

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université Mouloud MAMMERY de Tizi-Ouzou
Faculté de Génie Electrique et d'Informatique
Département d'Electrotechnique



MEMOIRE

Présenté pour
Obtenir le diplôme de
MAGISTER EN ELECTROECHNIQUE
Option : Machines Electriques

**Etude et réalisation de la commande par
DSP d'un convertisseur AC/DC**

THEME

Présenté par: MEZIANI Sofiane

Ingénieur d'état en électrotechnique

Soutenu publiquement le 25/06/2012

Devant le jury:

M ^f S. HADDAD	Professeur, UMMTO	Président
M ^f N. BENAMROUCHE	Professeur, UMMTO	Rapporteur
M ^f M.RACHEK	MCA, UMMTO	Examineur
M ^f M. HANDALA	MCA, UMMTO	Examineur
M ^f H. SEDDIKI	MCB, UMMTO	Examineur

Promotion 2012

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail à :

Tous ceux et celle qui me sont chers

Remerciements

Je tiens à exprimer mon vif remerciement à mon promoteur Mr N.BENAMROUCHE et l'enseignant MrH.DENOUN qui m'ont aidé et orienté dans ce travail.

Notre profonde gratitude va également à l'attention des membres du jury qui nous feront honneur d'examiner notre travail. Ainsi tous les enseignants qui ont contribué à notre formation.

Afin de ne pas oublier personne, nous remercions tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à l'élaboration de ce manuscrit.

Sommaire

Sommaire

Introduction générale	09
Chapitre I:	
Etude du redresseur à M.L.I	13
Chapitre II :	
Analyse harmonique des techniques de M.L.I	42
Chapitre III :	
Modélisation -régulation- résultats de simulation	54
Chapitre IV :	
Réalisation pratique et résultats expérimentaux	97
Conclusion générale	111
Références bibliographiques	115

Notations utilisées

Notations utilisées

φ : angle de déphasage de fondamental de i , par rapport à V_r ;
 δ : angle de déphasage de la modulante par rapport à V_r ;
 $\Delta\theta$: largeur de créneaux ;
 $\theta = \omega t$: angle d'amorçage ;
 $\theta = 2\pi f$: pulsation de 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 ;
h : largeur de la bande hystérésis ;
G_{bf} , **G_{bf}** : fonctions de transfert en boucle ouverte ;
G_{boc} , **G_{boc}**, **G_{bo}** : fonctions de transfert en boucle fermée ;
I : amplitude du courant 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 , (notation complexe) ;
i_{r1}, **i_{r2}**, **i_{r3}** : courants réseau sur les phases 1,2,3 ;
i_{r2mes}, **i_{r3mes}** : courants réseau mesurés sur les phases 1, 2, 3 ;
i_{r1ref}, **i_{r2ref}**, **i_{r3ref}** : courants réseau de référence sur les phases 1, 2, 3 ;
i_{refi} : limite inférieure de la bande hystérésis ;
i_{refs} : limite supérieure de la bande 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 rapport cyclique associés au redresseur ;
N_c : nombre de commutation par alternance ;
P : nombre d'impulsion par alternance ;
P : puissance active ;
P_{ref} : puissance active de référence ;
Q : puissance réactive ;
Q_{ref} : puissance réactive de référence ;
R₁, **R₂** , **R₃**, **R_d**, **R_q** : correcteurs ;
S_i : fonction logique associée à un bras du redresseur ;
T_c : constant de temps coté continu ;
THD : taux de distorsion harmonique ;

•

T_n : constante de temps côté réseau ;

U_d : tension constante;

U_1 : fonction logique associée au convertisseur ;

$U_{e13}, U_{e23}, U_{e31}$: tensions composées à la rentrée du redresseur triphasé;

U_c : tension à l'entrée du redresseur monophasé ;

U_{e1}, U_{e2}, U_{e3} : tensions à l'entrée du redresseur triphasé (tension par rapport au la source);

U_e : fondamental de la tension u_e (notation complexe);

U_{e1} : valeur efficace de fondamentale de U_e

U_{e10} : valeur efficace de 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 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 ;

V_{r1}, V_{r2}, V_{r3} : tension réseau sur les phases 1, 2, 3 ;

$(Vr3)$: vecteur triphasé des tensions réseau;

V_{reff} : valeur efficace de v_r ;

Introduction générale

Introduction générale

Il est actuellement constaté que la consommation en énergie électrique croît sensiblement et approximativement et double chaque décennie. Cette énergie est d'ordinaire disponible en alternatif. Or, pour de nombreuses applications, le continu est mieux adapté. De plus, le passage par la forme continue est souvent nécessaire pour alimenter d'autres types de convertisseurs.

A l'exception des systèmes par des cyclo-convertisseurs qui n'exigent pas un tel passage, tous les autres systèmes nécessitent l'emploi des convertisseurs alternatif continu fonctionnant à fréquence industrielle.

Ces derniers sont conçus pour alimenter soit directement des machines à alternatif continu, soit par l'intermédiaire d'un second convertisseur, les machines synchrones ou asynchrones.

Le redresseur à diodes ou à thyristors fonctionnant à commutation naturelle présente des inconvénients telle que :

- la génération des courants harmoniques.
- la consommation d'énergie réactive.

La génération des courants harmoniques entraîne dans l'onde de tension des distorsions qui causent l'échauffement des condensateurs et les machines électriques qui perturbent le fonctionnement normal des équipements électriques.

La consommation de l'énergie réactive augmente les pertes à cause de l'appel de courant qui est plus important et exige un surdimensionnement en puissance de l'installation ce qui détériore le facteur de puissance [ROL 98], [MAR99].

Récemment, le développement technologique des composants semi-conducteurs de puissance tel que le transistor, le GTO, l'IGBT et le MOSFET a permis l'apparition de nouveaux convertisseurs statiques commandés par des techniques de modulation de largeur d'impulsions.

Le convertisseur commandé en modulation de largeur d'impulsions que nous envisageons d'étudier dans ce mémoire mérite une attention supplémentaire, car il permet:

- De délivrer un courant proche d'une sinusoïde en réduisant le contenu harmonique.
- De diminuer la taille de filtrage.
- De contrôler la puissance réactive absorbée.
- D'assurer un transfert bidirectionnel de la puissance sans introduction d'un pont auxiliaire.

Ce redresseur est destiné surtout dans les équipements de traction qui utilisent comme moteurs de traction des moteurs asynchrones alimentés par des onduleurs de tension à commande MLI.

Notre travail s'insère dans cet axe de recherche et fait suite aux travaux effectués au sein de notre laboratoire, nous nous sommes intéressés à l'étude d'un redresseur à MLI à facteur de puissance unitaire. Le convertisseur est commandé par la stratégie de modulation de largeur d'impulsions à savoir la stratégie triangulo-sinusoïdale. Pour atteindre cet objectif, le travail est divisé en quatre chapitres :

Dans un premier temps, nous présentons le redresseur à M.L.I étudié, Nous montrons son principe de fonctionnement et ses limites de stabilité pour différents régimes. Ensuite nous détaillons également différentes étapes de commutation de ce convertisseur.

Dans un second temps, nous analysons les stratégies de modulation proposées, afin de déterminer l'effet des harmoniques sur la formation du spectre.

Nous examinons également l'influence des paramètres de modulation sur la forme et l'amplitude de la tension.

Chapitre III, nous déterminons le modèle du redresseur monophasé et triphasé associé à deux types de charge, il s'agit d'une charge passive et d'une charge active modélisant une machine à courant continu.

Dans ce chapitre, nous présentons aussi une étude de la régulation cascade d'un redresseur triphasé à MLI.

- Ensuite, nous présentons les résultats de simulation obtenus par l'application la stratégie de modulation en monophasé et triphasé ainsi que les résultats de la régulation cascade d'un redresseur triphasé à MLI obtenue par un programme que nous avons élaboré sur MA TLAB (*Simulink-Powersim*). Nous examinons le comportement et les performances du convertisseur vis-à-vis de cette technique de modulation.
- Dans le quatrième chapitre, on présente notre banc expérimental, en définissant la carte **D.S.P TMS320LF2407** utilisée, en définissant les différentes cartes réalisées ainsi que les différentes étapes par l'implémentation du programme de commande que nous avons développé pour valider notre étude, nous terminons par la présentation de quelques résultats expérimentaux que nous avons obtenus au sein de notre laboratoire.

Chapitre I

Etude du redresseur

A M.L.I

Plan du chapitre I

I-1. Introduction	15
I-2. Description du redresseur	15
I-2-1. Redresseur monophasé	15
I-2-2. Redresseur triphasé	16
I-3. Caractéristiques statiques du redresseur monophasé	17
I-4. Analyse de fonctionnement du redresseur monophasé	18
I-4-1. Fonctionnement à tension de sortie constant	20
I-4-2. Fonctionnement avec la charge résistive	21
I-5. Etude de la commutation	23
I-5-1 Commutation à la fermeture	24
I-5-2. Commutation à l'ouverture	33
I-6. Choix des éléments de Snubber.....	39
I- 7. Conclusion	41

I-1. Introduction

Il est constaté que les convertisseurs alternatifs - 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 que nous présentons dans ce chapitre fait suite à ces travaux. Elle sera consacrée à un redresseur à MLI, les caractéristiques du convertisseur seront analysées. Nous examinerons également la stabilité du convertisseur et ses limites de fonctionnement. A la fin de ce chapitre nous présenterons en détails les phases de commutation du convertisseur.

I-2. Description du redresseur

1-2-1. Redresseur monophasé

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

La figure (I-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. Chaque interrupteur est composé d'un transistor IGBT T_i et une diode D_i montée de manière à assurer la continuité des courants de source. Le redresseur est monté directement à la sortie du transformateur d'entrée.

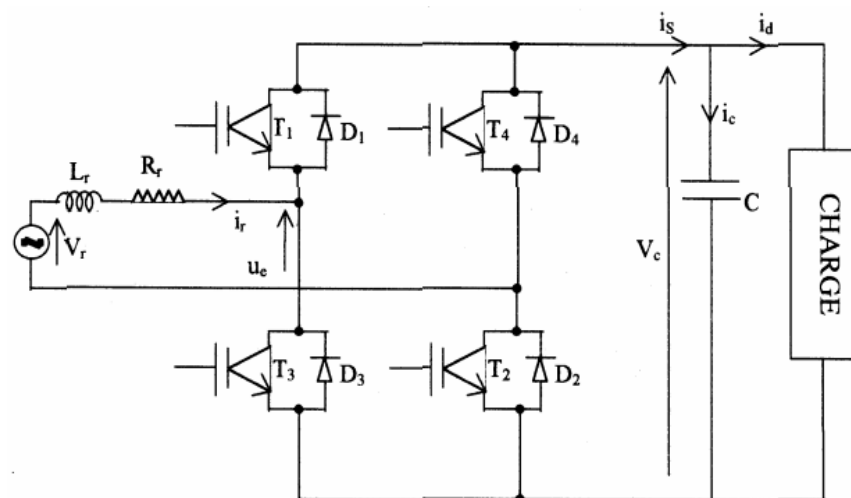


Figure I-1-a: Schéma de principe du redresseur monophasé de structure tension

Le réseau est modélisé par une source de tension monophasée sinusoïdale V_r avec L_r , l'inductance totale du réseau et les inductances de fuite du transformateur ramenée ausecondaire de celui-ci.

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

Le redresseur est alimenté par une source de courant à cause de l'inductance L_r

2-2-2. Redresseur triphasé

Il est représenté par la figure (I-1-b), les transistors IGBT et les diodes constituant le pont sont supposés idéaux. C'est à dire que l'on néglige les phénomènes de commutation ainsi que les pertes par conduction.

Le redresseur de type pont de Graëtz est constitué de transistors IGBT comprenant chacun une diode en antiparallèle d'une manière à assurer la continuité des courants de sources.

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

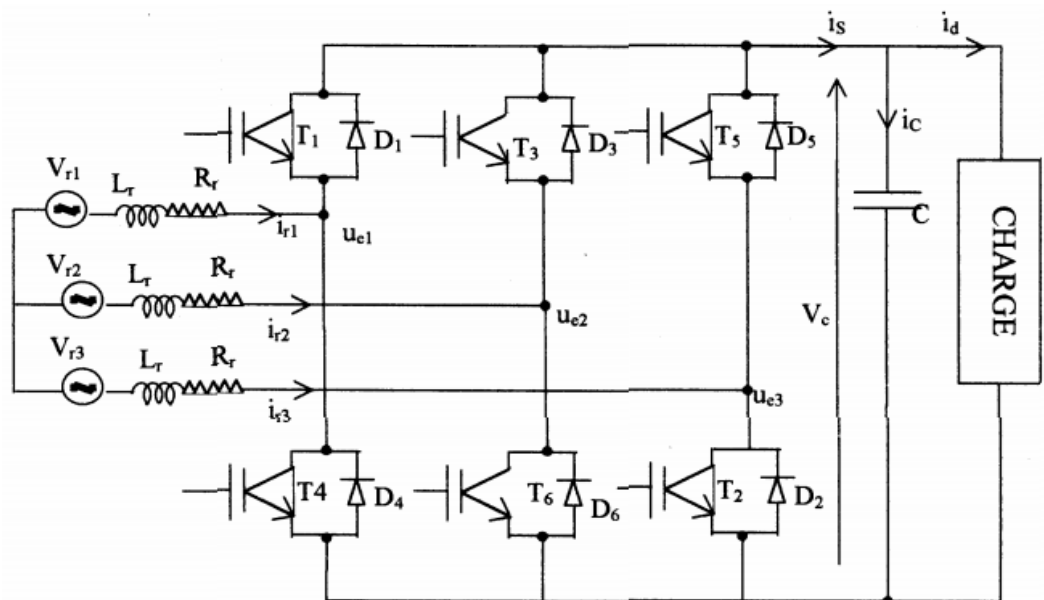


Figure (I-1-b): Schéma de principe du redresseur triphasé de structure tension

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.

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

On a :

$$\begin{aligned}
 V_{r1} &= V_{r,\max} \sin \omega t \\
 V_{r2} &= V_{r,\max} \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \\
 V_{r3} &= V_{r,\max} \sin \left(\omega t - \frac{4\pi}{3} \right)
 \end{aligned} \tag{I-0}$$

On note par U_{e1} es tensions simples (par rapport au neutre de la source) aux bornes de chaque phase.

La charge continue est constituée d'une impédance R_d, L_d en parallèle avec le condensateur C de filtrage.

I-3. Caractéristiques statiques du redresseur monophasé

La relation entre la valeur moyenne de la tension de sortie V_{c0} et la valeur efficace du fondamental de la tension d'entrée U_{e1} , peut être exprimée en fonction du rapport cyclique r qui varie de zéro à un et le 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 supérieur à 6, le facteur K_{dt} est égal à l'unité. Par contre, lorsque l'harmonique 3 de 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_{c0} peut être donnée par :

$$U_{e1} = \frac{rk_{dt}V_{c0}}{\sqrt{2}} \quad (\text{I-1})$$

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

$$V_{c0} \geq \frac{\sqrt{2}U_{e1}}{K_{dt}} \quad (\text{I-2})$$

Cette expression montre que V_{c0} 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 valeur moyenne du courant de sortie I_s en fonction de la valeur efficace du courant d'entrée I_r , se déduit de la conversion 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 :

$$U_{e1}I_r \cos(\varphi - \delta) = \bar{I}_s V_{c0} \quad (\text{I-3})$$

A partir de cette équation et tenons compte de l'inégalité (H-2), la valeur moyenne I_s peut être exprimée par :

$$\bar{I}_s \geq \frac{I_r}{\sqrt{2}} \quad (\text{I-4})$$

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.

I-4. Analyse de fonctionnement du redresseur monophasé :

Dans cette analyse, nous supposons que :

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

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

$$\hat{V}_r = \hat{u}_{e1} + jL_r \omega i_r \hat{I}_r \quad (\text{I-5})$$

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

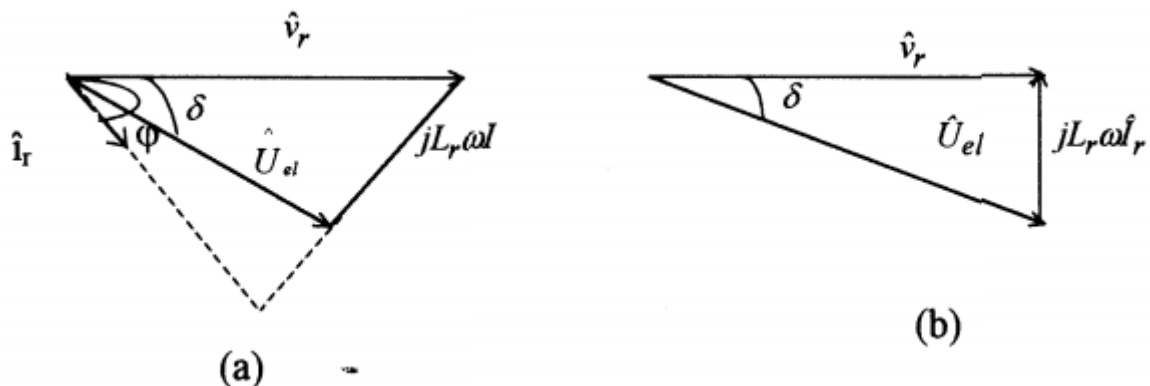


Figure 1-2 : diagramme vectoriel

D'ordinaire, on cherche à mettre le courant d'entrée i_r en phase avec la tension v_r , le diagramme vectoriel est alors celui de la figure (1-2-b).

Dans ce cas, nous avons :

$$U_{e1} = \sqrt{V_r^2 + (L_r \omega I_r)^2} \quad (\text{I-6})$$

L'angle δ qui désigne le déphasage du fondamental de la tension d'entrée U_{e1} par rapport à la tension V_r est donnée par la relation :

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{L_r \omega I_{r1}}{V_r} \quad (\text{I-7})$$

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 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 réelles et imaginaire par :

$$\hat{i}_r = I_{réel} + jI_{imag} \quad (\text{I-8})$$

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

$$\begin{cases} I_{réel} = \frac{U_{e1} \sin \delta}{L_r \omega} \\ I_{imag} = \frac{V_r - U_{e1} \cos \delta}{L_r \omega} \end{cases} \quad (\text{I-9})$$

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

$$\begin{cases} P_e = V_r I_{réel} \\ Q_e = V_r I_{imag} \end{cases} \quad (\text{I-10})$$

On substitue les expressions de $I_{réel}$ et I_{imag} données par (I-9) dans l'équation (I-10). Les expressions de P_e et Q_e deviennent alors :

$$\begin{cases} P_e = \frac{V_r U_{e1} \sin \delta}{L_r \omega} \\ Q_e = \frac{V_r^2}{L_r \omega} - \frac{V_r U_{e1} \cos \delta}{L_r \omega} \end{cases} \quad (\text{I-11})$$

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

$$P_e^2 + (Q_e - Q_{e0})^2 = \left(\frac{U_{e1} V_r}{L_r \omega} \right)^2 \quad (\text{I-12})$$

Avec :

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

I-4-1. Fonctionnement à tension de sortie constante

En remplaçant U_{ei} par son expression donnée par (I-1) et en posant $(P_e)_{\max} = \frac{V_r V_{c0}}{\sqrt{2} L_r \omega}$

l'équation (11-12) devient :

$$P_e^2 + (Q_e - Q_{e0})^2 = r^2 (P_e)_{\max}^2 \quad (\text{I-13})$$

Dans le plan (P,Q), cette expression traduit l'équation d'un cercle de centre $(0, Q_{e0})$ et de rayon égal à $r(P_e)_{\max}$. 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 I-3).

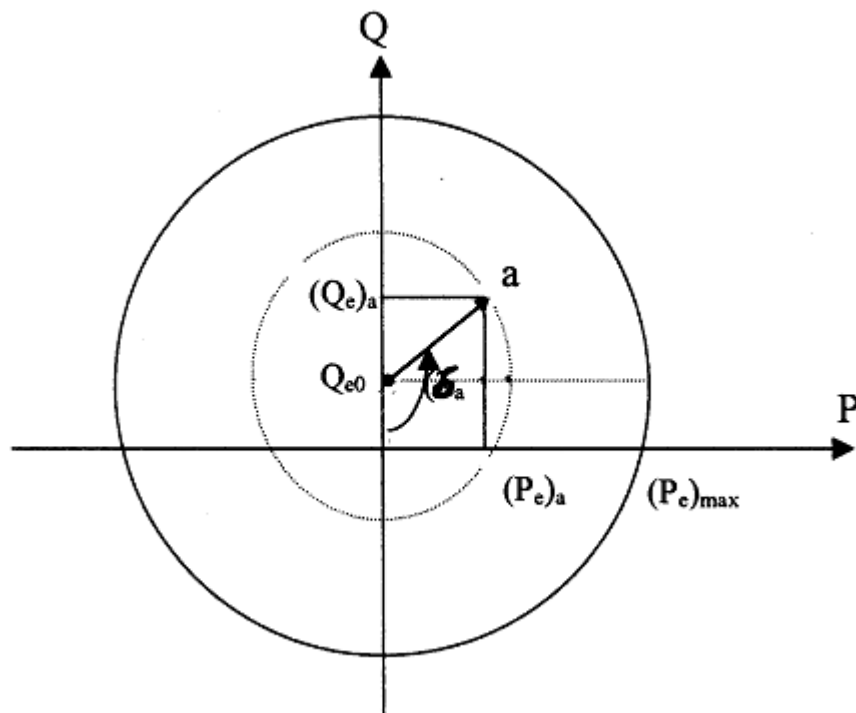


Figure I-3 : fonctionnement à V_{c0} constante

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

A partir de l'équation (I-13), on peut déterminer la largeur de l'intervalle de la puissance active pour lequel ce type de fonctionnement est possible. Cette largeur est égale à :

$$2(P_e)_{\max} \sqrt{r^2 - \frac{Q_{e0}^2}{(P_e)_{\max}^2}} \quad (\text{I-14})$$

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 (I-11) peut être réécrite sous la forme :

$$Q_e = Q_{e0} - r(P_e)_{\max} \cos \delta \quad (\text{I-15})$$

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

$$r \cos \delta = \frac{Q_{e0}}{(P_e)_{\max}^2} = c^{st} \quad (\text{I-16})$$

La relation (I-16) peut être considérée comme une loi de commande du convertisseur fonctionnant à facteur de puissance unitaire et contrôlé par la stratégie triangulo-sinusoïdale.

Pour le fonctionnement en compensateur, la puissance active est nulle. A partir de l'équation (I-11), cette puissance peut être exprimée par :

$$P_e = r (P_e)_{\max} \sin \delta \quad (\text{I-17})$$

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

$$\left\{ \begin{array}{l} \cos \delta = 1 \text{ pour } Q_e < Q_{e0} \\ \cos \delta = -1 \text{ pour } Q_e > Q_{e0} \end{array} \right. \quad (\text{I-18})$$

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 associée au convertisseur. En tenant compte que le convertisseur est parfait, la puissance à l'entrée du convertisseur est totalement transférée à sa sortie et vaut :

$$P_e = \frac{V_{c0}^2}{R_d} \quad (\text{I-19})$$

On substitue cette dernière équation dans (I-11), les expressions de P_e et de Q_e deviennent :

$$\begin{cases} P_e = \left(\frac{V_r}{\sqrt{2}L_r\omega} \right)^2 R_d r^2 \sin^2 \delta \\ Q_e = Q_{e0} - \left(\frac{V_r}{\sqrt{2}L_r\omega} \right)^2 R_d r^2 \sin \delta \cos \delta \end{cases} \quad (\text{I-20})$$

On posant: $(P'_e)_{\max} = \left(\frac{V_r}{\sqrt{2}L_r\omega} \right)^2 R_d$

L'équation II-20 peut être écrite sous la forme :

$$\begin{cases} P_e = r^2 (1 - \cos 2\delta) \frac{(P'_e)_{\max}}{2} \\ Q_e = Q_{e0} - r^2 \sin 2\delta \frac{(P'_e)_{\max}}{2} \end{cases} \quad (\text{I-21})$$

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

$$(Q_e - Q_{e0})^2 + \left(P_e - r^2 \frac{(P'_e)_{\max}}{2} \right)^2 = \left(r^2 \frac{(P'_e)_{\max}}{2} \right)^2 \quad (\text{I-22})$$

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

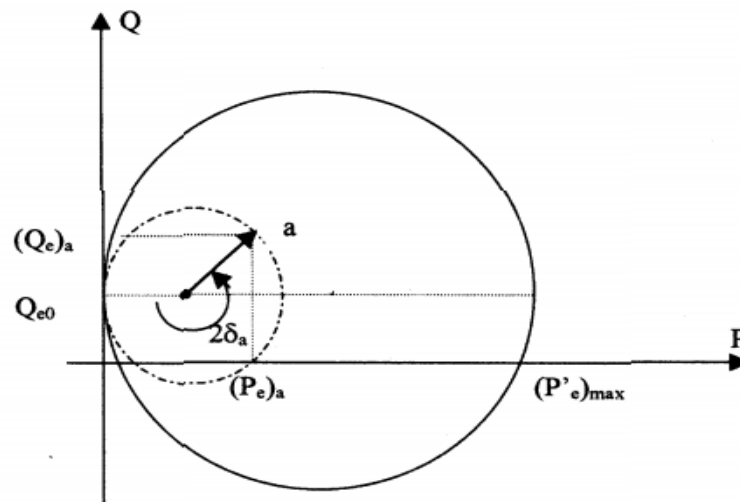


Figure II-4 : Fonctionnement avec charge résistive

A partir de ce diagramme (figure II-4), nous remarquerons que :

- tous les points délimités par le cercle de rayon maximal égal à $r^2(P_e')_{\max}$ sont 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 $(P_e')_{\max}$.

En substituant l'expression de Q_{e0} est 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 :

$$R_d \geq 16L_r \omega \quad (\text{I-23})$$

La largeur de l'intervalle de la puissance active pour ce type de fonctionnement est obtenue à partir de l'équation (I-22), en mettant $Q_e=0$. Ainsi, cette largeur vaut :

$$r^2(P_e')_{\max} \sqrt{1 - \frac{2Q_{e0}^2}{r^4(P_e')_{\max}^2}} \quad (\text{I-24})$$

A partir de l'expression de la puissance réactive (équation (11-21)), on détermine la relation entre le rapport cyclique r et l'angle δ par :

$$r^2 \sin 2\delta = \frac{2Q_{e0}}{r^4(P_e')_{\max}} = C^{sr} \quad (\text{I-25})$$

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

I-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 .

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 .

