

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE MOULOU D MAMMERI DE TIZI-OUZOU



FACULTE DE GENIE ELECTRIQUE ET D'INFORMATIQUE
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

**THESE de DOCTORAT
EN ELECTROTECHNIQUE**

Présentée par

DENOUN Hakim

Magister de l'EMP d'Alger

Thème

Contribution à L'étude et la Réalisation

Des convertisseurs

AC /DC à M.L.I à Facteur de Puissance Unitaire

Thèse soutenue publiquement le/...../.....

devant le jury d'examen composé de:

Président	Saïd DJENNOUNE	Professeur	à L' U.M.M.T.O Tizi-Ouzou
Rapporteur	Nacereddine BENAMROUCHE	Professeur	à L' U.M.M.T.O Tizi-Ouzou
Co-Rapporteur	Salah HADDAD	Professeur	à L' U.M.M.T.O Tizi-Ouzou
Examineur	Larbi REFOUFI	Professeur	à L'U.M.B.Boumerdès
Examineur	Jean-Pierre BARBOT	Professeur	à L' E.N.S.E.A de Paris
Examineur	Hocine BENALLA	Professeur	à l'U.M.C.Constantine
Invité	Malik GHANES	Maitre de conférences(H.D.R)	à l'E.N.S.E.A de Paris

..... Avant propos

Cette thèse est consacrée à l'étude et à la réalisation des convertisseurs AC/DC à M.L.I à facteur de puissance unitaire. Les travaux présentés dans cette thèse ont été effectués au sein du laboratoire des Technologies Avancées du Génie Electrique (LATAGE) du département d'électrotechnique de l'université Mouloud Mammeri Tizi-Ouzou.

Pour avoir consenti à examiner ce travail, je tiens à remercier très sincèrement :

- Monsieur **S.Djennoune** professeur à l'Université de Tizi-Ouzou, d'avoir bien voulu me faire l'honneur de présider mon jury de thèse, témoignant ainsi de l'intérêt qu'il porte à ce travail ;
- Monsieur **N.Benamrouche** Professeur à l'Université de Tizi-Ouzou qui a dirigé ces travaux de recherches et dont j'ai pu apprécier la compétence et la gentillesse.
- Monsieur **S.Haddad** Professeur à l'Université de Tizi-Ouzou, qui a suivi ces travaux de recherches et pour ses entretiens constructifs qui accompagnent un travail de recherche.
- Monsieur **J.P.Barbot** professeur des Universités ENSEA de Paris, pour m'avoir accueilli dans son laboratoire : qu'il trouve ici ma profonde reconnaissance pour la confiance qu'il ma accordée.
- Monsieur **L.Refoufi** professeur à l'Université de Boumerdès, pour avoir accepté de juger ce travail et qu'il ait accepté d'être parmi les membres de jury de cette thèse.
- Monsieur **H.Benalla** professeur à l'Université de Constantine, pour l'intérêt qu'il manifeste en participant à ce jury.
- Monsieur **M.Ghanès**, maître de conférences(H.D.R) à l'ENSEA de Paris qui a accepté de participer à cette soutenance en qualité d'invité.
-

Je remercie aussi très sincèrement :

- tous ceux et celles qui me sont chers,
- Toutes les personnes qui ont contribué de près ou de loin à l'aboutissement de ce travail.

Sommaire

SOMMAIRE

Introduction générale	8
Chapitre I	
Perturbations des réseaux et principes de compensation	12
Chapitre II	
Etude analytique et caractérisation du fonctionnement du redresseur à M.L.I....	51
Chapitre III	
Modélisation – Régulation - résultats de simulation	87
Chapitre IV	
Réalisation pratique et résultats expérimentaux.....	148
Conclusion générale	165
Annexes	168
Références bibliographiques	175

Notations utilisées

Notations utilisée

Bloc source -Convertisseur AC/DC et DC/AC

φ : angle de déphasage du fondamental de i_r par rapport à v_r ;
 δ : angle de déphasage de la modulante par rapport à V_r ;
 $\Delta\theta$: Largeur de créneaux ;
 $\omega=2\pi f$: Pulsation du réseau d'alimentation ;
 c : condensateur de filtrage ;
 E : F.C.E.M d'une charge active ;
 f : fréquence du réseau d'alimentation ;
 f' : fréquence de la porteuse ;
 f_0 : fréquence de la porteuse associée à l'onduleur ;
 G_{bf} : fonctions de transfert en boucle fermée ;
 G_{boi} , G_{boc} fonctions de transfert en boucle ouverte ;
 I : amplitude du courant de réseau ;
 (i_{r3}) : vecteur triphasé des courants de réseau ;
 i_c : courant traversant le condensateur ;
 i_d : courant dans la charge ;
 i_r : courant à l'entrée du redresseur monophasé ;
 I_{r1} : fondamental du courant i_r (notation complexe) ;
 i_{r1} , i_{r2} , i_{r3} : courants réseau sur les phases 1, 2, 3 ;
 i_{r1mes} , i_{r2mes} , i_{r3mes} : courants de réseau mesurés sur les phases 1, 2, 3 ;
 i_{r1ref} , i_{r2ref} , i_{r3ref} : courants de réseau de référence sur les phases 1, 2, 3 ;
 i_{refi} : limite inférieure de la bande d'hystérésis ;
 i_{refs} : limite supérieure de la bande d'hystérésis ;
 i_s : courant à la sortie du convertisseur ;
 I_{s2} : valeur efficace de l'harmonique d'ordre 2 de i_s ;
 K_i , k_p : coefficients des correcteurs proportionnel et intégral ;
 K_{ref} : coefficient pour le calcul des références en courant ;
 L_d , R_d : inductance et résistance d'une charge passive ;
 L_r , R_r : inductance et résistance équivalente du réseau et de l'autotransformateur ramenée au secondaire à l'entrée du redresseur ;
 m , r : indice de modulation et coefficient de réglage associés au redresseur ;
 m_0 , r_0 : indice de modulation et rapport cyclique associés à l'onduleur ;
 N_c : nombre de commutations par alternance ;
 P : nombre d'impulsions par alternance ;
 P : puissance active ;
 P_{ref} : puissance active de référence ;
 Q : puissance réactive ;
 Q_{ref} : puissance réactive de référence ;
 R_1 , R_2 , R_3 , R_d , R_q : correcteurs ;
 S_i : fonction logique associée au bras d'un convertisseur AC/DC et DC/AC triphasé ;

T_c : constante de temps coté continu ;
 T_n : constante de temps coté réseau ;
 U_d : tension constante (tension du bus continu) ;
 U_1 : fonction logique associée au convertisseur monophasé AC/DC ;
 $u_{e12}, u_{e23}, u_{e13}$: tensions composées à l'entrée du redresseur triphasé ;
 u_e : tension à l'entrée du redresseur monophasé ;
 u_{e1}, u_{e2}, u_{e3} : tensions à l'entrée du redresseur triphasé (tension par rapport au neutre de la source) ;
 \hat{u}_{e1} : fondamental de la tension u_e (notation complexe) ;
 U_{e1} : valeur efficace du fondamental de u_e ;
 U_{e10} : valeur efficace du fondamental de u_e pour une commande en pleine onde ;
 U_{eh} : valeur efficace de l'harmonique d'ordre h ;
 V : amplitude de la tension du réseau ;
 V_c : tension aux bornes de condensateur ;
 V_{cmes} : tension de capacité mesurée ;
 V_{cref} : tension de capacité de référence ;
 v_p, v_m : l'onde porteuse et modulante associée au redresseur ;
 y_{p0}, e_i : l'onde porteuse et modulante associée à l'onduleur ;
 V_{r1}, V_{r2}, V_{r3} : tension réseau sur les phases 1, 2, 3
 V_{reff} : valeur efficace de v_r .

Machine Asynchrone

θ : angle entre la phase statorique a_s et la phase rotorique a_r ;
 θ_s : angle entre la phase statorique a_s et l'axe direct d ;
 θ_r : angle entre la phase rotorique a_r et l'axe direct d ;
 K_f : coefficient des frottements visqueux ;

$\sigma = 1 - \frac{M_{sr}^2}{L_s L_r}$: coefficient de dispersion ;

Γ_e : couple électromagnétique ;

Γ_r : couple résistant ;

$i_i (i=1-3)$: courants de la phase i de la MAS ;

L_s, L_r, L_m : inductance propre cyclique du stator, rotor, mutuelle entre stator et rotor.

J : moment d'inertie de l'arbre du moteur ;

P_p : nombre de paires de pôles ;

ω_s : pulsation des grandeurs électriques statoriques ;

ω_r : pulsation des grandeurs électriques rotoriques ;

$v_i (i = 1-3)$: tension de la phase i de la MAS ;

Ω_r : vitesse mécanique du rotor ;

Acronymes

I.G.B.T : Insulated-Gate Bipolar Transistor ;

M.L.I: Modulation Largeur Impulsions;

THD : Total Harmonic Distortion .

Introduction générale

Introduction générale

Le nombre de convertisseurs raccordés aux réseaux de distribution de l'énergie est en constante progression. Les puissances installées progressent elles aussi. Ces convertisseurs ne sont pas sans poser quelques problèmes au distributeur d'énergie qui les voit comme étant des sources polluantes.

Cette pollution est essentiellement de deux types. D'une part, il s'agit de la pollution harmonique. En effet, ces convertisseurs absorbent des courants non sinusoïdaux qui déforment la tension du réseau par l'intermédiaire de l'impédance de court-circuit de celui-ci. D'autre part, ils consomment de la puissance réactive qui a pour conséquence de dégrader le facteur de puissance.

Les règles de limitation de la pollution harmonique sont devenues très sévères et bien entendu chaque usager est tenu d'enrayer dans la mesure du possible cette pollution.

Dans les installations déjà existantes, la solution est le filtrage passif ou actif. Mais dans les nouvelles installations les solutions passent soit par l'augmentation de l'indice de pulsation des convertisseurs (pont dodécaphasé), soit par la transposition aux convertisseurs AC-DC des techniques auparavant utilisées pour les convertisseurs DC-AC (Onduleurs à Modulation de Largeurs d'Impulsions). Cette dernière est devenue possible grâce au développement de la technologie des semi-conducteurs et à l'apparition des composants de puissance tels que l'IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) et le GTO (Gate Turn Off Thyristor).

Contrairement aux redresseurs non commandés, les redresseurs à Modulation de Largeur d'impulsions offrent plusieurs possibilités :

- Consommer un courant proche d'une sinusoïde en réduisant son contenu harmonique et réduire par conséquent la taille des filtres.
- Contrôler la puissance réactive absorbée (facteur de puissance unitaire).
- Assurer un transfert bidirectionnel de la puissance.
- Dépolluer le réseau en assurant la fonction de filtre actif.

Ces qualités font que ces convertisseurs occupent actuellement une place importante dans le domaine de la conversion de l'énergie (Actionneurs asynchrones, Génératrices Asynchrones à Double Alimentation (GADA), ...etc).

Notre travail s'inscrit dans le cadre de la modélisation et de la réalisation expérimentale d'un convertisseur AC/DC destiné à l'alimentation d'un ensemble « onduleur à MLI – Machine asynchrone ». Ce convertisseur doit répondre au cahier de charges suivant :

- Commande à Modulation de Largeur d'Impulsions à base d'une carte DSP TMS320LF2407 et puis une carte Dspace 1103.
- Assurer une tension de sortie constante (régulation de la tension continue).
- Assurer un fonctionnement à facteur de puissance unitaire.
-

Le travail que nous avons réalisé au sein du Laboratoire de recherche LATAGE de la faculté de Génie Electrique et d'Informatique de l'Université Mouloud MAMMARI de Tizi-Ouzou s'articule autour de quatre chapitres.

Le premier chapitre traite de la problématique des harmoniques, de leurs effets néfastes à court et à long terme et des solutions qui sont apportées. Le convertisseur objet de notre étude s'inscrit parmi les solutions modernes de la dépollution harmonique.

Dans le second chapitre, le principe de fonctionnement du redresseur à MLI est présenté. Les limites de stabilité des différents régimes de fonctionnements sont établies. Une étude analytique détaillée de la commutation est ensuite effectuée. Celle-ci nous permettra de dimensionner correctement les dispositifs de protection des composants semi-conducteurs (Circuit Snubber).

La modélisation du redresseur muni de la stratégie de commande SPWM (Modulation de Largeur d'Impulsion, stratégie triangulo-sinusoidale) fait l'objet du troisième chapitre. Deux types de charges du redresseur sont considérés : une charge passive (circuit série résistif inductif) et une charge active (ensemble onduleur à MLI associé à un moteur asynchrone).

Le principe de la régulation en cascade est ici retenu pour dimensionner les régulateurs de courant (boucle interne) et le régulateur de tension continue (boucle externe).

Des résultats de simulation, d'abord d'un redresseur monophasé puis d'un redresseur triphasé seront présentés et discutés.

Dans le quatrième chapitre, nous présentons le dispositif expérimental réalisé au sein de notre laboratoire. Il s'agit d'un redresseur monophasé et triphasé commandé en Modulation de Largeur d'Impulsions par la carte DSP TMS320LF2407 et la Dspace 1103 respectivement. L'architecture de cette carte et le kit de développement, leurs algorithmes de commande et les autres cartes réalisées (cartes capteurs, carte d'interface, de conditionnement, de puissance) sont détaillés dans ce chapitre. Les résultats expérimentaux sont présentés et analysés.

La conclusion générale viendra synthétiser les résultats obtenus, tirer les principaux enseignements et établir une liste de travaux à effectuer dans le futur.

Chapitre I

Perturbations des réseaux et principes de compensation

Plan du chapitre I

I.1. Introduction.....	13
I.2. Problématique des harmoniques,	14
I.2.1. Les harmoniques	14
1.2.1.1. Interprétation des harmoniques.....	14
I.2.1.2. Perturbations induites.....	15
I.2.1.3. Principales sources polluantes.....	16
I.2.2 Mesures et prévention des harmoniques.....	17
I.2.2.1. Mesure des harmoniques	17
I.2.2.2. Préventions et normes en vigueur.....	18
I.2.2.3. Contraintes pour les nouveaux producteurs.....	20
I.2.3. Les solutions pour compenser les harmoniques	21
I.2.3.1. Modification structurelle ou filtrage passif	21
I.2.3.2. Compensation active	21
I.2.3.3. Le redresseur à M.L.I	30
I.3. Etat de l'art et objectifs	32
I.4. Conclusion.....	50

I.1. Introduction

Un réseau électrique est destiné à assurer la distribution de l'énergie électrique entre des producteurs et des consommateurs. Ces réseaux prennent des formes diverses, tension nominale comprise entre 110V et 1100KV (1000KV en Sibérie par exemple), triphasé ou monophasé, à fréquence variable ou à fréquence fixe. La stabilité du réseau traduit la bonne conformité des tensions et fréquences par rapport à un cahier des charges fixé. Ceci constitue une donnée essentielle pour assurer le bon fonctionnement du dispositif de transport d'énergie.

La qualité de l'énergie fournie dépend directement de la qualité de la tension au point de livraison. Cette tension subit des perturbations généralement classées selon deux origines distinctes :

- les perturbations de tension, liées à l'impédance des réseaux et à la circulation de courants perturbateurs, comme les courants harmoniques, déséquilibrés et réactifs liés à la charge.
- les perturbations de tension (tensions harmoniques ou déséquilibrées, creux de tension...) causées principalement par les producteurs d'énergie électrique.

La pollution des réseaux électriques est un phénomène qui existe depuis l'apparition du premier réseau électrique alternatif ou sinusoïdal, la forme sinusoïdale étant due à la forme d'onde des tensions générées par les alternateurs. En effet, dès qu'il existe un élément réactif dans un circuit, il apparaît un déphasage entre la tension et le courant, ce qui induit une puissance réactive qui s'exprime par un échauffement lié au déplacement des courants circulant dans les éléments inductifs et capacitifs. Les appareils issus de l'électronique de puissance, allant des ponts de diodes jusqu'aux alimentations de secours, génèrent une pollution harmonique sur les courants absorbés par ces appareils. Cette pollution a un effet direct sur le courant apparent qui tend à être augmenté pour faire passer la même puissance active, la seule exploitable énergétiquement. Les perturbations ayant pour cause directement les tensions ne font pas partie de notre étude, nous choisissons de nous consacrer à l'étude des courants perturbateurs.

Ce chapitre est destiné à introduire les notions liées à la pollution des réseaux électriques et principalement par rapport aux harmoniques de courant.

Après un rappel sur l'influence des courants harmoniques sur le réseau, nous présenterons une étude des perturbations propres aux montages redresseurs. Nous terminerons par quelques notes sur les solutions utilisées pour réduire les perturbations.

Un état de l'art des solutions servant à situer le redresseur MLI et à fixer les objectifs assignés à cette thèse sera présenté, avant de nous consacrer à la structure sur laquelle l'étude porte, le redresseur monophasé et triphasé à MLI.

I.2. Problématique des harmoniques

Cette partie est destinée à présenter les harmoniques, leurs effets à court et à long terme, les normes les concernant et les diverses solutions apportées.

I.2.1. Les harmoniques

I.2.1.1. Interprétation des harmoniques

Le concept d'harmonique est introduit au début du XIX^{ème} siècle par Joseph Fourier qui démontra que tout signal périodique non sinusoïdal peut être représenté par une somme ou série de sinusoides de fréquences discrètes (équation I.1).

$$i(t) = I_0 + \sum_{h=1}^{\infty} I_h * \cos(\omega_h * t + \varphi_h) \quad (I.1)$$

La composante zéro I_0 de la série dite de Fourier est la composante continue, la première composante dite de rang 1 ($h=1$) est appelée composante fondamentale. Pour les systèmes raccordés à un réseau électrique stable, la fréquence de la composante fondamentale est considérée comme étant fixe (50Hz en Europe, 60Hz aux Etats Unis). Pour un réseau de bord, la fréquence peut être variable (réseau aéronautique). Le reste des composantes de la série de Fourier sont appelées harmoniques de rang h , où h désigne le numéro de la composante (le rang 2 correspond au deuxième terme de la série de Fourier qui aura une fréquence double du fondamental).

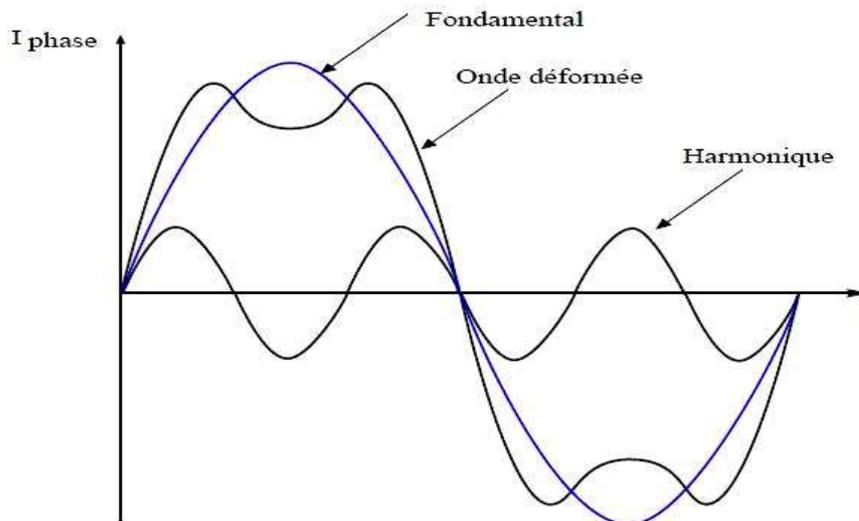


Fig. I.1 : Exemple d'harmonique

La figure (I.1) donne l'allure d'un courant contenant un harmonique de rang 3. Dans les réseaux électriques triphasés, les principales composantes harmoniques sont de rang 5, 7, 11 et 13 ($6 * h +/- 1$).

I.2.1.2. Perturbations induites

Les tensions et courants harmoniques superposés à l'onde fondamentale conjuguent leurs effets sur les appareils et équipements utilisés. Ces grandeurs harmoniques ont des effets différents selon les récepteurs rencontrés :

- soit des effets instantanés,
- soit des effets à terme dus aux échauffements.

Les effets instantanés sont principalement les perturbations des dispositifs de régulation, par exemple la commutation des thyristors lorsque le passage par zéro de la tension est décalé. Les compteurs d'énergie à induction présentent des erreurs supplémentaires, des vibrations et du bruit apparaissent dans les transformateurs et les inductances. Des perturbations sont induites sur les lignes à courants faibles (téléphone, contrôle/commande, ligne ferroviaire) situées à proximité du réseau pollué.

Les effets à terme sont la fatigue mécanique des matériaux due aux vibrations ainsi que l'échauffement des composants. Au niveau des condensateurs, les pertes dues à la conduction et à l'hystérésis du diélectrique sont proportionnelles en première approximation au carré du courant efficace. Au niveau des machines et des transformateurs, des pertes supplémentaires apparaissent (courant de Foucault, champs tournants harmoniques). En ce qui concerne les câbles et les équipements, une élévation de la température sera la conséquence des courants harmoniques, cela engendre des pertes supplémentaires ayant pour cause l'augmentation de la valeur efficace du courant, l'élévation de la résistance apparente de l'âme avec la fréquence et l'augmentation des pertes diélectriques dans les isolants avec la fréquence.

D'une façon générale tous les équipements (tableaux électriques) soumis à des tensions ou traversés par des courants harmoniques ont des pertes accentuées, et devront faire l'objet de déclassement. Par exemple, une cellule de condensateur est dimensionnée pour un courant égal à 1,3 fois le courant réactif de compensation. Ce surdimensionnement ne tient toutefois pas compte de l'augmentation de l'échauffement due à l'effet de peau dans les conducteurs.

I.2.1.3. Principales sources polluantes

La figure (I.2) extraite des cahiers techniques de Schneider Electric [BET00], présente les principaux convertisseurs qui génèrent des formes d'ondes très riches en harmoniques.

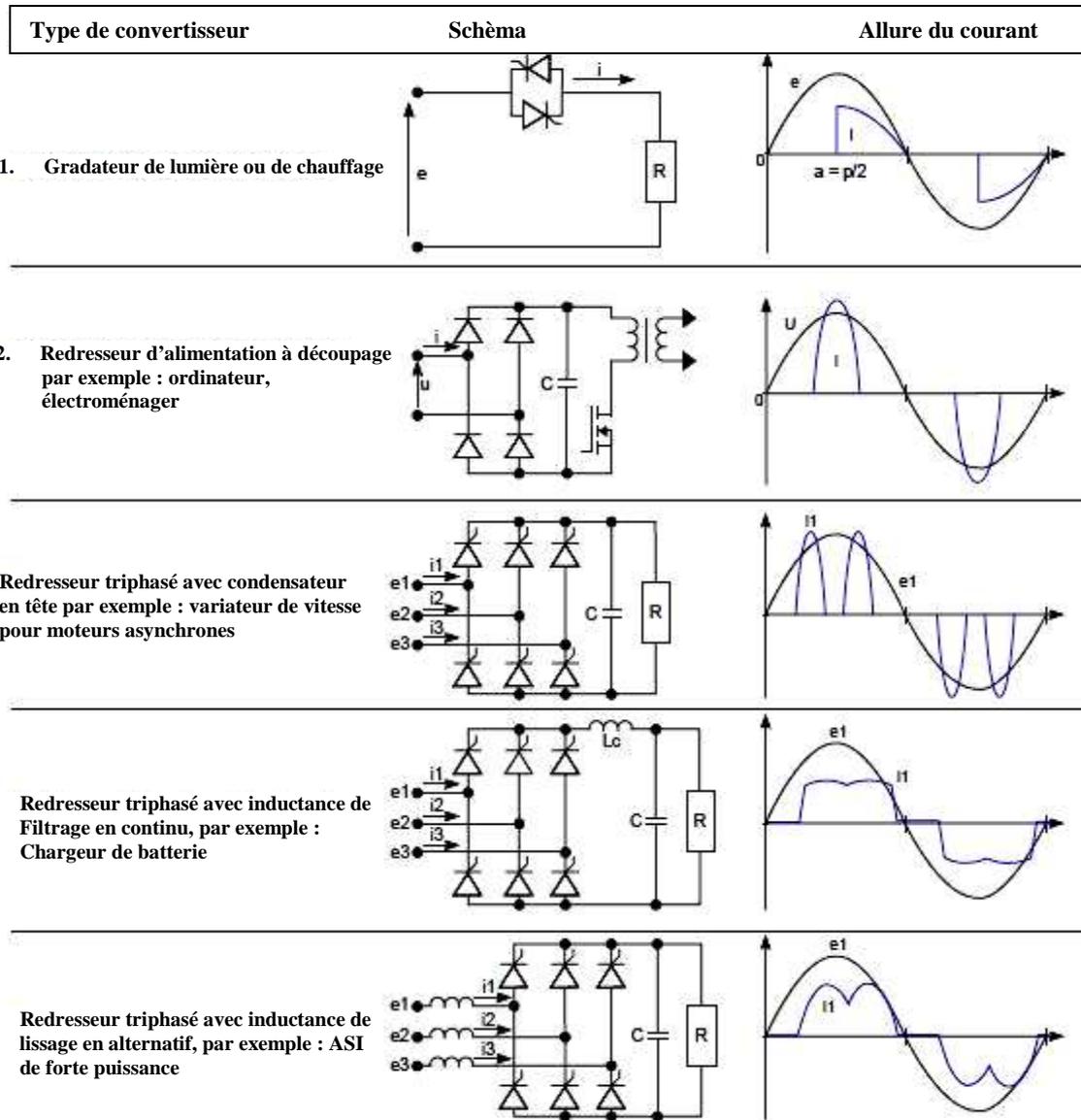


Fig. I.2 : Forme du courant absorbé par quelques Charges non linéaires [BET00]

Les ponts de diodes sont les plus présents sur les applications de puissance car ils sont sans commande et ont une durée de vie importante et un coût beaucoup plus faible que des solutions plus évoluées. Il existe aussi d'autres types de charges comme par exemple les fours à arc ayant un contenu spectral très imprévisible.

A plus petite échelle, on trouve toutes les grandes industries tertiaires : les hôpitaux qui consomment des courants harmoniques par le biais des éclairages, des alimentations à découpage d'ordinateurs...

I.2.2. Mesures et prévention des harmoniques

I.2.2.1. Mesure des harmoniques

La mesure de cette pollution est très importante car elle permet de caractériser les installations et de s'assurer de la bonne qualité de l'énergie distribuée. Plusieurs critères existent pour mesurer les perturbations harmoniques mais c'est le **Taux de Distorsion Harmonique** qui est le plus couramment utilisé. On utilisera le terme T.H.D. (Total Harmonic Distortion) pour désigner le taux de distorsion harmonique.

Le taux harmonique :	$T_h = \frac{I_h}{I_1}$	ou I_h représente l'amplitude de la composante harmonique de rang h .
Le taux de distorsion harmonique :	$THD = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} (I_h^2)}}{\sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} (I_h^2)}}$	Il doit être complété par la répartition spectrale pour avoir une idée précise de la pollution.
Le taux global de distorsion harmonique :	$THD_g = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} (I_h^2)}}{(I_1^2)}$	Il ne doit pas être confondu avec le taux de distorsion. Dans la littérature, le THD classique semble être le plus utilisé aujourd'hui.
Le facteur de puissance :	$FP = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}}$	$D = 3 * V_{eff} * \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} (I_h^2)}$ Il informe sur la déformation D du courant.

La qualité de ces mesures devient de plus en plus importante. De ce fait, de nombreux fabricants proposent des instruments pour la mesure de toutes ces grandeurs, ce qui n'est pas du tout évident lorsque l'on a des charges variables ou des réseaux non équilibrés.

I.2.2.2. Préventions et normes en vigueur

La C.E.I. (Commission Electrotechnique Internationale) et l'I.E.E.E (Institute of Electrical and Electronics Engineers) sont les deux principaux organismes de normalisation internationaux dans le domaine de l'électrotechnique. La CEI est un organisme officiel composé de comités nationaux de 63 pays, tandis que l'IEEE est une association professionnelle. Ces deux organismes réalisent la principale activité de normalisation dans le domaine des perturbations électriques au niveau mondial mais n'ont pas une uniformité de critères en ce qui concerne la définition des interactions entre le réseau et les charges connectées.

Aujourd'hui le terme le plus répandu dans le domaine scientifique et industriel, accepté et utilisé par l'IEEE, est celui de "Qualité de l'énergie". Ce concept détermine les paramètres qui définissent les propriétés du produit électricité en conditions normales, en termes de continuité de la fourniture et des caractéristiques de la tension (symétrie, fréquence, amplitude, forme d'onde). Par conséquent, cette vision essaie de déterminer les caractéristiques de la fourniture électrique afin de limiter son influence sur les différentes charges connectées au réseau, et en même temps, de limiter l'influence des charges sur le réseau de façon à éviter la modification de ses caractéristiques. Deux sociétés de l'IEEE travaillent dans des domaines liés à la qualité de l'énergie, IAS (Industrial Applications Society) et PES (Power Engineering Society). Leurs activités de normalisation sont gérées par le comité SCC-22 (Standards Coordinating Committee on Power Quality). Les deux normes de qualité principales de l'IEEE sont :

- **IEEE 519 : 1992**, *Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Power Systems* : cette norme détermine la procédure pour contrôler les harmoniques présents sur le réseau électrique ainsi que les limites recommandées de la pollution harmonique générée par les clients et de distorsion harmonique totale sur le réseau [IE-92].
- **IEEE 1159 : 1995**, *IEEE Recommended Practice on Monitoring Electric Power Quality* : cette norme réalise un bilan exhaustif et donne une définition de tous les phénomènes électromagnétiques qui ont lieu dans le réseau en fonction de leur contenu spectral, leur durée et leur amplitude [IE-95].

$V_n \leq 69kV$						
I_{cc}/I_{ch}	$h < 11$	$11 < h < 17$	$17 < h < 23$	$23 < h < 35$	$35 \leq h$	TDD
< 20	4	2	1.5	0.6	0.3	5
20-50	7	3.5	2.5	1	0.5	8
50-100	10	4.5	4	1.5	0.7	12
100-1000	12	6	5	2	1	15
>1000	15	7	6	2.5	1.4	20
$69kV < V_n \leq 161kV$						
< 20	2	1	0.75	0.3	0.15	2.5
20-50	3.5	1.75	1.25	0.5	0.25	4
50-100	5	2.25	2	0.75	0.35	6
100-1000	6	2.75	2.5	1	0.5	7.5
>1000	7.5	3.5	3	1.25	0.7	10
$V_n > 161kV$						
<50	2	1	0.75	0.3	0.15	2.5
≥ 50	3.5	1.75	1.25	0.5	0.25	4

Tab. I.1 : Limites IEEE des émissions de courants harmoniques

Le tableau (I.1) présente les caractéristiques de la norme IEEE 519 où I_{cc} est le courant de court-circuit, I_{ch} est le courant de charge nominale, V_n la tension nominale et TDD est la distorsion totale de la demande (distorsion du courant par rapport à la demande maximale). La CEI n'utilise le terme "qualité de l'énergie" dans aucune de ces normes. En revanche, elle utilise le concept de "Compatibilité Electromagnétique". Ce concept est défini comme "la capacité d'un dispositif, équipement ou système à fonctionner de façon satisfaisante dans son environnement électromagnétique sans introduire de perturbations électromagnétiques intolérables pour les autres" [CEI01]. Les normes de la CEI sont regroupées dans la publication CEI-61000. Cette publication est divisée en 6 parties dont on cite :

- **CEI 61000-3-2** : Elle définit des limites d'émission de courant harmonique par les appareils consommant moins de 16 A par phase (sauf certaines catégories d'appareils - voir la norme).
- **CEI 61000-3-4** : Entrée en vigueur dans l'Union Européenne en janvier 2001, elle traite de la limitation des courants harmoniques injectés dans le réseau public d'alimentation pour des appareils consommant des courants supérieurs à 16A par phase. Elle définit les limites des harmoniques du courant d'entrée qui peuvent être produit par le matériel soumis à l'essai dans des conditions spécifiées.
- **CEI 61000-3-12** : Dernière entrée dans la réglementation en 2004, elle fixe les limites pour les courants harmoniques produits par les appareils connectés aux réseaux publics basse tension ayant un courant appelé supérieur à 16 A et inférieur à 75 A par phase. De ce fait, elle remplace la norme CEI 61000-3-4 qui reste en vigueur pour des appareils consommant plus de 75A.
- **CEI 61000-2-4** Elle définit les niveaux de compatibilité dans les réseaux d'installations industrielles comme l'illustre le tableau I.2. Rappelons qu'un niveau de compatibilité n'est pas une limite absolue ; il peut être dépassé avec une faible probabilité.

Harmoniques impairs		Harmoniques pairs	
Ordre	Courant (A)	Ordre	Courant (A)
3	2.3	2	1.08
5	1.14	4	0.43
7	0.77	6	0.3
9	0.4		
11	0.33		
13	0.21		
$15 \leq h \leq 39$	$0.15 * 15/h$		

Tab. I.2 : Limites CEI 61000-2-4 des émissions de courants harmoniques (courant appelé par les appareils $\leq 16A$ par phase de classe A).

En France, EDF propose un contrat dit "Emeraude" aux abonnés tarif vert par lequel il y a un engagement réciproque de qualité pour EDF et de limitation de pollution de la part de l'abonné.

Toutes ces normes consistent à sensibiliser le consommateur ainsi que le fabricant d'appareils polluants pour le respect d'une certaine qualité de l'énergie absorbée, mais il se pose de plus en plus la question des "petits" producteurs qui se raccordent sur le réseau. Pour cela, on traitera deux cas, les parcs éoliens et les fermes photovoltaïques.

I.2.2.3. Contraintes pour les nouveaux producteurs

I.2.2.3.1 : Le cas des parcs éoliens

Les contraintes pour le raccordement d'une production décentralisée en HTA sont fixées en ce qui concerne les limites d'émission en courant par l'arrêté du 17 mars 2003 (en France) relatif aux conditions techniques de raccordement au réseau public des installations de production autonome d'énergie électrique : le gestionnaire d'une installation de production dont la puissance de raccordement est supérieure à 100 kVA doit limiter les courants harmoniques injectés sur ce réseau.

Les limites sont déterminées au prorata de la puissance apparente maximale de l'installation de production P_{ref} . A chaque harmonique de rang n est associé un coefficient de limitation k_h . Le gestionnaire de l'installation doit limiter ses courants harmoniques à la valeur

$$\tilde{I}_h = k_h * \frac{P_{ref}}{\sqrt{3} * U_c}$$

où U_c est la valeur de la tension contractuelle, P_{ref} la puissance apparente maximale de l'installation de production.

Les valeurs prises par le coefficient k_h en fonction de l'harmonique sont données dans le tableau (I.3).

Rangs impairs	$k_h(\%)$	Rangs pairs	$k_h(\%)$
3	4	2	2
5 et 7	5	4	1
9	2	>4	0.5
11 et 13	3		
>13	2		

Tab. I.3 : Valeur du coefficient du taux d'harmoniques

I .2.2.3.2. Le cas des fermes photovoltaïques

En France, depuis le 10 juillet 2006, un arrêté fixe les conditions d'achat de l'électricité produite par les installations utilisant l'énergie radiative du soleil. L'obligation d'achat est un dispositif introduit par l'article 10 de la loi du 10 février 2000, qui oblige EDF et les entreprises locales de distribution (ELD) à acheter, sous certaines conditions, l'électricité produite par certaines filières de production. Le droit concerne seulement les installations dont la puissance installée est inférieure à 12 MW. Les producteurs doivent s'assurer que leurs onduleurs permettront de respecter les normes CEI 61000-3-2, 61000-3-4 et 61000-3-12 : des relevés réalisés par des experts doivent figurer dans le dossier.

I-2-3. Les solutions pour compenser des harmoniques

I.2.3.1. Modification structurelle ou filtrage passif

Les solutions les plus simples et les premières utilisées (solutions passives ou modifications structurelles) pour traiter directement les harmoniques sont bien connues, telles que :

- *Le déclassement de l'installation électrique* : l'utilisateur ne souhaite pas résoudre les problèmes de pollution mais seulement se soucie de la bonne santé de ses équipements. Cette approche, économiquement très contraignante, ne s'applique pas pour des installations nouvelles.
- *L'augmentation de la puissance de court-circuit* : La puissance harmonique augmente lorsque la puissance de court circuit diminue si l'on ne prend pas en compte les phénomènes de résonance. On a donc intérêt à connecter les sources polluantes à un point du réseau où l'impédance réseau est la plus faible possible en séparant magnétiquement les différentes charges.
- *Les transformateurs à couplage passif* : certains couplages du type triangle zigzag permettent de supprimer les harmoniques de rang 3 et leurs multiples au prix de l'augmentation de l'impédance de la ligne, et donc d'une augmentation de la distorsion de la tension.
- *Les filtre passifs* : une solution intéressante pour supprimer un rang d'harmoniques est d'accorder un filtre du type LC sur cette fréquence, mais cela implique quelques problèmes : la conception de tels filtres s'avère assez délicate et nécessite une très bonne connaissance du réseau au point de connexion de la source. Des cas pratiques soulignent de gros problèmes de résonances liés à la présence de filtre passif. Pour la dépollution d'une ferme éolienne de 132MW en Allemagne [Plo07], des phénomènes de résonances sont apparues après connexion de filtres passifs. L'étude théorique leur a permis de montrer que cela était dû à des résonances induites par la longueur des câbles (une dizaine de km) de raccordement des éoliennes. La seule solution qu'ils aient pu mettre en œuvre était l'usage de filtre actif raccordé de préférence au point de connexion global.

Les filtres passifs constituent donc une solution bon marché mais avec un usage non systématique car ils modifient les impédances des réseaux, ils ne sont pas flexibles et vieillissent plutôt mal.

I.2.3.2. Compensation active

L'utilisation d'onduleur de puissance à base d'interrupteurs de puissance tels les IGBTs et les IGCTs est particulièrement adaptée à la compensation des harmoniques. Les onduleurs prennent différentes formes en fonction de la nature des harmoniques à compenser (courant ou tension), du type de réseau sur lequel on raccorde l'onduleur (basse, moyenne tension) et du type de charge à compenser (stationnaire, variable). Il peut s'agir d'onduleur :

- de tension, de courant.
- deux niveaux, multi niveaux
- avec ou sans filtre de raccordement
- avec ou sans compensation passive mixée

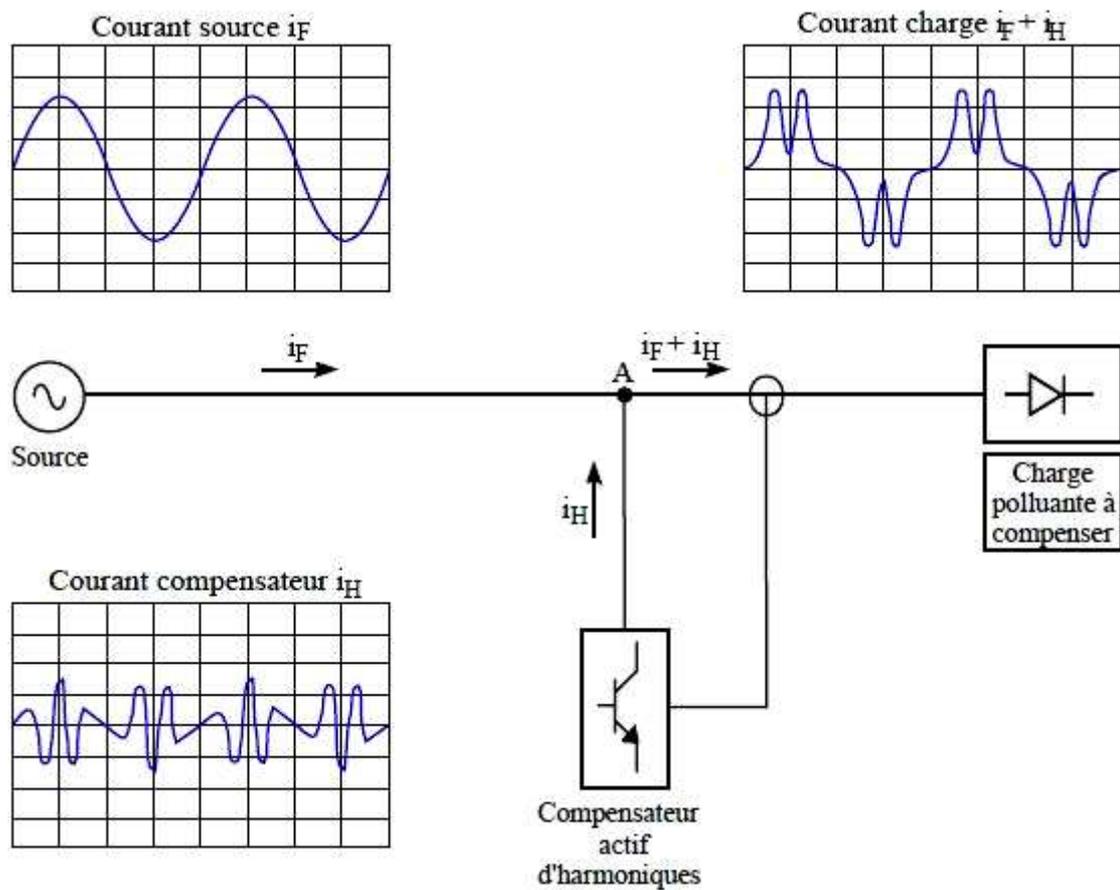


Fig. I.3 : Principe de la compensation active [BET00]

La figure (I.3) présente le principe d'un compensateur actif de type parallèle qui permet de compenser les harmoniques de courant de la charge polluante. Le principe est d'injecter un courant d'égale amplitude et en opposition de phase avec les courants harmoniques de la charge afin d'obtenir un courant le plus sinusoïdal possible au niveau de la source.

Les filtres actifs présentent d'autres intérêts dus à leur topologie :

- Une adaptation à l'évolution de la charge
- Une possibilité de compensation sélective des harmoniques
- La limitation de la puissance de compensation
- Un risque très faible de résonance entre le filtre et l'impédance du réseau
- La possibilité de compenser la puissance réactive pour un coût élevé.

Les premiers principes du filtrage actif ont été présentés dès le début des années 1970 [Sas71]. Les premières familles de filtres actifs parallèles et série (solution adaptée à la compensation des tensions) apparaissent en 1976 et sont réalisés avec des onduleurs à transistors contrôlés en MLI [Gyu76]. Dans cette partie, nous représenterons brièvement l'évolution de ces deux types de filtres, mais nous étendrons l'étude aux structures mixtes et "exotiques" existant dans la littérature technique.

I.2.3.2.1. Filtre actif parallèle

Les filtres actifs parallèles sont les plus utilisés et les plus sujets aux recherches depuis plus de 30 ans. Le principe consiste à mettre en œuvre une source de courant qui permettra d'injecter un courant de compensation en opposition de phase avec les courants harmoniques créés par la charge comme le montre la figure (I.4).

Cela a pour effet de rendre le courant sinusoïdal au point de connexion et de limiter ainsi, la propagation des courants harmoniques en amont. Il faut attendre les années 80 pour que ces applications se développent, profitant des améliorations des interrupteurs de puissance.

Les premières applications industrielles arrivent.[Aka86] pour donner lieu à une véritable commercialisation dans les pays industrialisés (plus de 500 filtres installés au Japon en 1996) [Aka96]. Ces premiers prototypes ne compensaient que les harmoniques alors qu'aujourd'hui ils présentent aussi d'autres fonctionnalités : compensation d'énergie réactive, équilibrage des courants et réduction du flicker. De plus en plus d'applications sont concernées par les filtres actifs parallèles allant des applications réseaux aux industries lourdes.

Plusieurs fabricants - ABB, MGE UPS, AIM Europe, Mesta electronics – proposent des gammes de compensateurs ayant une puissance variant entre 10 et 2000kVA.

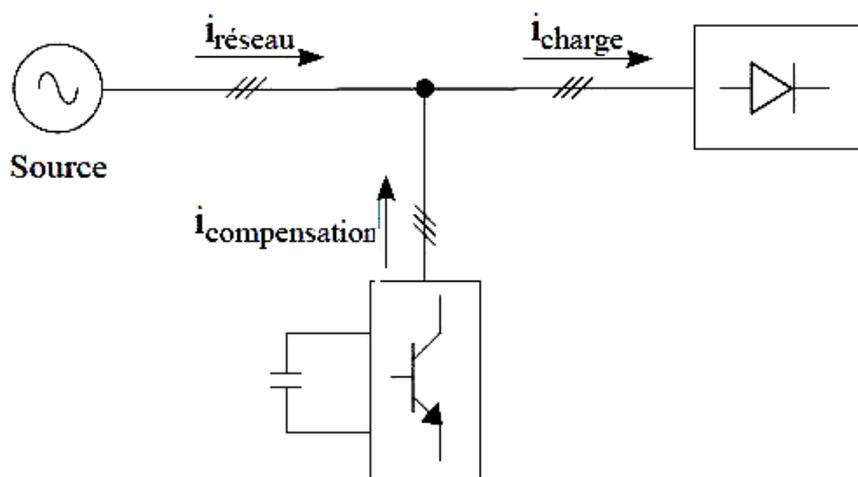


Fig. I.4 : Principe d'un filtre actif parallèle

Ces filtres sont triphasés, avec possibilité ou non de raccorder le neutre et travaillent sur des tensions inférieures à 690 volts.

I.2.3.2.2 Filtre actif série

Sur la figure (I.5) un transformateur a été rajouté au point de connexion du filtre. Il permet d'utiliser le compensateur en source de tension et d'ainsi compenser les harmoniques de tension. L'utilisation industrielle des filtres actifs série uniquement est très limitée, son usage est principalement fait pour les compensateurs globaux de puissance connus sous l'appellation Unified Power Quality Conditioners (UPQC).

Ces compensateurs sont de plus en plus demandés et sujets à recherches. Les filtres actifs parallèles sont préférables aux filtres actifs séries car ils remplissent plus de fonctions et en particulier la compensation d'énergie réactive.

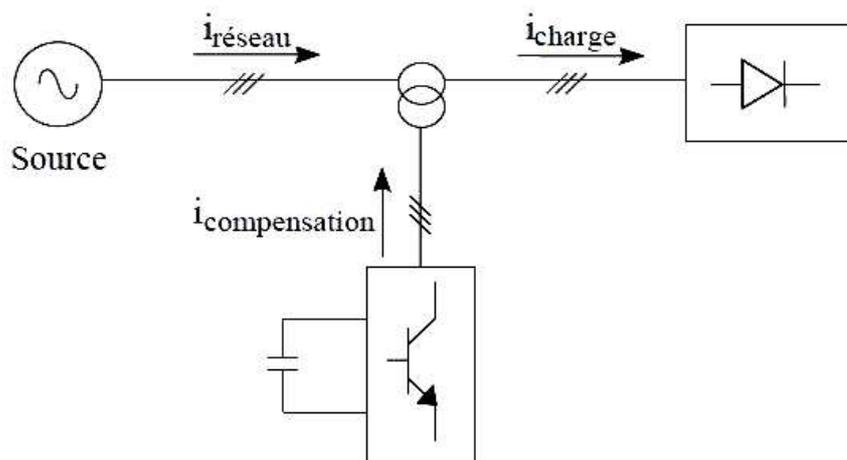


Fig. I.5 : Principe d'un filtre actif série

I.2.3.2.3. Filtre actif hybride

Afin de réduire le dimensionnement et par conséquent le prix des filtres actifs, l'association de filtres actifs de faible puissance à des filtres passifs peut être une solution. Dans ce cas on connectera en parallèle ou en série des filtres passifs pour compenser les harmoniques prépondérants. De nombreuses configurations existent [Sin05] combinant éléments passifs et filtre actif série ou parallèle.

- filtre basé sur un filtre L-C-L [Lis05].
- filtre parallèle avec filtre LC avec ou sans transformateur
- filtre série avec filtre LCL

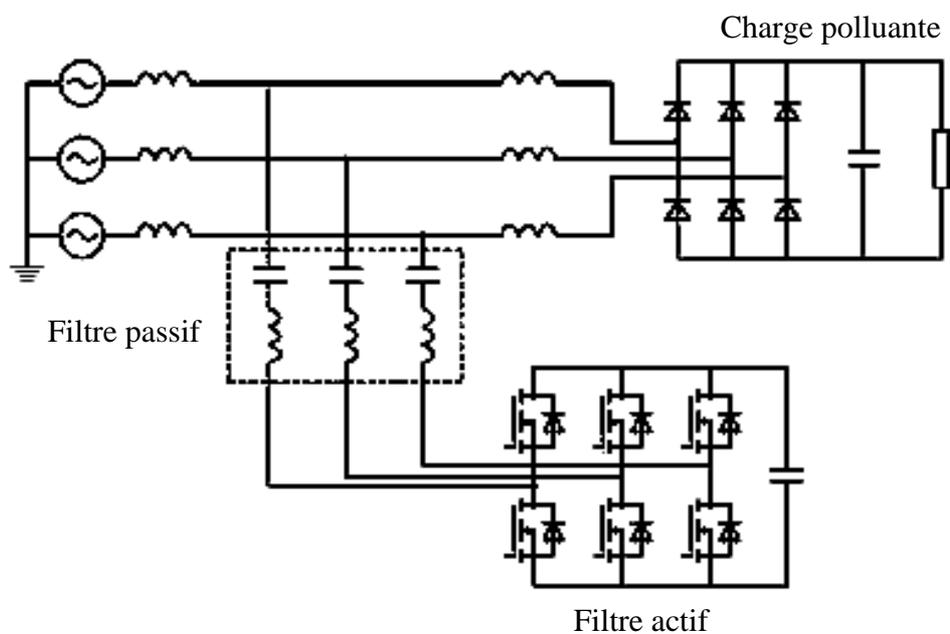


Fig. I.6 : Structure mixte d'Akagi [Aka05b]

Pour des applications de compensation en amont du pont de diodes, Akagi propose un filtre hybride “ bon marché” (figure I.6) avec un filtre passif LC à la place de l’inductance du filtre actif parallèle. Ce filtre passif, accordé sur le septième harmonique permet de réduire de 8 la tension du bus continu.

Aucun filtre lié au découpage n’est utile car l’impédance du filtre passif est très grande à la fréquence de découpage, 10kHz dans ce cas. La puissance de compensation du filtre actif est directement proportionnelle à la tension du bus continu

$$(P_{comp} = \sqrt{3}/2 * V_{bus} * I_{comp_{max}}).$$

Ce type de solution permet donc d’avoir un bon compromis pour un type particulier de charge mais reste bien moins performant qu’un filtre actif pur. Le principal inconvénient de ce type de filtre hybride est de ne pas permettre pratiquement de compenser de l’énergie réactive mais seulement les harmoniques alors que cela semble possible en théorie [Aka05b].

Salo et Al [Sal03] proposent une structure présentée sur la figure (I.7) qui permet de réduire les contraintes sur les IGBTs et de ce fait réduire les pertes.

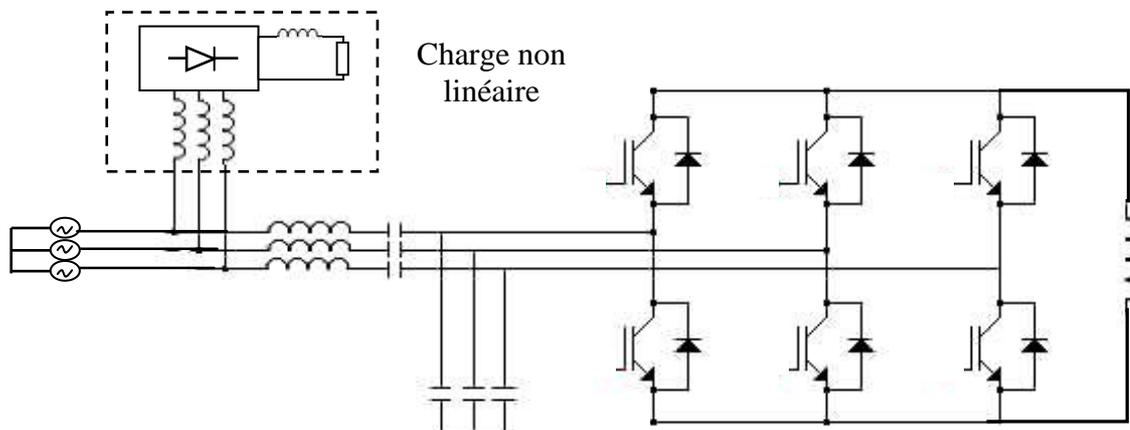


Fig. I.7 : Structure mixte de Salo [Sal03]

I.2.3.2.4 Filtre actif à base d’onduleur multiniveaux

L’utilisation limitée des filtres actifs est due en partie aux coûts structurels mais aussi à la limitation des interrupteurs de puissance à travailler à haute tension.

Les onduleurs multiniveaux présentent comme principal avantage la réduction des contraintes en tension sur les interrupteurs de puissance [Rod02]. Les principales structures sont les topologies d’onduleur en cascade, clampées par le neutre (NPC) et multicellulaires. Leur utilisation se généralise de plus en plus pour les applications à basse tension ou ils permettent d’améliorer les formes d’ondes et d’optimiser les coûts [Leg07].

a- Avec des onduleurs en cascade.

Zhou et Wu [Zho07] proposent une structure à 5 niveaux (fig. I.8) permettant de découper à moins de 1kHz. D’autres travaux sont aussi faits par Miranda [Mir07].

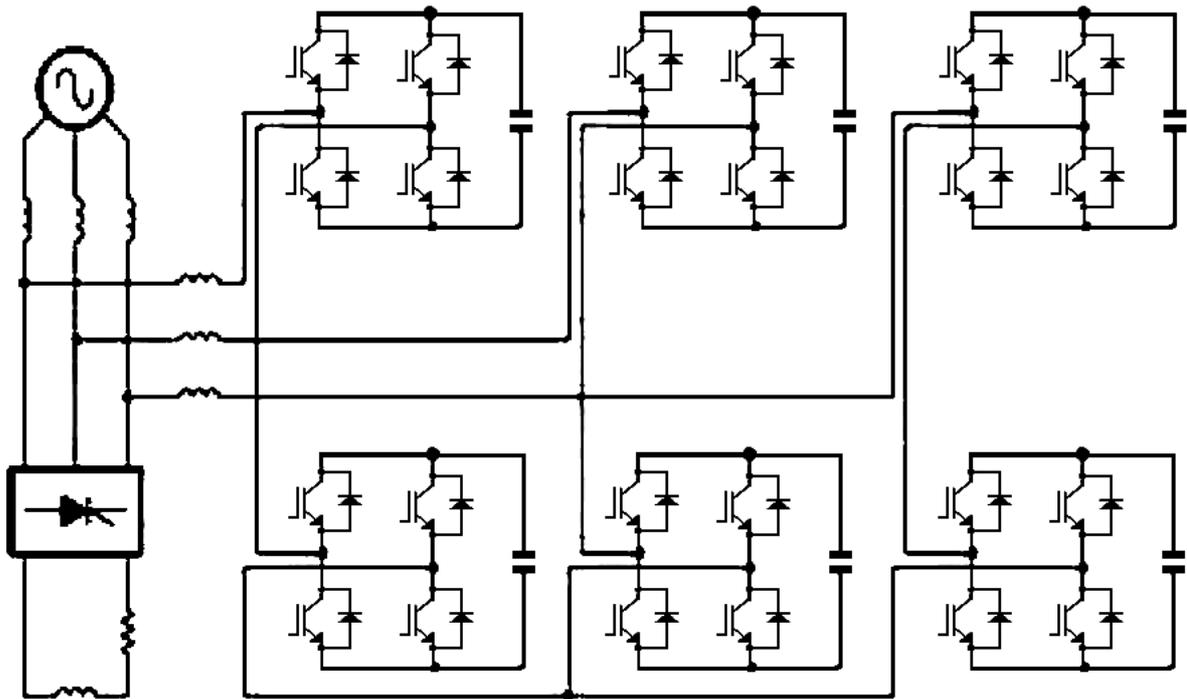


Fig. I.8 : onduleurs en cascade

b- Avec des onduleurs NPC

Akagi [Aka05a] propose un onduleur NPC à 3 niveaux avec une structure de filtrage mixte (fig. I.9). Leurs résultats montrent l'intérêt du NPC pour cette application, cette structure est utilisée par Zhou [Zho07]

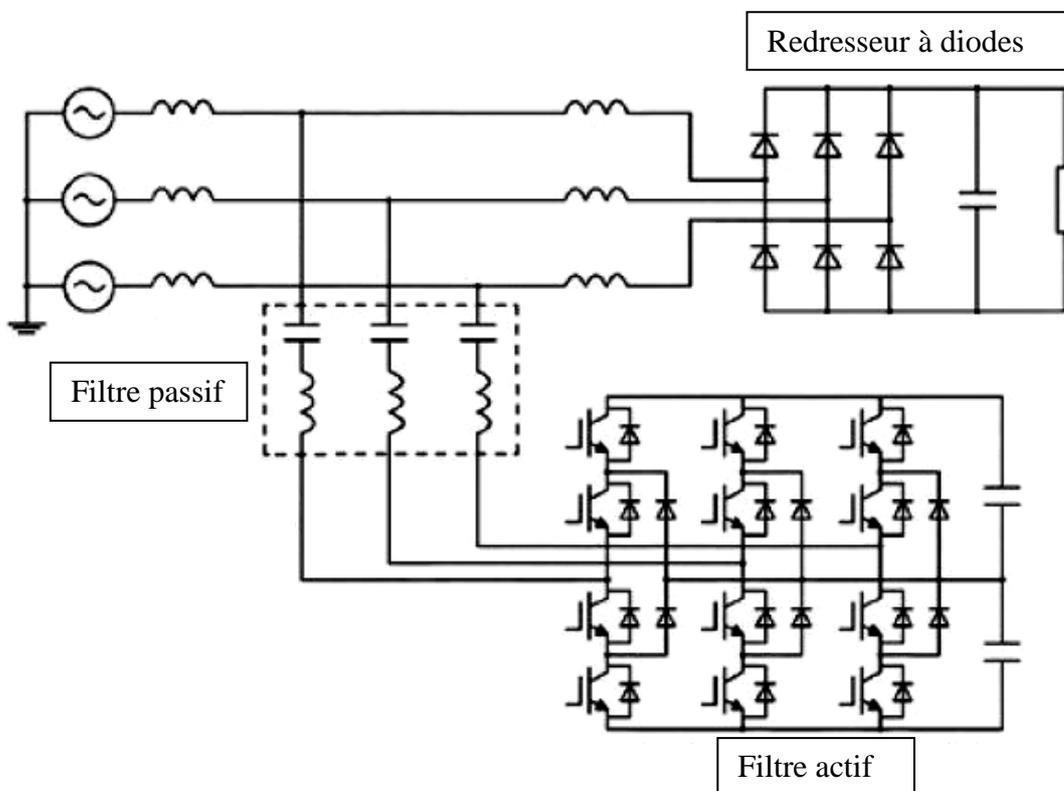


Fig. I.9 : onduleurs NPC

Pour les applications de filtrage actif, ces topologies ont donc été sujets de recherche très tôt [Abu97] avec la topologie NPC. De nombreuses publications concernent les applications multi-niveaux avec les différentes topologies NPC, multicellulaire, ou à convertisseurs imbriqués [Liq04]. Néanmoins la topologie dominante reste actuellement le NPC, plus facile à commander pour le cas à trois niveaux [Lin04]. Au delà de trois niveaux, le contrôle de ces onduleurs reste très délicat.

c- Avec des onduleurs multicellulaires

Lin et Huang [Lin06b] proposent une utilisation en 3 niveaux (fig. I.10) avec une boucle de courant basée sur des hystérésis. La structure proposée utilise des capacités flottantes de 500uF, ce qui est assez important par rapport à celle du bus (1mF) et limite l'intérêt du multicellulaire.

Cependant en augmentant la valeur des capacités flottantes, on s'autorise un contrôle beaucoup plus facile.

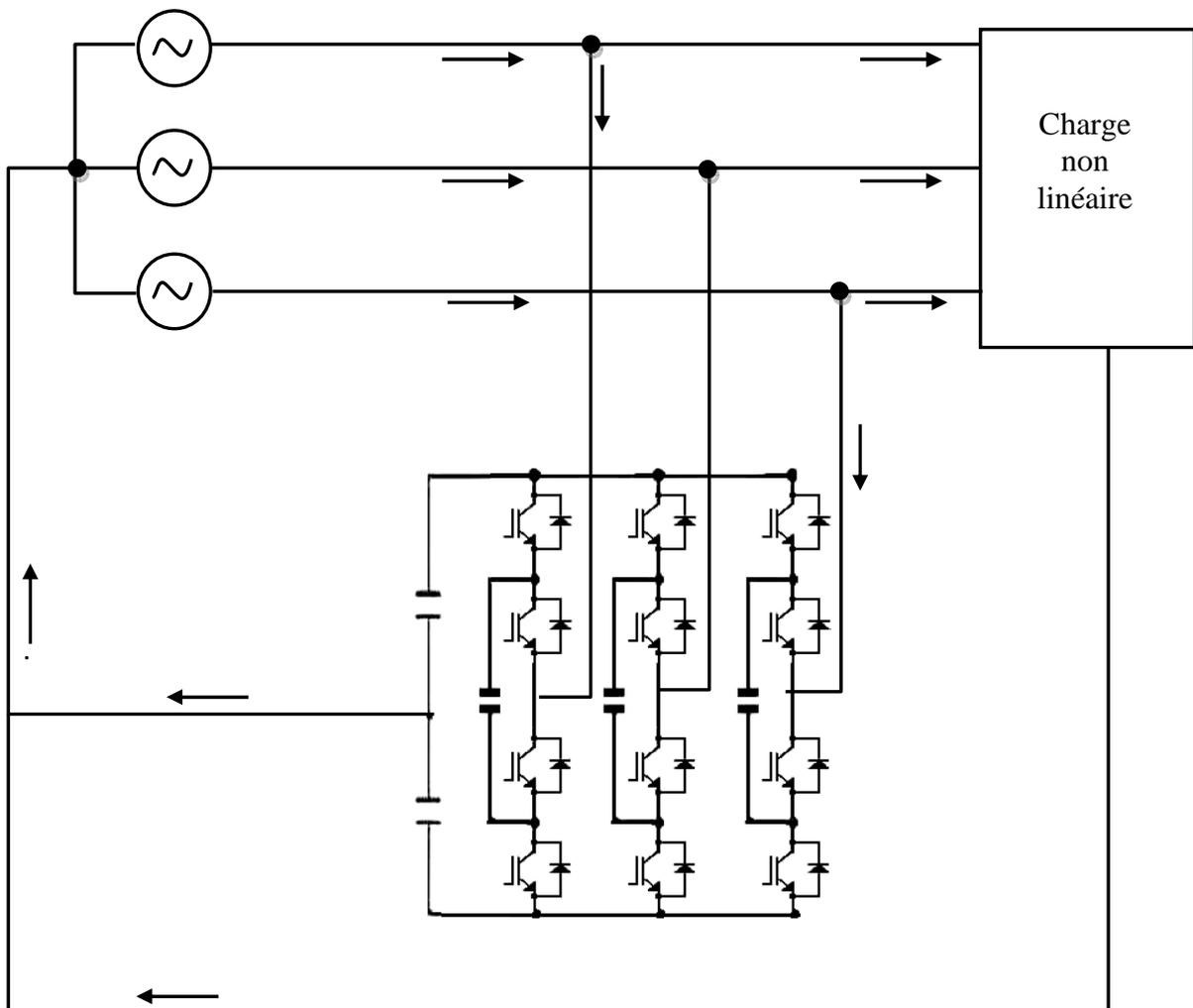


Fig. I.10 : onduleurs multicellulaires

I.2.3.2.5. Les structures "exotiques"

Des convertisseurs mixant les structures multiniveaux classiques apparaissent dans la littérature proposant les principes présentés sur la figure (I.11.a). B. Lin et Y. Yang [Lin04] proposent une structure à 3 niveaux basée sur une version non symétrique du convertisseur NPC appliqué au cas monophasé et triphasé [Lin06a], permettant d'avoir le même nombre d'interrupteurs qu'un multicellulaire tout en se passant des capacités flottantes.

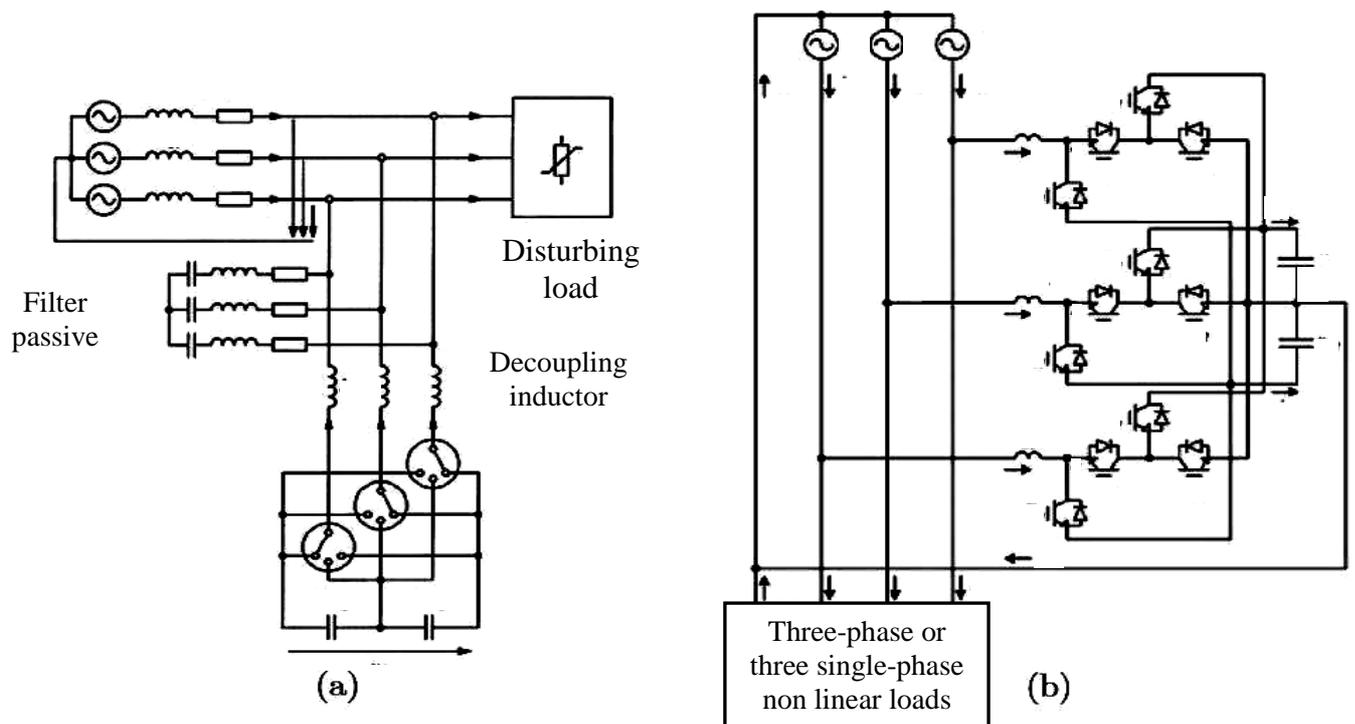


Fig. I.11 : Structures développées par Lin (a) et Allmeling (b)

Ils proposent trois boucles de courant à base d'hystérésis qui prennent en compte la régulation du bus continu, du point milieu et de l'annulation du courant de neutre. Leur loi de commande permet d'obtenir un THD de 4.2% pour une charge de type pont complet, ce qui s'avère correct mais pas décisif. Allmeling et Al. [All04] proposent une structure similaire à Lin qui permet de découper à moins de 1kHz en garantissant un THD réduit de 22% à 4% (Fig. I.11.b).

La structure de la figure (I.12) proposée par Rivas et Moran [Riv03] permet une compensation des courants harmoniques en réduisant l'impédance du filtre actif grâce au couplage et aux filtres accordés aux fréquences les plus néfastes, de rang 5 et 7.

La bande passante du filtre doit être parfaitement ajustée, le réglage du facteur de qualité des filtres ainsi que le choix des valeurs des éléments actifs doivent être faits avec rigueur.

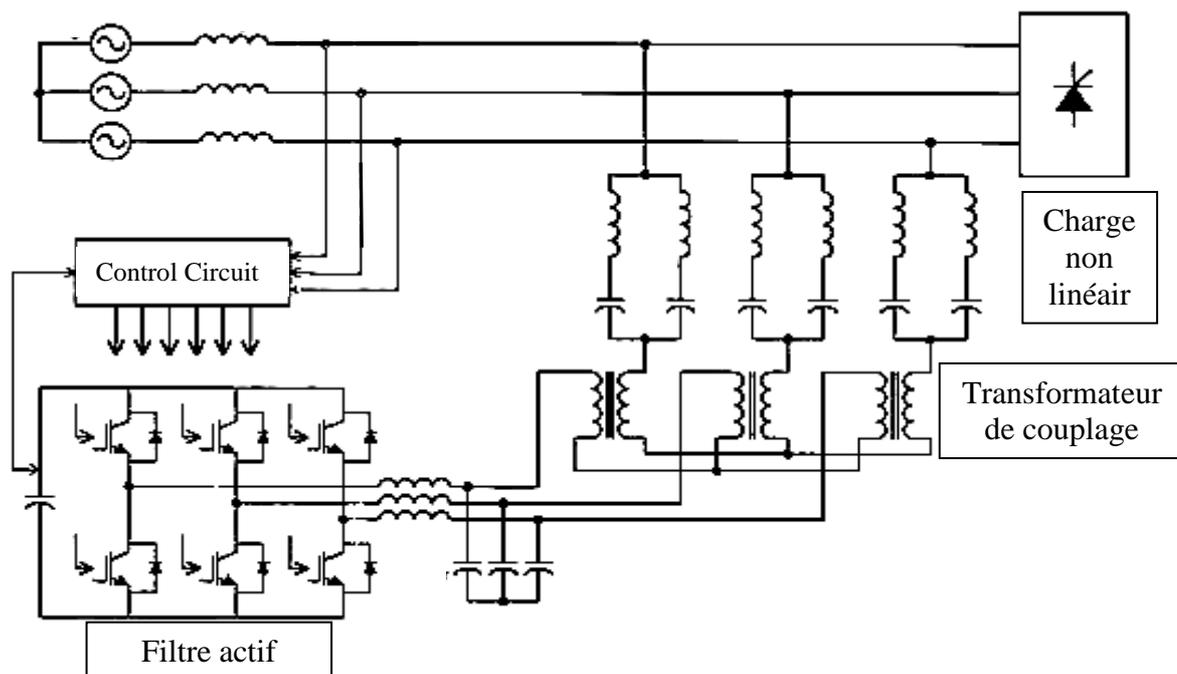


Fig. I.12 : Principe d'une structure mixte développée par Rivas

Une nouvelle structure développée par Meynard et Forest [Mey95] représente des filtres actifs très performants grâce aux transformateurs de couplage qui permettent de réduire considérablement l'impédance série tout en ayant plusieurs niveaux (fig. I.13). Ce couplage d'inductances permet deux choses assez antagonistes et qui correspondent exactement à la problématique du filtrage actif :

- Réduire la valeur de l'inductance globale pour permettre de générer des courants de rang harmonique élevé.
- Limiter l'ondulation des courants injectés de rang harmonique faible grâce au couplage magnétique et au déphasage des cellules.

