

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

UNIVERSITE MENTOURI – CONSTANTINE

FACULTE DES SCIENCES DE L'INGENIEUR
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

MEMOIRE

Présenté pour l'obtention du diplôme de Magistère en Electrotechnique

OPTION

Machines électriques dans leurs environnement

Par

DJEBBAR MOHAMED SALAH

THEME

ETUDE COMPARATIVE DES REDRESSEURS

CASCADES ET MULTINIVEAUX

A COMMANDE MLI

SOUTENU LE / / 2005

Devant le jury :

President : Mr. BELARBI KHALED

Prof. Univ. Constantine

Rapporteur : Mr. BENALLA Hocine

M.C. Univ. Constantine

Examineurs : Mr. LATRECHE Med EL Hadi

Prof. Univ. Constantine

Mr. KHAZZAR Abdelmalek

M.C. Univ. Constantine

AVANT -PROPOS

Cette étude a été élaborée au Laboratoire d'Electrotechnique de Constantine L.E.C, au sein de l'équipe d'électronique de puissance dirigée par Dr Hocine Benalla.

Alors je tiens à remercier tous ceux qui m'ont fourni de près ou de loin leur aide afin que je puisse mener ce travail à terme.

Un remerciement particulier et une reconnaissance la plus profonde à M^{lle} Hind Djeghloud, enseignante au département d'électrotechnique de l'université de Constantine, pour son aide inestimable et sa disponibilité tout le long de la réalisation de ce travail.

Ainsi je remercie très vivement M^r Hocine Benalla, maître de conférence au sein de notre département qui n'a pas hésité à donner son accord pour me prendre en charge et m'orienter afin de réaliser ce travail et je le remercie pour ses précieux conseils, sa compréhension et sa sympathie.

Ma gratitude ainsi va au Dr E.M.Berkouk, maître de conférence au département de génie électrique de l'école nationale polytechnique d'Alger pour ses directives et documents qu'il m'a fournis.

Egalement, je tiens à remercier très chaleureusement l'ensemble des membres de jury qui m'ont fait l'honneur d'accepter de juger ce modeste travail.

SOMMAIRE

Introduction générale.	1
Chapitre I: Généralités sur les redresseurs triphasés à thyristors et à commande MLI.	5
I. Introduction.	6
II. Conséquences des courants harmoniques.	6
III. Etudes des redresseurs.	8
III. 1. Pont triphasé de Graetz.	9
III.2. Redresseurs à deux ponts (pont dodécophasé série).	13
III.3. Redresseurs à plus de deux ponts.	17
IV. Redresseurs MLI.	19
IV.1. Structure générale du redresseur MLI.	19
IV.2. Principe de fonctionnement en redresseur MLI.	19
IV.3. Redresseur MLI de courants.	20
IV.4. Redresseur MLI de tensions.	21
V. Redresseurs multiniveaux.	22
V.I. Structure d'un convertisseur NPC à deux bras.	23
V.2. Description du dispositif de puissance.	23
Conclusion.	24
Chapitre II : Modélisation de fonctionnement des redresseurs à deux et à trois niveaux à MLI.	25
Introduction.	26
I. Modélisation du fonctionnement des redresseurs à deux niveaux.	27
I.1. Commandabilité des convertisseurs statiques.	27
I.2. Modèle de commande du redresseur triphasé à deux niveaux.	28
I.2.1.modélisation aux valeurs instantanées	28
I.2.2.modélisation aux valeurs moyennes	34
II. Modélisation du fonctionnement des redresseurs à trois niveaux.	36
II.1. Structure du redresseur à trois niveaux.	37
II.2. Modélisation du fonctionnement d'un bras du redresseur à trois niveaux.	38

II.3. Modèles de commande du redresseur à trois niveaux	41
II.3.1.modélisation aux valeurs instantanées	43
II.3.2.modélisation aux valeurs moyennes	50
Conclusion.	53
Chapitre III. Stratégies de commande des redresseurs à deux et à trois niveaux	54
Introduction.	55
I. Commande pleine onde.	56
I.1. Redresseur triphasé à deux niveaux.	56
I.2. Redresseur triphasé à trois niveaux.	57
II. Commande triangulo-sinusoïdale à échantillonnage naturel avec une seule porteuse.	58
II.1. Redresseur triphasé à deux niveaux.	59
II.2. Redresseur triphasé à trois niveaux.	62
III. Commande triangulo-sinusoïdale à deux porteuses à échantillonnage naturel.	66
III.1. Commande triangulo-sinusoïdale à deux porteuses bipolaires en dent de scie.	67
III.2. Commande triangulo-sinusoïdale à deux porteuses triangulaires bipolaires.	71
IV.Résumé des stratégies de commande MLI étudiées	75
V. Commande par hystérésis en courant	77
V.1. Redresseur triphasé à deux niveaux.	78
V.2. Redresseur triphasé à trois niveaux.	80
VI. Comparaison entre les commandes MLI et hystérésis.	81
VI.1. Les inconvénients de la MLI.	82
V.2. Les inconvénients de la commande par hystérésis.	82
Conclusion.	83
Chapitre IV : Redresseurs de courant à MLI à deux niveaux et trois niveaux utilisant des onduleurs à trois niveaux.	84
I. Introduction.	85
II. Modélisation des filtres capacitifs intermédiaires.	85
II.1.Filtre intermédiaire pour une cascade ayant un seul redresseur de courant.	86
II.2. Filtre intermédiaire pour une cascade ayant deux redresseurs de courant.	87
II.3. Modélisation de l'onduleur.	87

III. Cascades redresseurs de courant à MLI à deux niveaux-onduleurs de tensions à trois niveaux.	112
III.1. Cascade d'un redresseur de courant triphasé à deux niveaux-onduleur à trois niveaux-moteur asynchrone triphasé.	89
III.2. Cascade deux redresseurs de courant triphasés à deux niveaux en série-onduleur triphasé à trois niveaux-moteur asynchrone triphasé.	93
IV. Cascade redresseur de courant triphasé à trois niveaux-onduleur de tension triphasé à trois niveaux- moteur asynchrone triphasé.	97
IV.1. Structure de la cascade.	97
IV.2. Application et résultats de simulation.	97
IV.3. Interprétation.	98
V. Comparaison entre les redresseurs à thyristors et les redresseurs à MLI :	126
VI. Commande par hystérésis en courant appliquée aux redresseurs	102
VI.1.Redresseur de courant triphasé à trois niveaux	102
VI.2.Cascade d'un redresseur triphasé à trois niveaux NPC -onduleur triphasé à trois niveaux NPC -moteur asynchrone triphasé	106
VII. Régulation de la tension continue aux bornes des deux condensateurs.	110
VII.1. Pont de clamping.	110
VII.2. Cascade redresseur triphasés de courant à trois niveaux-pont de clamping-onduleur triphasé à trois niveaux-moteur asynchrone triphasé.	111
VII.3. Modélisation du pont de clamping-filtre.	111
VII.4. Application et résultats de simulation.	112
Conclusion.	114
Conclusion générale.	116
Bibliographie.	118
Annexes :	
• Annexe 1	121
• Annexe 2	122

Introduction Générale

Introduction :

L'accroissement constant du nombre d'équipement d'électronique de puissance notamment les redresseurs alimentés par le réseau industriel triphasé et l'utilisation simultanée d'ordinateurs conduisent à accorder une attention de plus en plus grande à la pollution du réseau causé par les redresseurs.

D'autre par les besoins d'économie d'énergie nécessitant de porter une attention toujours importante à la qualité d'énergie électrique fournie aux consommateurs.

Dans la conversion alternatif-continu ce sont les redresseurs à thyristors à commutation naturelle qui ont prédominé.

Cependant le coût et l'encombrement des condensateurs et inductances de filtrage conduisent à rechercher des solutions nouvelles. Celles ci sont envisageables grâce aux progrès réalisés dans la technologie des semi-conducteurs de puissance entièrement commandable (GTO, IGBT et MOSFET...).

Ainsi les redresseurs utilisant la modulation de largeur d'impulsions, MLI, vont progressivement remplacer les montages classiques dans plusieurs applications.

Le facteur de puissance, la distorsion des courants en ligne et le taux d'harmoniques de la tension du réseau sont nettement améliorés dans un convertisseur à modulation de largeur d'impulsions. Cela conduit à une substantielle réduction de la compensation de la puissance réactive et du dimensionnement des filtres d'entrée et de sortie.

Durant ces dernières années, on vit la naissance de nouveaux convertisseurs de puissance multiniveaux qui sont utilisés pour l'alimentation à fréquence variable des machines alternatives de forte puissance. Plusieurs structures de ces convertisseurs multiniveaux ont été proposées. On peut citer le convertisseur multiniveaux à cellules imbriquées, les convertisseurs multiniveaux à diodes flottantes et ceux à structures NPC.

Dans le cadre de notre travail nous nous intéressons aux convertisseurs multiniveaux à structures NPC (Neutral Point Clamping) et particulièrement au redresseur de courant MLI triphasé à trois niveaux.

Ce dernier permet d'augmenter la puissance délivrée à la charge grâce à sa topologie. Ainsi il permet de générer une tension très proche d'une sinusoïde, et d'améliorer le taux d'harmonique grâce au nombre élevé de niveaux de tension offert par la structure de ce nouveau convertisseur.

L'utilisation de ce dernier dans les domaines de haute tension et forte puissance permet de résoudre simultanément les difficultés relatives à l'encombrement et à la commande des

groupements d'onduleurs ou de redresseurs à deux niveaux généralement utilisés dans ce type d'applications.

Nous tenons à justifier l'emploi de la structure multiniveaux pour des basses tensions et faibles puissances, dans tous nos modèles de simulation, alors que la structure à deux niveaux offre de meilleures qualités technico-économiques. Ce ci est dû à notre unique intérêt, pour ce moment, est de mettre en évidence la faisabilité de cette structure particulière dans les redresseurs et d'en concevoir des commandes adéquates.

A noter que la montée en puissance et en tension fera éventuellement l'objet de la continuité de ce travail.

Le but de notre travail est d'évaluer les performances des redresseurs de courant MLI à deux niveaux, et voir leur comportement dans le cas de l'association de ces redresseurs en série et les comparer avec les redresseurs MLI de courant à trois niveaux.

La présentation du mémoire est structurée en une introduction, quatre chapitres et une conclusion suivie d'annexes, et répartie comme suit :

Le premier chapitre est consacré à l'exposition des différentes structures de redresseur à thyristors de 6, 12 à 24 pulses comme solution préliminaire pour réduire les harmoniques et leurs effets néfastes qu'ils engendrent sur le réseau d'alimentation. Par la suite on a présenter les redresseurs MLI à deux et à trois niveaux comme solution particulière aux problèmes engendrés par les redresseurs classiques.

Le deuxième chapitre présente les modèles de connaissance et de commande de chacun des deux redresseurs à deux et trois niveaux. On montrera dans ce chapitre l'extrapolation des notions utilisées dans l'élaboration des modèles de commande du redresseur à deux niveaux à celui trois niveaux.

Ainsi on montrera le caractère général du modèle de commande élaboré pour le redresseur à trois niveaux et que celui ci peut être considéré comme l'association en série de deux redresseurs à deux niveaux.

Le chapitre III sera consacré à la synthèse des différentes stratégies de commandes pour commander ces redresseurs à deux et trois niveaux et plus particulièrement à la stratégie triangulo-sinusoidale et la commande hystérésis en courant.

Pour chacune de ces stratégies, on donnera ses caractéristiques spectrales.

Le dernier chapitre présente les redresseurs à deux et à trois niveaux à travers les cascades qui permet de réaliser l'association de ces redresseurs avec l'ensemble onduleurs à trois niveaux-moteurs asynchrones.

Le problème du point milieu de l'onduleur à trois niveaux est abordé, en proposant quelques solutions possibles par les quelles on a choisi le pont de clamping qui permet la stabilisation des tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux.

En fin on termine par une conclusion générale résume les principaux résultats et synthèses aux quels nous avons abouti.

Chapitre I

Généralités sur les redresseurs triphasés à thyristors et à commande MLI

I. Introduction :

Une des applications la plus ancienne mais aussi la plus importante du domaine de l'électronique de puissance à l'heure actuelle concerne la conversion d'énergie, entre une source alternative et une source continue. Plus les structures utilisées sont à diodes pour les plus simples ou à thyristors lorsqu'un réglage de puissance transitant vers la charge est nécessaire. Quels que soient leurs types ces redresseurs se comportent comme des charges non linéaires vues du réseau alternatif.

Ils absorbent des courants non sinusoïdaux et consomment de la puissance réactive.

Ces redresseurs perturbent le réseau d'alimentation en y injectant des courants harmoniques.

II. Conséquences des courants harmoniques : [1] [2]

De nombreux effets des harmoniques sur les installations et les équipements électroniques peuvent être cités :

- L'échauffement des transformateurs, câbles, moteurs et condensateurs raccordés à la même alimentation que les dispositifs générateurs d'harmonique.
- L'interférence avec les réseaux de télécommunication.
- Les défauts de fonctionnement de certains équipements électriques.
- Le risque d'excitation de résonance.

Vu la gravité des problèmes engendrés par la propagation des harmoniques, les recherches se sont concentrées sur le développement des techniques de réduction de ces perturbations.

Par conséquent, est celle qui assure le compromis entre l'efficacité de récupérer l'allure sinusoïdale des courants/ tensions de répondre aux obligations économiques, liées surtout au coût et enfin ne pas causer des problèmes supplémentaires dans les systèmes.

Trois types de solutions sont généralement applicables:

- Une organisation appropriée des réseaux, qui consiste à éloigner, et si possible séparer les condensateurs des sources de courants harmoniques.
- L'utilisation de matériels générant peu d'harmoniques (Alimentations propres) basés sur des techniques comme la modulation de largeur d'impulsion (MLI).
- Les solutions de filtrage interne et externe.

Ce chapitre est consacré à l'exposition de la dernière solution est plus particulièrement le filtrage interne qui consiste à modifier la structure de la charge polluante (redresseurs) on

renforçant l'alimentation, en utilisant un redresseur à 12 impulsions ou plus ou en employant des redresseurs à commande MLI à deux ou trois niveaux.

Avant de commencer l'étude de ces redresseurs il est très important de définir quelques notions qu'on estime nécessaires pour la suite.

Différentes grandeurs sont définies pour chiffrer les perturbations harmoniques parmi celles – ci, les plus utilisées sont :

a) Le taux harmonique de rang n :

$$S_n = \frac{C_n}{C_1} \quad (I.1)$$

Où : C_n représente la composante harmonique de rang n.

C_1 représente la composante fondamentale.

b) Valeur efficace du courant/ tension d'un harmonique :

La valeur efficace du courant/ tension de l'harmonique de rang n, H_n est liée au fondamental H_1 par la relation suivante :

$$H_n = \frac{H_1}{n} \quad (I.2)$$

L'intensité des harmoniques est inversement proportionnelle à leur rang n.

c) Le taux global de distorsion harmonique :

Le taux de distorsion harmonique THD est un facteur très important dans la détermination de la pollution et de la dépollution harmonique. Le THD s'exprime par :

$$\text{THD}(\%) = 100 \cdot \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} H_n^2}}{H_1} \quad (I.3)$$

d) Facteur de puissance :

Normalement, pour un signal sinusoïdal le facteur de puissance est donné par le rapport entre la puissance active P et la puissance apparente S. Mais dans le cas où il y a des harmoniques, une puissance supplémentaire appelée la puissance déformante (D) donné par la relation (I.4), apparaît comme le montre le diagramme de Fresnel fig (I.1).

$$D = mV_1 \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2} \quad \text{Avec } m : \text{nombre de phase.} \quad (\text{I.4})$$

D'où l'expression du facteur de puissance (FP).

$$F = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}} \quad (\text{I.5})$$

Il en découle que le facteur de puissance se trouve diminué par la présence des harmoniques.

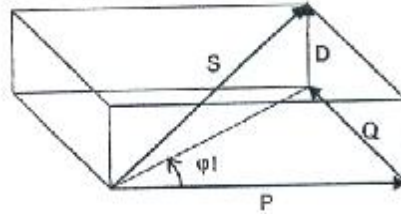


Fig I.1. Influence de la puissance déformante sur le facteur de puissance.

III. Etudes des redresseurs: [3] [4]

Nous allons étudier dans cette première partie les caractéristiques et les performances des différentes structures des redresseurs triphasés à base des thyristors. On va commencer par le redresseur de type pont de Graëtz à thyristor (6 pulses) et par la suite en modifiant la structure du montage en ajoutant un deuxième pont redresseur à thyristor de 6 pulses monté avec le premier en série afin d'avoir un redresseur triphasé à 12 pulses (Dodécophasé).

Sachant que les deux ponts redresseurs coté entrée sont alimentés par un transformateur à trois enroulements ou par deux transformateurs à deux enroulements. Dans les deux cas les secondaires des transformateurs sont déphasés de 30°.

De la même manière on peut avoir un redresseur de 24 pulses en raccordant en série deux redresseurs de 12 pulses avec deux transformateurs à trois enroulement dont les enroulement primaires sont déphasés de 30°.

Le principe des redresseurs 6, 12 et 24 pulses sont illustrés à la figure I.2.

* Remarques :

- On va s'intéresser beaucoup plus à l'association en série des redresseurs à thyristors où à commande MLI comme nous allons voir dans le chapitre I et IV.
- On précise que lors de l'élaboration de ce travail, on a considéré un réseau de basse tension 230 V, 50 Hz alimentant les redresseurs.
- Toutes les figures (courants, tensions, spectres, impulsions de commandes) sont obtenues après simulation sous SIMULINK qui est le complément de l'environnement MATLAB.

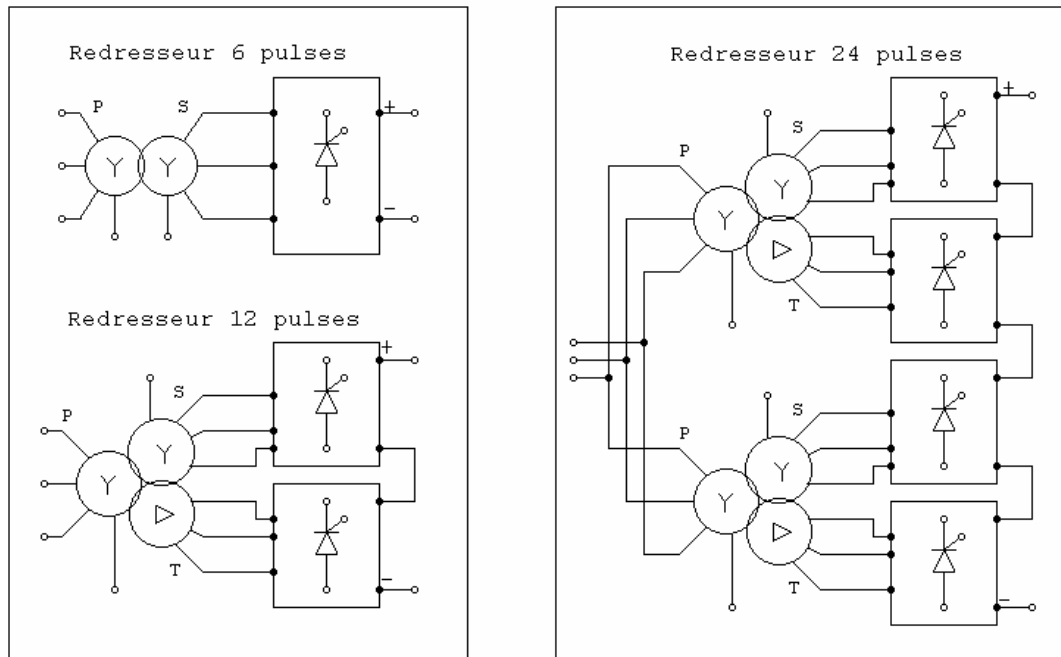


Fig I.2. Différents types de redresseurs.

▼ . Présentation du logiciel de simulation [5] :

SIMULINK, complément de l'environnement MATLAB et de ses boîtes à outils, célèbre d'être un outil intournable pour l'ingénierie et la recherche scientifique, permet la modélisation et la simulation des systèmes dynamiques, analogiques, discrets ou hybrides, en utilisant une représentation graphique sous forme de schéma blocs, aboutissant ainsi, à la création de bibliothèques personnalisées.

L'une des principales options dans la boîte à outils de l'interface graphique SIMULINK "SIMULINK Library Browser" ou existent tous les outils analogiques et numériques, les plus connus sous forme de blocs, dont on a besoin pour construire un modèle. Puis, en deuxième position, l'option "simulation paramètres" permet de choisir la méthode de résolution "solver", le temps de simulation, ainsi que la précision relative et absolue voulue...

III. 1. Pont triphasé de Graëtz:

La structure de ce redresseur est montrée à la fig I.3. est appelé aussi convertisseur hexaphasé.

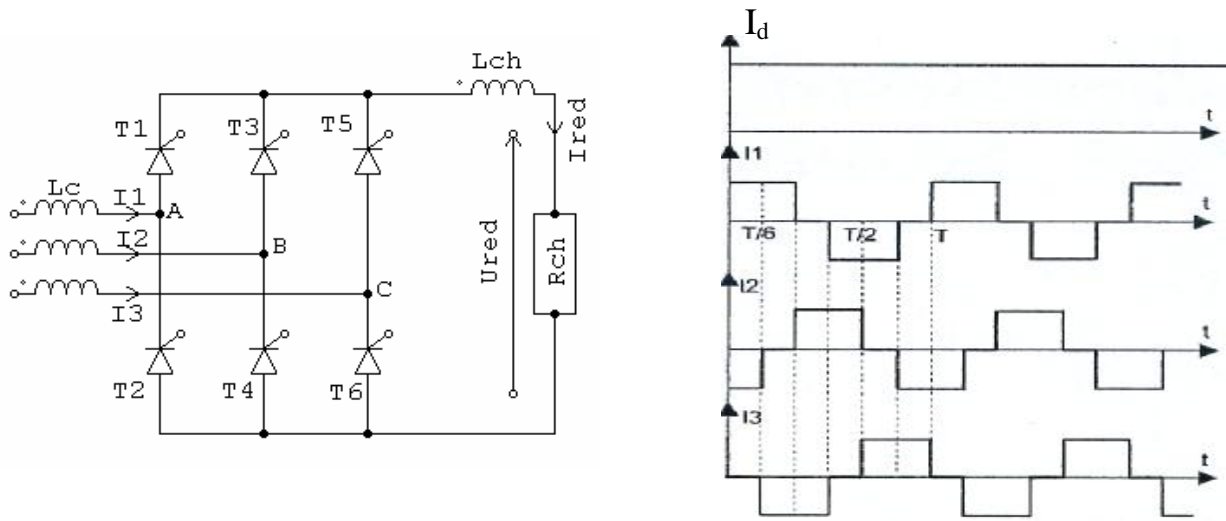


Fig I.3. Redresseur en pont de Graëtz à thyristor et courants théoriques en amont du redresseur

III.1.1. Forme des courants d'entrées théoriques :

Les courants d'entrée sur chaque phase, fournis par la source sont des courants rectangulaires (I_1, I_2, I_3) de la figure I.3, chargés d'harmoniques.

Chaque thyristor conduit le courant pendant 1/3 de période. Les courants en ligne (I_1, I_2, I_3) prennent à tour de rôle, pendant 1/3 de période, la valeur et la forme du courant redressé I_d , continu si l'on suppose l'impédance de lissage infinie.

En supposant aussi dans un premier temps, l'impédance de source Z_s nulle, le courant s'établit instantanément à la valeur I_d lorsqu'un thyristor devient conducteur.

III.1.2. Spectre théorique des courants harmoniques :

Ces courants rectangulaires sont la somme de courant harmoniques suivant la décomposition en série de Fourier pour la phase 1 :

$$I_1(t) = \frac{2\sqrt{3}}{p} I_d \left\{ \begin{aligned} & [\sin(\omega t - a_1)] + \frac{1}{5} \sin[5(\omega t - a_1)] + \frac{1}{7} \sin[7(\omega t - a_1)] + \frac{1}{11} [\sin(\omega t - a_1)] \\ & + \frac{1}{13} [\sin 13(\omega t - a_1)] + \frac{1}{17} \sin[17(\omega t - a_1)] + \dots \end{aligned} \right\} \quad (I.6)$$

Ce type de pont dit hexaphasé (le redresseur ayant 6 bras), ne génère en fait que les harmoniques de rang: $n = 6k \pm 1$, k (entier naturel) le spectre des courants harmoniques est donné par figure I.4.

On remarque que la valeur efficace de chaque harmonique est inversement proportionnelle à son rang ($I_n = \frac{I_1}{n}$).

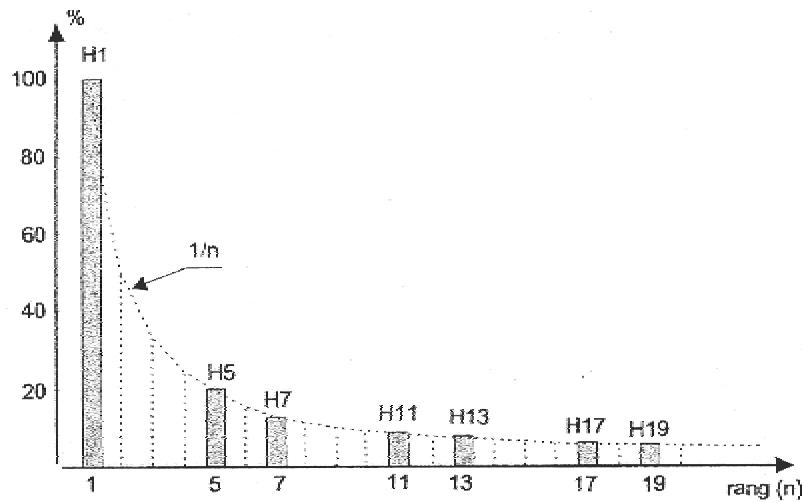


Fig.I.4. spectre harmonique théorique

III.1.3. Distorsion théorique en courant et en tension :

Le taux global de distorsion en courant ou THDI mesure l'importance des harmoniques par rapport au fondamental. Le spectre précédent (fig. I.4) correspond à un taux de :

$$THDI = 100 \cdot \frac{\sqrt{I_5^2 + I_7^2 + I_{11}^2 + \dots}}{I_1} \quad (I.7)$$

Soit environ 30 %. Dans le cas théorique on considère la distorsion en tension (THDV) nulle, la source étant supposée avoir une impédance négligeable.

III.1.4. Observations réelles :

a) Paramètres de la simulation : [14]

Réseau : $V_{alim} = 230 \text{ V}$, $r = 0,25\Omega$, $L = 1\text{mH}$.

Charge : $R_{ch} = 10 \Omega$, $L_{ch} = 2\text{mH}$

b) Simulation et interprétation :

En réalité, plusieurs phénomènes modifient ces valeurs théoriques et amènent à une distorsion en tension.

Les variations du courant ne sont pas instantanées et il se produit un phénomène d'empiétement (conduction simultanée de deux thyristors) lors de la commutation. Le courant de ligne n'est plus exactement rectangulaire et son contenu harmonique est un peu modifié.

L'impédance de lissage n'est pas infinie et le courant I_d présente une ondulation. La forme réelle des courants d'entrées et de sortie du redresseur est donnée par la figure I.5.

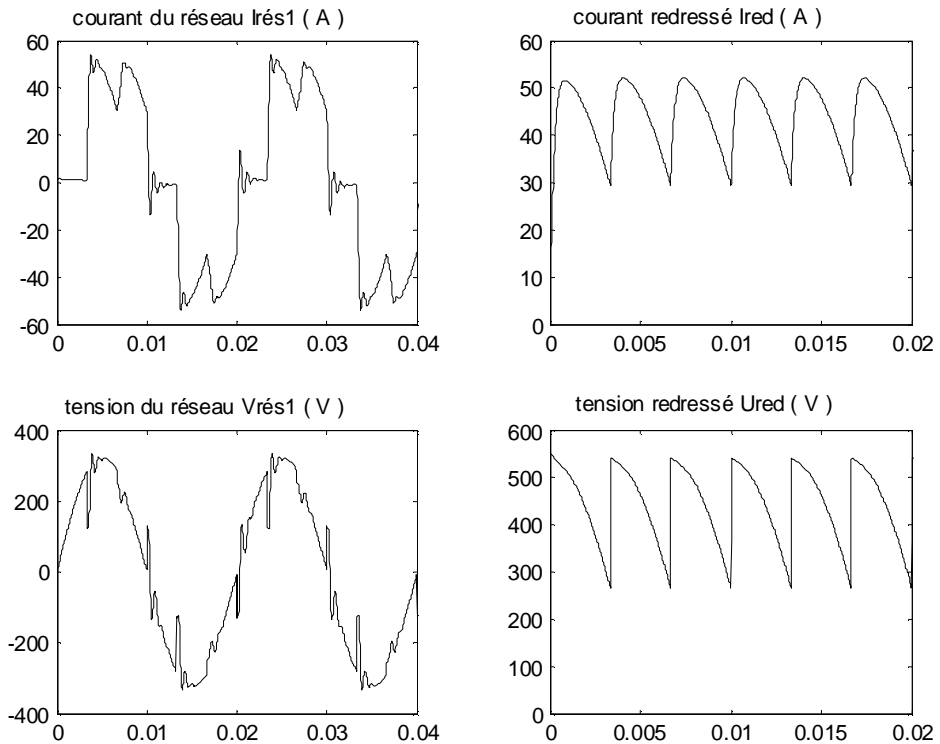


Fig.I.5. Forme réelle des courants et tensions d'entrées et de sorties du redresseur 6 pulses (retard à l'amorçage $j = p/6$)

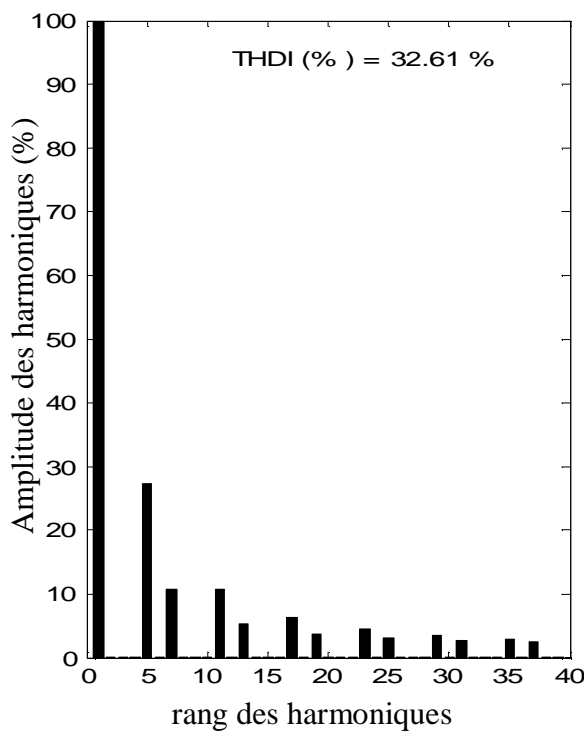


Fig.I.6.a Spectre harmonique des courants réels du redresseur à 6 pulses.

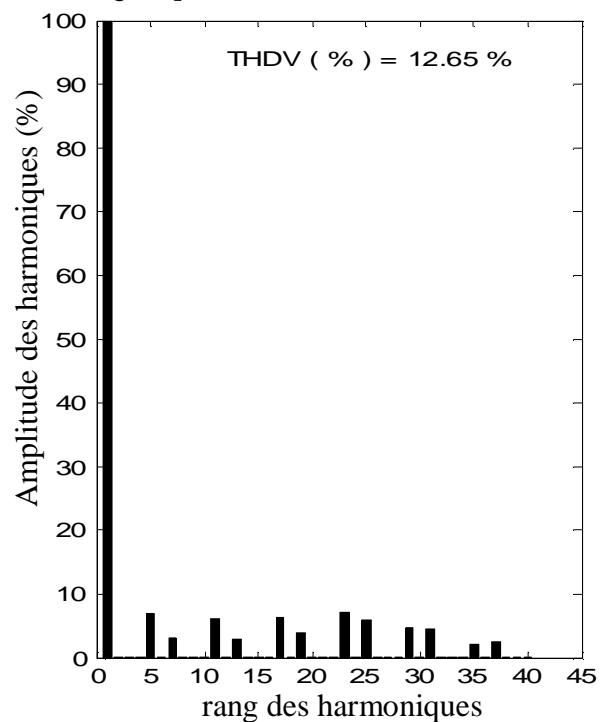


Fig.I.6.b Spectre harmonique de la tension d'alimentation

La figure I.6.a illustre bien le spectre harmonique des courants réels. On constate une importance accrue de l'harmonique H_5 et une diminution de H_7 , H_{13} par rapport aux valeurs théoriques. Alors que les harmoniques de rang $3k$ (k =entier) ont disparu et le THDI correspondant est de 32.61 % proche de la valeur théorique 30 %.

On constate aussi que la tension du réseau $V_{rés_1}$ est affectée par les courants harmoniques ce qui induit un taux de distorsion $THDV = 12.65\%$.

III.2. Redresseurs à deux ponts (pont dodécophasé série) :

III.2.1. Principe :

Le principe consiste à utiliser un transformateur à deux secondaires délivrant des tensions décalées de 30° entre elles (ou deux transformateurs dont les couplages entre les primaires et les secondaires doivent être couplés différemment (Y/Y et Y/ Δ ou Δ / Δ et Δ /Y).

Chacun de ces secondaires alimentant un redresseur en pont de Graëtz.

On obtient ainsi un redresseur dit dodécophasé (pont ayant douze bras) dont les redresseurs sont montés en série (fig.I.7) .

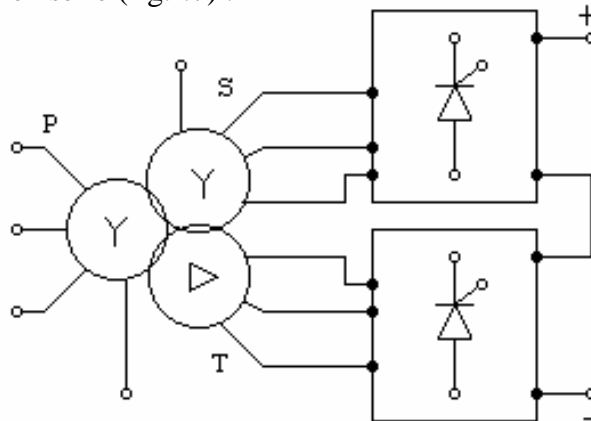


Fig.I.7. Montage en série des deux redresseurs.

III.2.2. Structure :

La structure du montage dodécophasé série est illustrée à la figure I.8.

III.2.3. Simulation et Interprétation :

On conserve les mêmes paramètres de simulation que le redresseur à 6 pulses, sachant que chaque secondaire délivre une tension de valeur efficace 115V et le primaire est alimenté par un réseau délivrant une tension efficace de 230 V, 50 Hz

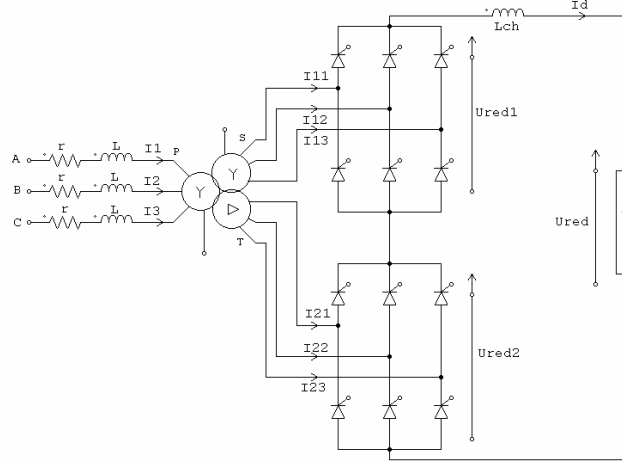


Fig.I.8 Mise en série de deux ponts hétéphasés.

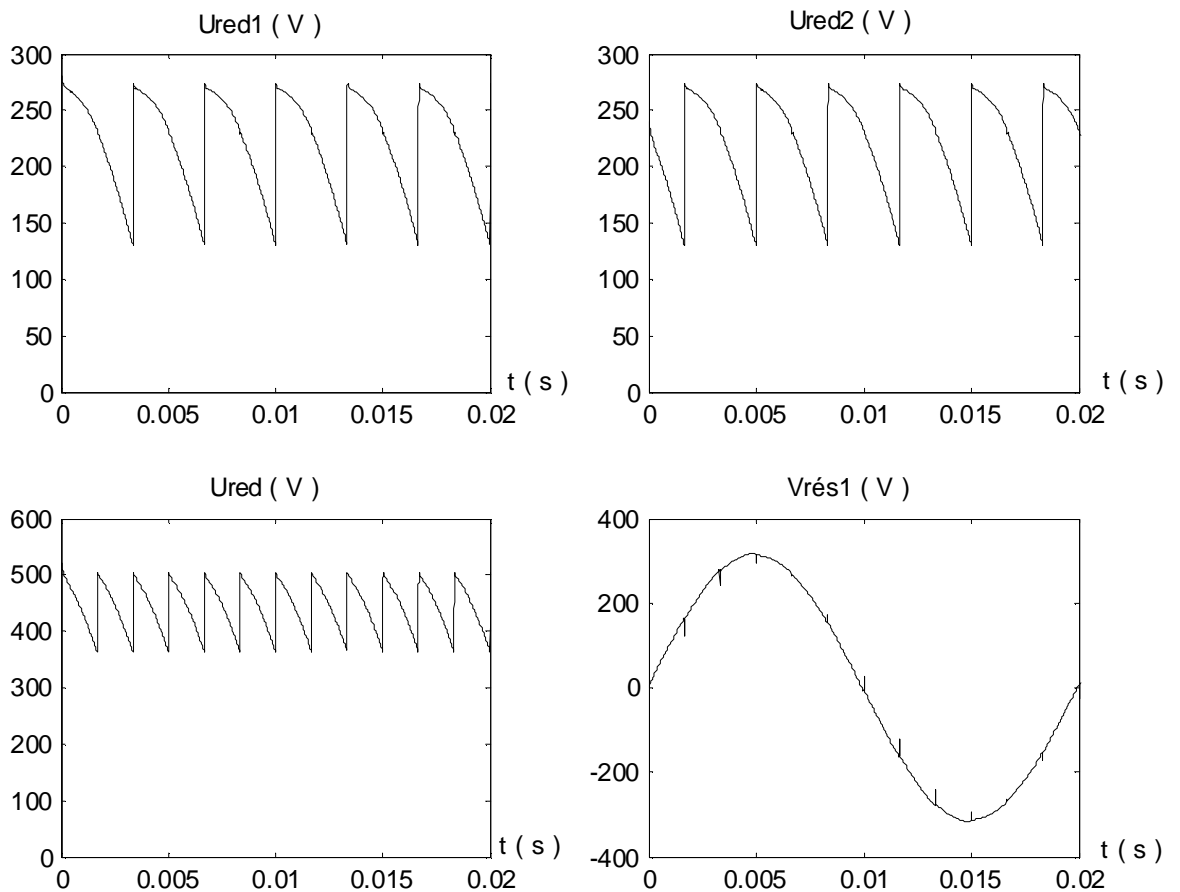


Fig.I.9.a Tensions redressées Ured1, Ured2, Ured et tension du réseau.

On remarque d'après le spectre harmonique (fig.I.10.a) que le déphasage choisi entre les deux tensions d'alimentation des deux ponts permet d'éliminer les harmoniques de rang $6k \pm 1$ (k impair) et seuls les harmoniques de rang $12k \pm 1$ (k entier naturel) subsistent.

Ainsi les harmoniques H5, H7, H17 et H19 sont éliminées. Les harmoniques restants sont H11, H13, H23, H25.

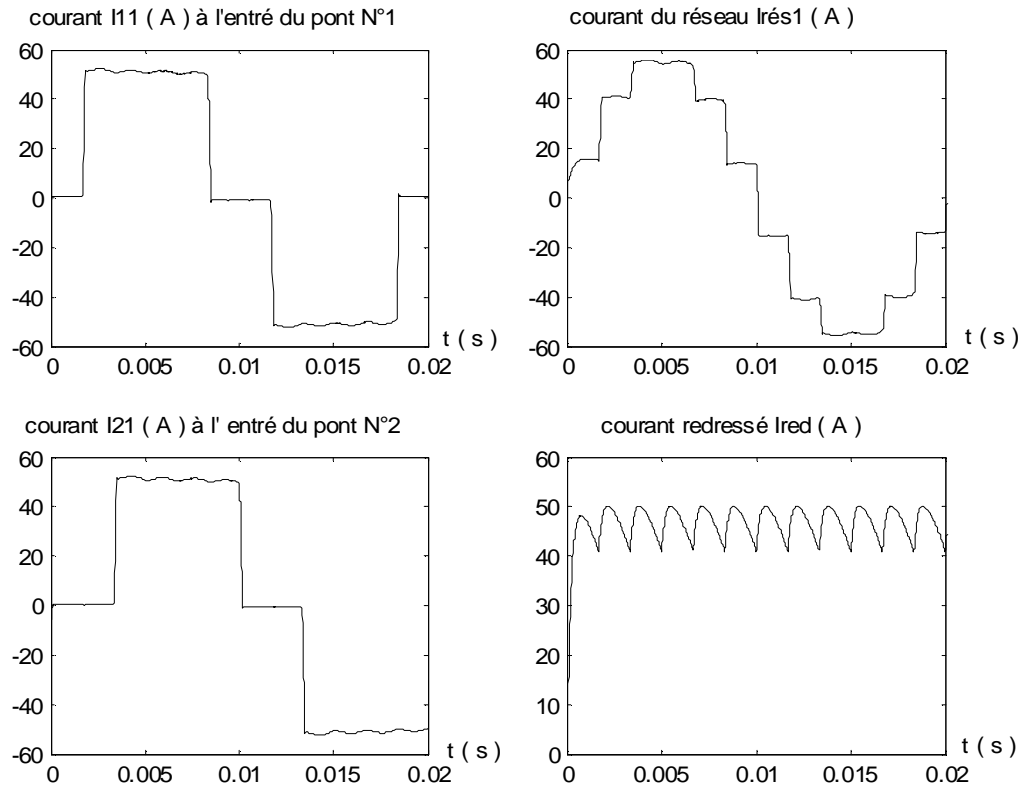


Fig I.9.b Courants d'entrées et de sortie du redresseur dodécophasé.

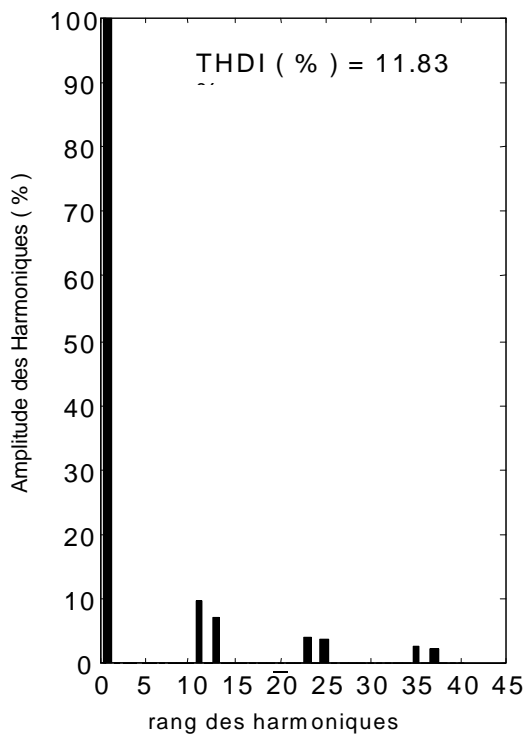


Fig.I.10.a Spectre des harmoniques des courants d'un pont dodécophasé.