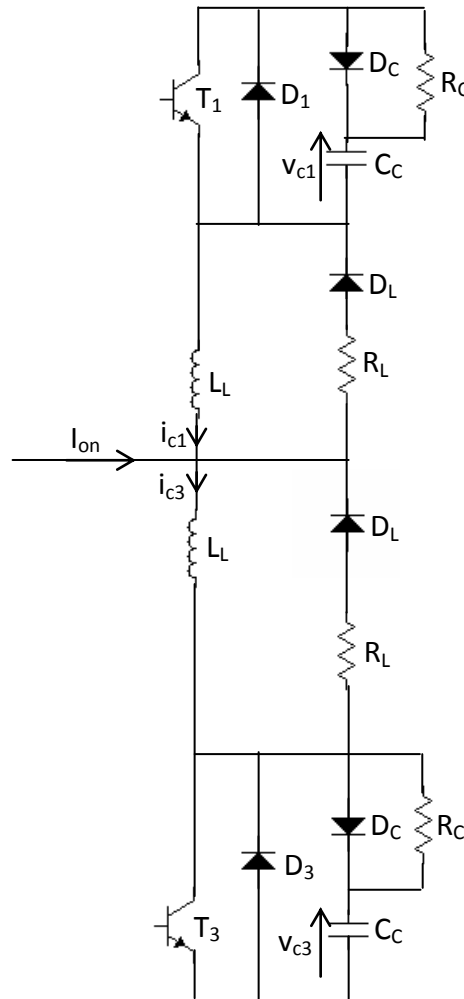


Figure I-5 : Un bras du convertisseur

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 (I-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 .

I-5-1. Commutation à la fermeture

On étudie la commutation $D_1 \longrightarrow T_3$ 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 ($0 < t < t_1$) conduction simultanée de T_3 et D_1**

On néglige le temps de descente de la tension v_{T3} . Le condensateur C_C se charge R_C à travers T_3 , alors que le courant i_{c3} commence à croître.

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

$$v_{c3} = U \left(e^{-\frac{t}{R_C C_C}} \right) \quad (\text{I-26})$$

Relation qui sera valable durant les quatre phases.

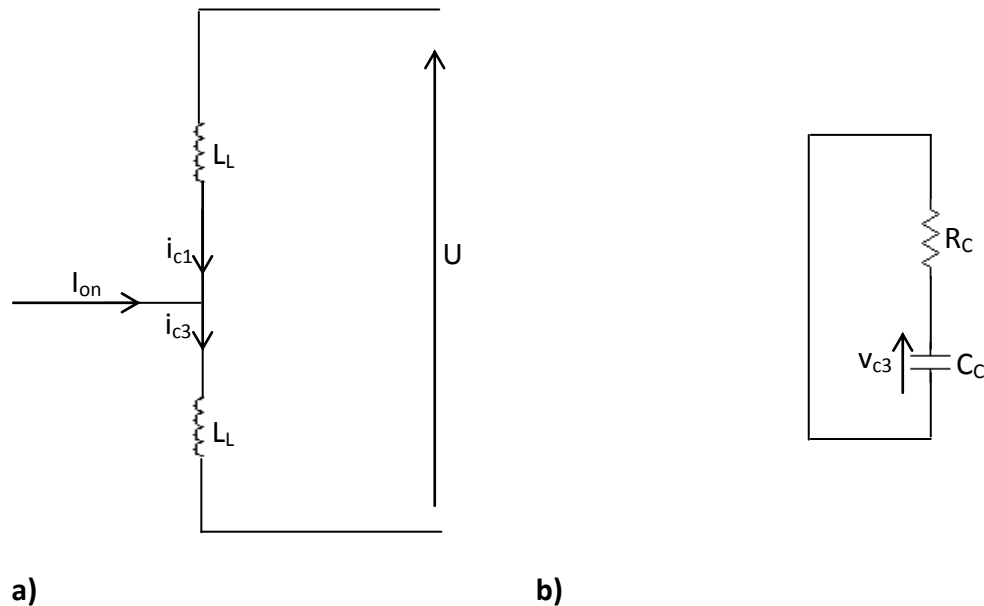


Figure I-6 : Schéma équivalent de la phase 1

Le second schéma, figure (I-6-a) donne :

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

Avec :

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

Donc :

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

$$\left. \begin{aligned} i_{c1} &= \frac{U}{2L_L} t - I_{on} \\ i_{c3} &= \frac{U}{2L_L} t \end{aligned} \right\} \quad (I-27)$$

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

Ont pour expression :

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

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

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

A la fin de ce premier 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

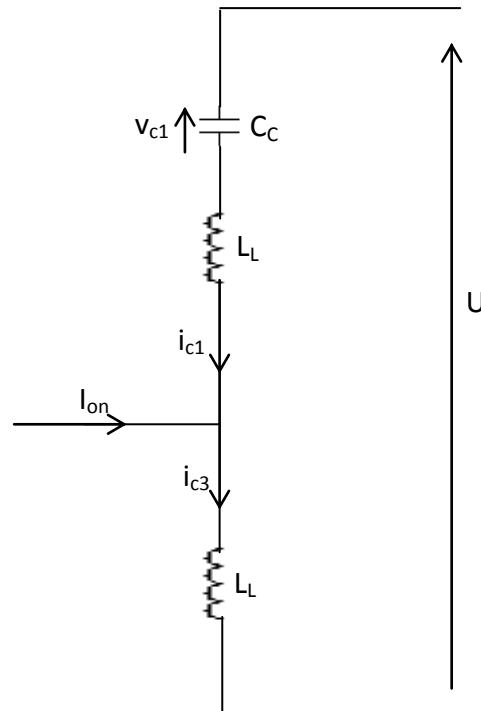


Figure I-7 : Schéma équivalent de la phase 2

Du schéma équivalent de la figure (I-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 :

$$v_{c1} = U - 2L_L \frac{di_{c1}}{dt} \quad (I-28)$$

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

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

D'où l'expression de i_{c1} :

$$i_{c1} = \frac{U}{2L_L\omega_1} \sin(\omega_1(t - t_1)) \quad (I-29)$$

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

Et celle de v_{c1} :

$$v_{c1} = U [1 - \cos(\omega_1(t - t_1))] \quad (I-30)$$

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

$$i_{c3} = i_{c1} + \begin{cases} I_{on} = I_{on} + \frac{U}{2L_L\omega_1} \sin(\omega_1(t - t_1)) \\ i_{T3} = i_{c3} - C_c \frac{dv_3}{dt} = i_{c3} + \frac{U}{R_c} e^{-\frac{t}{R_c C_c}} \end{cases} \quad (I-31)$$

A partir de l'équation (I-28), lorsque la tension v_{c1} devient supérieure à U , $L_L di_{c1}/dt$ devient négative, les diodes D_L entre 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 :

$$v_{c1}(t_2) = U$$

$$i_{c1}(t_2) = U \sqrt{C_c / 2L_L}$$

$$i_{c3}(t_2) = I_{on} + i_{c1}(t_2).$$

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 maximum à la fin de la phase 2 et vaut alors :

$$(i_{T3})_{max} = i_{c3}(t_2) + \frac{U}{R_c} e^{-\frac{t_2}{R_c C_c}} = I_{on} + U \sqrt{\frac{C_c}{2L_L}} + \frac{U}{R_c} e^{-\frac{t_2}{R_c C_c}} \quad (I-32)$$

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

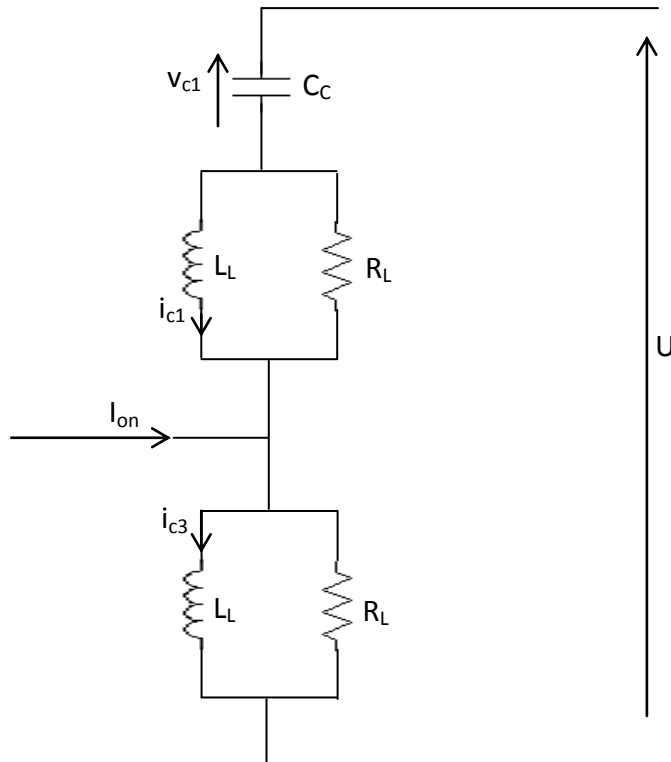


Figure I-8 : Schéma équivalent de la phase 3

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

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

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

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

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

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

$$i_{c3} - i_{c1} = I_{on} \tag{I-33}$$

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

$$v_{c1} = U \left\{ \begin{array}{l} 2L_L \frac{di_{c1}}{dt} \\ i_{c1} + \frac{L_L}{R_L} \frac{di_{c1}}{dt} = C_C \frac{dv_{c1}}{dt} = -2L_L C_C \frac{d^2 i_{c1}}{dt^2} \end{array} \right. \quad (I-34)$$

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 :

$$\bullet \text{ Si } \omega_1 > \alpha_1 \quad i_{c1} = \left[\frac{i_{c1}(t_2)}{\sin(\varphi_1)} \left(e^{-\alpha_1(t-t_2)} \right) \right] \sin(\beta_1(t-t_2) + \varphi_1) \quad (I-35)$$

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

$$\bullet \text{ Si } \omega_1 < \alpha_1 \quad i_{c1} = \left[\frac{i_{c1}(t_2)}{\text{sh}(\varphi_2)} \left(e^{-\alpha_1(t-t_2)} \right) \text{sh}(\beta_2(t-t_2) + \varphi_2) \right] \quad (I-36)$$

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

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.

De i_{c1} on déduit i_{c3} par la relation (I-33). La relation (I-34) 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 :

$$v_{c1} = U + 2L_L \omega_1 \left[\frac{i_{c1}(t_2)}{\sin(\varphi_1)} \left(e^{-\alpha_1(t-t_2)} \right) \right] \sin(\beta_1(t-t_2)) \quad (I-37)$$

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

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**

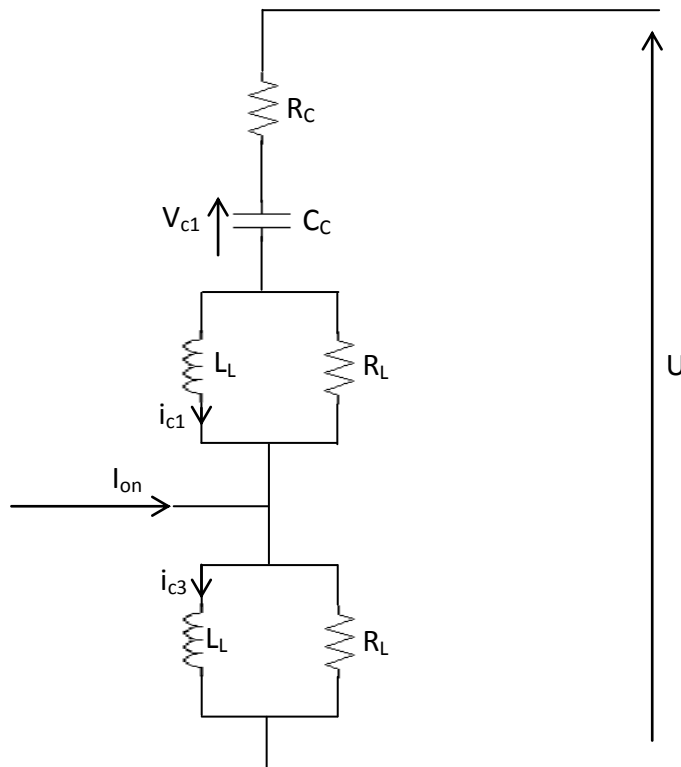


Figure I-9 : Schéma équivalent de la phase 4

Le schéma permettant le calcul de i_{c1} , i_{c3} et v_{c1} est alors celui de la figure (I-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 :

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

On obtient après dérivation :

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

On pose :

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

D'où l'expression de i_{c1}

▪ Si $\omega_2 > \alpha_2$ $i_{c1} = \left[\frac{i_{c1}(t_3)}{\sin(\varphi_3)} \left(e^{-\alpha_2(t-t_3)} \right) \right] \sin(\beta_3(t-t_3) + \varphi_3)$ (I-38)

Avec :

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

• si $\omega_2 < \alpha_2$ $i_{c1} = \left[\frac{i_{c1}(t_3)}{\text{sh}(\varphi_4)} \left(e^{-\alpha_2(t-t_3)} \right) \right] \text{sh}(\beta_4(t-t_3) + \varphi_4)$ (I-39)

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 serait inférieur à ω_2 :

$$v_{c1} = U - R_C i_{c1} \left[1 + \frac{L_L}{R_C} \left(2 + \frac{R_C}{R_L} \right) \left(-\alpha_2 + \beta_3 \cot g(\beta_3(t-t_3) + \varphi_3) \right) \right]$$
 (I-40)

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.

I-5-2. Commutation à l'ouverture

On étudie le passage de la conduction T_3 à celle de D_1 , provoquée par la disparition de signal de commande sur la base 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 les diodes D_L

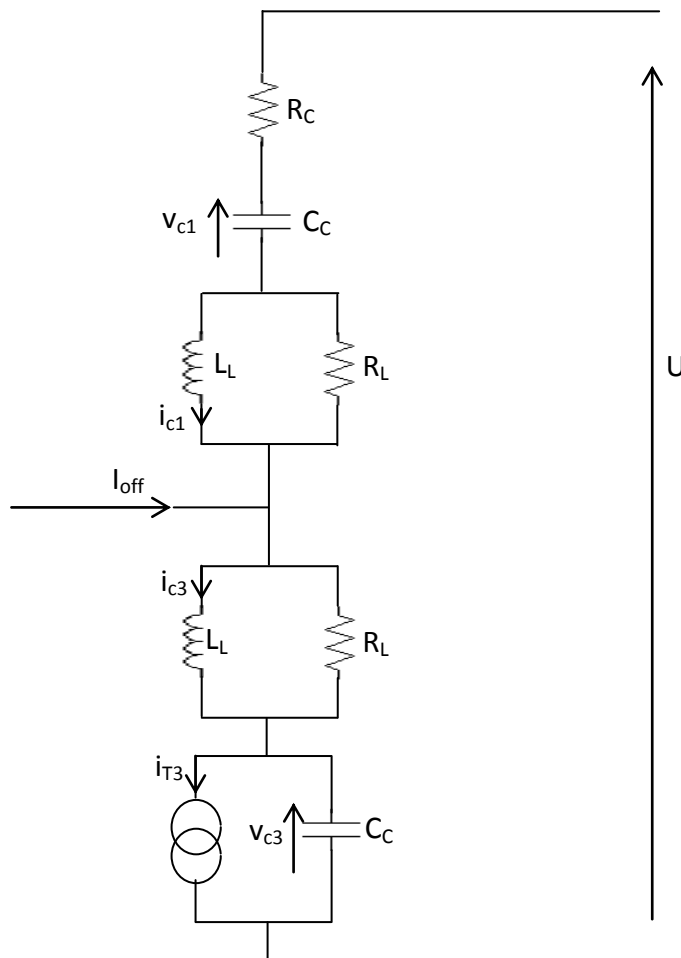


Figure I-10 : Schéma équivalent de la phase 1

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 :

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

$$\frac{L_L}{R_L} \frac{d(i_{c3} - i_{c1})}{dt} + (i_{c3} - i_{c1}) = I_{off} \quad (I-41)$$

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

$$i_{c3} - i_{c1} = I_{off} \quad (I-42)$$

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 :

$$\frac{dv_{c3}}{dt} = \frac{1}{C_C} \left[i_{c3} + \frac{L_L}{R_L} \frac{di_{c3}}{dt} - i_{T3} \right]$$

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

Il vient :

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

On pose :

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

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

$$i_{c3} = \left[-\frac{\alpha_3}{\omega_3^2 t_f} \frac{I_{off}}{\sin(\varphi_5)} \left(e^{-\alpha_3 t_f} \right) \right] \sin(\beta_5 t + \varphi_5) + I_{off} \left(1 + \frac{1}{2t_f} \left(\frac{2\alpha_3}{\omega_3^2} - t \right) \right) \quad (I-43)$$

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

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

$$v_{c3} = \frac{1}{2} \left[\frac{I_{off}}{2C_C t_f} t^2 - R_C (i_{c3} - I_{off}) - 2L_L \left(1 + \frac{R_C}{2R_L} \right) \frac{di_{c3}}{dt} \right] \quad (I-44)$$

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

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

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

$$i_{c1}(t_f) = i_{c3} - I_{off}$$

(I-45)

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

$$v_{c1}(t_f) = U + v_{c3}(t_f) - \frac{I_{off}}{2C_C} t_f$$

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 :

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

➤ 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 (I-10), ce n'est que i_{T3} est maintenant nul. Les équations sont les mêmes que lors de premier intervalle mais avec : $i_{T3} = 0$. Le courant i_{c3} est solution de l'équation :

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

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

$$\text{Avec : } i_{c3} = \left[\frac{i_{c3}(t_f) - \frac{I_{off}}{2} (e^{-\alpha_3(t-t_f)})}{\sin(\varphi_6)} \right] \sin(\beta_5(t-t_f) + \varphi_6) + \frac{I_{off}}{2} \quad (I-46)$$

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

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

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

Le calcul de v_{c1} et v_{c3} a donné :

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

$$v_{c1} = \frac{1}{2} \left[2U - \frac{I_{\text{off}}}{C_C} \left(t - \frac{t_f}{2} \right) - R_C i_{c1} - 2L_L \left(1 + \frac{R_C}{2R_L} \right) \frac{di_{c3}}{dt} \right] \quad (\text{I-47})$$

Cette phase se termine pour $t = t'_2$, quand la tension aux bornes de la diode D_C devenant 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 :

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

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 (I-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} . Le second schéma figure (I-11-b) donne :

$$v_{c1} = v_{c1}(t'_2) e^{-\frac{t-t'_2}{R_C C_C}} \quad (\text{I-48})$$

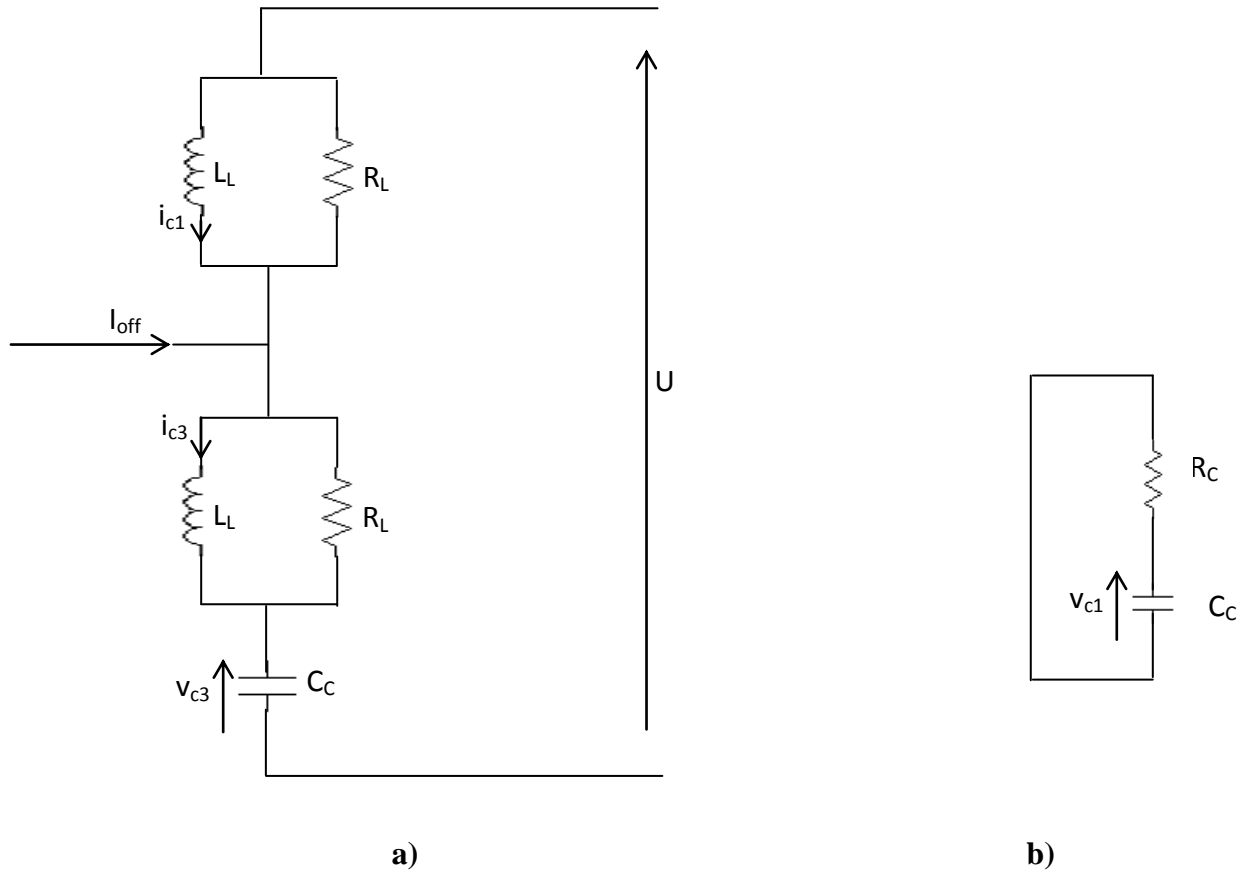


Figure I-11 : Schéma équivalent de la phase 3

Le premier schéma figure (I-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 :
$$U = v_{c3} + 2L_L \frac{di_{c3}}{dt} \quad , \quad \text{avec :} \quad C_C \frac{dv_{c3}}{dt} = i_{c3} + \frac{L_L}{R_L} \frac{di_{c3}}{dt}$$

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 $\omega_1 > \alpha_1$:

$$i_{c3} = \left[\frac{i_{c3}(t'_2)}{\sin(\varphi_7)} e^{-\alpha_1(t-t'_2)} \right] \sin(\beta_1(t-t'_2) + \varphi_7) \tag{I-49} \quad \text{Avec :}$$

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

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

$$v_{c3} = U - 2L_L i_{c3}(-\alpha_1 + \cot g \beta_1(t - t'_2) + \varphi_7) \quad (\text{I-50})$$

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 :

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

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

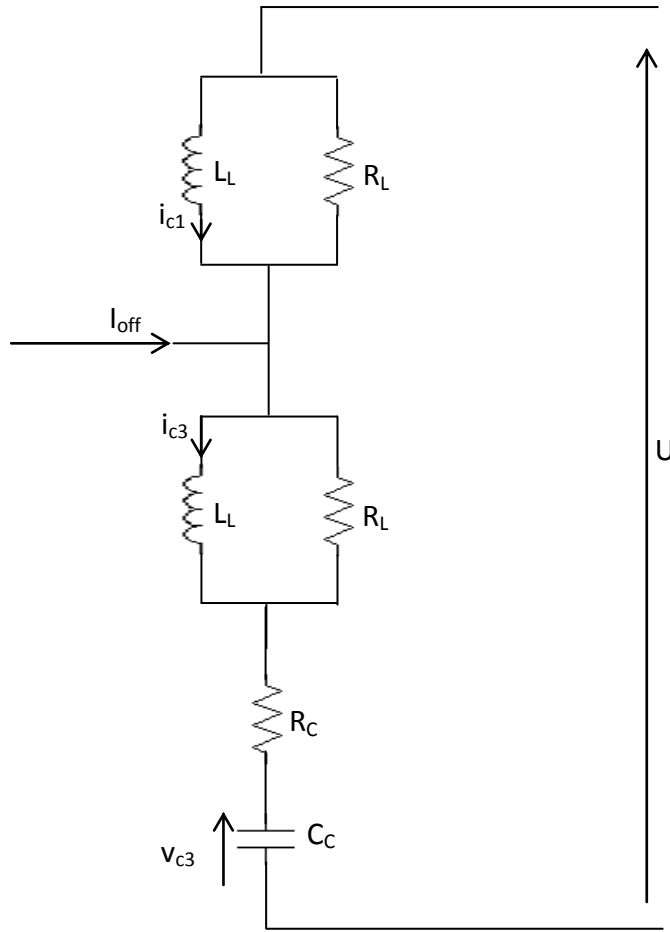


Figure I-12 : Schéma équivalent de la phase 3

Le schéma équivalent pour le calcul de i_{c1} , i_{c3} et v_{c3} est celui de la figure (I-12). Comme pour phase 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 fermeture, on obtient si $\omega_2 > \alpha_2$:

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

Le calcul de v_{c3} a donné :

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

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

I-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 entre la limitation de la puissance dissipée dans les transistors pendant ces commutations [SEG95].

D'une manière générale, la surintensité produite Δi rapportée à la valeur maximale du courant écoulé, $\sqrt{2}I$ peut être donnée par :

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

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

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

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

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

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

La figure (1) montrée en annexe représente 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 :

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

$$R_L = k_2 R_C \quad (I-57)$$

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

$$L_L = \tau R_L$$

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

I-7. 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 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 commutation de ce convertisseur peut amener au bon choix des éléments d'aide à la commutation. Un calcul optimal de ces éléments rend le convertisseur plus souple et plus performant.

Chapitre II

Analyse harmonique

des techniques de M.L.I

Plan du chapitre II

II-1. Introduction.....	44
II-2. Effet des harmoniques.....	44
II-3. Principe de la modulation de largeur d'impulsion.....	44
II-4. Modulation sinusoïdale.....	45
II-4-1. Caractéristiques de modulation.....	45
II-4-2. Etude de la tension d'entrée.....	46
II-4-1. Fondamental et le déchet de la tension.....	47
II-4-2. Taux d'harmonique et harmonique restants.....	48
II-4-3. Etude de courant de sortie.....	49
II-5. Modulation calculée.....	50
II-5-1. Elimination des premiers harmoniques de la tension d'entrée.....	51
II-6. Analyse des performances de la technique delta.....	51
II-7. Conclusion.....	52

II-1 Introduction

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 de toute commande est: d'avoir le moins d'harmoniques, de minimiser le nombre de commutation et de pouvoir contrôler facilement la tension [GRE82].

Dans ce chapitre, nous allons faire une analyse harmonique des stratégies de modulation de largeur d'impulsions. Nous examinons

L'influence des paramètres de modulation sur la formation du spectre harmonique pour une modulation sinusoïdale.

II-2. Effets des harmoniques

Dans un réseau, les courants harmoniques générés par les redresseurs créent de nombreux effets nocifs :

- dans les machines tournantes, ils créent des pertes supplémentaires au rotor et diminuent le couple résultant ;
- ils augmentent les pertes dans les condensateurs et peuvent provoquer des échauffements anormaux ;
- ils peuvent créer des interférences avec les réseaux de télécommunication ;
- ils peuvent provoquer des défauts de fonctionnement des systèmes de régulation en déplaçant les passages par zéro de l'onde de tension ;
- ils accélèrent le vieillissement des équipements d'éclairage ;
- ils peuvent provoquer des erreurs de mesure et de comptage ;
- ils risquent d'exciter des résonances parallèles dans les réseaux où il y a des batteries de condensateurs.

Ces perturbations sont d'autant plus faibles que le réseau est plus puissant (ou d'impédance plus faible) par rapport à la puissance du redresseur.

II-3. 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 de 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 désirée, 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 commutation 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-4-1. Caractéristiques de modulation

Pour une référence sinusoïdale, deux paramètres caractérisent la commande :

- L'indice de modulation m , égal au rapport f'/f des fréquences de la modulation 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 de crête de l'onde de modulation.

