



**HAL**  
open science

# CONCEPTION DE CONVERTISSEURS ALTERNATIF - CONTINU MONO-ETAGE A ABSORPTION SINUSOÏDALE

Hassan Benqassmi

► **To cite this version:**

Hassan Benqassmi. CONCEPTION DE CONVERTISSEURS ALTERNATIF - CONTINU MONO-ETAGE A ABSORPTION SINUSOÏDALE. Energie électrique. Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 1998. Français. NNT: . tel-00819323

**HAL Id: tel-00819323**

**<https://theses.hal.science/tel-00819323>**

Submitted on 30 Apr 2013

**HAL** is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

**THESE**  
présentée par

**Hassan BENQASSMI**  
Ingénieur  
Ecole Hassania - Casablanca - Maroc

pour obtenir le grade de DOCTEUR  
de l'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE GRENOBLE

*(Arrêté ministériel du 30 mars 1992)*

Spécialité Génie Electrique

---

---

**CONCEPTION DE CONVERTISSEURS ALTERNATIF - CONTINU MONO-ETAGE  
A ABSORPTION SINUSOÏDALE**

---

---

Date de soutenance : 19 juin 1998

Composition du jury :

Messieurs :	R. PERRET	Président
	G. ROJAT	Rapporteur
	M. THOLOMIER	Rapporteur
	J. BIGEON	Examineur
	J.-P. FERRIEUX	Examineur
	E. SCHOEFFTER	Examineur

Thèse préparée au sein du Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble



*A mes parents*

*A mes frères et sœurs*



## REMERCIEMENTS

Tout d'abord, je tiens à remercier Jean-Claude Sabonnadiere, ancien directeur du Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble (L.E.G) et Robert Perret, responsable de l'équipe électronique de puissance pour m'avoir accueilli, me permettant de préparer cette thèse de Doctorat.

Je remercie très vivement Monsieur Jean-Paul Ferrieux, professeur à l'université Joseph Fourier, qui m'a encadré et soutenu tout au long de ces années et qui, malgré son emploi du temps très chargé, m'a toujours consacré le temps qu'il fallait. J'apprécie très particulièrement ses compétences et ses qualités humaines.

Je tiens à remercier tous les membres du jury pour l'intérêt qu'ils ont porté à ce travail :

Messieurs Gérard Rojat, professeur à l'université Claude Bernard, et Michel Tholomier professeur à l'université Aix-Marseille III, pour avoir accepté d'être rapporteurs de ce travail.

Monsieur Jean Bijeon, directeur de recherche et responsable de l'équipe Conceptions et Diagnostics Intégrés du LEG, de m'avoir fait l'honneur d'être membre de ce jury et d'avoir mis à ma disposition les outils développés par son équipe pour mener à bien une partie de ce travail.

Monsieur Eric Schoeffter, Ingénieur France-Telecom, de m'avoir fait l'honneur d'être membre de ce jury.

Je tiens à remercier aussi :

Mes ex-collègues du bureau Reza et Nicolas avec qui j'ai passé une bonne partie de cette thèse et pour les discussions enrichissantes que j'ai eues avec eux. Je n'oublie pas aussi mes nouveaux collègues de bureau Christina et Bertrand.

La communauté Maghrébine du LEG (et du LAG aussi) : Djelloul Moussaoui; Rachid Laouamer (alias Cheb Rachdoun); Moez Youssef (le supporter de l'Espérance de Tunis); Khoumissa Berrouche (alias Rafika la Tangeroire); Djamel Hadji, Sami Ammari, Mohammed Allam (le voisin du LAG).

Les deux génies informaticiens Khalid et Fayçal (Windows 95 Hot line service).

L'ensemble des permanents de l'équipe électronique de puissance : James Roudet, Marc Brunello, Jean-Pierre Keradec, Christian Schaeffer, Christian Masselot, Yves Lembeye, Jean-Luc Schanen, Edith Clavel.

Je remercie l'ensemble des ingénieurs et techniciens du laboratoire pour leur aide, notamment Demba Diallo (Professeur Diallo), Stéphane Catellani (le grand spécialiste de l'audio), Jean

Barbaroux, Daniel Tomasik, Jacques Davoine, Eric Gentil, Marie-Thérèse Loubinoux, Florence François, Patrick Eustache, Etiennette Callegher, Bruno Ferrari, Claude Brun.

L'ensemble de la salle EPTE : Radu Popescu, Mahdi Akhbari, Jean Schultz, Jean-Christophe Crebier, Bertrand Chauchat, .....

Je remercie chaleureusement Laurent Gerbaud et Alain Bolopion pour leur aide et tout le temps qu'il m'ont consacré.

Je remercie tout particulièrement Seddick Bacha pour son aide précieuse. Je suis lui très reconnaissant pour les services qu'il m'a rendus.

Je tiens à remercier chaleureusement tous mes proches et amis qui m'ont encouragé et supporté durant ces années plus particulièrement Abderrahim et Latifa.

## **Sommaire**





# SOMMAIRE

## INTRODUCTION GÉNÉRALE..... 1

## INTRODUCTION A L'ABSORPTION SINUSOÏDALE..... 3

1	INTRODUCTION.....	3
2	CARACTÉRISATION DES PERTURBATIONS .....	3
2.1	FACTEUR DE PUISSANCE.....	3
2.2	TAUX DE DISTORSION HARMONIQUE.....	5
3	RÉGLEMENTATION : NORME EUROPÉENNE EN 61000-3-2 .....	5
4	REDRESSEMENT CLASSIQUE.....	7
5	CORRECTION DU FACTEUR DE PUISSANCE .....	10
5.1	CORRECTION DU FACTEUR DE PUISSANCE À DEUX ÉTAGES .....	10
5.2	CORRECTION DU FACTEUR DE PUISSANCE MONO-ÉTAGE.....	13

## MODÉLISATION ET SIMULATIONS NUMÉRIQUES..... 15

1	INTRODUCTION.....	15
2	LES MÉTHODES DE MODÉLISATION DES CONVERTISSEURS STATIQUES .....	15
2.1	MODÈLE EXACT.....	15
2.2	MODÈLE MOYEN.....	16
2.3	APPROCHE HARMONIQUE.....	18
2.4	CHOIX DE MODÈLE .....	19
3	OUTILS DE SIMULATIONS.....	19
3.1	LOGICIEL CIRCUIT.....	19
3.2	LOGICIEL MATRIXx .....	20
3.3	DÉVELOPPEMENT EN FORTRAN.....	21
3.4	MÉTHODOLOGIE GENTIANE .....	22
4	CONCLUSION .....	26

## ABSORPTION SINUSOÏDALE DANS LES CONVERTISSEURS ASYMÉTRIQUES MONO-ÉTAGE..... 27

<b>1</b>	<b>INTRODUCTION.....</b>	<b>27</b>
<b>2</b>	<b>FLYBACK.....</b>	<b>28</b>
2.1	ANALYSE DE LA STRUCTURE EN FONCTIONNEMENT STATIQUE .....	29
2.2	FONCTIONNEMENT DE LA STRUCTURE FLYBACK EN ABSORPTION SINUSOÏDALE .....	34
2.3	DIMENSIONNEMENT .....	47
2.4	PROBLÈME DE L'INDUCTANCE DE FUITE .....	50
2.5	VARIANTE EN PONT ASYMÉTRIQUE .....	51
<b>3</b>	<b>SEPIC .....</b>	<b>58</b>
3.1	ANALYSE DE LA STRUCTURE EN CONDUCTION CONTINUE .....	59
3.2	ANALYSE DE LA STRUCTURE EN CONDUCTION DISCONTINUE .....	60
3.3	FONCTIONNEMENT EN ABSORPTION SINUSOÏDALE.....	62
3.4	DIMENSIONNEMENT .....	64
3.5	SIMULATIONS ET RÉSULTATS .....	66
<b>4</b>	<b>CONCLUSION.....</b>	<b>71</b>

## **ABSORPTION SINUSOÏDALE DANS LES COMMUTATEURS DE COURANT..... 73**

<b>1</b>	<b>INTRODUCTION.....</b>	<b>73</b>
<b>2</b>	<b>SYNTHÈSE DE CONVERTISSEUR À RÉSONANCE UTILISANT UNE SOURCE COURANT.....</b>	<b>75</b>
2.1	CELLULE DE COMMUTATION CONVENTIONNELLE.....	76
2.2	PSEUDO-CELLULE DE COMMUTATION DE TYPE SOURCE DE COURANT – SOURCE DE COURANT .	77
2.3	PSEUDO-CELLULE DE COMMUTATION DE TYPE SOURCE DE COURANT – SOURCE DE TENSION ...	77
2.4	PRINCIPE DE COMMANDE .....	78
<b>3</b>	<b>CONVERTISSEUR SCRC.....</b>	<b>80</b>
3.1	PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT.....	81
3.2	DIAGRAMME DE PHASE.....	83
3.3	CONTRAINTES SUR LES COMPOSANTS .....	84
3.4	CARACTÉRISTIQUE DE CONTRÔLE .....	84
3.5	CONTRÔLE DU COURANT D'ENTRÉE .....	86
3.6	DIMENSIONNEMENT DU CONVERTISSEUR .....	87
3.7	RÉSULTATS DE SIMULATIONS .....	88
3.8	CONCLUSION.....	90
<b>4</b>	<b>CONVERTISSEUR PRC-CF .....</b>	<b>91</b>
4.1	PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT.....	91
4.2	DIAGRAMME DE PHASE.....	94
4.3	CONTRAINTES SUR LES COMPOSANTS .....	95

4.4	CARACTÉRISTIQUE DE SORTIE.....	95
4.5	CONTRÔLE DU COURANT D'ENTRÉE.....	96
4.6	RÉSULTATS DES SIMULATIONS.....	97
4.7	CONCLUSION.....	98
<b>5</b>	<b>CONVERTISSEUR PRC-IF.....</b>	<b>98</b>
5.1	PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT.....	99
5.2	DIAGRAMME DE PHASE.....	101
5.3	CARACTÉRISTIQUE DE CONTRÔLE.....	102
<b>6</b>	<b>CONVERTISSEUR ZVSR-IF.....</b>	<b>102</b>
6.1	PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT.....	103
6.2	DIAGRAMME DE PHASE.....	104
6.3	CONDITION DE COMMUTATION À ZÉRO DE TENSION.....	105
6.4	CONTRAINTES SUR LES COMPOSANTS.....	105
6.5	CARACTÉRISTIQUE DE CONTRÔLE.....	105
6.6	RÉSULTATS DES SIMULATIONS.....	106
6.7	CONCLUSION.....	107
<b>7</b>	<b>EXPÉRIMENTATION.....</b>	<b>107</b>
<b>8</b>	<b>CONCLUSION.....</b>	<b>110</b>
<b><u>ABSORPTION SINUSOÏDALE DANS LES ONDULEURS DE TENSION.....</u></b>		<b><u>113</u></b>
<b>1</b>	<b>INTRODUCTION.....</b>	<b>113</b>
<b>2</b>	<b>CONVERTISSEUR À RÉSONANCE SÉRIE.....</b>	<b>113</b>
2.1	FONCTIONNEMENT STATIQUE EN CONDUCTION CONTINUE.....	115
2.2	FONCTIONNEMENT EN CONDUCTION DISCONTINUE.....	117
2.3	FONCTIONNEMENT EN ABSORPTION SINUSOÏDALE.....	120
2.4	CONCLUSION.....	125
<b>3</b>	<b>CONVERTISSEUR À RÉSONANCE MIXTE.....</b>	<b>125</b>
3.1	FONCTIONNEMENT STATIQUE.....	126
3.2	CARACTÉRISTIQUE DE SORTIE.....	132
3.3	DIMENSIONNEMENT.....	135
3.4	FONCTIONNEMENT EN ABSORPTION SINUSOÏDALE.....	138
3.5	MISE EN ŒUVRE.....	141
<b>4</b>	<b>CONVERTISSEUR A RESONANCE SERIE-PARALLELE.....</b>	<b>146</b>
4.1	DESCRIPTION DU FONCTIONNEMENT :.....	147
4.2	ETUDE STATIQUE:.....	148

4.3 CARACTÉRISTIQUE DE SORTIE ..... 148

4.4 CONCLUSION ..... 150

**CONCLUSION GÉNÉRALE..... 153**

**ANNEXE ..... 155**

**BIBLIOGRAPHIE..... 163**

## ***Introduction Générale***



## INTRODUCTION GENERALE

Les travaux réalisés au cours de cette thèse et présentés dans ce mémoire s'inscrivent dans la continuité de certains travaux menés au sein de l'équipe Electronique de Puissance du Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble. Ils portent sur la conception de convertisseurs AC/DC à correction du facteur de puissance, que cela soit du point de vue "*structure*" ou bien "*commande*".

