

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS-RIVIÈRES

MÉMOIRE DE MAÎTRISE PRÉSENTÉ À L'UNIVERSITÉ DU  
QUÉBEC À TROIS-RIVIÈRES

COMME EXIGENCE PARTIELLE  
DE LA MAÎTRISE EN ÉLECTRONIQUE INDUSTRIELLE

PAR  
DRISS ABOUHDEL

CONCEPTION D'UNE ALIMENTATION À  
DÉCOUPAGE À RÉSONANCE

MAI 1996

Université du Québec à Trois-Rivières

Service de la bibliothèque

Avertissement

L'auteur de ce mémoire ou de cette thèse a autorisé l'Université du Québec à Trois-Rivières à diffuser, à des fins non lucratives, une copie de son mémoire ou de sa thèse.

Cette diffusion n'entraîne pas une renonciation de la part de l'auteur à ses droits de propriété intellectuelle, incluant le droit d'auteur, sur ce mémoire ou cette thèse. Notamment, la reproduction ou la publication de la totalité ou d'une partie importante de ce mémoire ou de cette thèse requiert son autorisation.

## REMERCIEMENTS

Le travail présenté dans ce mémoire a été effectué au laboratoire d'électronique industrielle et de commande de l'Université du Québec à Trois-Rivières (UQTR).

Je tiens à exprimer ma sincère gratitude à tous les professeurs, chercheurs, étudiants et amis qui ont contribué à la réalisation de ce travail. En particulier:

Mon directeur de recherche, professeur au département de génie électrique à l'U.Q.T.R, Ahmed Chériti, pour avoir accepté de diriger ce mémoire et pour y avoir consacré beaucoup de son temps. Sa participation, sa constante disponibilité, ses conseils, ses qualités humaines et son encouragement ont été inestimables.

Monsieur, Alois Kadima-Nzuji, professeur au département de génie électrique à l'U.Q.T.R, comme co-directeur de ce mémoire. Je le remercie encore une autre fois de m'avoir permis de m'imprégnier de ces connaissances dans la réalisation de ce mémoire et de son expertise ingénieuse dans ce domaine

Je tiens également à remercier tous les professeurs du département de génie de l'UQTR ainsi que le technicien, Monsieur Jacques Poisson et la magasinière Louise Lepage.

Enfin, je suis reconnaissant à mes parents, ma soeur Fatna ainsi que son mari pour leur soutien financier et moral, leur compréhension qu'ils m'ont accordé pour débuter mes études au Canada. Je tiens aussi à remercier mon épouse Walehiane Nadia, mes frères et soeurs au Maroc ainsi que mon ami Walid Yamak, de leurs encouragements.

## RÉSUMÉ

L'objectif de ce mémoire est la conception, l'étude et la réalisation d'un prototype de convertisseur courant continu-courant continu à commutation douce, développant une puissance de 500 Watt, dont l'application envisagée est l'alimentation de plusieurs moteurs à 24 Volt.

La recherche d'un tel prototype nous amène à présenter tout d'abord quelques généralités des principaux convertisseurs à résonance potentiels plus des critères de choix des types d'interrupteurs associés aux différents mécanismes de la commutation douce.

Les principes de fonctionnement du convertisseur à résonance série (CRS) et du convertisseur à résonance parallèle (CRP) ont été abordés. Ensuite, on a développé les séquences de fonctionnement de chaque convertisseur, suivant le mode choisi ( pour  $f_c < f_r$  et  $f_c > f_r$  ). On a présenté aussi les contraintes sur le système, sur le fonctionnement du convertisseur et sur les semi-conducteurs. De cette étude on a déduit que le CRS n'est pas adéquat pour notre application, car il ne peut pas fonctionner à vide et il n'est pas qualifié pour des applications à fort courant.

L'étude du CRSP n'était pas abordée du fait que le CRSP ne présente pas des caractéristiques supérieures au CRP. La présence du condensateur en série diminue la tension à la sortie et augmente le courant dans le circuit résonant.

Enfin, l'étude analytique et le design du CRP, retenu comme structure finale, sont déduits du schéma équivalent proposé du convertisseur, pour une marge de la fréquence de commutation qui varie entre zéro et un demi de la

fréquence de résonance. Dans cette marge de fréquence, le fonctionnement du CRP est similaire à celui du convertisseur abaisseur quasi-résonant en pleine charge.

La réalisation expérimentale du prototype a été faite avec succès et les résultats d'expérimentations sont présentés dans le dernier chapitre.

## TABLE DES MATIÈRES

	PAGE
REMERCIEMENTS.....	I
RÉSUMÉ.....	IV
TABLE DES MATIÈRES.....	VI
LISTE DES FIGURES.....	XII
LISTE DES SYMBOLES.....	XIV
LISTE DES ABRÉVIATIONS.....	XV
INTRODUCTION GÉNÉRALE.....	1
CHAPITRE 1 : GÉNÉRALITÉS SUR LES CONVERTISSEURS À RÉSONANCE DE TYPE SÉRIE, PARALLÈLE ET SÉRIE PARALLÈLE.....	4
1.1 Introduction.....	4
1.2 Description des circuits.....	5
1.3 Choix de l'interrupteur.....	6
1.3.1 Interrupteur fonctionnant en commutation à courant nul.....	6
1.3.2 Interrupteur fonctionnant en commutation à tension nulle.....	8
1.4 Conclusion.....	8

CHAPITRE 2: ÉTUDE COMPARATIVE DU CONVERTISSEUR À RÉSONANCE SÉRIE ET DU CONVERTISSEUR À RÉSONANCE PARALLÈLE.....	12
2.1 Introduction.....	10
2.2 Étude du convertisseur à résonance série.....	11
2.2.1 Principe de fonctionnement du CRS.....	11
2.2.2 Hypothèses.....	11
2.2.3 Modes de fonctionnement.....	12
2.2.4 Séquences de fonctionnement ( $f_c < f_r$ ).....	13
2.2.5 Résultat de la simulation pour ( $f_c < f_r/2$ ).....	15
2.2.6 Séquences de fonctionnement ( $f_c > f_r$ ).....	17
2.2.7 Résultats de la simulation pour ( $f_c > f_r$ ).....	19
2.3 Avantages et inconvénients du CRS.....	20
2.3.1 Avantages.....	21
2.3.2 Inconvénients.....	22
2.3.3. Contraintes sur les semi-conducteurs.....	22
2.4 Étude du convertisseur à résonance parallèle.....	23
2.4.1 Principe de fonctionnement du CRP.....	23
2.4.2 Hypothèses.....	24
2.4.3 Modes de fonctionnement.....	24
2.4.4 Séquences de fonctionnement ( $f_c < f_r$ ).....	24
2.4.4.1 Fonctionnement en charge ( $0 < f_c < f_r/2$ )....	25
2.4.4.2 Résultats de la simulation pour ( $f_c < f_r/2$ ) ....	27

2.4.4.3 Fonctionnement en charge ( $f_r/2 < f_c < f_r$ )...	29
2.4.4.4 Résultats de la simulation du convertisseur pour ( $f_r/2 < f_c < f_r$ ).....	29
2.4.5 Séquences de fonctionnement ( $f_c > f_r$ ).....	31
2.4.6 Fonctionnement en court-circuit et à vide.....	35
2.5 Avantages et inconvénients du CRP.....	37
2.5.1 Avantages.....	37
2.5.2 Inconvénients.....	38
2.5.3 Contraintes sur les semi-conducteurs.....	38
2.6 Conclusion.....	38
CHAPITRE 3: ÉTUDE ANALYTIQUE ET DESIGN DU CONVERTISSEUR À RÉSONANCE PARALLÈLE.	40
3.1 Introduction.....	40
3.2 Étude analytique.....	41
3.2.1 Schéma équivalent proposé.....	41
3.2.2. Hypothèses.....	42
3.2.3 Étude du convertisseur pour ( $0 < f_c < f_r/2$ ).....	42
3.2.3.1 Valeur moyenne du courant dans l'inductance de résonance.....	44
3.2.3.2 Caractéristique de sortie du convertisseur....	45
3.2.3.3 Valeur efficace du courant $i_{Lr}$ .....	46

3.2.3.4 Valeur efficace de la tension aux bornes du condensateur.....	47
3.2.3.5 Courant moyen dans la diode, D1, antiparallèle au transistor.....	49
3.2.3.6 Valeur efficace du courant dans la diode, D1, antiparallèle au transistor.....	50
3.2.3.7 Courant moyen dans le transistor.....	51
3.2.3.8 Valeur efficace du courant du transistor.....	52
3.2.4 Dimensionnement du circuit résonant.....	53
3.2.4.1 Calcul de la limite de conduction en pleine charge.....	53
3.3 Conclusion.....	57
 CHAPITRE 4: RÉALISATION EXPÉRIMENTALE.....	58
4.1 Introduction.....	58
4.2 Description du circuit.....	58
4.3 Unité de puissance.....	61
4.3.1 Doubleur.....	61
4.3.2 CRP en demi pont.....	61
4.3.3 Circuit résonant.....	62
4.3.4 Calcul des radiateurs.....	63
4.3.5 Dimensionnement de l'inductance de résonance.....	64
4.3.6 Dimensionnement du transformateur de courant.....	65

4.3.7 Dimensionnement de l'inductance de filtre de sortie.....	67
4.3.8 Circuit d'amortissement pour la diode antiparallèle.....	67
4.3.9 Transformateur d'isolation.....	67
4.4 Unité de commande.....	69
4.4.1 Caractéristique du circuit IR2121.....	70
4.4.2 Logique entrée/sortie du circuit IR2121.....	71
4.4.3 Caractéristique du circuit IR2125.....	72
4.4.4 Caractéristiques du contrôleur UC3865.....	73
4.5 Résultats expérimentaux.....	76
4.6 Conclusion.....	79
CONCLUSION GÉNÉRALE.....	81
RÉFÉRENCES.....	82
ANNEXE A.....	85
ANNEXE B.....	102

## LISTE DES FIGURES

	<u>PAGE</u>
<b>FIGURE 1.1</b> Schéma du convertisseur à résonance série.....	5
<b>FIGURE 1.2</b> Schéma du convertisseur à résonance parallèle.....	6
<b>FIGURE 1.3</b> Schéma du convertisseur à résonance série-parallèle	6
<b>FIGURE 1.6</b> Schéma de principe d'un interrupteur (CTN).....	8
<b>FIGURE 2.1</b> Schéma d'étude du convertisseur.....	13
<b>FIGURE 2.2</b> Séquences de fonctionnement pour $f_c < f_r$ .....	15
<b>FIGURE 2.3</b> Courant dans l'inductance de résonance pour, $f_c < f_r/2$ .....	16
<b>FIGURE 2.4</b> Tension aux bornes du condensateur de résonance pour, $f_c < f_r/2$ .....	16
<b>FIGURE 2.5</b> Plan de phase du CRS pour $0 < f_c < f_r/2$ .....	17
<b>FIGURE 2.6</b> Séquences de fonctionnement pour $f_c > f_r$ .....	19
<b>FIGURE 2.7</b> Courant dans l'inductance de résonance, pour $f_c > f_r$ .....	19
<b>FIGURE 2.8</b> Tension aux bornes du condensateur de résonance pour, $f_c > f_r$ .....	20
<b>FIGURE 2.9</b> Plan de phase du convertisseur pour $f_c > f_r$ .....	20
<b>FIGURE 2.10</b> Schéma équivalent d'étude du convertisseur.....	25
<b>FIGURE 2.11</b> Séquences de fonctionnement pour $0 < f_c < f_r/2$ .....	26
<b>FIGURE 2.12</b> Courant dans l'inductance de résonance, pour $f_c < f_r/2$ .....	27

<b>FIGURE 2.13</b>	Tension aux bornes du condensateur de résonance, pour $f_c < f_r/2$ .....	28
<b>FIGURE 2.14</b>	Plan de phase du CRP pour $f_c < f_r/2$ .....	28
<b>FIGURE 2.15</b>	Courant dans l'inductance de résonance, pour $f_r/2 < f_c < f_r$ .....	30
<b>FIGURE 2.16</b>	Tension aux bornes du condensateur de résonance, $f_r/2 < f_c < f_r$ .....	30
<b>FIGURE 2.17</b>	Séquences de fonctionnement du CRP pour $f_c > f_r$ .....	34
<b>FIGURE 2.18</b>	Courant dans l'inductance de résonance, pour $f_c > f_r$ .....	34
<b>FIGURE 2.19</b>	Tension aux bornes du condensateur de résonance, $f_c > f_r$ .....	36
<b>FIGURE 2.20</b>	Séquences de fonctionnement du CRP en court-circuit.....	

<b>FIGURE 2.21</b>	Séquences de fonctionnement du CRP à vide.....	37
<b>FIGURE 3.1</b>	Schéma équivalent du CRP.....	41
<b>FIGURE 3.2</b>	Schéma du circuit équivalent.....	42
<b>FIGURE 3.3</b>	Fonction de transfert du CRP, $f_c /f_r$ comme paramètre de contrôle.....	46
<b>FIGURE 3.4</b>	Courant efficace en fonction du courant de charge, $f_c /f_r$ comme paramètre de contrôle.....	47
<b>FIGURE 3.5</b>	Tension efficace aux bornes du condensateur en fonction de X, $f_c /f_r$ comme paramètre de contrôle.....	48
<b>FIGURE 3.6</b>	Courant moyen dans la diode, $f_c /f_r$ comme paramètre de contrôle.....	50
<b>FIGURE 3.7</b>	Courant efficace dans la diode pendant la conduction, $f_c /f_r$ comme paramètre de contrôle.....	51
<b>FIGURE 3.8</b>	Courant moyen dans le transistor pendant la conduction, $f_c /f_r$ comme paramètre de contrôle.....	52
<b>FIGURE 3.9</b>	Courant efficace $I_{L\text{reff}}$ en fonction de X, $f_c /f_r$ comme paramètre de contrôle.....	53
<b>FIGURE 3.10</b>	Courant de charge en fonction du facteur d'amortissement.....	56
<b>FIGURE 4.1</b>	Schéma global de l'alimentation conçue.....	63
<b>FIGURE 4.2</b>	Schéma du bobinage du transformateur.....	68
<b>FIGURE 4.3</b>	Schéma du Circuit IR2121.....	71

<b>FIGURE 4.4</b>	Diagramme fonctionnel de la logique entrée/sortie du circuit IR2121.....	72
<b>FIGURE 4.5</b>	Schéma du circuit IR2125.....	73
<b>FIGURE 4.6</b>	Schéma de brochage du contrôleur.....	75
<b>FIGURE 4.7</b>	Diagramme fonctionnel du contrôleur.....	75
<b>FIGURE 4.8</b>	Tension à la gachette et tension aux bornes d'un interrupteur.....	77
<b>FIGURE 4.9</b>	Courant et tension dans le circuit résonant à faible charge.....	77
<b>FIGURE 4.10</b>	Courant et tension dans le circuit résonant en pleine charge.....	78
<b>FIGURE 4.11</b>	Courant redressé après le pont des diodes et commande fournie par le contrôleur.....	78
<b>FIGURE 4.12</b>	Tension aux bornes de la diode, D1, antiparallèle avec circuit d'amortissement et sans circuit d'amortissement.....	79

## LISTE DES SYMBOLES

$C_r$	Capacitance de résonance
$L_r$	Inductance de résonance
$C_0$	Capacitance du filtre de sortie
$L_0$	Inductance du filtre de sortie
$R_L$	Résistance de charge
$C_1, C_2$	Condensateur du filtre d'entrée
$f_c$	Fréquence de commutation
$f_r$	Fréquence de résonance
$T_1, T_2$	Interrupteurs de commutation du convertisseur
$V_0$	Tension de sortie du convertisseur
$E$	Tension à l'entrée du convertisseur redressée
$i_{Lr}$	Courant dans l'inductance de résonance
$V_{Cr}$	Tension aux bornes du condensateur de résonance
$\omega_r$	Pulsation du circuit résonant
$Z$	Impédance caractéristique du circuit résonant
$D_1, D_2$	Diodes antiparallèles aux interrupteur $T_1$ et $T_2$
$R_s$	Résistance du MOSFET en conduction
$n$	Rapport du transformateur
$\eta$	Rendement du convertisseur
$E_i$	Énergie à l'entrée du convertisseur
$E_0$	Énergie récupérée à la sortie du convertisseur
$I_{Dmoy}$	Le courant moyen dans la diode antiparallèle
$I_{Deff}$	Valeur efficace du courant dans la diode antiparallèle
$I_{Lmoy}$	Le courant moyen dans l'inductance de résonance

$I_{L\text{reff}}$	Valeur efficace du courant dans l'inductance de résonance
$Q_R$	Charge recouvrée dans la diode pendant le recouvrement inverse
$P$	Puissance dissipée dans la diode pendant le recouvrement inverse
$\xi$	Facteur d'amortissement du circuit résonant
$\omega$	Fréquence angulaire d'oscillation

LISTE DES ABRÉVIATIONS

<b>CRS</b>	: Convertisseur à résonance série
<b>CRP</b>	: Convertisseur à résonance parallèle
<b>CRSP</b>	: Convertisseur à résonance série-parallèle
<b>CALC</b>	: Circuit d'Aide à La Commutation
<b>CCN</b>	: Commutation à Courant Nul
<b>CTN</b>	: Commutation à Tension Nulle

∠

*Toute science sans expérimentation est vouée à l'échec*

∠

Jaber Ibno Hayane

## INTRODUCTION GÉNÉRALE

La miniaturisation, des équipements de télécommunication, des machines de traitement de l'information, des ordinateurs etc.., oriente l'intention des chercheurs vers la recherche des éléments à grand rendement tout en réduisant le poids, la taille et les pertes.

Pour réduire la taille des systèmes de conversion, qui alimentent ces équipements courant-continu, fonctionnant à une puissance définie, il est désirable d'augmenter la fréquence de fonctionnement afin de pouvoir utiliser des composantes magnétiques moins volumineuses.

Lorsqu'on veut utiliser des fréquences de commande supérieures à quelques kHz, on se heurte rapidement aux problèmes de pertes par commutation, qui affectent le rendement de façon considérable.

Les pertes par commutation sont dûes au chevauchement des formes d'ondes de la tension et du courant lors des commutations (passage de l'état bloqué à l'état passant et vice versa). Cet empiétement induit une dissipation d'énergie à chaque commutation et détériore le rendement du convertisseur lorsque la fréquence des impulsions est augmentée [1]. Par conséquent, pour obtenir un niveau satisfaisant de l'échauffement des interrupteurs de puissance lors d'un fonctionnement à fréquence élevée, et cela sans entraîner un déclassement de la puissance transitée par les semi-conducteurs, il faut minimiser les pertes par commutation.

Pour limiter ces pertes à une valeur raisonnable, les méthodes qui étaient envisageables sont: soit l'utilisation d'un réseau d'aide à la commutation ou l'accélération des commutations. Le réseau d'aide à la commutation réduit les pertes dans les semi-conducteurs seulement, mais les pertes totales restent

sensiblement pareilles. L'accélération des commutations n'est pas non plus une solution encourageante car, du fait des temps de commutation très courts, les gradients de courant et de tension génèrent des perturbations électromagnétiques. De plus, l'augmentation de la vitesse des commutations favorise également l'apparition des oscillations accompagnées de dangereux dépassements.

Pour réduire les pertes par commutation qui résultent du fonctionnement à haute fréquence, il est intéressant d'utiliser les convertisseurs de puissance à résonnance [1-2]. Parmi les convertisseurs de puissance utilisés en hautes fréquences, on trouve les trois types de convertisseurs à résonnance suivant : le convertisseur à résonnance série (CRS) [3-5], le convertisseur à résonnance parallèle (CRP) [6-7] et la combinaison série-parallèle (CRSP). Les principales différences [8], entre ces convertisseurs, dont chacun a ses avantages et ses inconvénients, résident dans le nombre de composantes utilisées, la taille du circuit, le coût, le fonctionnement en court-circuit et à vide et surtout les contraintes sur les semi-conducteurs de puissance.

Dans cette étude nous comptons Réaliser expérimentalement un prototype pouvant fonctionner à haute fréquence pour une charge variable, sans ce soucier des problèmes de fonctionnement en pleine charge ou à vide, ainsi que chercher un rendement élevé en proposant une méthode d'étude et de design générale du convertisseur. Le prototype choisi doit développer une puissance de 500 W. L'application envisagée est l'alimentation de plusieurs moteurs à courant continu alimentés à 24V.

Ce mémoire est divisé en quatre parties, il présente en premier chapitre une généralité sur les convertisseurs de puissance à résonnance ainsi que les avantages et les inconvénients de chacun d'eux. En deuxième chapitre on

présente les séquences de fonctionnement du CRS, ainsi que celles du CRP, pour des intervalles de la fréquence de commutation, avec la simulation. Dans la troisième partie on présente une étude analytique, détaillée, du CRP à partir du quelle on déduit le design complet du convertisseur incluant, les éléments du circuit résonant, les éléments du filtre d'entrée de sortie et les éléments magnétiques des inductances et du transformateur d'isolation. Enfin, dans la dernière partie, on présente les résultats expérimentaux.

## CHAPITRE 1

# GÉNÉRALITÉS SUR LES CONVERTISSEURS À RÉSONANCE DE TYPE SÉRIE, PARALLÈLE ET SÉRIE-PARALLÈLE

### 1.1 Introduction

Considérant les puissances mises en jeu, les topologies appropriées pour notre application, seraient surtout des montages en pont, ou en demi-pont, à modulation de largeur d'impulsion. Mais comme nous voulons fonctionner à très haute fréquence (environ 250 KHz), les montages tels que les convertisseurs à résonance série et parallèle sont donc les structures à considérer. Rappelons que ces dernières se découlent du montage classique en pont, à qui certaines modifications (ajout d'un circuit résonant) lui ont été apportées afin de pouvoir fonctionner à très haute fréquence sans pénaliser le rendement.

Dans ce chapitre, on présente une généralité sur les convertisseurs à résonance, où nous donnons une description globale de ces convertisseurs, de leur mode de fonctionnement suivant le choix de la plage de fréquence de commutation par rapport à la fréquence de résonance, ainsi que le choix du type de l'interrupteur associé au mode considéré.

## 1.2 Description des circuits

Les convertisseurs à résonance sont classés en deux groupes: convertisseur à résonance série (CRS) et le convertisseur à résonance parallèle (CRP). Ces deux types de convertisseurs utilisent le circuit résonant LC pour créer les conditions qui permettent d'éviter les pertes par commutation à l'ouverture ou à la fermeture des semi-conducteurs [8]. Dans le CRS la charge est connectée en série avec le circuit résonant (Fig.1.1), alors que dans le CRP (Fig.1.2), la charge est connectée en parallèle avec le condensateur de résonance. La configuration sélective du CRS et du CRP projette la possibilité d'obtenir une combinaison des deux convertisseurs qu'on appelle convertisseur à résonance série-parallèle (ou type LCC) (Fig.1.3).

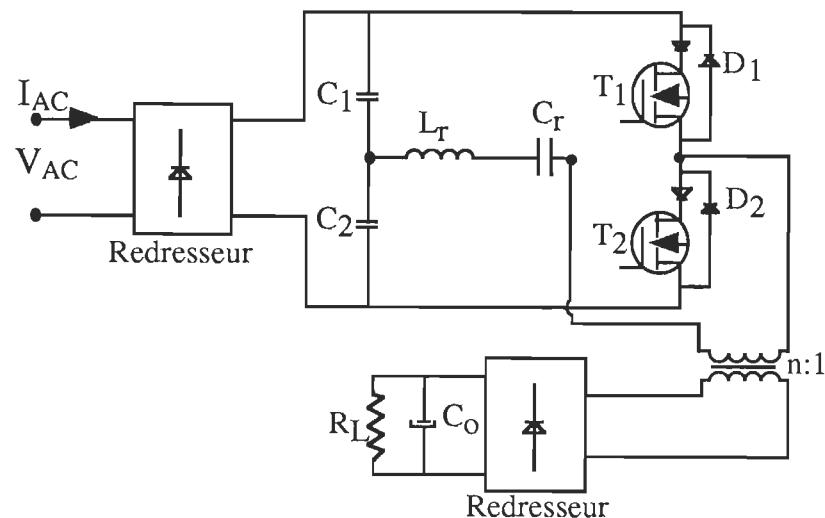


Fig.1.1 Schéma du convertisseur à résonance série

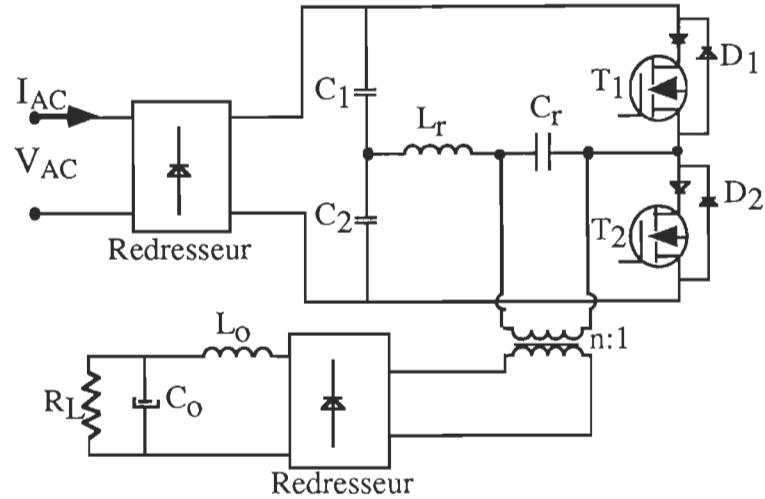


Fig.1.2 Schéma du convertisseur à résonance parallèle

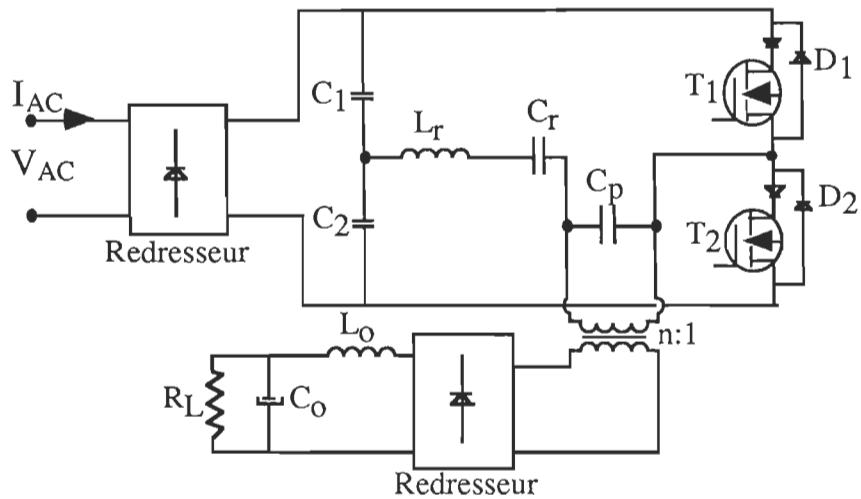


Fig.1.3 Schéma du convertisseur à résonance série-parallèle

### 1.3 Choix de l'interrupteur

#### 1.3.1 Interrupteur fonctionnant en commutation à courant nul

Si la fréquence de commutation du convertisseur est inférieure à la fréquence de résonance du circuit oscillant, les interrupteurs doivent être commandés à l'amorçage et se bloquent spontanément au passage par zéro du

courant dans l'inductance de résonance (mode CCN). Le fonctionnement de cet interrupteur est donc analogue à celui d'un thyristor. La réversibilité du courant est assurée par une diode mise en antiparallèle avec le thyristor.

Afin de limiter les pertes par commutation des interrupteurs, des circuits d'aide à la commutation ( C.A.L.C ) sont ajoutés à leurs bornes pour réduire les  $di/dt$ . Le circuit d'aide à la commutation est donc une inductance mise en série avec cet interrupteur. Il commute spontanément au passage par zéro du courant. A ce moment là, il n'y a pas d'énergie stockée dans les inductances d'aide à la commutation. Par conséquent, ces dernières peuvent être surdimensionnées.

### **1.3.2 Interrupteur fonctionnant en commutation à tension nulle**

Si la fréquence de commutation du convertisseur est supérieure à la fréquence de résonance du circuit oscillant, les interrupteurs doivent être commandés au blocage et se mettent en conduction spontanément à l'annulation de la tension à leurs bornes (mode CTN). L'interrupteur qui remplit cette condition est le thyristor-dual. Le schéma de commande de l'interrupteur, CTN, est illustré dans la Fig.1.4. L'unité de commande détecte la tension aux bornes de l'interrupteur, dès que  $V_{AK} < V_{ref}$  le signal de commande  $V_c$  sera appliqué à la base du transistor. La logique de commande prévoit un amorçage spontané de celui-ci aussitôt que la diode antiparallèle cesse de conduire. La diode d'antisaturation ( DAS ) prévoit un fonctionnement en mode quasi-saturation.

Afin de limiter les pertes par commutation des interrupteurs, des circuits d'aide à la commutation ( C.A.L.C ) sont ajoutés à leurs bornes pour réduire

les  $dv/dt$ . Le circuit d'aide à la commutation de l'interrupteur est donc un condensateur mis en parallèle avec cet interrupteur. L'interrupteur commute spontanément au passage par zéro de la tension. A ce moment là, il n'y a pas d'énergie stockée dans les condensateurs d'aide à la commutation. Par conséquent, ces derniers peuvent être surdimensionnés.