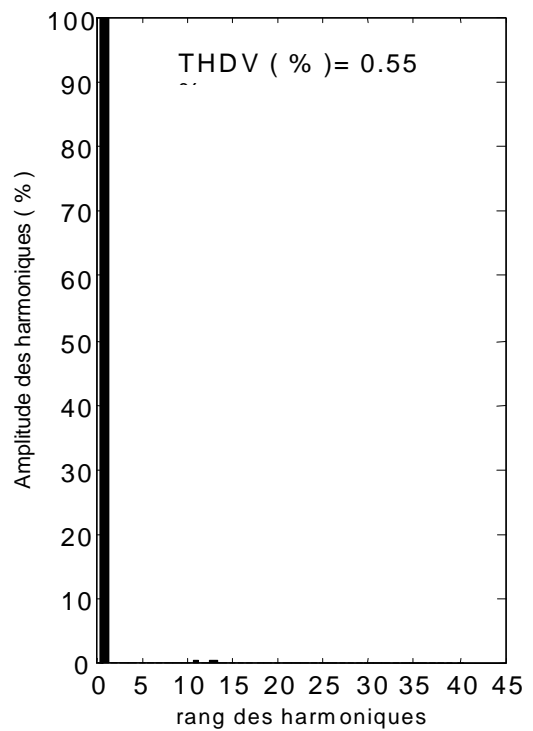


Fig.I.10.b Spectre correspondant à la tension d'alimentation

Ce qui induit un taux de distorsion en courant égale à 11.83 % qui est inférieur à la moitié du THDI d'un redresseur à 6 pulses. La figure I.9.b montre le courant de ligne absorbée par le primaire I_1 du transformateur et les courants I_{11} , I_{21} délivrés par les deux secondaires qui sont décalés de 30° à cause de type de couplage des enroulements secondaires du transformateur. Le courant du réseau I_1 à une forme beaucoup plus proche d'une sinusoïde que le courant obtenu avec un seul pont redresseur.

On constate bien à travers le courant redressé I_{red} et la tension U_{red} (fig I.9.a et fig I.9.b) que le dodécophasé présente un indice de pulsation douze coté continue.

En remarque l'amélioration du taux de distorsion THDU qui égale 0.55% par rapport au THDU du redresseur à 6 pulses. Cela est due à la disparition des courants harmoniques de rang $6k \pm 1$ (k impair).

III.2.4. Taux de distorsion théorique en courant :

Avec l'hypothèse d'une impédance amont du redresseur nulle et d'un courant continu parfaitement lissé la valeur efficace de chaque harmonique de courant est de la forme $I_n = \frac{I_1}{n}$ avec $n = 12k \pm 1$.

Le taux de distorsion théorique est donc :

$$THDI = \frac{\sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} (I_{12k+1}^2) + (I_{12k-1}^2)}}{I_1} .100$$

Soit $THDI \approx 15\%$ ce qui présente la moitié de la valeur obtenue avec un seul redresseur.

Pour le montage dodécophasé les courants aux primaires des transformateurs peuvent être déterminés suivant leurs couplages. On a pour le courant de la première phase du transformateur Y/Y.

$$I_{y/y}(t) = \frac{2\sqrt{3}I_d}{pk_1} \left\{ \sin(\omega t - a_1) - \frac{1}{5} \sin[5(\omega t - a_1)] - \frac{1}{7} \sin[7(\omega t - a_1)] + \frac{1}{11} \sin[11(\omega t - a_1)] \right. \\ \left. + \frac{1}{13} \sin[13(\omega t - a_1)] - \frac{1}{17} \sin[17(\omega t - a_1)] - \frac{1}{19} \sin[19(\omega t - a_1)] + \dots \right\} \quad (I.8)$$

Et pour celui du transformateur Y/ Δ

$$I_{y/\Delta}(t) = \frac{2I_d}{pk_2} \left\{ \sin(\omega t - a_1) + \frac{1}{5} \sin[5(\omega t - a_1)] + \frac{1}{7} \sin[7(\omega t - a_1)] + \frac{1}{11} \sin[11(\omega t - a_1)] \right. \\ \left. + \frac{1}{13} \sin[13(\omega t - a_1)] + \frac{1}{17} \sin[17(\omega t - a_1)] + \frac{1}{19} \sin[19(\omega t - a_1)] + \dots \right\} \quad (I.9)$$

Ou K_1 et K_2 sont respectivement les rapports de transformation interne des transformateurs Y/Y et Y/ Δ .

Afin d'obtenir des tensions de même amplitude aux entrées des redresseurs, l'égalité ci-dessous doit être respectée.

$$K_2 = \frac{K_1}{\sqrt{3}} \quad \text{Et avec } \alpha_1 : \text{ le retard à l'amorçage des thyristors.}$$

Le courant total absorbé au réseau est la somme des courants primaires des deux transformateurs est donné dans ce cas par :

$$I_1(t) = \frac{4\sqrt{3}.I_d}{pk_1} \left\{ \sin[(wt - a_1)] + \frac{1}{11} \sin[11(wt - a_1)] + \frac{1}{13} \sin[13(wt - a_1)] + \frac{1}{23} \sin[23(wt - a_1)] + \frac{1}{25} \sin[25(wt - d_1)] + \dots \right\} \quad (I.10)$$

Ce courant contient donc uniquement les harmoniques de rang $12k \pm 1$ avec k entier, inversement aux courants du redresseur hexaphasés qui comportent les rangs $6k \pm 1$.

Donc le montage dodécaphasé série à permet d'éliminer les harmoniques de rang $6k \pm 1$ (avec k impair) générées par le pont redresseur hémaphasé.

On conclusion on peut établir le tableau I.1 qui résume les taux de distorsion en courant des deux structures étudiés précédemment.

Type de structure	THDI (%)		THDU (%)		Rang des harmoniques existant	Rang des harmoniques éliminées
	Théorique	Réel	Théorique (Zs =0)	Réel		
Pont triphasé de Greatz (6pulses)	30	32.61	0	12.65	$6k \pm 1$ k entier naturel	Pairs et impairs
Pont dodécaphasé Série (12 pulses)	15	11.83	0	0.55	$12k \pm 1$ k entier naturel	multiple de trois

Tableau I.1. THDI et harmoniques des montages étudiés

III.3. Redresseurs à plus de deux ponts :

L'idée de base est d'augmenter le nombre de secondaires du transformateur avec des déphasages relatifs, dépendant du nombre de secondaire dans le but d'éliminer d'autres harmoniques de courant. (voir figure I.11).

III.3.1. Montage avec trois redresseurs : (18 pulses)

Pour ce type de montage, le déphasages doivent être tel que:

$$\alpha_1 = 0^\circ; \quad \alpha_2 = 20^\circ; \quad \alpha_3 = 40^\circ;$$

Dans ce cas les seuls harmoniques restant sont de rang $18k \pm 1$. Les premiers harmoniques de courant sont donc les harmoniques 17 et 19 et les suivants 35 et 37.

III.3.2. Montage avec 4 redresseurs (24 pulses) :

Dans ce cas les déphasages sont les suivants :

$$\alpha_1 = 0^\circ; \quad \alpha_2 = 15^\circ; \quad \alpha_3 = 30^\circ; \quad \alpha_4 = 45^\circ;$$

Les seuls harmoniques restants sont alors de rang $24k \pm 1$, les premiers harmoniques sont donc les harmoniques 23 et 25 et les suivants 47 et 49. Pratiquement tous les harmoniques basse fréquence sont supprimés.

Ces montages sont intéressants dans la mesure où ils permettent d'obtenir des taux de distorsion en courant et en tension relativement faibles.

Ils ont l'inconvénient d'être complexe et coûteux et en conséquence, leur utilisation est réservée aux équipements de forte puissance.

A titre d'exemple, l'électrolyse de l'aluminium, qui utilise le courant continu avec des puissances de plusieurs MW, fait appel à des montages qui ont jusqu'à 72 phases.

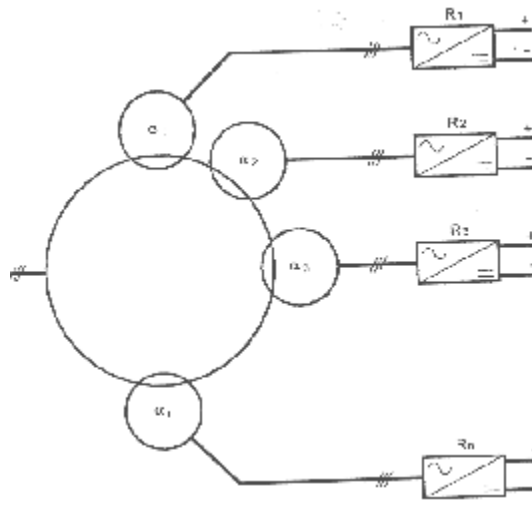


Fig I.11 Exemple de n redresseurs en série.

Après avoir exposé les méthodes classiques de dépollution harmonique on va aborder dans la deuxième partie de ce chapitre les techniques modernes présentée par les redresseurs MLI qui sont utilisée actuellement dont le but de diminuer les courants harmoniques et améliorer le THD des grandeurs délivrées par les convertisseurs.

IV. Redresseurs MLI : [6][7]

Dans le souci de fournir aux consommateurs une bonne qualité de l'énergie électrique, même dans les conditions de fonctionnement les plus perturbées, les redresseurs à MLI sont proposés comme solution avancée de dépollution des réseaux électriques. En effet, les redresseurs à MLI peuvent s'adapter aux évolutions de la charge et du réseau électrique et ceci sans toucher aux installations du fournisseur d'énergie et du consommateur.

IV.1. Structure générale du redresseur MLI :

La technologie employée consiste à modifier la structure interne du redresseur en remplaçant les thyristors par des interrupteurs entièrement commandables à l'ouverture et à la fermeture : transistor MOSFET pour les moyennes et petites puissances, transistors IGBT ou thyristor GTO pour les fortes puissances, en anti parallèle avec des diodes. (voir fig. I.13)

Pour la commande on utilise la technique de la modulation de largeur d'impulsion (voir chapitre III).

La figure I.12 montre le schéma de principe d'un redresseur MLI

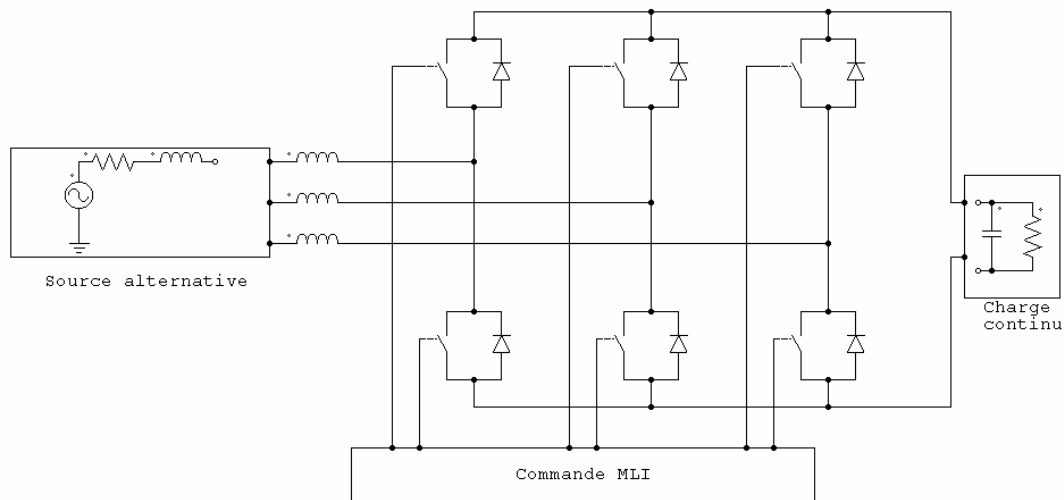


Fig I.12 Schéma de principe du redresseur MLI.

IV.2. Principe de fonctionnement en redresseur MLI :

La réversibilité en courant de l'onduleur MLI de tension autorise son fonctionnement en redresseur MLI de courant.

Il s'agit alors d'alimenter une charge (passive ou active) en continu à partir d'un réseau alternatif, le courant prélevé sur ce réseau étant sinusoïdale et éventuellement, en phase avec la tension. On peut donc, avec un redresseur MLI, obtenir un facteur de puissance très proche de l'unité.

On peut aussi régler, par le contrôle l'énergie réactive absorbée ou fournie. Toute fois, ce redresseur peut être à structure courant ou à structure tension.

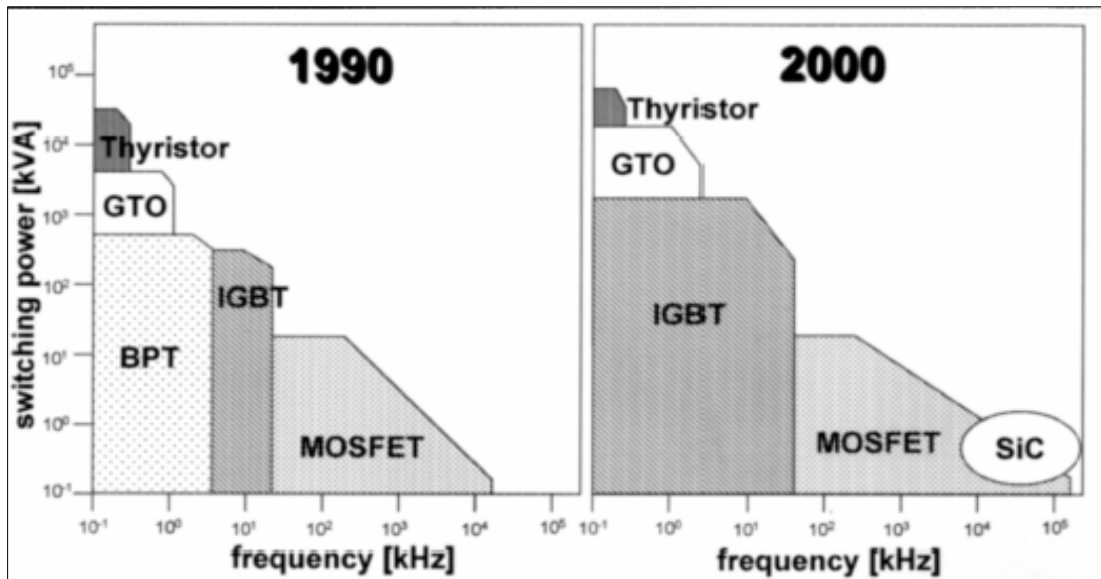


Fig I.13 Progrès dans la technologie des semi-conducteurs (SIEMEMS)

IV.3. Redresseur MLI de courants :

Un redresseur MLI de courants :

- Est alimenté par une source de courants sinusoïdaux.
- Débite sur un récepteur de tension continue.

Il a donc la structure d'un onduleur de tension comme le montre la figure I.14

Pour que l'entrée du redresseur soit alimentée par une source de courant, on y ajoute une inductance supplémentaire (c'est souvent l'inductance de fuite volontaire accrue du transformateur d'ordinaire placé entre le réseau et le redresseur) [6].

Dans le fonctionnement en redresseur MLI de courants, le réseau alternatif impose la valeur de la tension à l'entrée du convertisseur.

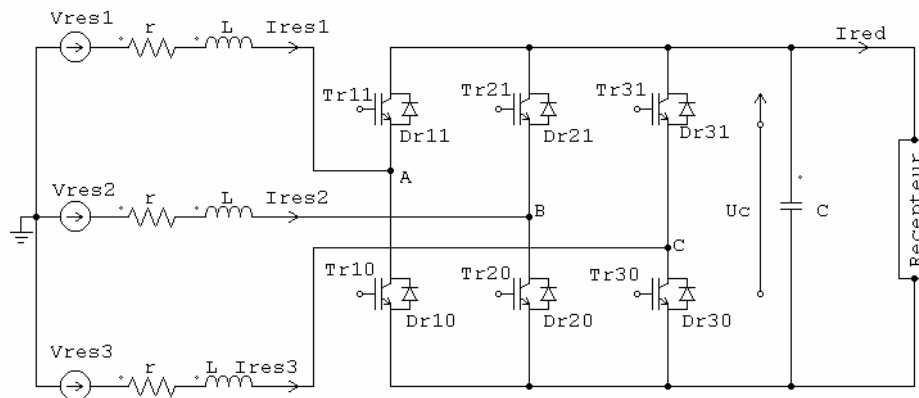


Fig I.14 Redresseur MLI de courant triphasé à deux niveaux.

La tension sur le bus continu est liée à la tension alternative et au coefficient de réglage de la MLI par la relation suivante :

$$V_1 = r \frac{U_c}{2\sqrt{2}} \Rightarrow U_c = \frac{2\sqrt{2}}{r} V_1 \quad (I.11)$$

Avec :

- Ø V_1 : la valeur efficace du fondamental des tensions alternative v_A, v_B, v_C à l'entrée du redresseur triphasé.
- Ø U_c : tension sur le bus continu du redresseur.
- Ø r : coefficient de réglage de la MLI est généralement compris entre 0 et 1 (voir chapitre III).

Dans tous les cas et suivant la relation (I.11), en diminuant r on ne peut que rendre

$$U_c > 2\sqrt{2} V_1.$$

Le redresseur MLI de courant ne peut fonctionner qu'en élévateur de tension continu.

IV.4. Redresseur MLI de tensions :

Un redresseur MLI de tensions :

- Est alimenté par une source de tensions sinusoïdales,
- Débite sur un récepteur de courant continu.

Il a donc la structure d'un onduleur de courant comme le montre la figure I.15.

On doit dériver des condensateurs entre les bornes d'entrée du convertisseur pour que celui-ci soit alimenté par une source de tensions. On désigne par C les capacités en triangle équivalentes.

A la sortie on ajoute une inductance de lissage à l'inductance du récepteur pour diminuer l'ondulation du courant de charge.

Dans le fonctionnement en redresseur de tension, la tension sur le bus continu est liée à la tension alternative et au coefficient de réglage r par la relation suivante :

$$U_c = \frac{3}{\sqrt{2}} \frac{1}{1 - Lc\omega^2} V_1 r \cos \delta \quad (I.12)$$

δ : est le déphasage entre le courant absorbé par le redresseur I'' et la tension du réseau V_{res} .

Par action sur r et δ on ne peut que réduire U_c par rapport à son maximum.

$$\frac{3V_1}{(1 - Lc\omega^2)\sqrt{2}}$$

on peut conclure que le redresseur MLI de tensions fonctionne en abaisseur de tension.

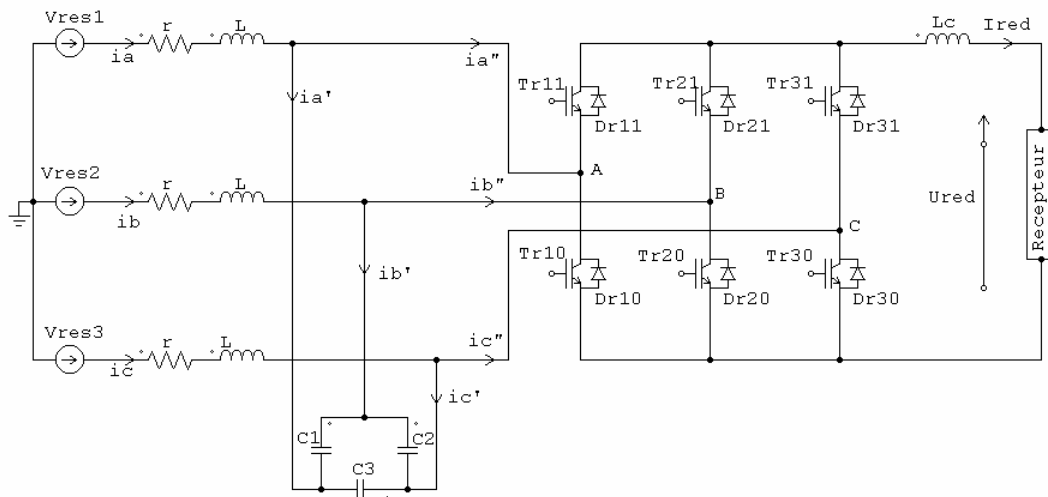


Fig I.15 Redresseur MLI de tension triphasé à deux niveaux.

– Remarque :

Dans les prochains chapitres on va s'intéresser beaucoup plus aux redresseurs MLI de courants qui feront l'objet d'étude portée sur la modélisation et la commande pour les raisons suivantes :

- Le choix d'une source de tension en amont du redresseur de tension limite ses possibilités de commande et par suite simplifie sa description fonctionnelle.
- Le redresseur de tension est amené à fonctionner à une fréquence plus élevée que celle de la résonance (filtre L_c). Comme cette dernière doit être supérieure à la plus grande fréquence harmonique à compenser, la commande de la structure tension est très délicate à réaliser.
- La structure redresseur de courant est plus avantageuse compte tenu de la simplicité de la commande et du savoir faire des partenaires industriels dans ce domaine.

V. Redresseurs multiniveaux : [8]

L'accroissement de la puissance transitée par les convertisseurs statiques nécessite à priori de disposer de semi-conducteurs caractérisés par des tenues en tension et en courant elles mêmes accrues. Pour contourner les limitations technologiques, il existe quelques solutions qui n'exigent pas de composants munis de caractéristique particulière.

Parmi ces solutions, citons l'association de convertisseurs, les structures à cellules imbriquées ou encore la simple association d'interrupteurs.

L'étude proposée traite de ce dernier cas lorsque l'objectif est d'augmenter la puissance grâce à l'accroissement échelonné du niveau de la tension commutée, cette disposition est permise en distribuant un potentiel global au moyen d'interrupteurs réalisant une cellule commutatrice de tension. La figure I.16 en donne une réalisation matérielle, encore désignée convertisseur NPC ou à neutre clampé (Neutral Point Clamped).

V.I. Structure d'un convertisseur NPC à deux bras :

Nous allons découvrir l'intérêt et les performances de cette structure dans le chapitre IV et qui permette d'offrir non seulement l'avantage de l'augmentation relative de la puissance, mais également celui de l'amélioration de la qualité spectrale de la grandeur délivrée, grâce à un préformage de l'onde selon les trois niveaux de tension disponibles, cette particularité a conduit à désigner un tel dispositif sous le vocable couramment rencontré de **convertisseur multiniveaux**.

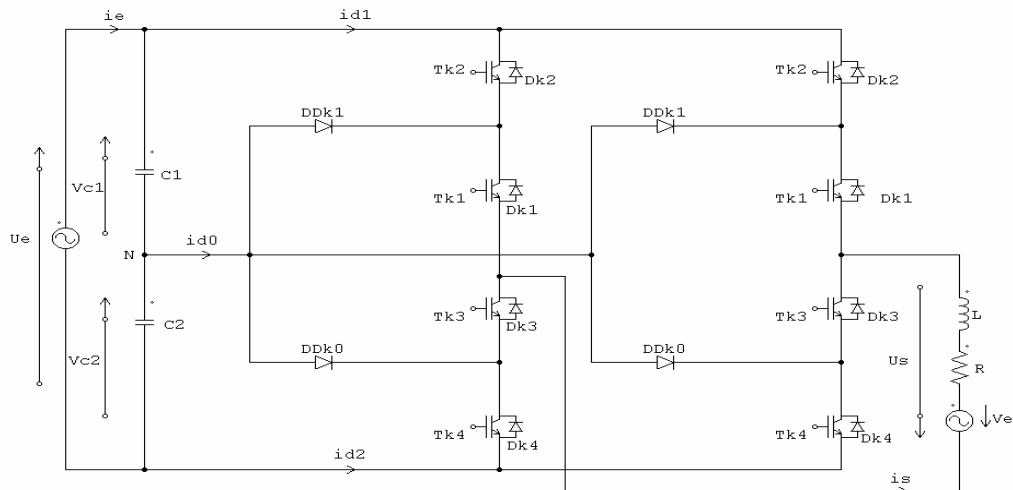


Fig I.16 Convertisseur NPC à deux bras.

V.2. Description du dispositif de puissance :

Les interrupteurs (repérés T_{ks} , $k = \{1,2\}$, $s = \{1,2,3,4\}$) constitués chacun d'un transistor associé en antiparallèle avec une diode, sont unidirectionnels en tension et bidirectionnels en courant (voir fig I.16 et fig II.1). Chaque bras de commutation est ainsi formé de quatre interrupteurs et deux diodes (DD_{k1} , DD_{k0}). Ces derniers constituent les éléments de distribution du potentiel au point N. Le convertisseur ainsi réalisé règle la puissance échangée entre une source de tension (condensateurs) et une source de courant (le dipôle comprenant la bobine). Toute fois la bidirectionnalité en courant des interrupteurs permet un échange de puissance également bidirectionnel.

VI. Conclusion :

Dans ce premier chapitre nous avons donné une idée générale sur les courants harmoniques engendrés par les redresseurs et principalement sur les effets nuisibles qu'ils engendrent dans les systèmes électriques de puissance. Donc il est indispensable d'aller chercher des remèdes aux problèmes causés par les redresseurs sans avoir touché à la charge et au fournisseur d'énergie.

La maîtrise des harmoniques nous permis d'avoir un réseau électrique "propre" par la réduction du THDI et THDU.

En effet on a exposé d'une manière globale les différents remèdes en modifiant la structure interne des redresseurs. On a constaté que l'augmentation du nombre de pulses (6, 12, 18 et 24 pulses...) permet d'améliorer les taux de distorsion en courant et en tension, ainsi l'amélioration de la forme des courants et tensions on se rapprochent beaucoup plus à une sinusoïde. Mais l'inconvénient majeur de cette solution est le recours à des transformateurs de conception spetiale et le sur coût par rapport à un redresseur 6 pulses.

En suite on s'est intéressé à exposer les solutions avancés présentés par les redresseurs MLI qui peuvent contrôlées l'amplitude , la phase et le spectre du courant consommé sur le réseau de fréquence fixe, comme nous allons voir dans le troisième et quatrième chapitre.

Ces redresseurs peuvent être à structure courant ou tension et on a jugé utile de présenter les deux structures et on a justifier le chois des redresseurs MLI de courant en raison de la simplicité dans la commande.

A la fin on a brièvement présenté le principe du convertisseur multiniveaux et sa structure NPC qui convient pour les applications en haute tension et en forte puissance et sa habilité à synthétiser la forme d'onde avec un meilleur spectre harmonique possible.

La modélisation des redresseurs MLI de courants triphasés à deux et trois niveaux fera l'objet du prochain chapitre.

Chapitre II

Modélisation de fonctionnement des redresseurs

À deux et trois niveaux à MLI

INTRODUCTION :

Ce chapitre se compose de deux parties :

- Elaboration des modèles de fonctionnement des redresseurs de courant à deux et trois niveaux.

- Définition des modèles de commande de ces deux redresseurs.

L'application de ces modèles de commande à la synthèse des commandes de ces redresseurs, qui sera réalisé dans le chapitre III consacré aux stratégies de commande.

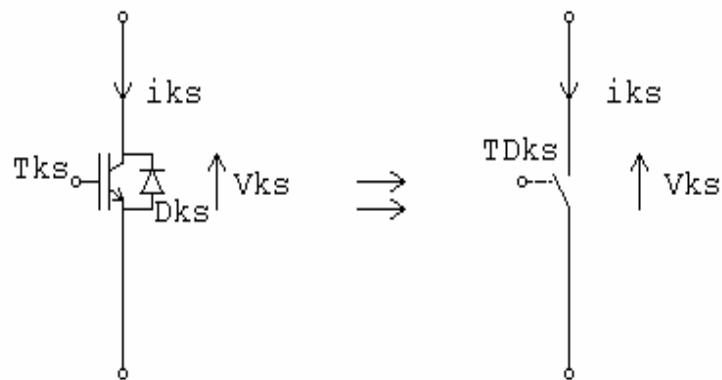


Fig.II.1. Interrupteur bidirectionnel équivalent à la paire transistor- diode

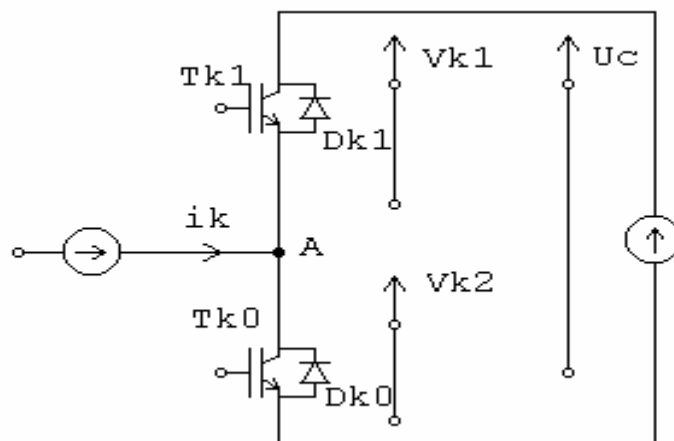


Fig.II.2. Un bras du redresseur à deux niveaux (cellule de commutation)

I. Modèle du fonctionnement des redresseurs triphasés deux niveaux :

Afin d'élaborer un modèle du fonctionnement de ces redresseurs à deux niveaux, on représente chaque paire transistor- diode par un seul interrupteur bidirectionnel supposé idéal (fig II.1),

On procède la modélisation par bras (fig. II.2), grâce à la symétrie du redresseur triphasé.

I .1. Commandabilité des convertisseurs statiques :

Un convertisseur statique est dit en mode commandable si les transitions entre ses différentes configurations dépendent uniquement de la commande externe (commande des bases des semi conducteurs) et par suite une conduction continue de ce convertisseur [9][10][11][12] .

Pour le redresseur de courant à deux et trois niveaux, cette condition de commandabilité implique que les transitions entre les configurations ne dépendent plus des commandes internes (grandeurs électriques), mais uniquement des commandes des transistors (commande externe). Nous supposons dans la suite que cette condition est toujours vérifiée .Dans ces conditions, on peut définir les notions de fonction de connexion et de commutation.

En mode commandable, le modèle d'un bras du redresseur à deux niveaux se simplifie et n'a plus que les configurations 1 et 2 (fig II .3).

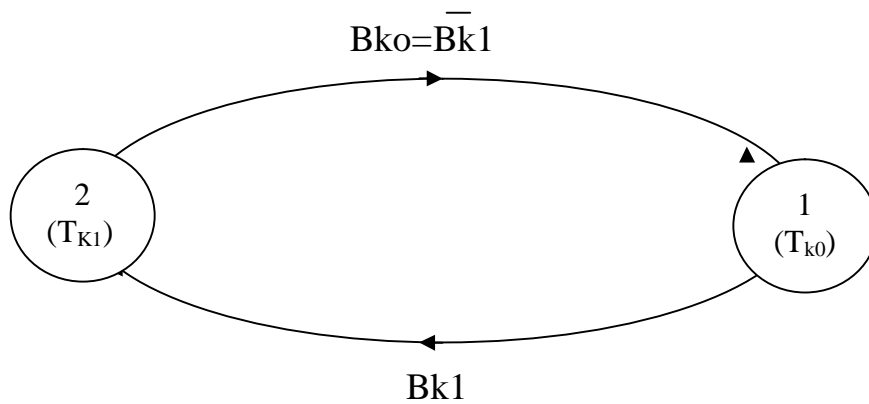


Fig. II .3. Modèle d'un bras du redresseur à deux niveaux en mode commandable

I .1.1 Fonction de connexion : [13][14].

Cette fonction est liée à chaque interrupteur, et décrit son état ouvert ou fermé. Cette fonction vaut 1 si l'interrupteur est fermé, et 0 dans le cas contraire.

Chaque interrupteurs TD_{ks} ($k \in \{1, 2,3\}$, $s \in \{0,1\}$) supposé idéalisé introduit une fonction de connexion f_{ks} , le courant i_{ks} qui le traverse et la tension v_{ks} à ses bornes ont respectivement pour expression :

$$i_{ks} = f_{ks} i_c \quad \text{et} \quad v_{ks} = (1 - f_{ks}) v_c$$

Avec $f_{ks} = 0$: interrupteur ouvert, $f_{ks} = 1$: interrupteur fermé
 i_c : courant commuté, v_c : tension commutée

Chaque cellule (bras) est formée de deux interrupteurs ; comme la conduction est considérée toujours continue, à un instant donné un seul de ces deux interrupteurs est fermé de sorte qu'il en résulte une liaison rigide entre leurs fonctions de connexion soit :

$$f_{k1} + f_{k0} = 1$$

I .1.2 Fonction de commutation :

Cette fonction est liée à une cellule de commutation dans une telle cellule à n interrupteurs, chaque interrupteur introduit sa fonction de connexion f_i définie par :

$$f_i = \frac{1}{n} \{ 1 + f_c [t - (i - 1) \frac{T}{n}] \}$$

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

I.2. Modèle de commande du redresseur triphasé à deux niveaux :

I.2.1 Modélisation aux valeurs instantanées :

La structure du redresseur triphasé à deux niveaux est donnée par la fig II.4.

Le réseau qui alimente le redresseur est constitué d'une f.e.m triphasée purement sinusoïdale, toujours on considère que le réseau est parfait (impédance négligeable) et le courant parfaitement lissé du côté continu.

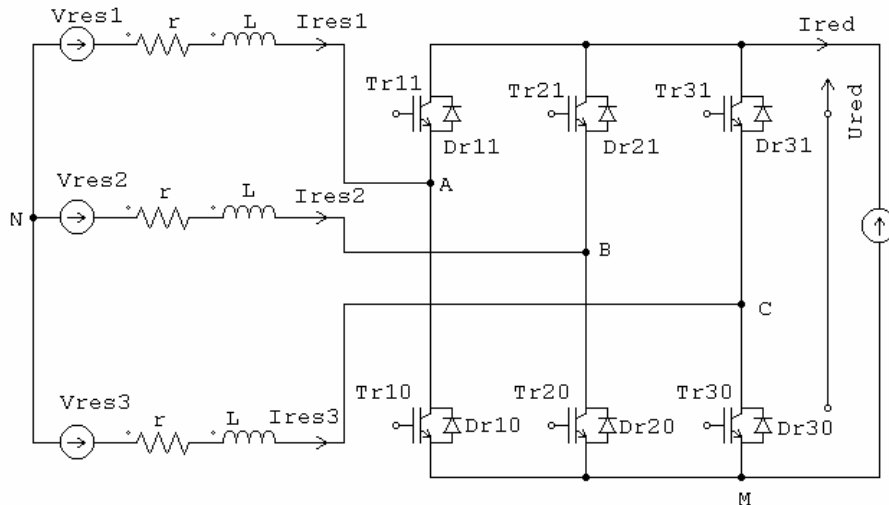
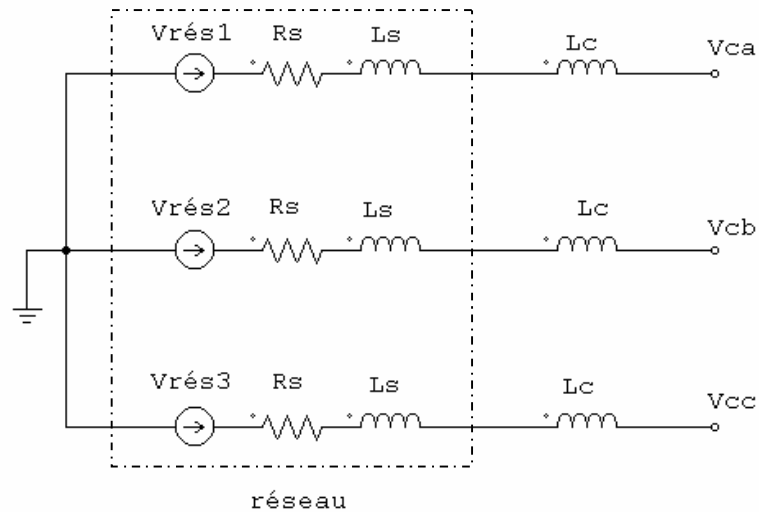


Fig.II.4 Redresseur de courant triphasé à MLI à deux niveau à base d'IGBT


Fig.II.5. Circuit équivalent d'un réseau réel.

En effet en présence de l'impédance du réseau Z_{res} ($Z_{res}=R_s+jl_s\omega$) et de l'inductance de lissage L_c . Comme le montre la figure II .5, le réseau serait modélisé par le système d'équation suivant :

$$\frac{d}{d} \begin{pmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{R_s}{L_s+L_c} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{R_s}{L_s+L_c} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{R_s}{L_s+L_c} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{pmatrix} + \frac{1}{L_s + L_c} \begin{pmatrix} V_{sa} - V_{ca} \\ V_{sb} - V_{cb} \\ V_{sc} - V_{cc} \end{pmatrix} \quad (II.1)$$

Ce pendant, vu les hypothèses simplificatrices que nous avons considéré, notre réseau peut être modélisé par un système de tension direct triphasé équilibré décrit comme suit :

$$\begin{cases} V_{res1} = V\sqrt{2} \sin(\omega t) \\ V_{res2} = V\sqrt{2} \sin(\omega t - 2\pi/3) \\ V_{res3} = V\sqrt{2} \sin(\omega t + 2\pi/3) \end{cases} \quad (II.2)$$

• **Fonction de conversion** : [15][16][17][18][19][20] .

La réversibilité de l'onduleur de tension à deux niveaux lui permet de fonctionner en redresseur de courant. Les modèles élaborés pour les onduleurs de tension à deux niveaux sont valables pour les redresseurs de courant en tenant compte des nouvelles conventions des deux sources (réseaux et la charge) :

La commande complémentaire utilisée est la suivante :

$$\begin{cases} B_{11} = \overline{B}_{10} \\ B_{21} = \overline{B}_{20} \\ B_{31} = \overline{B}_{30} \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

Avec B_{ks} est la commande de base de l'interrupteur T_{ks} soit F_{ks} la fonction de connexion d'un interrupteur T_{ks} avec $k \in \{1,2,3\}$ et $s \in \{0,1\}$. et F_k la fonction de commutation de la cellule de commutation associée au bras k de cet redresseur. Pour le redresseur triphasé, les relations entre ces différentes fonctions sont les suivantes [14][8][21] .

$$\begin{cases} F_{11}(t) = \frac{1}{2} (1+F_1(t)) \\ F_{21}(t) = \frac{1}{2} (1+F_2(t)) \\ F_{31}(t) = \frac{1}{2} (1+F_3(t)) \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} F_{10}(t) = \frac{1}{2} (1+F_1(1-\frac{T}{2})) \\ F_{20}(t) = \frac{1}{2} (1+F_2(1-\frac{T}{2})) \\ F_{30}(t) = \frac{1}{2} (1+F_3(1-\frac{T}{2})) \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

Pour que le redresseur soit totalement commandable, les commandes des deux interrupteurs d'un bras du redresseur doivent être complémentaires, c'est à dire:

$$\begin{cases} F_{11} = 1-F_{10} \\ F_{21} = 1 - F_{20} \\ F_{31} = 1-F_{30} \end{cases} \quad \Longrightarrow \quad \begin{cases} F_{11} + F_{10} = 1 \\ F_{21} + F_{20} = 1 \\ F_{31} + F_{30} = 1 \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

Les potentiels des noeuds A,B,C du redresseur triphasé à deux niveaux par rapport au point M sont données par les relations suivantes :

$$\begin{cases} V_{AM} = F_{11} U_C \\ V_{BM} = F_{21} U_C \\ V_{CM} = F_{31} U_C \end{cases} \quad \text{avec } U_{red} = U_C \quad (II.6)$$

Les différentes tensions composées de cet redresseur s'expriment au moyen des fonctions de connexion comme suit :

$$\begin{cases} U_{AB} = V_{AM} - V_{BM} = (F_{11} - F_{21}) U_C \\ U_{BC} = V_{BM} - V_{CM} = (F_{21} - F_{31}) U_C \\ U_{CA} = V_{CM} - V_{AM} = (F_{31} - F_{11}) U_C \end{cases} \quad (II.7)$$

Les tensions simples sont liées aux tensions composées par les relations suivantes :

$$\begin{cases} V_{AN} = V_A = \frac{U_{AB} - U_{CA}}{3} \\ V_{BN} = V_B = \frac{U_{BC} - U_{AB}}{3} \\ V_{CN} = V_C = \frac{U_{CA} - U_{BC}}{3} \end{cases} \quad (II.8)$$

Les équations (II.7) et (II.8) permettant d'exprimer les tensions simples d'entrées du redresseur au moyen des fonctions de connexion comme suit : (tensions d'entrées du redresseur) .

$$\begin{pmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} F_{11} \\ F_{21} \\ F_{31} \end{pmatrix} \cdot U_C \quad (II.9)$$

Pour exprimer ces tensions composées et simples en utilisant les fonctions de commutations, on introduit le système (II.4) respectivement dans (II.7) et (II.8) .Ainsi , on aboutit aux relations (II.10) et (II.11) suivantes liant respectivement les tensions composées et simples aux fonctions de commutation .

$$\begin{pmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \end{pmatrix} = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{pmatrix} \cdot U_C \quad (II.10)$$

$$\begin{pmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{pmatrix} = \frac{1}{6} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{pmatrix} \cdot U_c \quad (II.11)$$

Pour les courants, on peut écrire la relation suivante (II.12), donnant le courant I_{red} de sortie du redresseur triphasé en fonction des courants i_1, i_2, i_3 du réseau triphasé .

$$I_{red} = F_{11} i_1 + F_{21} i_2 + F_{31} i_3 \quad (II.12)$$

L'expression (II.12) s'exprime en introduisant les fonctions de commutation comme :

$$I_{red} = \frac{1}{2} (1+F_1) i_1 + \frac{1}{2} (1+F_2) i_2 + \frac{1}{2} (1+F_3) i_3 \quad (II.13)$$

Pour le redresseur triphasé à deux niveaux, Les variables d'état de la partie puissance sont $[U_c i_1 i_2 i_3]^t$.

Les entrées internes du redresseur sont $[V_A V_B V_C I_{red}]^t$ ou $[U_{AB} U_{BC} U_{CA} I_{red}]^t$.

On appelle relations de conversion simple les relations liant le vecteur $[V_A V_B V_C I_{red}]^t$ au vecteur d'état, de même on définit les relations de conversion composées qui lient le vecteur $[U_{AB} U_{BC} U_{CA} I_{red}]^t$ au vecteur d'état. Ces différentes relations de conversion sont définies ci-dessous.

a- Relations de conversion simples :

$$\begin{pmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ I_{red} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} N(t) \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} U_c \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{pmatrix} \quad \text{Avec } N(t) = \begin{pmatrix} \frac{2F_{11} - F_{21} - F_{31}}{3} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{F_{11} + 2F_{21} - F_{31}}{3} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{F_{11} - F_{21} + 2F_{31}}{3} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & F_{11} & F_{21} & F_{31} \end{pmatrix} \quad (II.14)$$

On appellera $[N(t)]$ la matrice de conversion simple .

b- Relations de conversion composées :

$$\begin{pmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \\ I_{red} \end{pmatrix} = [M(t)] \cdot \begin{pmatrix} U_c \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{pmatrix} \text{ avec } M(t) = \begin{pmatrix} F_{11} - F_{21} & 0 & 0 & 0 \\ F_{21} - F_{31} & 0 & 0 & 0 \\ F_{31} - F_{11} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & F_{11} & F_{21} & F_{31} \end{pmatrix} \quad (II.15)$$

On appellera $[M(t)]$ la matrice de conversion composée .