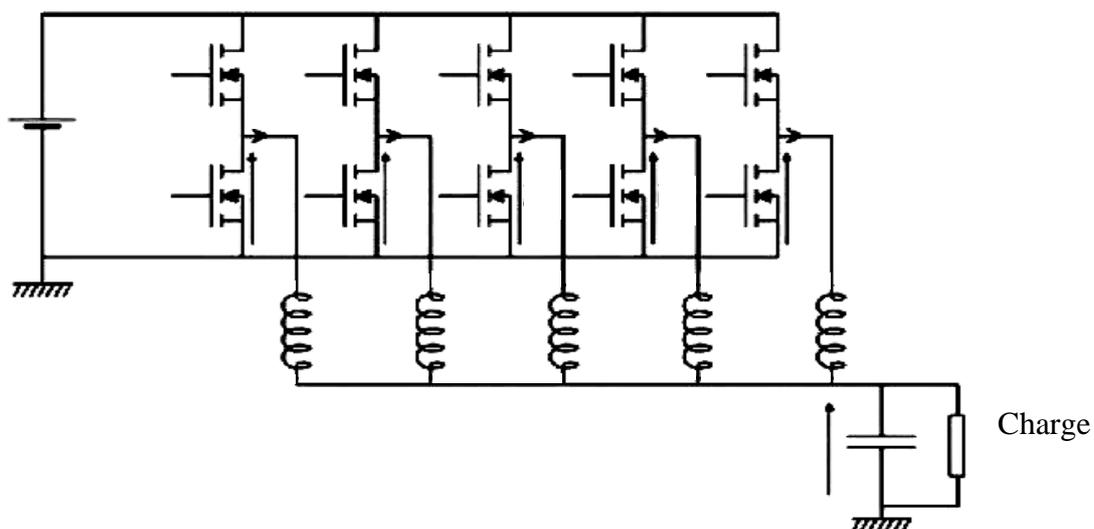


Fig. I.13 : Principe de la structure à inductance couplée

I-2-3-3. Le redresseur à MLI

C'est un convertisseur à modulation de largeur d'impulsions utilisant des composants à commutation forcée tel que les IGBT ou les thyristors GTO. L'emploi de cette technique permet non seulement une réduction de la perturbation harmonique, en prélevant des courants d'allure sinusoïdale mais aussi un contrôle des puissances actives et réactives [ALI95]. On distingue deux structures : la structure courant et la structure tension.

I-2-3-3-1. Structure courant

La structure dite "courant" où la source continue se comporte comme un générateur de courant et la source alternative comme un générateur de tension.

Son schéma de principe est présenté sur les figures (I-14-a) et (I-14-b). Les composants de puissances disponibles (IGBT, GTO) étant unidirectionnels en courant, le courant I_d le sera également. La réversibilité en puissance s'effectue par l'inversion de la tension redressée U_d . Le contrôle de la puissance réactive est obtenu par action sur la phase du courant réseau par rapport à la tension [ALI95].

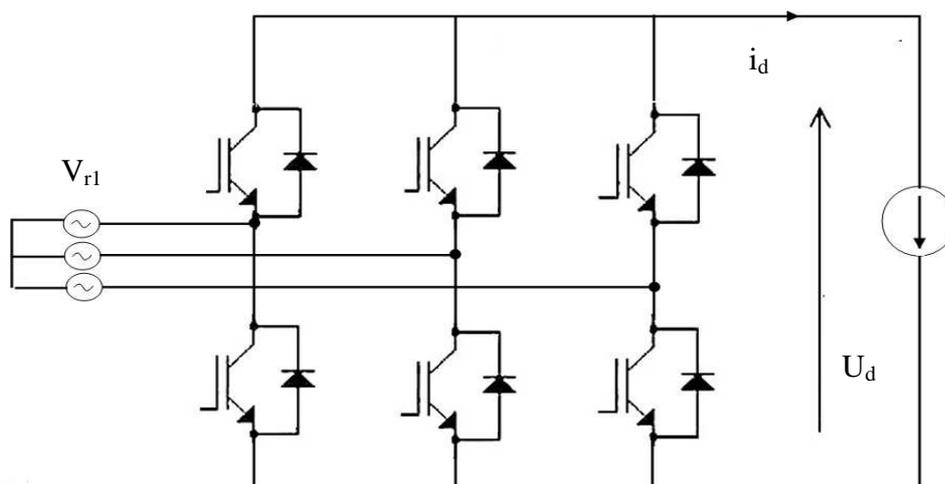


Fig.I-14-a : Redresseur MLI à structure courant triphasé

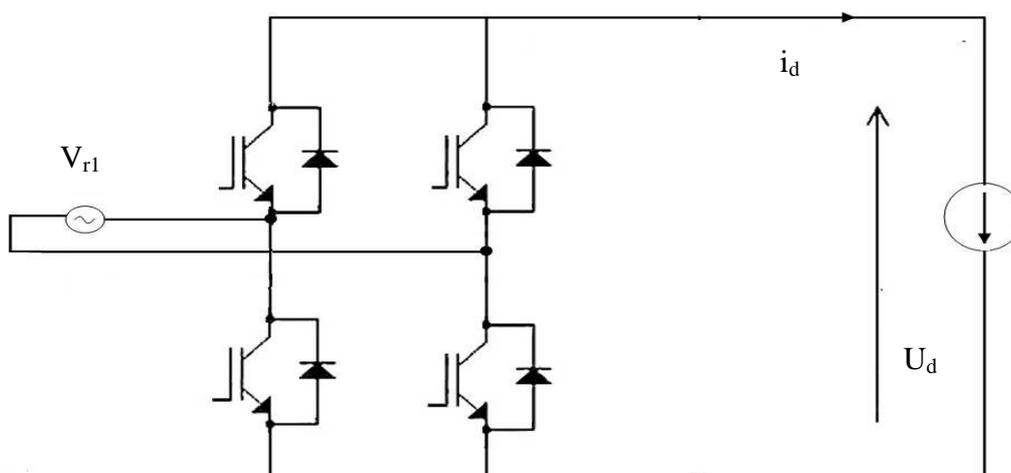


Fig.I-14-b : Redresseur MLI à structure courant monophasé

I-2-3-3-2. Structure tension

La structure dite "tension" où la source continue se comporte comme un générateur de tension et la source alternative comme un générateur de courant.

Elle est présentée sur les figures (I-15-a) et (I-15-b). La tension étant unidirectionnelle, la réversibilité de la puissance active est assurée par le courant i_d , qui est bidirectionnel. Le contrôle de la puissance réactive est réalisé par action indirecte sur la phase du fondamental du courant réseau [ALI95].

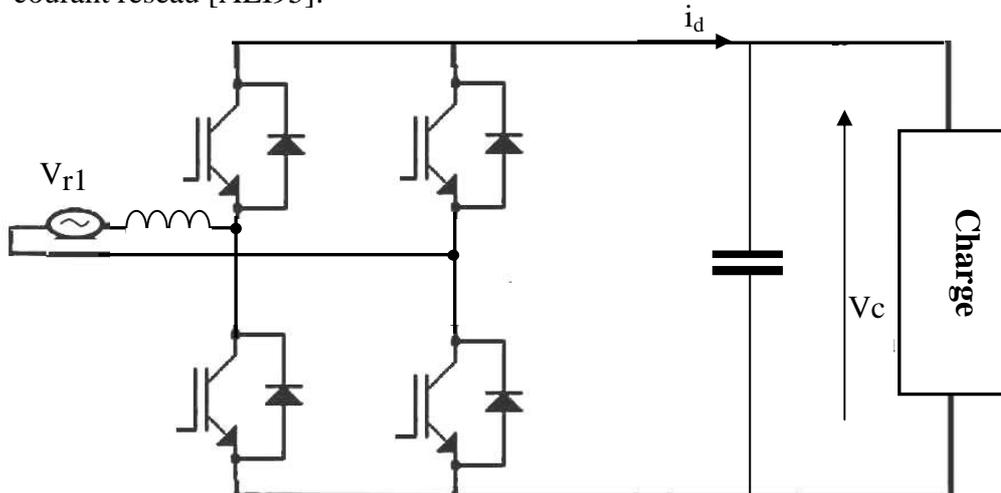


Fig. I-15-a : Redresseur MLI à structure tension monophasé

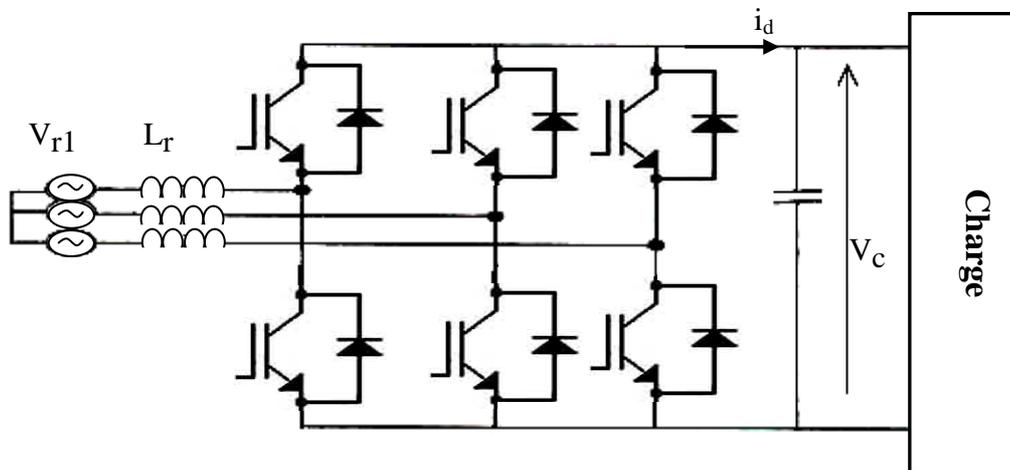


Fig.I-15-b : Redresseur MLI à structure tension triphasé

Les inductances L_r (figure I.15) servent à découpler le convertisseur du réseau car les deux réseaux alternatif et continu sont tous deux des sources de tension.

I.3. Etat de l'art et objectifs

I.3.1. Etat de l'art

I.3.1.1. Les principales générations des redresseurs triphasés non polluants

Nous présentons dans ce paragraphe les différents travaux se rapportant à notre problématique. Ces travaux ont été réalisés sur les convertisseurs AC/DC depuis les années 1970.

I.3.1.1.1. Première génération

Cette génération de convertisseurs non polluants s'est étendue de 1969 à 1985. Les techniques utilisées au niveau de ces convertisseurs se sont basées sur l'utilisation de sources additionnelles au circuit de base afin d'y injecter un courant de forme spécifique et améliorer par conséquent le contenu harmonique des courants de ligne.

I.3.1.1.1.1. Bird 1969 [BIR69]

Les travaux de recherche de Bird [BIR69] ont conduit à une solution satisfaisante qui a eu comme but de réduire les harmoniques à la source et non de les supprimer ou de diminuer leurs effets à l'aide d'éléments de filtrage. Son concept est basé sur l'injection du courant du troisième harmonique i_{3h} (180Hz), par le biais d'une source de courant, comme le montre la figure (I.16).

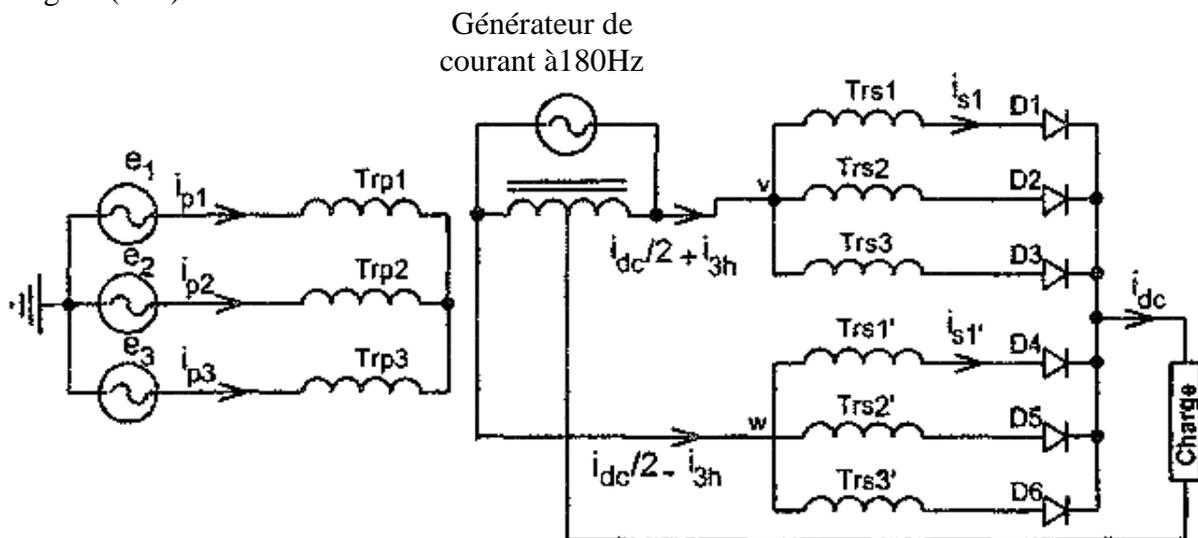


Fig.I.16 : Double pont triphasé proposé par Bird

Les harmoniques qui sont normalement présents dans le courant de ligne sont substantiellement réduits, vu que la forme de ce courant est nettement améliorée notamment à la valeur crête comme le montre la figure (I.17).

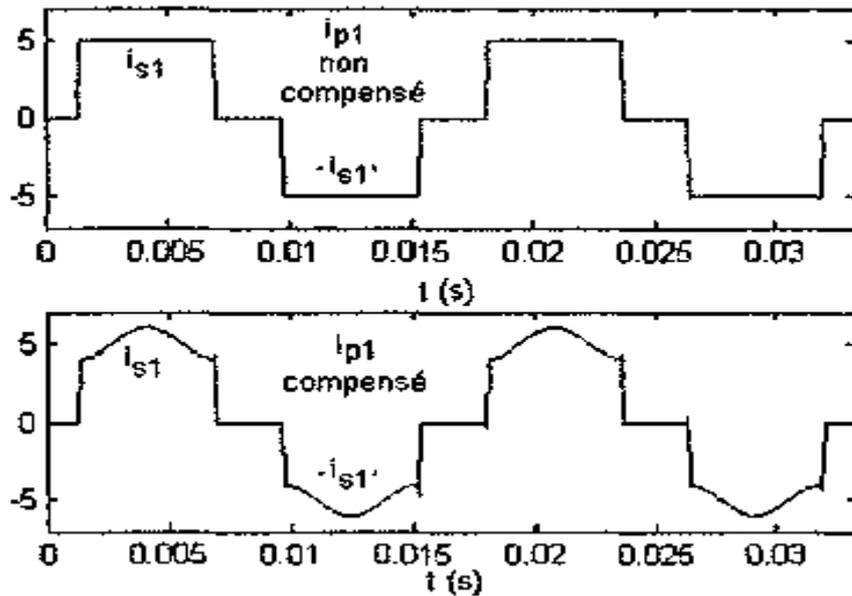


Fig.I.17 : Formes d'ondes expliquant le principe de la méthode proposée par Bird

I.3.1.1.2. Ametani 1972 [AME72]

Un concept semblable à celui de Bird a été repris dans les travaux d'Ametani [AME72]. Ce principe consiste, comme le montre la figure (I.18), à injecter, le troisième harmonique au secondaire du transformateur triphasé, de sorte que le courant de ligne au côté primaire soit quasi sinusoïdal. En effet, si nous considérons l'alternance positive et l'intervalle $\pi/6 < \omega t < 5\pi/6$, la phase 1 est active (puissance transférée côté courant continu via cette phase), nous avons alors $i_{p1} = i_{dc} + i_h$. Durant, l'intervalle $0 < \omega t < \pi/6$ et $5\pi/6 < \omega t < \pi$, la phase 1 est inactive, nous avons $i_{p2} = i_{dc} + i_h$ et $i_{p3} = -i_{dc} + i_h$, ce qui veut dire que le courant $i_{p1} = -2i_h$. La forme totale de ce courant injecté sur une période, correspond quasiment à tous les harmoniques du courant de ligne (non compensé) déphasé de 180° . De ce fait, la somme de ce courant avec le courant non-compensé donne un courant quasi-sinusoïdal i_{p1} compensé. Le schéma utilisé pour ce faire est celui de la figure (I.19).

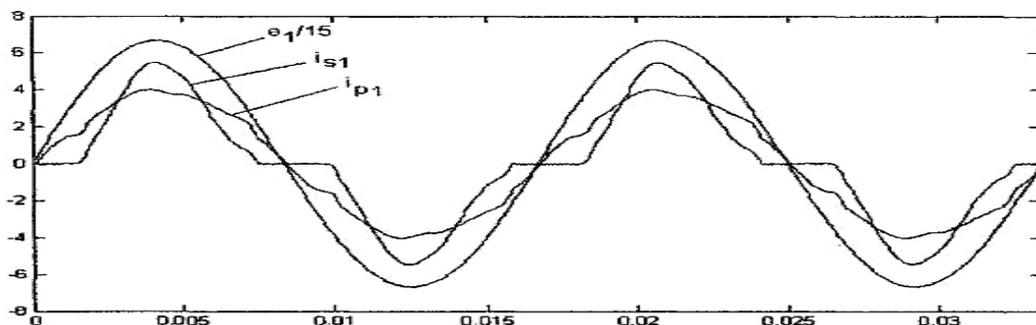


Fig.I.18 : Formes d'ondes expliquant le principe de la méthode proposée par Ametani

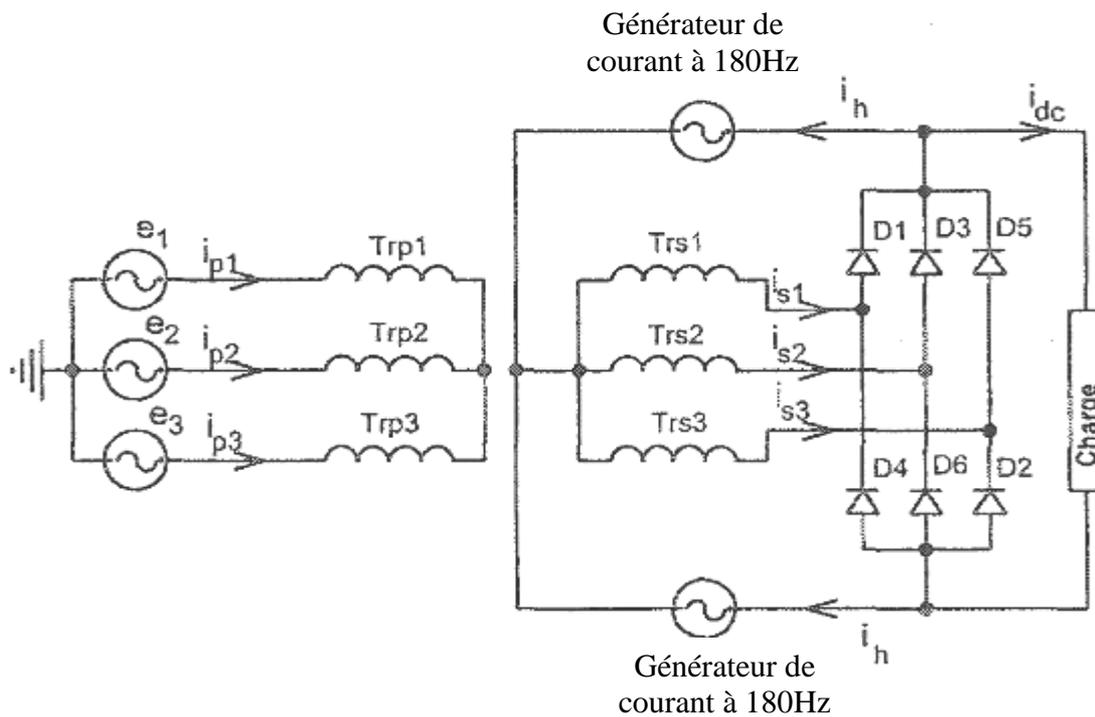


Fig.I.19 : Redresseur triphasé proposé par Ametani

I.3.1.1.1.3. Arillaga 1983 [ARI83]

Dans le même ordre d'idées, Arillaga [ARI83] a appliqué le concept d'injection d'un courant modulé de forme spécifiquement appropriée au secondaire du transformateur d'alimentation (figure I.20). Dans le cas où i_{dc} est continu (charge fortement inductive), l'injection d'un courant i_{h+} (i_{h-}) donne un courant i_{cat} (i_{ano}) comme illustré dans la figure (I.21). Ceci permet en effet d'aboutir à un courant de ligne à plusieurs niveaux, ce qui diminue considérablement son contenu harmonique.

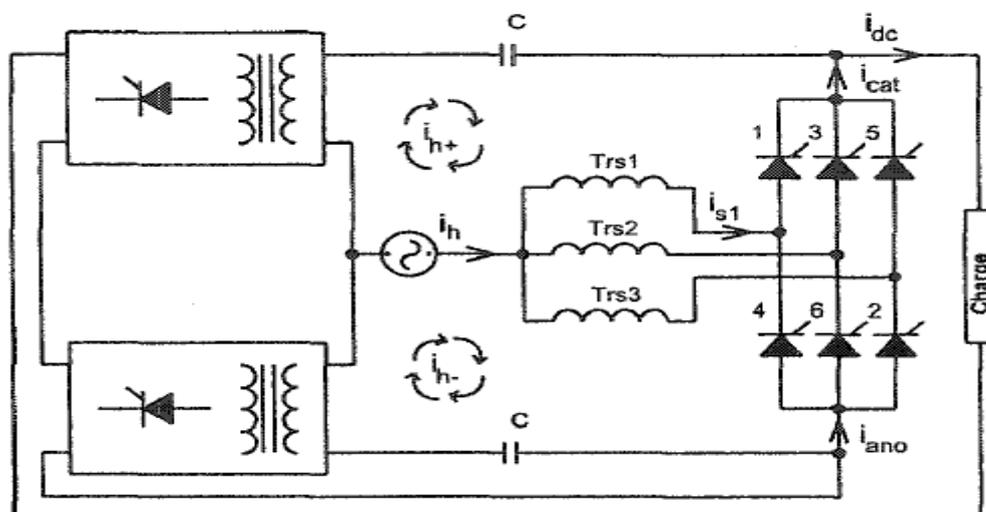


Fig. I.20 : Redresseur triphasé proposé par Arillaga

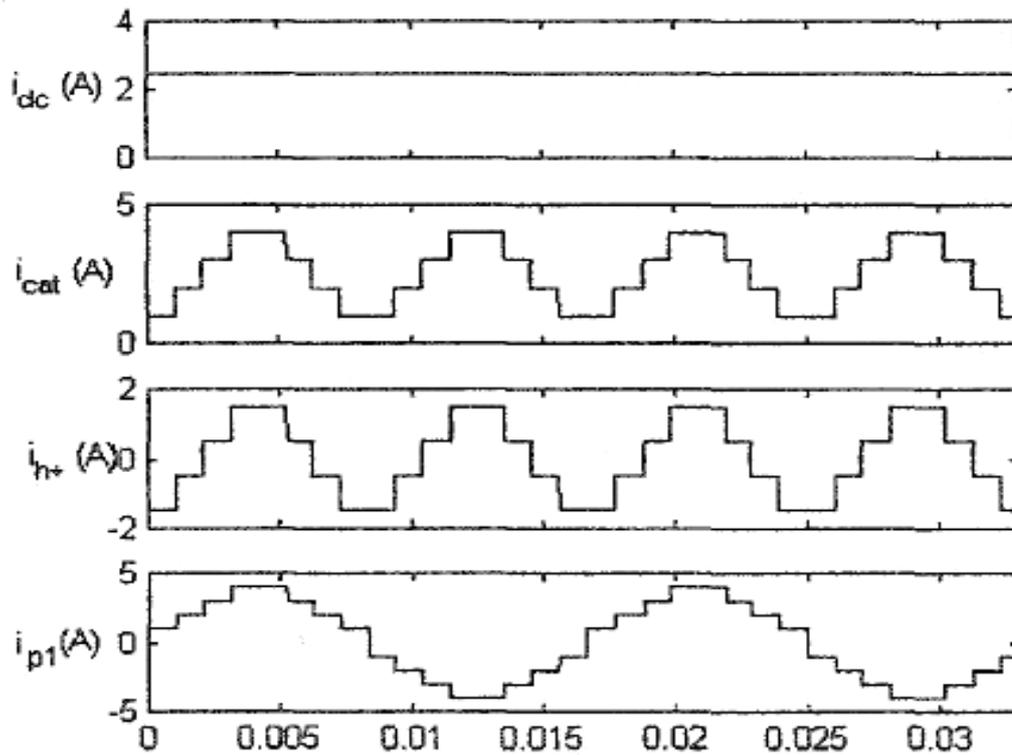


Fig.I.18 : Formes d'ondes expliquant le principe de la méthode proposée par Arillaga

I.3.1.1.2 Seconde génération

La vague de convertisseurs utilisant des sources qui injectent un courant de forme spécifique pour améliorer le contenu harmonique des courants de ligne a été suivie par l'utilisation du concept de modulation du courant à haute fréquence. Cette approche a été d'autant plus efficace grâce à l'évolution connue par les semi-conducteurs de puissance et qui a permis aux concepteurs d'envisager une telle issue dès 1987.

I.3.1.1.2.1. Boon Teck Ooi 1987 [OO87]

Le convertisseur proposé par Ooi [OO87] est donné par la figure (I.22). Il s'agit d'un pont redresseur triphasé à six interrupteurs actifs avec des diodes antiparallèles qui sont connectées au réseau triphasé à travers les inductances L_i ($i=1,2,3$ indice de phases).

Ces inductances L_i assurent d'une part la fonction survolteur avec le condensateur C et les interrupteurs du pont et d'autre part le filtrage côté courant alternatif du courant de ligne. Ce montage permet d'obtenir des courants de ligne sinusoidaux et un bus de tension continue régulée.

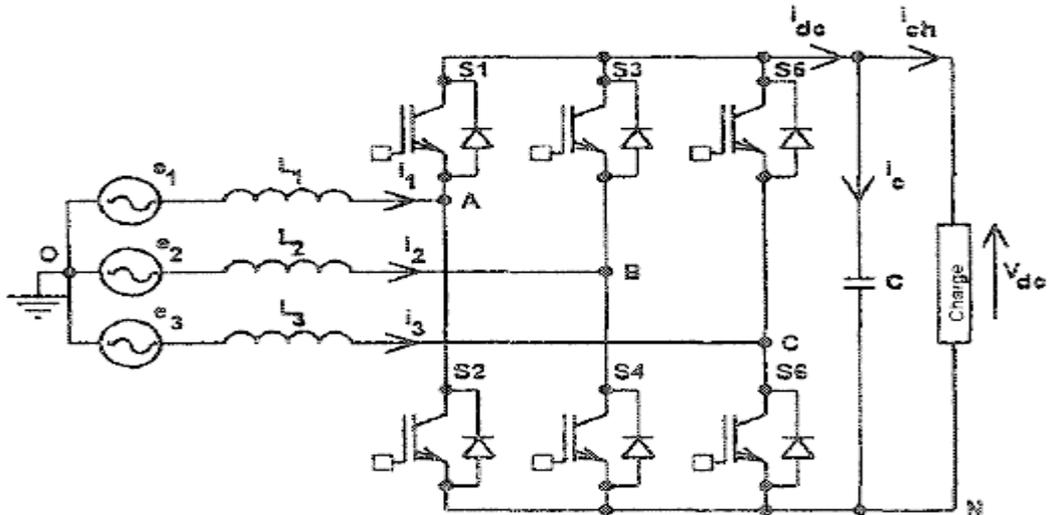


Fig.I.22 : Redresseur triphasé à six interrupteurs actifs

I.3.1.1.2.2. Dixon 1988 [DIX88]

La figure(I.23) illustre le principe introduit par Dixon [DIX88]. L'interrupteur et la diode D constituent le modulateur de tension. La tension aux bornes de S (\$V_s\$) passe ainsi de 0 à \$V_{dc}\$ selon que S est à l'état passant ou bloqué.

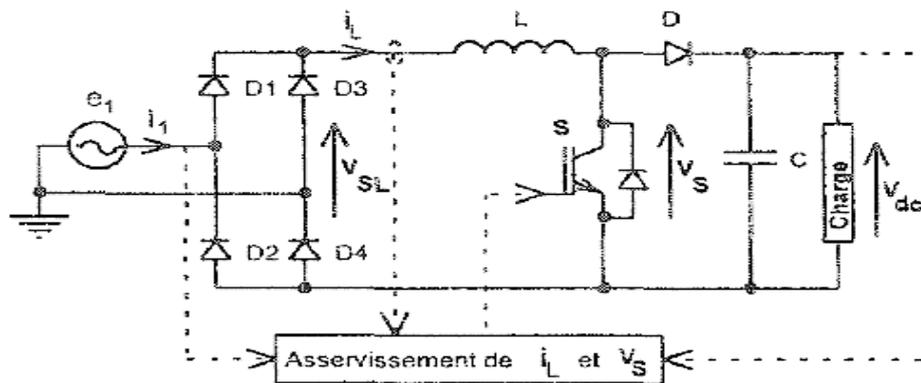


Fig.I.23 : Redresseur monophasé à prélèvement sinusoïdal proposé par Dixon

Lorsque S est conducteur, le courant dans l'inductance L ne peut qu'augmenter, puisque la tension \$V_{SL}\$ est positive et \$V_s = 0\$. Nous obtenons alors l'équation suivante:

$$\frac{di}{dt} = \frac{V_{SL}}{L} > 0 \tag{I.2}$$

Lorsque le transistor S est bloqué, le courant dans L diminue, à condition que \$V_{dc}\$ soit supérieure à \$V_{SL}\$, de façon à ce que :

$$\frac{di}{dt} = \frac{V_{SL} - V_{dc}}{L} < 0 \tag{I.3}$$

Cette condition nécessite que la tension \$V_{dc}\$ soit supérieure à la tension crête de \$V_{SL}\$, soit la valeur efficace de la tension alternative, multipliée par deux [GAT94]. Si cette condition est remplie, il est possible à tout instant de faire augmenter ou diminuer le courant dans L.

En contrôlant les temps respectifs de conduction et de blocage de l'interrupteur S, il est ainsi possible de forcer l'évolution temporelle du courant dans L.

Concernant le montage triphasé de la figure (I.24), il utilise le même principe de fonctionnement que celui de la figure (I.23) et est constitué de trois redresseurs monophasés connectés à un bus CC commun. La structure triphasée permet d'atteindre un facteur de puissance unitaire. Elle présente néanmoins les inconvénients suivants :

- Les harmoniques triples ne peuvent pas être éliminées complètement;
- Le nombre de composants nécessaires est trois fois celui du montage monophasé;

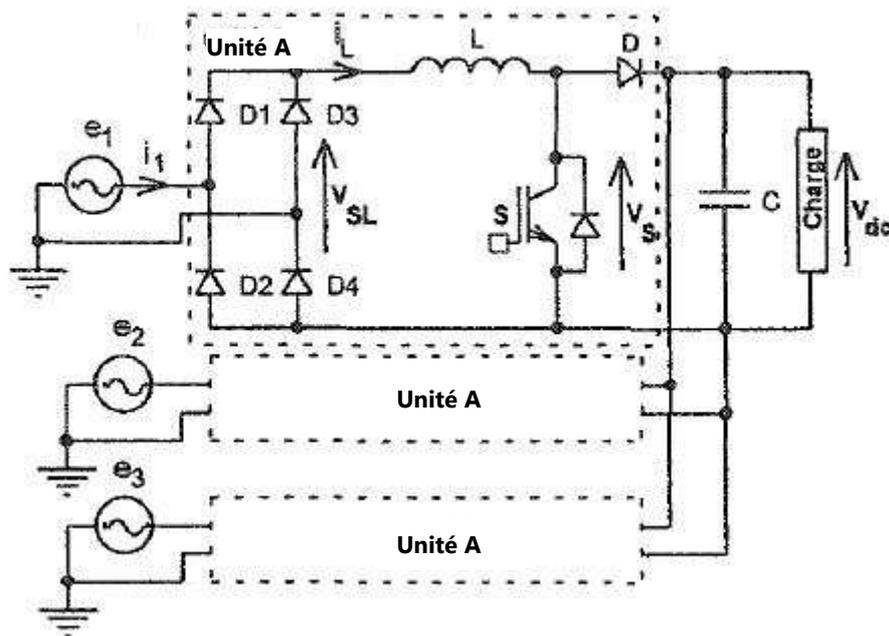


Fig.I.24 : Redresseur triphasé composé de trois modules de redresseurs Monophasés

1.3.1.1.2.3. Prasad 1991 [PRA91]

Prasad dans ces travaux [PRA91] a adopté le même principe expliqué précédemment et l'a utilisé également pour les applications à moyenne et haute puissance en utilisant un redresseur à diodes triphasé en pont. Cette solution aux problèmes de pollution harmonique consiste à utiliser la topologie de la figure (I.25).

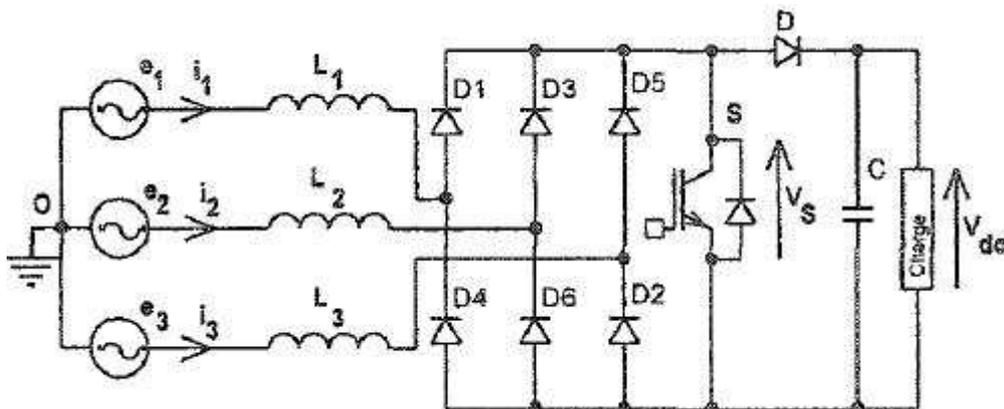


Fig.I.25 : Redresseur triphasé proposé par Prasad

Le convertisseur proposé par Prasad se compose d'inductances élevatrices L_i ($i=1,2,3$), d'un redresseur triphasé à diodes, d'un module actif de correction du facteur de puissance et d'un condensateur de filtrage C . La mise en forme des courants de ligne est obtenue par l'utilisation des composants du boost à savoir, L_i , S et D . S commute à fréquence constante au moment où le rapport cyclique varie selon la variation de la charge et de sorte que les courants de ligne soient discontinus. Quand S conduit les trois phases du redresseur sont court-circuitées à travers L_i et les six diodes, ce qui incite les courants de ligne à croître proportionnellement à leurs tensions de ligne respectives.

Lorsque S est bloqué, le courant dans L_i diminue, à condition que la tension $V_{dc}-e_i$ à ses bornes soit négative. Cette topologie présente l'avantage d'utiliser un nombre réduit de semi-conducteurs, mais ses inconvénients résident dans le fait que les interrupteurs sont soumis à des hautes tensions comparativement à la topologie précédente.

1.3.1.1.2.4. Tou 1993 [TOU93]

Le convertisseur proposé par Tou [TOU93] est présenté dans la figure (I.26). Il se compose de :

- Un redresseur triphasé à diodes ;
- Un module actif de correction du facteur de puissance basé sur l'utilisation d'un convertisseur survolteur courant continu / courant continu dont l'interrupteur S est commandé à fréquence variable et fonctionne en mode discontinu de courant ;
- Un condensateur de sortie C ;
- Un filtre d'entrée constitué des condensateurs C_1, C_2, C_3 connectés à chaque phase.

La tension aux bornes des condensateurs d'entrée ou encore celle à l'entrée du redresseur est présentée dans la figure (I.27). Durant chaque période de découpage, elle se présente sous forme d'impulsions dont la valeur maximale est proportionnelle au courant d'entrée, assurant ainsi des courants de ligne quasi sinusoïdaux et approximativement proportionnels aux tensions de phase. Les condensateurs de l'étage d'entrée, sont de faibles valeurs afin d'assurer le fonctionnement en mode discontinu du courant au niveau des inductances d'entrée.

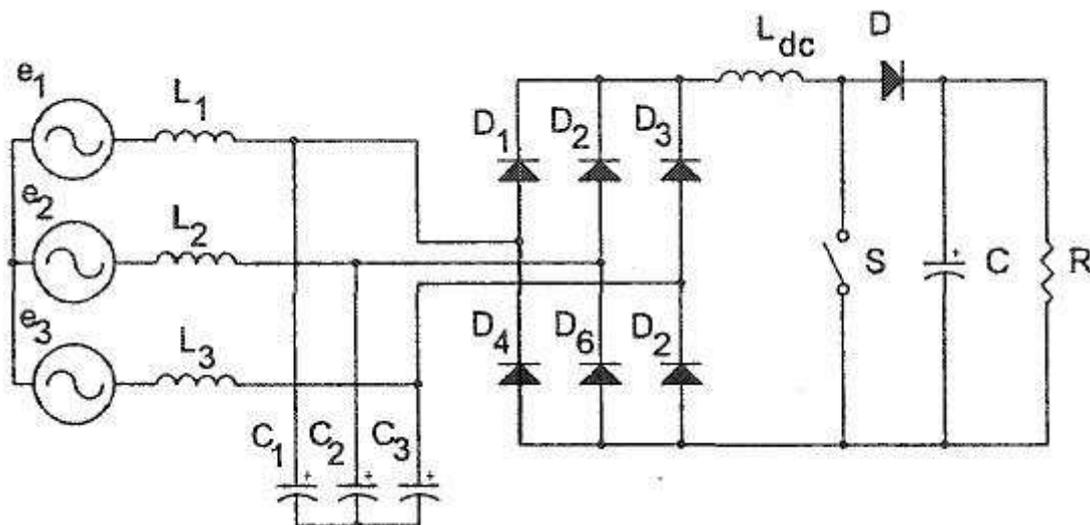


Fig.I.27 : Redresseur triphasé proposé par Tou

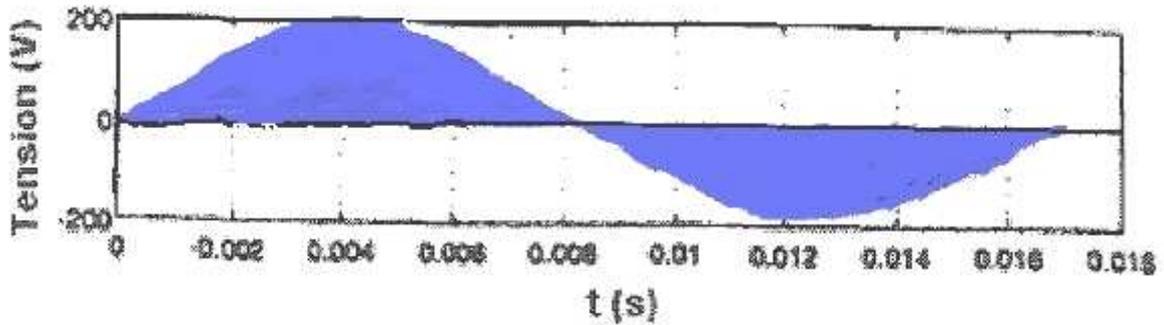


Fig.I.27 : Tension aux bornes de C1 [TOU93]

Le fonctionnement du module actif consiste à transférer l'énergie des condensateurs C_1 , C_2 et C_3 à l'inductance élévatrice L_{dc} . Ceci se produit lors de la fermeture de l'interrupteur S . Les condensateurs se déchargent par conséquent en entrant en résonance avec L_{dc} . Dès le passage par zéro des tensions aux bornes des condensateurs, toutes les diodes du pont se mettent à conduire. Lors de l'ouverture de S , toute l'énergie emmagasinée au niveau de l'inductance est transférée à la charge à travers la diode D .

Ensuite lorsque D ne conduit plus, les condensateurs C_1 , C_2 et C_3 se chargent linéairement par les courants de lignes i_1 , i_2 et i_3 jusqu'à ce que l'interrupteur S conduise à nouveau. Les courants de lignes i_1 , i_2 et i_3 sont filtrés respectivement à travers les inductances de lignes L_1 , L_2 et L_3 .

1.3.1.1.2.5. Mohan 1993 [MOH93]

Mohan [MOH93] a proposé une approche semblable à celle de Prasad [PRA91] basée sur le circuit de la figure (I.28). Cette structure permet d'avoir des courants côté continu modulé ($i_{dc} + i_n$ et $i_{dc} - i_n$), grâce aux deux hacheurs survolteurs (boost). Le courant de modulation $2i_n$ est ensuite injecté au côté CA du redresseur à travers un réseau $L_{ni}-C_{ni}$ ($i=1, 2, 3$) sur chacune des trois phases de façon égale. Cette approche adoptée par Mohan use du même concept d'injection de courant proposé par Bird [BIR69], Ametani [AME72] et Arillaga [ARI83]. Elle possède les avantages suivants :

- Elle n'utilise pas de source de courant externe;
- Elle ne nécessite pas l'utilisation de transformateur supplémentaire;
- Elle impose un courant de ligne non-discontinu ce qui réduit considérablement la taille du filtre d'entrée.

Ce circuit présente néanmoins des inconvénients qui se manifestent par :

- L'utilisation d'un grand nombre d'éléments passifs (inductances et condensateurs);
- La sensibilité face aux variations des paramètres du réseau.

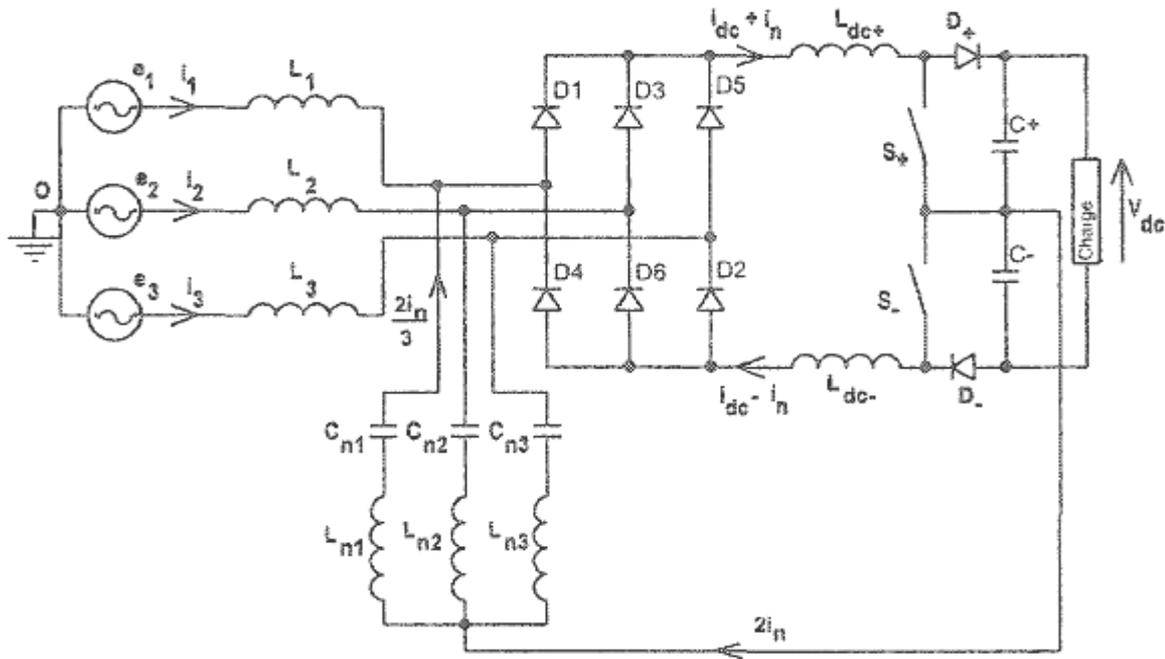


Fig.I.28 : Redresseur proposé par Mohan

1.3.1.1.2.6. Kim 1994 [KIM94]

Comme continuité aux travaux de Mohan, la topologie proposée par Kim [KIM94] consiste à injecter le troisième harmonique du côté alternatif uniquement en utilisant des composants passifs basés sur l'interconnexion d'un transformateur Δ/Y entre les côtés courant alternatif et courant continu du redresseur à diode, comme le montre la figure (I.29). Les avantages de cette structure peuvent être énumérés comme suit :

- Le courant du troisième harmonique est automatiquement généré par le transformateur proposé;
- Le transformateur ne tire pas de courant à 60Hz vu que son secondaire (Δ) est à vide.

Son inconvénient principal est la nécessité d'utiliser un transformateur additionnel.

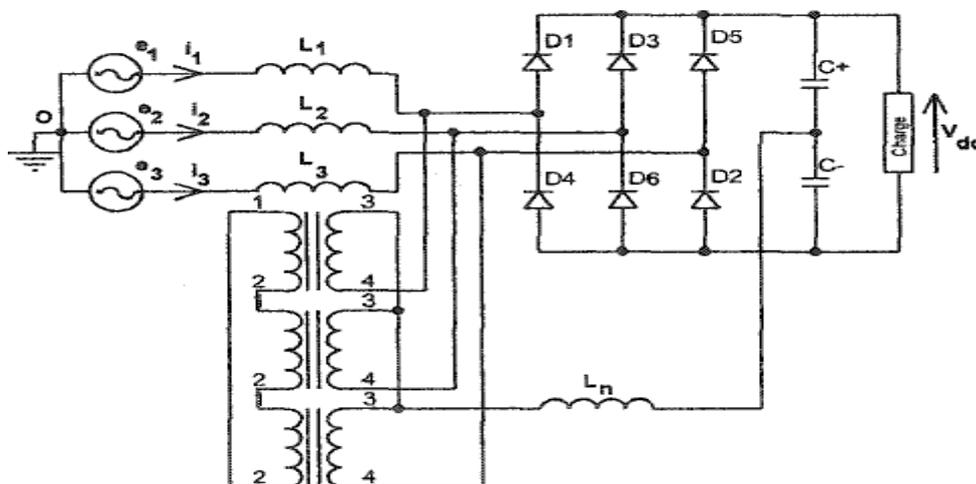


Fig.I.29 : Redresseur proposé par Kim

1.3.1.1.2.7. Jiang 1994 [JIA94]

Pour les applications hautes fréquences, la commutation douce est la solution principale adoptée pour minimiser les pertes par commutation. Parmi ces méthodes, nous citons :

- Le "Zéro Voltage Switching" (ZVS) ou encore la commutation à zéro tension;
- Le "Zéro Current Switching" (ZCS) ou encore la commutation à zéro courant.

Dans ces travaux, Jiang s'est inspiré des travaux de Ooi [OOI87]. Il améliore le fonctionnement du circuit proposé par Ooi en intégrant des circuits auxiliaires résonants assurant le ZVS ou le ZCS. Les deux montages qu'il propose sont les suivants:

1.3.1.1.2.7.1. Redresseur à IGBT commutant à zéro tension (à l'amorçage)

La figure (I.30) représente le redresseur survolteur triphasé fonctionnant en ZVS proposé par Jiang [JIA94], où le circuit auxiliaire résonant est constitué d'une inductance L_r , d'un interrupteur S_r et d'une diode D_r . Ce circuit auxiliaire agit uniquement à l'amorçage des interrupteurs. Avant d'amorcer les interrupteurs du pont redresseur, S_r s'amorce permettant ainsi au courant de circuler à travers L_r et entraînant par conséquent la diminution du courant dans la diode D . Lorsque le courant dans L_r atteint la valeur du courant de ligne, D se bloque et L_r entre en résonance avec les capacités des interrupteurs, entraînant l'annulation de la tension à la sortie du pont ce qui permet aux interrupteurs d'entrer en conduction à zéro tension.

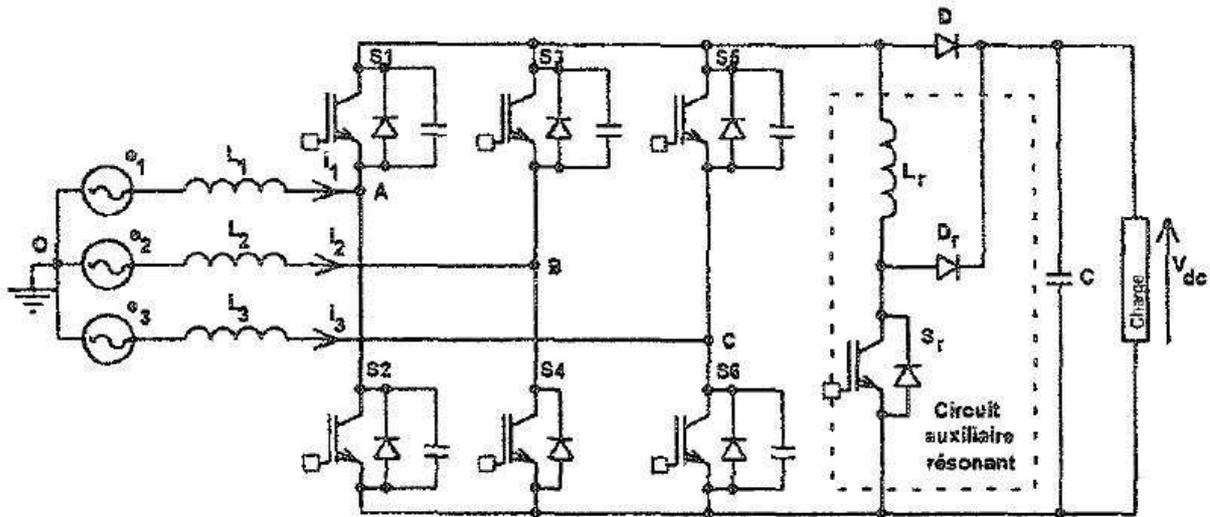


Fig.I.30 : Redresseur proposé par Jiang utilisant le ZVS

1.3.1.1.2.7.2. Redresseur à IGBT commutant à zéro courant (au blocage)

Nous présentons dans la figure (I.31) le même redresseur survolteur triphasé fonctionnant, cette fois ci, en ZCS dont le principe consiste à intervenir au blocage des interrupteurs du pont. L'interrupteur auxiliaire S_r s'amorce entraînant L_r et C_r à entrer en résonance avant que les interrupteurs principaux ne se bloquent. De cette façon, il est possible d'extirper le courant des interrupteurs principaux via la diode D , ce qui leur permet de se bloquer à zéro courant.

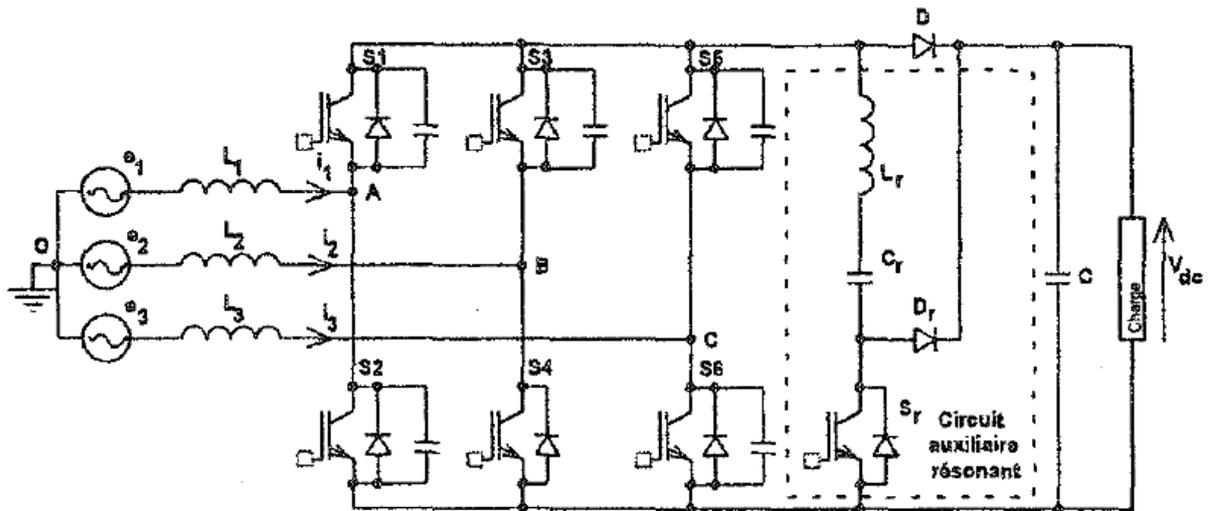


Fig.I.31 : Redresseur proposé par Jiang utilisant le ZCS

1.3.1.1.2.8. Gataric 1994 [GAT94]

Les deux topologies de circuits représentés dans les figures (I.32) et (I.33) sont des variantes du circuit proposé par Prasad [PRA91] qui représente un redresseur survolteur triphasé à interrupteur unique et qui a fait ses preuves du point de vue diminution des distorsions harmoniques. Les travaux de Gataric [GAT94] ont amélioré ce circuit [PRA91] en intégrant des circuits auxiliaires résonants. Le but est d'obtenir des pertes moindres par commutation lors d'un fonctionnement à haute fréquence, tout en gardant un faible taux de distorsion harmonique et un facteur de puissance unitaire. Les figures (I.32) et (I.33) représentent les deux topologies de convertisseurs utilisant respectivement le principe du ZCS et celui du ZVS.

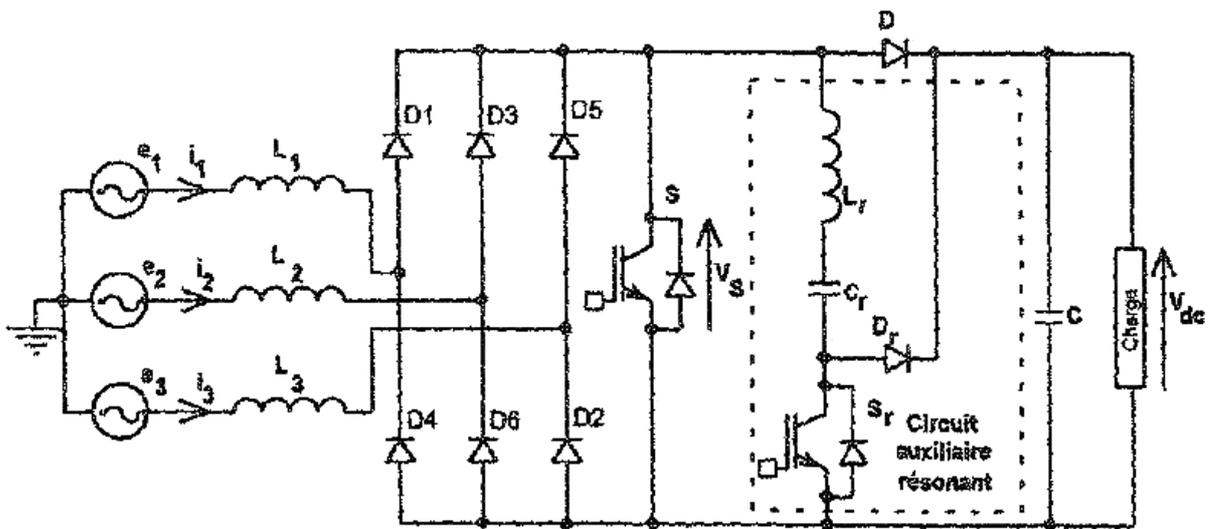


Fig.I.32 : Redresseur proposé par Gataric utilisant un circuit résonant à ZCS

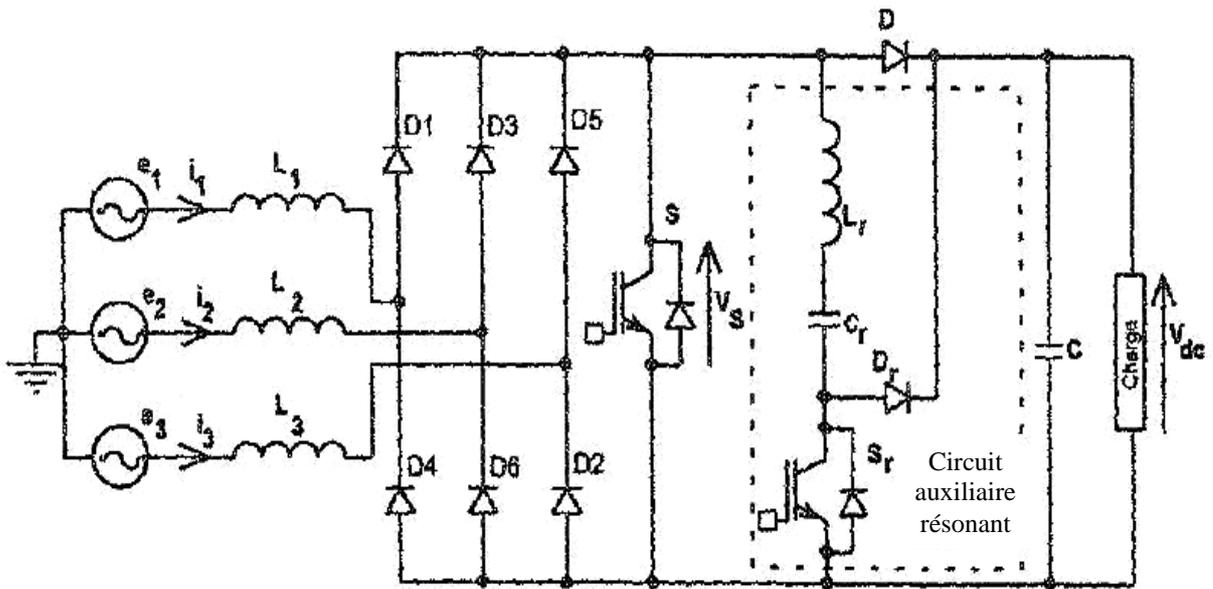


Fig.I.33 : Redresseur proposé par Gataric utilisant un circuit résonant à ZVS

1.3.1.1.2.9. Rastogi 1995 [RAS95]

Rastogi s'est inspiré également de la topologie de Mohan [MOH93] basée sur l'injection du troisième harmonique pour la mise en forme des courants de ligne par le biais de deux hacheurs survolteurs commutant à haute fréquence.

La nouveauté apportée par Rastogi consiste à introduire deux circuits résonnants au niveau des deux hacheurs afin de réaliser la commutation à zéro courant (ZCS), comme le montre la figure (I.34).

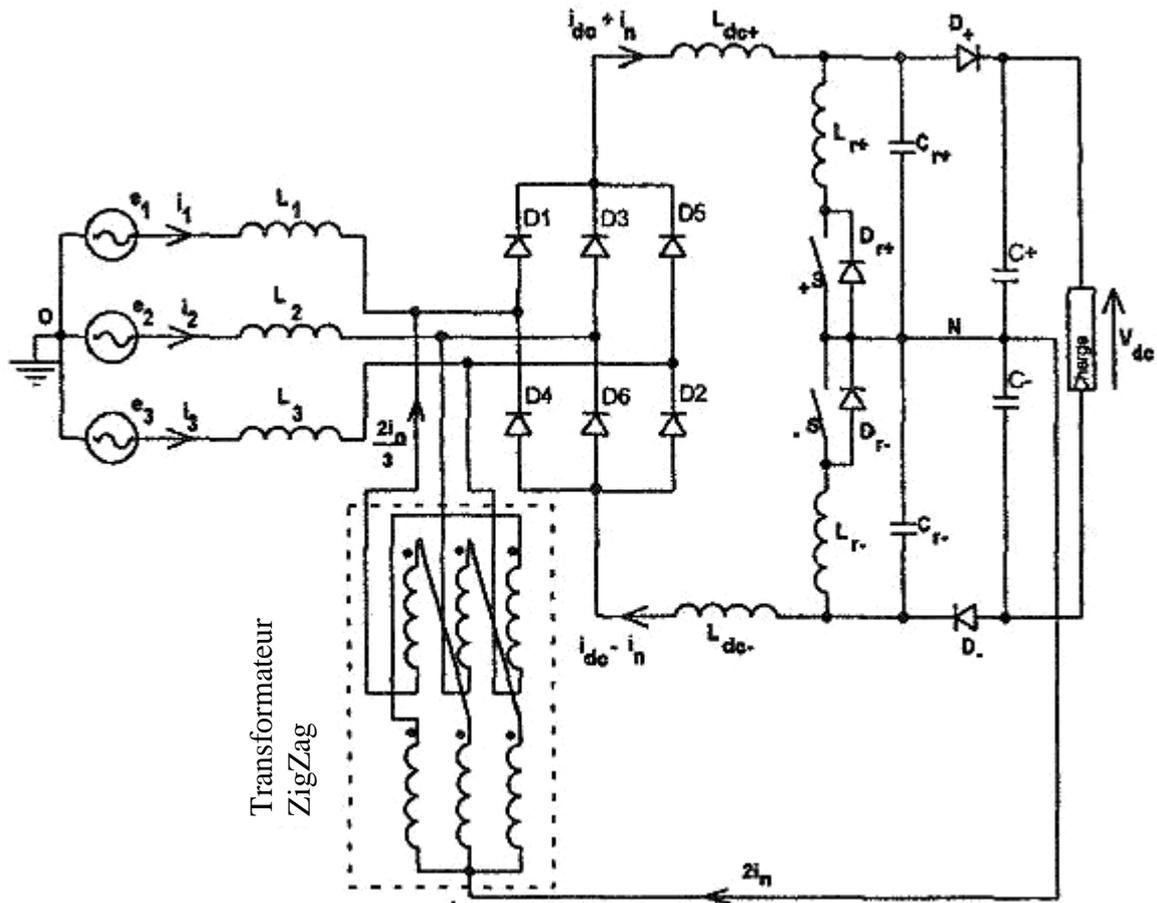


Fig.I.34 : Redresseur triphasé à résonance proposé par Rastogi

1.3.1.1.2.10. Salmon 1995 [SAL95]

Comme le montre la figure (I.35), Salmon s'est également inspiré de la topologie de Mohan [MOH93], dont la particularité est que les inductances de filtrage se situent à la sortie du pont redresseur. De cette manière, lors de l'alternance positive c'est l'inductance L_{dc+} qui voit le courant (i_{dc+}), tandis que lors de l'alternance négative c'est l'inductance L_{dc-} qui voit le courant à son tour (i_{dc-}) et les contraintes sur les interrupteurs sont alors moindres [SAL95].

L'avantage apporté par Salmon est l'ajout des interrupteurs bidirectionnels S_a , S_b et S_c dont le rôle consiste à compenser la discontinuité des courants de ligne. L'interrupteur S_a conduit pendant $60^\circ : 30^\circ$ avant et 30° après le passage par 0 de la tension e_1 , au moment où les interrupteurs du boost garantissent un courant sinusoïdal au niveau de la phase dont la tension est la plus positive ou la plus négative respectivement selon que ça soit s_+ ou s_- qui conduit.

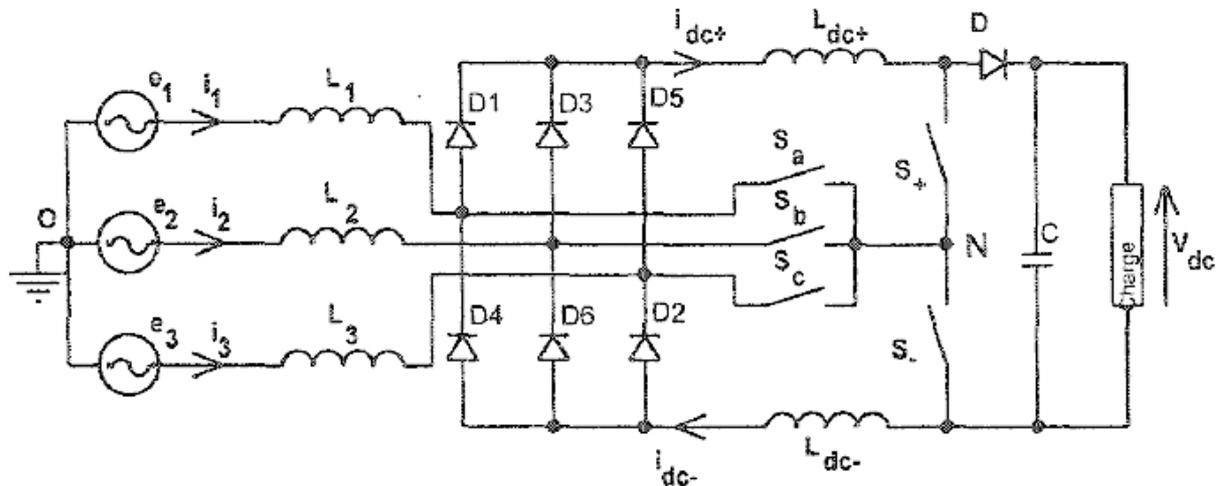


Fig.I.35 : Redresseur triphasé proposé par Salmon

1.3.1.1.2.11. Daniel 1997 [DAN97]

Le montage proposé par Daniel [DAN97] est inspiré de celui proposé par Salmon. Il est constitué d'un pont de diodes et d'interrupteurs bidirectionnels S_a , S_b et S_c (Figure I.36) dont le rôle consiste à éviter la discontinuité des courants d'entrée. L'apport de Daniel est que chaque interrupteur ($S_{a,b,c}$) est commandé par un train d'impulsions durant 30° avant et 30° après le passage par 0 de la tension de la phase à laquelle il est connecté. La largeur des impulsions dépend linéairement de la charge, ainsi il est possible d'avoir un bon THD quel que soit le niveau de charge. L'autre avantage de cette topologie est qu'elle ne contient que trois interrupteurs actifs. Cependant, vu que les interrupteurs $S_{a,b,c}$ ne conduisent pas durant tout le cycle, la régulation du bus courant continu en est affectée.

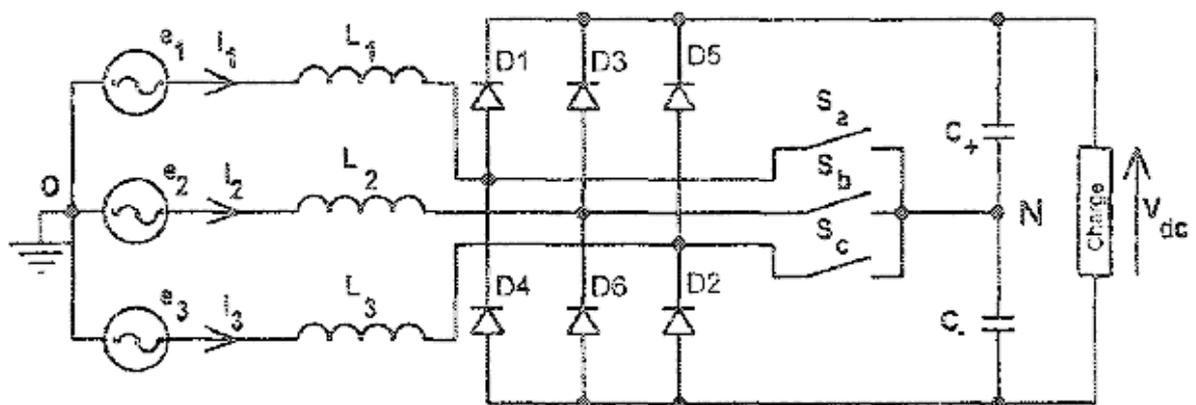


Fig.I.36 : Redresseur triphasé proposé par Daniel

1.3.1.1.3 Troisième génération

Il est vrai que la structure multi-niveaux a vu le jour depuis 1981 grâce à Nabae [NAB81], néanmoins elle a été proposée pour les montages onduleurs. Ce n'est que durant la dernière décennie que cette structure fut étendue aux montages redresseurs. En effet, les redresseurs multi-niveaux source de tension sont sans aucun doute la génération la plus récente des redresseurs modernes mis en œuvre.

Les buts recherchés par ces topologies sont de [SHE96],[SHA99] :

- Produire une tension d'entrée avec plusieurs paliers pour imposer un courant le plus proche possible d'une sinusoïde et par conséquent avoir une nette diminution des harmoniques absorbées par la charge ;
- Atteindre de hauts niveaux de tension;
- Diminuer les contraintes en tension sur les interrupteurs.

Néanmoins le nombre de niveaux pouvant être réalisé est limité à cause des:

- Problèmes liés au déséquilibre des tensions aux bornes des condensateurs ;
- Contraintes de packaging car c'est des structures volumineuses.