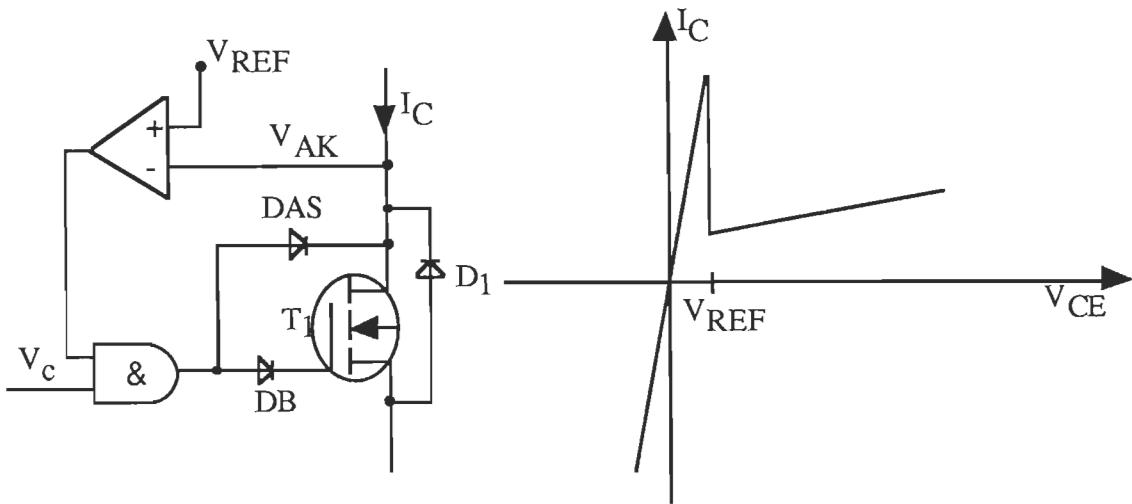


Fig.1.4 Schéma de principe d'un interrupteur, CTN.

#### 1.4 Conclusion

Le fonctionnement du convertisseur à résonance et les mécanismes de commutation de ses interrupteurs dépendent des caractéristiques du circuit résonant et de la fréquence de commutation des interrupteurs.

Dans ce chapitre, nous avons présenté les deux principaux convertisseurs à résonance existant. Nous avons aussi montré les critères de choix de l'interrupteur et de son dual, qui rapporte uniquement aux mécanismes de commutation, donc le choix du convertisseur sera lié au type d'application envisagée (application en courant ou en tension, fonctionnement en abaisseur

ou en élévateur, etc..), ce qui est l'objectif des chapitres qui suivent, afin de choisir le convertisseur qui répond aux critères du cahier de charge, pour notre application envisagée.

## CHAPITRE 2

### ÉTUDE COMPARATIVE DU CONVERTISSEUR À RÉSONANCE SÉRIE ET DU CONVERTISSEUR À RÉSONANCE PARALLÈLE

#### 2.1. Introduction

Les convertisseurs à résonance série et parallèle sont des convertisseurs courant continu-courant continu qui possèdent des propriétés de fonctionnement relatives aux mécanismes de variation de la fréquence de commutation par rapport à la fréquence de résonance. D'une part, cette particularité les classe avantageusement par rapport aux circuits classiques à modulation de largeur d'impulsion (MLI), qui ne peuvent fonctionner à très haute fréquence à cause des pertes engendrées par commutation au niveau des semi-conducteurs. D'autres part, la possibilité d'augmenter la fréquence de commutation, diminue le volume et le poids des composantes magnétiques.

Ce chapitre a pour objet une étude comparative du CRS et du CRP pour en déduire à la fin lequel qu'on peut retenir comme prototype final à notre réalisation. L'étude comparative sera basée sur l'étude séquentielle des deux convertisseurs, de laquelle on trace le plan de phase pour chaque mode de

fonctionnement. Nous présentons aussi les avantages et les inconvénients de chaque convertisseur et les contraintes sur les semi-conducteurs.

## 2.2 Étude du convertisseur à résonance série

### 2.2.1 Principe de fonctionnement du CRS

Le convertisseur à résonance série monophasé est montré dans la Fig.1.1. Les interrupteurs T1 et T2 sont des interrupteurs commandables interconnectés avec des diodes antiparallèles. Selon le mode de fonctionnement, ils seront munis d'une logique de commande qui leur permet de fonctionner soit en CCN, ( $f_C < f_r$ ), soit en CTN, ( $f_C > f_r$ ). La charge de l'onduleur est formée par un circuit résonant série connecté en série avec un transformateur haute fréquence qui sert d'une part, à adapter la charge et d'autre part, à assurer l'isolement galvanique entre la source et la charge. Le secondaire du transformateur alimente un redresseur à diodes qui débite dans une charge  $R_L$  placée en parallèle avec un condensateur de filtrage  $C_O$ . La constante de temps de la charge est considérée supérieure à la période de fonctionnement de l'onduleur.

### 2.2.2 Hypothèses

Dans le cadre de l'étude analytique, on suppose que les interrupteurs sont idéaux, on néglige donc les temps de commutation, la chute de tension directe lors de la conduction et les courants de fuite. Les ondulations de la tension d'entrée E et de la tension de sortie  $V_O$  sont négligées. De plus, le

facteur de qualité du circuit oscillant est infini. Enfin, le transformateur est idéal et de rapport de transformation unitaire.

### 2.2.3 Mode de fonctionnement

On considère que chaque interrupteur ne conduit qu'une seule fois dans un cycle, et que le type de la commande est soit CCN ou CTN, on distingue trois modes de fonctionnement.

- a)  $f_c < f_r/2$  : fonctionnement en quasi-résonance, toutes les commutations se font à courant nul dans le circuit résonnant.
- b)  $f_r/2 < f_c < f_r$  : fonctionnement en conduction continue en dessous de la fréquence de résonance.
- c)  $f_c > f_r$  : fonctionnement en conduction continue au-dessus de la fréquence de la résonance.

Dans les deux modes où la fréquence de fonctionnement est inférieure à la fréquence de résonance, les interrupteurs qui composent l'onduleur sont commandés à l'amorçage et ont un blocage spontané, CCN, les interrupteurs fonctionnent en mode thyristor. Dans le dernier mode, où la fréquence de fonctionnement est supérieure à la fréquence de résonance, les interrupteurs sont alors commandés au blocage, et ont un amorçage spontané, ils fonctionnent en CTN.

#### 2.2.4 Séquences de fonctionnement ( $f_c < f_r$ )

Pour chaque séquence on associera un circuit équivalent. Dans le but d'alléger les figures, on a omis d'utiliser le transformateur haute fréquence dans les schémas.

Compte tenu des hypothèses citées précédemment, l'étude du convertisseur à résonance série est réduite à chaque séquence de fonctionnement à l'étude de la réponse du circuit oscillant série excité d'une part par une tension  $V_1 = \pm E$  de fréquence  $f_c$  et d'autre part, par une source de tension  $V_2 = \pm V_o$  en phase avec le courant dans le circuit oscillant (Fig.2.1).

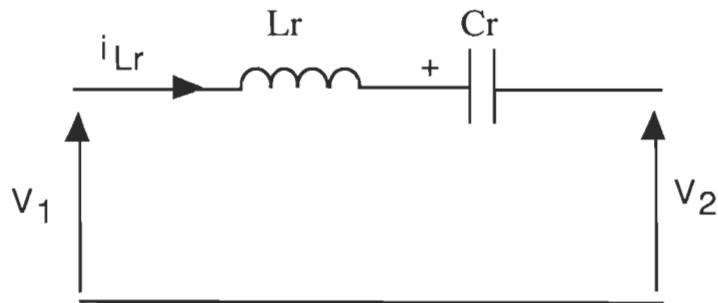


Fig.2.1 Schéma d'étude du convertisseur

##### i) 1ère séquence

Au début, le condensateur du circuit résonant étant chargé négativement, on amorce les interrupteurs  $T_1$ , pendant cette séquence il y a oscillation entre l'inductance et le condensateur autour de  $(E - V_o)$  jusqu'à ce que le courant  $i_{Lr}$  s'annule. Le schéma qui illustre cette phase est montré dans la Fig.2.2(a).

## ii) 2ème séquence

À la fin de la première séquence, le condensateur a atteint sa tension maximale. Au passage par zéro du courant dans le circuit résonnant (CCN), l'interrupteur T<sub>1</sub> se bloque et les diodes du redresseur commutent. La tension diminue tout en restant positive et le courant dans le circuit résonnant décrit une alternance négative complète ( $f_C < f_r/2$ ) ou incomplète. Pendant cette phase il y a oscillation de l'inductance et du condensateur entre ( $E+V_o$ ). Cette phase est illustrée dans la Fig.2.2(b).

## iii) 3ème séquence

Après la séquence où le convertisseur est au point stable (roue libre). Le condensateur étant chargé positivement, on amorce l'interrupteur T<sub>2</sub>. Cette séquence est similaire à la première au signe près du courant et de la tension dans le circuit oscillant. Pendant cette phase il y a oscillation entre le condensateur et l'inductance autour de ( $-E+V_o$ ). Cette phase est illustrée dans la Fig.2.2(c).

## v) 4ème séquence

Au passage par zéro du courant dans le circuit résonant, l'interrupteurs T<sub>2</sub> se bloquent et les diodes du redresseur commutent. Pendant cette phase il y a oscillation entre le condensateur et l'inductance autour de ( $-E-V_o$ ). Cette phase est illustrée dans la Fig.2.2(d).

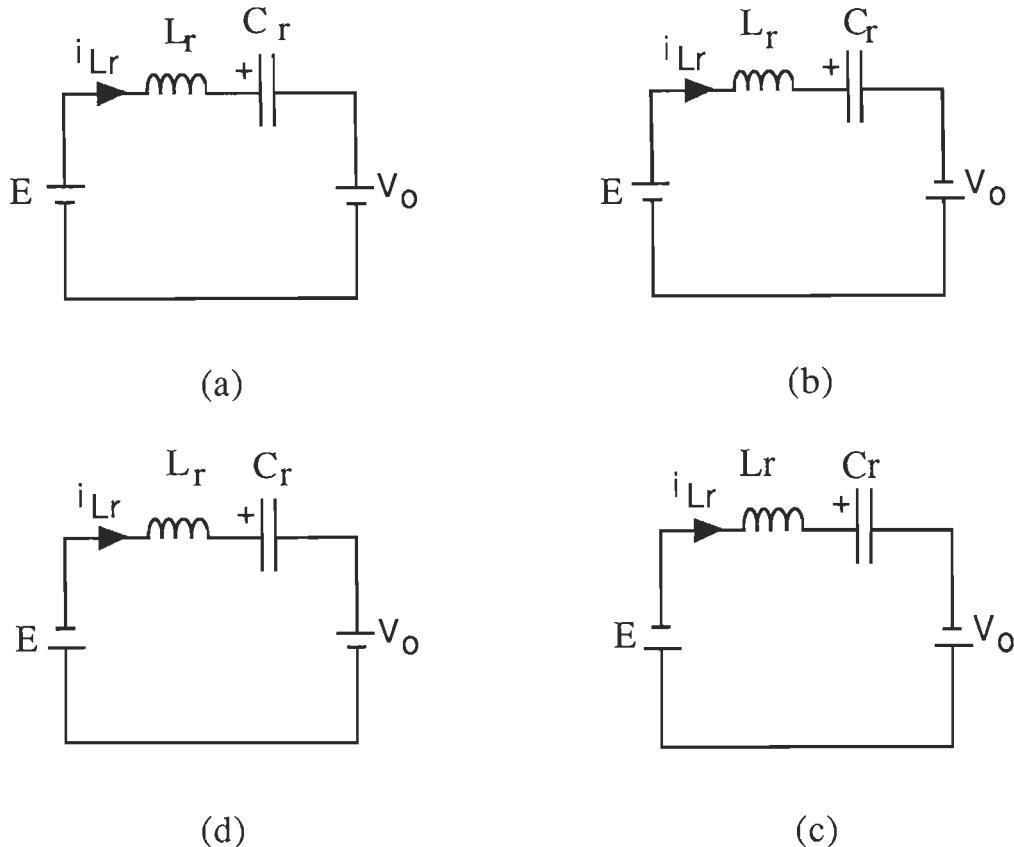


Fig.2.2 Séquences de fonctionnement pour  $f_c < f_r$

### 2.2.5 Résultats de la simulation pour ( $f_c < f_r/2$ )

Les résultats de la simulation du convertisseur pour une fréquence de commutation ( $f_C$ ) inférieure à un demi de la fréquence de résonance ( $f_r$ ) sont montrés dans les Figs.2.3, 2.4 et 2.5. La programmation, des séquences de fonctionnement du convertisseur, est réalisée par le logiciel MATLAB (voir annexe B1).

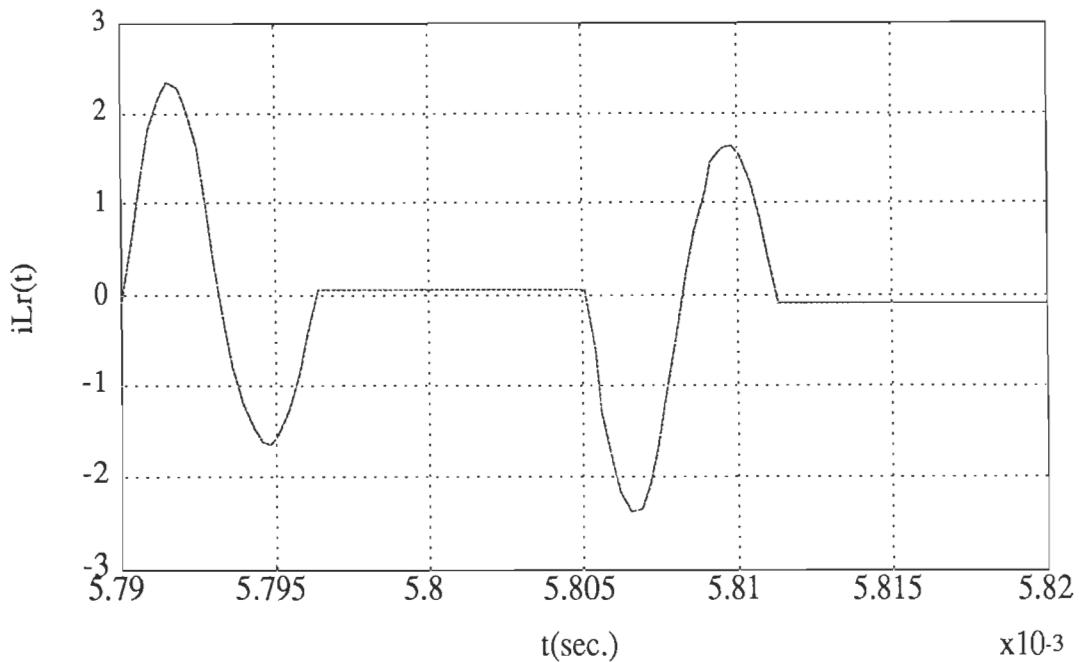


Fig.2.3 Courant dans l'inductance de résonance, pour  $f_C < f_r/2$

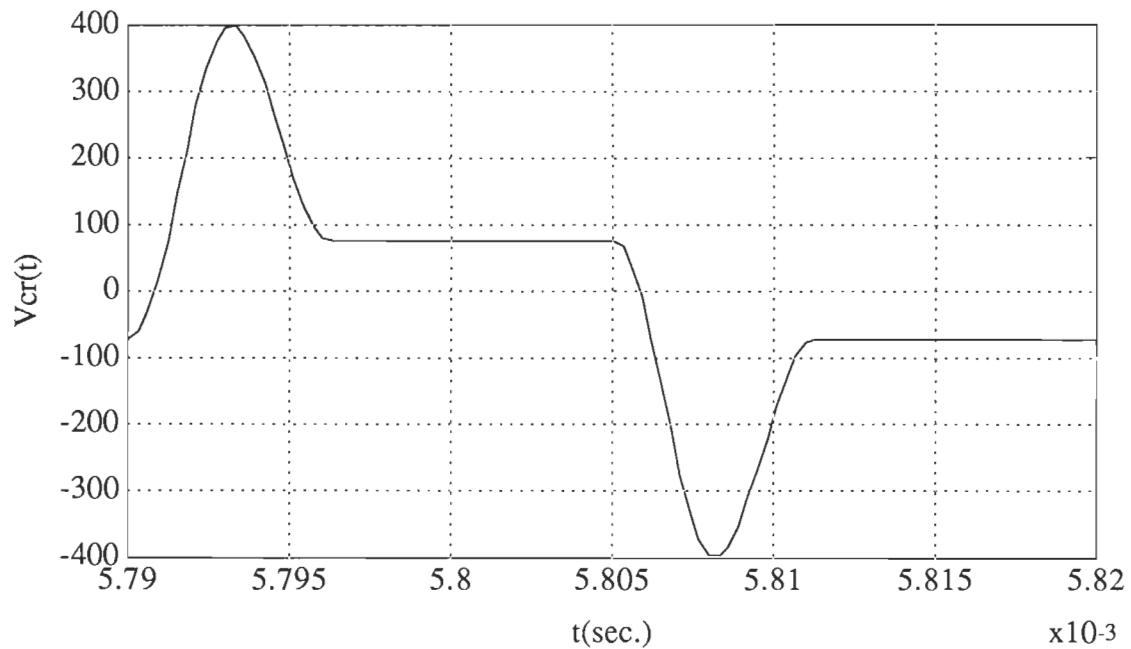


Fig.2.4 Tension aux bornes du condensateur de résonance pour,  
 $f_C < f_r/2$

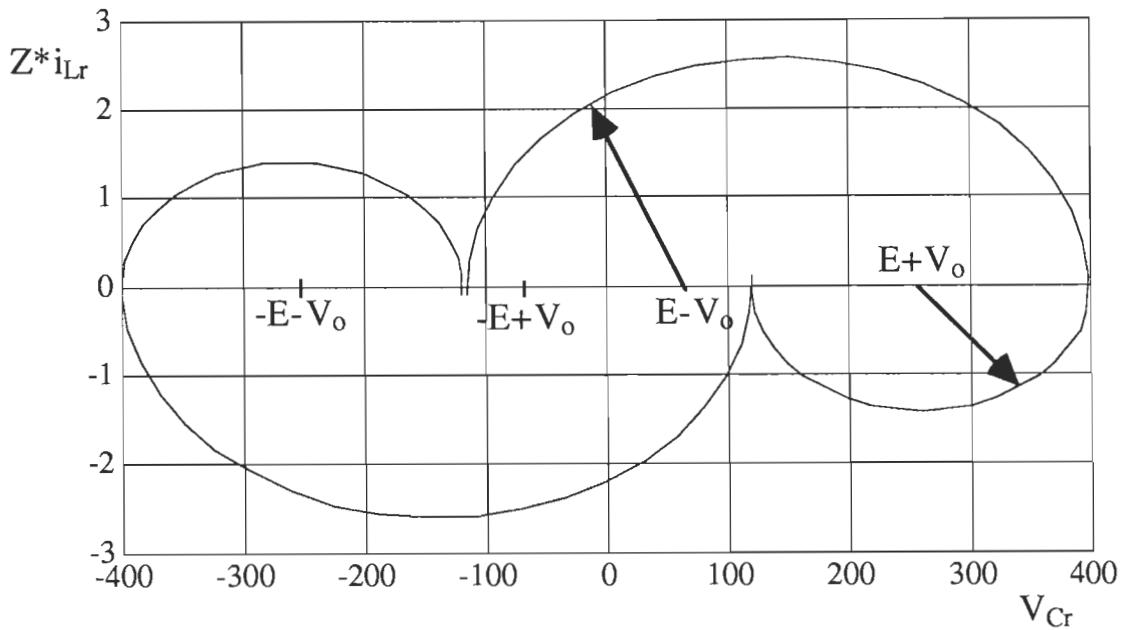


Fig.2.5 Plan de phase du CRS pour  $0 < f_c < f_r / 2$

### 2.2.6 Séquences de fonctionnement ( $f_c > f_r$ )

En tenant compte des hypothèses citées précédemment les séquences de fonctionnement pour ce mode seront comme suit:

#### i) 1ère séquence

On considère initialement que le condensateur est chargé négativement ( $V_{Cr} < 0$ ), et le courant dans l'inductance, ( $i_{Lr}$ ), est négatif. On bloque  $T_2$ , le courant circulera à travers par la diode antiparallèle  $D_1$ , qui appliquera une tension nulle aux bornes du transistor. Il y a oscillation entre le condensateur de résonance et l'inductance de résonance autour de  $(E + V_o)$ . Cette séquence est illustrée par le schéma équivalent de la Fig.2.6(a).

### i) 2ème séquence

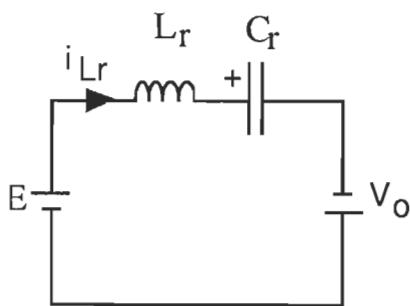
Dès que le courant dans la diode  $D_1$  s'annule,  $T_1$  commute naturellement pour continuer l'oscillation, il y a oscillation autour de  $(E - V_o)$ . L'inversion du courant par la conduction de  $T_1$  entraîne la commutation de redresseur. Cette séquence est illustrée par le schéma équivalent de la Fig.2.6(b).

### ii) 3ème séquence

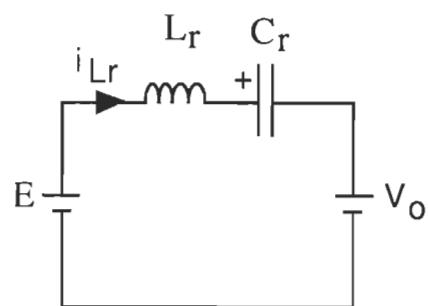
Pendant cette séquence on bloque le transistor  $T_1$ , le courant sera emporté par la diode  $D_2$ . Il y a oscillation du condensateur et de l'inductance autour de  $(-E - V_o)$ . Cette séquence est illustrée par le schéma équivalent de la Fig.2.6(c).

### iii) 4ème séquence

Dès que le courant dans la diode  $D_2$  s'annule,  $T_2$  commute naturellement pour continuer l'oscillation, il y a oscillation autour de  $(E + V_o)$ . L'inversement du courant par la conduction de  $T_2$  entraîne la commutation de redresseur. Cette séquence est illustrée par le schéma équivalent de la Fig.2.6(d).



(a)



(b)

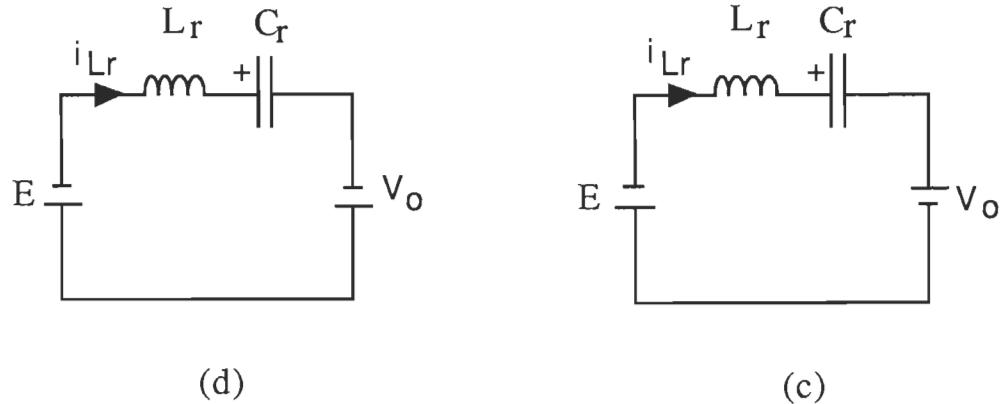


Fig.2.6 Séquences de fonctionnement pour  $f_c > f_r$

### 2.2.7 Résultats de la simulation pour ( $f_c > f_r$ )

Les résultats de la simulation du convertisseur pour une fréquence de commutation supérieure à la fréquence de résonance sont montrés dans les Fig.2.7, Fig.2.8 et Fig.2.9. La programmation des séquences de fonctionnement du convertisseur est réalisée par le logiciel MATLAB (voir annexe B1).

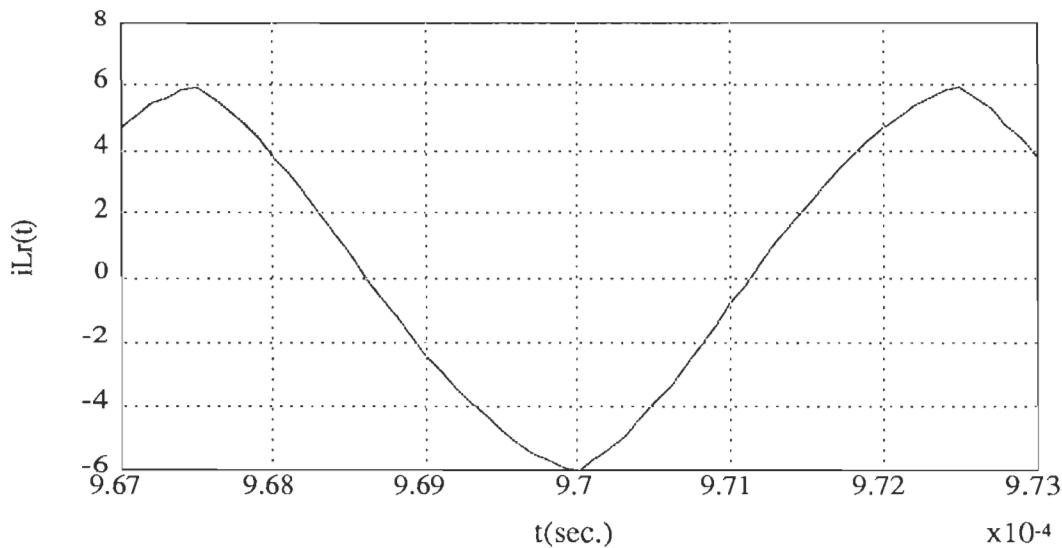


Fig.2.7 Courant dans l'inductance de résonance, pour  $f_c > f_r$

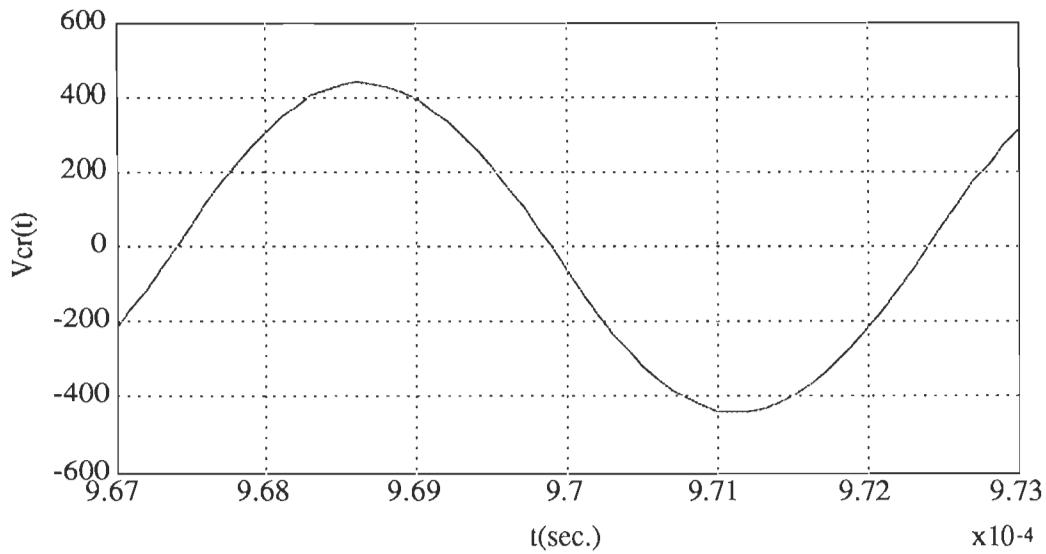


Fig.2.8 Tension aux bornes du condensateur de résonance pour,  
 $f_c > f_r$

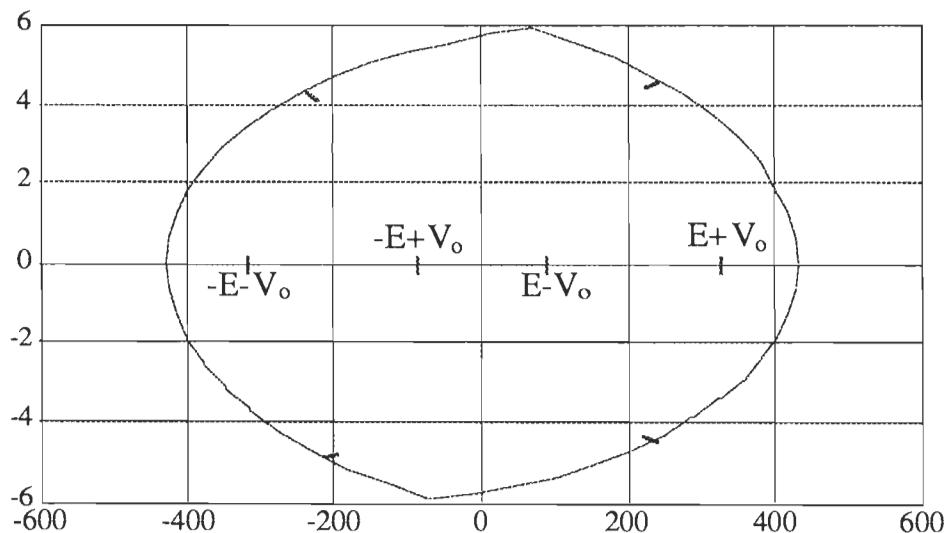


Fig.2.9 Plan de phase du convertisseur pour  $f_c > f_r$

### 2.3. Avantages et inconvénients du CRS

Le convertisseur à résonance série présente des avantages et des inconvénients qui sont reliés principalement à la variation de la charge, au

fonctionnement du convertisseur en court-circuit et à vide, et les contraintes sur les semi-conducteurs, suivant la variation de la fréquence de commutation par rapport à la fréquence de résonance.

### **2.3.1 Avantages:**

- La commutation des diodes se fait toujours à courant nul. Elles ne sont donc soumises à aucune surtension du fait qu'il n'y a pas d'énergie dans les inductances de câblage.
- Le condensateur est placé en série avec le transformateur, ce qui a pour effet d'éliminer toute composante continue dans le transformateur.
- L'inductance de fuite du transformateur peut être considérée qu'elle fait partie de l'inductance du circuit résonant, donc le transformateur est facile à faire et les enroulements, soit le primaire et le secondaire, peuvent être séparés afin de minimiser les capacités parasites entre eux.
- Les courants dans les interrupteurs diminuent lorsque la charge diminue, donc un bon rendement est obtenu sur toute la plage de fréquence.
- Le CRS est auto-protégé contre les courts-circuits.