La figure (II.6) représente le modèle de connaissance global du redresseur triphasé à deux niveaux en mode commandable associé à une source de tension continue (au niveau de la charge) et une source de courant d'alimentation triphasé

A partir de cette figure, on distingue deux parties : [9]

- La partie de commande est représentée par le fonctionnement du redresseur triphasé on mode commandable (Fig II .3) .cette partie génère la matrice de conversion $[N(t)]$ en utilisant (II.14)
- La partie opérative est constituée :
 - D'un bloc discontinu délivrant les entrées internes générées par le convertisseur à partir de ses variables d'état et de la matrice de conversion $[N(t)]$.
 - D'un bloc continu qui représente le modèle d'état de la charge du redresseur et de sa source de courant d'entrée .

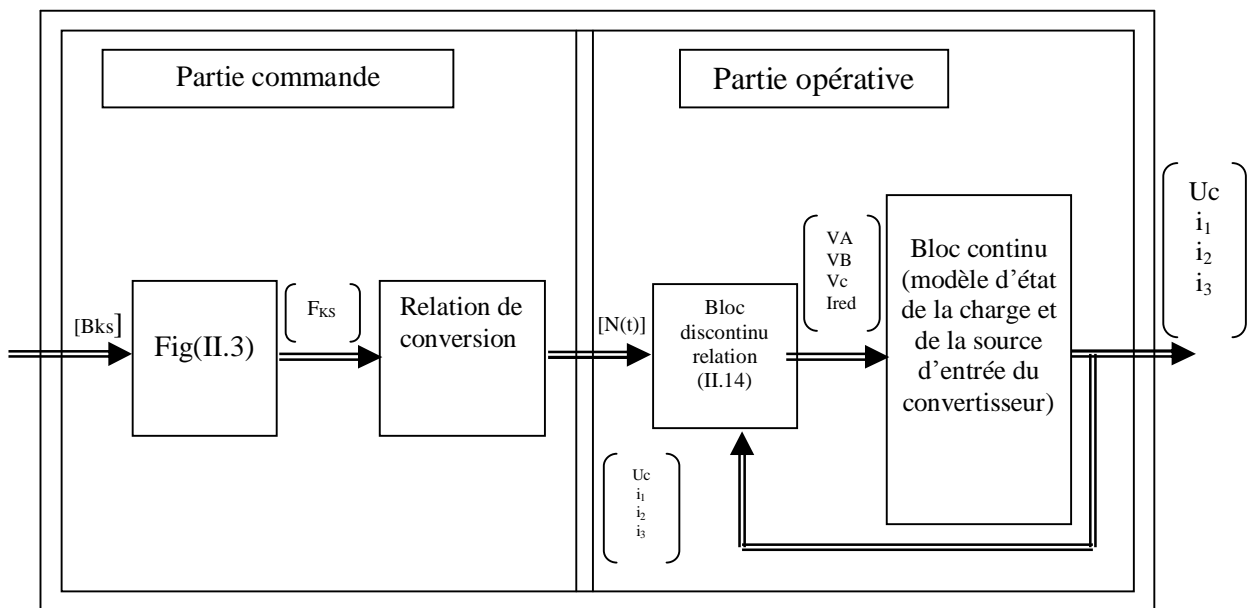


Fig. II.6. Modèle de connaissance du redresseur triphasé à deux niveaux.

I.2.2 Modélisation aux valeurs moyennes :

A fin d'homogénéiser le modèle de connaissance globale du redresseur à deux niveaux présenté précédemment , on introduit la notion de fonctions génératrices qui permet d'approcher le bloc discontinue par un bloc continue [14] [22] [27] [24] .

- **Fonctions génératrices et modèles de commande :**

Le modèle de connaissance global présenté précédemment à la figure II.6 est bien adapté à la simulation des stratégies de commande.

Pour la synthèse des algorithmes de commande, il est indispensable de transformer ce modèle de connaissance pour obtenir des relations biunivoques entre les différentes grandeurs mises en jeu [8]. Pour se faire et dans l'hypothèse d'un fonctionnement des convertisseur en mode commandable en introduit la notion de fonction génératrice.

Une fonction génératrice de connexion F_{ksg} est une fonction continue qui représente la valeur moyenne de la fonction discontinue F_{ks} de connexion sur une période de commutation T_e .

Cette période T_e est supposée infiniment petite .la fonction génératrice de connexion F_{ksg} est donnée par l'expression suivante : [13] [22] .

$$Fig(t) = \frac{1}{T_e} \int_{n.T_e}^{(n+1).T_e} F_i(t) dt \quad \text{avec} \begin{cases} \mathbf{n} \in \mathbf{N} \\ T_e \rightarrow 0 \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

Dans cette expression (II.16) , n est un entier naturel . la fonction génératrice de connexion F_{ksg} est un nombre réel compris entre 0 et 1 .

De même, on définit la fonction génératrice de commutation F_{cg} comme suit :

$$Fcg(t) = \frac{1}{T_e} \int_{n.T_e}^{(n+1).T_e} Fc(t) dt \quad (\text{II.17})$$

Dans cette expression (II.17), F_c est une fonction de commutation.

D'une manière générale, la fonction génératrice X_g d'une fonction X est sa valeur moyenne sur une période T_e .

L'utilisation de ces fonctions génératrices permet une modélisation aux valeurs moyennes du bloc discontinu du modèle de connaissance (fig II.6). L'application de cette notion de fonction génératrice aux relations (II.5) conduit à écrire :

$$\begin{cases} F_{11g} = 1- F_{10g} \\ F_{21g} = 1- F_{20g} \\ F_{31g} = 1- F_{30g} \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

Avec \mathbf{F}_{ksg} fonction génératrice de connexion associée à la fonction de connexion \mathbf{F}_{ks} . De la même manière, nous associons aux matrices de connexion simple $[\mathbf{N}(t)]$ et composée $[\mathbf{M}(t)]$ les matrices génératrices de conversion simple $[\mathbf{Ng}(t)]$ et composée $[\mathbf{Mg}(t)]$ telle que :

$$[\mathbf{Ng}(t)] = \frac{1}{T_e} \int_{nT_e}^{(n+1)T_e} [\mathbf{N}(t)] dt \quad (\text{II.19})$$

$$[\mathbf{Mg}(t)] = \frac{1}{T_e} \int_{nT_e}^{(n+1)T_e} [\mathbf{M}(t)] dt \quad (\text{II.20})$$

Les relations liant ces matrices $[\mathbf{Ng}(t)]$ et $[\mathbf{Mg}(t)]$ aux fonctions génératrices de connexion sont données respectivement par les relations (II.21) et (II.22)

$$[\mathbf{Ng}(t)] = \begin{pmatrix} \frac{2F_{11g} - F_{21g} - F_{31g}}{3} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{-F_{11g} + 2F_{21g} - F_{31g}}{3} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{-F_{11g} - F_{21g} + 2F_{31g}}{3} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & F_{11g} & F_{21g} & F_{31g} \end{pmatrix} \quad (\text{II.21})$$

$$[\mathbf{Mg}(t)] = \begin{pmatrix} F_{11g} - F_{21g} & 0 & 0 & 0 \\ F_{21g} - F_{31g} & 0 & 0 & 0 \\ F_{31g} - F_{11g} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & F_{11g} & F_{21g} & F_{31g} \end{pmatrix} \quad (\text{II.22})$$

Les relations de conversion simples et composées du redresseur triphasé peuvent être ainsi exprimées selon les équations (II.23) et (II.24) où les courants et les tensions sont en réalité des valeurs moyennes de leurs grandeurs correspondantes sur une période de commutation T_e infiniment petite .

$$\begin{pmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ I_{red} \end{pmatrix} = [\mathbf{Ng}(t)] \begin{pmatrix} U_c \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{pmatrix} \quad (\text{II.23})$$

$$\begin{pmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \\ I_{red} \end{pmatrix} = [Mg(t)] \cdot \begin{pmatrix} U_c \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{pmatrix} \quad (II.24)$$

L'utilisation de ces fonctions génératrices permet de moyennner sur une période de commutation T_e , le bloc discontinu de la partie opérative (figII.6) par un bloc continu (figII.7). Ainsi en unifie le caractère de la partie opérative de l'axe de puissance [25] [26].

La figure II.7 représente le modèle de commande du redresseur triphasé à deux niveaux ou tous les deux blocs de cet axe de puissance sont continus (c'est à dire toutes les grandeurs de ce modèle sont continues).

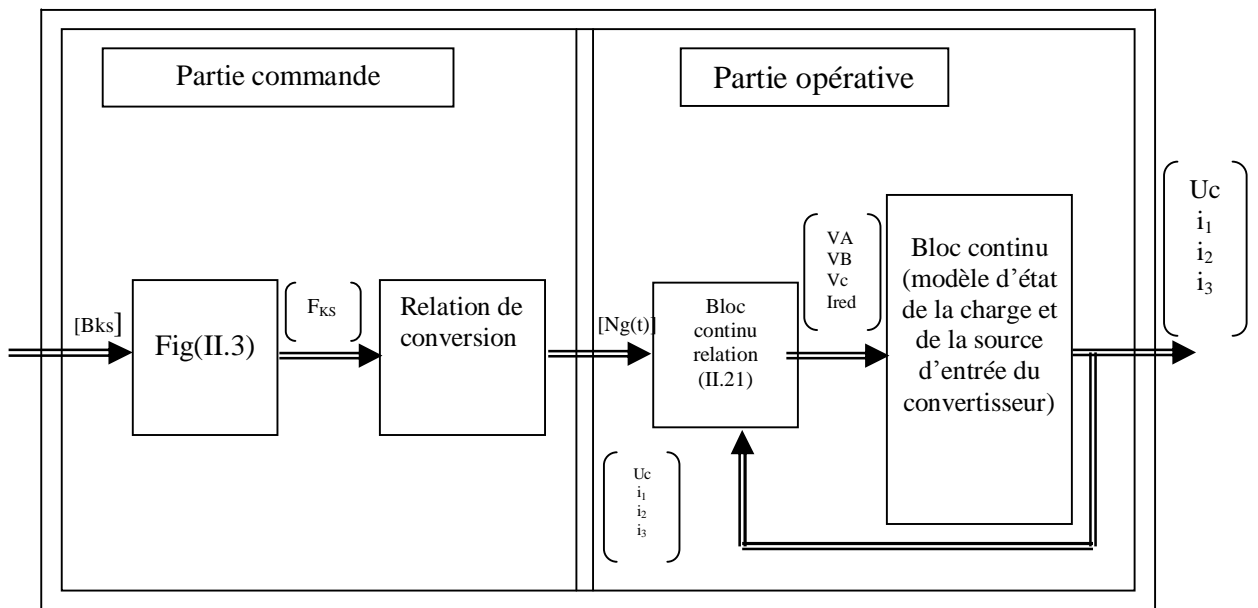


Fig II .7 Modèle de commande du redresseur à deux niveaux.

II. Modélisation du fonctionnement du redresseur à trois niveaux :

Introduction :

Les récents développements dans l'industrie de l'électronique de puissance ont conduit à une considérable croissance de la puissance pouvant être manipulée par les dispositifs semi conducteurs. Cependant la tension maximale supportée par ces dispositifs demeure le majeur obstacle dans les applications hautes et moyenne tension. Afin de remédier aux limitations des interrupteurs plusieurs nouvelles techniques et topologies ont été élaborées.

Citons par exemple: interrupteurs multiples dans un bras d'onduleur, les onduleurs connecté en série, les onduleurs connectés en parallèle [27] [28].

En particulier les onduleurs multiniveaux reçoivent une croissante attention.

Ces convertisseurs sont convenables pour les applications en haute tension et en forte puissance des charges polluantes par leur habilité à synthétiser les formes d'ondes avec de meilleurs spectres harmoniques et atteignent des hautes tensions avec une fréquence maximale limitée des dispositifs [29].

II.1. Structure du redresseur à trois niveaux :

Les onduleurs à trois niveaux sont réversibles par leur structure .Ils peuvent fonctionner en onduleur et ainsi transférer de l'énergie de la source de tension continu à la source de courant alternatif ou bien fonctionner en redresseur et assurer alors le transfert énergétique dans le sens inverse.

Plusieurs structures sont possibles pour le redresseur à trois niveaux [30][31][14] [1] . Nous avons choisi d'étudier la structure dont un bras est représenté à la figure II.8.

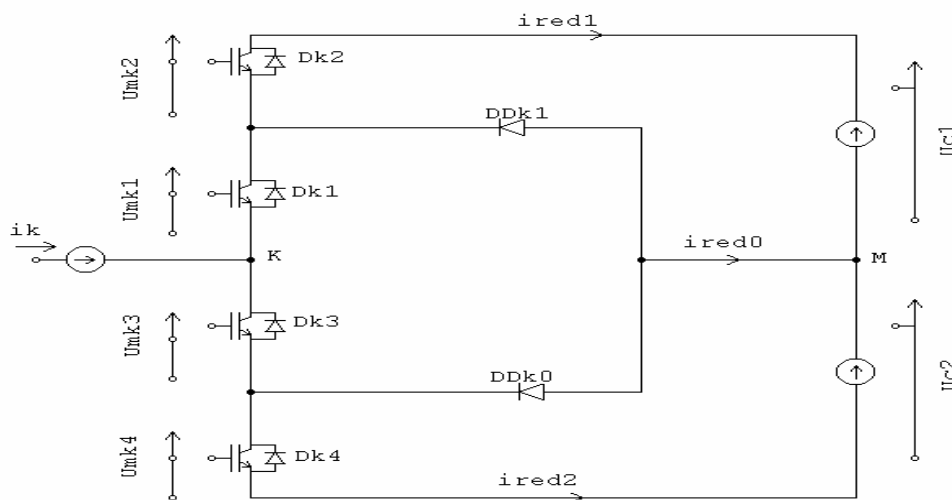


Fig.II.8 un bras du redresseur à trois niveaux

Toutes les structures possibles avec le redresseur à deux niveaux sont aussi réalisables avec la structure trois niveaux.

Comme l'illustre la figure (II.9) chaque bras du redresseur est constitués de quatre interrupteurs en série bicommandable IGBT (ou essentiellement GTO ou MOSFET) montées en

tête bêche avec quatre diodes et de deux diodes médianes, liées au point milieu M de la source de tension continu permettant l'obtention du niveau zéro de la tension V_{KM} notées DD_{K0} et DD_{K1} .

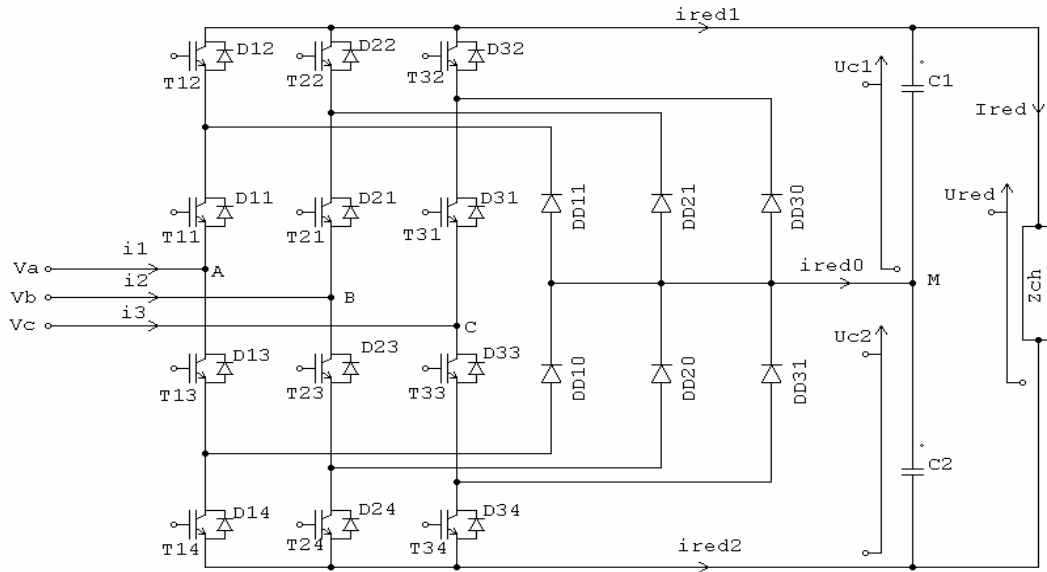


Fig.II.9 redresseur de courant triphasé à trois niveaux à MLI à base d'IGBT

La même figure montre le redresseur de courant triphasé à trois niveaux à MLI. On adopte la convention générateur pour la source de courant alternatif et la convention récepteur pour la source de tension continue. Les modèles élaborés pour les onduleurs à trois niveaux sont valables pour les redresseurs à condition de tenir compte de ces nouvelles conventions.

Toutes les stratégies de commande utilisées pour les onduleurs à trois niveaux sont également utilisables pour les redresseurs triphasés.

II.2. Modélisation du fonctionnement d'un bras du redresseur à trois niveaux :

La symétrie des redresseurs triphasés à trois niveaux permet leur modélisation par bras.

Ainsi on commencera par définir un modèle global d'un bras. On montrera ensuite comment déduire celui d'un redresseur complet.

Afin d'élaborer les différentes configurations possibles d'un bras et réduire le nombre de configuration décrivant le fonctionnement de ce bras et par suite celui du redresseur, on représente chaque paire transistor (T_{KS}) - diode (D_{KS}) par un seul interrupteur bidirectionnel (TD_{KS}), supposé idéal comme il a été déjà signalé (figII.1)

▼ Remarque :

- Les tensions U_{C1} et U_{C2} sont deux tensions continues (redressées) qui dans le cas idéal sont égales et constantes
- on supposera toujours $U_{C1}=U_{C2}=U_C$ (car on Choisi $C1= C2 = C$)

*** Différentes configurations d'un bras de redresseur à trois niveaux :**

Une analyse topologique d'un bras montre cinq configurations possibles pour ce dernier .ces différentes configurations sont présentées par la fig. II.10. a,b,c,d,e.

Les grandeurs électriques caractérisant chacune de ces configurations sont données dans le tableau II.1(avec M origine des potentiels et V_K le potentiel du nœud k du bras k) . Pour la configuration E_0 , le potentiel V_K dépend de la (charge du redresseur) source d'énergie alternative .

Configuration	Grandeurs électriques
E_0	$I_K = 0$
E_1	$V_K = U_{C1}$ ou $U_{C1} = U_C = V_K$
E_2	$V_K = 0$
E_3	$V_K = U_{C2} = -U_C$ ou $U_{C2} = U_C = -V_K$
E_4	$V_K = 0$

Tableau II .1 Grandeurs électriques correspondantes à chacune des configuration d'un bras k du redresseur à trois niveaux à structure NPC .

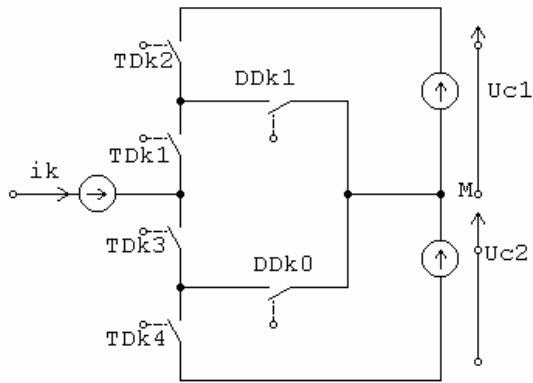


Fig.10.a configuration de E_0

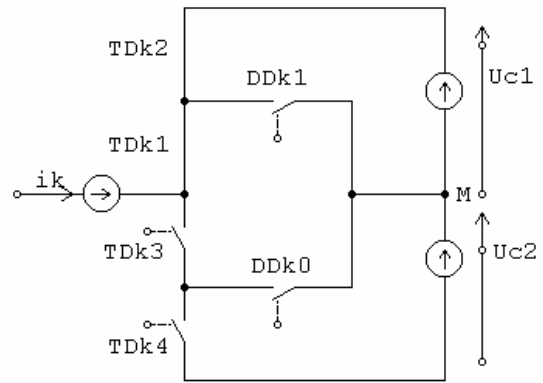


Fig.10.b configuration de E_1

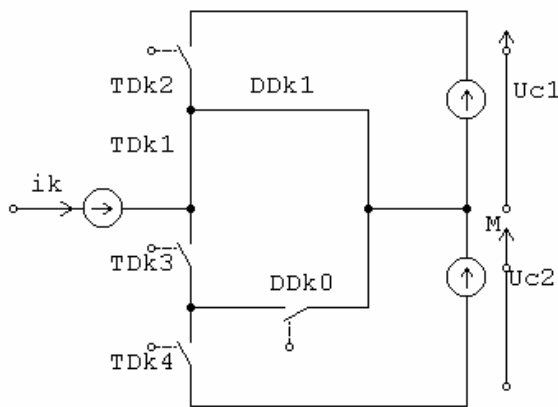


Fig.10.c configuration de E_2

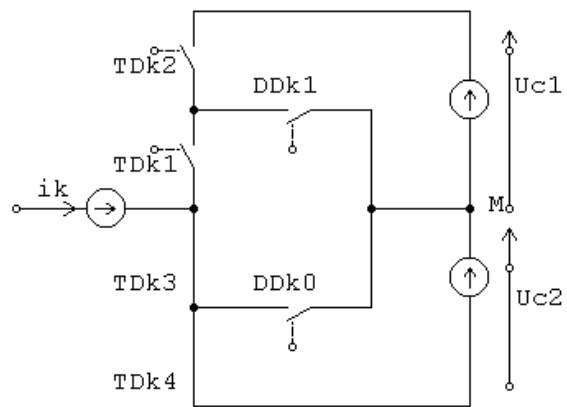


Fig.10.d configuration de E_3

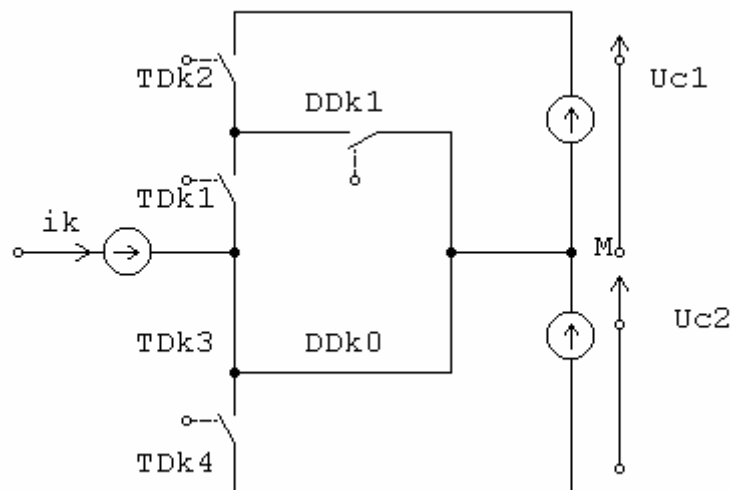


Fig.10.e configuration de E_4

Fig II.10. Différentes configurations du bras k du redresseur à trois niveaux

II.3. Modèles de commande du redresseur à trois niveaux :

La structure d'un bras du redresseur à trois niveaux est représenté à la fig II.8. pour cet redresseur et en mode commandable en définit la commande complémentaire pour un bras k comme suit (voir annexe II) .

$$\begin{cases} B_{K1} = \overline{B_{K4}} \\ B_{K2} = \overline{B_{K3}} \end{cases} \quad (II.25)$$

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

$$\begin{cases} F_{K1} = 1 - F_{K4} \\ F_{K2} = 1 - F_{K3} \end{cases} \quad (II.26)$$

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

B_{K1}	B_{K2}	B_{K3}	B_{K4}	Tension de sortie du bras k par rapport à M
0	0	1	1	$-U_{C2}$
0	1	0	1	inconnu
1	0	1	0	$V_{KM} = 0$
1	1	0	0	U_{C1}

Tableau II.2. table d'excitation des interrupteurs du redresseur à trois niveaux à structure NPC.

Avec la commande complémentaire et en mode commandable le fonctionnement d'un bras du redresseur à trois niveaux se simplifie.

Avec analogie aux redresseurs à deux niveaux, on définit pour le redresseur à trois niveaux une fonction de commutation F_k^i associée à la cellule i du bras k (i = 1 ou 2)

On appellera cellule 1 du bras la paire d'interrupteurs (T_{K1}, T_{K4}) et la cellule 2 la paire (T_{K2}, T_{K3}) .

Ainsi , on a :

$$\begin{cases} F_k^1 = \text{fonction de commutation associée à la cellule 1} \\ F_k^2 = \text{fonction de commutation associée à la cellule 2} \end{cases}$$

Les fonctions de connexion des interrupteurs s'expriment à l'aide de ces fonctions de commutations comme suit :

$$\begin{cases} F_{k1}(t) = \frac{1}{2} [1 + F_k^1(t)] \\ F_{k2}(t) = \frac{1}{2} [1 + F_k^2(t)] \end{cases} \quad \begin{cases} F_{k4}(t) = \frac{1}{2} [1 + F_k^1(t - \frac{T}{2})] \\ F_{k3}(t) = \frac{1}{2} [1 + F_k^2(t - \frac{T}{2})] \end{cases} \quad (\text{II.27})$$

Pour le redresseur a trois niveaux, on définira en plus une fonction de connexion du demi-bras qu'on notera F_{km}^b avec k = numéro du bras, $m = 1$ pour le demi bras du haut et $m = 0$ pour le demi-bras du bas.

Pour le bras k les fonctions de connexion des demi-bras s'expriment au moyen des fonction de connection des interrupteurs comme suit :

$$\begin{cases} F_{k1}^b = F_{k1} \cdot F_{k2} \\ F_{k0}^b = F_{k3} \cdot F_{k4} \end{cases} \quad (\text{II.28})$$

F_{k1}^b est associée au demi-bras du haut (la paire (T_{k1}, T_{k2})), F_{k0}^b au demi-bras du bas (la paire (T_{k3}, T_{k4})).

Le système d'équations (II.28) montre que la fonction de connexion du demi-bras F_{km}^b vaut 1 dans le cas ou les deux interrupteurs du demi-bras associées a F_{km}^b sont tous fermés et nulle dans tous les autres cas .

Autre que les fonctions génératrices déjà définies pour le redresseur à deux niveaux, en définit la fonction génératrice de connexion du demi-bras F_{kmg}^b associée à la fonction de connexion du demi-bras F_{km}^b . Comme on le montrera par la suite que cette fonction F_{kmg}^b

remplacera pour le redresseur à trois niveaux la fonction génératrice de connexion des interrupteurs utilisée précédemment pour le redresseur à deux niveaux.

II.3.1 Modélisation aux valeurs instantanées :

• **Fonction de conversion :**

La structure du redresseur triphasé à trois niveaux est représentée à la figure II.9 et on suppose que $U_{C1}=U_{C2}=U_C$. Pour ce redresseur les relations entre les fonctions de connexion des interrupteur et les fonctions de commutations des cellules correspondantes (voir relation II.27) s'exprime comme suit :

Bras 1 :

$$\left\{ \begin{array}{l} F_{11} = \frac{1}{2} [1 + F_1^1(t)] \\ F_{12} = \frac{1}{2} [1 + F_1^2(t)] \end{array} \right. \quad \left\{ \begin{array}{l} F_{14} = \frac{1}{2} [1 + F_1^1(t - \frac{T}{2})] \\ F_{13} = \frac{1}{2} [1 + F_1^2(t - \frac{T}{2})] \end{array} \right.$$

Bras 2 :

$$\left\{ \begin{array}{l} F_{21} = \frac{1}{2} [1 + F_2^1(t)] \\ F_{22} = \frac{1}{2} [1 + F_2^2(t)] \end{array} \right. \quad \left\{ \begin{array}{l} F_{24} = \frac{1}{2} [1 + F_2^1(t - \frac{T}{2})] \\ F_{23} = \frac{1}{2} [1 + F_2^2(t - \frac{T}{2})] \end{array} \right.$$

Bras 3 :

$$\left\{ \begin{array}{l} F_{31} = \frac{1}{2} [1 + F_3^1(t)] \\ F_{32} = \frac{1}{2} [1 + F_3^2(t)] \end{array} \right. \quad \left\{ \begin{array}{l} F_{34} = \frac{1}{2} [1 + F_3^1(t - \frac{T}{2})] \\ F_{33} = \frac{1}{2} [1 + F_3^2(t - \frac{T}{2})] \end{array} \right.$$

La commande complémentaire (voir relation II.25) pour le redresseur triphasé s'exprime toujours comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} F_{11} = 1 - F_{14} \\ F_{12} = 1 - F_{13} \end{array} \right. \quad \left\{ \begin{array}{l} F_{21} = 1 - F_{24} \\ F_{22} = 1 - F_{23} \end{array} \right. \quad \left\{ \begin{array}{l} F_{31} = 1 - F_{34} \\ F_{32} = 1 - F_{33} \end{array} \right. \quad (II.29)$$

Les potentiels des nœuds A.B.C du redresseur à trois niveaux par rapport au point milieu M de la source de tension continu, sont donnés par le système suivant où on utilise les fonctions de connexion des interrupteurs.

$$\begin{aligned} V_{AM} &= F_{11} F_{12} U_{C1} - F_{13} F_{14} U_{C2} = (F_{11} F_{12} - F_{13} F_{14}) U_C \\ V_{BM} &= F_{21} F_{22} U_{C1} - F_{23} F_{24} U_{C2} = (F_{21} F_{22} - F_{23} F_{24}) U_C \\ V_{CM} &= F_{31} F_{32} U_{C1} - F_{33} F_{34} U_{C2} = (F_{31} F_{32} - F_{33} F_{34}) U_C \end{aligned} \quad (II.30)$$

Pour le redresseur triphasé à trois niveaux, les fonctions de connexion des demi bras définis selon la relation (II.28) sont :

$$\left\{ \begin{array}{l} F_{11}^b = F_{11} F_{12} \\ F_{10}^b = F_{13} F_{14} \end{array} \right. \quad \left\{ \begin{array}{l} F_{21}^b = F_{21} F_{22} \\ F_{20}^b = F_{23} F_{24} \end{array} \right. \quad \left\{ \begin{array}{l} F_{31}^b = F_{31} F_{32} \\ F_{30}^b = F_{33} F_{34} \end{array} \right. \quad (II.31)$$

En introduisant ces fonctions de connexion des demi-bras dans le système (II.30) on aboutit :

$$\begin{aligned} V_{AM} &= F_{11}^b U_{C1} - F_{10}^b U_{C2} = (F_{11}^b - F_{10}^b) U_C \\ V_{BM} &= F_{21}^b U_{C1} - F_{20}^b U_{C2} = (F_{21}^b - F_{20}^b) U_C \\ V_{CM} &= F_{31}^b U_{C1} - F_{30}^b U_{C2} = (F_{31}^b - F_{30}^b) U_C \end{aligned} \quad (II.32)$$

En comparant la relation (II.6) correspondant au redresseur triphasé à deux niveaux et cette relation (II.32) on remarque une analogie entre ces deux relations où les fonctions de connexion des interrupteurs sont remplacées pour le redresseur à trois niveaux par les fonctions de connexions des demi-bras. On constate aussi de nouveau que le redresseur triphasé à trois niveaux correspond à la mise en série de deux redresseurs triphasé à deux niveaux. L'un constitué des demi-bras du haut et l'autre formé des demi-bras du bas.

Les différentes tensions composées du redresseur triphasé a trois niveaux s'expriment à l'aide des fonctions de connexion des interrupteurs comme suit :

$$\begin{aligned} U_{AB} &= V_{AM} - V_{BM} = (F_{11} \cdot F_{12} - F_{21} \cdot F_{22}) U_{C1} - (F_{13} \cdot F_{14} - F_{23} \cdot F_{24}) U_{C2} \\ U_{BC} &= V_{BM} - V_{CM} = (F_{21} \cdot F_{22} - F_{31} \cdot F_{32}) U_{C1} - (F_{23} \cdot F_{24} - F_{33} \cdot F_{34}) U_{C2} \\ U_{CA} &= V_{CM} - V_{AM} = (F_{31} \cdot F_{32} - F_{11} \cdot F_{12}) U_{C1} - (F_{33} \cdot F_{34} - F_{13} \cdot F_{14}) U_{C2} \end{aligned} \quad (II.33)$$

Dans le cas où $U_{C1} = U_{C2}$, la relation II.41 devient :

$$\begin{aligned}
 U_{AB} &= V_{AM} - V_{BM} = [(F_{11} \cdot F_{12} - F_{21} \cdot F_{22}) - (F_{13} \cdot F_{14} - F_{33} \cdot F_{24})] U_C \\
 U_{BC} &= V_{BM} - V_{CM} = [(F_{21} \cdot F_{22} - F_{31} \cdot F_{32}) - (F_{23} \cdot F_{24} - F_{33} \cdot F_{34})] U_C \\
 U_{CA} &= V_{CM} - V_{AM} = [(F_{31} \cdot F_{32} - F_{11} \cdot F_{12}) - (F_{33} \cdot F_{34} - F_{13} \cdot F_{14})] U_C
 \end{aligned} \tag{II.34}$$

En introduisant les fonctions de connexion de demi-bras les relations (II.33) et (II.34) deviennent respectivement (II.35) et (II.36) ci-dessous :

$$\begin{pmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{pmatrix} \cdot \left\{ \begin{pmatrix} F_{11}^b \\ F_{20}^b \\ F_{31}^b \end{pmatrix} \cdot U_{C1} - \begin{pmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{pmatrix} \cdot U_{C2} \right\} \tag{II.35}$$

$$\begin{pmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{21}^b - F_{20}^b \\ F_{31}^b - F_{30}^b \end{pmatrix} \cdot U_C \tag{II.36}$$

Les tensions simples sont liées aux tensions composées par la relation (II.8). Ces tensions simples pour ce redresseur s'expriment grâce aux fonctions de connexion des demi-bras selon le système II.37 ci-dessous.

$$\begin{pmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \cdot \left\{ \begin{pmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{pmatrix} \cdot U_{C1} - \begin{pmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{pmatrix} \cdot U_{C2} \right\} \tag{II.37}$$

Dans le cas ou $U_{C1} = U_{C1}$ cette relation II.37 se réduit à :

$$\begin{pmatrix} V_A \\ V_B \\ V_B \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{21}^b - F_{20}^b \\ F_{31}^b - F_{30}^b \end{pmatrix} \cdot U_c \quad (\text{II.38})$$

Les relations (II.35) à (II.38) et (II.7) à (II.9) montrent bien les analogies entre les redresseurs de tension à deux et trois niveaux déjà signalées précédemment.

Pour les courants , on peut écrire la relation suivante donnant les courants de sortie, i_{red1} et i_{red2} du redresseur triphasé (fig II.9) en fonction des courants i_1, i_2, i_3 de la source d'alimentation triphasé en utilisant les fonctions de connexion des interrupteurs :

$$\begin{cases} i_{red1} = F_{11} F_{12} \cdot i_1 + F_{21} \cdot F_{22} i_2 + F_{31} F_{32} i_3 \\ i_{red2} = F_{13} F_{14} \cdot i_1 + F_{23} \cdot F_{24} i_2 + F_{33} F_{34} i_3 \end{cases} \quad (\text{II.39})$$

En utilisant les fonctions de connexion des demi-bras la relation (II.40) s'écrit :

$$\begin{cases} i_{red1} = F_{11}^b i_1 + F_{21}^b i_2 + F_{31}^b i_3 \\ i_{red2} = F_{10}^b i_1 + F_{20}^b i_2 + F_{30}^b i_3 \end{cases} \quad (\text{II.40})$$

Cette relation (II.40) comparée à celle (II.12) montre encore une analogie du point de vue des courants de sorties des redresseurs à trois et deux niveaux. Ainsi pour le redresseur à trois niveaux , tout se passe comme si le courant i_{red1} est le courant de sortie du redresseur à deux niveaux du haut et i_{red2} celui du redresseur à deux niveaux du bas.

Le courant i_{red0} , dans le cas de la commande complémentaire, est lié aux différents courants du redresseur triphasé par la relation suivante :

$$i_{red0} = F_{11} F_{13} i_1 + F_{21} F_{23} i_2 + F_{31} F_{33} i_3 \quad (\text{II.41})$$

En introduisant les équations (II.29) et (II.39), la relation (II.41) peut s'écrire comme suit :

$$i_{red0} = i_1 + i_2 + i_3 - i_{red1} - i_{red2} \quad (\text{II.42})$$

La relation (II.41) peut être aussi exprimée , en utilisant les fonctions de connexion des demi-bras comme ci-dessous :

$$i_{red_0} = (i_1 + i_2 + i_3) - (F_{11}^b + F_{10}^b) i_1 - (F_{21}^b + F_{20}^b) i_2 - (F_{31}^b + F_{30}^b) i_3 \quad (II.43)$$

Pour le redresseur triphasé à trois niveaux, le vecteur des grandeurs d'état est $[U_{C1}, U_{C2}, i_1, i_2, i_3]^t$ et ses entrées internes sont:

$$[V_A, V_B, V_C, i_{red_1}, i_{red_2}, i_{red_0}]^t \text{ ou } [U_{AB}, U_{BC}, U_{CA}, i_{red_1}, i_{red_2}, i_{red_0}]^t .$$

Comme pour le redresseur à deux niveaux, on définit des relations de connexion simples et composées.

a - Relation de conversion simple :

$$\begin{pmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ i_{red_1} \\ i_{red_2} \\ i_{red_0} \end{pmatrix} = [N(t)] \cdot \begin{pmatrix} U_{C1} \\ U_{C2} \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{pmatrix} \quad (II.44)$$

avec:

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

En appellera $[N (t)]$ la matrice de conversion simple.

b- Relation de conversions composées :

$$\begin{pmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \\ i_{red1} \\ i_{red2} \\ i_{red0} \end{pmatrix} = [M (t)] \cdot \begin{pmatrix} U_{C1} \\ U_{C2} \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{pmatrix} \quad (II.45)$$

Avec :

$$[M(t)] = \begin{pmatrix} (F_{11}^b - F_{21}^b) & -(F_{10}^b - F_{20}^b) & 0 & 0 & 0 \\ (F_{21}^b - F_{31}^b) & -(F_{20}^b - F_{30}^b) & 0 & 0 & 0 \\ (F_{31}^b - F_{11}^b) & -(F_{30}^b - F_{10}^b) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F_{11}^b & F_{21}^b & F_{31}^b \\ 0 & 0 & F_{10}^b & F_{20}^b & F_{30}^b \\ 0 & 0 & (1 - F_{11}^b - F_{10}^b) & (1 - F_{21}^b - F_{20}^b) & (1 - F_{31}^b - F_{30}^b) \end{pmatrix}$$

On appellera $[M(t)]$ la matrice de conversion composées .

La figure II.11 montre le modèle de connaissance globale du redresseur triphasé à trois niveaux en mode commandable associé à sa tension continue a point milieu et son réseau alternatif triphasé. On distingue toujours pour la partie opérative du système un bloc discontinu qui représente la fonction du redresseur et un bloc continu représente la source d'alimentation triphasée.

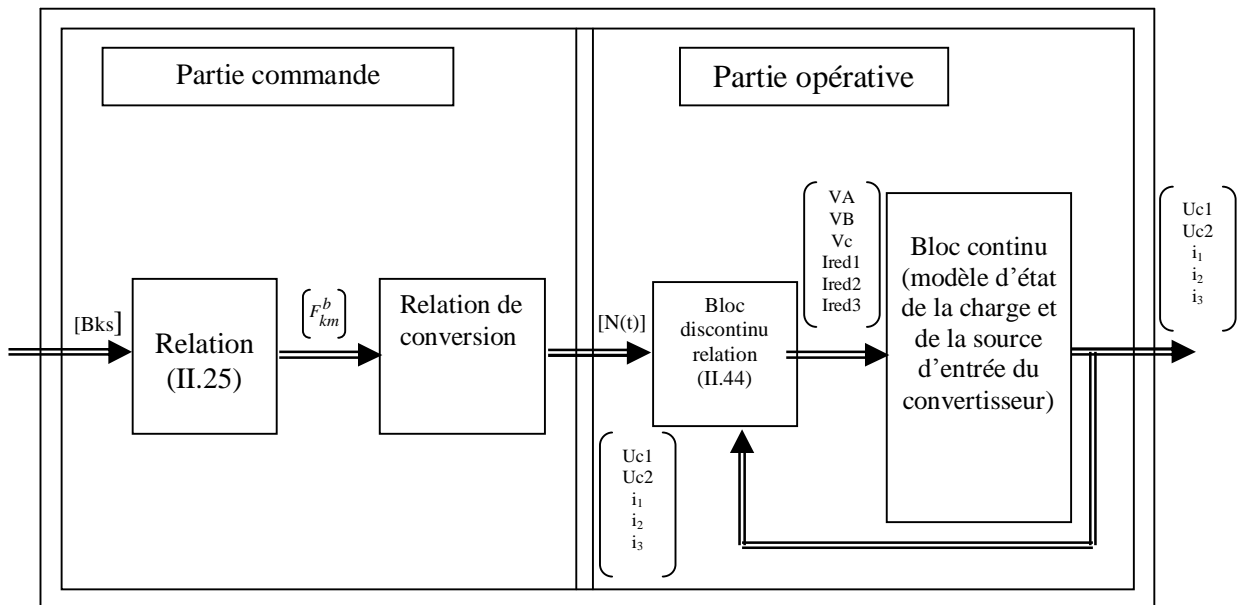


Fig.II. 11 Modèle de connaissance du redresseur triphasé à trois niveaux.

II.3.2 Modélisation aux valeurs moyennes :

• **Fonctions génératrices et modèles de commande :**

Afin d’homogénéiser le modèle de connaissance global du redresseur à trois niveaux présenté précédemment, on introduit la notion de fonctions génératrices qui permet d’approcher le bloc discontinu par un bloc continu [14] [22] [23].

En utilisant ces fonctions génératrices et les valeurs moyennes instantanées des grandeurs électriques sur un intervalle T_e (T_e infiniment petit) les relations de conversion (II.44) et (II.45) du redresseur triphasé à trois niveaux deviennent respectivement (II.46) et (II.47) avec $[N_g(t)]$ et $[M_g(t)]$ respectivement la matrice génératrice de conversion simple et composée.

$$\begin{pmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ i_{red1} \\ i_{red2} \\ i_{red0} \end{pmatrix} = [N_g(t)] \cdot \begin{pmatrix} U_{C1} \\ U_{C2} \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{pmatrix} \tag{II.46}$$

avec:

$$[Ng(t)] = \begin{pmatrix} \frac{2F_{11g}^b - F_{21g}^b - F_{31g}^b}{3} & -\frac{(2F_{10g}^b - F_{20g}^b - F_{30g}^b)}{3} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{F_{11g}^b + 2F_{21g}^b - F_{31g}^b}{3} & -\frac{(-F_{10g}^b + 2F_{20g}^b - F_{30g}^b)}{3} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{F_{11g}^b - F_{21g}^b + 2F_{31g}^b}{3} & -\frac{(-F_{10g}^b - F_{20g}^b + 2F_{30g}^b)}{3} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F_{11g}^b & F_{21g}^b & F_{31g}^b \\ 0 & 0 & F_{10g}^b & F_{20g}^b & F_{30g}^b \\ 0 & 0 & (1-F_{11g}^b - F_{10g}^b) & (1-F_{21g}^b - F_{20g}^b) & (1-F_{31g}^b - F_{30g}^b) \end{pmatrix}$$

Et :

$$\begin{pmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \\ i_{red1} \\ i_{red2} \\ i_{red0} \end{pmatrix} = [Mg(t)] \cdot \begin{pmatrix} U_{C1} \\ U_{C2} \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{pmatrix} \quad (II.47)$$

Avec :

$$[Mg(t)] = \begin{pmatrix} (F_{11g}^b - F_{21g}^b) & -(F_{10g}^b - F_{20g}^b) & 0 & 0 & 0 \\ (F_{21g}^b - F_{31g}^b) & -(F_{20g}^b - F_{30g}^b) & 0 & 0 & 0 \\ (F_{31g}^b - F_{11g}^b) & -(F_{30g}^b - F_{10g}^b) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F_{11g}^b & F_{21g}^b & F_{31g}^b \\ 0 & 0 & F_{10g}^b & F_{20g}^b & F_{30g}^b \\ 0 & 0 & (1 - F_{11g}^b - F_{10g}^b) & (1 - F_{21g}^b - F_{20g}^b) & (1 - F_{31g}^b - F_{30g}^b) \end{pmatrix}$$

La figure ci dessous présente (FigII.12) le modèle de commande du redresseur triphasé à trois niveaux ou les grandeurs de ce modèle sont toutes continues.