D'ordinaire, la modulation est synchrone, c'est à dire F est multiple entier de f . La tension d'entrée u_c 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'impulsion par alternance.

- La figure II-1 illustre les angles de commutation $\theta_i (i=1 :6)$, la tension u_c à l'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 : $m=14$, $P=6$, $r=0.8$.

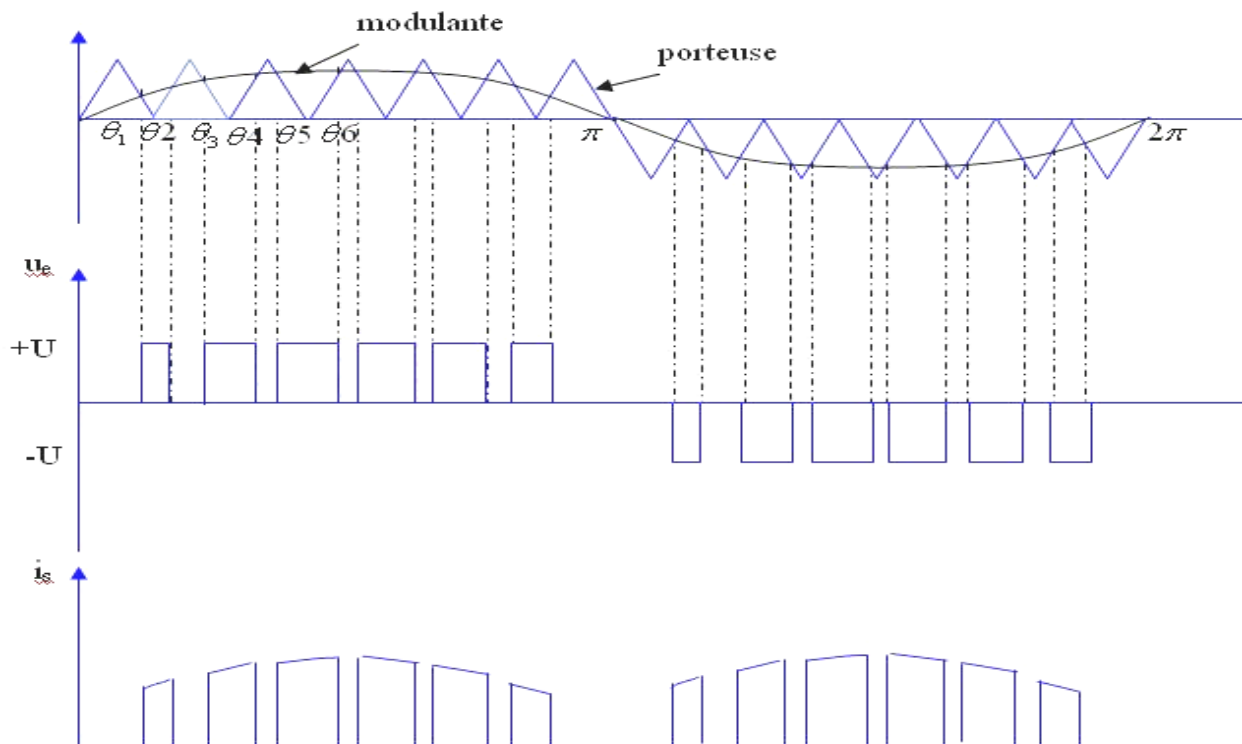


Figure II-1 : Forme d'onde du courant et de la tension.

II-4-2. Etude de la tension d'entrée

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

$$U_e = \sum A_n \sin(n\omega t) + B_n \cos(n\omega t) \tag{II-1}$$

Avec :

$$A_n = \frac{2}{T} \int_0^T U_e \sin(n\omega t) dt$$

$$B_n = \frac{2}{T} \int_0^T U_e \cos(n\omega t) dt \tag{II-2}$$

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

Si $0 \leq \theta \leq \pi$

$$U_e = \begin{cases} U_{ep} \\ -U_{ep} \end{cases} \tag{II-3}$$

Tel que $\theta = \omega t$ et u_{ep} est la partie de u_e correspondante à l'alternance positive.

Dans ce cas, l'expression de A_n devient :

$$A_n = \frac{1}{\pi} \left[\int_0^{\pi} U_{ep} \sin(n\theta) d\theta - (-1)^n \int_0^{\pi} U_{ep} \sin(n\theta) d\theta \right] \quad (\text{II-4})$$

Si n est pair. $A_n=0$

Si n est impair alors :

$$A_n = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} U_{ep} \sin(n\theta) d\theta \quad (\text{II-5})$$

Sachant que u_e est symétrique par rapport à $n/2$. Le calcul de A_n ramène à l'expression suivante :

$$A_n = \frac{4U}{n\pi} \left[\cos(n\theta_1) - \cos(n\theta_2) - \cos(n\theta_3) \dots \dots (-1)^p \cos(n\theta_p) \right] \quad (\text{II-6})$$

D'où la valeur efficace de l'harmonique d'ordre n

$$U_{en} = \frac{2\sqrt{2}U}{n\pi} \left[\cos(n\theta_1) - \cos(n\theta_2) - \cos(n\theta_3) \dots \dots (-1)^p \cos(n\theta_p) \right] \quad (\text{II-7})$$

11-4-2-1. 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 donnée par :

$$U_{el} = \frac{1}{\sqrt{2}} rU \quad (\text{II-8})$$

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

$$(U_{el})_{\max} = \frac{U}{\sqrt{2}} \quad (\text{II-9})$$

Dans le cas où il n'y aurait pas de M.L.I (commande pleine onde), la valeur efficace du fondamental est :

$$U_{el0} = \frac{2\sqrt{2}U}{\pi} \quad (\text{II-10})$$

Le rapport entre ces deux valeurs efficaces donne

$$\frac{U_{el}}{U_{el0}} = \frac{\pi}{4} = 21,46\% \quad (\text{II-11})$$

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 qui si P est grand est donnée par :

$$r_{\max} = 1 - \frac{P\Delta\theta}{\pi} = 1 - \left(\frac{m}{2} - 1\right) \frac{\Delta\theta}{\pi} \quad (\text{II-12})$$

D'où la nouvelle expression de déchet de tension.

$$\left(\frac{U_{el}}{U_{el0}}\right)_{\max} = \frac{\pi}{4} \left[1 - \left(\frac{m}{2} - 1\right) \frac{\Delta\theta}{\pi} \right] \quad (\text{II-13})$$

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

Le déchet minimal est

$$\left(\frac{U_{el}}{U_{el0}}\right)_{\min} = \frac{\pi}{4} \left(\frac{m}{2} - 1\right) \frac{\Delta\theta}{\pi} \quad (\text{II-14})$$

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

II-4-2-2. Taux d'harmoniques et harmoniques restants

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

$$THD = \frac{1}{U_{e1}} \left[\sum_{k=1}^{\infty} U_{2k+1}^2 \right]^{\frac{1}{2}} = \frac{1}{U_{e1}} \sqrt{U_e^2 - U_{e1}^2} \quad (\text{II-15})$$

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

La figure (II-2) montre la variation de taux d'harmoniques en fonction de l'indice de modulation m pour plusieurs valeurs du rapport r .

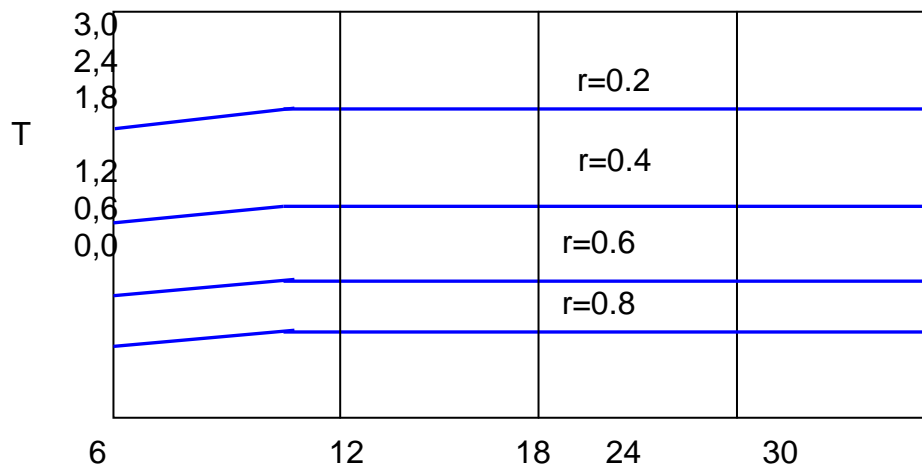


Figure 11-2 : Le taux d'harmonique pour une modulation sinusoïdale

On remarque que la modulation de largeur d'impulsion ne réduit pas le taux d'harmoniques, celui-ci est pratiquement indépendant de m et très grand, 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-3) la variation des premiers harmoniques dominants en fonction de r pour plusieurs valeurs de m , (toutes les valeurs sont rapportées à $2\sqrt{2} U/\pi$).

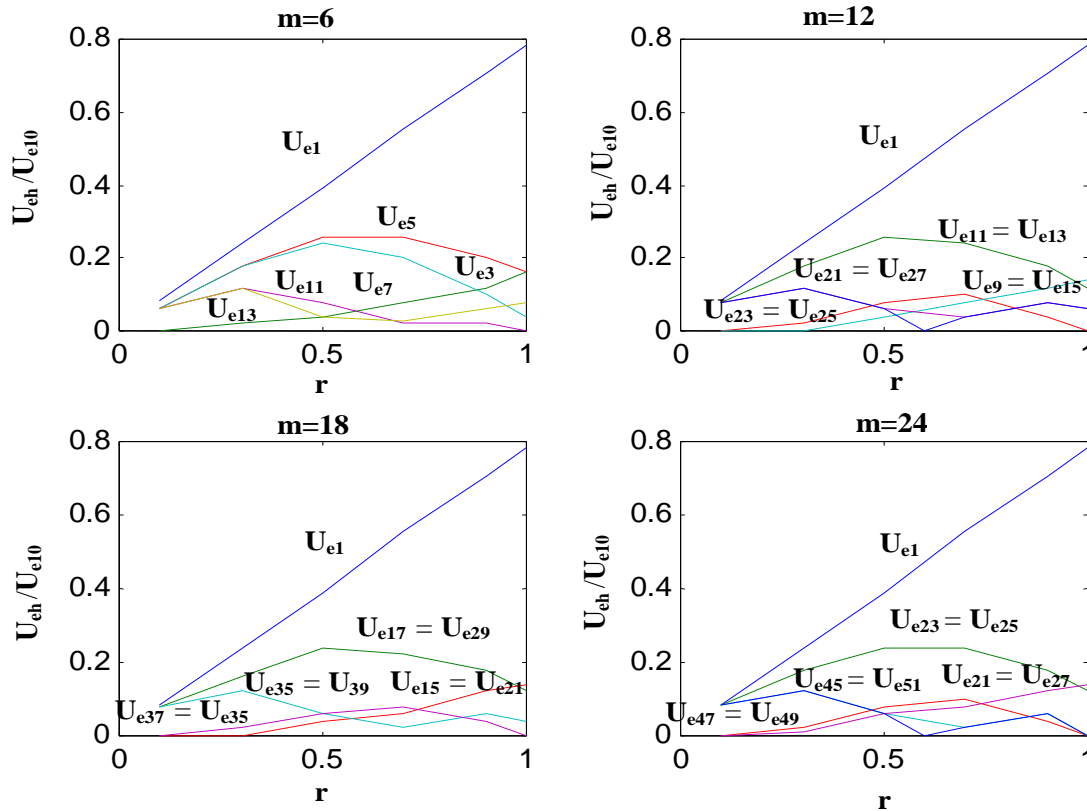


Figure II-3: Variations des premiers harmoniques de u_c

Les courbes représentées par celle 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_c 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-4-3. Etude du courant de sortie

Comme le montre la figure (II-1), le courant i_s à la sortie du convertisseur a une fréquence double de celle des grandeurs d'entrée. La valeur de ses 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 :

$$\bar{I}_s = \frac{U_e I_r}{U} \cos(\varphi - \delta) \quad (\text{II-16})$$

Tel que I_r est la valeur efficace du courant d'entrée supposé sinusoïdal. Si on tient compte de l'égalité (II-8) on obtient :

$$\bar{I}_s = \frac{1}{\sqrt{2}} r I_r \cos(\varphi - \delta) \quad (\text{II-17})$$

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 :

$$\bar{I}_{s2} = \frac{1}{2} r I_r \quad (\text{II-18})$$

II-5. Modulation calculée

Au lieu de déterminer les angles de commutation 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**.

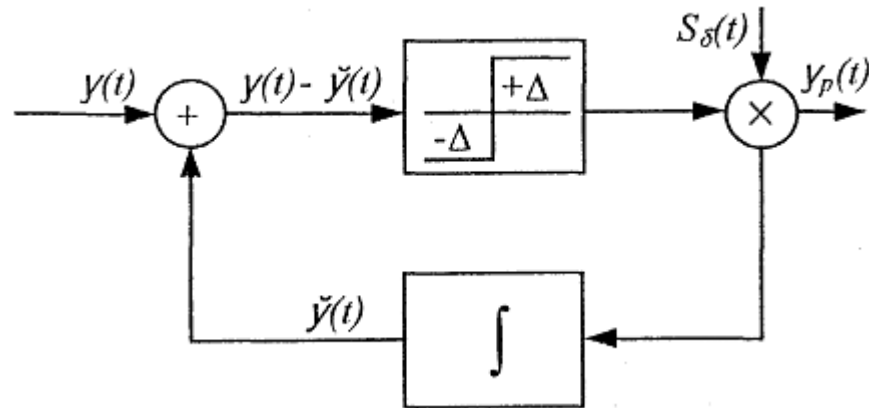


Figure II-4 : Schéma fonctionnel de la technique DELTA

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 A .

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

La figure (II-5) montre la méthode avec laquelle on peut obtenir le signal u_c . Pour cette technique, il est une estimation d'un signal sinusoïdal, il peut osciller à l'intérieur d'une bande définie de largeur h au-dessus et au-dessous d'un signal de référence i_{ref} sinusoïdale.

Les impulsions sont obtenues à l'intersection des deux pentes positive et négative du signal triangulaire.

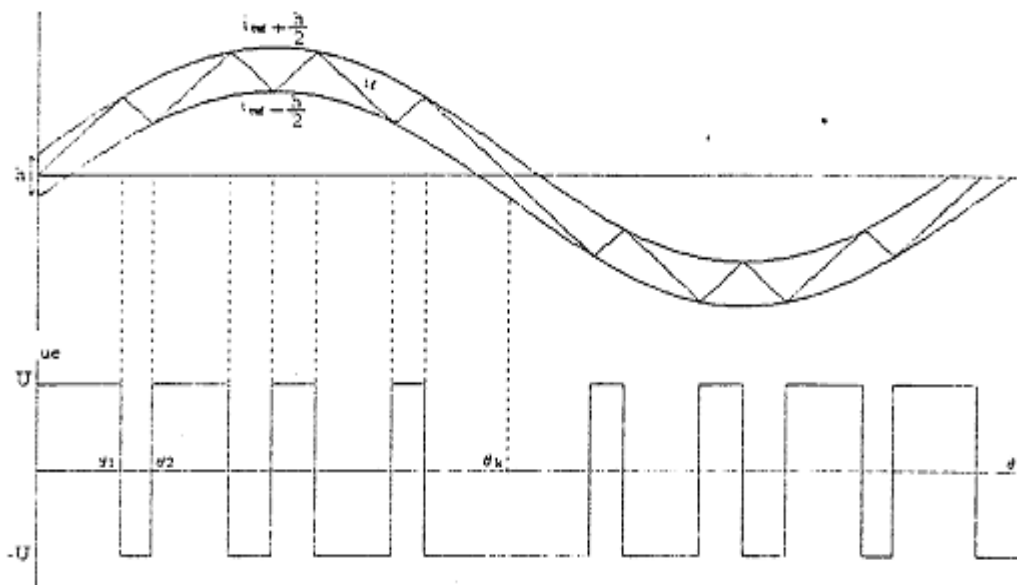


Figure II-9 : principe de la technique delta (bipolaire)

II-7. Conclusion

L'étude faite dans ce chapitre sur les techniques de 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 de 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 de nombre d'impulsions par alternance \mathbf{P} pour la détermination des angles de commutation et l'élimination de $(\mathbf{P}-1)$ premiers harmoniques est limité par le déchet de tension; ce dernier augmente avec un \mathbf{P} plus grand. Les autres harmoniques qui restent présentent une variation identique avec des fréquences différentes.

La technique delta permet aussi d'atténuer les harmoniques, grâce à l'amplitude de la référence nous pouvons contrôler facilement le niveau de la tension et ses composantes.

Chapitre III

Modélisation-

Régulation- Résultats de

simulation

Plan du chapitre III

III.1. Modélisation.	56
III.1.1. Introduction.	56
III.1.2. Modélisation du redresseur monophasé	56
III.1.3. Mise en équations de l'association redresseuse monophasé-charge.	60
III.1.4. Modélisation du redresseur triphasé	61
III.1.5. Mise en équations de l'association redresseur triphasé — charge	65
III.2. Etude de la régulation cascade d'un redresseur triphasé MLI	68
III.2.1. Introduction	68
III.2.2. Modélisation des éléments de la boucle cascade	68
III.2.2.1. Description d'ii redresseur triphasé MLI	68
III.2.2.1.1. Partie puissance	68
III.2.2.2.2. Partie commande	69
III.2.2.2. Modélisation de la boucle interne	69
III.2.2.3. Modélisation de la boucle externe	71
III.2.3. Schémas fonctionnels complets du redresseur triphasé à MLI	72
III.2.3.1. Introduction	72
III.2.3.2. Bilan de la puissance	72
III.2.3.2.1. Calcul de la puissance active	72
III.2.3.2.2. Calcul de la puissance réactive	73
III.2.3.2.3. Consignes des régulations de courant dans le repère abc	74
III.2.3.3. Structure de la régulation cascade dans le référentiel abc	75
III.2.3.3.1. Schéma fonctionnel complet d'ii redresseur biphasé à MLI.....	75
III.2.3.3.2. Régulation	79
III.2.4. Calcul des régulateurs	79
III.2.4.1. Régulateur cii courant de la boucle interne	80
III.2.4.1.1. Utilisation d'un régulateur PI	80
III.2.4.2. Régulateur en tension de la boucle externe	80
III.3. Application de la stratégie triangulaire-sinusoidale	81
III.3.1. Résultats de simulation en monophasé	83
III.3.1.1 Marche en redresseur.	88
III.3.2. Résultats de simulation en triphasé	88
III.3.3.1 marche en redresseur.	91
III.3.3. Résultat de simulation cii triphasé avec régulation	91
III.3.3.1. Marche redresseur.	91
III-4. Conclusion.	95

III-1. Modélisation.

III-1-1. Introduction.

L'introduction récente des interrupteurs rapides de puissance (G.T.O et IGBT) permettant un fonctionnement en commutation forcée par un courant de gâchette et sans circuit d'aide à la Commutation a permis de mettre en œuvre les stratégies de commande dites à modulation de largeur d'impulsion (MLI).

Cette méthode tout en permettant de faire varier la tension moyenne redressé permet ainsi de maintenir le facteur de puissance côté alternatif très proche de l'unité ainsi que l'élimination de certains harmoniques si, on procède à un découpage convenable.

Cette modulation présente l'inconvénient de générer des impulsions dissymétriques par rapport à une période de la porteuse. Ainsi les instants de commutation ne peuvent être exprimés sous forme simple, cela rend délicate la mise en œuvre dans les applications numériques.

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.

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

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

Dans ce chapitre nous traitons la modélisation du redresseur associé à deux types de charges commandés par la stratégie triangulo-sinusoidale.

III-1-2. Modélisation du redresseur monophasé

Afin de simplifier la simulation, une modélisation du redresseur s'impose. A partir du schéma de principe illustré à la figure (I-1-a), on peut passer à sa représentation, illustré par la figure (III-1).

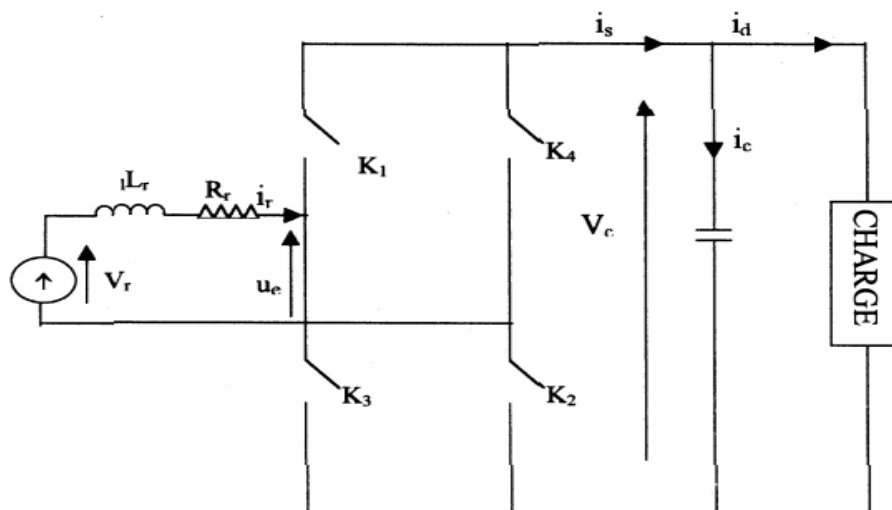


Figure III-1 :
Représentation du
redresseur

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

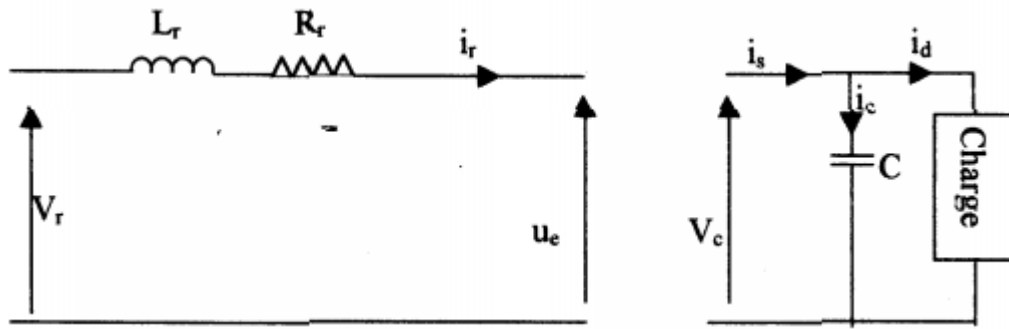


Figure III-2 : Modèle du redresseur

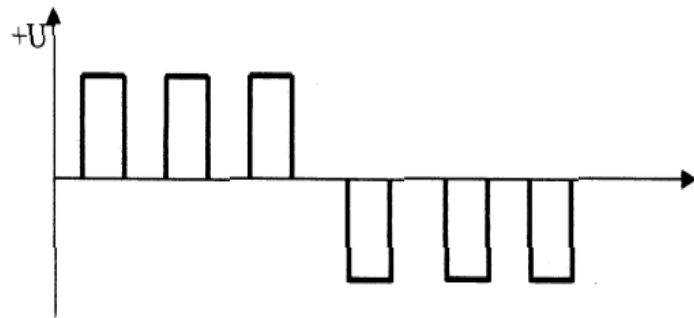
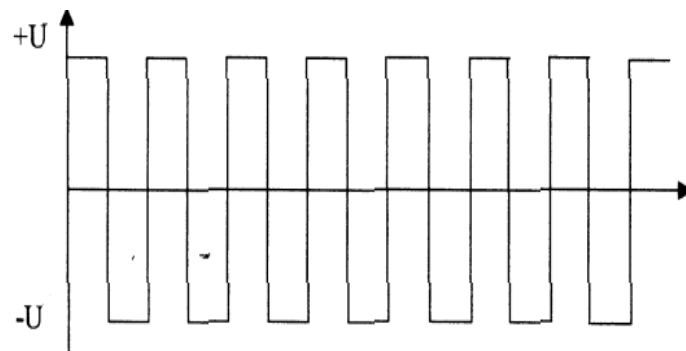
Cela nous permet d'exprimer la relation entre les grandeurs d'entrée et celles de la sortie du redresseur par les équations suivantes :

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

Où 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 .

$$U_1 = \begin{cases} 1 & \text{si } K_1 \text{ et } k_2 \text{ fermés, } k_3 \text{ et } k_4 \text{ ouverts} \\ 0 & \text{si } K_1 \text{ et } k_4 \text{ fermés, } k_2 \text{ et } k_3 \text{ ouverts} \\ & \text{ou si } K_1 \text{ et } k_4 \text{ ouverts, } k_2 \text{ et } k_3 \text{ fermés} \\ -1 & \text{si } K_1 \text{ et } k_2 \text{ ouverts, } k_3 \text{ et } k_4 \text{ fermés} \end{cases} \quad (\text{III-2})$$

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

a) **Commande Unipolaire**b) **Commande bipolaire****Figure III-3 : Type de commande en MLI**

Comme on le constate trois états sont possibles pour U_1 à savoir 1,0 ou -1 ;

- Pour $U_1=1$ le redresseur peut être assimilé au modèle de la figure (III-4-a). la tension d'entrée du redresseur et le courant de sortie sont :

$$U_e=V_C$$

$$i_s=i_r$$

- Pour $U_1=0$ le modèle de la figure (III-4-b) convient à assimiler le redresseur. Cette fois ci U_e et i_s seront tous les deux nuls.

$$U_e=0$$

$$i_s=0$$

- Enfin pour $U_1=-1$, le modèle de la figure (III-4-c) représente le redresseur et par suite on a :

$$U_e= -V_C$$

$$i_s= -i_r$$

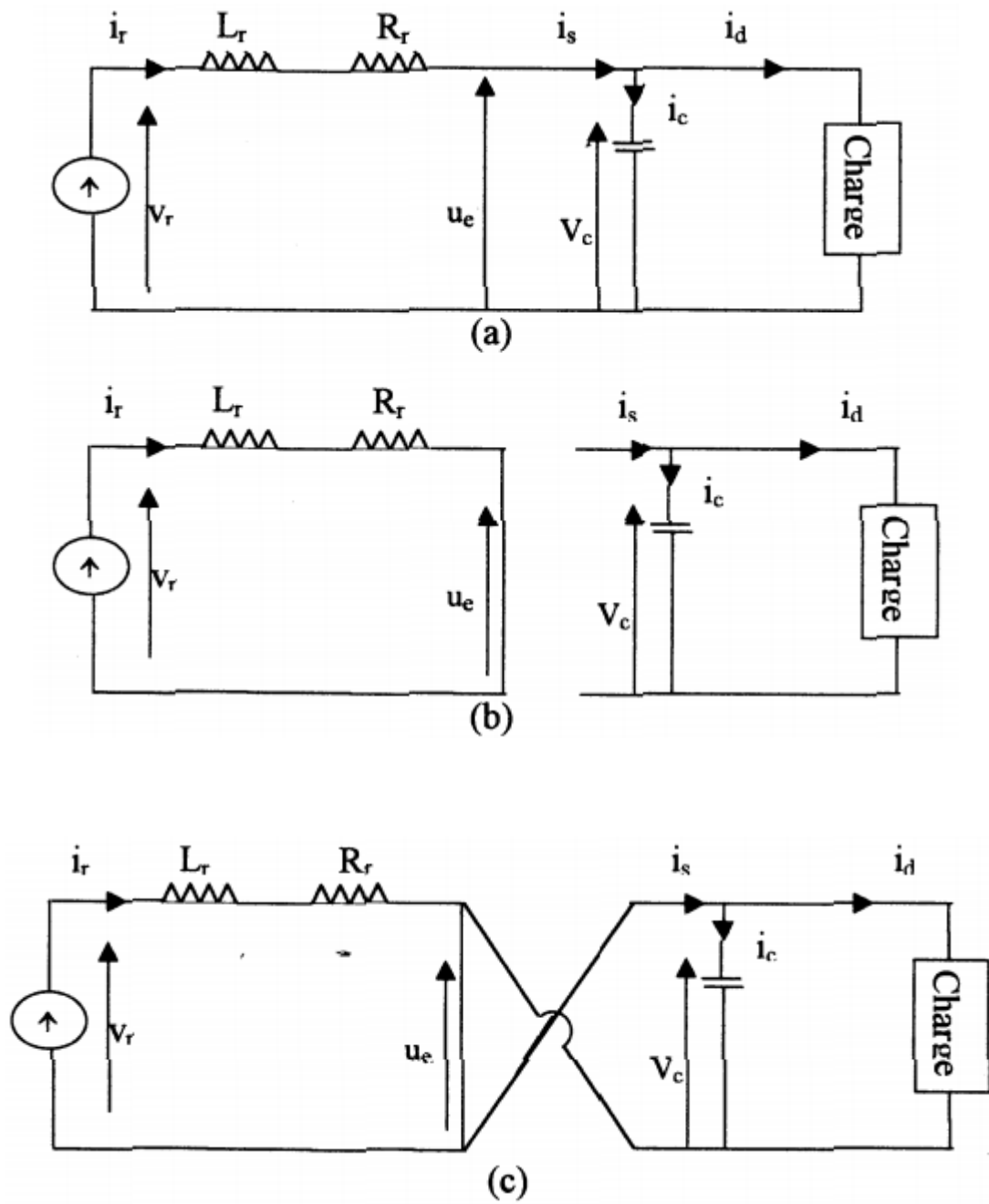


Figure III-4 : Modèles des différents modes de fonctionnement du redresseur

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 équation de l'association redresseur monophasé - charge

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

$$\begin{aligned} \frac{di_r}{dt} &= \frac{V_r - R_r i_r - u_c}{L_v} \\ \frac{dV_c}{dt} &= \frac{i_s - i_d}{c} \end{aligned} \quad (\text{III-3})$$

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 une charge inductive passive (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 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 et d'une manière complémentaire pour les interrupteurs de hachage.