Le nombre de convertisseurs statiques raccordés aux réseaux industriels ne cesse d'augmenter. Ces convertisseurs posent quelques problèmes aux réseaux car ils se comportent comme des charges non linéaires et absorbent, par conséquent, des courants non sinusoïdaux. En effet, l'obtention d'une tension continue à partir du réseau se fait généralement par une alimentation qui présente en amont, dans la plupart des cas, un condensateur de filtrage au travers d'un pont de diodes. La présence de ce condensateur à l'entrée du convertisseur impose à celui-ci de n'absorber du courant que lorsque la tension secteur est supérieure à celle du condensateur. Il en résulte que le facteur de puissance est médiocre et est réduit à des valeurs voisines de 0,5 à 0,6. L'ajout d'une inductance de lissage en sortie du pont de diodes améliore relativement le facteur de puissance mais le résultat demeure modeste et le poids et le volume ainsi que le coût augmentent notablement. Pour ces mêmes raisons l'utilisation de filtres passifs d'ordre supérieurs est aussi insatisfaisante. A l'opposé de ces solutions de filtrage passif, d'autres techniques ont été développées. Ces derniers consistent à intercaler entre la charge et le pont redresseur un convertisseur DC/DC qui permettra de prélever un courant sinusoïdal en phase avec la tension réseau.

Au premier chapitre et après un bref rappel de quelques définitions, la norme en vigueur sera exposée brièvement. Le respect de cette norme montre le handicap que présente le filtrage classique de type L-C. Ensuite, une distinction entre la correction de facteur de puissance mono-étage et à deux étages sera faite pour mieux situer le problème.

Lors du deuxième chapitre, un survol des techniques de modélisation des convertisseurs sera fait. Dans ce chapitre, nous présenterons les problèmes auxquels nous étions confrontés pour faire des simulations numériques de convertisseurs fonctionnant en absorption sinusoïdale. En fonction du type de convertisseur, la méthode de modélisation la plus adaptée sera utilisée. Ainsi, pour les convertisseurs à résonance à commutateur de courant une modélisation exacte sera



nécessaire, alors que pour les convertisseurs à résonance à onduleur de tension une approche au premier harmonique reste satisfaisante.

Le chapitre 3 est consacré à la conception d'alimentation AC/DC à correction de facteur de puissance mono-étage de faible puissance ( 300 W ). Dans ce chapitre, le Flyback avec ses différentes variantes ainsi que la structure Sepic seront étudiés.

Ces investigations ont fait l'objet d'une collaboration entre France-Telecom et le Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble. Cette collaboration se poursuivra par un second contrat qui vise la réalisation d'un prototype industriel.

Au chapitre 4, les convertisseurs à résonance alimentés par commutateur de courant seront étudiés. Ces convertisseurs sont destinés pour des applications de puissance moyenne ( 3 kW ). Une synthèse de convertisseur sera présentée en vue d'une généralisation. L'étude est, toutefois, limitée aux convertisseurs à résonance à deux éléments de stockage. Les résultats expérimentaux d'une structure seront présentés pour valider les simulations.

Au dernier chapitre, les convertisseurs à résonance alimentés par onduleur de tension seront présentés. Les convertisseurs à résonance série, série-parallèle et résonance mixte seront étudiés. Les mesures effectuées sur un prototype viennent valider les résultats de simulation.

***Introduction à l'absorption  
sinusoïdale***



# INTRODUCTION A L'ABSORPTION SINUSOÏDALE

## 1 INTRODUCTION

Usuellement, les alimentations à découpage prélèvent leur énergie à partir du secteur industriel à travers un redresseur à diodes en pont suivi d'un condensateur de filtrage. Ce dernier se charge à une tension continue proche de la valeur crête du réseau. La présence de ce condensateur à l'entrée du convertisseur impose à celui-ci de n'absorber du courant que lorsque la tension secteur est supérieure à celle du condensateur. Le courant à l'entrée est, alors, constitué par un large palier nul et une pointe étroite avec une valeur crête élevée. Ce courant d'entrée, impulsif et riche en harmoniques, impose un facteur de puissance médiocre, de l'ordre de 0,6, et présente une valeur efficace élevée. C'est pourquoi des restrictions ont été définies et ont fait l'objet d'une norme traitant les valeurs limites d'harmoniques que peut avoir le courant d'entrée d'un appareil électrique.

## 2 CARACTERISATION DES PERTURBATIONS

Un convertisseur raccordé au secteur industriel est considéré par le distributeur d'électricité comme une charge perturbatrice s'il absorbe des courants non sinusoïdaux. Cette perturbation se traduit par l'absorption de courants harmoniques d'ordre supérieurs (généralement 3, 5 et 7 ...) donc de la pollution de la tension secteur. Cette perturbation harmonique peut être caractérisée par le facteur de puissance  $\cos(\varphi)$ . Elle peut également être caractérisée par le taux de distorsion harmonique (THD) défini pour la tension ou le courant.

### 2.1 Facteur de puissance

Rappelons qu'une grandeur périodique  $X(t)$  peut être décomposée en série de Fourier de la façon suivante :

$$X(t) = X_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} \cdot X_n \cdot \sin(n \cdot \omega_L \cdot t + \psi_n) \quad (1)$$

Avec :

- $X_0$  : composante continue de la grandeur  $X(t)$ ,
- $n$  : rang de l'harmonique,
- $X_n$  : valeur efficace de l'harmonique de rang  $n$ ,

$\psi_n$  : phase de l'harmonique de rang n,

$\omega_L$  : pulsation fondamentale de la grandeur  $X(t)$ .

Dans le cas d'un convertisseur raccordé au réseau, les expressions instantanées du courant  $I(t)$  et de la tension  $V(t)$  à son entrée, en régime périodique peuvent s'écrire sous la forme :

$$I(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} \cdot I_n \cdot \sin(n \cdot \omega_L \cdot t + \psi_n) \quad (2)$$

$$V(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} \cdot V_n \cdot \sin(n \cdot \omega_L \cdot t + \theta_n) \quad (3)$$

Où  $I_n$  et  $V_n$  sont les valeurs efficaces de la n<sup>ème</sup> harmonique du courant et de la tension respectivement.

Les valeurs efficaces de courant et tension sont données par :

$$I_{eff} = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2} \quad (4)$$

$$V_{eff} = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} V_n^2} \quad (5)$$

Dans le cas d'un réseau monophasé, la puissance apparente S est définie par :

$$S = I_{eff} \cdot V_{eff} = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2} \cdot \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} V_n^2} \quad (6)$$

La puissance active P étant définie comme suit :

$$P = \sum_{n=1}^{\infty} I_n \cdot V_n \cdot \cos(\phi_n) \text{ avec } \phi_n = \theta_n - \psi_n \quad (7)$$

Le facteur de puissance est défini comme étant le rapport de la puissance active P par la puissance apparente S, soit :

$$F = \frac{P}{S} = \frac{\sum_{n=1}^{\infty} I_n \cdot V_n \cdot \cos(\phi_n)}{\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2} \cdot \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} V_n^2}} \quad (8)$$

Dans le cas où la tension d'alimentation est sinusoïdale ce facteur de puissance devient :

$$F = \frac{I_1 \cdot \cos(\phi_1)}{\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2}} \quad (9)$$

D'après cette expression, il est évident que le facteur de puissance dépend non seulement du déphasage entre les grandeurs fondamentales du courant et de la tension, mais aussi de la présence des harmoniques.

## 2.2 Taux de distorsion harmonique

La décomposition en série de Fourier du courant  $I(t)$  que prélève un convertisseur statique, raccordé au secteur industriel, est donnée par :

$$I(t) = \sqrt{2} \cdot I_1 \cdot \sin(\omega_L \cdot t + \psi_1) + \sum_{n=2}^{\infty} \sqrt{2} \cdot I_n \cdot \sin(n \cdot \omega_L \cdot t + \psi_n) \quad (10)$$

Avec :

- $I_1$  : valeur efficace du courant fondamental,
- $\psi_1$  : déphasage du courant fondamental,
- $n$  : rang de l'harmonique,
- $I_n$  : valeur efficace du courant harmonique de rang  $n$ ,
- $\psi_n$  : déphasage du courant harmonique de rang  $n$ ,
- $\omega_L$  : pulsation fondamentale du secteur.

Le taux de distorsion harmonique (THD) est un paramètre qui donne une idée de la déformation du courant. Il est défini de la façon suivante :

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1} \quad (11)$$

Une autre expression du taux de distorsion harmonique peut être rencontrée dans la littérature :

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2}} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_{eff}} \quad (12)$$

## 3 REGLEMENTATION : NORME EUROPEENNE EN 61000-3-2

Le niveau des perturbations électriques engendrées par les appareils électriques sur le réseau basse tension peut être quantifié à l'aide du facteur de puissance, du spectre du courant absorbé, et du spectre des ondes électromagnétiques rayonnées. Le facteur de puissance permet d'estimer la puissance apparente transitée par l'appareil, qui peut être plus grande que la puissance consommée en sortie. Une partie de la puissance transitée est non utilisée, mais son transit se traduit par une circulation de courant plus importante ce qui est défavorable pour le dimensionnement.

Depuis le 5 août 1995, La norme européenne EN 61000-3-2, qui traite de la limitation des courants harmoniques injectés dans le secteur par les appareils électriques, est entrée en vigueur.

Elle définit les limites des harmoniques du courant d'entrée qui peuvent être produits par ces appareils. Cette limitation a introduit une classification des appareils de la manière suivante :

- ♦ Classe A : Appareil triphasé équilibré et tout autre appareil à l'exception de ceux qui sont indiqués dans l'une des classes suivantes.
- ♦ Classe B : Outils portatifs (outils électriques tenus à la main pendant leur fonctionnement normal et utilisés pendant une courte période uniquement ).
- ♦ Classe C : Appareil d'éclairage y compris dispositifs variateurs de lumière.
- ♦ Classe D : Appareil ayant un courant d'entrée à "forme d'onde spéciale" défini par une enveloppe comme présentée sur la Fig. 1 ci-dessous et dont la puissance active d'entrée, est  $P \leq 600W$ .

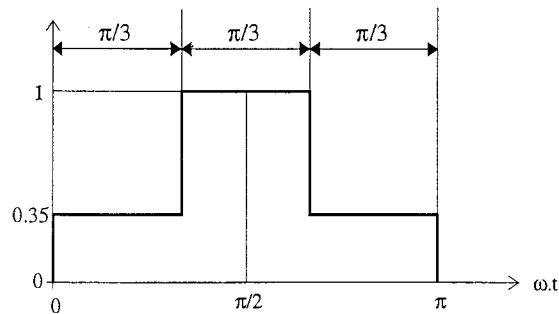


Fig. 1 : Enveloppe limitant la forme d'onde de la classe D

Un appareil fera partie de la classe D si la forme du courant d'entrée, de chaque demi-période, normalisée par sa valeur crête est comprise dans cette enveloppe pendant au moins 95% de la durée de chaque demi-période. La ligne médiane qui passe par  $\pi/2$  doit coïncider avec la valeur crête du courant d'entrée.

Dans notre cas et vu la puissance pour laquelle le convertisseur sera dimensionné ceux sont les classes A ou D qui spécifieront la limitation des courant harmoniques et dont nous récapitulons ci-dessous les limites.

Les valeurs limites pour les appareils de la classe A sont données par le tableau suivant :

Rang harmonique n	Courant harmonique maximal autorisé A (eff)
Harmoniques impairs	
3	2.30
5	1.14
7	0.77
9	0.40
11	0.33
13	0.21
$15 \leq n \leq 39$	$0.15 * 15/n$
Harmoniques pairs	
2	1.08
4	0.43
6	0.30
$8 \leq n \leq 40$	$0.23 * 8/n$

Les valeurs limites pour les appareils de la classe D sont données par le tableau suivant :

Rang harmonique n	Courant harmonique maximal autorisé par watt mA/W	Courant harmonique maximal autorisé A
3	3.4	Voir tableau de la classe A
5	1.9	
7	1.0	
9	0.5	
11	0.35	
$13 \leq n \leq 39$ (harmoniques impairs uniquement)	$3.85/n$	

#### 4 REDRESSEMENT CLASSIQUE

Contrairement au filtrage capacitif, le filtre de type LC présenté sur la Fig. 2 permet de maintenir le courant non nul sur un intervalle plus important, ce qui aurait pour conséquences de réduire les harmoniques. Suivant les valeurs des paramètres du filtre, le courant  $I_g$  à l'entrée peut être continu sur toute la période réseau ou bien continu sur une fraction de celle-ci : ces deux cas de figure sont désignés respectivement par la conduction continue et la conduction discontinue.



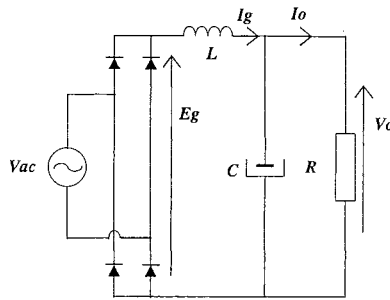


Fig. 2 : Redressement classique avec filtre de type LC

Nous nous intéressons au fonctionnement en conduction continue qui est caractérisé par un courant d'entrée dont le spectre serait moins pollué. En considérant que les composants passifs ainsi que les diodes du redresseur sont parfaits, le fonctionnement de ce redresseur peut être décrit par deux équations différentielles élémentaires, soient :

$$\begin{cases} L \cdot \frac{dI_g}{dt} = E_g - V_o \\ C \cdot \frac{dV_o}{dt} = I_g - \frac{V_o}{R} \end{cases} \quad (13)$$

$$\text{Avec } E_g = E_m \cdot |\sin(\omega_L \cdot t)| \quad (14)$$

Le système d'équations différentielles (13) peut être ramené à l'équation différentielle du second ordre avec second membre suivante :

$$\frac{d^2V_o}{dt^2} + \frac{1}{RC} \cdot \frac{dV_o}{dt} + \frac{V_o}{LC} = \frac{E_m \cdot |\sin(\omega_L \cdot t)|}{LC} \quad (15)$$

La solution générale de cette équation peut être déterminée en considérant séparément les intervalles  $[0, \pi]$  et  $[\pi, 2\pi]$ . Cette solution n'est autre que la somme de la solution de l'équation homogène associée et d'une solution particulière. Les constantes d'intégration peuvent être déterminées en considérant la périodicité en régime établi. L'équation (15) est résolue analytiquement en utilisant un logiciel de calcul formel [Mac-96].