Afin de remédier au premier problème, plusieurs approches, consistant à caler la tension des condensateurs ou à stabiliser la charge et décharge de ces derniers, ont été mises en œuvre. Nous ne présentons dans la suite que les topologies les plus répandues.

1.3.1.1.3.1. Redresseur utilisant le calage des potentiels par des diodes

Un convertisseur à points calé par des diodes à m niveaux consiste en $m-1$ condensateurs et produit m niveaux de tension [SHE96] [CHO9128]. La figure (I.37) présente le cas d'un convertisseur cinq niveaux à points neutres calés par des diodes.

Les avantages principaux de ce type de topologies sont :

- Les contraintes en tension sur chaque interrupteur et sur chaque condensateur sont limitées à $\frac{V_{dc}}{m-1}$;
- Plus m est élevé plus le contenu harmonique des courants de ligne est bas et moins il est nécessaire de rajouter un filtre;

L'inconvénient de cette topologie est:

- Plus m est élevé plus le nombre d'interrupteurs est important;

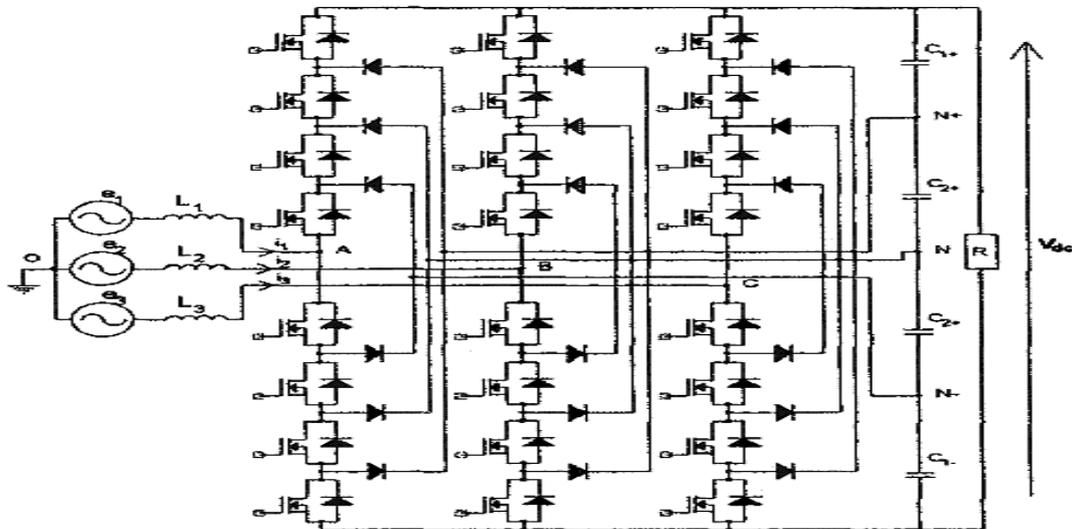


Fig.I.37 : Convertisseur à cinq-niveaux à points neutres calés par des diodes

1.3.1.1.3.2. Redresseur à cellules imbriquées utilisant des condensateurs flottants

Comme pour le convertisseur précédent, le redresseur à cellules imbriquées utilisant des condensateurs flottants à m niveaux consiste en $m-1$ condensateurs au niveau du bus courant continu et produit m niveaux de tension [SAL95] [MEY92]. Comme le montre la figure (I.38), ce convertisseur utilise des condensateurs flottants au lieu de diodes pour caler les tensions aux bornes de chaque interrupteur et par conséquent aux bornes des condensateurs de sortie et également pour les équilibrer.

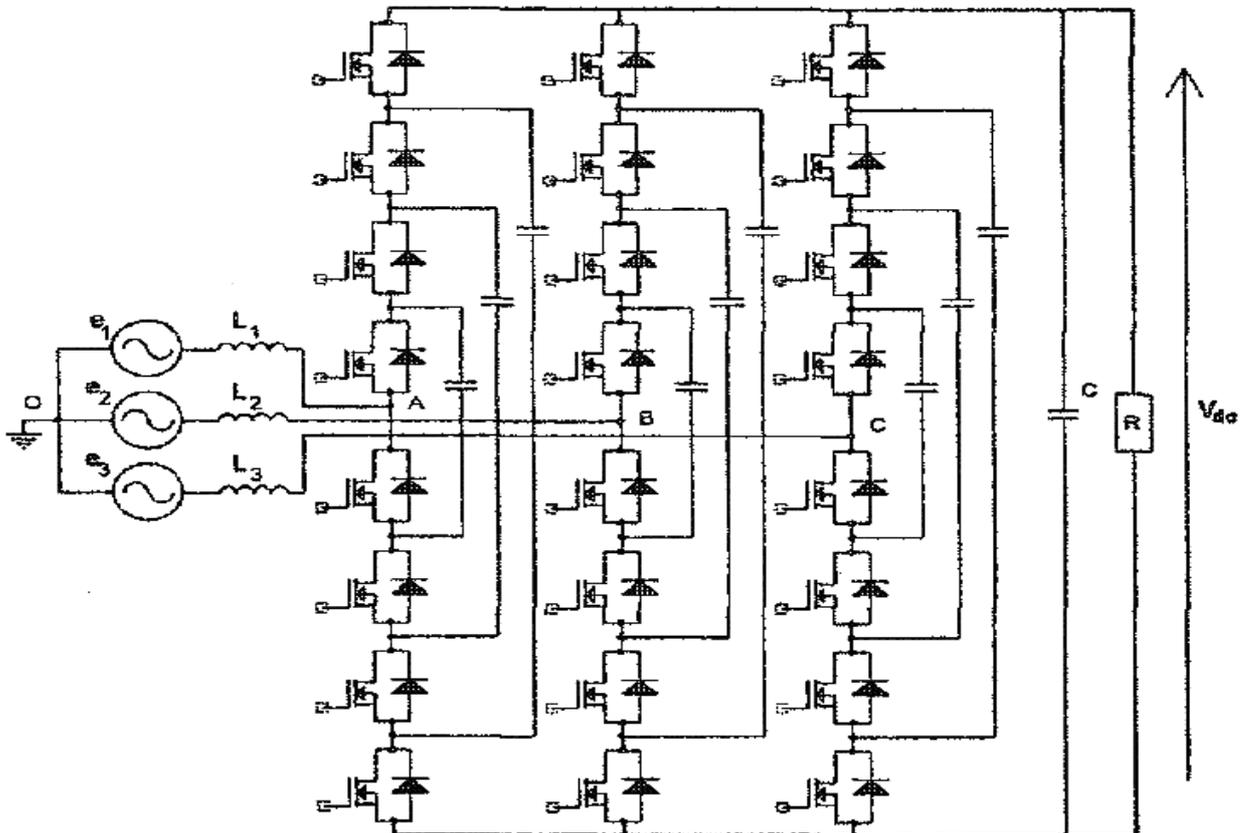


Fig.I.38 : Convertisseur à cinq niveaux à cellules imbriquées

Les avantages de cette topologie sont:

- Les contraintes en tension sur chaque interrupteur sont limitées à $\frac{V_{de}}{m-1}$;
- Plus m est élevé plus le contenu harmonique des courants de ligne est bas ;
- Moins d'interrupteurs comparés à la structure utilisant des diodes de calage.

L'inconvénient de cette topologie est :

- Plus m est élevé plus le nombre de condensateurs augmente et plus le circuit devient volumineux.

1.3.1.1.3.3. Convertisseur trois niveaux à six interrupteurs actifs

Ce convertisseur est présenté dans la figure (I.39). Son principe de fonctionnement est identique au convertisseur à point neutre calé par des diodes mis à part qu'il utilise un nombre réduit d'interrupteurs actifs puisqu'il consiste à remplacer les diodes par des interrupteurs actifs et vice versa [ZHA95]. Son principal inconvénient est la non-réversibilité du courant.

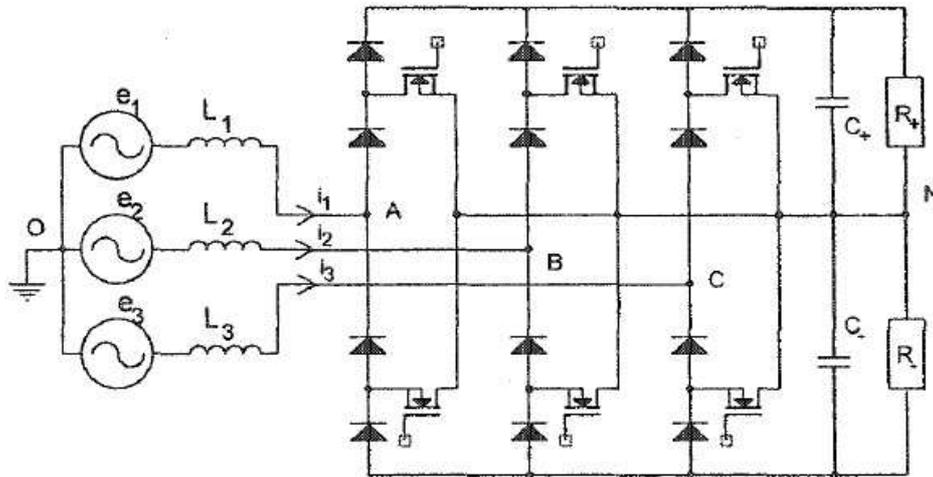


Fig.I.39 : Convertisseur à trois-niveaux à six interrupteurs actifs

1.3.1.1.3.4. Convertisseur "VIENNA"

Ce convertisseur [KOL94] et [IDE00] appelé convertisseur "Vienna" est celui de la figure (I.40). Il s'apparente également au convertisseur à point neutre calé par des diodes. Il consiste néanmoins à remplacer les interrupteurs internes par un semi-conducteur bidirectionnel et les interrupteurs externes par des diodes. Tout comme le convertisseur précédent, ce dernier ne permet aucune bidirectionnalité du courant.

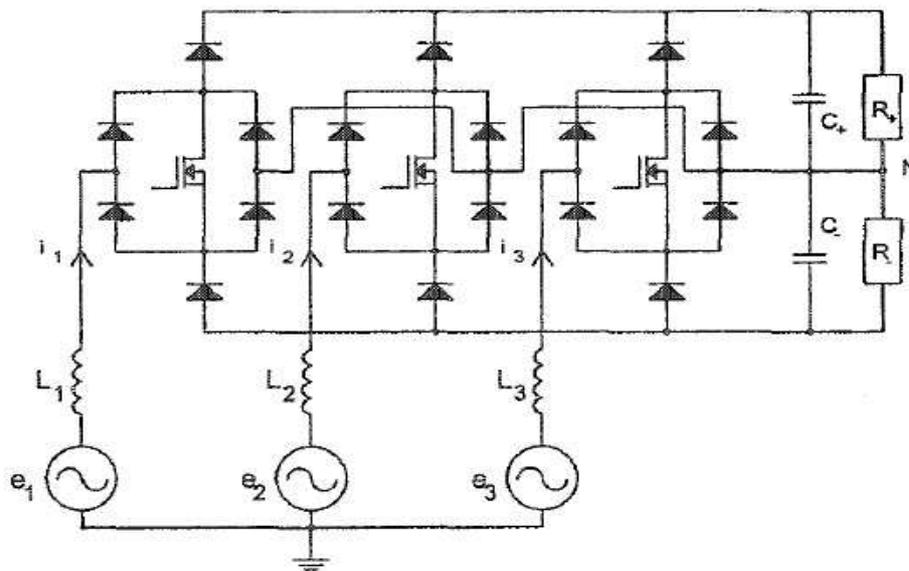


Fig.I.40 : Convertisseur "Vienna"

I.3.2. Objectifs

Ces dernières années, les recherches dans le domaine de l'élimination des perturbations du réseau, portent sur des structures de convertisseurs pouvant prélever des courants d'allure sinusoïdale sur une source alternative.

Les structures utilisées s'inspirent de celles employées pour la conversion continue alternative. Elles utilisent des composants à commutation commandée tel que les transistors pour les petites et moyennes puissances ou les thyristors GTO pour les fortes puissances.

La structure du redresseur, commandée en modulation de largeur d'impulsion (MLI), exige à ce que la technologie des interrupteurs à semi-conducteurs l'autorise. Cette structure permet donc tous les types de transfert d'énergie possibles. Les modes de fonctionnement hacheur et onduleur sont les plus connus et en général bien traités dans la littérature du génie électrique, en revanche, le fonctionnement redresseur, absorbant un courant sinusoïdal, reste peu traité.

Le principe de fonctionnement d'un redresseur à commande MLI est le même qu'un hacheur élévateur. Donc la tension de sortie d'un redresseur à MLI est toujours supérieure à sa tension d'entrée. Pour cela, il faut régler cette tension de sortie en fonction de la charge utilisée. Pour accomplir cette tâche, la tension de sortie du redresseur est mesurée et comparée à une référence. La sortie du régulateur produit les ordres de commande pour les transistors du redresseur.

Le nombre d'applications du redresseur à modulation de largeur d'impulsion, dans le domaine des petites puissances, reste encore limité à ce jour. Pour les fortes puissances, on notera que ce convertisseur est utilisé en traction ferroviaire, sous 50 Hz, où la minimisation des perturbations générées par la caténaire sur l'environnement (signalisations, communications...) est particulièrement recherchée [ROD05], [NIC03].

L'objectif premier de ce convertisseur commandé en modulation de largeur d'impulsions est de :

- délivrer un courant proche d'une sinusoïde en réduisant le contenu harmonique (THD<5%) ;
- diminuer la taille des dispositifs de filtrage ;
- contrôler la puissance réactive absorbée (facteur de puissance variable et unitaire) ;
- assurer un transfert bidirectionnel de la puissance sans l'introduction d'un pont auxiliaire.
- Introduire la commande numérique pour le contrôle des convertisseurs à MLI.

Les types de commandes utilisés sont la modulation de largeur d'impulsions et l'hystérésis. Ces techniques sont largement répondues dans le domaine de la conversion statique de l'énergie électrique.

L'utilisation d'interrupteurs entièrement commandable permet en outre le contrôle du déphasage de l'onde de courant par rapport à la tension d'alimentation du réseau. Il apparaît donc possible de faire varier le facteur de puissance du convertisseur, l'intérêt est donc double.

Notre apport, dans le cadre de cette recherche, se définit à plusieurs niveaux. En premier lieu, sur le plan théorique, nous allons montrer qu'il est possible de répondre aux exigences des charges vis-à-vis des besoins en puissance en termes de qualité d'énergie en utilisant ce convertisseur commandé en MLI.

En deuxième lieu, cela consiste à ajouter une commande numérique sur le plan expérimental pour le contrôle de ce convertisseur à MLI.

I.4. Conclusion

Nous avons mis en évidence l'influence des harmoniques dans les réseaux de distribution d'énergie. Nous nous sommes intéressés aux convertisseurs statiques et plus particulièrement, aux redresseurs, qui forment la base de nombreuses conversions. Ces derniers sont en partie à l'origine de la pollution harmonique et de la détérioration du facteur de puissance des réseaux.

Après avoir montré les incidences que ces perturbations ont sur les réseaux de distribution, nous avons présenté les différents moyens utilisés pour les réduire.

Les solutions existantes, notamment les techniques de filtrage et compensation à base d'éléments passifs présentent de nombreuses contraintes.

Pour répondre au besoin d'apporter une solution plus performante et plus souple, de nouvelles structures ont été étudiées et dans certains cas réalisées, comme les redresseur à MLI et les filtres actifs.

La suite de cette thèse sera consacrée à l'étude théorique et à la réalisation expérimentale du redresseur à MLI. L'implémentation de la commande du redresseur monophasé est réalisée à la base de la carte DSP TMS320LF2407, tandis que celle du redresseur triphasé est basée sur la solution Dspace 1103.

Chapitre II
Etude analytique
et caractérisation du redresseur
à M.L.I

Plan du chapitre II

II-1. Introduction.....	53
II-2. Description du redresseur.....	53
I-2-1. Redresseur monophasé.....	53
I-2-2. Redresseur triphasé.....	54
II-3. Caractéristiques statiques du redresseur monophasé.....	55
II-4. Analyse de fonctionnement du redresseur monophasé.....	56
I-4-1. Fonctionnement à tension de sortie constante.....	58
I-4-2. Fonctionnement avec charge résistive.....	60
II-5. Etude de la commutation.....	62
I-5-1. Commutation à la fermeture.....	62
I-5-1. Commutation à l'ouverture.....	70
II-6. Choix des éléments du Snubber.....	77
II-7. Principes de la modulation de largeur d'impulsions.....	78
II-8. Modulation sinusoïdale.....	78
II-8-1. Caractéristiques de la modulation.....	78
II-8-2. Etude de la tension d'entrée.....	79
II-8-2-1. Fondamental et déchet de tension.....	80
II-8-2-2. Taux d'harmoniques et harmoniques restants.....	81
II-8-3. Etude du courant de sortie.....	83
II-9. Modulation calculée.....	83
II-9-1. Elimination des premiers harmoniques de la tension d'entrée.....	84
II-10. Analyse des performances de la technique delta.....	84
II-11. Conclusion.....	86

II.1. Introduction

Il est constaté que les convertisseurs alternatif-continu à thyristors sont les plus utilisés. Ces convertisseurs présentent un facteur de puissance qui diminue lorsque l'angle d'amorçage des thyristors augmente et injectent des courants harmoniques dans le réseau d'alimentation.

Le développement technologique des semi-conducteurs et l'apparition des nouvelles techniques de commande, en particulier la technique de modulation de largeur d'impulsions ont encouragé plusieurs chercheurs à orienter leurs travaux vers ce domaine, dans le but de concevoir des convertisseurs plus performants [DEN 01].

L'étude présentée dans ce chapitre commence par l'analyse des caractéristiques du redresseur à MLI. Nous examinerons par la suite la stabilité du convertisseur et ses limites de fonctionnement et nous étudierons en détails ses phases de commutation.

Dans ce chapitre, nous allons également faire une analyse harmonique des stratégies de modulation de largeur d'impulsions. Nous examinons l'influence des paramètres de la modulation sur la formation du spectre harmonique dans le cas d'une modulation sinusoïdale.

Actuellement, l'apparition de charges non linéaires complexes caractérisées par des exigences technologiques très particulières a permis l'élaboration de plusieurs techniques pour la commande des convertisseurs statiques, en particulier la commande à modulation de largeur d'impulsions (MLI).

La MLI permet suivant un processus analogique ou numérique d'avoir une forme d'onde formée de plusieurs créneaux, l'objectif étant est d'avoir le moins d'harmoniques, de minimiser le nombre de commutation et de pouvoir contrôler facilement la tension [GRE82].

Nous présentons à la fin de ce chapitre le principe et les performances de la modulation calculée et du technique delta.

II.2. Description du redresseur

II.2.1. Redresseur monophasé

Dans la suite de ce travail, nous nous intéresserons plus particulièrement à la structure tension. L'ensemble source – redresseur - charge est représenté par la figure (II.1.a).

La figure (II-1-a) montre le schéma de principe et indique les notations adoptées. Le redresseur est formé de quatre interrupteurs K_i ($i=1,4$) commandés bidirectionnels en courant. Chacun contient un transistor IGBT T_i et une diode D_i montée en antiparallèle avec le transistor de manière à assurer la continuité des courants de source. Le redresseur est connecté directement à la sortie du transformateur d'entrée.

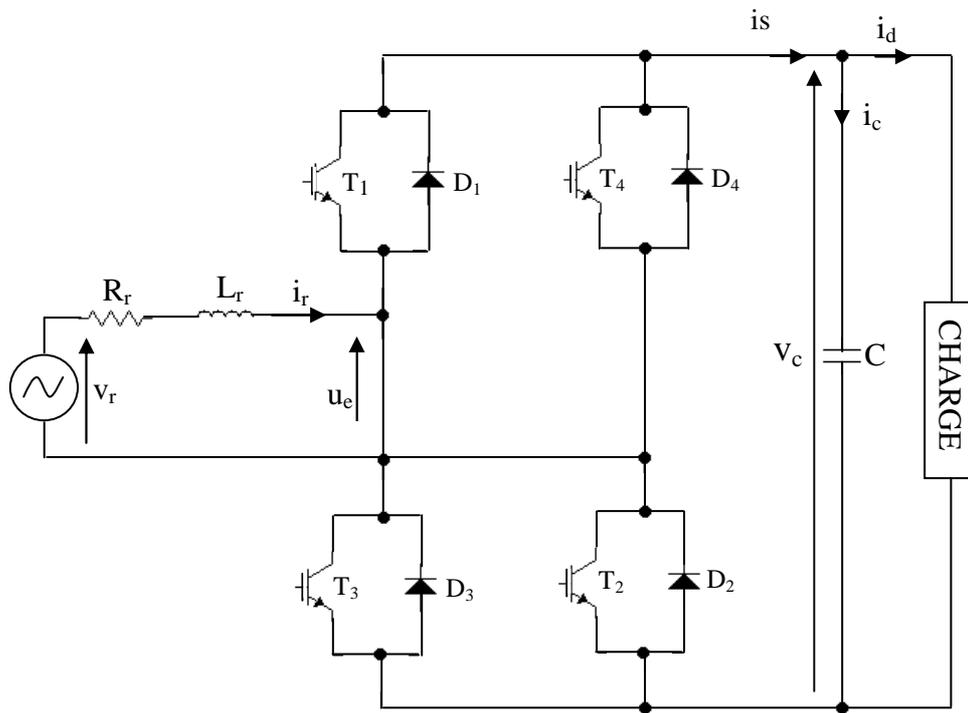


Fig.II.1.a : Schéma de principe du redresseur monophasé de structure tension

Le réseau est modélisé par une source de tension monophasée sinusoïdale v_r en série avec une résistance R_r et une inductance L_r représentant l'inductance du réseau en série avec l'inductance de fuites du transformateur ramenées au secondaire.

Du côté continu ; on trouve une capacité C de filtrage de tension v_c en parallèle avec la charge caractérisant ainsi une source de tension.

La présence de l'inductance L_r indique que le redresseur est alimenté par une source de courant.

II. 2.2. Redresseur triphasé

Le redresseur représenté par la figure (II.1.b) est de type pont de Graëtz et est constitué de transistors IGBT comprenant chacun une diode en antiparallèle d'une manière à assurer la continuité des courants de source.

Les transistors IGBTs et les diodes constituant le pont sont supposés idéaux, c'est-à-dire, que l'on néglige les pertes par commutation ainsi que les pertes par conduction.

Le redresseur est connecté directement à la sortie du transformateur d'entrée.

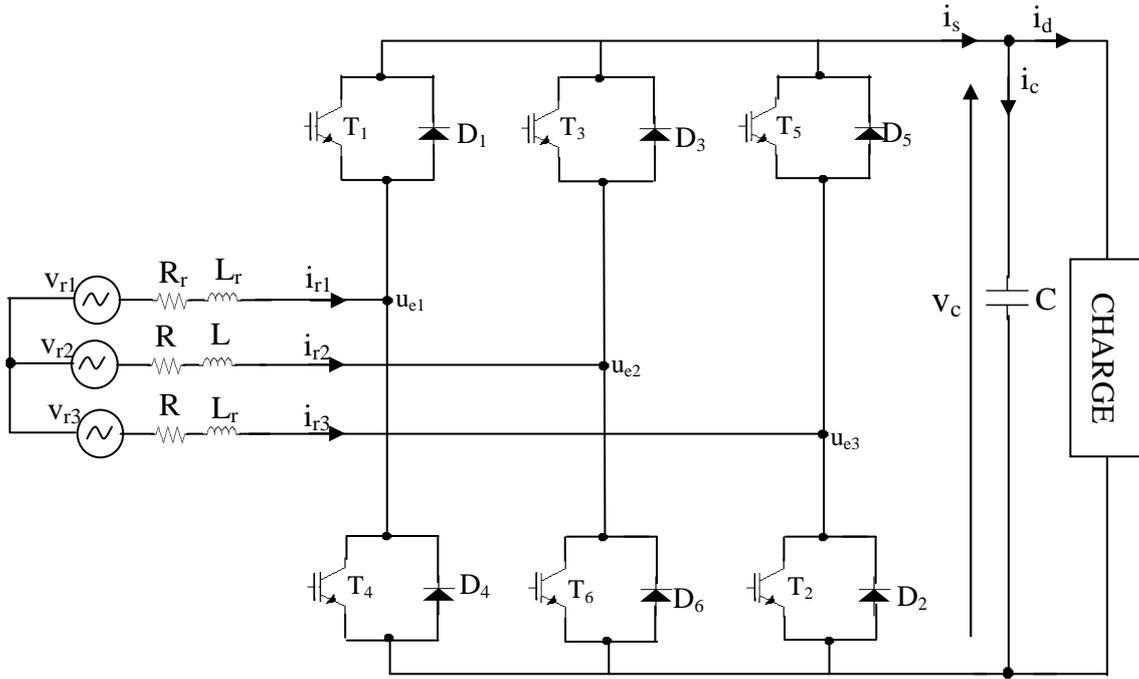


Fig.II.1.b : Schéma de principe du redresseur triphasé de structure tension

La source est composée d'une Fem triphasée purement sinusoïdale en série avec une résistance R_r et une inductance L_r sur chaque phase.

Le réseau est supposé parfaitement équilibré. Les impédances des trois phases sont identiques.

Les trois tensions de réseaux sont données par la relation :

$$\begin{aligned}
 v_{r1} &= V_{r\max} \sin(\omega t) \\
 v_{r2} &= V_{r\max} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\
 v_{r3} &= V_{r\max} \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right)
 \end{aligned}
 \tag{II.1}$$

On note par u_{ei} les tensions simples (par rapport au neutre de la source) aux bornes de chaque phase.

La charge continue est constituée d'une résistance R_d , en série avec une inductance L_d .

II.3. Caractéristiques statiques du redresseur monophasé

La relation entre la valeur moyenne de la tension de sortie V_{co} et la valeur efficace du fondamental de la tension d'entrée U_{e1} , peut être exprimée en fonction du coefficient de réglage r qui varie de 0 à 1 et du facteur K_{dt} qui définit le déchet de tension produit par la modulation de largeur d'impulsions. Ce facteur dépend de la stratégie de modulation utilisée et de la fréquence des commutations effectuées.

Dans le cas de la stratégie triangulo-sinusoïdale avec un indice de modulation m supérieur à 6 le facteur K_{dt} est égal à l'unité. Par contre, lorsque l'harmonique de rang 3 de la tension d'entrée u_e est important, ce facteur est supérieur à 1 ($K_{dt} = 1.155$) [SEG95] [PIE95].

En conséquence, la relation entre U_{e1} et V_{co} peut être donnée par :

$$U_{e1} = \frac{rK_{dt} V_{co}}{\sqrt{2}} \quad (\text{II-2})$$

Etant donné que r est inférieur ou égal à 1, donc :

$$V_{co} \geq \frac{\sqrt{2} U_{e1}}{K_{dt}} \quad (\text{II-3})$$

Cette expression montre que V_{co} est supérieur à U_{e1} . Cela nous permet de conclure que : Contrairement aux convertisseurs classiques qui fonctionnent en abaisseur de tension, ce convertisseur fonctionne en redresseur élévateur de tension.

L'expression de la valeur moyenne du courant de sortie \bar{I}_s en fonction de la valeur efficace du courant d'entrée I_r se déduit de la conservation de la puissance active entre l'entrée et la sortie du convertisseur.

En supposant que le convertisseur est parfait (convertisseur sans pertes), On peut écrire :

$$U_{e1} I_r \cos(\varphi - \delta) = \bar{I}_s V_{co} \quad (\text{II-4})$$

A partir de cette équation et tenant compte de l'inégalité (II-3), la valeur moyenne \bar{I}_s peut être exprimée par :

$$\bar{I}_s \leq \frac{I_r}{\sqrt{2}} \quad (\text{II-5})$$

Cette expression montre que le courant de sortie a une valeur moyenne inférieure à la valeur efficace du courant d'entrée. Ce convertisseur est un abaisseur de courant.

II.4. Analyse de fonctionnement du redresseur monophasé

Dans cette analyse, nous supposons que :

- Toutes les variables alternatives sont sinusoïdales.
- Toutes les variables continues sont assimilées à leurs valeurs moyennes.
- L'indice de modulation a une valeur suffisante pour que l'harmonique de rang 3 de u_e soit négligeable. Cela nous permet de poser $K_{dt} = 1$ [PIE95].

Soit \hat{v}_r , \hat{u}_{e1} , \hat{i}_r les représentations complexes des v_r , u_{e1} et i_r respectivement. En négligeant $R_r \hat{i}_r$ devant $L_r \omega \hat{i}_r$, l'équation électrique à l'entrée du convertisseur peut être écrite sous forme :

$$\hat{v}_r = \hat{u}_{e1} + jL_r \omega \hat{i}_r \quad (\text{II-6})$$

Cette équation traduit le diagramme vectoriel représenté à la figure (II.2.a).

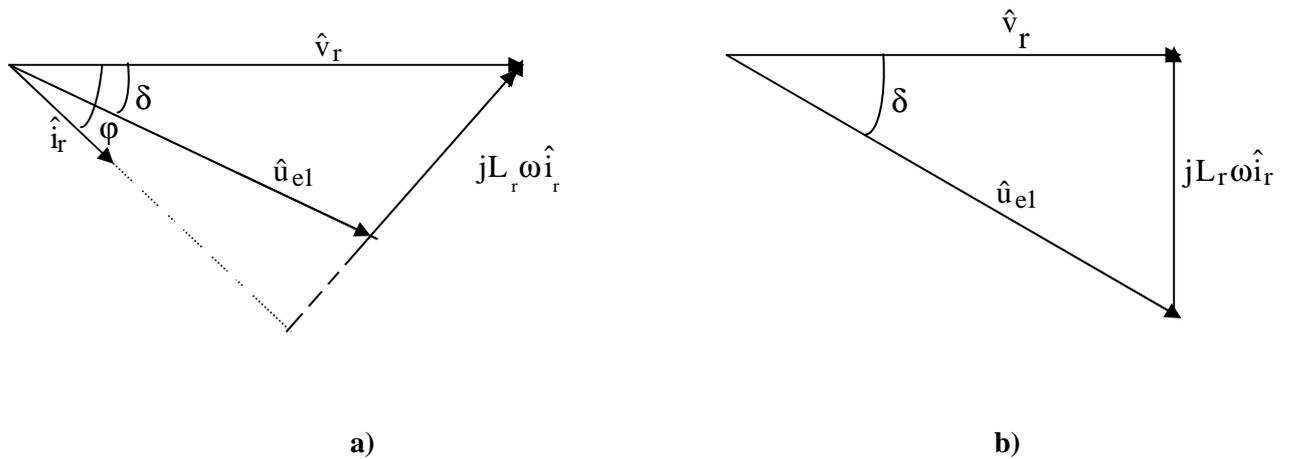


Fig. II.2 : diagramme vectoriel

D'ordinaire, on cherche à faire en sorte que le courant d'entrée i_r soit en phase avec la tension de réseau v_r , le diagramme vectoriel devient alors celui de la figure (II.2-b).

Dans ce cas, nous avons :

$$U_{e1} = \sqrt{V_r^2 + (L_r \omega I_r)^2} \quad (\text{II-7})$$

L'angle δ qui désigne le déphasage du fondamental de la tension d'entrée u_{e1} par rapport à la tension de réseau v_r est donné par la relation :

$$\text{tg} \delta = \frac{L_r \omega I_{r1}}{V_r} \quad (\text{II-8})$$

Pour une commande en modulation de largeur d'impulsions, δ représente le déphasage de la référence servant à déterminer les instants de commutation des interrupteurs, par rapport à la tension d'alimentation.

Le sens de déphasage dépend du sens d'écoulement de la puissance :

- Il s'agit d'un déphasage arrière si la source fournit de la puissance à la charge à travers le convertisseur.
- Il s'agit d'un déphasage avant lorsque la charge renvoie de la puissance à la source (fonctionnement onduleur).

Le courant \hat{i}_r peut être exprimé en fonction de ses composantes réelle et imaginaire par :

$$\hat{i}_r = I_{r\text{réel}} + jI_{r\text{imag}} \quad (\text{II-9})$$

En se basant sur le diagramme vectoriel donné par la figure (II.2.a), on peut déduire l'expression de $I_{r\text{réel}}$ et $I_{r\text{imag}}$ par :

$$\begin{cases} I_{\text{reel}} = \frac{U_{e1} \sin \delta}{L_r \omega} \\ I_{\text{imag}} = \frac{V_r - U_{e1} \cos \delta}{L_r \omega} \end{cases} \quad (\text{II-10})$$

La puissance active P_e et réactive Q_e à l'entrée du convertisseur peuvent être données par :

$$\begin{cases} P_e = V_r I_{\text{reel}} \\ Q_e = V_r I_{\text{imag}} \end{cases} \quad (\text{II-11})$$

En substituant les expressions de I_{reel} et I_{imag} données par (II-10) dans l'équation (II-11). Les expressions de P_e et Q_e deviennent alors :

$$\begin{cases} P_e = \frac{V_r U_{e1} \sin \delta}{L_r \omega} \\ Q_e = \frac{V_r^2}{L_r \omega} - \frac{V_r U_{e1} \sin \delta}{L_r \omega} \end{cases} \quad (\text{II-12})$$

Par la combinaison de ces deux expressions, on obtient l'équation :

$$P_e^2 + (Q_e - Q_{e0})^2 = \left(\frac{U_{e1} V_r}{L_r \omega} \right)^2 \quad (\text{II-13})$$

Avec

$$Q_{e0} = \frac{V_r^2}{L_r \omega}$$

II.4.1. Fonctionnement à tension de sortie constante

En remplaçant U_{e1} par son expression donnée par (II.2) et en posant $(P_e)_{\text{max}} = \frac{V_r V_{co}}{\sqrt{2} L_r \omega}$, l'équation (II-13) devient :

$$P_e^2 + (Q_e - Q_{e0})^2 = r^2 (P_e)_{\text{max}}^2 \quad (\text{II-14})$$

Dans le plan (P, Q), cette expression traduit l'équation d'un cercle de centre $(0, Q_{e0})$ et de rayon égal à $(r(P_e)_{\text{max}})$. Lorsqu'on fait varier r de 0 à 1 et δ de 0 à 2π , tous les points décrits par ce cercle présentent un fonctionnement stable du convertisseur dans les quatre quadrants (figure (II-3)).

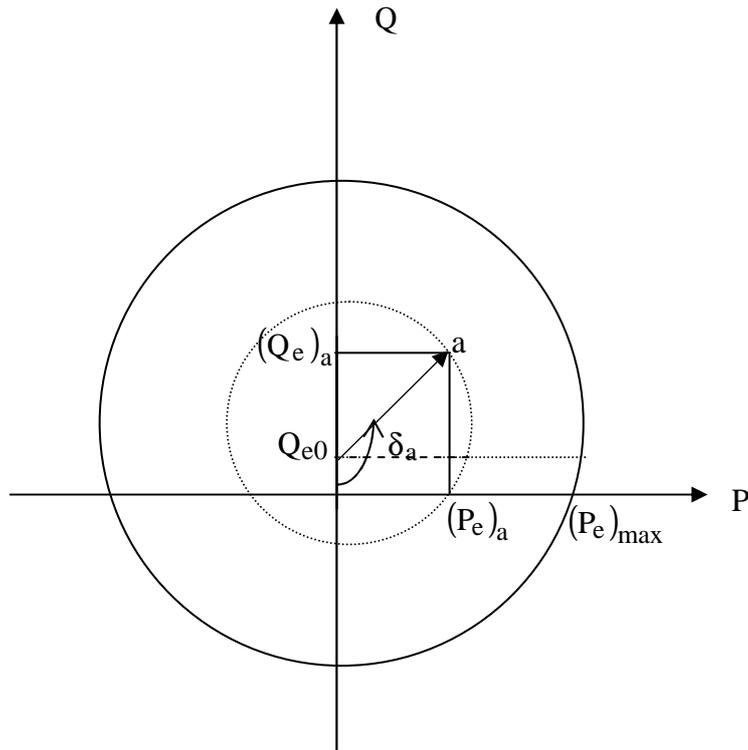


Fig. II.3 : Fonctionnement à V_{co} constante

Pour un fonctionnement à facteur de puissance unitaire, la puissance réactive Q_e est nulle.

A partir de l'équation (II-14), on peut déterminer la largeur de l'intervalle de la puissance réactive pour lequel ce type de fonctionnement est possible. Cette largeur est égale à :

$$2(P_e)_{\max} \sqrt{r^2 - \frac{Q_{e0}^2}{(P_e)_{\max}^2}} \quad (\text{II.15})$$

A partir de cette expression, nous remarquons que :

- Ce type de fonctionnement est possible si Q_{e0} est inférieure à $(P_e)_{\max}$.
- Plus Q_{e0} est inférieure à $(P_e)_{\max}$, plus la largeur de l'intervalle est grande.

La puissance réactive exprimée par l'équation (II-12) peut être réécrite sous la forme :

$$Q_e = Q_{e0} - r(P_e)_{\max} \cos \delta \quad (\text{II-16})$$

Cette expression nous permet de déterminer la relation entre l'angle δ et le rapport cyclique r par :

$$r \cos \delta = \frac{Q_{e0}}{(P_e)_{\max}} = \text{Cte} \quad (\text{II-17})$$

La relation (II-17) peut être considérée comme une loi de commande du convertisseur fonctionnant à facteur de puissance unitaire et contrôlée par la stratégie triangulo-sinusoïdale [DEN 01].

Pour le fonctionnement en compensateur, la puissance active est nulle. A partir de l'équation (II-12), cette puissance peut être exprimée par :

$$P_e = r (P_e)_{\max} \sin \delta \quad (\text{II-18})$$

Cette expression est égale à 0 lorsque $\sin \delta$ est nul. D'où :

$$\begin{cases} \cos \delta = 1 & \text{Pour } Q_e < Q_{e0} \\ \cos \delta = -1 & \text{Pour } Q_e > Q_{e0} \end{cases} \quad (\text{II-19})$$

Le terme Q_{e0} est toujours positif, ce qui montre que ce convertisseur produit plus d'énergie réactive qu'il en absorbe.

II.4.2. Fonctionnement avec charge résistive

Notons par R_d la résistance de la charge. En tenant compte du fait que le convertisseur est parfait, la puissance active à l'entrée du convertisseur est totalement transférée à sa sortie et vaut :

$$P_e = \frac{V_{co}^2}{R_d} \quad (\text{II-20})$$

En substituant cette dernière équation dans (II-12), les expressions de P_e et Q_e deviennent :

$$\begin{cases} P_e = \left(\frac{V_r}{\sqrt{2}L_r\omega} \right)^2 R_d r^2 \sin^2 \delta \\ Q_e = Q_{e0} - \left(\frac{V_r}{\sqrt{2}L_r\omega} \right)^2 R_d r^2 \sin \delta \cos \delta \end{cases} \quad (\text{II-21})$$

En posant : $(P_e')_{\max} = \left(\frac{V_r}{\sqrt{2}L_r\omega} \right)^2 R_d$, l'équation (II-21) peut être mise sous la forme :

$$\begin{cases} P_e = r^2 (1 - \cos 2\delta) \frac{(P_e')_{\max}}{2} \\ Q_e = Q_{e0} - r^2 \sin 2\delta \frac{(P_e')_{\max}}{2} \end{cases} \quad (\text{II-22})$$

Par la combinaison de ces deux expressions, on obtient la nouvelle équation du cercle qui définit ce type de fonctionnement. Cette équation est donnée par :

$$(Q_e - Q_{e0})^2 + \left(P_e - r^2 \frac{(P_e')_{\max}}{2} \right)^2 = \left(r^2 \frac{(P_e')_{\max}}{2} \right)^2 \quad (\text{II-23})$$

Ce cercle à $\left(r^2 \frac{(P_e')_{\max}}{2}, Q_{e0} \right)$ comme centre variable et $\left(r^2 \frac{(P_e')_{\max}}{2} \right)$ comme rayon. Il est situé uniquement dans les deux quadrants du plan (P, Q), comme le montre la figure (II.4).

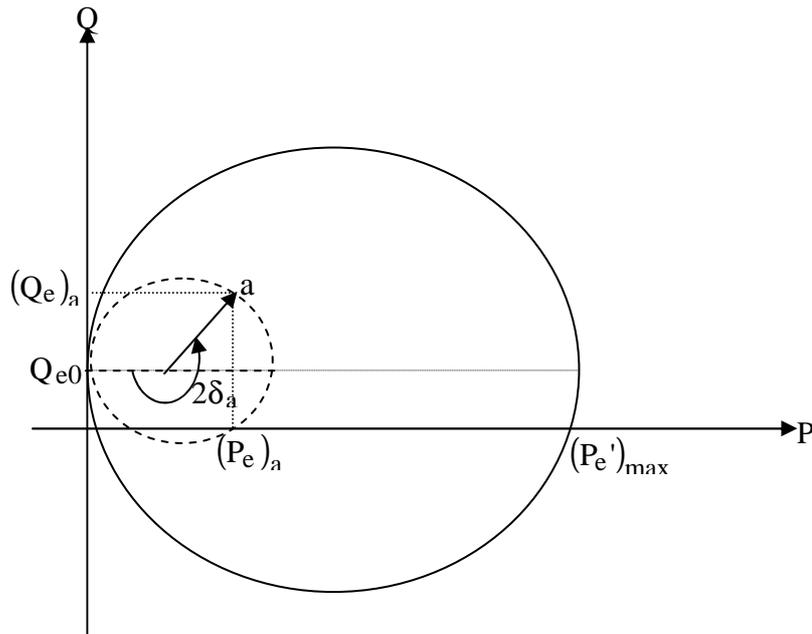


Fig. II.4 : Fonctionnement avec charge résistive

A partir du diagramme de la figure (II.4), nous remarquerons que :

- Tous les points délimités par ce cercle de rayon maximal égal à $((P_e')_{\max} / 2)$ sont en fonction de 2δ .
- Pour un rapport cyclique r fixe, le cercle a un rayon égal à l'abscisse de son centre.
- Pour ce type de charge, le fonctionnement en mode compensateur seul est impossible. Cependant, le convertisseur fonctionne en redresseur et en compensateur simultanément.

Le fonctionnement à facteur de puissance unitaire pour ce type de charge est possible si Q_{e0} est inférieure à $((P_e')_{\max} / 2)$.

En substituant l'expression de Q_{e0} et de $(P_e')_{\max}$ on peut déterminer à partir de cette condition la résistance qu'il faut mettre pour assurer un tel fonctionnement.

Cette résistance doit vérifier :

$$R_d \geq 16 L_r \omega \quad (\text{II-24})$$

La largeur de l'intervalle de la puissance active pour ce type de fonctionnement est obtenue à partir de l'équation (II-23), en posant $Q_e = 0$. Ainsi, cette largeur vaut :

$$r^2 (P_e')_{\max} \sqrt{1 - \frac{2Q_{e0}^2}{r^4 (P_e')_{\max}^2}} \quad (\text{II-25})$$

A partir de l'expression de la puissance réactive (équation (II-22)), on détermine la relation entre le rapport cyclique r et l'angle δ par :

$$r^2 \sin 2\delta = \frac{2Q_{e0}}{(P_e')_{\max}} = \text{Cte} \quad (\text{II-26})$$

Cette relation peut être prise comme une loi de commande pour ce type de fonctionnement.

II.5. Etude de la commutation

Lorsqu'on utilise la commande MLI, chaque interrupteur commandé est fermé puis ouvert plusieurs fois au cours d'une même alternance du courant d'entrée i_r .

Dans la figure (II.5), Le transistor T_3 écoule le courant i_r quand celui-ci est positif, et la diode D_1 écoule le reste de l'alternance positive de i_r .

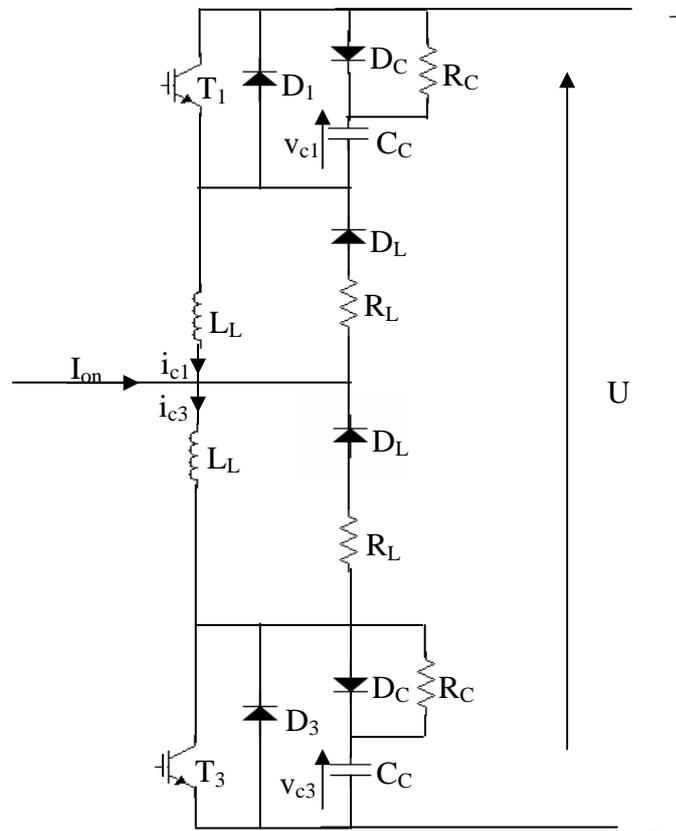


Fig. II.5 : Un bras du convertisseur

Pratiquement toutes les commutations se font à courant i_r non nul, et chaque transistor doit être protégé à la fois contre les di/dt et les dv/dt excessifs. Chaque demi-pont se présente alors comme l'indique la figure (II-5). Les transistors sont protégés contre les dv/dt par des circuits R_C, C_C, D_C et contre les di/dt par des circuits R_L, L_L, D_L .

II.5.1. Commutation à la fermeture

On étudie la commutation $D_1 \rightarrow T_3$ provoquée par la commande de la fermeture de T_3 alors que le courant i_r est positif. On admettra que la commutation est assez brève pour que le courant i_r ne varie pas durant son déroulement, on négligera la chute de tension aux bornes des transistors et des diodes quand ils conduisent. La commutation s'effectue en quatre étapes. On suit l'évolution des grandeurs qui ne peuvent subir de discontinuité à savoir ;

- Les tensions v_{c1} et v_{c3} aux bornes des condensateurs de même capacité C_C .
- Les courants i_{c1} et i_{c3} dans les inductances de même valeur L_L .

Les expressions de ces quatre grandeurs permettent d'obtenir à chaque instant, le courant et la tension à n'importe quelle branche du circuit.

A l'état initial, lorsque la diode D_1 conduit seule, on a : $v_{c3}=U, v_{c1}=0, i_{c3}=0, i_{c1}=-I_{on}$

➤ **Phase 1 (0 < t < t₁) conduction simultanée de T₃ et D₁**

On néglige le temps de descente de la tension v_{T3}. Le condensateur C_C se décharge dans R_C à travers T₃, alors que le courant i_{c3} commence à croître.

A partir du schéma de la figure (II-6-b), on peut écrire :

$$v_{c3} = U \left(e^{-\frac{t}{R_c C_c}} \right) \tag{II-27}$$

Cette relation restera valable durant les quatre intervalles de commutation.

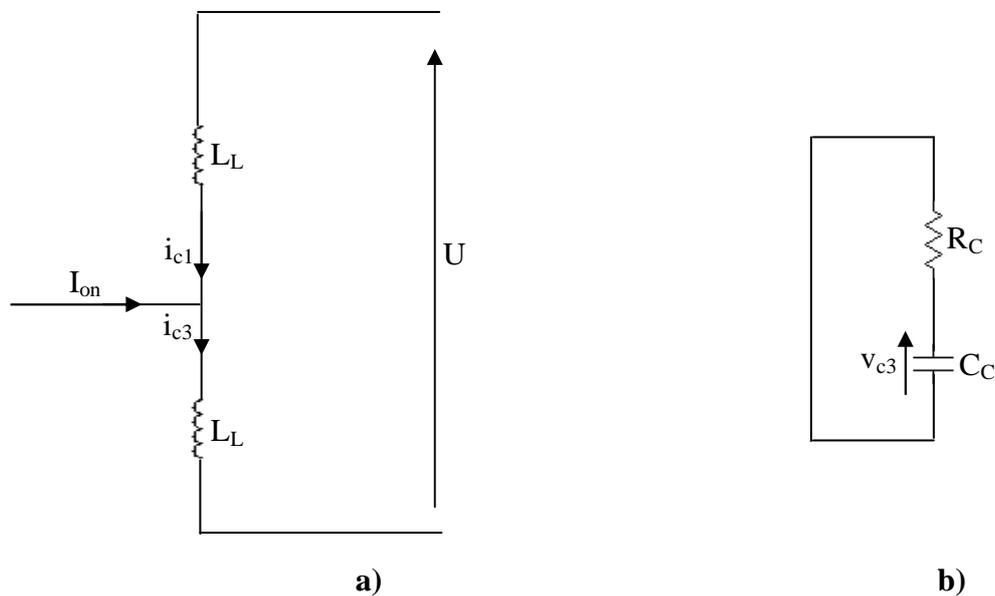


Fig. II.6 : Schéma équivalent de la phase 1

Le second schéma, figure (II.6.a) donne : $U = L_L \frac{di_{c1}}{dt} + L_L \frac{di_{c3}}{dt}$, Avec :

$$i_{c3} = i_{c1} + I_{on}$$

Donc :

$$\frac{di_{c3}}{dt} = \frac{di_{c1}}{dt} ; \text{ d'où } U = 2L_L \frac{di_{c3}}{dt}, \text{ ce qui donne :}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{c1} = \frac{U}{2L_L} t - I_{on} \\ i_{c3} = \frac{U}{2L_L} t \end{array} \right. \tag{II-28}$$

Les courants dans les semi-conducteurs sont donnés par : $i_{D1} = -i_{c1}$ et $i_{T3} = i_{c3} - C_C dv_{c3}/dt$ et ont pour expressions :

$$\begin{cases} i_{D1} = I_{on} - \frac{U}{2L_L} t \\ i_{T3} = U \left(\frac{t}{2L_L} + \frac{1}{R_C} e^{-\frac{t}{R_C C_C}} \right) \end{cases}$$

La première phase se termine à l'instant $t = t_1$ quand :

$$i_{c1} = I_{on} - \frac{U}{2L_L} t_1 = 0 \Rightarrow t_1 = \frac{2L_L}{U} I_{on}$$

A la fin de cet intervalle, on a donc :

$$v_{c3}(t_1) = U \left(e^{-\frac{t_1}{R_C C_C}} \right)$$

$$v_{c1}(t_1) = 0$$

$$i_{c1}(t_1) = 0$$

$$i_{c3}(t_1) = I_{on}$$

➤ **Phase 2 ($t_1 < t < t_2$) conduction simultanée de T_3 et D_c**

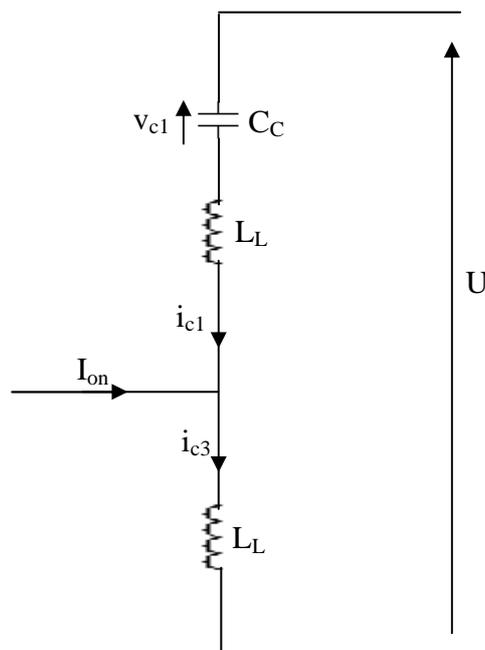


Fig. II.7 : Schéma équivalent de la phase 2

Du schéma équivalent de la figure (II-7), on déduit :

$$U = L_L \frac{di_{c1}}{dt} + L_L \frac{di_{c3}}{dt} + V_{c1}$$

Puisque $i_{c3} = i_{c1} + I_{on}$ donc : $di_{c1}/dt = di_{c3}/dt$.

La relation précédente s'écrit :

$$v_{c1} = U - 2L_L \frac{di_{c1}}{dt} \quad (II-29)$$

Le courant i_{c1} étant égal à $C_C dv_{c1}/dt$, celui ci est solution de l'équation différentielle :

$$2L_L C_C \frac{d^2 i_{c1}}{dt^2} + i_{c1} = 0$$

d'où son expression :

$$i_{c1} = \frac{U}{2L_L \omega_1} \sin(\omega_1(t - t_1)) \quad (II-30)$$

Avec :
$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{2L_L C_C}}$$

Et celle de v_{c1} :

$$v_{c1} = U [1 - \cos(\omega_1(t - t_1))] \quad (II-31)$$

On déduit i_{c3} et i_{T3} de i_{c1} par :

$$\begin{cases} i_{c3} = i_{c1} + I_{on} = I_{on} + \frac{U}{2L_L \omega_1} \sin(\omega_1(t - t_1)) \\ i_{T3} = i_{c3} - C_C \frac{dv_3}{dt} = i_{c3} + \frac{U}{R_c} e^{\frac{-t}{R_c C_c}} \end{cases} \quad (II-32)$$

A partir de l'équation (II-29), lorsque $L_L di_{c1}/dt$ devient négatif la tension v_{c1} devient supérieure à U , les diodes D_L entrent en conduction. Cela se produit pour $t = t_2$ tel que :

$$U [1 - \cos(\omega_1(t_2 - t_1))] = U \Rightarrow t_2 = t_1 + \frac{\pi}{2\omega_1}$$

Compte tenu de la valeur de t_2 à la fin de la phase, on a :

$$\begin{aligned} v_{c1}(t_2) &= U \\ i_{c1}(t_2) &= U \sqrt{C_C / 2L_L} \\ i_{c3}(t_2) &= I_{on} + i_{c1}(t_2). \end{aligned}$$

L'addition du courant de décharge de C_C et de i_{c1} à I_{on} entraîne une surintensité dans le transistor ; le courant i_{T3} est maximal à la fin de la phase 2 et vaut alors :

$$(i_{T3})_{\max} = i_{c3}(t_2) + \frac{U}{R_c} e^{\frac{-t_2}{R_c C_c}} = I_{on} + U \sqrt{\frac{C_c}{2L_L}} + \frac{U}{R_c} e^{\frac{-t_2}{R_c C_c}} \quad (\text{II-33})$$

➤ **Phase 3 ($t_2 < t < t_3$) conduction simultanée de T_3 , D_C et des diodes D_L**

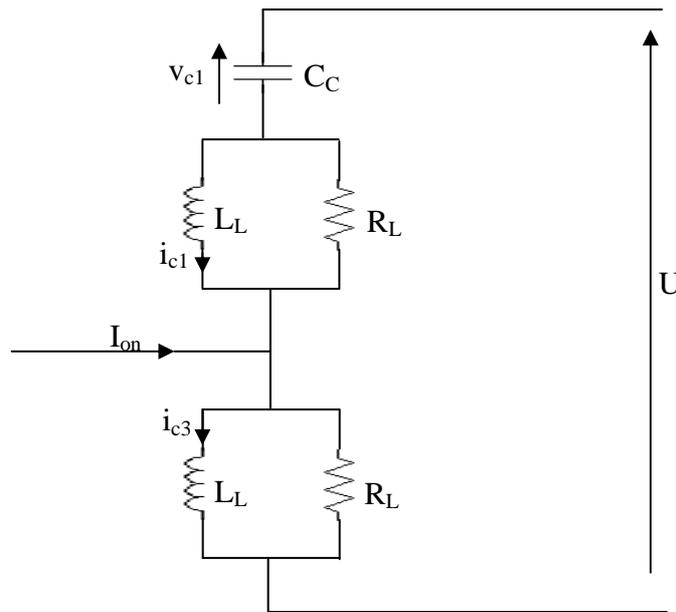


Fig. II.8 : Schéma équivalent de la phase 3

Le schéma équivalent pour le calcul de i_{c1} , i_{c3} , et v_{c1} est alors celui de la figure (II-8). On peut écrire :

$$\begin{cases} i_{c3} + \frac{L_L}{R_L} \frac{di_{c3}}{dt} = I_{on} + i_{c1} + \frac{L_L}{R_L} \frac{di_{c1}}{dt} \\ \frac{L_L}{R_L} \frac{d(i_{c3} - i_{c1})}{dt} + (i_{c1} - i_{c3}) = I_{on} \end{cases}$$

La différence $(i_{c3} - i_{c1})$ est donc de la forme :

$$I_{on} + A e^{\frac{-R_L}{L_L} (t - t_2)}$$

La constante d'intégration A est nulle puisque $(i_{c3}(t_2) - i_{c1}(t_2))$ est égal à I_{on} . On a donc encore malgré la conduction des diodes D_L :

$$i_{c3} - i_{c1} = I_{on} \quad (\text{II-34})$$

D'autre part, puisque $di_{c3}/dt = di_{c1}/dt$.

$$\begin{cases} v_{c1} = U - 2L_L \frac{di_{c1}}{dt} \\ i_{c1} + \frac{L_L}{R_L} \frac{di_{c1}}{dt} = C_C \frac{dv_{c1}}{dt} = -2L_L C_C \frac{d^2 i_{c1}}{dt^2} \end{cases} \quad (\text{II-35})$$

D'où l'équation différentielle donnant i_{c1} .

$$2L_L C_C \frac{d^2 i_{c1}}{dt^2} + \frac{L_L}{R_L} \frac{di_{c1}}{dt} + i_{c1} = 0$$

$$\text{On pose : } \omega_1 = \frac{1}{\sqrt{2L_L C_C}}, \quad \alpha_1 = \frac{1}{4R_L C_C}$$

Le courant i_{c1} a pour expression :

$$\bullet \text{ Si } \omega_1 > \alpha_1 \quad i_{c1} = \left[\frac{i_{c1}(t_2)}{\sin(\varphi_1)} \left(e^{-\alpha_1(t-t_2)} \right) \right] \sin(\beta_1(t-t_2) + \varphi_1) \quad (\text{II-36})$$

Par la suite, on n'étudiera que le cas, où ω_1 est supérieur à α_1 . Dans le cas contraire ($\omega_1 < \alpha_1$) il suffit de remplacer les fonctions trigonométriques par les fonctions hyperboliques.

$$\text{Avec : } \beta_1 = \sqrt{\omega_1^2 - \alpha_1^2}, \quad \text{tg}(\varphi_1) = \frac{\beta_1}{\alpha_1}$$

$$\bullet \text{ Si } \omega_1 < \alpha_1 \quad i_{c1} = \left[\frac{i_{c1}(t_2)}{\text{sh}(\varphi_2)} \left(e^{-\alpha_1(t-t_2)} \right) \text{sh}(\beta_2(t-t_2) + \varphi_2) \right] \quad (\text{II-37})$$

$$\text{Avec : } \beta_2 = \sqrt{\alpha_1^2 - \omega_1^2}, \quad \text{th}(\varphi_2) = \frac{\beta_2}{\alpha_1}$$

De i_{c1} on déduit i_{c3} par la relation (II-34). La relation (II-35) permet d'établir l'expression de v_{c1} , celle du courant i_{c1} de la charge de la capacité C_C se déduit de v_{c1} par $i_{c1} = C_C \frac{dv_{c1}}{dt}$.

On obtient ainsi :

$$v_{c1} = U + 2L_L \omega_1 \left[\frac{i_{c1}(t_2)}{\sin(\varphi_1)} (e^{-\alpha_1(t-t_2)}) \right] \sin(\beta_1(t-t_2)) \quad (\text{II-38})$$

$$i_{c3} = -2L_L C_C \omega_1^2 \left[\frac{i_{c1}(t_2)}{\sin(\varphi_1)} (e^{-\alpha_1(t-t_2)}) \right] \sin(\beta_1(t-t_2) - \varphi_1)$$

La phase 3 se termine lorsque i_{c1} change de signe provoquant le blocage de D_C ; l'annulation de $\frac{dv_{c1}}{dt}$ donne $t_3 = t_2 + \frac{\varphi_1}{\beta_1}$.

A la fin de cet intervalle, on a :

$$i_{c1}(t_3) = \frac{U}{2R_L} e^{-\frac{\alpha_1 \varphi_1}{\beta_1}}$$

$$i_{c3}(t_3) = I_{on} + i_{c1}(t_3)$$

$$v_{c1}(t_3) = U + 2R_L i_{c1}(t_3)$$

➤ **Phase 4 ($t > t_3$) conduction simultanée de T_3 et les diodes D_L**

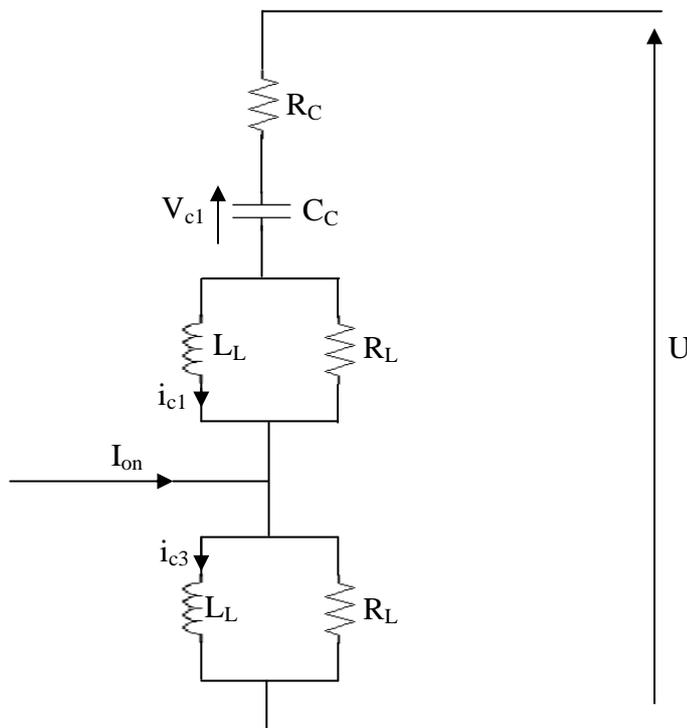


Fig.II.9 : Schéma équivalent de la phase 4

Le schéma permettant le calcul de i_{c1} , i_{c3} et v_{c1} est alors celui de la figure (II-9). Comme pour la phase 3, de l'égalité :

$$i_{c3} + \frac{L_L}{R_L} \frac{di_{c3}}{dt} = I_{on} + i_{c1} + \frac{L_L}{R_L} \frac{di_{c1}}{dt}$$

On déduit encore : $i_{c3} - i_{c1} = I_{on}$

A partir de :

$$U = 2L_L \frac{di_{c1}}{dt} + v_{c1} + R_C C_C \frac{dv_{c1}}{dt} \quad , \quad \text{avec :} \quad i_{c1} + \frac{L_L}{R_L} \frac{di_{c1}}{dt} = C_C \frac{dv_{c1}}{dt}$$

On obtient après dérivation :

$$L_L C_C \left(2 + \frac{R_C}{R_L} \right) \frac{d^2 i_{c1}}{dt^2} + \left(R_C C_C + \frac{L_L}{R_L} \right) \frac{di_{c1}}{dt} + i_{c1} = 0$$

$$\text{On pose :} \quad \omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_L C_C \left(2 + \frac{R_C}{R_L} \right)}} \quad , \quad \alpha_2 = \frac{1}{2} \frac{R_C C_C + \frac{L_L}{R_L}}{L_L C_C \left(2 + \frac{R_C}{R_L} \right)}$$

D'où l'expression de i_{c1}

$$\blacksquare \quad \text{Si } \omega_2 > \alpha_2 \quad i_{c1} = \left[\frac{i_{c1}(t_3)}{\sin(\varphi_3)} \left(e^{-\alpha_2(t-t_3)} \right) \right] \sin(\beta_3(t-t_3) + \varphi_3) \quad (\text{II-39})$$

Avec :

$$\beta_3 = \sqrt{\omega_2^2 - \alpha_2^2} \quad , \quad \text{tg}(\varphi_3) = \frac{\beta_3}{\left(\alpha_2 - \frac{R_C}{L_L} \right)}$$

$$\blacksquare \quad \text{si } \omega_2 < \alpha_2 \quad i_{c1} = \left[\frac{i_{c1}(t_3)}{\text{sh}(\varphi_4)} \left(e^{-\alpha_2(t-t_3)} \right) \right] \text{sh}(\beta_4(t-t_3) + \varphi_4) \quad (\text{II-40})$$

Avec :

$$\beta_4 = \sqrt{\alpha_2^2 - \omega_2^2} \quad , \quad \text{th}(\varphi_4) = \frac{\beta_4}{\left(\alpha_2 - \frac{R_L}{L_L} \right)}$$

Le calcul de v_{c1} par : $v_{c1} = U - R_C i_{c1} - L_L \left(2 + \frac{R_C}{R_L} \right) \frac{di_{c1}}{dt}$ donne dans le cas où α_2 est inférieur à ω_2 :

$$v_{c1} = U - R_C i_{c1} \left[1 + \frac{L_L}{R_C} \left(2 + \frac{R_C}{R_L} \right) (-\alpha_2 + \beta_3 \cot g(\beta_3(t - t_3) + \varphi_3)) \right] \quad (\text{II-41})$$

Lorsque t tend vers l'infini, i_{c1} tend vers zéro, i_{c3} tend vers I_{on} et v_{c1} tend vers U . Le transistor T_3 se trouve seul conducteur et la commutation est terminée.

II.5-2. Commutation à l'ouverture

On étudie le passage de la conduction T_3 à celle de D_1 , provoquée par la disparition du signal de commande sur la base de T_3 , alors que le courant i_r est positif. On désigne par I_{off} la valeur de i_r supposée constante pendant la commutation qui se déroule en quatre phases.

