l'efficacité de ces stratégies. Par ailleurs, le dimensionnement des filtres d'entrée et de sortie du redresseur de tension ont été abordés.

Dans le deuxième chapitre, nous avons proposé quatre nouvelles structures de variateurs de fréquence. Ces dernières sont la composition des différentes associations de redresseurs de tension triphasés - onduleur de tension à cinq niveaux. L'analyse du comportement de ces changeurs de fréquences a mis en évidence le problème de l'instabilité des tensions du bus continu de l'onduleur de tension à cinq niveaux. Particulièrement, ce déséquilibre est important lorsque les tensions du bus continu sont alimentées par un seul redresseur.

Dans le troisième chapitre, trois algorithmes de contrôle du redresseur de tension triphasé ont été développés dont le but est de maintenir les tensions du bus continu stables et constantes. Ces algorithmes sont basés sur la régulation cascade qui présente l'avantage de décomposer le système en trois boucles, deux internes pour contrôler les variables d'état du filtre d'entrée du redresseur, l'autre externe pour réguler les grandeurs électriques du filtre de sortie.

Deux types de commande du redresseur sont apparus: La commande sur les trois phases, dite commande dans le repère triphasé ABC, et la commande dans le repère dq, dite contrôle vectoriel.

La commande dans le repère triphasé présente l'avantage d'être facilement programmable. Mais, l'inconvénient provient, d'une part de l'existence d'erreurs statiques et d'autre part, du nombre relativement important de boucles de régulation (six boucles internes).

La commande dans le repère diphasé dq nécessite l'ajout de transformations triphasé/diphasé et de blocs de découplage. Cette commande est inspirée de la commande vectorielle des machines à courants alternatifs. Cette régulation permet le contrôle de la puissance réactive par action sur la composante directe des courants appelés au réseau.

La commande simplifiée dans le repère dq permet d'asservir la tension de sortie du redresseur tout en régulant le facteur de puissance sans recourir au contrôle des variables d'état du filtre d'entrée. Une boucle de contrôle rapide, conçu en tenant compte seulement du modèle du filtre de sortie, est employée pour réguler la tension de sortie du redresseur triphasé. Le déphasage des courants appelés au réseau est contrôlé à travers la boucle du courant de sortie du redresseur de tension.

Nous avons exploité la commande dans le repère dq pour la régulation des tensions du bus continu de l'onduleur à cinq niveaux. Les variateurs de fréquence ainsi conçus sont capables de fournir des tensions de meilleure qualité harmonique avec un facteur de puissance unitaire côté réseau. Néanmoins cet exploit ne garanti pas la stabilité de ces tensions pour toutes les associations proposées. Il en résulte que le déséquilibre des tensions aux bornes des condensateurs est fortement dépendant de la structure de la cascade et non pas de la méthode de réglage de ces tensions.

Par ailleurs, l'instabilité des tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux est un problème préoccupant. A cet effet, nous avons proposé d'utiliser des circuits auxiliaires capables de stabiliser les tensions du bus continu de l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC. Nous avons introduit ces circuits additifs dans les cascades présentant un grand déséquilibre.

L'utilisation des circuits résistifs réduit l'instabilité mais engendre des pertes par effets joule dans le système. Cependant, l'insertion du circuit inductif, dans les variateurs de fréquence, assure une meilleure stabilité des tensions continues de cet onduleur.

Enfin, l'association des onduleurs de tension à cinq niveaux avec la machine asynchrone présentent une solution attractive dans les entraînements à vitesse variable de forte puissance. Les performances de ces convertisseurs dépendent essentiellement de la stabilité de la tension du bus continu. Les résultats obtenus montrent que l'onduleur multiniveaux peut être considéré comme un atout puissant dans la conception de commandes fines des moteurs asynchrones avec comme conséquence la réduction des pulsations du couple électromagnétique.

En perspective, nous dirons que beaucoup de travaux restent à effectuer comme :

- Applications des variateurs de fréquence comme compensateur de la puissance réactive;
- Commande non linéaire du redresseur de tension triphasé à deux niveaux ;
- Proposition de nouveaux circuits d'équilibrage fonctionnant à fréquence de commutation fixe;
- Proposition de méthodes pour le dimensionnement des éléments des circuits d'équilibrage;

