

**ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE  
UNIVERSITÉ DU QUÉBEC**

**PROJET D'APPLICATION PRÉSENTÉ À  
L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE**

**COMME EXIGENCE PARTIELLE  
À L'OBTENSION DE LA  
MAÎTRISE EN TECHNOLOGIE DES SYSTÈMES  
M. ING**

**PAR  
MAMADOU KABA BALDÉ**

**ÉTUDE D'UN REDRESSEUR DE FORTE PUISSANCE  
GÉNÉRANT UN MINIMUM D'HARMONIQUE SUR LE RÉSEAU  
ÉLECTRIQUE**

**MONTRÉAL, QUÉBEC, 15-07-1999**

**© droits réservés de Mamadou Kaba Baldé. 1999**



National Library  
of Canada

Acquisitions and  
Bibliographic Services

395 Wellington Street  
Ottawa ON K1A 0N4  
Canada

Bibliothèque nationale  
du Canada

Acquisitions et  
services bibliographiques

395, rue Wellington  
Ottawa ON K1A 0N4  
Canada

*Your file* *Votre référence*

*Our file* *Notre référence*

The author has granted a non-exclusive licence allowing the National Library of Canada to reproduce, loan, distribute or sell copies of this thesis in microform, paper or electronic formats.

The author retains ownership of the copyright in this thesis. Neither the thesis nor substantial extracts from it may be printed or otherwise reproduced without the author's permission.

L'auteur a accordé une licence non exclusive permettant à la Bibliothèque nationale du Canada de reproduire, prêter, distribuer ou vendre des copies de cette thèse sous la forme de microfiche/film, de reproduction sur papier ou sur format électronique.

L'auteur conserve la propriété du droit d'auteur qui protège cette thèse. Ni la thèse ni des extraits substantiels de celle-ci ne doivent être imprimés ou autrement reproduits sans son autorisation.

0-612-56016-3

**CE PROJET D'APPLICATION A ÉTÉ ÉVALUÉ**

**PAR UN JURY COMPOSÉ DE :**

- **M. Kamal Al-Haddad, Professeur-tuteur et professeur  
au Département de génie électrique à l'école de technologie supérieure**
- **M. Louis-A Dessaint, professeur-cotuteur et professeur  
au Département de génie électrique à l'école de technologie supérieure**
- **M. A. Chandra, professeur  
au Département de génie électrique à l'école de technologie supérieure**
- **M. Rachid Chafai,  
M.ing. NORTEL.**

**IL A FAIT L'OBJET D'UNE PRÉSENTATION DEVANT CE JURY ET UN PUBLIC**

**Le 12 JUILLET 1999**

**À L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE**

## **AVANT PROPOS**

Le travail que nous présentons dans ce projet a été réalisé par simulation dans le laboratoire du groupe de recherche en électronique de puissance et commande industrielle (GREPCI).

Je tiens avant tout à remercier sincèrement mes directeurs de recherche, monsieur Kamal Al-Haddad et monsieur Louis-A. Dessaint, tous professeurs à l'école de technologie supérieure, pour leurs remarques constructives, leurs encouragements ainsi que leurs nombreux conseils.

Je remercie aussi les membres de jury, monsieur A. Chandra, professeur à l'école de technologie supérieure et monsieur Rachid Chafai de Nortel.

Que la compagnie des bauxites de Guinée (C.B.G), à travers mes chefs hiérarchiques, soit assurée de ma profonde reconnaissance pour m'avoir permis d'effectuer ce stage de formation.

Monsieur F. Awad, pour m'avoir bien orienté et assisté durant ma formation et fait preuve de compréhension.

Je tiens également à remercier tous les membres du groupe de recherche en électronique de puissance et commande industrielle avec lesquels j'ai eu la chance de travailler et qui m'ont toujours fourni un grand support.

A toute ma famille et belle-famille pour leur soutien et encouragement durant ces années de formation.

Enfin, par ce qu'ils ont été patients et aimables, je tiens remercier ma charmante épouse, Mme Balde Fatimatou Barry et mon fils Ibrahima modibo Balde.

# ÉTUDE D'UN CONVERTISSEUR CA/CC DE FORTE PUISSANCE ET À FACTEUR DE PUISSANCE UNITAIRE

Mamadou Kaba Baldé

(Sommaire)

Une effervescence particulière est constatée dans le monde de l'électronique de puissance depuis quelques années s'agissant des derniers développements en matière de découpage à fréquence élevée, plus précisément, la conception et les performances des convertisseurs à faible pertes de commutation.

Cependant, il est clair que les convertisseurs CA/CC à faible ou grande puissance perturbent la source d'alimentation en y injectant des harmoniques et en consommant de la puissance réactive. Ce phénomène fait que le courant d'entrée n'est pas sinusoïdal, entraînant un certain déphasage avec la tension d'alimentation de telle sorte que le facteur de puissance diminue considérablement. Autre inconvénient majeur est que la fréquence de commutation est limitée par les pertes importantes engendrées au niveau des interrupteurs. Ces derniers sont soumis à des contraintes sévères dès lors que la puissance à transmettre dépasse quelques centaines de watts. Pour surmonter ces inconvénients, les convertisseurs à commutation douce utilisant le principe de modulation par largeur d'impulsion s'avèrent les mieux adaptés.

Dans ce projet d'application, nous avons élaboré une nouvelle loi de commande pour un convertisseur CA/CC afin d'optimiser son facteur de puissance ; une commutation douce des interrupteurs a aussi été réalisée grâce à un interrupteur auxiliaire synchronisé avec la commutation des interrupteurs principaux. Ainsi, l'élimination de toutes les harmoniques d'ordre inférieurs résultant de l'application de la loi de commande élaborée a permis d'obtenir un facteur de puissance unitaire. L'étude analytique de ce convertisseur ainsi que la simulation de fonctionnement de la commande présentées dans ce projet, permettront de les adapter pour une large gamme de puissance.

## ABSTRACT

A particular effervescence occurs in power electronics since the last few years concerning the last development in high frequency rectifier, more precisely, the design and the performances of low commutation rectifiers.

Meanwhile, it is well known that high and low cost power AC/DC rectifiers disturb the supply source by injecting harmonics and providing reactive power. Because of this phenomenon, the line current is no longer sinusoidal leading to a certain phase lag with the supply. The power factor is then considerably reduced. Another major drawback is that the commutation frequency is limited by the lost generated by the switches. The later are subjected to hard constraints as soon as the power transmitted exceed hundreds of watts. To overcome this drawback, soft switching rectifiers using the principle of Pulse Width Modulation (PMW) are the well adapted.

In this project, we propose a control strategy for AC/DC rectifiers that optimize the power factor. A soft commutation of the switches has been realized by using an auxiliary switch synchronized with the commutation of the main switches. We then obtain a unity power factor using the proposed control law by canceling low order harmonics. Analytic study of the rectifier and the simulation result of the functioning of the control strategy are presented.

## TABLE DES MATIERES

	<b>Page</b>
AVANT PROPOS .....	iii
SOMMAIRE .....	v
ABSTRACT .....	vi
TABLE DES MATIERES .....	vii
LISTE DES FIGURES .....	ix
LISTES DES ABREVIATIONS ET SIGLES .....	xii
INTRODUCTION .....	1
CHAPITRE 1 : ASPECT FONCTIONNEL D'UN CONVERTISSEUR .....	3
1.1 Introduction .....	3
1.2 Cellule élémentaire de commutation .....	4
1.3 Commutation naturelle .....	7
1.4 Commutation forcée .....	7
1.4.1 Commande à la fermeture / ouverture .....	8
1.4.2 Pertes par commutation .....	11

	Page
1.5 Réseaux d'aide à la commutation .....	12
1.5.1 Principe des réseaux d'aide à l'ouverture .....	12
 CHAPITRE 2 : ANALYSE DU FONCTIONNEMENT DU CONVERTISSEUR ....	 19
2.1 Introduction .....	19
2.2 Description de la topologie du convertisseur .....	22
2.3 Séquence de fonctionnement du convertisseur en mode redresseur .....	22
2.4 Loi de commande .....	26
2.5 Dimensionnement .....	29
2.5.1 Dimensionnement des inductances d'entrée .....	30
2.5.2 Dimensionnement de la capacité de sortie .....	30
2.5.3 Calcul des pertes de conduction et de commutation .....	31
2.6 Élaboration des signaux de commande .....	32
2.7 Simulation utilisant Powerlib .....	35
 CHAPITRE 3 : REDRESSEUR AVEC CIRCUIT D'AIDE À LA COMMUTATION.	 49
3.1 Introduction .....	49
3.2 Étude du circuit proposé .....	53
3.3 Commutation des interrupteurs .....	55
3.4 Intervention du circuit auxiliaire .....	55
3.5 Considération du design du circuit auxiliaire .....	58
3.6 Calcul des pertes de conduction et de commutation .....	61
3.7 Simulation .....	62
 CONCLUSION GÉNÉRALE .....	 75

## LISTE DES FIGURES

		<b>Page</b>
Figure 1.1	Cellule élémentaire de commutation.....	5
Figure 1.2	Les modes de commutation possible dans la cellule.....	5
Figure 1.3	Représentation simplifiée pour la fermeture.....	9
Figure 1.4	Différentes commandes.....	11
Figure 1.5	Commutation à l'ouverture avec circuit d'aide à la commutation..	15
Figure 1.6	Analyse du réseau de protection pour $\tau > t_f$ .....	17
Figure 1.7	Analyse du réseau de protection pour $t_f > \tau$ .....	18
Figure 2.1	Convertisseur PWM triphasé .....	21
Figure 2.2	Séquences de fonctionnement .....	24
Figure 2.3	Forme d'onde de tension désirée .....	27
Figure 2.4	Vecteur d'espace de modulation .....	32
Figure 2.5	Diagramme blocs logique d'amorçage des interrupteurs d'une cellule .....	33
Figure 2.6	Chronogramme des impulsions de commande .....	34
Figure 2.7	Signal de commande de Sap par rapport à la tension de référence	34
Figure 2.8	Schéma bloc de la simulation de tout le système .....	35
Figure 2.9	Bloc de mesure des tensions de phase .....	36
Figure 2.10	Bloc contrôleur .....	37
Figure 2.11	Pont principal du convertisseur CA / CC .....	38
Figure 2.12	Courants de phases sous la pleine charge .....	39
Figure 2.13	Tension et courant de la phase a sous la pleine charge .....	39
Figure 2.14	Commutation de Sap sous la pleine charge .....	40

	Page
Figure 2.15	Courant de référence et mesuré de la phase a ..... 40
Figure 2.16	Tension de sortie sous la pleine charge ..... 41
Figure 2.17	Courant de charge sous la pleine charge ..... 41
Figure 2.18	Courants de phases sous 0.75 fois la puissance ..... 42
Figure 2.19	Tension et courant de la phase a sous 0.75 fois la puissance ..... 42
Figure 2.220	Tension de sortie sous 0.75 fois la puissance ..... 43
Figure 2.21	Courant de charge sous 0.75 fois la puissance ..... 43
Figure 2.22	Courants de phases sous 1.25 fois la puissance ..... 44
Figure 2.23	Tension et courant de la phase a sous 1.25 fois la puissance ..... 44
Figure 2.24	Tension aux bornes de la charge sous 1.25 fois la puissance ..... 45
Figure 2.25	Courant dans la charge sous 1.25 fois la puissance ..... 45
Figure 2.26	Contenu harmonique sous la pleine charge ..... 46
Figure 2.27	Contenu harmonique sous 0.75 fois la puissance ..... 46
Figure 2.28	Contenu harmonique sous 1.25 fois la puissance ..... 47
Figure 3.1	Schéma du convertisseur RDCL ..... 51
Figure 3.2	Schéma du convertisseur ACRDCL..... 51
Figure 3.3	Schéma du convertisseur RDCL & ACRDCL ..... 52
Figure 3.4	Schéma du convertisseur ARCP ..... 52
Figure 3.5	Redresseur triphasé PWM à commutation ZVT ..... 53
Figure 3.6	Différents états de la cellule de commutation ..... 57
Figure 3.7	Schéma blocs de simulation avec circuit d'aide à la commutation .. 63
Figure 3.8	Circuit de commande de Sap et San ..... 64
Figure 3.9	Circuit de commande de l'interrupteur auxiliaire ..... 64
Figure 3.10	Courants de phases sous la pleine charge ..... 65
Figure 3.11	Tension et courant de la phase a sous la pleine charge..... 66
Figure 3.12	Courants dans les inductances auxiliaires sous la pleine charge..... 67
Figure 3.13	Commutation de Sap sous la pleine charge .....67

	Page
Figure 3.14	Tension de sortie sous la pleine charge ..... 68
Figure 3.15	Courants de référence et mesuré de la phase a sous la pleine charge.68
Figure 3.16	Courant dans la charge sous la pleine charge ..... 69
Figure 3.17	Courants de phases sous 0.75 fois la puissance .....69
Figure 3.18	Courant et tension de la phase a sous 0.75 fois la puissance ..... 70
Figure 3.19	Tension de sortie sous 0.75 fois la puissance..... 70
Figure 3.20	Courant de sortie sous 0.75 fois la puissance ..... 71
Figure 3.21	Courants de phases sous 1.25 fois la puissance..... 71
Figure 3.22	Tension et courant de la phase a sous 1.25 fois la puissance 72
Figure 3.23	Tension de sortie sous 1.25 fois la puissance ..... 72
Figure 3.24	Courant dans la charge sous 1.25 fois la puissance ..... 73

## LISTE DES SYMBOLES

BJT	Transistor bipolaire de jonction
$t$	Temps de charge du condensateur du circuit d'aide à la commutation
C	Condensateur du circuit d'aide à la commutation
$C_f$	Condensateur du filtre de sortie
CA	Continu-alternatif
CC	Continu-continu
$D_{an, bn, cn, ap, bp, cp}$	Diodes du pont principal
$D_{ax, bx, cx}$	Diodes du circuit d'aide à la commutation
F	Fréquence de l'harmonique fondamentale
GREPCI	Groupe de recherche d'électronique de puissance et commande industrielle
Hz	Hertz, unité de fréquence
$i_{a, b, c}$	Courants de phases
$i_{ax, bx, cx}$	Courants dans les inductances auxiliaires
$i_{cp}$	Courant dans le condensateur de commutation
IGBT	Transistor bipolaire à grille isolée
$i_{k1, k2}$	Courant dans le premier et deuxième interrupteur d'une cellule
$I_M$	Courant moyen
$I_r$	Courant de résonance du circuit d'aide à la commutation
$I_x$	Courant de commutation crête
K1,2	Interrupteur d'une cellule de commutation
L	Inductance de ligne
MATLAB	Logiciel de calcul et de simulation
MOSFET	Transistor à effet de champs
$P_T$	Pertes intrinsèques des semi-conducteurs

$P_0$	Puissance de sortie
POWERLIB	Logiciel de simulation des systèmes électriques utilisant des blocs fonction
$R_{ch}$	Résistance de la charge
RDCL	
$S_{ap}, S_{an}$	Interrupteurs du premier bras d'un convertisseur
$S_{bp}, S_{bn}$	Interrupteurs du deuxième bras d'un convertisseur
$S_{cp}, S_{cn}$	Interrupteur du troisième bras
SIMULINK	Logiciel de simulation utilisant des fonctions en blocs
$T_c$	Temps de charge du circuit d'aide à la commutation
$T_d$	Temps de décharge du circuit d'aide à la commutation
$T_r$	Temps de résonance du circuit d'aide à la commutation
$T_x$	Temps total de commutation

## INTRODUCTION GÉNÉRALE

Le domaine de l'électronique de puissance a pris une importance dans tous les secteurs de l'industrie. Et les recherches dans l'objectif de faire évoluer davantage la technologie des semi-conducteurs et le rôle de l'électronique de puissance sont loin d'être saturées.

L'une des tendances dominantes de l'électronique de puissance est la montée en fréquence. Rendue possible par des semi-conducteurs de puissance de plus en plus rapides. Cette élévation de la fréquence interne de fonctionnement des convertisseurs permettent d'alléger les éléments passifs et d'obtenir de meilleure performance dynamique. Cela explique l'intérêt porté à la Modulation de largeur d'impulsion d'une part, à la résonance d'autre part.

Lorsqu'on utilise la Modulation de largeur d'impulsion, les »interrupteurs « sont à ouverture et fermeture commandée : ils doivent assurer de rapides établissements du courant et de rapides coupures. Il faut ajouter des «adoucisseurs », appelés circuit d'aide à la commutation pour adoucir la montée du courant à la fermeture et à la montée de la tension à l'ouverture. Ces circuits auxiliaires ne vont pas sans poser de problèmes au point de vue réalisation et pertes.

Avec la résonance, on peut utiliser la commutation douce. L'ouverture (la fermeture) des interrupteurs se fait spontanément sans contrainte sur les semi-conducteurs par passage naturel du courant (de tension ) par zéro. Il ne reste qu'une commutation commandée, la fermeture (l'ouverture ), et son adoucissement peut alors être particulièrement aisé et efficace.

Afin que le rendement des convertisseurs soit le plus élevé possible, les pertes dans les interrupteurs doivent être minimisées. Pour cela, les interrupteurs doivent présenter à l'état passant, une chute de tension (ou une résistance passante ) le plus faible possible, et à l'état bloqué un courant de fuite négligeable.

Très généralement, un convertisseur statique est une interface entre deux sources d'énergie électriques. Sa vocation première est donc de permettre de contrôler le transfert d'énergie entre ces deux sources selon différents critères qui dépendent de la nature de ces sources et des exigences de l'application.

C'est dans ce cadre que s'inscrit ce projet visant l'étude d'un redresseur de forte puissance générant un minimum d'harmoniques sur le réseau électrique.

Les objectifs visés dans le cadre du projet sont :

1. Études de plusieurs topologies des convertisseurs redresseurs monophasés et triphasés générant le minimum de bruits et d'harmoniques sur le réseau électrique ;
2. Travailler à la mise au point d'une topologie capable de fournir une puissance de 25 KW sur une charge résistive;
3. Faire la conception et simulation du système d'alimentation au complet.

Dans un premier temps, nous aborderons les notions de commutation et les réseaux d'aide à la commutation ainsi que la notion de perte par commutation. Après ces considérations d'ordre général, nous proposerons une étude basée sur la conception d'un redresseur sans et avec circuit d'aide à la commutation. Par la suite, nous ferons le design du redresseur retenu. Suivront, ensuite, les résultats des simulations. Et pour

terminer, nous donnerons la liste de principales bibliographies qui ont permis de réaliser ce projet.

# **CHAPITRE 1**

## **ASPECT FONCTIONNEL D'UN CONVERTISSEUR**

### **1.1. Introduction**

Les convertisseurs statiques sont des circuits électriques principalement constitués de semi-conducteurs fonctionnant en commutation (interrupteur) et permettant, par des séquences convenables de fonctionnement de ces derniers, un transfert d'énergie entre un générateur (source d'entrée) et un récepteur (source de sortie) possédant des caractéristiques électriques différentes.

Lorsque ces commutations s'effectuent à forte puissance, elles doivent obligatoirement être à faibles pertes relatives ; non seulement pour des raisons de rentabilité (rendement) mais surtout parce qu'il est alors exclu que les composants électroniques utilisés puissent dissiper sans risque un pourcentage non négligeable de la puissance mise en jeu.

Pour réaliser les conversions recherchées, il faudra de plus que les composants passent d'un état à l'autre au cours de transitions rapides et peu dissipatrice, c'est à dire en respectant leurs contraintes thermiques.

Pour généraliser ces notions de commutation, les concepteurs de la méthode ont été amenés à s'appuyer sur l'architecture d'une cellule que l'on peut retrouver dans tous les dispositifs de conversion. ( fig.1.1).

## **1.2. Cellule élémentaire de commutation :**

La cellule élémentaire de commutation est l'élément de base minimal de tout convertisseur statique dont le fonctionnement se décompose en une succession de séquences élémentaires [ 8 ].

A chaque séquence élémentaire correspond un réseau électrique différent du précédent, obtenue par la modification de l'interconnexion des différentes branches actives (voir Figure 1.1).

Le contrôle des échanges d'énergie entre la source de tension et celle de courant est rendu possible grâce à la commande des interrupteurs  $k_1$  et  $k_2$ .

Les deux commutations possible dans la cellule :

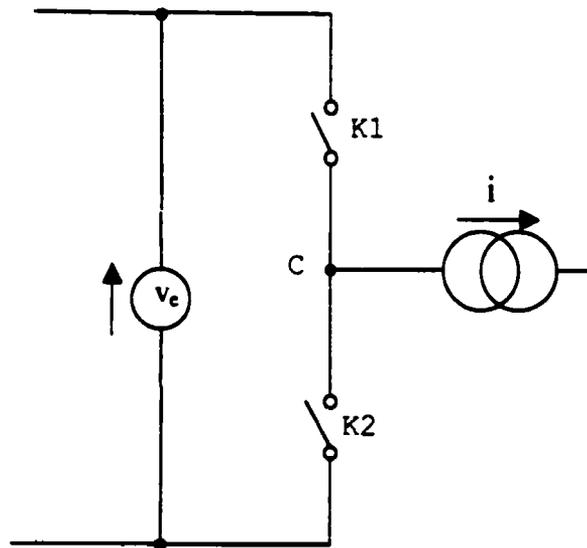
- a- Commande à l'amorçage
- b- Commande au blocage.

D'un point de vue dynamique, dans une cellule élémentaire de commutation, la commutation est provoquée par le changement d'état commandé de l'un des interrupteurs, entraînant spontanément le changement d'état complémentaire de l'autre.

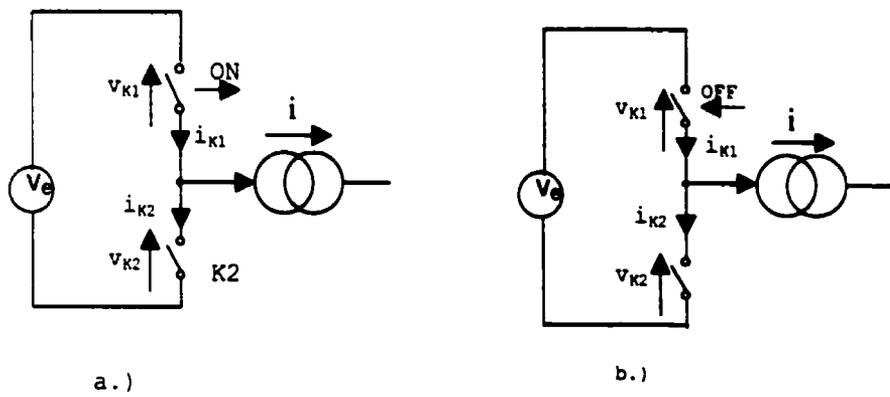
Deux modes de commutation sont envisageables :

- Commutation par commande à l'amorçage de l'interrupteur ouvert (figure 1.2a),
- Commutation par commande au blocage de l'interrupteur fermé (figure 1.2b).

Tout d'abord, sur le plan de la commande,  $K_1$  et  $K_2$  ne peuvent être ni ouverts ni fermés simultanément car cela correspondrait respectivement à l'ouverture d'une source de courant et au court-circuit d'une source de tension. Ces interrupteurs sont a priori quelconques (d'où leur représentation).