Toutefois, la complexité de la solution obtenue ne permet pas de déduire la limite de la conduction continue pour que cette étude soit valide, ce qui constitue un handicap de cette démarche. En conséquence, le fonctionnement du circuit est simulé en utilisant le logiciel "Gentiane" pour différentes valeurs de condensateurs [Ger-96]. Les allures de courant d'entrée et de la tension de sortie sont présentées sur les figures ci-dessous :

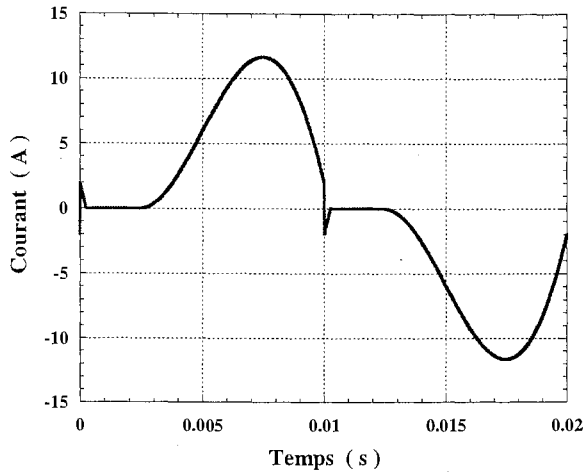


Fig. 3 : Allure du courant d'entrée avec une inductance de 30 mH, une charge de 45 Ω et un condensateur de 1 mF sous une tension réseau de 230V eff / 50 Hz.

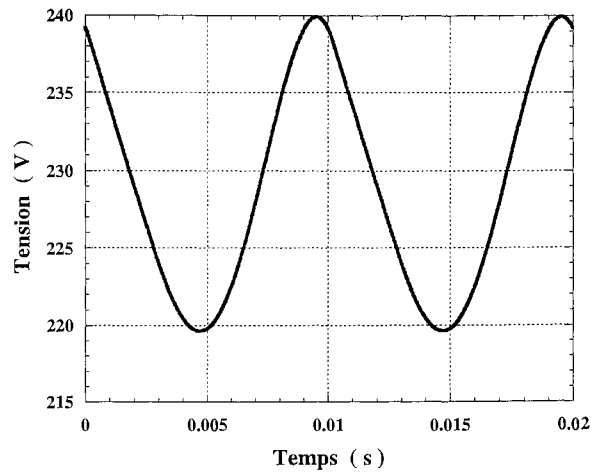


Fig. 4 : Allure de la tension de sortie avec une inductance 30 mH, une charge de 45 Ω et un condensateur de 1 mF sous une tension réseau de 230V eff / 50 Hz.

En faisant varier la valeur de l'inductance, nous pouvons évaluer la puissance maximale transitée pour laquelle la norme sera respectée. Nous examinons uniquement le cas où la puissance est supérieure à 600 W, ce qui permet de situer l'application en classe A. Quant à la classe D, l'étude est plus complexe puisque il faut s'assurer de la symétrie et de la forme d'onde qui doit être incluse dans le gabarit donné par la Fig. 1. Les résultats obtenus pour un condensateur de valeur 1 mF sont donnés par les figures ci-dessous. La puissance maximale qui peut transiter avec un condensateur de filtrage de 1 mF est de 1,16 kW pour une inductance de 30 mH. Le facteur de puissance maximal est de 0,77.

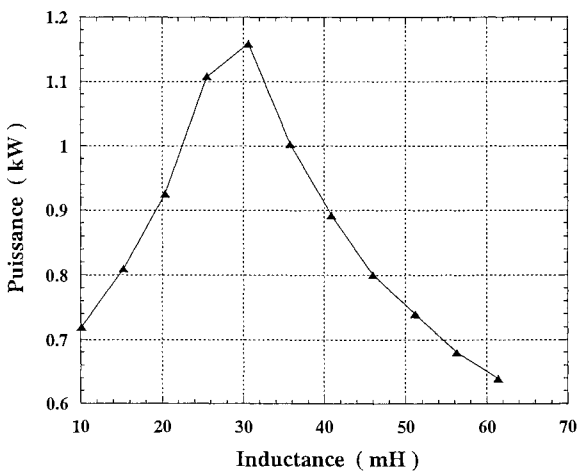


Fig. 5 : Courbe limite donnant la puissance maximale transitée en fonction de l'inductance d'entrée pour un condensateur de 1 mF et sous une tension réseau de 230V eff / 50 Hz.

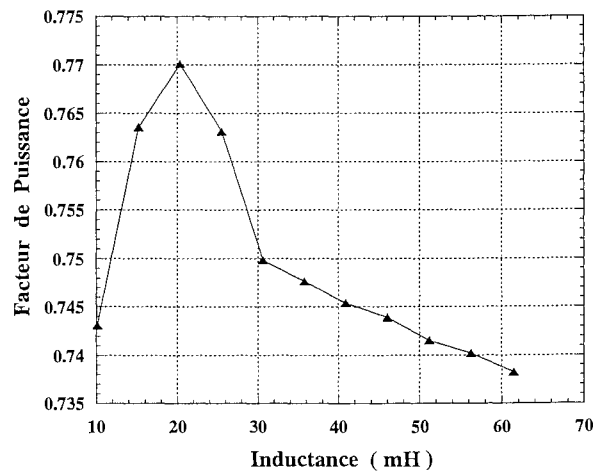


Fig. 6 : Evolution du facteur de puissance dans le cas d'un condensateur de 1 mF, sous une tension réseau de 230V eff / 50 Hz.

## 5 CORRECTION DU FACTEUR DE PUISSANCE

Pour remédier à la dégradation de la qualité du réseau engendrée par les appareils électriques, différentes techniques ont été développées afin d'améliorer le facteur de puissance et réduire le taux de distorsion du courant absorbé. Ces techniques peuvent être classées en deux catégories, à savoir les techniques dites passives et celles dites actives.

Les techniques passives consistent à l'emploi de filtre passif en cascade avec le redresseur pour piéger les harmoniques principalement d'ordre 3, 5 et 7. Cette technique présente peu d'intérêt du fait de la limitation de la puissance transitée et de l'emploi de composants réactifs basse fréquence très volumineux (dimensionnés pour la basse fréquence : 50 Hz).

### 5.1 Correction du facteur de puissance à deux étages

A l'opposé des techniques passives, des solutions mettant en œuvre des convertisseurs ont été élaborées pour améliorer le facteur de puissance et respecter la norme. Elles consistent à utiliser un premier convertisseur comme pré-régulateur ayant comme fonction d'asservir le courant d'entrée pour le faire suivre une consigne sinusoïdale en phase avec la tension du secteur et un second convertisseur DC/DC pour réguler la tension de sortie (voir Fig. 7). Un stockage intermédiaire est alors nécessaire entre les deux convertisseurs. Cette correction du facteur de puissance est connue sous l'appellation d'absorption sinusoïdale en deux étages.

Dans les sous-paragraphes qui suivent seront présentées succinctement les différentes structures élémentaires et distinguées celles qui peuvent remplir la fonction pré-régulateur, autrement dit qui peuvent être utilisées en aval de pont redresseur non commandé pour effectuer le prélèvement d'un courant sinusoïdal à l'entrée [Liu-88], [Fer-94], [Moh-95].

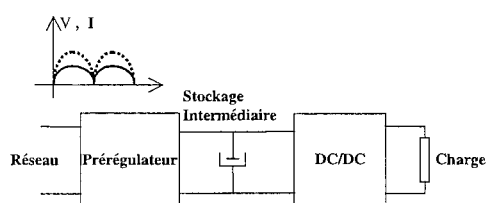


Fig. 7 : Principe de l'absorption sinusoïdale en deux étages

#### 5.1.1 Hacheur parallèle (BOOST)

Cette structure, appelée aussi hacheur élévateur, est présentée sur la Fig. 8. Elle est la plus répandue dans les applications à prélèvement sinusoïdal. Cette structure présente l'avantage de ne pas découper le courant d'entrée. Cela permet un contrôle aisé du courant par l'interrupteur et facilite le filtrage HF du courant d'entrée. En revanche, le Boost présente la caractéristique

d'avoir une tension de sortie doit être supérieure à la tension instantanée maximale d'entrée (pour une tension efficace d'entrée de 265 V, la tension de sortie doit être supérieure 375 V). D'autre part, il ne présente pas de protection contre les court-circuits ou les surcharges, du fait que l'interrupteur n'est pas placé entre l'entrée et la sortie. De plus, il présente l'inconvénient de ne pouvoir démarrer sans circuit auxiliaire.

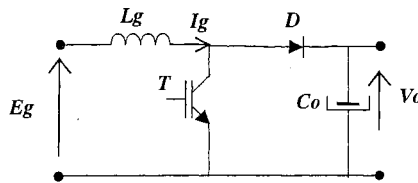


Fig. 8 : Hacheur parallèle (Boost)

Cette structure ne permet pas de réaliser directement l'isolation galvanique. Elle est utilisée comme pré-régulateur et nécessite un second convertisseur permettant l'adaptation de tension et l'isolation. Elle peut fonctionner en conduction continue ou discontinue. Dans ce dernier cas, la fermeture de l'interrupteur se produit à zéro de courant, ce qui permet de réduire les pertes par commutation. En revanche, l'absorption sinusoïdale n'est pas naturelle en conduction discontinue. En conduction continue, l'absorption sinusoïdale peut être assurée par différentes lois de commande : commande en mode auto-oscillant, commande par hystérésis [Dix-89a], [Dix-89b] [And-92], [Aim-94], [And-95]. D'autres lois de commande utilisant des porteuses non linéaires sont introduites récemment pour simplifier les boucles de régulation classiques [Mak-96],[Raj-97], ce qui permet de prévoir des boucles d'asservissement plus simples et efficaces. D'autres variantes introduisant la quasi-résonance et la multirésonance peuvent être rencontrées dans la littérature [Moo-96], elles permettent d'adoucir les commutations et par conséquent augmenter la fréquence de découpage.

### 5.1.2 Hacheur série (BUCK)

Cette structure, appelée aussi hacheur abaisseur, est présentée sur la Fig. 9. Le courant d'entrée  $I_g$  ne peut être prélevé de la source que si la tension d'entrée  $E_g$  est supérieure à la tension de sortie  $V_o$ . En conséquence le courant d'entrée prélevé aura de fortes composantes harmoniques de bas rang. De plus, le courant à l'entrée est haché et l'utilisation d'un filtre est nécessaire. Si on désire un fonctionnement continu tout au long de la période réseau, alors ce convertisseur se trouve écarté.

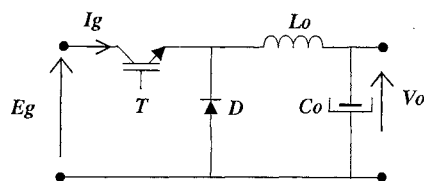


Fig. 9 : Hacheur série (Buck)

### 5.1.3 Hacheur à accumulation inductive (BUCK-BOOST)

Le hacheur à accumulation inductive est présenté sur la Fig. 10. Cette structure permet de s'affranchir des deux inconvénients du Boost. En effet, le courant de surcharge ou de court-circuit peut être contrôlé grâce à l'emplacement de l'interrupteur entre l'entrée et la sortie. De plus la tension de sortie peut être indifféremment supérieure ou inférieure à la tension d'alimentation. En revanche, ce convertisseur a quelques inconvénients. En effet, le découpage du courant d'entrée nécessite un filtre pour éliminer les harmoniques HF de courant qu'il génère. L'interrupteur doit également supporter une tension à l'état bloqué ( $E_{g_{max}} + V_o$ ) supérieure à celle que présente l'interrupteur du Boost ( $V_o$ ). Il faut noter aussi que la polarité de la tension de sortie est inverse de celle de l'entrée, mais ce problème peut être supprimé en introduisant l'isolation galvanique dans cette structure (Flyback).

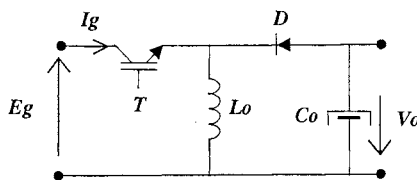


Fig. 10 : Hacheur à accumulation inductive(Buck-Boost)

Les fonctionnements en modes de conduction continue ou discontinue sont possibles. Dans ce dernier cas, la fermeture de l'interrupteur se produit à zéro de courant, ce qui permet de réduire les pertes par commutation. De plus, l'absorption sinusoïdale est obtenue naturellement en conduction discontinue en commandant l'interrupteur à fréquence et rapport cyclique constants. En conduction continue, l'absorption sinusoïdale peut être assurée à fréquence variable [Tou-94], [Zan-96].