RÉFÉRENCES

- [Ach-02] E. Acha, V.G. Agelidis, O. Anaya-Lara et T.J.E. Miller, “Power Electronic Control in Electrical Systems”, Editions NEWNES- OXFORD, Grande-Bretagne, 2002.
- [Ant-06] P. Antoniewicz , M.P. KA Zmierkowski, “Predictive direct power control of three phase boost rectifier”, Bulletin of the polish academy of sciences technical sciences, Vol. 54, No. 3, 2006.
- [Aur-07] Sergio Aurtenechea Larrinaga, Predictive control of the 2L-VSI and 3L-NPC VSI based on direct power control for MV grid-connected power applications, PHD Dissertation in University of Mondragon (Spain), 2007.
- [Bar-08] S. Barkati, “Modélisation et commande d’un onduleur à sept niveaux à diodes flottantes. Application à la conduite d’une machine asynchrone”, thèse de doctorat, Ecole Nationale Polytechnique, Alger, 2008.
- [Bha-83] P. M. Bhagwat, V. R Stefanovic, “Generalized structure of a multilevel PWM inverter”, IEEE Trans. Ind. Applicat., Vol. 19, N° 6, Nov. / Dec. 1983.
- [Ber-95] E. Berkouk, “Contribution à la conduite des machines asynchrones monophasée et Triphasée a alimentées par les convertisseurs directs et indirects. Application aux gradateurs et onduleurs multi niveaux”, thèse de doctorat du conservatoire national des Arts et Métiers, Paris, France, décembre 1995.
- [Bou-07-1] O. Bouhali, “Contribution des convertisseurs multiniveaux au raccordement de la production d’origine éolienne sur un réseau électrique”, thèse de doctorat, Ecole Nationale Supérieur Polytechnique, Alger, Avril 2007.
- [Bou-07-2] O. Bouhali, B. Francois, E.M. Berkouk, C. Saudemont , “DC Link Capacitor Voltage Balancing in a Three-Phase Diode Clamped Inverter Controlled by a Direct Space Vector of Line-to-Line Voltages”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 22, Issue 5, Sept. 2007.
- [Bou-06] Farid Bouchafaa, “Etude et commande de différentes cascades à onduler à neuf niveaux à structure NPC. Application à la conduite d’une MSAP”, Thèse de Doctorat, Ecole Nationale Supérieure Polytechnique, Alger, 2006.
- [Bou-01] S. Boulekhraf, “Analyse et contrôle de l’onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC. Application à la commande floue de la machine asynchrone”, thèse de magister, Ecole Nationale Supérieure Polytechnique, Alger, May 2001.
- [Buh-88] H. BUHLER, “Conception des systèmes automatiques ”, Presses polytechnique Romandes, 1988.
- [Chi-07] R. Chibani, “Application de l’automatique aux cascades à onduleurs à cinq niveaux à structure NPC”, thèse de doctorat, Ecole Nationale Supérieure Polytechnique, Alger, 2007.
- [Cor-03] Keith Corzine, Xiaomin Kou and James R. Baker, “Dynamic average-value modeling of a four-level drive system,” IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 18, No. 2, March 2003.
- [Dai-05] N. Y. Dai, M. C. Wong, and all, “ A 3-D Generalized Direct PWM Algorithm for Multilevel Converters,” IEEE on Power Electronics Letters, Vol. 3, N°. 3, Septembre 2005.
- [Don-98] Dong Ho Lee, Seong R. Lee and all, “An Analysis of Midpoint Balance for the Neutral Point-Clamped Three-Level VSI”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 13, No. 5 , 1998, PP 193-198.
- [Fra-92] M. Fracchia, T. Ghiara and all, “Optimized Modulation Techniques for the Generalized N Level Converter”, Power Electronics Specialists Conference PESC’92, IEEE, Vol.2, 1992.
- [Ish-02] T. Ishida, K. Matususe, “Fundamental Characteristic of Five-Level Double Converters With Adjustable DC voltages for Induction Motor Drives”, IEEE Transactions On Industrial Electronics, Vol.49, N°4, August 2002.