**Figure 1.1. Cellule élémentaire de commutation**



**Figure 1.2 Les deux modes de commutation possible dans la cellule**

$$v_{k1} + v_{k2} = v_e \quad (1.1)$$

$$i_{k1} - i_{k2} = i$$

- ( $K_1$  fermé,  $K_2$  ouvert) entraîne:

$$v_{k1} = 0$$

$$i_{k1} = i \quad (1.2)$$

$$i_{k2} = 0$$

$$v_{k2} = v_e$$

- ( $K_1$  ouvert,  $K_2$  fermé) entraîne :

$$v_{k1} = v_e$$

$$i_{k1} = 0$$

$$v_{k2} = 0 \quad (1.3)$$

$$i_{k2} = -i$$

Il est possible de faire apparaître dans ce qui suit, des notions liées au changement d'état, donc à la commutation. La première des observations que nous ferons ici concerne l'origine du changement d'état : elle peut être de deux natures :

- Action sur la commande de l'interrupteur. On parlera de commutation commandée;
- L'évolution des grandeurs électriques dans le circuit, indépendamment de l'interrupteur et qui induisent le changement d'état (annulation d'un courant ou d'une tension). On parlera alors de commutation spontanée.

Dans les paragraphes qui vont suivre, nous tenterons de faire le lien entre les contraintes aussi fondamentales qu'incontournables imposés par les circuits extérieurs et le comportement des interrupteurs réels qui seront réalisés à l'aides des composants à semi-conducteurs. Les différentes observations qui résulteront de cette analyse nous conduirons à chercher des moyens pour réduire les contraintes sur les composants. Nous leur associerons alors un environnement à même de remplir cette fonction.

### **1.3. Commutation naturelle :**

On qualifie de convertisseur à commutation naturelle, tout convertisseur dont l'organisation permet de remplir les conditions nécessaires à la commutation spontanée (soit à la fermeture, soit à l'ouverture) des interrupteurs qui la constituent. Ainsi pour cette commutation spontanée, les pertes associées sont nulles.

Par définition, on désigne par «convertisseur direct fonctionnant en commutation naturelle » un convertisseur ne mettant en œuvre que des interrupteurs, chacun de ces interrupteurs possédant au plus une commutation commandée et au moins une commutation spontanée pouvant être différente d'une commutation à l'autre. La commutation naturelle exclut donc l'utilisation d'interrupteur entièrement commandée.

L'expression «commutation douce » se justifie par le fait que ces interrupteurs qui possèdent une commutation commandée et une commutation spontanée, peuvent être munis de circuits d'aide à la commutation non dissipatifs (une inductance série pour la commande à l'amorçage, un condensateur en parallèle pour la commande au blocage) et que les pertes par commutation sont alors très réduites.

Indiquons également que dans la littérature anglo-saxonne, les termes consacrés sont ZCS (Zero-Curent-Switching) pour la commutation spontanée de blocage, et ZVS (Zero-Voltage-Switching) pour la commutation spontanée d'amorçage.

#### **1.4. Commutation forcée:**

La caractéristique statique courant – tension d'un interrupteur est insuffisante pour décrire ses propriétés dynamiques, c'est à dire à la manière selon laquelle l'interrupteur passe de l'état bloqué à l'état passant et réciproquement. La caractéristique dynamique de commutation est la trajectoire suivie par le point de fonctionnement de l'interrupteur pendant la commutation de ce dernier. Un interrupteur pouvant être fermé ou ouvert, il possède donc deux caractéristiques dynamiques de commutation d'ouverture et de fermeture.

Contrairement à la caractéristique statique, celle dynamique n'est pas une propriété intrinsèque de l'interrupteur, mais elle dépend des contraintes imposées par le circuit extérieur.

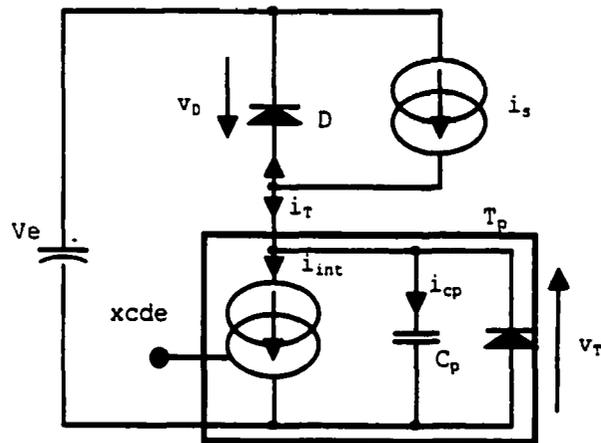
Il faut noter que dans la commutation forcée, l'interrupteur agit sur le circuit extérieur. Dans ces conditions, l'élément peut subir des contraintes sévères qui dépendent de la caractéristique dynamique suivie. Si le temps de commutation est long, ainsi que la fréquence de répétition, les pertes joules peuvent être importantes.

##### **1.4.1 Commande à la fermeture / ouverture :**

Pour la phase de fermeture, la figure 1.3 représente le schéma équivalent des interrupteurs commandés que nous nous proposons d'utiliser.

La forme de cette représentation se justifie à partir des éléments suivants :

- Tout composant à semi-conducteur commandé porte en lui un caractère de générateur de courant commandé qui peut se manifester tant que la notion de saturation ou de charges stockées n'est pas introduite.



**Figure 1.3 Représentation simplifiée pour la fermeture**

- Les parasites existent dans tous les composants de puissance (capacité de diffusion et de transition) et présentent généralement des valeurs très significatives.
- La diode antiparallèle, supposée ici parfaite, est indispensable pour rendre compte de l'effet de saturation du composant.

Ainsi, de la figure 1.3 nous pouvons déduire :

$$i_s - i_D = i_{int} + i_{cp} = i_T \quad (1.4)$$

$$v_e = -v_D + v_T$$

Décrivons le fonctionnement de la cellule ainsi représenté à la figure 1.3 en supposant que la diode D est parfaite. Les conditions initiales de cette phase (de fermeture) correspondent à la conduction du courant  $i_s$  par la diode D. L'interrupteur est donc bloqué, avec  $v_T = v_e$ .

Lorsque le générateur interne est commandé, une première phase apparaît, pendant laquelle il y a conduction simultanée de D et  $T_p$ . À travers l'équation aux tensions qui imposent la cellule, la conduction de D entraîne toujours  $v_T = v_e$ .

Comme  $v_T$  n'évolue pas, le courant  $i_{cp}$  est nul. Lorsque  $i_D$  s'annule la diode D se bloque et le courant  $i_T$  a atteint la valeur  $i_s$  imposé par la cellule. Le générateur interne sert alors à décharger la capacité  $C_p$ , ce qui induit une forme parabolique de la tension  $V_T$  puisque :

$$C_p \cdot dv_T/dt = i_s \cdot i_{int}, \text{ avec } i_{int} \text{ de forma linéaire.}$$

À capacité parasite donné, on constate donc que la vitesse de variation de  $v_T$  sera d'autant plus grande que  $i_{int}$  évoluera rapidement.

- La forme des variations de tension dans la cellule, à la fermeture, dépendra essentiellement de la nature de l'interrupteur et de sa commande,
- Cette même forme à l'ouverture, dépendra toujours du composant (capacité parasite) mais également du courant de charge de la cellule,

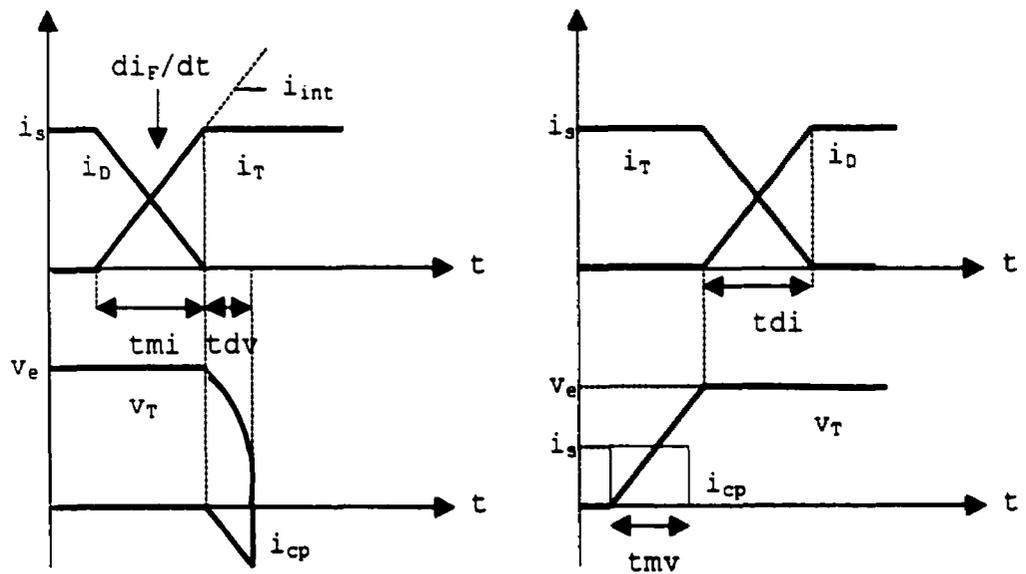
À l'observation des courbes, tant à l'ouverture qu'à la fermeture (Figure 1.4), l'existence de perte par commutation dans l'intérieur apparaît de façon évidente, puisque la puissance instantanée dans ce dernier est toujours positive sur la période de fonctionnement.

#### **1.4.2 Pertes par commutation :**

La représentation des deux phases de commutation (figure 1.4) nous permet d'exprimer qualitativement ces pertes par commutation.

- Perte intrinsèque correspondant aux phases pendant lesquelles le courant  $i_T$  varie [9].

$$P_T = \frac{1}{2} I_s V_e t_{mi} F + \frac{1}{2} I_s V_e t_{di} F \quad (1.6)$$



a.) Commande à la fermeture    b.) Commande à l'ouverture

**Figure 1.4 Formes d'ondes courant / tension dans une cellule de commutation**

- Parallèlement, l'existence de  $C_p$  introduit obligatoirement un terme de pertes supplémentaire lorsqu'il y a commande de fermeture. L'énergie stockée dans  $C_p$  est dissipée dans cet interrupteur lors de la commande de fermeture.

Si l'on choisit comme origine des temps l'instant initial de la décharge, l'analyse de la décharge de  $C_p$  conduit aux équations suivantes :

$$i_{\text{int}} = i_s + \frac{di}{dt}t \Rightarrow V_T(t) = v_e - \frac{di_F}{dt} * \frac{t^2}{2C} \quad (1.7)$$

De cette seconde équation, on peut déduire l'expression du temps de décharge :

$$t_{dv} = \sqrt{\frac{2C_p v_e}{\frac{di_F}{dt}}} \quad (1.8)$$

À partir de là, il est possible de calculer la puissance moyenne dissipée dans l'interrupteur pendant cette phase de décharge [9] :

$$P_{Fcp} = F \int_0^{t_{dv}} i_{int}(t) v_T(t) dt = F \int_0^{t_{dv}} \left( i_S + \frac{di_F}{dt} t \right) \left( V_e - \frac{di_F}{dt} \cdot \frac{t^2}{2C_p} \right) dt \quad (1.9)$$

Qui mène finalement à :

$$P_{Fcp} = \frac{1}{2} C_p v_e^2 F \left[ 1 + \frac{4}{3} \sqrt{\frac{2i_S^2}{C_p v_e \frac{di_F}{dt}}} \right] \quad (1.10)$$

### **1.5 Réseaux d'aide à la commutation :**

Les réseaux d'aide à la commutation sont des circuits passifs composés de diode, résistances, et d'impédances (inductance ou condensateur) capables de stocker momentanément de l'énergie.

Ils ont pour but :

- A- de diminuer les pertes dans le transistor pendant la durée de la commutation.
- B- de déformer le diagramme de fonctionnement, de façon à l'inscrire plus facilement dans l'aire de sécurité en commutation.
- C- d'améliorer la fiabilité.

### 1.5.1 Principe des réseaux d'aide à l'ouverture :

Pour illustrer ce principe, nous allons examiner la commutation à l'ouverture sur une charge inductive présentée à la figure 1.5. [11].

Le condensateur est l'élément de base de ce réseau (une diode et une résistance évitent de décharger brutalement toute l'énergie contenue dans le condensateur au moment de la fermeture du transistor). Le courant reste constant dans la charge durant toute la commutation.

Dans une première phase, (t1-t2), le courant dans le transistor décroît et le courant dans le condensateur croît (de façon telle que la somme reste constante). La tension, aux bornes du condensateur, atteint en de charge une valeur  $v_0$  telle que :

$$cv_0 = \int_0^{t_f} i dt \quad (1.11)$$

$$v_0 = \frac{I_M t_f}{2C}$$

Dans une deuxième phase (t2-t3), le condensateur se charge jusqu'à la tension  $V_M$ . C'est pendant la troisième phase (t3-t4) que se produit la commutation entre le condensateur et la diode de récupération D2. Schématiquement, on peut dire que la mise en place du réseau de protection diminue les contraintes subies par le transistor en les reportant sur le condensateur qui est, lui, un organe passif.  $\tau$  étant le temps nécessaire pour charger le condensateur et  $K$  le rapport :  $K = \tau / t_f$  ( $K > 1$ ), on démontre que l'énergie dissipée dans le transistor est donnée par [11] :

$$W_{T0} = \int_0^{t_f} V i dt = \frac{V_M I_M t_f}{2} \quad (1.12)$$

$$W_{T0} = \frac{V_M I_M t_f}{2} * \frac{1}{6(2K-1)} \quad (1.13)$$

En faisant une analyse du fonctionnement du réseau de protection à l'ouverture avec la supposition suivantes (voir Figure 1.6) :

$$K = \frac{\tau}{t_f} \quad (1.14)$$

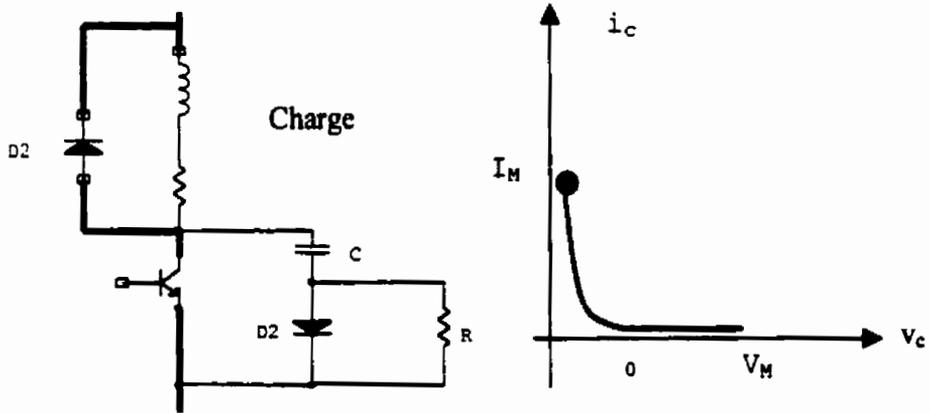
Où  $\tau$  est le temps mis pour charger le condensateur du réseau de protection. Nous pouvons faire deux suppositions :

- pour  $\tau > t_f$ :

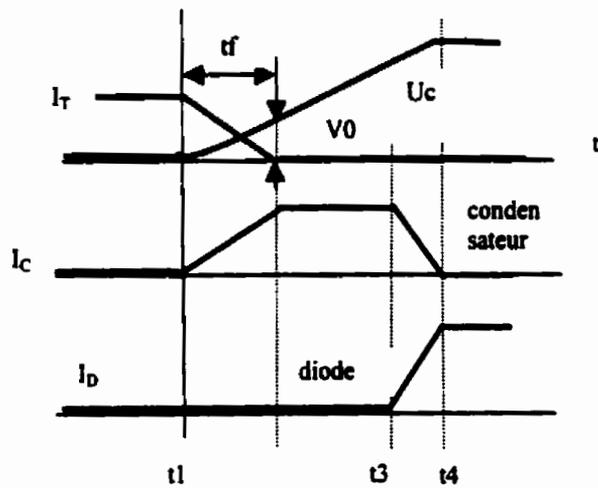
On supposera que le courant décroît linéairement. Pendant la décroissance du courant, la tension aux bornes du transistor croit suivant la loi [11] :

$$V = V_0 \left(\frac{t^2}{t_f}\right) = \frac{I_M t_f}{2C} \left(\frac{t^2}{t_f}\right) \quad (1.15)$$

$$V_0 = \frac{I_M t_f}{2C} \quad (1.16)$$



a.) Allure type de la commutation dans le plan  $i_c = f(V_c)$



b.) Formes d'ondes des courants et tensions aux bornes de l'interrupteur

**Figure 1.5 Commutation à l'ouverture avec réseau d'aide**

Le courant est donné par :  $i = I_M \left(1 - \frac{t}{t_f}\right)$  (1.17)

Donc :

$$W_{T0} = \int_0^{t_f} v i dt = \int_0^{t_f} \frac{I_M^2 t_f}{2C} \left(1 - \frac{t}{t_f}\right) dt = \frac{I_M^2 t_f^2}{2C} * \frac{1}{12}$$
 (1.18)

Si l'on avait calculé W en fonction de Vo, on aurait :

$$W_{T0} = \frac{V_0 I_M t_f}{2} * \frac{1}{12}$$
 (1.19)

C'est à dire que pour une même tension en fin de commutation, on dissipe 12 fois moins d'énergie avec un réseau correcteur. Et l'énergie perdue dans le condensateur est donnée par :

$$W_{C0} = \frac{1}{2} C V_M^2$$
 (1.20)

- pour  $t_f > \tau$  :

Dans ce cas, on se servira de la figure 1.7

de 0 à  $\tau$  :

$$i = I_M \left(1 - \frac{t}{t_f}\right)$$
 (1.21)

$$V = V_M \left(\frac{t}{\tau}\right)^2$$
 (1.22)

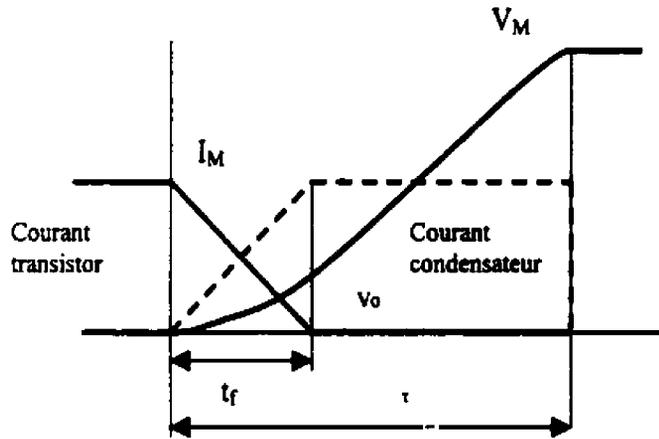


Figure 1.6 Analyse du réseau de protection pour  $\tau > t_f$

de  $\tau$  à  $t_f$ :

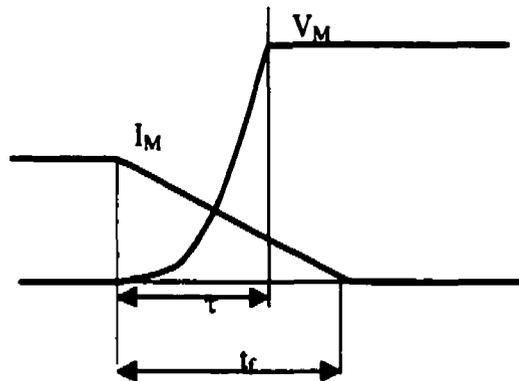
$$i = I_M \left(1 - \frac{t}{t_f}\right) \quad (1.23)$$

$$V = V_M \quad (1.24)$$

$$W_{T0} = \int_0^{t_f} i v dt + \int_{t_f}^{\tau} i v dt \quad (1.25)$$

$$W_{T0} = \frac{V_M I_M t_f}{2} \left(1 - \frac{4K}{3} + \frac{K^2}{2}\right) \quad (1.26)$$

$$W_{T0} = \frac{V_M I_M t_f}{2} \left(1 - \frac{4K}{3} + \frac{K^2}{2}\right) \quad (1.27)$$



**Figure 1.7** Analyse du réseau de protection pour  $t_f > \tau$

Dans notre application, pour une tension  $V = 800$  volts et un courant de charge  $I_{ch} = 34.7$  A et une fréquence de fonctionnement de 50 kHz, nous estimons que les pertes dans une cellule peuvent atteindre 1 249.2 Watts. D'où la nécessité de faire recourt à une cellule de commutation afin de déplacer les pertes de l'interrupteur lui même vers d'autres circuits qui sera décrite dans le chapitre 3.

### Conclusion

Le survol de ces notions de commutation va nous permettre d'aborder le chapitre suivant qui consistera à l'analyse et la conception d'un convertisseur triphasé. Il ressort de cette étude que l'utilisation de circuits d'aide à la commutation tant à l'ouverture qu'à la fermeture dans un convertisseur permet d'améliorer la fiabilité de ce dernier.

## **CHAPITRE 2 :**

### **ANALYSE DU FONCTIONNEMENT DU CONVERTISSEUR**

#### **2.1. Introduction :**

Dans ce chapitre nous étudierons un convertisseur triphasé du type courant alternatif – courant alternatif sans circuit d'aide à la commutation. Le premier sujet principal abordé sera l'étude des séquences de fonctionnement et par la suite, l'élaboration d'une loi de commande pour le convertisseur afin d'assurer un fonctionnement à facteur de puissance unitaire. Cette loi de commande aura une relation entre la fréquence de fonctionnement du convertisseur et le courant du réseau d'alimentation afin d'éliminer le contenu harmonique de courant soutiré du réseau. Le deuxième sujet sera celui du dimensionnement des composants du convertisseur pour un fonctionnement à 25 kW. De plus, une simulation à l'aide de Powerlib (bibliothèque développée par le GREPCI) et fonctionnant sous l'environnement du logiciel MATLAB sera réalisée.

Rappelons que le développement rapide de la technologie de l'information et l'introduction de la loi de contrôle rigoureux des harmoniques de pollution ont conduit à une demande de haute qualité sans cesse grandissante, tant sur le plan économique que sur le plan efficacité énergétique.

Ainsi, le mode de fonctionnement et les caractéristiques des convertisseurs sont fortement influencés par le mécanisme de commutation utilisée.