### **2.3.2 Inconvénients:**

- Il est impossible que le CRS fonctionne à vide, car à vide le condensateur de sortie se charge à E et toute commutation devient donc impossible.

- Le fait que la sortie soit de type source de tension rend le convertisseur inapplicable pour les applications à fort courant.
- Le CRS fonctionne en abaisseur seulement.

### 2.3.3 Contraintes sur les semi-conducteurs

Les contraintes sur les semi-conducteurs sont fonction du mode de fonctionnement choisi.

- $0 < f_c < f_r/2$

Dans cette plage de fréquence, on fonctionne à CCN, il découle de ce mode de fonctionnement l'avantage et l'inconvénient suivant:

- Il y a des bonnes conditions de commutation pour les diodes.
- Pendant le blocage de l'interrupteur, les capacités de jonction de ce dernier se déchargent dans le circuit de commande ce qui introduit du bruit électromagnétique, qui peut perturber le circuit de commande.

- $f_r/2 < f_c < f_r$

Dans cette plage de fréquence, on fonctionne à CCN, la commutation des diodes devient très dure et inacceptable. Donc le fonctionnement dans cette plage ne peut être qualifié de commutation douce.

- $f_c > f_r$

Dans cette plage de fréquence, on fonctionne à CTN, il découle de ce mode de fonctionnement les avantages suivants:

- Bonnes conditions de commutation pour les interrupteurs.
- Bonnes conditions de commutation pour les diodes car elles sont protégées par les circuit d'aide à la commutation au blocage.

## 2.4 Étude du convertisseur à résonance parallèle

### 2.4.1 Principe de fonctionnement du CRP

Le convertisseur à résonance parallèle est montré dans la Fig.1.2. Les interrupteurs T1 et T2 sont interconnectés avec des diodes antiparallèles. Selon le mode de fonctionnement, ils seront muni d'une logique de commande qui leur permet de fonctionner soit en CCN, ( $f_c < f_r$ ), soit en CTN, ( $f_c > f_r$ ). La charge de l'onduleur est formée par un circuit résonant parallèle connectée en parallèle avec un transformateur haute fréquence qui sert, d'une part, à adapter la charge et, d'autre part, à assurer l'isolement galvanique entre la source et la charge. Le secondaire du transformateur alimente un redresseur à diodes qui débite dans une charge  $R_L$  placée en parallèle avec un condensateur de filtrage  $L_oC_o$ . La constante de temps de la charge est considéré supérieure à la période de fonctionnement de l'onduleur.

### **2.4.2 Hypothèses**

Dans cette étude on suppose les même hypothèses proposées pour le CRS

### **2.4.3 Mode de fonctionnement**

Pour les modes de fonctionnement, on procédera de la même façon que pour le CRS. Le fonctionnement du convertisseur dépend du choix de la plage de la variation, de la fréquence de commutation par rapport à la fréquence de résonance.

### **2.4.4 Séquences de fonctionnement ( $f_c < f_r$ )**

Pour chaque séquence on associera un circuit équivalent. Dans le but d'alléger les figures, on a omis d'utiliser le transformateur haute fréquence dans le schéma, et on considère que le filtre de sortie avec la charge forme une source de courant. Compte tenu des hypothèses citées précédemment, l'étude du convertisseur à résonnance parallèle est réduite, dans chaque séquence de fonctionnement, à l'étude de la réponse du circuit oscillant série excité d'une part par une tension  $V = \pm E$  de fréquence  $f_c$  et d'autre part, par une source de courant  $I = \pm I_0$ , voir Fig.2.10.

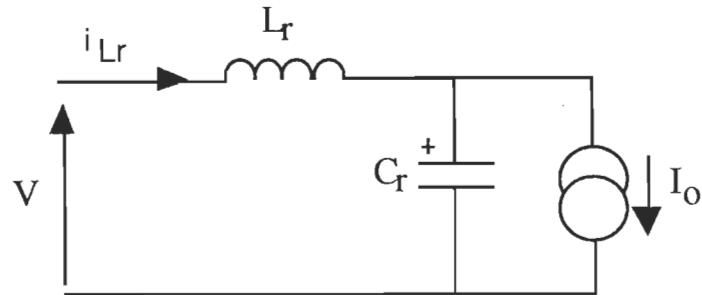


Fig.2.10 Schéma équivalent d'étude du convertisseur

#### 2.4.4.1 Fonctionnement en charge ( $0 < f_c < f_r/2$ )

Pendant cette phase de fonctionnement le convertisseur fonctionne comme un abaisseur  $0 < V_o < E$ . Les interrupteurs  $T_1$  et  $T_2$  commutent à courant nul.

##### i) 1ère séquence

Au début, la tension aux bornes du condensateur du circuit résonant étant nulle, la charge est en roue libre par les diodes du redresseur, on amorce l'interrupteur  $T_1$ , pendant cette séquence il y a charge linéaire du courant de l'inductance jusqu'à ce que le courant  $i_{Lr}$  devienne égale à  $I_o$ . Le schéma qui illustre cette phase est montré dans la Fig.2.11(a).

##### ii) 2ème séquence

A la fin de la première séquence, le courant de l'inductance a atteint le courant de charge. Pendant cette phase, il y a oscillation de l'inductance et du condensateur entre ( $E, I_o$ ). Cette phase est illustrée dans la Fig.2.11(b).

### iii) 3ème séquence

Dès que le courant passe par zéro l'interrupteur  $T_1$  se bloque spontanément, le courant dans l'inductance s'inverse et passera par la diode antiparallèle  $D_1$ , (voir Fig.1.2), le condensateur se décharge sinusoïdalement jusqu'à ce que le courant s'annule de nouveau. Cette phase est illustrée dans la Fig.2.11(c).

### v) 4ème séquence

Au passage par zéro du courant dans le circuit résonant, le condensateur se décharge linéairement. Par la suite, le circuit entre dans une phase de stabilité en attendant l'amorçage du deuxième interrupteur. Cette phase est illustrée dans la Fig.2.11(d).

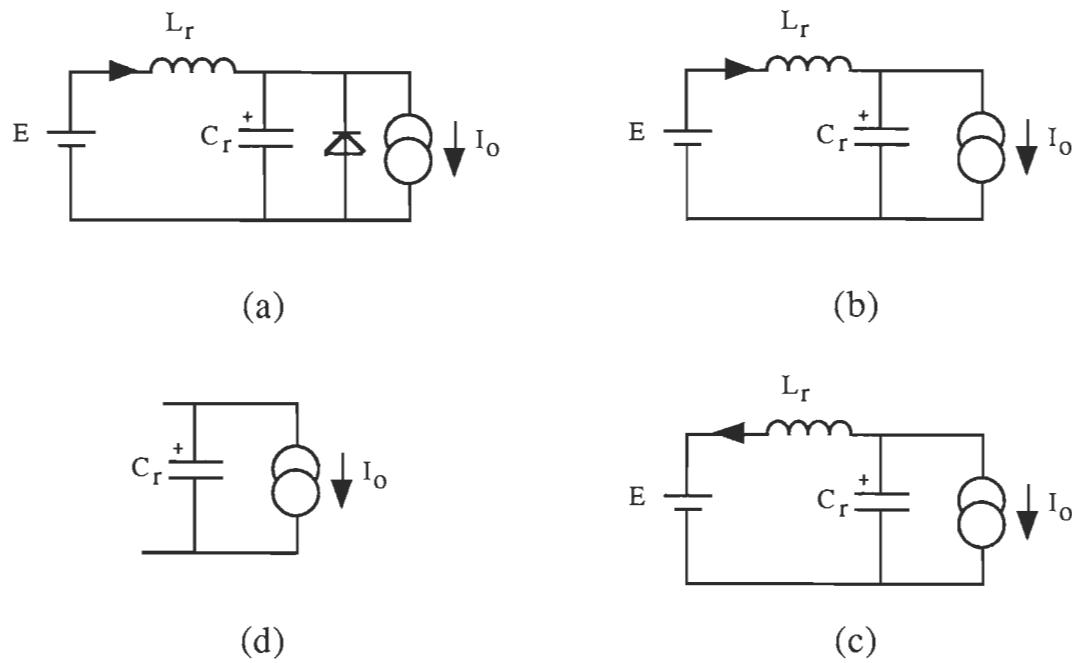


Fig.2.11 Séquences de fonctionnement pour  $0 < f_c < f_r/2$

La suite des séquences est identique en amorçant l'interrupteur,  $T_2$ , pour finir le cycle de commande.

#### 2.4.4.2 Résultats de la simulation pour ( $f_c < f_r/2$ )

Les résultats de la simulation du convertisseur pour ce mode de fonctionnement sont montrés dans les Fig.2.12, Fig.2.13 et Fig.2.14, qui représentent, respectivement, le courant dans l'inductance de résonance, la tension aux bornes du condensateur et le plan de phase ( $V_{cr}$ ,  $i_{Lr}$ ).

La simulation du convertisseur à résonance parallèle, a été réalisée par le logiciel MATLAB (voir annexe B2), basé sur les équations d'états du circuit équivalent pour chaque séquence de fonctionnement.

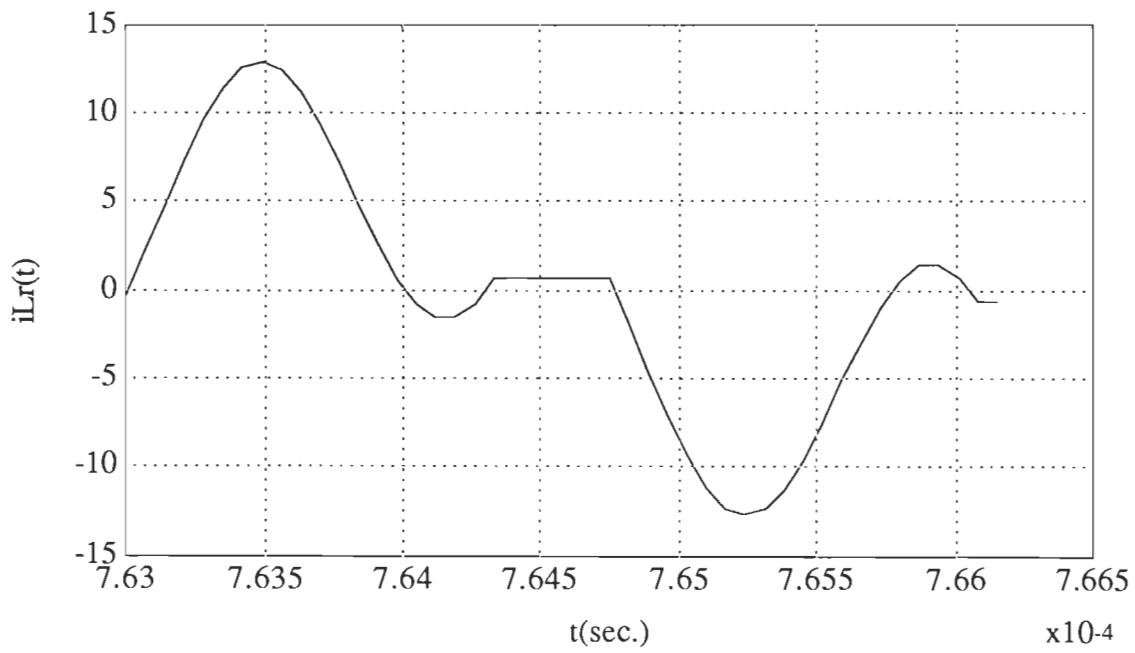


Fig.2.12 Courant dans l'inductance de résonance, pour  $f_c < f_r/2$

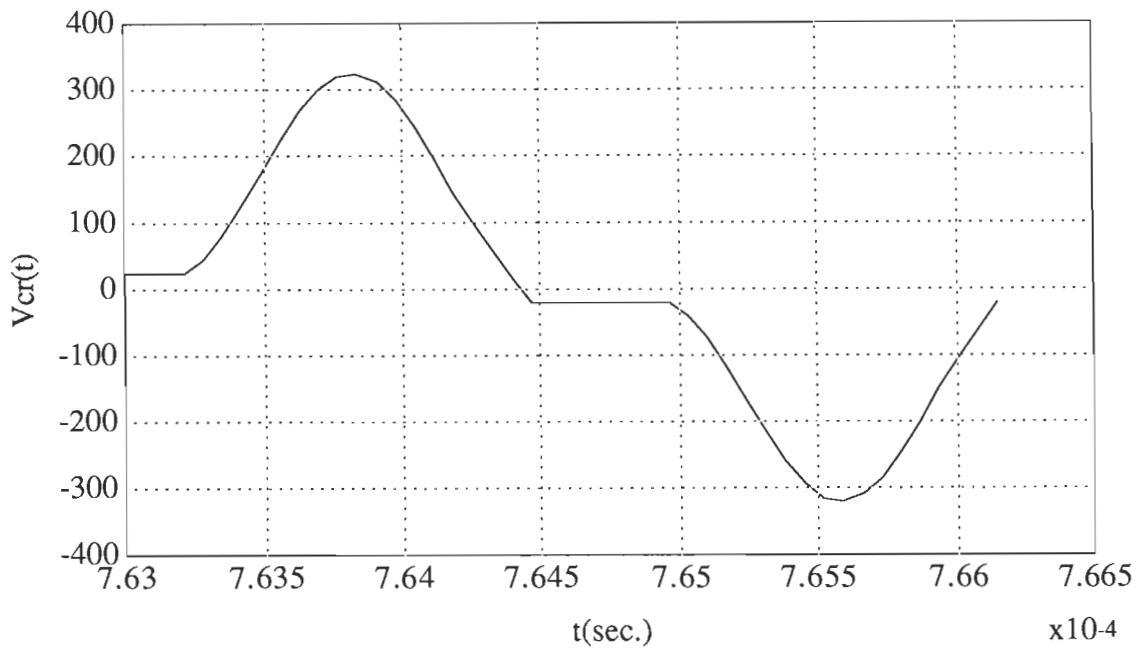


Fig.2.13 Tension aux bornes du condensateur de résonance, pour  $f_C < f_r/2$

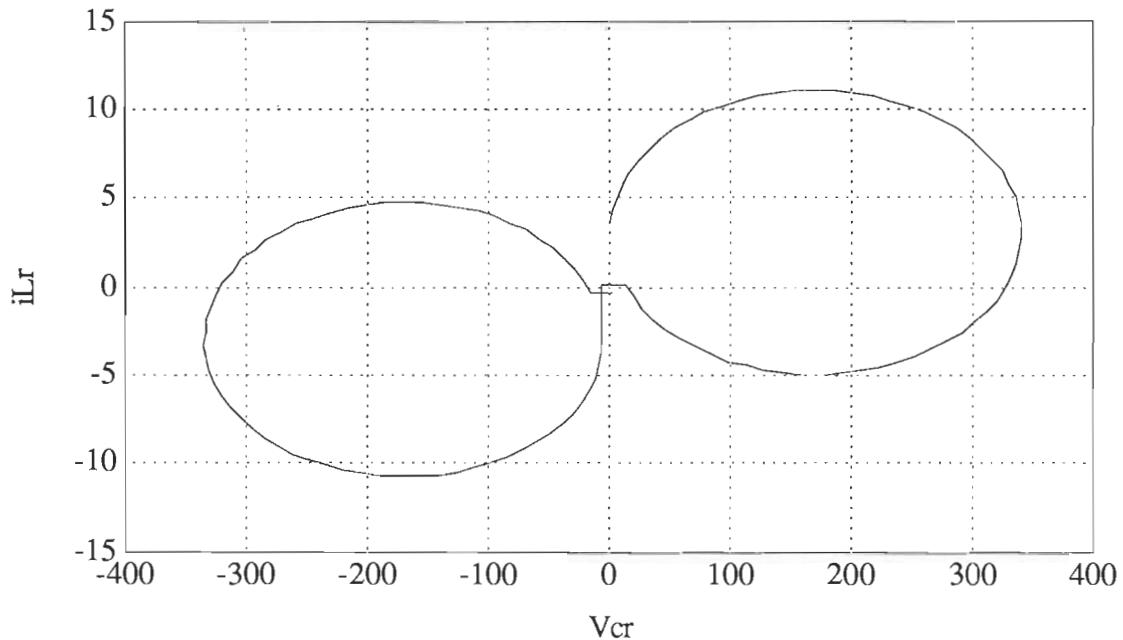


Fig.2.14 Plan de phase pour  $f_C < f_r/2$

#### 2.4.4.3 Fonctionnement en charge ( $f_r/2 < f_c < f_r$ )

Dans ce mode de fonctionnement les interrupteurs  $T_1$  et  $T_2$  commutent à courant nul. Il est aussi, caractérisé par la conduction continue. Dans ce mode les séquences sont pareilles au mode cité précédemment, sauf qu'on ne laisse pas le condensateur se décharger jusqu'à zéro. On peut amorcer l'autre interrupteur soit pendant la troisième séquence (pendant la conduction de la diode), où pendant la quatrième séquence.

#### 2.4.4.4 Résultats de la simulation du convertisseur pour ( $f_r/2 < f_c < f_r$ )

Les résultats de la simulation du convertisseur, pour ce mode de fonctionnement, sont montrés dans les Fig.2.15 et Fig.2.16, où ils représentent respectivement, le courant dans l'inductance de résonance et la tension aux bornes du condensateur de résonance.

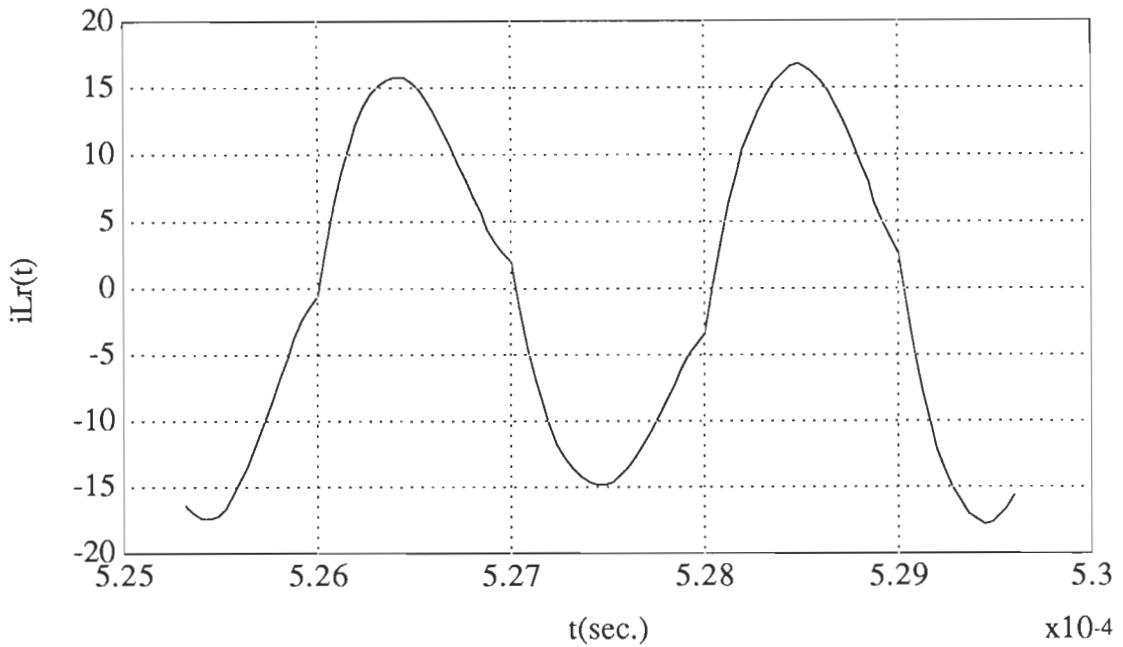


Fig.2.15 Courant dans l'inductance de résonance, pour  $f_r/2 < f_c < f_r$

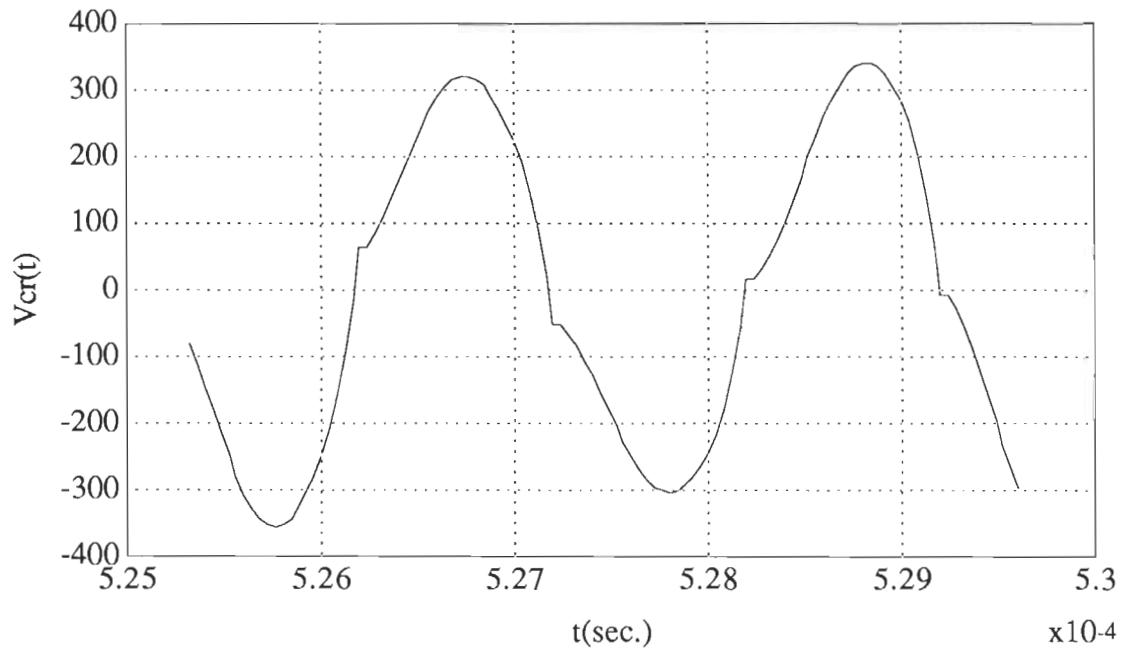


Fig.2.16 Tension aux bornes du condensateur de résonance, pour  $f_r/2 < f_c < f_r$

### 2.4.5 Séquence de fonctionnement ( $f_c > f_r$ )

Pendant ce mode de fonctionnement le convertisseur fonctionne comme un élévateur ( $V_o > E$ ). Les interrupteurs  $T_1$  et  $T_2$ , (voir Fig.1.2) commutent à tension nulle. Il est aussi caractérisé par la conduction continue.

#### i) 1ère séquence

Au début l'interrupteur  $T_2$  conduit, il y a oscillation entre l'inductance et le condensateur. Dès que le courant atteint son maximum (par valeur négative), on bloque  $T_2$ , et  $D_1$  se met à conduire, le courant de charge est inversé par la commutation des diodes du redresseur. Il y a oscillation entre l'inductance de résonance et le condensateur de résonance autour de ( $E, -I_o$ ). Cette phase est illustrée dans la Fig.2.17(a).

#### ii) 2ème séquence

À la fin de la première séquence, l'interrupteur  $T_1$  conduit spontanément par l'application de la tension nulle dûe à la conduction de la diode  $D_1$ . Il y a oscillation de l'inductance et du condensateur entre ( $E, -I_o$ ). Cette phase est illustrée dans la Fig.2.17(b).

#### iii) 3ème séquence

Dès que la tension passe par zéro pendant l'oscillation dûe à la conduction de  $T_1$ , la tension aux bornes du condensateur s'inverse et cause la commutation des diodes du redresseur, donc il y a inversement du courant de

charge, l'oscillation continue entre l'inductance et le condensateur autour de ( $E$  ,  $I_0$ ). Cette phase est illustrée dans la Fig.2.17(c).

#### iv) 4ème séquence

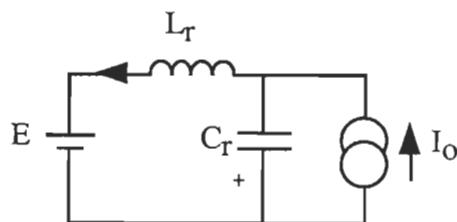
C'est pareille à la première séquence (en valeur positive), il y a blocage de  $T_1$  et conduction de  $D_2$ . Il y a oscillation de l'inductance et du condensateur autour de ( $-E$  ,  $I_0$ ). Cette phase est illustrée dans la Fig.2.17(d).

#### v) 5ème séquence

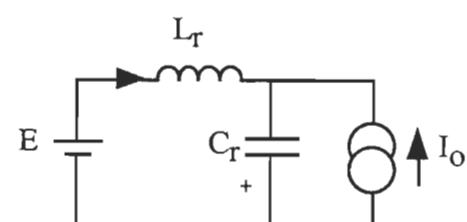
Cette séquence est pareille à la deuxième séquence. Il y a oscillation de l'inductance et du condensateur autour de ( $-E$  ,  $I_0$ ). Cette phase est illustrée dans la Fig.2.17(e).

#### vi) 6ème séquence

Cette séquence est pareille à la troisième séquence. Il y a oscillation de l'inductance et du condensateur autour de ( $-E$  ,  $-I_0$ ). Cette phase est illustrée dans la Fig.2.17(f).



(a )



(b)

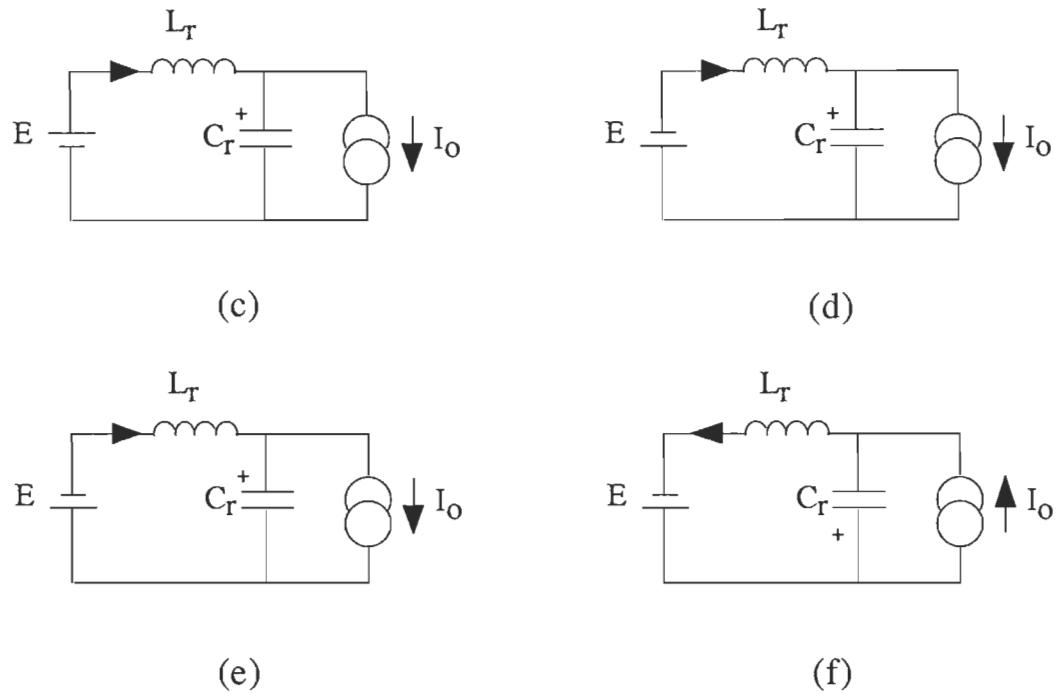


Fig.2.17 Séquences de fonctionnement pour  $f_c > f_r$

#### 2.4.5.1 Résultats de la simulation du convertisseur, pour $f_c > f_r$

La simulation du convertisseur, pour  $f_c > f_r$ , est montrée dans les Fig.2.18 et Fig.2.19.