- [Jou-02] Annette von Jouanne, Shaoan Dai and Haoran Zhang, “A multilevel inverter approach providing DC-link balancing, ride-through Enhancement, and common-mode voltage elimination,” IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 49, No. 4, August 2002.
- [Kim-04] N. Kimura, T. Morizane, K. Taniguchi, T. Oono, “Multi-modulation signal PWM control for multi-level converter”, The 11th International Power Electronics and Motion control conference, EPE-PEMC 2004, Riga, Latvia, 2-4 September 2004.
- [Kra-98] R. Kraus, “Status and Trends of Power Semiconductor Device Models for Circuit Simulation”, IEEE Trans. Power Electronics, Vol. 13, May 1998.
- [Ghe-08] H. Gheraia, “Etude de différentes cascades à onduleur NPC à sept niveaux. Application à la conduite de la machine asynchrone triphasée”, Thèse de Doctorat, Ecole Nationale Supérieure Polytechnique, Alger, 2008.
- [Gue-08-1] R. Guedouani, B. Fiala, E. Berkouk, M. Boucherit, “Contrôle d’un redresseur de tension triphasé à MLI dans le repère dq”, Proc. 2nd International Conference on Electrical and Electronics Engineering ICEEE’08, 21-23 April 2008, Laghouat, Algeria.
- [Gue-08-3] R. Guedouani, B. Fiala, E. Berkouk, M. Boucherit, “A new control algorithm for four three phase AC/DC PWM voltage source rectifiers-five-level neutral point clamped inverter system”, Publication au Mediterranean Journal of Measurement and Control, Vol.4, N°4, ISSN 1743-9310, Octobre 2008.
- [Gue-07-1] R. Guedouani, B. Fiala and E. Berkouk, M. Boucherit, “A new Algorithm control for three-phase AC/DC Pulse With Modulation Voltage Source Rectifier”, WSEAS Transactions On Circuits and Systems, Issue 1, Volume 6, January 2007.
- [Gue-07-2] R. Guedouani, B. Fiala, E. Berkouk, M. Boucherit, “Control of Capacitor Voltage of three Phase Five-Level NPC Voltage Source Inverter. Application to Inductor Motor Drive”, Proc. International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics, ACEMP’07 & Electromotion’07 joint conference, Bodrum, Turkey, 10-12 September 2007.
- [Gue-06-1] R. Guedouani, B. Fiala, E. Berkouk, M. Boucherit, “Commande d’un redresseur de tension MLI – Onduleur de tension NPC à cinq niveaux. Application à la machine conduite de la machine Asynchrone”, 3rd International Symposium on Hydrocarbons and Chemistry, Ghardaia, Algeria-27-29 March 2006.
- [Gue-06-2] R. Guedouani, B. Fiala, E. Berkouk, M. Boucherit, “Control of Three-Phase Pulse Width Modulation Voltage Rectifier”, Proc. 6th WSEAS/IASME Int. Conf. on Electric Power Systems, High Voltages & Electric Machines, Tenerife, Spain, December 16-18 2006.
- [Gue-06-3] R. Guedouani, B. Fiala, E. Berkouk, M. Boucherit, “Asservissement d’un redresseur de tension triphasé à modulation de largeurs d’impulsion à deux niveaux”, Proc. 4th international Conference on Electrical Engineering (CEE’06), 06 – 07 - 08 Novembre 2006, Batna, Algeria.
- [Gue-06-4] R. Guedouani, B. Fiala, E. Berkouk, M. Boucherit, “Enslavement of Three-Level NPC Current Rectifier – Five-Level NPC Voltage Source Inverter. Application to the speed Induction Motor control”, Publication “International Review of Electrical Engineering (IREE), Vol. 1, N. 3, July-August 2006.
- [Gue-05] R. Guedouani, B. Fiala, E. Berkouk, M. Boucherit, “Control of three-level current rectifier –Five-level NPC voltage source inverter. Application to the induction Motor drives”, Proc. 6th international Symposium on advanced Electromechanical Motion Systems Lausanne, Switzerland September 27-29, 2005.
- [Gue-04-1] R. Guedouani, E. Berkouk, S.M. Boucherit, G. Manesse, “Analyse de la cascade redresseur de courant à trois niveaux- l’Onduleur de tension à cinq niveaux. Application