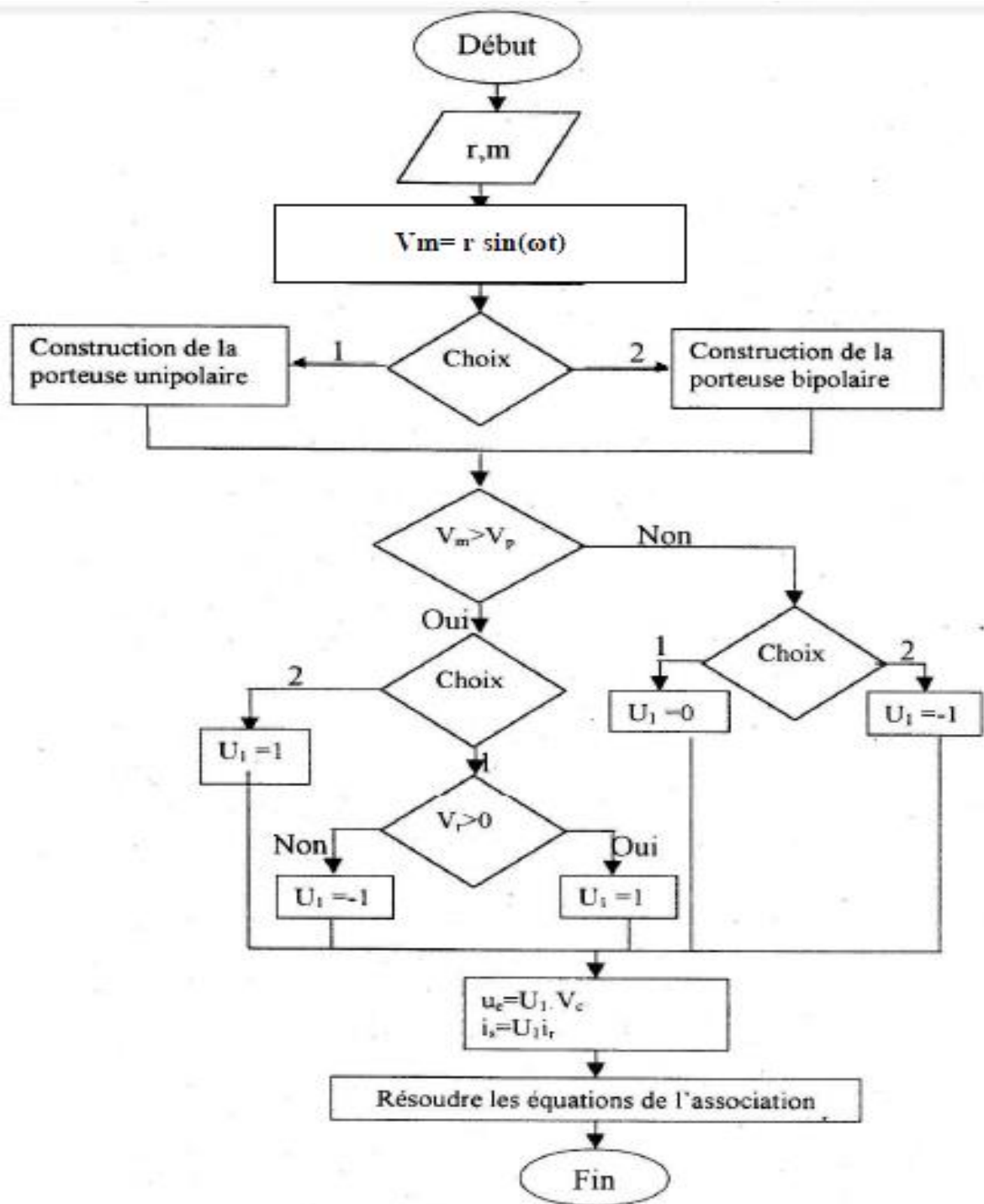


Figure III-5: Organigramme de simulation de la stratégie triangulo-sinuoidale

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 FEM triphasée sinusoïdale en série avec inductance L_r et résistance R_r représentant l'impédance totale de la ligne (réseau) et defuites de transformateurs ramenées au secondaire de celui-ci.

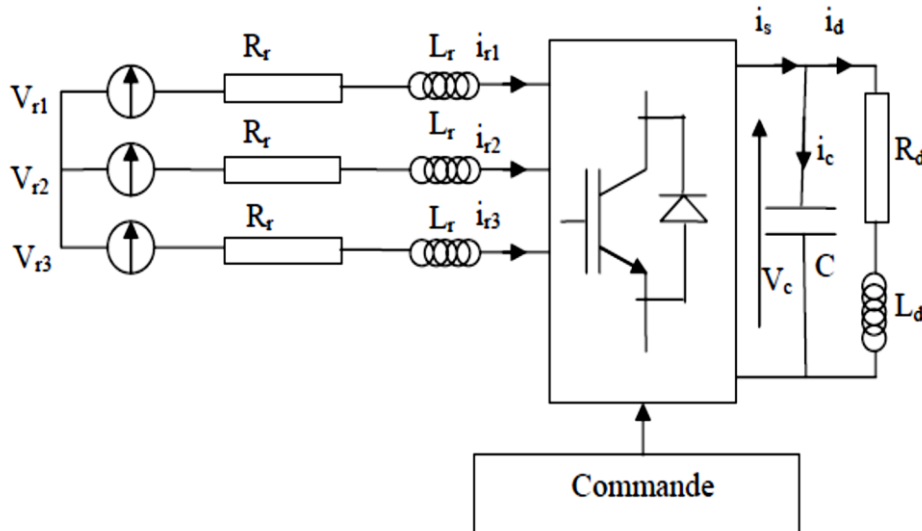


Figure (III-6) : Schéma du système simulé

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

- Bloc source
- Bloc convertisseur
- Bloc charge
- Bloc commande

III-1-1. Bloc source:

Le bloc source est composé d'une FEM triphasée purement sinusoïdale en série avec une résistance R_r et une inductance L_r sur chaque phase (fig.III-2).Le réseau est supposé parfaitement équilibrée. Les impédances des trois phases sont identiques.

On a:

$$V_{r1} = V_{r_{\max}} \sin \omega t \quad (III-9)$$

$$V_{r2} = V_{r_{\max}} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)$$

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

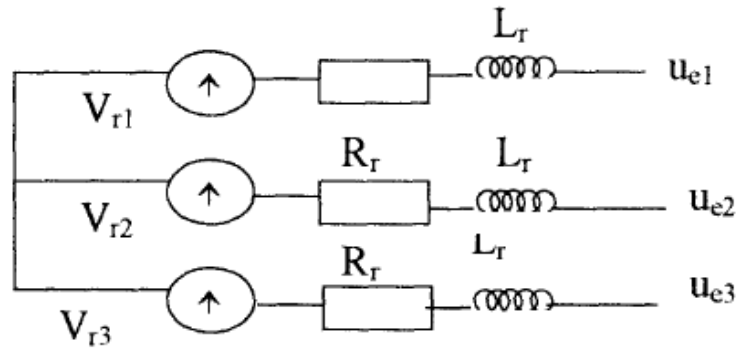


Figure (III-7) : Schéma du coté réseau

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

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

On a :

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

III-1-4-2. Bloc convertisseur

Il est représenté par le schéma de la figure (III-3). Les IGBT et les diodes constituent le pont sont supposés idéaux. C'est à dire que l'on néglige les phénomènes de commutation ainsi que les pertes par conduction.

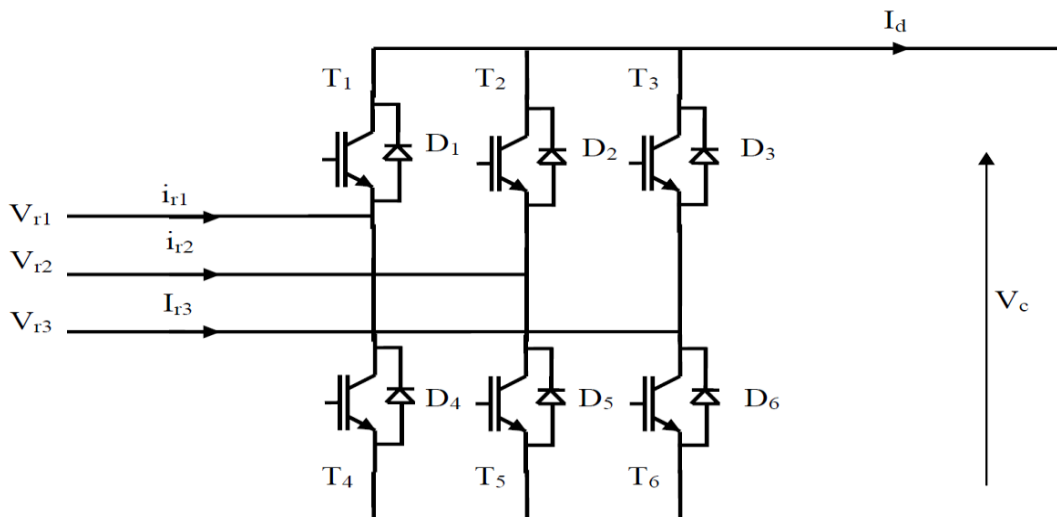


Figure III-8: Schéma du convertisseur AC/DC triphasé

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.

On a la tension u_e aux bornes alternatives du pont en fonction de la tension continue V_e dans le cas où les trois phases conduisent :

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

u_e : tension par rapport au neutre de la source.

De même on peut exprimer le courant continu i_s en fonction des courants d'entrées.

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

III-1-3/Bloc charge:

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

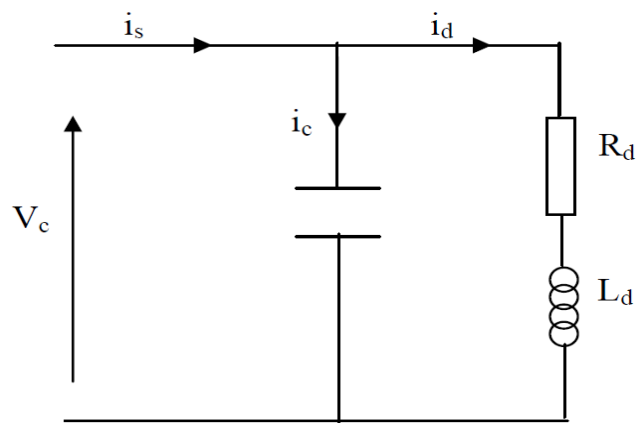


Figure III-4: Schéma de la charge continue

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

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

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

III-1-5/ Mise en équations de l'association redresseur-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, son équation dépend de la nature de celle-ci:

- A vide:

$$i_d = 0 \quad (\text{III-18})$$

- Pour une charge résistive R_d :

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

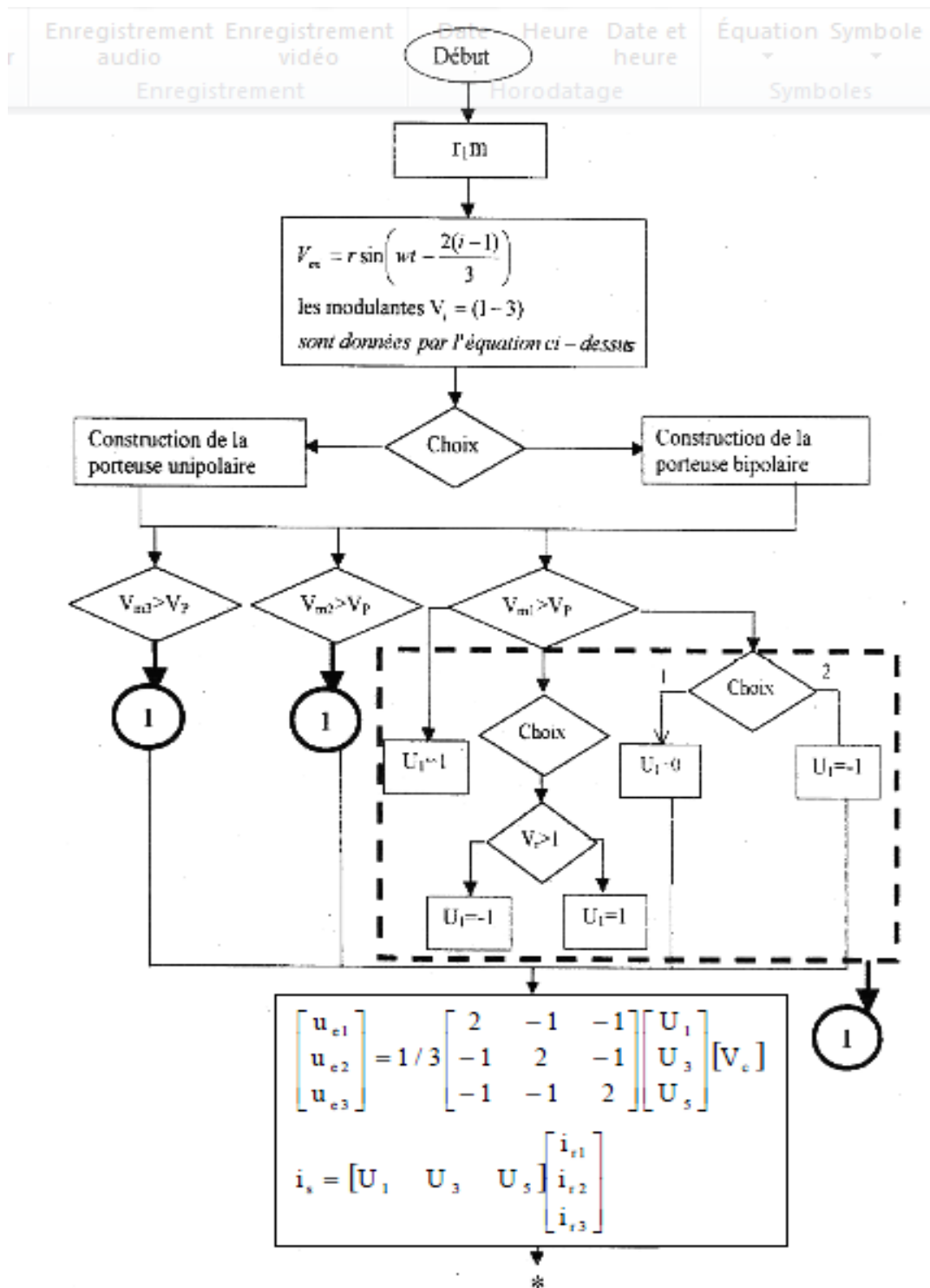
- Pour une charge inductive passive (L_d, R_d):

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

- pour une charge inductive 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). On commande le convertisseur en pont complet.



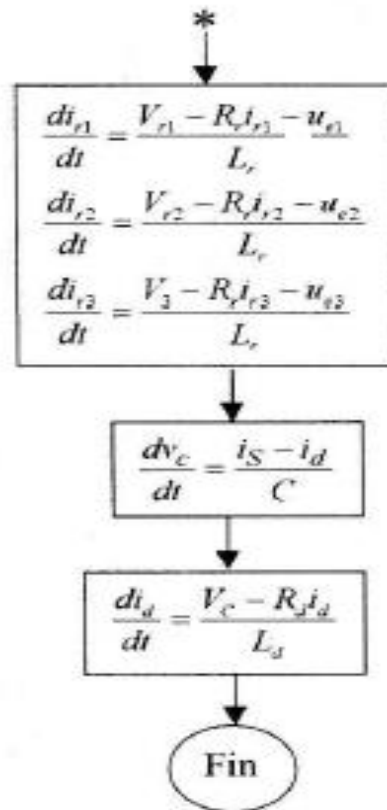


Figure (III-10) : Organigramme de la simulation de la stratégie triangulo-sinusoidal triphasé

III-2. Etude de la régulation cascade d'un redresseur aMLI:

L'objectif de cette partie est de présenter les méthodes de commande du redresseur à modulation de largeur d'impulsions. 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, le choix des correcteurs. Le type de commande qui sera approfondie est la commande dans le repère abc.

III-2-1. Modélisation des éléments de la boucle cascade:

III-2-2-1. Description du redresseur triphasé à MLI:

III-2-2-2-1/ Partie puissance:

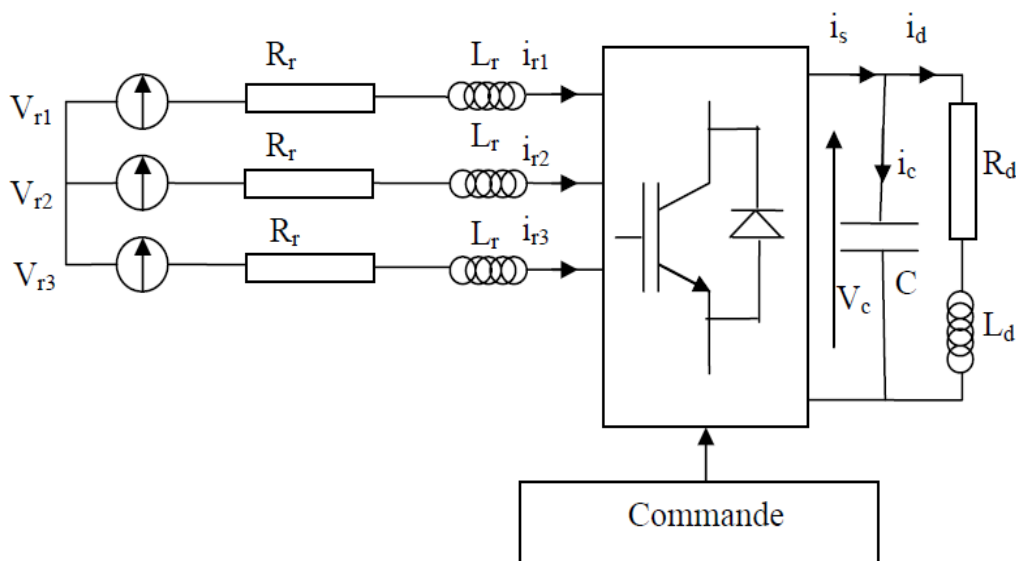


Figure (III-11): Schéma du redresseur MLI en boucle ouverte

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 bras. Les interrupteurs formés de transistors IGBT avec une diode en inverse remplaçant les diodes pour les thyristors pour le montage en pont de Greatz.

Le réseau est 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 comme une source de tension et autorise l'utilisation de ce montage en fonctionnement redresseur ou onduleur, la charge du côté continu est représentée par une résistance R_d avec une capacité.

III-2-2-1-2. Partie commande:

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

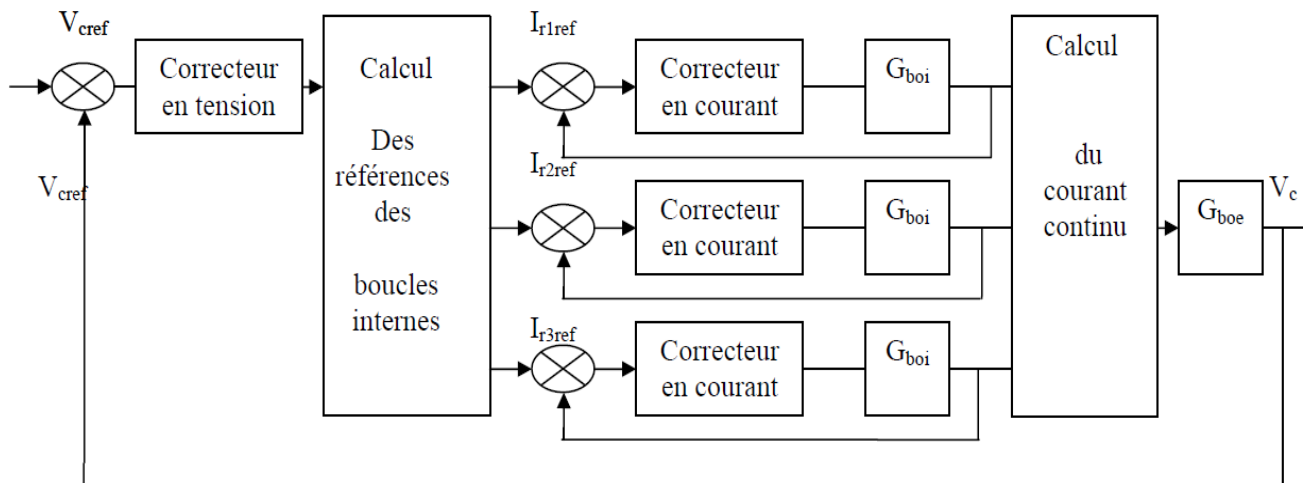


Figure III-12: Schéma bloc de principe de la régulation cascade d'un redresseur triphasé à MLI

Le schéma de la figure (III-12) représente un schéma bloc illustre le principe de la régulation cascade. L'erreur en tension est issue de la différence des valeurs de V_{cref} , tension continue de référence, et de V_c , tension continue mesurée. La sortie du correcteur, après calcul, 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_{boe} , correspondant aux modèles des boucles internes et externe sont définies dans les chapitres suivants.

III-2-1-2/ Modélisation de la boucle interne:

Pour la mise en œuvre d'une régulation, il est nécessaire de décrire le système physique au moyen d'un modèle.

L'objectif des boucles internes est de réguler les courants de réseau afin de minimiser leurs contenus harmoniques et d'échanger avec le réseau une certaine puissance active P_{ref} et réactive Q_{ref} . Ces boucles peuvent être à 2 ou 3 boucles de régulation suivant le choix du repère de commande : une commande dans le repère déphasé (d,q) 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 de réseau (figure III-13)

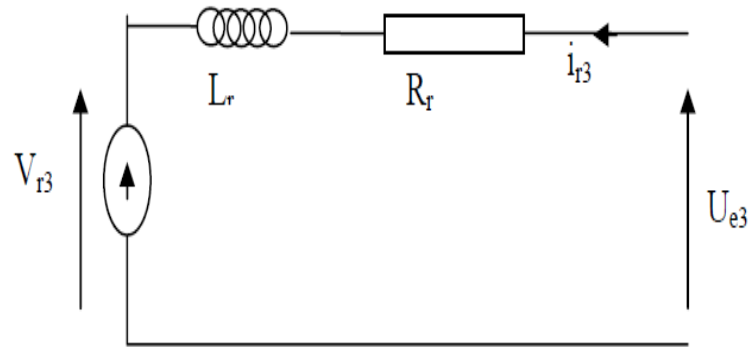


Fig.III-7: Modélisation d'une phase du réseau

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

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

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

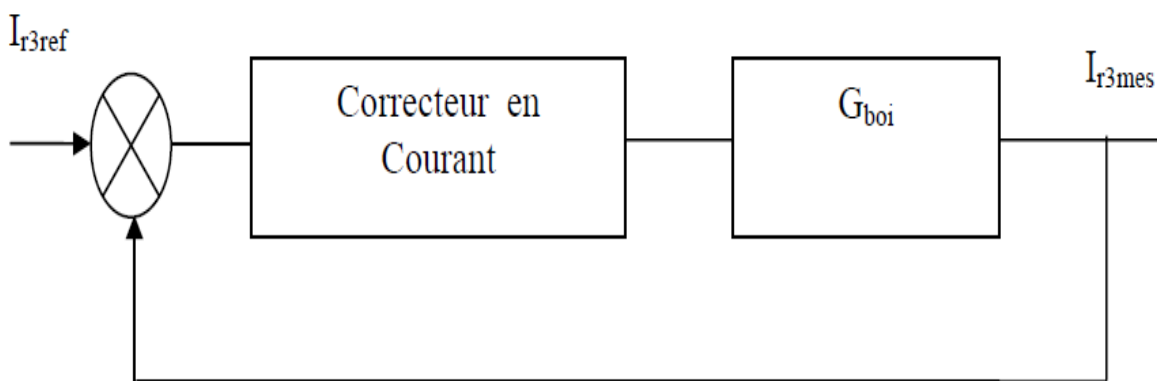


Figure III-14: Boucle interne sur la phase 3

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_{c2} , au moyen de l'équation de puissance comme présenté dans [NON91].

Dans un second choix, on considère le courant continu et la charge côté 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 régulation et sur une régulation de V_c , valeur mesurée directement.

La boucle de régulation externe de la boucle cascade maintient la tension de Capacité V_c à une tension de référence V_{Cref} . 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 issue du redresseur à modulation de largeur d'impulsions. 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 apparaît sur la (figure (III-15)).