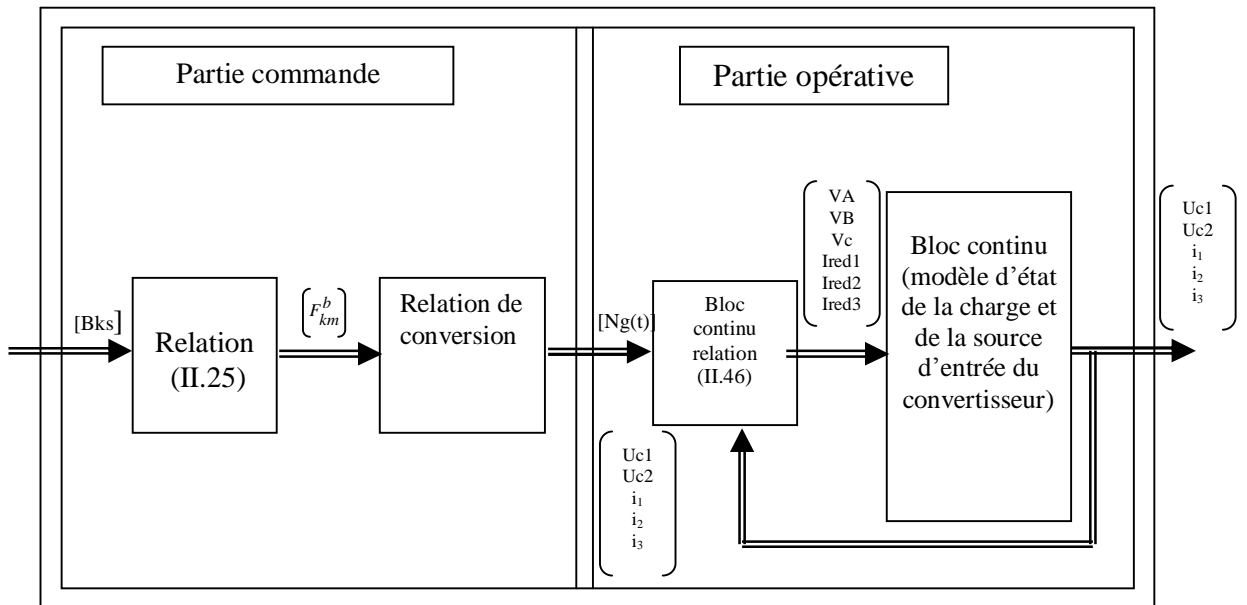


Fig II.12 Modèle de commande du redresseur triphasé à trois niveaux.

CONCLUSION :

Dans ce chapitre, on a présenté les modèles de fonctionnement des redresseurs triphasés à deux et trois niveaux. Et on a présenté les différentes configurations de ces redresseurs.

On a commencé par présenté, avec l'hypothèse de commandabilité, les modèles de commande des redresseurs triphasé a deux niveaux et on a montré qu'en utilisant les fonctions génératrices, on abouti, à un modèle homogène ou toutes ses grandeurs sont continues.

Ensuite, on a présenté l'extension aux redresseurs trois niveaux des notions définies précédemment pour les redresseurs à deux niveaux.

C'est ainsi qu'on a introduit la notion de fonction de connexion des demi-bras par analogie à la fonction de connexion des interrupteurs. On a également défini pour le redresseur à trois niveaux, les condition de sa commandabilité et aussi son unique commande complémentaire possible afin d'avoir un fonctionnement totalement commandable .

Comme pour les redresseurs à deux niveaux, on a utilisé les fonctions génératrices pour homogénéiser le modèle de commande du redresseur à trois niveaux.

On a aussi montré que pour élaborer ce modèle moyen des redresseurs à trois niveaux, on ne peut utilisé les fonctions génératrices de connexion des interrupteurs à cause des produits de fonction de connexion des interrupteurs existant dans les différentes relation.

C'est pour quoi on a introduit les fonctions génératrices de connexion des demi-bras.

On a vu ensuite que toutes les relations donnant les différentes tensions pour le redresseur à trois niveaux sont analogues à celles du redresseur à deux niveaux, en utilisant les fonctions de connexion des demi-bras.

Cette remarque permet une généralisation des formalismes des redresseurs à deux et à trois niveaux.

Aussi on a montré que le redresseur à trois niveaux est équivalent à deux redresseurs à deux niveaux en série (ou plutôt en opposition) délivrant respectivement U_{C1} et U_{C2} .

L'utilisation de ces différents modèles sera effectuée particulièrement au cours du chapitre suivant relatif aux stratégies de commande et au chapitre IV consacré à l'application des redresseurs de courant à MLI à deux et à trois niveaux.

Chapitre III
Stratégies de commande des redresseurs
à deux et à trois niveaux.

Introduction :

Après avoir fait la modélisation des redresseurs triphasés à deux et à trois niveaux, nous allons maintenant nous intéresser à la commande des interrupteurs supposés idéals (temps de commutation nul, pertes négligeables).

Plusieurs auteurs ont proposé des différentes stratégies de modulation de largeur d'impulsion (MLI) chacune d'elles doit obéir à un algorithme bien défini, mais toutes sont conçues pour générer une source de tension la plus sinusoïdale possible à l'entrées des redresseurs. On distingue pour le convertisseur à deux niveaux les stratégies suivantes : [6][33][34][35]

- Triangulo-sinusoïdale à échantillonnage naturel et régulier.
- Commande par hystérésis en courant.
- Commande optimisée avec ou sans la double modulation.
- Commande algébrique et vectorielle.

L'idée de mettre en évidence ces stratégies de commande pour piloter les convertisseurs à trois niveaux est venue après extrapolation de la méthodologie conçue pour les convertisseurs à deux niveaux . Ces derniers sont généralement limités en tension ($\approx 1,4$ kV) et en puissance (≈ 1 MVA), et afin de monter en tension et en puissance, les redresseurs à trois niveaux particulièrement à G.T.O commencent à être utilisés dans le domaine des puissances allant jusqu'au 10 MVA et en tension, on peut atteindre facilement 6 kV.

D'une manière générale, les stratégies de commande présentées pour les redresseurs à trois niveaux sont des extensions de celles des redresseurs à deux niveaux et toujours avec le même objectif d'avoir un minimum d'harmoniques possibles et une source de tension sinusoïdale à l'entrée du redresseur.

Dans ce chapitre on étudiera seulement et plus particulièrement les stratégies suivantes :

- Commande pleine onde.
- Commande triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse.
- Commande triangulo-sinusoïdale à deux porteuses.
- Commande par hystérésis en courant.

L'analyse de ces stratégies sera basée sur le taux d'harmoniques des tensions d'entrées des redresseurs.

Pour ces redresseurs à deux et à trois niveaux, on utilise leur commande complémentaire respective définie au chapitre II.

I. Commande pleine onde :

Dans cette partie, on présente une commande élémentaire pour chacun des redresseurs à deux et trois niveaux : la commande pleine onde.

* Remarque :

Dans cette partie de commande on imposera pour le redresseur triphasé à deux niveaux (fig. II.4) $U_c = U_{red}$ et pour le redresseur à trois niveaux (fig. II.9) $U_{c1} = U_{c2} = U_c = \frac{U_{red}}{2}$ avec $U_{red} = E = 600V$.

I.1. Redresseur triphasé à deux niveaux :

Pendant une période de fonctionnement du redresseur triphasé à deux niveaux (fig II.6), la commande des interrupteurs est représentée à la figure.III.1.

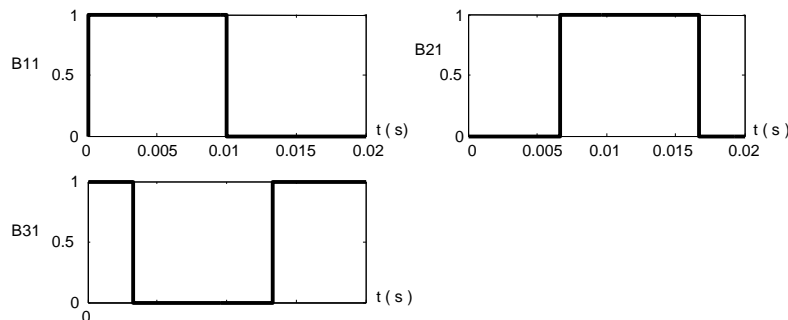


Fig III.1 Séquence de commande des interrupteurs du redresseur triphasé à deux niveaux

§ Simulation et interprétation :

La figure III.2 montre bien l'allure de la tension simple à l'entrée du redresseur de la première phase V_{an} et son spectre harmonique ce dernier montre que seuls les harmoniques impairs de rang $6k \pm 1$ existent (k entier naturel) et les harmoniques de rang multiple de trois sont pratiquement nuls.

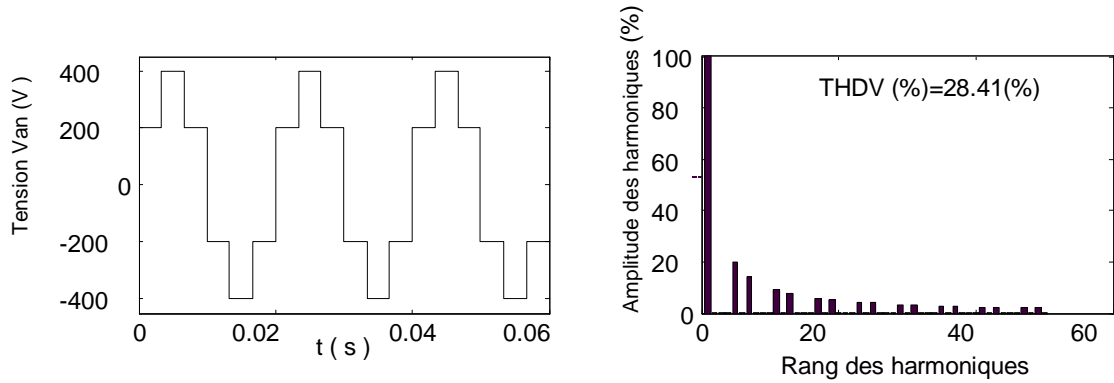


Fig III.2 Tension simple V_{an} de la phase 1 du redresseur triphasé à deux niveaux et son spectre harmonique

I.2. Redresseur triphasé à trois niveaux :

Pendant une période de fonctionnement du redresseur à trois niveaux , la commande des interrupteurs est représentée à la fig.III.3

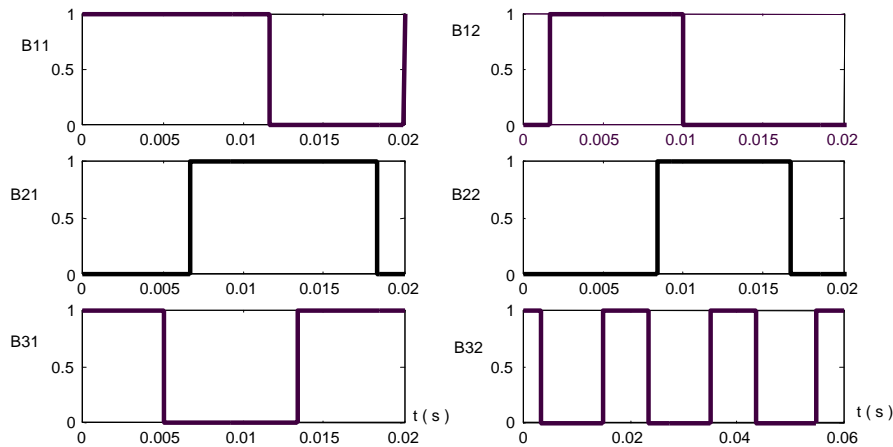


Fig III .3 Séquence de commande des interrupteurs du redresseur triphasé à trois niveaux

(commande de 150° , $\alpha = \frac{p}{6}$)

§ Simulation et interprétation :

Avec cette commande, on génère un système de trois tensions dont les fondamentaux constituent un système triphasé équilibré.

La figure III.4 montre bien les trois niveaux de tension pour la première phase V_{an} à l'entrée du redresseur et le spectre harmonique correspondant ce dernier montre que seuls les harmoniques impairs de rang $6k \pm 1$ (k entier) existent et sont très faibles en comparaison avec le redresseur triphasé à deux niveaux.

On peut conclure de cette étude des commandes pleine ondes des redresseurs à deux et trois niveaux, que les harmoniques des tensions d'entrée, et donc des courants, sont plus faibles avec la structure trois niveaux.

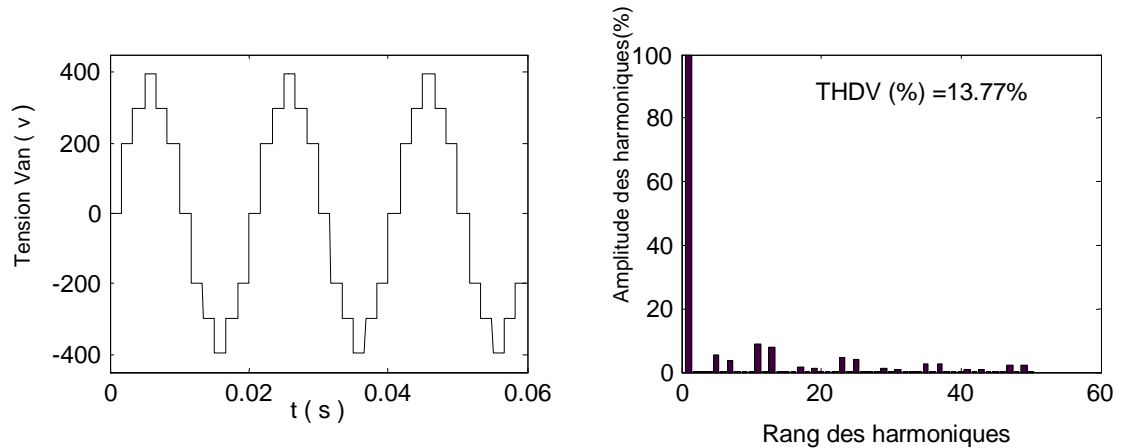


Fig III.4 La tension V_{an} de la phase 1 du redresseur à trois niveaux et son spectre harmonique

II. Commande triangulo-sinusoïdale à échantillonnage naturel avec une seule porteuse :

Cette stratégie est très connue pour les onduleurs à deux niveaux. Dans cette partie on rappellera le principe de la stratégie pour le deux niveaux, et on donnera l'algorithme correspondant aux redresseurs à trois niveaux. Son principe général est de comparer une tension de référence à une porteuse triangulaire ou en dent de scie (fig.III.5).

Cette stratégie est caractérisée par deux paramètres :

- L'indice de modulation m est défini comme le rapport de la fréquence de modulation f_p de la porteuse à la fréquence f de la tension de référence $\left[m = \frac{f_p}{f} \right]$
- Le coefficient de réglage ou le taux de modulation r est le rapport de l'amplitude (valeur crête) V_m de la tension de référence à l'amplitude U_{pm} de la porteuse

$$\left[r = \frac{V_m}{U_{pm}} \right]$$

On note qu'une M.L.I est synchrone si m est entier dans ce cas, la grandeur de sortie est périodique de période $\frac{1}{\text{fréquence}}$. Elle est dite asynchrone dans le cas contraire, en particulier

quand l'onde de référence varie continûment (commande vectorielle ...) [35]

II.1. Redresseur triphasé à deux niveaux :

La porteuse la plus adaptée aux onduleurs (redresseurs) à deux niveaux est la triangulaire bipolaire. [14]

Le principe de génération des impulsions de commande d'un bras k d'un redresseur à deux niveaux et l'algorithme de cette stratégie est illustré par la fig.III.5

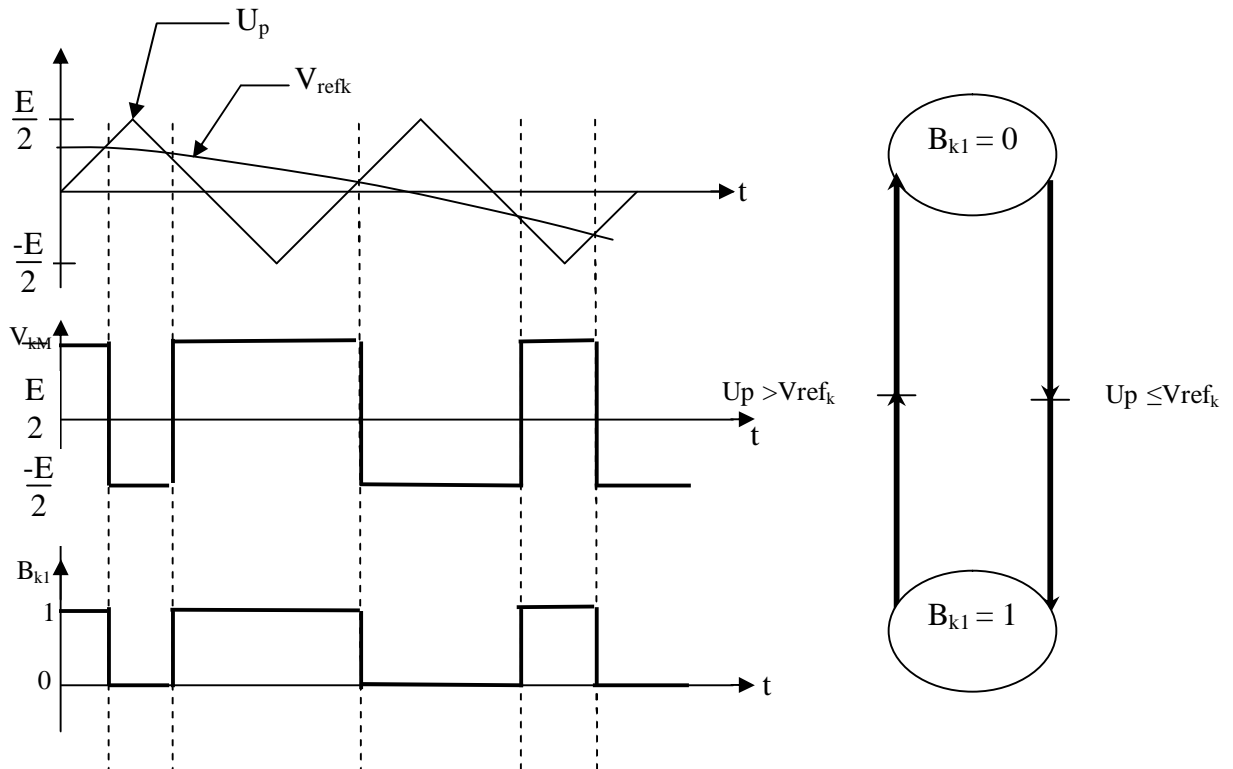


Fig.III.5 Principe de la stratégie triangulo-sinusoidale du redresseur à deux niveaux

En modulation synchrone, si m est impair, on trouve dans le spectre de la tension uniquement des harmoniques impairs. Dans le cas de m pair, on trouve une valeur moyenne non nulle (signal non symétrique) et des harmoniques pairs et impairs. C'est pourquoi, on choisit des indices de modulation impairs.

Pour le triphasé, les harmoniques de rang multiple de trois des tensions simples et composées sont nuls, ainsi afin d'annuler les raies de fréquence mf , $3mf$, $5mf$, ...etc., on choisit pour le triphasé des indices de modulation impairs et multiples de trois.

On montre qu'avec cette stratégie l'augmentation de m rejette les premiers harmoniques non nuls vers les fréquences élevées, facilitant ainsi le filtrage. Cependant m est limitée par les temps de commutation des interrupteurs et donc par la largeur minimale des impulsions. Si m est assez grand ($m > 6$), la valeur efficace V_1 du fondamental de la tension d'entrée du redresseur V_a est pratiquement égale à l'onde de référence pour $r = 1$ [6] :

$$V_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} r \frac{U_c}{2}$$

Donc par action sur r on peut théoriquement accroître l'amplitude du fondamental de 0 jusqu'au maximum. Les tensions de référence du redresseur triphasé permettant de générer un système de tension triphasé équilibré direct ou inverse sont :

$$\begin{cases} V_{ref1} = V_m \sin(\omega t) \\ V_{ref2} = V_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{ref3} = V_m \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (III.1)$$

§ Simulation et interprétation:

La figure III.6 montre la porteuse triangulaire bipolaire et les tensions de référence pour $m = 9$ et $r = 0,8$.

La figure III.7.b présente la tension simple V_{an} de la phase une du redresseur et son spectre harmonique.

On remarque bien l'absence des harmoniques pairs et ceux impairs de rang multiple de trois, donc seuls les harmoniques de rang $6k \pm 1$ existent (avec k entier naturel).

Aussi on remarque que les harmoniques de la tension se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de celle de la porteuse $f_p = m.f$.

La première famille centrée autour de la fréquence mf est la plus importante du point de vue amplitude, dans notre cas l'harmonique 9 est nul.

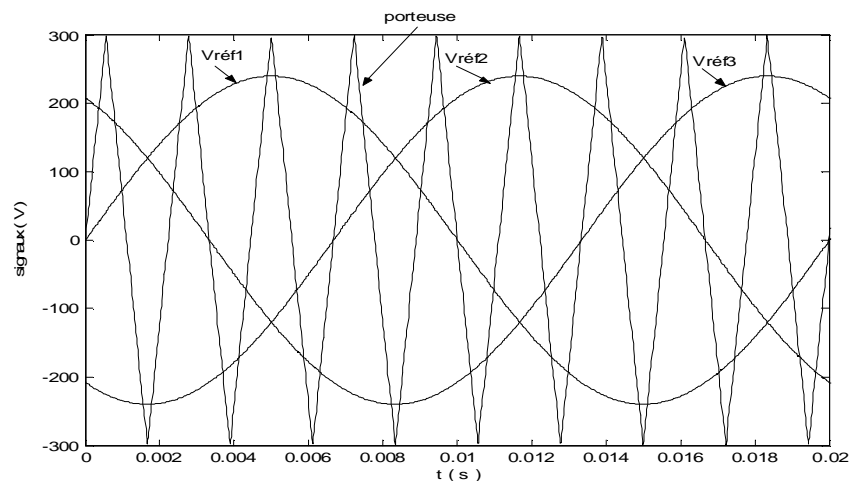


Fig.III.6 Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoïdale du redresseur triphasé à deux niveaux ($m = 9$, $r = 0,8$)

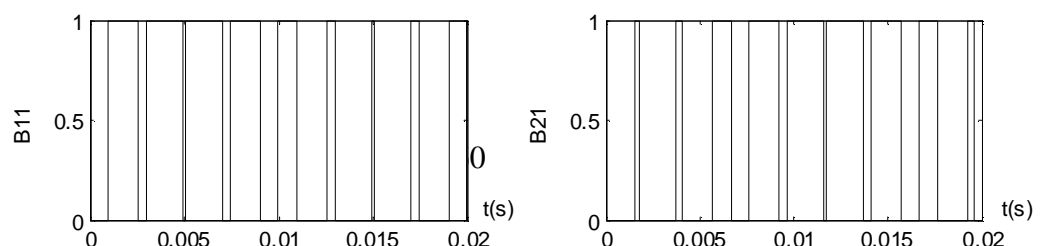


Fig.III.7.a Les impulsions de commandes des trois bras du redresseur triphasé à deux niveaux ($m=9$)

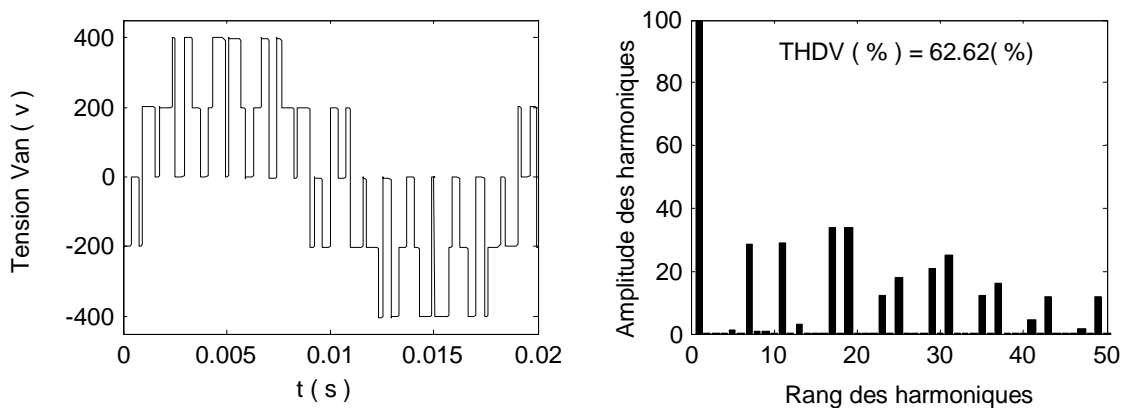


Fig.III.7.b La tension simple V_{an} à l'entrée du redresseur triphasé à deux niveaux et son spectre ($m=9, r=0,8$)

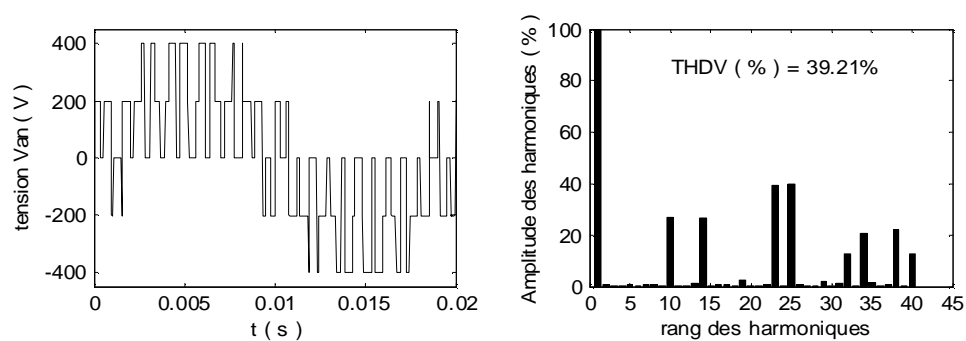


Fig.III.7.c la tension Van du redresseur triphasé à deux niveaux et son spectre ($m=12, r=0.8$)

On remarque bien lorsque on augmente la valeur de m ($m=15$) que les harmoniques les plus gênants sont repoussés vers des fréquences élevées ce qui facilite le filtrage et améliore le

taux de distorsion d'harmonique (voir figure III.7.d) et la même chose que pour le cas $m=9$ seuls les harmoniques de rang $6k \pm 1$ existent et les harmoniques pairs et impairs de rang multiple de trois sont nuls. Et les harmoniques qui restent se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de $f_p = m f$. La figure III.7.c illustre bien l'existence des harmoniques pairs et impairs lorsque on choisi une valeur pair de m ($m=12$).

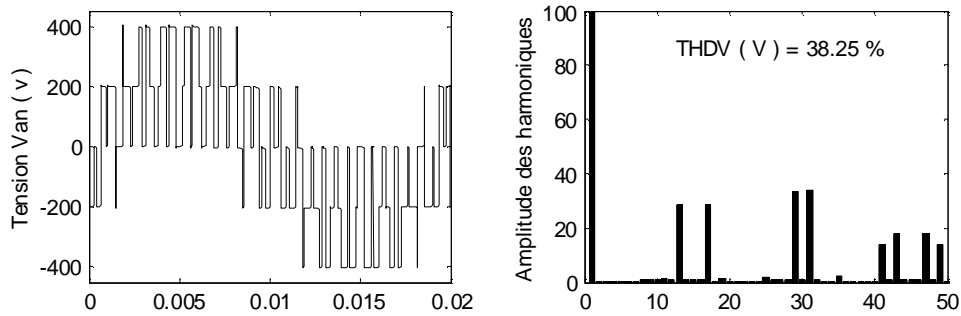


Fig.III.7.d La tension V_{an} à l'entrée du redresseur triphasé à deux niveaux et son spectre ($m = 15, r = 0,8$)

II.2 Redresseur triphasé à trois niveaux :

Pour les redresseurs à trois niveaux, la porteuse qui permet les meilleures performances de cette stratégie est la porteuse triangulaire unipolaire [14]. Ce type de porteuse est déjà utilisé pour les onduleurs à deux niveaux en pont complet.

L'algorithme de la commande triangulo-sinusoidale pour le trois niveaux se résume pour un bras k comme suit :

$$\begin{cases} (|V_{ref_k}| \leq U_p) \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 0 \\ (|V_{ref_k}| > U_p) \text{ et } (V_{ref_k} > 0) \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 1 \\ (|V_{ref_k}| > U_p) \text{ et } (V_{ref_k} < 0) \Rightarrow B_{k1} = 0, B_{k2} = 0 \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

Avec cet algorithme et pour des tensions de référence sinusoidales, on a pour la phase une par exemple :

- Pour $0 < \omega t \leq \pi$, on a $B_{11} = 1$, et on module la tension d'entrée du redresseur en jouant sur B_{12} .
- Pour $\pi < \omega t \leq 2\pi$, on a $B_{12} = 0$, et on module la tension d'entrée du redresseur en jouant sur B_{11} .

La figure III.9 montre la génération des impulsions de commande des interrupteurs du bras k en utilisant cette stratégie.

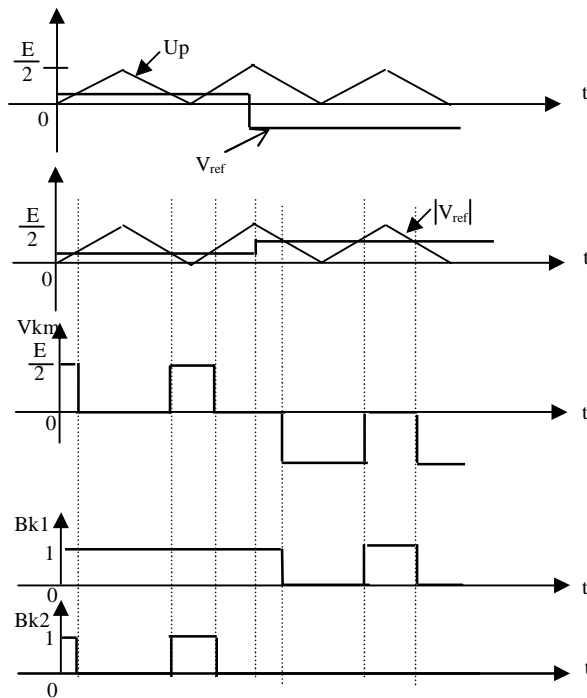


Fig.III.8 Principe de la stratégie triangulo-sinusoidale du redresseur à trois niveaux à une seule porteuse triangulaire unipolaire

Les tensions de référence du redresseur triphasé à trois niveaux, permettant de générer un système de tension triphasé équilibré direct définie par le système (III .1).

§ Simulation et interprétation :

La figure III.9 montre la porteuse triangulaire unipolaire et les trois tensions de référence pour $m = 12$ et $r = 0,8$.

Les figures III.10.a jusqu'à III.10.c montrent la tension d'entrée du redresseur pour $m = 12, 9$ et 36 , et les spectres harmoniques correspondant et éventuellement les impulsions de commande des interrupteurs d'un bras k . On remarque que :

- Le nombre d'impulsions P de cette tension par alternance vaut :

$$\left\{ \begin{array}{l} P = \frac{m-1}{2} \quad \text{si } m \text{ est impair} \\ P = \frac{m}{2} - 1 \quad \text{si } m \text{ est pair} \end{array} \right. \quad \text{(III.3)}$$

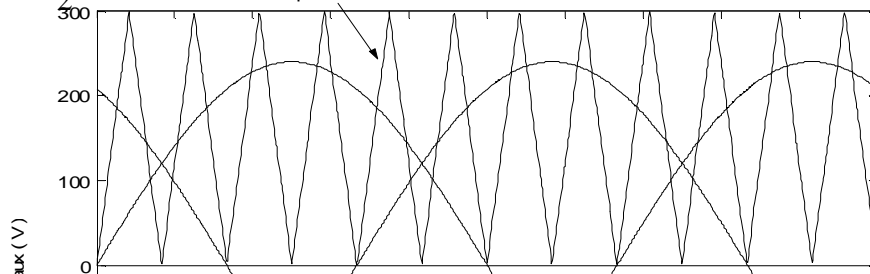


Fig.III.9 La porteuse unipolaire et les trois tensions de référence pour $m = 12$ et $r = 0,8$.

- Le nombre de commutation par période d'un interrupteur du redresseur à trois niveaux est $2P$.
- Pour m pair, on a une symétrie par rapport à $\pi/2$ et π , et donc seuls les harmoniques impaires existent, en éliminant les harmoniques de rang multiple de trois (figIII.10.a, et fig III.10.c).
- Pour m impair, on a aucune symétrie et donc en plus de ces harmoniques impaires, des harmoniques pairs existent (fig III.10.b) c'est pour cette raison la valeur de THDV est importante pour les valeurs impaire de « m », sachant que les harmoniques de rang multiple de trois sont nuls.

On remarque plus que m augmente plus que les harmoniques les plus gênants sont repoussés vers les fréquences élevées donc facilement filtrés (fig III.10.c).

On remarque aussi suivant les spectres harmoniques pour les différentes valeurs de m que les harmoniques les plus importants sont de rang 11 et 13 pour $m = 12$ et de rang 8 et 10 pour $m = 9$. D'une manière générale les harmoniques les plus importants sont les paires suivantes :

- ▼ $(m-1, m+1)$ correspondant à la première famille d'harmoniques centrées sur la fréquence mf .
- ▼ $(2m-1, 2m+1)$ correspondant à la seconde famille d'harmoniques centrées sur la fréquence $2mf$...etc.

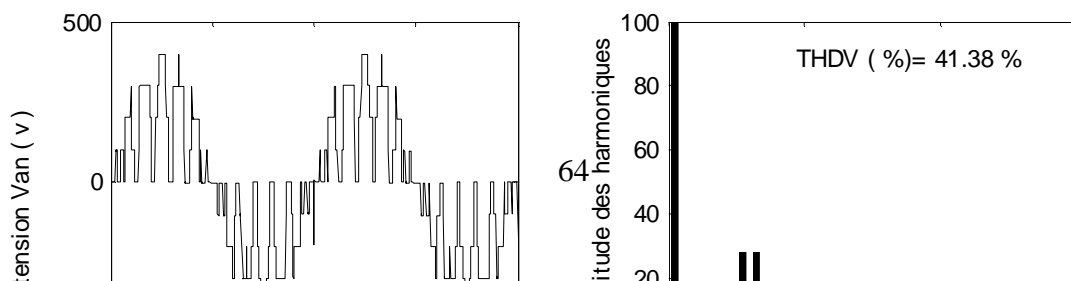


Fig.III.10.a La tension simple V_{an} et son spectre harmonique du redresseur triphasé à trois niveaux et les impulsions de commande d'un seul bras ($m=12, r=0,8$)

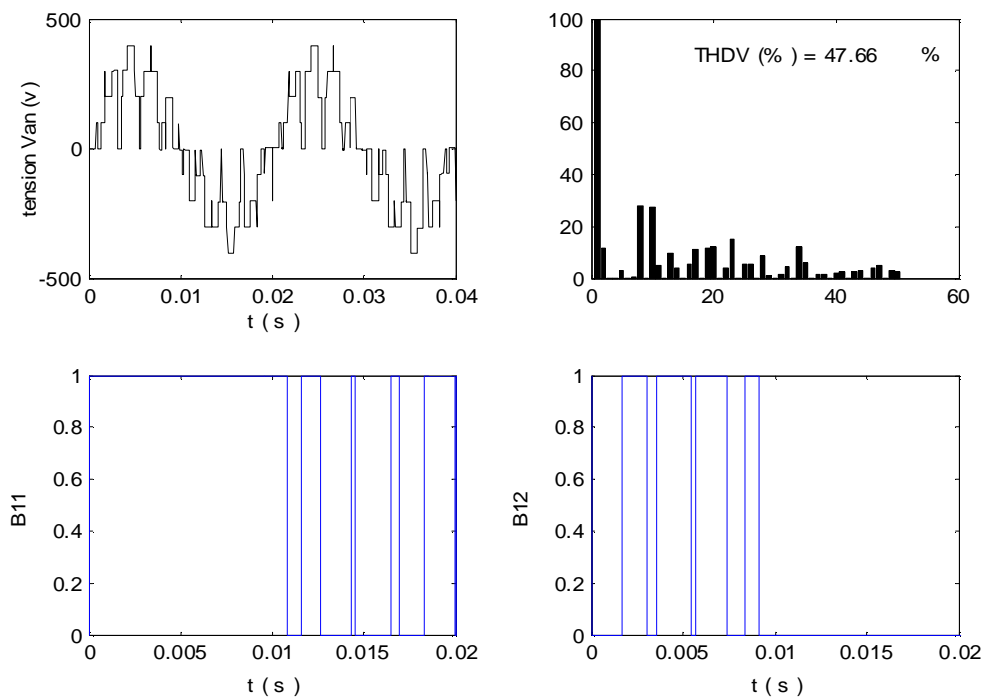


Fig.III.10.b La tension simple V_{an} et son spectre harmonique du redresseur triphasé à trois niveaux et les impulsions de commandes d'un seul bras ($m=9, r=0,8$)

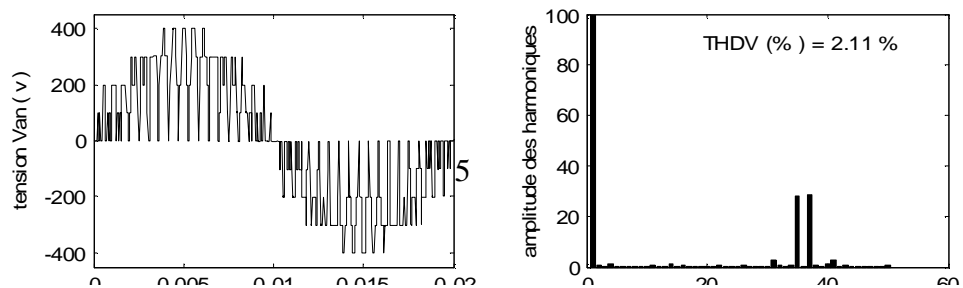


Fig.III.10.c la tension simple V_{an} et son spectre harmonique du redresseur triphasé à trois niveaux et les impulsions de commande d'un seul bras ($m=36$, $r=0,8$)

III. Commande triangulo-sinusoïdale à deux porteuses à échantillonnage naturel :

Pour les redresseurs à trois niveaux, on peut utiliser deux porteuses identiques, déphasées d'une demi période de hachage $1/2F_p$ l'une de l'autre, afin d'améliorer le taux d'harmonique des tensions d'entrée du redresseur (F_p : fréquence des porteuses). Différentes porteuses sont possibles :

Porteuse triangulaire unipolaire ou bipolaire, porteuse en dents de scie unipolaire ou bipolaire.

La porteuse en dents de scie bipolaire permet un taux d'harmoniques le plus faible mais avec des harmoniques pairs et impairs [14].

Les porteuses triangulaires permettent des tensions d'entrée ayant la symétrie par rapport au quart et à la demi période, ainsi le signal est symétrique et les harmoniques pairs sont nuls.

Dans cette partie, on présente les deux cas de porteuses bipolaires et en montrera les avantages qui peut portées les deux types de porteuses sur le signal d'entrée du redresseur triphasé à trois niveaux.

III.1. Commande triangulo-sinusoïdale à deux porteuses bipolaires en dent de scie :

La fig.III.11 présente le principe de cette stratégie pour un bras k du redresseur à trois niveaux, qui peut être résumé en deux étapes :

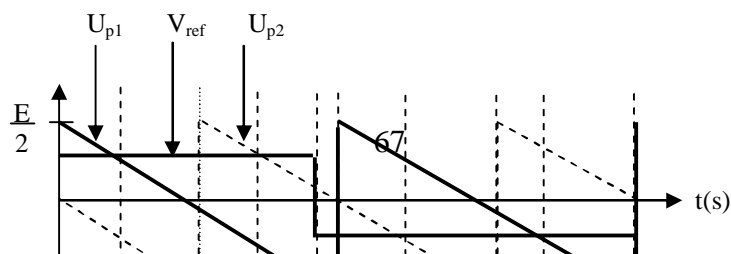
Etape 1 : détermination des signaux intermédiaires V_{k1} , V_{k0}

$$\left\{ \begin{array}{l} (V_{ref_k} \geq U_{p1}) \Rightarrow V_{k1} = 1 \\ (V_{ref_k} < U_{p1}) \Rightarrow V_{k1} = 0 \end{array} \right. \text{ et } \left\{ \begin{array}{l} (V_{ref_k} \geq U_{p2}) \Rightarrow V_{k0} = 0 \\ (V_{ref_k} < U_{p2}) \Rightarrow V_{k0} = -1 \end{array} \right. \quad (III.4)$$

Etape 2: détermination du signal V_{k2} et les ordre de commande B_{ks} des interrupteurs:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{k2} = 1 \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 1 \\ V_{k2} = -1 \Rightarrow B_{k1} = 0, B_{k2} = 0 \\ V_{k2} = 0 \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 0 \end{array} \right. \text{ Avec } \left\{ \begin{array}{l} V_{k2} = V_{K1} + V_{K0} \\ B_{k3} = \overline{B_{K2}} \\ B_{k4} = \overline{B_{K1}} \end{array} \right. \quad (III.5)$$

Cette stratégie est caractérisée comme pour la stratégie triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse, par l'indice de modulation m et le taux de modulation r.

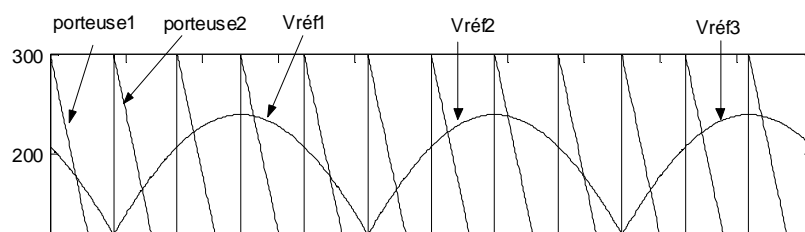


**Fig.III.11. Principe de la stratégie triangulo-sinusoidale à deux
Porteuses en dent de scie**

Les tensions de référence du redresseur triphasé à trois niveaux, permettant de générer un système de tension triphasé équilibré direct sont toujours définies par le système (III.1).

La figure III.14 montre les deux porteuses bipolaires en dents de scie et les trois tensions de référence pour $m = 6$ et $r = 0,8$.

Fig. II.14 stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses du redresseur triphasé à trois niveaux ($m = 6$, $r = 0,8$)



**Fig.III.12. Stratégie sinusoïdale à deux porteuses du redresseur triphasé à trois niveaux
($m = 6$, $r = 0.8$).**

*** Simulation et interprétation :**

Les figures III.13.a, III.13.c illustrent bien la tension d'entrée de la phase 1 du redresseur respectivement pour $m = 6$, 9 et 12 et les spectres harmoniques correspondants et éventuellement le nombre d'impulsion de commande pour un bras K du redresseur. On remarque que :

- Le nombre d'impulsion P de cette tension V_{an} alternance vaut $P = m - 1$.
- Le nombre de commutation par période d'un interrupteur du redresseur à trois niveaux est $2P$.
- Pour toutes les valeurs de l'indice de modulation m on n'a aucune symétrie et donc en plus des harmoniques impairs, des harmoniques pairs existent.