- à la conduite de la Machine synchrone à aimant permanent”, Proc., 3rdConference on Electrical Engineering CEE’04, 04 - 06 Octobre 2004 Batna, Algeria.
- [Gue-04-2]R.Guedouani, E. Berkouk, M. Boucherit, “Control of two two-level voltage rectifiers–five level NPC voltage source inverter. Application to induction motor drive”, Proc. 11th International Power Electronics and Motion control conference, EPE-PEMC 2004, Riga 2-4 September 2004, Latvia.
- [Gue-00]R. Guedouani, E Berkouk, M. Boucherit , “Commande de vitesse de la machine synchrone à aimant permanent alimentée par la cascade Deux redresseurs de tensions MLI à deux niveaux- Onduleur de tension à trois niveaux”, ICEL’2000 International Conference on Electrotechnics, 13-15 Novembre 2000,Oran, Algérie.
- [Gue-98-1]R. Guedouani, “Commande d’un onduleur de tensions multi niveaux. Application à la conduite de la machine synchrone à aimant permanent”, Thèse de Magister, Ecole Nationale Supérieure Polytechnique, Alger, juin 1998.
- [Gue-98-2]R. Guedouani , EM. Berkouk, G. Manesse, “Commande par MLI d’un redresseur de tension à deux niveaux”, Proc. 6^{ème} Colloque Maghrébin sur les Modèles Numériques de l’Ingénieur C2MNI6, Publication dans Les annales Maghrébines de l’ingénieur, Vol.12 ISSN-0330-8243, Tome I, 24-26 Novembre 1998, Tunisie.
- [Gue-98-3]R. Guedouani, E.M Berkouk, M. Boucherit, “Commande par modulation de Largeurs d’Impulsions d’un redresseur de tension triphasé à deux niveaux”, Conference on Electrotechnics, ICEL’98, Oran, Algeria, 1998.
- [Gue-99]R. Guedouani, E.M Berkouk, M. Boucherit, “High voltage Rectifier-Three level inverter Cascade.Application to PMSM Field Oriented Control ”, 3rd International Symposium On Advanced Electromechanical Motion Systems Patras, Greece , juillet 1999.
- [HAU-96] J.P HAUTIER, G. MANESSE, « Utilisation des réseaux de Petri pour l’analyse des système électrotechnique », Technique de l’ingénieur (D3740).
- [Hit-94]S. Hiti, V.Vlatović, D. Borojević , Fred C.Y.Lee, “A New Control Algorithm for Three Phase PWM Buck Rectifier with Input Displacement Factor Compensation”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol 9, N° 2, March 1994.
- [Lar-07]S. A. Larrinaga, “Predictive control of the 2L-VSI and 3L-NPC VSI based on direct power control for MV grid-connected power applications”, PHD Dissertation in University of Mondragon, Spain, 2007.
- [L.EE-02]D.C.L.EE, D.S.LIM, “AC Voltage and Current Senseless control of three-phase PWM Rectifiers”, IEEE transactions on Power electronics. VOL.17, N°.6, November 2002.
- [Mar-01]M. Sc. Mariusz Malinowski, “Sensorless control strategies for three-phase PWM rectifiers”, PHD Dissertation in Warsaw University of Technology, 2001.
- [Mar-03] M. Malinowski, M.P. Kazmierkowski and A. Trzynadlowski, “Review and comparative study of control techniques for three-phase PWM rectifiers,” Mathematics and Computers in Simulation, Vol. 63, 2003.
- [Moh-03]Mohan, Undeland and Robins, “Power Electronics: converters, applications, and design”, Edittion John Wiley & Sons, 2003.
- [Nab-81]Nabae and al, “A New Neutral Point Clamped PWM Inverter”, IEEE Transaction On Industry Application, Vol.IA-17, N°. 5, September/October 1981.
- [New-98]C. Newton, M. Sumner, “Multi-level converters: a real solution to medium/high voltage drives”, IEE Power Journal Vol 12 No 1, 1998.
- [New-96]C. Newton, M. Sumner and T. Alexander, “The investigation and development of a multi-level voltage source inverter”, IEE Transaction on Power Electronics and Variable Speed Drives Conference, Publication N°. 429, 23-25 Septembre 1996.

- [Nik-98] Nikolaus P. Schibli, Tung Nguyen and Alfred C. Rufer, "A three-phase multilevel converter for high-power induction motors," IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 13, No. 5, September 1998.
- [Pan-05] Z. Pan, F. Zheng Peng and all, "Voltage Balancing Control of Diode-Clamped Multilevel Rectifier/Inverter Systems", IEEE transactions On Industry Applications, Vol. N°6, November/December 2005.
- [Pan-04] Z. Pan, F. Zheng Peng, "Harmonics Optimization of the voltage Balancing control for multilevel Converter/Inverter Systems", IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. N° , 2004.
- [Rio-93] P. Rioual, "Modélisation et commande d'un redresseur à MLI par un réseau déséquilibré", Thèse de Doctorat, Ecole normale supérieur de CACHAN, France, 1993.
- [Rod-05] J.R. Rodriguez, Juan W. Dixon, José R. Espinoza, Jorge Pontt and Pablo Lezana, "PWM regenerative rectifiers : State of the art," IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 52, No. 1, February 2005.
- [Seg-98] G. Seguier, F. Labrique, "Les convertisseurs de l'électronique de puissance" Edition Lavoisier. Tec & Doc, 1998, Tome1 et Tome 4.
- [She-96] J. Sheng Lai, F. Zheng Peng " Multilevel converters – A New Breed of Power Converters", IEEE transactions On Industry Applications, Vol -32. N° 3, May / June 1996.
- [Tal-04] Abdelaziz Talha, "Etude de différentes cascades de l'onduler à sept niveaux à structure NPC. Application à la conduite d'une machine synchrone à aimants permanents", Thèse de Doctorat de l'Ecole Nationale Supérieure Polytechnique d'Alger, 2004.
- [Wil-00] T. G. Wilson, "The Evolution of Power Electronics", IEEE Trans. Power Electronics, Vol. 15, May 2000.
- [Yak-05] K. Yakoub, "Réduction des effets de la tension homopolaire dans les associations onduleurs multiniveaux moteur à induction", Thèse de magister, Batna, Algerie, 2005.
- [Yaq-95] Yaqun, F, "Commande vectorielle des machines à courant alternatif : Etude des problèmes liés à la numérisation des régulateurs", Thèse de Doctorat en sciences appliqués, Université Catholique de Louvain, France, décembre 1995.
- [Zha-00] Haoran Zhang, Annette von Jouanne, Shaoan Dai, Alan K. Wallace and Fei Wang, "Multilevel inverter modulation schemes to eliminate common-mode voltages," IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.36, No. 6, November/December 2000.