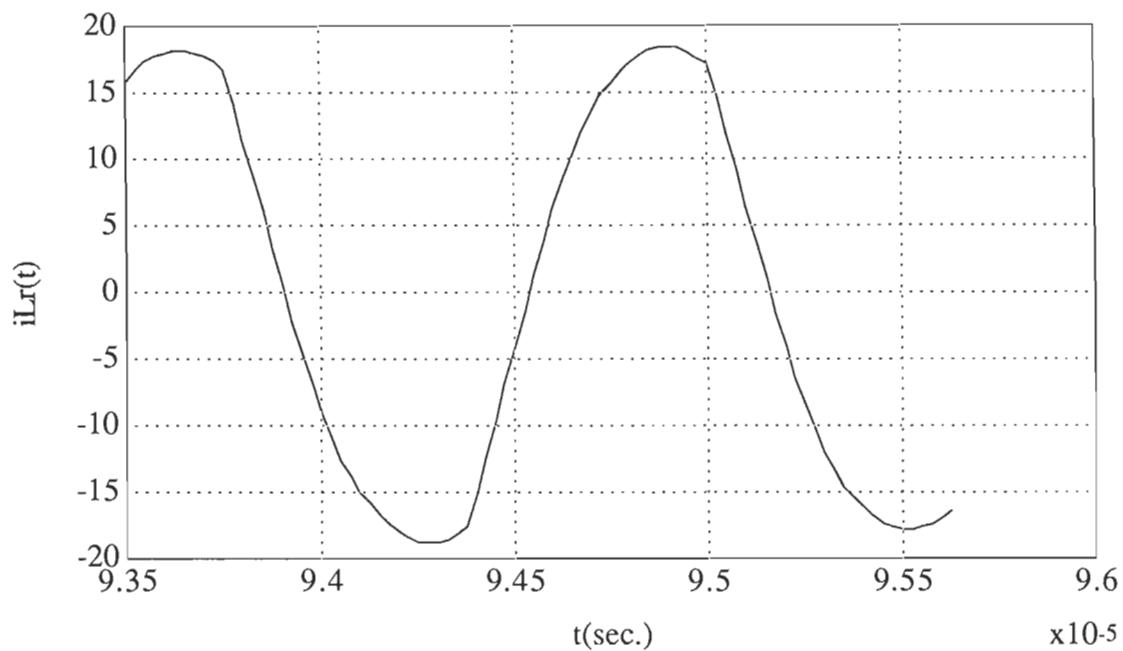


Fig.2.18 Courant dans l'inductance de résonance, pour  $f_c > f_r$

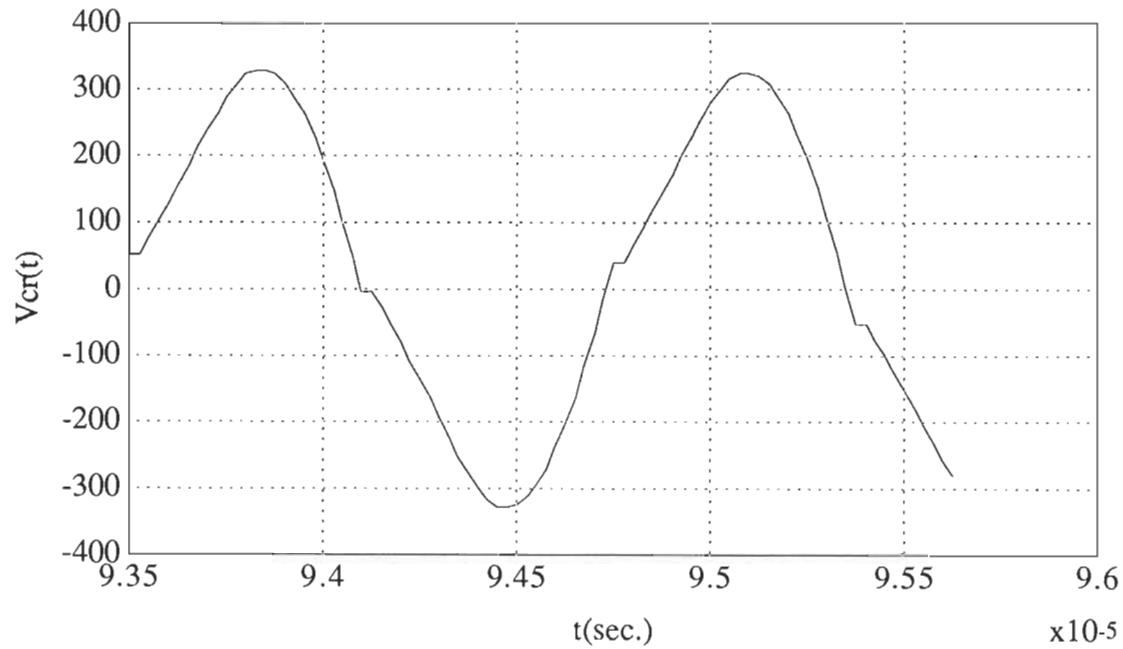
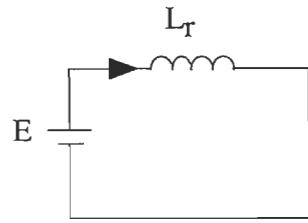


Fig.2.19 Tension aux bornes du condensateur de résonance, pour  $f_c > f_r$

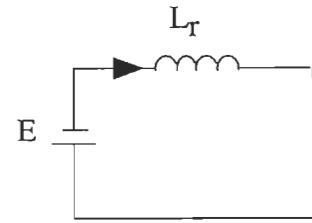
#### 2.4.6 Fonctionnement en court-circuit et à vide

Le fonctionnement en court-circuit ou, à vide c'est l'une caractéristiques des majeures du convertisseur à résonnance parallèle. Le convertisseur peut fonctionner à vide ( $I_o$ ) est analogue en tout point au fonctionnement en court-circuit du convertisseur à résonnance série. Dans ce cas les interrupteurs sont commandés en amorçage (CCN). Alors que pour le fonctionnement en court-circuit ( $V_o=0$ ), les interrupteurs sont commandés au blocage (CTN), La tension aux bornes du condensateur de résonnance doit être nulle à chaque instant, ce qui signifie aussi que la circulation du courant  $I_o$  est assurée par les diodes du redresseur qui conduisent simultanément. Le courant dans l'inductance de résonnance,  $i_{Lr}$ , est triangulaire d'amplitude  $E/4L_rf_c$ .

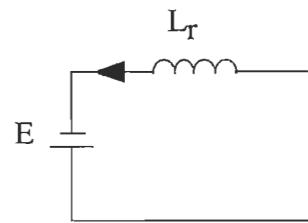
Le mécanisme de la commutation, en fonctionnement à vide et en court-circuit, évolue avec la charge pour des fréquences inférieures à la fréquence de résonnance. En revanche, pour des fréquences supérieures à la fréquence de résonnance, les commutations sont a priori commandées au blocage indépendamment de la valeur de la charge. Les séquences de fonctionnement en court-circuit et à vide sont montrées dans les Fig.2.20 et 2.21 respectivement.



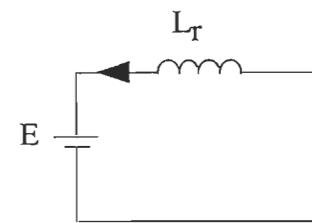
(a)



(b)



(c)

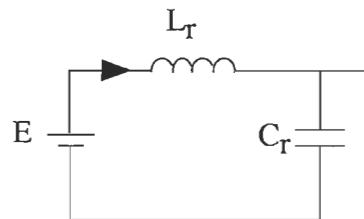


(d)

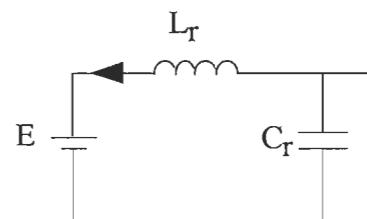
Fig.2.20 Séquences de fonctionnement du CRP en court-circuit (a)

(a) Conduction de T<sub>1</sub>, (b) Conduction de D<sub>2</sub>, (c) Conduction de T<sub>2</sub>, (d)

## Conduction de D<sub>1</sub>



(a)



(b)

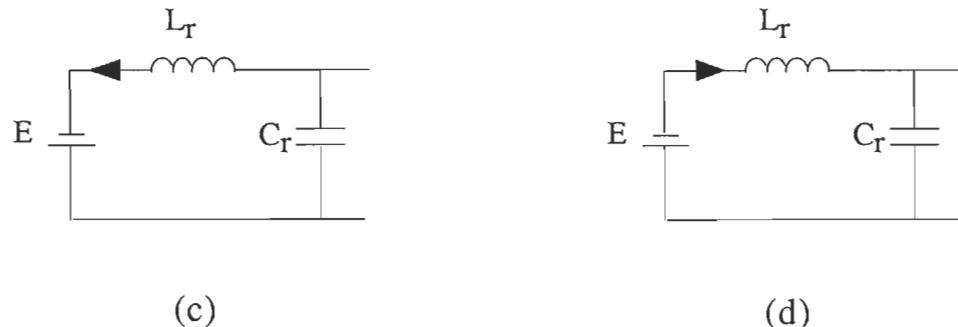


Fig.2.21 Les séquences de fonctionnement du CRP à vide, (a) Conduction de  $T_1$ , (b) Conduction de  $D_1$ , (c) Conduction de  $T_2$ , (d) Conduction de  $D_2$

## 2.5. Avantages et inconvénients du CRP

Le convertisseur à résonance parallèle présente des avantages et des inconvénients qui sont reliés principalement à la variation de la charge, au fonctionnement du convertisseur en court-circuit et à vide, ainsi que les contraintes sur les semi-conducteurs suivant la variation de la fréquence de commutation par rapport à la fréquence de résonance.

### 2.5.1. Avantages

- Le convertisseur à résonance parallèle fonctionne en abaisseur et en élévateur.
  - Le convertisseur à résonance parallèle peut fonctionner à vide, dans certains modes la tension aux bornes du condensateur peut être très élevée à moins d'augmenter la fréquence de commutation.
  - Le CRP peut fonctionner en court-circuit, il est naturellement protégé.

### 2.5.2 Inconvénients

- Le courant dans les interrupteurs et dans le circuit résonant est indépendant de la charge, donc l'amplitude du courant est quasi-constante que ce soit à vide ou en court-circuit, elle augmente avec la tension d'entrée.
- Le rendement à faible charge est bas.

### 2.5.3 Contraintes sur les semi-conducteurs

Les contraintes sur les semi-conducteurs, sont pareilles à celles indiquées dans le chapitre 2 pour le convertisseur à résonance série et sont en fonction du mode de fonctionnement choisi. On ajoute à ceci la particularité de l'emplacement du condensateur de résonance. En effet, si le condensateur est placé au primaire, l'inductance de fuite assure un transfert doux du courant dans les diodes et le condensateur assure une montée qui n'est pas trop brusque de la tension. Si le condensateur est placé au secondaire, l'inductance de fuite fait partie du circuit résonnant, les gradients du courant dans les diodes sont trop importants et peuvent induire des courants inverses dans les diodes, donc entraînent des surtensions.

## 2.6 Conclusion

Dans ce chapitre, on a étudié le convertisseur à résonance série en premier lieu et en deuxième le convertisseur à résonance parallèle. Dans la première partie, on a présenté une étude séquentielle pour les différents modes fonctionnement du CRS avec la simulation. Dans la deuxième partie, on a présenté une étude du CRP pareille à celle du CRS. Les avantages et les inconvénients, ainsi que les contraintes sur le système, pour chaque convertisseur ce que nous a permis de choisir le CRP comme prototype de laboratoire pour notre application qui est l'alimentation de plusieurs moteurs à 24V. Le prochain chapitre sera l'objet d'une étude et de design détaillés du CRP pour accéder à sa réalisation.

## CHAPITRE 3

# ÉTUDE ANALYTIQUE ET DESIGN DU CONVERTISSEUR À RÉSONANCE PARALLÈLE

### 3.1 Introduction

Beaucoup de publications ont proposé des méthodes d'étude du CRP [3-8], mais à cause leur complexité, elles sont très loin d'être générales et ne donnent pas une démarche rigoureuse du dimensionnement complet du convertisseur en question.

Dans ce chapitre, l'étude analytique sera déduite de l'étude séquentielle du circuit équivalent obtenu, pour une fréquence de commutation inférieure à  $f_r/2$ , par analogie au fonctionnement du convertisseur abaissseur quasi-résonant en pleine onde. À partir des expressions de la tension du condensateur de résonance et du courant de l'inductance de résonance, on dimensionne le convertisseur au complet. On divise l'étude en deux modes de fonctionnement  $f_c < f_r/2$  et  $f_r/2 < f_c < f_r$ , on calcule dans chaque mode, la caractéristique de sortie du convertisseur, les courants moyens et efficaces, dans l'inductance et les semi-conducteurs, les tension moyennes et efficaces,

aux bornes du condensateur et des semi-conducteurs, et enfin on présente le design suivant le cahier de charge proposé.

### 3.2 Étude analytique

#### 3.2.1 Schéma équivalent proposé

Dépourvue du redresseur de sortie et du transformateur, le circuit avec lequel on fait l'étude et la simulation est montré dans la Fig.3.1.

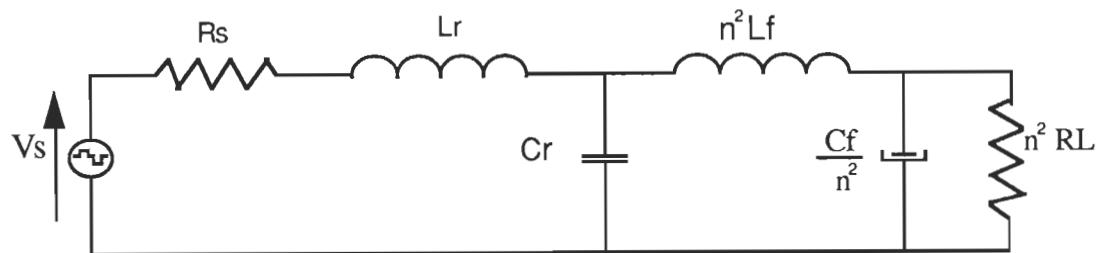


Fig.3.1 Schéma équivalent du CRP.

Le circuit équivalent est formé par le circuit résonant accordé au filtre de sortie, ramené au primaire. La résistance  $R_s$ , représente la résistance équivalente de celle du MOSFET en conduction, celles, du câblage, de l'inductance, etc..

#### 3.2.2 Hypothèses

L'étude analytique portera sur le circuit de la Fig.3.2, avec l'hypothèse que la charge connectée à la sortie du circuit résonnant est une source de courant dont l'amplitude reste constante à l'échelle de la période de résonance, à cause de l'inductance du filtre de sortie qui est très élevée. On omet la

résistance  $R_S$ , du fait qu'elle présente une valeur très faible. On néglige aussi les durées d'empietement des diodes du redresseur de sortie pendant la transition de la tension aux bornes du condensateur de résonance de la valeur positive à une valeur négative et vice-versa. Les diodes D1 et D2, (voir Fig.1.2), sont de recouvrement très rapide et sont utilisées à la place des diodes des MOSFET qui sont plus lentes et peuvent donc causer des pertes par recouvrement importantes. En considérant aussi, que le filtre et la charge du circuit de la Fig.3.1 forment une source de courant, le circuit équivalent du convertisseur devient similaire à la configuration d'un abaisseur à résonance en pleine onde à CCN [11].

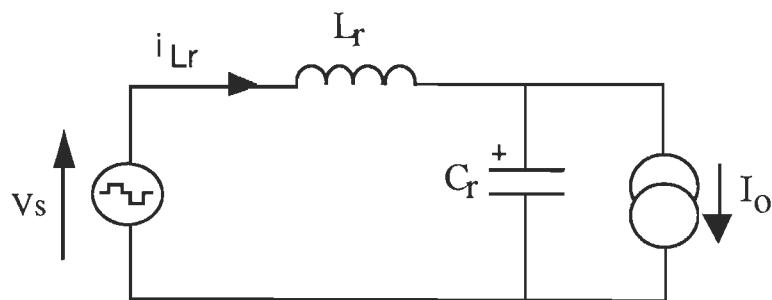


Fig.3.2 Schéma du circuit équivalent

### 3.2.3 Étude du convertisseur pour ( $0 < f_c < f_r/2$ )

D'après le plan de phase de la Fig.2.5 et des séquences décrites ci-après, on déduit les expressions du courant et de la tension, du circuit résonant, en fonction de temps pour chaque séquence. Le calcul d'énergie transférée à la charge nous permet de déduire la caractéristique de sortie, la méthode est celle indiquée en [3].

### i) 1ère séquence

Pendant cette séquence le courant dans l'inductance croît avec une pente  $V_s/L_r$ , les diodes du redresseur de sortie sont en roue libre.

$$i_{Lr}(t) = \frac{E}{L_r} (t - t_0) \quad (3.1)$$

$$V_{Cr}(t) = 0 \quad (3.2)$$

$$\delta t_1 = \frac{Z^* I'_o}{E} \quad (3.3)$$

Où  $I'_o$  est le courant de charge au primaire du transformateur, avec  $I'_o = I_o/n$ ,

$Z$  est l'impédance caractéristique du circuit résonant et  $n$  est le rapport du transformateur.  $\delta t_1$  est la durée de cette séquence.

### ii) 2ème séquence

Pendant cette séquence il y a oscillation entre  $L_r$  et  $C_r$ . Les expressions temporelles de  $V_C$  et  $i_{Lr}$  sont :

$$i_{Lr}(t) = I_0 + \frac{E}{Z} \sin(\omega_r(t - t_1)) \quad (3.4)$$

$$V_{Cr}(t) = E(1 - \cos(\omega_r(t - t_1))) \quad (3.5)$$

La durée de cette séquence est :

$$\delta t_2 = \frac{1}{\omega_r} * \text{Arcsin}\left(-\frac{Z^* I'_o}{E}\right) \quad (3.6)$$

## ii) 3ème séquence

Pendant cette phase, le condensateur parcouru par le courant  $I'_o$  se décharge linéairement à partir d'une valeur  $V_{Cr}(t_2)$  correspondant au moment où la diode antiparallèle au MOSFET cesse de conduire, l'expression temporelle du condensateur est :

$$V_{Cr}(t) = \frac{-I'_o}{C_r}(t - t_2) + V_{cr}(t_2) \quad (3.7)$$

$$i_{Lr}(t) = 0 \quad (3.8)$$

La durée de cette séquence est :

$$\delta t_3 = \frac{C_r V_{Cr}(t_2)}{I'_o} \quad (3.9)$$

### 3.2.3.1 Valeur moyenne du courant dans l'inductance de résonance

La valeur moyenne du courant est donnée par:

$$\langle i_{Lr}(t) \rangle = \frac{2}{T_c} \left( \int_0^{\delta t_1} i_{Lr}(t) dt + \int_0^{\delta t_2} i_{Lr}(t) dt \right) \quad (3.10)$$

De (3.1) à (3.4) on trouve:

$$\langle i_{Lr}(t) \rangle = \frac{2 * I'_o}{T_c * \omega_r} * \left( \frac{Z * I'_o}{2 * E} + \text{Arcsin} \left( -\frac{Z * I'_o}{E} \right) + \frac{E}{Z * I'_o} * \sqrt{1 - \left( \frac{Z * I'_o}{E} \right)^2} \right) \quad (3.11)$$

L'énergie transférée à la charge, calculée suivant [2], est donnée par:

$$\eta = \frac{E_o}{E_i} = \frac{\langle V_o \rangle * \langle I_o \rangle * T_c}{E * \langle i_{Lr}(t) \rangle * T_c} \quad (3.12)$$

Où  $\eta$  est le rendement du convertisseur et  $E_i$  est l'énergie absorbée à l'entrée du convertisseur.

### 3.2.3.2 Caractéristique de sortie du convertisseur

La caractéristique de sortie du convertisseur, en utilisant (3.11) et (3.12), est donnée par:

$$\frac{n * \langle V_{Cr} \rangle}{E} = \frac{\eta * f_c}{\pi * f_r} * \left[ 2 * \pi - \arcsin(X) + \frac{1}{X} * (1 - \sqrt{1 - X^2}) + \frac{2}{X} \right] \quad (3.13)$$

Où

$$X = \frac{Z * I_o}{n * E} \quad (3.14)$$

Le tracé de l'expression (3.13) pour des valeurs de  $X$  valant de 0.1 à 1 est donné dans la Fig.3.3, en adoptant la fréquence de commutation,  $f_c$ , comme paramètre de contrôle. D'après cette courbe, on remarque que la variation de la tension à la charge dépend du rapport de la fréquence de commutation par rapport à la fréquence de résonance, pour une charge donnée, et non de la variation de la charge, pour une fréquence donnée. Donc on peut assimiler l'expression (3.13) à celle (3.15), où on néglige le terme qui contient  $X$ .

$$\frac{n * \langle V_{Cr} \rangle}{E} = 2\eta \frac{f_c}{f_r} \quad (3.15)$$

Cette expression sera utilisée dans le chap.4 pour le calcul du rapport de transformation, n.

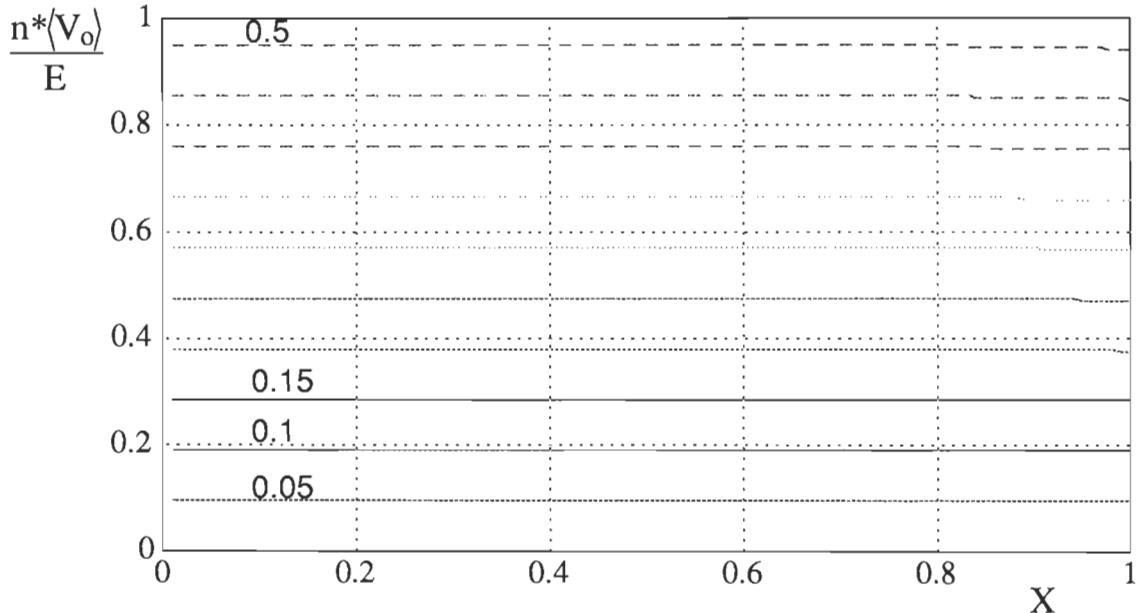


Fig.3.3 Fonction de transfert du CRP,  $f_c/f_r$  comme paramètre de contrôle

### 3.2.3.3 Valeur efficace du courant $i_{Lr}$

La valeur efficace du courant est donnée par:

$$I_{Lref} = \sqrt{\frac{2}{T_c} \left( \int_0^{\delta t_1} i_{Lr}^2(t) dt + \int_0^{\delta t_2} i_{Lr}^2(t) dt \right)} \quad (3.16)$$

D'après les expressions de (3.1) à (3.4) on trouve la valeur du courant efficace suivant:

$$\frac{Z^* I_{Lref}}{E} = X^* \sqrt{\frac{f_c}{\pi * f_r} \left[ \frac{X}{3} + (2 * \pi - \text{asin}(X)) * \left( 1 + \frac{1}{2 * X^2} \right) + \frac{2}{X} - \frac{3}{2 * X} \sqrt{1 - X^2} \right]} \quad (3.17)$$

Le tracé du courant efficace par rapport à X est donné dans la Fig.3.4. L'exploitation de ces courbes trouvera son utilité pour le design du noyau de l'inductance de résonance.

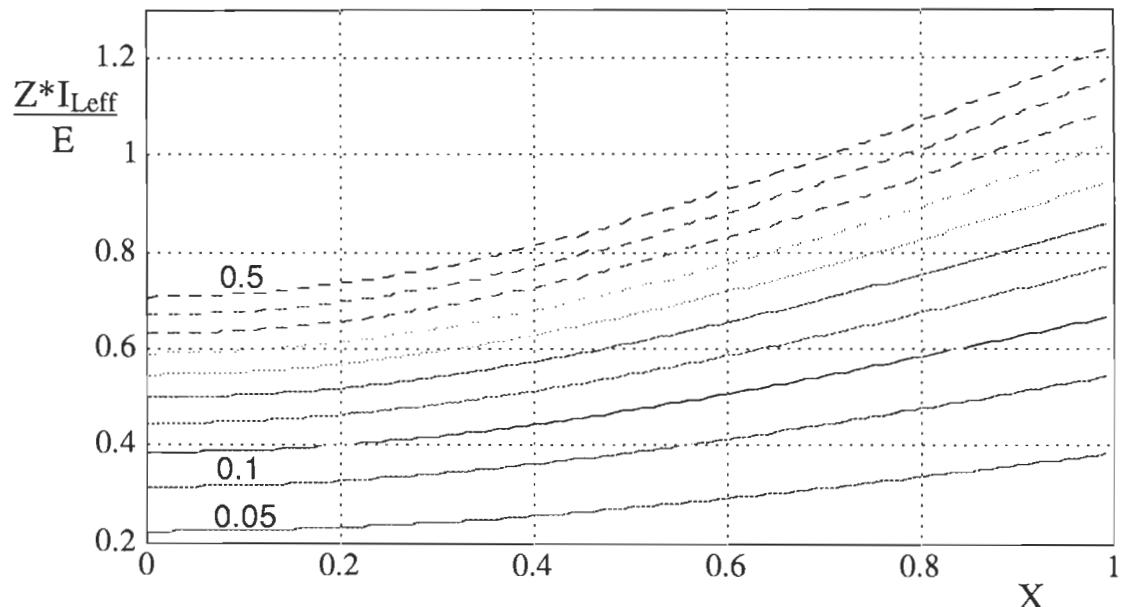


Fig.3.4 Courant efficace en fonction du courant de charge,  $f_c/f_r$  comme paramètre de contrôle

### 3.2.3.4 Valeur efficace de la tension aux bornes du condensateur de résonance

La valeur efficace de la tension aux bornes du condensateur de résonance est donnée par:

$$V_{C\text{ref}} = \sqrt{\frac{2}{T_c} \left( \int_0^{\delta t_2} V_{Cr}(t) dt - \int_0^{\delta t_3} V_{Cr}(t) dt \right)} \quad (3.18)$$

D'après les expressions de (3.5) et (3.7) on trouve:

$$\frac{V_{C\text{eff}}}{E} = \sqrt{\frac{f_c}{\pi f_r} * \left[ \frac{3}{2} (2 * \pi * \text{asin}(X)) + X * \left( 2 - \frac{1}{2} \sqrt{1-X^2} \right) + \frac{1}{3*X} * (1 - \sqrt{1-X^2}) \right]} \quad (3.19)$$

Le tracé de la tension efficace par rapport à X est donné dans la Fig.3.5, où on remarque que la valeur efficace de la tension aux bornes du condensateur de résonance est constante, quelle que soit la valeur de la charge, mais elle augmente avec l'augmentation de la fréquence de commutation par rapport à la fréquence de résonance. Donc on peut approximer l'expression (3.19) par:

$$\frac{V_{C\text{ref}}}{E} = \sqrt{\frac{3f_c}{f_r}} \quad (3.20)$$

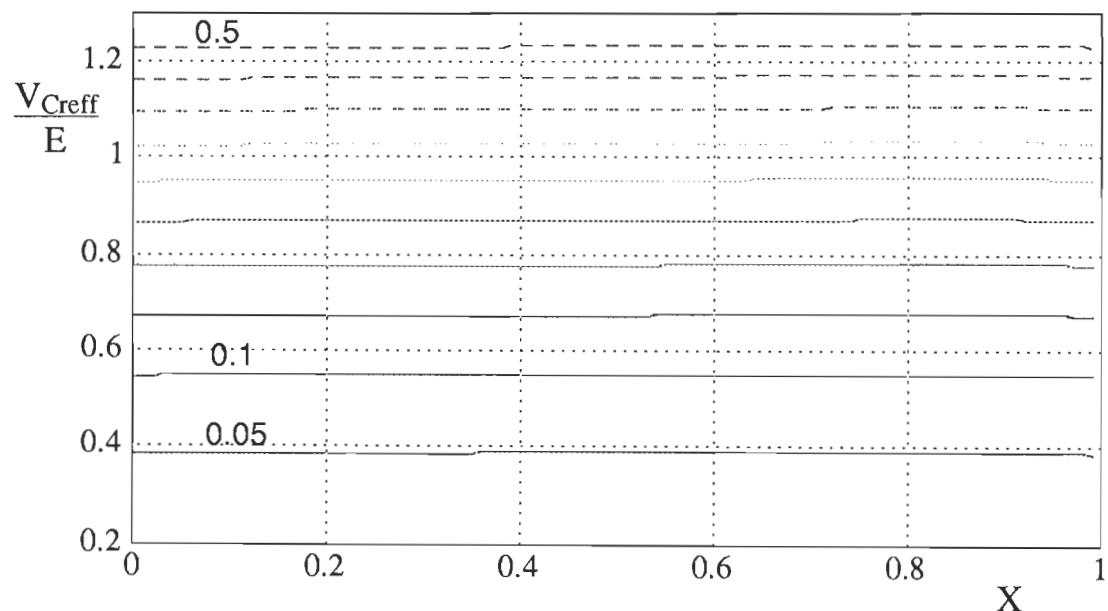


Fig.3.5 Tension efficace aux bornes du condensateur en fonction de X,

$f_c/f_r$  comme paramètre de contrôle

### 3.2.3.5 Courant moyen dans la diode antiparallèle, D1, du transistor

D'après le plan de phase de la Fig.2.14 on détermine le temps où la diode commence à conduire, c'est-à-dire le moment où le courant dans l'inductance de résonance est nul pour la première fois. Donc le temps est:

$$\delta t_c = (t_c - t_1) = \frac{3\pi}{2} - \arcsin(X) \quad (3.21)$$

Donc le courant moyen est:

$$I_{Dmoy} = \frac{1}{T_c} \left( \int_{\delta t_c}^{\delta t_2} (I_0 + \frac{E}{Z} \sin(\omega_r t)) dt \right) \quad (3.22)$$

$$\frac{I_{Dmoy}}{I_0} = \frac{f_c}{2\pi f_c} \left[ \frac{\pi}{2} - \frac{1}{X} (\sqrt{1-X^2} - X) \right] \quad (3.23)$$

Le tracé du courant moyen dans la diode pendant la conduction est donné dans la Fig.3.6. Ces courbes seront très utiles pour le choix de la diode ainsi que, son radiateur de refroidissement.