On constate comme pour la stratégie triangulo-sinusoïdale à porteuse unique, que les harmonique de tension se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de la fréquence F_p telle que $F_p = 2mf = 2Fp$ (avec F_p : fréquence des deux porteuses).

La première famille centrée autour de la fréquence $2mf$ est la plus importante du point de vue amplitude. L'augmentation de l'indice de modulation m permet de pousser les harmoniques vers des fréquences élevées et donc facilement filtrés.

On peut considérer cette stratégie à deux porteuses de fréquence F_p comme équivalente à la stratégie à une seule porteuse mais de fréquence $F_p = 2Fp$.

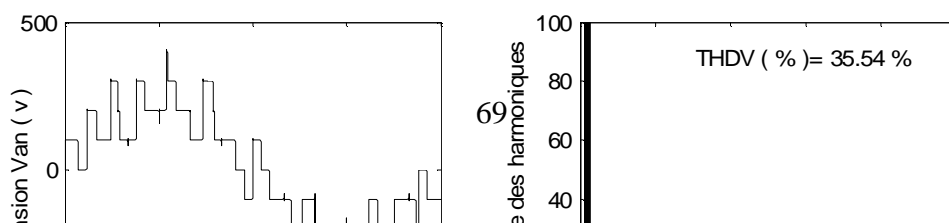


Fig.II.13.a La tension simple V_{an} et son spectre harmonique du redresseur triphasé à trois niveaux et les impulsions de commande d'un bras k ($m= 6, r =0,8$)

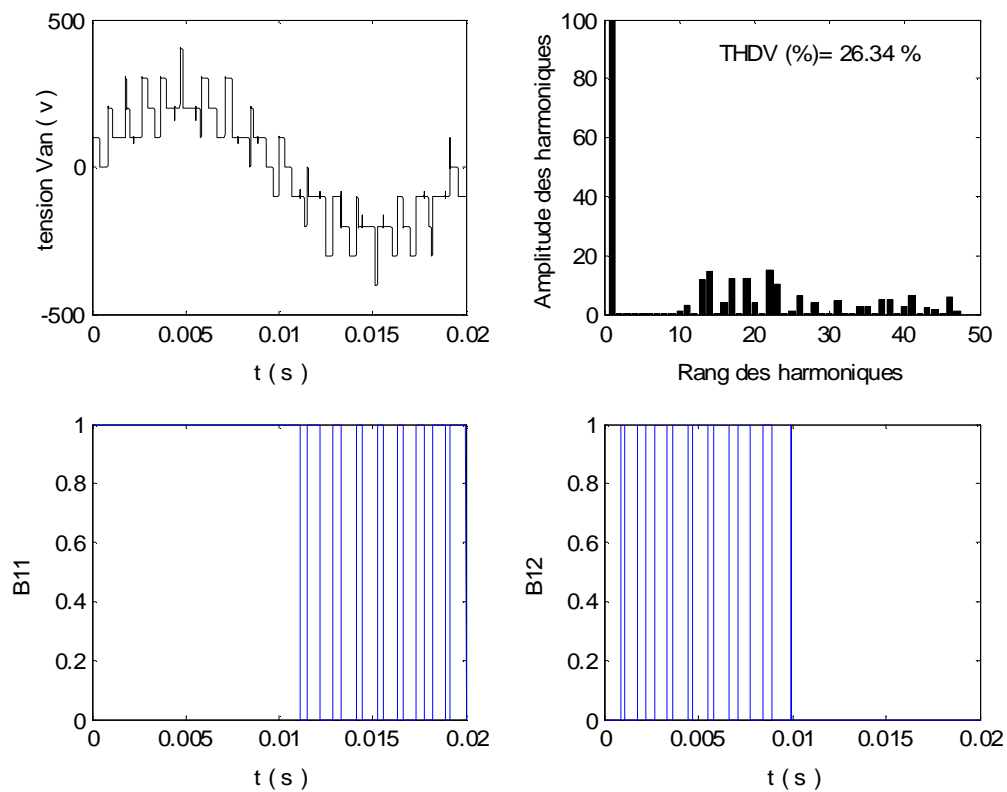


Fig III.13.b La tension simple V_{an} et son spectre harmonique du redresseur triphasé à trois niveaux et les impulsions de commande d'un bras k ($m= 9, r = 0,8$)

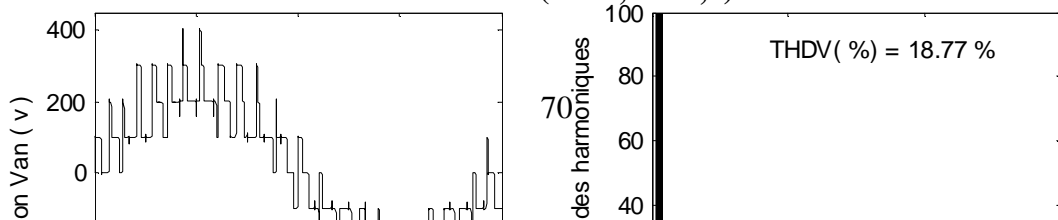


Fig II.13.c La tension simple V_{an} et son spectre harmonique du redresseur triphasé à trois niveaux et les impulsions de commande d'un bras k ($m= 12, r = 0,8$)

III.2. Commande triangulo-sinusoidale à deux porteuses triangulaires bipolaires :

Le principe de cette stratégie consiste à utiliser les intersections d'une onde de référence ou modulante (qui est l'image de l'onde qu'on veut obtenir à l'entrée du redresseur). Généralement sinusoidale avec deux porteuses triangulaires bipolaires comme le montre la figure III.14.

Les tensions de référence du redresseur triphasé à trois niveaux sont toujours définies par le système (III.1) et les porteuses triangulaires sont données par les équations (III.6)

$$\left\{ \begin{array}{l} U_{p1}(t) = \begin{cases} U_c \left(4 * \frac{t}{T_p} - 1\right) & 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ U_c \left(-4 * \frac{t}{T_p} + 3\right) & \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \\ U_{p2}(t) = U_{p1}\left(t + \frac{T_p}{2}\right). \end{array} \right. \quad (III.6)$$

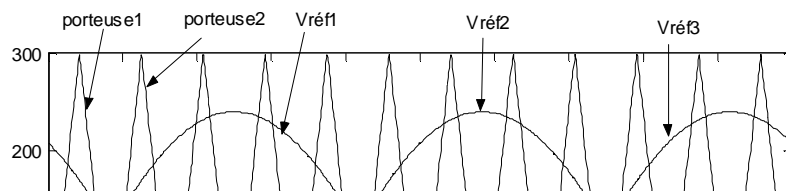


Fig.III.14 les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses triangulaires bipolaires ($m=6$, $r=0.8$).

L'algorithme de commande de cette stratégie est le même que celui définies par le système (III.4) et (III.5).

*** Simulation et interprétation :**

- Ø Les figures III.15.a, III.15.b et III.15.c représentent la tension du redresseur triphasé à trois niveaux et son spectre d'harmonique respectivement pour $m = 6, 9$ et 12 avec $r = 0,8$ et $f = 50\text{Hz}$.
- Ø Les trois figures montrent que pour toutes les valeurs de l'indice de modulation « m », il y a une symétrie dans la tension simple V_{an} par rapport au quart de sa période, donc seul les harmoniques impairs existent et se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de $2mf$. La première famille centrée autour de $2mf$ est la plus importante du point de vue amplitude.
- Ø L'augmentation de l'indice de modulation « m » permet de pousser les harmoniques les plus gênantes vers des fréquences élevées et donc facilement filtrés.

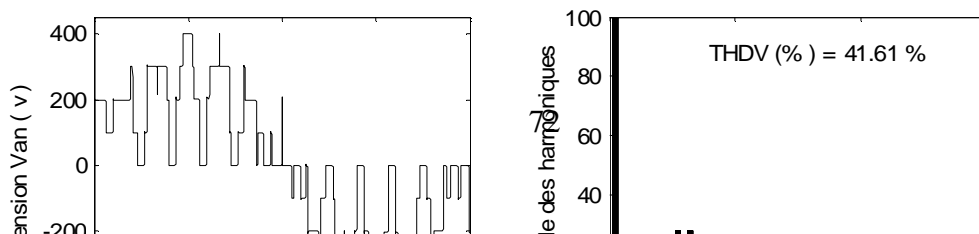


Fig.III.15.a. La tension simple Van et son spectre du redresseur triphasé à trois niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses triangulaires bipolaires ($m=6, r=0,8$)

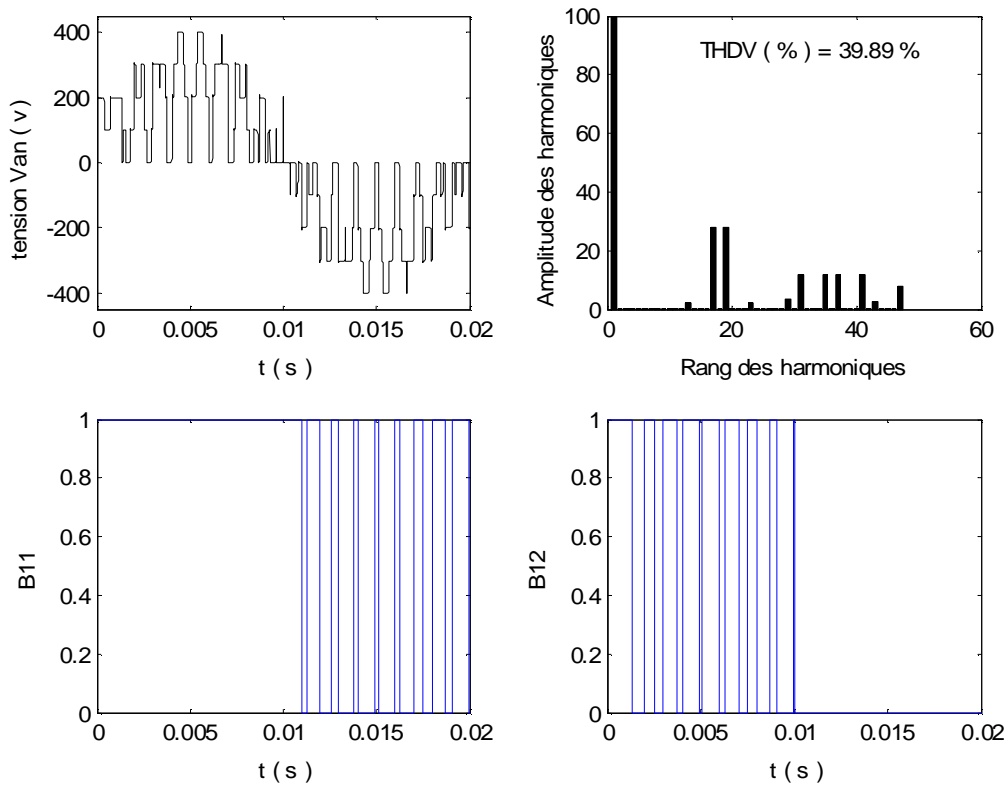


Fig III.15.b La tension simple Van et son spectre du redresseur triphasé à trois niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses triangulaires bipolaire ($m=9, r=0,8$)

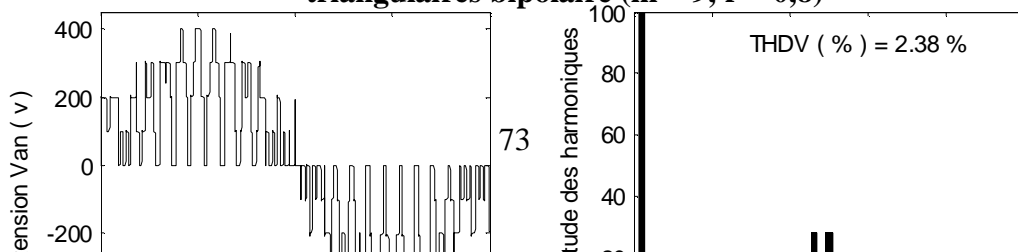


Fig III.15.c La tension V_{an} et son spectre du redresseur triphasé à trois niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses triangulaires bipolaires ($m=12$, $r=0,8$).

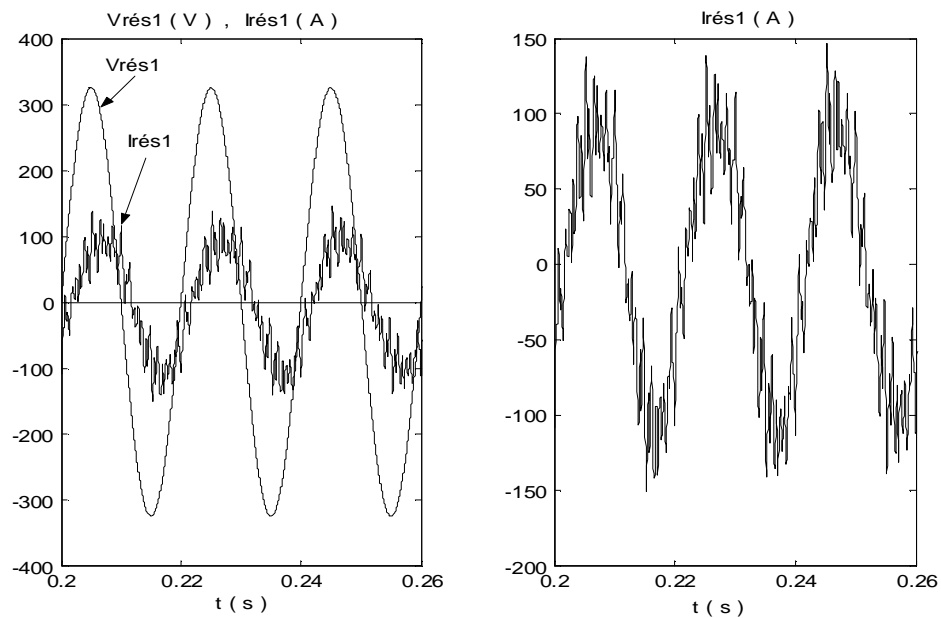
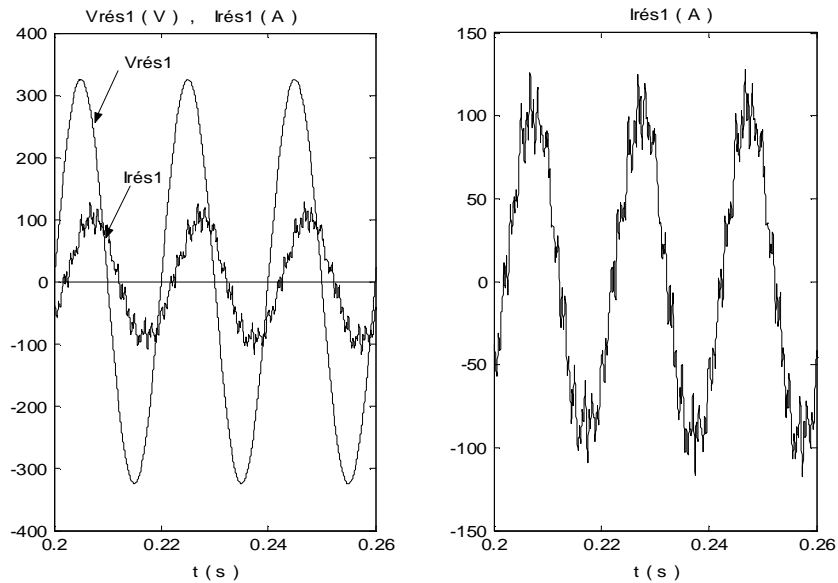


Fig.III.16.a Courant et tension du réseau pour le redresseur triphasé à deux niveaux ($m=15$, $r=0.8$)



**Fig.III.16.b Courant et tension du réseau pour le redresseur triphasé à trois niveaux
($m= 15$, $r= 0.8$)**

Ø Les figures III.16.a et III.16.b montrent bien l'amélioration de l'allure du courant absorbé par le redresseur à trois niveaux par rapport au courant absorbé par le redresseur à deux niveaux. Mais les deux redresseurs consomment de la puissance réactive ce qui explique le déphasage entre le courant et la tension du réseau.

IV. Résumé des stratégies de commande MLI étudiée :

Après comparaison entre les THDV des différentes stratégies de commandes étudiées précédemment, on va opter pour la commande qui nous permet d'avoir un signal symétrique à l'entrée du redresseur et qui engendre le moins d'harmonique possible. Pour cela et d'après le tableau ci-dessous on choisit la commande triangulo sinusoïdale à une porteuse triangulaire pour commander le redresseur à deux niveaux et la commande triangulo sinusoïdale à deux porteuses triangulaire pour commander le redresseur à trois niveaux.

L'application de ces deux stratégies de commande dans les différentes cascades proposées à l'étude fera l'objet du prochain chapitre.

Pour résoudre le problème de déphasage et améliorer la forme du courant absorbé par les redresseurs, on va essayer de présenter dans le paragraphe suivant la commande par hystérésis en courant qui parmi ces objectifs d'avoir un courant sinusoïdale et un facteur de puissance proche de l'unité. [37][38]

V. Commande par hystérésis en courant :

La stratégie de commande du courant par hystérésis est la solution la plus convenable pour toutes les applications de contrôle du courant des redresseurs ou les besoins en performance sont de plus en plus recherchés en particulier pour le cas des redresseurs de courant.

Comme il est bien connu, cette technique de contrôle du courant la plus directe que l'on puisse imaginer, est qualifiée d'avoir une bonne précision.

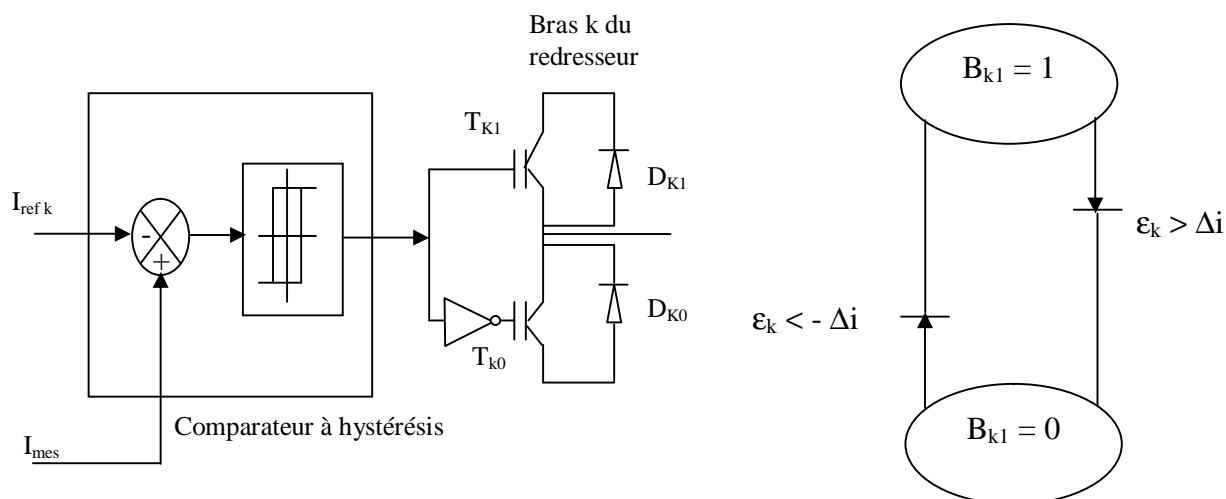


Fig III.17 Principe de la stratégie de commande par hystérésis en courant des redresseurs à deux niveaux

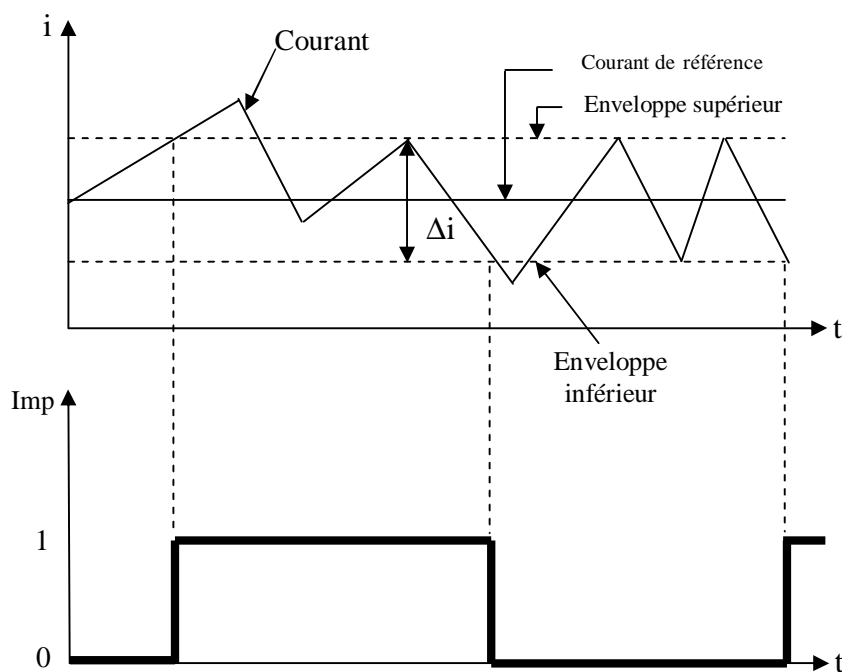


Fig III.18 Principe du Contrôle par hystérésis.

Le principe général de cette stratégie est de comparer le courant de référence I_{ref} au courant réel, et à partir de l'écart entre ces deux courants, on déduit la commande des interrupteurs du convertisseur.

Le principe du contrôle par hystérésis, consiste à maintenir le courant à l'intérieur d'une bande en cadran sa référence. La différence entre le courant et sa référence est comparée à une bande fixe de largeur Δi appelée bande ou fourchette d'hystérésis. Chaque violation de cette bande entraîne un ordre de commutation des interrupteurs comme le montre la figure III.18. Cette méthode permet le contrôle de la fréquence de commutation des interrupteurs par action sur la largeur Δi c'est pour quoi les performances de cette stratégie sont fortement liées à la largeur Δi de la bande d'hystérésis. Pour les redresseurs à deux niveaux, on a deux états de commande possibles pour un bras, et donc on utilise un régulateur à hystérésis à deux positions.

Pour les redresseurs à trois niveaux, trois états de commande sont possibles pour un bras. C'est pour quoi on a besoin d'un régulateur à hystérésis à trois positions.

IV.1. Redresseur triphasé à deux niveaux:

Pour les redresseurs à deux niveaux, l'algorithme de la commande par hystérésis en courant se résume pour un bras k du redresseur par le système (III.7) ci-dessous.

Soit ϵ_k l'écart entre le courant de référence et réel défini par $\epsilon_k = I_k - I_{refk}$. Les ordres de commande B_{ks} des interrupteurs sont déterminés alors comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Si } \epsilon_k \geq \Delta i \text{ alors } B_{k1} = 0 \text{ (ou faux).} \\ \text{Si } \epsilon_k \leq -\Delta i \text{ alors } B_{k1} = 1 \text{ (ou vrai)} \\ \text{Si non la commande des semi- conducteurs reste inchangée.} \end{array} \right. \quad \text{(III.7)}$$

La Fig III.18 montre le schéma synoptique de la stratégie.

Les courants de référence pour cet redresseur triphasé à deux niveaux sont définis comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{ref1}(t) = I_{eff} \sqrt{2} \sin(wt) \\ I_{ref2}(t) = I_{eff} \sqrt{2} \sin \left(wt - \frac{2\pi}{3} \right) \\ I_{ref3}(t) = I_{eff} \sqrt{2} \sin \left(wt + \frac{2\pi}{3} \right) \end{array} \right. \quad \text{(III.8)}$$

*** Simulation et interprétations:**

La figure III.19 montre la tension simple V_{an} de la première phase du redresseur triphasé à deux niveaux commandé par la stratégie d'hystérésis en courant pour $\Delta i = 2A$ et son spectre harmonique correspondant.

On remarque que :

- Le taux d'harmonique de la tension est relativement grand, mais les harmoniques les plus importantes en amplitude sont ceux de rang élevé et donc facilement filtrés et les harmoniques de rang multiple de trois sont nuls.
- Les courants de la source suivent d'autant bien leurs références que l'hystérésis Δi est faible, l'allure des courants est sinusoïdale et le déphasage est nul (facteur de puissance égale à l'unité). (fig III.20) Mais plus Δi est faible, plus les pertes par commutations des interrupteurs sont importantes.

D'où la nécessité de trouver un compromis entre les pertes par commutations (fréquence de commutation) et la largeur Δi de la bande d'hystérésis [14].

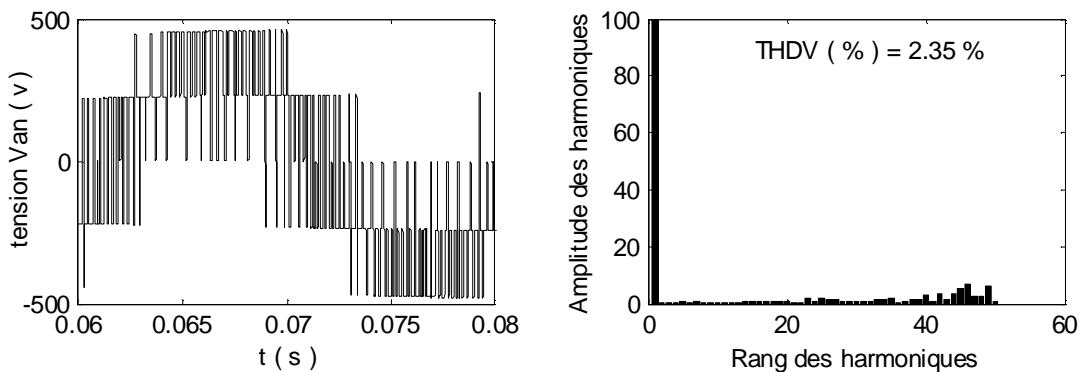


Fig III.19 La tension V_{an} du redresseur triphasé à deux niveaux commande par hystérésis en courant ($\Delta i = 2A$).

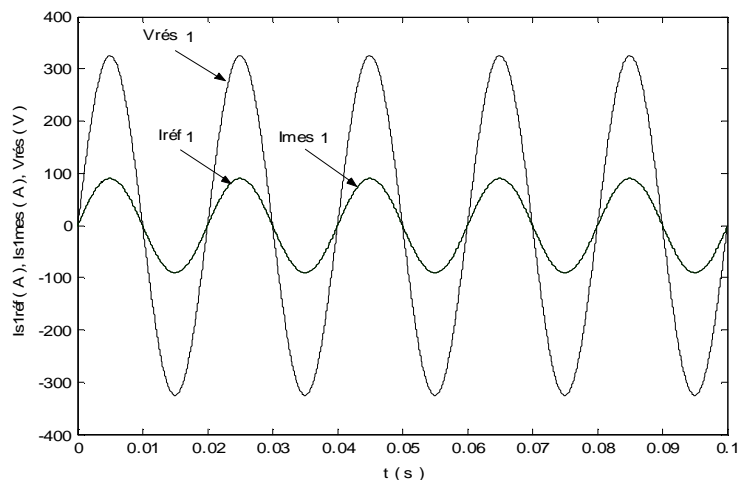


Fig III.20. Courant de référence et réel du redresseur triphasé à deux niveaux commandé par hystérésis en courant ($\Delta i = 2A$) et tension du réseaux V_{res1} .

IV.2. Redresseur triphasé à trois niveaux :

Pour les redresseurs à trois niveaux, l'algorithme de la commande par hystérésis en courant se résume pour un bras k du redresseur par le système suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} [(\epsilon_k \geq \Delta i) \text{ et } [(\epsilon_k \leq 2\Delta i)] \text{ ou } [(\epsilon_k \leq -\Delta i) \text{ et } [(\epsilon_k \geq -2\Delta i)]] \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 0. \\ (\epsilon_k > 2\Delta i) \Rightarrow B_{k1} = 0, B_{k2} = 0. \\ (\epsilon_k < -2\Delta i) \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 1. \end{array} \right. \quad (\text{III.9})$$

Les courants de référence pour ce redresseur sont définis comme pour le redresseur triphasé à deux niveaux par le système (III.8).

*** Simulation et interprétation :**

La fig. III.21 montre bien l'allure de la tension simple V_{an} à l'entrée du redresseur triphasé à trois niveaux commandé par la stratégie d'hystérésis en courant avec $\Delta i = 2A$ et le spectre harmonique correspondant.

On remarque que :

- Le taux d'harmonique de la tension est faible et les harmoniques sont tous pratiquement négligeables par rapport au fondamental.

C'est l'un des points positifs des redresseurs à trois niveaux par rapport à ceux à deux niveaux.

La figure III.22 illustre bien que les courants de la source sont sinusoïdaux et suivent bien leur référence avec un facteur de puissance égale à l'unité.

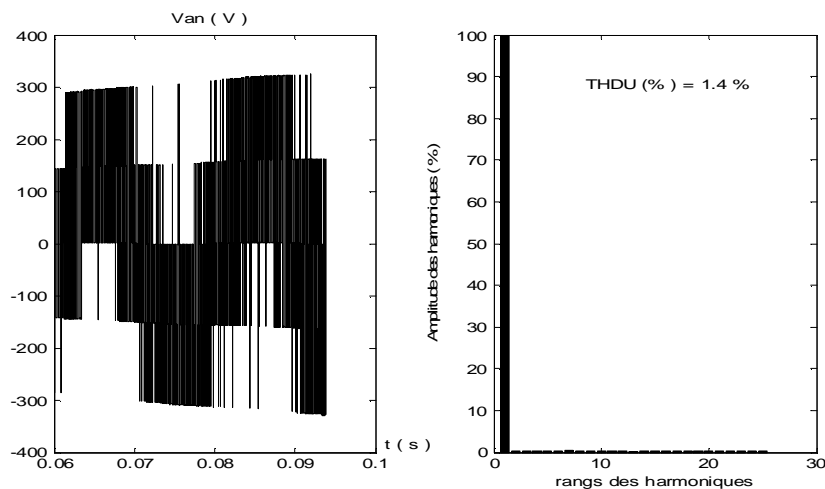


Fig III.21. La tension V_{an} du redresseur triphasé à trois niveaux commandé par hystérésis en courant ($\Delta i = 2A$) et le spectre harmonique correspondant.

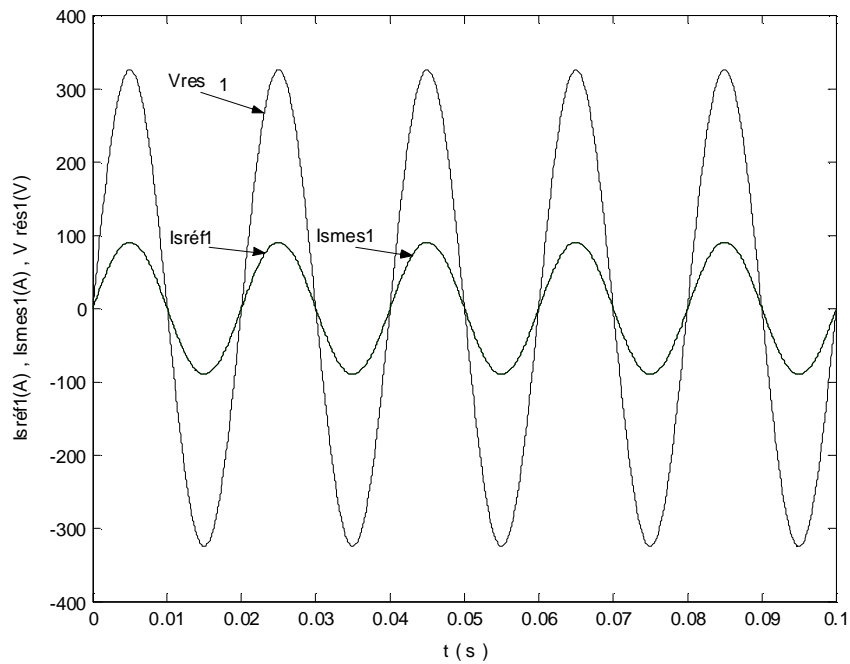


Fig III.22 Courants de référence et réel du redresseur triphasé à trois niveaux commandé par hystérésis en courant ($D_i = 2A$) et tension du réseaux V_{res1} .

VI. Comparaison entre les commandes M.L.I. et hystérésis : [36]

La comparaison peut se faire selon les critères suivants :

- Le THD à même fréquence de commutation.
- Les harmoniques de rangs faibles.
- La complexité ou la simplicité de la mise en œuvre de la commande.
- La maîtrise de la fréquence de découpage.

En effet, l'hystérésis donne un meilleure THD du courant et de tension que la M.L.I ceci est dû au fait que par hystérésis, la fréquence de commutation moyenne sur une période de 20ms n'est pas élevée.

En revanche, elle peut avoir une grande valeur pour de très courtes durées (10 khz sur 2 ms).

Ainsi, le temps de réponse par hystérésis est plus court, contrairement a la M.L.I, ou il faut attendre le créneaux suivant pour réagir. En outre, il existe un autre inconvénient lié à la structure triphasée, car l'action sur une phase se répercute sur les deux autres jusqu'à la prochaine commutation.

Cependant, une M.L.I ayant un calcul optimisé des angles de commutation des interrupteurs permet un contrôle meilleur du spectre basse fréquence.

En fin, contrairement à l'hystérésis, une M.L.I fournit des fréquences de commutation fixes, ce qui rend aisé la mise en œuvre de la commande.

VI.1. Les inconvénients de la MLI :

Malgré la diversité de ses techniques et leur grande habileté à éliminer les harmoniques désirés, la M.L.I est imparfaite.

En effet, le contenu harmonique génère par une onde M.L.I entraîne des pertes dans le réseau (pertes fer dans le transformateur pertes Joule, fer et pertes par courants de Foucault). Elle génère dans les machines tournantes des oscillations de couple, des bruits acoustiques et des résonances électromécaniques.

Elle injecte du bruit sur la commande et introduit des non linéarités qui peuvent déstabiliser le système. [35]

VI.2. Inconvénients de la commande par hystérésis :

Malgré sa grande robustesse, sa rapidité et la simplicité de son implantation dans les systèmes, la commande par hystérésis présente certains inconvénients. En effet, la génération d'une fréquence de commutation variable rend difficile la localisation des fréquences harmoniques que l'on souhaite éliminer. Outre ce fonctionnement à fréquence libre est susceptible d'introduire des nuisances sonores et de bruyantes interférences entre les phases surtout dans le cas des systèmes triphasés à point neutre isolé

Conclusion :

Dans ce troisième chapitre on s'est intéressé d'une manière explicite aux stratégies de commande des redresseurs triphasés à deux et trois niveaux . plus particulièrement la stratégie triangulo- sinusoïdale à une et à deux porteuses et la commande par hystérésis en courant.

On a conclu qu'on peut améliorer l'allure des tensions d'entrées des redresseurs ainsi que le taux d'harmoniques en agissant sur la structure du redresseur (notion multiniveaux) et la valeur de l'indice de modulation m et on a déduit que ce dernier en augmentant sa valeur facilite le filtrage et améliore le taux d'harmoniques.

Par la suite on a montré qu'en utilisant la stratégie triangulo- sinusoïdale on peut générer une source de tension à l'entrée du redresseur la plus sinusoïdale possible sans se préoccuper de l'allure du courant ou des tensions de sortie, tandis que la commande par hystérésis en courant donne des résultats plus ou moins meilleurs surtout qu'elle assure un courant en phase avec la tension du réseau.

Le prochain et dernier chapitre est consacré à l'application des deux stratégies de commande choisie précédemment, pour commander les redresseurs à deux et à trois niveaux qui utilisent l'onduleur triphasé à trois niveaux et le moteur asynchrone triphasé comme étage de sortie.

Type de redresseur	Stratégie de commande	Indice de modulation m	Coefficient de réglage r	Taux de distorsion en tension THDU (%)	La fréquence centrale de la première famille d'harmonique	Nombre d'impulsion Par alternance P	Observation	
Redresseur triphasé à deux niveaux	Triangulo-sinusoidale à une porteuse triangulaire bipolaire	9	0,8	62.62	m.f	P = m	- choisir m impair et multiple de trois afin d'annuler les harmoniques pairs et impairs multiple de trois. - éviter de choisir m pair parce qu'il engendre des harmoniques pairs.	
		12		39,21	m.f			
		15		38.25	m.f			
Redresseurs triphasé à trois niveaux	Triangulo-sinusoidale à une porteuse triangulaire unipolaire	9	0,8	47.66	m.f	$P = \frac{m-1}{2}$ si m est impair $p = \frac{m}{2} - 1$ si m est pair	- choisir m impair afin d'annuler les harmoniques pairs et impairs. - éviter de choisir m impair parce qu'il engendre des harmoniques pairs.	
		12		41.38	m.f			
		36		2.11	m.f			
	Triangulo sinusoidale à deux porteuses bipolaires en dent de scie	à deux porteuses bipolaires en dent de scie	6	0,8	35.54	2 m.f	P = m - 1	m pair ou impair, on a aucune symétrie du signal de tension. Donc en plus des harmoniques impairs, des harmoniques pairs existent.
			9		26.34	2 m.f		
			12		18.77	2 m.f		
Triangulo sinusoidale à deux porteuses triangulaire bipolaire	à deux porteuses triangulaire bipolaire	6	0,8	41.61	2 m.f	P = m - 1	m pair ou impair, le signal de la tension est symétrique. Donc seul les harmoniques impairs non multiple de trois existent.	
		9		39.89	2 m.f			
		12		2.38	2 m.f			

Tableau III.1. Différent stratégies de commande étudiées

CHAPITRE IV

Redresseurs de courant à MLI à deux et trois niveaux utilisant des onduleurs à trois niveaux

I.Introduction :

Dans ce chapitre on étudiera quelques dispositifs permettant de générer des tensions continus (U_{c1} et U_{c2}) à partir d'un réseau alternatif 50 Hz, et on présentera plusieurs types de cascade permettant de réaliser un redresseur triphasé (changeur de fréquence) ayant en sortie un onduleur de tension à trois niveaux, sachant que les points d'entrée de ces cascades sont constitués de redresseur de courant triphasé à modulation de largeur d'impulsions à deux ou trois niveaux. Ainsi on présentera les cascades suivantes :

- cascade d'un redresseur de courant triphasé à deux niveaux-onduleur triphasé à trois niveaux.
- Cascade de deux redresseurs de courant triphasé à deux niveaux en série- onduleur triphasé à trois niveaux.
- Cascade d'un redresseur de courant triphasé à trois niveaux-onduleur triphasé à trois niveaux.

Ces cascades constituent une alimentation réelle de la machine asynchrone, qui sera considéré comme une charge triphasée équilibrée à la sortie de l'onduleur à trois niveaux, et on va s'intéresser beaucoup plus aux caractéristiques et aux grandeurs électriques caractérisant les cascades indiquées ci- dessus ainsi qu'au filtre intermédiaire des différents cascades.

Après les analyses des performances portées sur les convertisseurs on montrera en particulier le problème du flottement des tensions U_{c1} et U_{c2} et par suite l'instabilité du potentiel du point M de l'onduleur.

La stratégie de commande utilisé pour ces convertisseurs est la triangulo- sinusoïdale à échantillonnage naturel (MLI), c'est à dire les grandeurs de sortie U_{c1} et U_{c2} seront modulées pour générer les grandeurs d'entrée V_a , V_b et V_c au premier lieu et en suite on va essayer au deuxième lieu l'utilisation de l'algorithme de commande qui permet d'avoir un courant réseau pratiquement sinusoïdal et en phase avec sa tension (commande par hystérésis en courant).

II. Modélisation des filtres capacitifs intermédiaires :

Les figures IV.1 et IV.2 montrent l'environnement du filtre capacitifs à point milieu respectivement dans le cas de cascade avec un et deux redresseurs de courant pour les quels on utilise la convention générateur pour la source de courant alternative, et la convention récepteur pour la source de tension continue (voir figures II.4 et II.8). Ainsi le redresseur est équivalent à une source de courant continu.

II.1 Filtre intermédiaire pour une cascade ayant un seul redresseur de courant :

Le modèle du filtre dans le cas de la figure IV.1 est défini par le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} = I_{red} - id_1 & (1) \\ C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} = I_{red} + id_2 & (2) \end{cases} \quad (IV.1)$$

Dans ce modèle on peut considérer id_1 , id_2 comme des perturbations et I_{red} comme grandeur de commande.

Ainsi, on voit que pour contrôler deux grandeurs de sortie U_{c1} et U_{c2} , on ne possède qu'une seule grandeur de réglage I_{red} . On peut déduire donc qu'il est pratiquement impossible avec une seule alimentation continue (c'est-à-dire sans point milieu) d'avoir $U_{c1} = U_{c2}$.

La relation (IV.2) confirme cette constatation ou id_0 ne peut pas être toujours nul pour le cas de l'onduleur à trois niveaux, cette relation (IV.2) montre également qu'on peut réduire la différence entre les deux tensions U_{c1} et U_{c2} en utilisant des capacités importantes. On peut dire que id_0 représente la source du déséquilibre entre ces deux tensions.

$$id_0 = C \frac{d(U_{c1} - U_{c2})}{dt} \quad \text{avec } C_1 = C_2 = C \quad (IV.2)$$

Afin d'avoir un potentiel du point milieu M plus stable (valeur moyenne nulle du $U_{c1} - U_{c2}$), il faut avoir une valeur moyenne nulle du courant id_0 .

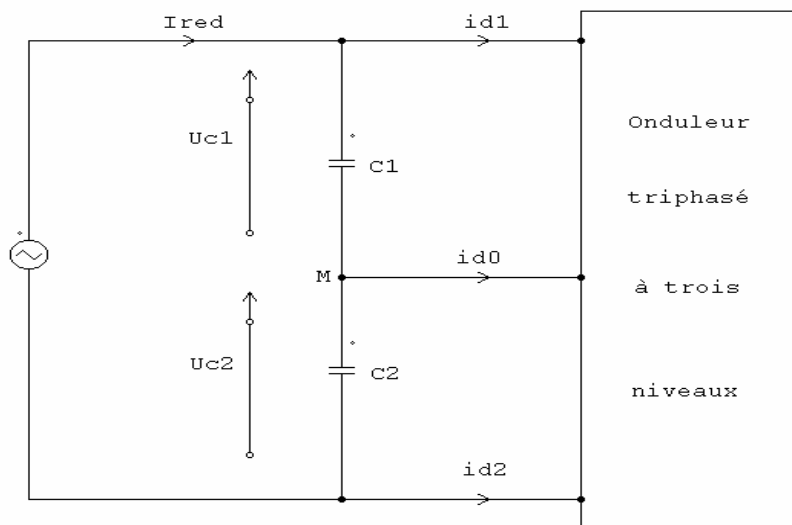


Fig IV.1 Filtre intermédiaire dans le cas d'un seul redresseur de courant

II.2. Filtre intermédiaire pour une cascade ayant deux redresseurs de courant:

La figure IV.2 montre la structure de ce filtre, le modèle de ce dernier est défini par le système suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} C1 \frac{dU_{c1}}{dt} = I_{red1} - id_1 \quad (1) \\ C2 \frac{dU_{c2}}{dt} = I_{red2} + id_2 \quad (2) \end{array} \right. \quad (IV.3)$$

Ce modèle montre que chacune des deux tensions peut être contrôlée indépendamment par l'un des deux redresseurs de courant. Ainsi, on peut déduire que la cascade avec deux redresseurs permet de maintenir au mieux $U_{c1} \approx U_{c2}$ sans avoir à augmenter les capacités et par suite stabiliser le potentiel du point milieu M.