ANNEXES

Les paramètres de la machine asynchrone utilisée

La machine est un moteur asynchrone à cage de puissance de 20 MW dont ces paramètres sont :

Puissance nominale utile :	$P_u = 20 \text{ MW}$
Tension nominale :	$V_n = 5.5 \text{ kV}$
Courant nominal :	$I_n = 2.5 \text{ KA}$
Couple nominal :	$C_{em} = 130 \text{ kN.m}$
Vitesse nominale :	$\Omega_m = 1500 \text{ tr/mn}$
Flux nominal :	$\phi_n = 27.75 \text{ Wb}$
Résistance statorique :	$R_s = 0.397 \Omega$
Résistance rotorique :	$R_r = 0.081 \Omega$
Inductance statorique:	$L_s = 0.0089 \text{ H}$
Inductance rotorique:	$L_r = 0.0085 \text{ H}$
Inductance mutuelle:	$M = 0.0082 \text{ H}$
Moment d'inertie:	$J = 1400 \text{ Kg.m}^2$
Nombre de paire de pôles:	$P = 2$
Coefficient de frottement:	$K_f = 0.009 \text{ N.m.s/rd}$

Annexe 2

Modélisation de la machine asynchrone

A2- 1 Introduction :

L'étude du comportement d'un moteur électrique est une tâche difficile qui nécessite, avant tout, une bonne connaissance de son modèle dynamique afin de bien prédire, par la voie de simulation, son comportement dans les différents modes de fonctionnement envisagés.

Nous présentons, ainsi dans cette annexe, le modèle triphasé ainsi que le modèle de park de la machine asynchrone. Pour notre étude, un moteur asynchrone triphasé est à cage d'écureuil de très forte puissance (20 MW) dont ses paramètres sont donnés à l'annexe 1.

A2- 2 La mise en équation de la machine asynchrone triphasée :

A2 - 2 - 1 Hypothèses simplificatrices :

Le modèle de la machine est établi sous les hypothèses suivantes :

- La machine est de construction symétrique.
- Le circuit magnétique n'est pas saturé, ce qui permet d'exprimer les flux comme des fonctions linéaires des courants.
- Les courants sont uniformément répartis dans la section des conducteurs, l'effet de peau est donc négligé.
- Les forces magnétomotrices créées sont à répartition sinusoïdale.
- Les résistances des enroulements ne varient pas en fonction de la température.
- L'entrefer possède une épaisseur uniforme, l'effet d'encoches est négligeable.
- Les inductances propres sont constantes.
- Les inductances mutuelles sont des fonctions sinusoïdales de l'angle θ entre le rotor et le stator.

A2- 2- 2 Les équations électriques :

A partir des hypothèses citées précédemment, et en considérant que le rotor de la machine étudiée étant bobiné et en court-circuit (Fig.A2 – 1). Les équations relatives au stator et au rotor de la machine peuvent s'écrire de la manière suivante:

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}[\phi_s] \\ [0] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}[\phi_r] \end{cases} \quad (\text{A2} - 1)$$

Les équations des flux sont :

$$\begin{cases} [\phi_s] = [L_{ss}] [I_s] + [M_{sr}] [I_r] \\ [\phi_r] = [L_{rr}] [I_r] + [M_{rs}] [I_s] \end{cases} \quad (\text{A2-2})$$

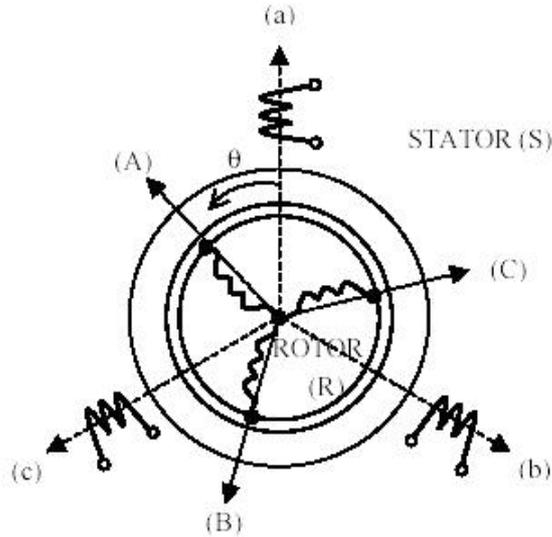


Fig.A2-1: Modèle simplifié de la machine asynchrone.