A l'état initial, on a : $v_{c3}(0) = 0$, $v_{c1}(0) = U$, $i_{c1}(0) = I_{off}$, $i_{c3}(0) = 0$

➤ **Phase 1 ($0 < t < t_f$) conduction simultanée de T_3 , D_C et des diodes D_L**

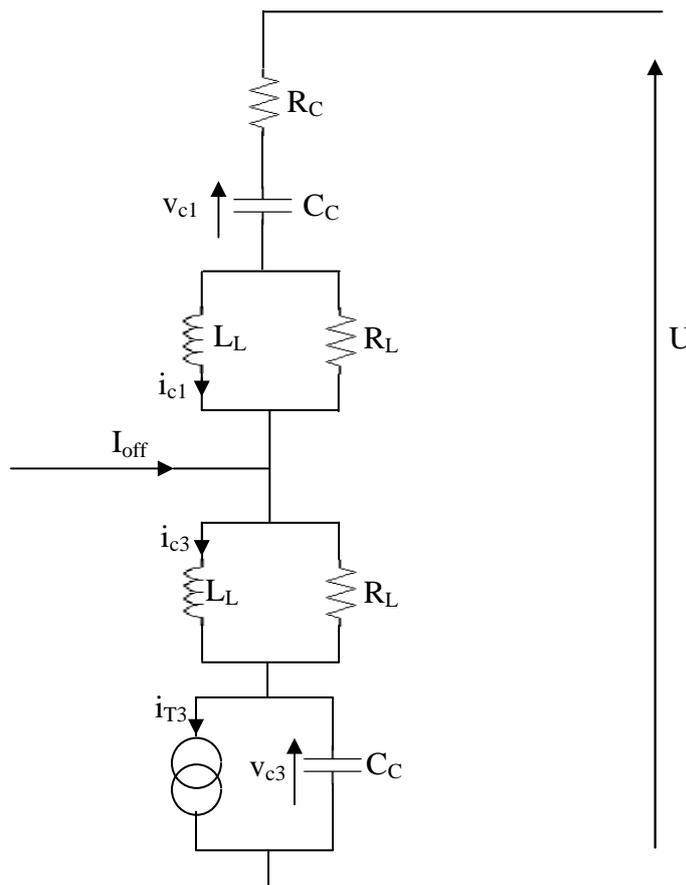


Fig. II.10 : Schéma équivalent de la phase 1

Quand le signal de commande de T_3 disparaît, le courant i_{T3} ne devient pas nul instantanément. On admettra que i_{T3} décroît linéairement de I_{off} à zéro pendant un temps t_f .

$$i_{T3} = I_{off} \left(1 - \frac{t}{t_f} \right)$$

Le schéma équivalent de la figure I-10 montre que l'on a :

$$\begin{aligned} i_{c3} + \frac{L_L}{R_L} \frac{di_{c3}}{dt} &= I_{off} + i_{c1} + \frac{L_L}{R_L} \frac{di_{c1}}{dt} \\ \frac{L_L}{R_L} \frac{d(i_{c3} - i_{c1})}{dt} + (i_{c3} - i_{c1}) &= I_{off} \end{aligned} \quad (II-42)$$

Avec : $i_{c3}(0) - i_{c1}(0) = I_{off}$. Ce qui donne :

$$i_{c3} - i_{c1} = I_{off} \quad (II-43)$$

L'équation des tensions s'écrit :

$$U = v_{c3} + 2L_L \frac{di_{c3}}{dt} + v_{c1} + R_C C_C \frac{dv_{c1}}{dt}$$

En dérivant et remplaçant dv_{c3}/dt et dv_{c1}/dt par :

$$\begin{cases} \frac{dv_{c3}}{dt} = \frac{1}{C_C} \left[i_{c3} + \frac{L_L}{R_L} \frac{di_{c3}}{dt} - i_{T3} \right] \\ \frac{dv_{c1}}{dt} = \frac{1}{C_C} \left[i_{c3} - I_{off} + \frac{L_L}{R_L} \frac{di_{c3}}{dt} \right] \end{cases}$$

$$\text{Il vient que : } L_L C_C \left(2 + \frac{R_C}{R_L} \right) \frac{d^2 i_{c3}}{dt^2} + \left(R_C C_C + \frac{2L_L}{R_L} \right) \frac{di_{c3}}{dt} + 2i_{c3} = I_{off} \left(2 - \frac{t}{t_f} \right)$$

$$\text{On pose alors : } \omega_3 = \frac{1}{\sqrt{L_L C_C \left(1 + \frac{R_C}{2R_L} \right)}}, \quad \alpha_3 = \frac{R_C C_C + \frac{2L_L}{R_L}}{4L_L C_C \left(1 + \frac{R_C}{2R_L} \right)}$$

▪ Si $\omega_3 > \alpha_3$, le courant i_{c3} a pour expression :

$$i_{c3} = \left[-\frac{\alpha_3}{\omega_3^2 t_f} \frac{I_{off}}{\sin(\varphi_5)} \left(e^{-\alpha_3 t} \right) \right] \sin(\beta_5 t + \varphi_5) + I_{off} \left(1 + \frac{1}{2t_1} \left(\frac{2\alpha_3}{\omega_3^2} - t \right) \right) \quad (II-44)$$

$$\text{Avec : } \beta_5 = \sqrt{\omega_3^2 - \alpha_3^2} \quad , \quad \text{tg}(\varphi_5) = \frac{2\alpha_3\beta_5}{2\alpha_3^2 - \omega_3^2}$$

De l'expression de i_{c3} on peut déduire v_{c3} et v_{c1} par :

$$\begin{aligned} v_{c3} &= \frac{1}{2} \left[\frac{I_{\text{off}}}{2C_C t_f} t^2 - R_C (i_{c3} - I_{\text{off}}) - 2L_L \left(1 + \frac{R_C}{2R_L} \right) \frac{di_{c3}}{dt} \right] \\ v_{c1} &= \frac{1}{2} \left[2U - \frac{I_{\text{off}}}{2C_C t_f} t^2 - R_C (i_{c3} - I_{\text{off}}) - 2L_L \left(1 + \frac{R_C}{2R_L} \right) \frac{di_{c3}}{dt} \right] \end{aligned} \quad (\text{II-45})$$

Cette première phase se termine à $t = t_f$ lorsque i_{T3} s'annule, on a alors :

$$\begin{aligned} i_{c3}(t_f) &= \left[-\frac{\alpha_3}{\omega_3^2 t_f} \frac{I_{\text{off}}}{\sin(\varphi_5)} \left(e^{-\alpha_3 t_f} \right) \right] \sin(\beta_5 t_f + \varphi_5) + \frac{I_{\text{off}}}{2} \left(1 + \frac{2\alpha_3}{t_f \omega_3^2} \right) \\ i_{c1}(t_f) &= i_{c3} - I_{\text{off}} \\ v_{c3}(t_f) &= \frac{1}{2} \left[\frac{I_{\text{off}}}{2C_C t_f} t_f^2 - R_C (i_{c3} - I_{\text{off}}) - 2L_L \left(1 + \frac{R_C}{2R_L} \frac{di_{c3}(t_f)}{dt} \right) \right] \\ v_{c1}(t_f) &= U + v_{c3}(t_f) - \frac{I_{\text{off}}}{2C_C} t_f \end{aligned} \quad (\text{II-46})$$

A noter que pendant cette première phase, les variations de i_{c3} , i_{c1} et v_{c1} , v_{c3} sont très faibles, on peut prendre :

$$i_{c3}(t_f) = I_{\text{off}} \quad , \quad i_{c1}(t_f) = 0 \quad , \quad v_{c1}(t_f) = U \quad , \quad v_{c3}(t_f) = I_{\text{off}} t_f / 2C_C$$

➤ Phase 2 ($t_f < t < t'_2$) conduction simultanée de D_C et les diodes D_L

Le schéma équivalent est celui de la figure (II.10), si ce n'est que i_{T3} est maintenant nul. Les équations sont les mêmes que lors du premier intervalle mais avec : $i_{T3} = 0$. Le courant i_{c3} est solution de l'équation :

$$L_L C_C = \left(2 + \frac{R_C}{R_L} \right) \frac{d^2 i_{c3}}{dt^2} + \left(R_C C_C + \frac{2L_L}{R_L} \right) \frac{di_{c3}}{dt} + 2i_{c3} = I_{\text{off}}$$

Ce qui donne, si $\omega_3 > \alpha_3$

$$i_{c3} = \left[\frac{i_{c3}(t_f) - \frac{I_{off}}{2}}{\sin(\varphi_6)} \left(e^{-\alpha_3(t-t_f)} \right) \right] \sin(\beta_5(t-t_f) + \varphi_6) + \frac{I_{off}}{2}$$

(II-47)

$$\approx \frac{I_{off}}{2} \left[1 + \frac{e^{-\alpha_3(t-t_f)}}{\sin(\varphi_6)} \sin(\beta_5(t-t_f) + \varphi_6) \right]$$

Avec : $\text{tg}(\varphi_6) = \beta_5 \frac{i_{c3}(t_f) - \frac{I_{off}}{2}}{\alpha_3 \left(i_{c3}(t_f) - \frac{I_{off}}{2} \right) + \frac{di_{c3}(t_f)}{dt}} \approx \frac{\beta_5}{\alpha_3 + \frac{2}{I_{off}} \frac{di_{c3}(t_f)}{dt}}$

Le courant i_{c1} est encore donné par : $i_{c1} = i_{c3} - I_{off}$

Le calcul de v_{c1} et v_{c3} donne :

$$v_{c3} = \frac{1}{2} \left[\frac{I_{off}}{C_C} \left(t - \frac{t_f}{2} \right) - R_C i_{c1} - 2L_L \left(1 + \frac{R_C}{2R_L} \right) \frac{di_{c3}}{dt} \right]$$

(II-48)

$$v_{c1} = \frac{1}{2} \left[2U - \frac{I_{off}}{C_C} \left(t - \frac{t_f}{2} \right) - R_C i_{c1} - 2L_L \left(1 + \frac{R_C}{2R_L} \right) \frac{di_{c3}}{dt} \right]$$

Cette phase se termine pour $t = t'_2$, quand la tension aux bornes de la diode D_C devient positive, cette diode entre en conduction. La valeur de t'_2 est telle que :

$$v_{c1}(t'_2) + 2L_L \frac{di_{c3}(t'_2)}{dt} = U$$

Ou encore :

$$\frac{I_{off}}{2C_C} \left(t'_2 - \frac{t_f}{2} \right) - \frac{R_C i_{c1}(t'_2)}{2} + L_L \left(1 - \frac{R_C}{2R_C} \right) \frac{di_{c3}(t'_2)}{dt} = U$$

On peut remplacer i_{c1} et di_{c3}/dt par leurs valeurs en $t = t'_2$ mais cela n'apporte pas de simplification, il n'y a pas de solution analytique à cette équation et la valeur de t'_2 doit être calculée par une méthode numérique.

A la fin de la seconde phase, les valeurs atteintes par les variables sont notées : $i_{c1}(t'_2)$, $i_{c3}(t'_2)$, $v_{c1}(t'_2)$, $v_{c3}(t'_2)$.

➤ **Phase 3 ($t'_2 < t < t'_3$) conduction simultanée de D_C , D_1 , et les diodes D_L**

La figure (II-11) donne le schéma équivalent de cette phase, l'un pour le calcul de i_{c1} , i_{c3} et l'autre pour celui de v_{c1} . La figure (II-11-b) donne :

$$v_{c1} = v_{c1}(t'_2) e^{-\frac{t-t'_2}{R_C C_C}} \tag{II-49}$$

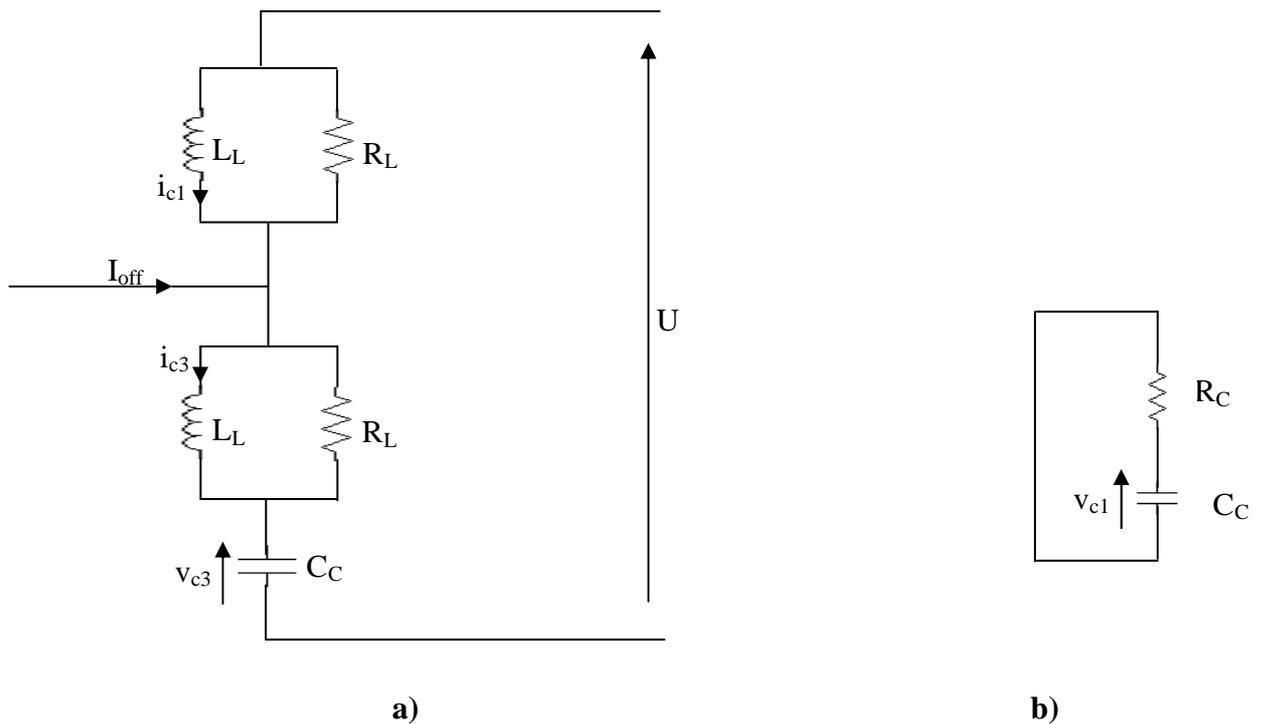


Fig.II.11 : Schéma équivalent de la phase 3

Le premier schéma figure (II-11-a) montre que, comme pour les phases précédentes et pour les mêmes raisons on a : $i_{c1} = i_{c3} - I_{off}$ et $di_{c3}/dt = di_{c1}/dt$.

Puisque : $U = v_{c3} + 2L_L \frac{di_{c3}}{dt}$, avec : $C_C \frac{dv_{c3}}{dt} = i_{c3} + \frac{L_L}{R_L} \frac{di_{c3}}{dt}$

Le courant i_{c3} est solution de l'équation différentielle :

$$2L_L C_C \frac{d^2 i_{c3}}{dt^2} + \frac{L_L}{R_L} \frac{di_{c3}}{dt} + i_{c3} = 0$$

En utilisant les paramètres ω_1 , α_1 et β_1 définis lors de l'étude de la phase 3 de la commutation à la fermeture, on obtient si $\omega_1 > \alpha_1$:

$$i_{c3} = \left[\frac{i_{c3}(t'_2)}{\sin(\varphi_7)} e^{-\alpha_1(t-t'_2)} \right] \sin(\beta_1(t-t'_2) + \varphi_7) \quad (\text{II-50})$$

Avec :

$$\text{tg}(\varphi_7) = \frac{\beta_1 i_{c3}(t'_2)}{\alpha_1 i_{c3}(t'_2) + \frac{di_{c3}(t'_2)}{dt}}$$

De l'équation : $v_{c3} = U - 2L_L \frac{di_{c3}}{dt}$, on déduit :

$$v_{c3} = U - 2L_L i_{c3} (-\alpha_1 + \cot g \beta_1(t-t'_2) + \varphi_7) \quad (\text{II-51})$$

Cette phase se termine lorsque le courant dans la diode D_L change de signe, ce qui entraîne le blocage de cette diode. Ceci se produit pour $t = t'_3$, tel que :

$$i_{c3}(t'_3) + \frac{L_L}{R_L} \frac{di_{c3}(t'_3)}{dt} = 0$$

Ce qui donne :

$$t'_3 = t'_2 + \frac{1}{\beta_1} \left[\arctg \left(\frac{\beta_1}{\alpha_1 - \frac{R_L}{L_L}} \right) - \varphi_7 \right]$$

A la fin du troisième intervalle on a :

$$i_{c3}(t'_3) = \beta_1 \frac{L_L}{R_L} \frac{i_{c3}(t'_2)}{\sin(\varphi_7)} \left(e^{-\alpha_1(t'_3-t'_2)} \right)$$

$$i_{c1}(t'_3) = i_{c3}(t'_3) - I_{\text{off}}$$

$$v_{c3}(t'_3) = U + 2R_L i_{c3}(t'_3)$$

C'est à la fin de la troisième phase que la tension v_{T3} aux bornes du transistor T_3 est maximale, la tension est donnée par :

$$(v_{T3})_{\text{max}} = v_{c3}(t'_3) = U + 2\beta_1 L_L \frac{i_{c3}(t'_2)}{\sin(\varphi_7)} \left(e^{-\alpha_1(t'_3-t'_2)} \right)$$

➤ Phase 4 ($t > t'_3$) conduction simultanée de D_1 et les diodes D_L

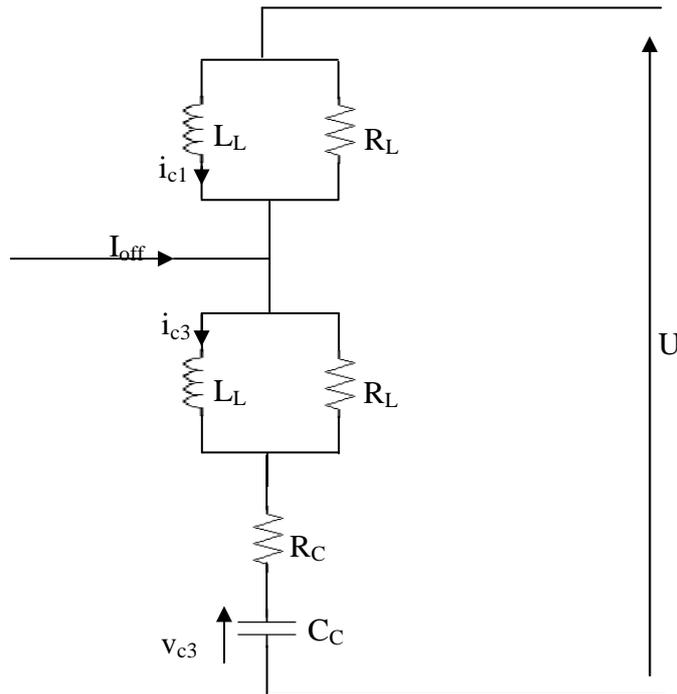


Fig. II.12 : Schéma équivalent de la phase 4

Le schéma équivalent pour le calcul de i_{c1} , i_{c3} et v_{c3} est celui de la figure (II-12). Comme pour les phases précédentes, on a encore : $i_{c1} = i_{c3} - I_{off}$ et $\frac{di_{c1}}{dt} = \frac{di_{c3}}{dt}$.

$$U = v_{c3} + R_C C_C \frac{dv_{c3}}{dt} + 2L_L \frac{di_{c3}}{dt} \quad \text{et} \quad C_C \frac{dv_{c3}}{dt} = i_{c3} + \frac{L_L}{R_L} \frac{di_{c3}}{dt}$$

On déduit :

$$2L_L C_C \left(1 + \frac{R_C}{2L_L}\right) \frac{d^2 i_{c3}}{dt^2} + \left(R_C C_C + \frac{L_L}{R_L}\right) \frac{di_{c3}}{dt} + i_{c3} = 0.$$

En utilisant les paramètres ω_2 , α_2 , β_3 et φ_3 définis lors de l'étude de la phase 4 de la commutation à la fermeture, on obtient si $\omega_2 > \alpha_2$:

$$i_{c3} = \left[\frac{i_{c3}(t'_3)}{\sin(\varphi_3)} \left(e^{-\alpha_2(t-t'_3)} \right) \right] \sin(\beta_3(t-t'_3) + \varphi_3) \quad \text{(II-52)}$$

Le calcul de v_{c3} donné :

$$v_{c3} = U - R_C i_{c3} - 2L_L \left(1 + \frac{R_C}{2R_L}\right) i_{c3} (-\alpha_2 + \beta_3 \cot g(\beta_3(t-t'_3) + \varphi_3)) \quad \text{(II-53)}$$

Lorsque t tend vers l'infini, i_{c3} tend vers zéro, i_{c1} tend vers $-I_{\text{off}}$ et v_{c1} tend vers zéro. La diode D_1 se retrouve seule conductrice et la commutation se termine.

II.6. Choix des éléments de Snubber

Le choix résulte d'un compromis entre la limitation de la surintensité et de la surtension dans les transistors aux moments des commutations, et la limitation de la puissance dissipée dans les transistors pendant ces commutations [SEG95].

Les relations obtenues précédemment (lors de l'étude de la commutation) ne permettent pas d'aboutir à des expressions générales des surtensions et des surintensités. Néanmoins ces dernières peuvent être exprimées par des relations empiriques [SEG95].

$$\frac{\Delta I}{\sqrt{2}I} = \frac{k_1}{\sqrt{2}} \left[1 + \sqrt{2K_2} \exp \left(-\sqrt{2k_2} \left(\frac{\sqrt{2}}{k_1} + \frac{\pi}{4} \right) \right) \right] \quad (\text{II-54})$$

La surtension produite rapportée à la valeur moyenne de la tension, soit U est donnée par :

$$\frac{\Delta V}{U} = \frac{\sqrt{2}}{k_1} \exp \left[-\frac{1}{\sqrt{1-8k_2}} \operatorname{arcth}(\sqrt{1-8k_2}) \right] \quad (\text{II-55})$$

Tel que : $k_1 = \sqrt{\frac{C_C}{2L_L}} \frac{U}{I}$

$$k_2 = \frac{R_L}{R_C} \quad (\text{II-56})$$

$$\tau = \frac{L_L}{R_L} = R_C C_C$$

Il existe des abaques représentant les variations de $\Delta I / \sqrt{2}I$ et de $\Delta V / U$ en fonction de k_1 et k_2 . Ayant choisi k_1 et k_2 pour limiter ΔI et ΔV , on déduit les composants du snubber à l'aide des relations suivantes :

$$R_C = \frac{U}{Ik_1\sqrt{2k_2}} \quad R_L = k_2 R_C \quad (\text{II-57})$$

$$C_C = \frac{\tau}{R_C} = \frac{I}{U} \tau k_1 \sqrt{2k_2}$$

$$L_L = \tau R_L$$

τ doit être choisi grand devant le temps de descente du courant ($\tau \approx 10t_f$) [SEG95].

II.7. Principe de la modulation de largeur d'impulsions

La modulation de largeur d'impulsions (en anglais. *Pulse Width Modulation*) consiste à former chaque alternance de la tension désirée de plusieurs créneaux de largeurs convenables.

La multiplication du nombre des impulsions formant chaque alternance d'une tension présente deux avantages importants :

- Elle repousse vers les fréquences les plus élevées les harmoniques de la tension d'entrée, ce qui facilite le filtrage ;
- Elle permet de faire varier la valeur du fondamental de la tension.

L'essor de la modulation de largeur d'impulsions est lié aux progrès sur les semi-conducteurs de puissance. Avec des composants très rapides fonctionnant à des fréquences élevées, on peut augmenter le nombre de commutations sans introduire des pertes excessives.

Le plus souvent, on détermine en temps réel les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs à l'aide d'une électronique de commande analogique ou numérique, ou en faisant simultanément appel à ces deux techniques.

La détermination de ces instants est obtenue par l'utilisation des intersections d'ondes de fréquences différentes. Dans certaines applications, on calcul et on mémorise au préalable les instants de commande. Les interrupteurs sont ensuite commandés par microprocesseur.

II.8. Modulation sinusoïdale

II.8.1. Caractéristiques de la modulation

Pour une référence sinusoïdale, deux paramètres caractérisent la commande :

- L'indice de modulation m , égal au rapport f'/f des fréquences de la porteuse et de la référence ;
- Le coefficient de réglage en tension r , égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence à la valeur crête de l'onde de modulation.

D'ordinaire, la modulation est synchrone, c'est-à-dire f' est multiple de f . La tension d'entrée u_e est alors vraiment périodique et a bien une période $T=1/f$.

Pour le cas du convertisseur, pour que les deux alternances de la tension d'entrée soient identiques au signe près, il faut que m soit pair.

On désigne par $P = \frac{m}{2} - 1$ le nombre d'impulsions par alternance.

- La figure (II-13) illustre les angles de commutation θ_i ($i=1; 6$), ou u_e la tension d'entrée du convertisseur en supposant que la tension de sortie v_c est constante et égale à U et la forme du courant de sortie i_s en supposant que le courant d'entrée i_r est sinusoïdal pour : $m=14$, $P = 6$, $r = 0,8$.

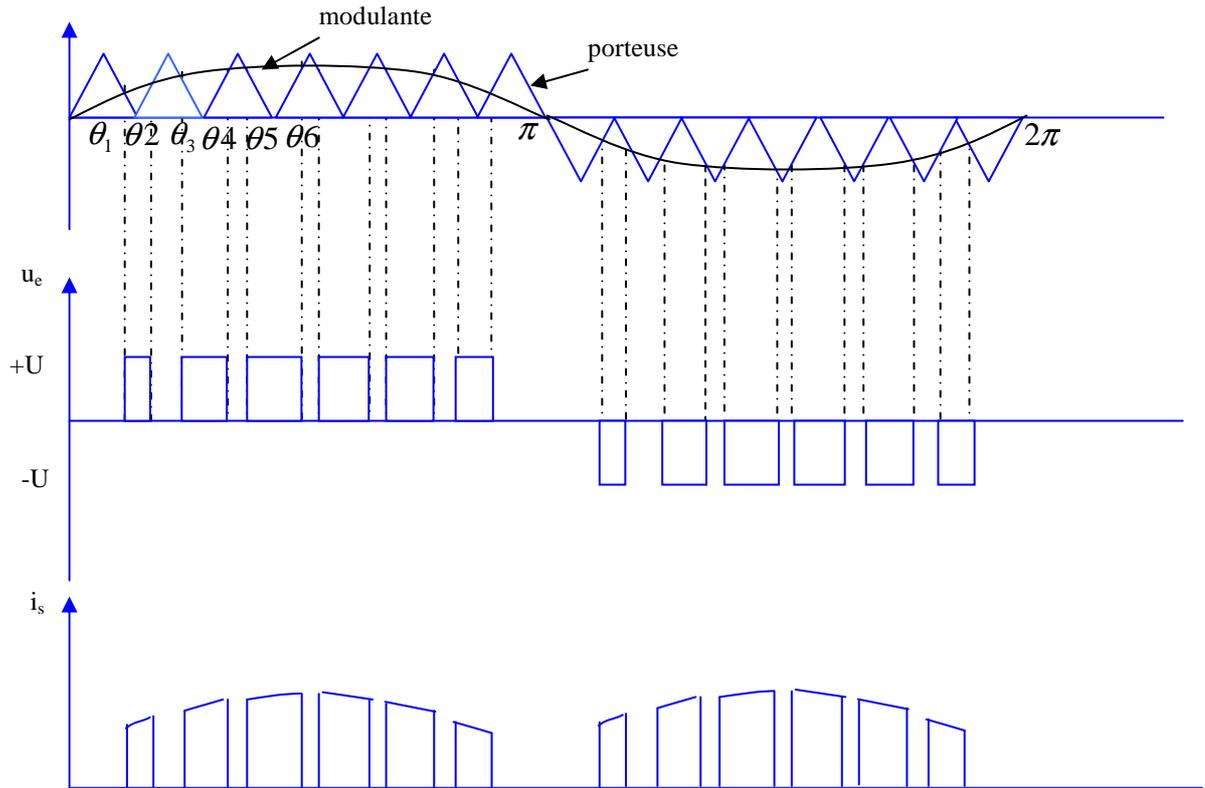


Fig.II.13 : Forme d'onde du courant de sortie i_s et de la tension d'entrée u_e

II.8 .2. Etude de la tension d'entrée

En se basant sur la forme d'onde de la tension u_e , on peut obtenir son développement en série de fourrier par :

$$u_e = \sum_{h=1}^{\infty} (A_h \sin(h\omega t) + B_h \cos(h\omega t)) \quad (\text{II-58})$$

Avec :

$$A_h = \frac{2}{T} \int_0^T u_e \sin(h\omega t) dt \quad (\text{II-59})$$

$$B_h = \frac{2}{T} \int_0^T u_e \cos(h\omega t) dt$$

Comme u_e est impaire et symétrique alors B_h est nul et u_e peut s'écrire sous la forme :

$$u_e \begin{cases} u_{ep} & \text{si } 0 \leq \theta \leq \pi \\ -u_{ep} & \text{si } \pi \leq \theta \leq 2\pi \end{cases} \quad (\text{II-60})$$

Tel que $\theta = \omega t$ et u_{ep} est la partie de u_e correspondant à l'alternance positive. Dans ce cas, l'expression de A_h devient :

$$A_h = \frac{1}{\pi} \left[\int_0^{\pi} u_{ep} \sin(h\theta) d\theta - (-1)^h \int_0^{\pi} u_{ep} \sin(h\theta) d\theta \right] \quad (\text{II-61})$$

Si h est pair, $A_h = 0$

Si h est impair alors :

$$A_h = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} u_{ep} \sin(h\theta) d\theta \quad (\text{II-62})$$

Sachant que u_e est symétrique par rapport à $\frac{\pi}{2}$, le calcul de A_h se ramène à l'expression suivante :

$$A_h = \frac{4U}{h\pi} \left[\cos(h\theta_1) - \cos(h\theta_2) + \cos(h\theta_3) \dots \dots \dots (-1)^p \cos(h\theta_p) \right] \quad (\text{II-63})$$

D'où la valeur efficace de l'harmonique d'ordre h :

$$U_{eh} = \frac{2\sqrt{2}U}{h\pi} \left[\cos(h\theta_1) - \cos(h\theta_2) + \cos(h\theta_3) \dots \dots \dots (-1)^p \cos(h\theta_p) \right] \quad (\text{II-64})$$

II.8.2.1. Fondamental et déchet de tension

Nous avons montré au chapitre précédent que lorsque l'indice de modulation m est suffisant pour que l'harmonique d'ordre 3 de la tension u_e soit négligeable, la valeur efficace du fondamental de la tension d'entrée u_e peut être donné par :

$$U_{e1} = \frac{1}{\sqrt{2}} rU \quad (\text{II-65})$$

La valeur maximale que peut prendre r est 1 ce qui correspond à :

$$(U_{e1})_{\max} = \frac{U}{\sqrt{2}} \quad (\text{II-66})$$

Dans le cas de la commande pleine onde, la valeur efficace du fondamental est :

$$U_{e10} = \frac{2\sqrt{2}U}{\pi} \quad (\text{II-67})$$

Le rapport entre ces deux valeurs efficaces donne :

$$\frac{U_{e1}}{U_{e10}} = \frac{\pi}{4} = 0.785 \quad (\text{II-68})$$

Donc la M.L.I produit un déchet de tension de 21,46% . .

En réalité, si on tient compte de la largeur minimale à donner à chaque créneau de tension, on doit limiter r à une valeur inférieure à l'unité. Sa valeur maximale est donnée quand P est grand par :

$$r_{\max} = 1 - \frac{P\Delta\theta}{\pi} = 1 - \left(\frac{m}{2} - 1\right) \frac{\Delta\theta}{\pi} \quad (\text{II-69})$$

D'où la nouvelle expression du déchet de tension.

$$\left(\frac{U_{e1}}{U_{e10}}\right)_{\max} = \frac{\pi}{4} \left[1 - \left(\frac{m}{2} - 1\right) \frac{\Delta\theta}{\pi} \right] \quad (\text{II-70})$$

A m donnée, le déchet de tension croît en fonction de θ .
Mais il apparaît une valeur minimale de r et donc de U_{e1} . Elle correspond à la largeur minimale $\Delta\theta$ des intervalles à u_e nulle.

Le déchet minimal est :

$$\left(\frac{U_{e1}}{U_{e10}}\right)_{\min} = \frac{\pi}{4} \left(\frac{m}{2} - 1\right) \frac{\Delta\theta}{\pi} \quad (\text{II-71})$$

Par conséquent, l'augmentation du déchet de tension, au fur et à mesure que m croît est l'une des raisons qui conduit à limiter la valeur de m .

II.8.2.2. Taux d'harmoniques et harmoniques restants

On peut calculer le taux d'harmoniques par l'expression suivante :

$$\text{THD} = \frac{1}{U_{e1}} \left[\sum_{K=1}^{\infty} U_{2K+1}^2 \right]^{\frac{1}{2}} = \frac{1}{U_{e1}} \sqrt{U_e^2 - U_{e1}^2} \quad (\text{II-72})$$

U_e est la valeur efficace de la tension d'entrée u_e .

La figure (II-14) montre la variation du taux d'harmoniques en fonction de l'indice de modulation m pour plusieurs valeurs du rapport r .

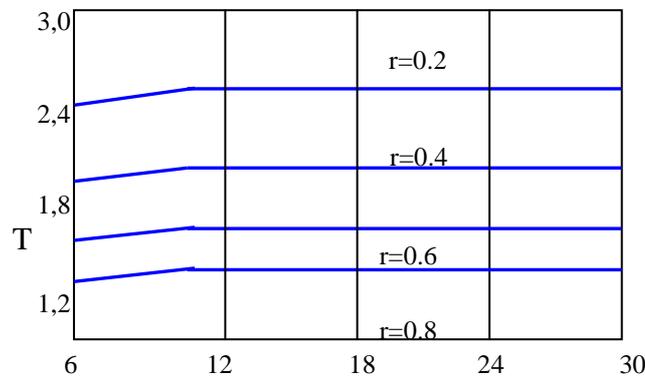


Fig. II.14 : Le taux d'harmonique pour une modulation sinusoïdale

On remarque que la modulation de largeur d'impulsion ne réduit pas le taux d'harmoniques, celui-ci est pratiquement indépendant de m , mais elle permet de pousser les harmoniques vers les fréquences les plus élevées, ce qui facilite leur filtrage.

Pour voir l'influence des deux paramètres m et r sur le contenu harmonique de la tension d'entrée, on a tracé à la figure (II-15) la variation des premiers harmoniques dominants en fonction de r pour quatre valeurs de m . (toutes les valeurs sont rapportées à $2\sqrt{2}U/\pi$).

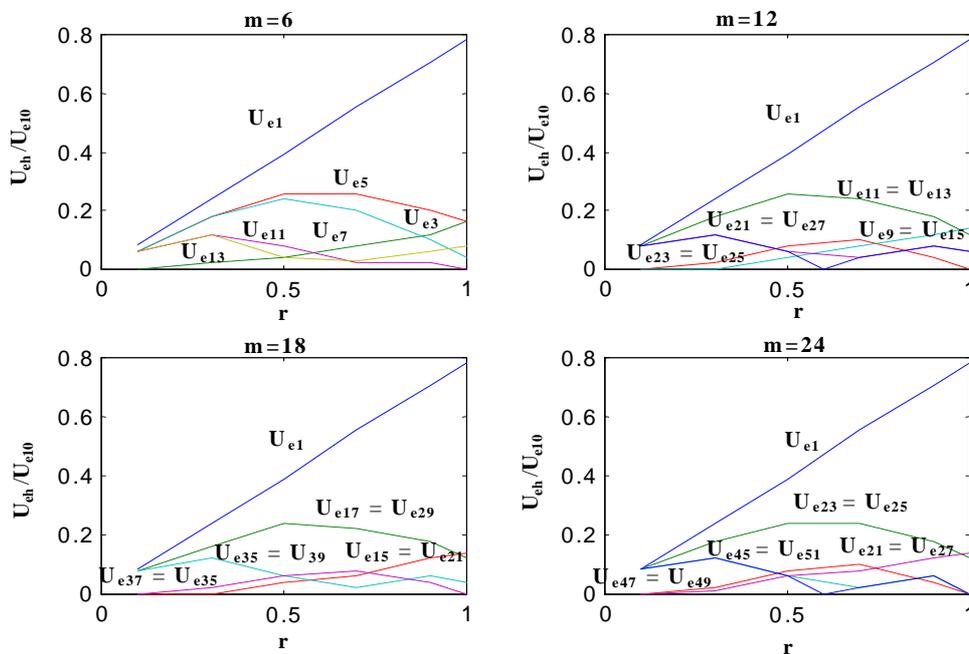


Fig. II.15 : Variation des premiers harmoniques de u_e

Les courbes représentées par cette figure montrent que :

Lorsque m est fixe :

- Le fondamental est proportionnel à r ,
- Au fur et à mesure que r augmente certains harmoniques qui étaient nuls apparaissent.

Lorsque r est fixe :

- La variation de m n'influe pas sur le fondamental (amplitude),
- Pour les faibles valeurs de m ($m=6$), la tension u_e contient des harmoniques non nuls d'ordre faible (5,7). L'harmonique 3 devient non nul pour des valeurs élevées de r ,
- Lorsque m augmente, cela permet d'éliminer les premiers harmoniques (3, 5, 7, 9 pour $m=12$) et (3, 5, 7,19 pour $m=18$) mais certains harmoniques d'ordre plus élevés apparaissent.

II.8.3. Etude du courant de sortie

Comme le montre la figure (II-13), le courant i_s à la sortie du convertisseur a une fréquence double de celle des grandeurs d'entrée. La valeur de ces diverses composantes se déduit de la conservation de la puissance instantanée entre l'entrée et la sortie du convertisseur.

Sa valeur moyenne est donnée par :

$$\bar{I}_s = \frac{U_{e1} I_r}{U} \cos(\varphi - \delta) \quad (\text{II-73})$$

Tel que I_r est la valeur efficace du courant d'entrée supposé sinusoïdal.

Si on tient compte de l'égalité (II-65) on obtient :

$$\bar{I}_s = \frac{1}{\sqrt{2}} r I_r \cos(\varphi - \delta) \quad (\text{II-74})$$

Le maximum de cette valeur est égal à $I_r / \sqrt{2}$, alors que sans MLI il était $2\sqrt{2}I_r / \pi$. Le maximum est donc divisé par $4/\pi$, cela est dû au déchet de tension.

Le fondamental de la tension d'entrée donne dans le courant de sortie un terme de fréquence $2f$. Si m est suffisant, l'harmonique d'ordre 2 du courant de sortie est dû au seul fondamental de u_e et a pour valeur efficace :

$$I_{s2} = \frac{1}{2} r I_r \quad (\text{II-75})$$

II.9. Modulation calculée

Au lieu de déterminer les angles de commutations en temps réel, on peut calculer préalablement les séquences de commande, les mémoriser et commander les interrupteurs à partir de ces séquences mémorisées. La détermination des angles correspondant aux séquences peut utiliser les mêmes lois que celles utilisées pour la commande en temps réel. Les performances obtenues avec celle-ci sont loin d'être mauvaises.

Pour la modulation calculée, on ne peut plus utiliser à proprement parler la notion d'indice de modulation puisque les angles de commutation sont calculés sur des bases autres que l'intersection d'ondes de fréquence différente [ENJ90].

On caractérise la tension d'entrée par :

- Le nombre d'impulsions par alternance P.
- Le rapport entre la valeur efficace U_{e1} du fondamental et la valeur U_{e10} qu'on aurait si la tension d'entrée était formée à chaque alternance d'un seul créneau de largeur angulaire égale à π .

Que P soit pair ou impair, P angles suffisent pour déterminer la largeur de l'ensemble des créneaux.

II.9.1. Elimination des premiers harmoniques de la tension d'entrée

Que le nombre P d'impulsions par alternance soit pair ou impair, la valeur efficace du fondamental et celle des divers harmoniques impairs de la tension d'entrée u_e est donnée par :

$$u_{eh} = \frac{U_{e10}}{h} \left[\cos(h\theta_1) - \cos(h\theta_2) + \dots \dots (-1)^{h+1} \cos(h\theta_p) \right] \quad (II-76)$$

On dispose de P angles pour déterminer la largeur des P impulsions. On peut varier la valeur de la tension d'entrée et annuler les (P-1) premiers harmoniques impairs en résolvant le système d'équations non linéaires suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} \cos(\theta_1) - \cos(\theta_2) + \dots \dots \dots (-1)^{p+1} \cos(\theta_p) = \frac{U_{e1}}{U_{e10}} \\ \cos(3\theta_1) - \cos(3\theta_2) + \dots \dots \dots (-1)^{p+1} \cos(3\theta_p) = 0 \\ \cos(5\theta_1) - \cos(5\theta_2) + \dots \dots \dots (-1)^{p+1} \cos(5\theta_p) = 0 \\ \cos((2p+1)\theta_1) - \cos((2p+1)\theta_2) + \dots \dots \dots (-1)^{p+1} \cos((2p+1)\theta_p) = 0 \end{array} \right. \quad (II-77)$$

Le premier harmonique restant est celui de rang (2P+1). Il y a donc (4P+2) commutations à effectuer par période.

II.10. Analyse des performances de la technique delta

La modulation delta est une variation d'un code en impulsions employée dans le réseau de télécommunication, elle est la simple méthode connue pour convertir un signal analogique à un signal logique [SEG95].

Dans sa forme simple figure (II-16), un signal d'entrée analogique $y(t)$ est transformé en impulsions par un modulateur «delta», ces impulsions sont par la suite transformées en un signal analogique $\check{y}(t)$ par un intégrateur dans la boucle de retour. En suite, $\check{y}(t)$ sera extrait de $y(t)$ pour former l'erreur $(y(t) - \check{y}(t))$. Cette erreur est quantifiée à deux niveaux possibles $\pm \Delta$.

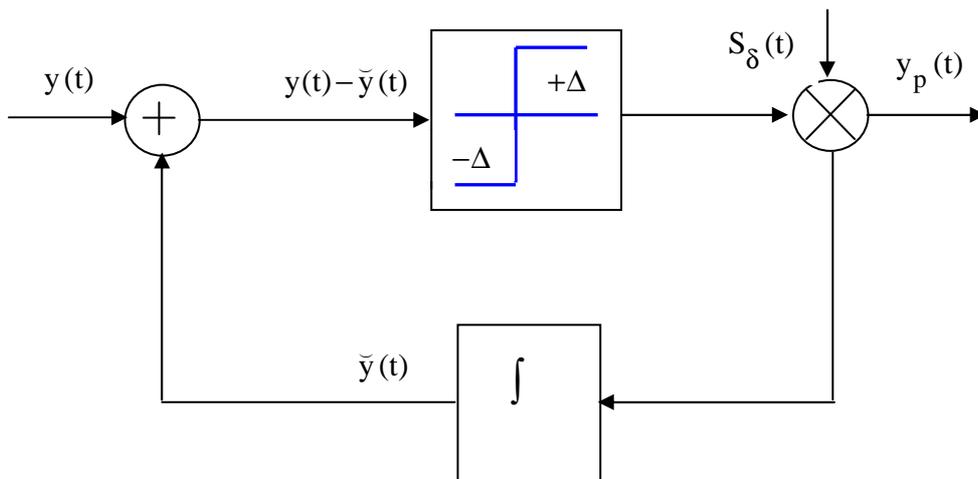


Fig. II.16 : Schéma fonctionnel de la technique DELTA

La boucle de retour assure que la polarité des impulsions est ajustée par le signe de l'erreur. Quand $\tilde{y}(t)$ est inférieur à $y(t)$, l'impulsion a le niveau $+\Delta$, lorsque cette impulsion est intégrée, elle produit un changement au niveau de $\tilde{y}(t)$ d'ordre Δ .

Ce processeur continue jusqu'à ce que $\tilde{y}(t)$ dépasse $y(t)$ ce qui cause une impulsion négative.

La figure (II-17) montre la méthode avec laquelle on peut obtenir le signal u_e . Pour cette technique, i_r est une estimation d'un signal sinusoïdal, il peut osciller à l'intérieur d'une bande définie de largeur h de part et d'autre d'un signal de référence i_{ref} sinusoïdale.

Les impulsions sont obtenues à l'intersection du courant réel avec la référence diminuée ou augmentée de la largeur de la bande d'hystérésis.

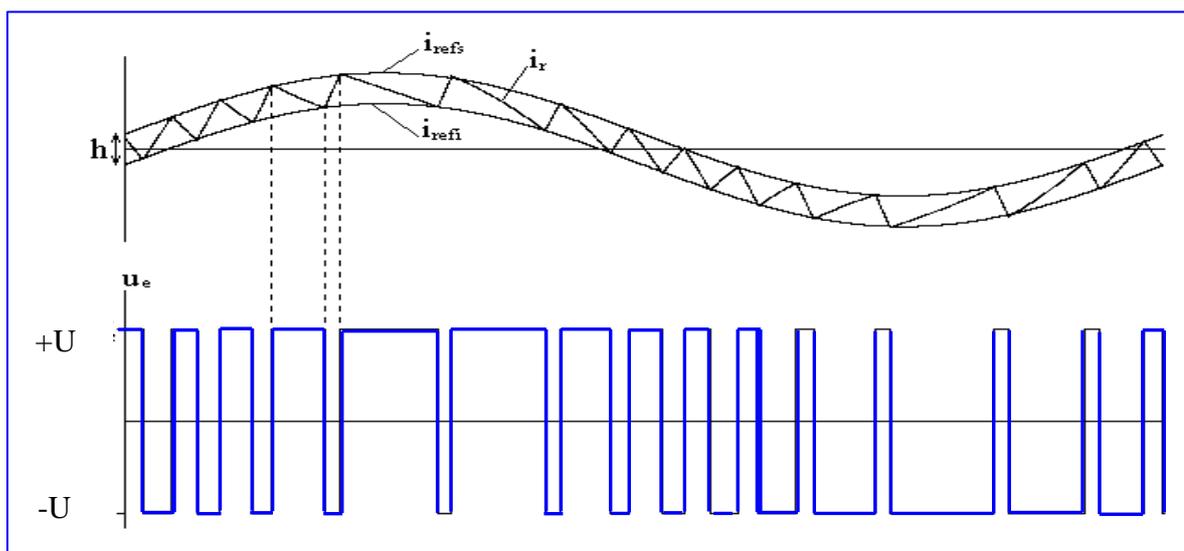


Fig. II-7 : Principe de la technique delta

II.11. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons détaillé l'étude du redresseur. Cette étude a montré les avantages que ce convertisseur présente par rapport aux redresseurs classiques à savoir : diversité de mode de fonctionnement (redresseur, onduleur et compensateur) avec un facteur de puissance variable.

Nous avons montré également que le fonctionnement du convertisseur peut être décrit par l'équation d'un cercle dans l'axe des puissances actives et réactives. A partir des équations développées, nous avons déterminé les limites de stabilité du convertisseur et les conditions nécessaires pour assurer son fonctionnement.

L'étude de la commutation de ce convertisseur peut mener au bon choix des éléments d'aide à la commutation. Un calcul optimal de ces éléments rend le convertisseur plus souple et plus performant.

L'étude faite dans ce chapitre sur les techniques de la modulation de largeur d'impulsion à savoir la modulation sinusoïdale, la modulation calculée et la technique delta a montré que ces techniques réduisent d'une manière considérable l'effet néfaste des harmoniques, ce qui permet d'alléger les paramètres du filtrage. Ces techniques produisent un déchet de tension et possèdent un taux d'harmonique constant.

Pour la modulation sinusoïdale, il faut limiter m à une valeur acceptable pour ne pas augmenter le déchet de tension. Le niveau de tension varie en fonction de r , tandis que m permet de faire apparaître ou disparaître certains harmoniques qui se regroupent en familles.

Pour la modulation calculée, le choix du nombre d'impulsions par alternance P pour la détermination des angles de commutations et l'élimination de $(P-1)$ premiers harmoniques est limité par le déchet de tension, ce dernier augmente avec P , Les harmoniques restants présentent une variation identique avec des fréquences différentes.

La technique delta(ou hystérésis) présente l'avantage d'être simple, mais la fréquence de découpage n'est pas fixe (elle évolue librement).

Chapitre III

Modélisation - Régulation - Résultats de simulation

Plan du chapitre III

III.1. Modélisation	89
III.1.1. Introduction	89
III.1.2. Modélisation du redresseur monophasé	89
III.1.3. Mise en équations de l'association redresseur monophasé-charge	91
III.1.4. Modélisation du redresseur triphasé	94
III.1.5. Mise en équations de l'association redresseur triphasé — charge	97
III.2. Etude de la régulation en cascade d'un redresseur triphasé MLI	100
III.2.1. Introduction	100
III.2.2. Modélisation des éléments de la boucle cascade.	100
III.2.2.1. Description du redresseur triphasé MLI	100
III.2.2.1.1. Partie puissance	100
III.2.2.2. Partie commande	101
III.2.2.2. Modélisation de la boucle interne	101
III.2.2.3. Modélisation de la boucle externe	102
III.2.3. Schémas fonctionnels complets du redresseur triphasé à MLI.	103
III.2.3.1. Introduction	103
III.2.3.2. Bilan de la puissance	104
III.2.3.2.1. Calcul de la puissance active	104
III.2.3.2.2. Calcul de la puissance réactive	104
III.2.3.2.3. Consignes des régulations de courant dans le repère abc	105
III.2.3.3. Structure de la régulation cascade dans le référentiel abc	106
III.2.3.3.1. Schéma fonctionnel complet du redresseur triphasé à MLI...	106
III.2.3.3.2. Mise en œuvre de la régulation.....	110
III.2.4. Synthèse des régulateurs.	110
III.2.4.1. Régulateur en courant de la boucle interne	110
III.2.4.1.1. Utilisation d'un régulateur PI	111
III.2.4.2. Régulateur en tension de la boucle externe	111
III.3. Application de la stratégie triangulaire-sinusoïdale	112
III.3.1. Résultats de simulation en monophasé	114
III.3.2. Résultats de simulation en triphasé (première simulation)	119
III.3.3. Résultats de simulation en triphasé avec régulation	124
III.3.4. Résultat de simulation en triphasé (deuxième simulation)	126
III.3.5. Résultat de simulation en triphasé avec régulation (deuxième simulation)...	129
III.4. Etude de l'association redresseur- onduleur de tension – machine asynchrone	133
III.4.1. Introduction	133
III.4.2. Caractéristiques de la machine asynchrone alimentée par un convertisseur	133
III.4.3. Avantages de la structure étudiée.	134
III.4.4. Description de l'ensemble redresseur-onduleur de tension-machine asynchrone	134
III.4.5. Modélisation du redresseur AC/DC	134
III.4.6. Modélisation de l'onduleur de tension	134
III.4.7. Modélisation de la machine asynchrone.	138
III.5. Conclusion	145

III.1. Modélisation

III.1.1. Introduction

L'utilisation des redresseurs classiques cause un fort taux d'harmoniques généré dans le réseau entraînant des distorsions dans l'onde de tension, ce qui conduit à la détérioration du facteur de puissance du côté réseau [DEN01].

Pour éviter ces perturbations, on s'oriente de plus en plus vers le remplacement des redresseurs classiques par des redresseurs à modulation de largeur d'impulsions capables :

- d'imposer une forme de courant sinusoïdale quel que soit le type de charge ;
- de contrôler le facteur de puissance ;
- d'assurer la réversibilité fonctionnelle.

Dans ce chapitre, nous traitons de la modélisation du redresseur associé à deux types de charges commandés par la stratégie triangulo-sinusoïdale. Nous présentons les résultats de simulation obtenus pour un fonctionnement en redresseur.

III.1.2. Modélisation du redresseur monophasé

A partir du schéma de principe illustré à la figure (II-1-a), et en remplaçant chaque couple transistor+diode en antiparallèle par un interrupteur parfait, on obtient la représentation illustrée par la figure (III-1).

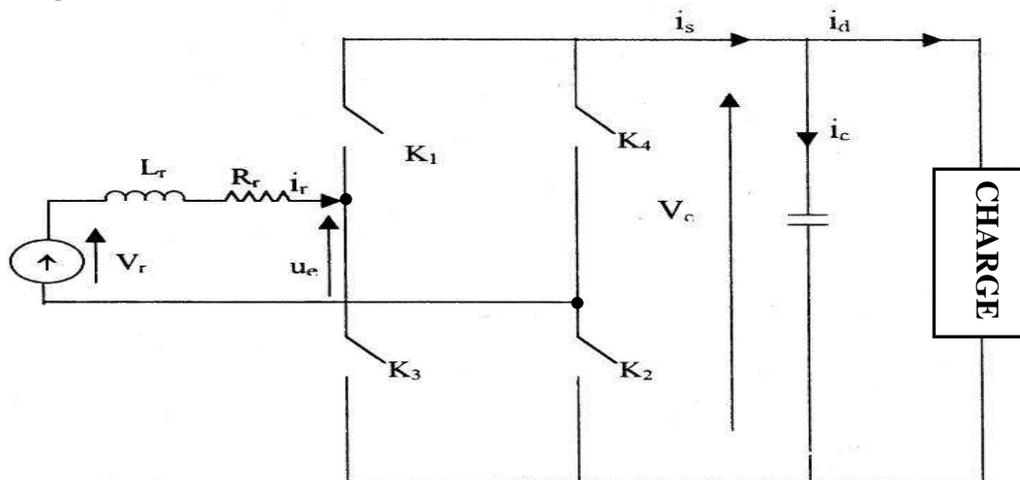


Fig.III.1 : Représentation simplifiée du redresseur monophasé

Le fonctionnement réversible du redresseur peut être représenté par le modèle suivant:

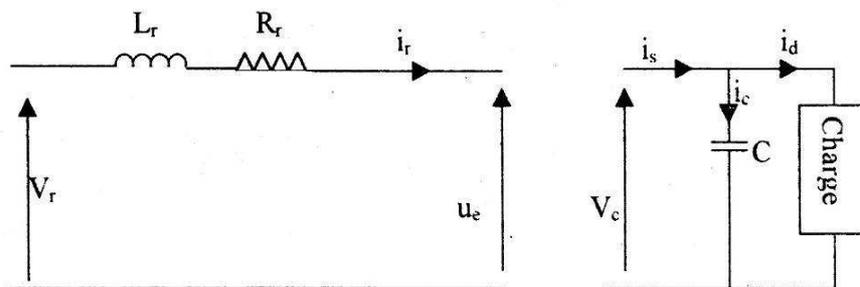


Fig.III.2 : Modèle du redresseur

Cela nous permet d'exprimer la relation entre les grandeurs d'entrée et celles de la sortie du redresseur par les équations suivantes :

$$\begin{cases} u_e = U_1 \cdot V_c \\ i_s = U_1 \cdot i_r \end{cases} \quad (\text{III-1})$$

U_1 : représente la fonction commande du redresseur, elle dépend des séquences de fermeture et d'ouverture des interrupteurs k_1, k_2, k_3 et k_4 .

$$U_1 = \begin{cases} 1 & \text{si (K1 et k2) fermés, (k3 et k4) ouverts} \\ 0 & \text{si (K1 et k4) fermés, (k2 et k3) ouverts} \\ & \text{ou si (K1 et k4) ouverts, (k2 et k3) fermés} \\ -1 & \text{si (K1 et k2) ouverts, (k3 et k4) fermés} \end{cases} \quad (\text{III-2})$$

En MLI, suivant la forme de U_1 , la commande est dite unipolaire ou bipolaire (figure III-3), le choix entre les deux types de commande dépend essentiellement de la forme de u_c désirée.

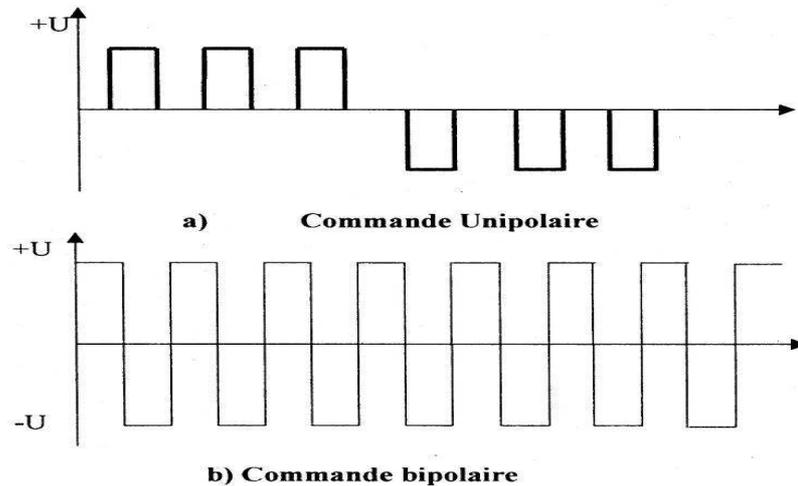


Fig.III.3 : Type de commande en MLI

Comme on le constate trois états sont possibles pour U_1 dans le cas de la commande unipolaire à savoir (1, 0 ou -1).

- Pour $U_1=1$, la configuration de l'ensemble source-redresseur-charge est représenté par la figure (III-4-a). La tension d'entrée du redresseur et le courant de sortie sont donnés par :

$$\begin{aligned} u_e &= V_c \\ i_s &= i_r \end{aligned}$$

- Pour $U_1=0$, figure (III-4-b), dans ce cas u_e et i_s seront tous les deux nuls.

$$\begin{aligned} u_e &= 0 \\ i_s &= 0 \end{aligned}$$

- Enfin pour $U_1=-1$, figure (III-4-c), les variables u_e et i_s sont données par :

$$\begin{aligned} u_e &= -V_c \\ i_s &= -i_r \end{aligned}$$

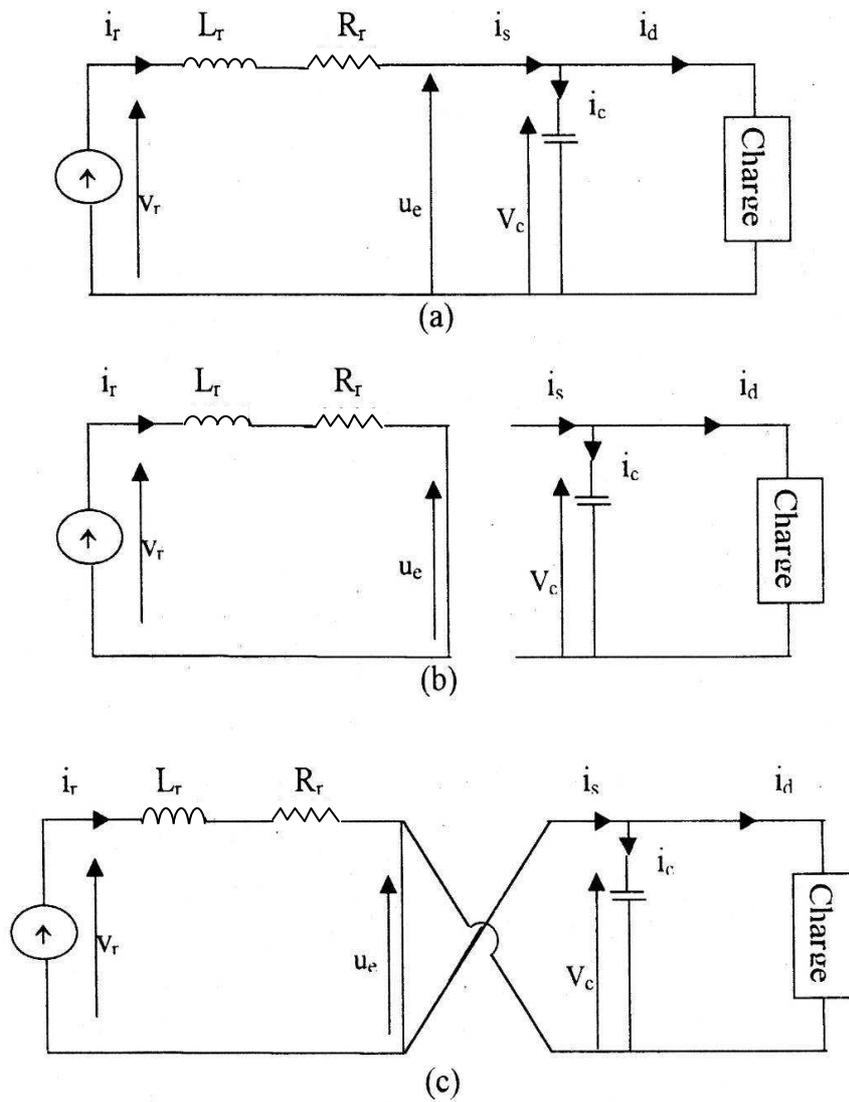


Fig.III.4 : Modèles des différents modes de fonctionnement du redresseur

v_r et i_r étant respectivement la tension de la source d'alimentation et le courant à l'entrée du redresseur.

III.1.3. Mise en équations de l'association redresseur monophasé — charge

Les équations donnant le courant d'entrée et la tension de sortie du convertisseur sont les suivantes :

$$\frac{di_r}{dt} = \frac{V_r - R_r i_r - u_e}{L_r}$$

$$\frac{dV_c}{dt} = \frac{i_s - i_d}{c}$$

(III-3)

i_d étant le courant absorbé par la charge (cas monophasé), cependant les équations le donnant dépendent de la nature de celle-ci :

- Marche à vide :

$$i_d = 0$$

- Débit sur charge résistive (R_d) :

$$i_d = \frac{V_c}{R_d} \quad (\text{III-4})$$

- Débit sur charge résistive inductive (R_d, L_d) :

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{V_c - R_d i_d}{L_d} \quad (\text{III-5})$$

- Débit sur une charge active (R_d, L_d, E) :

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{V_c - R_d i_d - E}{L_d} \quad (\text{III-6})$$

- Et enfin pour le débit sur un moteur à courant continu à excitation indépendante :

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{(V_c - R_m i_d - k\Omega)}{L_m} \quad (\text{III-7})$$

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{(k i_d - k_r \Omega)}{J_m} \quad (\text{III-8})$$

La simulation s'exécute selon l'organigramme de la figure (III-5). Les interrupteurs sont commandés deux à deux. La commande des interrupteur d'un même bras est complémentaire..

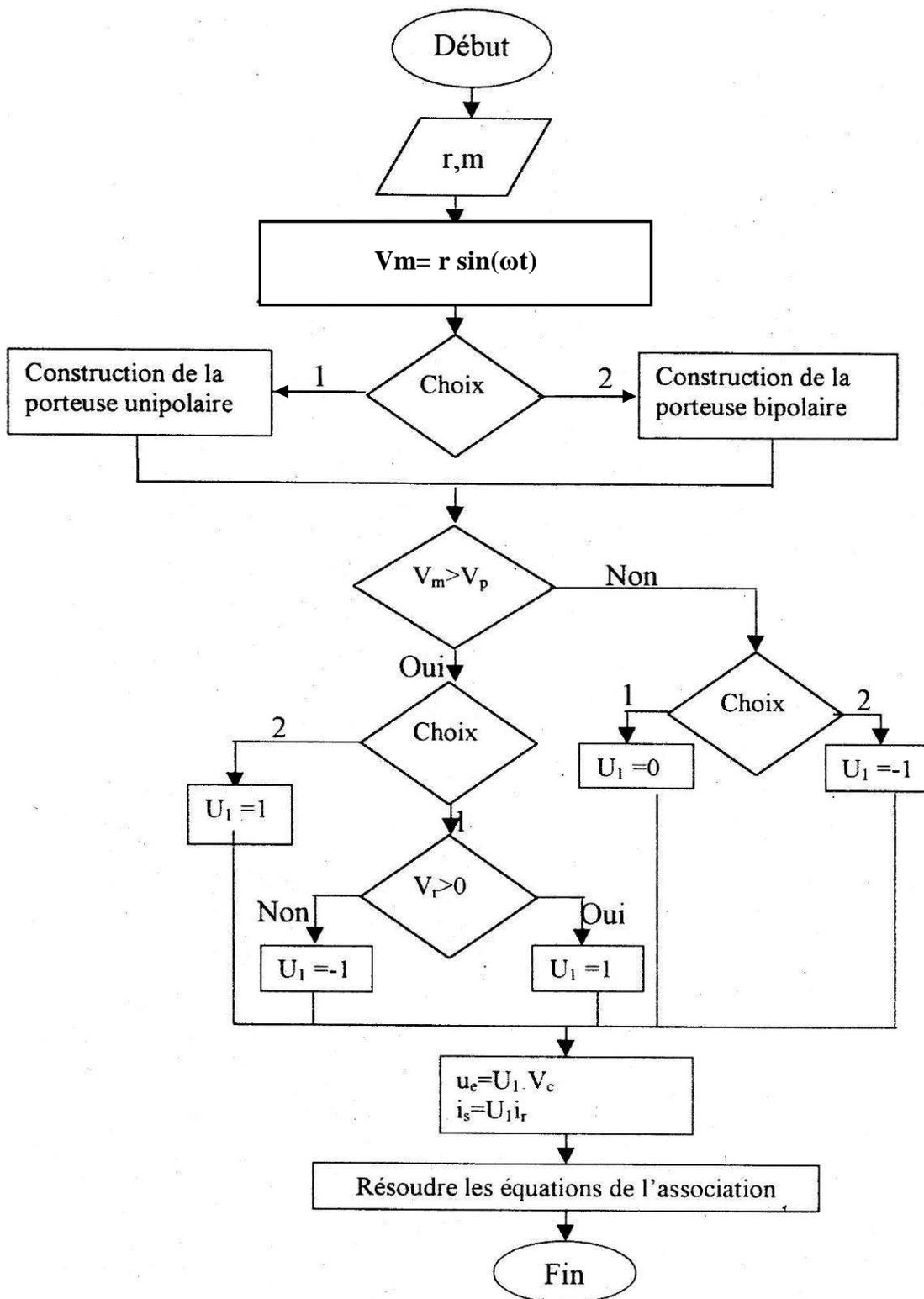


Fig.III.5: Organigramme de simulation de la stratégie triangulo-sinusoïdale et de l'ensemble source-redresseur monophasé-charge

III.1.4. Modélisation du redresseur AC/DC triphasé

Nous nous intéressons dans un premier temps à la simulation numérique de l'ensemble source - convertisseur - charge représentée par la figure (III-6).

La source est modélisée par une source triphasée sinusoïdale en série avec une inductance L_r et une résistance R_r représentant l'impédance totale de la ligne (réseau) et des fuites du transformateur ramenées à son secondaire.

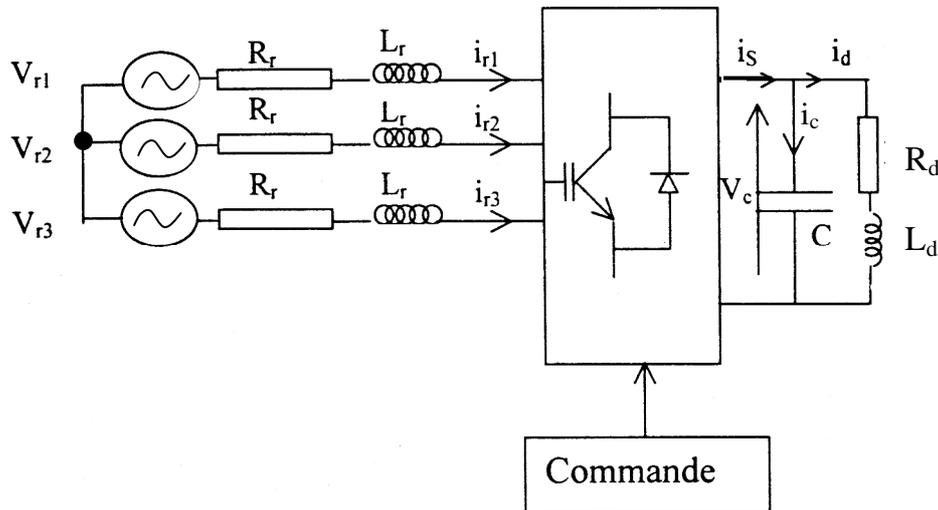


Fig.III.6 : Schéma du système simulé

La structure de la figure (III- 6) est décomposée en quatre blocs distincts :

- Le bloc source
- Le bloc convertisseur
- Le bloc charge
- Le bloc commande

III.1.4.1 Bloc source

Le bloc source est composé d'une Fem triphasée purement sinusoïdale en série avec une résistance R_r et l'inductance L_r sur chaque phase (figure III-7). Le réseau est supposé parfaitement équilibré. Les impédances des trois phases sont identiques.

On a:

$$V_{r1} = V_{r\max} \sin \omega t$$

$$V_{r2} = V_{r\max} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{III-9})$$

$$V_{r3} = V_{r\max} \sin\left(\omega t - 4\frac{\pi}{3}\right)$$

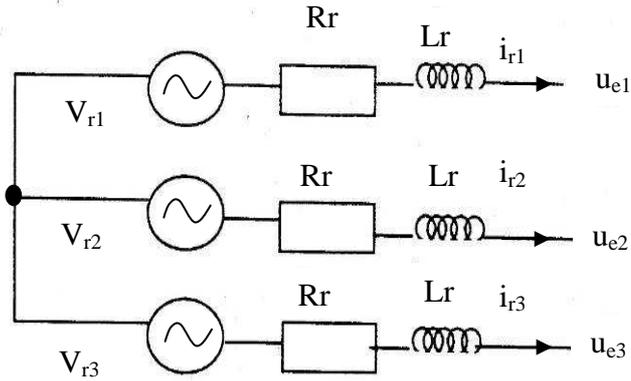


Fig.III.7 : Schéma du côté réseau

On note par u_{e1} , u_{e2} et u_{e3} , les tensions simples (par rapport au neutre de la source) aux bornes de sortie de chaque phase.

On déduit du schéma ci-dessus (figure III-7) le système d'équations différentielles donnant le courant i_{ri} dans chaque phase.

On a :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \\ i_{r3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_r}{L_r} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_r}{L_r} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \\ i_{r3} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_r} \begin{bmatrix} V_{r1} - u_{e1} \\ V_{r2} - u_{e2} \\ V_{r3} - u_{e3} \end{bmatrix} \quad \text{(III-10)}$$

III.14.2. Bloc convertisseur

Il est représenté par le schéma de la figure (III-8). Les IGBT et les diodes constituant le pont sont supposés idéaux. Les commutations sont supposés instantanées et les pertes par conduction et par commutation sont négligées.

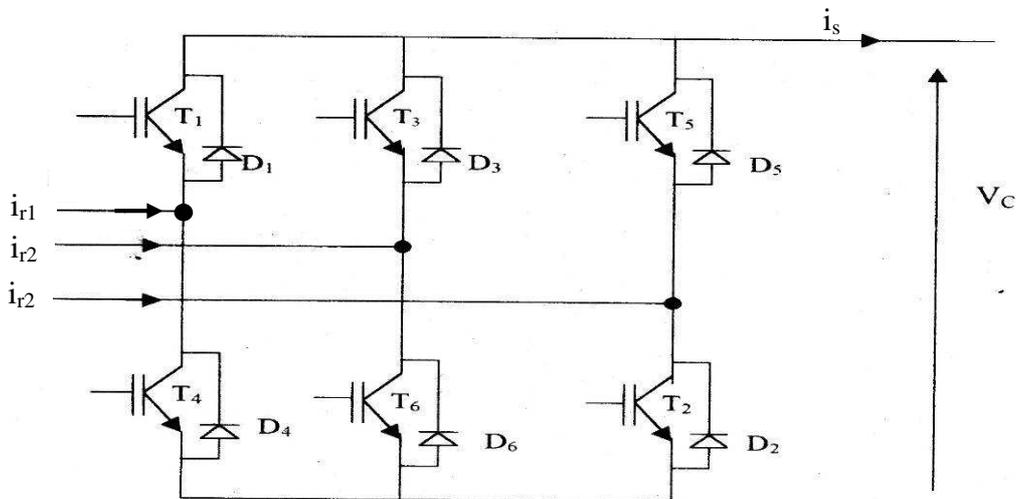


Fig.III.8: Schéma du convertisseur AC/DC triphasé

Connaissant l'état de chaque interrupteur, on peut définir la matrice de connexion du pont. On en déduit alors l'expression des grandeurs d'entrée en fonction des grandeurs de sortie.

Les tensions u_{ei} , d'entrée du redresseur en fonction de la tension de sortie v_c et des états des interrupteurs S_i ($i=1,6$) sont données par la relation:

$$\begin{bmatrix} u_{e1} \\ u_{e2} \\ u_{e3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 & S_4 \\ S_3 & S_6 \\ S_5 & S_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_c \\ 0 \end{bmatrix} \quad (III-11)$$

$u_{e1,2,3}$: tension par rapport au neutre de la source.

De même on peut exprimer le courant de sortie i_s en fonction des courants d'entrée par la relation :

$$i_s = \begin{bmatrix} S_1 & S_3 & S_5 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \\ i_{r3} \end{bmatrix} \quad (III-12)$$

III.1.4.3. Bloc charge

Ce bloc est composé d'une capacité C en parallèle sur une résistance R_d et une inductance L_d (figure III-9).