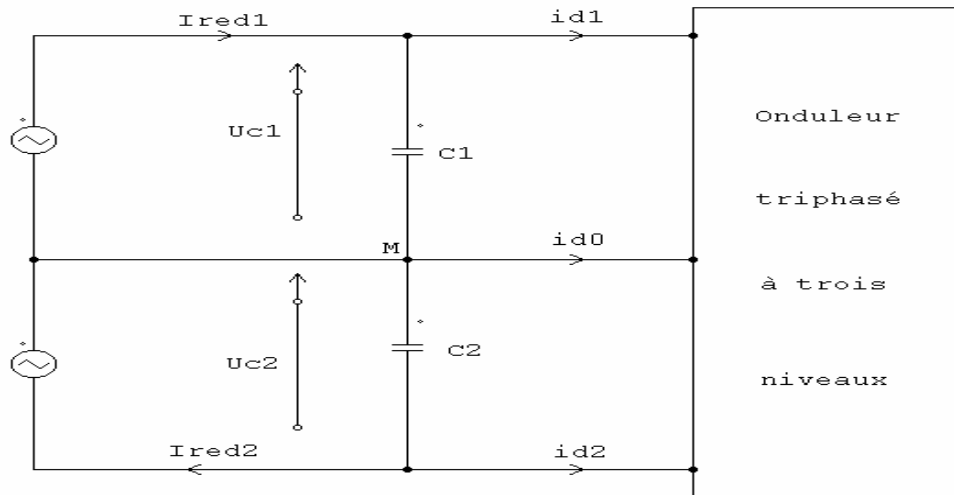


Fig IV.2 Filtre intermédiaire dans le cas de deux redresseurs de courant

II.3. Modélisation de l'onduleur :

Les redresseurs à deux et trois niveaux sont réversibles par leurs structures. Ils peuvent fonctionner on onduleur et ainsi transférer de l'énergie de la source de tension continue à la source de courant alternatif ou bien en redresseur et assurer alors le transfert énergétique dans le sens inverse.

Donc les modèles élaborés pour les redresseurs à deux et trois niveaux dans le deuxième chapitre sont valables pour ces onduleurs à condition de tenir compte de ces nouvelles conventions. Pour cela on adoptera pour les onduleurs la convention générateur pour la source de tension continue et la convention récepteur pour la source de courant alternatif comme le montre

la figure IV.3 pour un onduleur triphasé à 2 niveaux et la figure IV.4 pour un bras de l'onduleur triphasé à trois niveaux .Toutes les stratégies de commande possibles pour les redresseurs de courant à deux et trois niveaux sont bien sûr aussi valable pour ces onduleur

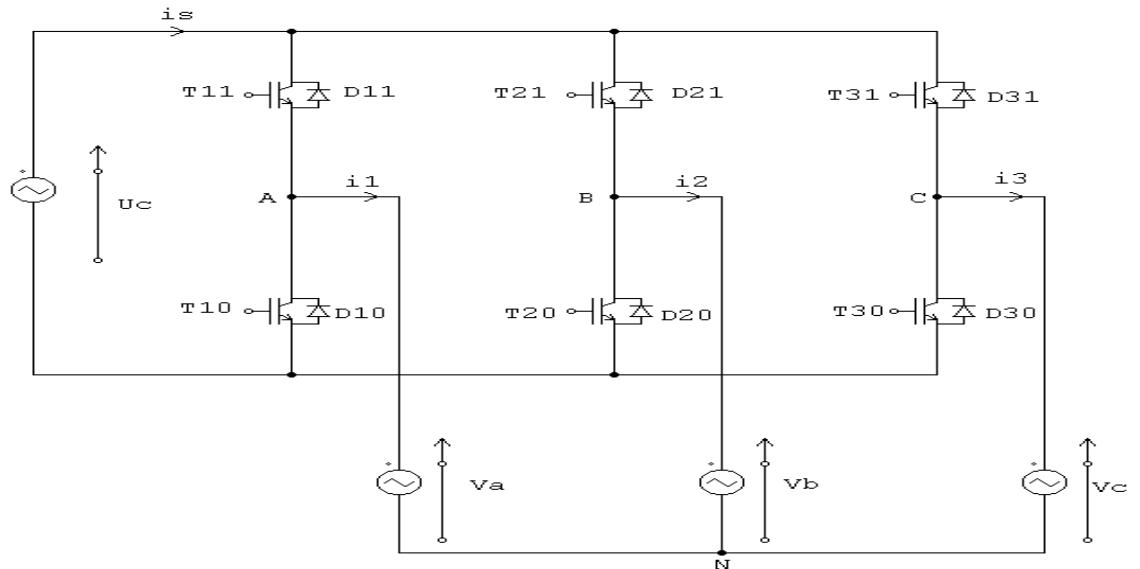


Fig IV.3 onduleur triphasé à deux niveaux.

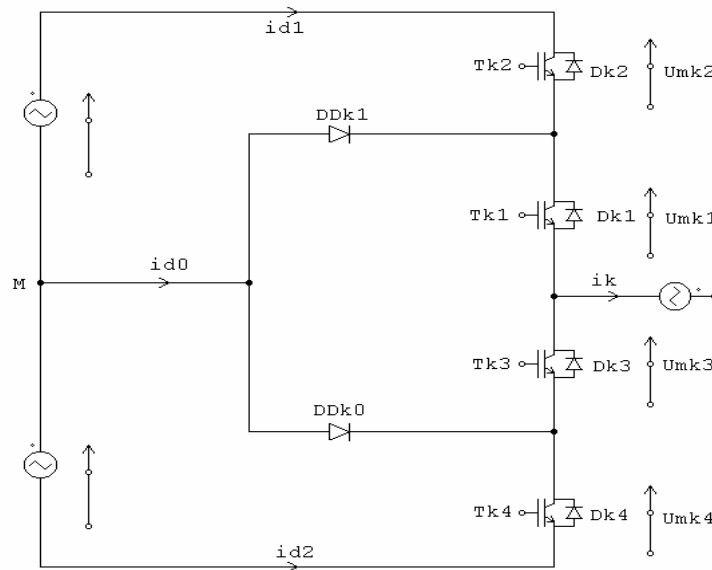


Fig IV.4 un bras de l'onduleur triphasé à trois niveaux.

III. Cascades des redresseurs de courant à MLI à deux niveaux-onduleur de tension à trois niveaux:

▼ Paramètres de la simulation :

La simulation des différentes cascades a été faite avec SIMULINK sous l'environnement MATLAB. Sachant que les paramètres du réseau restent inchangées pendant toute les simulations pour les différents cascades étudiés dans ce chapitre.

Les paramètres utilisés dans ces simulations sont les suivantes : [14]

- Réseau: c'est un réseau donné par l'équation II.2 constituée d'un système triphasé équilibré direct de paramètres :

$$\begin{cases} V_{\text{eff}} = 230\text{V}, & F = 50 \text{ Hz} \\ R = 0,25\text{W}, & L = 1 \text{ mH} \end{cases}$$

- Filtre capacitif : c'est un filtre intermédiaire entre le redresseur et l'onduleur $C_1 = C_2 = C = 2\text{mF}$
- La charge : voir annexe I.

III.1. Cascade d'un redresseur de courant triphasé à deux niveaux- onduleur à trois niveaux – Moteur asynchrone triphasé:

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

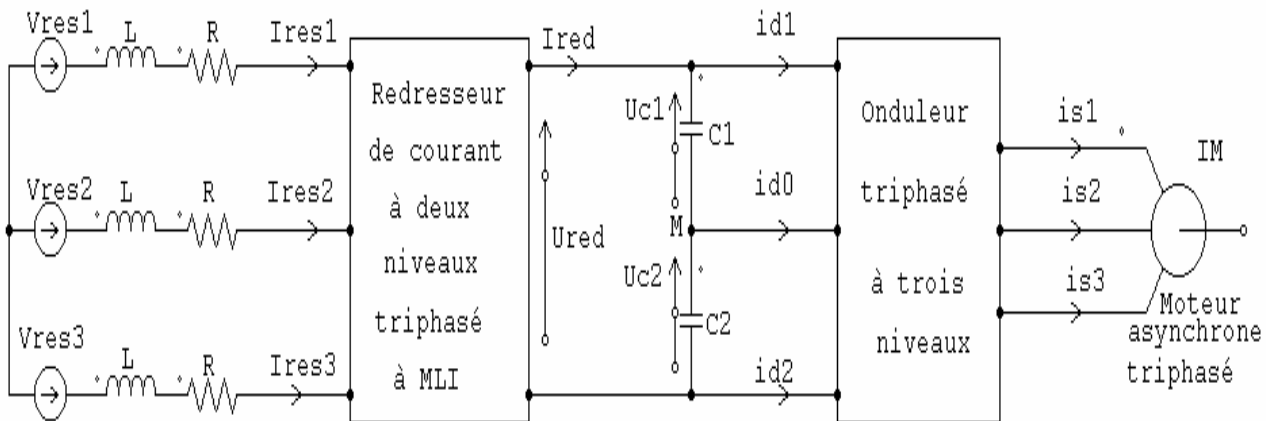


Fig IV.5. Cascade d'un redresseur de courant triphasé à deux niveaux – onduleur à trois niveaux – Moteur asynchrone triphasé.

III.1.1. Application et résultats de simulation :

Le redresseur triphasé à deux niveaux est commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale échantillonnage naturel à une porteuse triangulaire ($m = 15, r = 0,8$) et l'onduleur triphasé à trois niveaux est commandé par la même stratégie avec deux porteuses triangulaires bipolaires ($m=16, r = 0,8$) la cascade alimente un moteur asynchrone triphasé ($C_r=2 \text{ N.m}$).

Les figures IV.6 représentent les résultats de simulation de la cascade illustrée par la fig. IV.5.

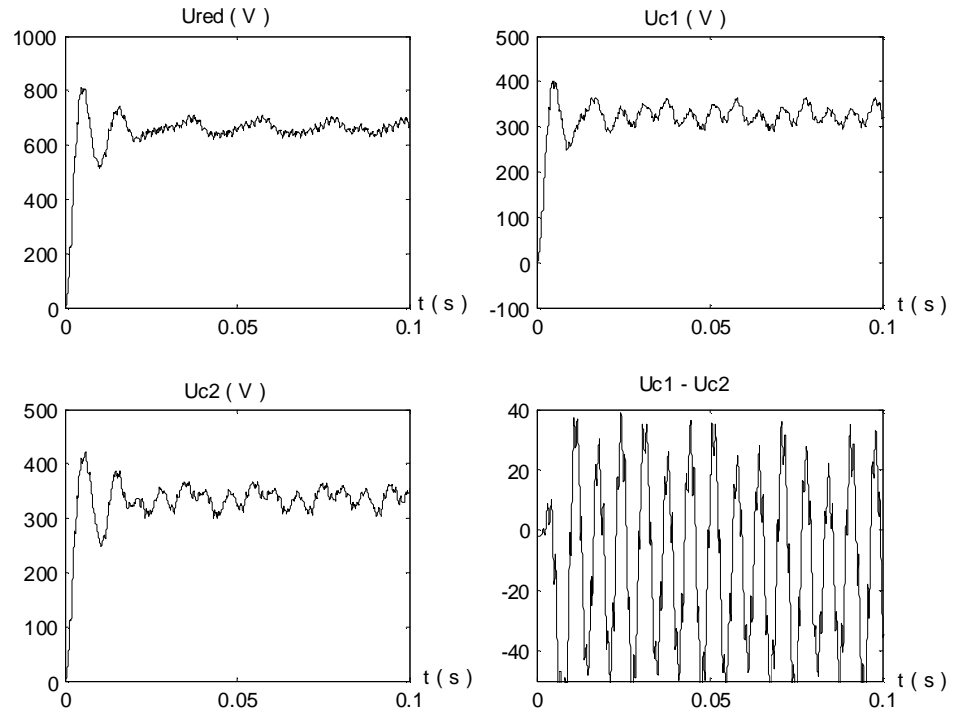


Fig IV.6.a Tension redressée U_{red} du redresseur triphasé à deux niveaux et tensions U_{c1} et U_{c2} et leur différence.

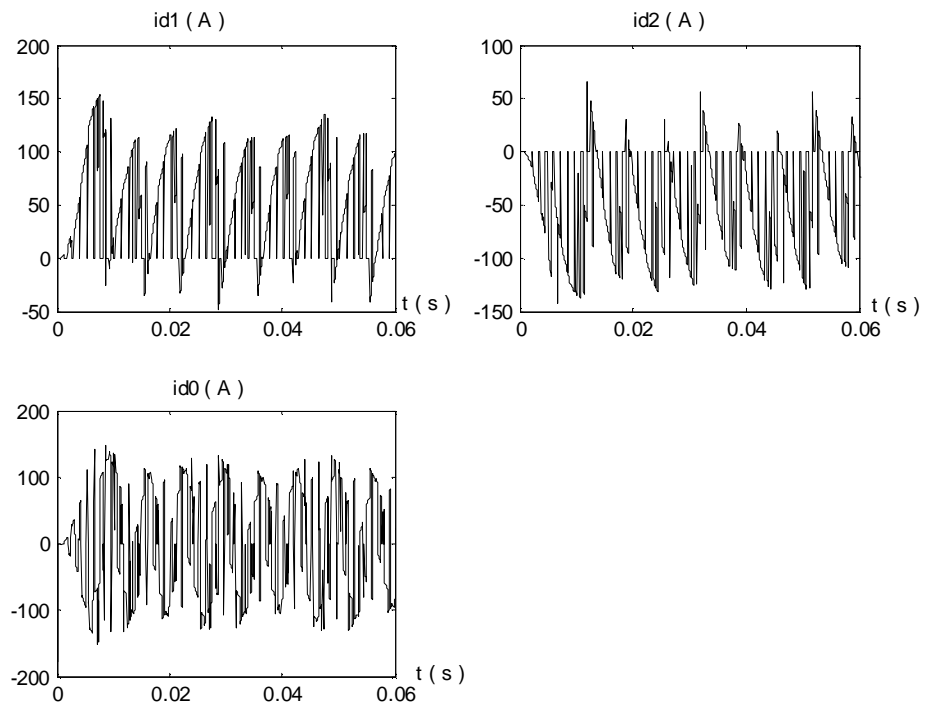


Fig IV.6.b Courants id_1 , id_2 et id_0 de l'onduleur triphasé à trois niveaux.

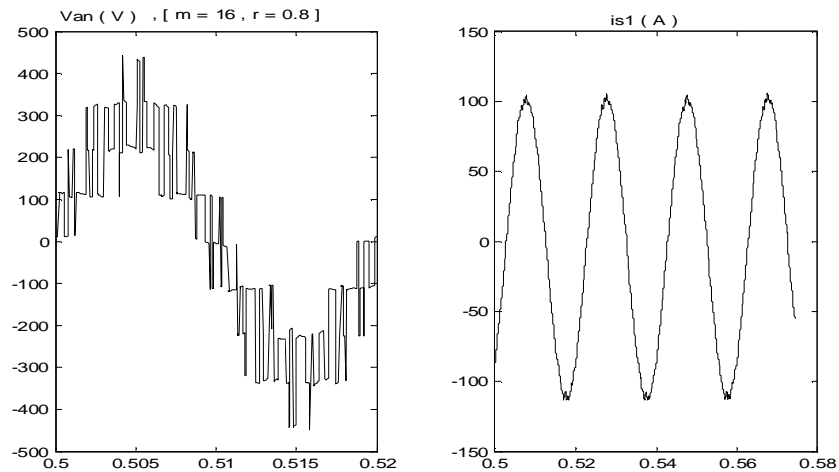


Fig IV.6.c tension V_{an} de l'onduleur et courant i_{s1} de la phase une du moteur triphasé.

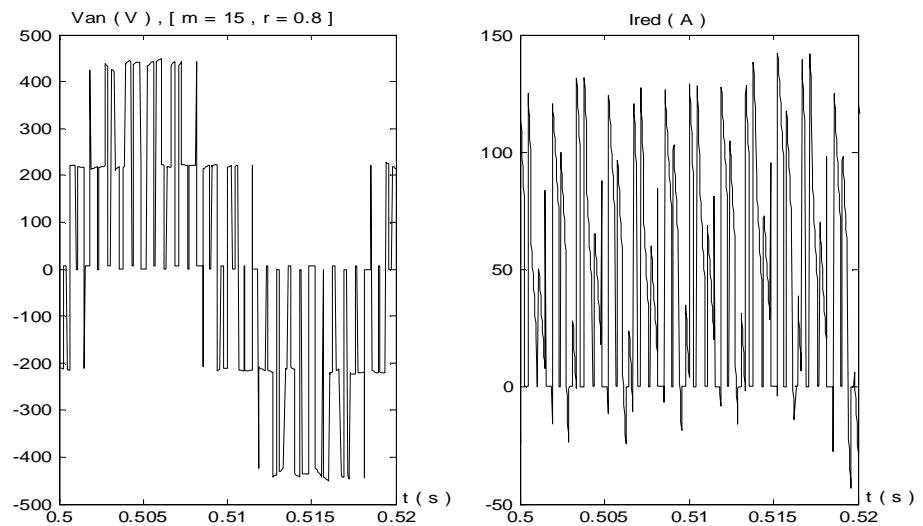


Fig IV.6.d courant redressé I_{red} du redresseur triphasé à 2 niveaux et tension V_{an} à l'entrée de même redresseur.

III.1.2- Interprétation :

On constate que la tension redressée U_{red} est la somme des deux tensions d'entrée de l'onduleur triphasé à trois niveaux $U_{red} = U_{c1} + U_{c2}$ qui sont opposées l'une par rapport à l'autre et leur différence $U_{c1} - U_{c2}$ est considérable (fig IV-6.a).

- La figure IV.6.b montre les courants d'entrée de l'onduleur triphasé à trois niveaux i_{d1} , i_{d2} et i_{d0} , les deux premiers courants ont la même allure mais inversés l'un par rapport à l'autre ce qui donne un courant i_{d0} à une valeur moyenne pratiquement nulle.

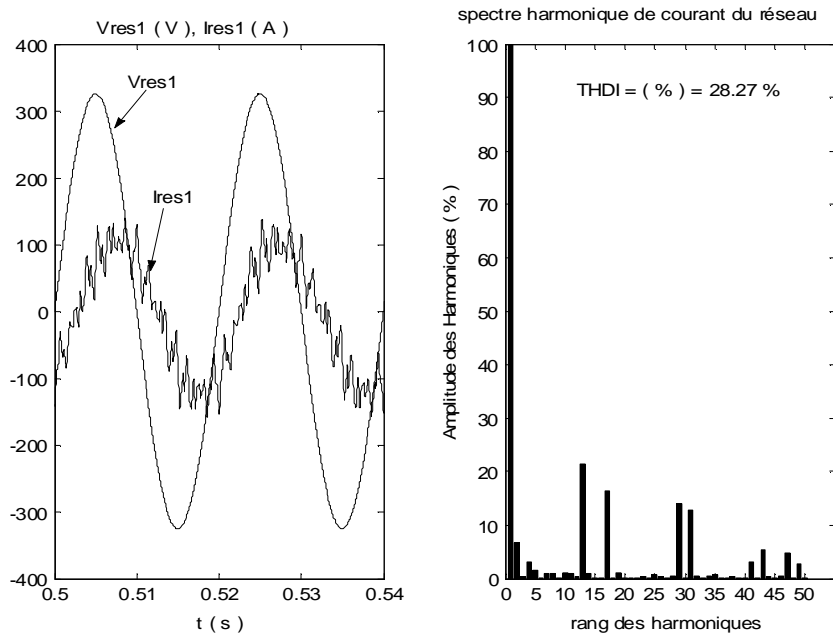


Fig IV.6.e Spectre harmonique de courant I_{res1} en amont du redresseur à deux niveaux et tension V_{res1}

- La figure IV.6.c montre bien les trois niveaux de tension à la sortie de l'onduleur à trois niveaux de la tension simple V_{an} , et le courant i_{s1} absorbe par le moteur triphasé asynchrone. Sachant que les deux autres tensions V_{bn} , V_{cn} et courants i_{s2} , i_{s3} sont équilibrés et déphasés l'un par rapport à l'autre de $2\pi/3$

- La figure IV.6.d montre le courant redressé I_{red} à la sortie du redresseur triphasé à deux niveaux et les deux niveaux de tension à l'entrée du redresseur de la tension simple V_{an} . Les deux autres tensions V_{bn} et V_{cn} sont aussi équilibrés et décalées l'une par rapport à l'autre de $2\pi/3$.

- La dernière figure IV.6.e illustre bien l'allure du courant I_{res1} du réseau triphasé alimentant le pont redresseur et son déphasage par rapport à la tension d'alimentation du réseau V_{res1} , ainsi son spectre harmonique correspondant. Ce dernier montre que les harmoniques impairs de rang multiple de trois sont nuls, et quelques harmoniques pairs existent. Ces harmoniques se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de celles de la porteuse $F_p = 15f$. La première famille centrée autour de la fréquence mf est la plus importante du point de vue amplitude, dans notre cas les harmoniques h_{13} et h_{17} .

Malgré que le THDI est égale 28.27 % l'allure du courant est un peu proche à une sinusoïde

III.2. Cascade deux redresseurs de courant triphasés à deux niveaux en série-onduleur triphasé à trois niveaux-Moteur asynchrone triphasé :

La figure IV.7 présente la structure de cette cascade..

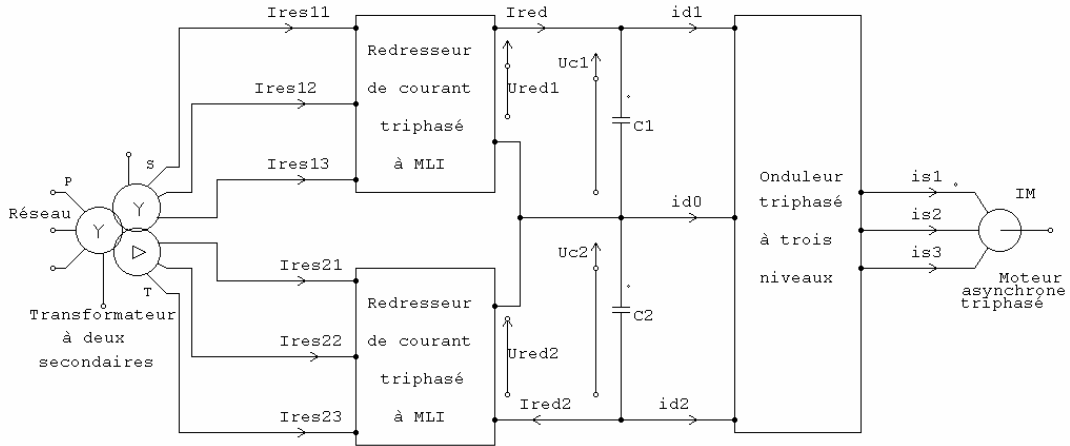


Fig IV.7. Cascade deux redresseurs de courant triphasés à deux niveaux – onduleur triphasé à trois niveaux – Moteur Asynchrone triphasé.

III.2.1. Application et résultats de simulation :

L'onduleur triphasé à trois niveaux est commandé par la même stratégie que la cascade précédente ($m=16$, $r = 0,8$). Les deux redresseurs de courant sont montés en série, et chacun est alimenté par une tension efficace 115 V et une fréquence de 50 Hz, dont le but est de garder la même tension redressée U_{red} . Les deux ponts sont pilotés par la stratégie triangulo-sinusoidale ($m = 15$, $r = 0,8$). Les figures IV.8 représentent les résultats de simulation de la cascade illustrée par la fig. IV.7. La cascade alimente le moteur pour $C_t = 2Nm$.

III.2.2. Interprétation :

- La figure IV.8.a montre les deux tensions redressées délivrées par les deux ponts redresseurs triphasés à deux niveaux et on remarque bien que $U_{red} = U_{red1} + U_{red2}$ avec $U_{red1} = U_{c1}$ et $U_{red2} = U_{c2}$ et la différence entre les deux tensions $U_{c1} - U_{c2}$ est importante.
- Les courants d'entrée, id_1 , id_2 , et id_0 de l'onduleur triphasé à trois niveaux sont montrés sur la figure IV.8.b, on remarque aussi que $id_1 = - id_2$ et la valeur moyenne des courants id_0 est nulle.

- On remarque bien l'allure du courant i_{s1} absorbé par le moteur asynchrone qui s'approche à une sinusoïde et la tension simple V_{an} à la sortie de l'onduleur triphasé à trois niveaux qui présente trois niveaux de tension $\frac{2U_{red}}{3}$, $\frac{U_{red}}{2}$, $\frac{U_{red}}{3}$ avec $U_{red} = 600$ V (voir fig IV.8c).
- on remarque aussi les deux niveaux de tensions simple à l'entrée de chaque pont redresseur triphasé à deux niveaux V_{an} pour la phase une et les courants redressés I_{red1} et I_{red2} délivrées par les deux ponts redresseurs. Comme le montre la figure IV.8.d
- D'après les figures IV.8.e, IV.8f, on constate que la mise en série de deux redresseurs à deux niveaux permettra d'améliorer le THD de courant du réseau qui égale à 9.86 %. Les harmoniques pairs et impairs multiple de trois sont nuls. Les harmoniques qui existent sont faibles en amplitude, en comparaison avec un seul pont redresseur à deux niveaux et se regroupent en familles centrées toujours autour des fréquences multiples de celle de la porteuse. L'allure du courant est améliorée et le déphasage existe toujours entre le courant et la tension du réseau qui est de l'ordre 45°

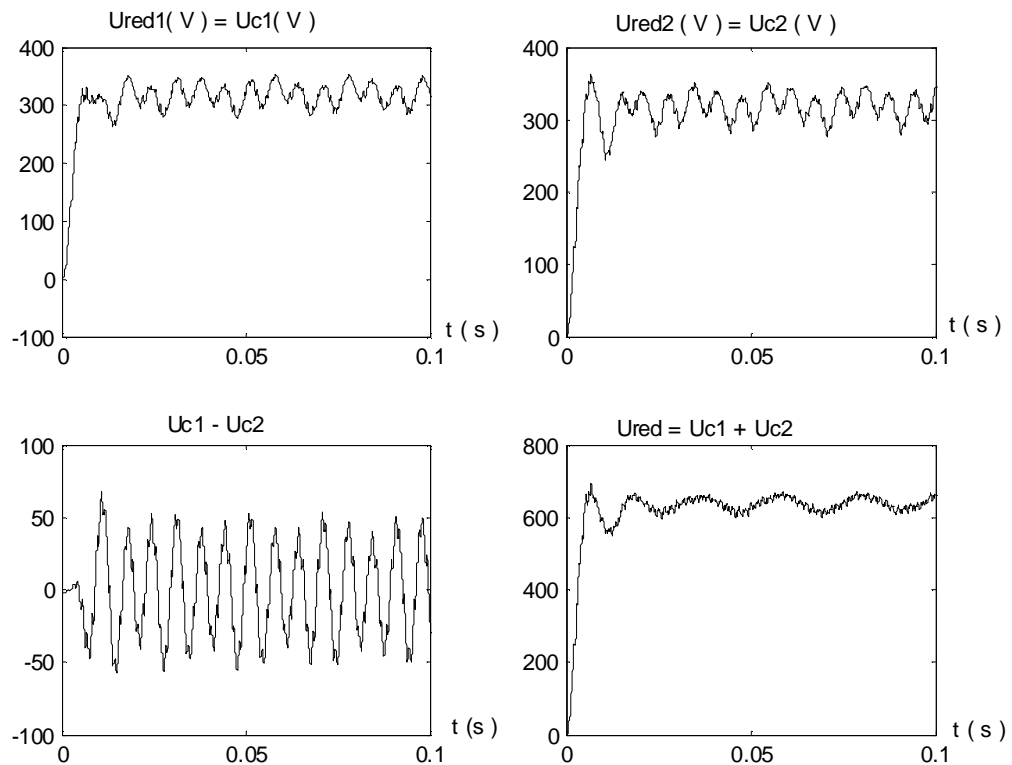


Fig IV.8.a Tensions redressées U_{red1} et U_{red} des deux ponts redresseurs triphasés à deux niveaux et leur différence $U_{c1} - U_{c2}$.

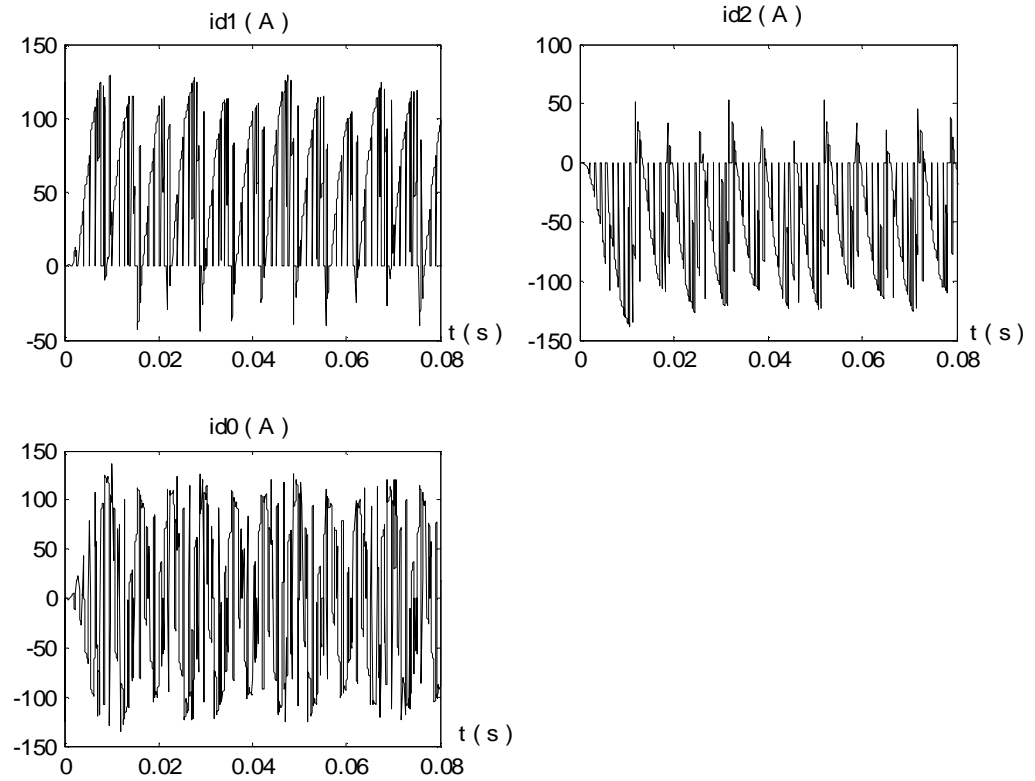


Fig IV.8.b Courants i_{d1} , i_{d2} et i_{d0} à l'entrée de l'onduleur triphasé à trois niveaux.

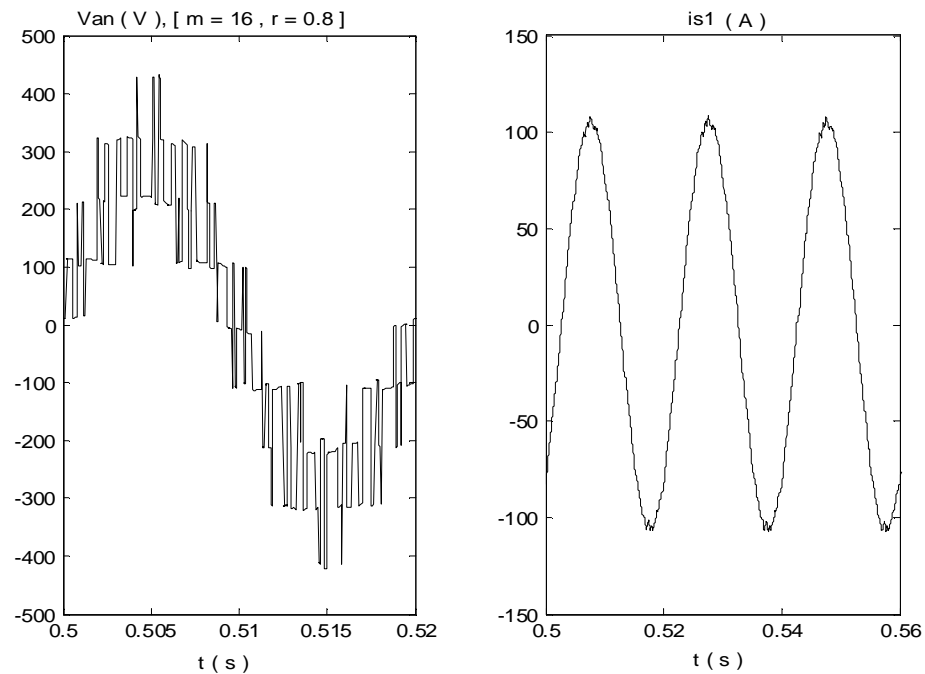


Fig IV.8.c tension V_{an} de l'onduleur triphasé à trois niveaux et le courant i_{s1} de la phase une du moteur triphasé.

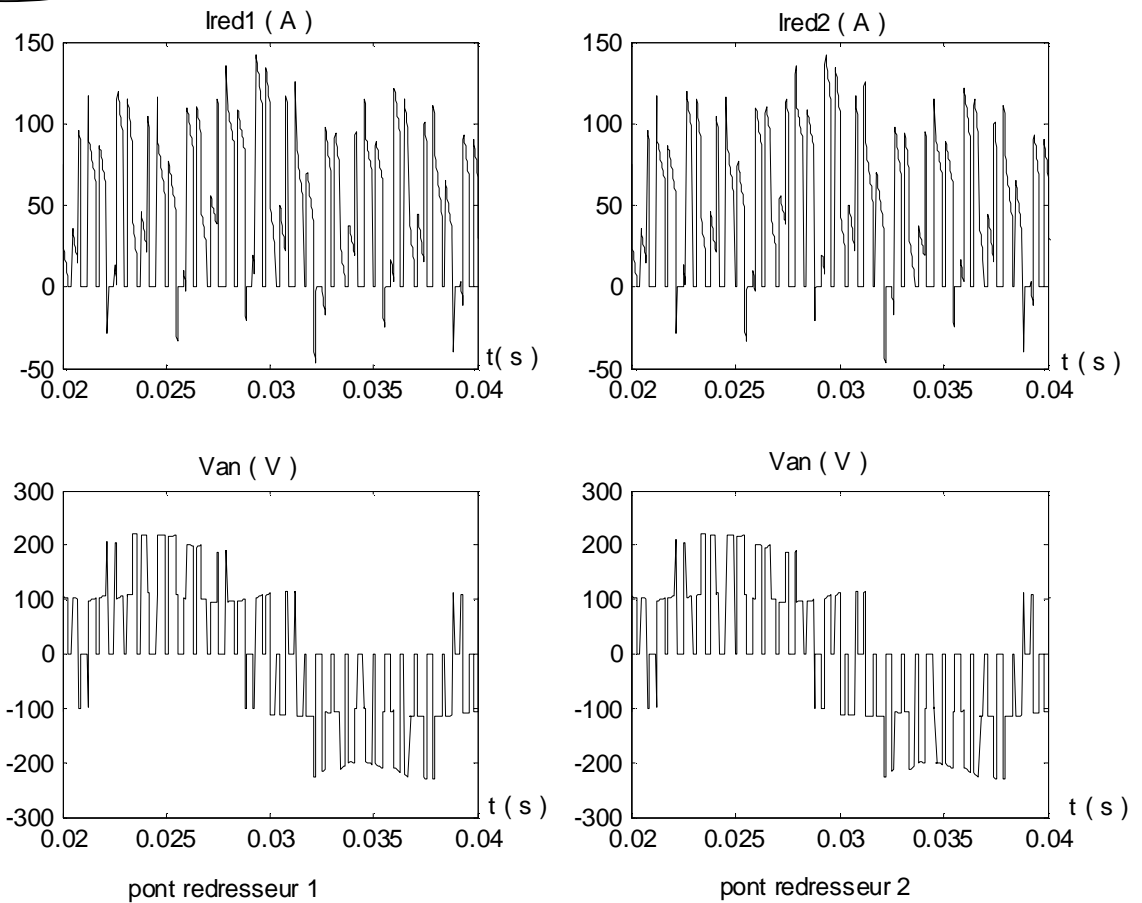
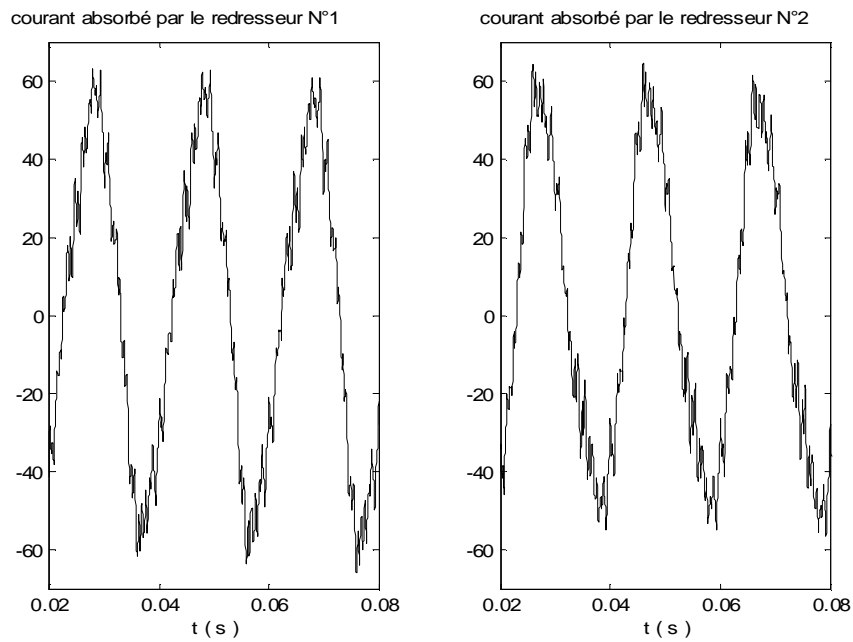
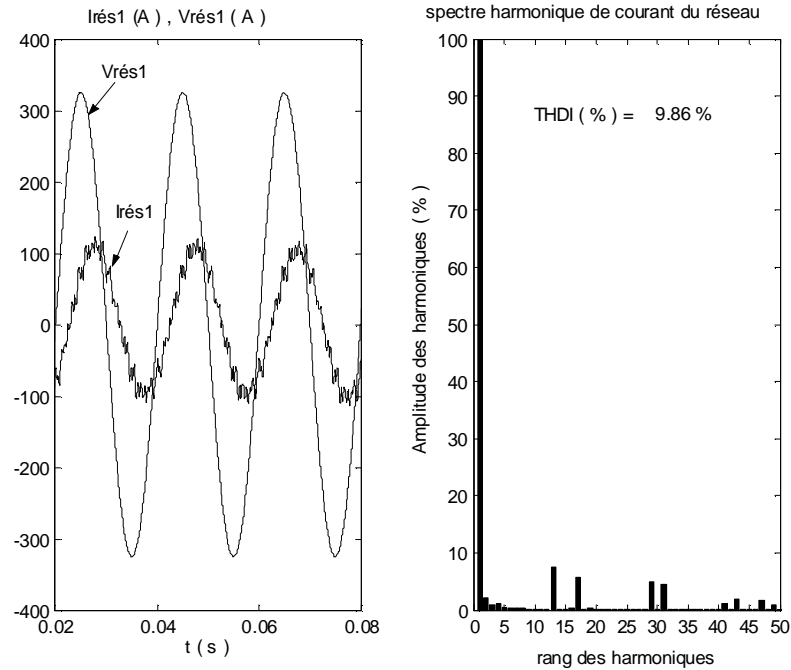


Fig IV.8.d courants redressés I_{red_1} et I_{red_2} respectivement pour le premier et le deuxième pont redresseur triphasé à deux niveaux et les tensions simples V_{an} à l'entrée de chaque pont.



FigIV.8.e Courants absorbés par les deux ponts redresseurs à deux niveaux de la première phase



FigIV.8.f Spectre harmonique de courant Irés1 absorbé par les deux ponts redresseurs et tension du réseau Vrés1

IV. Cascade redresseur de courant triphasé à trois niveaux- onduleur de tension triphasé à trois niveaux :

IV.1. Structure de la cascade :

En associant le redresseur triphasé à trois niveaux NPC à l'onduleur triphasé à trois niveaux, NPC, on obtient le changeur de fréquence indirect de la fig IV.9. il permet à partir d'un réseau à fréquence et amplitude fixe d'avoir un système de tension de sortie à fréquence et amplitude variables.

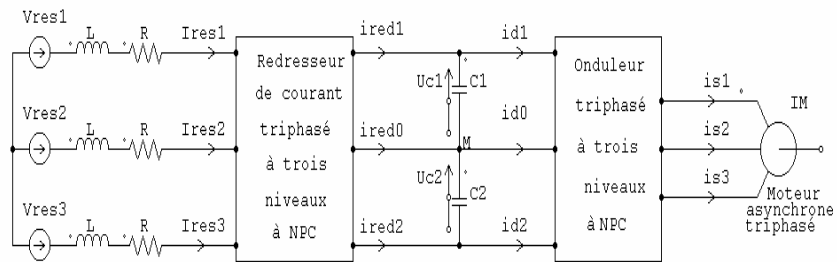


Fig IV.9 Cascade redresseur de courant triphasé à trois niveaux- onduleur de tension triphasé à trois niveaux – Moteur asynchrone triphasé.

IV.2. Application et résultats de simulation :

Le redresseur et l'onduleur sont commandées par la même stratégie triangulo-sinusoïdale à échantillonnage naturel à deux porteuses triangulaires bipolaires ($m = 15$ pour le redresseur, $m = 16$ pour l'onduleur). Cette cascade alimente un moteur asynchrone triphasé ($C_r = 2Nm$).

Les figures IV.10 représentent les résultats de simulation de la cascade illustrée par la fig IV.9.