Avec

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix}; \quad [I_s] = \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix}; \quad [I_r] = \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix}.$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}; \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}; \quad [L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix};$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix}.$$

On a aussi :

$$[M_{sr}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta \end{bmatrix}.$$

$$\text{Avec : } [M_{sr}] = [M_{rs}]^T.$$

A partir les équations (A2-1) et (A2-2) nous obtenons le système d'équations suivant:

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}([L_{ss}][I_s]) + \frac{d}{dt}([M_{sr}][I_r]) \\ [0] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}([L_{rr}][I_r]) + \frac{d}{dt}([M_{rs}][I_s]) \end{cases} \quad (\text{A2-3})$$

L'équation mécanique de la machine s'écrit sous la forme:

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \Omega \quad (\text{A2-4})$$

L'équation du couple électromagnétique est donnée par:

$$C_e = p [I_s]^t \frac{d}{d\theta} ([M_{sr}] \cdot [I_r]) \quad (\text{A2-5})$$

A2-2- 3 Transformation de Park :

Pour surmonter cette difficulté, la transformation de Park s'impose comme alternative pour l'obtention d'un modèle équivalent plus simple, car cette transformation nous permet de passer d'une machine triphasée réelle à une machine fictive biphasée équivalente. La matrice de transformation est défini par :

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{A2-6})$$

L'angle θ prend la valeur θ_p pour les grandeurs statoriques et la valeur $(\theta_p - \theta)$ pour les grandeurs rotoriques. Le passage du système triphasé au système biphasé est défini par le produit matriciel suivant :

- Pour les grandeurs statoriques :

$$[X_{dgo}]_s = [P(\theta_p)][X_{sabc}]$$

- Pour les grandeurs rotoriques :

$$[X_{dgo}]_r = [P(\theta_p - \theta)][X_{rabc}]$$

Le vecteur X prend les différentes grandeurs physiques : courant, tension, flux. Pour obtenir les grandeurs triphasées nous appliquons la transformation de Park inverse comme suite:

$$[X_{abc}] = [P(\theta_p)]^{-1} \cdot [X_{dgo}]$$

L'application de la transformation de Park aux équations (A2- 3), nous donne le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds} - \omega_p \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs} + \omega_p \Phi_{ds} \end{cases} \quad (\text{A2-7})$$

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r \cdot i_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} - (\omega_p - \omega) \Phi_{qr} = 0 \\ V_{qr} = R_r \cdot i_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{qr} + (\omega_p - \omega) \Phi_{dr} = 0 \end{cases} \quad (\text{A2-8})$$

$$\text{Avec : } \begin{cases} \omega_p = \frac{d\theta_p}{dt} \\ \omega = \frac{d\theta}{dt} \end{cases}$$

Equation des flux deviennent :

$$\text{Au stator : } \begin{cases} \Phi_{ds} = L_s \cdot i_{ds} + M_{sr} \cdot i_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s \cdot i_{qs} + M_{sr} \cdot i_{qr} \end{cases} \quad (\text{A2-9})$$

$$\text{Au rotor : } \begin{cases} \Phi_{dr} = L_r \cdot i_{dr} + M_{sr} \cdot i_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r \cdot i_{qr} + M_{sr} \cdot i_{qs} \end{cases} \quad (\text{A2-10})$$

L'équation du couple électromagnétique devienne :

$$C_{em} = p(\phi_{sd} I_{sq} - \phi_{sq} I_{sd}) = \frac{pM}{L_r} (\phi_{rd} I_{sq} - \phi_{rq} I_{sd}) \quad (\text{A2-11})$$

L'équation mécanique de la machine s'écrit sous la forme:

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \Omega \quad (\text{A2-12})$$

L'application de la transformation de Park permet d'une part d'obtenir un système d'équations différentielles à coefficients constantes et d'autre part réduire le nombre total d'équations de ce dernier.

A2-2-4 Le choix du référentiel (d, q) :

Trois types de référentiels peuvent être envisagés :

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

Pour notre étude, nous adopterons le référentiel lié au champ tournant car les grandeurs sinusoïdales deviennent des grandeurs constantes. Ce ci facilite l'établissement des lois de commande de la machine asynchrone. Dans le repère de Park lié au champ tournant ($\theta_p = \theta_s$) les équations (A2-7), (A2-8), deviennent :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds} - \omega_s \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs} + \omega_s \Phi_{ds} \end{cases} \quad (\text{A2-13})$$

$$\begin{cases} 0 = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} - (\omega_s - \omega_r) \Phi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{qr} + (\omega_s - \omega_r) \Phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{A2-14})$$

A2-2-5 Le modèle d'état de la machine asynchrone dans le repère de Park lié au champ tournant :