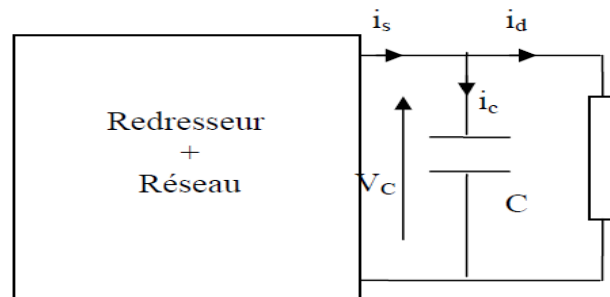


Figure III-15: Modélisation de la partie continue du redresseur à MLI

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

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

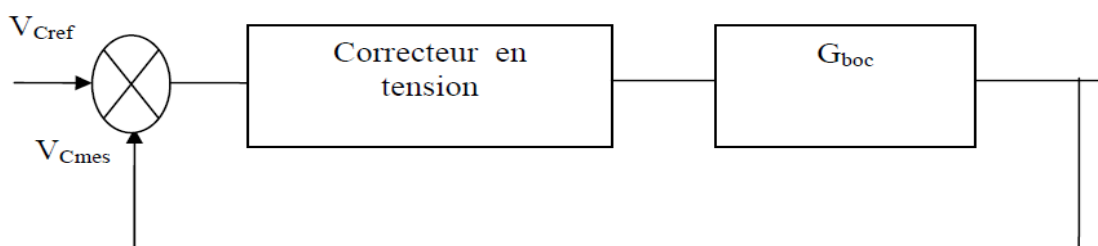


Figure III-17: Schéma-bloc de la boucle externe

La dynamique de la boucle interne est plus rapide que la boucle externe. Ceci permet de considérer les deux boucles indépendantes et d'assimiler la boucle interne réglée à un bloc de gain 1 (figure III-17). On peut donc considérer la fonction de transfert ayant pour variable de sortie la tension de capacité et pour variable d'entrée le courant issu du redresseur à modulation de largeur d'impulsions.

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 notions du repère abc. Le calcul des valeurs de consigne du courant est issu du calcul du bilan de puissance qui est abordée dans le paragraphe suivant.

III-2-3-2. Le bilan de puissance

Le bilan de puissance côté réseau, puis côté charge permet d'établir le lien entre la boucle externe et les boucles internes. La sortie du régulateur de la boucle externe fournit la puissance P nécessaire pour le fonctionnement du 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. esprit les puissances actives et réactives instantanées.

III-2-2-1-1/ Calcul de la puissance active

$$\begin{cases} (V_{r3}) = \begin{pmatrix} V_{r1} \\ V_{r2} \\ V_{r3} \end{pmatrix} = P[\theta]^{-1} \begin{pmatrix} V_d \\ V_q \end{pmatrix}, \theta = \omega.t \\ (i_{r3}) = \begin{pmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \\ i_{r3} \end{pmatrix} = P[\theta]^{-1} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} \end{cases} \quad \text{(III-24)}$$

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

$$P = V_{r1}i_{r1} + V_{r2}i_{r2} + V_{r3}i_{r3} = (V_{r3})^t (i_{r3}) = \left(P[\theta]^{-1} \begin{pmatrix} V_d \\ V_q \end{pmatrix} \right)^t \left(P[\theta]^{-1} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} \right) = \frac{3}{2} [V_d i_d + V_q i_q]$$

On peut faire l'équivalence avec la puissance active dissipée côté charge, dans l'hypothèse où l'on néglige les pertes dans le convertisseur, soit:

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

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 (-90degrés) dans le repère dq.

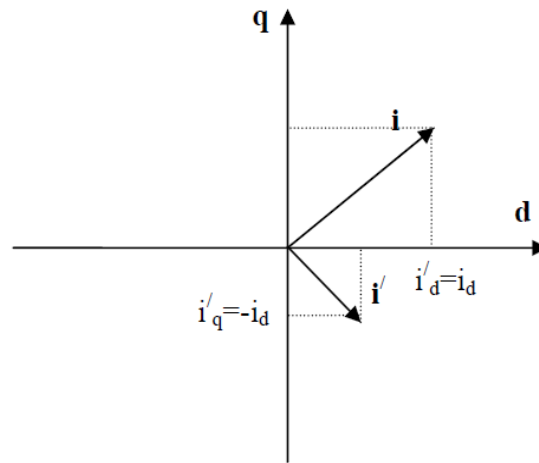


Fig.III-11: Calcul du courant en quadrature dans le repère dq

En considérant l'équation (II-15) et la figure (III-11), la puissance réactive est de la forme:

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

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.

$$\begin{aligned} Q &= i_{r1} \left(\frac{V_{r3} - V_{r2}}{\sqrt{3}} \right) + i_{r2} \left(\frac{V_{r1} - V_{r3}}{\sqrt{3}} \right) + i_{r3} \left(\frac{V_{r2} - V_{r1}}{\sqrt{3}} \right) = \begin{pmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \end{pmatrix} \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 1 \\ 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{r1} \\ V_{r2} \\ V_{r3} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} P[\theta]^{-1} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} \end{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P[\theta]^{-1} \begin{pmatrix} V_d \\ V_q \end{pmatrix} \end{bmatrix} = \frac{3}{2} [V_d i_q - V_q i_d] \end{aligned}$$

III-2-3-2-3. Consignes des régulations de courant dans le repère abc

En coordonnées dans le repère abc, le système de tension triphasé équilibré direct est de la forme :

$$(V_3) = V \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \alpha) \\ \cos\left(\omega t + \alpha - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\omega t + \alpha - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad V = \text{Tension Crête.}$$

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

$$(i_{r3}) = i \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \alpha) \\ \cos\left(\omega t + \alpha - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\omega t + \alpha - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix}$$

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

La puissance active s'écrit: $P = 3/2 VI$.

Soit $K_{ref} = 2P_{ref}/3V^2$.

$$Q_{ref} = 0 \Rightarrow \begin{cases} i_{1ref} = K_{ref} \cdot V_{r1} \\ i_{r2ref} = K_{ref} \cdot V_{r2} \\ i_{r3ref} = K_{ref} \cdot V_{r3} \end{cases} \quad (\text{III-27})$$

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 $P_{ref} = P$ et $Q_{ref} = 0$.

On présente le système de calcul des références des courants de phases, dans le repère abc sur la figure (III-19).

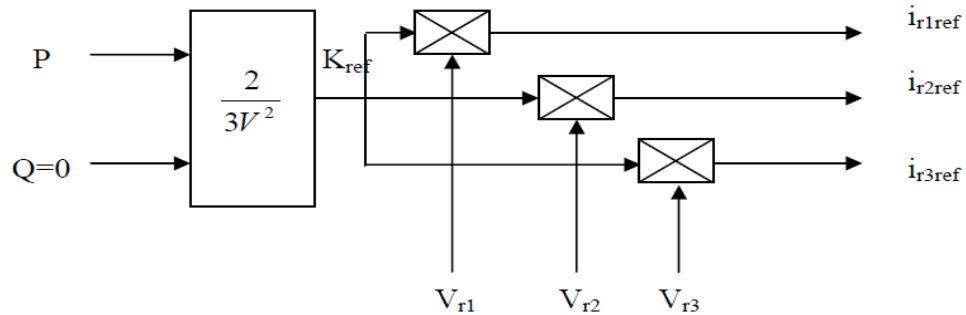


Figure III-19: Calcul des courants de référence dans le repère abc

III-2-3-3. Structure de la régulation cascade dans le référentiel abc

III-2-3-3-1/ Schéma fonctionnel complet du redresseur à MLI

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

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

Soit

$$(u_e) = (V_{r3}) + \begin{pmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{pmatrix} (i_{r3}) + \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \frac{d(i_{r3})}{dt} \quad (\text{III-29})$$

On trouve bien pour chaque phase, la fonction de transfert en boucle ouverte calculée au chapitre (III-2-2-1-1).

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 U1, U3, U5 appliquée au redresseur, créent 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 réseau i_{r1} , i_{r2} , i_{r3} .

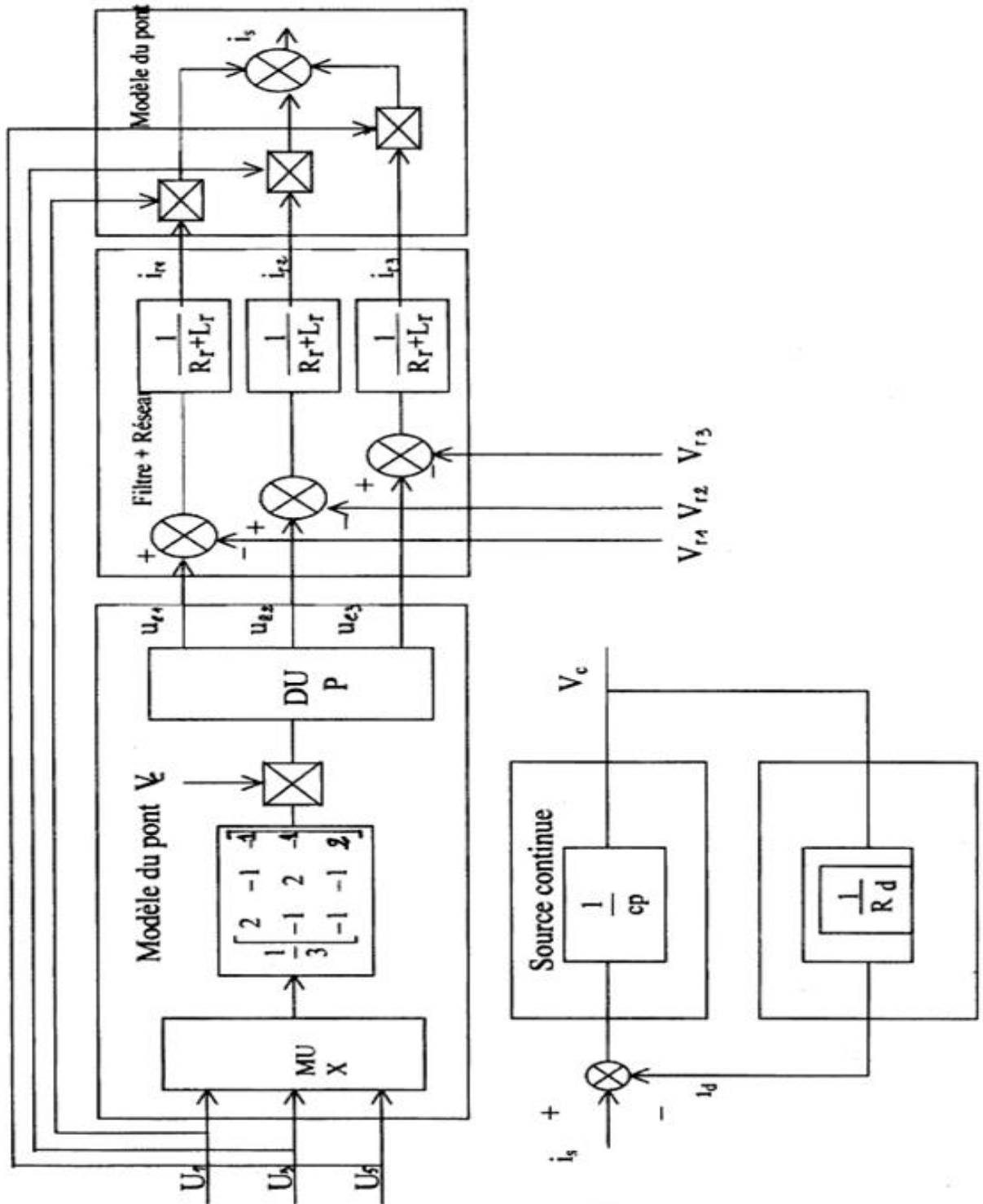


Figure III-20 : schéma fonctionnel d'un redresseur à MLI dans le repère a,b,c.

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 , i 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.

La commande abc présente l'avantage d'être facilement programmable. De par le principe de poursuite, la commande se déduit sur chaque phase de façon à ce que le courant soit en phase avec la tension réseau. Mais le désavantage provient du déphasage responsable d'erreurs statiques. Toutefois, il peut être compensé par une commande dans un repère d, q. Cette dernière présente un précieux avantage à savoir que dans ce cas, les grandeurs régulées sont des grandeurs continues.

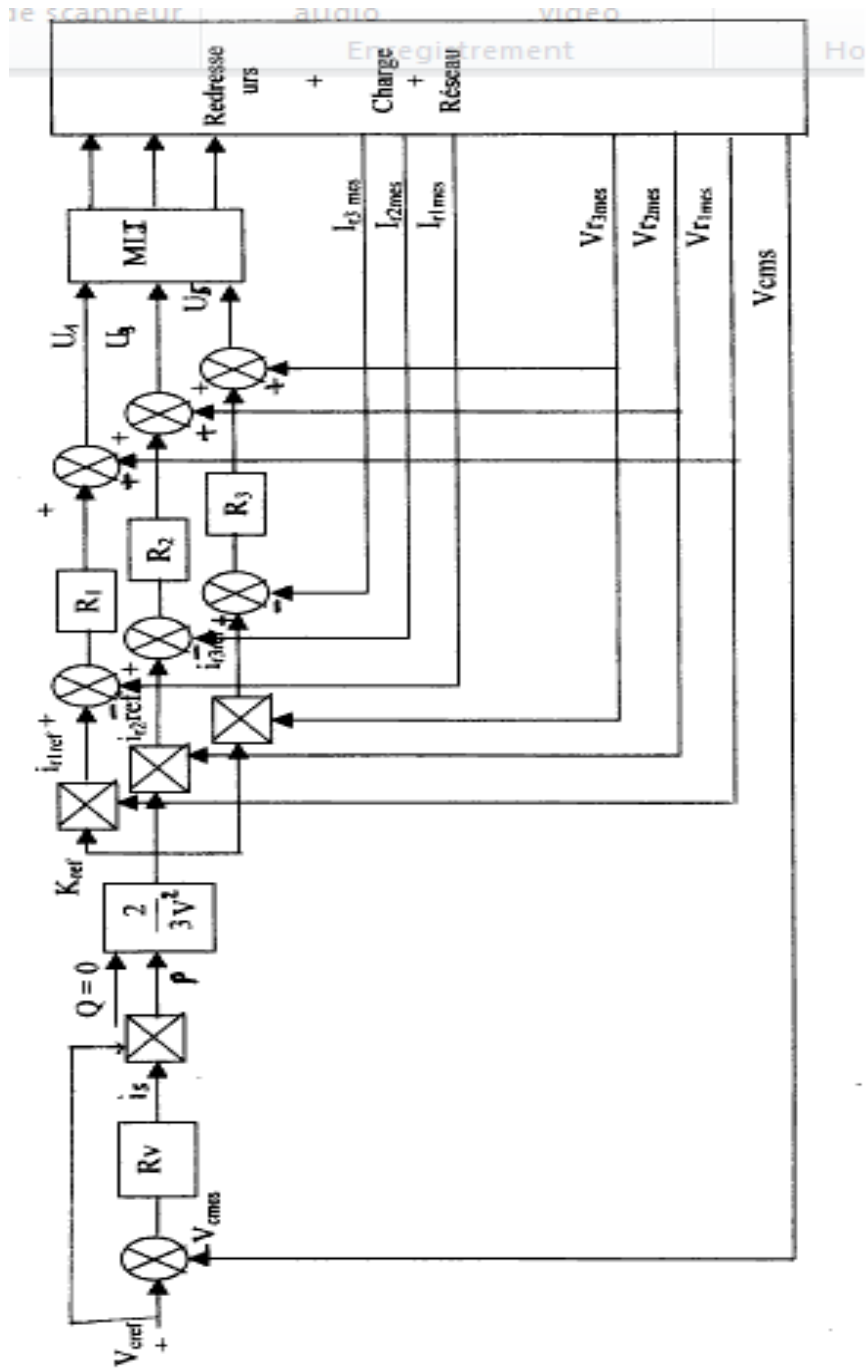


Figure III-21-a : Régulation d'un pont redresseur à MLI dans le référentiel abc

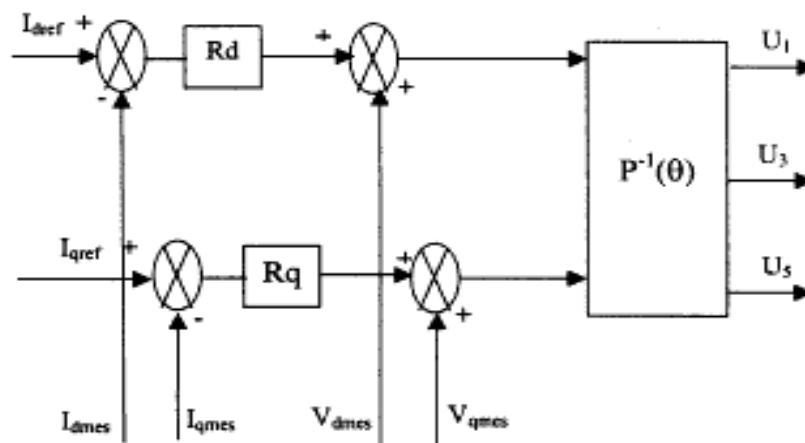


Figure III-21-b : Régulation du courant réseau dans le référentiel d,q.

III-2-3-3-2 Régulation

La structure de commande présentée sur la figure 111-21 présente la régulation cascade complète en considérant la commande dans le référentiel abc, la tension de capacité de référence fixée V_{cref} , représente la valeur de référence de la boucle externe.

L'erreur en tension $V_{cref} - V_{mes}$ est la variable d'entrée du régulateur de tension. Sa 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 et non de i_s pour éviter un retour.

Les boucles en courant s'effectuent sur les 3 phases, la sortie donne les valeurs de commande en tension U_1, U_2, U_3 du redresseur à modulation de largeur d'impulsions. Le calcul des instants d'ouvertures et de fermeture des interrupteurs dépend de la méthode de MLI choisie.

III-2-4. Calcul des régulateurs

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

- Correcteurs PI
- Correcteurs IP.

Mais dans notre étude on a choisi le régulateur PI.

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 en p du régulateur PI et de la fonction de transfert en boucle ouverte sont:

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

La fonction de transfert en boucle fermée de la boucle interne calculée en transformée de Laplace donne le résultat suivant:

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

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, charge résistive. Le cas de la charge résistive a été pris lors de la modélisation. Chacun des types de correcteurs présentés pour la boucle interne peut être installé sur la boucle externe. En effet, la fonction de transfert en boucle ouverte est un premier ordre, le principe reste le même. La dynamique de la boucle interne ayant été choisie d'une constante de temps beaucoup plus faible dans la boucle cascade lorsque l'on se place dans le cas d'une charge résistive, un correcteur PI donne de bons résultats pour la boucle externe.

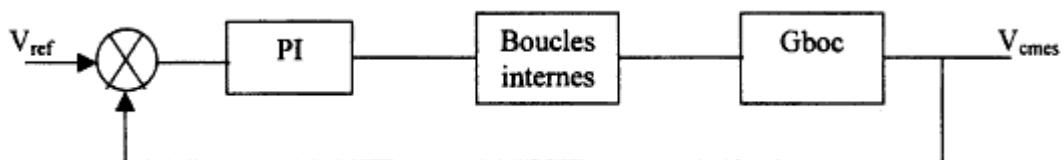


Figure III-22 : Schéma de la boucle externe.

La boucle interne est assimilée à un bloc de gain, un calcul simple, identique à celui précédemment effectué.

III-3. Application de la stratégie triangulo-sinusoidal

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

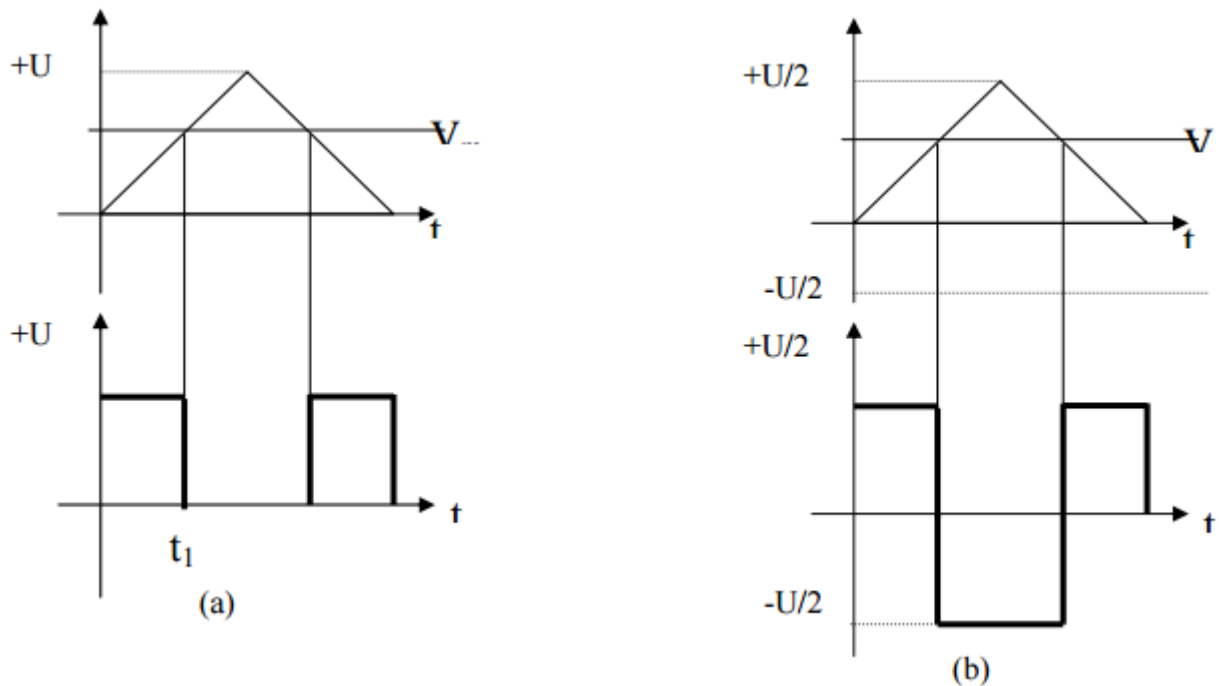


Figure III-23: Formes d'ondes en commandes MLI

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-24-25).

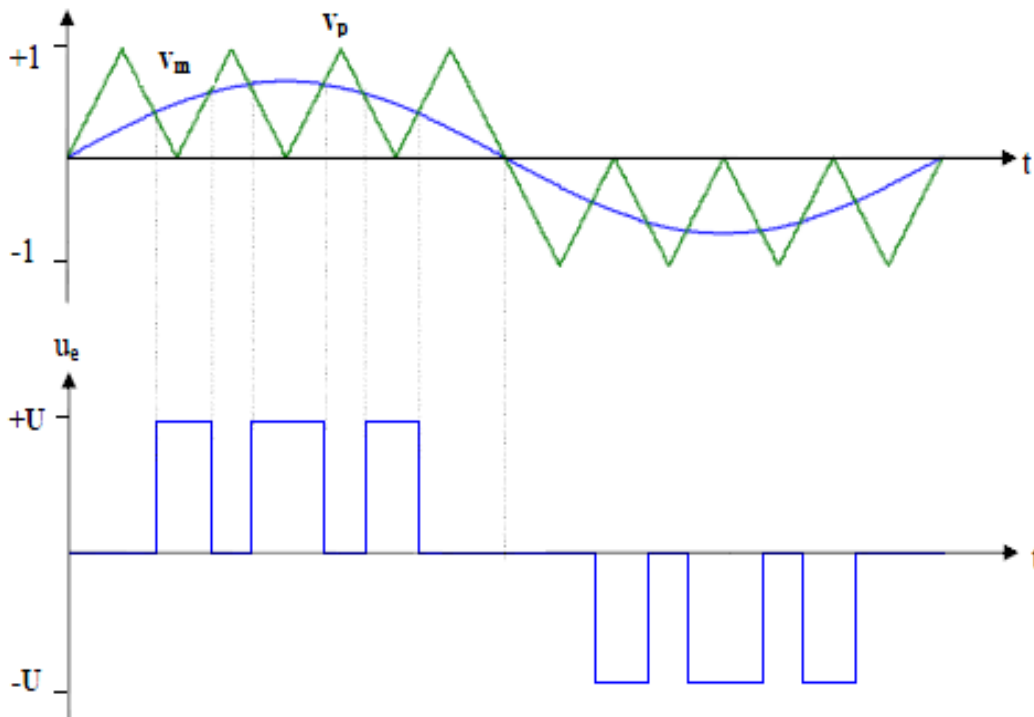


Figure III-24 : Commande triangulo-sinusoidale unipolaire

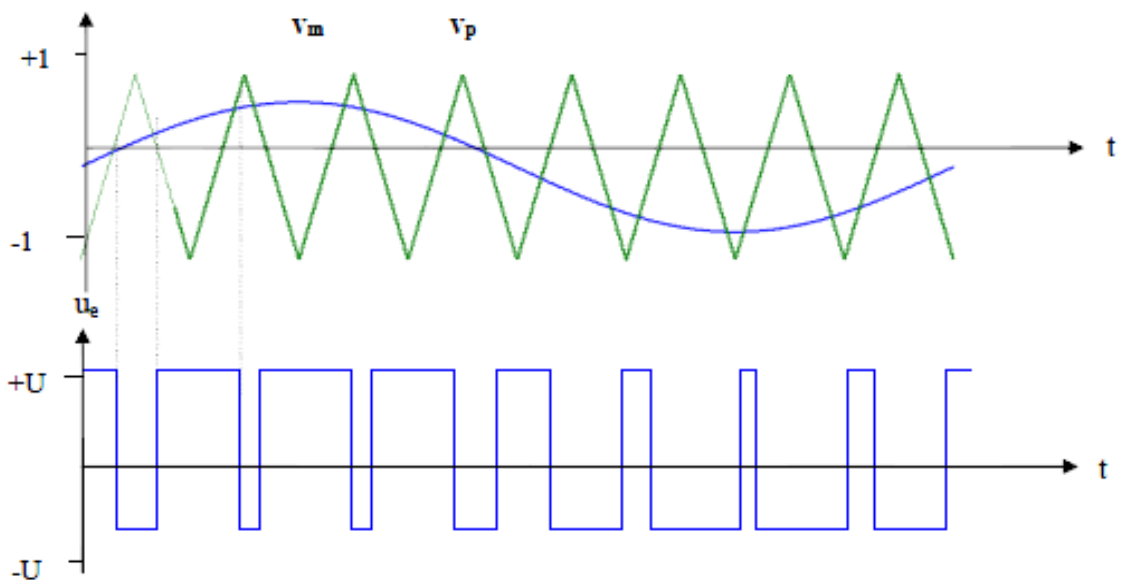


Figure III-25: Commande triangulo-sinusoidale bipolaire

La technique de commande traingulo-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 le taux des harmoniques dans U_c .

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

III-3-1. Résultats de simulation en monophasé

On présente 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 étant:

$r=0,7$	$m=18$	$f=50\text{Hz}$	$V=50\text{V}$	$C=45.10^2$
$R=5\Omega$	$L_1=0,024\text{H}$	$R_d=80\ \Omega$	$L_d=0,54\text{H}$.	