Dans plusieurs applications, il est souhaitable d'avoir un redresseur / onduleur contrôlé ayant les fonctions suivantes :

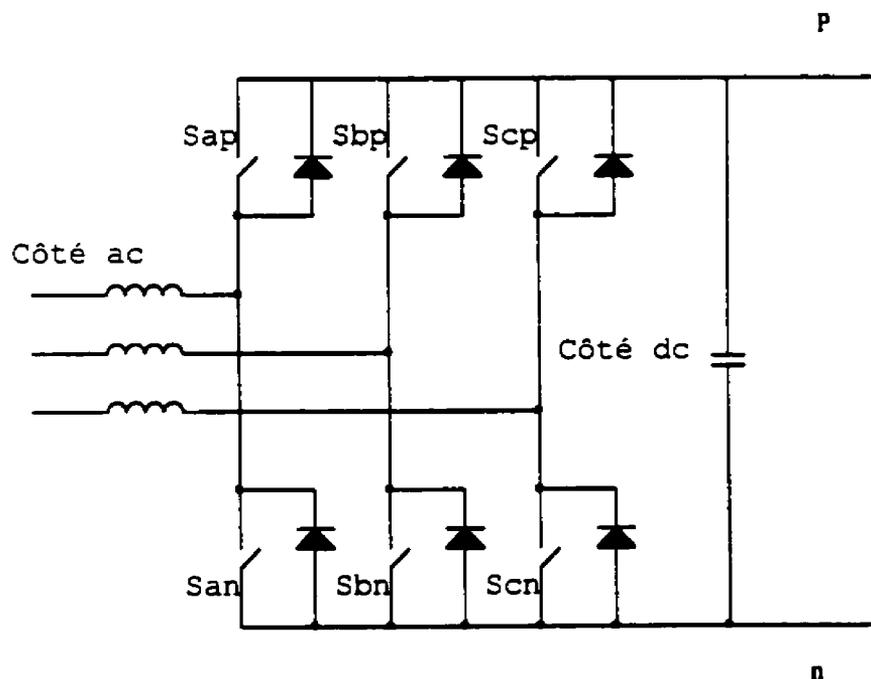
- des tension et des courants régulés et sans distorsion autant du côté courant continu qu'alternatif ;
- un nombre minimum de composants ayant des pertes et contraintes de commutation minimales;
- des courants et contraintes de tension plus faibles que possible;
- une haute efficacité;
- une haute densité de puissance;
- une faible interférence électromagnétique.

Pour une application de haute puissance, un redresseur élévateur de tension (Boost) triphasé PWM ou un onduleur abaisseur triphasé tel que montré à la figure 2.1 est la topologie la plus fréquemment utilisée [1]. Toute fois, ces circuits souffrent de pertes de commutation élevées et d'important problème avec le recouvrement inverse des diodes du pont. On peut réduire la dimension des composants réactifs en augmentant la fréquence de commutation. Mais ceci se traduit par une augmentation des pertes de commutation.

Le plus grand problème rencontré dans la conception et le fonctionnement des convertisseurs PWM est la perte résultante de la commutation, la quelle limite la fréquence maximale de commutation pour un ratio de puissance donnée.

Cette nécessité réduit de manière significative la possibilité d'obtenir une fine résolution dans la synthèse des ondes d'entrée et de sortie pour un haut niveau de puissance par ce que la fréquence pouvant être atteinte est rarement plus élevée que la fréquence de ces ondes. Donc, ces méthodes de contrôle augmentent les pertes de commutation à l'ouverture (turn-off) ainsi que la complexité de contrôle.

Dans les topologies des redresseurs et des onduleurs à commutation avec pertes, le principal problème est le blocage des diodes du pont. Lorsqu'une diode dans un des bras du convertisseur conduit, la fermeture de l'interrupteur dans le même bras provoque l'accumulation de toute la tension aux bornes de cette diode. Ceci produit une pointe de courant dans la diode et dans l'interrupteur à cause du phénomène de recouvrement inverse. Ce courant est généralement d'une grande amplitude. Il contribue significativement aux pertes de commutation et aux pertes de conduction, aux bruits et aux interférences électromagnétiques. Ces problèmes existent aussi dans les convertisseurs CC-CC et sont résolus avec succès en utilisant la technique ZVT (Zero Voltage Transition). Cette technique est maintenant étendue à la commutation zéro tension pour les interrupteurs et les diodes dans les convertisseurs triphasés, redresseurs ou onduleurs.



**Figure 2.1 Convertisseur PWM triphasé**

## **2.2. Description de la topologie du convertisseur :**

Le convertisseur est un redresseur survolteur (booster), alimenté par une source de tension triphasée, qui se compose de trois bras (ou cellules élémentaires). Sap et San forment le premier bras ; Sbp et Sbn le deuxième, Scp et Scn le troisième. Les deux interrupteurs d'un même bras ont un fonctionnement complémentaire, c'est à dire que quand l'un parmi eux est fermé l'autre est ouvert en tout temps.

Les interrupteurs du convertisseur sont bidirectionnels en courant, mais ne sont pas en tension (la tension  $V_{dc}$  peut être positive ou nulle, mais pas négative). Les six interrupteurs Sap, Sbp, Scp (groupe positif), San, Sbn, Scn (groupe négatif) sont commandés à la fermeture tan disque l'ouverture se produit spontanément. Des diodes sont connectées en antiparallèle aux bornes des interrupteurs pour assurer, lors de leur période de conduction, l'application d'une tension nulle aux bornes des interrupteurs commandés (ZVS) afin que l'ouverture de ces interrupteurs s'effectue spontanément. Le condensateur C permet de maintenir l'alimentation de la charge continue pendant les séquences de roue libre et à échanger de la puissance réactive avec la source alternative.

## **2.3. Séquences de fonctionnement du convertisseur en mode redresseur :**

La décomposition du fonctionnement du convertisseur en séquences permet une bonne compréhension des phénomènes de commutation. Cette description séquentielle est indispensable car, elle met en évidence les principes physiques qui doivent être parfaitement maîtrisés.

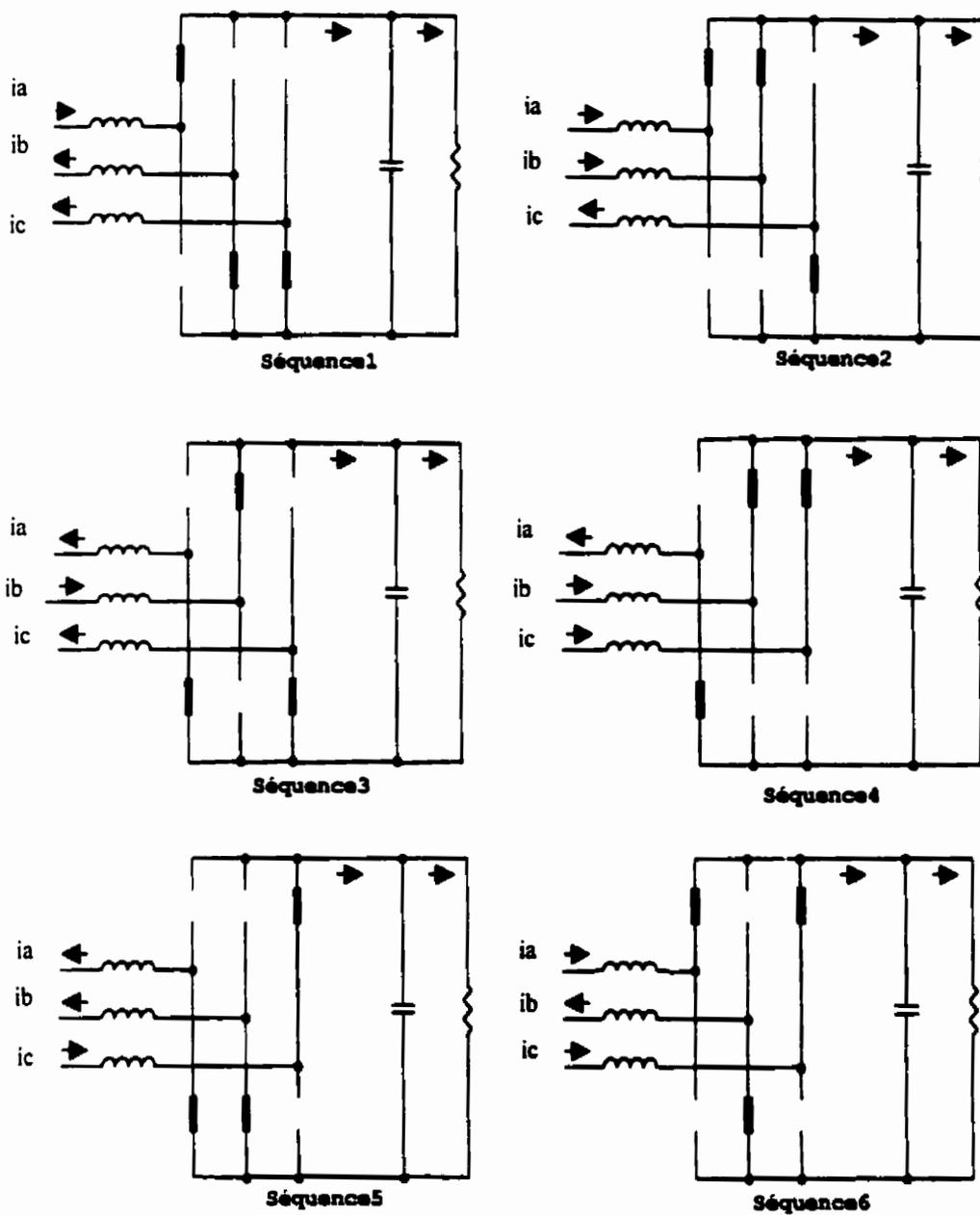
Outre le caractère qualitatif de cette analyse, son intérêt réside évidemment dans la possibilité d'optimiser le choix des composants et des performances du convertisseur. Pour cela l'évolution des tensions aux bornes des interrupteurs et des courants dans les

interrupteurs doivent, absolument être déterminées quantitativement, les valeurs efficaces et moyennes doivent aussi être calculées pour cette fin.

Les séquences de fonctionnement (figure 2.2) qui seront décrites plus tard sont établies par rapport à l'état des interrupteurs présents dans le circuit lors des phases de commutation. On dispose de deux types de commutation : les commutations commandées et les commutations spontanés. Les commutations commandées sont basées uniquement sur la période de fonctionnement de la cellule de commutation. Ainsi les instants auxquels la commande des interrupteurs est effectuée sont définis et parfaitement connus lors de la période de simulation. Ce pendant, les commutations spontanées sont définies par le franchissement d'une valeur caractéristique de l'interrupteur étudié. Cette valeur est considérée comme étant nulle dans le cas des diodes.

Dans le cadre de cette étude, il est nécessaire d'établir des hypothèses de travail sur les quelles reposeront l'analyse des différentes séquences:

- La première suppose que les interrupteurs utilisés sont idéaux, ce qui permet de négliger les temps de commutation et la chute de tension lors de la période de conduction.
- La deuxième assume que les éléments passifs du circuit conservent des valeurs constantes tout au long de la durée de la phase d'analyse.
- La troisième suppose que pour un bras donné, l'instant de blocage d'un interrupteur et l'instant d'amorçage de l'autre interrupteur se confondent. Par conséquent, durant une séquence donnée, trois interrupteurs dont chacun appartient à un bras différent conduisent simultanément (les deux interrupteurs d'un même bras préservent ainsi un fonctionnement complémentaire).



**Figure 2.2 Séquences de fonctionnement**

**Séquence 1 :**

On considère initialement, que nous sommes dans une phase active du convertisseur où les interrupteurs Sap, Sbn et Scn sont en conduction reliant directement la charge à la source d'alimentation. Le courant  $i_a$  est considéré comme étant positif, alors que  $i_b$  et  $i_c$  sont négatifs.

**Séquence 2 :**

Durant cette séquence, les interrupteurs Sap et Sbp sont au même potentiel positif et celui de Scn au potentiel négatif.

**Séquence 3 :**

Le courant  $i_b$  est positif durant cette séquence et les deux autres sont négatifs. C'est donc les interrupteurs Sbp, San et Scn qui sont en conduction.

**Séquence 4 :**

C'est lorsque San, Sbp et Scp sont en conduction. Les courants  $i_b$  et  $i_c$  sont positifs et  $i_a$  négatif.

**Séquence 5 :**

Durant cette séquence San, Sbn, et Scp rentrent en conduction pour relier directement la charge à la source d'alimentation. Le courant  $i_c$  est supposé positif alors que  $i_b$  et  $i_a$  sont eux supposés négatifs.

### **Séquence 6 :**

C'est la dernière phase active qui voit  $S_{ap}$ ,  $S_{bn}$  et  $S_{cp}$  en conduction. On suppose que  $i_a$  et  $i_c$  sont positifs et  $i_b$  négatif.

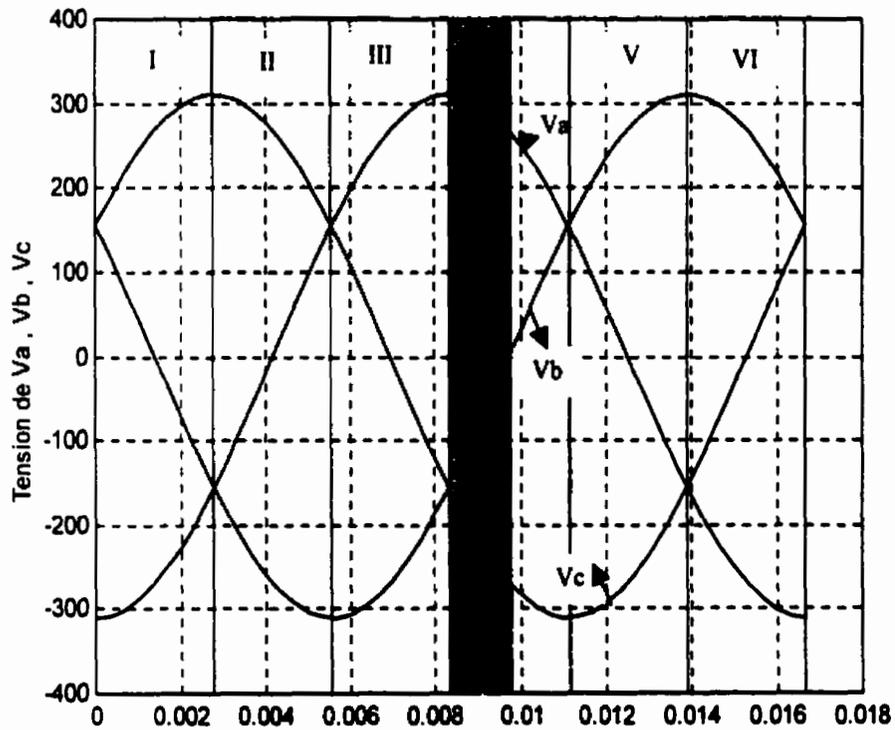
#### **2.4. Loi de commande :**

Le sujet principal qui sera abordé dans ce paragraphe sera l'élaboration d'une nouvelle loi de commande pour le convertisseur à facteur de puissance unitaire. Cette loi de commande détermine une relation entre la fréquence de fonctionnement du convertisseur et le courant du réseau d'alimentation afin d'éliminer le contenu harmonique de courant tiré du réseau. Une optimisation de la fréquence de commutation versus contenu harmonique est à considérer par la suite.

Dans le paragraphe 2.2 nous avons indiqué que le convertisseur est composé de trois bras. Les deux interrupteurs d'un même bras sont complémentaires, c'est à dire que quand l'un est fermé l'autre est obligatoirement ouvert. Les formes d'ondes des tensions désirées sont illustrées à la figure 2.3. Tel qu'expliqué en [6, 7], si les courants de lignes et les tensions de phases sont en phase, les six étapes du contrôle PWM (aussi connu comme étant la modulation des vecteurs de référence), sont similaires à n'importe quel intervalle de  $30^\circ$  sur lequel aucune tension de phase AC, ni aucune tension de ligne ne change de signe tel que montre la partie hachurée de la figure 2.3. C'est pour dire que ce qui suit ne concerne qu'un intervalle compris entre  $0^\circ$  et  $30^\circ$ .

En mode redresseur, selon l'algorithme de PWM 6-steps, pendant les  $30^\circ$  de l'intervalle, l'interrupteur  $S_{ap}$  est fermé,  $S_{an}$  est ouvert et les quatre interrupteurs restants fonctionnent en modulation de largeur d'impulsion. En se referant à la partie hachurée de la figure 2.3, on suppose qu'en ce moment  $V_a$  est positive,  $V_b$  et  $V_c$  sont

négatives et que  $i_a$  est positif,  $i_b$  et  $i_c$  sont négatifs. Supposer que les interrupteurs  $S_{ap}$ ,  $S_{bn}$  et  $S_{cn}$  sont fermés et que les courants circulent dans les diodes antiparallèles  $D_{ap}$ ,  $D_{bn}$  et  $D_{cn}$ . La séquence qui va suivre doit permettre la commutation des courants  $i_b$  et  $i_c$  des diodes  $D_{bn}$  et  $D_{cn}$  aux interrupteurs  $S_{bp}$  et  $S_{cp}$ .



**Figure 2.3. Formes d'ondes des tensions désirées**

A partir des mesures des tensions de phases et les courants des inductances à l'entrée du convertisseur et la comparaison avec les courants de référence, on détermine la loi de commande des différents interrupteurs. La figure 2.5 montre le diagramme bloc du principe de la loi de commande. Il est composé de trois (un pour chaque bras)

régulateurs à hystérésis pour la régulation des courants de phases. Le principe de contrôle consiste à maintenir les courants réels à l'intérieur d'une bande, appelée bande d'hystérésis, centrée autour des courants de référence. Le signal image de la différence, pour chaque phase, entre le courant de référence et le courant réel mesuré des inductances à l'entrée du convertisseur est appliqué à l'entrée d'un comparateur à hystérésis dont la sortie fournit directement l'ordre de commande des interrupteurs du bras correspondant. L'ondulation maximale du courant est fixée par cette bande.

### **2.5. Dimensionnement :**

Le dimensionnement d'un convertisseur statique consiste en la détermination des diverses contraintes que doivent subir ses éléments constitutifs. Ces contraintes sont établies à partir de la connaissance du cahier des charges qui définit notamment la puissance de sortie et les conditions dans lesquelles cette puissance doit être délivrée, la tension d'alimentation et ses variations, et éventuellement la fréquence de fonctionnement. Ainsi, les caractéristiques d'opération du convertisseur sont :

- tension d'alimentation : 320 VCA à 520 VCA
- tension de sortie : 800 VCC
- limite de puissance 25kW
- Fréquence de fonctionnement maximum: 50 KHZ

Le transfert de puissance est assuré par ce bloc diagramme à travers le gain qu'on peut déterminer de la manière suivante :

A partir de notre cahier de charge, en supposant que la puissance à l'entrée est égale à celle de sortie :

$$P_{phase} = \frac{P_{in}}{3} = \frac{25e^3}{3} = 8333Watts \quad (2.1)$$

$$I_{phase} = \frac{P_{phase}}{V_m / \sqrt{3}} = \frac{8333}{220} \cong 38A \quad (2.2)$$

$$G = \frac{I_{phase}}{V_{phase}} = \frac{38}{380 / \sqrt{3}} = \frac{38}{220} \quad (2.3)$$

Donc, en pleine charge ( $R_{ch} = 25.6\Omega$ ), le gain du contrôleur (figure 2.10) sera : 38/220.

Nous utiliserons comme interrupteur de puissance pour le convertisseur celui du transistor bipolaire à grille isolé (Insulated Gate Bipolar Transistor, IGBT) [14]. Le choix a été fait en considérant ses avantages sur les autres composants de puissance, tels que le thyristor, le BJT, et le MOSFET. En combinant les bonnes caractéristiques du transistor bipolaire à jonction (BJT) et celles du MOSFET il a pu se doter de certaines caractéristiques dont nous pouvons mentionner :

- Une haute impédance d'entrée, comme celle du MOSFET ;
- Des faibles pertes de conduction comme le BJT ;
- Une grande vitesse de commutation ;
- Il suffit d'une faible puissance pour son amorçage ;

Le calcul des pertes de conduction des diodes antiparallèles et des IGBT's qui sera abordé plus tard reposera sur le courant moyen et sur la chute de tension aux bornes des interrupteurs ( $V_{CE}$  pour les IGBT'S et  $V_F$  pour les diodes).

### **2.5.1 Dimensionnement des inductances d'entrée :**

Nous déterminons la valeur de l'inductance d'entrée en fonction de la tension et de l'ondulation du courant d'entrée du convertisseur [13]. L'ondulation est limitée à 20% de la valeur maximale de ce courant. Ainsi :

$$\Delta I = \frac{P_m / 3}{V_{phase} (min)} * \sqrt{2} * 20\% = \frac{25e^3 / 3}{380 / \sqrt{3}} * \sqrt{2} * 0.2 = 10.74A \quad (2.4)$$

Le rapport cyclique maximal est donné par :

$$D = \frac{V_o - Vin(\min)}{V_o} = \frac{800 - 380\sqrt{2}}{800} = 0.328 \quad (2.5)$$

En définitive :

$$L = \frac{Vin(\min) * D}{f_s * \Delta I} = \frac{380\sqrt{2} * 0.328}{50e^3 * 10.75} = 328 \mu H \quad (2.6)$$

### **2.5.2 Dimensionnement de la capacité de sortie :**

Nous utiliserons les mêmes principes [13] pour la détermination de la capacité de sortie. Elle est donnée par :

$$C_o = \frac{2 * P_o * \Delta t}{V_o^2 - V_o^2(\min)} \quad (2.7)$$

où  $P_o$  est la puissance de sortie : 25kw

$\Delta t$  est le hold-up time (le temps de maintien de la tension de sortie à pleine charge). Notre cahier de charge le spécifie à 8ms;

$V_o$  est la tension aux bornes de la charge : 800Volts ;

$V_o(\min.)$  est fixée à 700Volts (un taux d'ondulation  $\Delta V_o = 100 / 800$ )

$$\text{Ainsi : } C_o = \frac{2 * P_o * \Delta t}{V_o^2 - V_o^2(\min)} = \frac{2 * 25e^3 * 8e^{-3}}{800^2 - 700^2} = 2700 \mu F$$

### **2.5.3 Calcul des pertes de conduction et de commutation**

Nous avons déjà fait mention que les pertes de conduction des diodes et des IGBT's repose sur le courant moyen et sur la chute de tension aux bornes des interrupteurs lorsqu'ils sont en conduction. Et la représentation des deux phases de

commutation nous permet d'exprimer qualitativement les pertes de commutation. Ainsi ces pertes à chaque ouverture d'un interrupteur peuvent être données par la relation [11] :

$$P_o = V_M I_M t_r f \quad (2.8)$$

où  $V_M$  est la tension moyenne aux bornes de l'interrupteur,  $I_M$  le courant moyen de l'interrupteur,  $t_r$  le temps de descente du courant, et  $f$  la fréquence de commutation.

Les pertes lors de la fermeture peuvent être données par :

$$P_F = V_M I_M t_r f \quad (2.9)$$

Où  $t_r$  est le temps de montée du courant.

Les pertes de conduction des diodes déterminent suivant [12] :

$$P_{\text{Blocage}} = Q_{RR} * V_i * f \quad (2.10)$$

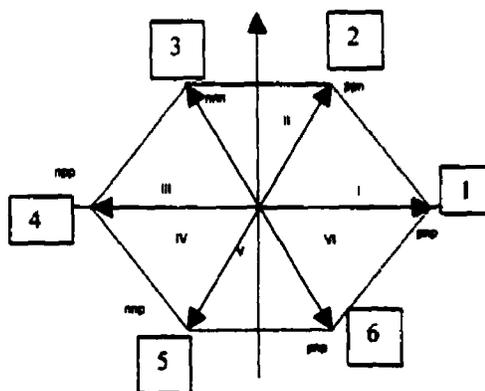
où  $V_i$  est la tension inverse appliquée à la diode lorsqu'elle se bloque.