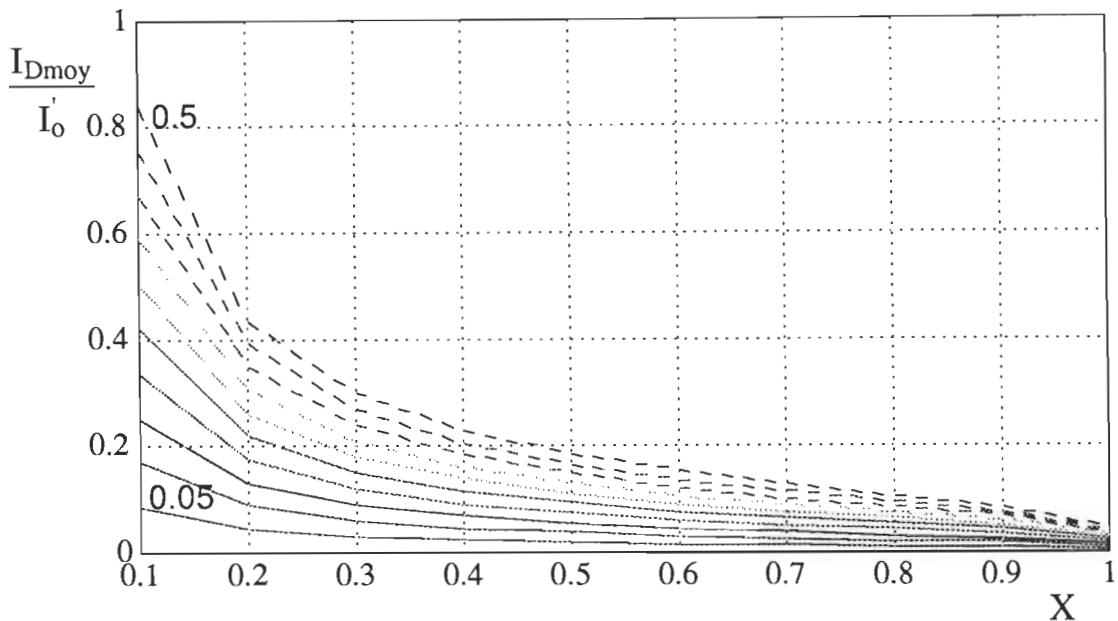


Fig.3.6 Courant moyen dans la diode,  $f_c/f_r$  comme paramètre de contrôle

### 3.2.3.6 Valeur efficace du courant dans la diode antiparallèle au transistor

La valeur efficace du courant est donnée par:

$$I_{Deff} = \sqrt{\frac{1}{T_c} \left( \int_{\delta t_c}^{\delta t_2} \left[ I_0 + \frac{E}{Z} \sin(\omega_r t) \right]^2 dt \right)} \quad (3.24)$$

$$\frac{I_{Deff}}{I_0} = \sqrt{\frac{\pi}{2} + \frac{2}{X} * (-X - \sqrt{1 - X^2}) + \frac{1}{2*X^2} (\frac{\pi}{2} + 2*X*\sqrt{1 - X^2})} \quad (3.25)$$

Le tracé du courant efficace dans la diode pendant la conduction est donné dans la Fig.3.7.

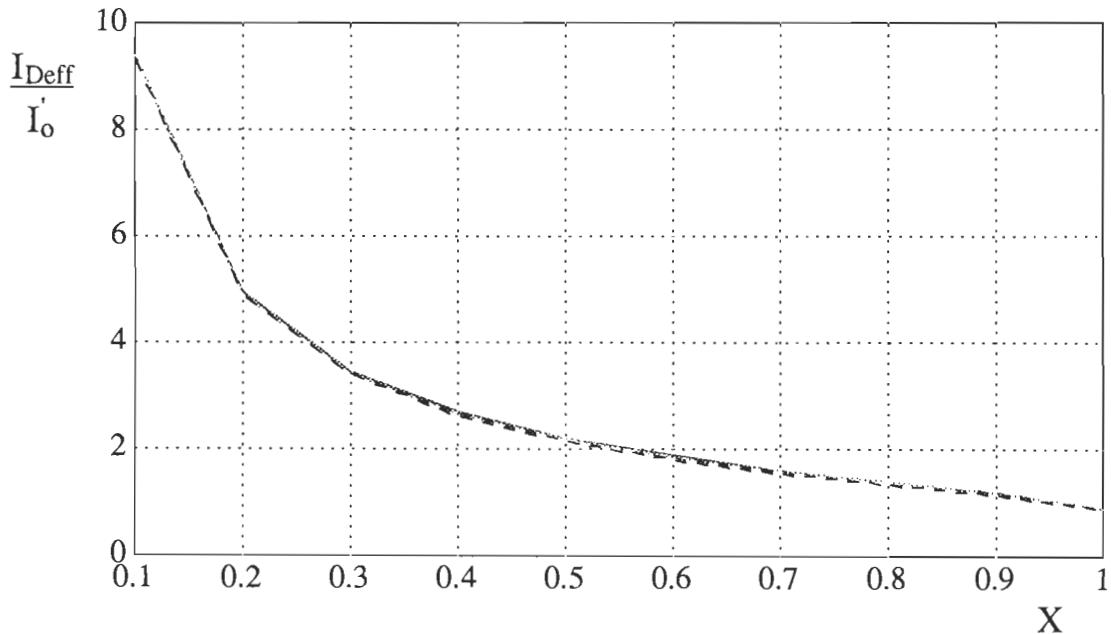


Fig.3.7 Courant efficace dans la diode pendant la conduction,  $f_c/f_r$  comme paramètre de contrôle

### 3.2.3.7 Courant moyen dans le transistor

D'après les expressions (3.4) et (3.21), on calcule la valeur moyenne du courant qui traverse le transistor pendant la conduction.

$$I_{Lmoy} = \frac{1}{T_c} \left( \int_0^{\delta t_1} i_{Lr}(t) dt + \int_0^{\delta t_c} i_{Lr}(t) dt \right) \quad (3.26)$$

Donc le courant moyen est:

$$\frac{I_{Lmoy}}{I_o} = \frac{f_c}{2\pi f_r} \left[ \frac{X}{2} + \frac{3\pi}{2} - \arcsin(X) + \frac{1}{X} (1-X) \right] \quad (3.27)$$

Le tracé du courant moyen est montré dans la Fig.3.8.

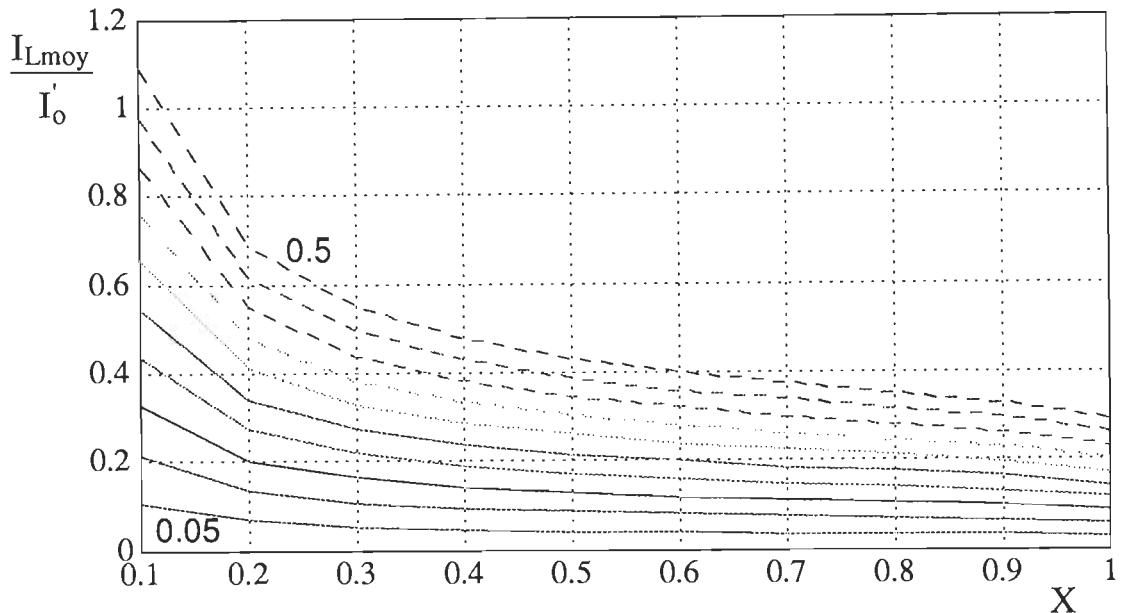


Fig.3.8 Courant moyen dans le transistor pendant la conduction,  $f_c/f_r$  comme paramètre de contrôle

### 3.2.3.8 Valeur du courant efficace du transistor

D'après les expressions (3.4) et (3.19) on calcule la valeur efficace du courant qui traverse le transistor pendant la conduction.

$$I_{Leff} = \sqrt{\frac{1}{T_c} \left( \int_0^{\delta t_1} i_{Lr}^2(t) dt + \int_0^{\delta t_c} i_{Lr}^2(t) dt \right)} \quad (3.28)$$

Donc le courant efficace est:

$$\frac{I_{Leff}}{I_o} = \sqrt{\frac{f_c}{2\pi f_r} \left[ \frac{X+2}{3} (1+X) - \frac{1}{2*X} \sqrt{1-X^2} + \left(1 + \frac{1}{2*X}\right) * \left(\frac{3\pi}{2} - \arcsin(X)\right) \right]} \quad (3.29)$$

Le tracé du courant efficace qui traverse le transistor pendant la conduction est montré dans la Fig.3.9. Ces courbes seront très utiles pour le calcul des

radiateurs de refroidissement des transistors ainsi que, pour le dimensionnement de l'épaisseur de la trace dans le circuit imprimé.

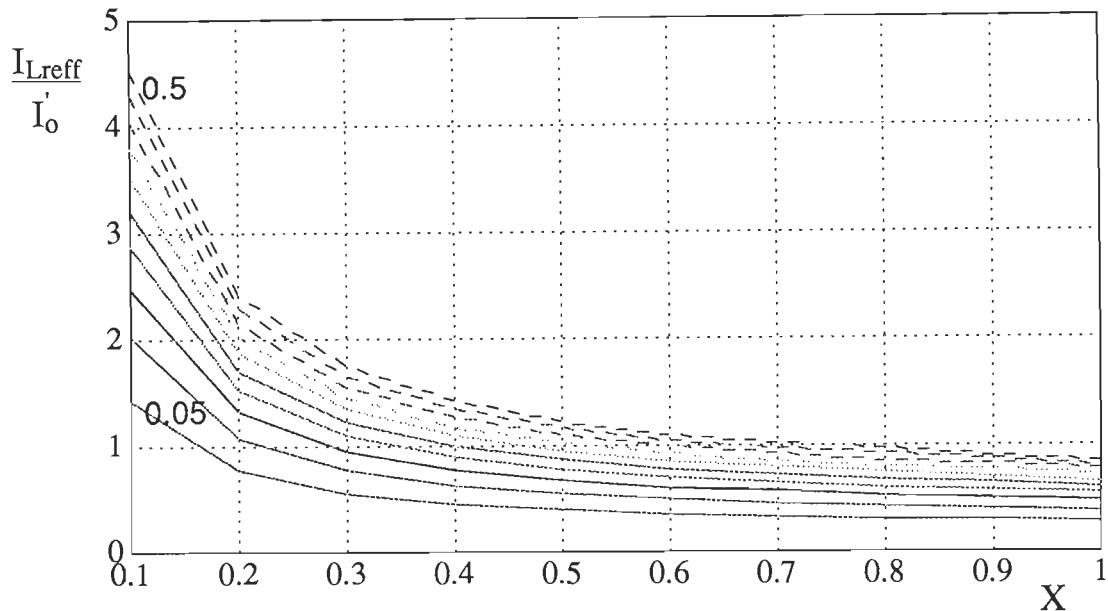


Fig.3.9 Courant efficace  $I_{L\text{reff}}$  en fonction de  $X$ ,  $f_c/f_r$  comme paramètre de contrôle

### 3.2.4. Dimensionnement du circuit résonant

#### 3.2.4.1 Calcul de la limite de conduction en pleine charge

D'après le plan de phase de la Fig.2.14, on remarque que pour une valeur critique du courant de charge, le courant dans l'inductance de résonance ne s'annule plus. Par conséquent, on perd la commutation au passage par zéro. Nous voulons à tout prix éviter cette situation car les pertes par commutation augmenteraient de façon importante [13]. À partir du circuit de la Fig.3.2, en tenant compte de la résistance  $R_s$ , on calcule le courant de charge maximal que le circuit peut supporter sans perdre la commutation. Ce courant est exprimé en fonction du facteur d'amortissement  $\xi$ . D'après les

équations d'états (3.30) et (3.31) déduites du circuit de la Fig.3.2 et avec les conditions initiales,  $V_{Cr}(0)=0$  et  $i_{Lr}(0)=I_0$ , on trouve l'expression (3.32) du courant qui vérifie la condition de la limite de conduction.

$$V_s(t) = i_{Lr}(t)R_s + \frac{d i_{Lr}(t)}{dt}L_r + V_{Cr}(t) \quad (3.30)$$

$$i_{Lr}(t) = I_0 + \frac{dV_{Cr}(t)}{dt} C_r \quad (3.31)$$

d'où:

$$i_{Lr}(t) = I_0 + \exp(-\beta*t) \frac{V_s - R_s I_0}{\omega L_r} \sin(\omega t) \quad (3.32)$$

où:

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (3.33)$$

$$\beta = \frac{R_s}{2L_r} \quad (3.34)$$

$$\omega = \omega_r \sqrt{1 - \xi^2} \quad (3.65)$$

$$\xi = \frac{R_s}{2Z_r} \quad (3.36)$$

$$Z_r = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (3.37)$$

On remarque que l'équation de l'expression (3.32) est une fonction sinusoïdale, autour de  $I_0$ , amortie de valeur d'amortissement  $\xi$ . Les points d'extremum sont obtenus par la résolution de l'équation (3.38).

$$\frac{di_{Lr}(t)}{dt} = 0 \quad (3.38)$$

Ce qui donne:

$$\frac{di_{Lr}(t)}{dt} = \exp(-\beta t) \frac{V_s - R_s I_0}{\omega L_r} (\omega \cos(\omega t) - \beta \sin(\omega t)) = 0 \quad (3.39)$$

La résolution de (3.39) donne:

$$\tan(\omega t_n) = \frac{\sqrt{1 - \xi^2}}{\xi} \quad (3.40)$$

$$t_n = \frac{1}{\omega} \left[ n\pi + \text{Atan}\left(\frac{\sqrt{1 - \xi^2}}{\xi}\right) \right] \quad (3.41)$$

où

$n$  est un entier naturel qui correspond au nombre d'extremum du courant. La valeur, du deuxième minimum, du courant est donnée par (3.42).

$$i_{Lr}(t_1) = I_0 + \exp(-\beta t_1) \frac{V_s - R_s I_0}{\omega L_r} \sin(\omega t_1) \quad (3.42)$$

où:

$$t_1 = \frac{1}{\omega} \left[ \pi + \text{Atan}\left(\frac{\sqrt{1 - \xi^2}}{\xi}\right) \right] \quad (4.43)$$

Donc la valeur du courant de charge déduit de (3.42), qui correspond au minimum de  $i_{Lr}(t_1)$  égale à zéro, est donnée par (3.44).

$$I_0 = \frac{-V_s e^{-\beta t_1} \sin\left(\pi + \text{Atan}\left(\frac{\sqrt{1 - \xi^2}}{\xi}\right)\right)}{\omega L_r - R_s e^{-\beta t_1} \sin\left(\pi + \text{Atan}\left(\frac{\sqrt{1 - \xi^2}}{\xi}\right)\right)} \quad (3.44)$$

avec :

$$\omega L_r = \frac{R_s \sqrt{1 - \xi^2}}{2\xi} \quad (3.45)$$

La simulation de (3.45), pour des valeurs de  $\xi$  variant de 0 à 1, est donnée dans la Fig.3.10. La détermination de l'impédance caractéristique est déduite de ce graphique comme suit:

- en fixant la valeur du courant de charge, suivant le cahier de charge que l'on désire, on trouve la valeur de  $\xi$  qui correspond à la limite du courant dans l'inductance où on perd la commutation, par conséquent on trouve la valeur de l'impédance caractéristique du circuit résonant.
- en fixant la valeur de la fréquence de résonance on déduit les valeurs des éléments du circuit résonant.

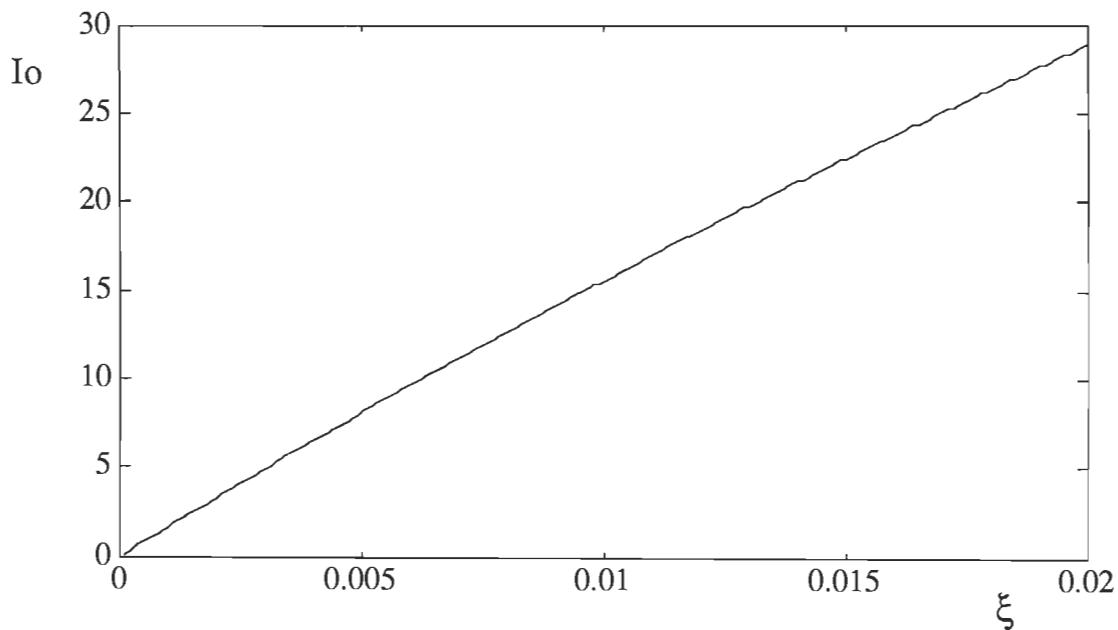


Fig.3.10 Courant de charge en fonction du facteur d'amortissement  $\xi$ .

### 3.3 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté une méthode complète de design du CRP et précisement pour le fonctionnement où la fréquence de commutation est inférieure à un demi de la fréquence de résonance, du fait qu'à cette marge de fréquence le fonctionnement de CRP est similaire à celui du convertisseur abaisseur quasi-résonant à pleine onde. Du schéma équivalent proposé on a pu déduire toutes les expressions qui nous permettraient de faire un design rigoureux du convertisseur. La mise en oeuvre expérimentale basée sur l'étude faite dans ce chapitre fera l'objet du dernier chapitre.

## CHAPITRE 4

### RÉALISATION EXPÉRIMENTALE

#### **4.1 Introduction**

Dans ce chapitre nous parlerons de la réalisation expérimentale d'un prototype de laboratoire du CRP, pouvant fonctionner à haute fréquence, pour une charge variable. Nous portons notre intention sur la recherche d'un rendement élevé. Le prototype choisi pourra développer une puissance de 500W. La facilité de réaliser ce prototype viendra de l'utilisation des composantes de nouvelle génération d'une part et d'autre part de la conception du montage du convertisseur sur un circuit imprimé afin de minimiser l'effet des éléments parasites dues au câblage.

#### **4.2 Description du circuit**

L'unité au complet, que nous avons réalisé, est montrée dans la Fig.4.1. Le schéma du circuit imprimé, PCboard, est montré dans l'annexe A. C'est un convertisseur à résonance parallèle en demi-pont alimenté directement du réseau et dont la sortie est isolée. Dans ce schéma, nous identifions principalement deux grandes parties soit, l'unité de puissance et l'unité de commande. Les détails de chacune de ces parties paraissent aux sections suivantes.

Pour le design des éléments du circuit résonant, on suppose le cahier de charge suivant:

- Tension d'entrée  $V_S = 170V$
- Tension de sortie au secondaire  $V_O = 24V$
- Le courant au secondaire  $I_O = 20A$
- Fréquence de résonance  $f_r = 500kHz$

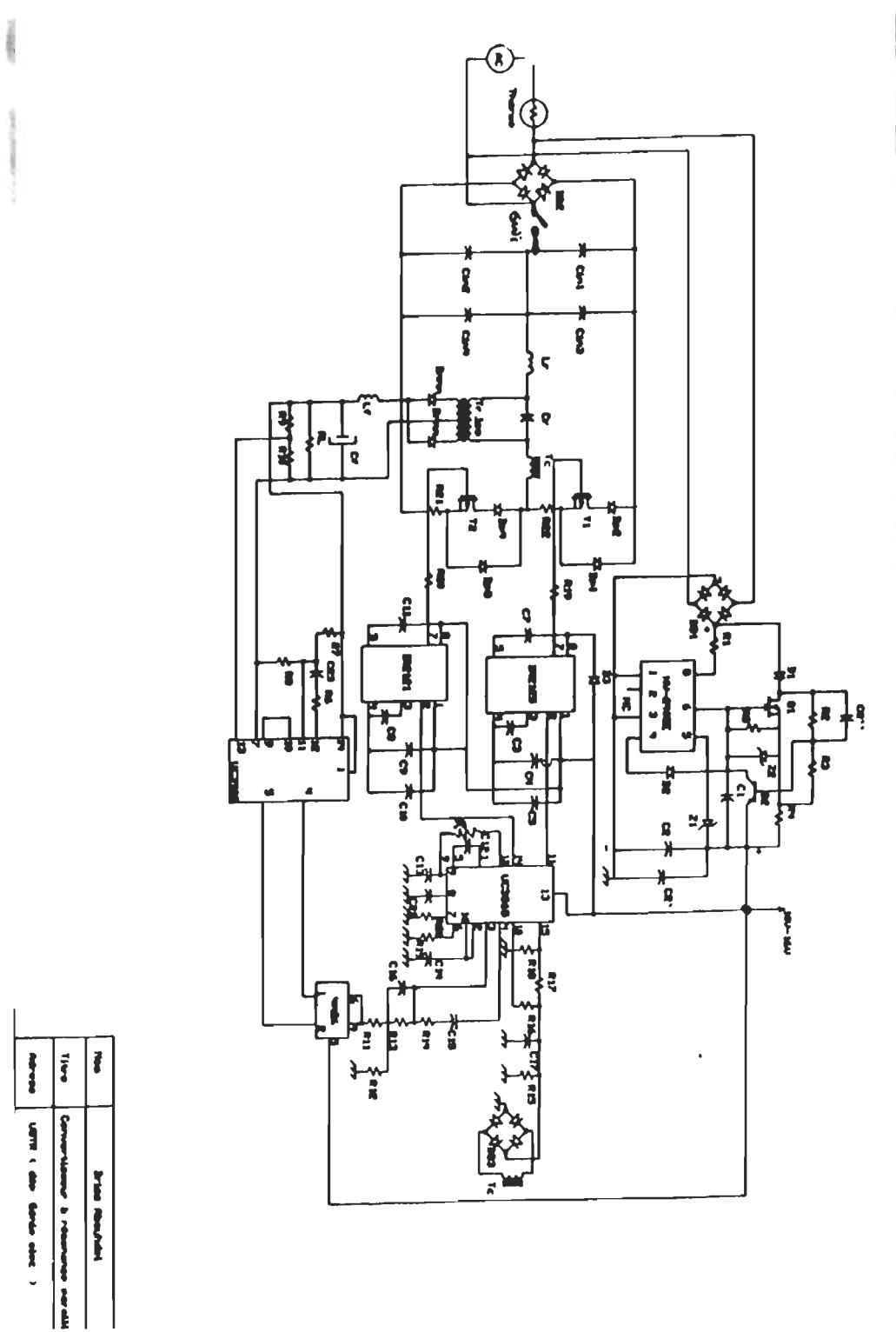


Fig.4.1 Schéma global de l'alimentation conçue

### 4.3 Unité de puissance

L'unité de puissance est principalement constituée par:

- doubleur qui alimente le CRP
- CRP en demi pont
- transformateur d'isolation
- redresseur à point milieu de sortie

#### 4.3.1 Doubleur

Le doubleur conçu est constitué d'un interrupteur, monté entre le redresseur à pont à diodes et deux condensateurs de filtrage en pont. Le schéma du doubleur, ainsi que la méthode de calcul du filtre, sont montrés dans l'annexe A.

On suppose un rendement  $\eta = 90\%$ , entre la puissance désirée recueillir à la sortie et la puissance à l'entrée du convertisseur. D'après (a1) on trouve l'énergie fournie à l'entrée pour une fréquence de 60Hz.

$$\omega_{in} = 9.25J$$

D'après l'expression (a2), on trouve.

$$C_1 = C_2 = 895 \mu F$$

#### 4.3.2 CRP en demi pont

Le CRP en demi-pont est constitué d'un onduleur à haute fréquence, lequel est constitué de deux interrupteurs de type, MOSFET, IRFIP 450. À chaque interrupteur, on associe une diode en série, de type, HEXFERTD, HFA

15TB60 rapide, afin d'empêcher la diode parasite, intrinsèque du MOSFET, de conduire. Une autre diode de même type, montée en antiparallèle au MOSFET, permet au courant de circuler dans le sens inverse. Le circuit de charge de l'onduleur est formé par un circuit oscillant parallèle connecté en parallèle avec un transformateur d'isolation, à point milieu, à haute fréquence. Le design des éléments du CRP est montré comme suit:

#### **4.3.3 Circuit résonant**

Pour une valeur maximale du courant au secondaire égale à 20A et à partir de la Fig.3.10, on trouve l'impédance caractéristique du circuit résonant,  $Z$ , égal à  $29.25\Omega$ . À partir de la valeur de  $Z$  et de la fréquence de résonance on détermine les valeurs de  $L_r$  et de  $C_r$  comme suit:

- $L_r = Z/2\pi f_r = 9.3 \mu H$
- $C_r = 1/2\pi f_r Z = 10 nF$

#### **4.3.4 Calcul des radiateurs**

La théorie du choix des radiateurs de refroidissement des semi-conducteurs est montrée dans l'annexe A.

##### **i) Radiateur pour les deux transistors T1 et T2**

Dans notre réalisation on a choisi de monter les deux interrupteurs de puissance sur le même radiateur pour minimiser l'espace sur le circuit imprimé. D'après la Fig.3.9, on déduit le courant efficace dans le transistor,

à pleine charge et à  $f_c/f_r = 0.5$ , on trouve  $I_{eff} = 2.45A$ . On trouve que la puissance dissipée dans le transistor est égale à 1.8 W, sachant que la résistance en conduction,  $R_{DS(on)}$ , du MOSFET est de  $0.3\Omega$ . D'après les caractéristiques du MOSFET, IRFP450, et de l'expression (a.19) on trouve  $T_{b1} = T_{b2} = 98.39^{\circ}C$ . On pose la température ambiante égale à  $40^{\circ}C$ , on déduit de (a.18) que la résistance du radiateur est égale à,  $R_{\theta RA} = 16.2^{\circ}C/W$ .

## ii) Radiateur pour les deux diodes D2 et D4

On a choisi de monter deux diodes: la diode en série avec le transistor et la diode antiparallèle, sur le même radiateur. En se servant de la Fig.3.7, pour le calcul du courant efficace dans la diode antiparallèle, pour une charge maximale, on trouve que la puissance dissipée dans la diode est égale à:

$$P_{D\text{diode}} = V_F I_{Fmoy} + RI_{eff}^2 = 1*(1) + 0.044*(2)^2 = 1.17W$$

De même, la puissance dissipée dans la diode en série avec le transistor, en se servant de la Fig.3.9, est égale à 1.764W. À partir de l'expression (a.18) on trouve que la valeur de la résistance du radiateur est égale à  $R_{\theta RA} = 15.9^{\circ}C/W$ .

## vi) Radiateur pour la diode Schottky du redresseur de sortie

La méthode de calcul du courant moyen dans la diode, qui sert pour le calcul de la puissance dissipée dans la diode Schottky, est montrée dans l'annexe A. Pour  $f_c/f_r = 0.5$  et l'expression (a.21) on trouve la valeur

moyenne du courant dans la diode égale à 10A. La puissance dissipée dans la diode, 40 CP8040, pour  $V_F = 0.4V$ , est égale à 4W. Donc la résistance du radiateur est égale à  $R_{\theta RA} = 6.63 \text{ }^{\circ}\text{C/W}$

#### 4.3.5 Dimensionnement de l'inductance de résonance

La procédure de design du noyau de l'inductance est présentée dans l'annexe A.

##### i) App théorique

D'après (3.4) on trouve que la valeur maximale du courant dans l'inductance de résonance est égale à  $I_o + E/Z$  ce qui donne  $I_{pk} = 8A$ . De (a.13) on trouve,  $A_{ppth} = 0.025 \text{ cm}^5$ .

##### ii) Choix du noyau

On choisit le noyau RM5 de type 3F3, dont l' $A_{pp}$  est proche de celle calculée précédemment, les caractéristiques de ce noyau sont:

$$\omega_a = 0.1848 \text{ cm}^2$$

$$MLT = 2.387 \text{ cm}$$

$$A_e = 0.252 \text{ cm}^2$$

ce qui donne:

$$A_{pp} = 0.0195 \text{ cm}^5$$

##### iii) Calcul du nombre de spire

D'après (a.14) on a:

$$N = \frac{(6.2e^{-6}) * 8}{25.2e^{-6} * 0.1} = 19$$

#### iv) Calcul de $A_w$

D'après (a.11) on a:

$$A_w = \frac{(0.1848e^{-6}) * 0.3}{19} = 0.003 \text{ cm}^2$$

le conducteur choisi pour la fréquence de 500KHz est de type AwG32.

#### v) Nombre de spires en parallèle

D'après (a.12) on a:

$$X_p = \frac{0.003}{0.000459} = 7$$

### 4.3.6 Dimensionnement du transformateur de courant

La méthode de dimensionnement du transformateur de courant est celle indiquée dans [12]. On désire réaliser la mesure d'un courant alternatif,  $i$ , dont la pulsation fondamentale est  $\omega_0$ . La fonction de transfert du transformateur de courant étant de type passe-haut, il suffit de vérifier la condition  $\omega_c \ll \omega_0$ , où  $\omega_c$ , est la pulsation de coupure d'un transformateur de type passe-haut, pour reconstituer tous les harmoniques susceptibles de constituer le courant  $i$ . La démarche de dimensionnement est la suivante:

- définir l'amplitude de la tension de sortie,  $v_s$ , que l'on désire obtenir en fonction de l'amplitude de  $i_1$  (courant maximal qui parcourt le circuit au primaire). En général  $N_1=1$  si bien que:

$$v_s = r_s \cdot i_1 / N_2 = K \cdot i_1 \quad (4.1)$$

avec,  $r_s$  est la résistance de mesure au secondaire. Le courant maximal,  $i_1$ , déduit du plan de phase de la Fig.3.5 est donné par:

$$i_1 = I_o + V_s/Z \quad (4.2)$$

$$i_1 = 20/n + 195.6/29.25 = 10.67A$$

où  $n$  est le rapport de transformation,  $V_s$  est la tension efficace à l'entrée du convertisseur et  $Z$  est l'impédance caractéristique du circuit oscillant.