Le modèle d'état de la M.A.S alimenté en tension s'exprime sous la forme suivant :

$$\dot{X} = AX + BU \quad (\text{A2-15})$$

Avec :

$$X = \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix}, \quad \dot{X} = \begin{bmatrix} \dot{I}_{ds} \\ \dot{I}_{qs} \\ \dot{\phi}_{dr} \\ \dot{\phi}_{qr} \end{bmatrix}, \quad U = \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\text{Où} \quad \begin{bmatrix} \dot{I}_{ds} \\ \dot{I}_{qs} \\ \dot{\phi}_{dr} \\ \dot{\phi}_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{R_s}{\sigma L_s} & -\omega_s & \frac{sM}{\sigma L_s L_r} & -\frac{\omega_s M}{\sigma L_s L_r} \\ \omega_s & \frac{R_s}{\sigma L_s} & \frac{\omega_s M}{\sigma L_s L_r} & \frac{sM}{\sigma L_s L_r} \\ \frac{R_r M}{L_r} & 0 & -\frac{R_r}{L_r} & (\omega_s - \omega_r) \\ 0 & \frac{R_r M}{L_r} & -(\omega_s - \omega_r) & -\frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} \\ -\frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A2-16})$$

On définit le coefficient de dispersion $\left(\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} \right)$.

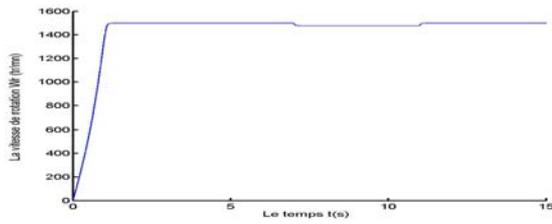
En utilisant la transformation de Laplace, le système d'équations (A2 - 16) devient :

$$\begin{cases} I_{ds} = \frac{1}{(R_s + \sigma L_s s)} \left[V_{ds} + \sigma L_s \omega_s I_{qs} - \frac{M}{L_r} s \phi_{dr} + \omega_s \frac{M}{L_r} \phi_{qr} \right] \\ I_{qs} = \frac{1}{(R_s + \sigma L_s s)} \left[V_{qs} - \sigma L_s \omega_s I_{ds} - \omega_s \frac{M}{L_r} \phi_{dr} - \frac{M}{L_r} s \phi_{qr} \right] \\ \phi_{ds} = \frac{1}{s} \left[M \frac{R_r}{L_r} I_{ds} - \frac{R_r}{L_r} \phi_{dr} + (\omega_s - \omega_r) \phi_{qr} \right] \\ \phi_{ds} = \frac{1}{s} \left[M \frac{R_r}{L_r} I_{qs} - \frac{R_r}{L_r} \phi_{dr} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{dr} \right] \\ \Omega = \frac{1}{J_s + K} (C_{em} - C_r) \\ C_{em} = p \frac{M}{L_r} (\phi_{rd} I_{sq} - \phi_{rq} I_{ds}) \end{cases} \quad (\text{A2-17})$$

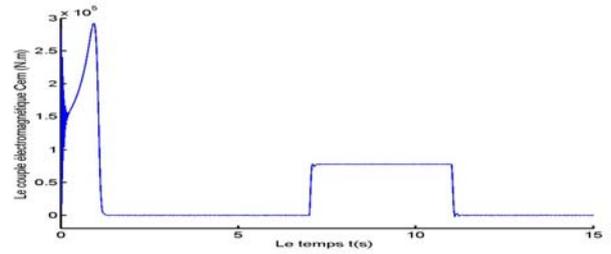
A2-3 Simulation numérique de la M.A.S

Afin de simuler le modèle de la machine asynchrone alimenté par une source parfaitement sinusoïdale, nous avons choisi le logiciel MATLAB-SIMULINK. Nous pouvons ainsi prévoir le comportement de la machine asynchrone lors d'un démarrage, et en régime permanent.

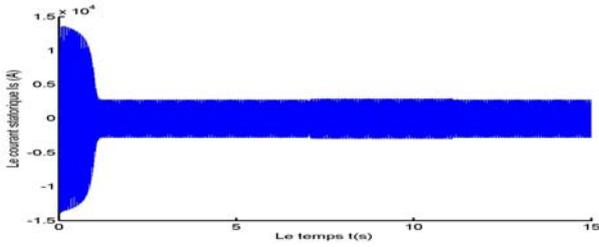
A – Essai avec l'application d'une perturbation de charge:



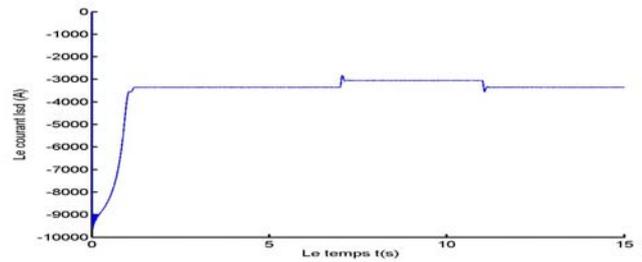
a – La vitesse de rotation du rotor Ω .