### 5.1.4 Hacheur à accumulation capacitive (CUK)

Le hacheur à accumulation capacitive est présenté sur la Fig. 11. Cette structure permet aussi d'avoir une tension de sortie supérieure ou inférieure à la tension d'entrée. Mais l'inconvénient majeur qu'elle présente reste l'emploi de composants passifs supplémentaires par rapport à la structure Boost, ce qui entraîne une augmentation des pertes, donc une diminution du rendement.

Elle présente aussi une tension de sortie de polarité inverse. L'isolation galvanique peut être réalisée en divisant le condensateur C en deux parties, ce qui augmentera encore le nombre de composants. L'isolation galvanique remédiera au problème de l'inversion de signe de la tension de sortie.

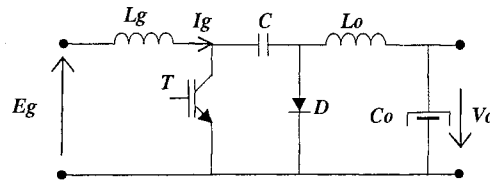


Fig. 11 : Hacheur à accumulation capacitive (Cuk)

Elle peut assurer l'absorption d'un courant sinusoïdal à l'entrée dans les deux modes de conduction ( continue et discontinue ). Dans le dernier cas, nous pouvons distinguer deux modes de conduction discontinue à savoir la discontinuité du courant d'entrée  $I_g$  et la discontinuité de la tension aux bornes du condensateur. Dans ces deux modes de fonctionnement l'absorption sinusoïdale est naturelle [Sim-92], [Zan-96], [Lin-97].

### 5.2 Correction du facteur de puissance mono-étage

La correction de facteur de puissance décrite précédemment utilise deux convertisseurs en cascade, elle met donc en œuvre un nombre important de composants semi-conducteurs ce qui se répercute sur le coût et le rendement. Une autre solution consiste à regrouper les deux fonctionnalités, à savoir asservissement du courant d'entrée et régulation de la tension de sortie, dans un même convertisseur (voir Fig. 12). Cette dernière technique est connue sous l'appellation correction de facteur de puissance mono-étage.

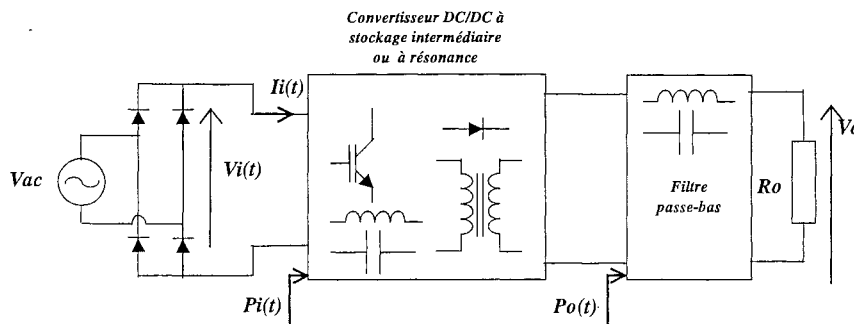


Fig. 12 : Principe de l'absorption sinusoïdale mono-étage

Le prélèvement d'un courant sinusoïdal à l'entrée impose une puissance instantanée  $P_o(t)$  en  $\sin^2$  à la sortie du convertisseur comme présenté sur la Fig. 13. C'est pourquoi un filtre basse fréquence de forte de valeur de sortie est inévitable.

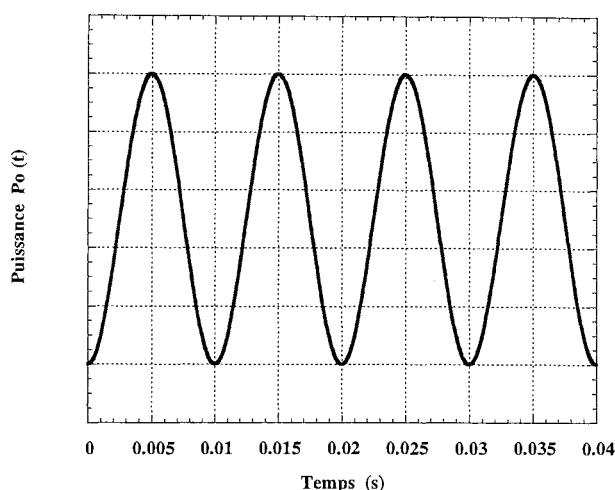


Fig. 13 : Allure de la puissance disponible à la sortie du convertisseur DC/DC

Deux type de convertisseurs, assurant l'absorption sinusoïdale mono-étage, peuvent être distingués : les convertisseurs à stockage intermédiaire non résonants et les convertisseurs à résonance. Dans la première catégorie, les interrupteurs sont commandables à la fermeture et à l'ouverture et le fonctionnement du convertisseur peut être envisageable à fréquence fixe ou à fréquence variable (Flyback, Sepic). Quant à la seconde catégorie, le blocage ou l'amorçage des interrupteurs est spontané et seul le fonctionnement à fréquence variable peut être envisagé (convertisseurs à résonance à commutateur de courant ou à onduleur de tension).

Les convertisseurs à stockage intermédiaire non résonants seront traités dans le chapitre 3, alors que les convertisseurs à résonance feront l'objet des chapitres 4 et 5.

***Modélisation et simulations  
numériques***





# **MODELISATION ET SIMULATIONS NUMERIQUES**

## **1 INTRODUCTION**

Un convertisseur statique prend plusieurs configurations électriques distinctes pendant une période de découpage. Ce changement de configurations du circuit est dû aux différentes combinaisons d'interrupteurs semi-conducteurs. Celui-ci peut être provoqué par un système extérieur au convertisseur (c'est le cas de circuit de commande), ou dû à l'évolution des variables d'état du système lui-même (cas de commutations spontanées). Les lois de commande permettant l'asservissement ou la régulation de certaines grandeurs agissent sur l'enchaînement de ces configurations et sur leurs durées respectives.

Durant chaque phase de fonctionnement associée à une configuration propre du convertisseur, le convertisseur peut être décrit par un système d'équations linéaires simple à résoudre. Mais ce système d'équations linéaires diffère d'une phase à l'autre. D'où la difficulté pour modéliser ce type de systèmes qui vient du fait qu'un convertisseur statique a une structure linéaire par morceaux, mais son comportement global est non linéaire. A cette non linéarité s'ajoute une autre difficulté, à savoir la transition d'une phase à une autre qui dépend du régime de fonctionnement (commutations commandées ou spontanées, conduction continue ou discontinue, etc...) et ne peut être prévue que dans certains cas (convertisseurs à modulation de largeur d'impulsion par exemple).

## **2 LES METHODES DE MODELISATION DES CONVERTISSEURS STATIQUES**

Dans cette section, nous passons en revue les différentes méthodes de modélisation des convertisseurs statiques en rappelant leurs principes mathématiques et domaine d'application pour choisir la ou les méthodes les mieux adaptées pour modéliser les convertisseurs qui seront présentés plus loin.

### **2.1 Modèle exact**

Le modèle exact, dit aussi modèle de connaissance, décrit avec précision les différentes configurations que peut prendre le circuit de puissance et les conditions de transition entre ces différentes configurations. Dans un premier temps et pour chaque configuration, un système

d'équations différentielles qui régissent le fonctionnement du convertisseur lors de cette configuration doit être établi. A cette fin une représentation d'état peut être utilisée. Ensuite toutes les règles de transition entre différentes configurations doivent être définies. En modélisation exacte, deux familles de modèles sont proposés dans la littérature :

### 2.1.1 Modèles à topologie fixe (résistance binaire)

Dans ce cas les interrupteurs sont modélisés par des résistances dont les valeurs sont variables : les interrupteurs à l'état passant sont représentés par une petite résistance et les interrupteurs à l'état bloqué sont remplacés par des résistances de forte valeur. Dans ce type de modélisation, le convertisseur est présenté par un seul système d'équations différentielles linéaires et la transition d'une configuration à une autre se fait par la modification des valeurs de résistances représentant les interrupteurs. Toutefois pour des raisons de convergences, le rapport entre la résistance à l'état bloqué et l'état passant d'un interrupteur est suggéré être inférieur à  $10^6$ .

### 2.1.2 Modèles à topologie variable

La modélisation à topologie variable la plus utilisée consiste à considérer des interrupteurs parfaits. Ces derniers sont remplacés par un circuit ouvert à l'état bloqué et par un court-circuit à l'état passant. Dans chaque configuration, le convertisseur peut être décrit par un système d'équations différentielles linéaires. Ce type de modélisation permet d'éviter les "fausses constantes de temps" introduite par le modèle à topologie fixe et assure des simulations plus rapides et très fiables en fonctionnement macroscopique.

Les modèles à topologie variable peuvent aussi introduire des modèles plus complexes aux deux états des interrupteurs pour une représentation plus fine. Ainsi, un interrupteur à l'état passant peut être représenté, par exemple, comme une mise en série d'une source de tension et une résistance pour modéliser la chute de tension et les pertes par conduction. De même, à l'état bloqué on peut introduire des schémas équivalents. Néanmoins, de telles représentations complexes peuvent se faire au détriment du temps de calcul.

## 2.2 Modèle moyen

### 2.2.1 Modèle moyen de base

Le modèle moyen de base introduit par [Mid-76] consiste à remplacer le système réel à configurations multiples par un seul circuit équivalent dont les équations d'état décrivent l'évolution moyenne des variables d'état du système réel. Cette moyenne temporelle consiste à

mettre sous forme de système d'équations d'état toutes les configurations du convertisseur et procéder à l'intégration de ces équations différentielles en utilisant les exponentielles de matrice [Fer-94]. Les différentes constantes sont déterminées en égalant les conditions initiales de chaque configuration aux conditions finales de la configuration qui la précède. Dans l'hypothèse où la période de découpage est petite devant les constantes de temps du système, les exponentielles de matrices peuvent être remplacées par les premiers termes de leurs développements limités. Si seuls les termes du premier ordre sont conservés, alors la solution est identique au résultat obtenu en développant au premier ordre la solution d'un système d'équations d'état dont les matrices sont les moyennes temporelles de toutes les configurations. Autrement dit, si  $\frac{d}{dt} X = A_k \cdot X + B_k \cdot U$  représente le système d'équations d'état de la  $k^{\text{ème}}$  configuration (où  $X$  et  $U$  désignent respectivement le vecteur d'état et l'entrée du convertisseur) et  $\eta_k \cdot T_s$  étant la durée de cette configuration ( $T_s$  désigne la période de découpage), alors le modèle moyen est donné par le développement au premier ordre de la résolution du système d'équations d'état suivant :

$$\frac{d}{dt} X = A \cdot X + B \cdot U \quad \text{avec} \quad \begin{cases} A = \sum_k \eta_k \cdot A_k \\ B = \sum_k \eta_k \cdot B_k \end{cases} \quad (1)$$

la condition de validité de ce modèle approché repose sur l'hypothèse que la période de découpage  $T_s$  est faible devant les constantes de temps du système. Il n'en demeure pas moins que cette hypothèse est insuffisante dans certain cas (résonance, quasi-résonance, conduction discontinue, ...). Par conséquent d'autres variantes ont été élaborées pour s'appliquer à la conduction discontinue et à la résonance avec une certaine approximation [Cuk-77] et [Fer-84]. D'autres techniques, regroupés sous le nom de modèle moyen généralisé, sont aussi développées.

### 2.2.2 Modèle moyen généralisé

#### *Modèle basé sur une série de puissance*

Le modèle présenté en [Kre-90] est basé sur une approximation asymptotique sous forme de série de puissances d'un petit paramètre qui n'est autre que le rapport de la période de découpage sur la plus petite constante du temps du système. Toutefois cette méthode ne s'applique pas aux convertisseurs avec des variables d'états oscillantes à valeur moyenne nulle.

#### *Modèle basé sur un développement en série de Fourier*

Contrairement au modèle basé sur une série de puissance qui ne peut s'appliquer aux

montages symétriques, ce modèle est plus adapté du fait que les variables internes du convertisseur sont périodiques et par conséquent le théorème de développement en série de Fourier peut leur être appliqué. Certaines variables sont approximativement sinusoïdales ( présence de circuit résonant, filtre ) et le transfert de puissance dans l'étage alternatif se fait en majeure partie par l'intermédiaire du fondamental correspondant à la fréquence de découpage. Si on néglige la contribution des autres harmoniques, on obtient ainsi un modèle statique du premier harmonique.