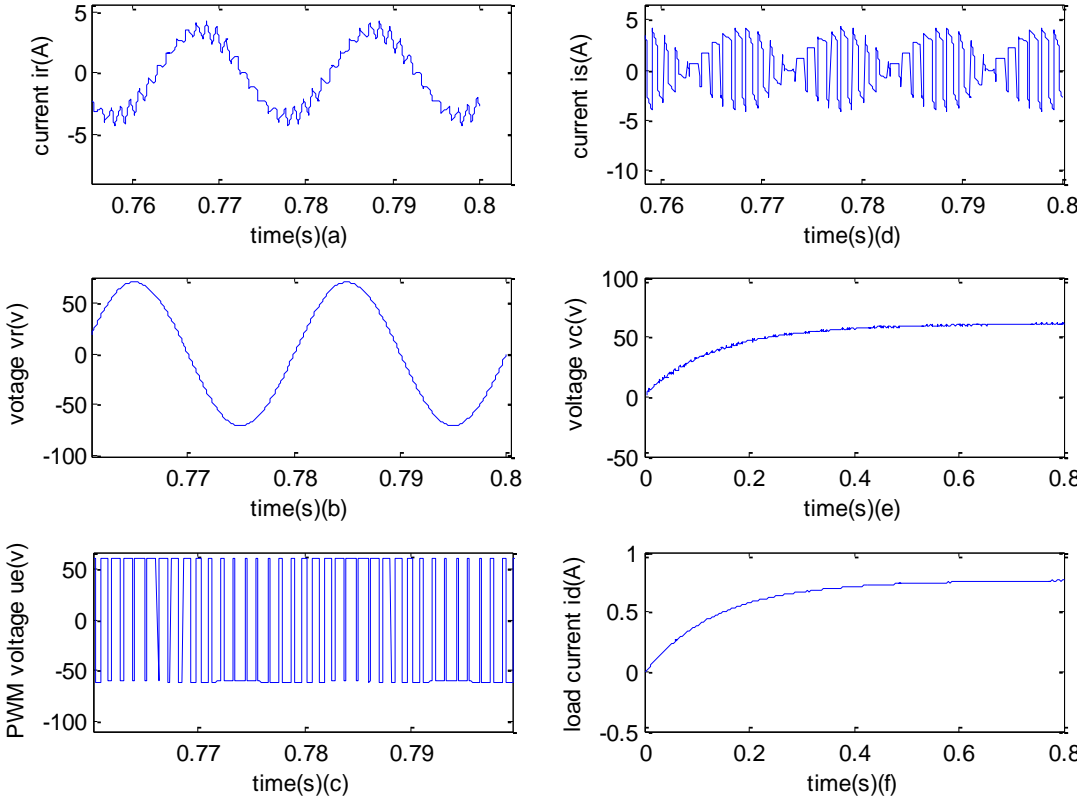


Figure III-26 : Stratégie triangulo - sinusoidale bipolaire

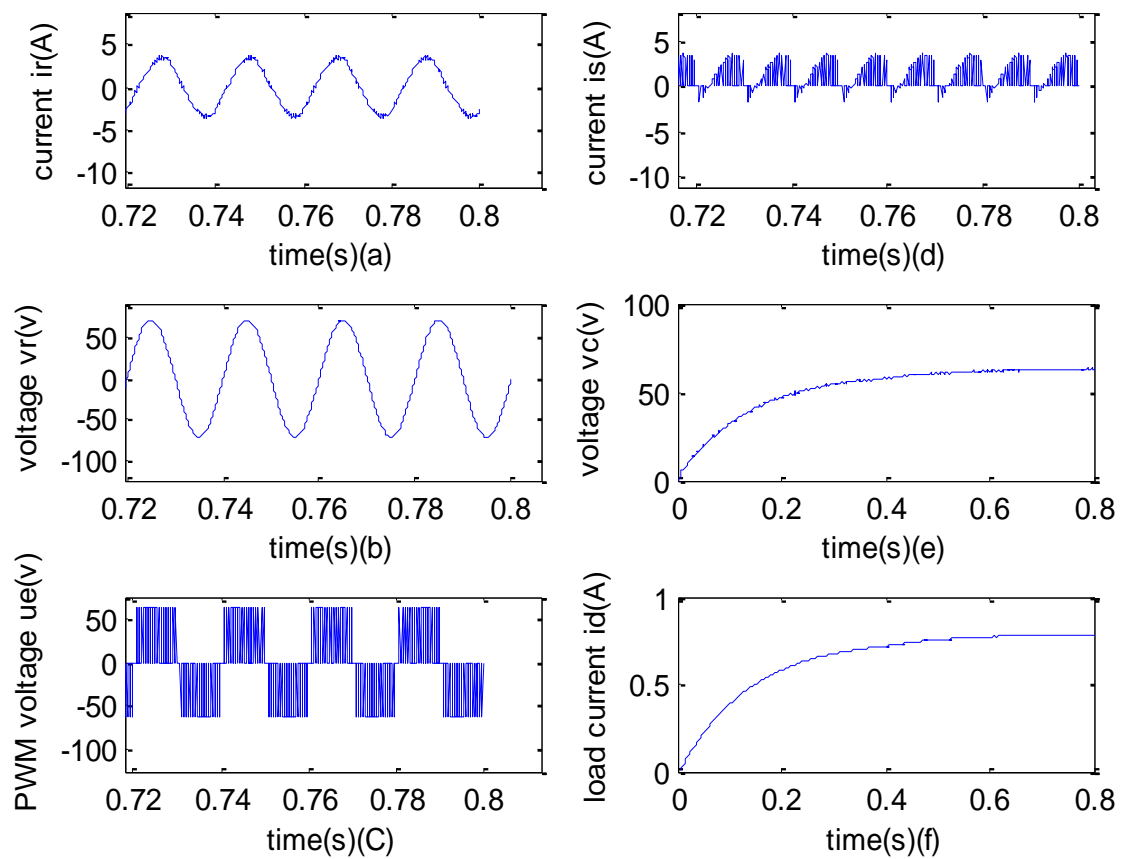


Figure III-27 : Stratégie triangulo - sinusoidale unipolaire

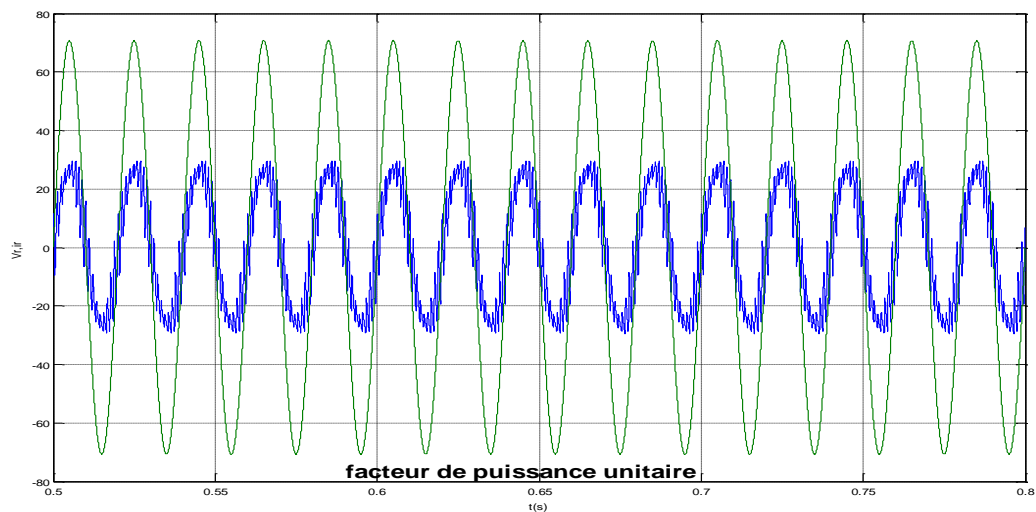


Figure III-28 : Le courant coté réseau i_{r1} (amplifié) et la tension source v_{r1} pour $\varphi = 0$

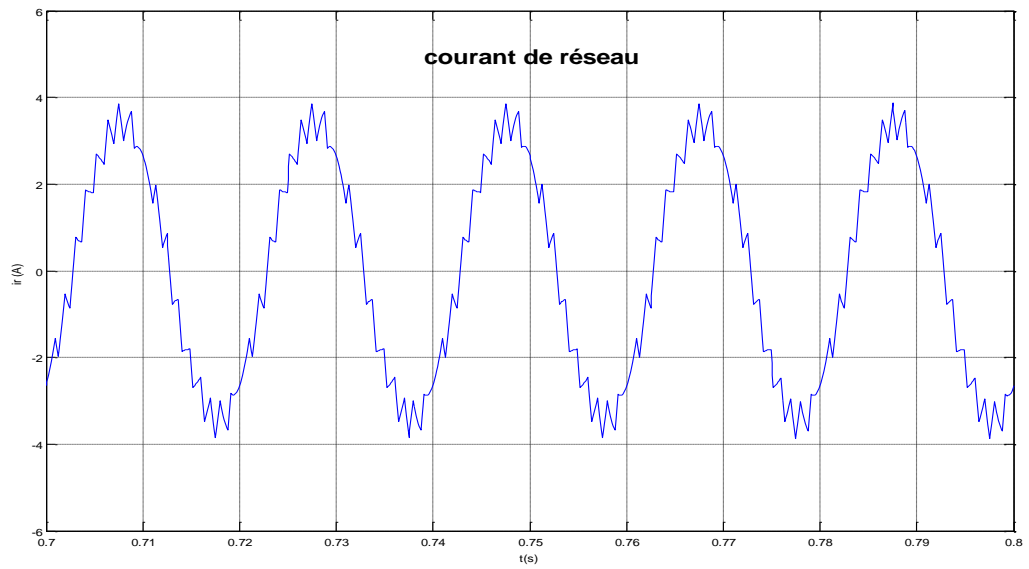


Figure III-29 : Le courant coté réseau i_r

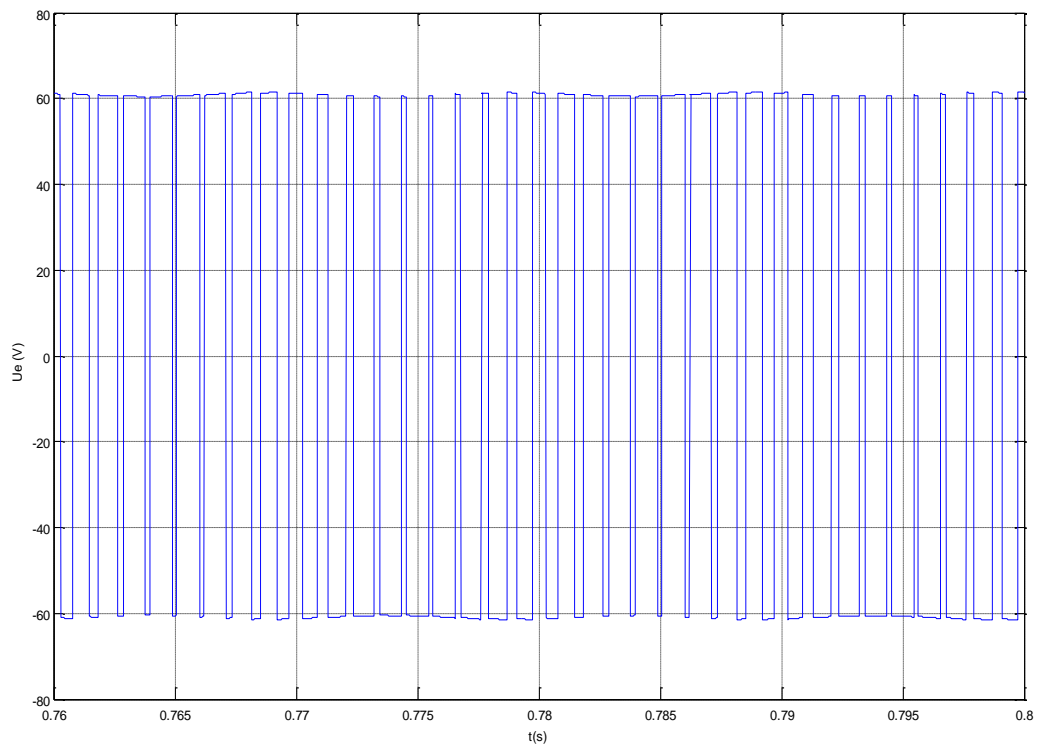


Figure III-30 : La tension d'entrée u_{e1} (bipolaire)

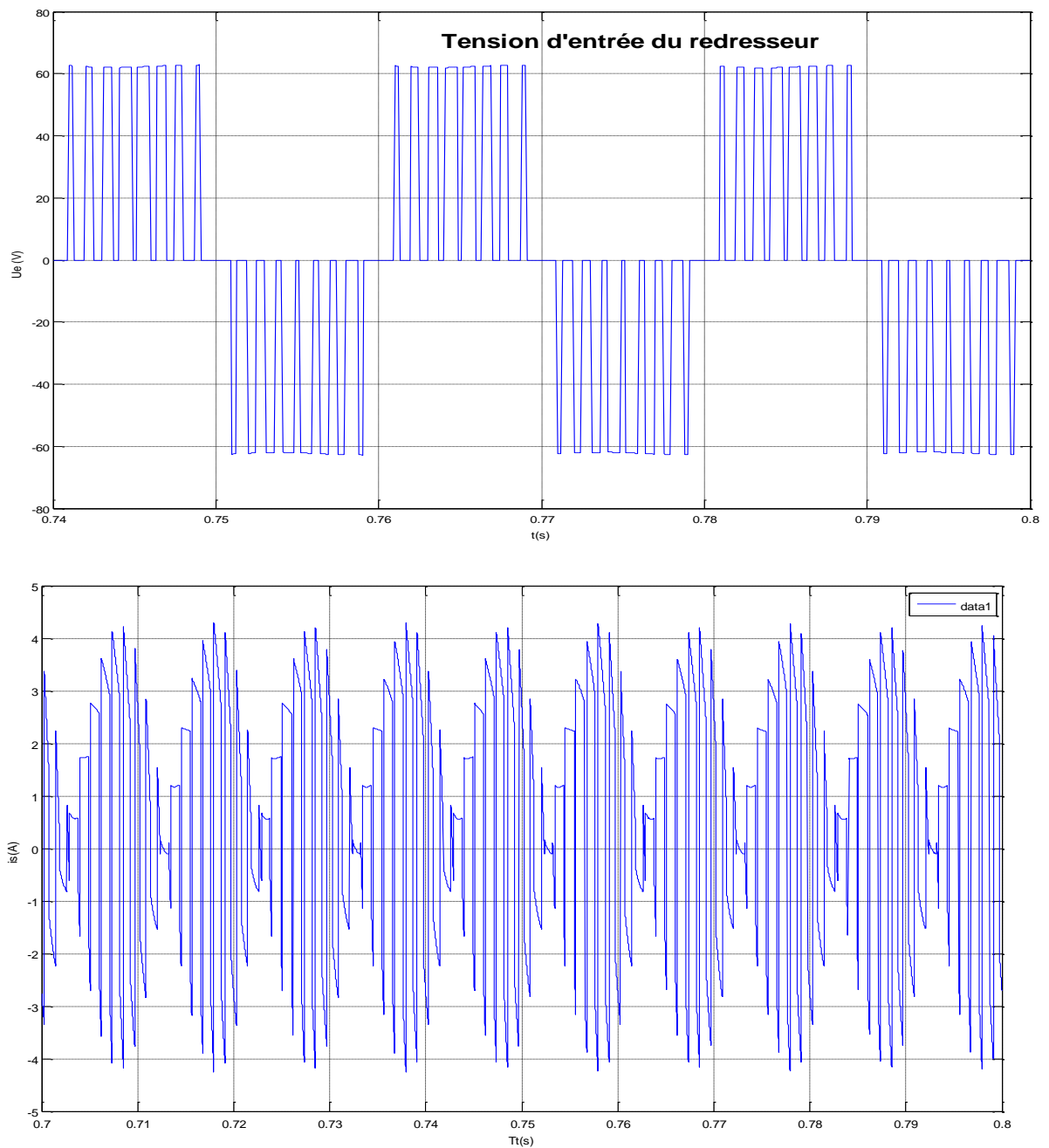
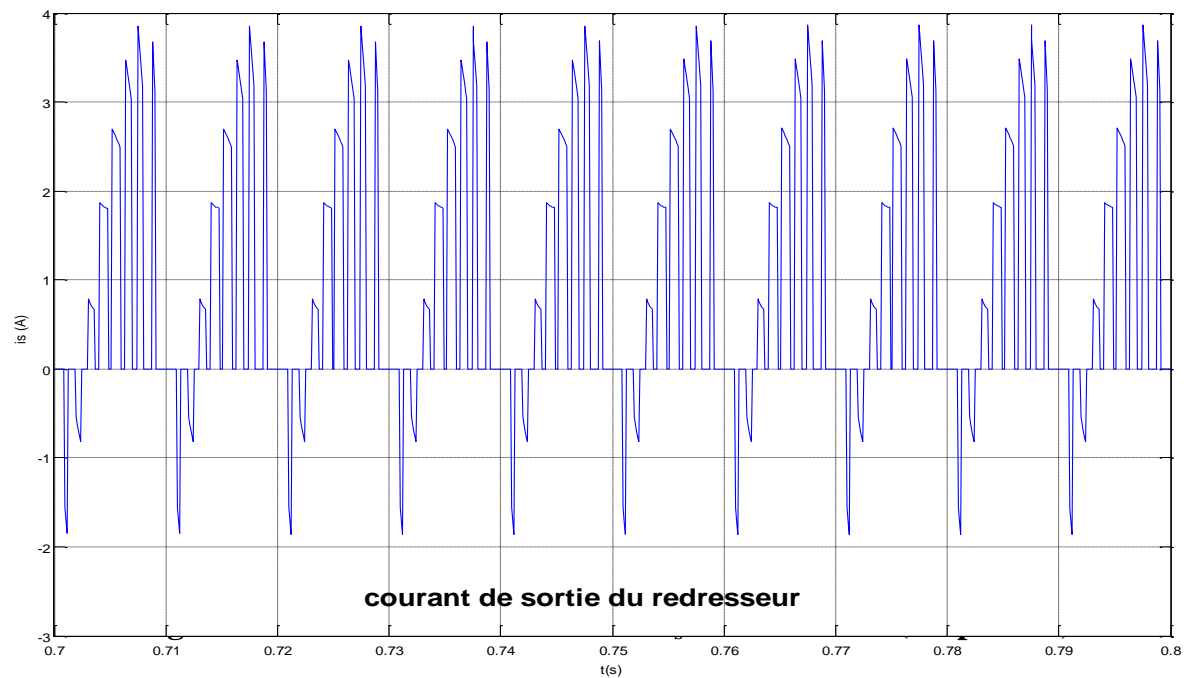


Figure III-32 : Le courant de sortie i_s du redresseur (bipolaire)



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-26-a et III-27-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 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-26-d et III-27-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-26-e, III-26-f, III-27-e, III-27-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 celle-ci.

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 triphasé

III-3-2-1. Marche en redresseur

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 :

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

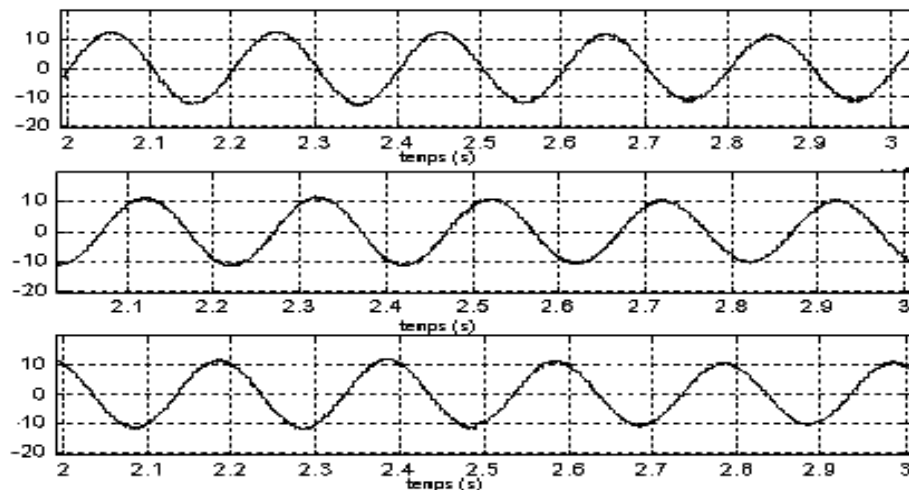


Figure III-35 : Les courants coté réseau i_{r1} , i_{r2} , i_{r3}

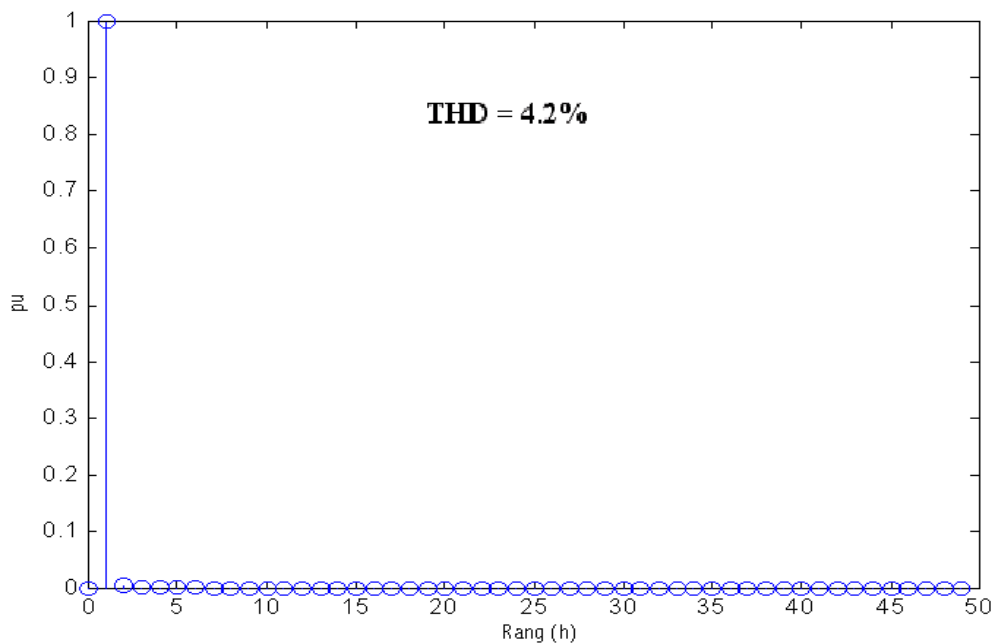


Figure III-36 : Spectre harmonique de i_{r1} et son THD

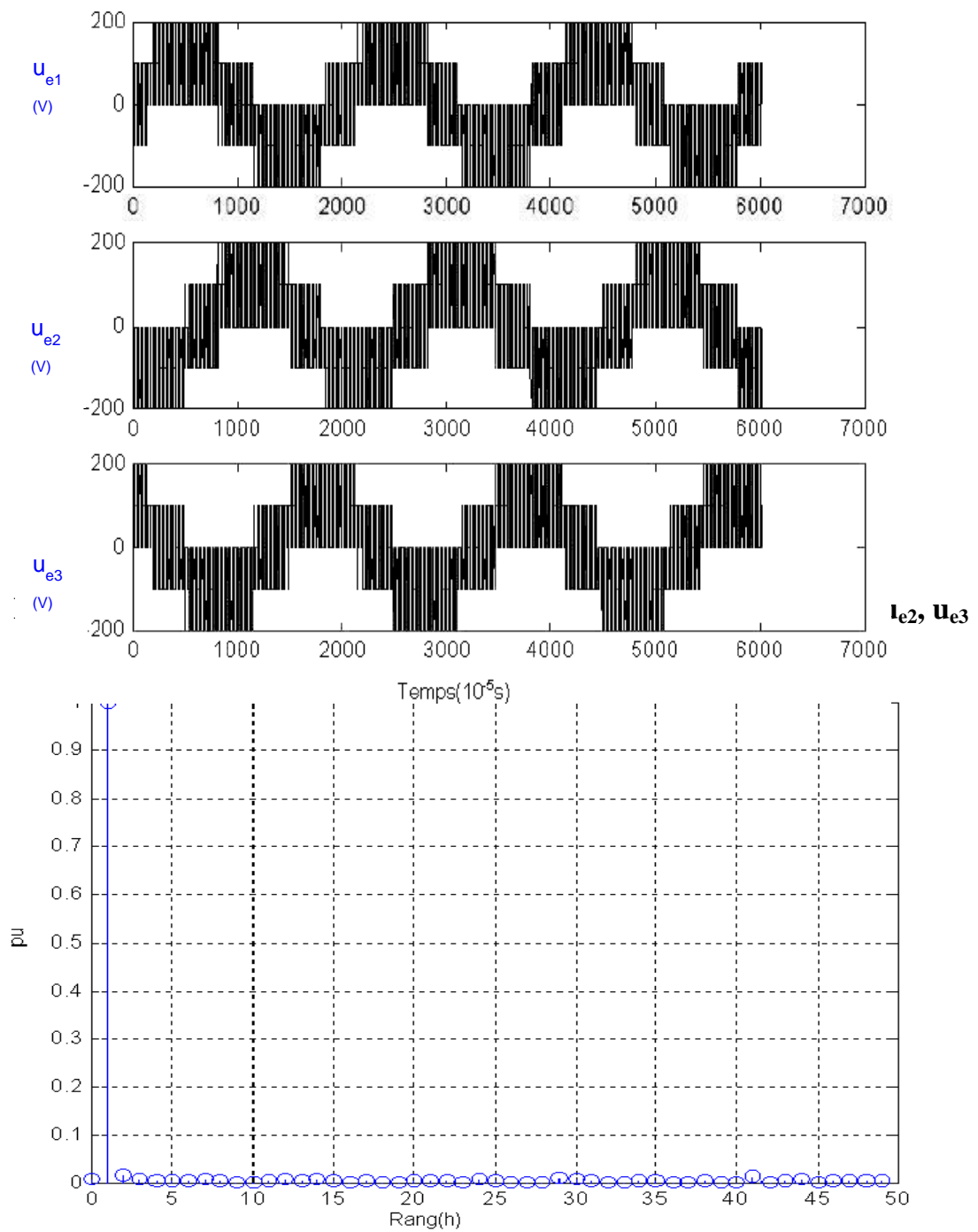
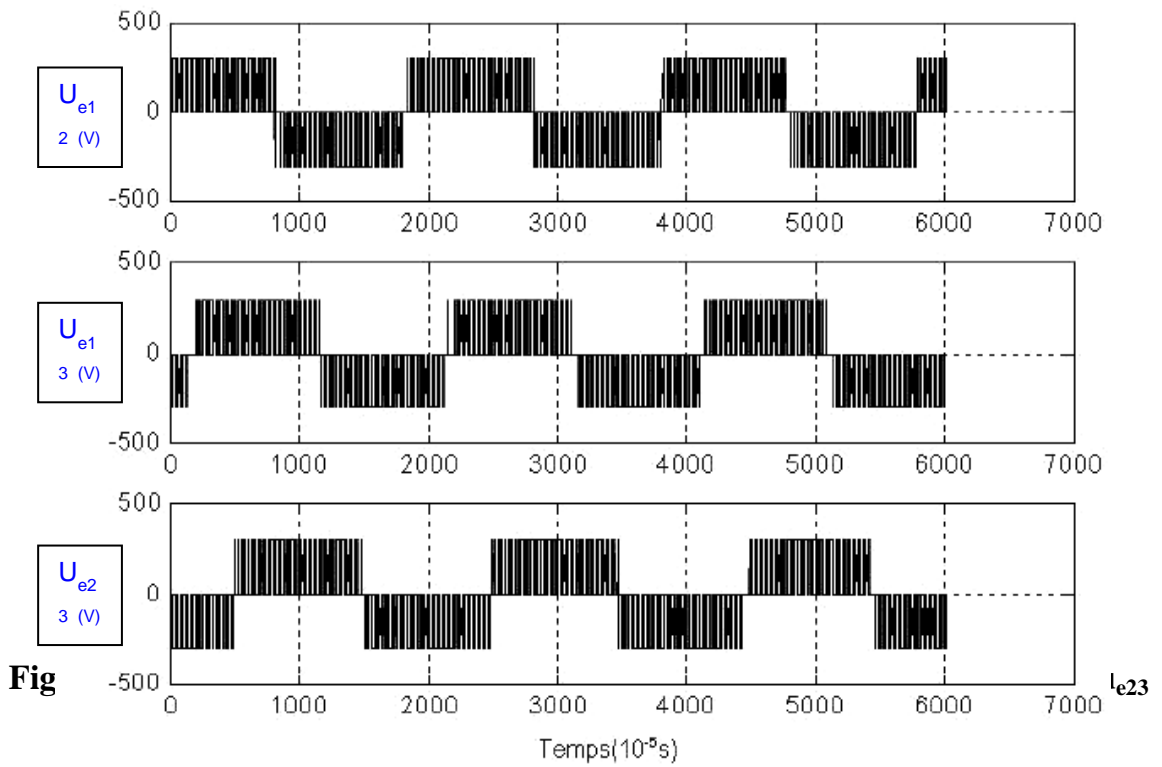