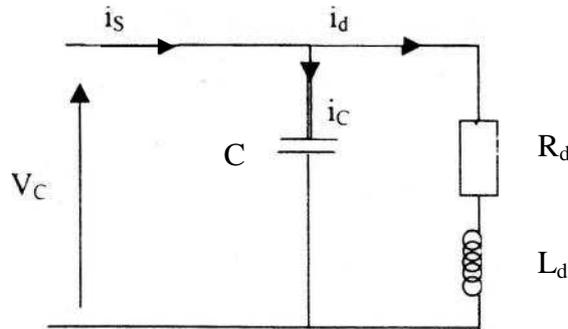


Fig.III.9: Schéma de la charge

La tension V_c aux bornes de la charge est donnée par l'équation suivante :

$$\frac{dV_c}{dt} = \frac{i_s - i_d}{C} \quad (\text{III-13})$$

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{V_c - R_d i_d}{L_d} \quad (\text{III-14})$$

III.1.5. Mise en équations de l'association redresseur triphasé-charge

Les équations donnant le courant d'entrée et la tension de sortie du convertisseur sont les suivantes:

$$\frac{di_{r1}}{dt} = \frac{V_{r1} - R_r i_{r1} - u_{e1}}{L_r} \quad (\text{III-15})$$

$$\frac{di_{r2}}{dt} = \frac{V_{r2} - R_r i_{r2} - u_{e2}}{L_r} \quad (\text{III-16})$$

$$\frac{di_{r3}}{dt} = \frac{V_{r3} - R_r i_{r3} - u_{e3}}{L_r} \quad (\text{III-17})$$

$$\frac{dV_c}{dt} = \frac{i_s - i_d}{C} \quad (\text{III-18})$$

i_d est le courant absorbé par la charge (cas triphasé), son équation dépend de la nature de celle-ci.

- à vide :

$$i_d = 0$$

- Pour une charge résistive R_d :

$$i_d = \frac{V_c}{R_d} \quad (\text{III-19})$$

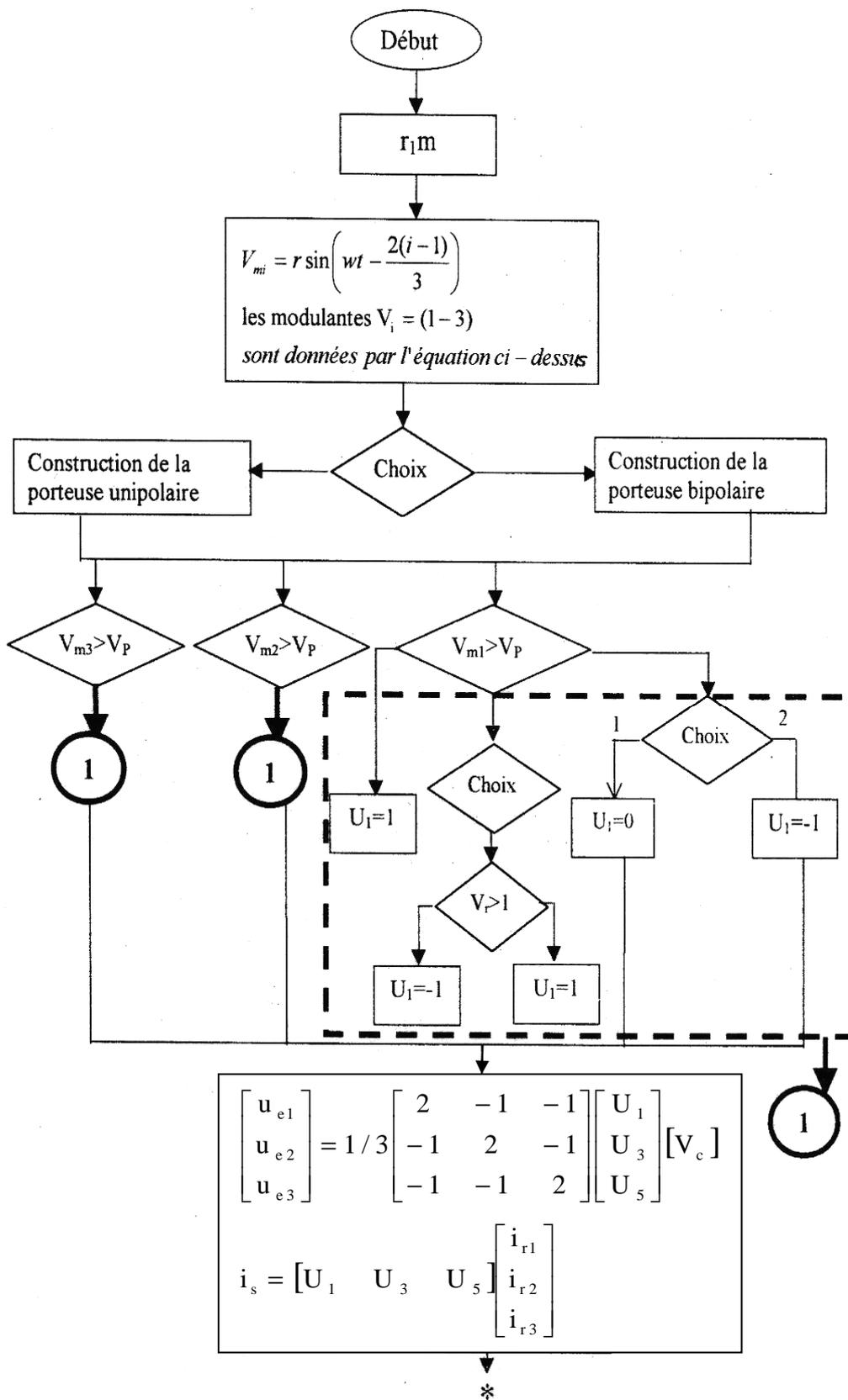
- Pour une charge résistive inductive (L_d, R_d):

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{V_c - R_d i_d}{L_d} \quad (\text{III-20})$$

- Pour une charge active (L_d, R_d, E) :

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{V_c - R_d i_d - E}{L_d} \quad (\text{III-21})$$

La simulation est faite à base de l'organigramme de la figure (III-10).



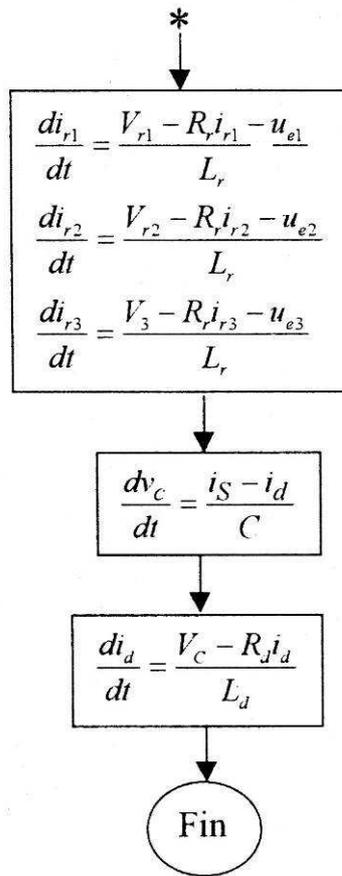


Fig.III.10 : Organigramme de simulation de la stratégie Triangulo-sinusoidale triphasée et de l'ensemble source redresseur triphasé-charge

III.2. Etude de la régulation cascade du redresseur triphasé à MLI

III.2.1. Introduction

L'objet de cette partie est de présenter les méthodes de commande du redresseur à modulation de largeur d'impulsion.

Tout au long de cette partie seront abordés les différents éléments intervenant lors de la conception de la commande d'un redresseur triphasé : La modélisation des boucles de la régulation cascade, le calcul des consignes, les calculs des correcteurs. Le type de commande qui sera approfondie est la commande dans le repère abc.

III.2.2. Modélisation des éléments de la boucle cascade

III.2.2.1. Description du redresseur triphasé à MLI

III.2.2.1.1. Partie puissance

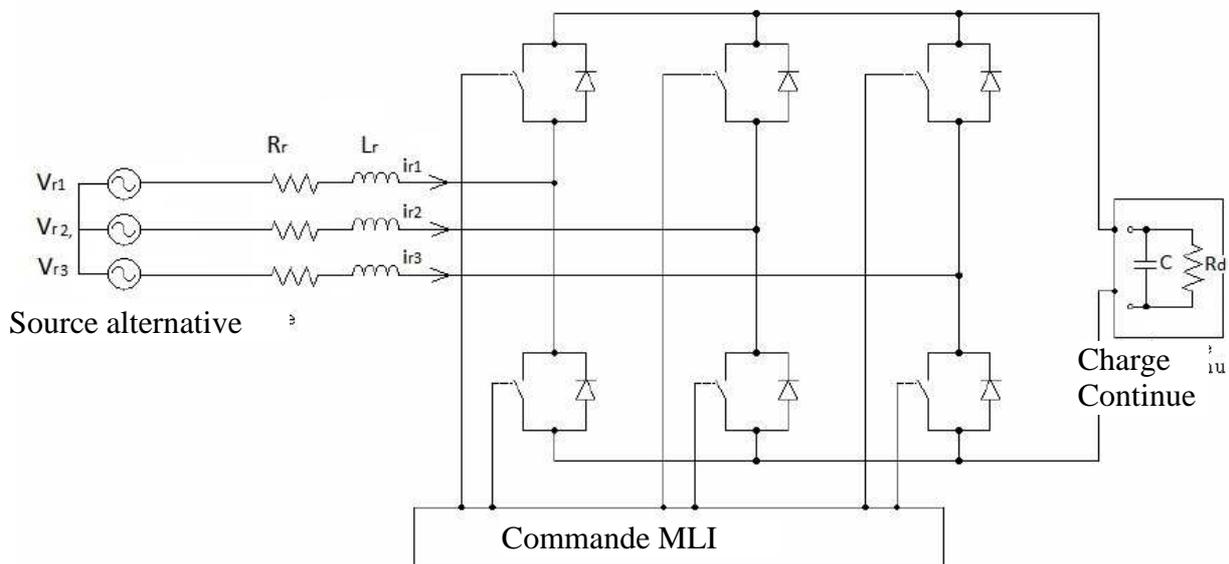


Fig.III.11 : Schéma de principe de redresseur à MLI en boucle ouverte

Le schéma du circuit étudié apparaît sur la figure (III-11). On note les tensions V_{r1} , V_{r2} , V_{r3} et les courants du réseau i_{r1} , i_{r2} , i_{r3} . Le redresseur à MLI est constitué de trois (03) bras. Les interrupteurs sont formés de transistors IGBT avec une diode en antiparallèle.

Le réseau, modélisé par une source de tension en série avec une impédance, l'ensemble de la tension réseau et du filtre en série avec l'inductance représente une source de courant. Du côté continu, une capacité sert de source de tension et autorise l'utilisation de ce montage en fonctionnement redresseur ou onduleur, la charge du côté continu est représenté par une résistance R_d .

III.2.2.1.2. Partie commande

La régulation du redresseur à MLI peut se décrire sous la forme d'une régulation cascade. Des boucles internes régulent les courants de phases et une boucle externe régule la tension de capacité (Fig III-12).

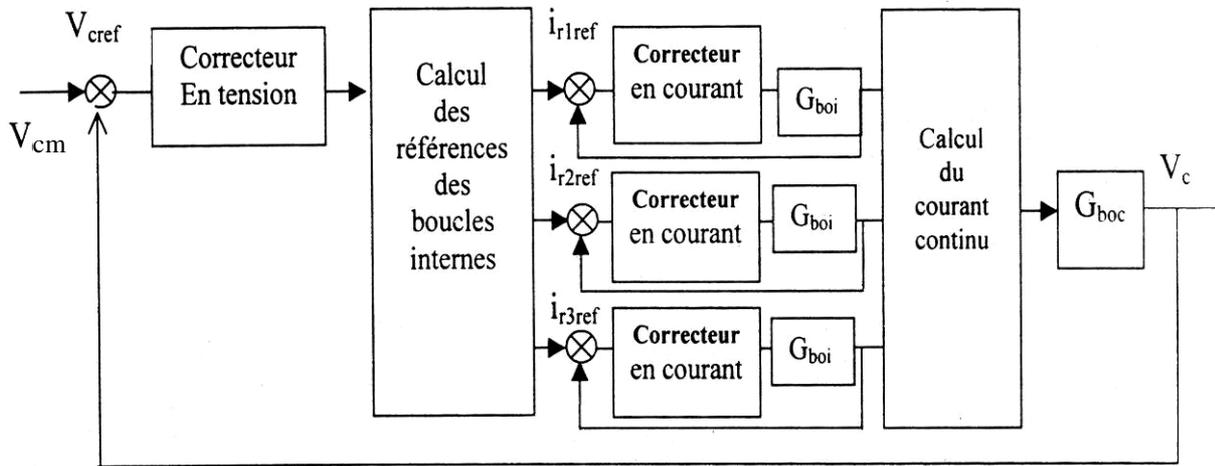


Fig. III.12 : Schéma bloc de principe de la régulation cascade d'un redresseur triphasé à MLI

Le schéma de la figure (III-12) représente un schéma bloc illustrant le principe de la régulation cascade. L'erreur en tension est issue de la différence des valeurs de la tension continue de référence V_{cref} , et la tension continue mesurée V_c . La sortie du correcteur fournit les valeurs de référence des courants de phase, i_{r1ref} , i_{r2ref} , i_{r3ref} . Les fonctions de transfert en boucle ouverte des boucles internes, G_{boi} et de la boucle externe, G_{boc} , correspondant aux modèles des boucles internes et de la boucle externe respectivement seront définies dans les paragraphes suivants.

III.2.2.2 : Modélisation de la boucle interne

La synthèse d'une régulation nécessite la description du système physique au moyen d'un modèle.

L'objectif des boucles internes est de réguler les courants du réseau afin de minimiser leur contenu harmonique et d'échanger avec le réseau une certaine puissance active P_{ref} et réactive Q_{ref} . Ces boucles peuvent être de 2 ou 3 suivant le choix du repère de commande : une commande dans le repère diphasé dq ou une commande dans le repère triphasé abc.

On se limite dans ce paragraphe à l'étude d'une seule boucle de régulation, répétée deux ou trois fois suivant le choix du référentiel, dq ou abc. La boucle de régulation interne s'applique au modèle d'une phase du réseau (figure (III-13)).

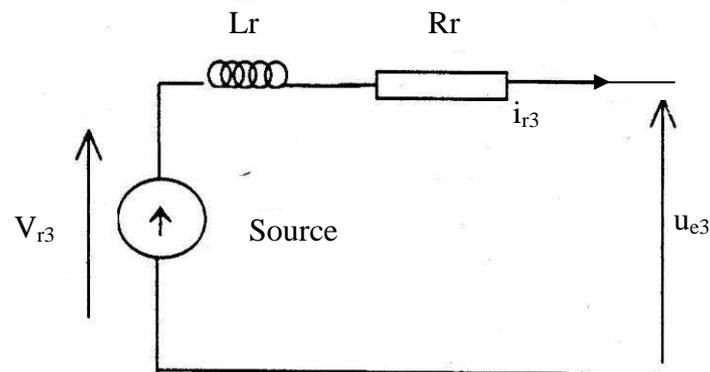


Fig.III.13 : Modélisation d'une phase du réseau

La modélisation se limite à la tension du réseau V_{r3} en série avec une impédance, constituée d'une inductance L_r et d'une résistance R_r . La fonction de transfert en boucle ouverte est celle d'un système de premier ordre, ayant pour variable d'entrée la tension aux bornes de l'impédance ($V_{r3}-u_{e3}$), et pour variable de sortie le courant i_{r3} . La transformée de Laplace de la fonction de transfert en boucle ouverte de la régulation en courant s'écrit donc :

$$G_{boi}(p) = \frac{i_{r3}}{V_{r3} - u_{e3}} = \frac{1}{R_r(1 + T_n \cdot p)} \quad \text{avec} \quad T_n = \frac{L_r}{R_r} \quad (\text{III-22})$$

La résistance du réseau étant généralement faible, la fonction de transfert en boucle ouverte se comporte pratiquement comme un intégrateur.

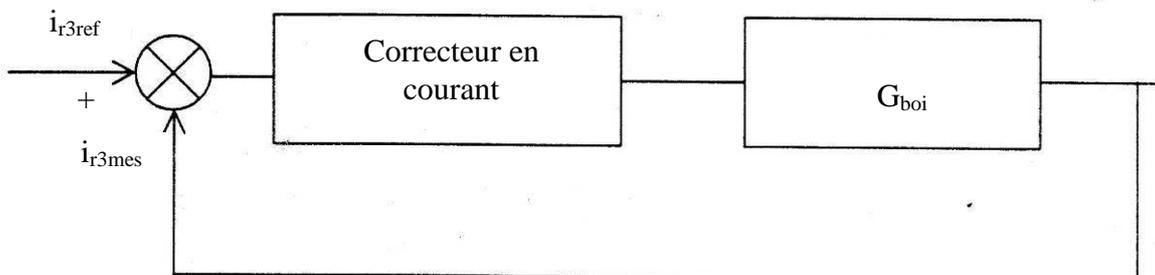


Fig.III.14 : Boucle interne sur la phase 3

III.2.2.3. Modélisation de la boucle externe

Deux approches sont possibles pour le choix du modèle de la boucle externe. En effet dans un premier choix la régulation s'effectue sur V_c^2 au moyen de l'équation de puissance comme présenté dans [NON91].

Dans un second choix, on considère le courant continu et la charge coté continu et la régulation s'effectue sur V_c . Dans le premier cas, la non-linéarité apparaît lors du passage de la boucle interne à la boucle externe (Calcul des puissances active et réactive de référence).

Le choix s'est porté sur une indépendance des deux boucles de régulations et sur une régulation de V_c .

La boucle de régulation externe de la boucle cascade maintient la tension de capacité V_c à une tension de référence $V_{c\text{ref}}$. La capacité C est en parallèle avec une charge assimilée à une résistance R_d . L'impédance ainsi constituée est chargée par le courant i_s issu du redresseur à modulation de largeur d'impulsion. La fonction de transfert considérée a donc pour grandeur d'entrée le courant continu issu du redresseur i_s , et comme grandeur de sortie, la tension aux bornes de la charge V_c . Le schéma correspondant est celui de la (figure III-15).

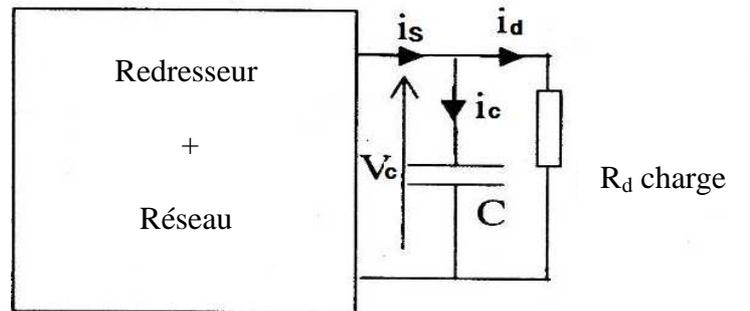


Fig.III.15 : Modélisation de la partie continue du redresseur à MLI

Le calcul de la fonction de transfert donne un modèle de premier ordre, dont la transformée de la place est :

$$\frac{V_c(p)}{i_s(p)} = \frac{R_d}{(1 + T_c \cdot p)} \quad \text{avec } T_c = R_d \cdot C \quad (\text{III-23})$$

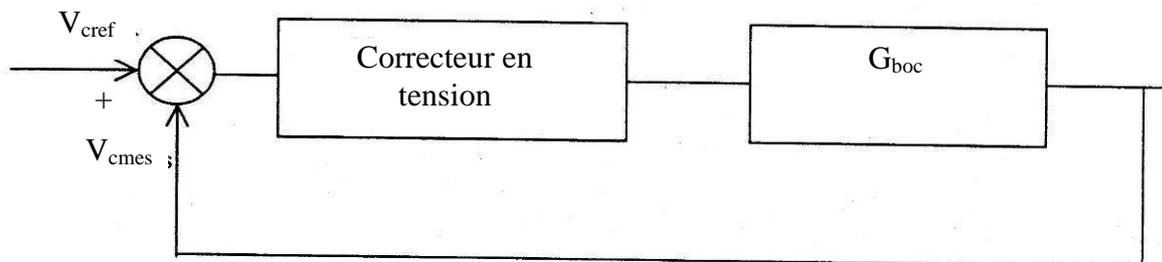


Fig. III-16 : Schéma-bloc de la boucle externe

La dynamique de la boucle interne est plus rapide que la boucle externe. Ceci permet de considérer les deux boucles indépendantes et d'assimiler à un bloc de gain égal à l'unité la boucle interne régulée (figure III-16).

III.2.3. Schémas fonctionnels complets du redresseur à MLI

III.2.3.1. Introduction

L'objectif du paragraphe est d'établir le schéma fonctionnel complet du redresseur à MLI commandé par la régulation cascade, en utilisant d'abord les notations du repère abc. Le calcul des valeurs de consigne du courant est issu du calcul du bilan de puissance qui est abordé dans le paragraphe suivant.

III.2.3.2. Bilan de puissance

Le bilan de puissance coté réseau, puis coté charge permet d'établir le lien entre la boucle externe et les boucles internes. La sortie du régulateur de la boucle externe fournit la puissance P nécessaire au fonctionnement du pont redresseur. De cette puissance se déduit le calcul du courant réseau de référence à appliquer au niveau des boucles internes.

Les calculs de puissance présentés utilisent les composantes de park. Ils définissent dans le même esprit les puissances actives et réactives instantanées.

III.2.3.2.1. Calcul de la puissance active

$$\left\{ \begin{array}{l} (V_r) = \begin{pmatrix} V_{r1} \\ V_{r2} \\ V_{r3} \end{pmatrix} = p [\theta]^{-1} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix}, \theta = \omega t \\ (i_r) = \begin{pmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \\ i_{r3} \end{pmatrix} = p [\theta]^{-1} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (\text{III-24})$$

Le calcul de la puissance s'obtient au moyen de la formule classique :

$$P = V_{r1}i_{r1} + V_{r2}i_{r2} + V_{r3}i_{r3} = (V_r)^t (i_r)$$

$$\begin{aligned} &= \left(p[\theta]^{-1} \begin{pmatrix} V_d \\ V_q \end{pmatrix} \right)^t \left(p[\theta]^{-1} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} \right) \\ &= \frac{3}{2} [V_d i_d + V_q i_q] \end{aligned}$$

L'équivalence avec la puissance active dissipée du côté charge, dans l'hypothèse où l'on néglige les pertes dans le convertisseur donne :

$$p = -V_c \cdot i_s = \frac{3}{2} [V_d i_d + V_q i_q] \quad (\text{III-25})$$

III.2.3.2.2. Calcul de la puissance réactive

A partir de la formule de la puissance active au moyen des composantes de *Park*, la puissance réactive est déduite en remplaçant le courant réseau par le courant en quadrature (-90 degrés) dans le repère dq.

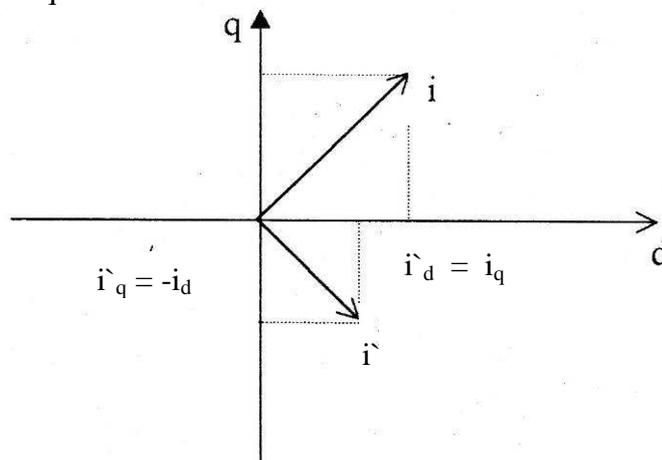


Fig.III.17 : Calcul du courant en quadrature dans le repère dq

En considérant l'équation III-25 et la figure III-17, la puissance réactive est de la forme :

$$Q = \frac{3}{2} [V_d i'_d + V_q i'_q] = \frac{3}{2} [V_d i_q - V_q i_d] \quad (\text{III-26})$$

Une seconde possibilité est d'utiliser la tension en quadrature (90° degré), la puissance obtenue est alors équivalente à la puissance réactive pour un système triphasé équilibré. Pour le calcul de la tension en quadrature, on utilise les tensions composées du réseau.

$$Q = i_{r1} \left(\frac{V_{r3} - V_{r2}}{\sqrt{3}} \right) + i_{r2} \left(\frac{V_{r1} - V_{r3}}{\sqrt{3}} \right) + i_{r3} \left(\frac{V_{r2} - V_{r1}}{\sqrt{3}} \right)$$

$$= \begin{pmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \\ i_{r3} \end{pmatrix}^t \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 1 \\ 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{r1} \\ V_{r2} \\ V_{r3} \end{bmatrix}$$

III.2.3.2.3. Consignes des régulations de courant dans le repère abc

Dans le repère abc, le système de tension triphasé équilibré est de la forme :

$$(V_r) = V \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \alpha) \\ \cos\left(\omega t + \alpha - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\omega t + \alpha - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad \text{Avec } V = \text{Tension Crête.}$$

Nous cherchons à obtenir un courant réseau en phase avec la tension, le courant réseau est donc de la forme suivante :

$$(i_r) = I \cdot \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \alpha) \\ \cos\left(\omega t + \alpha - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\omega t + \alpha - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix}$$

L'amplitude I du courant de consigne à imposer pour obtenir ce déphasage nul est déduite du bilan de puissance.

$$\text{La puissance active s'écrit : } p = \frac{3}{2} VI$$

En posant $K_{ref} = \frac{2 \text{ Pr}_{ef}}{3 V^2}$, les courants de références s'obtiennent en multipliant les tensions du réseau par le coefficient K_{ref} .

$$Q_{ref} = 0 \Rightarrow \begin{cases} i_{1ref} = K_{ref} \cdot V_{r1} \\ i_{2ref} = K_{ref} \cdot V_{r2} \\ i_{3ref} = K_{ref} \cdot V_{r3} \end{cases} \quad (\text{III-27})$$

Le système (III.27) fournit les courants de consignes à imposer en boucle ouverte, pour obtenir l'échange de puissance choisi avec le réseau, soit $\mathbf{P}_{\text{ref}} = \mathbf{P}$ et $Q_{\text{ref}} = 0$.

La figure III-18 représente le système de calcul des références des courants de phase, dans le repère abc.

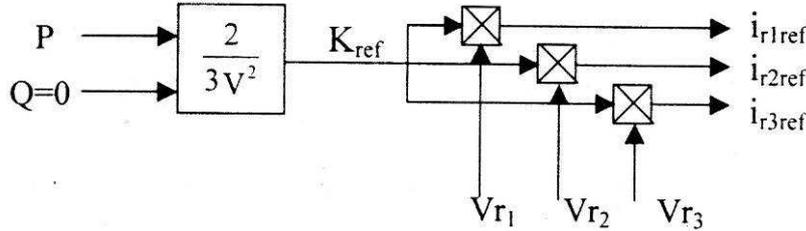


Fig. III.18 : Calcul des courants de référence dans le repère abc.

III.2.3.3 Structure de la régulation cascade dans le référentiel abc

III.2.3.3.1. Schème fonctionnel complet du redresseur à MLI

On peut écrire les équations électriques sur chacune des phases du réseau :

$$\begin{cases} u_{e1} = V_{r1} + R_r i_{r1} + L_r \frac{di_{r1}}{dt} \\ u_{e2} = V_{r2} + R_r i_{r2} + L_r \frac{di_{r2}}{dt} \\ u_{e3} = V_{r3} + R_r i_{r3} + L_r \frac{di_{r3}}{dt} \end{cases} \quad (\text{III-28})$$

$$\text{Soit } (\mathbf{u}_{e1,2,3}) = (\mathbf{V}_{r1,2,3}) + \begin{pmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{pmatrix} (\mathbf{i}_{r1,2,3}) + \begin{pmatrix} L_r & 0 & 0 \\ 0 & L_r & 0 \\ 0 & 0 & L_r \end{pmatrix} \frac{d(\mathbf{i}_{r1,2,3})}{dt} \quad (\text{III-29})$$

Le schéma du redresseur à MLI a été défini (figure (III-11)).

La (figure III-20) représente le schéma fonctionnel du redresseur à MLI.

Les commandes U_1, U_3, U_5 , appliquée au redresseur, génèrent les tensions u_{e1}, u_{e2}, u_{e3} (les tensions $u_{e1,2,3}$ sont fournies par le convertisseur). Les différences de potentiel aux bornes des impédances réseau, engendrent les courants du réseau i_{r1}, i_{r2}, i_{r3} .

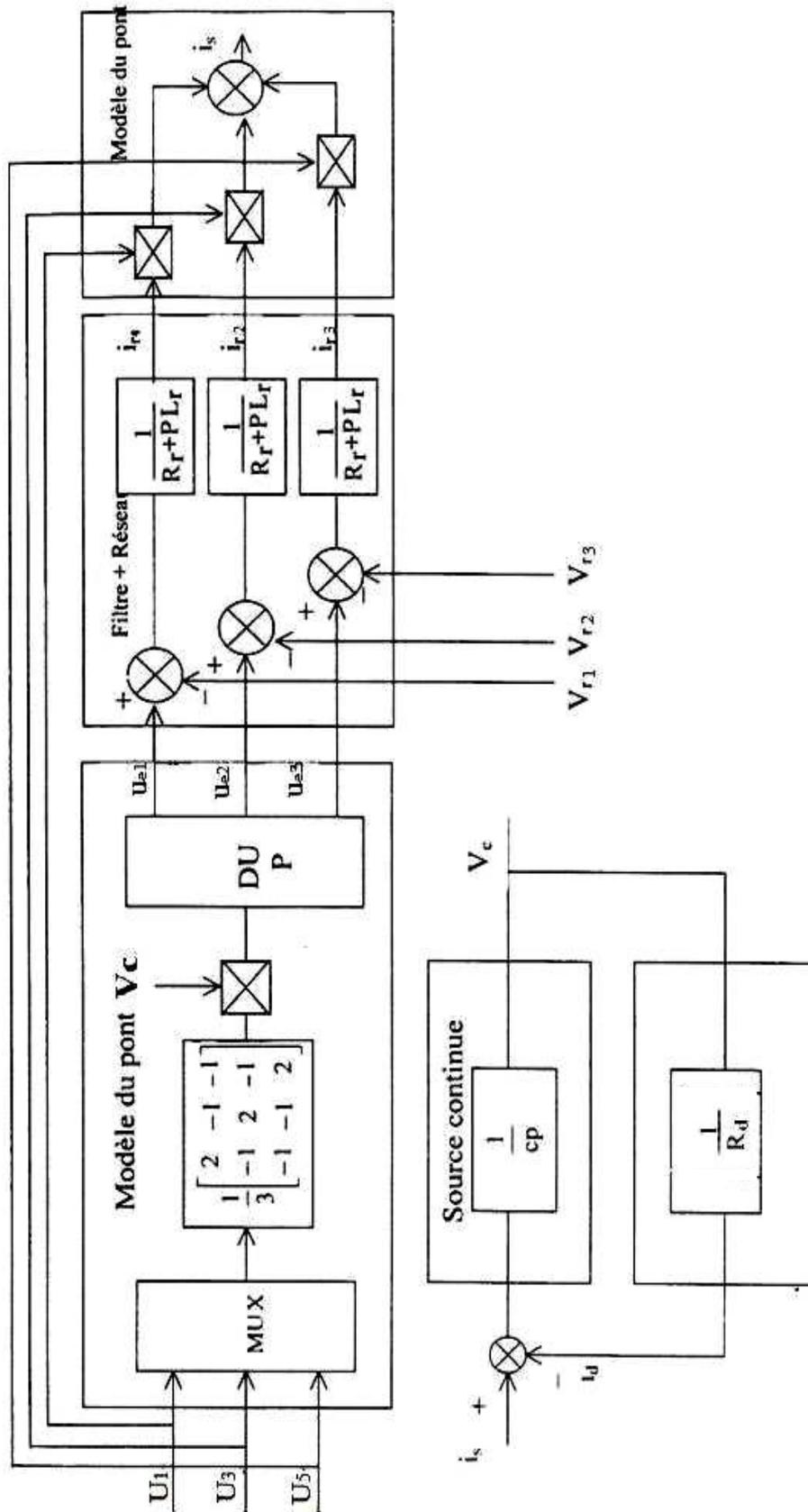


Fig.III.19 : Schéma fonctionnel d'un redresseur à MLI dans le repère a,b,c

On voit apparaître les modèles des trois phases du réseau en (figure III-14). Les courants sinusoïdaux sont ensuite découpés à travers les commutations des interrupteurs pour fournir le

courant continu i_s , ce dernier s'obtient par la formule suivante :

$$i_s = U_1 i_{r1} + U_3 i_{r2} + U_5 i_{r3} \quad (\text{III-30})$$

Le courant continu i_s charge la capacité C en parallèle avec la charge R_d .

$$i_s = C \frac{dV_c}{dt} + \frac{V_c}{R_d} \quad (\text{III-31})$$

Le schéma fonctionnel étant établi, il est possible de définir la régulation cascade dans le repère abc, on fait le choix d'établir une régulation de la boucle interne avec trois régulateurs, un sur chaque phase.

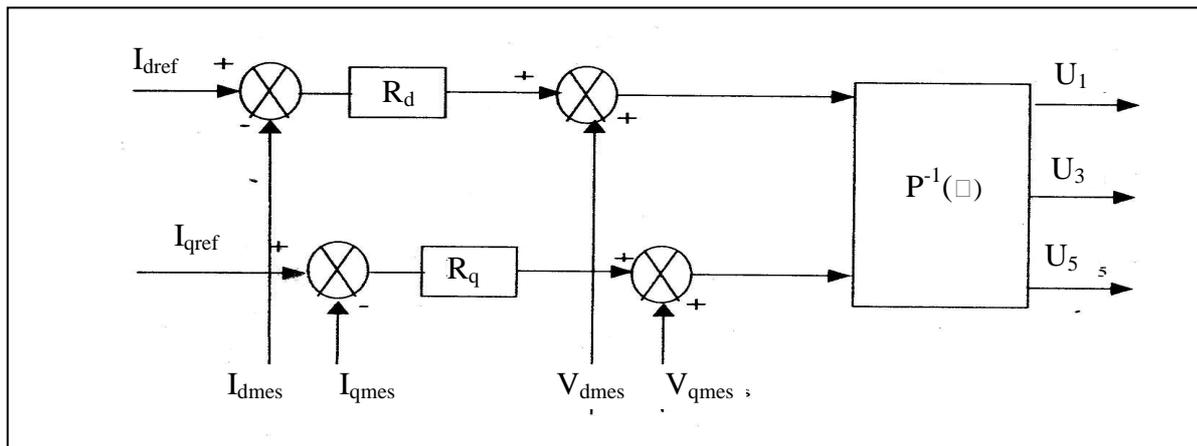


Fig.III.20.b : Régulation du courant réseau dans le référentiel dq.

III.2.3.3.2. Mise en œuvre de la régulation

La structure de commande présentée sur la figure III-20-a présente la régulation cascade complète dans le référentiel abc. La tension de référence de capacité V_{cref} fixée représente la grandeur de référence de la boucle externe.

L'erreur en tension $V_{cref} - V_{mes}$ est la grandeur d'entrée du régulateur de tension. la variable de sortie du régulateur de tension est le courant continu i_s , ce dernier fournit la référence de l'amplitude des courants réseau à partir de l'équation (III-27). En posant $Q = 0$, et en calculant p , on remarque que p est calculée à partir de V_{cref} et non de V_{cmes} pour éviter un retour.

Les boucles en courant s'effectuent sur les 3 phases, dont les sorties donnent les valeurs de commande en tension U_1, U_3, U_5 du redresseur à modulation de largeur d'impulsions. Le calcul des instants d'ouverture et de fermeture des interrupteurs dépend de la méthode de MLI choisie.

III.2.4. Synthèse des régulateurs

Ce chapitre présente le calcul d'un type de régulateur qui peut être utilisé pour réguler les boucles internes ou externes, deux types de correcteurs sont possibles :

- Correcteurs PI ;
- Correcteurs IP.

III.2.4.1 Régulateur en courant de la boucle interne

La connaissance de la fonction de transfert en boucle ouverte et la recherche d'un second ordre pour la fonction de transfert en boucle fermée permet de calculer la forme du régulateur.

III.2.4.1.2 Utilisation d'un régulateur PI

La fonction de transfert en boucle ouverte de la boucle interne étant un premier ordre, un régulateur proportionnel intégral permet d'obtenir une erreur statique nulle en régime permanent. La transformée de Laplace du régulateur PI et de la fonction de transfert en boucle ouverte sont :

$$F_{\text{regi}} = K_{\text{pi}} + \frac{K_{\text{ii}}}{p} \text{ et. } G_{\text{boi}} = \frac{1}{R_r(1+T_{\text{i}}p)} \quad (\text{III-30})$$

La fonction de transfert en boucle fermée de la boucle interne se présente comme suit :

$$G_{\text{bfi}}(p) = \frac{\frac{K_{\text{pi}}}{K_{\text{ii}}}p + 1}{\frac{R_r T_{\text{n}}}{K_{\text{ii}}}p^2 + \frac{K_{\text{pi}} + R_r}{K_{\text{ii}}}p + 1} \quad (\text{III-31})$$

III.2.4.2. Régulateur en tension de la boucle externe

Pour la boucle externe différentes options peuvent être prises suivant le type de la charge : courant constant, puissance constante, ou charge résistive. Le cas de la charge résistive a été pris lors de la modélisation. La fonction de transfert en boucle ouverte est du premier ordre. La dynamique de la boucle interne ayant été choisie d'une constante de temps beaucoup plus faible que celle de la boucle externe lorsque l'on se place dans le cas d'une charge résistive, un correcteur PI donne de bons résultats pour la boucle externe.

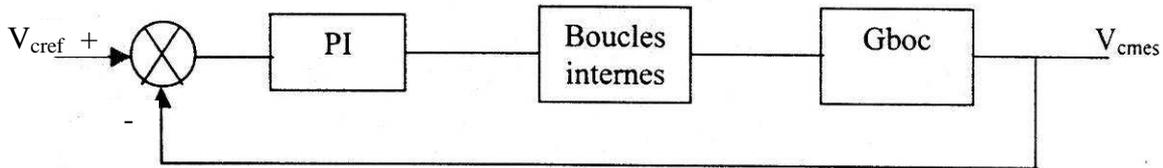


Fig.III.21 : Schéma de la boucle externe.

La dynamique de la boucle interne étant choisie beaucoup plus rapide que celle de la boucle externe, la fonction de transfert de la boucle interne est donc réduite à un simple gain quand on calcule la boucle externe.

III.3. Application de la stratégie triangulo-sinusoidale

Le principe de cette méthode consiste en la comparaison d'un signal triangulaire V_p de fréquence f_p dit onde porteuse avec un signal V_m dit onde de référence ou modulante qui porte les caractéristiques de forme et de fréquence de l'onde désirée à l'entrée du convertisseur soit u_e .

La figure (III-22) illustre deux cas de figure de forme d'ondes.

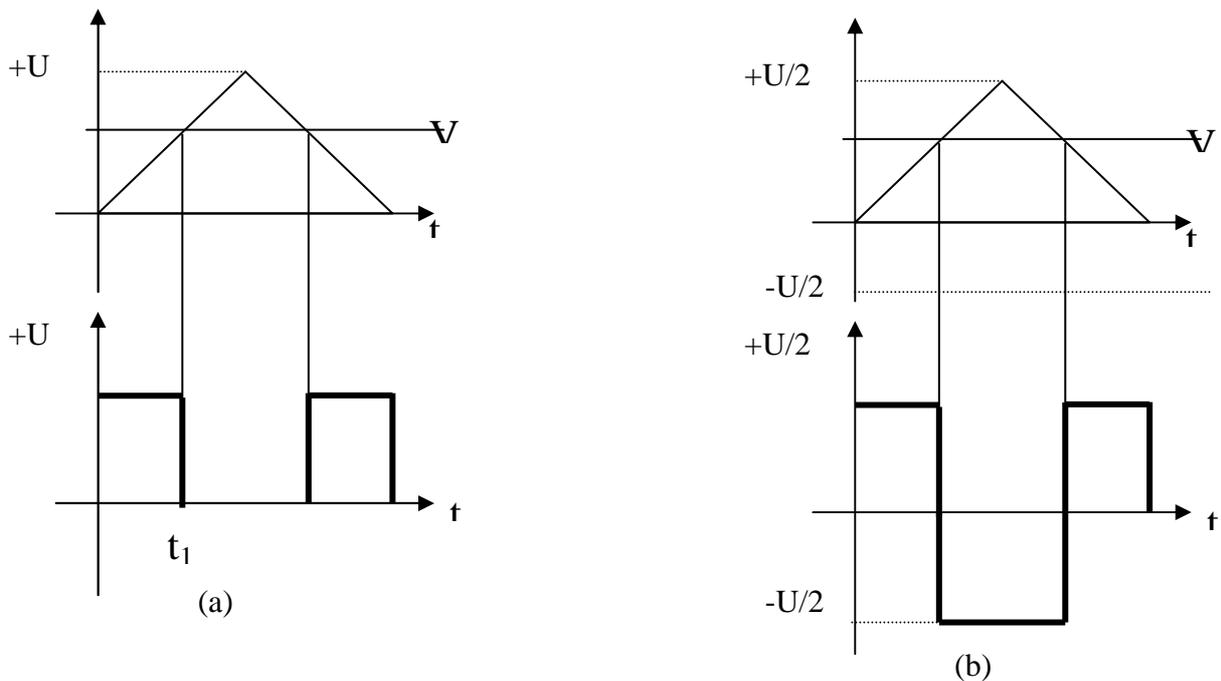


Fig.III-22: Formes d'ondes en commandes MLI

a) – Commande unipolaire

b) – Commande bipolaire

Pour ces deux cas de figures, le calcul de la valeur moyenne du signal U_{emoy} donne :

$$U_{emoy} = V_m$$

Remarque :

On peut démontrer le même résultat pour des valeurs négatives de V_m , il suffit simplement d'inverser l'onde porteuse, on arrive ainsi à la conclusion suivante qui est la base de la technique triangulo- sinusoidale :

Si la référence varie sinusoidalement, la valeur moyenne du signal désiré varie suivant la même loi.

C'est en fait ce résultat qui est exploité dans cette technique pour donner deux cas de figures de commande : commande triangulo-sinusoidale unipolaire et commande triangulo-sinusoidale bipolaire. (Figure III-23-24).

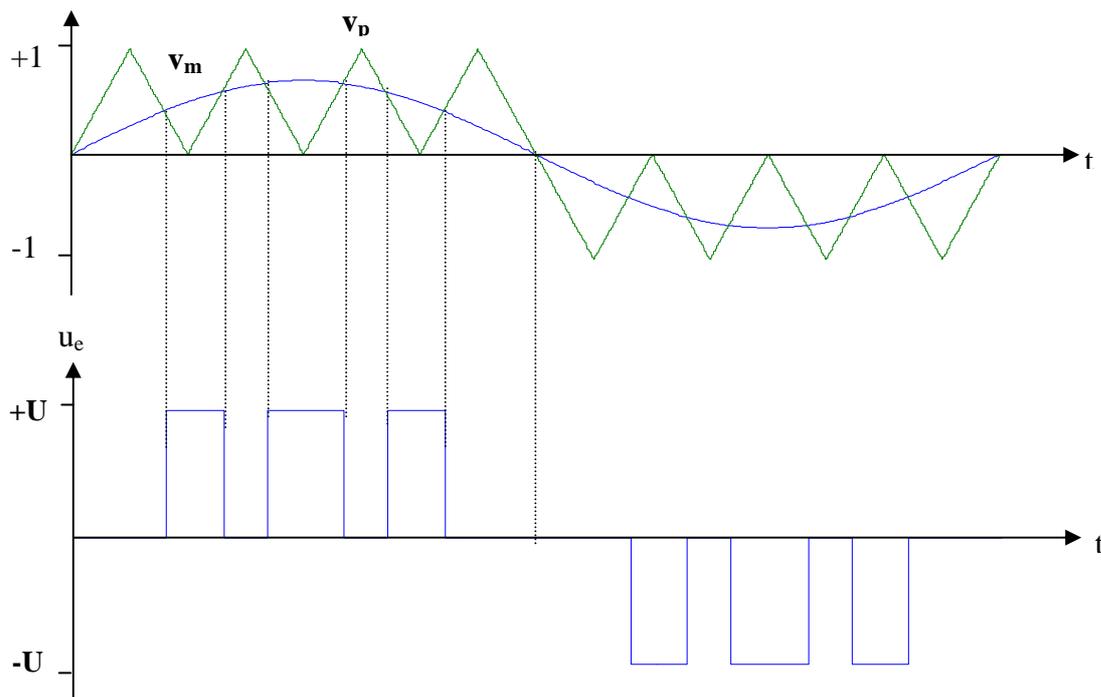


Fig. III-23: Commande triangulo-sinusoidale unipolaire

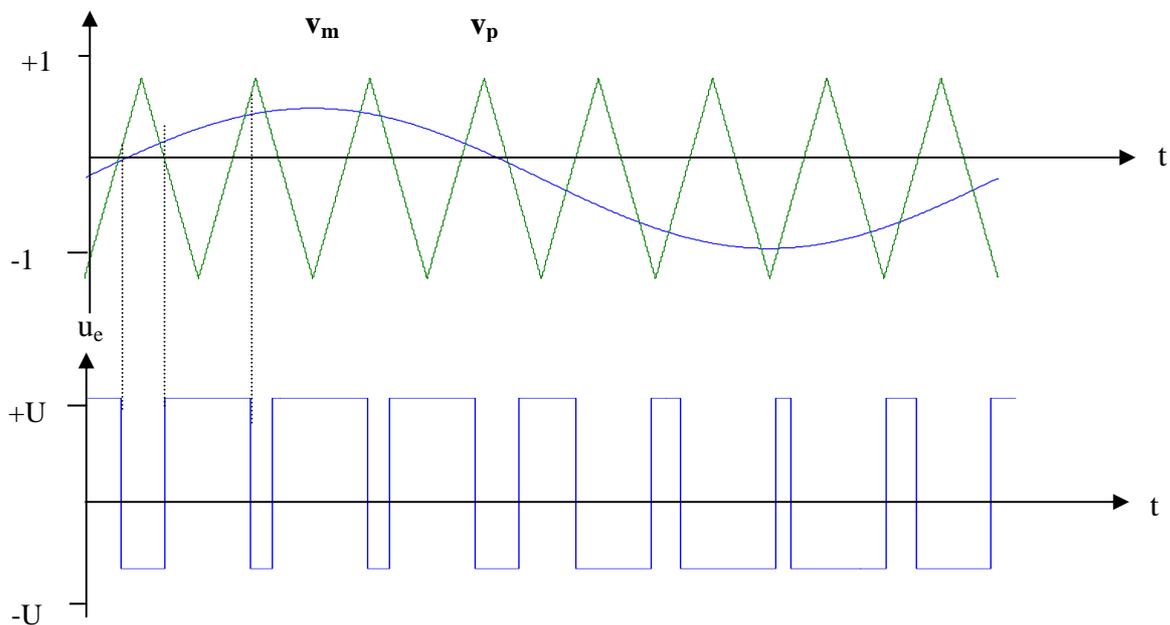


Fig.III-24: Commande triangulo-sinusoidale bipolaire

La technique de commande triangulo-sinusoidale telle qu'elle est définie peut permettre un réglage par les deux paramètres suivants :

- L'indice de modulation $m=f_p/f_m$, qui influe principalement sur le contenu harmonique de l'onde de sortie.

L'augmentation de m repousse les harmoniques vers des rangs élevés ,donc plus faciles à filtrer.

- Le rapport de réglage $r=V_m/V_p$, V_m et V_p étant respectivement la valeur maximale de la référence et la valeur de crête de la porteuse; ce rapport influe directement sur la valeur efficace de U_e .

III.3.1. Résultats de simulation en monophasé

Nous présentons ici les résultats obtenus pour un débit sur une charge résistive-inductive, pour les deux types de commande unipolaire et polaire.

Les paramètres choisis pour la simulation sont [DEN01]:

$$r = 0,7 \quad m = 18 \quad f = 50 \text{ Hz} \quad V_{\text{reff}} = 50 \text{ V} \quad C = 47 \cdot 10^2 \mu\text{F}$$

$$R_r = 5 \Omega \quad L_r = 0,024 \text{ H} \quad R_d = 80 \Omega \quad L_d = 0,54 \text{ H}.$$

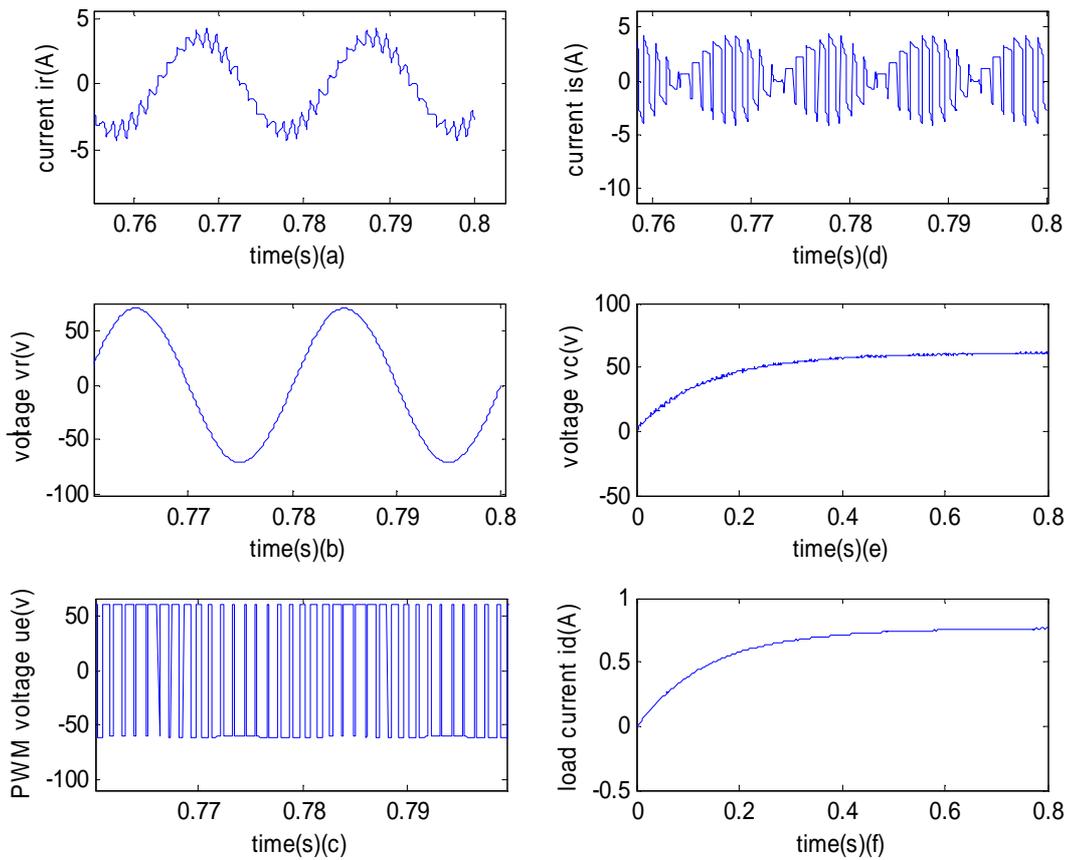


Fig.III.25 : Stratégie triangulo-sinusoidale bipolaire

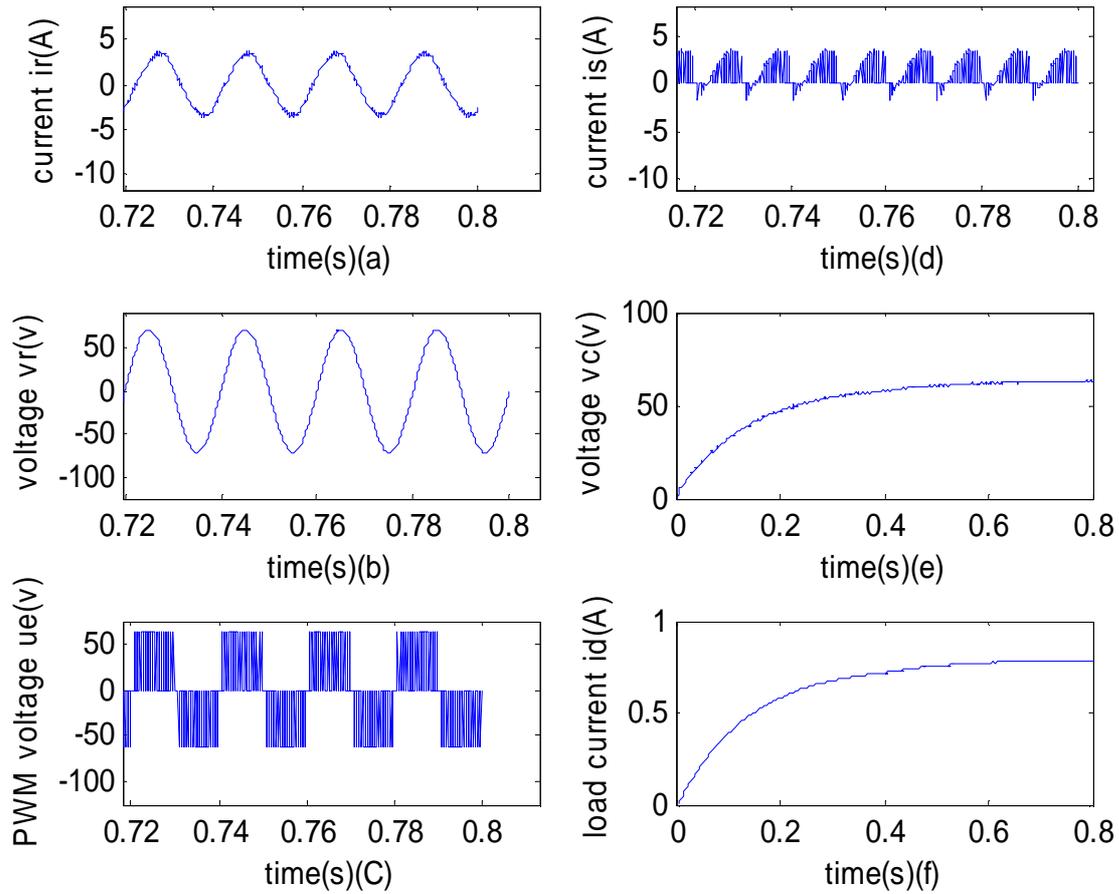


Fig.III.26 : Stratégie triangulo-sinusoidale unipolaire

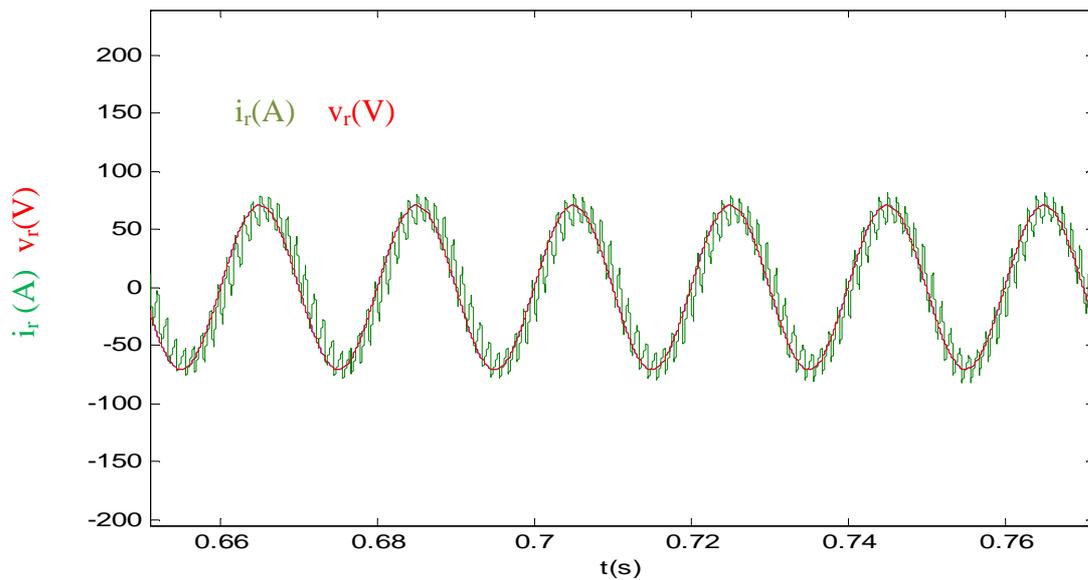


Fig. III.27 : Le courant côté réseau i_r (amplifié) et la tension source v_r pour $\phi = 0$

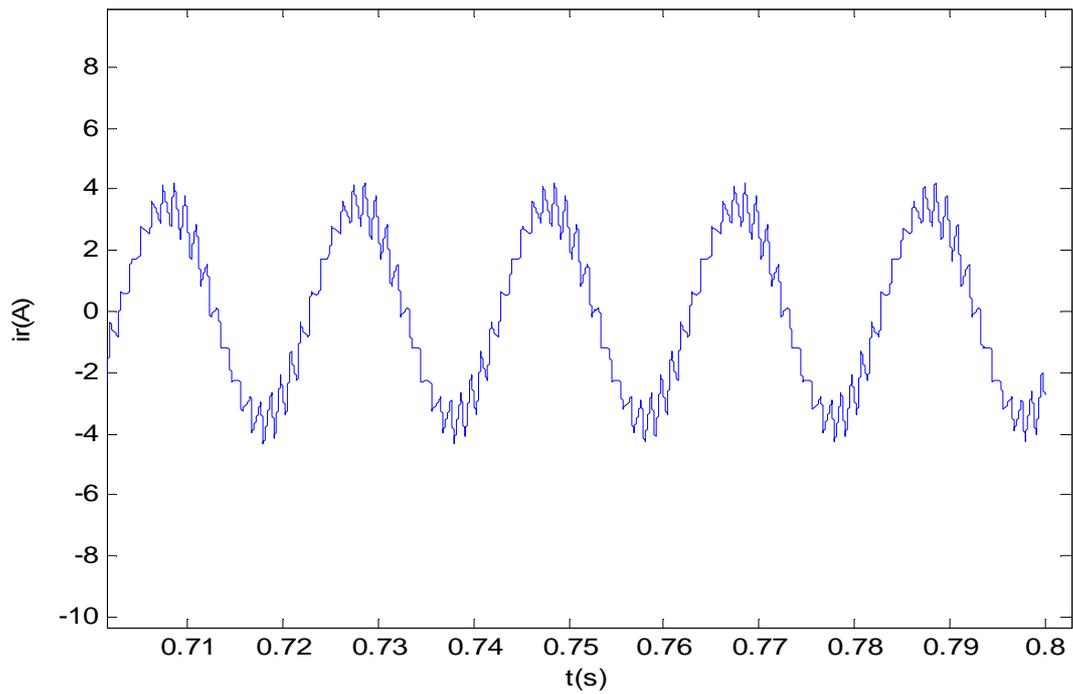


Fig.III.28 : Le courant côté réseau i_r

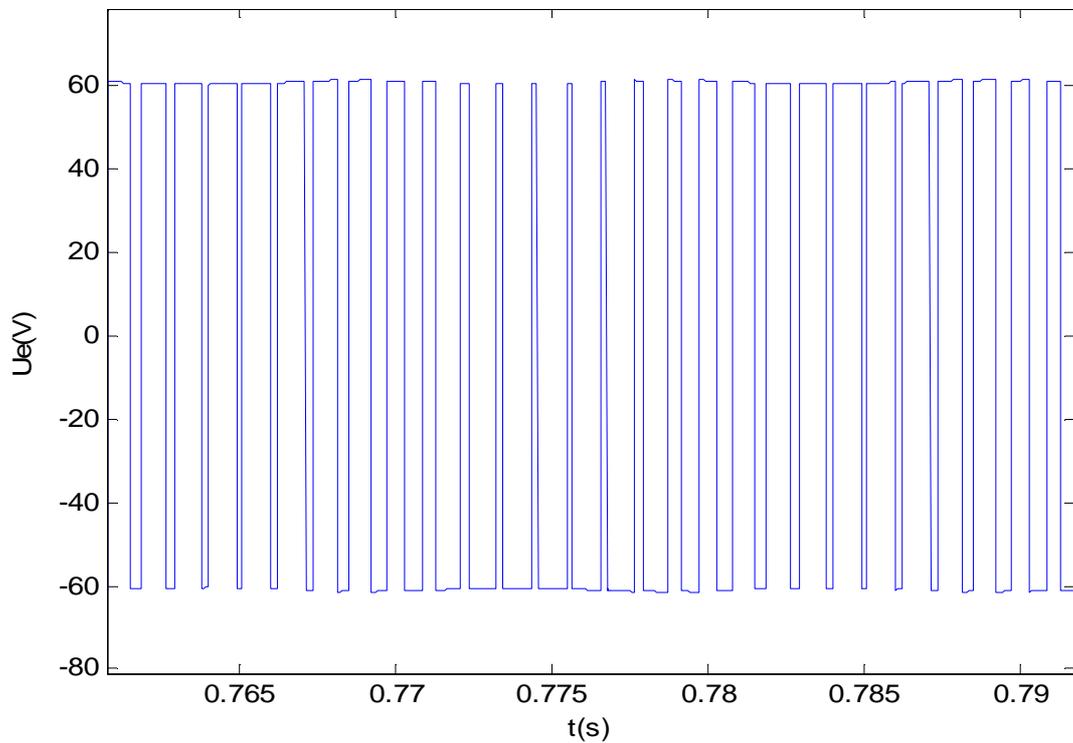


Fig.III.29 : La tension d'entrée u_e (bipolaire)

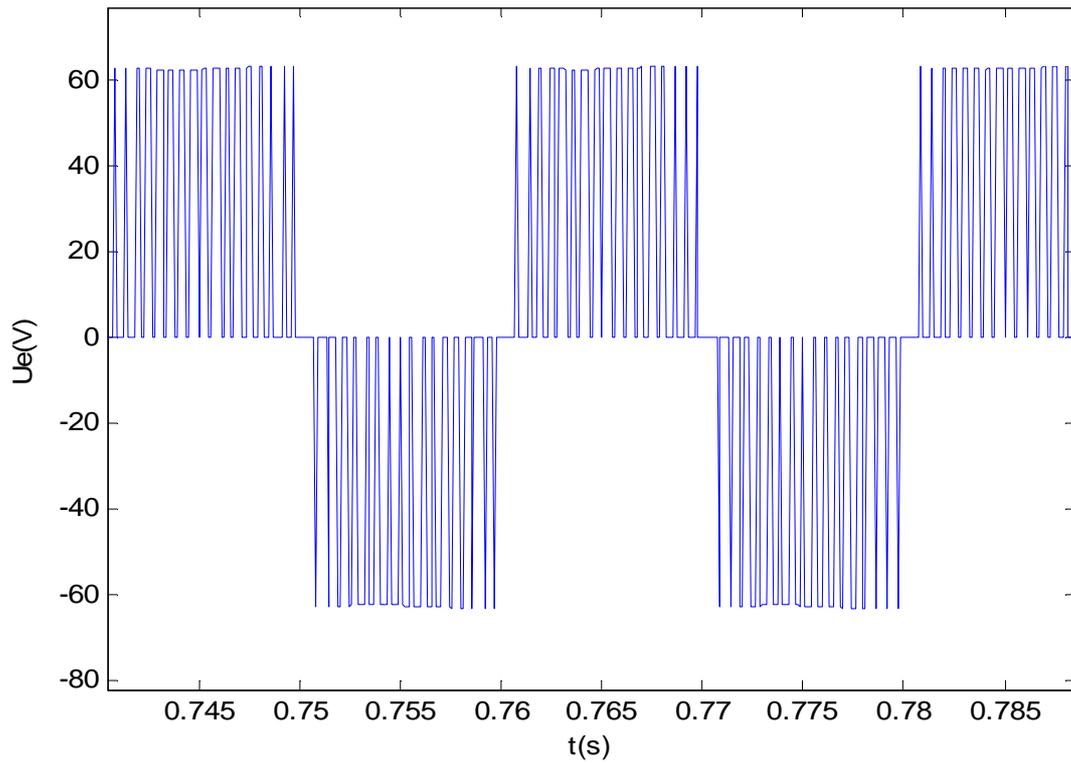


Fig.III.30 : La tension d'entrée u_e (unipolaire)

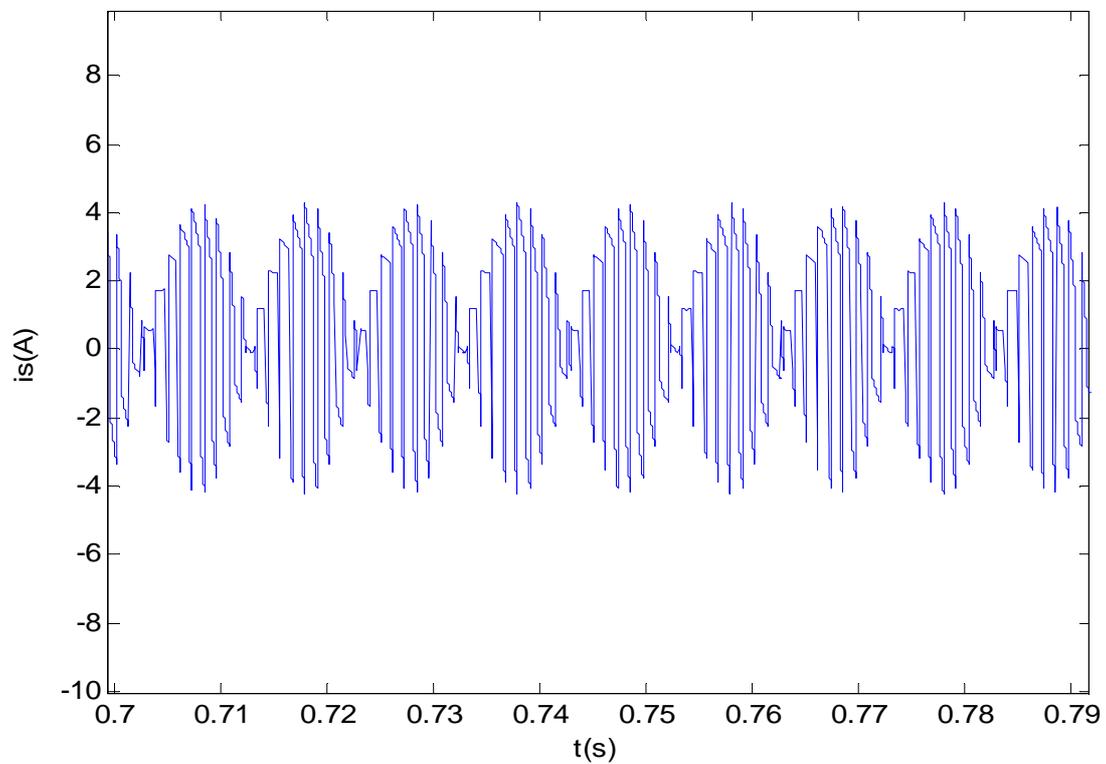


Fig.III.31 : Le courant de sortie i_s du redresseur (bipolaire)

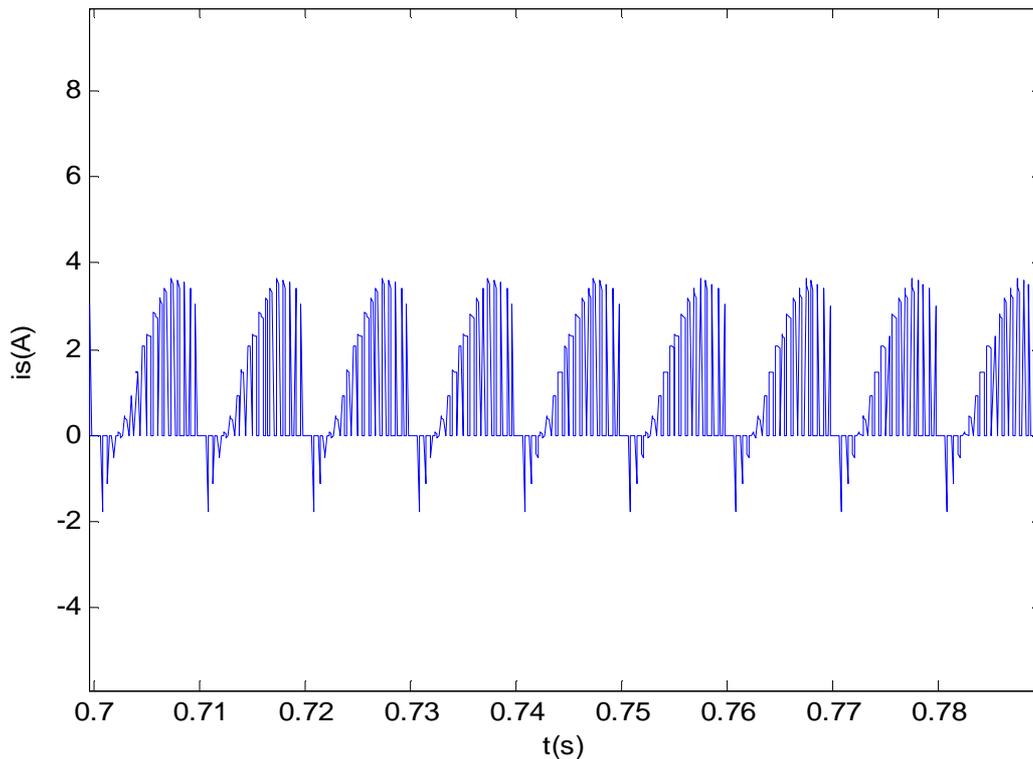


Fig.III.32 : Le courant de sortie i_s du redresseur (unipolaire)

Interprétation des résultats

- Le coefficient de réglage en tension r influe simultanément sur la tension de sortie V_c et le courant i_r d'une façon inverse, c'est-à-dire, qu'une augmentation de la tension de sortie est conditionnée par une diminution du courant d'entrée i_r .
- Les figures III-25-a et III-26-a montrent le courant en régime permanent; nous remarquons que ce dernier est en phase avec la tension V_r , après le décalage de l'onde porteuse d'un angle δ par rapport à la tension V_r . A partir de la forme du courant i_r , il est clair que ce dernier est sinusoïdal avec une forme qui suit les séquences de commutation des interrupteurs.
- Les figures III-25-d et III-26-d indiquent le courant de sortie du convertisseur: Nous remarquons qu'il peut prendre des valeurs négatives dans le cas de la commande bipolaire, pour la commande unipolaire, le courant i_s présente des valeurs négatives de très courtes durées à cause du décalage introduit au niveau de l'onde porteuse.
- Les figures III-25-e, III-25-f, III-26-e, III-26-f montrent la tension V_c et le courant absorbé par la charge ; nous voyons que la tension augmente pour atteindre une valeur constante. Le temps de montée de la tension dépend de la capacité placée, il croît avec l'augmentation de cette dernière.
Le courant absorbé par la charge a pratiquement la même allure que la tension V_c .
- Les figures III-25-c, III-26-c, illustrent la tension u_e à l'entrée du convertisseur, cette tension a une forme de peigne qui varie selon la commande unipolaire ou bipolaire.