### 2.3 Approche harmonique

Nous rappelons l'approche harmonique introduite par [San-90] et utilisée par [Bac-93] dans sa thèse pour la modélisation des convertisseurs. Celle-ci est basée sur l'évolution des coefficients de Fourier en fonction du temps. Cette décomposition, pour être valable, est subordonnée à deux conditions à savoir la conduction continue et les formes des variables alternatives doivent être proches de la sinusoïde. La décomposition en séries de Fourier d'un signal  $x(t)$  supposé périodique dans une fenêtre glissante de largeur  $T_s$  est donnée par :

$$x(t, s) = x(t - T_s + s) = \sum_k \langle x \rangle_k(t) \cdot e^{j \cdot k \cdot \omega_s \cdot (t - T_s + s)} \quad \text{avec } s \in [0, T_s] \text{ et } \omega_s = \frac{2 \cdot \pi}{T_s} \quad (2)$$

où  $T_s$  est la période de découpage

Les termes  $\langle x \rangle_k(t)$  désignent les coefficients de Fourier complexes. Ces coefficients dépendent du temps et sont donnés par :

$$\langle x \rangle_k(t) = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{T_s} x(t - T_s + s) \cdot e^{-j \cdot k \cdot \omega_s \cdot (t - T_s + s)} ds \quad (3)$$

Les propriétés fondamentales de cette transformation, qu'on utilisera, sont la linéarité, la différentiation par rapport au temps et la convolution. Elles sont données par les équations (4), (5) et (6) respectivement.

$$\langle a \cdot x + b \cdot y \rangle_k(t) = a \cdot \langle x \rangle_k + b \cdot \langle y \rangle_k \quad (4)$$

$$\frac{d}{dt} \langle x \rangle_k(t) = \left\langle \frac{d}{dt} x \right\rangle_k(t) - j \cdot k \cdot \omega_s \cdot \langle x \rangle_k(t) \quad (5)$$

$$\langle x \cdot y \rangle_k = \sum_i \langle x \rangle_{k-i} \cdot \langle y \rangle_i \quad (6)$$

La relation donnant la dérivée dans le temps des coefficients de Fourier n'est valable que dans le cas où la période  $T_s$  est constante ou varie très faiblement dans le temps. Dans le cas contraire, cette relation est donnée par :

$$\frac{d}{dt} \langle x \rangle_k(t) = x(t) \cdot (t - T_s) \cdot e^{-j \cdot k \cdot \theta_s \cdot (t - T_s)} \cdot \omega_s(t - T_s) \cdot T_s + \left\langle \frac{d}{dt} x \right\rangle_k(t) + \left\langle \left( \frac{\dot{\omega}_s}{\omega_s} - j \cdot k \cdot \omega_s \right) \cdot x \right\rangle_k(t) \quad (7)$$

Avec  $\theta_s = \int \omega_s(t) dt$

Si le développement est arrêté au premier harmonique l'approximation suivante donnant  $x(t)$  peut être faite :

$$x(t) \cong \langle x \rangle_0(t) + 2 \cdot \left( \text{Re} \left( \langle x \rangle_1(t) \cdot \cos(\omega_s \cdot t) \right) - \text{Im} \left( \langle x \rangle_1(t) \cdot \sin(\omega_s \cdot t) \right) \right) \quad (8)$$

Cette approximation est justifiée pour les convertisseurs à découpage à étage intermédiaire alternatif. En effet, dans ce cas, les courants et tensions dans cet étage sont relativement peu chargés en harmoniques et la puissance est quasiment transmise par le fondamental.

Toutefois rappelons que, dans le cas des convertisseurs à résonance, la validité de cette méthode de modélisation est conditionnée par le fonctionnement en mode de conduction continue. Par conséquent cette modélisation ne peut être appliquée aux convertisseurs à résonance utilisant un commutateur de courant (Chapitre 4) et la modélisation exacte doit être alors appliquée.

#### 2.4 Choix de modèle

En raison des convertisseurs qui seront traités et le nombre de ceux-ci, la modélisation exacte est adoptée pour sa fiabilité, sa généralisation et son application sans contraintes à tous types de convertisseurs.

### **3 OUTILS DE SIMULATIONS**

Les outils de simulation, présentés ci-dessous, sont les outils utilisés ou développés pour faire des simulations de convertisseurs statique fonctionnant en absorption sinusoïdale. Du fait des problèmes auxquels nous étions confrontés dans l'élaboration de simulations "correctes" plusieurs outils ont été testés. Ces derniers sont présentés dans l'ordre chronologique de leur utilisation.

#### 3.1 Logiciel CIRCUIT

Le logiciel CIRCUIT développé au LEG<sup>1</sup> [Bol-88], [Enj-89] permet à l'utilisateur de disposer d'un environnement convivial pour effectuer des simulations en électronique de puissance. L'atout principal de ce logiciel réside dans sa modularité et sa flexibilité. En effet, CIRCUIT est l'association de trois modules : un premier module de description et traitement qui permet à l'utilisateur de décrire interactivement son application et prépare les données pour la suite. Le

---

<sup>1</sup> Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble

second module de simulation permet d'initialiser le circuit à partir d'un point de fonctionnement et démarre la simulation en calculant les courants et tensions relatives aux différents composants constituant le circuit préalablement défini. Enfin, l'exploitation des résultats fournis par la partie calcul est gérée par un dernier module.

Concernant la simulation, CIRCUIT utilise la modélisation à topologie fixe. N'importe quel type de circuit est mis sous forme d'un système d'équations d'état dont le vecteur d'état est constitué par les courants dans les inductances et les tensions aux bornes des condensateurs. Quant au vecteur de sortie, il caractérise les tensions aux bornes des semi-conducteurs et des résistances pures. L'intégration numérique des équations est assurée, après discretisation, par approximation en utilisant l'exponentielle de matrices. La détection de changement de configuration est testée à chaque pas de calcul. En conséquence les commutations spontanées d'amorçage ou de blocage sont gérées par le module de simulation. Néanmoins, les instants de commande de blocage ou d'amorçage sont supposés connus puisqu'ils sont introduits lors de la phase de description.

La connaissance prévisionnelle des instants de commande constitue alors un point faible du logiciel CIRCUIT. Pour y remédier, la notion de régulation a été implantée dans le module de calcul qui permet, à partir de sources liées introduites pour cet effet, de bloquer ou amorcer des interrupteurs bi-commandables et ce au détriment de la détection de commutation spontanée. De ce fait, l'implantation de boucles d'asservissement et de régulation demeure quasiment impossible.

### **3.2 Logiciel MATRIXx**

Cet outil de calcul mathématique, développé par la société ISI ( Integrated Systems Inc ), construit autour d'un noyau dédié au calcul matriciel, est particulièrement adapté à la simulation des systèmes dynamiques complexes [Mat-96]. Son module d'édition graphique "SystemBuild" permet de représenter les systèmes à simuler sous une forme modulaire appelée bloc. L'utilisateur dispose d'une bibliothèque de blocs qu'il peut paramétrer et adapter à son application. En plus des blocs prédéfinis qui sont bien adaptés pour l'implantation des boucles de régulation et d'asservissement, des blocs utilisateurs destinés à la programmation sont aussi prévus dans le logiciel. Ces derniers peuvent utiliser le langage propre à MATRIXx ou le langage C avec une interface imposée et bien spécifique. Différents blocs peuvent être regroupés de façon hiérarchique.

Pour la modélisation de convertisseurs, l'utilisation de blocs utilisateurs reste la mieux adaptée. Dans ce cas, le convertisseur peut être représenté par un ou plusieurs systèmes

d'équations différentielles.

La possibilité de compilation et l'édition de lien du langage C assurée par le logiciel peut apporter un gain en temps de simulation. Toutefois, à cause de l'interface spécifique à ce type de blocs, des problèmes de gestion de variables rendent l'emploi de ceux-ci quasi impossible. En conséquence, les blocs utilisant le langage interprété de MATRIXx deviennent incontournables. Notons que, pour ce type de blocs ("BlockScript"), le code reste limité à deux cent lignes ce qui peut être insuffisant pour les modèles à topologie variable.

Par ailleurs MATRIXx présente l'avantage d'utiliser différentes méthodes d'intégration d'équations différentielles parmi lesquelles on peut distinguer celles à pas fixe et celles à pas variables. La variation du pas de calcul repose sur la comparaison d'un terme d'estimation de l'erreur au pas de calcul séparant les instants  $k$  et  $(k+1)$ .

Dans la modélisation de convertisseurs à résonance, la gestion de la transition entre deux configurations reste un point très délicat. En effet, plusieurs phases de fonctionnement s'enchaînent et certaines d'entre elles sont de très courte durée comparées à la période de résonance ou de découpage. Dans certains cas, et indépendamment de l'évolution des variables d'état (dérivée raide ou faible), ces phases particulières deviennent de plus en plus courtes quand la tension d'alimentation est voisine de zéro, ce qui est le cas de fonctionnement en absorption sinusoïdale. En conséquence la détection de commutation nécessite des pas de calcul énormément faibles.

En conclusion, la modélisation de convertisseur à résonance exige des temps de calcul énormes du fait de la gestion des commutations et du langage de MATRIXx utilisé qui reste un langage *interprété*.

Toutefois, les modèles moyen et au premier harmonique peuvent éventuellement être traités avec MATRIXx.

### 3.3 Développement en Fortran

Afin de remédier le problème du gestion du pas de calcul posé par MATRIXx, nous étions obligés de développer des programmes de simulation spécifiques à nos applications. Ces programmes nécessitent une phase préparatoire qui consiste à faire une étude analytique de la structure en question pour ressortir les différentes configurations électriquement possibles et qui tiennent compte de la loi de commande. Cette étape suppose une bonne connaissance de la structure à étudier. Ensuite, pour chaque configuration, le convertisseur est décrit par un système d'équations d'état et les grandeurs relatives aux composants sont évaluées. Ces systèmes d'équations peuvent faire l'objet d'un schéma "case" ou être regroupés en utilisant des fonctions



de forme.

L'intégration numérique des équations différentielles utilise un sous-programme de la bibliothèque Harwell [Har-95] qui est basé sur la méthode de Runge-Kutta d'ordre quatre améliorée. Cette dernière rend un terme d'estimation de l'erreur qui, par le biais d'un algorithme suggéré par [Har-95], permet d'adapter le pas de calcul séparant les instants  $k$  et  $(k+1)$  à l'évolution des dérivées des variables d'état. Cet algorithme d'adaptation du pas de calcul est combiné avec un autre algorithme pour mieux gérer les instants de commutations.

Toutefois, ce travail de développement reste une tâche fastidieuse du fait qu'il faut traiter manuellement toutes les configurations électriquement viables et les transitions entre celles-ci. En plus, cette tâche peut s'accompagner de risques d'erreurs éventuelles (telle une mauvaise gestion de configurations ou un oubli de configuration).

Notons aussi que ce travail est à reprendre pour chaque structure ce qui rend cette façon de faire très laborieuse. Ces problèmes nous ont amenés à abandonner cette méthode au profit d'un outil en cours de développement par l'équipe CDI<sup>2</sup> du laboratoire : GENTIANE

### 3.4 Méthodologie GENTIANE

L'approche GENTIANE est spécialement développée pour la modélisation des entraînements électrodynamiques [Ger-96]. Dans notre cas, nous nous intéresserons uniquement à la modélisation de convertisseurs statiques. Cette approche se caractérise par une décomposition modulaire et fonctionnelle de l'application en plusieurs blocs. Chaque bloc, comme présenté sur la Fig. 1, décrit une partie de l'application en spécifiant :

- ♦ les entrées et sorties,
- ♦ les paramètres,
- ♦ l'algorithme de calcul et/ou un système d'équations,
- ♦ d'autres variables spécifiques au blocs.

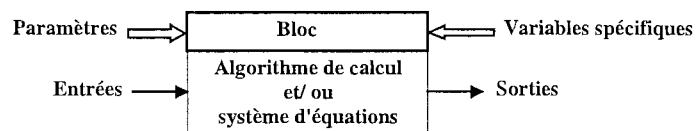


Fig. 1 : Description générale d'un bloc

Comme présenté sur le schéma synoptique de la Fig. 2, cette méthodologie consiste à une génération de code en C++ dédié à une famille d'applications. La génération de code et des

<sup>2</sup> Conception et Diagnostic Intégrés

modèles se fait en deux étapes : GENTIANE-MEIGE et GENTIANE-ARMOISE, et le traitement se fait avec le moteur de résolution GENTIANE-ORO.

### 3.4.1 GENTIANE-MEIGE [Ger-97]

Dans cette première étape, l'utilisateur commencera tout d'abord par décrire le convertisseur. Cette description se fait au moyen d'un fichier texte contenant, principalement, la liste exhaustive et la nature des composants constituant le convertisseur, la définition des entrées et sorties, une mise en équation du convertisseur et des instructions. La mise en équation consiste à écrire les équations de nœuds à chaque connexion entre composants. Le traitement de ce fichier avec le module GENTIANE-MEIGE (Modélisation Elaborée Informatiquement et Génériquement pour l'Electronique de Puissance). Cet outil, programmé avec le langage formel MACSYMA [Mac-96], permet de générer des fichiers contenant les équations d'état de chaque configuration ainsi que la gestion des configurations. Ces fichiers sont destinés à être traités par le second module.