Figure III-38 : Spectre harmonique de u_{e1} et son THD



Fig

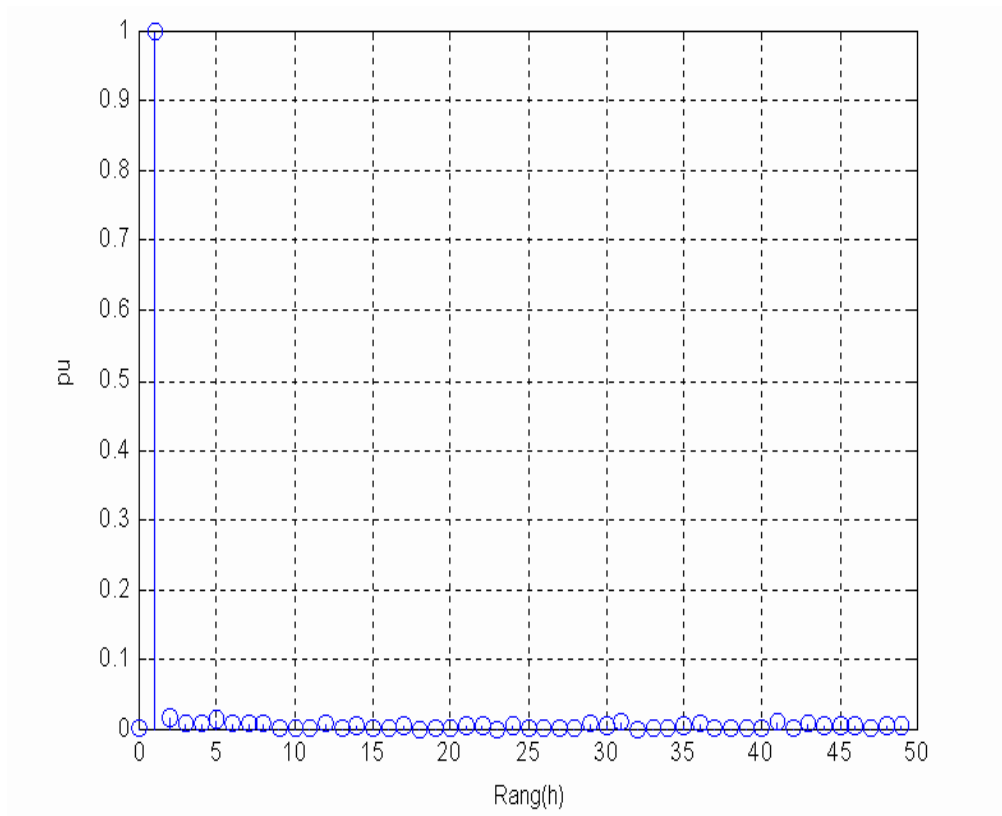


Figure III-40 : Spectre harmonique de u_{e12} et son THD

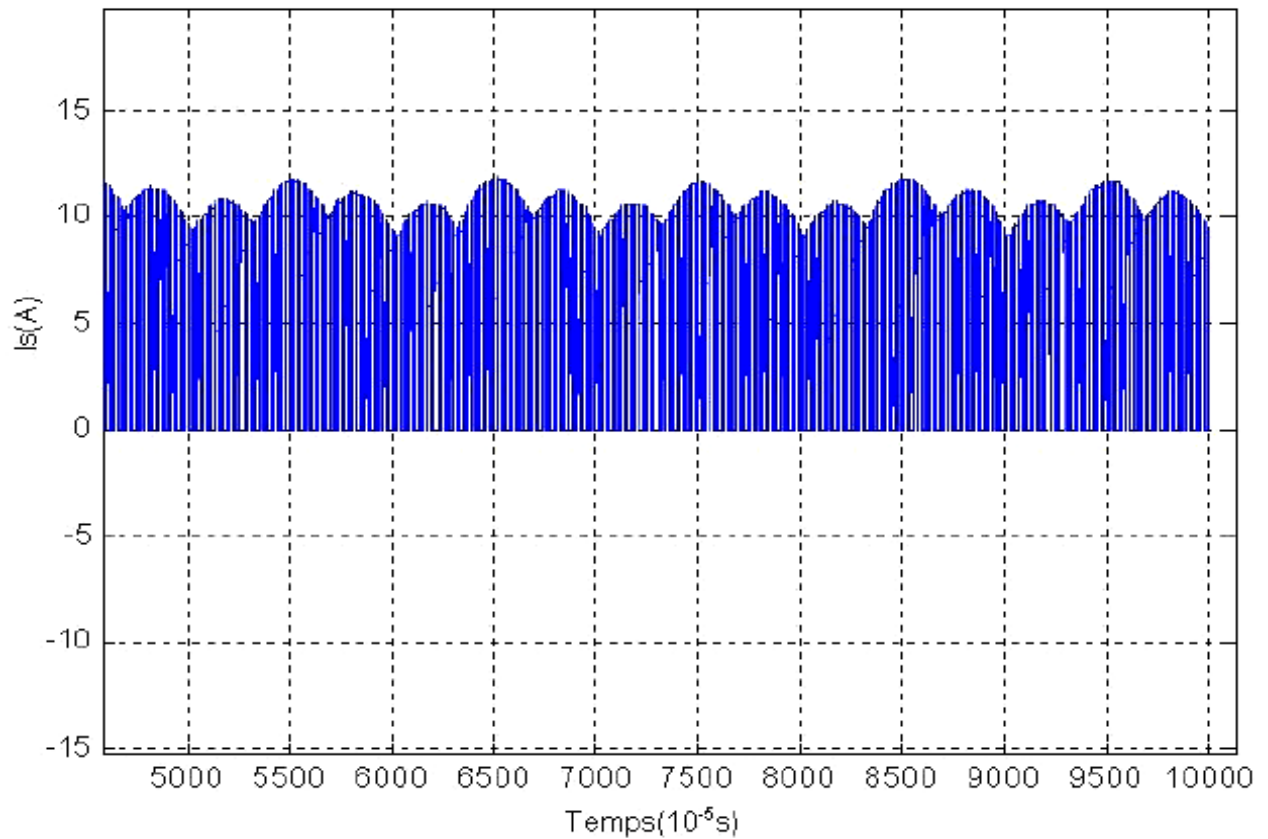


Figure III-41 : Le courant à la sortie du redresseur i_s

III-3-3. Résultats de simulation en triphasé avec régulation:

III-3-3-1. Marche en redresseur

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 :

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

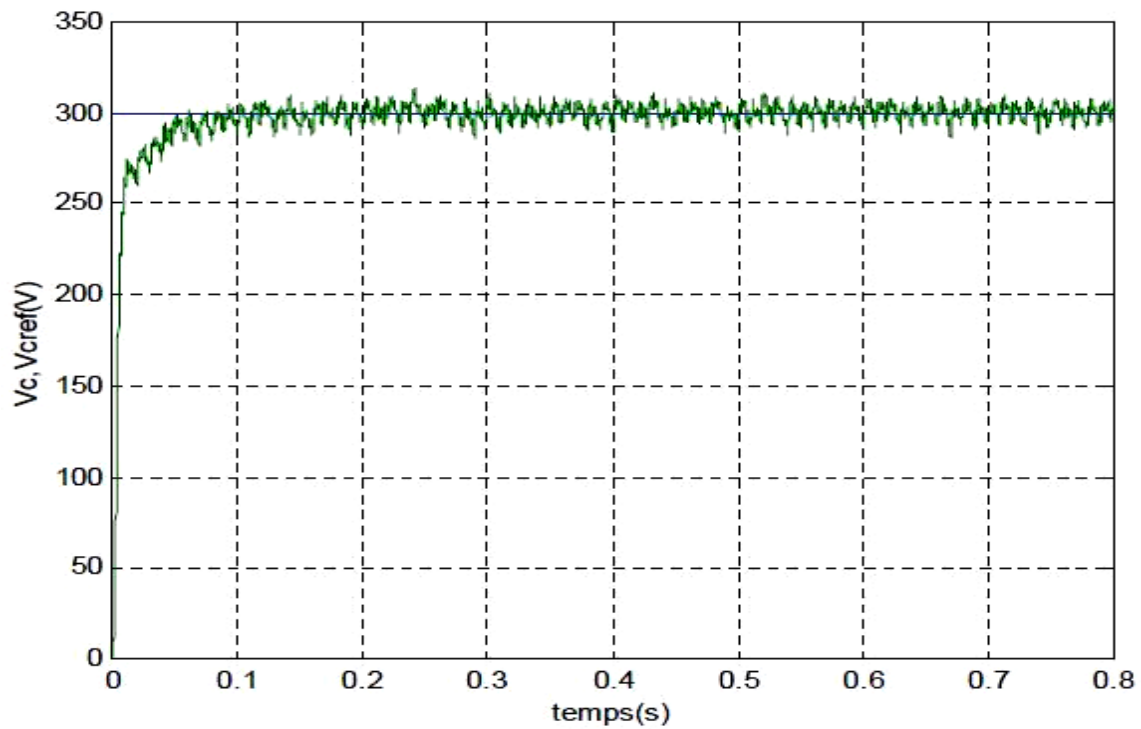


Figure III-42 : La tension V_c et sa référence

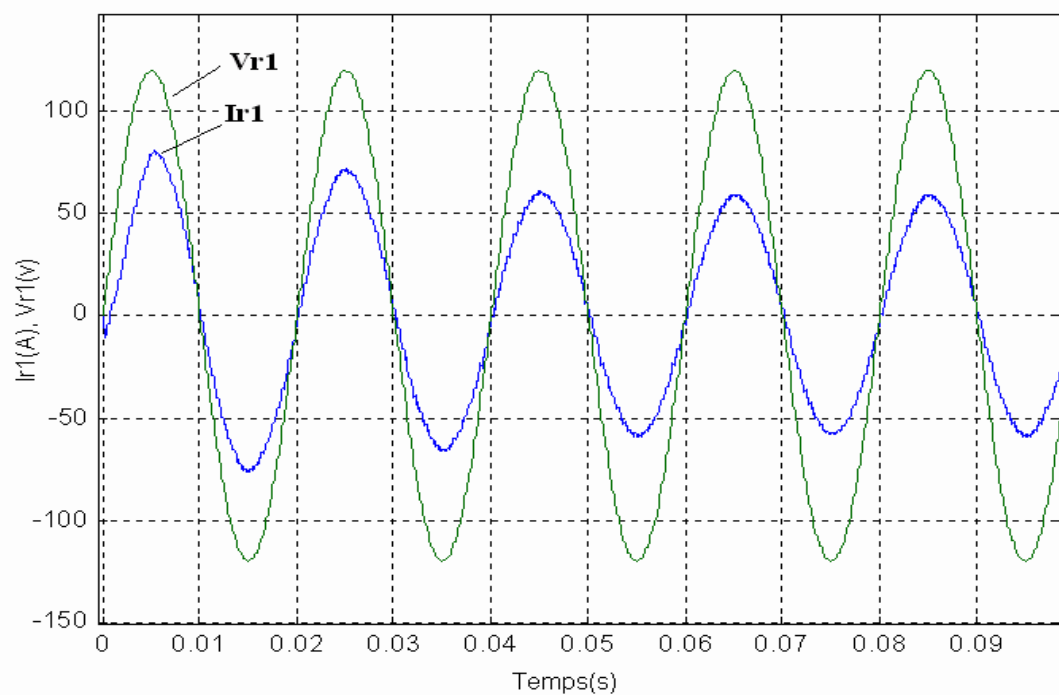


Figure III-43 : Le courant côté réseau i_{r1} et la tension source V_{r1} pour $\phi=0$

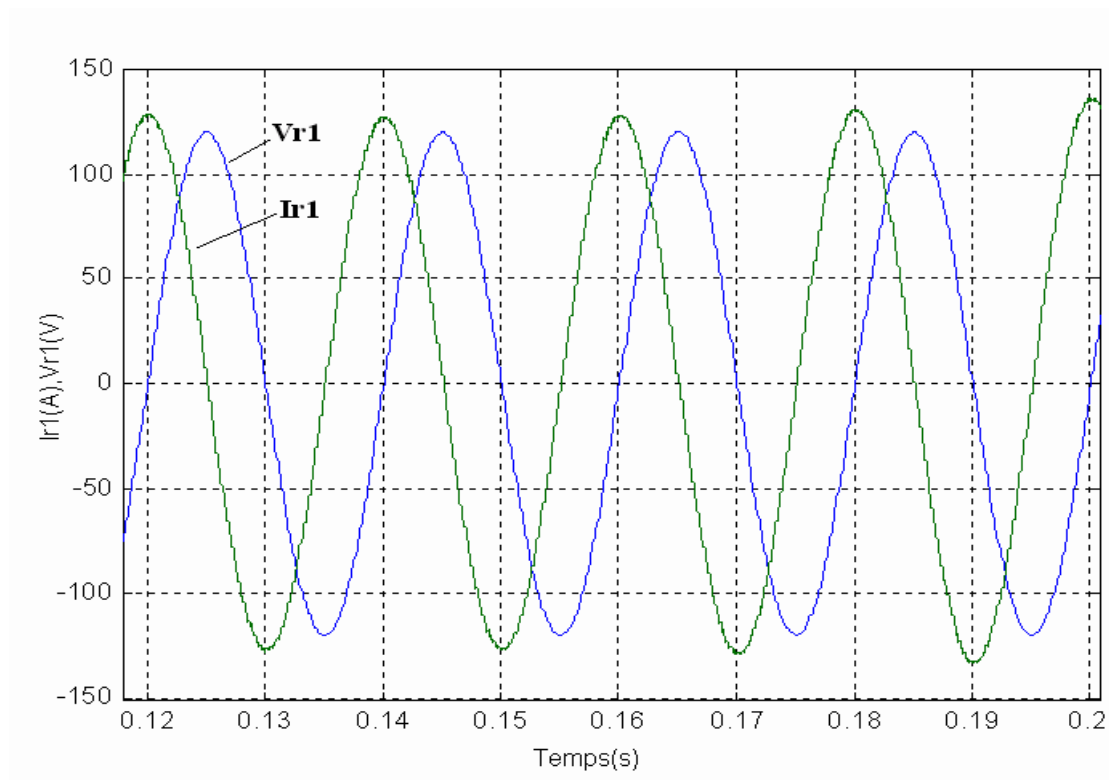


Figure III-44: Le courant coté réseau i_{r1} et la tension source V_{r1} pour $\phi \neq 0$

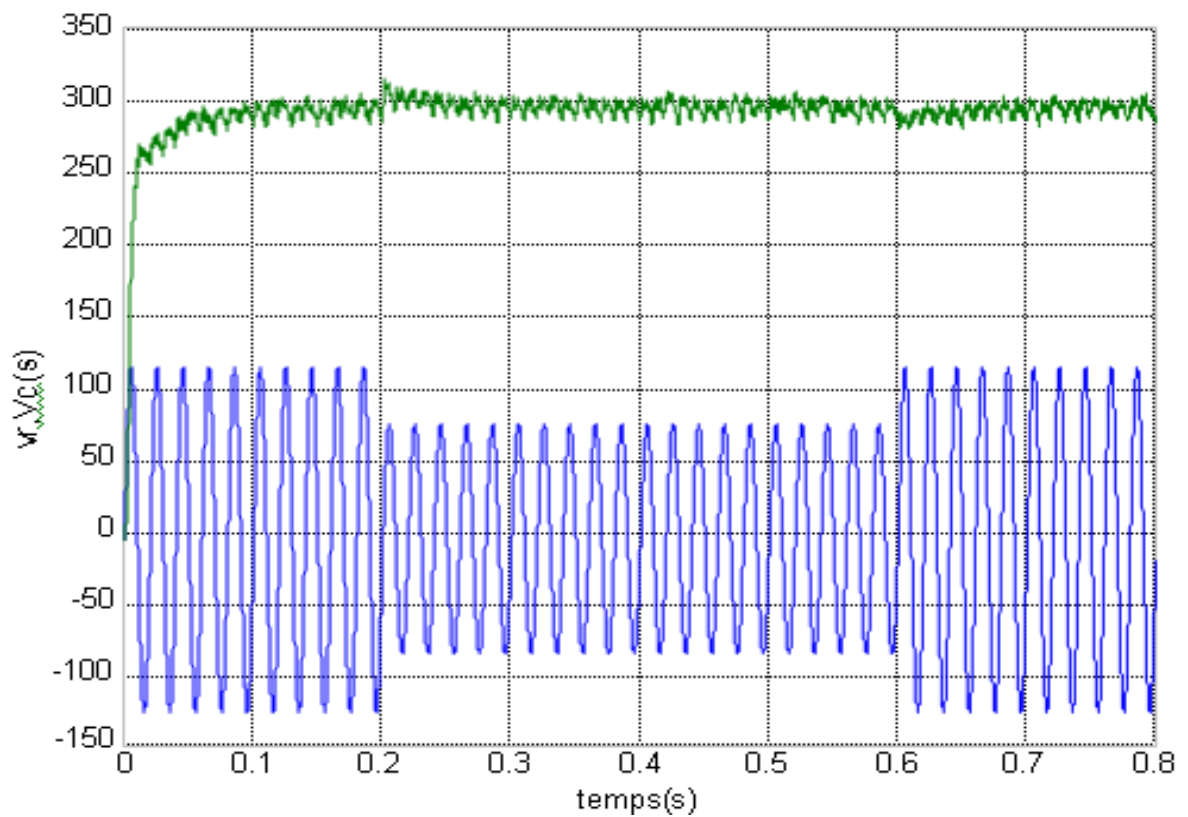


Figure III-45 : La réponse de la tension V_c à un échelon de tension réseau V_{r1}

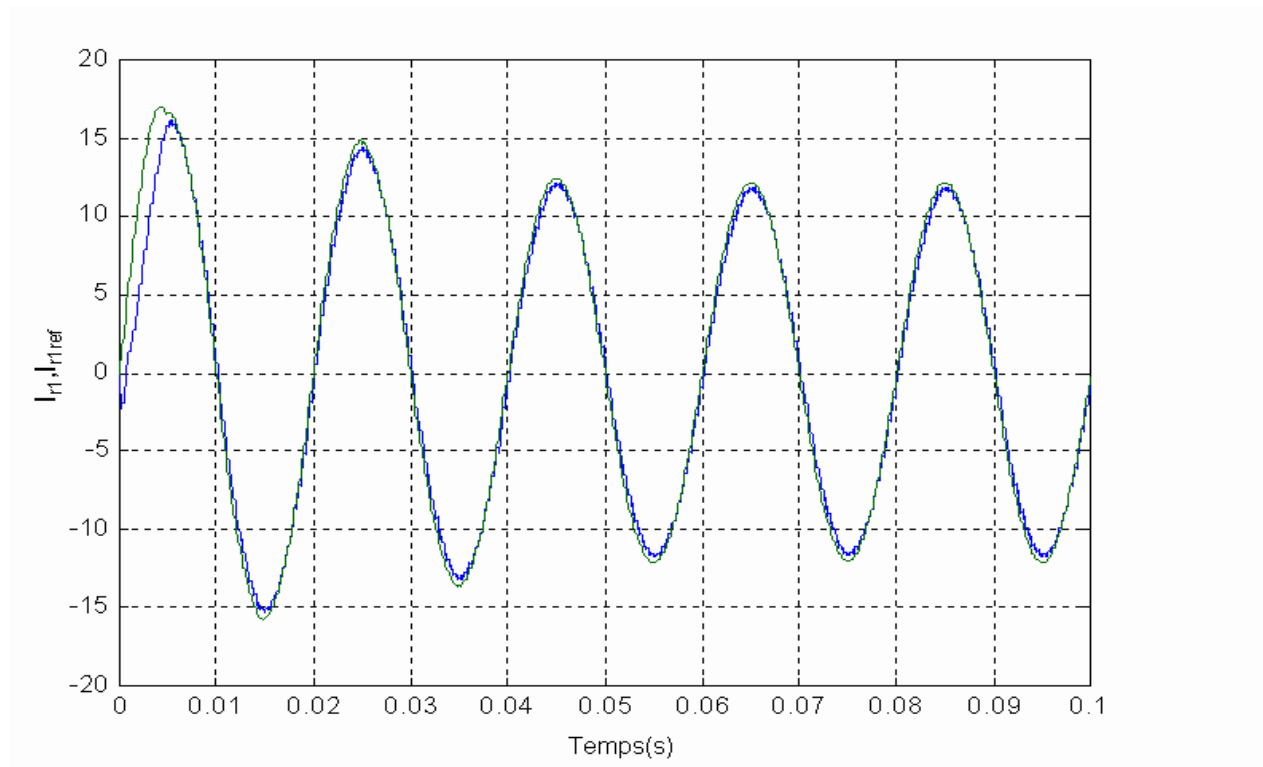


Figure III-46 : Le courant coté réseau i_{r1} et sa référence

Interprétation des résultats :

- La figure (III-35) représente les courants de phases, on remarque que les trois courants sont presque sinusoïdaux, ce qui donne un faible taux de distorsion harmonique.
- La figure (III-43) montre que le courant i_{r1} est en phase avec la tension V_{r1} (un facteur de puissance unitaire).
- La figure (III-44) présente 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.
- La figure (III-42) montre 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-45) 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.

Conclusion:

Ce chapitre a permis de proposer une méthode unifiée pour les convertisseurs commandés en 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 et actives, nous pouvons dire que :

- L'application d'une commande unipolaire ou bipolaire n'influe pas sur l'ordre des grandeurs des courants et des tensions mais sur les formes d'onde.
- 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 rapport cyclique pour la stratégie triangulo - sinusoïdale.
- Pratiquement pour éviter des surintensités au régime transitoire, il faut prévoir un condensateur chargé initialement.
- 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 .

Chapitre IV

Réalisation pratique

Et

Résultats expérimentaux

Plan du chapitre IV

IV-1. Introduction.....	99
IV-2. Description de la carte DSP TMS320LF2407.....	100
IV-2-1. Caractéristiques principale du TMS320LF2407.....	100
IV-2-2. Architecture de du TMS320LF2407.....	101
IV-3. Description du banc expérimental.....	103
IV-3-1. Le convertisseur de puissance.....	103
IV-3-1-1 Carte de puissance (Circuit de protection contre les surtensions).	103
IV-3-1-2. Commande rapprochée du convertisseur	104
IV-3-2. La carte des capteurs	104
IV-3-3. Carte d'interface.....	105
IV-4. Mise en œuvre du programme de commande.....	106
IV-5. Banc d'essai.....	107
IV-6. Résultats expérimentaux.....	108
IV-7. Conclusion.....	110

IV-1 Introduction

Ce chapitre est réparti sur trois parties :

- ✓ La première concerne une description générale du processeur numérique (DSP) que nous avons utilisé dans notre application.
- ✓ Concernant la seconde partie, nous représenterons le système réalisé, tels que les circuits de puissance et de commande.
- ✓ La troisième illustre les différents résultats expérimentaux.

IV-1. Description de la 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 k mots de mémoire programme en mémoire flash qui peuvent stocker le code de l'application.

IV-1-1. 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 144pins.

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.

IV-1-2. 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 :

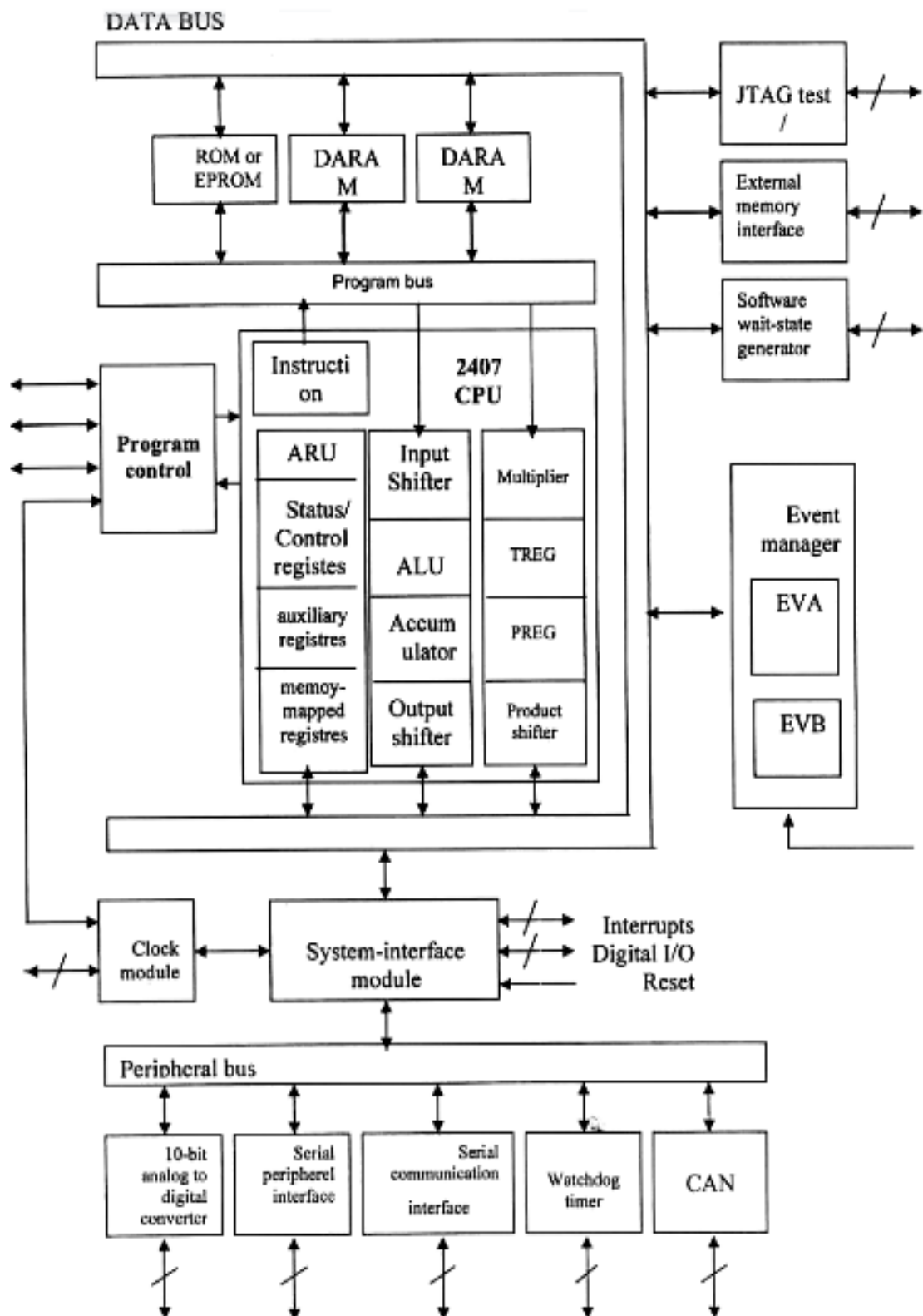


Figure IV-1 : Architecture hardware du processeur TMS320 LF2407

IV-2-1/ Le convertisseur de puissance

IV-2-1-1. Circuit de protection contre les surtensions

Le circuit de puissance contient six 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'ensuit 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-3).