III.3.2. Résultats de simulation triphasée (première simulation)

On présente ici les résultats obtenus pour un débit sur une charge résistive de résistance R_d .

Les paramètres choisis pour la première simulation étant [NON91, DEN01] :

$r = 0,8$; $m = 18$; $f = 50 \text{ Hz}$; $V_{r \text{ eff}} = 220 \text{ V}$; $C = 0,04\text{F}$

$R_r = 0,008\Omega$; $L_r = 0,0006\text{H}$; $R_d = 4\Omega$

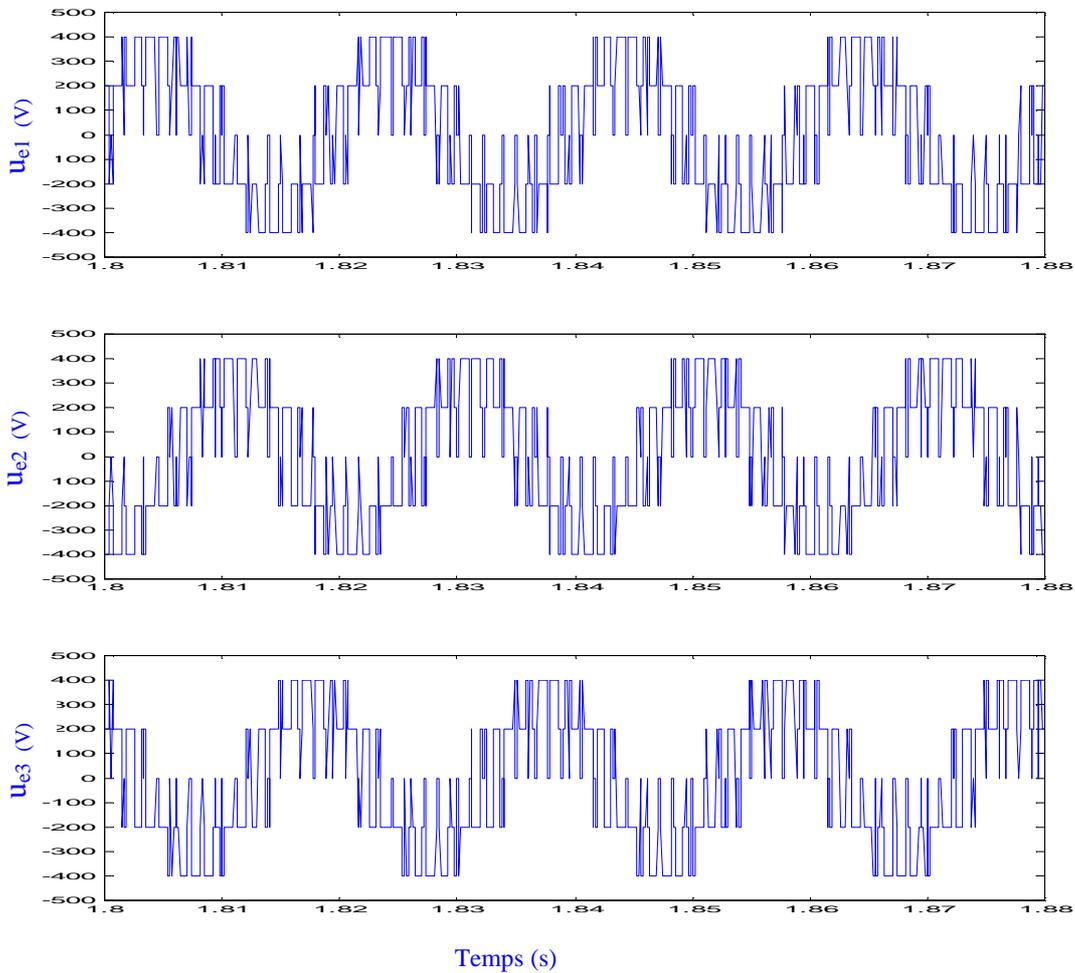


Fig.III.33 : Les tensions simples à l'entrée du redresseur u_{e1} , u_{e2} , u_{e3}

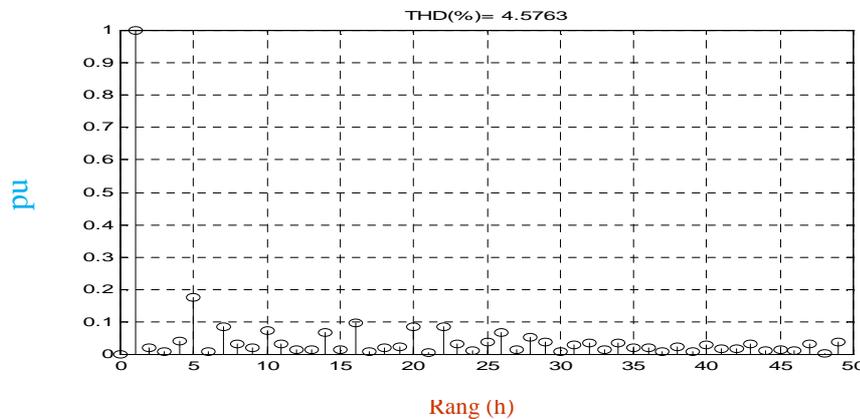


Fig. III.34 : Spectre harmonique de u_{e1} et son THD

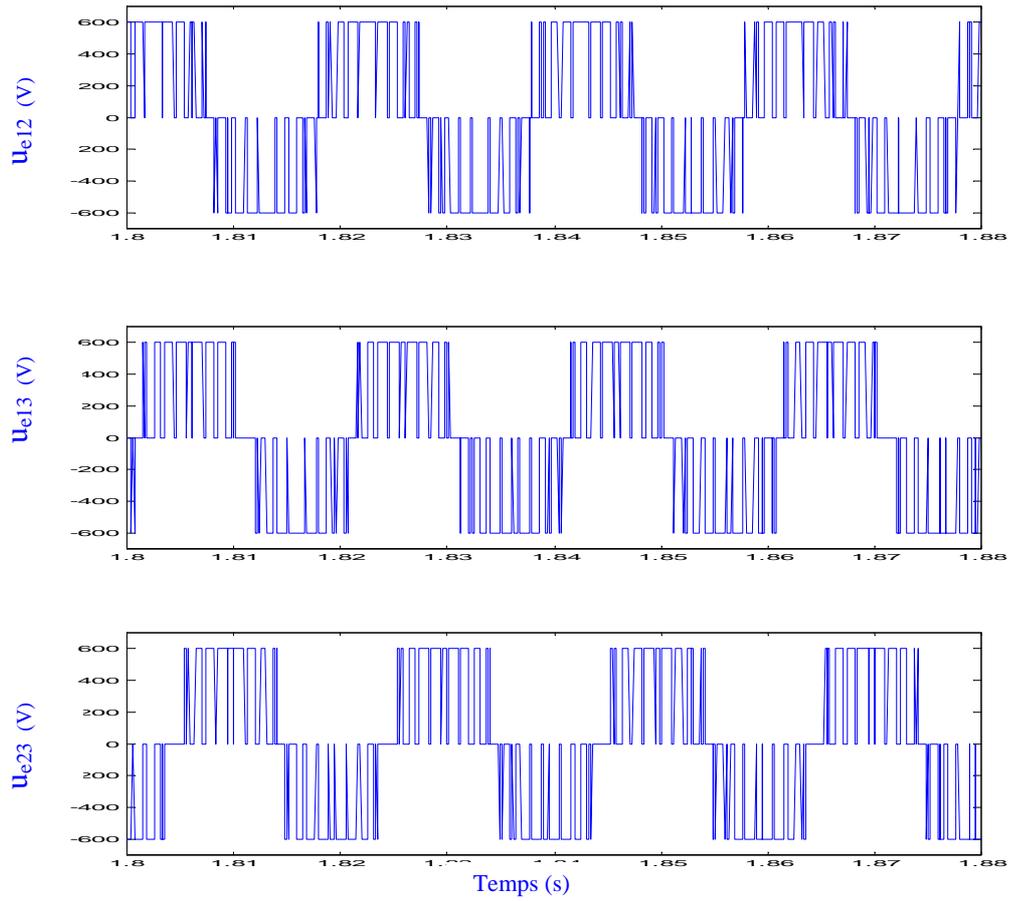


Fig.III.35 : Les tensions composées à l'entrée du redresseur u_{e12} , u_{e13} , u_{e23}

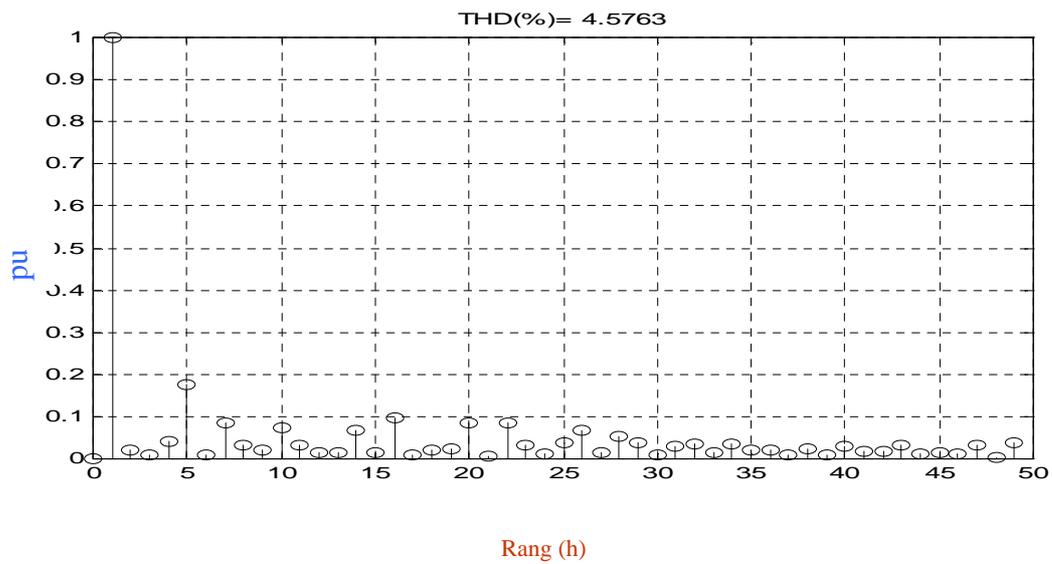


Fig.III.36 : Spectre harmonique de u_{e12} et son THD

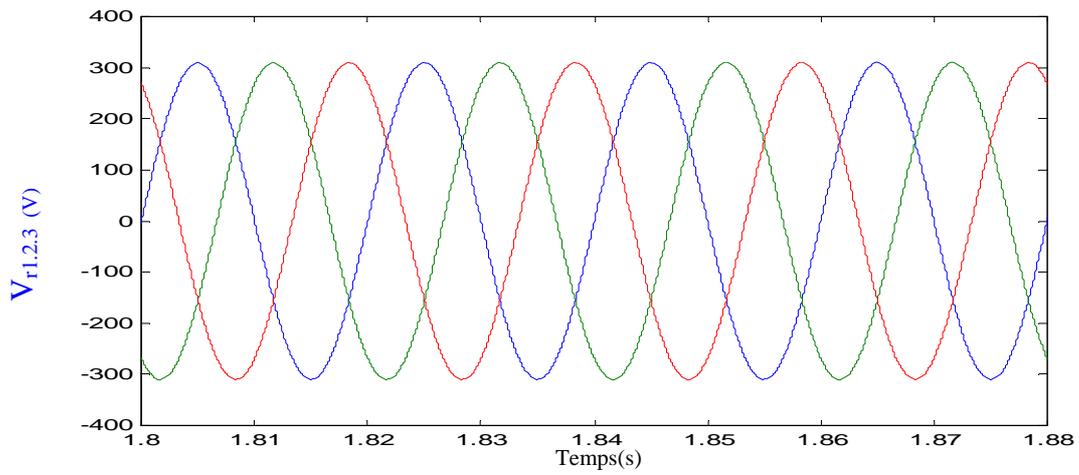


Fig.III.37 : Les tensions de sources V_{r1} , V_{r2} , V_{r3} .

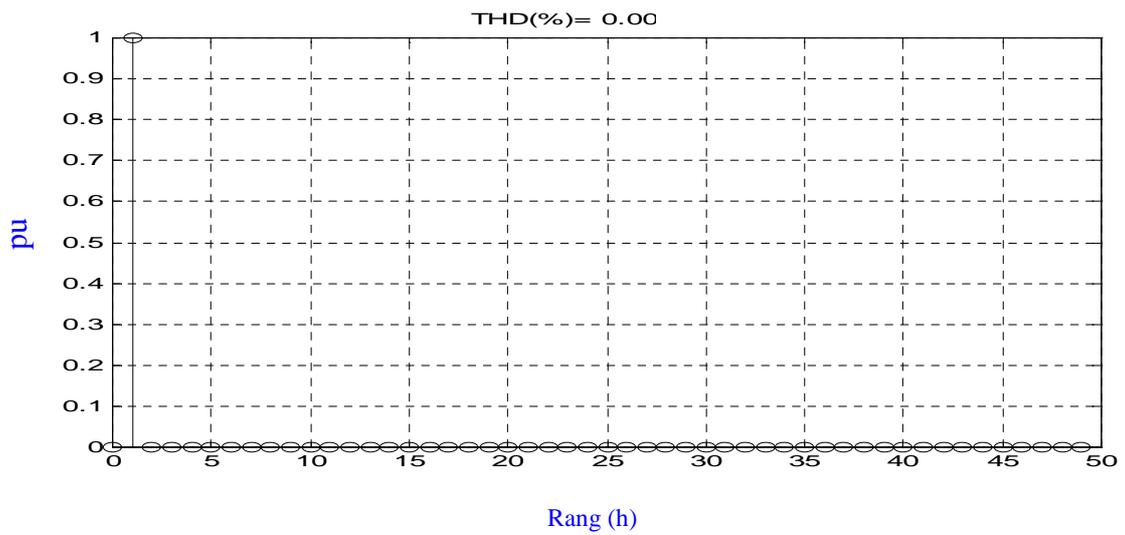


Fig.III.38: Spectre harmonique de V_{r1} et son THD

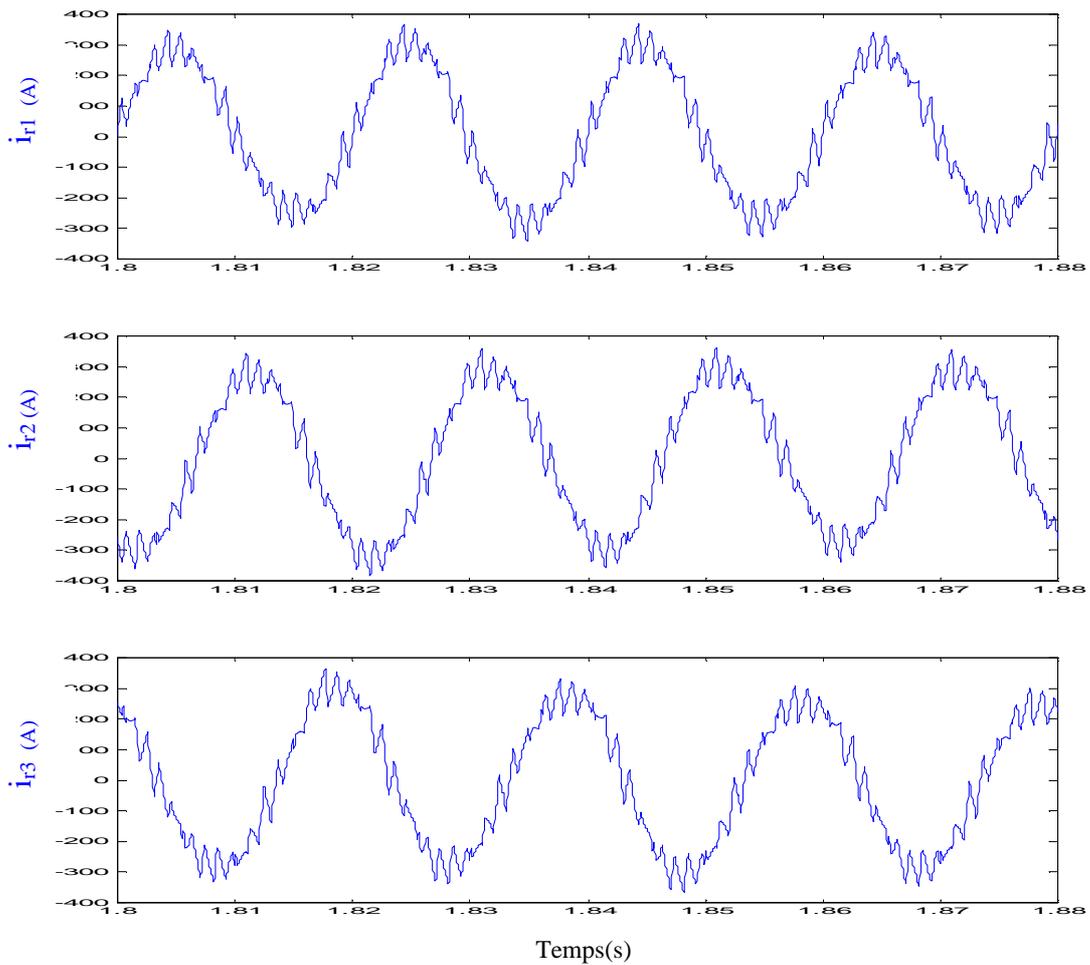


Fig.III.39 : Les courants côté réseau i_{r1} , i_{r2} , i_{r3}

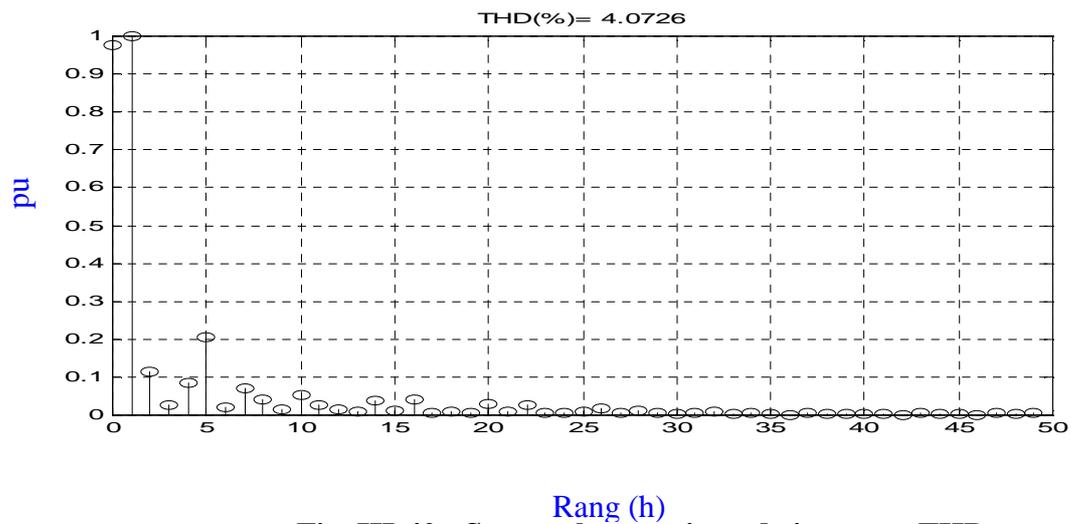


Fig. III-40 : Spectre harmonique de i_{r1} et son THD

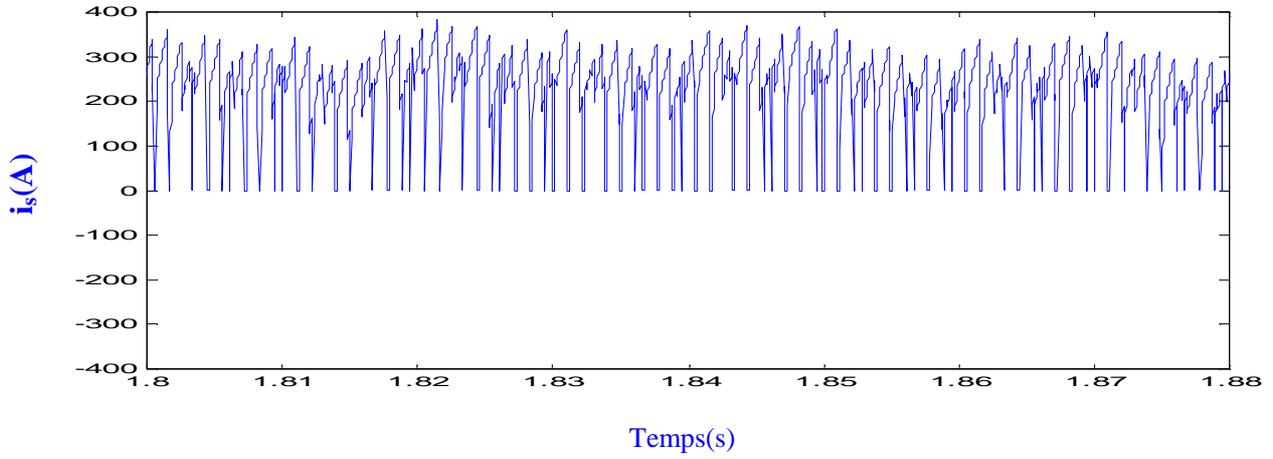


Fig.III.41 : Le courant à la sortie du redresseur i_s

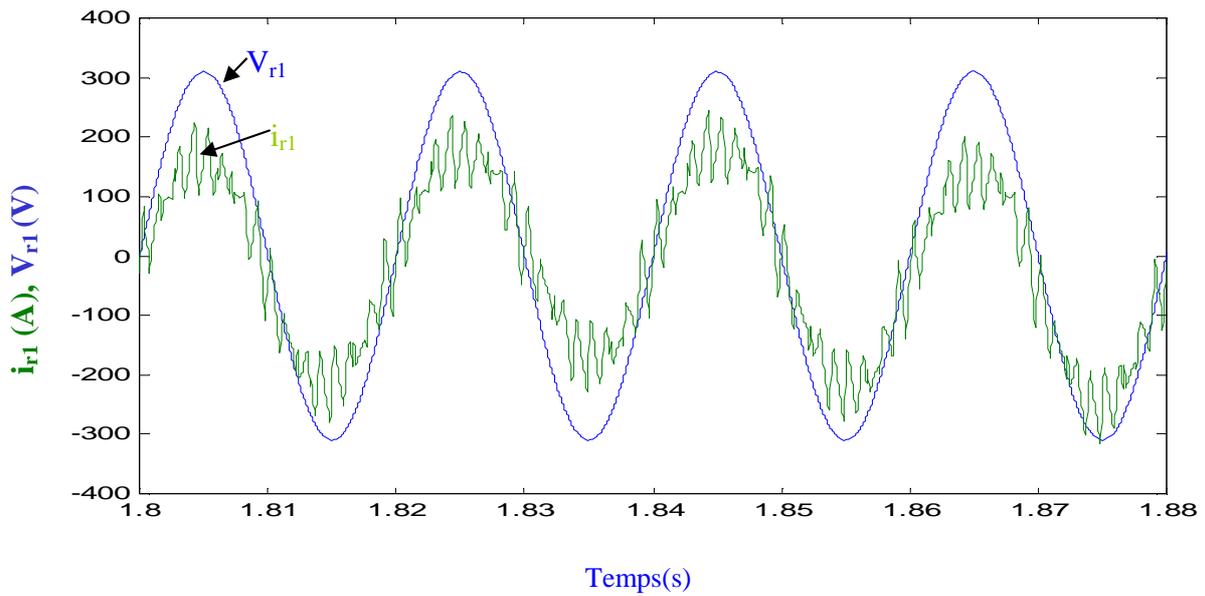


Fig.III.42 : Le courant côté réseau i_{r1} et la tension source V_{r1} pour $\varphi=0$

III.3.3. Résultats de simulation en triphasé avec régulation (première simulation)

On présente ici les résultats obtenus pour un débit sur une charge résistive constituée d'une résistance R_d .

Les paramètres choisis pour la première simulation étant :

$r = 0,8$; $m = 18$; $f = 50 \text{ Hz}$; $V_{\text{reff}} = 220 \text{ V}$; $C = 0,04\text{F}$
 $R_r = 0,008\Omega$; $L_r = 0,0006\text{H}$; $R_d = 4\Omega$

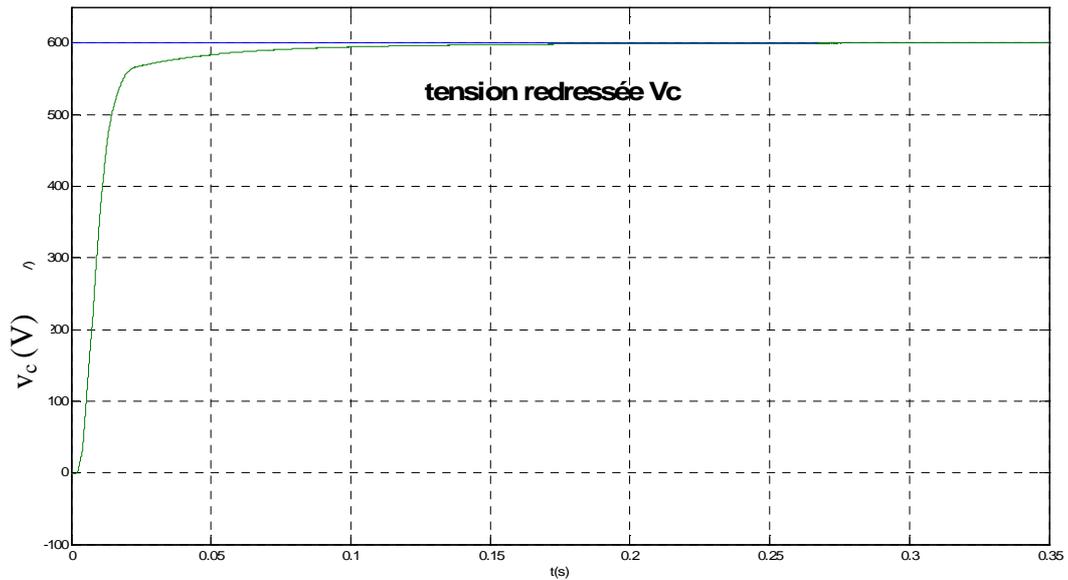


Fig. III.43 : La tension V_c et sa référence

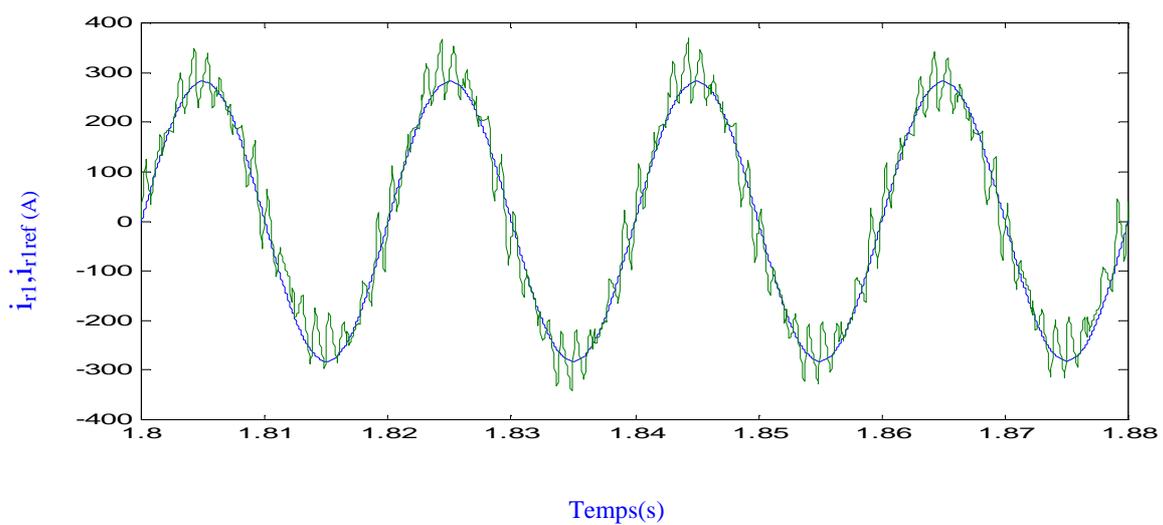


Fig.III.44 : Le courant i_{r1} et sa référence

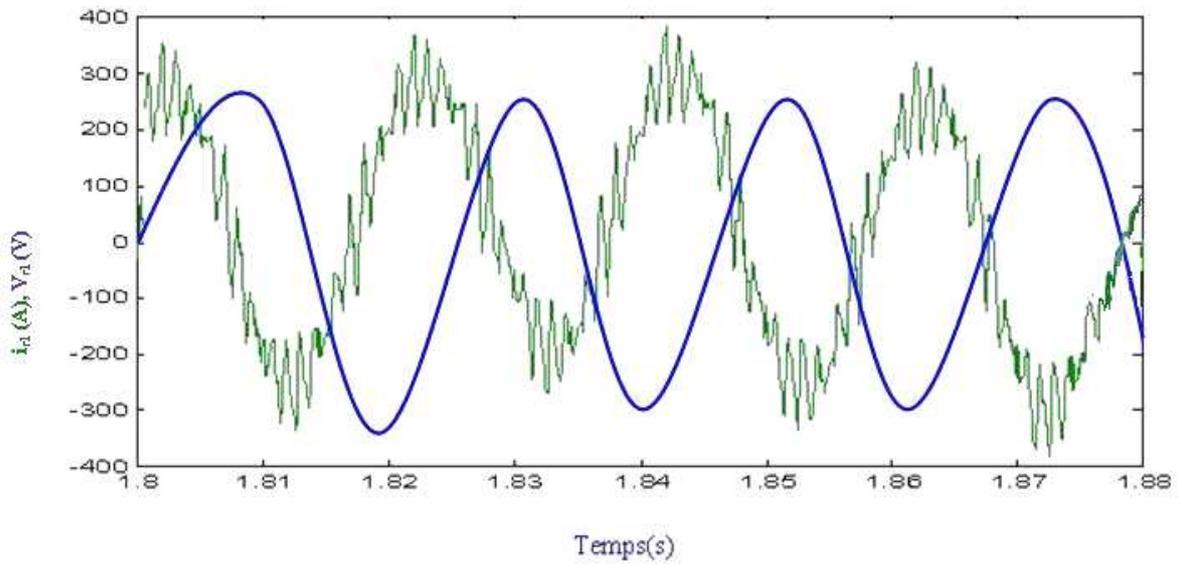


Fig.III.45 : Le courant côté réseau i_{r1} et la tension source V_{r1} pour $\varphi=\pi/3$

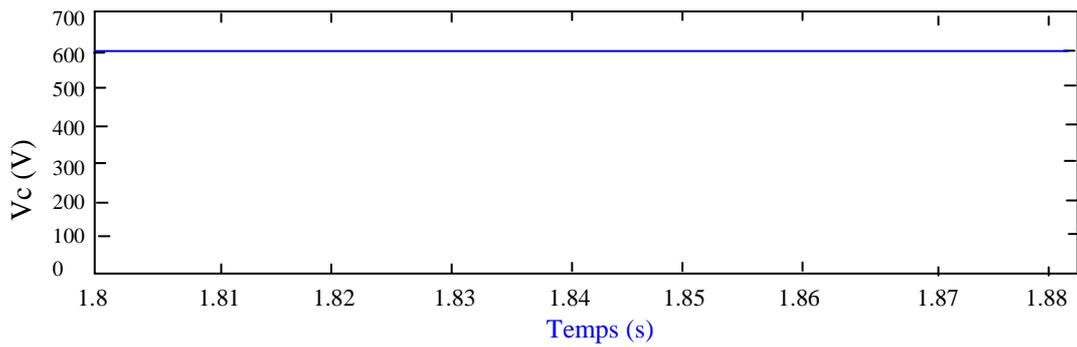


Fig. III.46 : La tension aux bornes du condensateur V_c pour $\varphi=\pi/3$

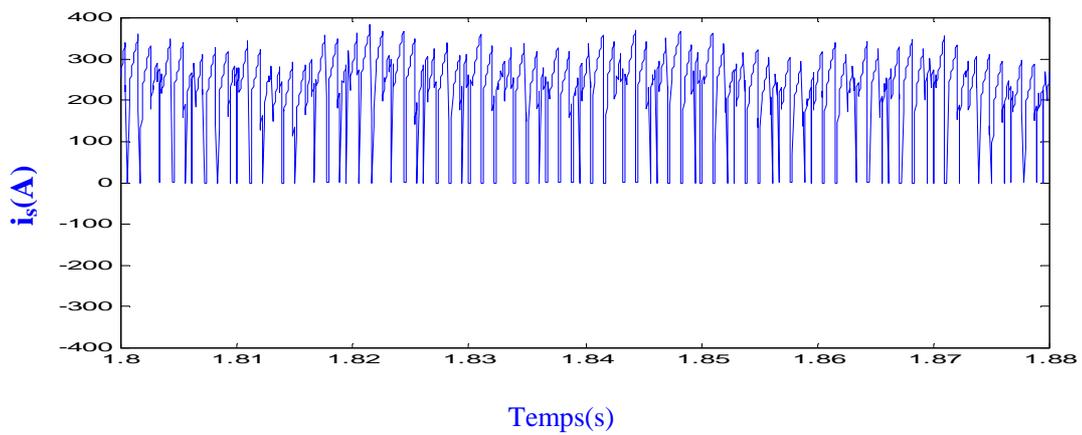


Fig.III.47 : Le courant à la sortie du redresseur i_s pour $\varphi=\pi/3$

III.3.4. Résultats de simulation en triphasé (deuxième simulation correspondant à la réalisation pratique)

Les paramètres choisis pour la deuxième simulation étant :

$f=50$ Hz $V_{\text{cref}} = 300$ V $C=4.5$ mF $R_r = 0.25\Omega$ $L_r = 0.016$ H
 $R_d=100\Omega$ $T=100\mu\text{s}$ $V_r=120$ V

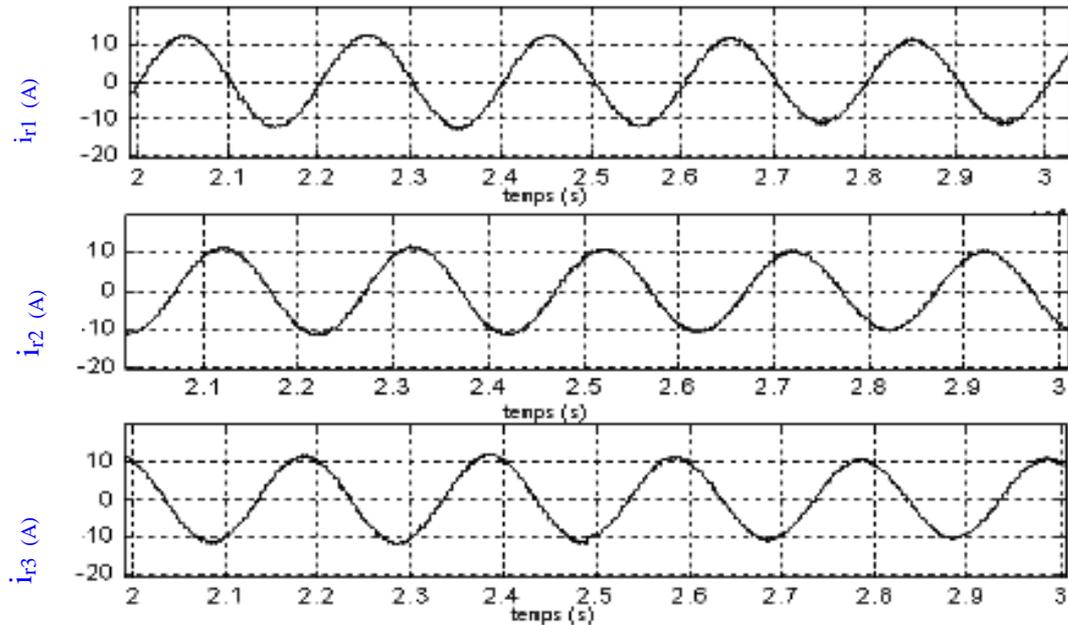


Fig.III-48 : Les courants côté réseau i_{r1} , i_{r2} , i_{r3}

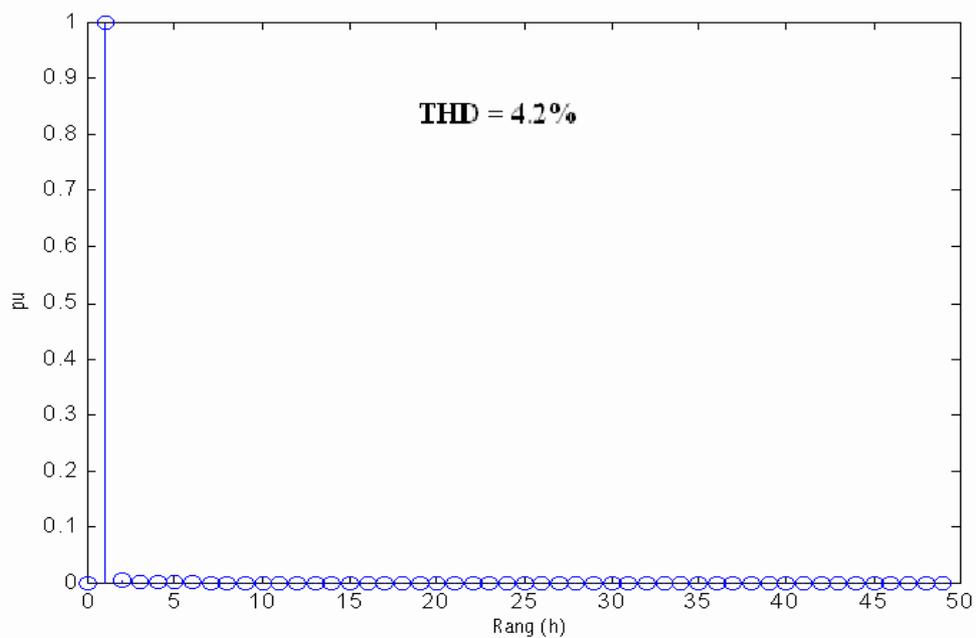


Fig. III-49 : Spectre harmonique de i_{r1} et son THD

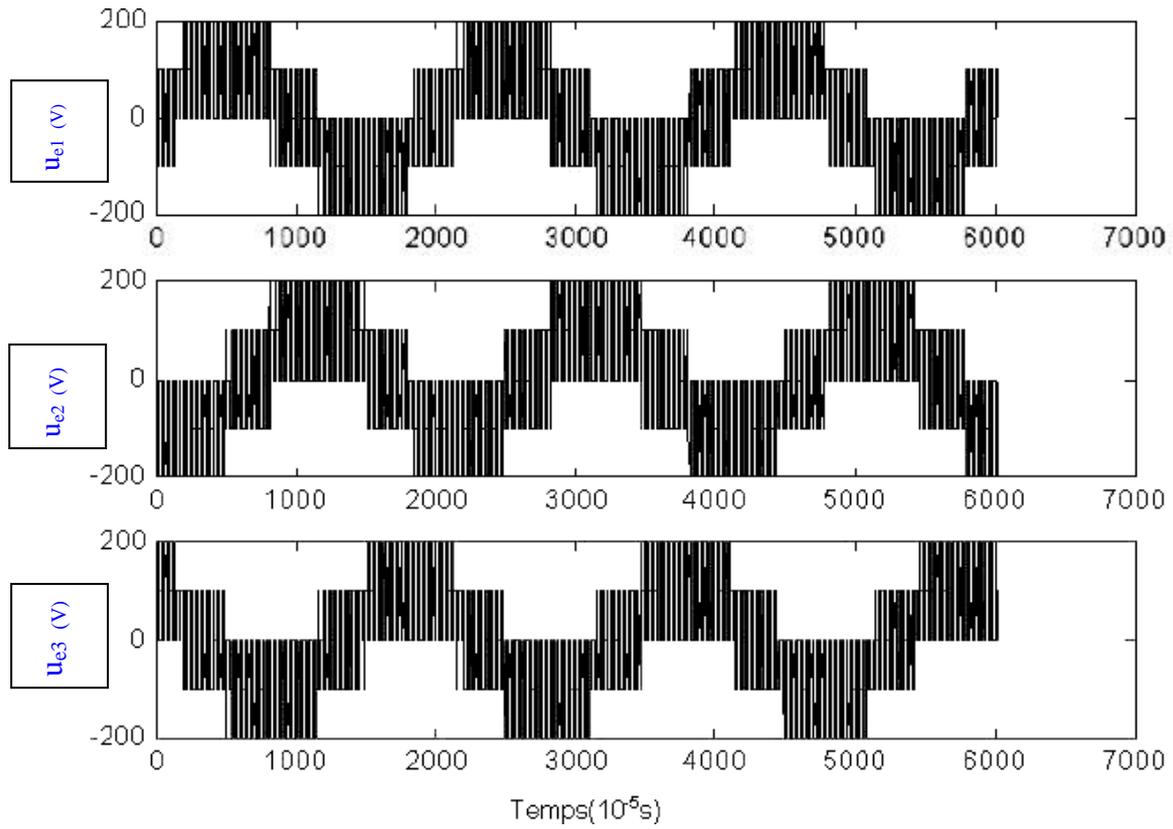


Fig3 III.50 : Les tensions simples à l'entrée du redresseur u_{e1} , u_{e2} , u_{e3}

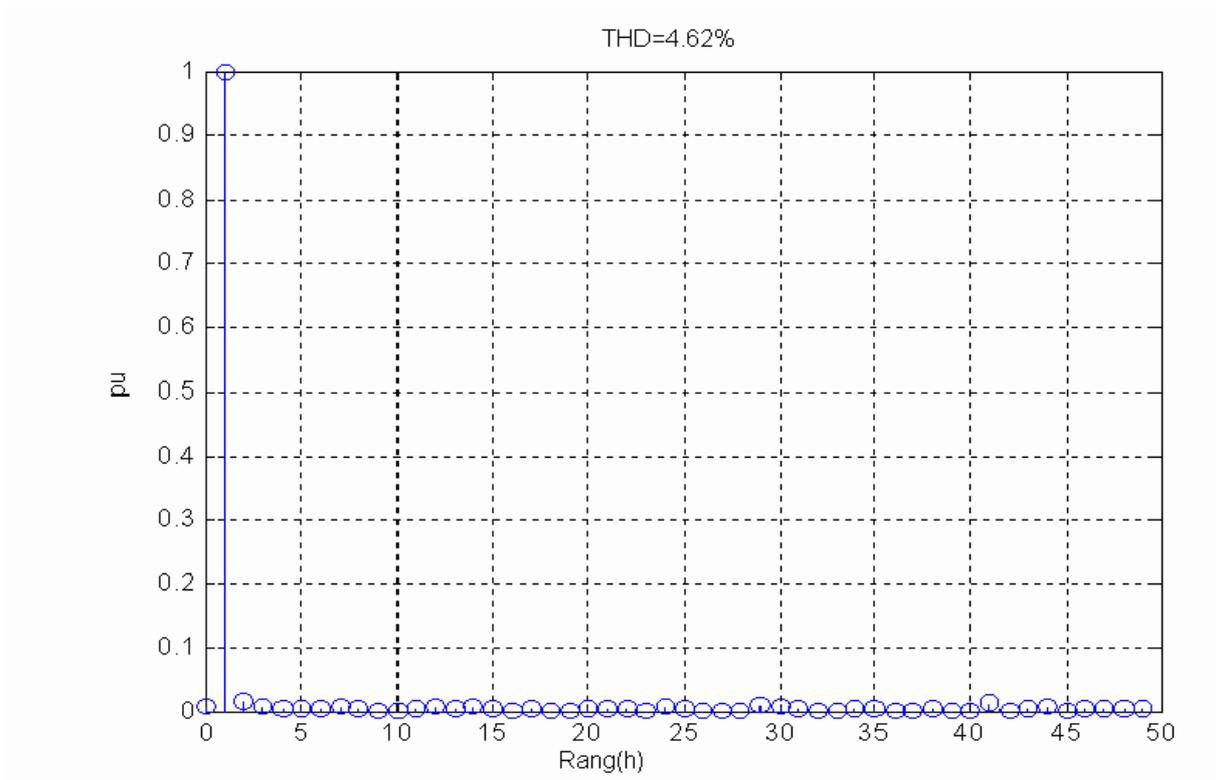


Fig.III-51 : Spectre harmonique de u_{e1} et son THD

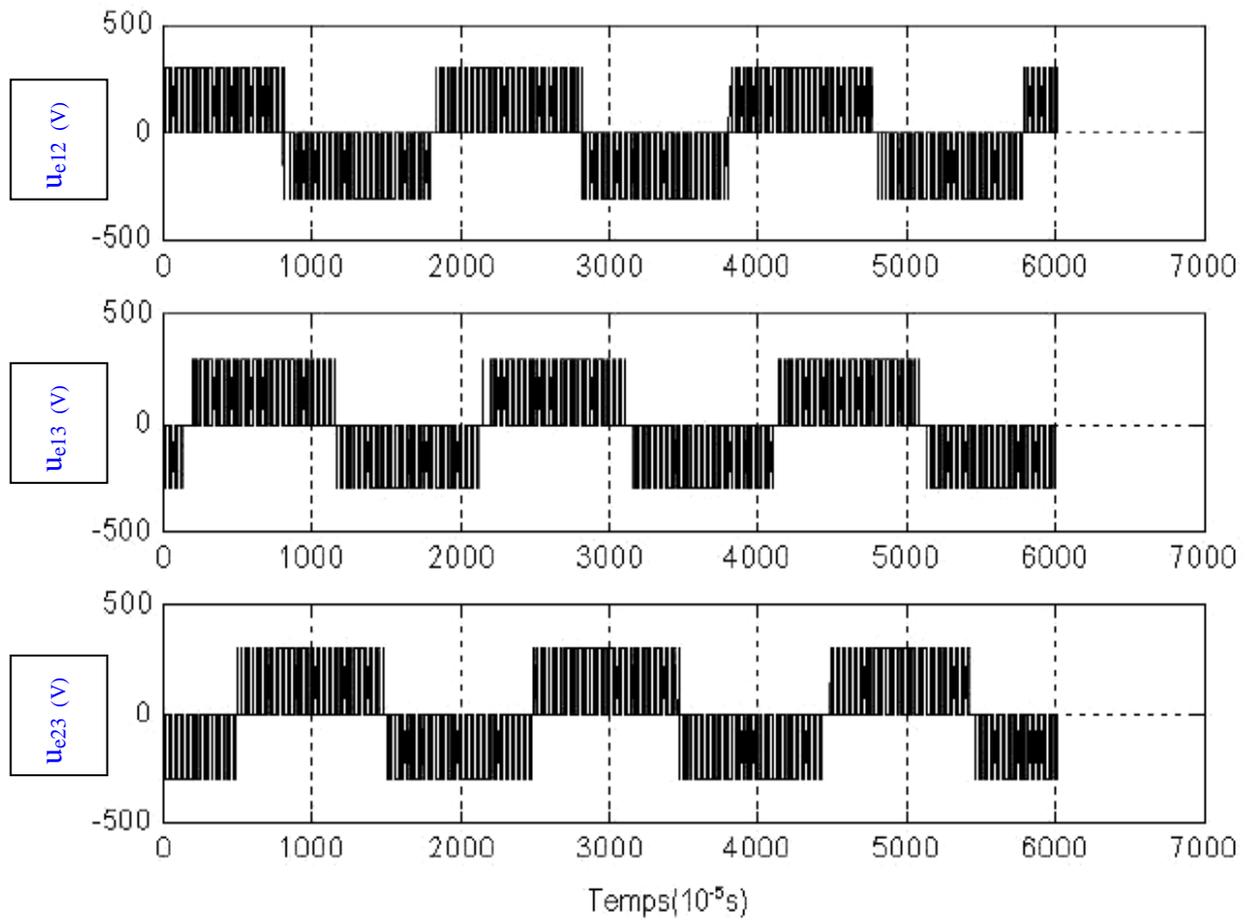


Fig.III.52 : Les tensions composées à l'entrée du redresseur u_{e12} , u_{e13} , u_{e23}

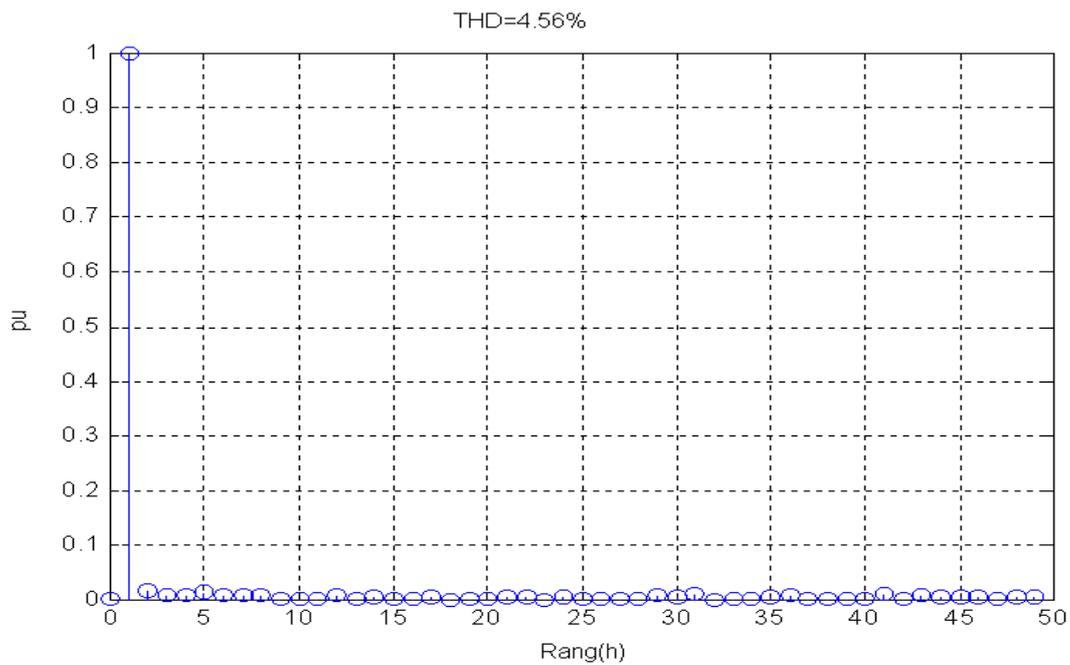


Fig.III-53 : Spectre harmonique de u_{e12} et son THD

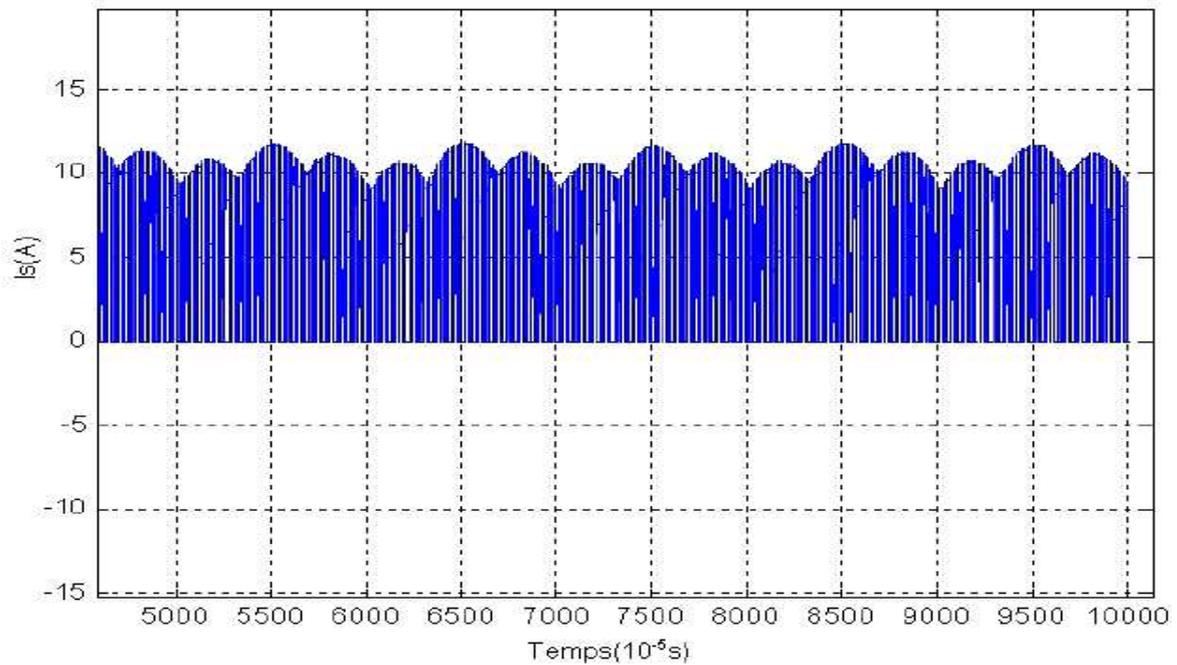


Fig.III.54 : Le courant à la sortie du redresseur i_s

III.3.5. Résultats de simulation en triphasé avec régulation (deuxième simulation)

On présente ici les résultats obtenus pour un débit sur une charge résistive constituée d'une résistance R_d .

Les paramètres choisis pour la simulation étant :

$$\begin{array}{lllll}
 f=50 \text{ Hz} & V_{\text{cref}} = 300 \text{ V} & C=4.5\text{mF} & R_r=0.25\Omega & L_r=0.016\text{H} \\
 R_d=100\Omega & T=100\mu\text{s} & V_r=120\text{V} & &
 \end{array}$$

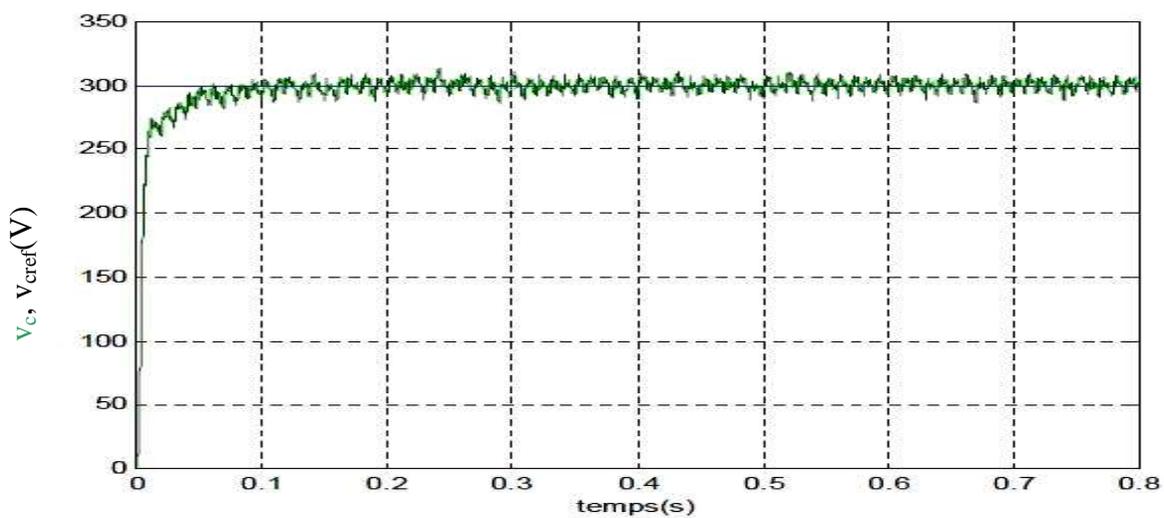


Fig.III.55 : La tension v_c et sa référence

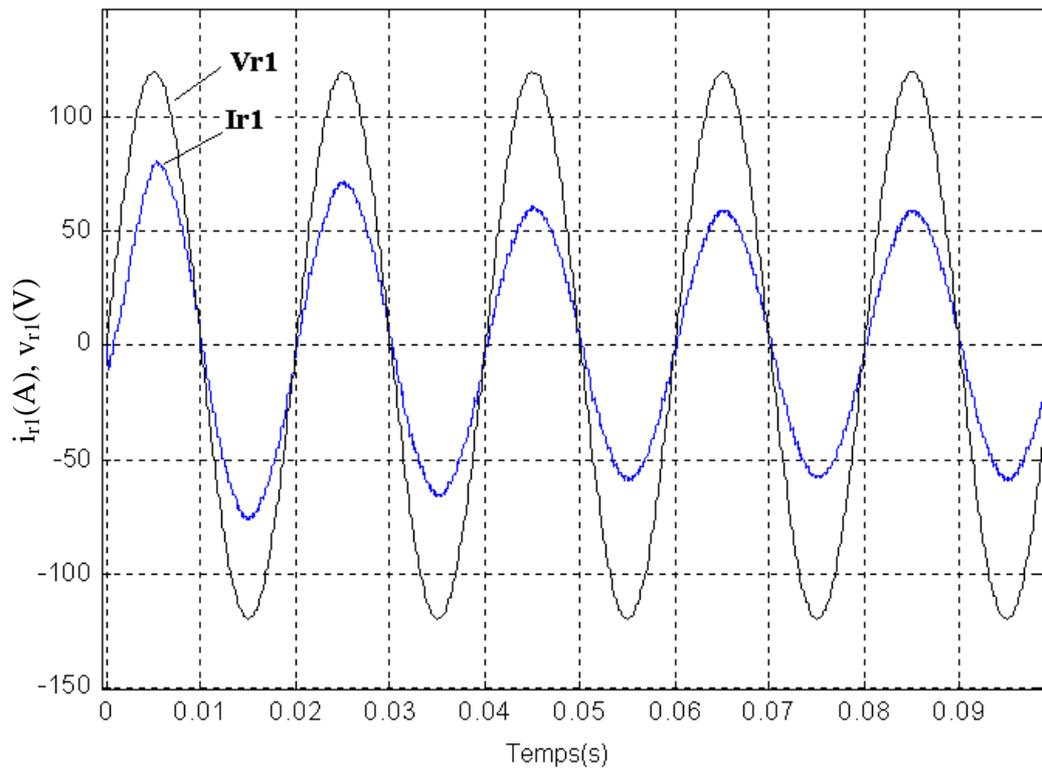


Fig. III.56 : Le courant côté réseau i_{r1} et la tension source v_{r1} pour $\varphi=0$

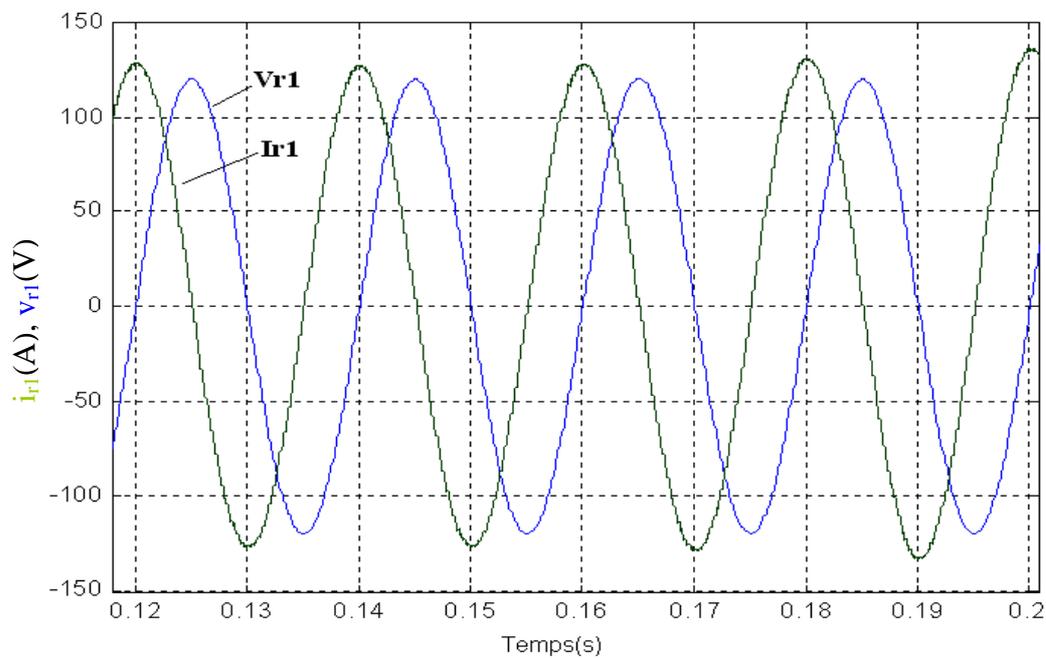


Fig.III.57: Le courant côté réseau i_{r1} et la tension source v_{r1} pour $\varphi \neq 0$

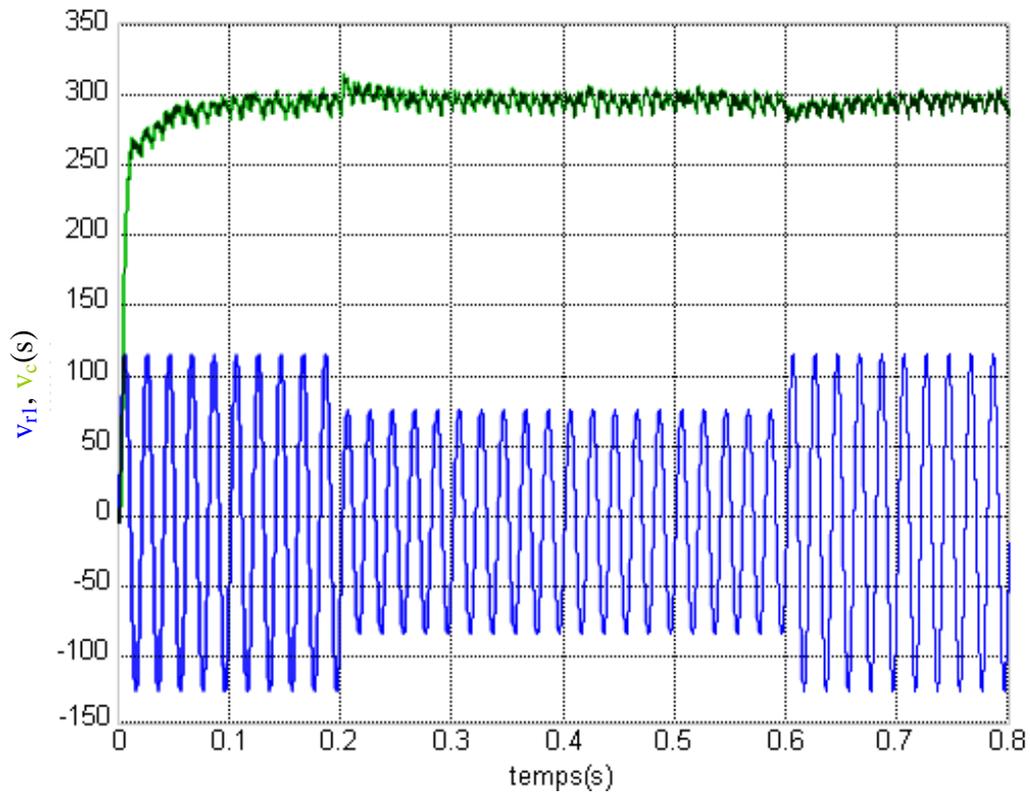


Fig.III.58 : La réponse de la tension v_c à un échelon de tension réseau v_{r1}

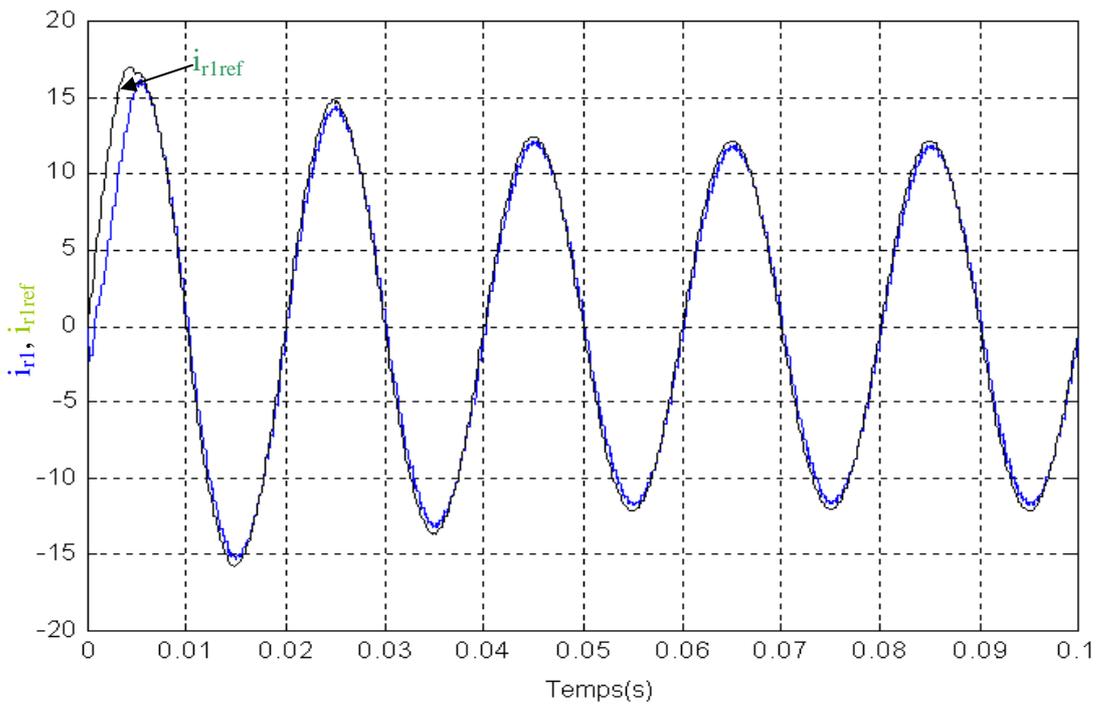


Fig.III.59 : Le courant côté réseau i_{r1} et sa référence

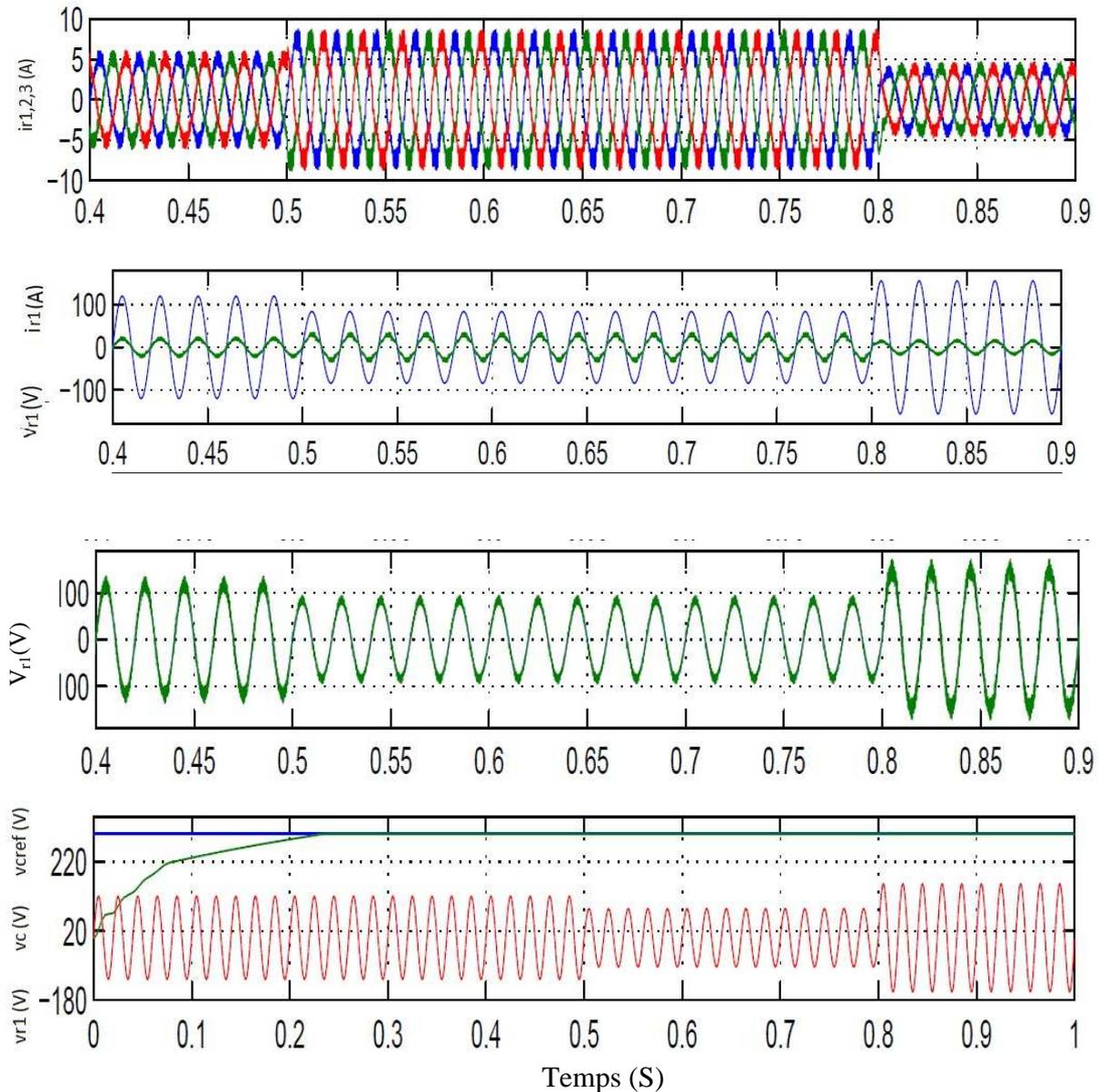


Fig.III.59-a : Résultats de simulation pour une variation de la tension d'entrée avec ($R_d = 200\Omega$)

Interprétation des résultats :

Les différents tests de simulation vérifient la validité de la méthode MLI proposée aussi bien en régime statique qu'en régime dynamique.