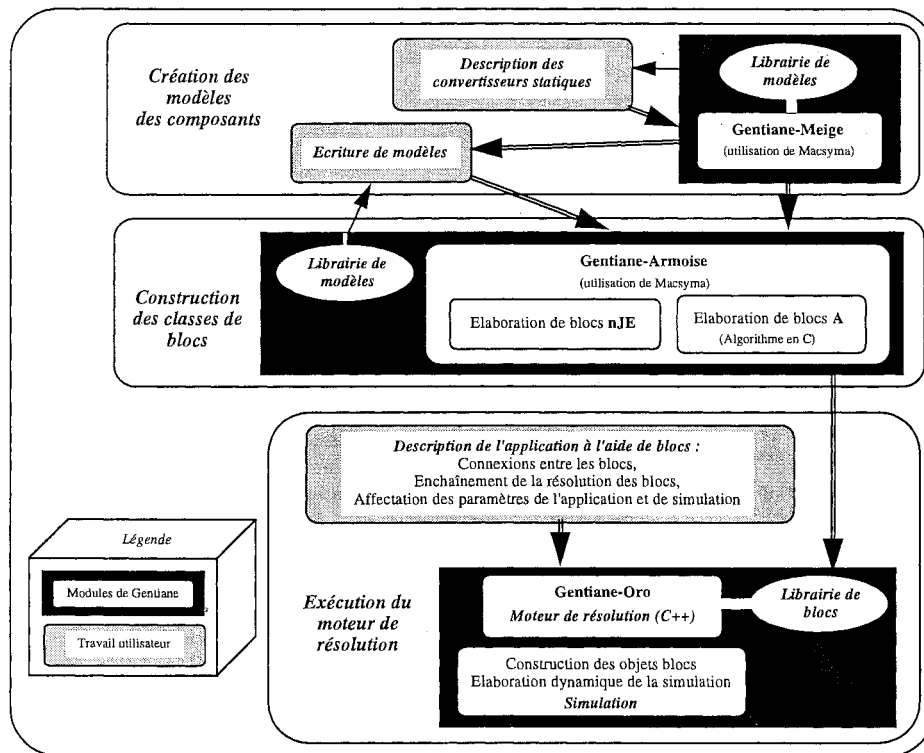


Fig. 2 : Approche Gentiane

### 3.4.2 GENTIANE-ARMOISE [Ger-92]

Les fichiers générés par le précédent module sont traités par l'outil GENTIANE-ARMOISE (Analyse et Réorganisation de Modèles en Objets Informatiques pour la Simulation en Electrotechnique). Dans cette étape, les systèmes d'équations différentielles de chaque

configuration sont réduits et réorganisés. Le module permet d'une part de traduire les fichiers, précédemment obtenus, en classes C++. D'autre part, il permet aussi de construire tout autre modèle ( commande, post-processeur d'analyse, ... ) nécessaire à l'étude. Les fichiers de code C++ obtenus sont, maintenant, susceptibles d'être utilisés par n'importe quel compilateur standard.

### 3.4.3 GENTIANE-ORO [Nor-94]

La simulation est assurée par le module GENTIANE-ORO ( **O**rganisation et **R**etraitements **d'**Objets ). Ce noyau de résolution et de supervision permet, via un fichier de description, la construction dynamique de l'application et sa simulation. Le fichier de description contiennent les informations suivantes :

- ♦ Affectation de noms aux blocs et instanciation de classe,
- ♦ Affectation des paramètres de chaque blocs,
- ♦ Les connexions entre différents blocs,
- ♦ Eventuellement les conditions initiales des variables d'état,
- ♦ Pas de calcul par défaut.

### 3.4.4 Elaboration de la simulation

Le traitement du circuit de l'application par les deux modules de GENTIANE permet deux blocs qui décrivent le circuit de puissance et la gestion des configurations du convertisseur. Il reste, alors, à la charge de l'utilisateur de définir les autres blocs qui permettront d'aboutir à la modélisation du convertisseur. De façon générale, pour modéliser un convertisseur fonctionnant en absorption sinusoïdale, les blocs suivants sont à créer (cf. Fig. 3) :

- ♦ La tension d'alimentation qui est, dans notre cas, représenté par la tension du secteur redressée,
- ♦ Signaux de référence,
- ♦ Le traitement des résultats qui consiste à évaluer les différentes grandeurs utiles telles : les harmoniques, les grandeurs crêtes; moyennes et efficaces, les ondulations, ...
- ♦ L'asservissement du courant d'entrée,
- ♦ La régulation de la tension de sortie
- ♦ Enfin, la sauvegarde des résultats pour toute exploitation graphique.

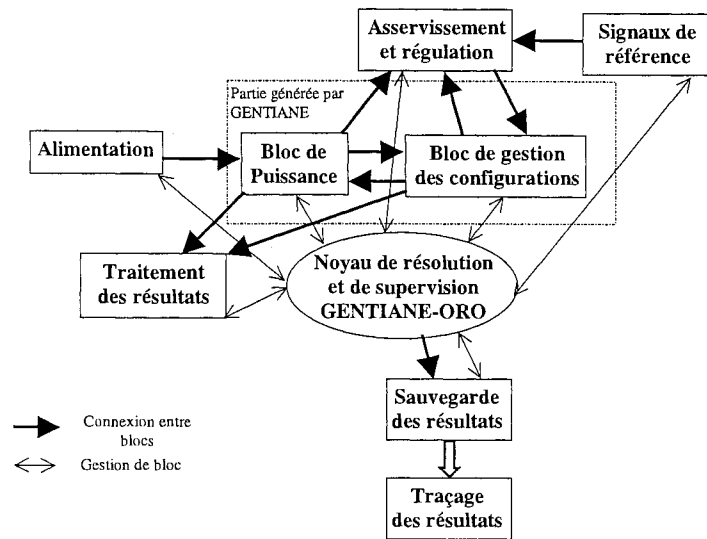


Fig. 3 : Approche d'un modèle de convertisseur fonctionnant en absorption sinusoïdale

Une fois tous ces blocs élaborés, la compilation des différents modules et l'édition de liens en utilisant les bibliothèques GENTIANE-ORO permettent d'obtenir un exécutable assurant la simulation du convertisseur et de sa commande, ainsi que l'analyse des données.

### 3.4.5 Avantages et inconvénients de la méthode

Parmi les avantages de la méthodologie Gentiane on peut citer :

- ♦ La possibilité de modéliser les convertisseurs par des modèles à topologie fixe ou variable.
- ♦ Différents types d'interrupteurs disponibles dans la bibliothèque GENTIANE-MEIGE.
- ♦ La génération automatique des équations différentielles pour chaque configuration du convertisseur et la gestion de transition entre celles-ci.
- ♦ La variation du pas de calcul et son adaptation pour la détection des instants de commutation, de façon prédictive, par l'introduction des PDI ( Prochaine Date Importante ) [Nor-92]. Ainsi, les instants d'annulation des courants et tensions aux bornes des interrupteurs sont estimés. Ces PDI permettent aussi de caler la simulation sur tout événement important.
- ♦ Les temps d'exécution sont plus courts.
- ♦ L'ouverture en terme de programmation du module GENTIANE-ORO, permet de faire des traitements spécifiques au cours de simulation ( par exemple : possibilité de modification dynamique de paramètres de différents blocs, enchaînement dynamique de différentes simulations ...).

En revanche, cette méthode présente quelques inconvénients :

- ♦ La génération de code qui se fait à l'aide du logiciel Macsyma, demande beaucoup de temps.

A titre indicatif : pour générer les blocs de puissance et de configuration d'un convertisseur à résonance en pont complet avec un redresseur de sortie en pont nécessite environ dix heures sur une machine 200 MHz - 64 MO de RAM.

- ♦ Comme le type d'interrupteurs est défini dans le fichier de description, alors le changement d'un mode de fonctionnement à un autre ( par exemple : mode de commutation à zéro de courant au mode de commutation à zéro de tension ) requière la régénération du bloc de gestion de configurations.
- ♦ La modification du circuit de puissance ne peut se faire que par une nouvelle génération du code.

## **4 CONCLUSION**

La présentation "linéaire" de ces moyens de simulations met en évidence les caractéristiques propres à chacun d'eux. Chronologiquement, les simulations ont débuté en utilisant Matrixx puis en Fortran, état de fait essentiellement lié aux limites de CIRCUIT. Le développement de GENTIANE, en parallèle de ces travaux de thèse permet de conclure que cette méthodologie demeure la plus adaptée pour faire des simulations de convertisseurs statiques mettant en œuvre des boucles d'asservissement et de régulation en égard aux contraintes qu'impose l'absorption sinusoïdale.

***Absorption sinusoïdale dans les  
convertisseurs asymétriques  
mono-étage***



# **ABSORPTION SINUSOÏDALE DANS LES CONVERTISSEURS ASYMETRIQUES MONO-ETAGE**

## **1 INTRODUCTION**

Dans le cadre des structures mono-étages définies au chapitre 1, ce chapitre est consacré à l'examen de la faisabilité d'absorption sinusoïdale sur des structures simples. L'objectif poursuivi ici est d'employer les alimentations à découpages asymétriques afin de préserver les aspects coût et volume qu'apportent ces structures. L'incontournable Flyback a déjà été abordé dans la littérature, en particulier par Toussaint [Tou-94] et Andrieu [And-95] et sera repris ici. Ces convertisseurs sont par essence réservés aux faibles puissances. Nous les étudierons sur la base d'un cahier des charges issu d'un contrat de collaboration en cours avec France-Telecom. Il peut se résumer dans les points suivants :

- ♦ Tension d'entrée : 185 V - 265 V à 50 Hz.
- ♦ Facteur de puissance supérieur à 0,95.
- ♦ Limitation du courant d'appel à 4 A.
- ♦ Tension de sortie nominale 54 V  $\pm$ 0,5 V.
- ♦ Courant de sortie 6 A.
- ♦ Ondulation résiduelle 100 Hz à 1 V (crête à crête).
- ♦ Respect de la norme EN 61000-3-2.
- ♦ Isolation galvanique.
- ♦ Rendement supérieur à 92%.

Les structures qui seront examinées sont directement dérivées des structures de base, à savoir les convertisseurs Buck, Boost et le Buck-Boost, et dans lesquels un transformateur est inséré pour assurer l'isolation galvanique. En conséquence, les convertisseurs Flyback et Sepic isolés seront étudiés dans ce chapitre. Par ailleurs, la structure du Forward issue du convertisseur Buck ne sera pas traitée. En effet, cette structure ne prélève pas de courant à l'entrée quand la tension d'alimentation est inférieure à la tension de sortie vue du primaire ce qui engendre un facteur de puissance moins bon que les autres convertisseurs. De plus, elle présente à sa sortie une inductance dimensionnée pour une fréquence de 100 Hz qui est nécessairement volumineuse en comparaison avec un condensateur.



## 2 FLYBACK

Le schéma de principe d'une structure Flyback est présenté sur la Fig. 1. Elle peut éventuellement répondre aux critères du cahier de charges car elle présente les avantages d'être une structure mono-interrupteur très simple (un seul interrupteur à commander), isolée galvaniquement, comprenant peu de composants et pilotable au moyen d'une commande classique. Cette structure est une variante du hacheur à accumulation inductive dont l'inductance a été remplacée par deux inductances couplées magnétiquement pour assurer l'isolation galvanique. Le transfert de puissance est indirect. En effet le courant est nul au secondaire du transformateur lorsque le courant circule au primaire et vice versa, autrement dit pendant la fermeture de l'interrupteur  $T$ , l'énergie est stockée dans l'inductance  $L_1$  et pendant l'ouverture de celui-ci, cette énergie est restituée à la sortie du fait du couplage des inductances  $L_1$  et  $L_2$ . L'inductance de fuite du transformateur constitue un inconvénient de cette structure du fait qu'elle induit des surtensions importantes sur l'interrupteur lors de son ouverture. Toutefois ce problème peut être détourné, par exemple, en utilisant un circuit écrêteur ou en introduisant la quasi-résonance pour adoucir les commutations et réduire les fortes surtensions aux bornes de l'interrupteur [Tou-94]. Néanmoins dans une première étape et pour faire une étude analytique, l'inductance de fuite du transformateur sera négligée. Une variante asymétrique du Flyback sera également présentée pour remédier le problème de l'inductance de fuite du transformateur.

L'analyse de la structure Flyback peut se faire en trois modes de conduction. Ces trois modes sont les modes de conduction continue, discontinue et critique. Ce dernier régime critique constitue une frontière entre les deux modes de conductions continue et discontinue.

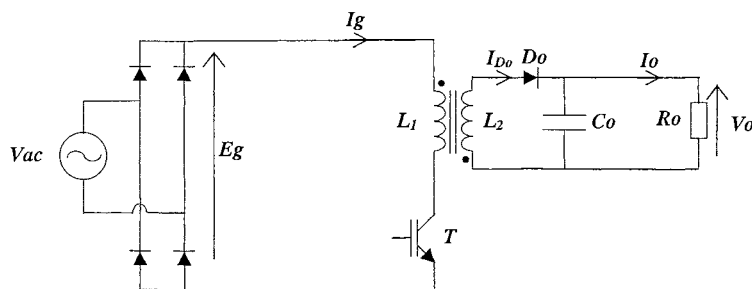


Fig. 1 : Schéma de principe de la structure Flyback

Le courant d'entrée  $I_g$  est découpé et l'insertion d'un filtre à l'entrée (non présenté sur cette figure pour ne pas encombrer le schéma) permettant d'éliminer la composante haute fréquence est nécessaire, ainsi, c'est la composante basse fréquence de ce courant qu'il faut asservir pour absorber un courant sinusoïdal en phase avec la tension du secteur.