**Tableau 2.1**  
**Pertes dans les interrupteurs**

Description	Type IGBT	$V_{\text{BLOCAGE}}$	$V_F$ OU $V_{CE}$	$I_M$	$t_r$	$Q_{RR}$	Pertes de conduction	Pertes de commutation
Interrupteurs principaux	IRG4ZH71KD	1200 V	2.89 V	12.23 A	330 ns	-	$2.89 * 12.3 * 6$ soit 214W	1695 W
Diodes du pont	25F80	800	0.89	13.32	-	680 nC	$0.89 * 13.32 * 6$ soit 71 W	163 W

## 2.6. Elaboration des signaux de commande :

Le cycle triphasé de  $360^\circ$  est divisé en six intervalles de  $60^\circ$ . Ainsi, les interrupteurs principaux du convertisseur de la figure 2.1 peuvent avoir seulement six combinaisons qui produisent de tension non nulles entre les nœuds a, b et c. Dans la représentation en vecteur spatial [6, 7], ces combinaisons à six vecteurs de tensions discrètes sont illustrées à la figure 2.4. Les lettres en indice représentent l'état du circuit. Par exemple,  $V_{pnn}$  correspond à l'état auquel le nœud a est connecté au point p tandis que les vecteurs b et c sont connectés au point n. Autrement dit, les trois lettres représentent les potentiels respectifs des nœuds a, b et c. Avec ce type de commande on peut imposer, moyennant une loi de commande appropriée, un courant quasi sinusoïdal de la ligne d'alimentation et en phase avec la tension [6, 7].



**Figure 2.4. Vecteur d'espace de modulation**

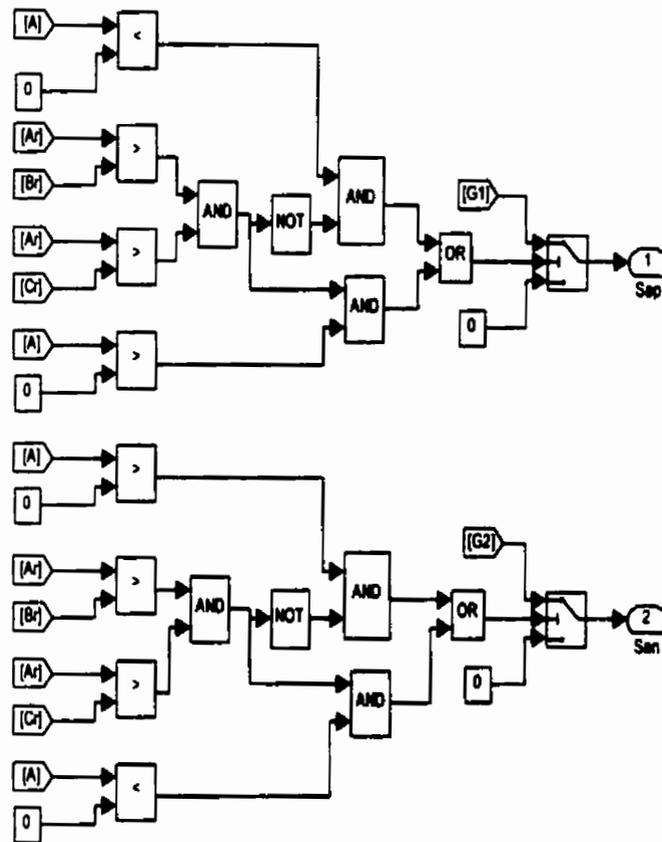


Figure 2.5 Diagramme blocs logique d'amorçage des interrupteurs d'une cellule

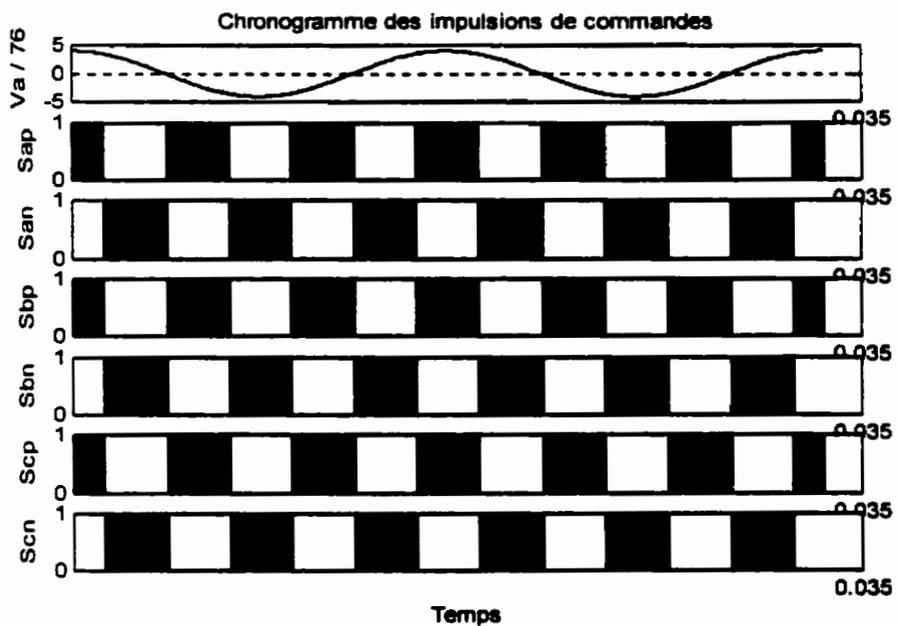


Figure 2.6 Chronogramme des impulsions de commande

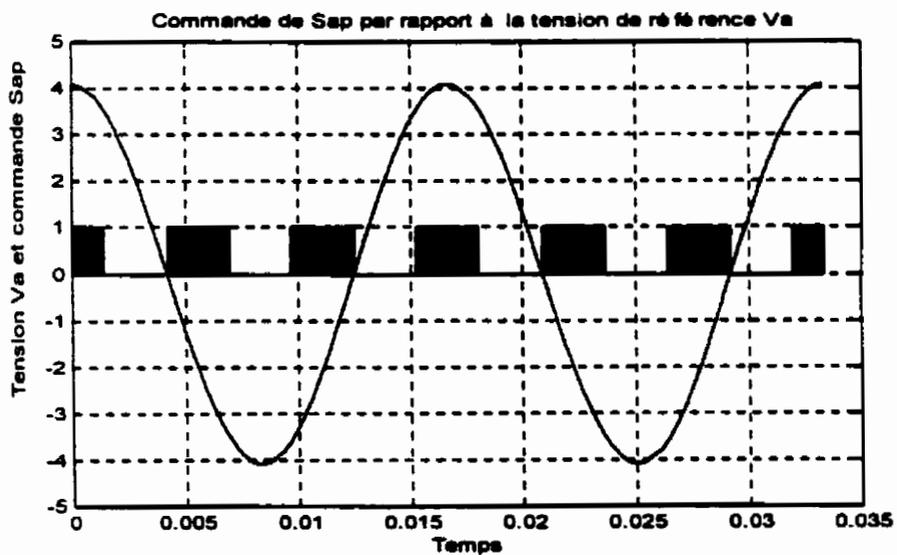


Figure 2.7 Signal de commande de Sap par rapport à la tension de référence Va

## 2.7. Simulation utilisant Powerlib:

Dans la majorité des cas de conception et d'analyse des performances des systèmes d'électronique de puissance, il est souvent fait appel dans un premier temps à des simulateurs dédiés spécifiquement à l'analyse des structures. Ainsi, à cette phase, nous allons présenter les résultats de simulation effectués dans l'environnement de MATLAB en utilisant les bibliothèques des logiciels Simulink et Powerlib. Le modèle de tout le système est représenté sous forme de schémas blocs (figure 2.8). Chaque bloc représente un sous système qui réalise une tâche bien déterminée.

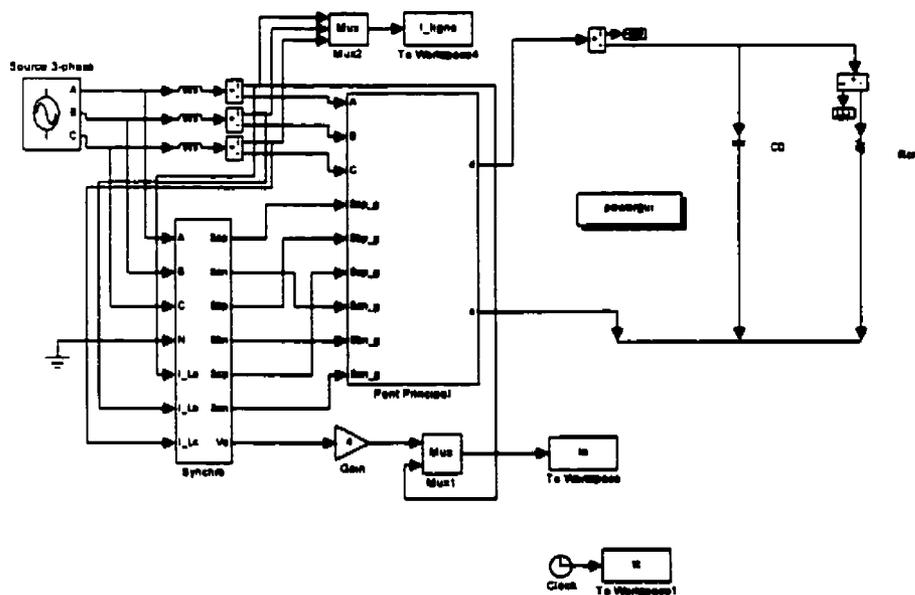
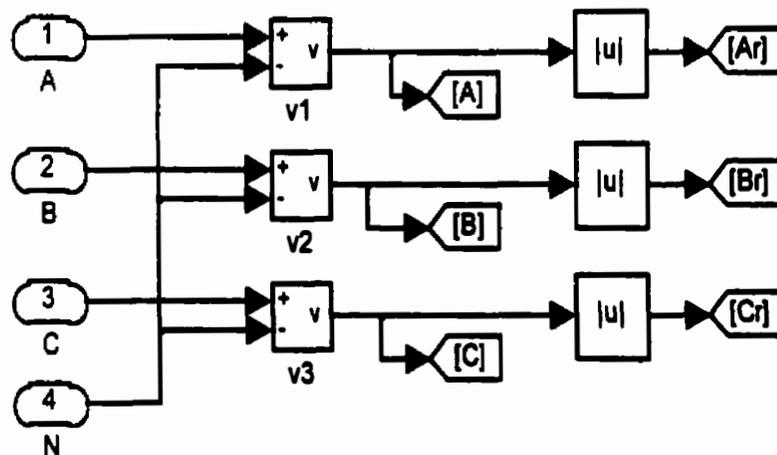


Figure 2.8 Schéma bloc de la simulation de tout le système

Comme le montre la figure 2.8, ce système se divise en deux blocs principaux. Le premier (synchro), représente la commande et le contrôle des impulsions des gâchettes. Il se compose :

- d'un bloc contrôleur qui permet de maintenir les courants réels de ligne à l'intérieur d'une bande, de largeur donnée, centrée autour des courants de référence (figure 2.10) ;
- d'un bloc de mesure de tensions de phases (figure 2.9) ;
- d'une partie qui permet d'imposer la commutation des différents interrupteurs du pont suivant les tensions désirée de la figure 2.3. Nous représentons pour un seul bras (figure 2.5). Les deux autres bras obéissent à la même règle.

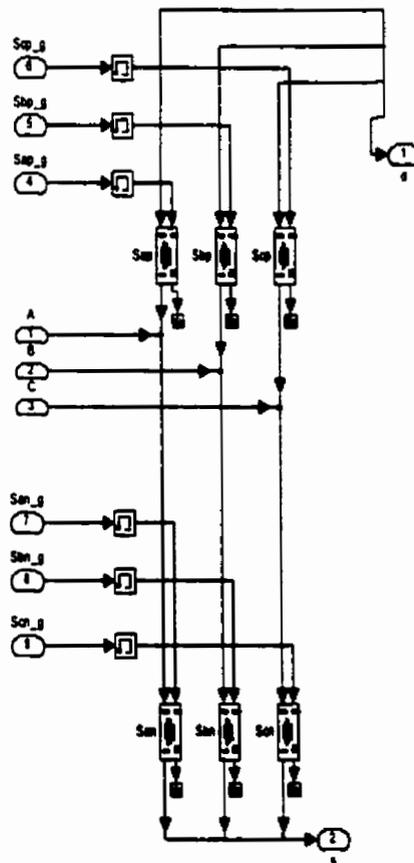
Les figures 2.9, 2.10 et 2.5 illustrent les différents blocs énumérés.



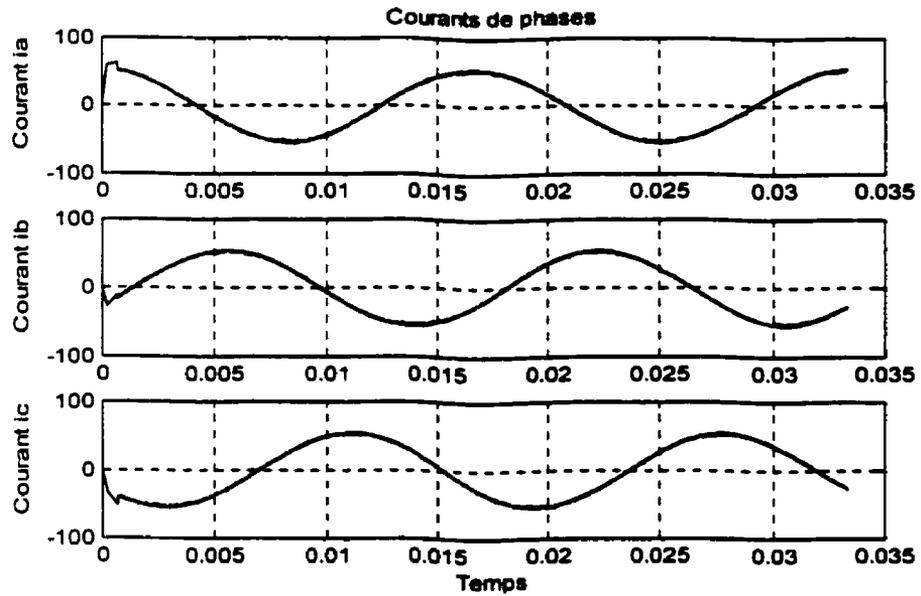
**Figure 2.9 Bloc de mesure de tensions de phases**



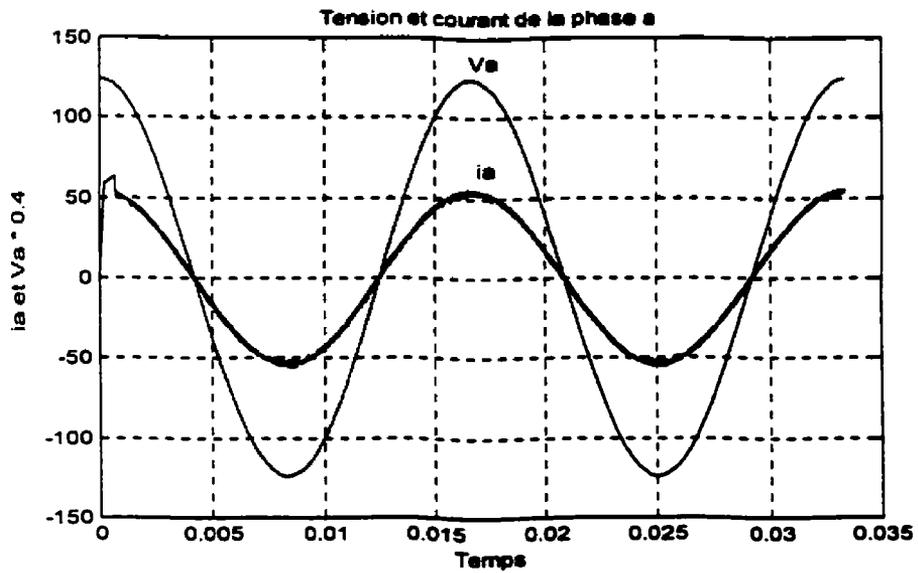
figure 2.15 montre le courant mesuré dans l'inductance d'entrée de la phase 'a' et le courant de référence. Et les figures 2.16 et 2.17 donnent respectivement la tension et le courant de charge toujours sous la pleine charge.



**Figure 2.11 Pont principal du convertisseur CA / CC**



**Figure 2.12 Courants de phases sous la pleine charge**



**Figure 1.13 Tension et courant de la phase a sous la pleine charge**

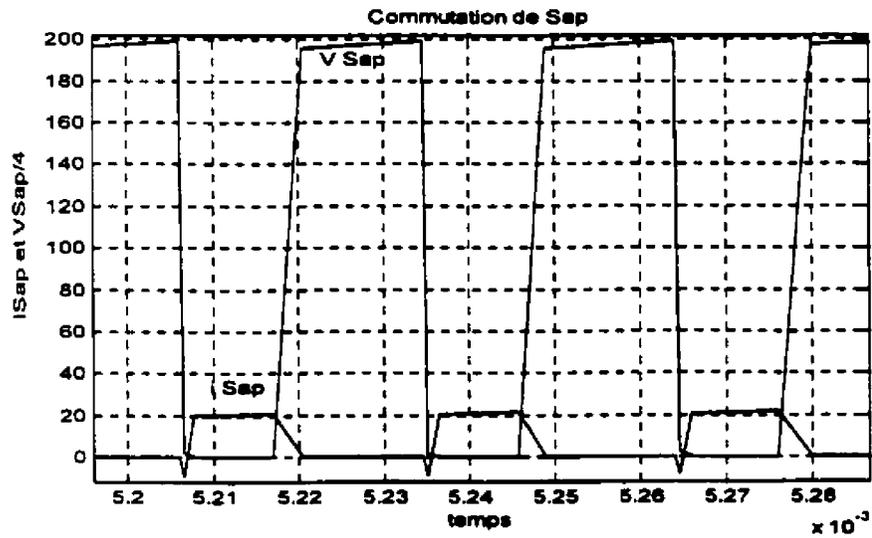


Figure 2.14 Évolution de la tension et du courant de l'interrupteur Sap

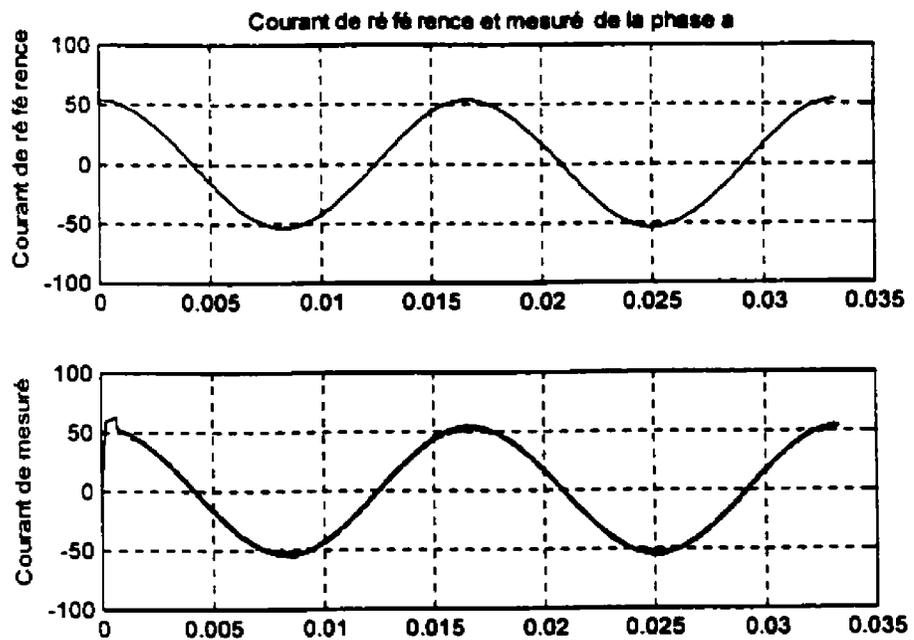


Figure 2.15 Courants de référence et mesuré de la phase a sous la pleine charge

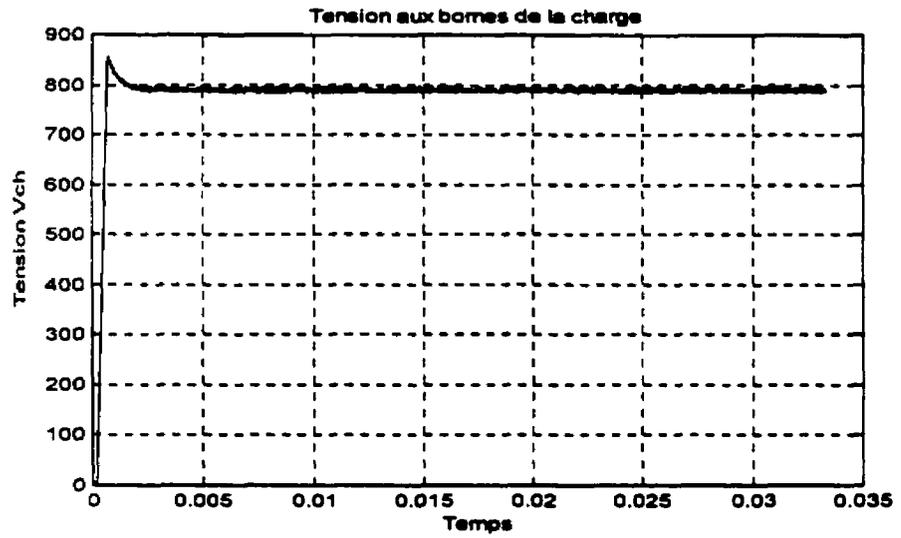


Figure 2.16 Tension aux bornes de la charge sous la pleine charge

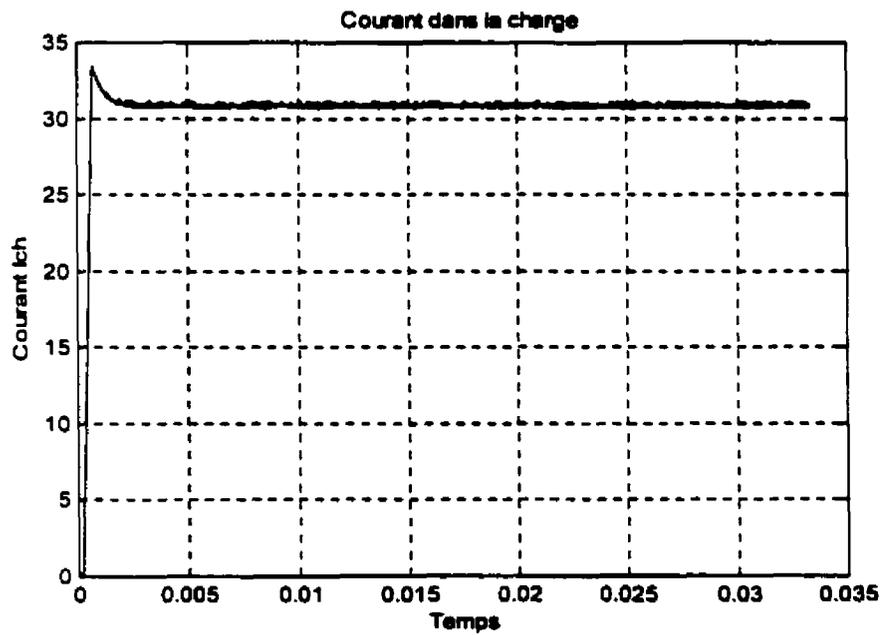


Figure 2.0.17 Courant de charge sous la pleine charge

La deuxième série de simulation a été faite avec 0.75 fois la puissance, soit  $R_{ch} = 34 \Omega$