Donc

$$K=4/10.67 = 0.375$$

On a posé  $v_s=4V$ , la tension que l'on désire recueillir à la sortie du transformateur de courant.

- définir le rapport  $k = \omega_o/\omega_c$

$$\omega_c = 2\pi f_c \quad (4.3)$$

$$\omega_o = 2\pi f_o$$

Ce qui donne:

$$k = \omega_o/\omega_c = 100$$

- choix du noyau

On choisit un circuit torique de type 768T188; 3F3 dont les caractéristiques sont:

$$A_e = 12.84 \text{ mm}^2$$

$$w_a = 40.04 \text{ mm}^2$$

$$l_e = 29.46 \text{ mm}$$

- calcul du nombre de spire

$$N_2 = \frac{K * k * l_e}{3000 * 2\pi * f_o * A_e * \mu_0} = 50 \quad (4.4)$$

- le nombre de fils mis en parallèle

$$X_p = \frac{A_w}{A_{WG32}} = \frac{k_u * w_a}{N_2 * A_{WG32}} = 17 \quad (4.5)$$

#### **4.3.7 Dimensionnement de l'inductance du filtre de sortie**

Le calcul est pareil à celui de l'inductance de résonance. Le noyau choisi est de type RM14, 3F3 dont les caractéristiques sont:

$$W_a = 1.5645 \text{ Cm}^2$$

$$MLT = 6.95 \text{ Cm}$$

$$A_e = 2 \text{ Cm}^2$$

ce qui donne  $A_{pp} = 0.9 \text{ Cm}^5$ .

Le calcul du nombre de spire donne  $N = 25$ .

le nombre de spires en parallèle est  $X_p = 81$ .

Le calcul de l'entrefer est donné par l'expression (a.15) ce qui donne  $g = 0.38 \text{ mm}$ .

#### **4.3.8 Circuit d'amortissement pour la diode antiparallèle**

La méthode du dimensionnement du circuit d'amortissement est donnée dans l'annexe A.

De (a.36) on déduit la marge des valeurs de la résistance à choisir. En posant  $C = 0.1 \mu\text{F}$ , on trouve:  $4.7\Omega \leq R \leq 47\Omega$ .

#### **4.3.9 Transformateur d'isolation**

La méthode de fabrication du transformateur est montrée dans la Fig.4.2. Le bobinage se fait en mode "sandwich" de la manière suivante:

- on bobine la moitié du primaire ensuite, on couvre cette moitié par un isolant (feuille de Maylar d'épaisseur de 0.001 po)
- on superpose sur cette couche d'isolant un écran primaire (feuille de laiton d'épaisseur de 0.001 po), suivi de l'isolant.
- écran de secondaire ensuite de l'isolant.
- on bobine les deux secondaires ensuite, on met de l'isolant.
- on met la dernière partie de l'écran de secondaire, de l'isolant ensuite, deuxième partie de l'écran de primaire et de l'isolant.
- enfin, on bobine la deuxième moitié du primaire.

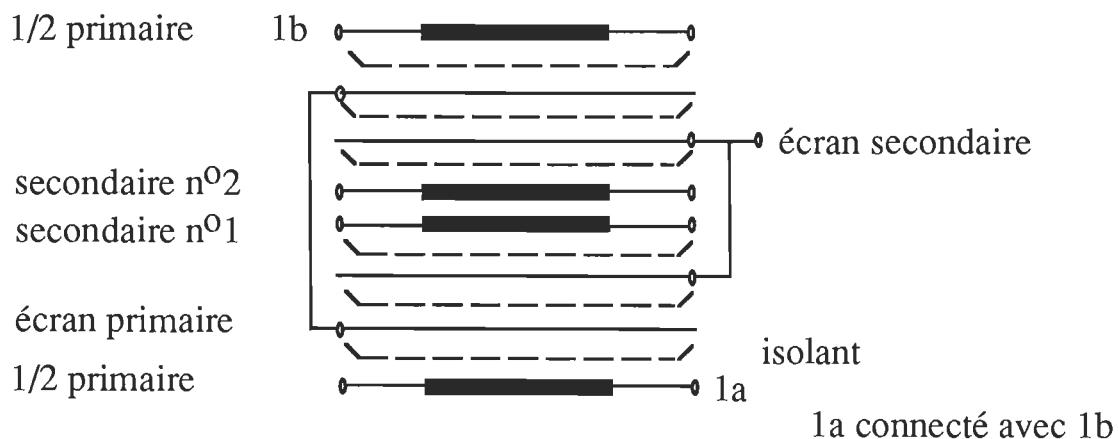


Fig.4.2 Schéma de bobinage du transformateur

La méthode de choix du noyau, du type de conducteur, du nombre de spires et du nombre de fils, qu'on doit mettre en parallèle pour couvrir la surface effective calculée, est donnée dans l'annexe A.

### i) Choix du noyau

Le noyau choisi est RM14 type 3F3 dont les caractéristiques sont:  
 $MLT = 6.95 \text{ cm}$

$$\omega_a = 1.564 \text{ cm}^2$$

$$A_e = 2 \text{ cm}^2$$

## ii) Nombre du spires

D'après (a.10) on trouve le nombre de spires au primaire est égal à:

$$N_p = \frac{195}{2*0.05*2e^{-4}*500e^3} \approx 19$$

Avec le rapport de transformation trouvé précédemment égal à  $n=5$ , on trouve le nombre de spire au secondaire  $N_s \approx 4$

## iii) Calcul de $\omega_{ap}$ et $\omega_{as}$

En posant  $f_c/f_r = 0.5$ ,  $K_u = 0.7$  et de l'expression (a.32) on trouve:

$$\omega_{ap} = 0.6114 \text{ cm}^2 \text{ et } \omega_{as} = 0.4834 \text{ cm}^2$$

## iv) Calcul de $A_{wp}$ et $A_{ws}$

D'après (a.11) on trouve:

$$A_{wp} = 0.0322 \text{ cm}^2, A_{ws} = 0.2416 \text{ cm}^2 \text{ et } A_{ws1} = \omega_{as1}/N_{s1} = 0.1208$$

Le conducteur choisi pour la fréquence de 500kHz est de type AwG32.

## v) Nombre de spires en parallèle

D'après (a.12) on a:

$$X_p = 100 \text{ et } X_{s1} = X_{s2} = 376$$

## 4.4 Unité de commande

L'unité de commande est constituée de quatre parties: les circuits d'attaque de l'IGBT (Driver), le contrôleur, la boucle de rétroaction et le régulateur d'alimentation des circuits.

Les deux circuits d'attaque sont de type IR 2125 et IR 2121; La capacité de fonctionnement du circuit IR 2125 nous a permis de l'utiliser pour l'attaque de l'IGBT, qui constitue la partie haute du bras de l'onduleur.

Le contrôleur, est un circuit intégré, du type UC3865, de la compagnie Unitrode©. Le choix du contrôleur a été basé sur sa capacité de détection du courant nul. La boucle de rétroaction est constituée par, un optocoupleur, de type 4N26, (voir Fig.4.1) qui permet l'isolation entre la charge et le circuit de la commande et d'un circuit intégré, de type UC3900, qui permet la détection du niveau de la tension de sortie.

#### **4.4.1 Caractéristiques du circuit IR2121**

L'utilisation principale du circuit intégré, IR2121, est la commande rapide des interrupteurs de puissance, de canal-N, comme le MOSFET et l'IGBT. La logique d'entrée de ce circuit est pareille à celle des circuits CMOS (standard), aux circuits LSTTL ou la sortie des contrôleurs à modulation de largeur d'impulsion (PWM).

La caractéristique principale, de la logique de sortie de ce circuit, est la forte impulsion de courant ( $\geq 2A$ ) que peut fournir à l'interrupteur. Il présente aussi, la faculté de détection du courant excessif parcourant l'interrupteur (voir Fig.4.3).

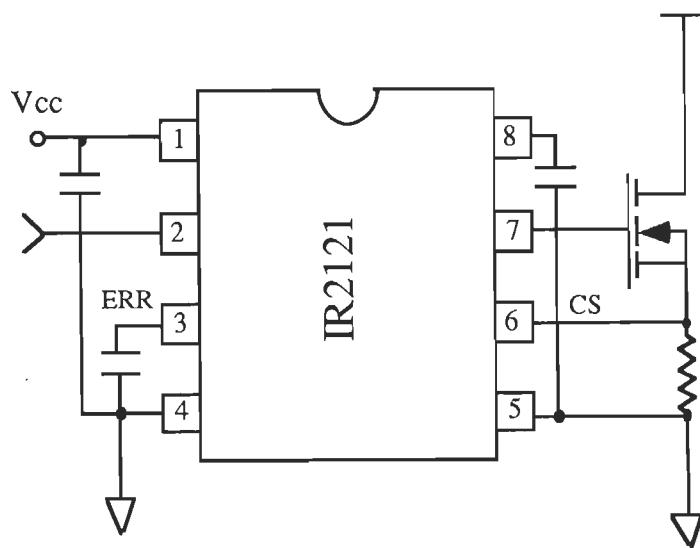


Fig.4.3 Schéma du circuit IR2121

#### 4.4.2 Logique entrée/sortie du circuit IR2121

La logique entrée/sortie, du circuit IR2121, est montrée dans la Fig.4.4. La présence d'un niveau haut, à l'entrée ERR, supérieur à la valeur threshold du circuit (1.8V), forcera le circuit à bloquer l'impulsion. Cependant, il reste au niveau bas jusqu'à l'arrivée du prochain front montant à l'entrée du circuit, même si le signal ERR revient à l'état bas. Le circuit coupera aussi, l'impulsion à la sortie si le signal à l'entrée CS (current sense) est au dessus de la valeur threshold (230mV) et reprendra sa valeur initiale par la disparition du signal à l'entrée CS.

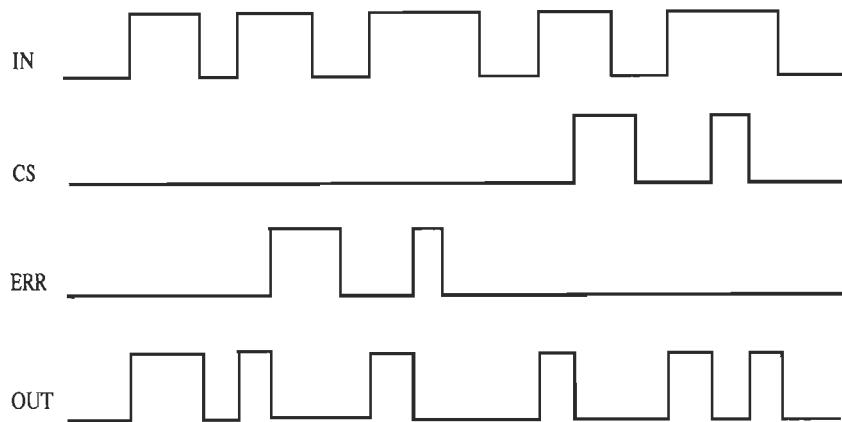


Fig.4.4 Diagramme fonctionnel de la logique entrée/sortie du circuit  
IR2121

#### 4.4.3 Caractéristiques du circuit IR2125

La faculté, du circuit IR2125, de commuter des interrupteurs est pareille à celle indiquée pour le circuit IR2121. Il présente aussi une logique entrée/sortie similaire.

Le fonctionnement, de ce circuit, en bootstrap le qualifie pour la commutation des interrupteurs dont la tension à l'émetteur est flottante.

La technique de bootstrap utilisée dans ce circuit a pour but d'obtenir une alimentation flottante, qui dérive d'une alimentation fixe (voir Fig.4.5). La diode par laquelle se charge le condensateur, du circuit bootstrap, doit avoir la capacité de supporter la somme de la tension à la source et la tension aux bornes du condensateur de bootstrap. De plus, la diode doit avoir un temps de recouvrement très court pour prévenir la décharge du condensateur.

La valeur du condensateur dépend de trois paramètres: la fréquence de commutation, le rapport cyclique et la charge de la grille du MOSFET de

puissance. Un condensateur de valeur  $0.1\mu F$  est recommandé pour des applications dont la fréquence de commutation est supérieure à 5KHz.

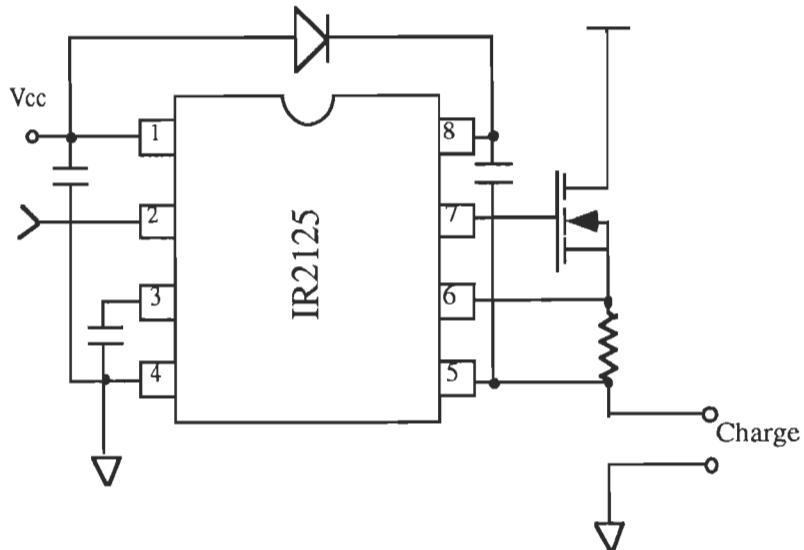


Fig.4.5 Schéma du circuit IR2125

#### 4.4.4 Caractéristiques du contrôleur UC3865

Le circuit intégré UC3865 est bien adapté pour des applications de commutation à courant nul. La détection du courant nul se fait à l'aide d'un transformateur de courant incorporé en série avec le circuit oscillant. Au passage par zéro du courant dans l'inductance de résonance, le contrôleur coupe son signal de commande. La commande est synchronisée à la fréquence de commutation désirée.

Le schéma de brochage du contrôleur est montré dans la Fig.4.6. La fréquence d'oscillation minimale est déterminée par le choix de  $R_{min}$  et  $C_{VCO}$  et est approximativement fixée par:

$$F_{\min} = \frac{4.3}{R_{\min} C_{vco}} \quad (4.6)$$

La fréquence maximale est déterminée par le choix de  $R_{\min}$ ,  $R_{range}$  et  $C_{vco}$  et est approximativement fixée par l'équation (4.2).

$$F_{\max} = \frac{3.3}{(R_{\min}/R_{range})C_{vco}} \quad (4.7)$$

La variation de la fréquence, de la valeur minimale à la valeur maximale, est directement contrôlée par l'amplificateur d'erreur, qui est en connexion avec la chaîne de rétroaction. En effet, un état bas à la sortie E/A (amplificateur d'erreur) correspond à la fréquence minimale, alors qu'un état haut à la sortie E/A correspond à la fréquence maximale.

À la fin de chaque cycle d'oscillation, l'entrée RC se décharge à travers une diode interne et la masse. La détection de zéro est ignorée par le contrôleur au début de chaque cycle d'oscillation où la tension  $V(RC)$  est inférieure à  $V_{th1}$  (voir Fig.4.7). Quand la tension  $V(CR)$  dépasse  $V_{th1}$ , la largeur d'impulsion fournie par le contrôleur est déterminée soit par la détection, à l'entrée zéro, d'une valeur inférieure à 0.5V ou par la tension  $V(RC)$  qui dépasse la tension  $V_{th2}$ . La largeur minimale d'impulsion est approximativement donnée par:

$$T_{pw(\min)} = 0.3RC \quad (4.8)$$

La largeur d'impulsion maximale est approximativement donnée par:

$$T_{pw(\max)} = 1.2RC \quad (4.4)$$

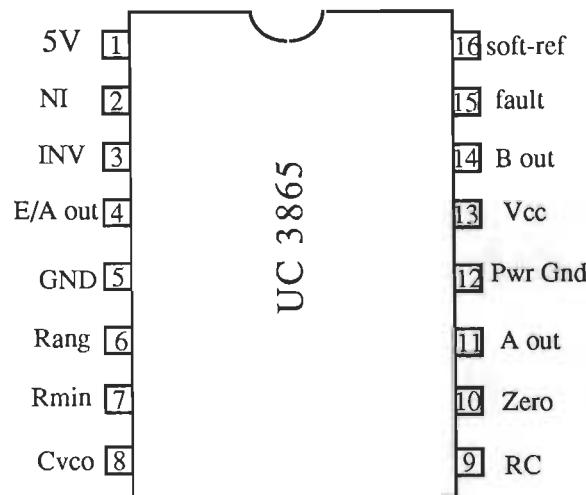


Fig.4.6 Schéma de brochage du contrôleur

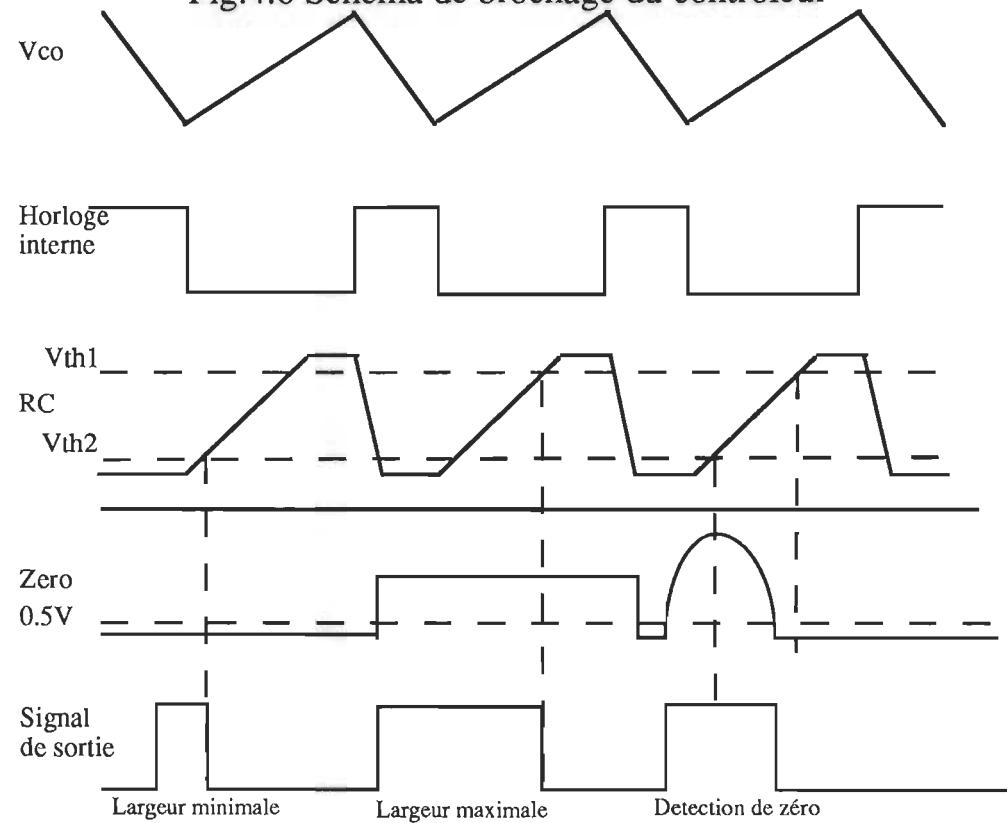


Fig.4.7 diagramme fonctionnel du contrôleur

## 4.5 Résultats expérimentaux

Les différentes mesures présentées dans ce paragraphe résument les résultats expérimentaux. Les Fig.4.8 et 4.9 présentent les formes d'ondes de la tension aux bornes d'un interrupteur avec sa commande de gâchette et les formes d'ondes du courant dans l'inductance de résonance avec la tension aux bornes du condensateur de résonance en pleine charge. La forme d'onde du courant redressé après le pont à diodes avec la commande fournie par le contrôleur est montrée dans la Fig.4.11. Et enfin, la forme d'onde de la tension aux bornes de la diode antiparallèle avec circuit amortisseur et sans circuit amortisseur est montrée dans la Fig.4.12. On notera que le blocage de l'IGBT s'effectue à courant nul (Fig.4.9) et (Fig.4.10), donc les pertes à l'ouverture sont quasi-nulles. De plus, les gradients de courant (Fig.4.9 et Fig.4.10) sont bien contrôlés par le circuit oscillant lors de l'amorçage et du blocage; ainsi, les pertes par commutation sont bien gérées.

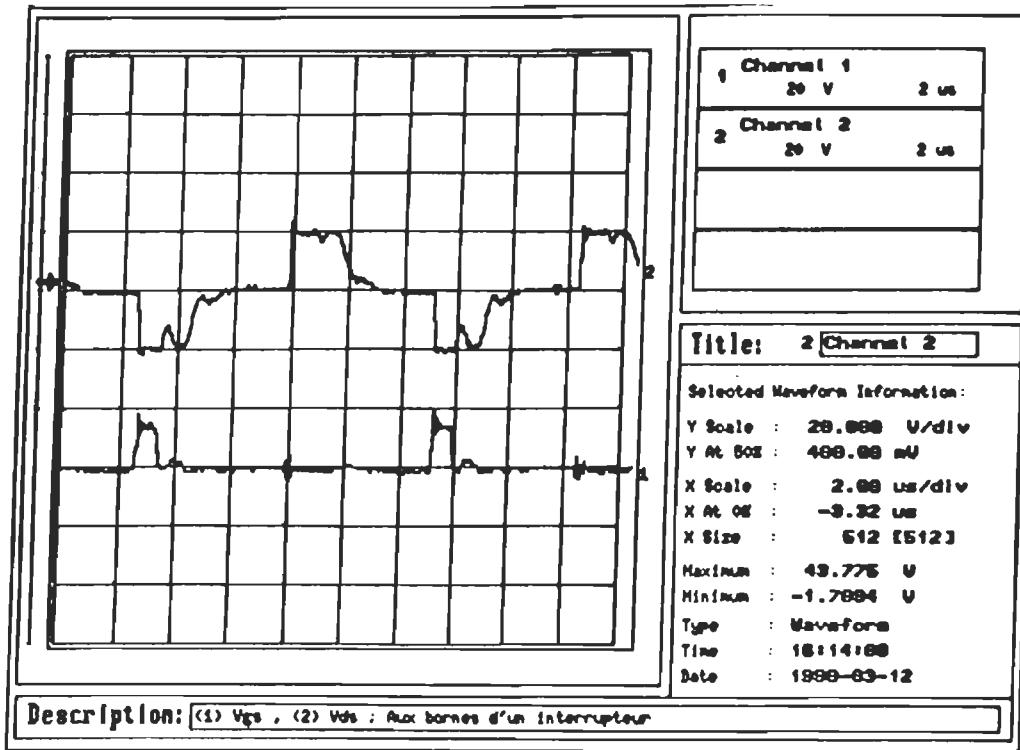


Fig.4.8 Tension à la gâchette et tension aux bornes d'un interrupteur

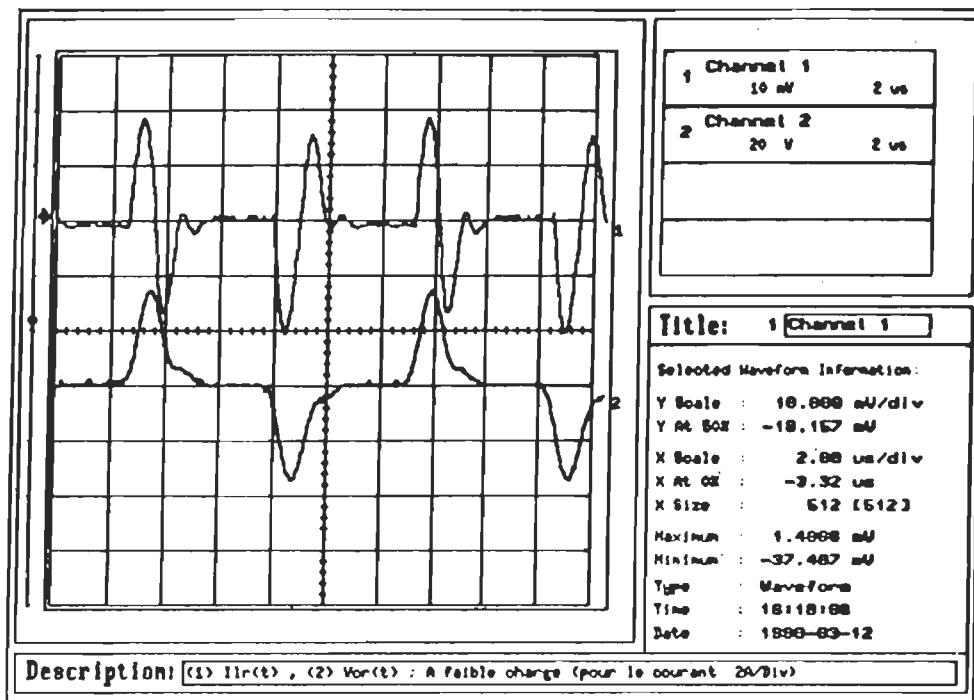


Fig.4.9 Courant et tension dans le circuit résonant à faible charge

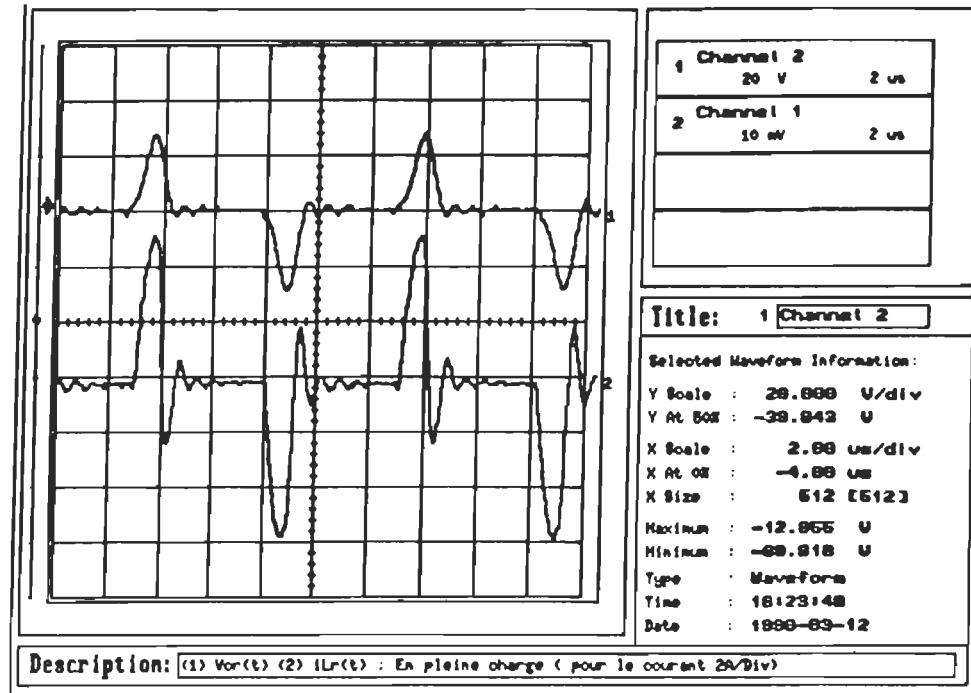


Fig.4.10 Courant et tension dans le circuit résonant en pleine charge

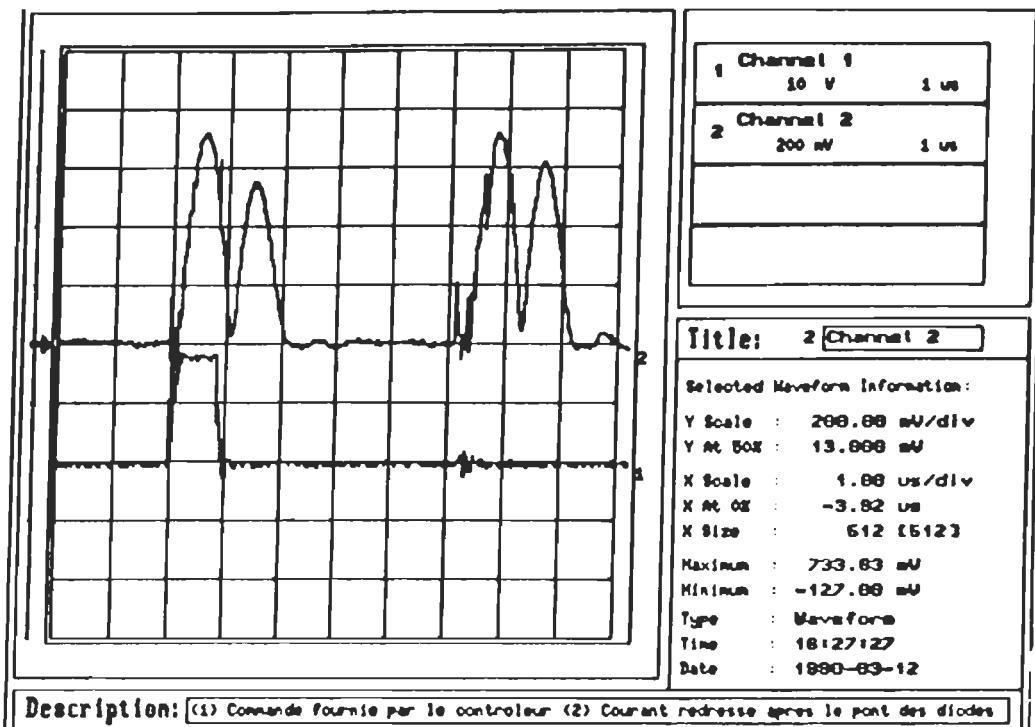


Fig.4.11 Courant redressé après le pont des diodes et commande fournie par le contrôleur

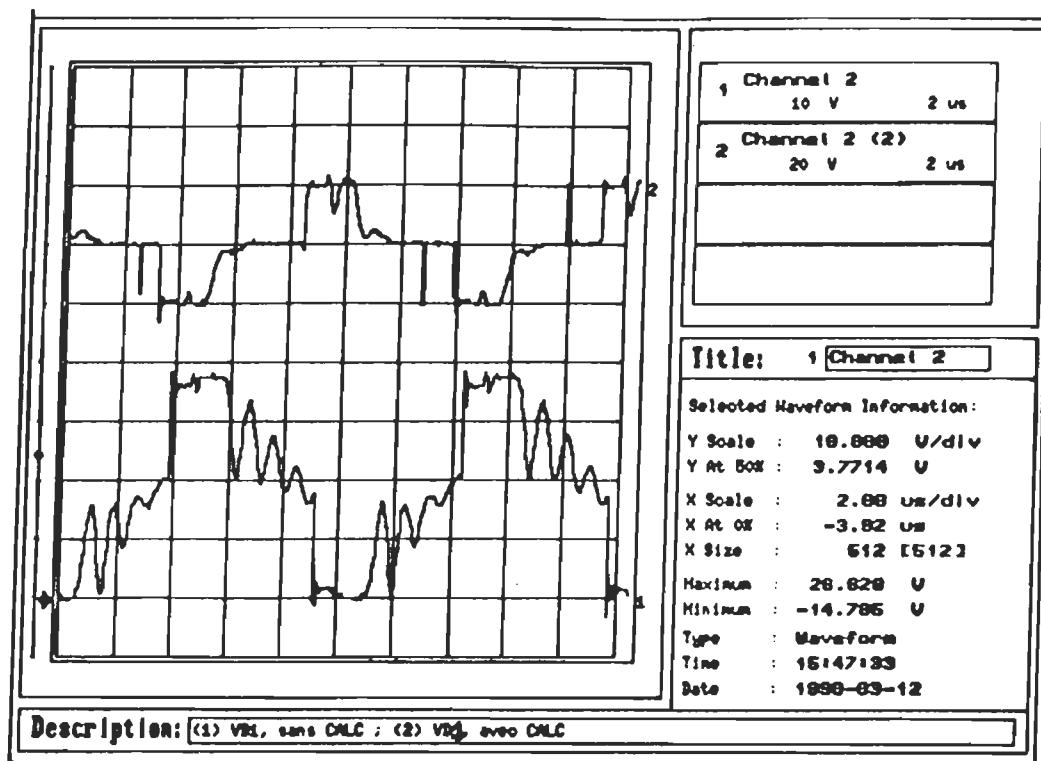


Fig.4.12 Tension aux bornes de la diode, D1, antiparallèle avec circuit amortisseur et sans circuit amortisseur

## 4.6 Conclusion

Ce chapitre a été consacré à la réalisation pratique de l'alimentation. On a présenté le schéma du circuit avec l'unité de puissance et de commande. On a fait la description détaillée de tous les éléments qui composent chaque unité. On a présenté aussi, un dimensionnement rigoureux de toutes les composantes magnétiques dont le choix et la fabrication ont été essentiels dans la réalisation afin d'obtenir un rendement élevé.