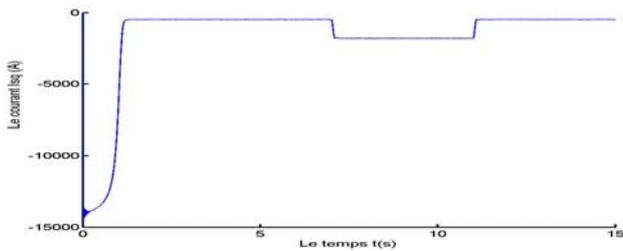
b – Le couple électromagnétique C_{em} .



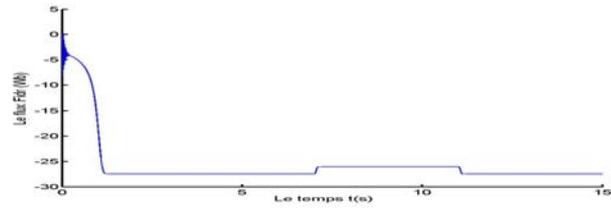
c – Le courant de phase I_s .



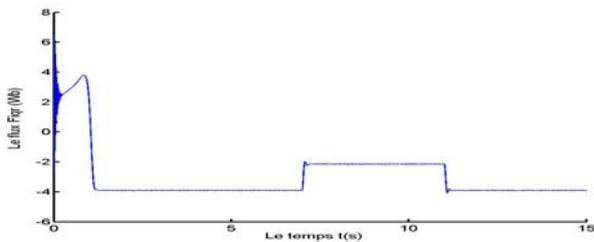
d – Le courant direct I_{sd} .



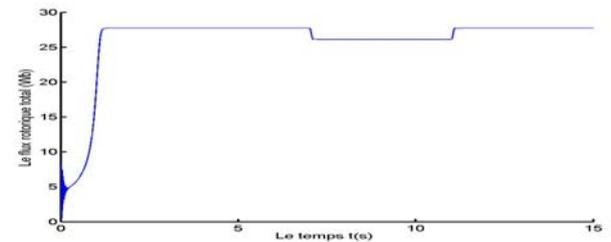
e – Le courant en quadrature I_{sq} .



f – Le flux en direct ϕ_d .



g – Le flux rotorique en quadrature ϕ_{rq} .



h – Le flux total ϕ_r .

Fig A2-1 : Simulation du fonctionnement de la machine avec l'application d'une perturbation de charge.

En présence d'une perturbation de couple de charge qui est de $7.8 \cdot 10^4$ N.m (60% de la charge nominale) dans l'intervalle $t \in [7s, 11s]$, nous constatons :

- Une chute de vitesse ($\Omega = 1478$ tr/mn) traduite par un glissement de ($g = 1.5\%$).
- Une chute du flux total qui diminue jusqu'à 26.2 Wb.
- Une augmentation du couple électromagnétique pour compenser le couple de charge, ce qui se traduit par une légère augmentation de l'absorption du courant qui passe de 2760A jusqu'à 2900 A.

Annexe 3

 Les paramètres des filtres d'entrées de différentes cascades proposées

Cascades sans régulation

Cascades	Filtre d'entrée			Filtre d'entrée		Tension réseaux
	R_e (Ω)	L_e (mH)	C_e (μ F)	L_f (mH)	C (mF)	V_{eff} (kV)
<i>Un redresseur de tension – Onduleur à cinq niveaux – MAS</i>	2	6.5	25	20	9000	12
<i>Deux redresseurs de tension à disposition série – Onduleur à cinq niveaux – MAS</i>	2	6.5	25	10	9000	$V_{1eff}=6$ $V_{2eff}=6$
<i>Deux redresseurs de tension à disposition imbriqué – Onduleur à cinq niveaux – MAS</i>	2	6.5	25	10	800	$V_{1eff}=12$ $V_{2eff}=6$
<i>Quatre redresseurs de tension – Onduleur à cinq niveaux – MAS</i>	2	6.5	25	10	80	3

Cascades avec régulation

Cascades	Filtre d'entrée			Filtre d'entrée		Tension réseaux
	R_e (Ω)	L_e (mH)	C_e (μ F)	L_f (mH)	C (mF)	V_{eff} (kV)
<i>Un redresseur de tension – Onduleur à cinq niveaux – MAS</i>	2	6.5	25	20	800	12
<i>Deux redresseurs de tension à disposition série – Onduleur à cinq niveaux – MAS</i>	2	6.5	25	10	800	$V_{1eff}=6$ $V_{2eff}=6$
<i>Deux redresseurs de tension à disposition imbriqué – Onduleur à cinq niveaux – MAS</i>	2	6.5	25	10	800	$V_{1eff}=12$ $V_{2eff}=6$
<i>Quatre redresseurs de tension – Onduleur à cinq niveaux – MAS</i>	2	6.5	25	10	80	3