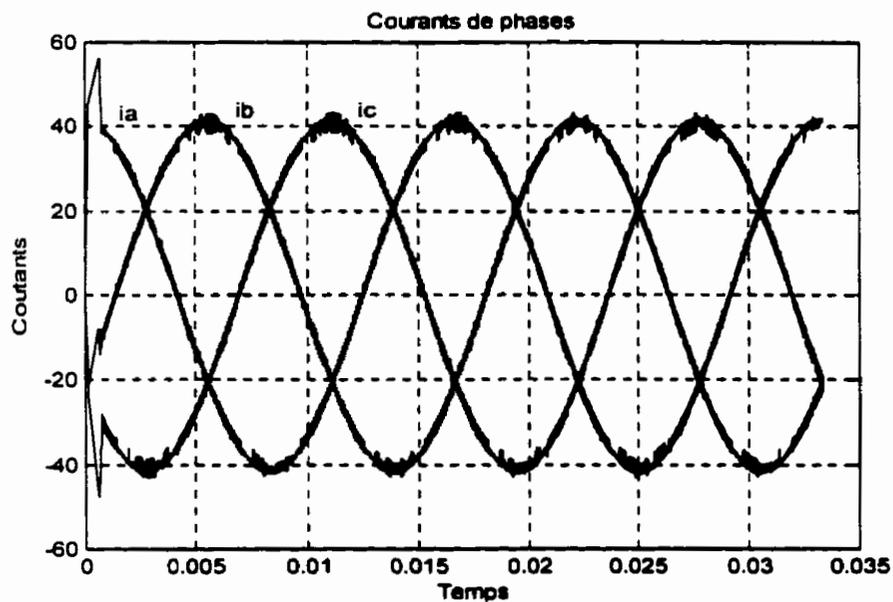


Figure.0.2.18 Courants de phases avec 0.75 fois la puissance

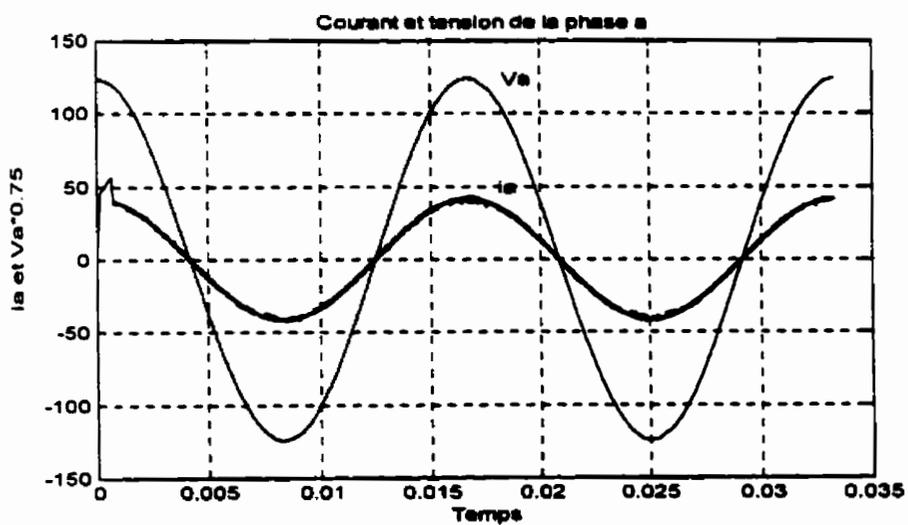


Figure 2.19 Tension et courant de la phase a avec 0.75 fois la puissance

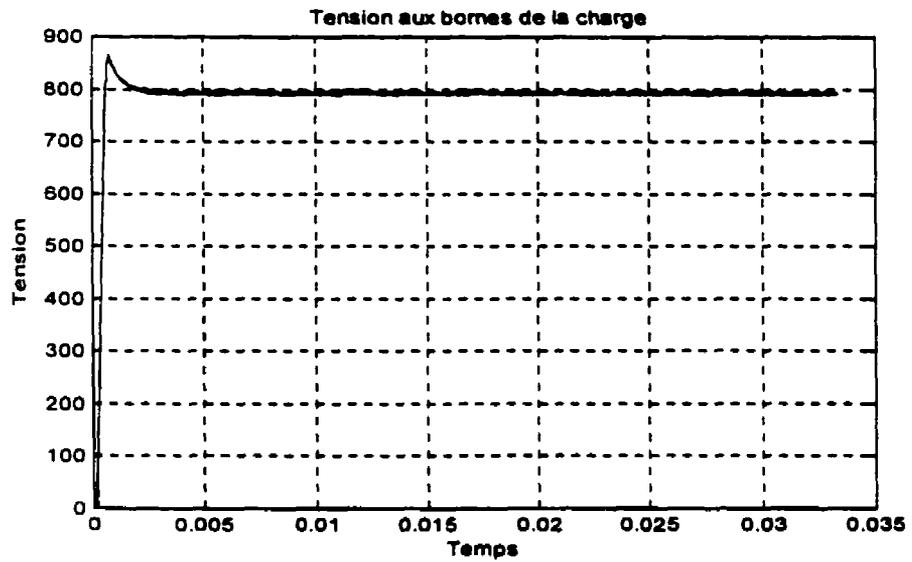


Figure 2.20 Tension aux bornes de la charge avec 0.75 fois la puissance

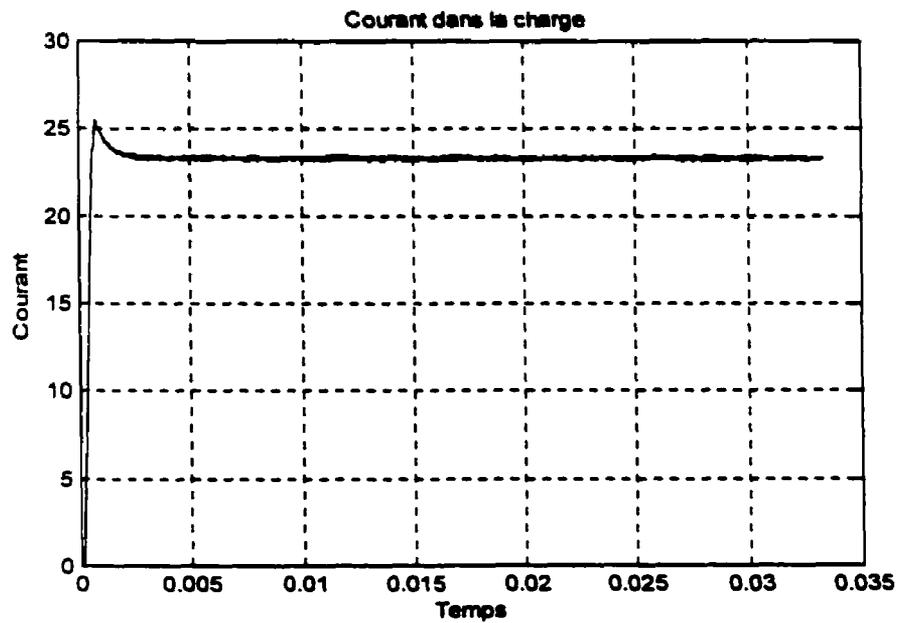


Figure 2.21 Courant dans la charge avec 0.75 fois la puissance

La troisième série a été faite avec 1.25 fois la puissance, soit  $R_{ch} = 20.48 \Omega$ .

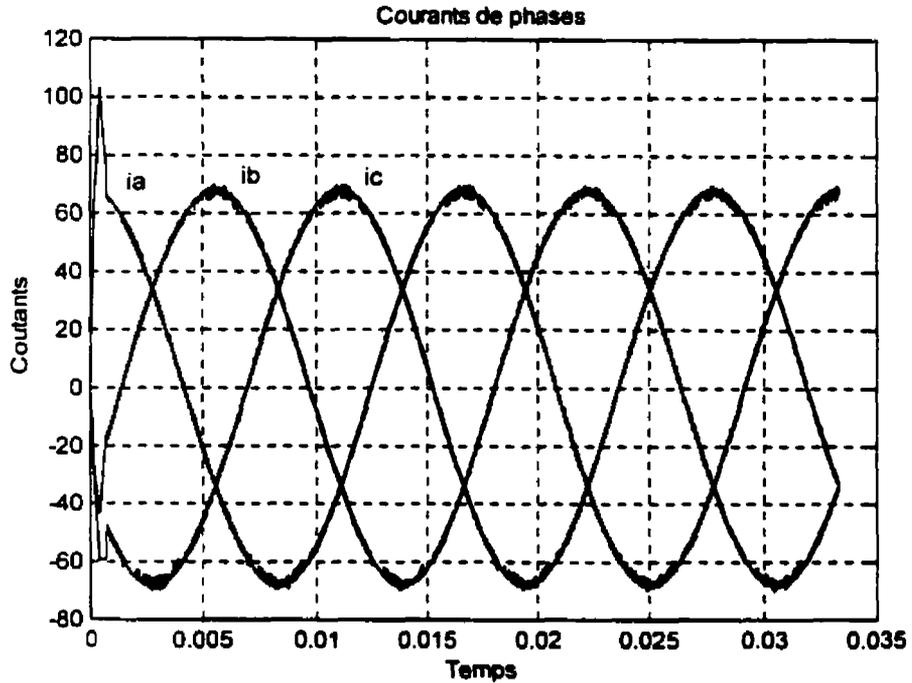


Figure 2.22 Courants de phases avec 1.25 fois la puissance

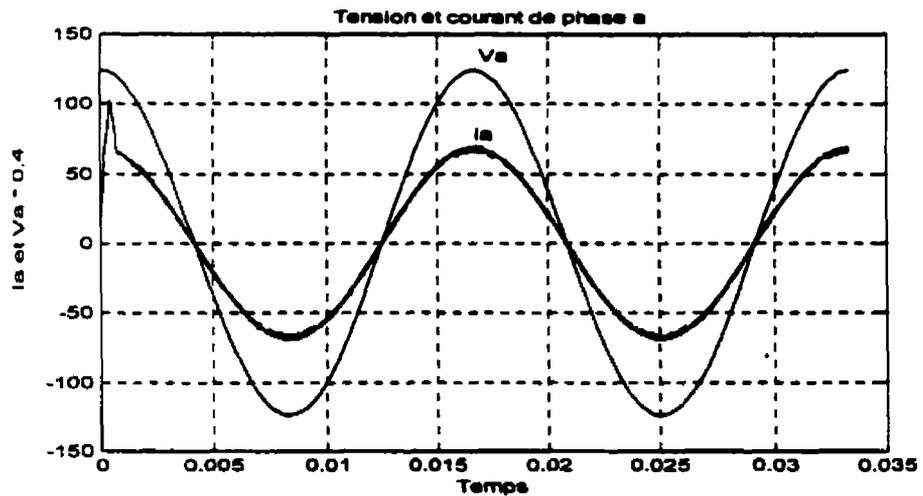


Figure 2.23 Tension et courant de la phase a avec 1.25 fois la puissance

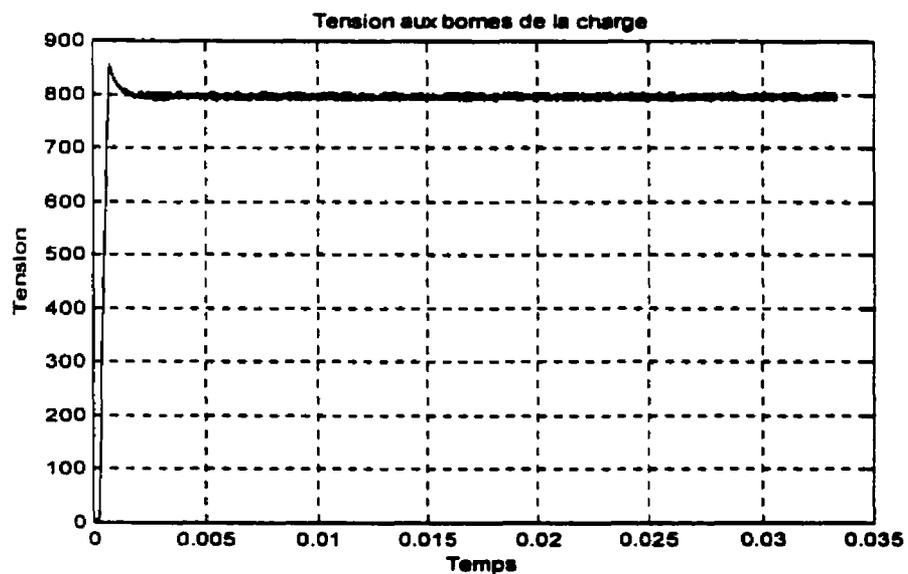


Figure 2. 4 Tension aux bornes de la charge sous 1.25 fois la puissance

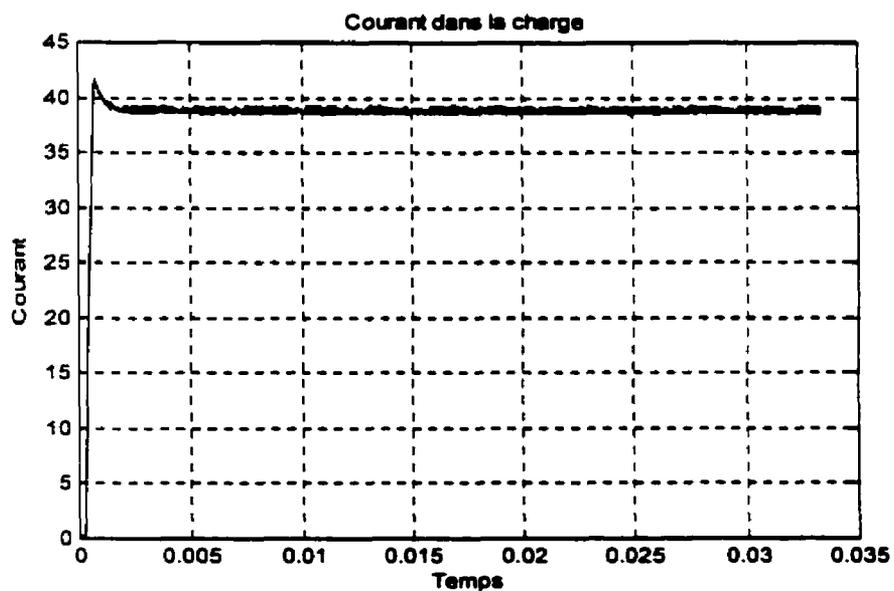
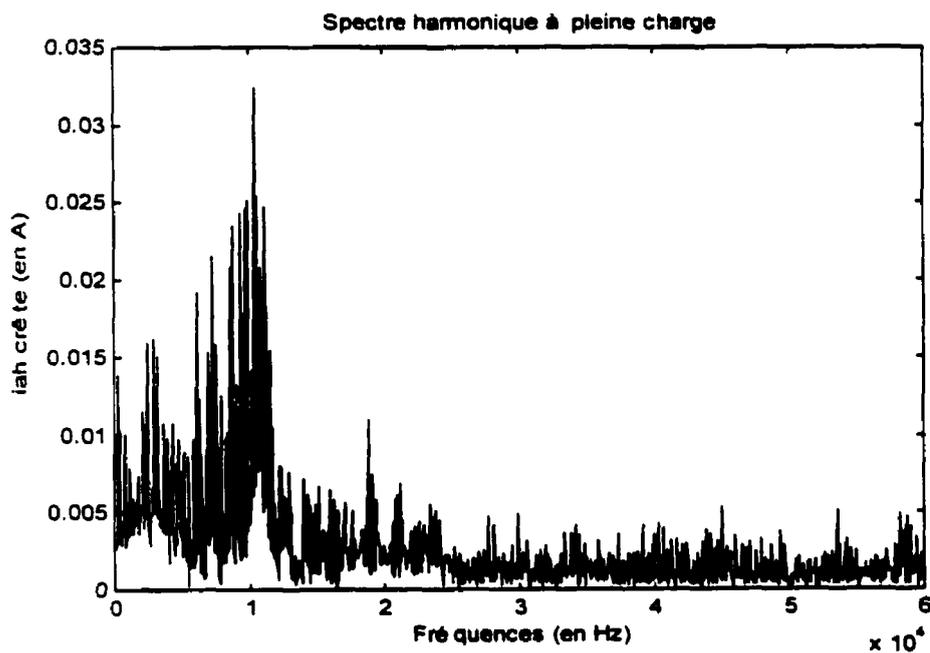
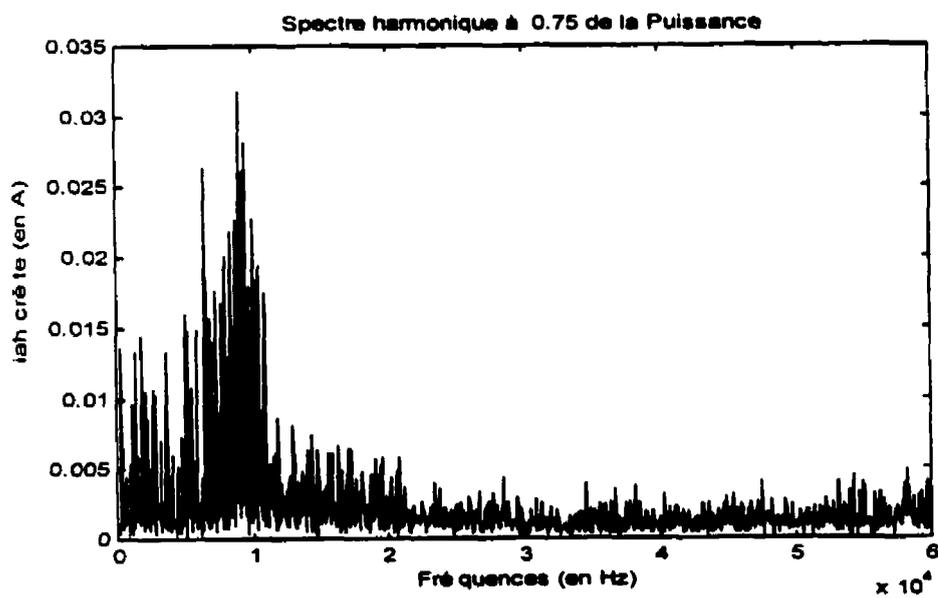


Figure 2.25 Courant dans la charge avec 1.25 fois la puissance

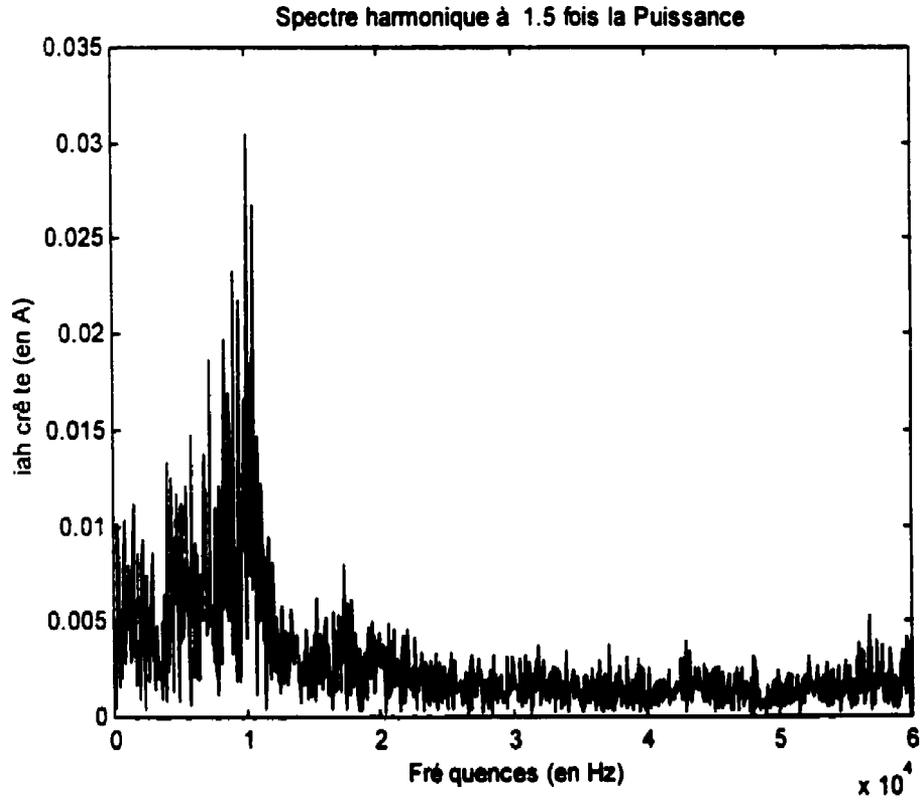
Les harmoniques sont pris à partir du troisième harmonique. Le fondamental est éliminé et est égal à 53.4 Ampère.



**Figure 2.26 Contenu harmonique de la phase a sous la pleine charge**



**Figure 2.27 Contenu harmonique de la phase a sous 0.75 fois la puissance**



**Figure 2.28 Contenu harmonique de la phase a sous 1.25 fois la puissance**

## Conclusion

Les résultats de la simulation démontrent que la loi de commande impose une variation sinusoïdale de toutes les variables du convertisseur afin que le courant de phase soit en phase avec la tension du réseau. Par conséquent, l'obtention d'un facteur de puissance unitaire est possible. Nous remarquons de ce qui précède que la tension aux bornes de la charge ne varie pas quand la charge varie, la commande impose une tension fixe. Et le THD est inférieur à 1%. Ce pendant, en observant la figure 2.14, nous remarquons qu'il y a des pertes par commutation qu'il faudra chercher à minimiser. Le rendement, suivant les calculs des pertes, est de 92 %.

## **CHAPITRE 3**

### **REDRESSEUR AVEC CIRCUIT D'AIDE A LA COMMUTATION**

#### **3.1. Introduction**

Nous avons vu dans le chapitre 2 que les topologies des redresseurs et des onduleurs à commutation avec pertes, le principal problème est l'ouverture des diodes du pont (blocage des diodes). Lorsqu'une diode dans un des bras du convertisseur conduit, la fermeture de l'interrupteur dans le même bras provoque l'accumulation de toute la tension aux bornes de cette diode. Ceci produit une pointe de courant inverse dans la diode et dans l'interrupteur à cause du phénomène de recouvrement inverse. Ce courant est généralement d'une grande amplitude, en fonction des caractéristiques intrinsèques,  $t_r$  et du  $di/dt$ . Il contribue significativement aux pertes de commutation et aux pertes de conduction, aux bruits et aux interférences électromagnétiques. Ces problèmes existent aussi dans les convertisseurs CC-CC et sont résolus avec succès en utilisant la technique ZVT (Zero Voltage Transition). Cette technique est maintenant étendue à la commutation zéro tension pour les interrupteurs et les diodes dans les convertisseurs triphasés, redresseurs ou onduleurs.