Les résultats expérimentaux obtenus valident la simulation ainsi que l'étude analytique. L'utilisation d'un circuit amortisseur pour la diode antiparallèle, à chaque transistor, (Fig.4.12) à stabiliser le système pour que le contrôleur puisse détecter le passage par zéro du courant dans l'inductance de résonance.

## CONCLUSION GÉNÉRALE

Ce projet de recherche nous a permis d'étudier et de concevoir une alimentation à découpage utilisant le convertisseur à résonance parallèle. Le principe de la résonance est utilisé pour maximiser le rendement, diminuer le poids et le coût.

Une généralité sur les convertisseurs utilisant le principe de la résonance a été présenté (chap.1) pour trier le convertisseur qui répond aux données de notre conception.

L'étude théorique du convertisseur à résonance série et parallèle a été faite (chap.2) et un programme de simulation numérique dédié à la structure a été développé. L'étude théorique nous a permis de conclure que la structure intrinsèque de ce convertisseur le rend inapplicable pour notre application (alimentation de plusieurs moteurs à courant continu).

Une étude analytique a été présentée au chapitre.3. Le schéma équivalent proposé a été déduit de la similitude de fonctionnement entre ce convertisseur et le convertisseur abaisseur quasi-résonant à pleine onde, ceci a facilité le dimensionnement du convertisseur au complet incluant les radiateurs des semi-conducteurs.

La facilité de réaliser un tel prototype, en utilisant la méthode d'étude proposée dans ce mémoire, se résume dans le résultat expérimental obtenu (Fig.4.4 à Fig.4.8).

L'alimentation que nous avons mise au point sert d'un point de départ pour développer un prototype à l'échelle industrielle et qui sera facilement commercialisable.

## RÉFÉRENCES

- [1] Kunrong Wang, Fred C.Lee, Guichao Hua and Dusan Borojevic, " A Comparatives Study of Switching Losses of IGBT's under Hard Switching, Zero-Voltage-switching and Zero-Current-Cwitting," IEEE PESC 1994, pp.1196-1204.
- [2] Kwang-Hwa Liu, Ramesh Oruganti, and Fred C. Lee " Resonant Switches-Topologies and Caracteristics," IEEE PESC 1985, pp. 106-116.
- [3] C.Q. Lee and K. Siri, " Design of Serie Resonant Converter with Normalized State-Plane Diagram," IEEE transaction aerospace electronic systeme, Vol.AES.22, No. 6, pp. 757-763, Nov. 1986.
- [4] V. Vorperian and Slobodan Cuk, " A Complete DC Analysis of the Series Resonant Converter," IEEE PESC 1982, pp.85-100
- [5] K. Al-Haddad and, Y. Cheron, H. Foch and V. Rajagopalan, " Static and Small Signal Analysis of a Serie-Resonant Converter Operating above its Resonant Frequency, " IEEE transaction on power electronics, Vol. 3, No. 3, Jully 1988 pp.254-265.
- [6] K. Young-Goo and A. K. Upadhyay, " Analysis and Design of a Half-bridge Parallelle resonant converter, " IEEE transaction on power

- electronics, Vol. 3, No. 3, July 1988 pp.254-265.
- [7] Robert L. Steigerwald. " A Comparaison of Half-bridge Resonant Converter Topologies, " IEEE transaction on power electronics, Vol. 3, No. 2, April 1988, pp.174-182.
- [8] L. Malesani, P. Mattavelli, L. Rossetto P. Tenti, " Electronic Wetder with High-Frequency Resonant Inverter," IEEE PESC 1993, pp.1073-1080
- [9] Power Suply Design Seminar, "Line Input AC to DC Conversion And Input Filter Capacitor Selection, "Integrated Circuits, UNITRODE<sup>©</sup>, 1995.
- [10] William Mc Murray, " Optimum Snubers for Power Semiconductors, " IEEE Transaction on Industrial Applications, Vol. IA-8, No. 5, Sep./Oct. 1972, pp. 593-600
- [11] M. M Jovanovic and F. C Lee, " Stability Analysis of Push-Pull and Bridge-Type Zero-Current-Switched Quasi-Resonant Converter," IEEE PESC 1988, pp. 533-540.
- [12] J.-P. Ferrieux et F.Forest, " Alimentation à Découpage Convertisseur à Résonance," 1987, 276 pages
- [13] Jih-Sheng Lai and Bimal K. Bose, " An Improved Resonant Dc Link

Inverter For Inductor Motor Drives," IEEE IAS 1988, pp.742-742

- [14] Slobodan Cuk, " Basics of Switched-Mode Power Conversion: Topologies, Magnetics, and Control,"

*Annexe-A*

*Equations d'étude et de design des éléments du convertisseur*

## a.1 Étude et design du filtre d'entrée

Le redresseur, avec filtre à l'entrée du convertisseur de puissance à hautes fréquences, est formé par un pont à diodes, d'un interrupteur pour fonctionner soit en redresseur soit en doubleur, et de deux condensateurs de filtrage. (on peut considérer que la fréquence de la tension d'entrée est de 50 Hz ou 60 Hz, voir [9]). Le schéma est montré dans la Fig.a.1.

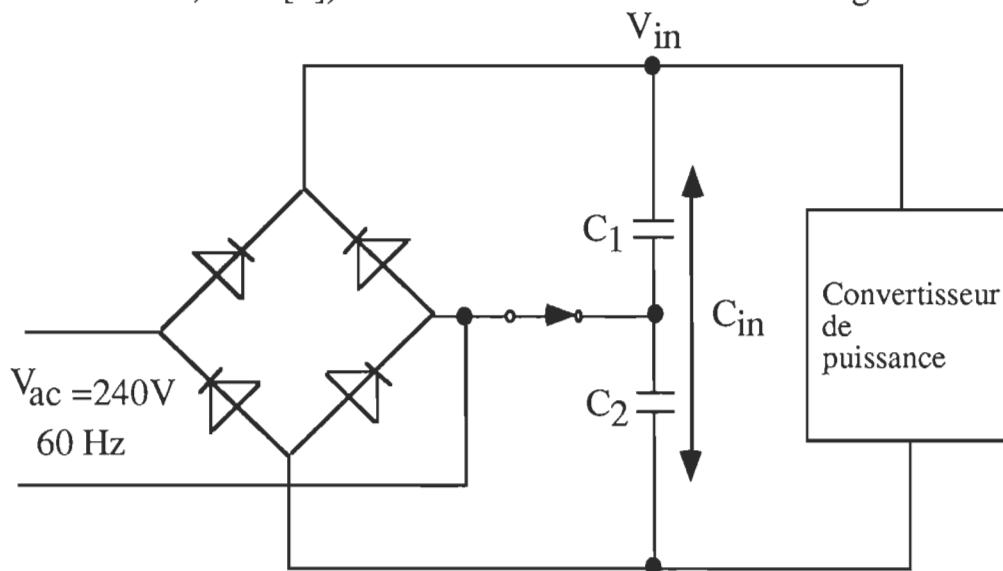


Fig.a.1 Schéma du redresseur avec filtre en pont à l'entrée du convertisseur de puissance

### a.1.1 Équations du design

#### a.1.1.1 Cas d'un redresseur

Généralement les pertes dans le système sont causées par le convertisseur de puissance. En considérant que le filtre à l'entrée du convertisseur ne cause pas de perte, donc le filtre doit transférer la puissance maximale  $P_{in}$  (égal à la puissance en pleine charge divisée par le rendement)

vers le convertisseur. L'ondulation de la tension résultante du filtrage doit être suffisamment petite pour maintenir la tension désirée à l'entrée du convertisseur voir Fig.a.2.

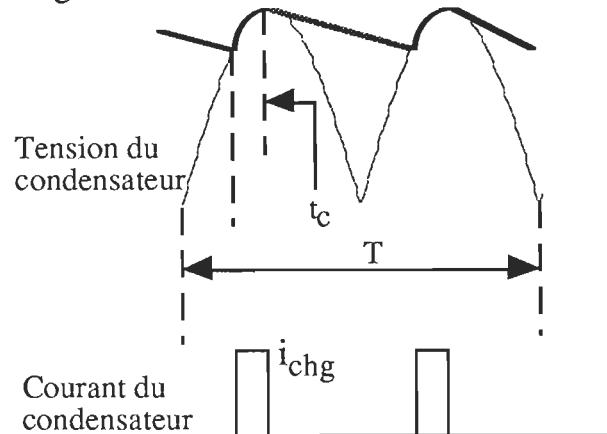


Fig.a.2 caractéristiques du courant et de la tension du condensateur

L'énergie qui correspond à la puissance  $P_{in}$  pour une période complète est:

$$W_{in} = \frac{P_{in}}{f} = \frac{P_{out}}{\eta f} \quad (a.1)$$

L'énergie stockée dans le condensateur  $C_{in}$  pour chaque demi-période de la tension de ligne est donnée par:

$$\frac{W_{in}}{2} = \frac{C_{in}}{2} ( V_{pk}^2 - V_{min}^2 ) \quad (a.2)$$

D'après la Fig.a.2 le temps de rechargement,  $t_c$ , du condensateur  $C_{in}$  ( $C_1$  et  $C_2$  sont en série) est déduit de la forme de la tension aux bornes du condensateur par:

$$V_{min} = V_{pk} \cos(2 \pi f t_c) \quad (a.3)$$

On suppose que le courant du condensateur pendant la charge, durant l'intervalle de charge, est rectangulaire de valeur maximale constante.

$$\theta Q = i_{\text{chg}} \quad \theta t = C \cdot \theta V$$

$$i_{\text{chg}} = \frac{C (V_{\text{pk}} - V_{\text{min}})}{t_c} \quad (\text{a.4})$$

La valeur efficace du courant de charge du condensateur,  $I_{\text{chg}}$ , dûe à la résistance ESR, en quelle on retranche la valeur de la composante continue.

$$I_{\text{chg}} = \sqrt{I_{\text{eff}}^2 - I_{\text{dc}}^2} = \sqrt{\frac{i_{\text{chg}}^2 2 t_c}{T} - \left[ \frac{i_{\text{chg}} 2 t_c}{T} \right]^2}$$

$$I_{\text{chg}} = i_{\text{chg}} \sqrt{t_c 2 f - (t_c 2 f)^2} \quad (\text{a.5})$$

### a.1.1.2 Cas d'un doubleur

Les condensateurs  $C_1$  et  $C_2$  se chargent jusqu'à la valeur maximale de la tension redressée. On note que lorsque la tension  $V_{\text{in}}$  est minimale  $C_1$  sera à sa valeur minimale alors que l'autre,  $C_2$ , sera à la moitié entre la valeur maximale et la valeur minimale de la tension voir Fig.a.3.

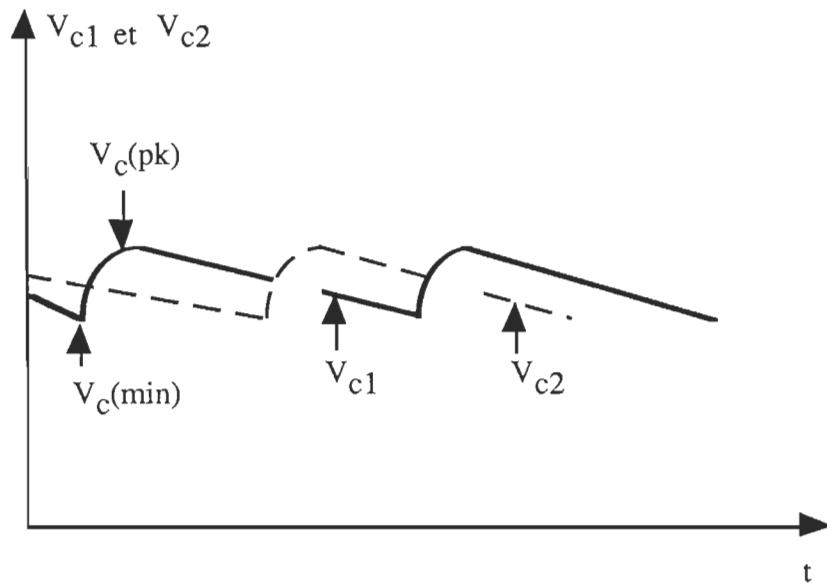


Fig.a.3 Caractéristiques de  $V_{c1}$  et  $V_{c2}$  du doubleur

La tension minimale pour chaque condensateur est:

$$V_{\min} = V_{C1\min} - V_{C2\text{moy}} = V_{C\min} + \frac{V_{C\min} + V_{C\text{pk}}}{2}$$

$$V_{\min} = \frac{2 V_{C\min} - V_{C\text{pk}}}{3} \quad (\text{a.6})$$

D'après l'expression de l'énergie dans le condensateur pour un cycle on trouve la valeur des condensateurs  $C_1$  et  $C_2$ :

$$C_1 = C_2 = \frac{W}{V_{C\text{pk}}^2 - V_{C\min}^2} \quad (\text{a.7})$$

La valeur du courant efficace pour chaque condensateur est:

$$I_{\text{chg}} = i_{\text{chg}} \sqrt{t_c f - (t_c f)^2} \quad (\text{a.8})$$

## a.2 Calcul des éléments magnétiques

### a.2.1 Transformateur d'isolation

Le choix du noyau de transformateur est basé sur le calcul de l' $A_{pp}$  [14] et est donnée par:

$$A_{pp} = \frac{W_a A_e^2}{MLT} = \frac{4 V_{pmax}^2 \rho P_o (R_{ac}/R_{dc})}{K^2 B_{max}^2 f^2 V_{pmax}^2 K_u \alpha \eta} \quad (a.9)$$

où:

- $W_a$  : Surface effective de bobinage.
- $A_e$  : Surface effective du noyau.
- $MLT$  : Longueur moyenne d'une spire.
- $V_{pmax}$  : Tension maximale au primaire.
- $\rho$  : Densité du cuivre à une température T.
- $P_o$  : Puissance désirée recueillir à la sortie.
- $R_{ac}/R_{dc}$  : Résistance due à l'effet de peau.
- K : Nombre de quadrant dans le montage.
- $B_{max}$  : Densité du flux dans le noyau.
- f : Fréquence de fonctionnement.
- $V_{pmin}$  : Tension minimale au primaire.
- $K_u$  : Facteur d'utilisation de la surface d'enroulement.
- $\alpha$  : Facteur de régulation.
- $\eta$  : Rendement du système.

Après le choix du noyau, on calcule le nombre de spires par:

$$N_p = \frac{V_{pmax}}{KA_e B_{max} f} \quad (a.10)$$

Après le calcul du nombre de spires, on calcule la surface occupée par  $N_p$  spires par:

$$A_{wp} = \frac{K_u W_a}{N} = \frac{I_p}{J} \quad (a.11)$$

où :

$I_p$  : Le courant efficace au primaire.

$J$  : La densité du courant.

La dernière étape, c'est la définition du nombre de spire qu'on doit mettre en parallèle, suivant la grosseur du conducteur à utiliser, pour utiliser le maximum de la surface d'enroulement. Le choix du conducteur dépendra de la fréquence de fonctionnement, dont le rayon doit être supérieur à la profondeur de l'effet de peau.

$$X_p = \frac{A_{wp}}{A_{WG}} \quad (a.12)$$

### a.2.2 Méthode de design du noyau de l'inductance

La procédure du design de l'inductance est pareille à celle dictée pour le transformateur, sauf pour les expressions de l' $A_{pp}$  et du nombre de spires qui diffèrent par rapport (a.9) et (a.10). Pour l'inductance il faut considérer aussi l'existence de l'entrefer, pour ne pas saturer l'inductance.

$$A_{pp} = \frac{W_a A_e^2}{MLT} = \frac{I_{pk}^2 \rho L^2 I_{dc}^2}{P_{Cu} B_{max}^2 K_u} \quad (a.13)$$

Le nombre de spire est:

$$N = \frac{I_{pk} L}{A_e B_{max}} \quad (a.14)$$

L'entrefer est:

$$g = \frac{\mu_0 A_e N^2}{L} \quad (a.15)$$

L'effet de frange est:

$$F_r = 1 + \frac{g}{\sqrt{A_e}} \ln\left(\frac{2G}{g}\right) \quad (a.16)$$

### a.3 Choix des radiateurs de refroidissement

La fonction principale des radiateurs de refroidissement est de protéger les semi-conducteurs, contre les échauffements, produits par leur fonctionnement, pour ne pas causer leur destruction. L'objectif principale c'est de garder la température de jonction du semi-conducteur au-dessous de celle fixée par le manufacturier. La température de jonction est fonction de la somme des résistances thermiques entre la jonction et l'ambiant. La Fig.a.4 montre le schéma simplifié du semi-conducteur monté sur un radiateur de refroidissement.

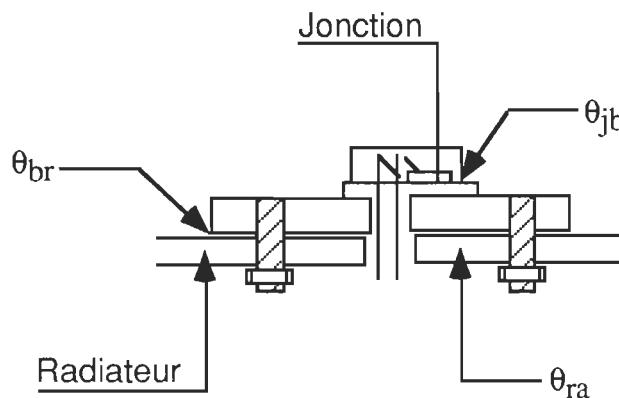


Fig a.4 Schéma simplifié du semi-conducteur monté sur un radiateur

Pour simplifier le choix du radiateur on traduit le schéma de la Fig.a.4 par celle de la Fig.a.5 où l'on tient compte de toute les résistances, des températures de jonction et ambiante ainsi que de la puissance dissipée dans le semi-conducteur à charge maximale.

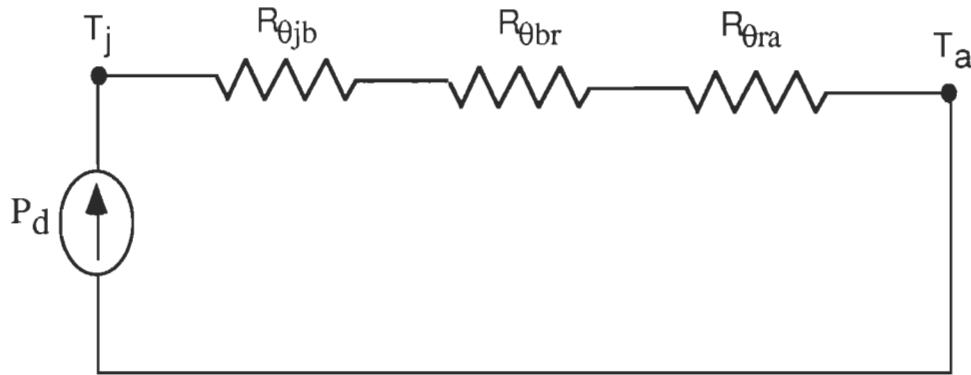


Fig a.5 Schéma thermique du semi-conducteur et le radiateur

La relation entre la température de jonction, la température ambiante et la somme des résistances, déduite de la Fig.a.5 est donnée par:

$$P_d = \frac{T_j - T_a}{\sum R_\theta} \quad (a.17)$$

Dans le cas, où il y a plus qu'un semi-conducteur montés sur le même radiateur le schéma thermique sera celui de la Fig.a.6.

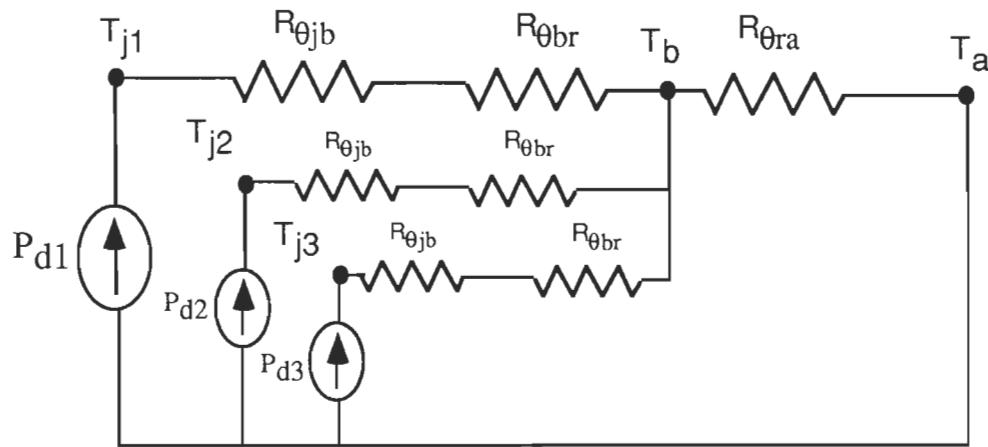


Fig.a.6 Schéma thermique des semi-conducteurs et radiateur pour le cas de plusieurs semi-conducteurs

Dans ce cas la relation entre la température de jonction, la température ambiante et la somme des résistances, déduite de la Fig.a.6 est donnée par:

$$R_{\theta Ra} = \frac{T_{bmin} - T_a}{\sum_{k=1}^n P_{dk}} \quad (a.18)$$

Avec  $T_{bmin}$  est la plus petite température entre le boîtier du semi-conducteur et le radiateur. Donc l'expression qui définit le choix du radiateur est donnée par:

$$T_{bk} = T_{jk} - P_{dk} (T_{\theta jk} + T_{\theta bk}) \quad (a.19)$$

#### a.4 Courant moyen dans la diode Schottky

L'organigramme du courant dans les diodes de redresseur de sortie est montré dans la Fig.a.7.

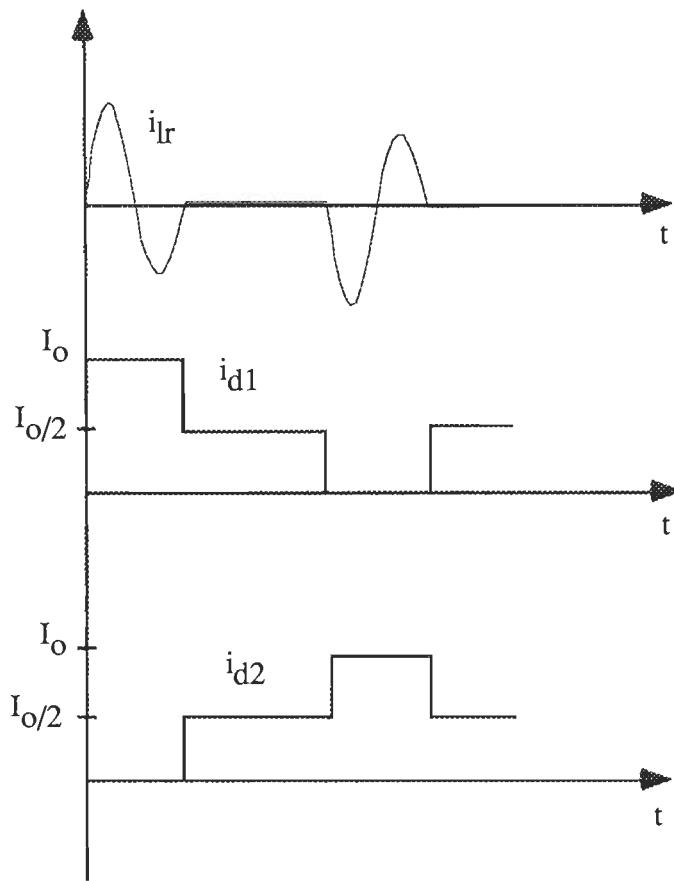


Fig.a.7 Courant dans les diodes du redresseur de sortie

La valeur moyenne du courant dans la diode Schottky est donnée par:

$$\langle I_d \rangle = \frac{1}{T_c} \left[ \int_0^{T_r} I_o dt + \int_{T_r}^{T_r/2} I_o/2 dt \right] \quad (a.20)$$

Ce qui donne:

$$\langle I_d \rangle = \frac{I_o}{2} \left( \frac{f_c}{f_r} + \frac{1}{2} \right) \quad (a.21)$$

### a.5 Dimensionnement du transformateur d'isolation

Les allures du courant au primaire et au secondaire sont montrés dans la Fig.a.8.

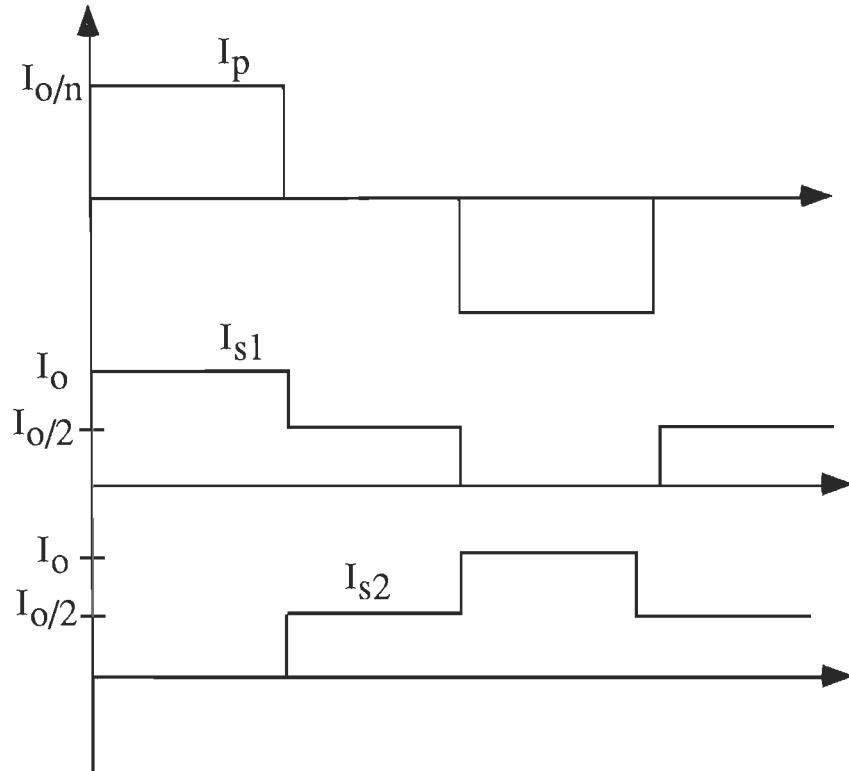


Fig.a.8 Allures du courant au primaire et au secondaire

La valeur efficace du courant au secondaire est calculée ainsi:

$$I_{s1\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{T_c} \left[ \int_0^{T_r} I_o^2 dt + \int_{T_r}^{T_c/2} (I_o/2)^2 dt + \int_{T_r+T_c/2}^{T_c} (I_o/2)^2 dt \right]} \quad (\text{a.22})$$

ce qui donne:

$$I_{s1\text{eff}} = \frac{I_o}{2} \sqrt{2 \frac{T_r}{T_c} + 1} \quad (\text{a.23})$$

La valeur efficace du courant au primaire est:

$$I_{\text{peff}} = \sqrt{\frac{2}{T_c} \int_0^{T_r} \left(\frac{I_o}{n}\right)^2 dt} \quad (\text{a.24})$$

Ce qui donne:

$$I_{\text{peff}} = \frac{I_o}{2} \sqrt{\frac{2T_r}{T_c} + 1} \quad (\text{a.25})$$

Or:

$$\begin{aligned} \omega_{\text{as}} &= \omega_{\text{as1}} + \omega_{\text{as2}} \\ \omega_{\text{as1}} &= \omega_{\text{as2}} \end{aligned} \quad (\text{a.26})$$

Le facteur d'utilisation d'enroulement est donné par:

$$K_u = \frac{\omega_{\text{ap}} + \omega_{\text{as}}}{\omega_a} \quad (\text{a.27})$$

où  $\omega_{\text{ap}}$  et  $\omega_{\text{as}}$  sont respectivement la surface effective de bobinage au primaire et au secondaire. Pour déterminer  $\omega_{\text{ap}}$  et  $\omega_{\text{as}}$ , on suppose que la variation des pertes cuivres totales par rapport à la surface effective de bobinage, au primaire ou au secondaire, est minimale.