- Les figures (III-39) et (III-48) représentent les courants de phases, on remarque que les trois courants sont presque sinusoïdaux, ce qui donne un faible taux de distorsion harmonique.
- Les figures (III-42) et (III-56) montrent que le courant i_{r1} est en phase avec la tension V_{r1} (un facteur de puissance unitaire).
- Les figures (III-45) et (III-57) présentent la possibilité d'agir sur le déphasage entre le courant et la tension du réseau ce qui nous permet de contrôler le facteur de puissance.

- Les figures (III-43) et (III-55) montrent la tension V_c aux bornes de la capacité. Nous voyons que la tension augmente pour atteindre la consigne avec un petit dépassement, le temps de montée dépend de la capacité placée, il croît avec l'augmentation de cette dernière.
- La figure (III-58) montre que la régulation de tension de capacité peut assurer à la charge la stabilité de la tension à ces bornes en cas d'une variation brusque de la tension du réseau.
- Les résultats de la figure (III-59-a) montrent les formes d'ondes dans le cas d'une variation de la tension d'entrée, une diminution d'environ de 35% puis une augmentation correspond à plus de 30% de sa valeur initiale. On voit bien que le courant diminue avec la diminution de la valeur de la tension et accroît avec son augmentation. Ce changement de tension d'alimentation n'influe pas sur la tension de sortie du redresseur qui demeure constante et égale sa référence.

III.4. Etude de l'association redresseur-onduleur de tension -machine asynchrone

III.4.1. Introduction

Actuellement, l'évolution des locomotives électriques modernes s'oriente vers des vitesses et des puissances élevées. Il semble que les moteurs de traction qui peuvent répondre à ces exigences, sont les moteurs à courant alternatif synchrone et asynchrone.

L'alimentation classique de l'onduleur associée à ce type de moteurs utilisent des redresseurs à diodes ou à thyristors fonctionnant à commutation naturelle qui vis-à-vis du réseau d'alimentation présentent des inconvénients importants tels que :

- injection des harmoniques dans le réseau d'alimentation ;
- consommation de la puissance réactive, ce qui affecte le facteur de puissance [GRO92], [MAH95], [MAH91].

Les avantages économiques qu'ils présentent deviennent incontestables devant les exigences harmoniques strictes, ce qui a encouragé plusieurs chercheurs à s'investir dans ce domaine [GUA 94].

Dans ce chapitre, nous étudierons l'association redresseur onduleur de tension-machine asynchrone. Le redresseur et l'onduleur sont commandés par les techniques MLI.

III.4.2. Caractéristiques de la machine asynchrone alimentée par un système redresseur-onduleur

C'est le type d'alimentation le plus répandu, l'association classique : redresseur -onduleur de tension-machine asynchrone permet de faire fonctionner la machine à couple constant, en imposant la commande classique $v/f=cte$ par le double réglage de la fréquence par l'intermédiaire d'un circuit de commande qui assure l'allumage et l'extinction des I.G.B.Ts de l'onduleur.

Cette alimentation est illustrée pour des machines de faible et de moyenne puissance, pour une gamme de fréquence allant jusqu'à 200 Hz. Le rendement de l'association est au voisinage de 85% et le facteur de puissance est à peu près 0,95 en pleine vitesse [FOR89].

La machine peut fonctionner dans une gamme de vitesse de 0 à 100%, elle peut changer de sens de rotation, lorsqu'on inverse l'ordre de commutation des IGBT du pont onduleur ; les diodes de retour permettent de redresser les courants débités par la machine en génératrice asynchrone. L'énergie de freinage est récupérée par adjonction d'un deuxième pont (pont bêche) fonctionnant alors en onduleur.

III.4.3 Avantages de la structure étudiée

La structure étudiée permet de faire marcher la machine asynchrone à couple constant, c'est à dire à v/f constant en réglant la tension cette fois-ci par le redresseur en agissant sur le rapport cyclique r de la MLI sinusoïdale.

La fréquence est réglée comme précédemment par l'onduleur.

Les avantages majeurs sont : le fonctionnement à facteur de puissance unitaire côté réseau et la marche dans les quatre quadrants (couple-vitesse) sans avoir besoin d'un pont auxiliaire et donc sans encombrement.

III.4.4. Description de l'ensemble redresseur-onduleur de tension-machine asynchrone

La figure (V-1) illustre le schéma de principe de l'association, elle est constituée d'un :

- Redresseur monophasé ;
- Onduleur de tension triphasé ;
- Une machine asynchrone triphasée.

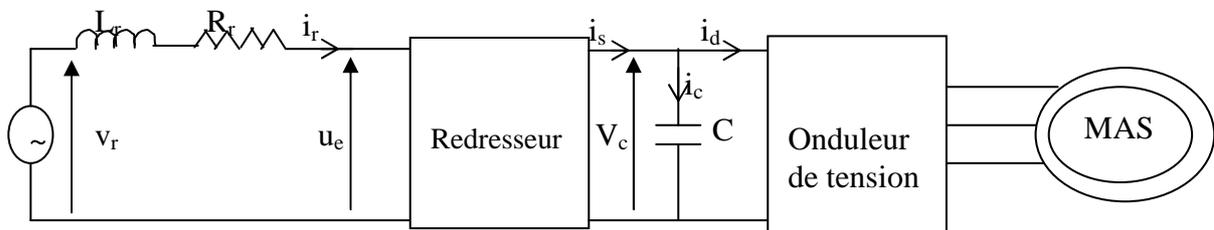


Fig.III.60: Schéma de principe de l'association redresseur-onduleur-MAS

III.4.5. Modélisation du redresseur AC/DC

L'étude détaillée de ce redresseur a été faite au chapitre I, on se limite à rappeler les équations de ses grandeurs d'entrée et de sortie qui sont :

$$\left\{ \begin{array}{l} L_r \frac{di_r}{dt} + R_r i_r + u_e = V_r \\ i_s = U_1 i_r \\ u_e = U_1 v_c \\ \frac{dv_c}{dt} = \frac{i_s - i_c}{C}, \end{array} \right. \quad (\text{III-32})$$

U_1 est la fonction logique du redresseur, elle prend les valeurs $\{1, 0, -1\}$ Le redresseur est commandé par la MLI selon :

- La stratégie triangulo-sinusoïdale unipolaire et bipolaire

III.4.6. Modélisation de l'onduleur de tension

L'onduleur triphasé employé permet d'obtenir à partir d'une tension constante à son entrée des tensions sous formes de peigne d'amplitude et de fréquence variables. Le schéma détaillé de cet onduleur est donné à la figure (II-61).

Chaque bras de l'onduleur est constitué de deux interrupteurs T_i et T'_i ($i=1, 2, 3$) commandés à l'ouverture et à la fermeture.

Les interrupteurs T_i , et T'_i sont des semi-conducteurs (transistors) shuntés en antiparallèle par des diodes de roue libre D_i , et D'_i , et commandés en modulation de largeur d'impulsions selon la stratégie triangulo-sinusoidale.

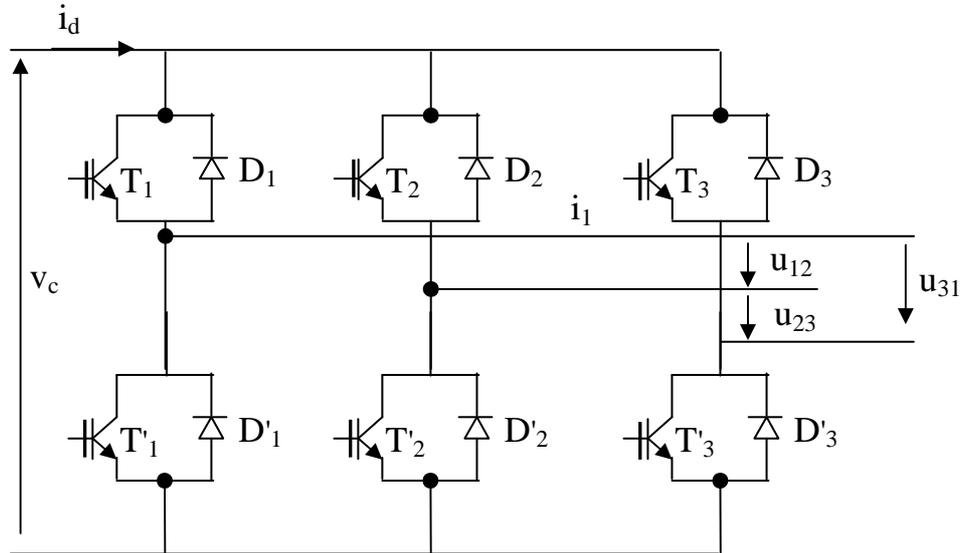


Fig.III.61: L'onduleur de tension

Nous supposons que la commutation des éléments semi-conducteurs est instantanée (composants parfaits). Ainsi à chaque bras de l'onduleur, on associe une fonction logique de connexion S_i définie comme suit [GRO 92] :

- $S_i = 1$ si T_i est fermé, T'_i est ouvert
- $S_i = 0$ si T_i est ouvert, T'_i est fermé

Cette fonction est obtenue à partir du modèle mathématique basé sur la comparaison de deux signaux, l'un triangulaire (porteuse), l'autre sinusoidal (modulante).

La porteuse est définie par l'équation :

$$v_{p0} = \begin{cases} \frac{4t}{T_{p0}} - (4n + 1) & \text{si } nT_{p0} \leq t \leq \left(n + \frac{1}{2}\right)T_{p0} \\ -\frac{4t}{T_{p0}} + (4n + 3) & \text{si } \left(n + \frac{1}{2}\right)T_{p0} \leq t \leq (n + 1)T_{p0} \end{cases} \quad (\text{III-33})$$

n est un nombre entier non nul et $T_{p0} = \frac{1}{m_0 f}$

Les modulantes e_i ($i=1-3$) sont données par l'équation suivante :

$$e_1 = r_0 \sin\left(\omega t - \frac{2(i-1)\pi}{3}\right) \quad (\text{III-34})$$

Ainsi, les fonctions logiques l'expression S_i définies ci-dessus peuvent être données par l'expression :

$$S_i = \begin{cases} 1 & \text{si } e_i \geq v_{p0} \\ 0 & \text{si non} \end{cases} \quad (\text{III-35})$$

Les interrupteurs de chaque bras de l'onduleur sont complémentaires, si l'un est fermé l'autre est ouvert. Ceci nous permet de modéliser chaque bras de l'onduleur par un seul interrupteur à deux niveaux. Le niveau haut correspond à la tension v_c , le niveau bas correspond à la tension zéro (figure V-3).

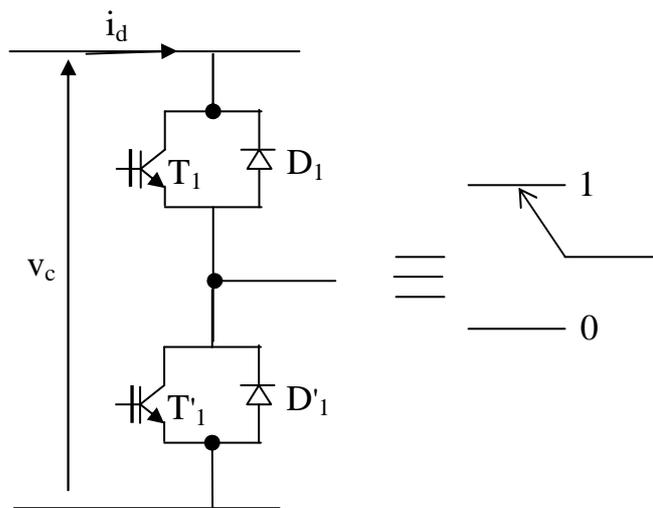


Fig.III.62 : Modélisation d'un bras de l'onduleur

La figure III-63 montre la forme d'onde de la porteuse et des modulantes, ainsi que les fonctions logiques S_i , correspondant à chaque bras de l'onduleur et cela pour un indice de modulation $m_0 = 20$ et un rapport en tension $r_0 = 0,8$.

Les tensions de ligne aiguillées par l'onduleur se déduisent immédiatement en fonction de la tension v_c , et les fonctions logiques S_i .

$$\begin{cases} u_{12} = v_1 - v_2 = v_c (S_1 - S_2) \\ u_{23} = v_2 - v_3 = v_c (S_2 - S_3) \\ u_{31} = v_3 - v_1 = v_c (S_3 - S_1) \end{cases} \quad (\text{III-36})$$

Vu la symétrie de la machine et le couplage en étoile de ses enroulements statoriques, on a :

$$\sum_{i=1}^3 v_i = 0 \tag{III-37}$$

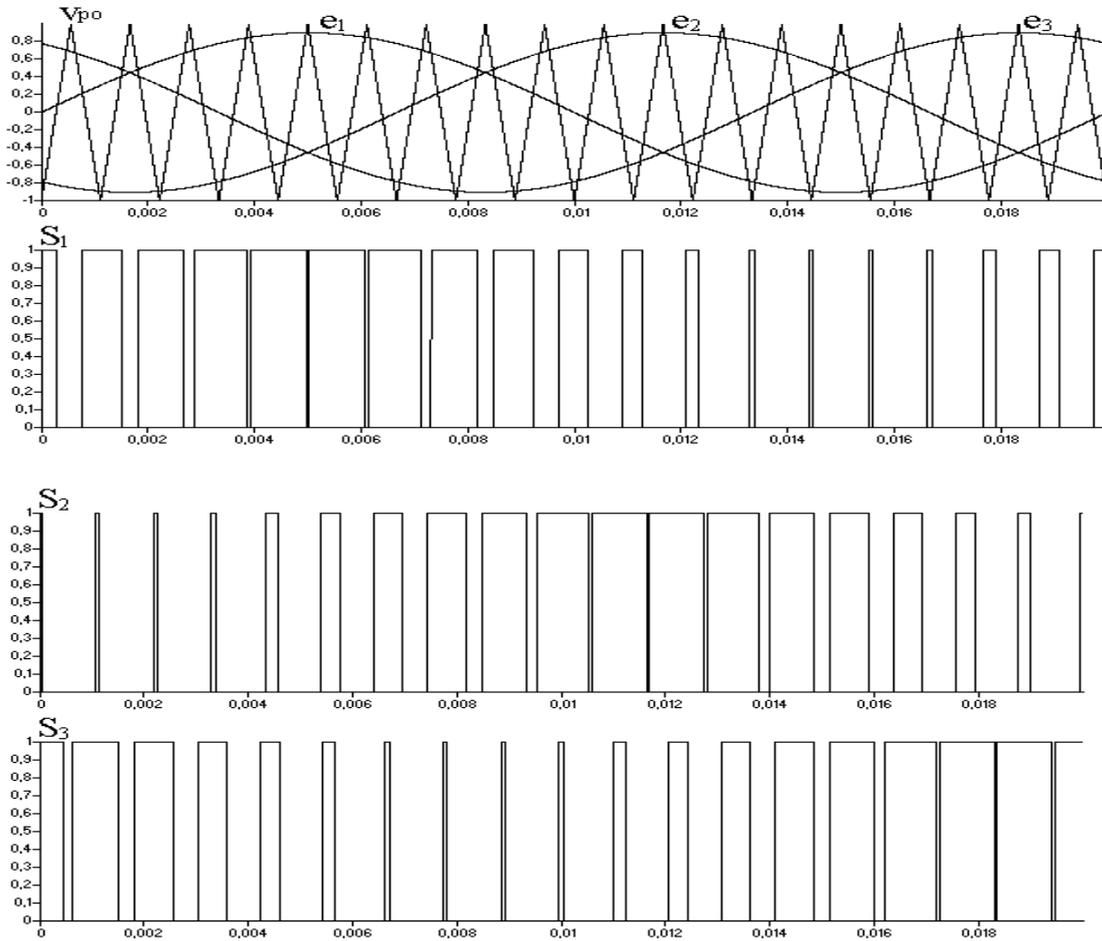


Fig.III.63 : La stratégie triangulo-sinusoidale appliquée à l'onduleur

En se basant sur les équations (III-36) et (III-37), on peut déduire les tensions simples v_1, v_2 et v_3 par :

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} v_c \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & 1 & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 1 \end{bmatrix} \tag{III-38}$$

Le courant à l'entrée de l'onduleur est donné par :

$$i_d = \sum_{i=1}^3 S_i i_i \tag{III-39}$$

III.4.7. Modélisation de la machine asynchrone

La machine asynchrone dont nous étudierons la mise en équations est de nature triphasée. Les armatures magnétiques du stator et du rotor sont séparées par un entrefer constant et munies chacune d'un enroulement triphasé. Elle correspond à la structure de principe représentée par la figure III-64 dans un plan perpendiculaire à l'axe de rotation.

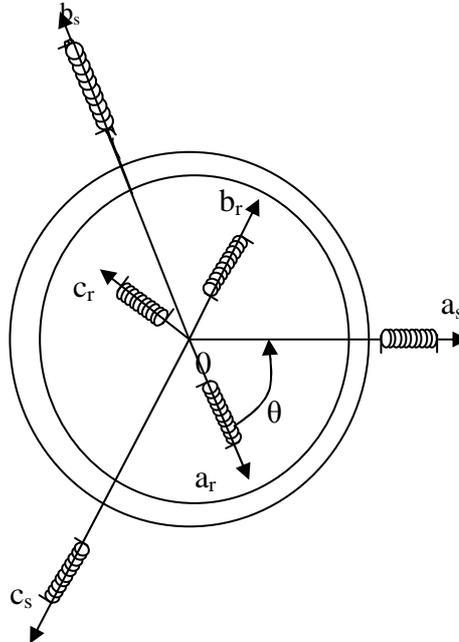


Fig.III.64 : Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée

Hypothèses simplificatrices :

- 1- La machine asynchrone est supposée symétrique et le circuit magnétique non saturé, ce qui permet d'avoir des relations linéaires entre les flux et les courants ;
- 2- La F.M.M dans l'entrefer est sinusoïdale (sans harmoniques d'espace) ;
- 3- Les pertes fer et l'effet de peau sont négligés.

III.4.7.1. Transformation de Park appliquée à la machine asynchrone triphasée

En appliquant la transformée de Park, la machine asynchrone triphasée est modélisée par un système de deux enroulements biphasés : un pour le stator, l'autre pour le rotor.

Pour obtenir un système d'équations à coefficients constants, on transforme les enroulements statoriques et rotoriques en enroulements orthogonaux équivalents. Les enroulements statoriques a_s , b_s , c_s sont remplacés par trois enroulements équivalents d_s , q_s , o_s et les enroulements rotoriques a_r , b_r , c_r par d_r , q_r et o_r (figure III-65).

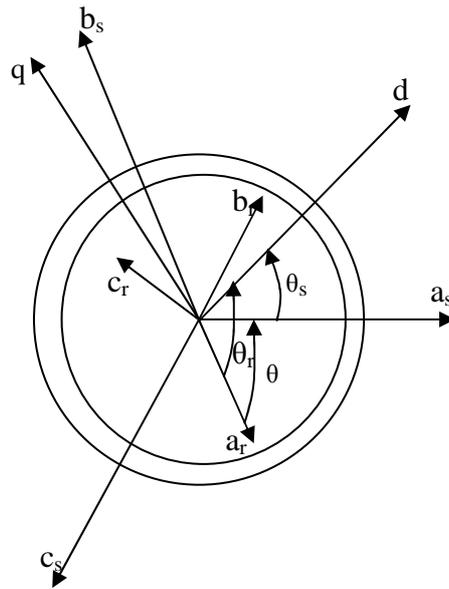


Fig.III.65: Transformation des enroulements réels en enroulements équivalents.

III.4.7.1.1. Transformation des grandeurs statoriques et rotoriques

La matrice de transformation qui ramène des grandeurs triphasées à des grandeurs diphasées dans un repère arbitraire est :

$$[X_{dqo}] = P(\theta) \cdot [X_{abc}] \quad (\text{III-40})$$

Cette matrice de transformation ne conserve pas les amplitudes des courants et des tensions, mais assure l'invariance de la puissance instantanée. Elle est donnée par :

$$p(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{III-41})$$

Où θ : représente l'angle de transformation. Il dépend du repère choisi ainsi que des grandeurs statoriques ou rotoriques.

Le facteur $\sqrt{\frac{2}{3}}$ est choisi de façon à conserver la puissance électrique instantanée $p(t)$ entre les modèles triphasés et biphasés équivalents.

Dans le cas où le système triphasé, des systèmes d'équations (III-40), est équilibré on obtient alors, après transformations le système (III-42) suivant :

$$\begin{bmatrix} X_{ds} \\ X_{qs} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_{as} \\ X_{bs} \\ X_{cs} \end{bmatrix} \quad (\text{III-42})$$

Où la variable (X) peut être une tension, un courant ou un flux et (θ) peut être soit (θr) pour les grandeurs rotoriques, soit (θs) pour les grandeurs statoriques.

III.4.7.1.2. Modèle de Park de la machine asynchrone

Les tensions triphasées statoriques $[V_s]$, les courants statoriques $[i_s]$ et rotoriques $[i_r]$ sont reliés aux flux magnétiques totaux $[\phi_s]$ et $[\phi_r]$ par les équations différentielles suivantes : au stator :

$$[V_s] = [R_s][i_s] + \frac{d}{dt}[\phi_s] \quad (\text{III-43})$$

au rotor (avec enroulement en court-circuit) $[V_r] = [0]$.

$$[V_r] = [R_r][i_r] + \frac{d}{dt}[\phi_r] \quad (\text{III-44})$$

Les flux magnétiques sont donnés par les équations suivantes:
au stator :

$$[\phi_s] = [L_s][i_s] + [M_{sr}][i_r] \quad (\text{III-45})$$

au rotor :

$$[\phi_r] = [L_r][i_r] + [M_{sr}][i_s] \quad (\text{III-46})$$

III.4.7.1.2.1. Équations électriques

Les équations électriques de la machine asynchrone dans le repère (d, q) sont :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d}{dt} \phi_{ds} - \omega_s \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d}{dt} \phi_{qs} + \omega_s \phi_{ds} \end{cases} \quad (\text{III-47})$$

$$\begin{cases} V_{dr} = 0 = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d}{dt} \phi_{dr} - \omega_r \phi_{qr} \\ V_{qr} = 0 = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d}{dt} \phi_{qr} + \omega_r \phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{III-48})$$

ω_s : Pulsation des grandeurs électriques statoriques.

ω_r : Pulsation des grandeurs électriques rotoriques.

III.4.7.1.2.2. Equations magnétiques

Les équations magnétiques de la machine asynchrone dans le repère (d, q) sont :

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s \cdot I_{ds} + L_m \cdot I_{dr} \\ \phi_{dr} = L_r \cdot I_{dr} + L_m \cdot I_{ds} \end{cases} \quad (\text{III-49})$$

$$\begin{cases} \phi_{qs} = L_s \cdot I_{qs} + L_m \cdot I_{qr} \\ \phi_{qr} = L_r \cdot I_{qr} + L_m \cdot I_{qs} \end{cases} \quad (\text{III-50})$$

III.4.7.1.2.3. Equation mécanique

L'équation mécanique de la machine s'écrit d'une manière générale comme suit :

$$\dot{\omega}_r = -\frac{K_f}{J} \cdot \omega_r + \frac{P}{J} \cdot (\Gamma_e - \Gamma_r) \quad (\text{III-51})$$

Le couple électromagnétique est donné par l'équation suivante:

$$\begin{aligned} \Gamma_e &= p \cdot (\phi_{ds} \cdot I_{qs} - \phi_{qs} \cdot I_{ds}) \\ &= p \frac{L_m}{L_r} (\phi_{dr} \cdot I_{qs} - \phi_{qr} \cdot I_{ds}) \\ &= P \cdot L_m (I_{dr} \cdot I_{qs} - I_{qr} \cdot I_{ds}) \end{aligned}$$

En régime permanent, l'équation du couple électromagnétique devient :

$$\Gamma_e = P \left(\frac{L_m}{L_r} \right)^2 \phi_s^2 \frac{\omega_s - \omega_r}{R_r \left(1 + \left[\sigma \frac{L_r}{R_r} (\omega_s - \omega_r) \right]^2 \right)} \quad (\text{III-52})$$

$$\Gamma_e = P \left(\frac{L_m}{L_r} \right)^2 \phi_s^2 \frac{\omega_{s1}}{R_r \left(1 + \left[\sigma \frac{L_r}{R_r} (\omega_{s1}) \right]^2 \right)}$$

Le terme $(\omega_{s1} = \omega_s - \omega_r)$ représente en régime permanent, la pulsation de glissement .

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

Cette équation montre clairement que lorsque le module du flux est constant, le couple ne dépend que de ω_{s1} , La valeur du couple est fixée par ω_{s1} , et par le module du flux.

En fonctionnant à flux nominal ($\phi_s = \phi_{sn}$), si le glissement est suffisamment faible, l'équation (V-21) devient:

$$\Gamma_e = \alpha \cdot \phi_{sn}^2 \cdot \omega_{s1} \quad (\text{III-53})$$

Cette expression montre qu'en régime permanent, le couple électromagnétique ne dépend que de la pulsation des courants rotoriques, si on maintient le flux constant (égal au flux nominal ϕ_{sn}). Condition primordiale dans toutes les commandes en couple

III.4.7.2. Equations d'état de la machine alimentée en tension

Considérons les flux statoriques, les courants statoriques et la vitesse mécanique ($\phi_{ds}, \phi_{qs}, i_{ds}, i_{qs}, \Omega_r$) comme variables d'état. Après arrangement des équations précédentes du modèle de la machine asynchrone alimentée en tension, on obtient :

$$\dot{(X)} = [A] \cdot (X) + [B] \cdot (U)$$

Avec :

- Le vecteur d'état

$$X = \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} \quad (\text{III-54})$$

- Le vecteur de commande $U = \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix}$

et les matrices B et A sont définies par :

$$B = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ \frac{1}{\sigma \cdot L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \end{bmatrix} \quad (\text{III-55})$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & \omega_s & -R_s & 0 \\ -\omega_s & 0 & 0 & -R_s \\ \frac{1}{\sigma.T_r.L_s} & \left(\frac{1}{\sigma.L_s}\right).\omega_r & \frac{-1}{\sigma.\left(\frac{1}{T_s} + \frac{1}{T_r}\right)} & \omega_{s1} \\ -\left(\frac{1}{\sigma.L_s}\right).\omega_r & \frac{1}{\sigma.T_r.L_s} & -\omega_{s1} & \frac{-1}{\sigma.\left(\frac{1}{T_s} + \frac{1}{T_r}\right)} \end{bmatrix} \quad (III-56)$$

L'équation mécanique est donnée par la formule suivante :

$$J.\frac{d\Omega_r}{dt} = \Gamma_e - \Gamma_r - K_f.\Omega_r \quad (III-57)$$

Le système peut être représenté par le schéma-bloc suivant :

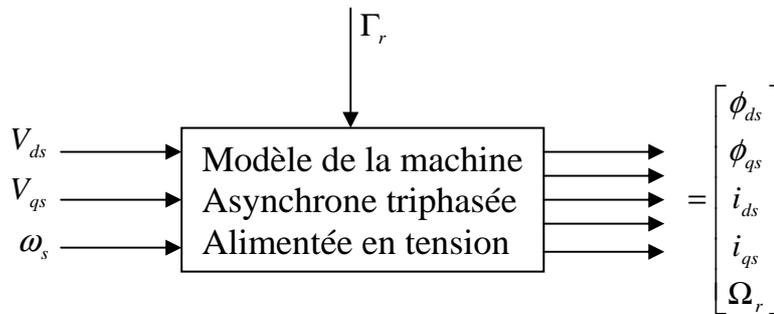
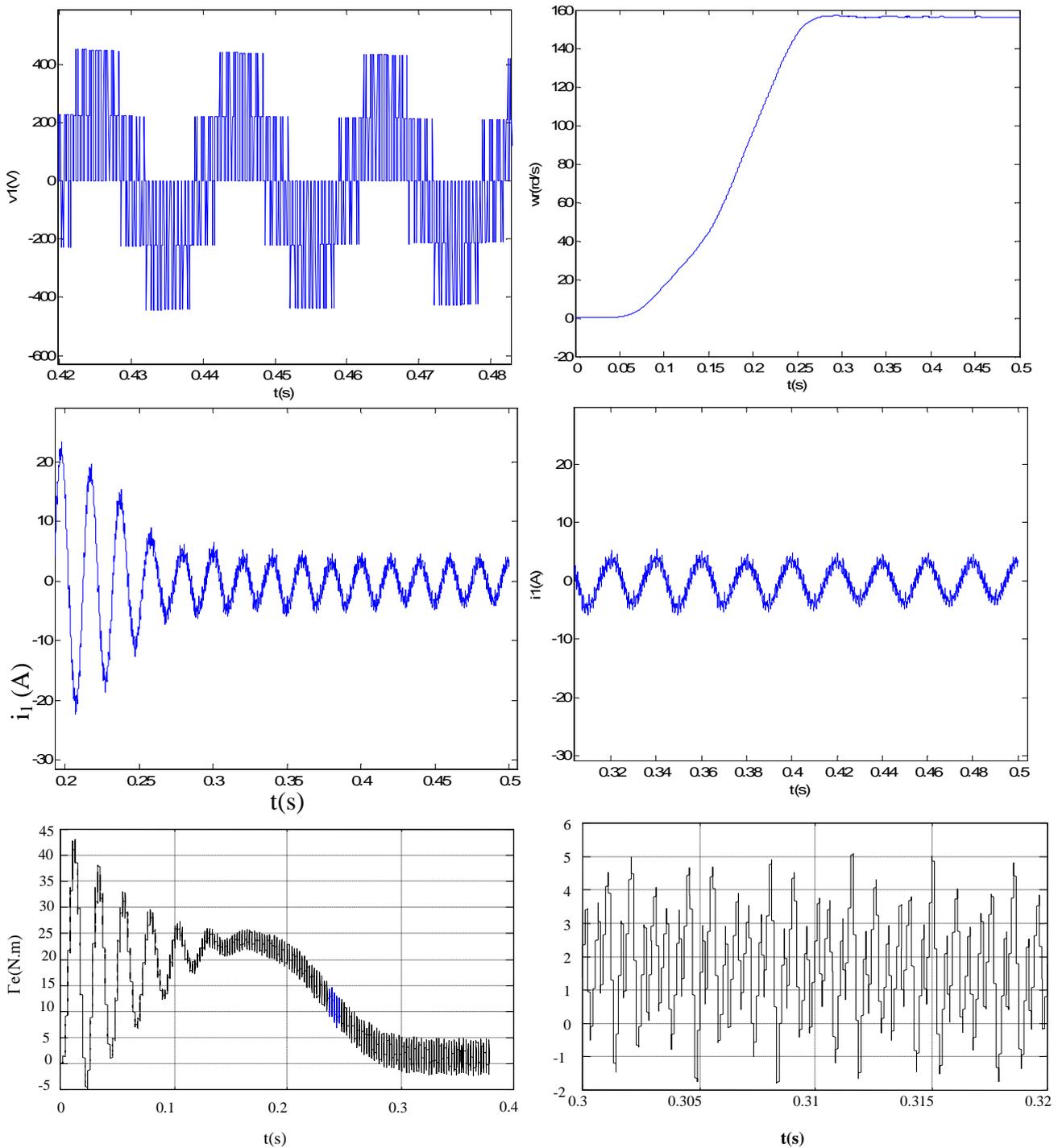


Fig.III.66 : Schéma-boc de la machine asynchrone Alimentée en tension.

Les autres grandeurs (le flux et les courants rotoriques) sont obtenues par les formules suivantes :

$$\begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} = \frac{1}{L_m} \cdot \begin{bmatrix} L_r & 0 & -\sigma.L_s.L_r & 0 \\ 0 & L_r & 0 & -\sigma.L_s.L_r \\ 1 & 0 & -L_s & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -L_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} \quad (III-58)$$



**Fig.III.67 : Association redresseur-onduleur de tension-machine asynchrone
Pour $m_0 = 20$ et $r_0 = 0.8$**

Nous avons simulé le comportement de l'association pour une machine de paramètres :
 Puissance nominale : 1.5kW, tension nominale : 220/380V,
 courant nominal 6.31/3.64A, vitesse nominale 1420 tr/mn, $P_p = 2$, $R_s = 4,85 \Omega$,
 $R_r = 3,805 \Omega$, $L_r = L_s = 0,274 \text{ H}$, $L_m = 0,258 \text{ H}$, $J = 0,031 \text{ kg.m}^2$,
 $k_f = 0.08 \text{ N.m.s/rd}$. L'onduleur de tension est commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale
 avec les paramètres :
 $m_0 = 20$, $r_0 = 0,8$, $f_0 = 50 \text{ Hz}$

Interprétation des résultats:

.La figure (III-67) représente l'évolution de quelques variables fondamentales de la machine asynchrone, à savoir la tension et le courant de la phase statorique, le couple et la vitesse.

Lors du démarrage à vide, on constate d'emblée l'importance des courants statoriques, comme on peut le constater sur la figure (III-67) qui peuvent être à l'origine de la destruction de la machine par échauffement en cas de répétitions excessives. Le courant de phase est sinusoïdal (plus m augmente, plus la forme de l'onde du courant délivré par l'onduleur se rapproche de la sinusoïde).

Le couple électromagnétique présente des fluctuations en régime permanent. Celles-ci dues aux harmoniques de la tension de sortie de l'onduleur, mais plus m augmente, plus la forme de la tension délivré par onduleur se rapproche de la sinusoïde.

III.5. Conclusion

Ce chapitre a permis de proposer une méthode unifiée pour les convertisseurs commandables courant / tension, monophasés et triphasés et une procédure d'élaboration d'une commande d'un redresseur triphasé à MLI.

Dans un premier temps, une modélisation du redresseur, monophasé et triphasé a été faite.

Dans un second temps, un schéma fonctionnel du redresseur a été constitué puis le principe de commande dans le repère abc a été envisagé. Le type MLI et le calcul des correcteurs ont été abordés.

Après avoir étudié et simulé le fonctionnement du convertisseur associé à des charges passives, nous pouvons dire que :

- L'application d'une commande unipolaire ou bipolaire n'influe pas sur l'amplitude des courants et des tensions mais sur leurs formes.
- Les formes d'onde de ces grandeurs sont affectées par l'indice de modulation m pour la stratégie triangulo - sinusoïdale.
- Les modules des grandeurs d'entrée et de sortie du convertisseur dépendent du coefficient de réglage pour la stratégie triangulo - sinusoïdale.
- Pratiquement pour éviter des surintensités au régime transitoire, il faut prévoir un condensateur initialement chargé.
- La réversibilité fonctionnelle du convertisseur est assurée par la choix d'un déphasage négatif pour la stratégie triangulo - sinusoïdale.
- Le filtrage de la tension par un filtre passe - bas améliore les formes d'ondes et diminue les distorsions.
- La régulation cascade présente l'avantage de pouvoir décomposer le système en deux boucles, l'une interne pour réguler les courants réseaux, l'autre externe pour maintenir la tension continue;
- Le maintien d'une dynamique plus lente sûr la boucle externe permet d'obtenir le fonctionnement classique de la boucle cascade.
- Le courant i_r suit la référence ainsi que pour la tension aux bornes de la capacité V_c .
- L'étude faite sur l'association nous a permis de voir son comportement vis à vis de la stratégie de modulation. Pour la stratégie triangulo-sinusoïdale, la machine présente un fonctionnement stable avec une réponse rapide.
- Les résultats satisfaisants obtenus montrent que le redresseur remplace avec succès les redresseurs classiques, grâce aux performances qu'il présente (facteur de puissance unitaire et réduction de contenu harmonique et réversibilité fonctionnelle).

Chapitre IV

Réalisation pratique et résultats expérimentaux

Plan du chapitre IV

IV-1.	Introduction	150
IV.2.	Description de la carte DSP TMS320LF2407	150
IV.2.1.	Caractéristiques principales duTMS320LF2407.....	151
IV.2.2.	Architecture du TMS320LF2407.....	151
IV.3.	Description du banc expérimental	153
IV.3.1.	Le convertisseur de puissance	153
IV.3.1.1.	carte de puissance (Circuit de protection contre les surtensions)...	153
IV.3.1.2.	Commande rapprochée du convertisseur	154
IV.3.2.	La carte des capteurs	154
IV.3.3.	Carte d'interface	155
IV.4.	Mise en œuvre du programme de commande	155
IV.5.	Banc d'essai	157
IV.6.	Résultats expérimentaux	159
IV.7.	Réalisation pratique triphasé avec la solution Dspace de type 1103.....	160
IV.7.1.	Partie puissance	160
IV.7.2.	Partie commande rapprochée	161
IV.7.3.	Mesure et capture	161
IV.7.4.	Partie commande	162
IV.8.	Expérimentation.	162
IV.9.	Conclusion	164

IV.1. Introduction

Afin de valider expérimentalement les algorithmes de commande testés par simulation numérique dans le chapitre précédent, nous les implémentons sur un processeur de signal DSP.

Les mêmes algorithmes de commande sont également implémentés sur le kit de développement Dspace1103.

Nous décrivons dans un premier temps d'une manière générale la carte DSP utilisée puis nous présentons le dispositif expérimental mis au point et ses principales caractéristiques.

Dans la seconde partie nous présenterons le dispositif expérimental mis au point et ses principaux constituants ; à savoir :

- le circuit de puissance muni de sa protection,
- la carte de commande rapprochée,
- les cartes capteurs et leurs conditionnements.

Après description de la partie matérielle (Hardware), nous passerons à la partie « logiciel » (software) en expliquant le mode d'implémentation numérique des algorithmes de commande.

Nous présenterons et analyserons les résultats expérimentaux obtenus, ceci-nous permettra de valider d'abord les lois de commande puis les modèles théoriques développés.

IV.2. Description de la carte DSP TMS320LF2407

La DSP TMS320LF2407 est parmi les nouvelles générations de DSP 32 bits à virgule fixe. Elle est conçue autour d'une architecture type Harvard. Cette structure se distingue de l'architecture Von Neumann par le fait que la mémoire programme et la mémoire donnée sont séparées. L'accès à chacune des deux mémoires se fait via un chemin distinct. Cette organisation permet de transférer une instruction et des données simultanément, ce qui améliore les performances.

La TMS320LF2407 utilise une architecture type Harvard avancé qui maximise la puissance de calcul en maintenant deux bus mémoire (programmes et données) pour une exécution à pleine vitesse. Cette structure de bus multiple permet la lecture des données et instruction simultanément. Cette architecture couplée à une structure pipeline permet au LF2407A d'exécuter la plupart des instructions en un cycle.

Le microprocesseur LF2407 est le mariage d'une DSP avec ses périphériques et d'un microcontrôleur d'une capacité de 40 MIPS (millions instructions par seconde), il possède 32 kmots de mémoire programme en mémoire flash qui peuvent stocker le code de l'application [GUE 03].

IV.2.1. Caractéristiques principales du TMS320LF2407

Nous énumérons brièvement dans ce paragraphe les caractéristiques qui nous semblent intéressantes à connaître afin de pouvoir comprendre le fonctionnement et la programmation de ce processeur :

- 1)- un temps minimum d'un cycle d'instruction est 25ns. De plus, comme de nombreuses instructions se font en un seul cycle, la TMS320LF2407 est capable d'effectuer environ 40MIPS
- 2)- une plage de 192K mots de 16 bits de mémoire adressable.
- 3)- instructions et données codées sur 16 bits.
- 4)- unité arithmétique et logique (ALU), avec un accumulateur de 32bits (opérations réalisées en complément à deux)
- 5)- huit registres auxiliaires et une unité arithmétique associée pour l'adressage indirect (ARAU).
- 6)- une pile matérielle à huit niveaux.
- 7)- multiplication avec accumulation de deux mots de 16bits signés effectuée en un cycle (réalisée grâce à un multiplicateur intégré dans l'ALU). Le résultat est donné dans un registre de produit de 32bits.
- 8)- la possibilité de générer jusqu'à 24 cycles d'attentes logicielles dans les espaces mémoire de programme, donnée ou entrées/sorties.
- 9)- technologie CMOS — puce de 144 pins.

Le TMS320LF2407 possède, en plus d'autres caractéristiques matérielles internes telles qu'un manager d'événement (*event manager*) qui intègre plusieurs fonctions, la possibilité de faire des transferts de blocs de données ou encore la génération des états d'attentes pour communiquer avec les périphériques externes lents [TZU09].

IV.2.2. Architecture du TMS320LF2407

La TMS320LF2407 présente une architecture interne de type " Harvard " Il est construit intérieurement autour de trois bus majeurs: le bus de données, le bus de programme et celui de contrôle (architecture multi-bus).

Du côté externe, l'architecture est semi Harvard ; les espaces mémoires programme et donnée sont multiplexés à travers un seul bus, ceci a permis de réduire considérablement le nombre de broches sur le circuit tout en laissant l'option Harvard interne.

Le LF2407 est constitué de 4 unités fonctionnelles principales :

- Le CPU.
- La mémoire interne.
- La mémoire externe.
- Les périphériques.

Le schéma fonctionnel de la Figure (IV-1): montre une description des éléments du DSP

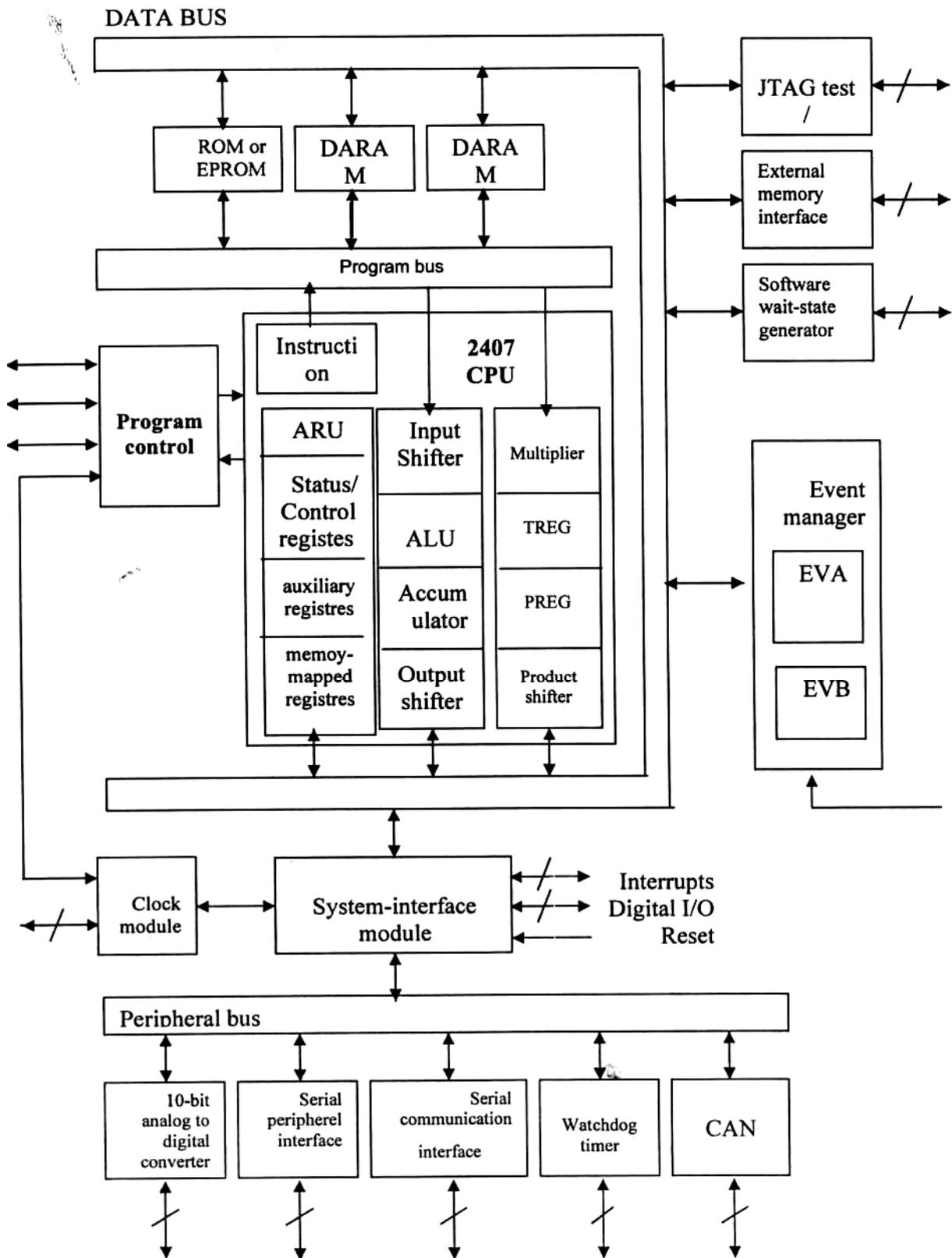


Fig.IV-1: - Architecture hardware du processeur TMS320LF2407

IV.3. Description du banc expérimental

Le banc expérimental est constitué des éléments suivants:

- Convertisseur de puissance.
- Commande rapprochée.
- Une carte des capteurs.
- Une carte interface de conditionnement.
- La carte DSP TMS320LF2407.

IV.3.1. Le convertisseur de puissance

IV.3.1.1. Carte de puissance (Circuit de protection contre les surtensions)

Le circuit de puissance contient quatre IGBTs montés en pont. L'utilisation de tels composants rapides dans ce convertisseur introduit des surtensions qui sont dues à la présence inévitable d'inductances parasites. Il s'en suit des risques de destruction des composants.

Ses surtensions apparaissent entre le collecteur et l'émetteur lors de l'ouverture des transistors, ceci peut conduire à la détérioration de celui-ci par claquage. Pour remédier ce risque, chaque IGBT est protégé par son propre réseau RCD (figure IV-2).

Ce circuit représente un dispositif écrêteur aux bornes de chaque transistor pour atténuer et amortir ces surtensions, et par conséquent veiller à ce que la tension collecteur-émetteur V_{ce} reste toujours inférieure à la tension limite de claquage des composants.

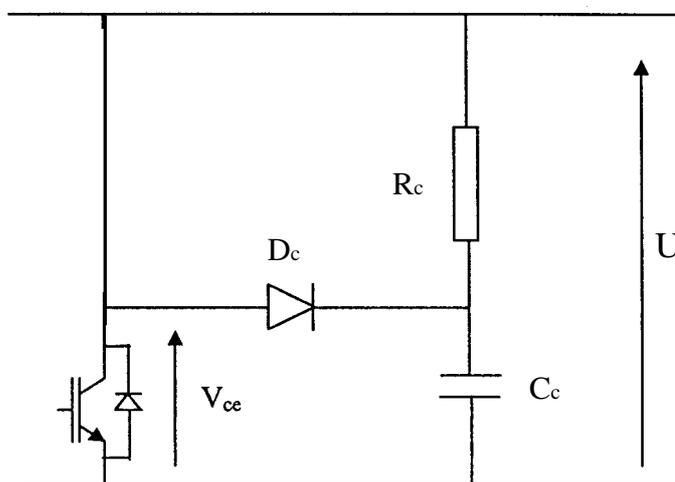


Fig.IV.2 : Circuit RCD de protection

IV.3.1.2. Commande rapprochée du convertisseur

Les signaux de commande proviennent des sorties numériques du module DSP TMS320LF2407, ce sont des signaux logiques de 0 à 3,33V et leur faible niveau de courant n'est pas suffisant à amorcer les IGBTs, de plus il faut isoler la faible tension de la grille haute tension appliquée au collecteur. Donc le conditionnement de ces signaux est indispensable. Généralement, le circuit de conditionnement de ces signaux comprend trois étages (voir Annexes):

- Un étage à transistors servant à la mise en forme des signaux de commande et l'élimination de la partie négative si elle existe.
- Un étage à opto-coupleur réalisant l'isolation galvanique entre les deux côtés de la partie électronique (partie puissance, partie commande).
- Un étage contenant le driver IR2110 pilotant les IGBTs.

IV.3.2. La carte des capteurs

La commande en temps réel du redresseur exige une surveillance permanente des différentes grandeurs influant sur le fonctionnement du système, aussi la rapidité de la régulation de courant et de tension dépend directement de la capacité à suivre et à détecter tous changements des grandeurs de réglage, même relativement faibles.

Notre système a besoin de trois grandeurs :

- Un courant de ligne côté réseau.
- Une tension de réseau.
- La tension aux bornes du condensateur.

A fin de parvenir à surveiller ces courants et ces tensions, nous avons utilisé des capteurs LEM à effet HALL: le capteur de tension LV25P, et le capteur de courant LA55P.

Ces capteurs peuvent reproduire avec une précision les courants et les tensions; la plage de mesure de ces capteurs va jusqu'à 70A et 500V respectivement.

Ces capteurs transforment les grandeurs qu'ils captent, en un faible courant, qui nécessite une amplification et un conditionnement avant d'être appliqué au module ADC du DSP [WAN06].

IV.3.3. Carte d'interface

Le convertisseur analogique numérique ADC ne peut convertir que des signaux positifs compris entre 0 et 3.33V, alors que les grandeurs mesurées (courants ou tensions) à la sortie du capteur sont comprises entre -10V et +10V, c'est pour cette raison qu'une carte d'interface est nécessaire.

La carte d'interface a pour rôles :

- d'adapter et de transformer le signal capté en un signal positif entre 0 et 3.3V pour que l'ADC puisse l'acquérir.
- de filtrer le signal capté.

Les étapes de mise en forme et de filtrage sont représentées sur la figure(IV.3) :

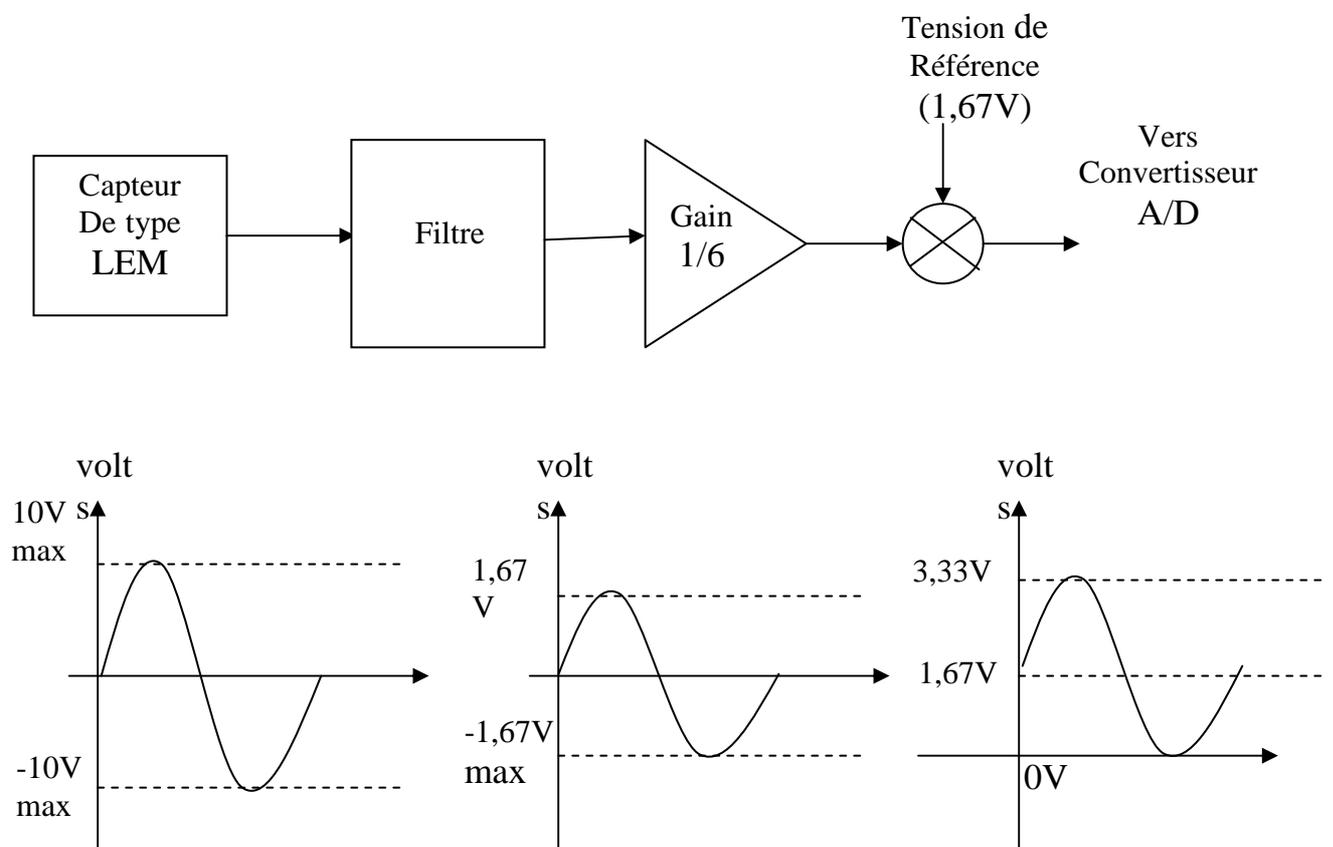


Fig. IV.3: Les différentes étapes de conditionnement des signaux

IV.4. MISE EN ŒUVRE DU PROGRAMME DE COMMANDE

Le programme de commande est basé sur deux modules: le module d'initialisation et le module d'interruption.

Le premier est exécuté une seule fois au début de programme, le deuxième est une boucle d'attente des interruptions pour la commande en temps réel.

L'exécution immédiate du module d'interruption est prise en charge lors de l'arrivée de l'interruption.

Le schéma de la figure (IV.4) représente l'algorithme général du programme qui comporte plusieurs blocs :

- Initialisation du D.S.P
- Acquisition de différents signaux
- Différents étapes de calcul

L'organisation du programme est présentée comme suit:

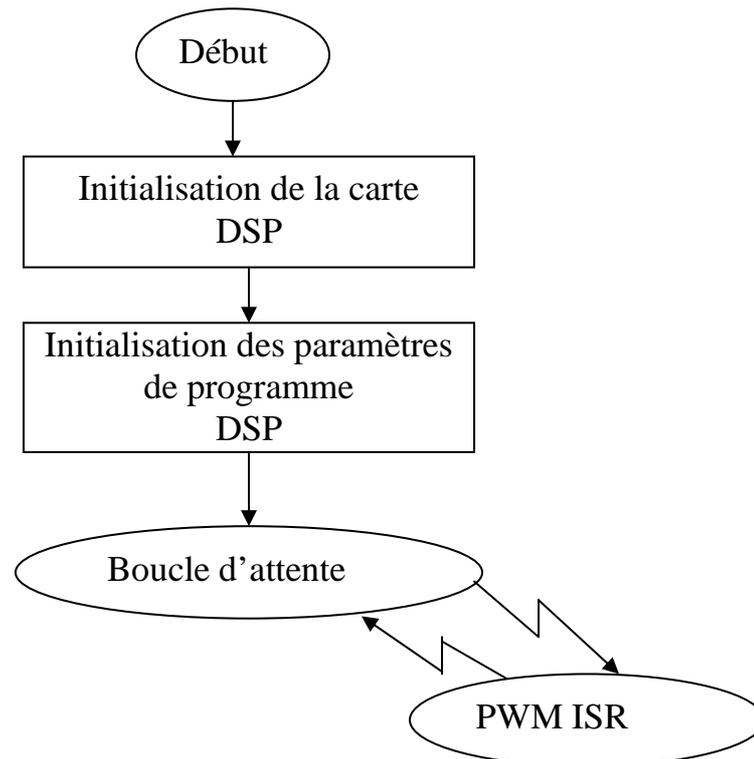


Fig. IV-4: Organisation générale du programme

La boucle d'attente est interrompue par l'interruption PWM underflow (interruption générée à la fin du comptage et décomptage du registre de la période du *Timer1*). Lorsque le drapeau d'interruption est placé, la routine d'interruption (ISR) est exécutée. La durée d'exécution de l'algorithme complet de la régulation cascade du redresseur est synchronisée à la période de PWM.

Dans la figure (IV-5), à la période d'échantillonnage ($T=120\mu s$) peut être établie en plaçant la période *TIPER* de *Timer1* à 2400 ($PWMPRD=2400$). Ce Timer est configuré en mode de comptage croissant/décroissant et génère une interruption PWM underflow.

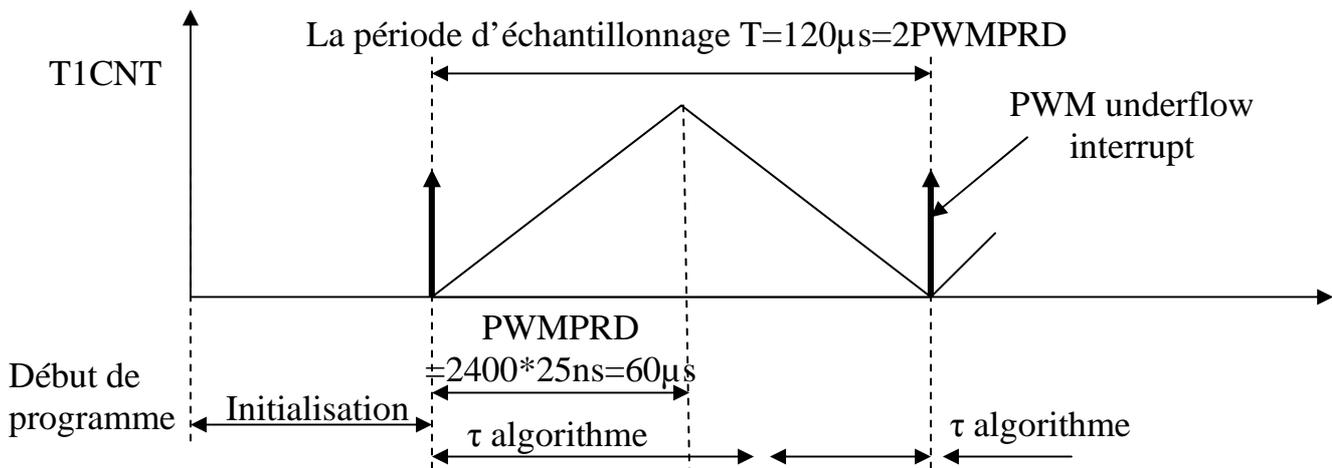


Fig.IV.5: Diagramme temporel d'exécution du programme

IV.5. Banc d'essai

La figure (IV-6) représente le schéma d'implantation et la mise en œuvre du DSP. La mesure et le conditionnement des différentes grandeurs du pilotage des interrupteurs du redresseur à MLI sont effectués par deux cartes spécialisées déjà présentées (La carte DSP et la carte commande rapprochée).

La programmation du DSP s'appuie sur le logiciel développé par *Texas Instruments* « *Code Composer*® » l'algorithme de commande est écrit en langage « *Assembler* » dédié afin d'optimiser l'ensemble des tâches de fonctionnement et de communication DSP/Convertisseur/Charge.

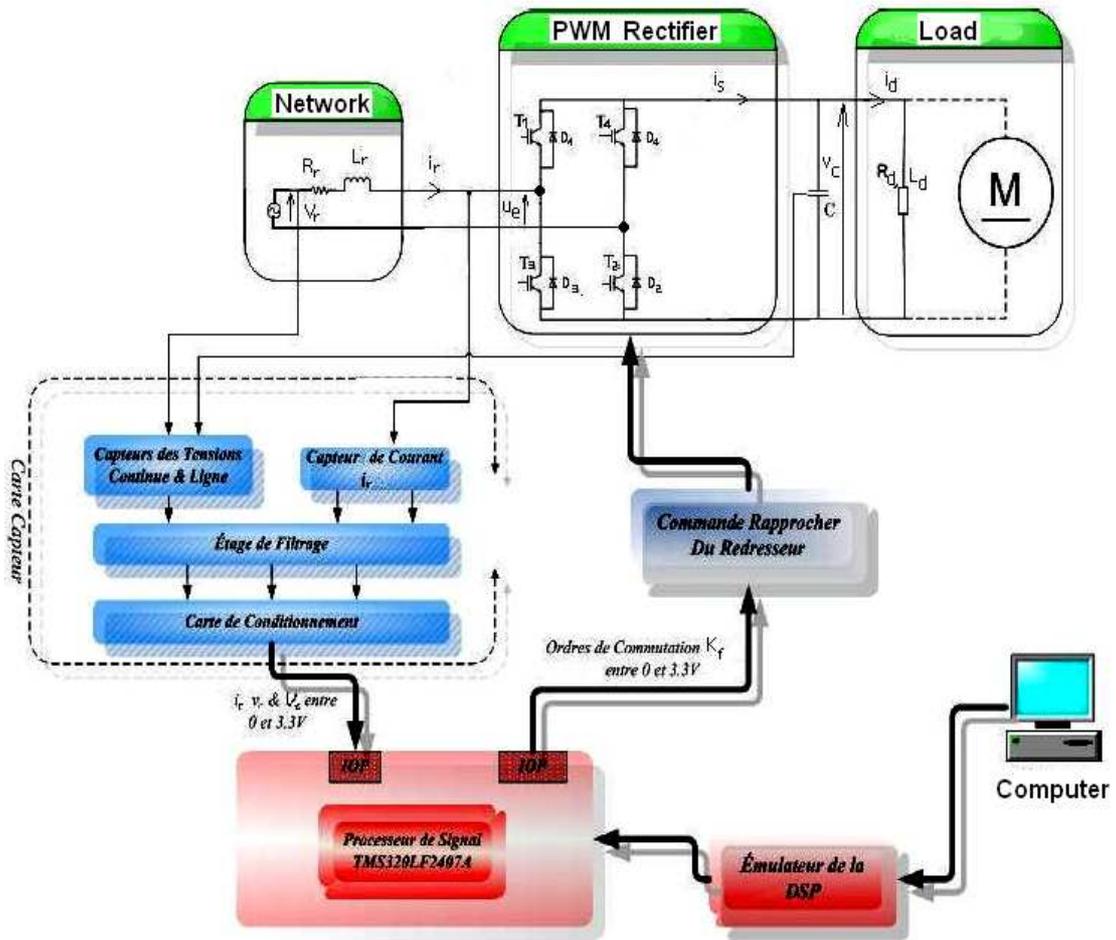


Fig. IV-6: Schéma symptomatique du banc d'essai expérimental [DEN11].

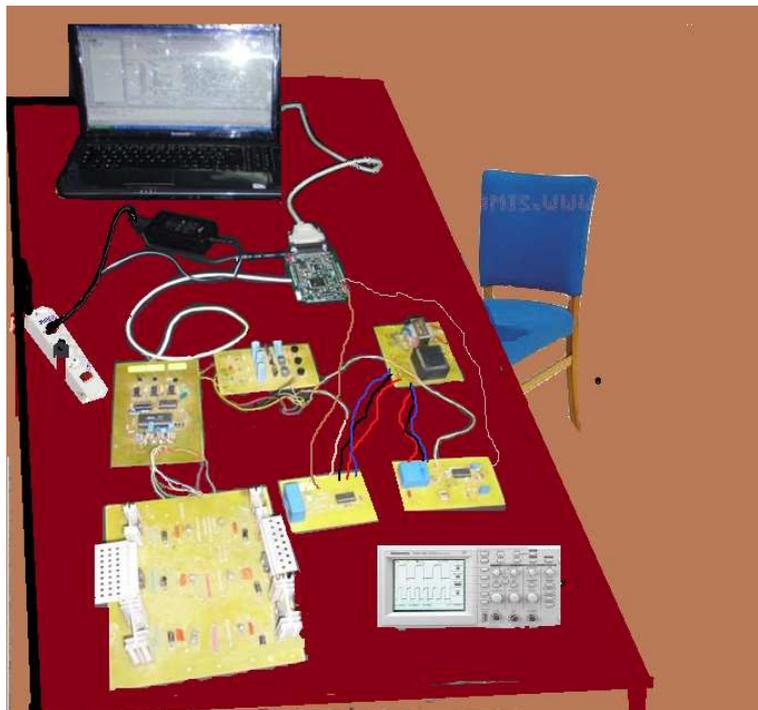


Fig. IV-6.a: le banc expérimental.

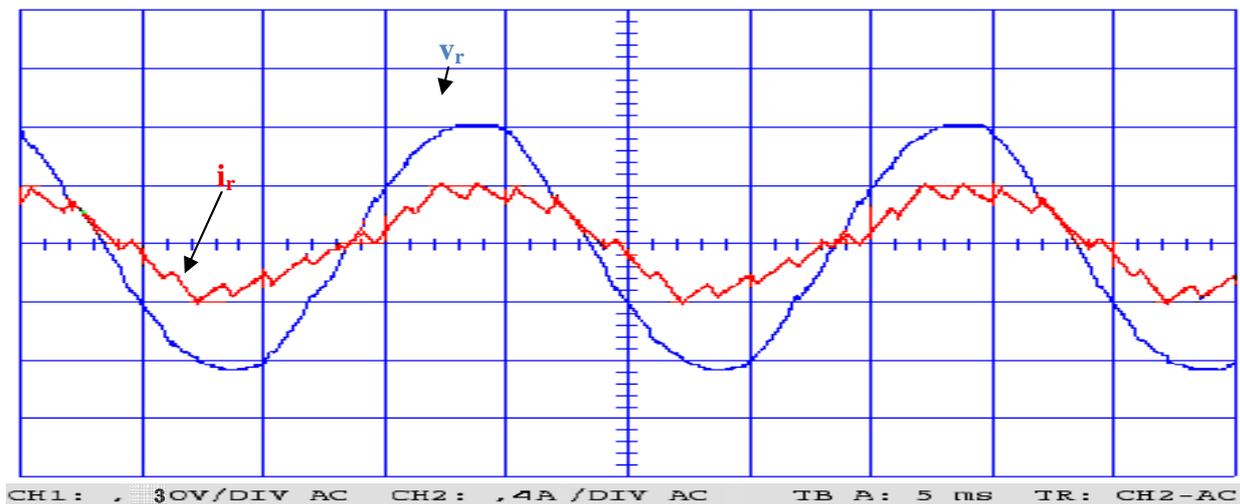
IV.6. Résultats expérimentaux

Les essais expérimentaux sont réalisés au laboratoire LATAGE du département d'électrotechnique, suivant les étapes déjà présentées dans ce chapitre. Les paramètres du circuit électrique et de commande sont donnés par le tableau 4-1.

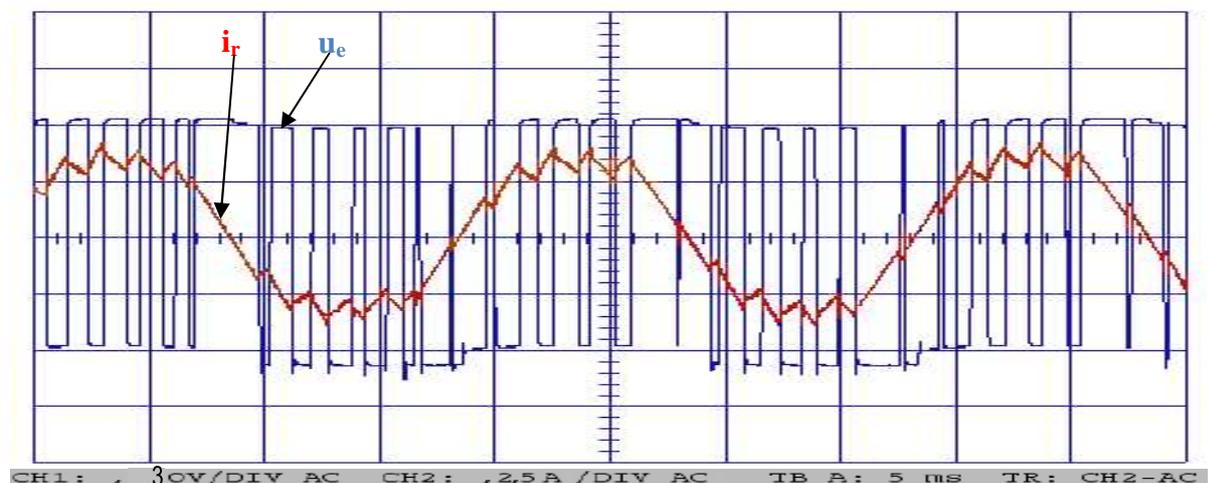
Tension de ligne	50 V
Inductance ligne	0,024 H
Résistance de ligne	5 Ω
Capacité de filtrage	4,7mF
Charge résistive	80 Ω
Temps d'échantillonnage	120 ms

Tableau IV.1 : paramètres banc expérimental

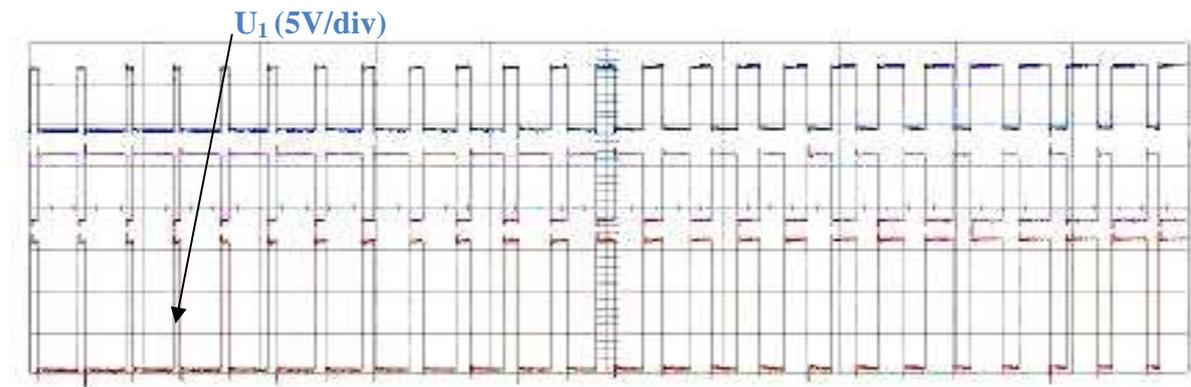
Dans un premier temps, les tests expérimentaux sont obtenus avec une charge inductive.