Plusieurs circuits à commutation douce ont déjà été proposés pour résoudre les problèmes associés à la commutation avec pertes dans les convertisseurs triphasés PWM conventionnels. Le convertisseur à lien CC résonant (RDCL) (figure 3.1) et le convertisseur à lien résonant (ACRDCL) (figure 3.2) [1,3] assurent une commutation à tension nulle pour les commutateurs du pont en utilisant un circuit résonant du côté dc.

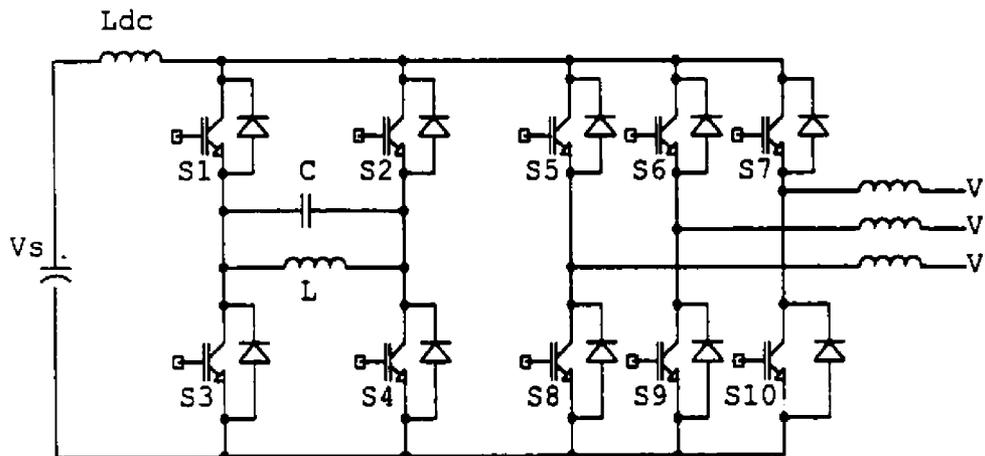
De par sa nature, le circuit résonant produit des pulsations de tension à haute fréquence aux bornes du pont, et les interrupteurs principaux sont commutés aux instants où la tension dc passe par zéro. La commutation douce est assurée, mais au dépend de l'augmentation de contraintes en tension pour les interrupteurs. L'interrupteur utilisant cette commutation douce doit pouvoir supporter une plus grande tension comparé à l'interrupteur à commutation avec pertes. Cette augmentation est de 2 à 2.5 fois pour le RDCL [2], et de 1.4 à 1.8 fois pour le ACRDCL [3]. Egalement, tous les interrupteurs du pont doivent commuter en synchronisation avec le lien dc. Cette obligation réduit significativement l'habileté à obtenir une fine résolution dans la synthèse des ondes d'entrée et de sortie pour un haut niveau de puissance parce que la fréquence du lien dc pouvant être atteinte est rarement plus élevée que la fréquence de ces ondes.

A la figure 3.3 [4] une technique partielle de contrôle PWM pour les convertisseurs RDCL et ACRDCL a été proposée pour fournir une haute résolution. Ce pendant, la méthode de contrôle proposée augmentent les pertes de commutation à l'ouverture (turn-off) ainsi que la complexité de sa mise en œuvre.

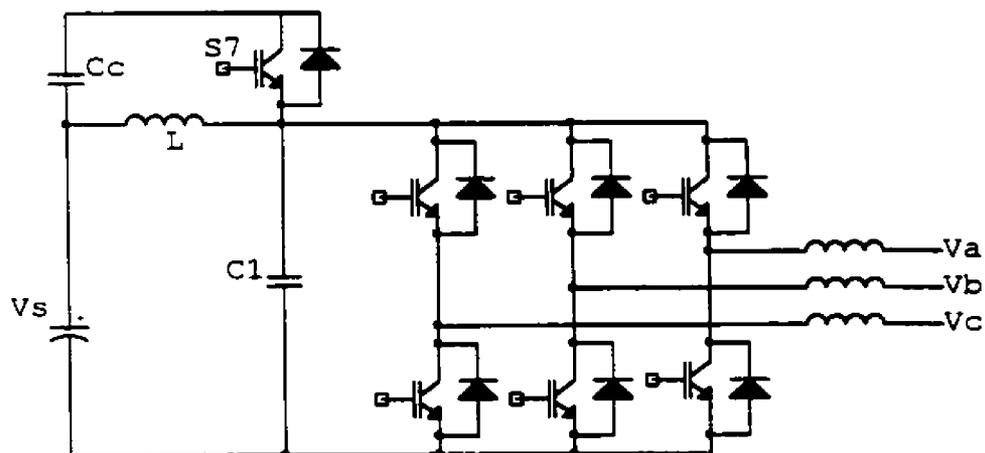
Pour toujours améliorer le convertisseur RDCL un circuit ARCP (figure 3.4) [5] (Auxiliary Resonant Commutated Pole) a été proposée. Ce convertisseur fournit les conditions de commutation ZVS (Zero Voltage switching) sans augmenter les contraintes de tension et de courant sur les dispositifs, et sans affecter le contrôle PWM utilisé dans les convertisseurs standards. Le seul inconvénient de l'ARCP est que l'implantation du ZVS nécessite deux interrupteurs auxiliaires et une inductance auxiliaire pour chacun des bras du convertisseur. Dans un convertisseur triphasé, il faut donc six interrupteurs et trois inductances additionnels.

Le circuit que nous nous proposons d'étudier est un nouveau circuit de commutation qui offre tous les avantages du ARCP, en utilisant un seul interrupteur auxiliaire pour le redresseur triphasé. Le circuit de base est illustré à la figure 3.5 [1].

Le circuit de commutation assure une fermeture (turn-on) à zéro tension pour les interrupteurs, et la commutation douce à l'ouverture pour les diodes. Il n'est actif que pendant une petite partie du cycle de commutation et c'est pourquoi il ne modifie pas le contrôle PWM du convertisseur standard. Ce circuit de commutation ne consomme qu'une petite partie de la puissance totale (moins de 3 %), la plupart étant transférée du côté dc [1].



**Figure 3.1 Schéma du convertisseur RDCL**



**Figure 3.2 Schéma du convertisseur ACRDCL**

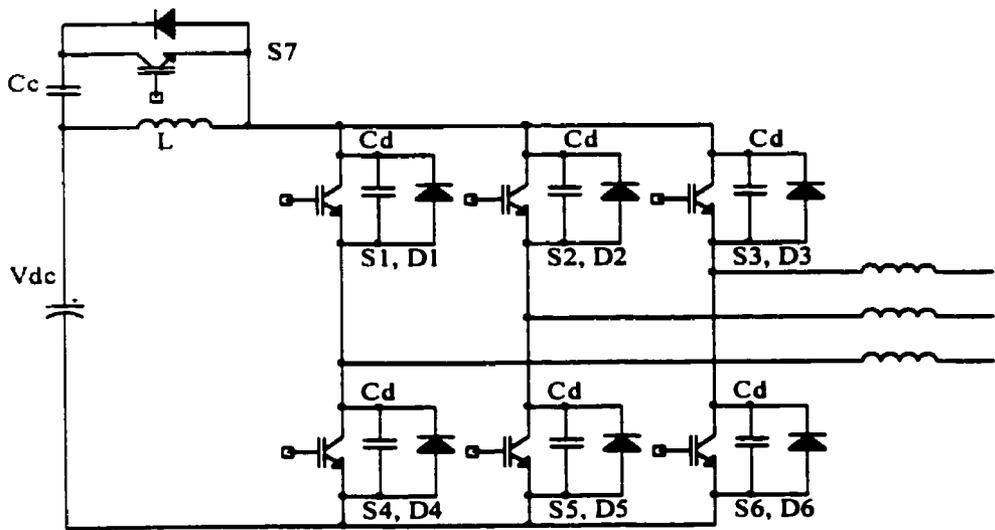


Figure 3.3 Schéma du convertisseur RDCL & ACRDCL

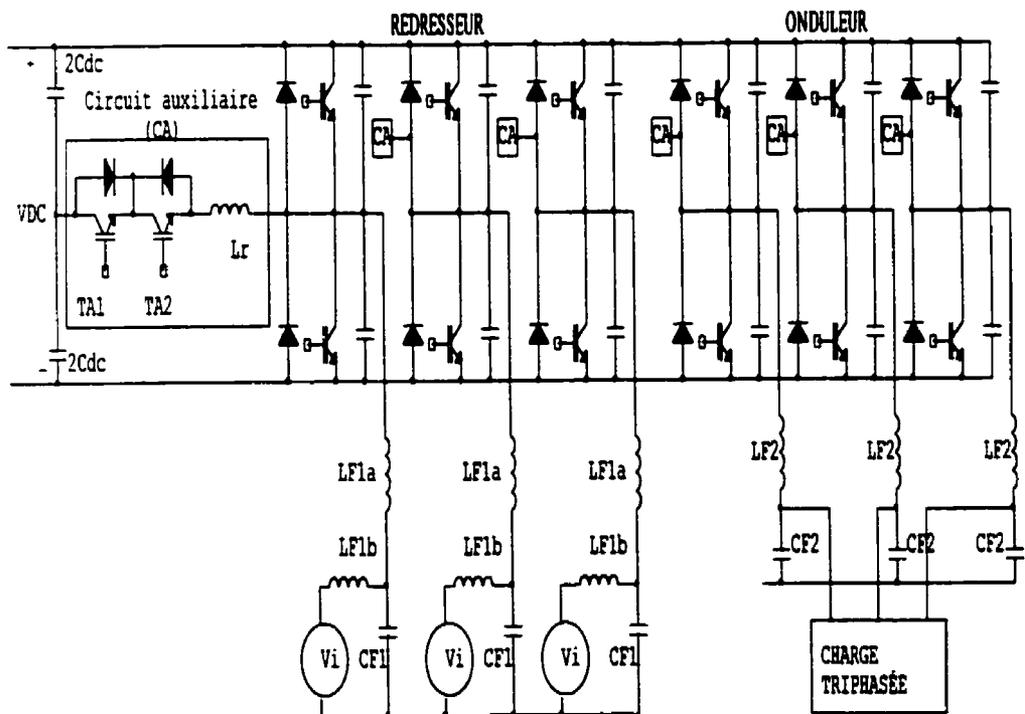
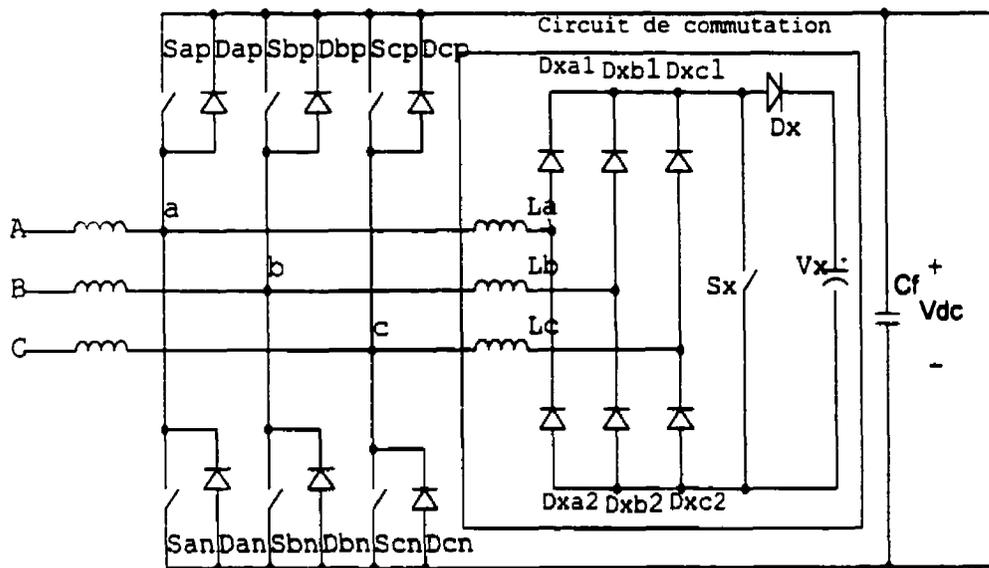


Figure 3.4 Schéma du convertisseur ARCP



**Figure 3.5 Redresseur triphasé PWM à commutation ZVT**

### 3.2. Étude du circuit proposé :

Le convertisseur de la figure 3.5 est un redresseur triphasé en pont commandé ayant une cellule de commutation connectée à un seul interrupteur auxiliaire actif permettant de contrôler le transfert d'énergie.

Comme mentionné au chapitre précédent, le pont principal est constitué de six interrupteurs de puissance bidirectionnels en courant ayant chacun sa diode antiparallèle. Il se compose de trois bras (ou cellules élémentaires). Les deux interrupteurs d'un même bras ont un fonctionnement complémentaire, c'est à dire que quand l'un est fermé l'autre est ouvert en tout temps.

Le circuit de commutation est lui-même un petit redresseur survolteur triphasé qui opère en mode de conduction discontinu et qui est constitué de  $D_{xa1}$ ,  $D_{xb1}$ ,  $D_{xc1}$ ,  $D_{xa2}$ ,  $D_{xb2}$ , et  $D_{xc2}$ . Le commutateur auxiliaire  $S_x$  permet d'activer ou de désactiver la cellule de commutation.  $V_x$  permet de stocker la petite énergie qui demeure dans les inductances auxiliaires  $L_a$ ,  $L_b$  et  $L_c$  à travers la diode  $D_x$ .

Les diodes  $D_{ap}$ ,  $D_{bp}$ ,  $D_{cp}$ ,  $D_{an}$ ,  $D_{bn}$  et  $D_{cn}$  assurent, lors de leur période de conduction, l'application d'une tension nulle aux bornes des interrupteurs commandés (ZVT) afin que l'ouverture de ces interrupteurs s'effectue spontanément.

Pendant la plus grande partie du cycle de commutation, l'interrupteur auxiliaire  $S_x$  est ouvert et la diode  $D_x$  est bloquée de sorte qu'il n'y a pas de courant qui circule dans le circuit de commutation. Quand une diode du pont doit se bloquer (turn-off), l'interrupteur auxiliaire  $S_x$  est fermé et les courants dans les inductances  $L_a$ ,  $L_b$  et  $L_c$  augmentent à partir de zéro. Durant ce processus, les courants dans les diodes du pont principal sont graduellement réduits à zéro. L'énergie emmagasinée dans les inductances auxiliaires est alors utilisée pour charger et décharger les capacités parasites des interrupteurs de puissance aux nœuds a, b, et c de manière résonnante, augmentant ainsi la tension à ces points entre les deux rails dc (p et n). Ceci permet un blocage doux pour les diodes et une fermeture à zéro tension pour les interrupteurs.

Lorsque la commutation d'un nœud est complétée, le circuit de commutation est désactivé en ouvrant l'interrupteur  $S_x$ . La petite quantité d'énergie qui demeure dans les inductances auxiliaires est absorbée par la source  $V_x$ . La commutation douce des nœuds a, b, et c se fait ainsi quelques soient les conditions de la ligne et de la charge.

En se servant de la figure 2.3, nous pouvons décrire les séquences de commutation en tenant compte du circuit auxiliaire. Par souci de simplification, nous nous limiterons à la partie hachurée où :  $i_a > 0; i_b < 0; i_c < 0$ .

### **3.3. Commutation des interrupteurs :**

L'objectif visé est de réaliser la commutation tout en imposant le ZVT à chacun des interrupteurs et diodes concernés. Ainsi, le début de chaque commutation commence par la fermeture de l'interrupteur auxiliaire  $S_x$ . Avec six secteurs et six combinaisons possibles des courants triphasés, il y a trente six séquences de commutation possibles différentes. Elles peuvent être groupées en trois catégories dont chacune contient douze séquences. On les distingue suivant les directions des courants  $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$  et sur la polarité des nœuds a, b, c. La première catégorie correspond au cas où les courants et les polarités des nœuds ont même sens (mode redresseur). La deuxième correspond au cas où la direction des courants est opposée à celle des polarités des nœuds (fonctionnement en onduleur). Et la troisième, c'est lorsque la directions des courants n'est la même, ni opposée aux polarités des nœuds. Cette situation se produit pendant les phénomènes transitoires. Nous ne tiendrons compte ici que pour la première catégorie à cause que notre étude porte sur le fonctionnement en redresseur.

### **3.4. Intervention du circuit auxiliaire :**

Supposons que les courants instantanés triphasés satisfont à la condition correspondant à la partie hachurée de la figure 2.3. Ainsi,  $i_a > 0; i_b < 0; i_c < 0$ . Les courants circulent alors dans les diodes  $D_{ap}$ ,  $D_{bn}$  et  $D_{cn}$ , malgré que les interrupteurs antiparallèles soient ouverts. Pour commuter les courants  $i_b$  et  $i_c$  des diodes  $D_{bn}$  et  $D_{cn}$  vers les commutateurs  $S_{bp}$  et  $S_{cp}$  avec la condition ZVT, on ferme l'interrupteur auxiliaire  $S_x$ . On place alors le circuit dans sa phase de charge (figure 3.6a). Les courants des inductances  $L_a$ ,  $L_b$  et  $L_c$  sont nuls et commencent à croître, déviant ainsi les courants des diodes  $D_{ap}$ ,  $D_{bn}$  et  $D_{cn}$  au circuit de commutation. Après quelques instants, les courants des inductances auxiliaires dépassent les courants de phases respectifs. A ce moment, toutes les diodes du pont bloquent, et leurs courants sont commutés à leur interrupteur antiparallèle respectif, appliquant un court-circuit à ces

derniers. Ceci élimine le problème associé au recouvrement inverse des diodes. La phase de charge se poursuit jusqu'à ce qu'il y ait assez d'énergie emmagasinée dans les inductances auxiliaires pour charger ou décharger les capacités parasites des nœuds a, b et c.

Après que les inductances soient chargées et que les interrupteurs Sap, Sbn et Scn ouverts, débute la phase de résonance (figure 3.6b). L'énergie emmagasinée dans les inductances auxiliaires est utilisée pour charger les capacités parasites des nœuds a, b et c. Cela a pour effet d'augmenter la tension à ces points entre les deux rails dc. On a alors la condition de fermeture à tension nulle (turn-on) pour les interrupteurs San, Sbp et Scp.

La fermeture de San, Sbp et Scp résultent en une inversion de tensions à l'entrée du circuit de commutation. Ceci initialise la phase de décharge du circuit de commutation, pendant la quelle l'énergie emmagasinée dans les inductances auxiliaires est retournée du côté dc (figure 3.6c). En raison des différents courants initiaux dans ces inductances au début de la phase de décharge, l'énergie stockée ne sera peut être pas toute retournée du côté dc. C'est pourquoi, lorsque le courant  $i_{Lx}$  atteint sa valeur nulle, l'interrupteur  $S_x$  s'ouvre et l'énergie résiduelle des inductances auxiliaires est transférée à  $V_x$  à travers  $D_x$  (figure 3.6d). Lorsque le circuit de commutation est désactivé, l'interrupteur San s'ouvre. Le courant  $i_a$  amène la tension au point a à la valeur positive du rail dc. Ainsi l'interrupteur Sap se ferme sous les conditions ZVT et complète la commutation désirée des nœuds.

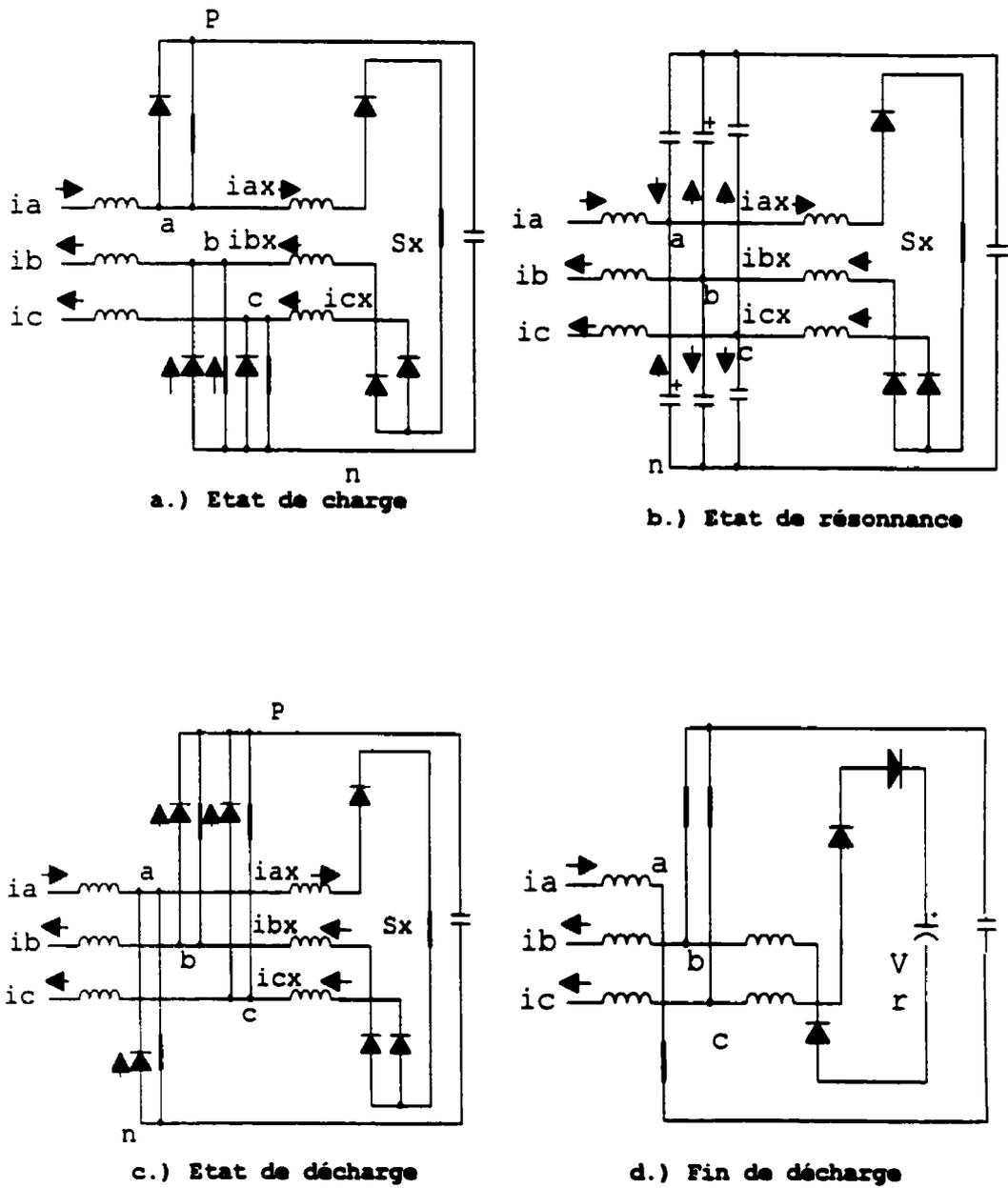


Figure 3.6 Différent états de la cellule de commutation

### **3.5. Considération du design du circuit auxiliaire :**

La conception du circuit de commutation consiste à choisir les valeurs des inductances, à déterminer le contrôle de l'interrupteur auxiliaire et à choisir les composants du circuit de commutation.