**2.1 Analyse de la structure en fonctionnement statique**

**2.1.1 En conduction continue**

Si l'on suppose la fréquence de découpage largement supérieure à celle du réseau, la tension d'alimentation peut être considérée constante sur une période de découpage. Par conséquent on peut faire l'étude statique ci-dessous à l'échelle de la période haute fréquence alors que la tension d'alimentation qui varie dans le temps est une sinusoïde redressée.

La structure fonctionne en conduction continue quand l'extinction de la diode  $D_o$  se fait uniquement par amorçage de l'interrupteur  $T$ . Dans ce cas les courants dans les inductances primaire et secondaire ont l'allure de la figure suivante :

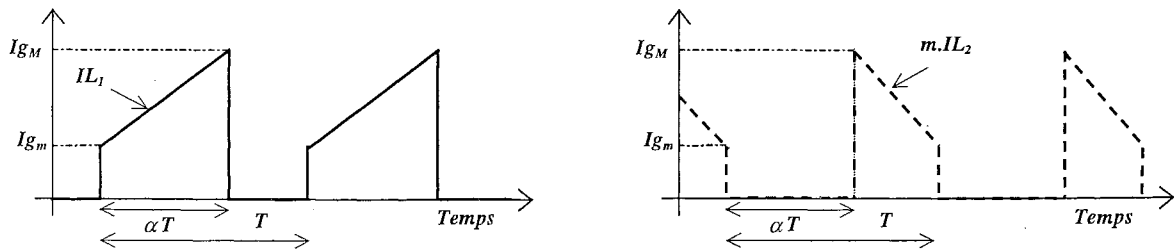


Fig. 2 : Formes d'ondes en conduction continue

Pendant le temps de fermeture de l'interrupteur  $T$  le courant dans l'inductance primaire croît linéairement avec le temps à partir d'une valeur initiale  $I_{g_m}$  jusqu'à une valeur finale  $I_{g_M}$  obtenue à son ouverture. Pendant ce temps la diode  $D_o$  est bloquée et on a :

$$I_g(t) = I_{g_m} + \frac{E_g}{L_1} \cdot t \tag{1}$$

$$V_{D_o}(t) = -(m \cdot E_g + V_o) \tag{2}$$

$$\text{avec } E_g = E_m \cdot |\sin(\omega_L \cdot t)| \tag{3}$$

Où  $m$ ,  $E_m$  et  $\omega_L$  sont respectivement le rapport de transformation, la valeur crête et la pulsation de la tension du réseau.

Lors du blocage de l'interrupteur  $T$ , la diode  $D_o$  s'amorce pour assurer la continuité du flux magnétique en conduisant un courant décroissant dans le temps à partir d'une valeur initiale  $I_{g_M}/m$ . Les expressions du courant au secondaire et de la tension aux bornes de l'interrupteur sont données par (l'origine des temps est considérée nulle pour la seconde phase) :

$$I_{D_o}(t) = \frac{I_{g_M}}{m} - \frac{V_o}{L_2} \cdot t \tag{4}$$

$$V_T(t) = E_g + \frac{V_o}{m} \tag{5}$$

A la fin de cette phase le courant dans la diode  $D_o$  atteindra la valeur  $I_{g_m}/m$ .

Le blocage de T provoque la décharge de l'inductance  $L_2$  dans la charge  $R_o$ . Cette décharge peut être totale ou partielle. Quand elle est partielle, la démagnétisation du transformateur est incomplète et le convertisseur travaille en conduction continue, dans le cas contraire, la démagnétisation du transformateur est complète et le convertisseur fonctionne en mode de conduction discontinue.

A partir des équations ci-dessus on peut déduire les contraintes sur les composants ainsi que les différentes grandeurs récapitulées ci-après :

$$\text{Gain en tension : } \frac{V_o}{m \cdot E_g} = \frac{\alpha}{1-\alpha} \quad (6)$$

$$\text{Ondulation du courant d'entrée : } \Delta I_g = \frac{\alpha}{F_s} \cdot \frac{E_g}{L_1} \quad (7)$$

$$\text{Courant moyen d'entrée : } (I_g)_{BF} = \frac{\alpha}{1-\alpha} \cdot m \cdot I_o \quad (8)$$

$$\text{Tension maximale aux bornes de l'interrupteur : } V_{T_{max}} = E_g + \frac{V_o}{m} \quad (9)$$

$$\text{Tension maximale aux bornes de la diode : } V_{D_{max}} = V_o + m \cdot E_g \quad (10)$$

La valeur maximale de la contrainte en courant dans l'interrupteur dépend de la loi de commande mais son évolution sur une période réseau est :

$$I_{T_{max}} = I_{g_M} = \frac{m \cdot I_o}{1-\alpha} + \frac{\alpha \cdot E_g}{2 \cdot L_1 \cdot F_s} \quad (11)$$

Où  $\alpha$  et  $F_s$  étant respectivement le rapport cyclique et la fréquence de commande.

D'après l'expression du gain en tension, la structure Flyback peut fonctionner en élévateur ou abaisseur selon que le rapport cyclique est supérieur ou inférieur à 0,5.

### 2.1.2 En conduction discontinue :

La conduction discontinue est obtenue quand la décharge de l'inductance  $L_2$  dans la charge  $R_o$  est totale sur toute la demi-période du réseau. La période de découpage peut être subdivisée en trois phases : une phase de croissance du courant dans  $L_1$ , une seconde phase de décroissance du courant dans  $L_2$  jusqu'à annulation de celui-ci et une dernière phase de maintien de courant nul. Cette conduction discontinue peut être obtenue en fixant la fréquence de commande  $F_s$  et le rapport cyclique à des valeurs bien déterminées. Avec ce type de commande le palier de courant nul est d'autant plus important que la tension instantanée réseau est faible.

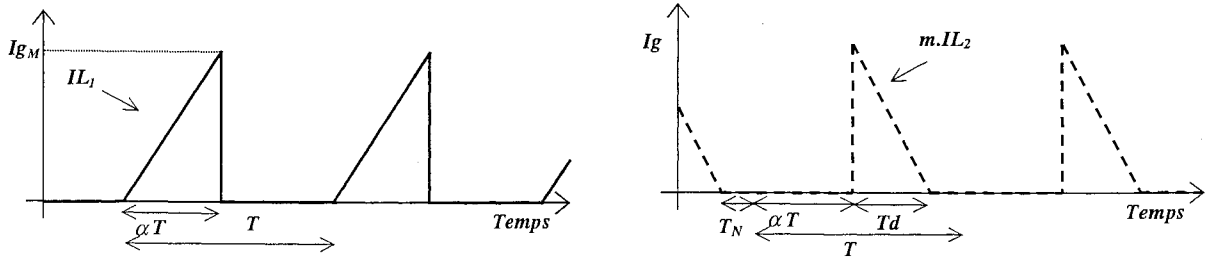


Fig. 3 : Formes d'ondes en conduction discontinue

La valeur crête du courant au primaire du transformateur en fonction du temps peut être exprimée comme suit :

$$(I_{L1})_{Max} = \frac{\alpha \cdot Eg}{L_1 \cdot Fs} \quad (12)$$

$$(Ig)_{BF} = \frac{\alpha^2 \cdot Eg}{2 \cdot L_1 \cdot Fs} \quad (13)$$

Comme la fréquence de commande et le rapport cyclique sont constants, l'absorption sinusoïdale est obtenue naturellement par le biais de cette loi de commande sans mesure du courant d'entrée. En exprimant la valeur crête du courant au secondaire du transformateur, on peut déduire le temps de décroissance  $T_d$  de celui-ci ainsi que la durée de palier  $T_N$  où le courant magnétisant est nul, soient :

$$T_d = \frac{m \cdot \alpha \cdot Eg}{V_o \cdot Fs} \quad (14)$$

$$T_N = \frac{1}{Fs} \cdot \left( 1 - \alpha \cdot \left( 1 + \frac{m \cdot Eg}{V_o} \right) \right) \quad (15)$$

L'existence de ce palier nul impose une condition sur le rapport cyclique  $\alpha$ . Puisque ce palier est d'autant moins important que la tension instantanée est élevée, on déduit que le rapport cyclique admet une valeur limite assurant la conduction discontinue sur toute la période réseau. Par conséquent l'absorption sinusoïdale, à fréquence de commande et rapport cyclique constants, sera garantie. Cette valeur limite est obtenue au sommet de la sinusoïde et pour une durée nulle de l'intervalle  $T_N$ , soit :

$$\alpha_{Limite} = \frac{V_o}{V_o + m \cdot Em} \quad (16)$$

Le rapport cyclique limite dépend non seulement du rapport des tensions mais aussi du rapport de transformation. En conduction discontinue, le transfert d'énergie est maximal pour ce rapport cyclique limite.

Par conséquent déterminons les expressions des courants et tensions maximaux pour cette valeur limite du rapport cyclique, d'où :

$$I_{T\max} = \frac{4 \cdot P}{Em} \cdot \left(1 + \frac{m \cdot Em}{Vo}\right) \quad (17)$$

$$I_{Do\max} = \frac{4 \cdot P}{Em} \cdot \left(\frac{1}{m} + \frac{Em}{Vo}\right) \quad (18)$$

Où P est la puissance moyenne donnée par :

$$P = \frac{\alpha^2 \cdot Em^2}{4 \cdot L_1 \cdot Fs} \quad (19)$$

Les tensions maximales aux bornes de l'interrupteur et de la diode de sortie restent identiques à celles obtenues en conduction continue.

### 2.1.3 En conduction critique :

Le mode de conduction critique est la limite entre les conductions continue et discontinue, il est obtenu par amorçage de l'interrupteur dès que le courant dans l'inductance  $L_2$  s'annule. Deux types de commandes différentes peuvent être envisagées : L'une à fréquence fixe et rapport cyclique variable, l'autre à temps de conduction constant et fréquence de commande variable. Dans ce qui suit on présentera uniquement la commande à temps de conduction constant.

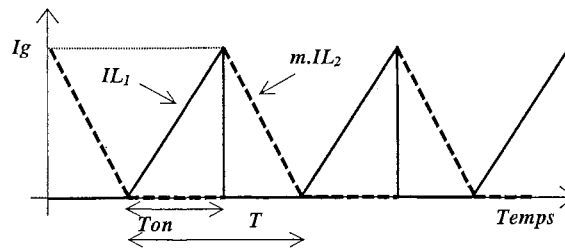


Fig. 4 : Formes d'ondes en conduction critique

La valeur crête du courant au primaire du transformateur en fonction du temps est toujours donnée par la relation (17). En utilisant l'expression de la valeur crête du courant au secondaire, on peut déduire le temps d'ouverture de l'interrupteur ainsi que la composante basse fréquence du courant d'entrée :

$$T_{OFF} = \frac{m \cdot Eg}{Vo} \cdot Ton \quad (20)$$

$$(Ig)_{BF} = \frac{Vo}{Vo + m \cdot Eg} \cdot \frac{Ton}{2 \cdot L_1} \cdot Eg \quad (21)$$

La caractéristique du contrôle du Flyback est présentée sur la Fig. 5 où le rapport cyclique de commande est tracé en fonction du courant de sortie pour différentes valeurs du gain en tension.

Le courant de sortie est réduit par rapport  $\frac{Vo}{2 \cdot m^2 \cdot L \cdot Fs}$  (L étant l'inductance magnétisante). En conduction continue, le fonctionnement du convertisseur en source de tension parfaite se fait à

rapport cyclique fixe.

On montre aussi qu'en conduction discontinue, le Flyback fonctionne à puissance de sortie constante pour un rapport cyclique donné.

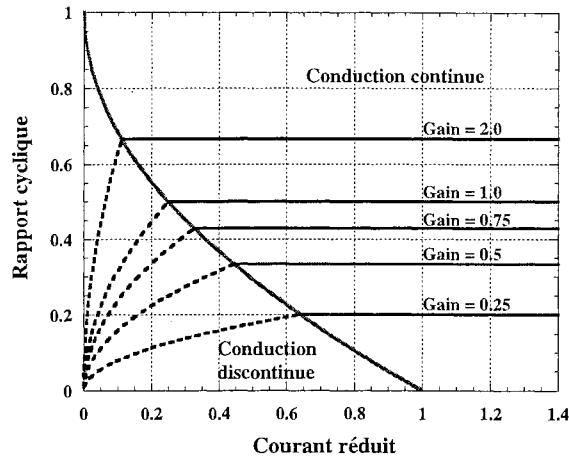


Fig. 5 : Caractéristique de contrôle de la structure Flyback

La séparation entre les deux modes de fonctionnement est déterminée en se plaçant à la limite de la conduction continue (ce qui correspond à l'annulation du courant magnétisant) et en évaluant la valeur moyenne du courant de sortie ( la valeur moyenne du courant dans le condensateur de filtrage étant nulle). Le courant limite est donné par l'expression suivante :

$$I_{o_{lim}} = \frac{V_o}{2 \cdot m^2 \cdot L \cdot F_s} \cdot (1 - \alpha)^2 \quad (22)$$

Toutefois, l'expression (16) du rapport cyclique fixant la limite entre les deux modes de fonctionnement ne prend pas en compte les différents paramètres du convertisseur (on suppose la tension de sortie comme une source parfaite). En conduction discontinue, la valeur moyenne de la tension de sortie peut être déduite en calculant le courant moyen dans la diode de sortie à partir des équations (12) et (14). D'où l'expression du gain en tension :

$$\frac{(V_o)_{BF}}{E_g} = \frac{\alpha}{\sqrt{K}} \quad \text{avec} \quad K = \frac{2 \cdot L \cdot F_s}{r} \quad (23)$$

Où  $r$  est la résistance de charge vue par le convertisseur avant filtrage soit  $\frac{V_o}{(I_{Do})_{BF}}$ .