Les pertes cuivres au primaire et à un des secondaires sont données par:

$$P_{\text{cup}} = \frac{MLT\rho N_p^2 I_{\text{peff}}^2}{\omega_{\text{ap}}} = \frac{MLT\rho N_p^2 2T_r I_o^2}{n^2 T_c \omega_{\text{ap}}} \quad (\text{a.28})$$

$$P_{\text{cus1}} = \frac{MLT\rho N_p^2 I_{\text{s1eff}}^2}{\omega_{\text{ap}}} = \frac{MLT\rho N_{s1}^2 (T_c + 2T_r) I_o^2}{4T_c \omega_{\text{as1}}} \quad (\text{a.29})$$

Les pertes cuivres totales sont données par:

$$P_{\text{cutot}} = P_{\text{cup}} + P_{\text{cus}} = MLT\rho N_s^2 I_o^2 \left[ \frac{2T_r}{T_c \omega_{\text{ap}}} + \frac{T_c + 2T_r}{2T_c \omega_{\text{as}}} \right] \quad (\text{a.30})$$

Avec

$$N_s = 2N_{s1} \quad (\text{a.31})$$

On dérive (a.30) par rapport à  $\omega_{ap}$  et on l'égalise à zéro, on trouve:

$$\omega_{ap} = \frac{2K_u\omega_a}{2 + \sqrt{2 + T_c/T_r}} \quad (a.32)$$

### a.6 Dimensionnement du circuit d'amortissement.

À haute fréquence la zone de dépletion de la diode se comporte comme un condensateur qui peut entrer en oscillation, pendant le blocage de la diode, avec l'inductance de commutation du circuit (voir Fig.a.9), cette oscillation cause des surtensions qui peuvent détruire la diode. Dès que l'on se trouve dans le cas où les conditions de commutation sont telles qu'il y a dépassement des limites acceptables, il faut alors protéger la diode. La solution classique consiste à monter un circuit RC en parallèle sur la diode. Dans un tel circuit, le condensateur a pour rôle d'emmagasiner l'énergie libérée par l'inductance de commutation du montage et, par suite, ce qui correspond à un amortissement du circuit. Le choix des valeurs de la résistance et de la capacité est souvent empirique. Toutefois, on peut calculer ces éléments d'une manière approximative en se fixant l'amplitude de la surtension à ne pas dépasser.

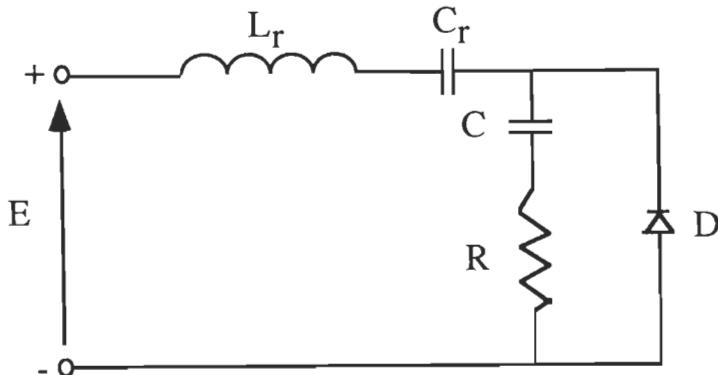


Fig.a.9 Schéma équivalent du circuit résonant et de la diode antiparallèle,  
avec son circuit amortisseur

Pendant le blocage de la diode, le courant dans l'inductance de résonance est nul alors que le condensateur de résonance au lieu qu'il commence à se décharger par le courant de charge, ramené au primaire, il entre en oscillation avec le condensateur de jonction de la diode et l'inductance de résonance. Donc on cherche à transférer l'énergie libérée par le condensateur  $C_r$  vers le condensateur du circuit d'amortissement.

L'équation du circuit de la Fig.a.9 est donnée par (a.33), en prenant comme variable la tension aux bornes du condensateur  $V_c$ .

$$E = LC \frac{d^2 V_c}{dt^2} + RC \frac{dV_c}{dt} + \left(1 + \frac{C}{C_r}\right) V_c \quad (a.33)$$

À partir de l'équation (a.33), l'amortissement critique est obtenu pour:

$$R^2 C^2 - 4LC \left(1 + \frac{C}{C_r}\right) = 0 \quad (a.34)$$

Le choix de la résistance répondra aux critères suivants:

- si  $R$  est élevée, l'amortissement sera important; par contre, la tension à ses bornes, provoquée par le passage du courant de charge du condensateur, risque d'atteindre des valeurs prohibitives; cela correspond à des valeurs de:

$$\frac{R}{\sqrt{\frac{L}{C}(1 + \frac{C}{C_r})}} \geq 1 \quad (\text{a.35})$$

- si  $R$  est trop faible, le circuit ne sera pas suffisamment amorti et des oscillations apparaîtront. Donc le compromis entre ces deux critères est obtenu en général en posant:

$$0.1 \leq \frac{R}{\sqrt{\frac{L}{C}(1 + \frac{C}{C_r})}} \leq 1 \quad (\text{a.36})$$

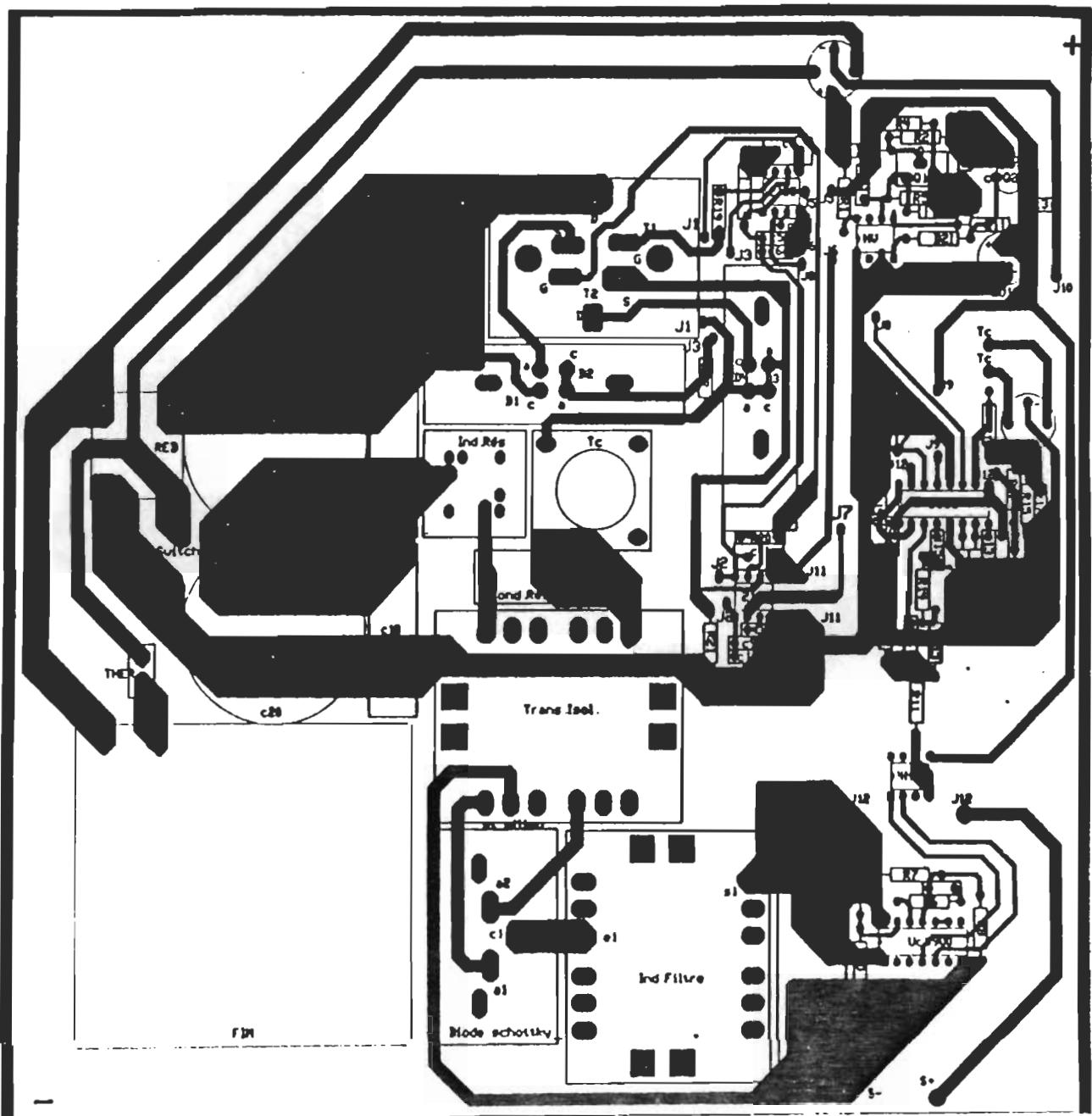


Fig.a.7 Schéma PCboard du circuit imprimé

***Annexe-B1***

*Simulation du convertisseur à résonance série*

```
%%%%%%%%
%          Programme de la simulation du CRS
%%%%%%%%
```

```
%%%%%%%%
%          Début du programme
%%%%%%%%
```

```
%#####
%#####
```

```
%%%%%%%%
%          Fonctionnement au-dessous
%          de la fréquence de résonnance
%%%%%%%%
```

```
disp('Simulation du Convertisseur à résonnance Série')

k=menu('Choisir une commande','Repandre dÈs le dÈbut','Continuer la
simulation');

if k==1;

clear

k=1;
```

```

% % % % % % % % % % % % % % % % % % % %
% % % % % % % % % % % % % % % % % % % %
% % % % % % % % % % % % % % % % % % % %
% % % % % % % % % % % % % % % % % % % %
% % % % % % % % % % % % % % % % % % % %

Initialisations % % % % % % % % % % % % % %
% % % % % % % % % % % % % % % % % % % %

Ct1=0;Ct2=0;Ct3=0;Ct4=0;Ct5=0;Ct6=0;
Vs=200;L=100e-6;C=0.01e-6;C0=50e-6;R=10;ERR=0.005;
%T=10e-6;dT=.05e-6;
%T=60e-6;dT=.3e-6;
T=5e-6;;dT=.1e-6;
%T=6e-6;dT=.03e-6;

Matrices d'États % % % % % % % % % % % %
% % % % % % % % % % % % % % % % % % % %

A1=[0 -1/L -1/L;1/C 0 0;1/C0 0 -1/C0/R];
B1=[1/L;0;0];
C1=[1 0 0;0 1 0;0 0 1];
D1=[0;0;0];
A2=[0 -1/L +1/L;1/C 0 0;-1/C0 0 -1/C0/R];
B2=[1/L;0;0];
C2=[1 0 0;0 1 0;0 0 1];
D2=[0;0;0];
A3=[0 0 0 ;0 0 0 ;0 0 -1/C0/R];
B3=[0;0;0];
C3=[1 0 0;0 1 0;0 0 1];
D3=[0;0;0];
A4=[0 -1/L 1/L;1/C 0 0;-1/C0 0 -1/C0/R];
B4=[-1/L;0;0];
C4=[1 0 0;0 1 0;0 0 1];
D4=[0;0;0];
A5=[0 -1/L -1/L;1/C 0 0;1/C0 0 -1/C0/R];
B5=[-1/L;0;0];
C5=[1 0 0;0 1 0;0 0 1];
D5=[0;0;0];
A6=[0 0 0;0 0 0;0 0 -1/C0/R];

```

```

B6=[0;0;0];
C6=[1 0 0;0 1 0;0 0 1];
D6=[0;0;0];

I=0;XW=[0;0;0];X=[0;0;0];Xf=[];J=0;X3=0;

else

%clear X;clear t;clear U;clear Y;clear Ts1;clear Ts2;I=0;J=0;
%T=6e-6;;dT=.03e-6;
ERR=0.001;
end

if T>2*pi*sqrt(L*C);

disp('Simulation au-dessous de la frÈquence de rÈsonnance')

%%%%%%%%%%%%%
%
%
% Génération des vecteurs de commande
%
%%%%%%%%%%%%%
cc=0;

FL3=1

while FL3==1,

n=10;I=0;

cc=cc+n

t=dT:dT:(n)*T;

U=ones(length(t),1)*Vs;
for j=1:n;

```

```
%%%%%%%
%
%
%           Simulation du séquence 1 (fs<f) %
%
%%%%%
```

Ts1=(J-1)\*T+dT:dT:(J-1/2)\*T;

NPT=length(Ts1);

FL1=1;

for I=I+1:I+NPT;

if FL1==1;

Ct1=Ct1+1;

[X(:,I),Y(:,I),XW] = Srk(A1,B1,C1,D1,U(I),dT,XW);

if X(1,I) <=0

FL1=2;

end

elseif FL1==2

```
%%%%%%%
%
%
%           Simulation du séquence 2 (fs<f) %
%
%%%%%
```

```
%%%%%%%
%
%
%           Simulation du séquence 2 (fs<f) %
%
%%%%%
```

```
%%%%%%%
%
%
%           Simulation du séquence 2 (fs<f) %
%
%%%%%
```

Ct2=Ct2+1;

[X(:,I),Y(:,I),XW] = Srk(A2,B2,C2,D2,U(I),dT,XW);

if X(1,I) >=0

FL1=3;

end

else

```

% % % % % % % % % % % % % % % % % %
% % % % % % % % % % % % % % % % % %
% % % % % % % % % % % % % % % % % %
% % % % % % % % % % % % % % % % % %

Ct3=Ct3+1;
[X(:,I),Y(:,I),XW] = Srk(A3,B3,C3,D3,U(I),dT,XW);

end

end

% % % % % % % % % % % % % % % % % %
% % % % % % % % % % % % % % % % % %
% % % % % % % % % % % % % % % % % %
% % % % % % % % % % % % % % % % % %

Ts2=(J-1/2)*T+dT:dT:J*T;

NPT=length(Ts2);

FL2=1;

for I=I+1:I+NPT;
    if FL2==1;
        Ct4=Ct4+1;
        [X(:,I),Y(:,I),XW] = Srk(A4,B4,C4,D4,U(I),dT,XW);

        if X(1,I) >=0
            FL2=2;
        end
    elseif FL2==2

```

```

% % % % % % % % % % % % % % % % % % %
% % % % % % % % % % % % % % % % % % %
% % % % % % % % % % % % % % % % % % %
% % % % % % % % % % % % % % % % % % %

Ct5=Ct5+1;
[X(:,I),Y(:,I),XW] = Srk(A5,B5,C5,D5,U(I),dT,XW);
if X(1,I) <=0
FL2=3;
end

else
% % % % % % % % % % % % % % % % % % %
% % % % % % % % % % % % % % % % % % %
% % % % % % % % % % % % % % % % % % %
% % % % % % % % % % % % % % % % % % %

Ct6=Ct6+1;
[X(:,I),Y(:,I),XW] = Srk(A6,B6,C6,D6,U(I),dT,XW);
end

end
end

if X(3,max(size(X,2))) < (1+ERR)*X3 & X(3,max(size(X,2)))>(1-ERR)*X3,
FL3=0
else
X3=X(3,max(size(X,2)))
end
Xf=[Xf,X];

end

else

disp('Simulation au-dessus de la frÈquece de rÈsonnance')

```

```

%%%%%%%
%
%           Simulation du séquence 1 (fs>f) %
%
%%%%%%%
cc=0;
FL3=1;

while FL3==1,
n=10;I=0;
cc=cc+n
t=dT:dT:(n)*T;
U=ones(length(t),1)*Vs;
for j=1:n;
Ts1=(J-1)*T+dT:dT:(J-1/2)*T;
NPT=length(Ts1);
FL4=1;
for I=I+1:I+NPT;
if FL4==1;
[X(:,I),Y(:,I),XW] = Srk(A2,B2,C2,D2,U(I),dT,XW);
if X(1,I) >0
FL4=2;
end
else
%%%%%%%
%
%           Simulation du séquence 2 (fs>f) %
%
%%%%%%%

```

```

[X(:,I),Y(:,I),XW] = Srk(A1,B1,C1,D1,U(I),dT,XW);
end
end

%
% Simulation du séquence 3 (fs>f)
%
Ts2=(J-1/2)*T+dT:dT:J*T;
NPT=length(Ts2);
FL5=1;
for I=I+1:I+NPT;
if FL5==1;
Ct5=Ct5+1;
[X(:,I),Y(:,I),XW] = Srk(A5,B5,C5,D5,U(I),dT,XW);
if X(1,I) <0
FL5=2;
end
else
%
% Simulation du séquence 3 (fs>f)
%
[X(:,I),Y(:,I),XW] = Srk(A4,B4,C4,D4,U(I),dT,XW);
end
end

```

```
if X(3,max(size(X,2))) < (1+ERR)*X3 & X(3,max(size(X,2)))>(1-
ERR)*X3,
FL3=0
else
X3=X(3,max(size(X,2)))
end
Xf=[Xf,X];
end

%plot(X')

end
plot(Xf(2,:),Xf(1,:));
grid

%#####
%
#####
%
%
Fin du programme
%
#####
%
#####
%
```

***Annexe-B2***

*Simulation du convertisseur à résonance parallèle*

# Programme de la simulation du CRP

```
%#####
%#####
```

```
disp('*');
disp('Simulation du Convertisseur à Résonnance Parallèle');
disp('*');
```

```
k=menu('Choisir une commande','Reprendre dès le début','Continuer la simulation');
```

if k==1:

clear



```

B6=[0;0;0;0];
C6=[1 0 0 0;0 1 0 0;0 0 1 0; 0 0 0 1];
D6=[0;0;0;0];

A7=[0 -1/L 0 0;1/C 0 -1/C 0;0 +1/L 0 0 -1/L 0;0 0 1/C 0 -1/C 0/R];
B7=[-1/L;0;0;0];
C7=[1 0 0 0;0 1 0 0;0 0 1 0; 0 0 0 1];
D7=[0;0;0;0];
A8=[0 0 0 0;0 0 0 0;0 0 0 -1/L 0;0 0 1/C 0 -1/C 0/R];
B8=[-1/L;0;0;0];
C8=[1 0 0 0;0 1 0 0;0 0 1 0; 0 0 0 1];
D8=[0;0;0;0];
A9=[0 -1/L 0 0;1/C 0 1/C 0;0 -1/L 0 0 -1/L 0;0 0 1/C 0 -1/C 0/R];
B9=[-1/L;0;0;0];
C9=[1 0 0 0;0 1 0 0;0 0 1 0; 0 0 0 1];
D9=[0;0;0;0];
A10=[0 0 0 0;0 0 1/C 0;0 -1/L 0 0 -1/L 0;0 0 1/C 0 -1/C 0/R];
B10=[0;0;0;0];
C10=[1 0 0 0;0 1 0 0;0 0 1 0; 0 0 0 1];
D10=[0;0;0;0];
A11=[0 0 0 0;0 0 0 0;0 0 0 -1/L 0;0 0 1/C 0 -1/C 0/R];
B11=[0;0;0;0];
C11=[1 0 0 0;0 1 0 0;0 0 1 0; 0 0 0 1];
D11=[0;0;0;0];
A12=[0 0 0 0;0 0 0 0;0 0 0 0; 0 0 0 -1/C 0/R];
B12=[0;0;0;0];
C12=[1 0 0 0;0 1 0 0;0 0 1 0; 0 0 0 1];
D12=[0;0;0;0];

I=0;XW=[0;0;0;0];X=[0 0;0 0;0 0 ;0 0];J=0;Xf=[];X4=0;cc=0;
else
%clear X;clear t;clear U;clear Y;clear Ts1;clear Ts2;I=0;J=0;X=Xw;
ERR=0.001
end

t0=clock

```

```

if T>(1/0.71)*2*pi*sqrt(L*C)

% Génération des vecteurs de commande
%
```

```

disp('*');
disp('Fonctionnement au-dessous de la fréquence de résonnance');
disp('*');
```

```
FL6=1;
```

```
while FL6==1,
```

```
n=10;I=0;
```

```
cc=cc+n
```

```
t=dT:dT:n*T;
```

```
U=ones(length(t),1)*Vs;
```

```
for J=1:n;
```

```

% Simulation du séquence 1 (fs<f)
%
```

```
Ts1=(J-1)*T+dT:dT:(J-1/2)*T;
```

```
NPT=length(Ts1);
```

```
FL1=3;FL2=0;
```

```

if I>0
    if X(2,I)<0
        FL1=1;
    else
        FL1=2;
    end
end

for I=I+1:I+NPT;

    if FL1==1;

        Ct1=Ct1+1;
        [X(:,I),Y(:,I),XW] = Srk(A1,B1,C1,D1,U(I),dT,XW);

        if X(2,I)>=0
            FL1=2;
        end

    elseif FL1==2

        %%%%%%
        %
        % Simulation du séquence 2 (fs<f)
        %
        %%%%%%

        Ct2=Ct2+1;
        [X(:,I),Y(:,I),XW] = Srk(A2,B2,C2,D2,U(I),dT,XW);

        if X(1,I)>X(3,I)
            FL1=3;
        elseif FL1==3

```

```

%%%%% %%%%% %%%%% %%%%% %%%%% %%%%% %%%%% %%%%% %%%%% %%%%% %
%
% Simulation du séquence 3 (fs<f) %
%
%%%%% %%%%% %%%%% %%%%% %%%%% %%%%% %%%%% %%%%% %%%%% %%%%% %

Ct3=Ct3+1;
[X(:,I),Y(:,I),XW] = Srk(A3,B3,C3,D3,U(I),dT,XW);

if X(1,I) <0
FL2=1;
end

if FL2==1;
if X(1,I) >=0
FL1=4;
end
end

elseif FL1==4

%%%%% %%%%% %%%%% %%%%% %%%%% %%%%% %%%%% %%%%% %%%%% %%%%% %
%
% Simulation du séquence 4 (fs<f) %
%
%%%%% %%%%% %%%%% %%%%% %%%%% %%%%% %%%%% %%%%% %%%%% %%%%% %

Ct4=Ct4+1;
[X(:,I),Y(:,I),XW] = Srk(A4,B4,C4,D4,U(I),dT,XW);

if X(2,I)<=0
FL1=5;
end

else

%%%%% %%%%% %%%%% %%%%% %%%%% %%%%% %%%%% %%%%% %%%%% %%%%% %
%
% Simulation du séquence 5 (fs<f) %
%
%%%%% %%%%% %%%%% %%%%% %%%%% %%%%% %%%%% %%%%% %%%%% %%%%% %

```

```

if X(3,I-1)>=0

Ct5=Ct5+1;
[X(:,I),Y(:,I),XW] = Srk(A5,B5,C5,D5,U(I),dT,XW);

else

    %% Simulation du séquence 6 (fs<f)

end
end
end

%% Simulation du séquence 7 (fs>f)

Ts2=(J-1/2)*T+dT:dT:J*T;

NPT=length(Ts2);

FL3=1;FL4=0;

if X(2,I)>0
    FL3=1;
else
    FL3=2;
end

for I=I+1:I+NPT;

    if FL3==1;

```

Ct7=Ct7+1;

[X(:,I),Y(:,I),XW] = Srk(A7,B7,C7,D7,U(I),dT,XW);

```
if X(2,I)<=0
    FL3=2;
end
```

elseif FL3==2

```
%%%%%%%%
%
%           Simulation du séquence 8 (fs<f)
%
%%%%%%%
```

Ct8=Ct8+1;

X(:,I),Y(:,I),XW] = Srk(A8,B8,C8,D8,U(I),dT,XW);

```
if -X(1,I)>X(3,I)
    FL3=3;
end
```

elseif FL3==3

```
%%%%%%%%
%
%           Simulation du séquence 9 (fs<f)
%
%%%%%%%
```

Ct9=Ct9+1;

X(:,I),Y(:,I),XW] = Srk(A9,B9,C9,D9,U(I),dT,XW);

```
if X(1,I) >0
    FL4=1;
end
```

if FL4==1;

```

if X(1,I) <=0
    FL3=4;
end
end

```

```
elseif FL3==4;
```

```

% % % % % % % % % % % % % % % % % %
%                                     %
%             Simulation du séquence 10 (fs<f) %
%                                     %
% % % % % % % % % % % % % % % % % %

```

```

t10=Ct10+1;
[X(:,I),Y(:,I),XW] = Srk(A10,B10,C10,D10,U(I),dT,XW);

```

```

if X(2,I) >=0
    FL3=5;
end

```

```
else
```

```

% % % % % % % % % % % % % % % % %
%                                     %
%             Simulation du séquence 12 (fs<f) %
%                                     %
% % % % % % % % % % % % % % % % %
if X(3,I-1)>=0

```

```

Ct11=Ct11+1;
[X(:,I),Y(:,I),XW] = Srk(A11,B11,C11,D11,U(I),dT,XW);

```

```
else
```

```

% % % % % % % % % % % % % % % %
%                                     %
%             Simulation du séquence 13 (fs<f) %
%                                     %
% % % % % % % % % % % % % % % %

```

```
Ct12=Ct12+1;
```

```

[X(:,I),Y(:,I),XW] = Srk(A12,B12,C12,D12,U(I),dT,XW);

    end
end
end

if X(4,max(size(X,2))) < (1+ERR)*X4 & X(4,max(size(X,2)))>(1-
ERR)*X4,
FL6=0
else
X4=X(4,max(size(X,2)))
end
Xf=[Xf,X];

end

else

    %%%%%%
    %
    % Fonctionnement au-dessus
    %
    % de la fréquence de résonnance
    %
    %%%%%%
    %

disp('*');
disp('Fonctionnement au-dessus de la fréquence de résonnance');
disp('*');

FL6=1

while FL6==1,
n=10;I=0;
cc=cc+n

```

```

%%%%% %%%%%% %%%%%% %%%%%% %%%%%% %%%%%% %%%%%% %%%%%% %%%%%%
%
%           Simulation du séquence 1 (fs>fr) %
%
%%%%% %%%%%% %%%%%% %%%%%% %%%%%% %%%%%% %%%%%% %%%%%% %%%%%%
t=dT:dT:(n)*T;
U=ones(length(t),1)*Vs;
for J=1:n;
Ts1=(J-1)*T+dT:dT:(J-1/2)*T;
NPT=length(Ts1);
FL4=1;
for I=I+1:I+NPT;
if FL4==1;
Ct11=Ct11+1;
[X(:,I),Y(:,I),XW] = Srk(A7,B7,C7,D7,U(I),dT,XW);
if X(2,I) <=0
FL4=2;
end
elseif FL4==2;
%%%%% %%%%%% %%%%%% %%%%%% %%%%%% %%%%%% %%%%%% %%%%%% %%%%%%
%
%           Simulation du séquence 2 (fs>fr) %
%
%%%%% %%%%%% %%%%%% %%%%%% %%%%%% %%%%%% %%%%%% %%%%%% %%%%%%
Ct12=Ct12+1;
[X(:,I),Y(:,I),XW] = Srk(A8,B8,C8,D8,U(I),dT,XW);

```

```

if -X(1,I)>X(3,I)
    FL4=3;
end

% % % % % % % % % % % % % % % % % % % %
% % % % % % % % % % % % % % % % % % % %
% % % % % % % % % % % % % % % % % % % %
% % % % % % % % % % % % % % % % % % % %
% % % % % % % % % % % % % % % % % % % %
% % % % % % % % % % % % % % % % % % % %

else

    Ct13=Ct13+1;
    [X(:,I),Y(:,I),XW] = Srk(A9,B9,C9,D9,U(I),dT,XW);

end
end

% % % % % % % % % % % % % % % % % % % %
% % % % % % % % % % % % % % % % % % % %
% % % % % % % % % % % % % % % % % % % %
% % % % % % % % % % % % % % % % % % % %
% % % % % % % % % % % % % % % % % % % %

Ts2=(J-1/2)*T+dT:dT:J*T;

NPT=length(Ts2);

FL5=1;

for I=I+1:I+NPT;

    if FL5==1;

        Ct14=Ct14+1;
        [X(:,I),Y(:,I),XW] = Srk(A1,B1,C1,D1,U(I),dT,XW);

        if X(2,I) >=0
            FL5=2;
        end
    end
end

```

```

elseif FL5==2

    %%%
    % Simulation du séquence 5 (fs>fr) %
    %%%
    Ct15=Ct15+1;
    [X(:,I),Y(:,I),XW] = Srk(A2,B2,C2,D2,U(I),dT,XW);

    if X(1,I)>X(3,I)
        FL5=3;
    end

    else

        %%%
        % Simulation du séquence 6 (fs>fr) %
        %%%
        Ct16=Ct16+1;
        [X(:,I),Y(:,I),XW] = Srk(A3,B3,C3,D3,U(I),dT,XW);

    end

end

if X(4,max(size(X,2))) < (1+ERR)*X4 & X(4,max(size(X,2)))>(1-RR)*X4,
FL6=0
else
X4=X(4,max(size(X,2)))
end
Xf=[Xf,X];

```

```
end  
end
```

```
Ct1  
Ct2  
Ct3  
Ct4  
Ct5  
Ct6  
Ct7  
Ct8  
Ct9  
Ct10  
Ct11  
Ct12  
Ct13  
Ct14  
Ct15  
Ct16
```

```
etime(clock,t0)
```

```
plot(Xf(2,:),Xf(1,:));grid;  
%pause  
%plot(Xf(3,:));grid;  
%pause  
%plot(Xf(4,:));grid;
```

```
end
```

```
%#####  
% #####  
%  
% Fin du programme  
% #####  
%#####
```