La valeur de l'inductance auxiliaire  $L_x$  est choisie afin que la durée de la phase de charge soit légèrement plus longue que le temps de recouvrement inverse des diodes du pont. En se servant de [1], la durée de la phase de charge est donnée par :

$$T_c = \frac{3L_x}{2V_d} I_c \quad (3.1)$$

Où  $I_c$  est le courant crête de charge.

Le choix de  $I_c$  invoque un compromis entre les dimensions du circuit de commutation et la complexité de contrôle du circuit de commutation. Le courant  $I_c$  doit excéder le courant d'entrée de phases par une valeur fixée, de façon que l'énergie emmagasinée dans les inductances de commutation soit suffisante au début de la phase de résonance. De l'équation 3.1, si  $I_c$  suit les variations des courants de phases,  $T_c$  sera fonction des courants de phases. Mais, l'implantation du contrôle avec un  $T_c$  variable s'avère très complexe voir impraticable. Pour cette raison,  $T_c$  et  $I_c$  sont considérés comme étant fixes, à une valeur qui permet la commutation douce des nœuds à pleine charge. De toute façon, à faible charge, le circuit de commutation travail avec plus d'énergie qu'il n'a besoin pour donner une commutation douce. Ainsi, une valeur qui garantie la commutation à pleine charge est  $I_c = \sqrt{3}I_m$ , où  $I_m$  est le courant crête de phase. Cette valeur est déterminée sous les conditions où tous les courants des

inductances de commutation excèdent les courants de phases à la fin de la phase de charge.

La durée de la phase de résonance [1],  $T_r$  peut être estimée par :

$$T_r = \pi \sqrt{L_x C} \quad (3.2)$$

Où  $C$  est la capacité des nœuds a, b, ou c. L'amplitude du courant de résonance,  $I_r$ , peut être estimée sous différentes conditions d'opération par [1] :

$$I_r = \frac{2V_{\star}}{3 \cdot \sqrt{\frac{L_x}{C}}} \quad (3.3)$$

Le courant de commutation crête,  $I_x$ , est :

$$I_x = I_c + I_r = \sqrt{3}I_m + \frac{2V_{\star}}{3 \cdot \sqrt{\frac{L_x}{C}}} \quad (3.4)$$

La durée de la phase de décharge,  $T_d$ , est approximativement égale à celle de charge,  $T_c$ . Le temps de commutation total,  $T_x$  de l'interrupteur auxiliaire,  $S_x$ , est donné par :

$$T_x = T_c + T_r + T_d = \frac{3\sqrt{3}I_m L_x}{V_{\star}} + \pi \sqrt{L_x C} \quad (3.5)$$

Ainsi, l'interrupteur auxiliaire est contrôlé par un signal ayant une fréquence et un rapport cyclique constant. Le timing des interrupteurs du pont est fixe, et ne dépend pas des variations de la charge ou de la ligne, ni du mode d'opération.

La valeur moyenne du courant de l'interrupteur auxiliaire, est :

$$\bar{I}_x = \frac{I_x T_x}{2T} \quad (3.6)$$

Où T est la période de commutation. Le courant moyen peut être désigné comme étant 5 % plus bas que le courant crête de phase [1]. Le dimensionnement du courant moyen des diodes du circuit de commutation peut être de 1/3 de  $I_x$ , et le courant de  $D_x$  plus bas.

Depuis que les inductances auxiliaires opèrent en mode discontinu de courant,  $S_x$  est commuté à on et off avec presque pas de courant. Il est donc très normal d'utiliser un IGBT pour ce interrupteur auxiliaire. Cet interrupteur et la diode  $D_x$  doivent être capables de bloquer la tension auxiliaire  $V_x$ .

La quantité de puissance transférée à  $V_x$  est typiquement autour de 0.2 % de la puissance totale [1]. Si cette puissance est dissipée, l'efficacité globale du convertisseur ne sera pas affectée. Ainsi,  $R_x$  est choisie pour que  $V_x$  soit supérieure à  $V_{dc}$  afin de garder la diode  $D_x$  bloquée quand  $S_x$  est ouvert. La valeur de  $R_x$  peut être déterminée de façon à dissiper l'énergie circulant dans le circuit  $C_x - R_x$ . Cette énergie est déterminée par la valeur de l'inductance de commutation et le courant résiduel dans ces inductances à la fin de la phase de décharge.

Pour filtrer toutes les basses fréquences de  $V_x$ , la valeur  $C_x$  est choisie pour satisfaire la condition :

$$2\pi * R_x C_x > \frac{1}{12f_L} \quad (3.7)$$

où  $f_L$  est la fréquence de la ligne d'entrée.

### **3.6 Calcul des pertes de conduction et de commutation :**

Le calcul des pertes de commutation se fait en fonction des deux phases de commutation. A l'ouverture, nous utiliserons la relation (1.18) :

$$P_O = \frac{I_M^2 t_f^2}{24C} f$$

Rappelons que  $I_M$  est le courant moyen de l'interrupteur,  $t_f$  est le temps de retombé du courant et  $f$  est la fréquence de commutation et  $C$ , est le condensateur du circuit d'aide à la commutation.

Et lors de la fermeture on utilise la relation (1.20):

$$P_F = \frac{1}{2} C V_M^2$$

Les pertes de conduction des diodes se calculent de la manière suivante []:

$$P_{Blocage} = Q_{RR} * V_R * f$$

où  $V_R$  est la tension inverse appliquée entre l'anode et la cathode la diode lorsqu'elle se bloque.

**Tableau 3.1****Pertes des interrupteurs**

Description	Type IGBT	V <sub>BLOPAGE</sub>	V <sub>F</sub> ou V <sub>CE</sub>	I <sub>dc</sub>	t <sub>r</sub>	Q <sub>RR</sub>	Pertes de conduction	Pertes de commutation
Interrupteurs principaux	IRG4ZH71KD	1200 V	2.89 V	12.23 A	330 ns	-	2.89*12.23*6 soit 212 W	204 W
Diodes du pont	25F80	800 V	0.89 V	13.32 A	-	260nC	0.89*13.32*6 soit 71 W	63 W

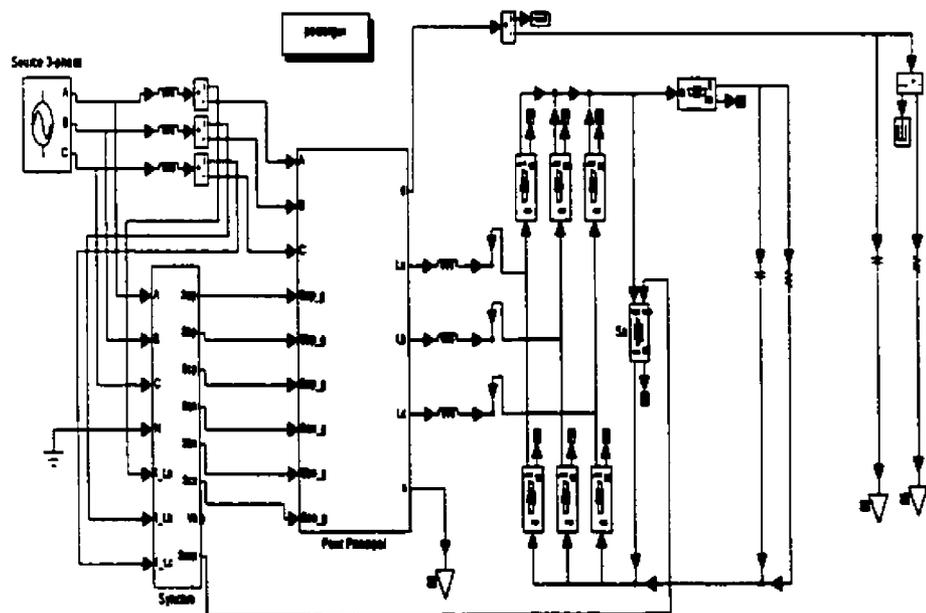
**3.7. Simulation :**

La simulation du circuit a été entièrement effectuée à l'aide des logiciels Powerlib et Simulink de l'environnement MATLAB. Le modèle de tout le système est représenté à la figure 3.7 sous forme de schéma blocs. Certains ont déjà été expliqués dans le chapitre 2. Néanmoins, on reviendra pour certains détails. Ainsi, la figure comporte quatre parties essentielles:

- Une source triphasée de 380 Volts pour l'alimentation du circuit. Rien ne change en comparaison avec celle utilisée pour la simulation de la figure 2.8 ;
- Le pont redresseur qui garde aussi les mêmes composants et configuration que ceux de la figure 2.8 ;
- Le circuit d'aide à la commutation ;
- Le circuit de commande qui se voit légèrement modifié pour améliorer les performances du redresseur. Il se compose de quatre blocs :
  1. Le bloc qui nous permet de faire les mesures des tensions de phase. Ce bloc non plus n'a pas été modifié. Il est identique à celui de la figure 2.8
  2. Le bloc de commande des différents interrupteurs. Nous avons rajouté sur la figure 2.10 un temporisateur sur chaque commande

d'interrupteur pour permettre le circuit d'aide à la commutation de réaliser ses trois phases.

3. Un bloc contrôleur pour la validation des signaux de commande et qui contrôle le transfert de puissance, le même que la figure 2.9.
4. Un bloc de commande qui permet de synchroniser les commandes de l'interrupteur du circuit d'aide à la commutation avec celles des interrupteurs principaux afin de réaliser la commutation sous la condition ZVT (figure 3.9).



**Figure 3.7 Schéma bloc de simulation avec circuit d'aide à la commutation**

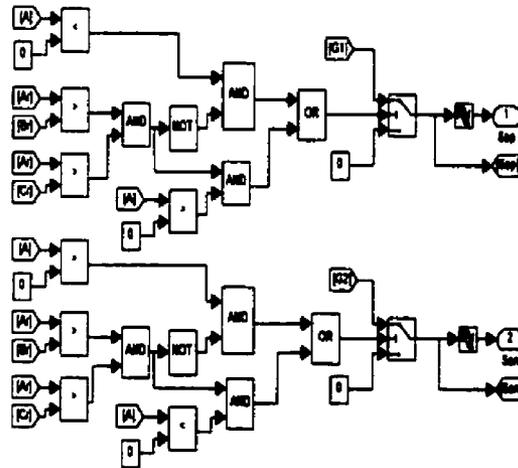


Figure 3.8 Circuit de commande de Sap et San à commutation douce

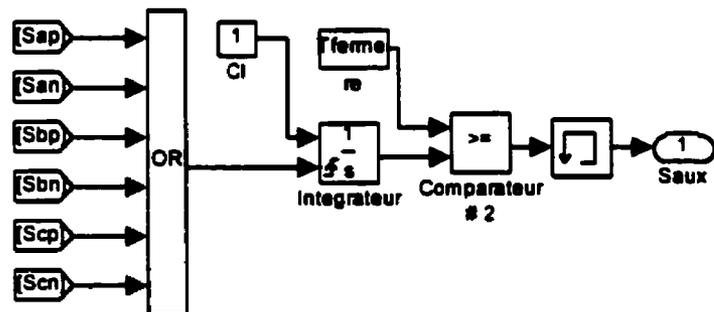
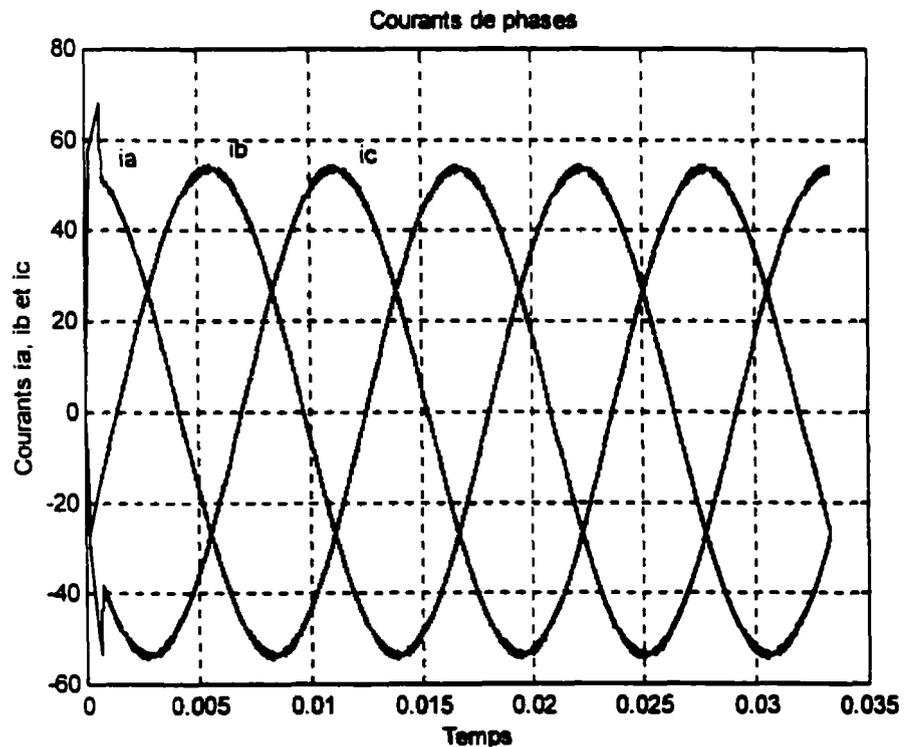


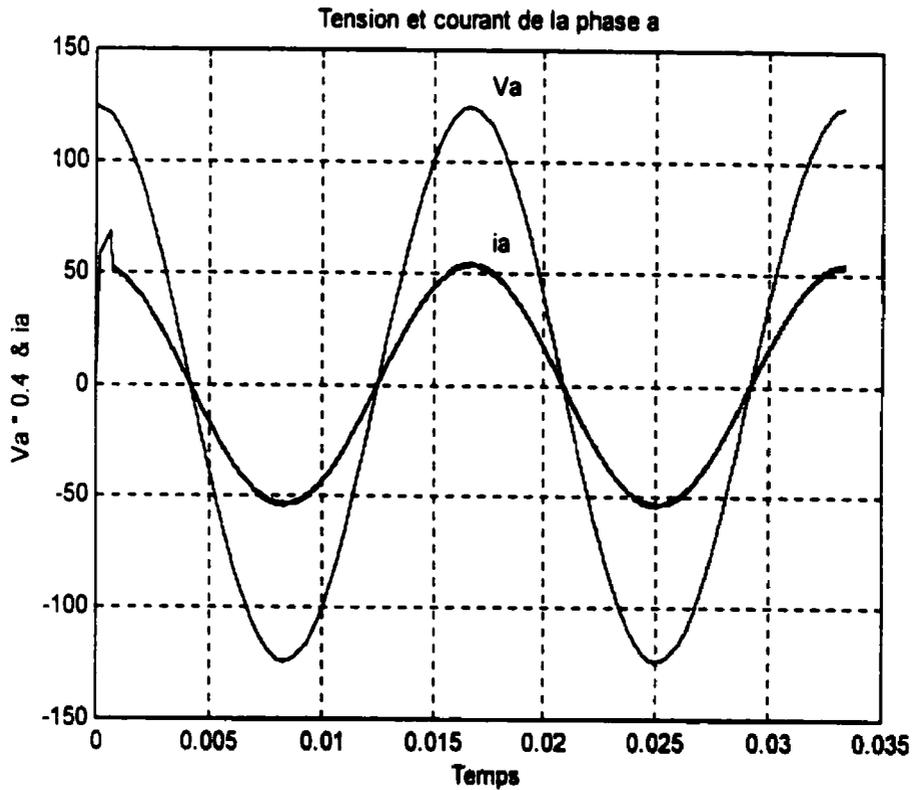
Figure 3.9 Circuit de commande de l'interrupteur auxiliaire

La commande des interrupteurs de la figure 3.8 utilise des comparateurs pour forcer la commutation en fonction des tensions désirées. Pour l'interrupteur Sap par exemple, il sera actif lorsque la fonction AND sera vraie et que la validation de la commande est confirmée par le bloc contrôleur. Cela correspond au moment où la tension de la phase a est inférieure à zéro et que sa valeur absolue est inférieure aux valeurs absolues des deux autres tensions de phase.

Les simulations ont été effectuées sur une échelle de deux périodes de fonctionnement. La figure 3.10 représente les courants de phases. La figure 3.11 donne le courant et la tension de la phase a.



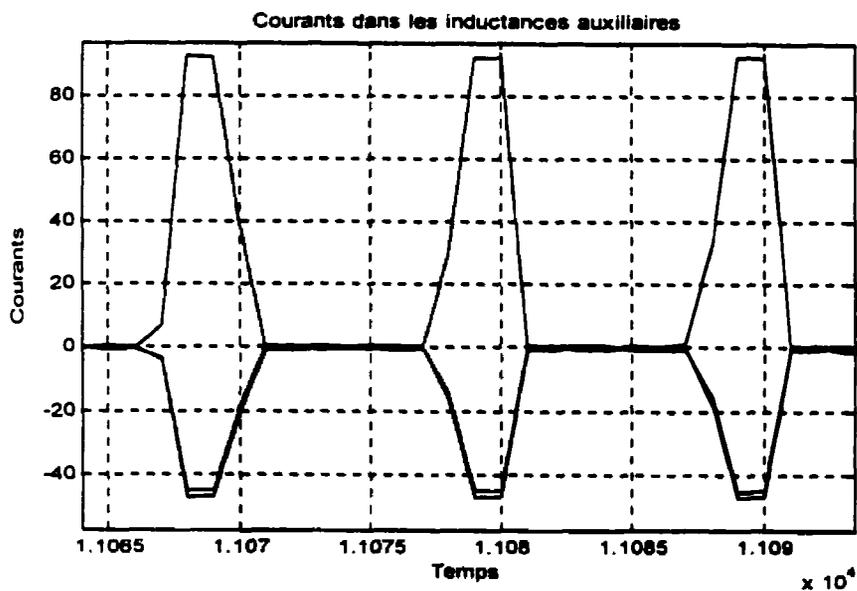
**Figure 3.10 Courants de phases sous la pleine charge**



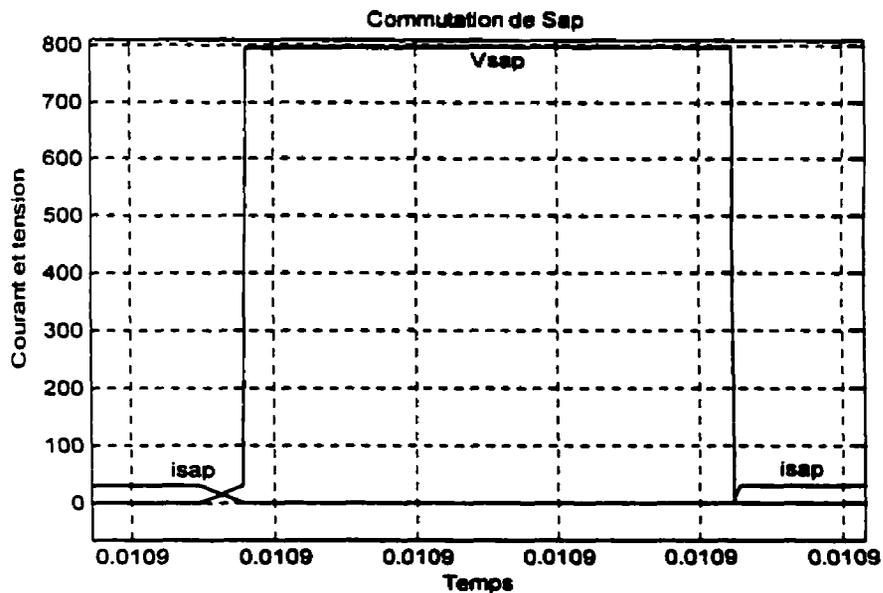
**Figure 3.11 Tension et courant de la phase a avec la pleine charge**

Les figures 3.12, 3.13 et 3.14 représentent, respectivement, les courants dans les inductances auxiliaires, la commutation de Sap et la tension aux bornes de la charge. La figure 3.15 montre le courant mesuré dans l'inductance d'entrée et le courant de référence de la phase a. La figure 3.16 donne le courant dans la charge.

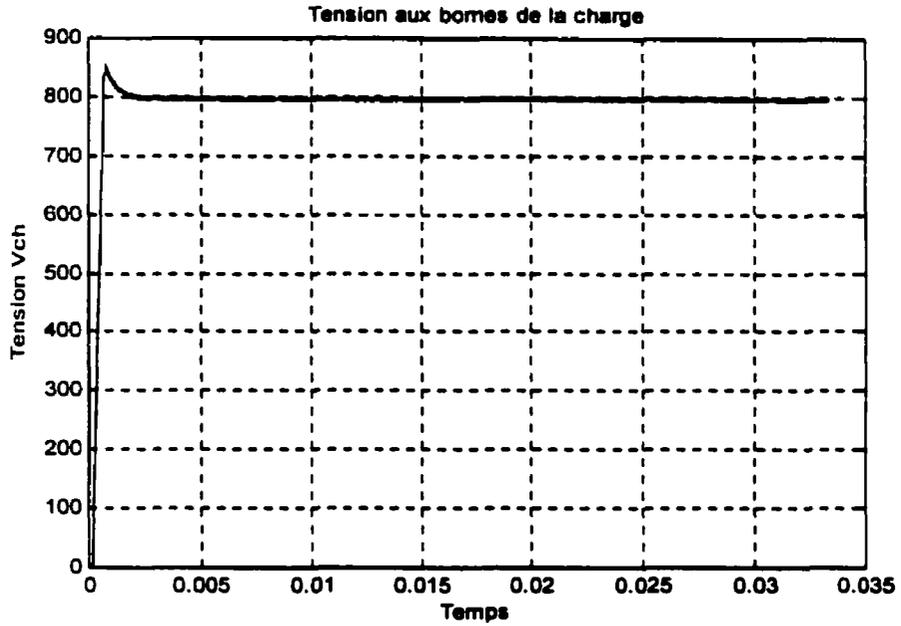
Deux autres essais ont été effectués sous les conditions de 0.75 et 1.5 de la puissance.