IV.3. Interprétation :

- Les tensions U_{c1} et U_{c2} illustrées par la figure 10.a sont très proches et la différence de tension ($U_{c1} - U_{c2}$) oscille autour des valeurs un peu importante par rapport à celle de U_{c1} et U_{c2} . Cette différence est plus importante pour des capacités de faible valeur, et on peut diminuer la valeur de la différence en augmentant la valeur des capacités.
- Le i_{d1} présente une allure opposée à celle de i_{d2} . Ceci est nécessaire pour que le courant i_{d0} ait une valeur moyenne nulle.
- On remarque d'après la fig. IV.10.c qu'on a les mêmes allures de tensions simple V_{an} de la phase une à la sortie de l'onduleur et de courant de la première phase i_{s1} absorbé par le moteur que les cascades précédentes.
- On remarque bien d'après la figure IV.10.a les trois niveaux de tension simple à l'entrée du redresseur à trois niveaux V_{an} de la phase une et les courants I_{red1} , I_{red2} ont la même allure mais inversés l'un par rapport à l'autre, le courant I_{red0} à une valeur moyenne Pratiquement nulle. Ceci est très important pour l'équilibre du pont capacitif.
- On constate d'après la figure IV.10.e que l'utilisation d'un redresseur à trois niveaux permet d'améliorer beaucoup plus le THD de courant du réseau qui égale à 4.11 %. Les harmoniques qui existent sont très faibles en amplitude en comparaison avec le spectre harmonique à deux ponts redresseurs. L'allure de courant est nettement améliorée en comparaison avec le courant absorbé par le redresseur à deux niveaux. Le déphasage est toujours dans l'ordre de 45°

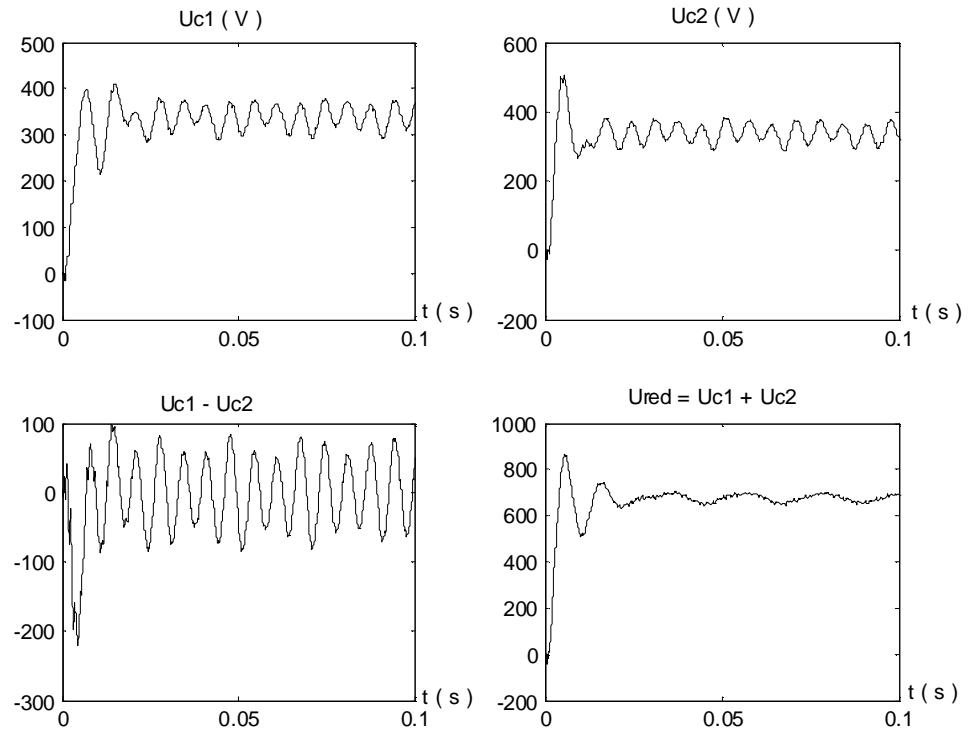


Fig. IV.10.a Tensions U_{c1} et U_{c2} à l'entrée de l'onduleur à trois niveaux et leurs différences

$U_{c1} - U_{c2}$.

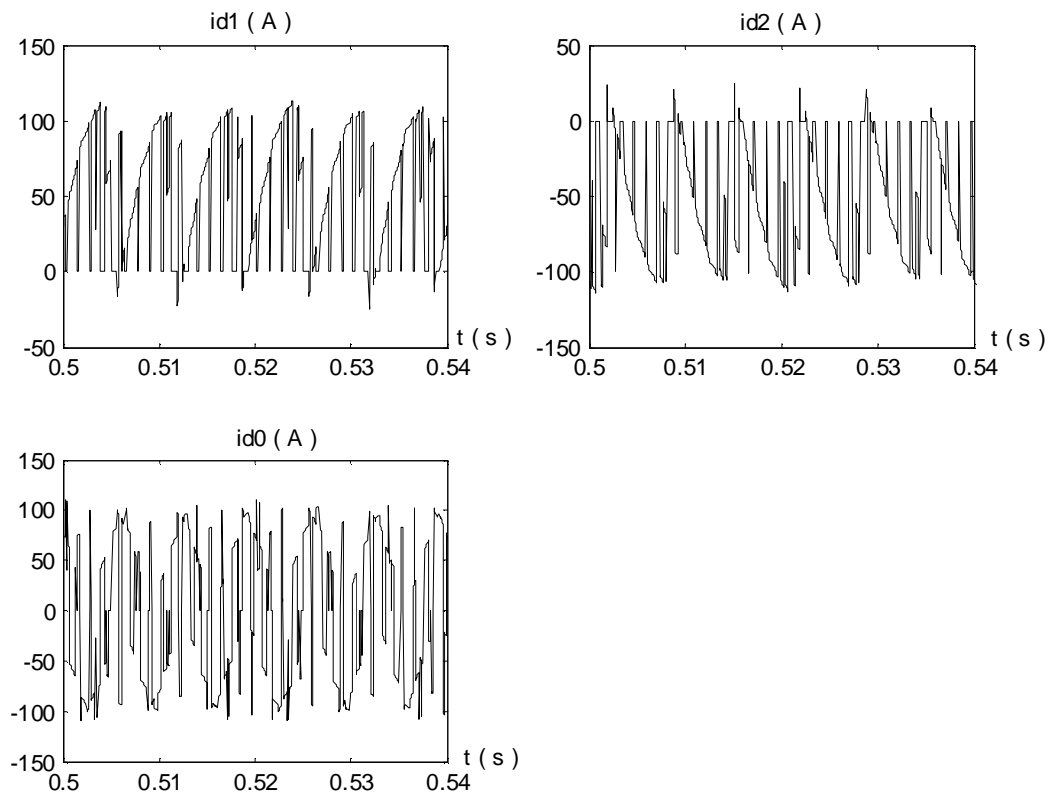


Fig IV.10.b Courants id_1 , id_2 et id_0 à l'entrée de l'onduleur triphasé à trois niveaux.

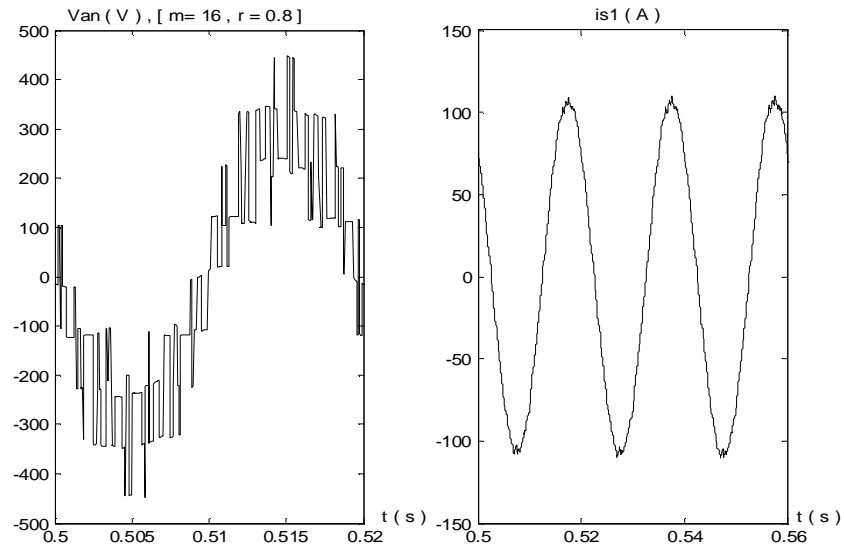


Fig IV.10.c Tension V_{an} de l'onduleur triphasé à trois niveaux et le courant i_{s1} de la phase une du moteur triphasé.

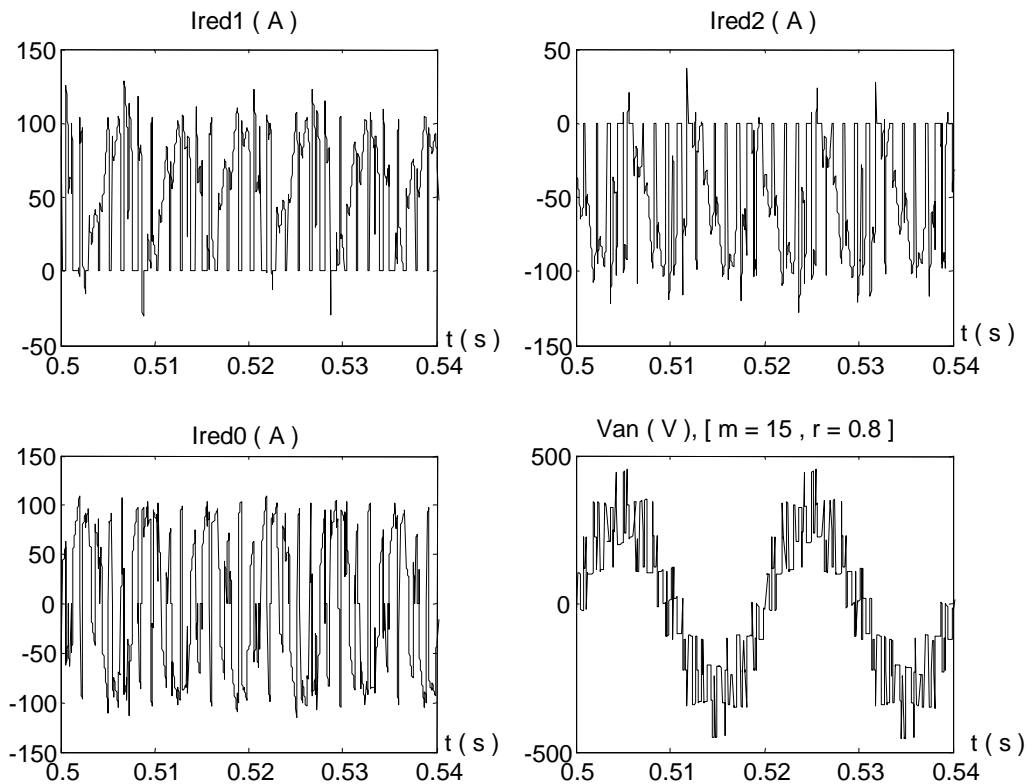


Fig IV.10.d I_{red1} , I_{red2} et i_{red0} du redresseur triphasé à trois niveaux et la tension simple à l'entrée du même redresseur.

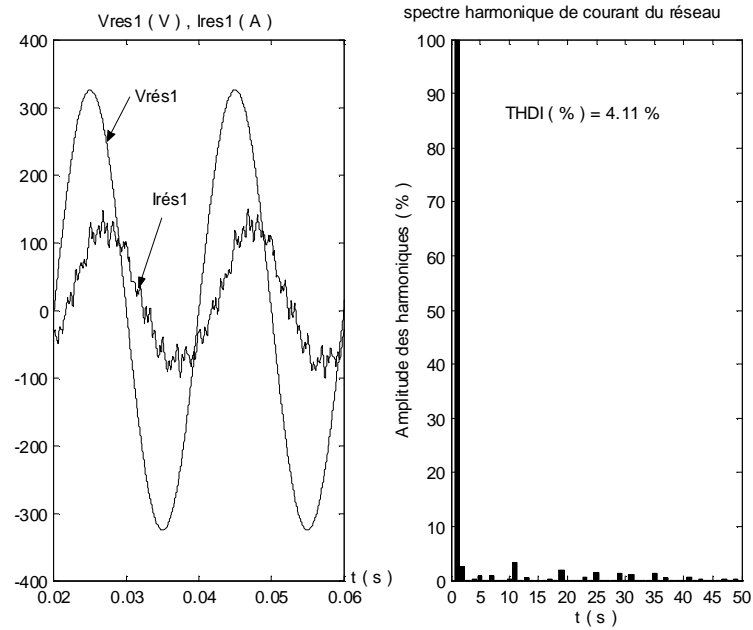


Fig IV.10.e Spectre harmonique de courant $I_{rés1}$ absorbé par le redresseur de courant triphasé à trois niveaux et tension du réseau $V_{rés1}$

V. Comparaison entre les redresseurs à thyristors et les redresseurs à MLI :

Le tableau ci- dessous présente les différents redresseurs étudiés à thyristors et à MLI à base d'IGBT et leur THDI correspondant.

Structure du redresseur	Redresseur à thyristor			Redresseur à MLI A base D'IGBT		
	Un Pont redresseur (6pulses)	Deux pont redresseurs en série (12pulses)	Pont dodécaphasé serie (12 pulses)	Un pont redresseur à deux niveaux	Deux ponts redresseurs à deux niveaux en série	Redresseur à trios niveaux
THDI (%)	32.61	32.28	11.81	28.27	9.86	4.11

Tableau VI.1 Les taux de distorsions en courants des redresseurs étudiés.

La comparaison entre les THDI des redresseurs à MLI et les redresseurs à thyristors nous permet de conclure que les redresseurs à MLI présentent de bonnes performances par rapport aux redresseurs classiques à thyristors.

Ces redresseurs à MLI diminuent les courants harmoniques et améliorent le THD des grandeurs électriques absorbées par ces derniers. On constate le meilleur THDI dans cette étude présenté par le redresseur à trois niveaux, ce qui nous permet aussi de découvrir l'intérêt et les performances de cette structure qui permettra d'offrir non seulement l'avantage de l'augmentation en tension mais aussi l'amélioration de la qualité spectrale du courant.

Dans le but d'améliorer l'allure du courant absorbé par le redresseur et avoir un déphasage nul, entre le courant et la tension du réseau, on va entamer dans la partie qui suit la commande par hystérésis en courant appliqué au redresseur à trois niveaux.

VI. Commande par hystérésis en courant appliquée aux redresseurs :

VI.1. Redresseur de courant triphasé à trois niveaux :

Dans cette partie nous choisissons la stratégie de commande par hystérésis pour commander notre redresseur triphasé à trois niveaux afin d'avoir un courant réseau pratiquement sinusoïdal et en phase avec sa tension [37] [38].

Les courants de référence qu'on veut fixer dans les lignes du réseau triphasé alimentant notre redresseur à trois niveaux sont définis par le système (III.8) dans le chapitre précédent.

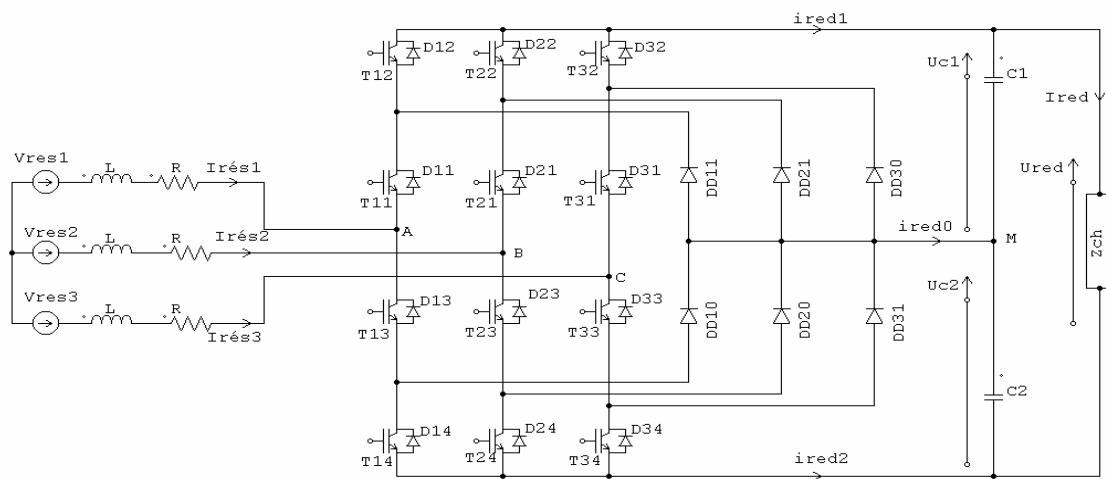


Fig IV.11. Redresseur de courant triphasé à MLI à trois niveaux à structure NPC.

La valeur efficace I_{eff} des courants de référence qu'on doit imposer, doit être calculée de manière à avoir la conservation de la puissance à l'entrée et à la sortie du redresseur (réseau – charge du redresseur). Le redresseur étant supposé sans pertes (interrupteurs idéaux), on aura dans le cas d'une charge résistive (fig IV.11).

$$v_{1\text{res}} i_{1\text{res}} + v_{2\text{res}} i_{2\text{res}} + v_{3\text{res}} i_{3\text{res}} = (U_{c1} + U_{c2}) I_{\text{red}} = \frac{(U_{c1} + U_{c2})^2}{R_{\text{ch}}} \quad (\text{IV.4})$$

$$\Leftrightarrow 3V_e I_e \cos \rho + 3R I_e^2 = \frac{(U_{c1} + U_{c2})^2}{R_{\text{ch}}} \quad (\text{V.5})$$

V_e : étant valeur efficace des tensions du réseau.

I_e : étant la valeur efficace des courants du réseau.

Pour un fonctionnement à facteur de puissance $\cos \rho$ unitaire et en négligeant les pertes joules dans le réseau, on aura :

$$3V_e I_e = \frac{(U_{c1} + U_{c2})^2}{R_{\text{ch}}} \quad (\text{IV.6})$$

Ainsi, l'équilibre des puissances est obtenu en imposant au courant de référence la valeur efficace suivante :

$$I_e = \frac{(U_{c1} + U_{c2})^2}{3V_e R_{\text{ch}}} \quad (\text{IV.7})$$

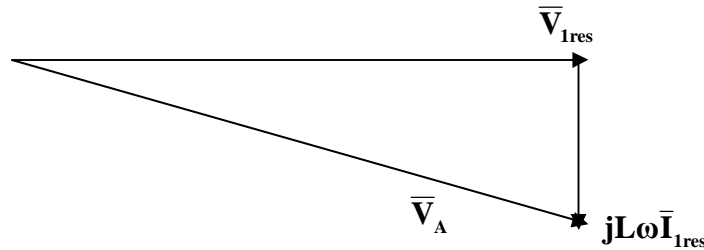
VI-1-1- Commandabilité du redresseur :

Pour assurer la commandabilité du redresseur, la valeur initiale U_c que doit prendre chacune des deux tensions U_{c1} , U_{c2} doit être supérieure à la valeur maximale V_{max} de la tension du réseau [5] [9]. Cette condition doit être vérifiée à chaque instant. Ceci est nécessaire également pour assurer un facteur de puissance unitaire. On peut voir ça clairement en faisant la représentation de Fresnel du circuit du réseau. A partir de la fig IV.11 le circuit du réseau permet d'écrire pour une phase :

$$v_{\text{res}} = V_A + R i_{\text{res1}} + L \frac{di_{\text{res1}}}{dt} \quad (\text{IV.8})$$

La représentation de Fresnel de l'équation (IV.8), en négligeant la résistance R (fig IV.12) permet d'écrire :

$$\bar{V}_A = \bar{V}_{Ires} - jL\omega\bar{I}_{Ires} \Rightarrow |\bar{V}_A|^2 = V_{max}^2 + (L\omega\bar{I}_{max})^2 \quad (IV.9)$$



FigIV.12. Représentation de Fresnel du circuit du réseau

Comme nous l'avons vu au chapitre I, la valeur maximale que peut prendre le fondamental de la tension V_A à l'entrée du redresseur est U_c . Ainsi la relation (IV.9) montre que U_c doit être supérieure ou égale à V_{max} .

VI.1.2. Application et résultats de simulation :

Les figures IV-13 représentent les résultats de simulation du redresseur triphasé à trois niveaux commandé par la stratégie d'hystérésis en courant lorsque il alimente une charge résistive (fig. IV.11). Ces simulations sont faites pour deux valeurs de capacité. Les paramètres utilisés dans ces simulations sont les suivants : $V_{eff} = 230 \text{ V}$; $F = 50\text{Hz}$; $R_{ch} = 25\Omega$ $\Delta i = 2 \text{ A}$.

VI-1-3 Interprétation :

Les tensions U_{c1} et U_{c2} sont très proches. Elles atteignent leur valeur qui assure l'équilibre des puissances en un temps qui est plus court pour le cas où la capacité est de faible valeur. La différence de tension $U_{c1} - U_{c2}$ oscille autour des valeurs très petites par rapport à celle de U_{c1} et U_{c2} .

Cette différence est plus importante dans le cas de capacités de faible valeur.

Mais sa valeur reste toujours négligeable pour arriver à perturber l'alimentation lorsque on augmente la valeur de la capacité ($C = 20 \text{ mF}$).

Le courant i_{red1} à une valeur moyenne positive, le courant I_{red2} présente une allure opposée à celle de I_{red1} , ceci reste nécessaire pour que le courant I_{red0} ait une valeur moyenne pratiquement nulle. Ceci présente la chose la plus désirée à cette alimentation pour assurer l'équilibre du pont capacitif. Le courant d'entrée d'une phase du réseau suit bien sa référence et le déphasage ρ est pratiquement nul.

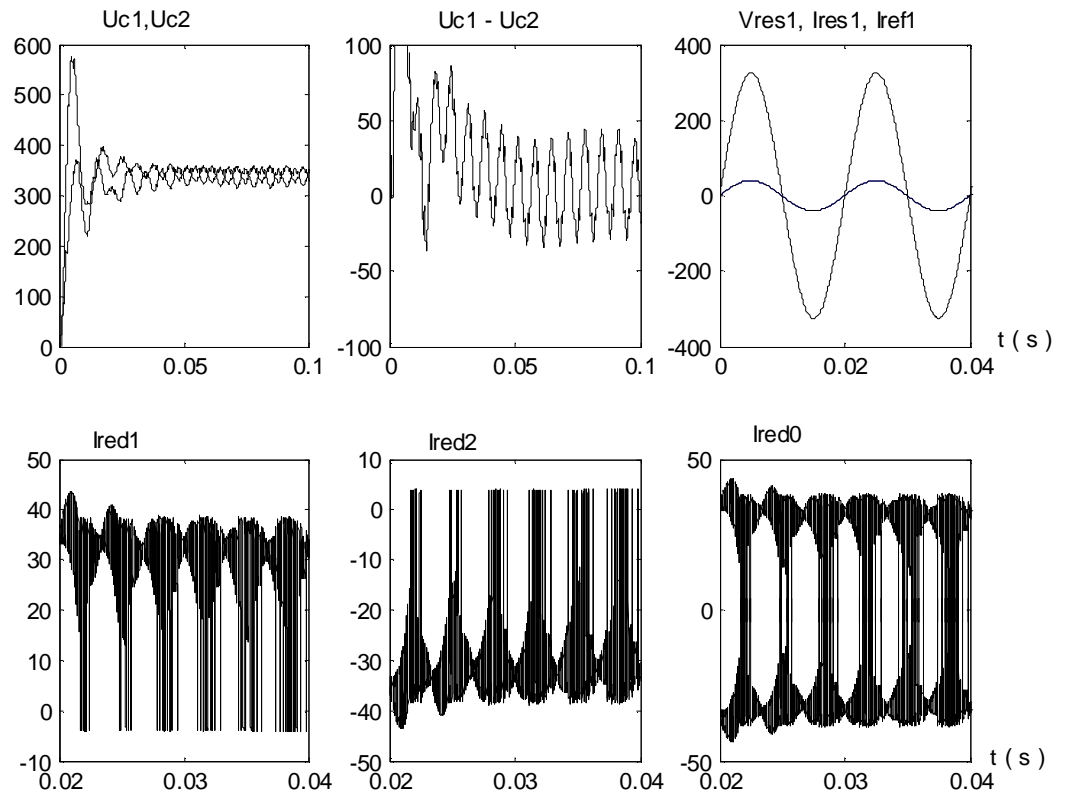


Fig IV.13.a. Tensions et courants de sortie du redresseur triphasé à trois niveaux alimentant une charge résistive $R_{ch} = 25W$ Avec $C_1 = C_2 = 2$ mF.

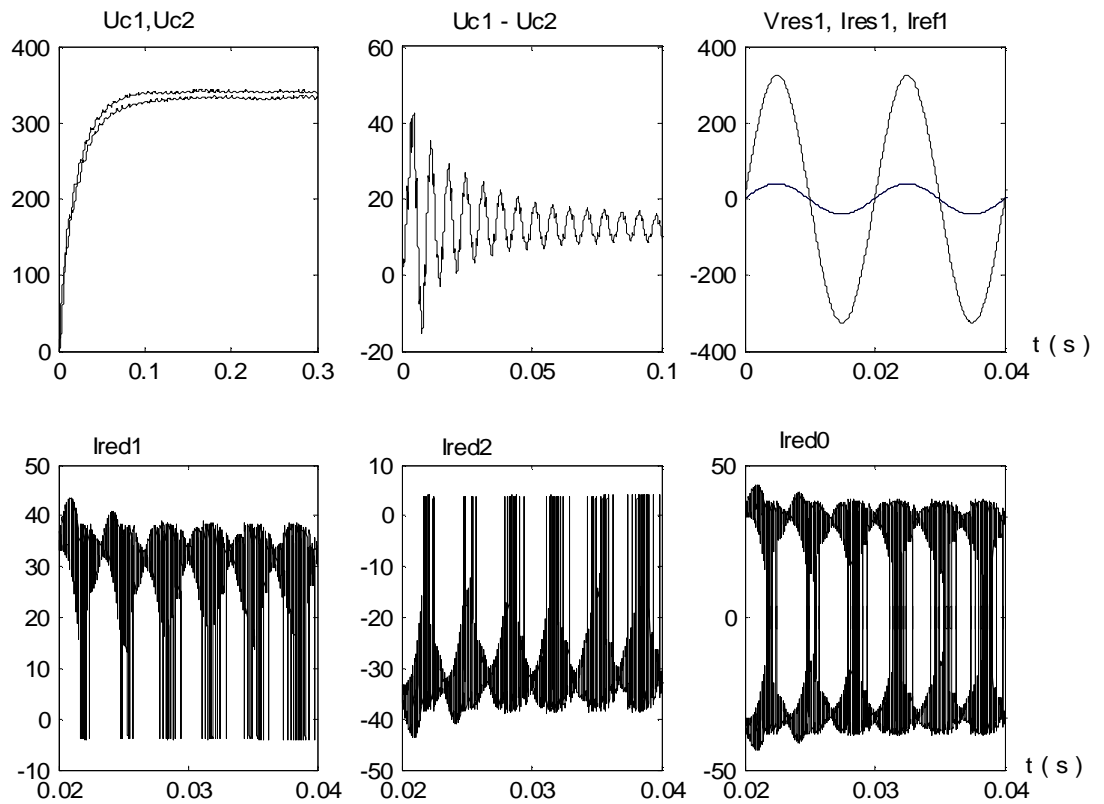


Fig IV.13.b tensions et courants de sortie du redresseur triphasé à trois niveaux alimentant une charge résistive $R_{ch} = 25$ W Avec $C_1 = C_2 = 20$ mF.

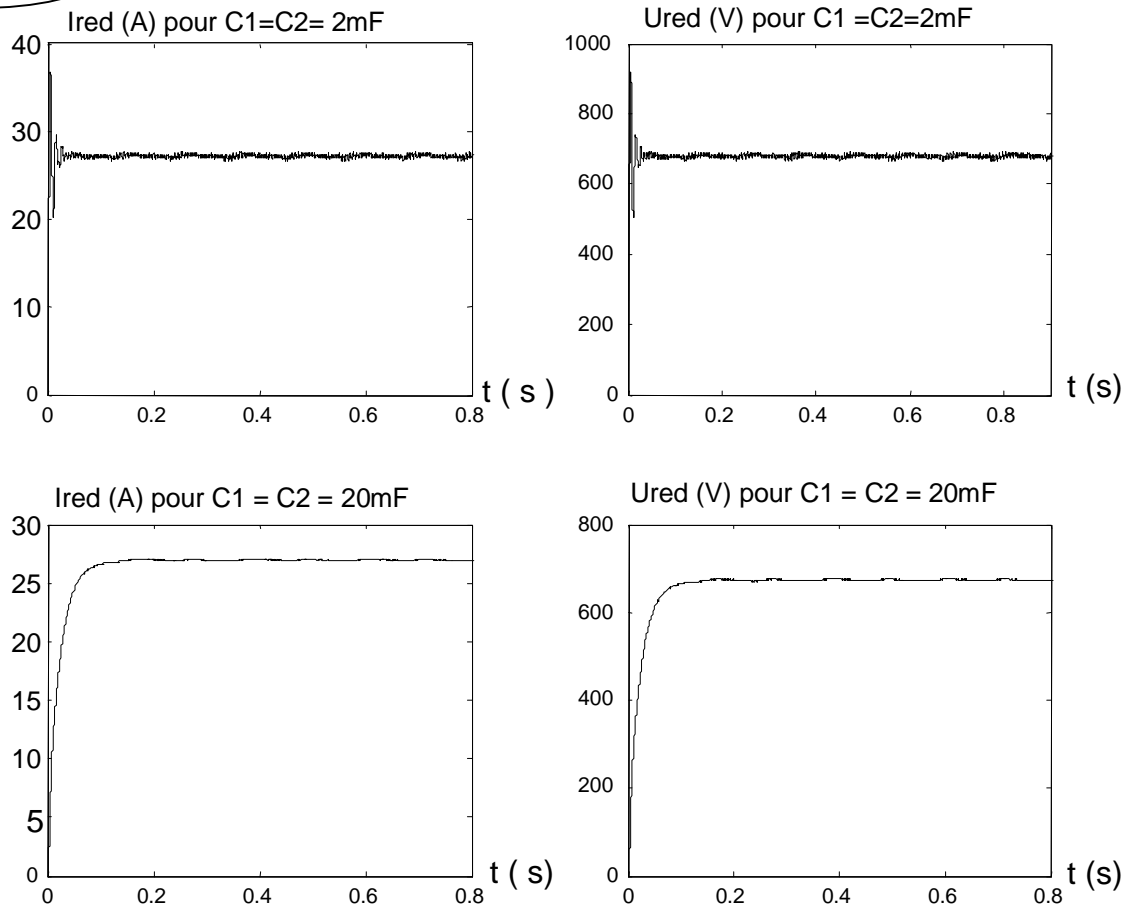


Fig IV.13.c tension Ured et courant Ired à la sortie du redresseur triphasé a trois niveaux pour Rch = 25 W (pour C = 2mf et C = 20 mf).

VI.2. Cascade redresseur NPC à trois niveaux–onduleur NPC à trois niveaux – moteur asynchrone :

Le pont d'entrée de cette cascade est constitué d'un redresseur de courant à modulation de largeurs d'impulsion à trois niveaux commandé par la stratégie d'hystérésis en courant associé à l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses triangulaires ($m = 36, r = 0,8$).

La structure de cette cascade est donnée par le même schéma de la figure IV.9. la cascade alimente le moteur triphasé qui entraîne une charge imposant un couple résistant $C_r = 2 \text{ N.m}$

La valeur efficace du courant du référence qu'on doit imposer se déduit par l'application du principe de la conservation de puissance comme suit :

$$P_{res} = P_j + P_{em} + P_m \quad (IV.10)$$

$$\Leftrightarrow 3V_e I_c \cos\rho = P_j + C_{em} \Omega + P_m \quad (IV.11)$$

tel que :

$P_{rés}$: puissance du réseau.

P_{em} : puissance électromagnétique.

P_{mec} : pertes mécaniques.

P_j : pertes Joule.

En supposant un facteur de puissance $\cos\phi$ unitaire et en négligeant les pertes Joules et les pertes mécaniques, on obtient :

$$3V_e I_e \cos\phi = C_{em} \cdot \Omega \quad (IV.12)$$

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

$$I_e = \frac{C_{em} \cdot \Omega}{3V_e} \quad (IV.13)$$

Cette relation (IV.13) montre la valeur efficace du courant de réseau dépend, en régime établi, de la vitesse et du couple de la machine. Pour que la machine puisse démarrer, on doit imposer la valeur I_e correspondante au régime transitoire (valeurs importantes du couple électromagnétique au démarrage).

On calcule cette valeur en remplaçant le couple et la vitesse dans (IV.13) par les valeurs maximales qu'ils ne doivent pas dépasser (IV.14)

$$I_e = \frac{C_{em\ max} \cdot \Omega_{nom}}{3V_e} \quad (IV.14)$$

Avec $C_{em\ max} = 1,2 C_{em\ nom}$.

$C_{em\ nom}$: couple nominale de la machine.

Ω_{nom} : vitesse nominale de la machine.

VI.2.1 Application et résultats de simulation :

Les figures IV.14 représentent les résultats de simulation de la cascade illustré par la fig IV.9.

Les paramètres utilisés dans cette simulation sont les suivants :

$$V_e = 230\ V, \quad F = 50\text{Hz}, \quad \Delta i = 2\ A, \quad C_r = 2\ \text{N.m.}$$

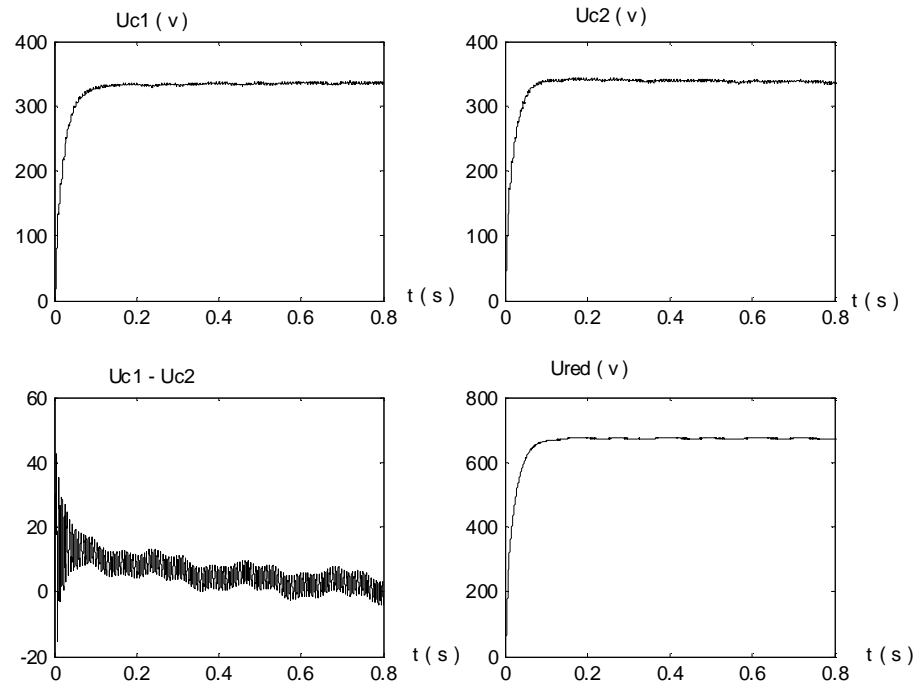


Fig IV.14.a Tensions du filtre intermédiaire et leur différences et tension redressé Ured.

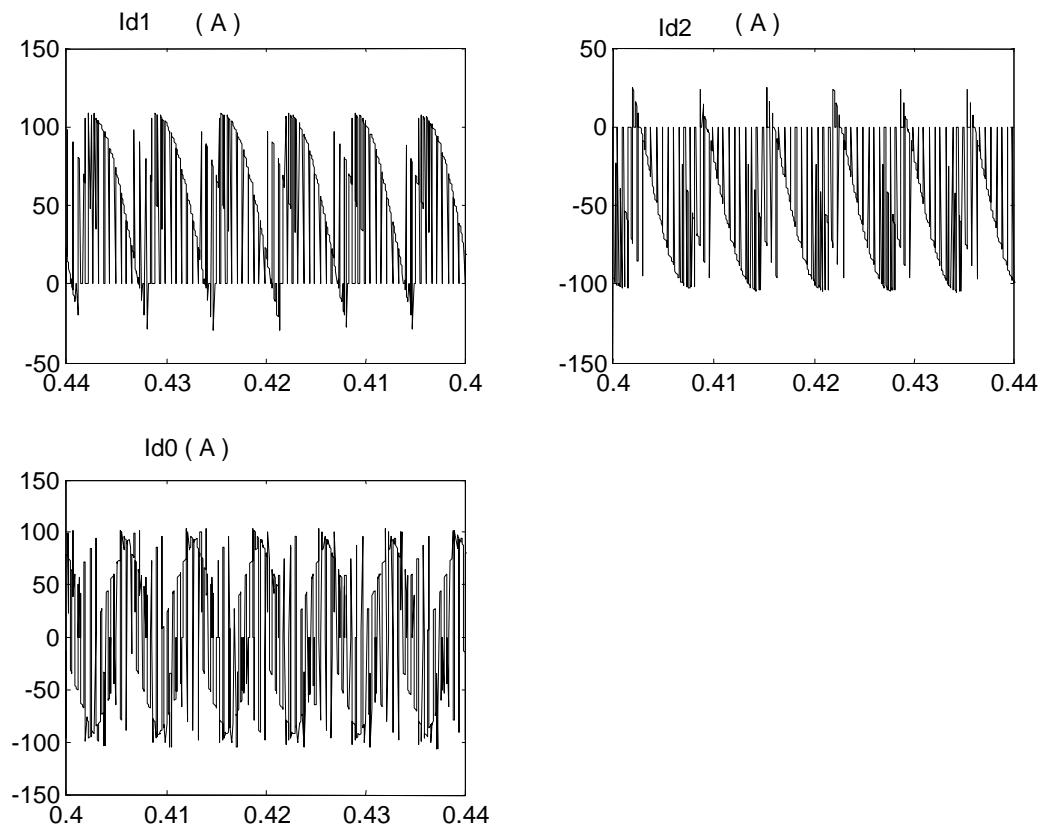


Fig IV.14.b les courants d'entrée de l'onduleur triphasé à trois niveaux.

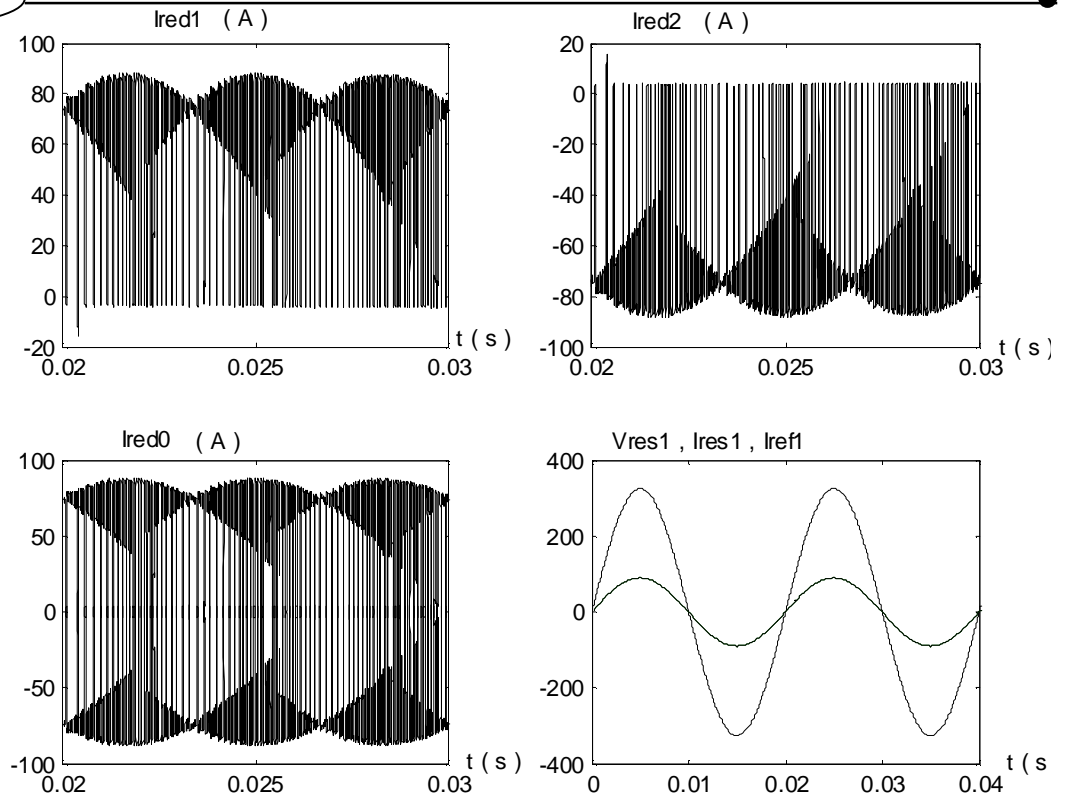


Fig IV.14.c I_{red1} , I_{red2} , I_{red0} du redresseur triphasé à trois niveaux et V_{res1} , I_{res1} , I_{ref1} du réseau alimentant le même redresseur .

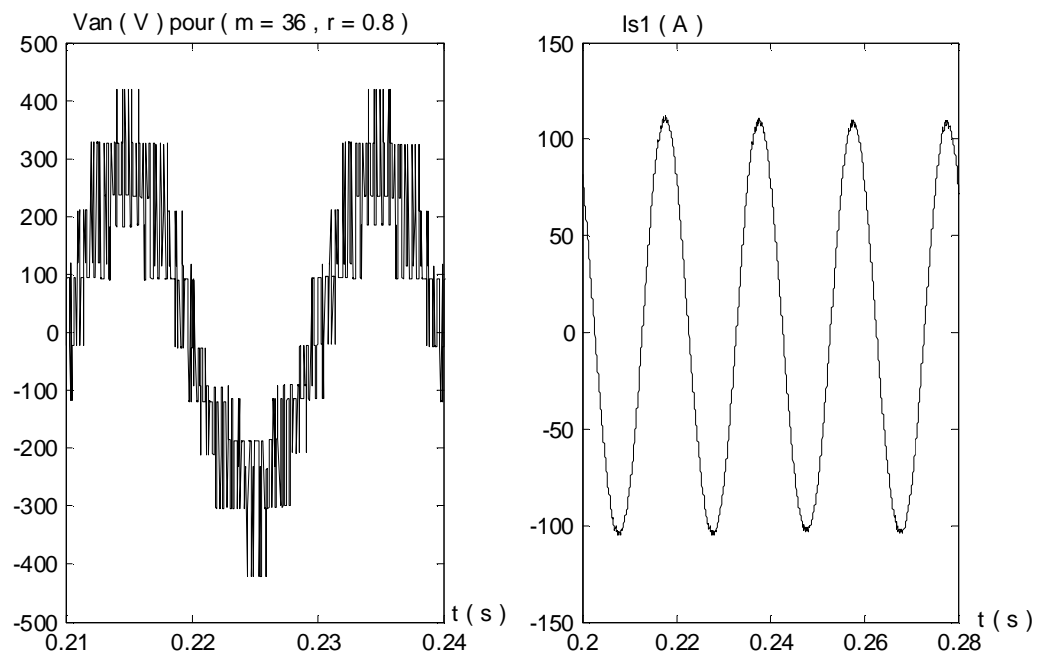


Fig IV.14.d Tension simple V_{an} de l'onduleur triphasé à trois niveaux et le courant I_{s1} de la phase une du moteur triphasé.

VI.2.2. Interprétation :

- On constate que les tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux sont décroissantes et la différence $U_{c1} - U_{c2}$ est un peu considérable, ainsi que la tension redressée à la sortie du redresseur triphasé à trois niveaux est décroissante (fig IV.14.a).
- Les courants d'entrée de l'onduleur triphasé à trois niveaux I_{d1} , I_{d2} , ont la même allure mais inversés l'un par rapport à l'autre. Le courant I_{d0} a une valeur moyenne pratiquement nulle (fig IV.14.b), et les courants I_{red1} et I_{red2} ont la même forme mais inversés aussi avec I_{red0} de valeur moyenne nulle. Le courant du réseau d'une phase suit bien sa référence et le déphasage entre tension et courant du réseau est pratiquement nul, (fig. IV.14.c).
- Les tensions V_{an} , V_{bn} , V_{cn} de l'onduleur triphasé à trois niveaux sont équilibrées et décalées l'un par rapport à l'autre de $2\pi/3$ et la forme du courant absorbé par le moteur est presque sinusoïdale (fig IV.14.d).

VII. Régulation de la tension continue aux bornes des deux condensateurs :

Dans la première partie de ce chapitre nous avons étudié des changeurs de fréquence à pont de sortie ou d'entrée à trois niveaux et on a mis en évidence le problème de fluctuation du potentiel du point milieu M dû à la dérive des deux tensions U_{c1} et U_{c2} .