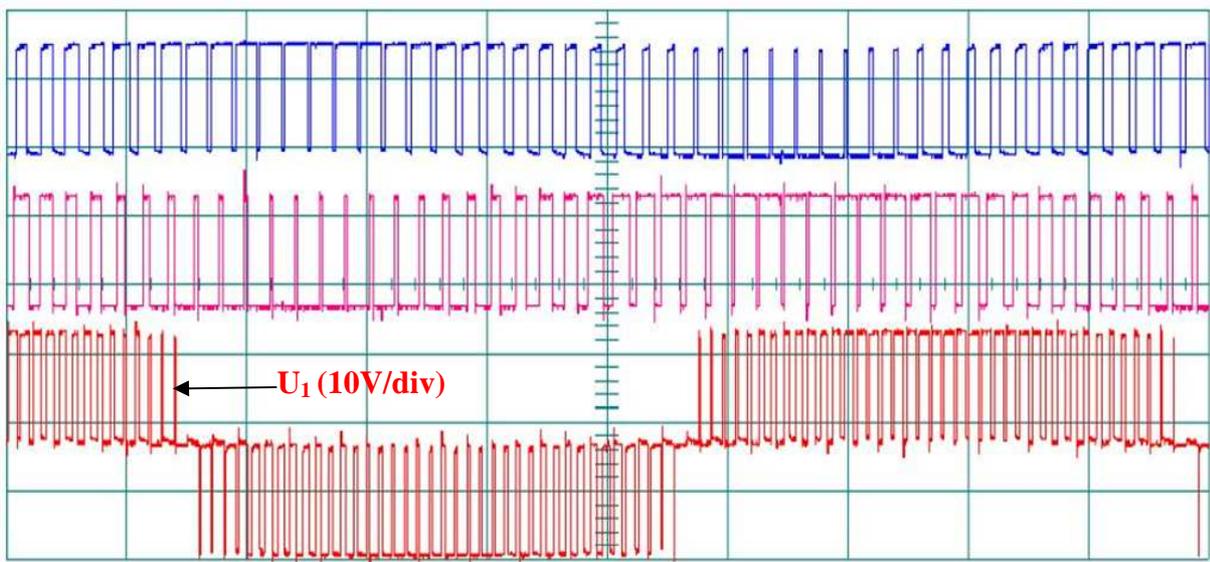
a – Le courant i_r (4A/div) et la tension v_r (30V/div)



b- La tension u_e (30V/div) et le courant i_r (2.5A/div)



c- Les signaux de sorties de commande bipolaire du DSP à 50 Hz



d- Les signaux de sorties de commande unipolaire du DSP à 50 Hz

Fig. IV.7 (a, b, c, d) : Résultats expérimentaux sous un facteur de puissance unitaire

La figure (IV-7) montre les différentes formes d'ondes d'un redresseur à MLI à facteur de puissance unitaire contrôlé par la SPWM.

Dans le premier oscillogramme (a) le courant et la tension sont en phase ce qui explique que le redresseur fonctionne à facteur de puissance unitaire.

IV.7. Réalisation pratique triphasé avec la solution Dspace de type 1103

IV.7.1. Partie puissance

La partie puissance est réalisée, en structure de pont figure (IV.8). Les interrupteurs utilisés sont des IGBT type IRGPC40UD, et étant donné que le courant peut être déphasé sur la tension, on prévoit des diodes de retour qui permet l'échange d'énergie réactive avec la source continue. Pour remédier à ce risque, chaque IGBT est protégé par son propre réseau RCD "Résistance Capacité Diode".

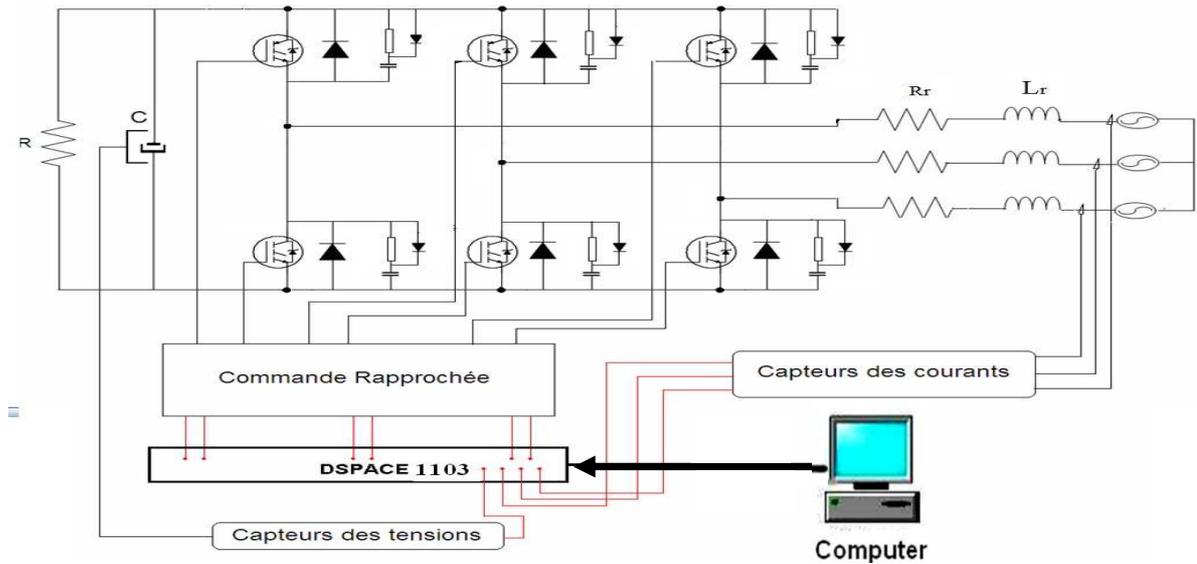


Fig. IV.8 : redresseur triphasé sur charge résistive

IV.7.2. Partie Commande rapproché

Les fonctions de protection sont centralisées de façon à ne pas les dupliquer au niveau de chaque composant de puissance.

De même, l'action de protection choisie est globale, entraînant, par exemple, l'arrêt complet du convertisseur lors d'un défaut. Pour assurer un suivi plus fidèle et plus personnalisé de chacun des composants, des capteurs individuels sont affectés à la surveillance de chaque composant et leurs informations transmises au circuit de commande ; dans notre cas on a utilisé le driver IR2130.

L'isolement galvanique est réalisé par des optocoupleurs de type HP3101

IV.7.3. Partie mesure et capture

Nous avons besoin de deux informations : le courant et la tension. Ces informations seront regroupées sur deux cartes capteurs, qui sont réalisées avec deux types de capteurs à effet hall: des capteurs de courant type LEM LA55-P et des capteurs de tension LV25-P.



Fig. IV.9 : Photo du banc d'essai (Laboratoire LATAGE-université-Tizi-Ouzou)

IV.7.4. Partie commande

La commande est réalisée en temps réel qui est, aujourd'hui, une technique largement utilisée par les secteurs de l'industrie de haute technologie. Le contrôle en temps réel permet de faire le prototypage rapide des systèmes de contrôle de façon économique, sécuritaire et rapide. Cette technique est un outil d'analyse puissant, permettant de prévoir le comportement d'un système sous l'action d'un événement particulier et de voir son évolution dans le temps réel. Cette méthode de conception permet de déceler les problèmes potentiels du système, de réduire le facteur d'erreur humaine et les risques d'interruption du système.

Le comportement de ce type de convertisseur est non linéaire, pour l'implémentation on a pris la solution Dspace de type 1103.

IV.8. EXPERIMENTATION

Afin de valider les algorithmes de commande développés et tester le bon fonctionnement du redresseur réalisé, des essais expérimentaux ont été menés. Nous présentons les courbes d'évolution des courants et tensions du réseau pour un fonctionnement du redresseur à MLI à facteur de puissance unitaire. Nous présenterons également l'allure de la tension composée à l'entrée du redresseur.

a- Paramètres utilisés :

Les paramètres expérimentaux utilisés sont :

- | | |
|--------------------------------------------------------|---------------|
| • Amplitude de la tension réseau | 120V |
| • La référence de la tension aux bornes de la capacité | 300V |
| • Inductance totale coté réseau | 16mH |
| • Capacité coté continu | 4.7mF |
| • Charge coté continu | 200 Ω |
| • La période d'échantillonnage | 100 μ S |
| • La résistance totale côté réseau | 0.25 Ω |

b- Marche en pont de diodes :

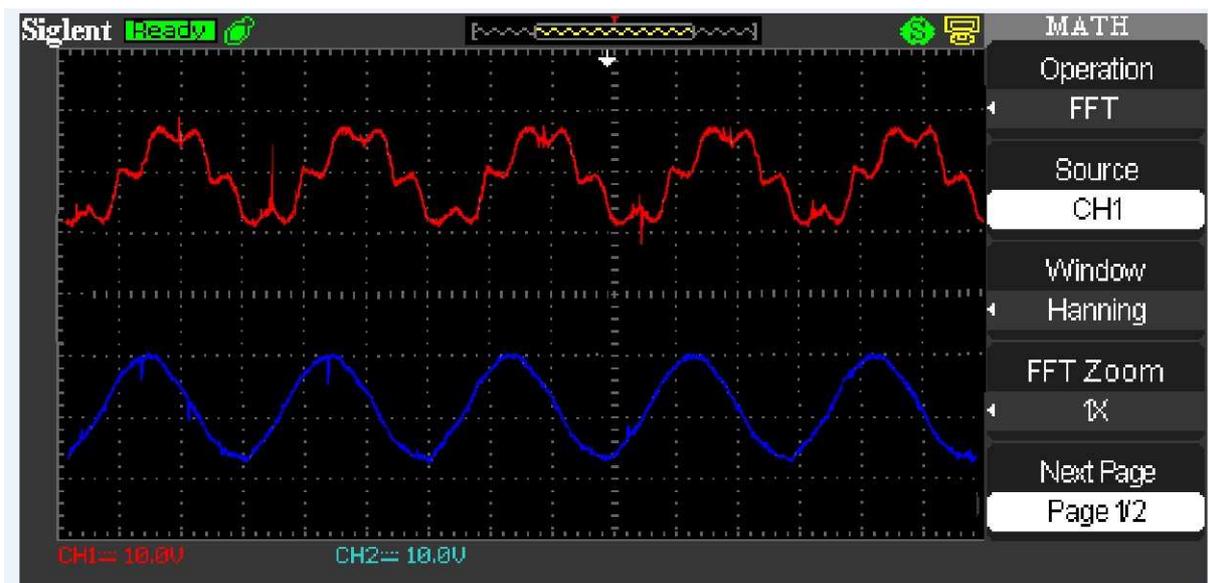


Fig. IV.10 : Le courant de phase i_{r1} (6A/div) et la tension V_{r1} pour un pont de diode

c- Marche en redresseur MLI

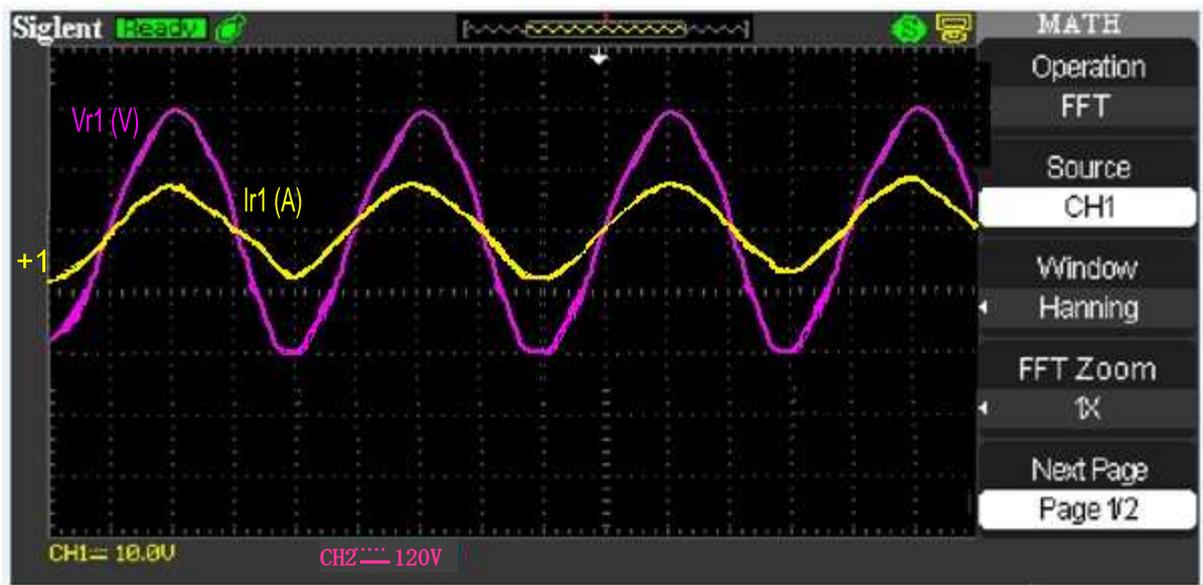


Fig. IV.11 : le courant côté réseau i_{r1} (6A/div) et la tension réseau v_{r1} pour $\varphi=0$

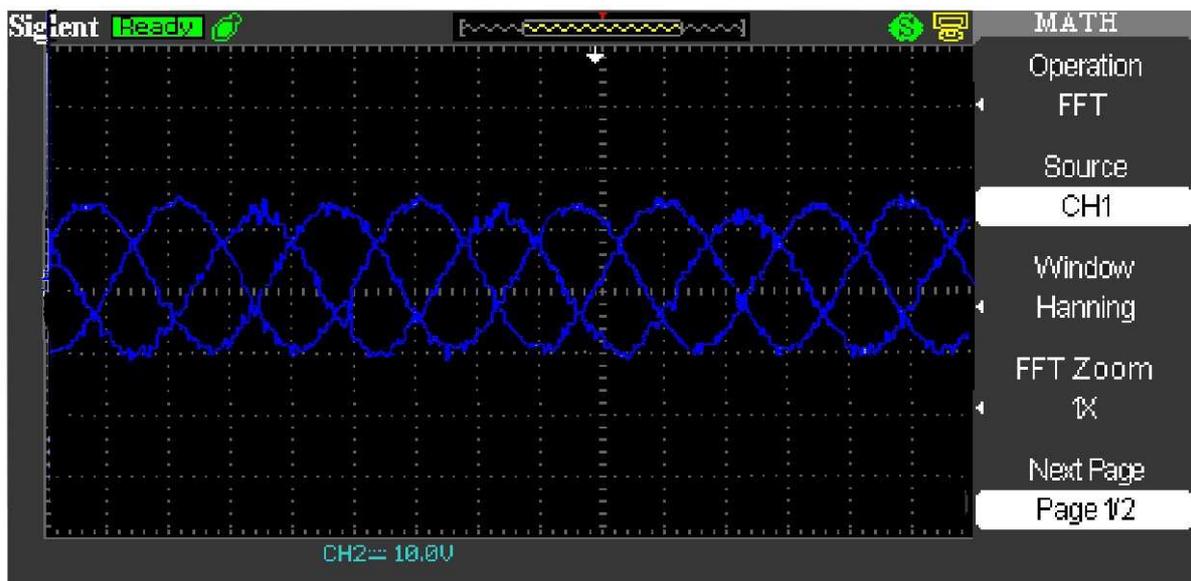


Fig.IV.12 : les courants de phase $i_{r1,2,3}$ (3.7A/div) du redresseur à MLI

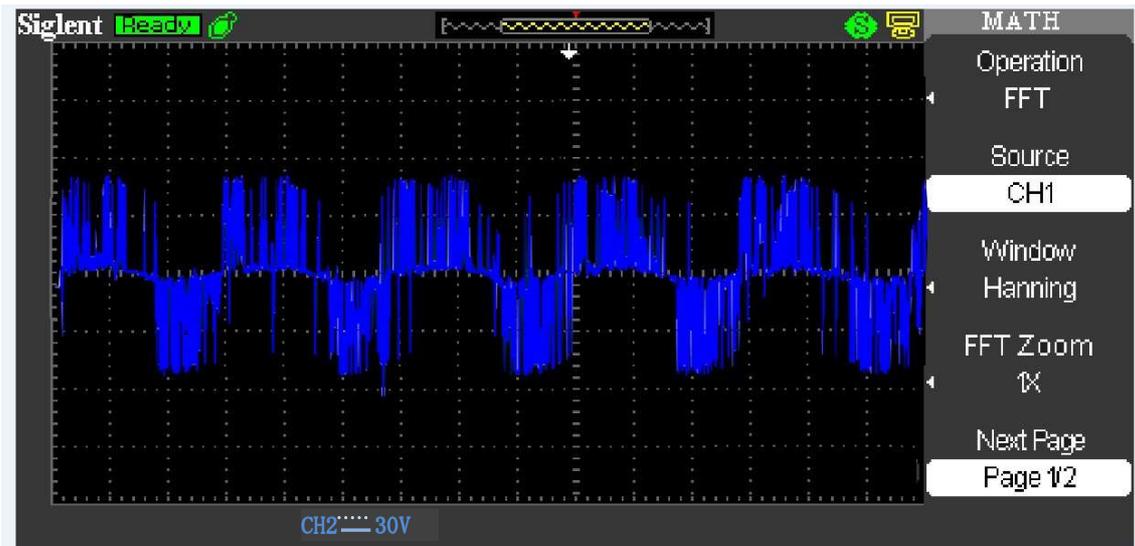


Fig.IV.13 : l'allure de la tension composée u_{e12} ($30V \times 10$) à l'entrée du redresseur

Interprétation des résultats

La figure(IV.10) montre le courant d'entrée de notre redresseur quand il fonctionne en pont de diodes .Cette forme de courant typique est bien connu aux ponts de diodes (voir figure I.2 du chapitre I), elle est particulièrement riche en harmoniques.

Comme prévu, le courants d'entrée de la figure (IV.11) de notre convertisseur fonctionnant en redresseur MLI présente moins d'harmoniques (proche de la forme sinusoïdale).Cette figure montre également que notre redresseur fonctionne à facteur de puissance unitaire.

La figure(IV.12) montre que les trois courants d'entrée de notre convertisseur sont bien triphasés et équilibrés.

La tension composée à l'entrée de redresseur montée à la figure (VI.13) est elle aussi typique au fonctionnement en modulation de largeurs d'impulsions.

CONCLUSION:

Dans ce chapitre, nous avons présenté d'une façon générale une description du DSP (TMS320LF2407) et la Dspace 1103 utilisées dans notre application, ainsi que les différentes cartes réalisées, et nous avons traité d'une façon détaillée l'implantation de l'algorithme de commande SPWM du redresseur à MLI (monophasé et triphasé respectivement) .

Les résultats obtenus expérimentalement sont conformes aux objectifs fixés par la théorie, à savoir :

- obtenir un courant d'entrée proche de la forme sinusoïdale.
- Obtenir un fonctionnement à facteur de puissance unitaire.

Les deux résultats permettent de valider les algorithmes de commande développés, et une rapide comparaison des résultats de simulation du chapitre précédent permet également de valider les modèles théoriques construits.

Conclusion générale

Conclusion générale

Dans ce travail nous nous sommes attachés à étudier et à réaliser un convertisseur AC/DC commandé en Modulation de Largeur d'Impulsions par une carte DSP 320LF2407.

Nous avons dans un premier temps effectué une étude bibliographique concernant les perturbations harmoniques dans les réseaux électriques et les remèdes qui y sont apportés. Une attention particulière a été réservée aux solutions modernes notamment les redresseurs commandés par modulation de largeur d'impulsions.

Le système que nous avons étudié s'inscrit parmi les solutions modernes de non pollution et en même temps de dépollution des réseaux électriques.

Nous avons jugé nécessaire de traiter au sein d'un second chapitre, de l'étude analytique et de la caractérisation du fonctionnement en charge du redresseur à MLI monophasé et triphasé. Cette étude nous a permis de situer les limites de stabilité et de déterminer les lois de commande de notre convertisseur.

Le traitement détaillé de la commutation nous a également permis de dégager les relations permettant de dimensionner correctement les dispositifs de protection (circuit snubber).

Le troisième chapitre a été consacré à la modélisation et à l'étude par simulation numérique du redresseur (monophasé et triphasé) associé à une variété de charges. Les tests par simulation sur des charges variables ont montré la nécessité de disposer de boucles de régulation de la tension de sortie et des courants d'entrée.

Nous avons donc commencé par la synthèse des régulateurs de la tension de sortie et des courants d'entrée. Nous avons utilisé le principe de la régulation en cascade, vu la différence des dynamiques de la tension de sortie et des courants d'entrée. Nous avons par la même occasion montré les possibilités de ce convertisseur de compenser en même temps la puissance réactive. Les études bibliographiques montrent que ce convertisseur peut également jouer le rôle de filtre actif.

Les tests par simulation ont montré que ce convertisseur, moyennant une commande MLI appropriée, possède des qualités prometteuses, à savoir :

- absorption de courants de formes proches des sinusoïdes,
- tension de sortie constante,
- fonctionnement à facteur de puissance unitaire,
- possibilités de transfert bidirectionnel de puissance, ce qui ouvre la voie à son utilisation dans un système à récupération d'énergie.

Ces qualités font de ce convertisseur, un système d'alimentation très recherché dans le domaine de la conversion d'énergie. La réalisation expérimentale de ce type de convertisseurs ouvre la voie à la confection de plusieurs bancs d'essais notamment la commande des machines électriques.

Le quatrième chapitre a été donc une suite logique du chapitre précédent, puisque l'implémentation expérimentale des algorithmes de commande permet de valider les modèles théoriques développés.

Nous nous sommes attelés dans ce chapitre à présenter l'intégralité du dispositif expérimental réalisé, à savoir :

- l'architecture de la carte DSP TMS 320LF2407,
- les cartes d'acquisitions (capteurs de courant et de tension à effet hall),
- les cartes d'interface et de conditionnement,
- le mode de mise en œuvre du programme.
-

Les résultats expérimentaux présentés ont concerné les signaux délivrés par les cartes de commande, la tension et le courant d'entrée du redresseur. Ces résultats ont montré les possibilités d'agir sur le contenu harmonique du courant d'entrée et sur le facteur de puissance.

Les perspectives sont nombreuses et variées et nous citerons à titre d'exemple :

- La réalisation du redresseur triphasé à MLI et explorer d'autres techniques de commande.
- La réalisation du redresseur multi niveau triphasé à MLI et explorer d'autres techniques de commande.
- La réalisation d'un convertisseur statique à étage intermédiaire (redresseur à MLI - étage à courant continu - onduleur à MLI) pour le pilotage d'une MADA à utiliser dans un système de conversion de l'énergie éolienne.
- La réalisation d'un redresseur triphasé à MLI fonctionnant pouvant tenir compte des régimes déséquilibrés.
- Utilisation du redresseur à MLI en tant que filtre actif.

Annexes

A.1. Modèle de simulation

Le model de simulation de l’algorithme du convertisseur a été réalisé sur Matlab et il est schématisé par la fig.A.1.

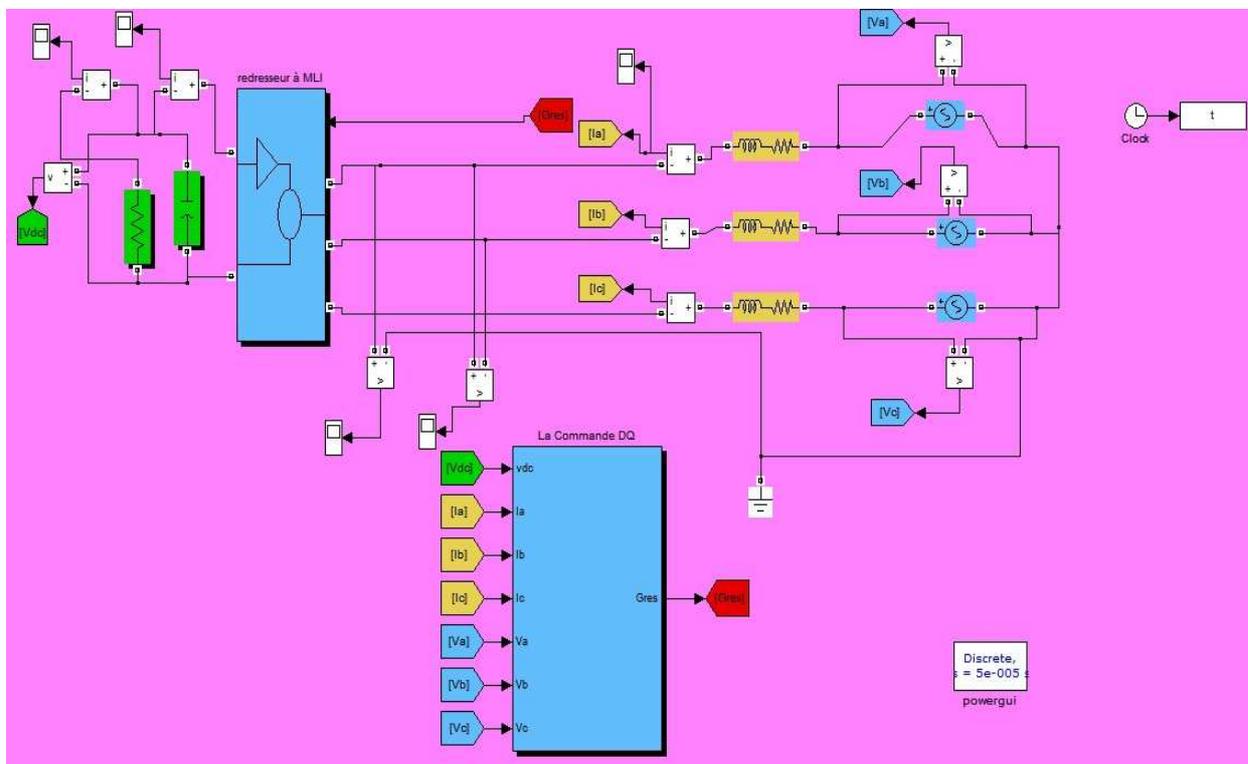


Fig.A.1 : Model de simulation du convertisseur AC/DC triphasé

A.2. Réalisation pratique

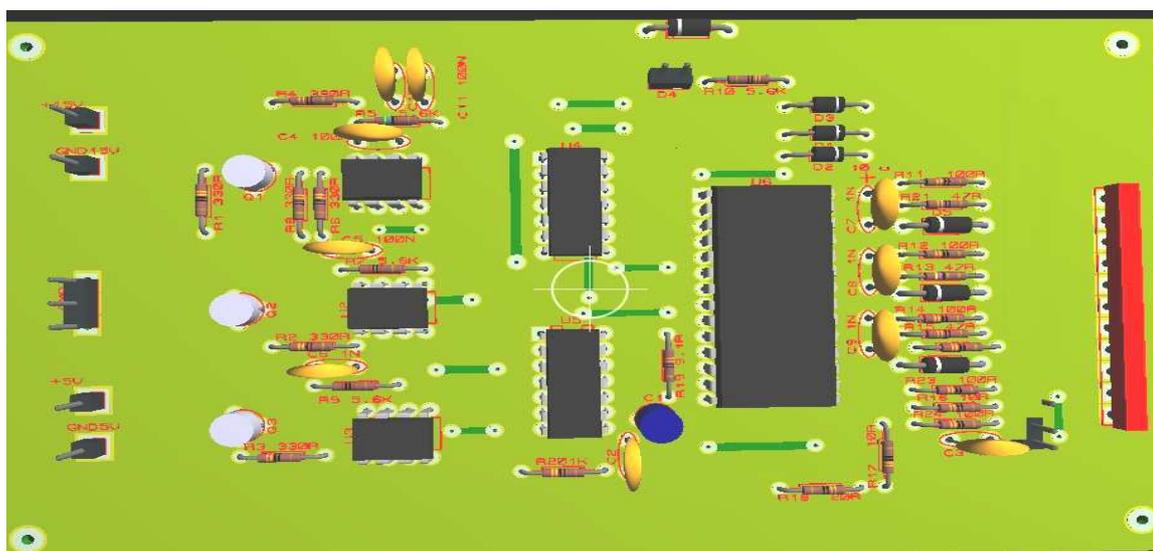


Fig.A.2.1. Circuit imprimé de la commande rapprochée coté composants

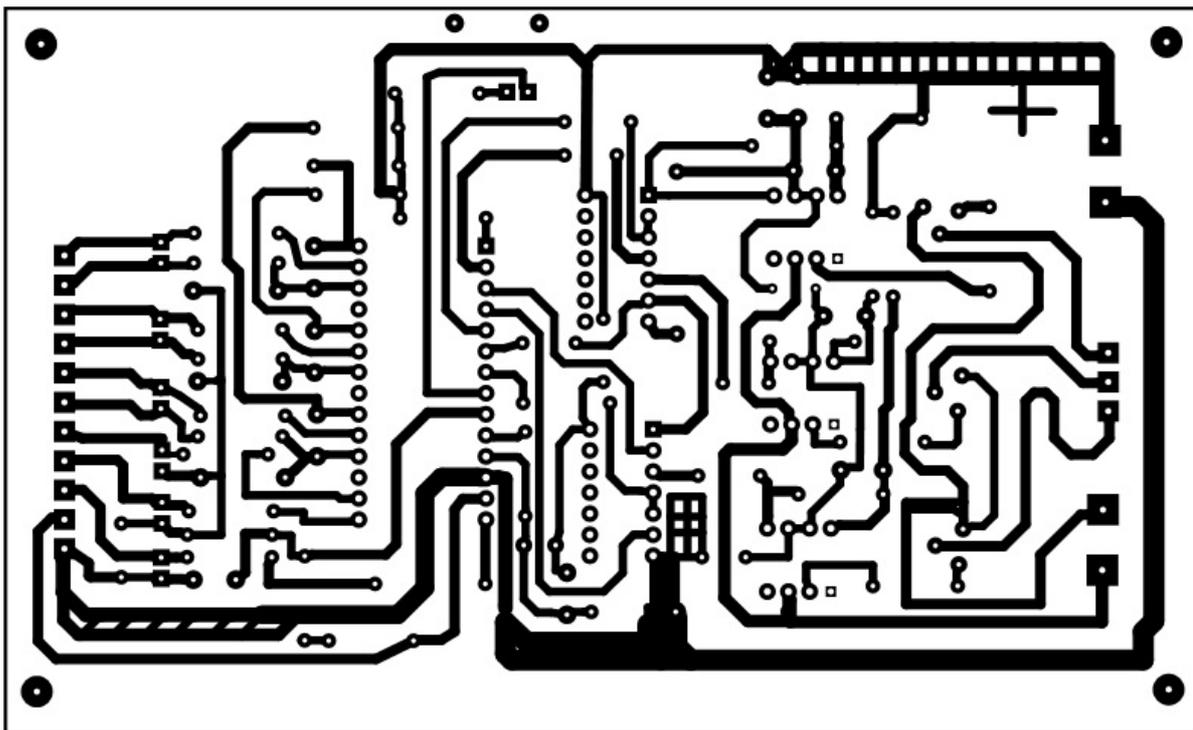


Fig.A.1.2. Circuit imprimé de la commande rapprochée coté cuivre

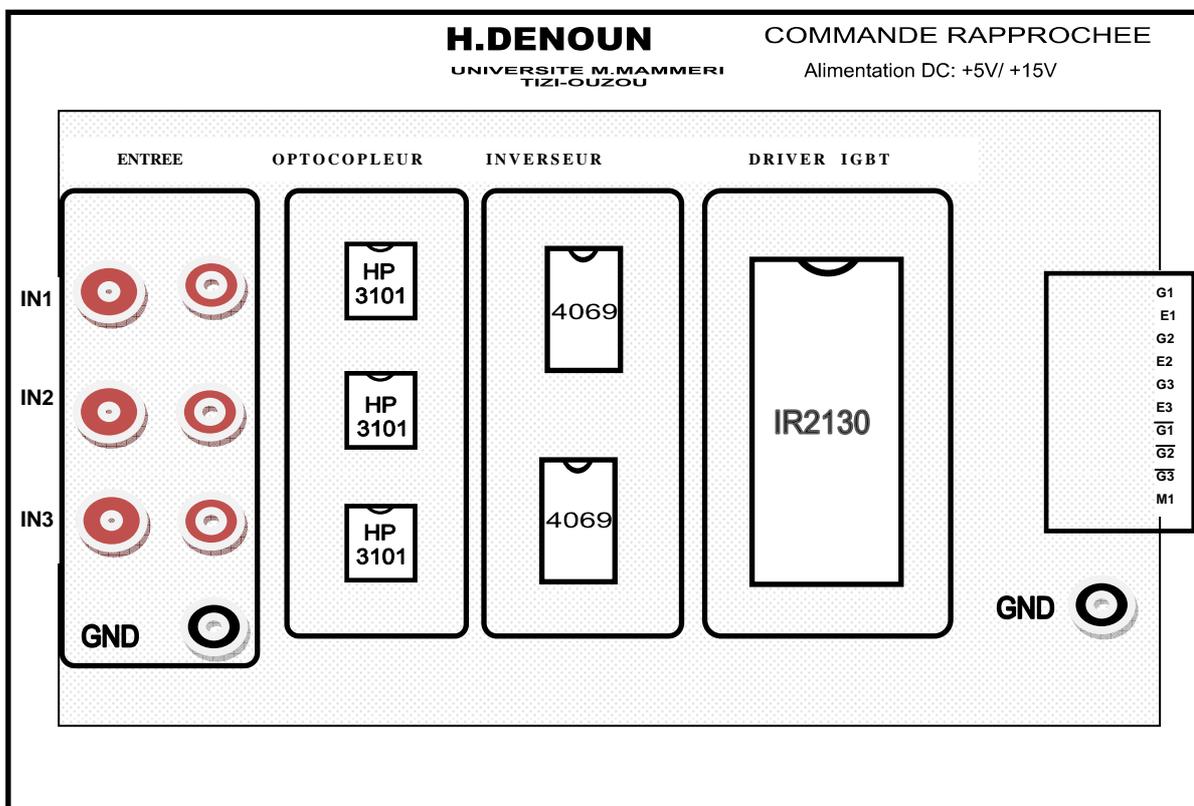


Fig.A.2.3. Montage sur boîtier de la commande rapprochée

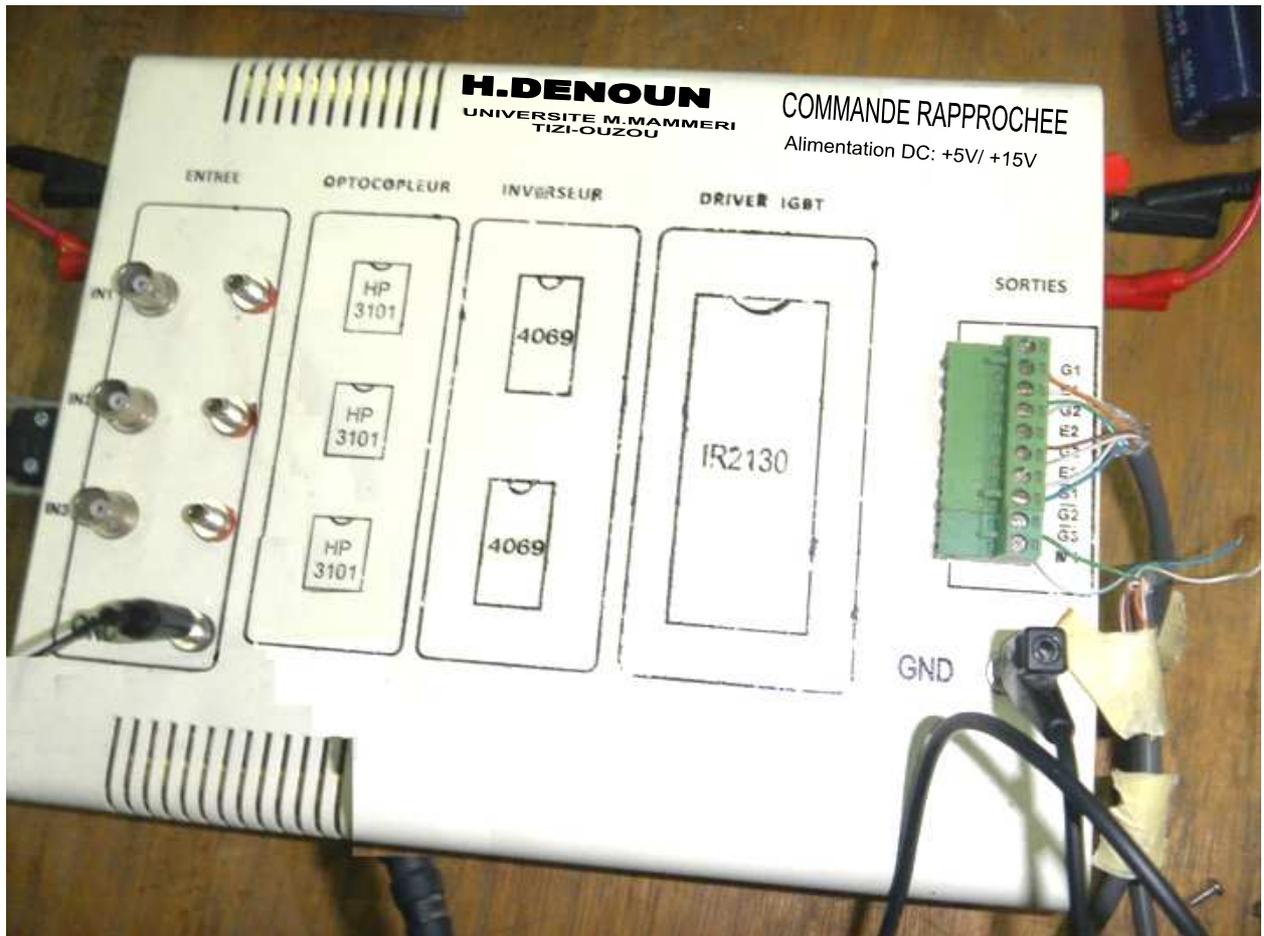


Fig.A.1.3. Photo du boîtier de la commande rapprochée

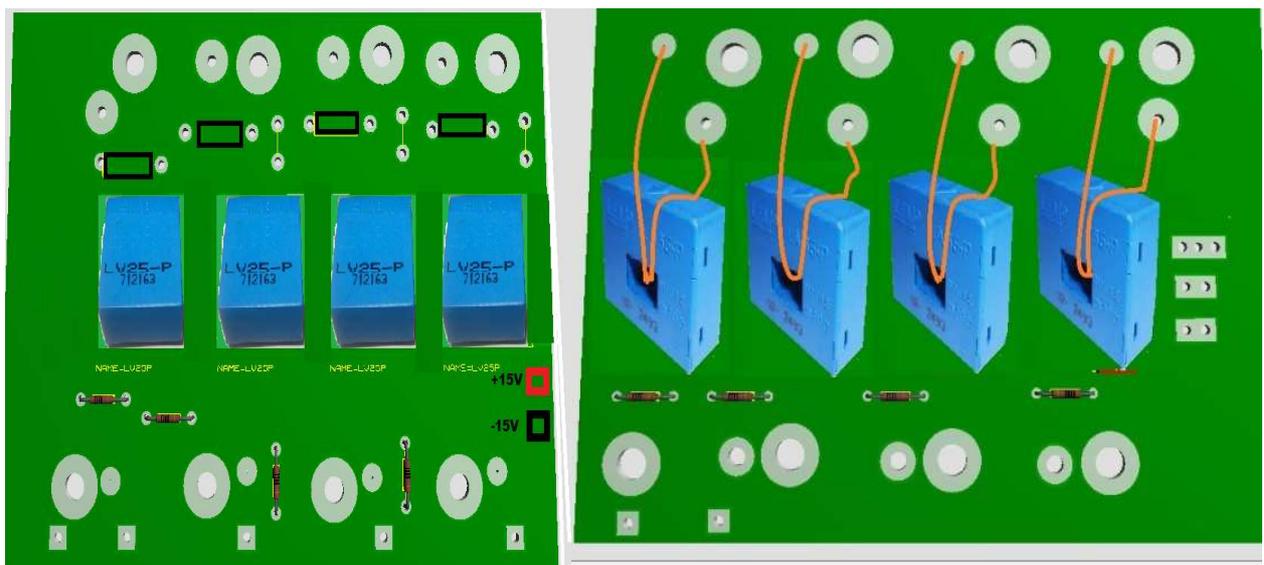


Fig.A.1.4. Carte des capteurs coté composants (Tension- Courant)

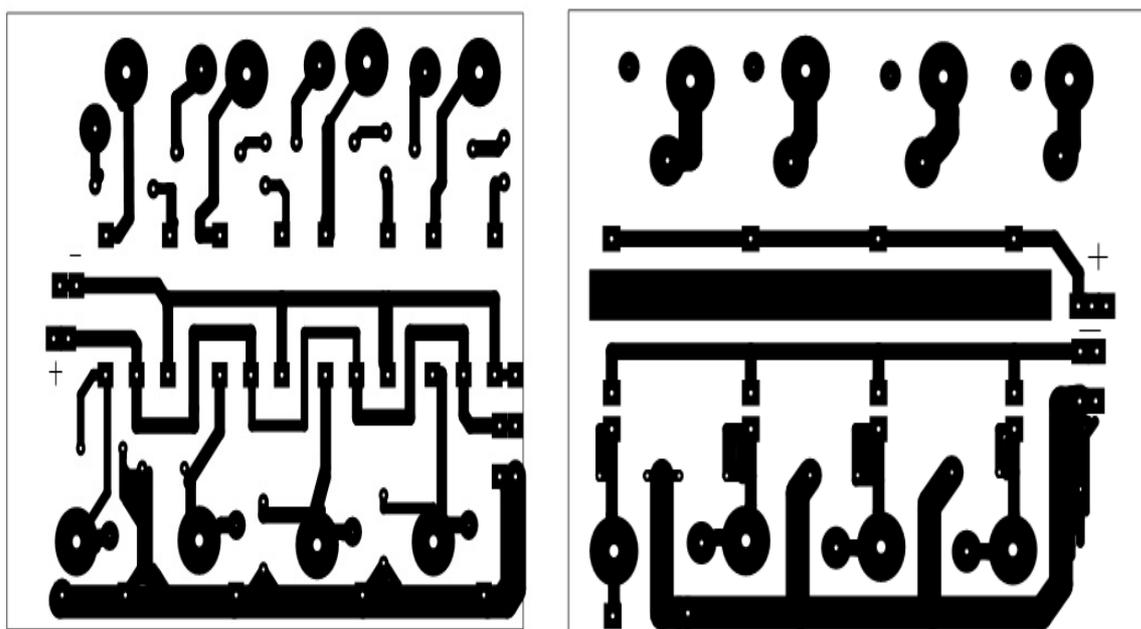


Fig.A.1.5. Circuit imprimé de la carte des capteurs (tension-courant) coté cuivre

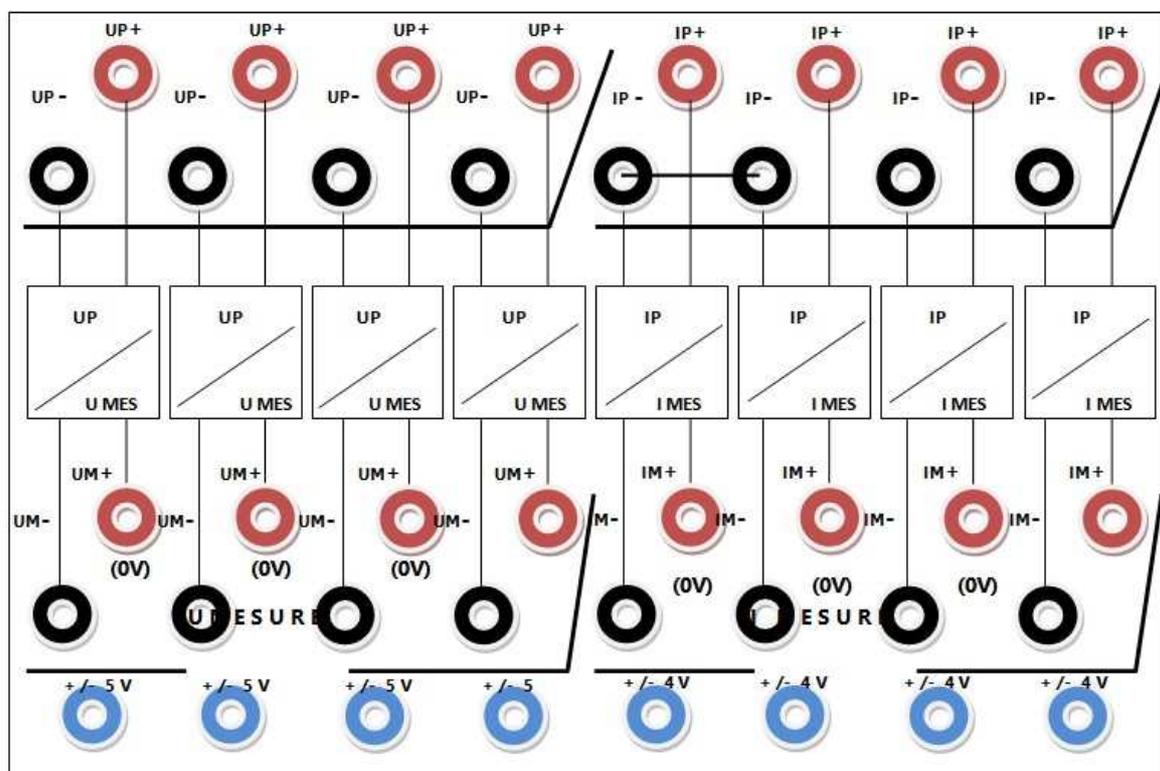


Fig.A.1.6. Montage sur boîtier des capteurs



Fig.A.1.7 : Photo du boîtier des capteurs

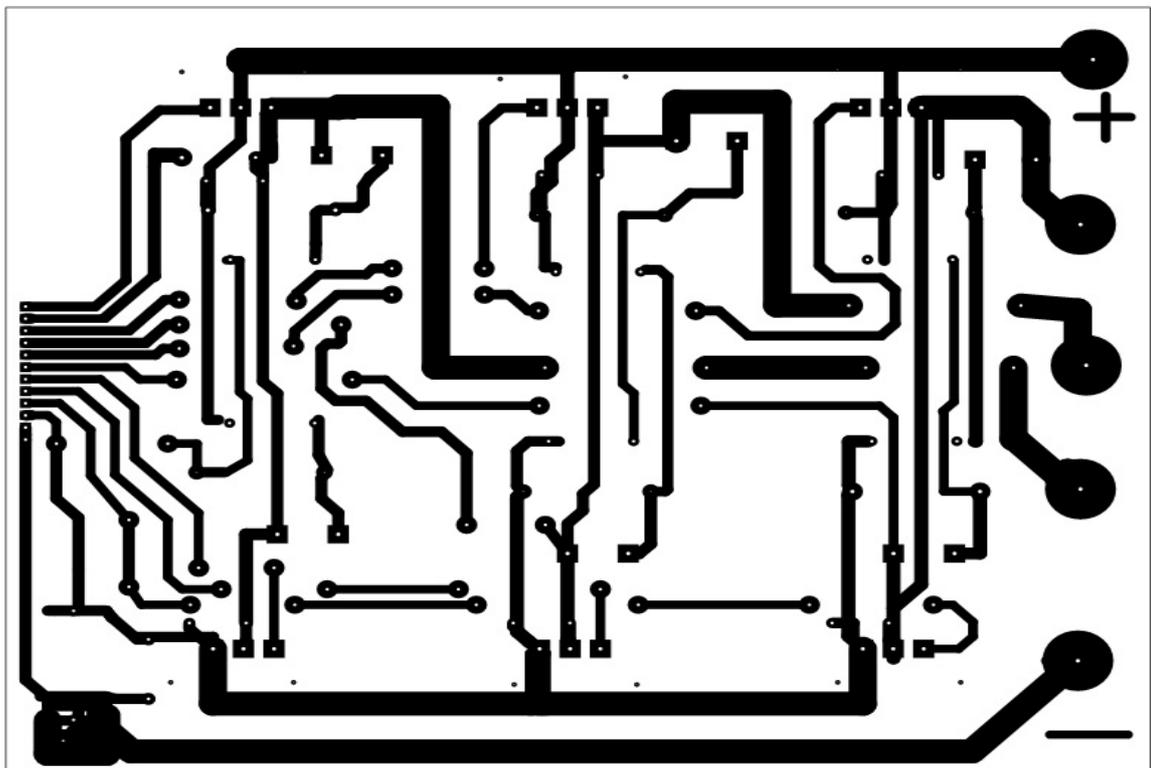


Fig.1.A.8: Circuit imprimé de la carte de puissance

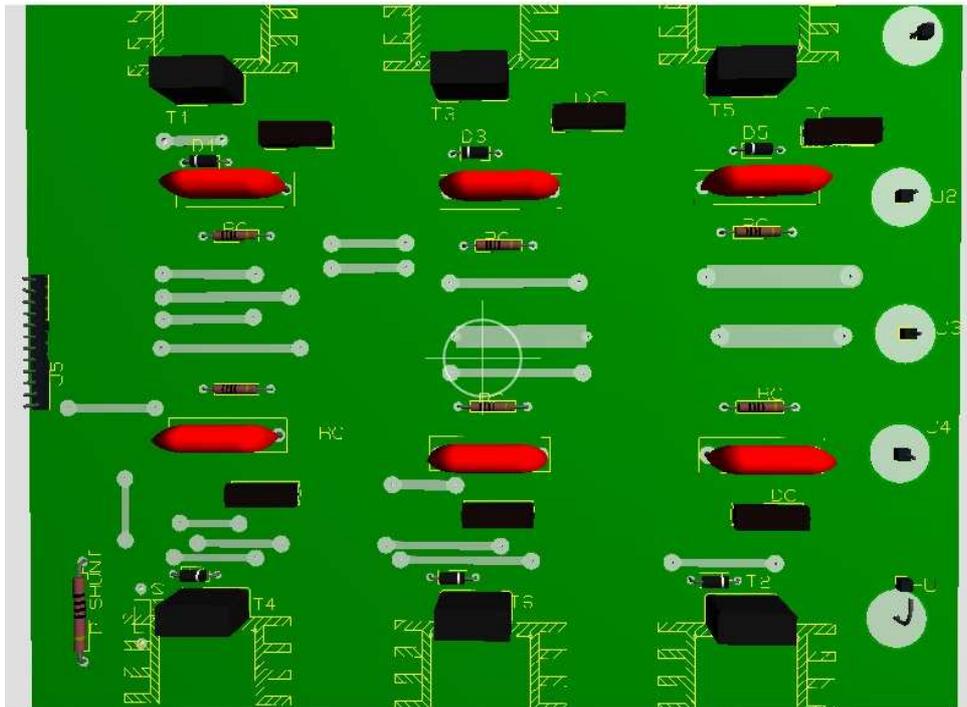


Fig.1.A.9 : La carte de puissance cotée composant

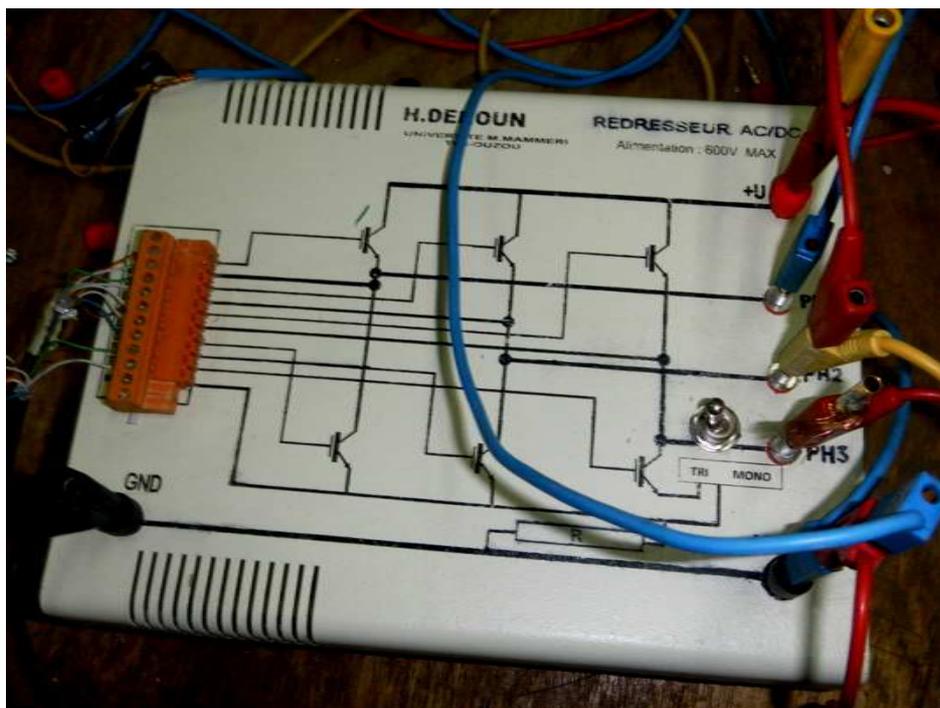


Fig.1.A.10 : La photo du montage de la carte de puissance

Références bibliographiques

Référence bibliographique

- [ABU97]: V. Aburto, M. Schneider, L. Moran et J. Dixon, « An active power filter implemented with a three-level NPC voltage-source inverter », *Power Electronics Specialists Conference, 1997.*, vol. 2, pp. 1121–1126 vol.2, 22-27 Jun 1997.
- [AKA05a]: H. Akagi, H. Fujita, S. Yonetani et Y. Kondo, «A 6.6-kv transformerless statcom based on a five-level diode-clamped pwm converter : system design and experimentation of a 200-v, 10-kva laboratory model », *IAS Annual Meeting.*, vol. 1, pp. 557–564 Vol. 1, 2-6 Oct. 2005.
- [AKA05b]: H. Akagi et Y. Tamai, « Comparisons between a hybrid shunt active filter and a pure shunt active filter », *Wiley periodicals*, vol. 124-D, pp.494–502, 2005.
- [AKA86]: H. Akagi, A. Nabae et S. Atoh, « Control strategy of active power filters using multiple voltage-source PWM converters », *IEEE transactions on industry applications*, vol. 22, pp. 460–465, 1986.
- [AKA96]: H. Akagi, « New trends in active filters for power conditioning », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 32, no 6, pp. 1312–1322, Nov/Dec 1996.
- [ALI95]: K.Aliouane,, «contribution à l'étude du filtrage d'harmonique des réseaux de distribution à l'aide de l'association de filtres actif et passif parallèle », thèse de doctorat, INPL, NANCY, 1995.
- [ALL04] J. Allmeling, « A control structure for fast harmonics compensation in active filters », *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, no 2,pp. 508–514, March 2004.
- [AME72]: A. Ametani, "Generalised Method of Harmonic reduction in ac-de convertors by harmonie current injection"; IEE Proceeding 1972, Vol. 119 No. 7, pp 857-864.
- [ARR83]: J. Arrillaga, A. P. B. Joosten and J. F. Baird, "Increasing The Pulse Number of AC-DC Convertors by Current Reinjection Techniques", IEE Proceeding 1983, Vol. 116, No. 10, pp 1730-1734.
- [BET00] : E. Bettega et J. Fiorina, « Cahier technique nr183 : Harmoniques : convertisseurs propres et composants actifs », Rapport technique, Schneider Electric, 2000.
- [BIR69]: M. Bird, J. F. Marsh and P. R. McLellan, « Harmonic Reduction in Multiplex Converters by Triple-Frequency Current Injection», IEE Proceeding 1969, Vol. 116, No. 10,pp 1730-1734.
- [CHO91]: N. S. Choi, J. G. Cho, G. H. Cho, "A General Circuit Topology of Multilevel Inverter"; 22nd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC 91, 24-27 June, pp 96-103.
- [DAN97]: F. Daniel, R. Chaffai, K. Al-Haddad and R. Parimelalagan, "A New Modulation Technique for Reducing the Input Current Harmonies of Three-Phase Diode Rectifier with Capacitive Load", IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. 33 No. 5 Sept/Oct 1997, pp 1185-1193.

- [DEN00] :** H.Denoun, K. Aliouane, « Contribution à l'étude des convertisseurs AC/DC à MLI à facteur de puissance unitaire », Conférence international sur la productique, Alger, 2000.
- [DEN01] :** H. Denoun, « Contribution à l'étude des redresseurs à MLI à facteur de puissance unitaire ' Application à la conduite de la machine asynchrone' », Thèse de magister, EMP, 2001.
- [DEN05]:** H.Denoun, M.Zaouia, « Stay and realisation of three-level IGBT voltage source PWM inverter to feed asynchrone machine », WSEAS Transactions en circuits, Issue 6, Vol 4, June 2005, pp.566-573.
- [DEN11a]:** H.Denoun, N.Benamrouche, S.Haddad, S.Meziani, S.Ait mamar, « single-phase unity power factor unipolar PWM rectifier using DSP», I.RE.MO.S.(International Review on Modeling and Simulations), Vol.4,N.1 Februry 2011, pp.17-22.
- [DEN11b]:** H.Denoun, N.Benamrouche, S.Haddad, S.Meziani, S.Ait mamar, «A.D.S.P (TMS320LF2407) based implementation of P.W.M for single-phase AC/DC bipolar converter with unity power factor», WSEAS Transactions en circuits, Issue 4, Vol 5, June 2011, pp.354-360.
- [DIX88]:** L. Dixon, " High Power Factor Switching Preregulator Design Optimisation", Unitrode Power Supply Design Seminar, 1988.
- [ENJ90]:** P.N.Enjeti, P.D. Zio Gas and J.F.Lindsay, « Programme PWM technique to eliminate harmonics a critical évaluation », IEEE TRANS, On Ind, APPL, vol : 26, N°2, Mach / April 90, PP 302-316.
- [GAT94]:** S. Gataric, D. Boroyevich and F.C. Lee, "Soft Switching Single Switch Three Phase Rectifier With Power Factor Correction", Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1994. APEC '94, Vol. 2, pp 738-744.
- [GRE82]:** « Implémentation of pulse with mod inverter modulation strategies ». R.M.GREEN and J.T.BAYS, IEEE TRANS.Ind, APP, Vol: IA-18, N°4, My, Jaune 82, PP 680-687.
- [GUE03]:** « Implantation numérique sur DSP d'un observateur de LUENBERGER adaptative pour la commande « DTC » d'un moteur à synchrone sans capteur mécanique ». mémoire de PFE, EMP, Alger , 2003.
- [GYU76]:** L. Gyugyi et E. C. Strycula, « Active ac power filters », dans *IEEE.IAS annual meeting*, 1976.
- [IDE00]:** P. Ide, N. Froehleke, H. Grotstollen, W. Korb, and B. Margaritis, "Analysis of three-phase/three-level rectifiers at low load and discontinuous conduction mode", 15th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC 2000, Vol. 1, 6-10 Feb. 2000, pp 197-204.
- [JIA94]:** Y. Jiang, H. Mao, F.C. Lee and D. Borojvic, "Simple High Performance Three Phase Boost Rectifiers", Power Electronics Specialists Conference, PESC 1994, Vol. 2, pp 1158-1163.

- [KIM94]:** Sikyung Kim, Prasad N. Enjeti, Paul Packebush and Ira J. Pitel, "A New Approach to Improve Power Factor and Reduce Harmonics in a Three-Phase Diode Rectifier Type Utility Interface"; IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 30, No. 6 Nov/Dec 1994, pp 1557-1563.
- [KOL94]:** J. W. Kolar, U. Drofenik, F. C. Zach, "A novel three-phase utility interface minimizing line current harmonics of high-power telecommunications rectifier modules" 16th International Telecommunications Energy Conference INTELEC'94, 30 Oct.-3 Nov, pp 367-374.
- [LEG07]:** A. Lega, S. Munk-Nielsen, F. Blaabjerg et D. Casadei, « Multilevel converters for ups applications: comparison and implementation. », *Power Electronics and Applications, 2007 European Conference on*, pp.1–9, 2-5 Sept. 2007.
- [LIN04]:** B.-R. Lin et T.-Y. Yang, « Three-level voltage-source inverter for shunt active filter », *Electric Power Applications, IEE Proceedings -*, vol. 151,no 6, pp. 744–751, 7 ov. 2004.
- [LIN06b]:** B.-R. Lin et C.-H. Huang, « Implementation of a three-phase capacitor clamped active power filter under unbalanced condition », *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 53, no 5, pp. 1621–1630, Oct.2006.
- [LIQ04]:** W. Liqiao, L. Ping, L. Jianlin et Z. Zhongchao, « Study on shunt active power filter based on cascade multilevel converters », *Power Electronics Specialists Conference, 2004*, vol. 5, pp. 3512–3516 Vol.5, 20-25 June 2004.
- [LIS05]:** M. Liserre, F. Blaabjerg et S. Hansen, « Design and control of an lcl-filter-based three-phase active rectifier », *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 41, no 5, pp. 1281–1291, Sept.-Oct. 2005.
- [MAR99] :** J.Martinon, J.L.Javerbac, D. Boudou , REE « Niveaux de pollution harmonique probables sur les réseaux français dans le future », N°51 Mai 1999, PP. 74-79.
- [MEY02]:** T. Meynard, H. Foch, P. Thomas, J. Courault, R. Jacob et M. Nahrstaedt, « Multicell converters: Basic concepts and industry applications », *IEEE transactions on industrial electronics*, vol. 49, no 5, pp. 955–964,2002.
- [MEY92]:** T. A . Meynard and H. Foch, "Multi-level conversion: high voltage choppers and voltage-source inverters", 23rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC '92 Record, Vol. 1, 29 June-3 July 1992, pp 397-403.
- [MEY95]:** T. Meynard et H. Foch, « Multilevel converters and derived topologies for high power conversion », dans *Proc. IEEE IECON*, vol. 1, pp. 21–26,6–10 Nov. 1995.
- [MIR07]:** H. Miranda, V. Cardenas, G. Sandoval et G. Espinosa-Perez, « Hybrid control scheme for a single-phase shunt active power filter based on multilevel cascaded inverter », *Power Electronics Specialists Conference, PESC. IEEE*, pp. 1176–1181, 17-21 June 2007.
- [MOH93]:** N. Mohan, M. Rastogi and R. Naik, "Analysis Of A New Power Electronics Interface With Approximately Sinusoidal 3-Phase Utility Currents And A Regulated DC Output"; IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 8, No. 2 April 1993, pp 540-546

- [MUR87]:** Y.Murai and T. Wafanabe, « wave forme distorsion and correction circuit for PWM invertes with Switching lag-time», IEEE trans. On ind. App, Vol IA-23, N°5, Sept / Octobre 87, PP 881-886.
- [NAB81]:** A. Nabae, I. Takahashi and H. Akagi, "A New Neutral-Point Clamped PWM Inverter"; IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-17, No. 5, Sept/Oct 1981, pp 518-523.
- [NIC 03]:** Bernard Nicolas, Bernar Multon, « Le redresseur MLI en absorption sinusoïdale de courant », revue, école normale supérieure de cachan, antenne de Bretagne, 2003.
- [NON91]:** P.Nonnon, « Contribution à l'étude d'un redresseur à MLI à perturbation minimale », thèse de doctorat, INPL, Lorraine, 1991.
- [OOI87]:** Boon Teck Ooi, John C. Salmon, Juan W. Dixon and Ashok B. Kulkarni, "A Three-Phase Controlled-Current PWM Converter with Leading Power Factor", IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. IA-23, No. 1, Jan/Feb 1987, pp78-84.
- [PIE 95] :** NX. Pierre and J.P.Cambronne, « Comparaison between PWM Voltage and crurent structures characteristics », EPE JOURNAL, Vol 5, N° : 3, N° : 2 Septembre 1995.
- [PLO07]:** J. Plotkin, R. Hanitsch et U. Schaefer, « Power conditioning of a 132 mw wind farm », *European Conference on Power Electronics and Applications*, pp. 1–9, 2-5 Sept. 2007.
- [PRA91]:** A. R. Prasad, P. D. Ziogas and S. Manias, "An Active Power Factor Correction Technique for Three-Phase Diode Rectifiers"; IEEE Transactions on Power electronics, Vol. 6, No. 1, January 1991, pp 83-92.
- [RAS95]:** M. Rastogi, N. Mohan and C.P. Henze, "Three-Phase Sinusoïdal Current Rectifier with Zero-Current Switching"; IEEE Transactions on Power electronics, Vol. 10, No. 6 November 1995, pp 753-759.
- [RIO 96]:** Pascal Rioual, Herve Pouliquen and Jean Paul Louis, « regulation of PWM rectifier in the Unbalanced Network State using Generalized Model», IEEE trans. Vol.11, NO.3, Mai 1996,pp.495-502.
- [RIV03]:** D. Rivas, L. Moran, J. Dixon et J. Espinoza, « Improving passive filter compensation performance with active techniques », *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 50, no 1, pp. 161–170, Feb 2003.
- [ROD 05]:** R. José, Rodeguez, Jorge Pontt, César Silva, « Large current rectifiers and future trends», IEEE trans , Vol.52, NO.3, juin 2005.
- [ROD02]:** J. Rodriguez, J.-S. Lai et F. Z. Peng, « Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications », *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 49, no 4, pp. 724–738, Aug 2002.
- [ROD02]:** José Rodriguez, Jih-Sheng Lai and Fang Zheng Peng, "Multilevel inverters: a survey of topologies, controls and applications", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 49, Issue 4, Aug. 2002, pp 724-738.

- [ROL 98]:** Ronald. H. Simpson, « Instrumentation, Measurement technique, and analytical Tools in power Quality Studies», IEEE Tran. On ind, App, Vol 34, My/Jaune 1998, PP 0093-9994.
- [SAL03]:** M. Salo et H. Tuusa, « A novel open-loop control method for a current-source active power filter », *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 50, no 2, pp. 13–321, Apr 2003.
- [SAL95]:** J. C. Salmon, "Circuit Topologies for PWM Boost Rectifiers Operated From 1- Phase and 3-Phase CA Supplies and Using Either Single or Split DC Rail Voltage Outputs"; Applied Power Electronics Conference and Exposition 1995 APEC '95, Vol. 1, pp 473-479.
- [SEG95] :** G. Segulier and F. Labrique, « Les convertisseurs de l'électronique de puissance, Volume 4 Conversion continu- alternatif », technique et documentation – LAVOSIER, 1995.
- [SHA99]:** Y. Shakweh, E. A. Lewis, "Assessment of medium voltage PWM VSI Topologies for Multi-Megawatt Variable Speed Drive Applications", 30th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC 99, 27 June-1 July, Vol.2,pp 965-971.
- [SHE96]:** Jih-Sheng Lai and Fang Zheng Peng " Multilevel Converters-A New Breed of Power Converters"; IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 32, No. 3May/June 1996, pp 509-517.
- [TOU93]:** M. Tou, K. Al-Haddad, G. Olivier and V. Rajagopalan, "Analysis and design of single controlled switch three phase rectifier with unity power factor and sinusoidal input current", 1 oth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC'95. Issue: 0, Vol.2, 5-9 March 1993, pp 856-862.
- [TZU 09]:** Yu _Tzung lin and Ying-Yu Tzou « digital control of boost PFC AC/DC converters with low THD and Fast Dynamic Response», IEEE IPEMC Conf. Rec. pp.672-1677, 2009.
- [WAN06]:** Wanfeng Zhang, Guang Feng, Yan-Fei Liu and Bin Wu « New digital control method for power factor correction », IEEE Transactions on INDUSTRIAL ELECTRONICS, Vol,53, no:3, pp.987-990, 2006.
- [ZHA95]:** Zhao Yifan, Li Yue and T. A. Lipo, "Force Commutated Three Level Boost Type Rectifier", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 31 Issue.1, Jan.Feb. 1995, pp 155-161 Reproduced with permission of the copyright owner. Further reproduction prohibited without permission.276.
- [ZHO07]:** G. Zhou, B.Wu et D. Xu, « Direct power control of a multilevel inverter based active power filter », *Electric Power Systems Research*, vol. 77, no 3-4, pp. 284–294, March. 2007.

Résumé :

L'objectif du présent travail est l'étude et la réalisation d'un convertisseur AC/DC fonctionnant à facteur de puissance unitaire. Le convertisseur est commandé en M.L.I (la stratégie S.P.W.M) par la carte DSP TMS320LF2407 en monophasé et par le kit de développement Dspace 1103 en triphasé. Ainsi, deux types de charges ont été utilisés pour simuler le comportement du convertisseur à savoir une charge inductive et une charge comportant un onduleur associé une machine à asynchrone. Un prototype de ce convertisseur a été réalisé au laboratoire LATAGE de l'U.M.M.T.O, ce qui nous a permis de relever des résultats expérimentaux et de valider les résultats de simulation.

Mots clés :

Convertisseur AC/DC, Facteur de puissance unitaire, harmoniques, *Matlab Simulink* , DSP TMS320LF2407, Dspace1103,M.L.I , Machine asynchrone.

Abstract:

The aim of this work is the study and the realization of a P.W.M (S.P.W.M strategy) controlled AC/DC single phase converter using DSP TMS 320LF2407 and a three phase converter using Dspace 1103 , which operate at unity power factor. The converter is controlled by sinusoidal pulse width modulation strategy. Two types of loads are used to simulate the converter behaviour, one concerns an inductive type of load and the other is an inverter associated to an asynchronous machine. An experimental prototype has been achieved in our laboratory LATAGE where experimental results are obtained and to validate those obtained by simulations.

Key words: AC/DC converter, Unity power factor, Harmonics, Matlab simulink, TMS320LF2407 DSP, Dspace1103, PWM, Induction machine.