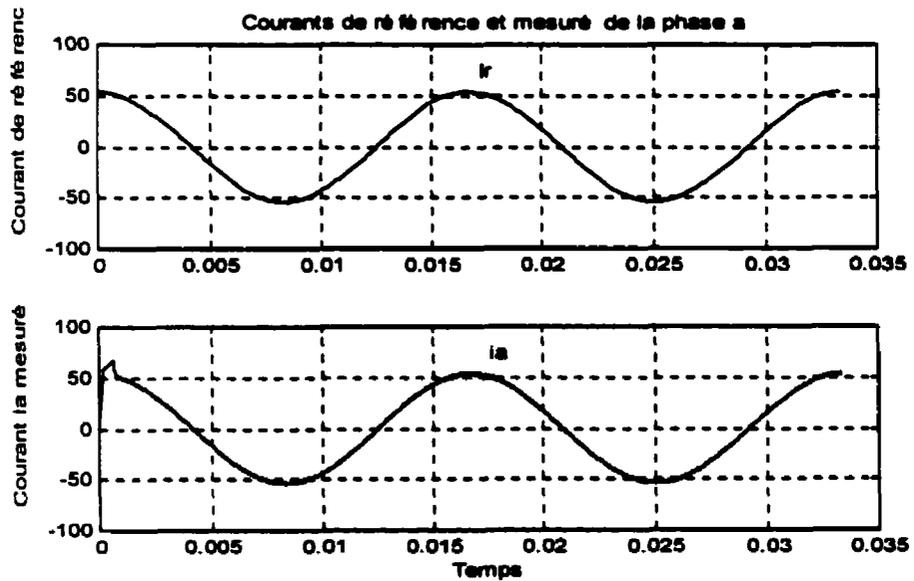
**Figure 3.12 Courants dans les inductances auxiliaires fonctionnant à pleine charge**



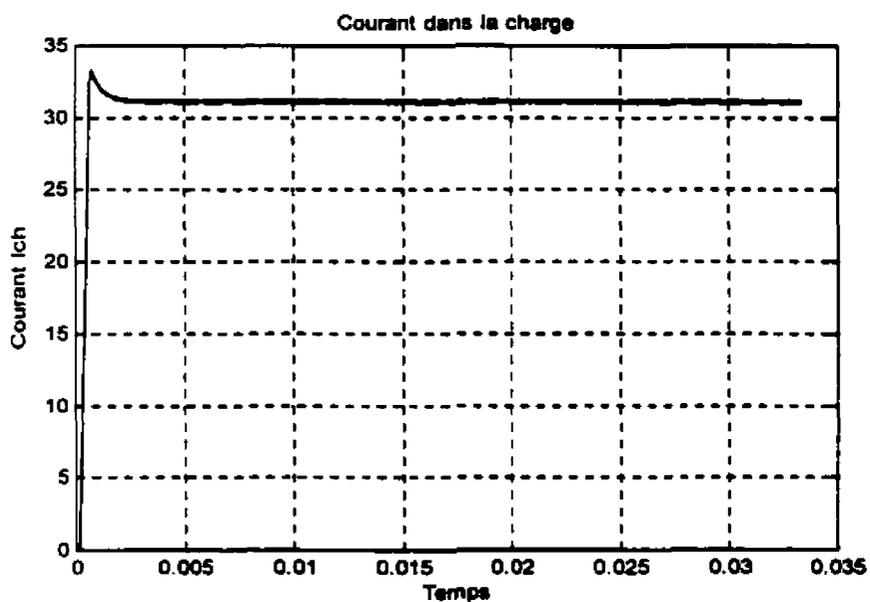
**Figure 3.13 Évolution de la tension et du courant dans l'interrupteur Sap**



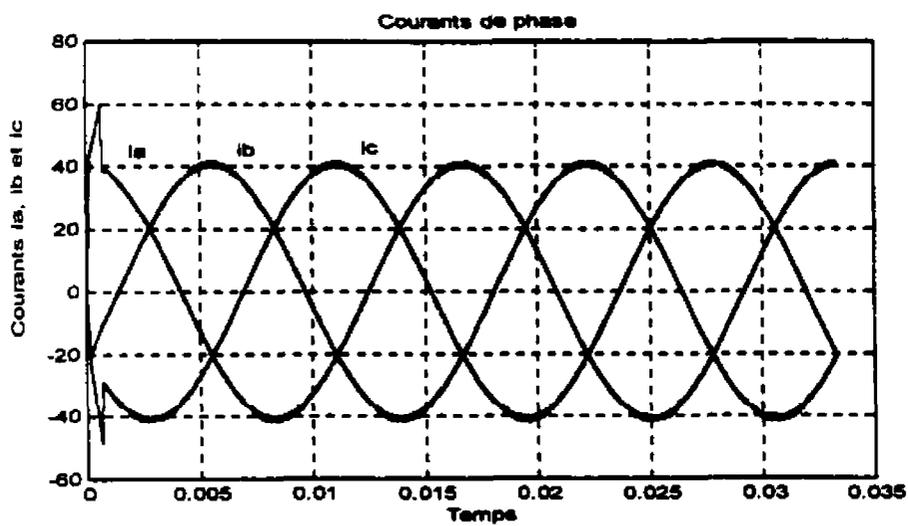
**Figure 3.14 Tension aux bornes de la charge sous la pleine charge**



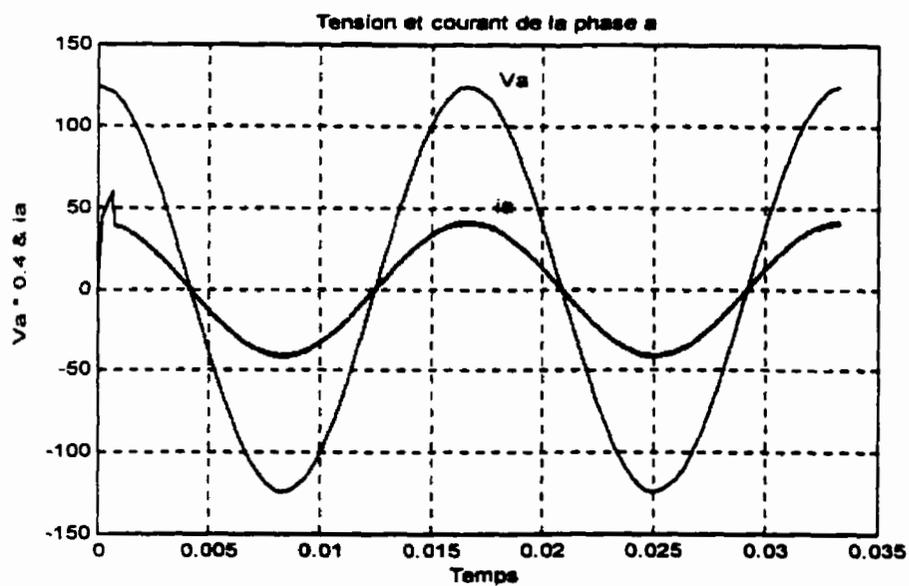
**Figure 3.15 Courants de référence et mesuré de la phase a sous la pleine charge**



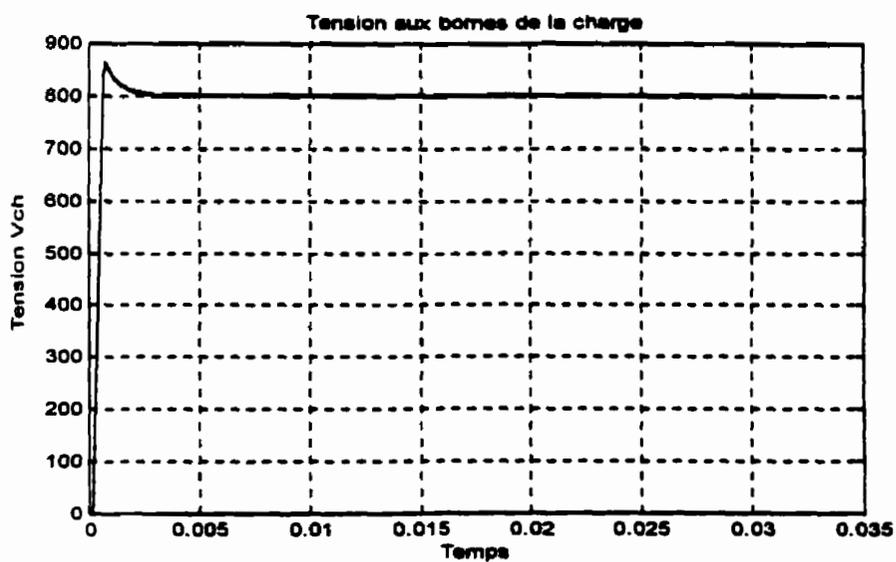
**Figure 3.16 Courant dans la charge sous la pleine charge**



**Figure 3.17 Courants de phases sous avec 0.75 fois la puissance**



**Figure 3.18 Tension et courant de la phase a avec 0.75 fois la puissance**



**Figure 3.19 Tension aux bornes de la charge avec 0.75 fois la puissance**

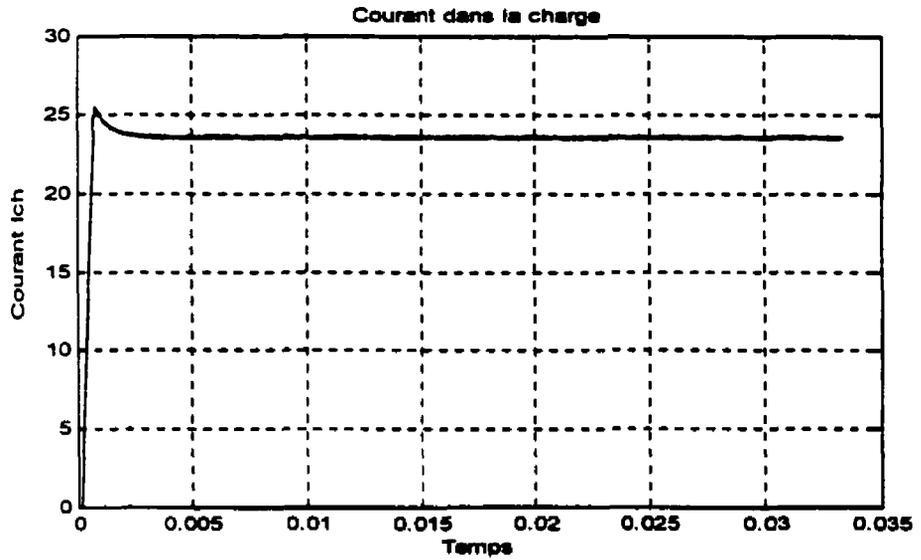


Figure 3.20 Courant dans la charge avec 0.75 fois la puissance

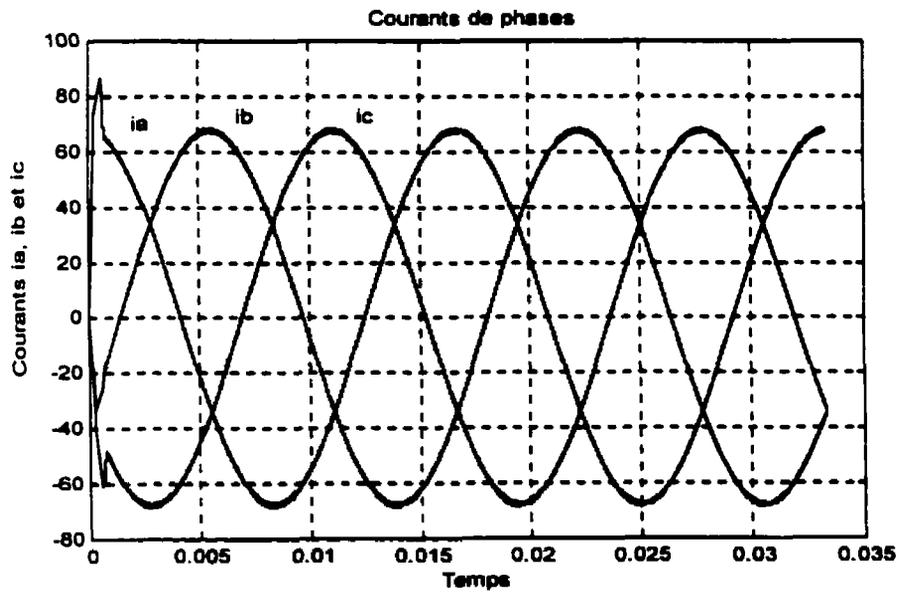
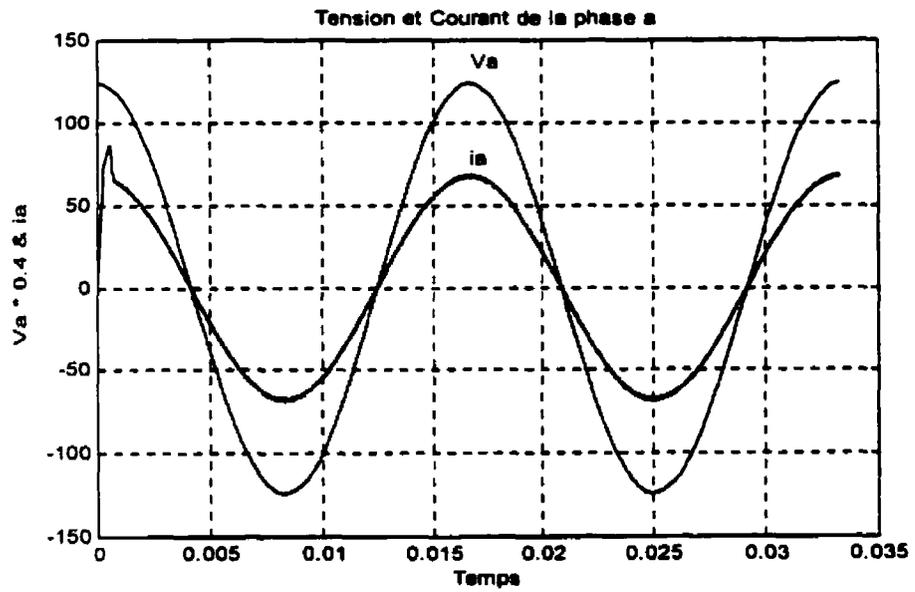
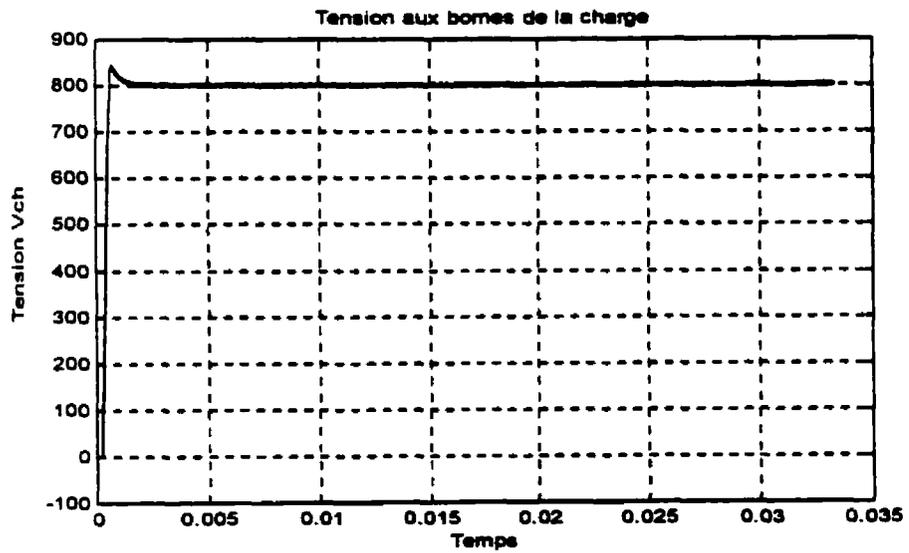


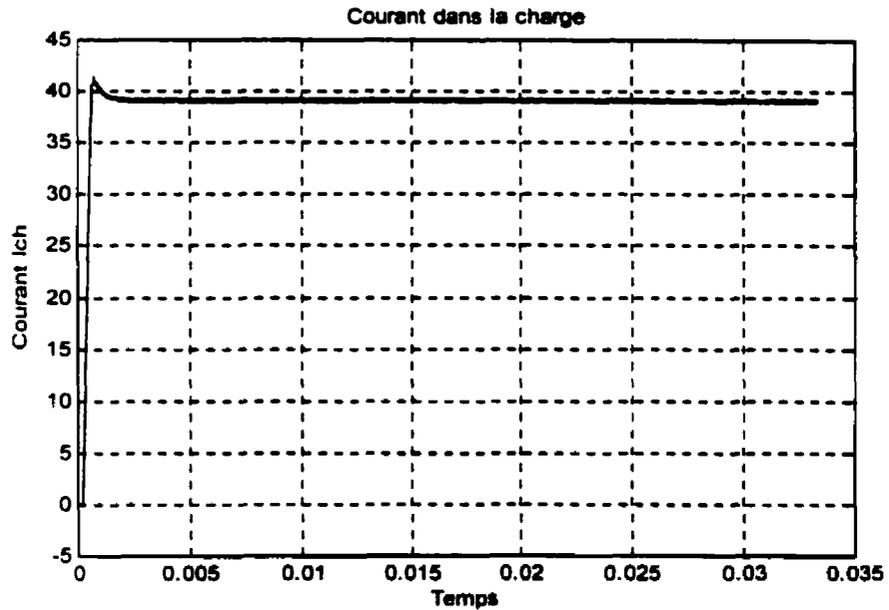
Figure 3.21 Courants de phases avec 1.25 fois la puissance



**Figure 3.22 Tension et courant de la phase a avec 1.25 fois la puissance**



**Figure 3.23 Tension aux bornes de la charge avec 1.25 fois la puissance**



**Figure 3.24 Courant dans la charge avec 1.25 fois la puissance**

### **Conclusion**

La commutation à haute fréquence pour une densité de puissance élevée dans les convertisseurs PWM ne peut pas être réalisée sans utiliser la commutation douce, spécialement pour les grandes puissances.

Les techniques de commutation douce des convertisseurs PWM sont les meilleures technologies disponibles pour réduire les pertes sans augmenter les contraintes en courant et en tension. Ainsi, la nouvelle loi de commande établie a donné naissance à une nouvelle topologie de redresseur à facteur de puissance unitaire.

cette loi de commande a permis d'éliminer toutes les harmoniques d'ordres inférieurs. Le THD est inférieur à 1%. Les figure 3.12 montrent que les inductances de commutation donnent bien un fonctionnement en discontinu et la figure 3.13 montre la commutation à zéro tension. Donc, les pertes par commutation se trouvent considérablement réduites. Le rendement correspondant est de 978 %.

## **CONCLUSION GÉNÉRALE**

Les études et analyses que nous avons effectuées dans le cadre de ce projet nous ont permis de bien comprendre et de maîtriser le fonctionnement de ce type de convertisseur. Ainsi, le travail a commencé par des rappels sur la notion de commutation. Par la suite, nous avons élaboré et analysé une nouvelle loi de commande pour un convertisseur triphasé PWM sans et avec circuit d'aide à la commutation. Et l'application de cette nouvelle loi de commande a permis d'obtenir un facteur de puissance unitaire avec l'élimination de toutes les harmoniques d'ordres inférieurs. Le semi-conducteur utilisé comme interrupteur dans le circuit de puissance du redresseur ainsi que l'interrupteur auxiliaire est le transistor bipolaire à grille isolée (IGBT).

Pour faire le choix du convertisseur CA/CC, six topologie ont été étudiées. Il ressort de cette étude que la commutation à haute fréquence pour une densité de puissance élevée dans les convertisseurs, ne peut pas être réalisée sans utiliser la commutation douce si on veut réduire les pertes. Le pont classique de la figure 2.1 ne répond pas à nos besoins à cause des pertes par commutation. Il n'est pas possible d'assurer le ZVT pour une grande plage de puissance.

Les figures 2.2, 2.3, 2.4 peuvent assurer une commutation douce. Mais pour les raisons énumérées plus haut, nous opté pour la figure 3.5 qui montrent le schéma du redresseur utilisés pour tester la technique de commutation douce tel que proposé.. Et les techniques récemment proposées, sont les meilleurs technologies disponibles pour réduire ces pertes et les éléments réactifs sans augmenter les contraintes en courant et tension des interrupteurs principaux.

Des simulations ont été effectuées afin de développer un modèle qui tient compte de tous les détails techniques. Et les résultats obtenus, nous montrent que le logiciel Powerlib se révèle comme l'outil, à la fois simple et efficace pour faire des simulations des convertisseurs.

### RECOMMANDATION :

Le gain du contrôleur (Figure 2.9) est fonction de la puissance. Tel qu'il est utilisé ici, nous sommes amenés à changer manuellement sa valeur en fonction de la puissance en jeux. Il serait intéressant de trouver un programme qui permettrait au contrôleur de suivre la variation de la charge.

Actuellement, le courant de référence est généré à partir des mesures des tensions de phases.

## RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] V. Vlatkovic, D. Borojevic, and F.C. Lee, "A New Zero-Voltage Transition, Three-Phase PWM Rectifier / Inverter Circuit," 1993 VPEC, Proceeding of the Power Electronics Specialist Conference, pp 868 - 873
- [2] D.M. Divan, "Resonant DC Link Converter – a News Concept in Static Power Conversion," IEE Industry Application Soc.Conf.Proc. pp. 648 – 656, 1986
- [3] D. M. Divan, G. Skibinski, "Zero-Switching-loss inverters for high-Power Application, " IEE Trans. On Industry Applications, Vol. 1A-25, no. 4, pp. 634-643, Jul./Aug. 1989.
- [4] G. Venkataramanan, D. Divan, "Pulse Width Modulation With Resonant DC Link Converters," IEE Industry Application Soc. Conf. Proc. pp. 984 – 990, 1990.
- [5] R. W. De Doncker, J. P. Lyons, "The Auxiliary Resonant Commutated Pole Converter, " IEE Industry Application Soc. Conf. Proc. Pp 1228 – 1235, 1990.
- [6] A. Busse and J. Holtz, "Multiloop Control of Unity Power Factor Fast Switching AC to DC Converter, " IEE Power Electronics Specialists Conf. Pp 171 – 179, 1982.
- [7] H. W. Droeck, H. Ch. Shudelny, G. Stanke, "Analysis and Realization of a Pulse-Width Modulator Based on Voltage Space Vector," IEE Trans. on Industry Applications, Vol. 1A-24, no. 1, pp 142 – 150, Jan./Feb. 1988.

- [8] Yvon Chéron, "La commutation douce dans la conversion statique de l'énergie électrique," Lavoisier, TEC & DOC, 1989.
- [9] J. Ferrieux, F. Forest, "Alimentation à découpage, Convertisseur à résonance, " 2<sup>ème</sup> édition, Masson, 1994.
  
- [10] Christian Elisabelar, "Thèse de doctorat, " L'ENSEEIHJT Janvier, 1990.
  
- [11] Jean Marie Peter, "Le transistor de puissance dans son environnement, " Aix en province, Octobre, 1978.
  
- [12] J. L. Dalmasso, "Electronique de puissance, commutation, " Collections DIA, 1986.
  
- [13] Philip C. Todd, "UC3854 Controlled Power Factor Correction Circuit Design, " Unitrode Application Note pp 269 – 388.
  
- [14] International Rectifier. IGBT, Insulated Gate Bipolar Transistor Designs manual. 1994.
  
- [15] Qihong Huang, Fred C. Lee, " Characterization and Control of Three-phase Boost Rectifiers at Light Load, " VPEC Seminar Proceedings, pp 29-34, 1996.
  
- [16] Richard Zhang, Fred C. Lee, "Optimum PWM Pattern for A Three-Phase Boost DCM PFC Rectifier, " VPEC Seminar Proceedings, pp 35-42, 1996.
  
- [17] O. Garcia, J. A. Cobos, " A New Family of Single State AC/DC Power Factor Correction Converters Whith Fast Output Voltage Regulation," PESC 97 in IEEE Power Electronic Specialists Conf 97.

- [18] C. Cuadros, D. Borojevic, S. Gataric, V. Vlatcovic, "Space Vector Modulated, zero-Voltage Transition Three-Phase to DC Bidirectional Converter," 1994 VPEC in IEEE Power Electronic Specialists Conf 94. pp 20-25.
- [19] S. Gataric and D. Borojevic, and F. C. Lee, "Soft-Switched Single-Switch Three-Phase Rectifier With Power Factor Correction," 1994 VPEC in IEEE Power Electronic Specialists Conf 94. pp 738-744.