Pour résoudre ce problème, on peut proposer les trois solutions suivantes qui donnent des performances plus ou moins comparables pour la stabilité du potentiel du point M

- Utilisation d'une alimentation continue d'entrée à point milieu (deux ponts redresseurs à deux niveaux ou un pont redresseur à trois niveaux).
- Utilisation de capacités C_1 et C_2 de valeurs importantes.
- Régulation des tensions U_{c1} et U_{c2} par pont clamping [37] [38]

Dans cette dernière partie de ce chapitre on va étudier la troisième solution pour stabiliser les tensions de sortie des redresseurs (tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux) en utilisant un pont de clamping.

VII.1. Pont de clamping : [37] [38]

Afin de minimiser le déséquilibre entre les deux tensions d'entrée de la source continue de l'onduleur (tensions de sortie du redresseur) à trois niveaux, on propose d'insérer un pont d'équilibrage, dit pont de clamping, constitué d'un transistor et d'une résistance aux bornes de

chaque condensateur. Les transistors sont commandés de telle façon à conserver l'égalité des tensions U_{c1} et U_{c2} . Ainsi le nouveau filtre intermédiaire entre le redresseur de courant à trois niveaux et l'onduleur de tension à trois niveaux est représenté à la figure IV.16.

VII.2. Cascade redresseur triphasé de courant à trois niveaux - pont de clamping – onduleur triphasé à trois niveaux – moteur asynchrone triphasé :

La structure de cette cascade est donnée par la fig.IV.15.

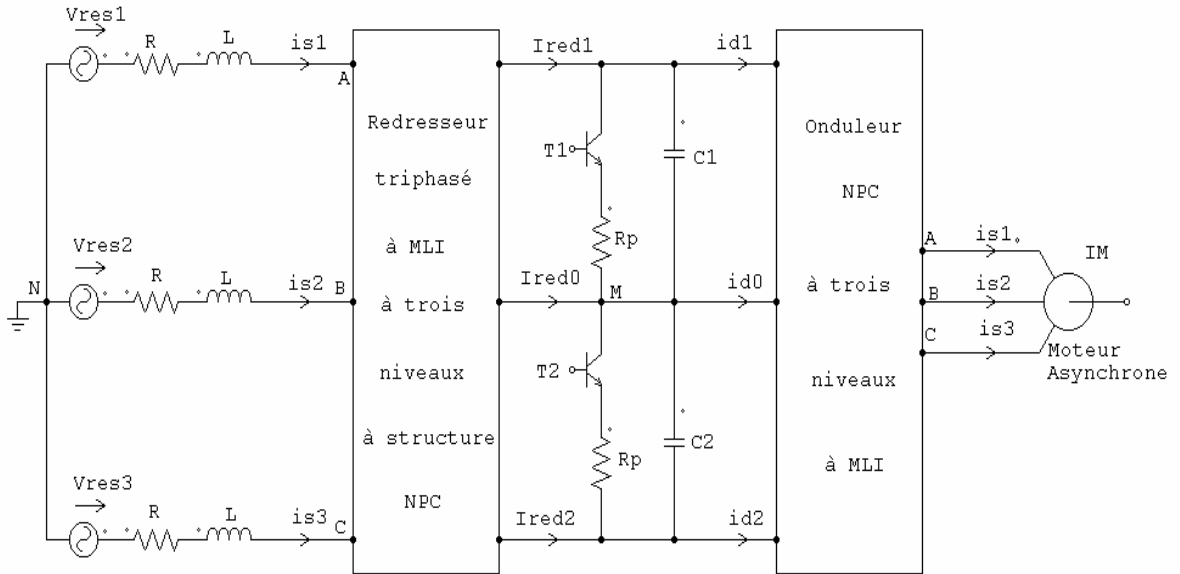


Fig.IV.15. Structure de la cascade redresseur de courant à trois niveaux – pont de clamping – onduleur à trois niveaux – moteur asynchrone.

VII.3. Modélisation du pont de clamping – filtre :

La structure du filtre intermédiaire est la suivante :

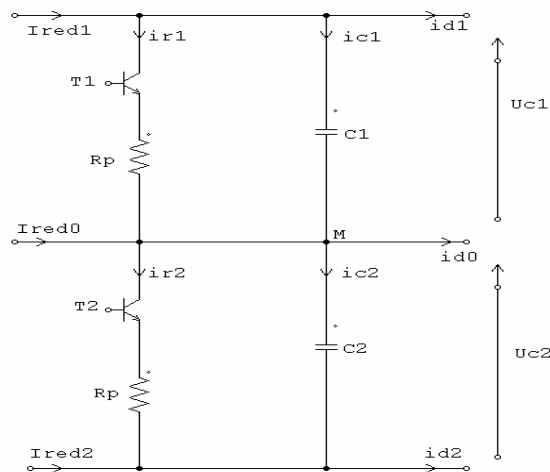


Fig.IV.16. Structure du pont de clamping.

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

$$\left\{ \begin{array}{l} C1 \frac{dU_{c1}}{dt} = I_{c1} = I_{red1} - I_{d1} - I_{r1} \\ C2 \frac{dU_{c2}}{dt} = I_{c2} = I_{d2} - I_{red2} - I_{r2} \end{array} \right. \quad (IV.15)$$

$$\text{Avec } \left\{ \begin{array}{l} I_{r1} = \frac{U_{c1}}{R_p} \\ I_{r2} = \frac{U_{c2}}{R_p} \end{array} \right. \quad (IV.16)$$

L'algorithme de commande des transistors est défini comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} \Delta U_{12} > 0 \Rightarrow I_{r1} = 0 \text{ et } I_{r2} \neq 0 \Rightarrow B_1 = 0 \text{ et } B_2 = 1 \\ \Delta U_{12} < 0 \Rightarrow I_{r1} \neq 0 \text{ et } I_{r2} = 0 \Rightarrow B_1 = 1 \text{ et } B_2 = 0 \end{array} \right.$$

$$\text{Avec : } \left\{ \begin{array}{l} B_k: \text{ étant les ordres de commande des deux transistors} \\ \Delta U_{12} = U_{c1} - U_{c2} \end{array} \right.$$

VII.4. Application et résultats de simulation :

Pour obtenir côté réseau un faible taux d'harmonique des courants et tensions et un facteur de puissance le plus proche Possible de l'unité, nous avons choisi pour cette cascade (fig IV.15) une commande par hystérésis des courants appelés par l'étage redresseur à trois niveaux, avec $\Delta i = 2A$. Alors que l'onduleur de tension à trois niveaux est contrôlé par la triangulo-sinusoidale à deux porteuses triangulaires ($m= 16, r = 0,8$).

Cette cascade à été déjà étudié et simulé sans pont de clamping et on a obtenue les figIV.14 (voir aussi fig.IV.14.a) .On a remarquer que les tensions d'entrée de la source continue (U_{c1} et U_{c2}) sont instables et de valeurs différentes et la différence $U_{c1} - U_{c2}$ est considérable. Pour améliorer les tensions U_{c1} et U_{c2} en minimisant le déséquilibre et la différence entre ces tensions, on propose d'étudier la même cascade mais cette fois-ci on utilisant un pont de clamping.

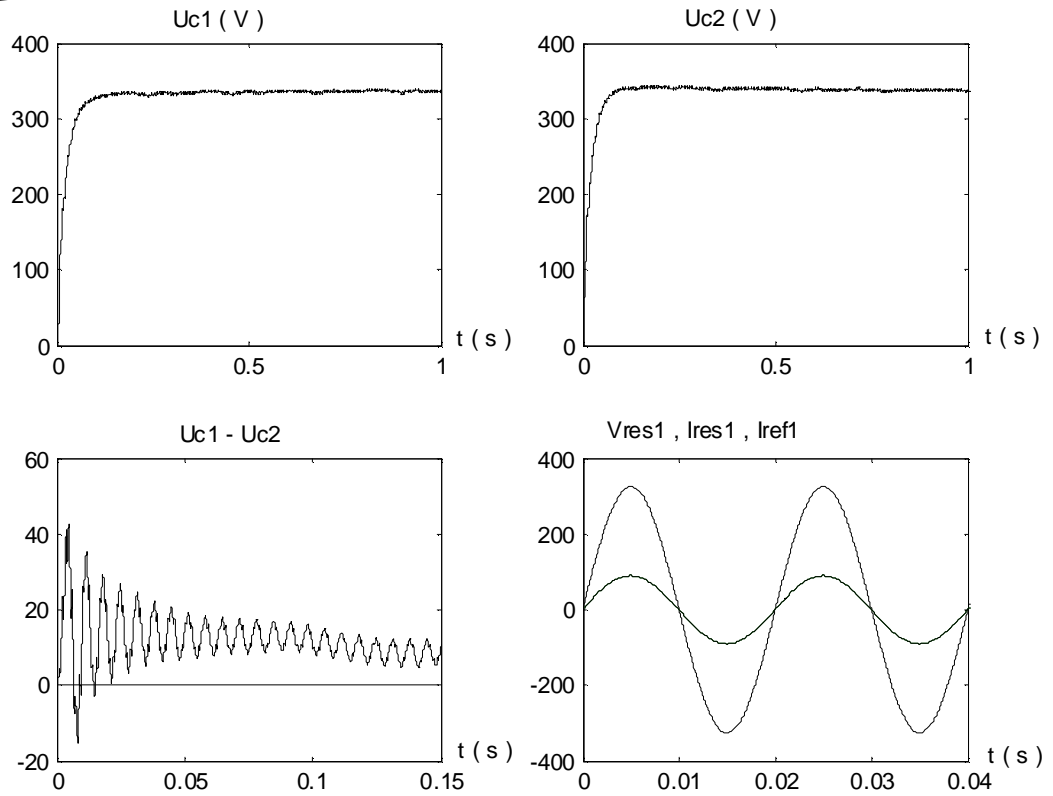


Fig.IV.17.a Formes des tensions continues et leurs écarts sans pont de clamping.

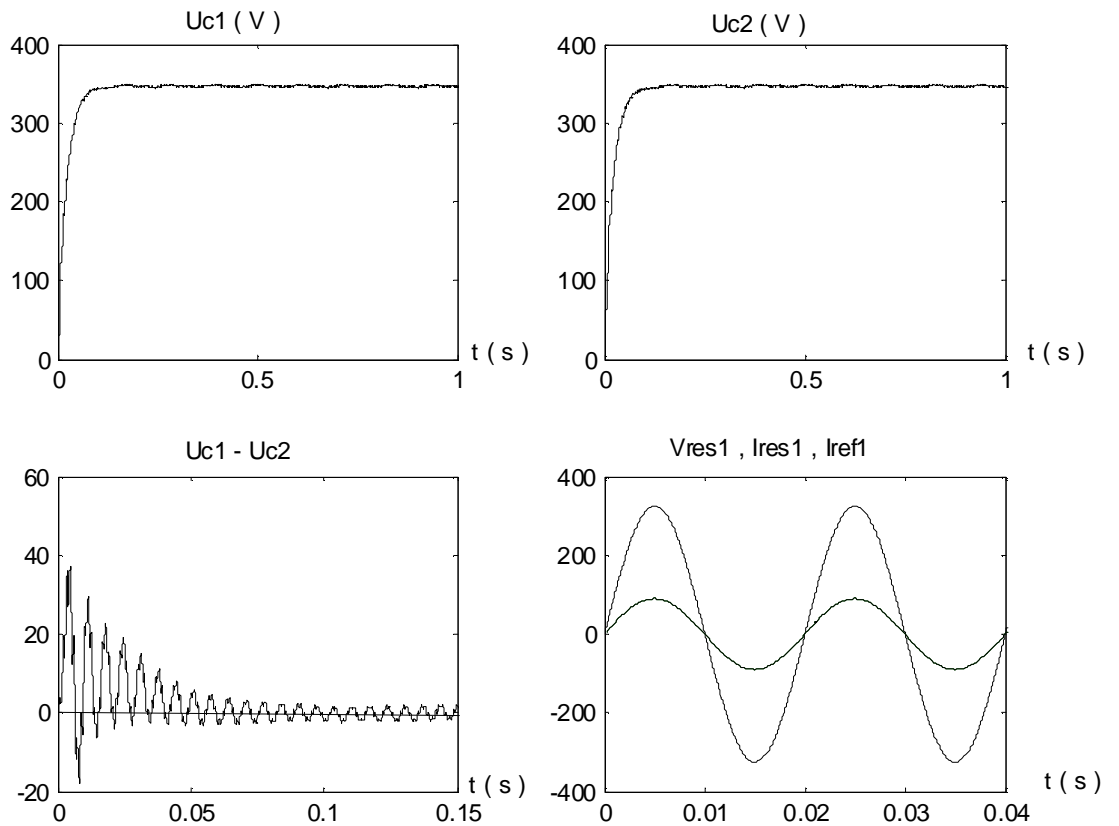


Fig.IV.17.b Formes des tensions continues et leurs écarts avec pont de clamping.

La figure IV.17.b montre les formes des tensions délivrées par le pont d'équilibrage pour une valeur de $R_p = 30\Omega$ et des valeurs de capacité $C_1 = C_2 = 20\text{mF}$.

Comme nous pouvons le constater la différence entre les tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux diminue considérablement et s'annule au régime permanent. Ainsi les tensions deviennent égales.

Le courant de la phase une du réseau suit toujours une forme sinusoïdale avec un déphasage nul (fig.VI.17.a et b). Les résultats obtenus sont très prometteuses pour l'utilisation de cette cascade dans les domaines de fortes puissances.

VII.5. Conclusion:

Dans ce chapitre on a étudié différents changeurs de fréquence ayant l'onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC comme pont de sortie, ainsi que l'étude des cascades suivantes :

- Cascade un ou deux redresseurs de courant triphasés à deux niveaux-onduleur triphasé à trois niveaux-machine asynchrone triphasé.
- Cascade un redresseur de courant triphasé à trois niveaux-onduleur triphasé à trois niveaux-machine asynchrone triphasé.

On a montré en particulier l'application de la notion multiniveaux sur les redresseurs triphasés et leur intérêt dans l'amélioration de la qualité spectrale du courant, ainsi ces meilleures performances par rapport aux redresseurs à deux niveaux à MLI ou à thyristors.

On a mis aussi en évidence l'intérêt d'avoir une alimentation continue à point milieu des onduleurs à trois niveaux afin d'équilibrer U_{c1} et U_{c2} , ainsi avoir un système de tension stable aux bornes de la machine.

Ce type d'alimentation permet de réduire les valeurs des capacités C_1 et C_2 à utiliser pour limiter le déséquilibre entre les tensions U_{c1} et U_{c2} .

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

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

La contrainte de déphasage et la consommation de la puissance réactive nous a obligé d'utiliser la commande par hystérésis qui permettra d'avoir un courant côté réseau le plus sinusoïdal possible et un facteur de puissance proche de l'unité à l'entrée des redresseurs de courant à deux et à trois niveaux.

Conclusion Générale

Conclusion générale :

Le travail présenté dans ce mémoire est une étude comparative entre l'association en série de deux redresseurs MLI de courants à deux niveaux et le redresseur MLI de courant à trois niveaux.

Afin d'aborder cette étude nous avons commencé par présenter des charges non linéaires (redresseurs à thyristors comme origine des courants harmoniques), et proposé différentes structures de redresseur à thyristors de 6, 12 à 24 pulses comme solution préliminaire pour réduire les harmoniques et améliorer les allures des courants et tensions du réseau, ainsi améliorer le THDI et THDU.

Par la suite nous avons présenté les redresseurs MLI comme une des solutions les plus élaborées de la dépollution des réseaux électriques.

A la fin du premier chapitre nous avons brièvement présenté le principe du convertisseur multiniveaux et sa structure NPC qui convient pour les applications en haute tension et en forte puissance et son habilité à synthétiser la forme d'onde avec un meilleur spectre harmonique possible.

Dans le deuxième chapitre nous avons abordé la modélisation de fonctionnement des redresseurs de courants triphasés à deux et à trois niveaux. Ainsi nous avons élaboré les modèles de commande des ces redresseurs. L'utilisation des fonctions de connexion des interrupteurs et celle des demi-bras permettent de montrer que la structure du redresseur à trois niveaux à structure NPC est une mise en série de deux redresseurs à deux niveaux.

Dans le troisième chapitre nous avons développé les différents algorithmes possibles de commande rapprochée des onduleurs à deux et trois niveaux à savoir la commande pleine onde, la commande triangulaire sinusoïdale à une et deux porteuses et la commande par hystérésis. Ces stratégies de commandes utilisent la propriété que le redresseur à trois niveaux est équivalent à deux redresseurs à deux niveaux. Pour chacune de ces stratégies, nous avons donné les analyses spectrales correspondantes.

Dans le quatrième chapitre nous avons étudié les Redresseurs ayant pour pont de sortie un onduleur à trois niveaux alimentant un moteur asynchrone, en particulier les cascades suivantes :

- Cascade d'un redresseur de courant triphasés à deux niveaux -onduleur à trois niveaux à structure NPC-moteur asynchrone.
- Cascade deux redresseurs de courant triphasés à deux niveaux -onduleur à trois niveaux à structure NPC-moteur asynchrone.

- Cascade d'un redresseur de courant triphasé à trois niveau à structure NPC- onduleur à trois niveaux à structure NPC-moteur asynchrone

Cette étude nous a conduit aux résultats suivants :

- La fluctuation du potentiel du point milieu M du pont capacitifs (C1, C2). On a montré que ce problème est plus accentué dans le cas de cascades avec un seul redresseur de courant à deux niveaux (c'est à dire cas d'alimentation continue sans point milieu relie au point M).
- L'utilisation des onduleurs à trois niveaux en redresseurs. Ainsi on a concrétisé la notion multiniveaux pour les redresseurs et leur rôle dans l'amélioration de la qualité spectrale du courant.

Afin d'améliorer les tensions U_{c1} et U_{c2} d'entrées des onduleurs à trois niveaux nous avons propose d'utiliser un pont de Clamping, qui nous a permis d'améliorer les tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux en minimisant le déséquilibre entre ces tensions et les rendent égales et leur différences par rapport au point milieu sont nulles.

Dans le but d'avoir un courant coté réseau le plus sinusoïdale possible et un déphasage nul, nous avons utilisé la commande par hystérésis.

Néanmoins, nous avons constaté que les tensions de sortie des redresseurs (d'entrées de l'onduleur) sont toujours croissantes ou décroissantes.

En perspective, pour résoudre le problème des tensions d'entrées de l'onduleur on peut faire appel à l'asservissement du redresseur complet qui fera l'objet d'étude dans les prochains travaux.

Les performances obtenues par la cascade utilisant le redresseur triphasé à trois niveaux sont très prometteuses pour l'utilisation dans les domaines de haute tension et forte puissance tel que la traction électrique.

ملخص:

يهدف هذا العمل إلى عقد مقارنة بين مقومين للتيار ثنائي المستوى ذو تحكم بتعديل في عرض النبضة (MLI) و مقوم للتيار ثلاثي المستوى ذو تحكم في تعديل النبضة (MLI) تركيب بنقطة حيادية متزاوجة (NPC). قدمنا في البداية عموميات حول المقومات ثلاثية الطور بمقداح ثم المقومات ذات تحكم بتعديل في عرض النبضة. بعد ذلك قمنا بنموذج المقومات ثنائية و ثلاثية المستوى في النظام ثلاثي الطور. لاحظنا باستعمال مفهوم الترابط للقاطعات ونصف الدراع، أن المقوم ثلاثي المستوى بنقطة حيادية متزاوجة يكافئ مقومين ثنائيي المستوى على التسلسل. قمنا كذلك بدراسة مقومات ثنائية و ثلاثية المستوى، تحكمتنا فيها بتقنية تعديل في طول النبضة ثم بتقنية التخلفية للتيار، هاته المقومات تغدي على حدى موج ثلاثي المستوى كجسر للخروج و الذي بدوره يغدي محرك لا تزامني ثلاثي الطور. الدراسة بينت مشكل استقرار مصادر التوتر المستمر الذي يغدي الموج. لإيجاد حل لمشكل طفو مصادر التوتر قدمنا حلا يتمثل في جسر clamping، للحصول على تيار متناوب يغدي المقوم و عامل استطاعة قريب للواحد استعملنا تقنية التحكم التخلفية للتيار.

في الأخير تطرقنا إلى تطبيق مفهوم المستويات المتعددة على المقومات ثلاثية الطور و دوره في تحسين نوعية التيار و المؤهلات التي يقدمها بالمقارنة مع مقومات ثنائية المستوى.

Résumé:

Ce travail présente une étude comparative entre l'association en série de deux redresseurs de courant à MLI à deux niveaux et le redresseur de courant à MLI à trois niveaux à structure NPC. Afin d'aborder cette étude nous avons commencé par présenter une généralité sur les redresseurs triphasés à thyristors et à MLI.

Par la suite on a présenté la modélisation des redresseurs triphasés à deux et à trois niveaux. L'utilisation de la notion de fonction de connexion, des interrupteurs et celle des demi-bras, permet de montrer que le redresseur à trois niveaux à structure NPC est une mise en série de deux redresseurs à deux niveaux. Ensuite une étude des différents changeurs de fréquence commandés par la stratégies MLI puis par hystérésis, ayant pour pont de sortie l'onduleur triphasé à trois niveaux alimentant un moteur asynchrone triphasé est développé, qui met en évidence le problème du déséquilibre des sources d'alimentation continue de l'onduleur. Une solution à ce problème est donnée par le pont de clamping. Dans l'objectif d'avoir un courant coté réseau le plus sinusoïdal possible et un facteur de puissance proche de l'unité on a utilisé la commande par hystérésis. En fin on a abordé l'application de la notion multiniveaux sur les redresseurs triphasés et leur intérêt dans l'amélioration de la qualité spectrale du courant ainsi ces meilleurs performances par rapport aux redresseurs à deux niveaux.

Abstract:

This work presents a comparative study between the association in series of two current rectifiers of MLI of two levels, and the current rectifier of MLI of three levels to an NPC structure. To approach this study, we have started by presenting a generality on the three-phase rectifiers at thyristors and at MLI. Then we presented the pattern of three phase rectifiers of two and three levels. The use of functional notion of switches connection and the one of half arm permit us to know that the rectifier of three levels of NPC structure is a serial setting of two rectifiers of two levels. Then, we have a study of different frequency change commanded by the MLI strategy then by the hysteresis strategy having as a exit bridge the three phase wave of three levels feeding a three- phase and developed asynchronous motor which puts in evidence the problem of the lack of balance of feeding source of the wave. A solution to this problem is given by the clamping bridge. From the point of the mains, to have the most sinusoidal current and a factor of power close to the unity. We have used the command by hysteresis.

Finally, we have approached the applying of the multilevel notion on the three- phase rectifiers and their interests in the improving of the current spectral quality therefore its best performances in comparison with the rectifiers of two levels.

دراسة مقارنة لمقومات متتالية ومتعددة المستوى ذات تحكم بتعديل في عرض النبضة

ملخص:

يهدف هذا العمل إلى عقد مقارنة بين مقومين للتيار ثنائي المستوى ذو تحكم بتعديل في عرض النبضة (MLI) و مقوم للتيار ثلاثي المستوى ذو تحكم بتعديل في عرض النبضة (MLI) تركيب بنقطة حيادية متراوحة (NPC).

قدمنا في البداية المحولات الغير خطية المتمثلة في المقوملت بمقاديرح و التي تعتبر مصدرا للتيارات المتناغمة المزعجة ، وأقترحنا عدة نماذج للمقومات بمقاديرح ب 6، 12 الى 24 نبضة كحل أولي للتقليص من المتناغمات وتحسين أشكال التيارات و التوترات لشبكة التغذية و منه تحسين THDI و THDV .

بعد ذلك قد منا المقومات ذات تحكم بتعديل في عرض النبضة كحل من الحلول المتطورة و المستعملة حاليا بكثرة من أجل تحسين نوعية الطاقة الكهربائية التي تغذي المقومات .

كما قد منا كذلك لمحة موجزة عن المقوم متعدد المستوى تركيب بنقطة حيادية متراوحة (NPC)، والذي يسمح بتطبيق توترات عالية واستطاعة كبيرة كما يسمح بتحسين أشكال التيارات و التوترات وبأقل المتناغمات . في الفصل الثاني تطرقنا الى نمودجة المقومات ثنائية و ثلاثية المستوى في النظام ثلاثي الطور ، وبالتالي أعدنا نماذج للتحكم في هذه المقومات. لاحظنا باستعمال مفهوم الترابط للقاطعات ونصف الذراع، أن المقوم ثلاثي المستوى بنقطة حيادية متراوحة يكافئ مقومين ثنائيي المستوى على التسلسل.

في الفصل الثالث قمنا بعرض مختلف طرق التحكم المحسوبة على الموجات ثنائية و ثلاثية المستوى منها التحكم في طول النبضة ، التحكم مثلثية متناوبة بحاملة واحدة واثنتين و التحكم بتخلفية التيار. هذه الطرق تعتمد على مفهوم المقوم ثلاثي المستوى عبارة عن مقومين ثنائيي المستوى . لكل طريقة تحكم أعطينا التحليل التناغمي المناسب .

في الفصل الرابع قمنا بدراسة مقومات ثنائية و ثلاثية المستوى، تحكمنا فيها بتقنية تعديل في عرض النبضة ثم بتقنية التخلفية للتيار، هاته المقومات تغذي على حدى موج ثلاثي المستوى كجسر للخروج و الذي بدوره يغذي محرك لا تزامني ثلاثي الطور. الدراسة بينت مشكل استقرار مصادر التوتر المستمر الذي يغذي المموج. لإيجاد حل لمشكل طفو مصادر التوتر قدمنا حلا يتمثل في جسر clamping. للحصول على تيار متناوب يغذي المقوم و عامل استطاعة قريب للواحد استعملنا تقنية التحكم التخلفية للتيار .

في الأخير تطرقنا إلى تطبيق مفهوم المستويات المتعددة على المقومات ثلاثية الطور و دوره في تحسين نوعية التيار و المؤهلات التي يقدمها بالمقارنة مع مقومات ثنائية المستوى.

ETUDE COMPARATIVE DES REDRESSEURS

CASCADES ET MULTINIVEAUX A COMMANDE MLI

Résumé:

Ce travail présente une étude comparative entre l'association en série de deux redresseurs MLI de courants à deux niveaux et le redresseur MLI de courant à trois niveaux à structure NPC.

Afin d'aborder cette étude nous avons commencé par présenter des charges non linéaires (redresseurs à thyristors comme origine des courants harmoniques), et proposé différentes structures de redresseur à thyristors de 6, 12 à 24 pulses comme solution préliminaire pour réduire les harmoniques et améliorer les allures des courants et tensions du réseau, ainsi améliorer le THDI et THDV.

Par la suite nous avons présenté les redresseurs MLI comme une des solutions les plus élaborées de la dépollution des réseaux électriques.

A la fin du premier chapitre nous avons brièvement présenté le principe du convertisseur multiniveaux et sa structure NPC qui convient pour les applications en haute tension et en forte puissance et son habilité à synthétiser la forme d'onde avec un meilleur spectre harmonique possible.

Dans le deuxième chapitre nous avons abordé la modélisation de fonctionnement des redresseurs de courants triphasés à deux et à trois niveaux. Ainsi nous avons élaboré les modèles de commande des ces redresseurs. L'utilisation des fonctions de connexion des interrupteurs et celle des demi-bras permettent de montrer que la structure du redresseur à trois niveaux à structure NPC est une mise en série de deux redresseurs à deux niveaux.

Dans le troisième chapitre nous avons développé les différents algorithmes possibles de commande rapprochée des onduleurs à deux et trois niveaux à savoir la commande pleine onde, la commande triangulaire sinusoïdale à une et deux porteuses et la commande par hystérésis. Ces stratégies de commandes utilisent la propriété que le redresseur à trois niveaux est équivalent à deux redresseurs à deux niveaux. Pour chacune de ces stratégies, nous avons donné les analyses spectrales correspondantes.

Dans le quatrième chapitre nous avons étudié les Redresseurs ayant pour pont de sortie un onduleur à trois niveaux alimentant un moteur asynchrone, et nous avons met en évidence le problème du déséquilibre des sources d'alimentation continue de l'onduleur .Une solution à ce problème est donnée par le pont de clamping. Dans l'objectif d'avoir un courant coté réseau le plus sinusoïdal possible et un facteur de puissance proche de l'unité on a utilisé la commande par hystérésis .En fin on a abordé l'application de la notion multiniveaux sur les redresseurs triphasés et leur intérêt dans l'amélioration de la qualité spectrale du courant ainsi ces meilleurs performances par rapport aux redresseurs à deux niveaux.

COMPARATIVE STUDY OF THE RECTIFIERS CASCADES AND MULTILEVEL A COMMAND MLI

Abstract:

This work presents a comparative study between association in series of two rectifiers of current at MLI on two levels and the rectifier of current with MLI on three levels with structure NPC.

To approach this study, we started by presenting non linear charges (thyristors rectifiers as origin of harmonic currents) then , we proposed different structures of thyristors rectifiers of 6 , 12 , 24 pulses as a preliminary solution to reduce the harmonic and improve pace the currents and tensions, thus improving the THDI and THDV .

Next, we have presented the rectifiers MLI as one of solutions the most elaborated of the depollution the electrical mains.

In the end of the 1st chapter, we have briefly presented the principle of the multilevel transformers and its structure NPC which suits the appliance of high tension and of strong power and its capacity to synthetize the wave form with a better harmonic specter.

In the 2nd chapter, we have approached the pattern of the rectifiers' function of thriphase currents of two and three levels .we have elaborated .Thus we have elaborated the command models of these rectifiers. The use of functional notion of switch connexion and the one of half arm permit us to know that the rectifier of three levels of NPC structure is a serial of setting of two rectifiers of two levels. In the third chapter, we have developed the different algorithms this have a possibility of the commands order close to the inverters with two and three levels. To be seen the command full wave the triangular- sinusoidal , command of 1 and 2 carriers and the command hysteresis .These strategies of command use the propriety that the rectifier of three levels is equivalent to two rectifiers of two levels .For each of these strategies, we have given the correspondent spectral analysis. In the 4th chapter , we have studied the rectifiers which have for exit bridge the inverter three phase wave of three levels , feeding an asynchronous motor , then we have put in evidence the problem of lack of balance of the continuing feeding sources of the wave. A solution this problem is given by the clamping bridge is given by the clamping bridge. From the point of the mains, to have the most sinusoidal current and a factor of power close to the unity. We have used the command by hysteresis

Finally, we have approached the applying of the multilevel notion on the three- phase rectifiers and their interests in the improving of the current spectral quality therefore its best performances in comparison with the rectifiers of two levels.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] : Djeghloud Hind « Filtrage actif de puissance type parallèle à trois niveaux », thèse de magister université de Constantine 2000.
- [2] : Hacil Mahieddine « Filtrage actif parallèle des harmoniques de courant sur les réseaux industriels : optimisation par l'application des commandes robustes » thèse de magistère université de Constantine, 2004.
- [3] : S.Bernard, J.N.Fiorina, B.Gros, G.Trochain, « Filtrage THM et maîtrise des harmoniques en amont des ASI » MGE UPS systems MGE0246 FRI- 02/2000.
- [4] : « les différentes solutions de réduction des harmoniques » Article téléchargé du site: www.jautomatise.com.
- [5] : M.Mokhtari, M.Marie «Application de MATLAB ®5 Et SIMULINK®2.»
© Springer- Verlag. France 1998.
- [6] : Guy Séguier « Electronique de puissance : Les fonctions de base et leurs principales applications » 7^{ème} édition Dunod 1999.
- [7] :P.Ladoux, G.Ollé « Compensation d'harmonique et de puissance réactive » publication Reselec 2002.
- [8] : J.P.Caran, J.P Hautier « Systèmes électrotechniques », Applications industrielles problèmes et solutions, éditions Technip 2002.
- [9] : X.Guilland, J.P.Hautier « Concepts de modélisation pour la commande des convertisseurs » Journal Physique 3 April 1994.
- [10] : X.Guilland « Sur la modélisation et la commande des redresseurs de courant à interrupteurs bicommandables » thèse de doctorat Lille 1992.
- [11] : J.P Plateau « Sur la conception et la réalisation d'un redresseur triphasé à modulation de largeur d'impulsions à faible pollution harmonique » Mémoire CNAM, Paris 1994.
- [12] : X.Guilland, J.P Hautier « Modèle de commande d'un convertisseur monophasé » journée SEE, Lille 1994.
- [13] : J.P Caron, J.P Hautier « modélisation et commande de la machine asynchrone » édition technip 1995.
- [14] : E.M.Berkouk « Contribution à la conduite des machines asynchrones monophasée et triphasée alimentées par des convertisseurs directs et indirects.
Application aux gradateurs et onduleurs multiniveaux », thèse de doctorat, CNAM, Paris , France 1995.

- [15] : M.B Becharif, A Henni « Commande linéaire et non linéaire des tensions d'entrée d'un onduleur triphasé à trois niveaux » thèse d'ingénieur ENP, Alger 1999.
- [16] : D.Beriber, E.M Berkouk, M.O Mahmoudi, A.Talha « Study and control of Four Two-level PWM Rectifiers- clamping Bridge – Two three level NPC VSI cascade. Application to double stator induction machine » PESC 2004-IEEE, Aâcher, Germany, June 2004.
- [17] : D.Beriber, E.M.Brkouk, M.O.Mahmoudi, A Talha, « Studay and control of Four Two-Level PWM Rectifiers -clamping Bridge- Two three level NPC VSI Cascade. Application to double stator induction machine » BTM 2004 Al-Bahia, Saudi Arabia, May 2004.
- [18] : E.M.Berkouk and al « High voltrage rectifiers-multilevel inverters cascade. Application to asynchrone machine field oriented control » IEEE Conference, Stockholm, June 1995.
- [19] : E.M.Berkouk, G.Manasse « Multi level PWM rectifier-multilevel inverter cascade. Application to the speed control of the PMSM », IEEE proceeding, international conference on control application, Trieste, Italy, September 1998.
- [20] : A.Talha, E.berkouk ,M.S.Boucherit,G.Manasse « Study and control of two tevels PWM rectifier sever levels NPC voltage source inverter cascade. Application to PMSM speed control », UPEC, 2002, Stafford, United King Dom 2002.
- [21] : J.P Hautier, J.P.Caran « Convertisseurs statiques méthodologie Causale de modélisation et de commande », éditions Technip.
- [22] :Y.Benromdhane, E.M Berkouk, G.Manasse « Etude comparative entre un onduleur deux et trois niveaux pour la conduite d'une machine asynchrone triphasée », EPE 94, Lausanne, Suisse, Octobre 1997, pp 167-172.
- [23] : D.Beriber, E.H.Berkouk, M.O.Mahmoudi, A.Talha « La stratégie de modulation vectorielle d'un onduleur à trois niveaux à structure NPC. Application a la MASDS commandée en vitesse », SETIT 2004, Sousse, Tunisie
- [24] : D.Beriber « Machine asynchrone à double stator alimentée par onduleurs à trois niveaux a structure NPC » thèse de magister ENP 2004.
- [25] : J.P.Hautier « Contribution à la conception des commandes dans les systèmes à convertisseur statiques » rapport de système habilitation à diriger des recherches, Lille 1989.
- [26] : J.P. Hautier et G.Manasse « Utilisation des réseaux de Pétri pour l'analyse des systèmes électrotechniques », Techniques de l'Ingénieur, traite Génie électrique, Paris 1989.
- [27] : L.Dariusz Czarkowski, Y.Liu, P.Pillay « MLultivel selective harmonic elimination PWM technique in serie connected voltage inverters », in IEEE transactions on intustry. Application, volume 36 N°1, January/February 2000 pp 160-169.

- [28] : L.M.Tolbert, T.G.Habetler « Novel multilevel inverter carrier based PWM method », in IEEE Transactions on Industry Applications, volume 35 N° 5 September/October 1999 pp 1098-1107.
- [29] : M.D.Manjrekar, P.K.Sleimer, T.A.Lipo « Hybrid multilevel power conversion system : A competitive solution for high power applications », in IEEE transactions on industry applications, volume 36, N° 3 May/June 2000, pp 834 -841.
- [30] : J.P.Chauvet « Conception d'une commande rapprochée pour onduleur en tension à cinq niveaux » mémoire CNAM, Paris 1990.
- [31] : H.Foch, A.Meynard « Imbricated cells multi-level voltage source inverters of high voltage applications », EPE Journal, vol 3 N° 2 Juin 1993.
- [32] : P.Nonnon « Contribution à l'étude d'un redresseur à MLI à perturbations minimales du réseau », thèse de docteur ingénieur de l'IMPL de Nancy 1991.
- [33] : S.Busso, S.Fasolo, L.Malesami, and Mattavelli « A dead-beat adaptive hysteresis current control », in IEEE transactions on Industry Applications, vol 1.36, N°4, July/August 2000, pp 1174-1180.
- [34] : N.Boudjerda « Etude et analyse des techniques MLI dérivées de la triangulo-sinusoidale : Etude de leur effets sur le comportement du moteur asynchrone alimenté par onduleur de tension » thèse de magister ENP Alger 1993.
- [35] : G.Grellet, G.Clerc « Actionneurs électriques : Principes/ Modèles/ Commandes », édition Eyrolles, deuxième tirage 2000.
- [36] : P.Boos « Etude de la minimisation des perturbations harmoniques basse fréquence du réseau par l'utilisation d'un filtre actif », mémoire d'ingénieur CNAM, Paris 1991.
- [37] : « Analyse et simulation d'une cascade de deux redresseurs à MLI- onduleur multiniveaux NPC. Application à la conduite d'une MSAP ».
F.Bouchafaa, E.Berkouk, M.S.Boucherit, 3rd Conference on Electrical Engineering - Octobre 2004-Batna.
- [38] : « Analyse de la cascade redresseur de courant à trois niveaux- onduleur de tension à cinq niveaux. Application à la conduite de la machine synchrone à aimant permanent », R.Gue Douani, E.M.Berkouk, B.Fiali, M.S.Boucherit, 3rd Conference on Electrical Engineering - Octobre 2004-Batna.

Paramètres de la machine asynchrone triphasé :

§ Puissance nominale	$P_n = 2.2 \text{ kW}$
§ Nombre de paire de poles	$P = 2$
§ Tension nominale	$V_n = 230\text{V}$
§ Résistance de l'enroulement statorique	$R_s = 0.435 \Omega$
§ Résistance de l'enroulement rotorique	$R_r = 0.816 \Omega$
§ Inductance de l'enroulement statorique	$L_s = 4 \text{ mH}$
§ Inductance de l'enroulement rotorique	$L_r = 2 \text{ mH}$
§ Inductance mutuelle	$L_m = 69.31\text{mH}$
§ Moment d'inertie	$J = 0.089 \text{ kgm}^2$
§ Fréquence nominale	$F = 50 \text{ Hz}$

I. Réflexion sur les différentes commandes complémentaires possibles pour les onduleurs à trois niveaux.

Soit le bras k d'un onduleur à trois niveaux (Fig.IV.4). Pour une première vue, l'interrupteur T_{k1} par exemple peut être commandé d'une façon complémentaire avec chacun des trois autres interrupteurs du bras. Ainsi, on remarque que trois commandes complémentaires sont possibles pour chaque bras de l'onduleur (redresseur) à trois niveaux.

Commande n°1 :

Soit la commande complémentaire suivante :

$$\begin{cases} B_{k3} = \overline{B_{k1}} \\ B_{k4} = \overline{B_{k2}} \end{cases}$$

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

B_{K1}	B_{k2}	$B_{K3} = \overline{B_{k1}}$	$B_{K4} = \overline{B_{k2}}$	Tension de sortie du bras k par rapport à M
0	0	1	1	$- U_{c2}$
0	1	1	0	inconnue
1	0	0	1	inconnue
1	1	0	0	U_{c1}

Tableau A2.1

Le tableau A2.1 montre que cette commande complémentaire rend le système pratiquement commandable uniquement en deux niveaux, en interdisant les cas correspondants aux lignes 2 et 3 de ce tableau où la configuration du bras dépend en plus des grandeurs électriques du système (commande interne).

Commande N°2 :

Soit la commande complémentaire suivante :

$$\begin{cases} B_{k2} = \overline{B_{k1}} \\ B_{k4} = \overline{B_{k3}} \end{cases}$$

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

B_{K1}	$B_{k2} = \overline{B_{k1}}$	B_{K3}	$B_{K4} = \overline{B_{k3}}$	Tension de sortie du bras k par rapport à M
0	1	0	1	inconnue
0	1	1	0	$V = 0$ ou $i = 0$ (inconnue)
1	0	0	1	$V = 0$ ou $i = 0$ (inconnue)
1	0	1	0	$V = 0$

Tableau A2.2

Le tableau A2.2 montre que cette commande complémentaire rend le système pratiquement incommandable. Pour trois de ses cas possibles, on ne connaît pas au préalable la tension qu'aura le bras puisque sa configuration dépend, dans ces cas, en plus des grandeurs électriques du système (commande interne).

Commande n°3 :

Soit la commande complémentaire suivante : :
$$\begin{cases} B_{k4} = \overline{B_{k1}} \\ B_{k3} = \overline{B_{k2}} \end{cases}$$

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

B_{K1}	B_{k2}	$B_{K3} = \overline{B_{k2}}$	$B_{K4} = \overline{B_{k1}}$	Tension de sortie du bras k par rapport à M
0	0	1	1	$-U_{c2}$
0	1	0	1	inconnue
1	0	1	0	$V = 0$
1	1	0	0	U_{c1}

Tableau A2.3

Ce tableau A2.3 montre que cette commande complémentaire rend le système commandable en trois niveaux, en interdisant le cas correspondant à la ligne 2 du tableau où la configuration du bras dépend en plus des grandeurs électriques du système (commande interne).

Ainsi, cette analyse des trois cas de commande complémentaire possible, montre que seule la commande n°3 permet d'exploiter les trois niveaux de tension de sortie possibles pour un bras (U_{c1} , 0, $-U_{c1}$). Afin d'avoir la commandabilité totale des onduleurs (redresseur) à trois niveaux, on doit éliminer le cas correspondant à la ligne 2 du tableau A2.3.

On peut donc conclure que la commande n°3, utilisée lors de l'élaboration des modèles de commande des onduleurs (redresseurs) multiniveaux (chapitre II), est la seule commande complémentaire possible pour un fonctionnement en mode commandable des onduleurs (redresseurs) à trois niveaux.

Pour les différentes stratégies de commande des redresseurs (chapitre III) à trois niveaux, on utilise cette commande complémentaire en éliminant le cas de la ligne 2 du tableau A2.3 où $B_{k1} = 0$, $B_{k2} = 1$, $B_{k3} = 0$, $B_{k4} = 1$. Donc lorsqu'on parlera de commande complémentaire pour redresseurs (l'onduleur) à trois niveaux, on sous entendra toujours ce cas de commande.

II- Domaine de définition des fonctions de connexion des demi-bras dans le cas de la commande complémentaire :

Dans le Chapitre II, on a défini les fonctions de connexion des demi-bras k comme suit :

$$\begin{cases} F_{k1}^b = F_{k1} \cdot F_{k2} \\ F_{k0}^b = F_{k3} \cdot F_{k4} \end{cases}$$

Le tableau A2.4 montre les valeurs prises par les fonctions de connexion des demi-bras pour les différentes valeurs de fonctions de connexion des interrupteurs.

F_{k1}	F_{k2}	$F_{k3} = \overline{F_{k2}}$	$F_{k4} = \overline{F_{k1}}$	F_{k1}^b	F_{k0}^b	remarque
0	0	1	1	0	1	Permis
0	1	0	1	0	0	Interdit
1	0	1	0	0	0	Permis
1	1	0	0	1	0	Permis

Tableau A2.4