Ce circuit représente un dispositif écrêteur aux bornes de chaque transistor pour atténuer et amortir ces surtensions, et par conséquent de veiller à ce que la tension collecteur-émetteur V_{ce} reste toujours inférieur à la tension limite de claquage des composants.

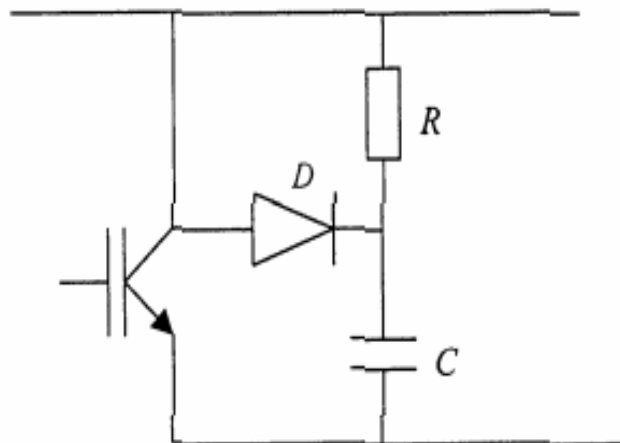


Figure.IV-3: Circuit RCD de protection

IV-2-1-2. Commande rapprochée du convertisseur :

Les signaux de commande proviennent des sorties numériques du module DSP TMS320LF2407, ceux 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 et la haute tension appliquée au collecteur. Donc le conditionnement de ces signaux est dispensable. 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 élimine la partie négative si elle existe.
- Un étage à opto-coupleur réalisant l'isolation galvanique entre les deux côtés de la partie électronique (le premier étage et la partie reliée au côté puissance).
- Un étage contenant le driver IR2130 pilotant les IGBT.

IV-2-2. 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 de suivre et de détecter tous changements des grandeurs de réglage, même relativement faibles.

Notre système a besoin de trois grandeurs (en supposant le système triphasé équilibré):

- Deux courants de ligne côté réseau.
- Deux tensions de réseau.
- La tension aux bornes du condensateur.

Afin de parvenir à surveiller ces courants et ces tensions, nous avons utilisé des capteurs LEM à effet HALL:

- le capteur de tension LV25P
- le capteur de courant LA55P.

Ces capteurs peuvent reproduire avec une très grande précision les courants et les tensions. La plage de mesure de ces capteurs va jusqu'à 70A, pour le capteur de tension, il peut être attaqué par un courant jusqu'à 10mA.

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.

IV-2-3. 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 une carte d'interface est nécessaire. La carte d'interface a pour rôles :

- D'adapter et de transformer le signal capté à un signal positif entre 0 et 3.3V que le ADC peut l'acquérir.
- De filtrer le signal capté. Les étapes de la mise en forme et de filtrage sont représentées sur le schéma suivant :

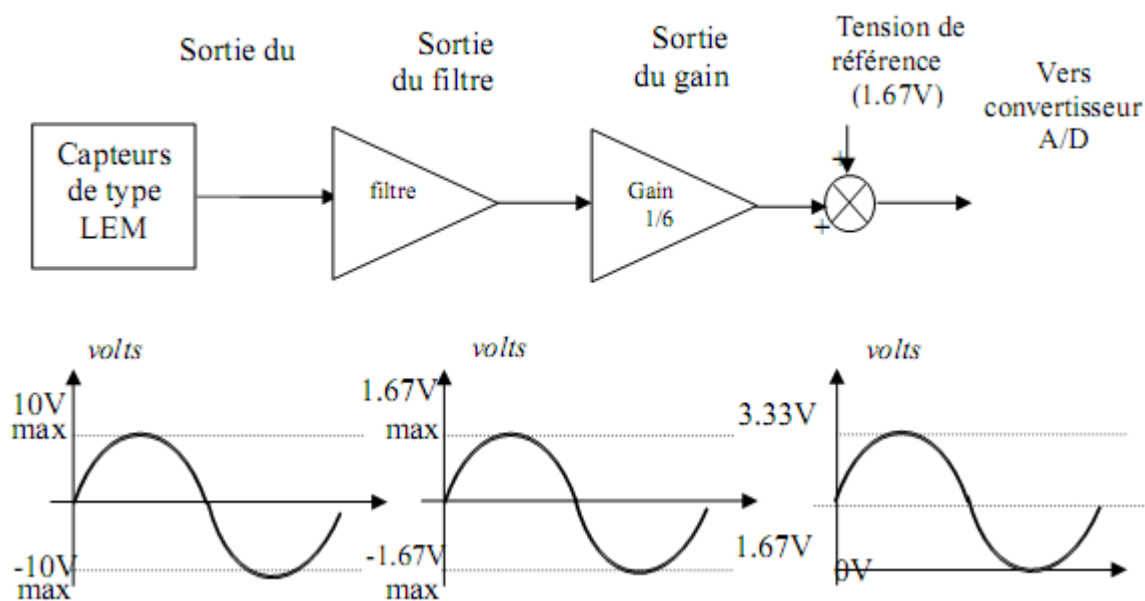


Fig.VI-4: Les différentes étapes de conditionnement des signaux

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 dit module d'interruption est prise en charge lors de l'arrivée del'interruption.

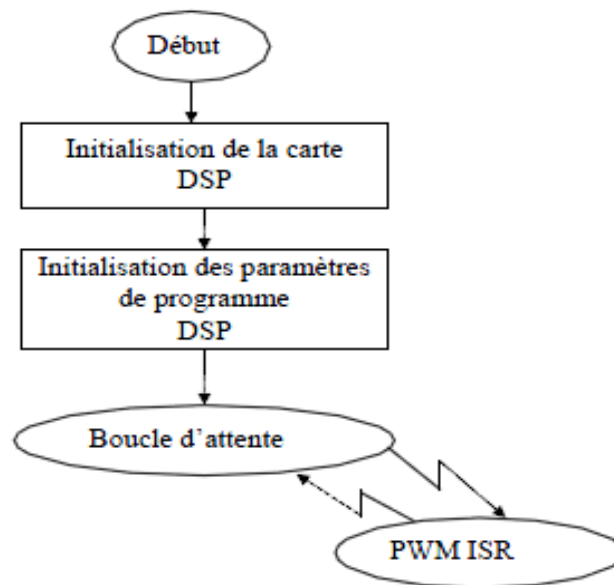


Figure IV-6: Organisation générale du programme

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 Timer!). 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-6), à la période d'échantillonnage ($T=120\mu\text{s}$) peut être établie en plaçant la période TIPER de Timer1 à 2400 ($\text{PWMPRI}=2400$). Ce Timer est configuré en mode de comptage croissant/décroissant et génère une interruption PWM underflow.

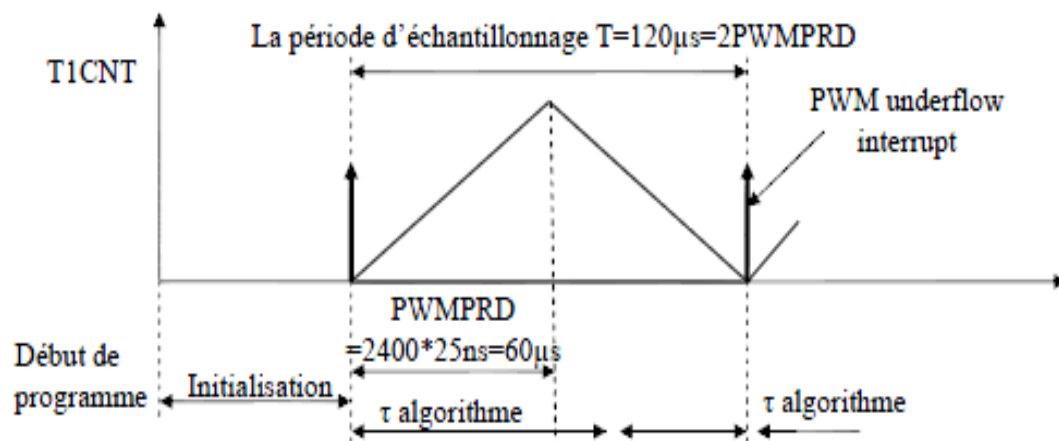


Figure IV-6: Diagramme temporel d'exécution du programme

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 aMLI 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 «CodeComposer» 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.

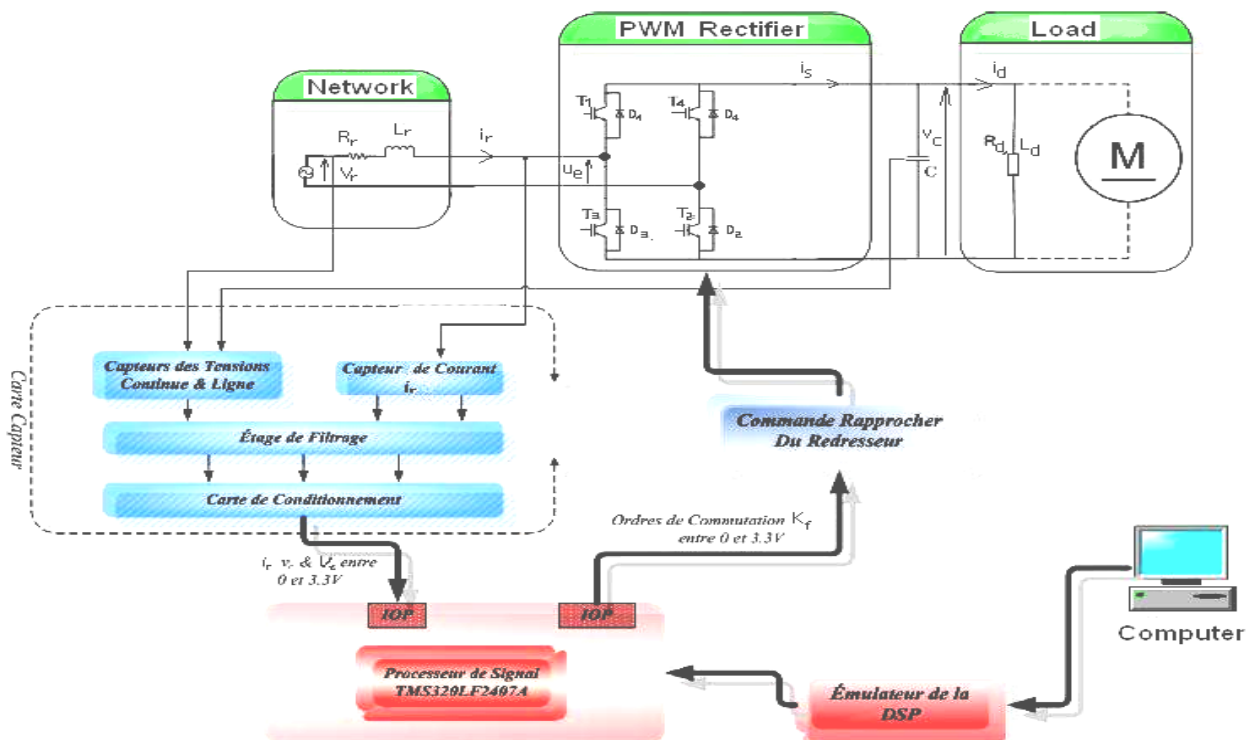


Figure IV-7: Schéma symptomatique du banc d'essai expérimental

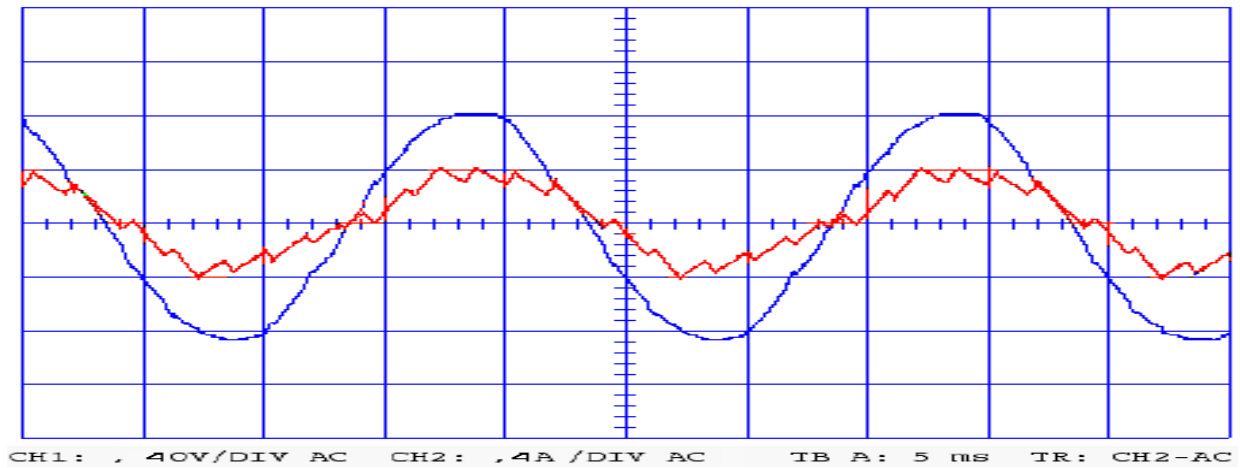
IV-6. Résultats expérimentaux et interprétation

Les essais expérimentaux sont réalisés dans le 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 IV-1.

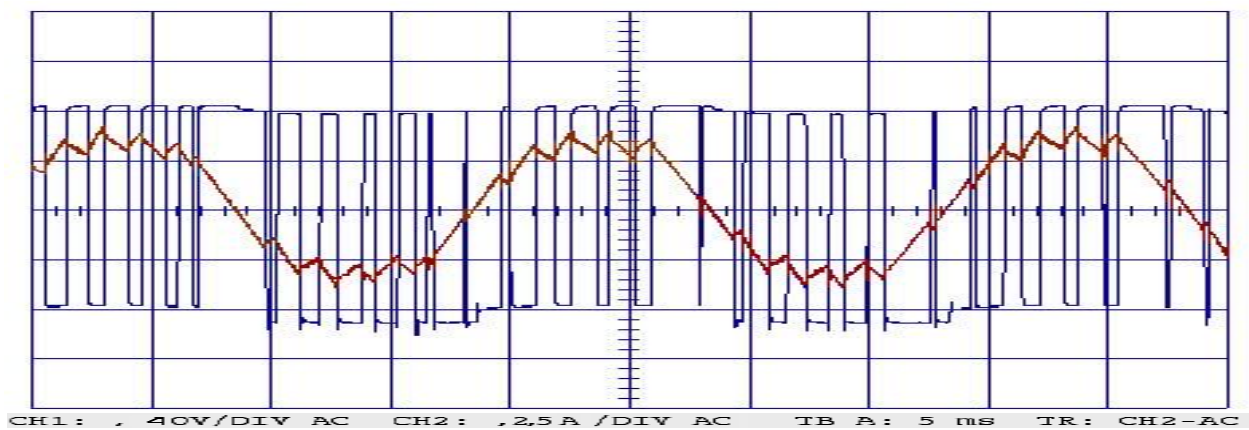
Tension de ligne	50V
Inductance ligne	0,024 H
Résistance de ligne	5 Ω
Capacité de filtrage	4,7mF
Charge résistive	80 Ω
Temps d'échantillonnage	80 ms

Tableau IV-2 paramètres banc expérimental

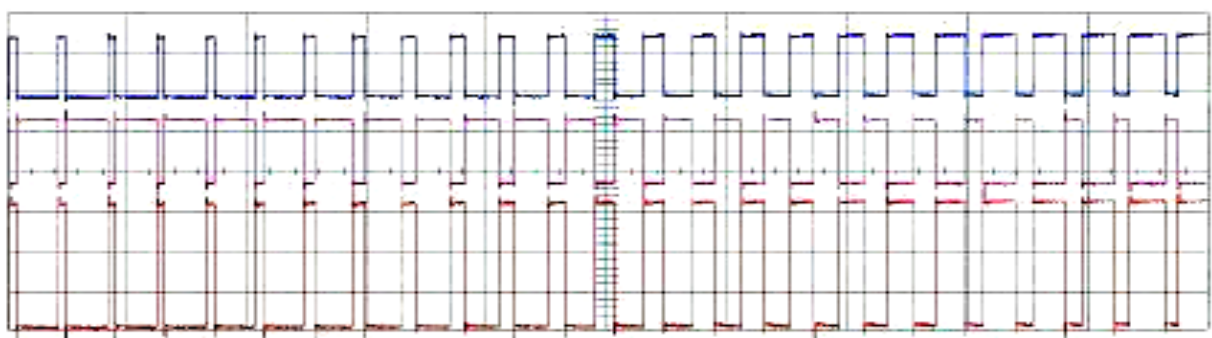
Dans un premier temps, les tests expérimentaux sont obtenus avec une charge inductive.



a – Le courant i_r et la tension v_r



b- La tension u_e et le courant i_r



c- Les signaux de sorties de commande bipolaire du DSP à 50 Hz

Fig. IV-8 (a, b, c) : Résultats expérimentaux sous un facteur de puissance unitaire

La figure IV-8 Montre les différentes formes d'ondes d'un redresseur à MLI à facteur de puissance unitaire contrôlée 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.

CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté d'une façon générale une description du DSP (TMS320LF2407) utilisé dans notre application, ainsi que les différentes cartes réalisées, et nous avons traité l'implémentation de l'algorithme du redresseur à MLI commandé par la stratégie SPWM.

Ces résultats expérimentaux obtenus sont conforme aux résultats de simulation réalisés au chapitre III. On peut dire on est arrivé à atteindre notre objectif.

- Imposer des formes d'ondes sinusoïdales pour le courant de phase.
- Facteur de puissance unitaire.

Conclusion générale

CONCLUSION GENERALE:

Dans ce travail nous nous sommes attachés à présenter les principes de fonctionnement d'un redresseur monophasé – triphasé à commutation commandée à structure dite "tension" associée à un réseau monophasé – triphasé d'impédance de court – circuit non négligeable, commandé par la technique de modulation de largeur d'impulsions, il s'agit de la stratégie triangulo-sinusoïdale.

Contrairement aux redresseurs classiques qui fonctionnent en abaisseurs de tension, ce redresseur permet d'avoir une tension à sa sortie supérieure à la tension d'alimentation. Ainsi, il fonctionne en élévateur de tension. L'amplitude de la tension de sortie est réglée par le paramètre du rapport cyclique pour la stratégie triangulo-sinusoïdale

Le problème de fonctionnement à facteur de puissance unitaire causé par les redresseurs classiques est résolu. En fait, la stratégie triangulo-sinusoïdale permet un tel fonctionnement par l'introduction d'un déphasage de l'onde de référence permettant de déterminer les instants de commutation des interrupteurs par rapport à la tension d'alimentation.

En faisant varier ce déphasage, le redresseur peut fonctionner à facteur de puissance variable. On arrive même avec le choix d'un déphasage négatif à inverser le sens d'écoulement de la puissance. Ainsi, le redresseur fonctionne en onduleur.

Le choix des techniques MLI pour la commande du redresseur réside essentiellement dans la possibilité de réduire le contenu harmonique qui perturbe d'une manière ou d'une autre le réseau d'alimentation. L'analyse harmonique faite a montré que comparativement à la commande pleine onde, la MLI introduit un déchet de tension qui est d'autant plus grand que le nombre d'impulsions est élevé, ce dernier est proportionnel à l'indice de modulation pour la stratégie triangulo-sinusoïdale . A

cause de ce déchet de tension, on ne peut ramener la tension à celle obtenue par la commande pleine onde.

L'augmentation de ces paramètres ne réduit pas le taux d'harmonique. En fait, la disparition de quelques harmoniques est accompagnée par l'apparition d'autres: En revanche, cette augmentation permet de repousser vers des fréquences élevées, ce qui facilite leur filtrage. Les pertes par commutation augmentent avec le nombre d'impulsions, le choix adéquat des éléments constituant les circuits d'aide à la commutation permet de réduire les durées de commutations sans endommager les semi-conducteur.

La simulation numérique faite sur le convertisseur débitant sur charge active et passive a permis de voir son comportement vis-à-vis des stratégies de modulation proposées.

La simulation numérique faite sur le convertisseur débitant sur charge active et passive a permis de voir son comportement vis-à-vis des stratégies de modulation proposées.

L'application d'une commande unipolaire ou bipolaire n'influe pas sur l'ordre de grandeurs des courants et des tensions mais sur leur forme d'onde.

Les amplitudes des grandeurs d'entrée et de sortie du redresseur dépendent du rapport cyclique pour la stratégie triangulo-sinusoidale. Par contre sa forme d'onde est affectée par l'indice de modulation.

Les résultats satisfaisants obtenus montrent que le redresseur remplace avec succès les redresseurs classiques, grâce aux performances qu'il présente (facteur de puissance unitaire, réduction de contenu harmonique).

En ce qui concerne la partie expérimentale, nous avons réalisé la partie puissance avec sa commande rapprochée, la carte de conditionnement, et la carte des capteurs.

L'algorithme développé en langage C a été implémenté avec succès dans le D.S.P, pour générer les signaux de commande, les sorties PWM de cet DSP ont été utilisées. Les premiers résultats expérimentaux obtenus sont très encourageants. En effet les

courants coté réseau sont sinusoïdaux, le facteur de puissance est unitaire. pour finir, on peut dire que le redresseur à MLI est un convertisseur propre.

Comme perspective nous proposons la poursuite de travail dans les domaines suivants :

- La réalisation d'un prototype de convertisseur AC/DC triphasé au laboratoire.
- Considérer un réseau au régime déséquilibré parce que en pratique ce régime est souvent présent.

Références

Bibliographiques

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [DEN 01]** : Contribution à l'étude des redresseurs à MLI à facteur de puissance unitaire « Application à la conduite de la machine asynchrone », H. DENOUN Thèse de magister, EMP ; 2001.
- [DEN 0]**: Contribution à l'étude des convertisseurs AC/DC à MLI à facteur de puissance unitaire, H.DENOUN, K. ALIOUANE, «Conférence international sur la productique, Alger, 2000 ».
- [DEN 11]**: "A.D.S.P (IMS320LF2407) based implementation of P.W.M for single-phase AC/DC bipolar converter with unity power factor". H.Denoun, N.Benamrouche, S.Hwidad, S.Meziani.S.Aitmamar. WSEAS Transactions en circuits, Issue 4, Vol 5, June 2011, pp.354-360.
- [ENJ 90]**: «Program PWM technique to eliminate harmonics a critical evaluation », P.N .ENJETI, P.D. ZIO GAS and J.F.LINDSAY. IEEE TRANS. On md, APPL, vol : 26, N°2, Mach / Apr1 90, PP 302-316.
- [GRE 82]**: «Implementation of pulse with mod inverter modulation strategies ». R.M.GREEN and J.T.BAYS. IEEE TRANS.Ind, APP, Vol: 1A-18, N°4, My, Jaune 82, pp 680-687.
- [GUE 03]** : “ 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, UMP. Alger 2003.
- [MAR 99]**: «Niveaux de pollution harmonique probables sur les réseaux français dans le future». JMartinon.J.Liaverbac. D. Boudou, REE .N°51 Mai 1999. PP. 74-79.
- [MUR 87]** “waveform distortion and correction circuit for PWM inverts with Switching lag-time”, Y.MIJRAI and T. WAFANABE, IEEE trans. On md. App, Vol 1A-23, N°5, Sept / Octobre 87, PP881-886.
- [NON 91]**: « contribution à l'étude d'un redresseur à MLI à perturbation minimale », P.NONNONS thèse de doctorat, 1991.
- [PIE 95]** : “Comparaison between PUM Voltage and crurent structures caractiristiques”. X. PIERRE and J.P.CAMBRONNE EPE JOURNAL, Vol 5, N° : 3, N° : 2 Septembre 1995.
- [ROL 98]**: “Instrumentation, Measurement technique. and analytical Tools in power Quality Studies”, Ronald. H. Simpson, IEEE Tran. On md., App. Vol 34, My/Jaune 1998, PP 0093-9994.
- [SEG 95]**: « Les convertisseurs de l'électronique de puissance. Volume 4 Conversion continu-alternatif», G. SEGUIER and F. LABRIQUE.
- [TZU 09]**: “digital control of boost PFC AC/DC converters with low THD and Fast Dynamic Response”. Yu_Tzunglin and Ving-VnTzou, IEEE IPEMC Conf. Rec. pp.672-1677, 2009.
- [WAN 06]**: « New digital control method for power factor correction », Wanfeng Zhang, Guangeng. Yan-Fci Liu and Bin Wu. IEEE Transactions on INDUSTRIAL ELECTRONICS Vol.53, no:3pp.987-990. 2006.

Résumé:

L'objectif de ce travail est l'étude et la réalisation d'un convertisseur AC/DC fonctionnant à facteur de puissance unitaire. Le convertisseur est commandé par la carte DSP TMS320LF2407, à savoir la stratégie triangulo-sinusoidale SPWM. Ainsi, un type de charge a été utilisé pour simuler le comportement du convertisseur à savoir une charge inductive. Un prototype de ce convertisseur a été réalisé au laboratoire, ce qui nous a permis de relever des résultats expérimentaux et de valider les résultats de simulation.

Mots clés:

Convertisseur AC/DC, modulation de largeur d'impulsions, facteur de puissance, harmoniques, Matlab Simulink, DSP TMS320LF2407.

Abstract:

The aim of this work is the study and realization of a DSP TMS 320LF2407 controlled AC/DC converter which operates at unit power factor, the converter is controlled by sinusoidal pulse width modulation strategy. Thus, inductive type of load is used to simulate the converter, an experimental prototype has been achieved in our laboratory with which experimental results are obtained and compared to those of simulations.

Key words:

Digital signal processor DSP (TMS 320LF2407), Matlab simulation, unit power factor, AC/DC converter, PWM modulation.