La limite entre les deux modes est obtenue en égalant les expressions du gain en tension dans les deux cas, ce qui correspond à la valeur critique du paramètre  $K$  :

$$K_{crit} = \frac{(1 - \alpha)^2}{m^2} \quad (24)$$

Si  $K > K_{crit}$  alors le convertisseur fonctionne en conduction continue. Dans le cas contraire, il fonctionne en condition discontinue.

## **2.2 Fonctionnement de la structure Flyback en absorption sinusoïdale**

En absorption sinusoïdale la tension d'alimentation est une sinusoïde redressée, soit :

$$Eg(t) = Em \cdot |\sin(\omega_L \cdot t)|$$

En notant par G le gain statique, le gain en tension durant la période réseau devient :

$$g(t) = \frac{G}{|\sin(\omega_L \cdot t)|} \text{ avec } G = \frac{Vo}{Em} \quad (25)$$

Tout d'abord commençons par déterminer la limite, dans le cas de fonctionnement en absorption sinusoïdale, entre les deux modes de conduction, à savoir la conduction continue et la conduction discontinue.

### **2.2.1 Limite entre les deux modes de conduction dans le cas de fonctionnement en absorption sinusoïdale**

En absorption sinusoïdale, le gain en tension donné par ( 25), varie d'une valeur minimale G quand la tension d'alimentation est à sa valeur crête à des valeurs infinies quand cette tension tend vers zéro. Comme on désire avoir une tension constante à la sortie du convertisseur (le condensateur Co est dimensionné à cet effet) alors, sous l'hypothèse de l'absorption sinusoïdale et d'un rendement unitaire, l'évolution du courant de sortie est :

$$I_{Do}(t) = \frac{Em \cdot Im}{Vo} \cdot \sin^2(\omega_L \cdot t) \quad (26)$$

En conséquence, la résistance de charge vue par le convertisseur variera au cours de la période réseau et aura pour expression :

$$r(t) = \frac{Ro}{2 \cdot \sin^2(\omega_L \cdot t)} \quad (27)$$

Le paramètre K donné par l'équation (23) devient alors :

$$K(t) = \frac{4 \cdot L \cdot Fs \cdot \sin^2(\omega_L \cdot t)}{Ro} \quad (28)$$

En conduction continue, du fait de la variation du gain en tension donné par ( 25), le rapport cyclique évolue sur la période réseau et a pour expression :

$$\alpha(t) = \frac{G}{G + m \cdot |\sin(\omega_L \cdot t)|} \quad (29)$$

L'évolution du paramètre  $K_{crit}$  au cours d'une période réseau, sous l'hypothèse d'absorption sinusoïdale, est donnée par :

$$K_{crit}(t) = \frac{\sin^2(\omega_L \cdot t)}{(G + m \cdot |\sin(\omega_L \cdot t)|)^2} \quad (30)$$

En conclusion, pour que le convertisseur fonctionne en conduction continue sur toute la période réseau et prenant en considération l'équation (24), la condition suivante doit être satisfaite :

$$\frac{4 \cdot L \cdot Fs}{Ro} > \frac{1}{G^2} \quad (31)$$

Le fonctionnement en conduction discontinue sera assuré sur toute la période réseau si la condition suivante est vérifiée :

$$\frac{4 \cdot L \cdot Fs}{Ro} < \frac{1}{(G+m)^2} \quad (32)$$

Les conditions limites données par (31) et (32) sont présentées sur la Fig. 6 et la Fig. 7 où l'inductance limite (minimale ou maximale), à respecter dans les deux modes de conduction, est tracée en fonction de la fréquence de commande. En cas de conduction discontinue cette valeur limite est tracée pour différentes valeurs du rapport de transformation.

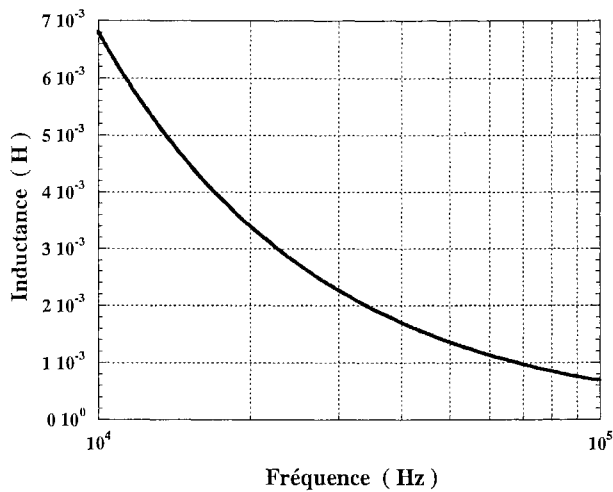


Fig. 6 : Valeur minimale de l'inductance permettant d'assurer la conduction continue sur toute la période réseau

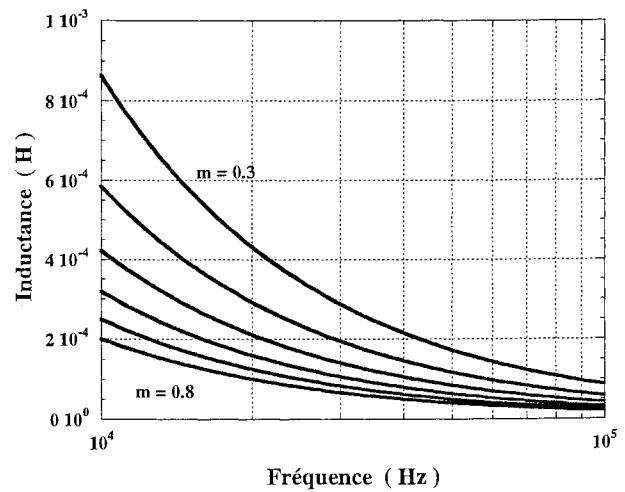


Fig. 7 : Valeur maximale de l'inductance assurant la conduction discontinue sur toute la période réseau pour différentes valeurs du rapport de transformation : 0.3, 0.4, 0.5, 0.6, 0.7 et 0.8

Comme nous pouvons le constater, l'inductance nécessaire pour assurer la conduction continue sur toute la période réseau est très élevée par rapport à celle nécessaire en conduction discontinue. Une loi de commande, associant les deux modes de conduction, sera examinée afin de bénéficier des avantages des deux modes et de remédier leurs inconvénients. Pour combiner les deux modes de conduction sur une même période réseau, on peut déduire à partir des équations (31) et (32) que les paramètres du convertisseur doivent vérifier la condition suivante :

$$\frac{1}{(G+m)^2} < \frac{4 \cdot L \cdot Fs}{Ro} < \frac{1}{G^2} \quad (33)$$



### 2.2.2 En conduction continue

D'après la caractéristique de contrôle du Flyback (Fig. 5), l'absorption sinusoïdale ne peut être assurée sur toute la période réseau sans qu'il y ait une certaine distorsion (même faible) du courant d'entrée ou qu'il y ait passage en conduction discontinue. En effet, pour les faibles valeurs de la tension d'alimentation (au voisinage de zéro), le gain en tension doit être élevé pour assurer en sortie la tension  $V_o$ . Pendant cet intervalle de temps et dans l'hypothèse du prélèvement sinusoïdal, le courant de sortie supposé en  $\sin^2$  doit être quasiment nul. Cette situation correspond à placer un point de fonctionnement sur l'axe des ordonnées, ce qui demeure impossible car le gain en tension ne peut être infini ( $\alpha=1$ ). En conséquence la transition en mode de conduction discontinue (ou bien la distorsion du courant d'entrée) ne peut être évitée. Toutefois examinons la commande du convertisseur en conduction continue en se basant sur les expressions établies précédemment.

En conduction continue, les expressions des composantes basses fréquences décrivant le fonctionnement statique reposent sur certaines hypothèses. En fonctionnement en absorption sinusoïdale et suivant les hypothèses effectuées, différentes lois de commande sont envisageables.

#### *Loi de commande basée sur l'expression du gain en tension*

D'après l'expression du gain en tension donnée par (6), on peut déduire l'évolution du rapport cyclique sur une période de découpage comme suit :

$$\alpha = \frac{V_o}{m \cdot E_m \cdot |\sin(\omega_L \cdot t)| + V_o} \quad (34)$$

Ce rapport cyclique  $\alpha$  varie entre 1 et une valeur minimale  $\alpha = \frac{V_o}{m \cdot E_m + V_o}$  (L'ondulation de la tension de sortie n'a pas été prise en compte ).

Cette loi de commande ne permet pas le prélèvement d'un courant sinusoïdal à l'entrée comme on peut le voir d'après les résultats de simulations ci-dessous (Fig. 8 à Fig. 11). Toutefois, l'ondulation de la tension de sortie est faible du fait que cette loi est déduite de l'expression du gain en tension qui ne prend en considération que la tension de sortie.

La simulation a été effectuée avec les paramètres suivants :

Inductance magnétisante :  $L_m=1,36$  mH;

Rapport de transformation :  $m=0,55$ ;

Fréquence de commande :  $F_s=50$  kHz;

Condensateur de filtrage de sortie  $C_o=35$  mF (Condensateur nécessaire pour limiter l'ondulation

à 1% sous 54 V).

Les formes d'ondes du courant magnétisant dans le transformateur présenté sur la Fig. 8 mettent en évidence le fonctionnement du convertisseur en conduction continue sur toute la période réseau. La composante basse fréquence du courant d'entrée  $I_g$  n'est pas du tout sinusoidale et son spectre dépasse largement les valeurs maximales admissibles des courants harmoniques fixées par la norme EN 61000-3-2 pour la classe D ( Fig. 11 ).

Par contre l'ondulation résiduelle de la tension de sortie ne dépasse pas 0,2 V.

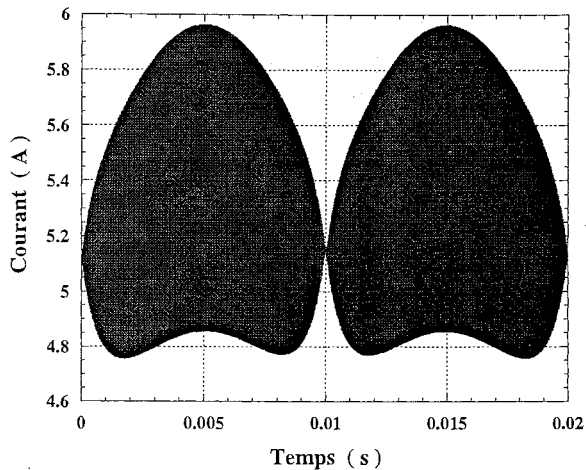


Fig. 8 : Courant magnétisant dans le transformateur

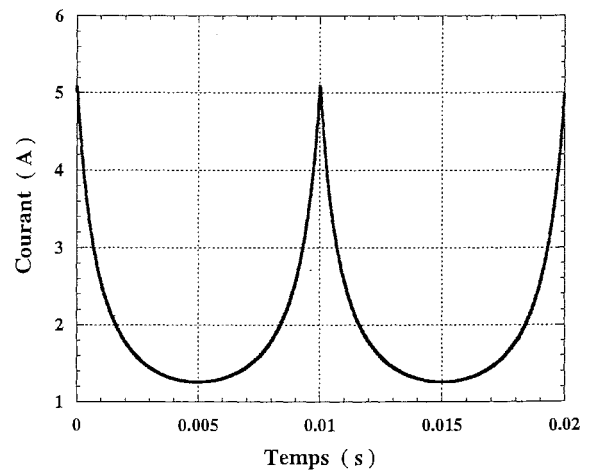


Fig. 9 : Composante basse fréquence du courant d'entrée  $I_g$

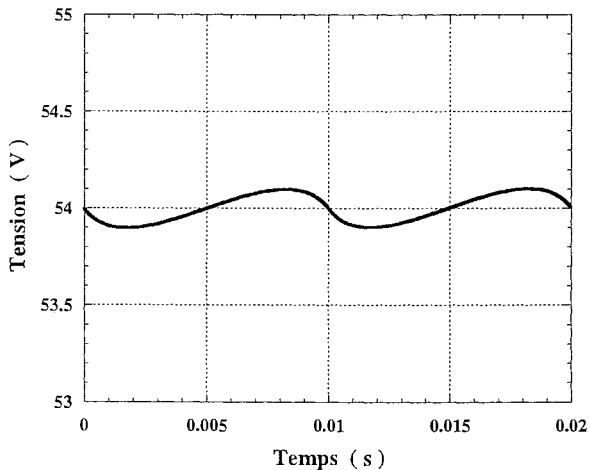


Fig. 10 : Tension de sortie

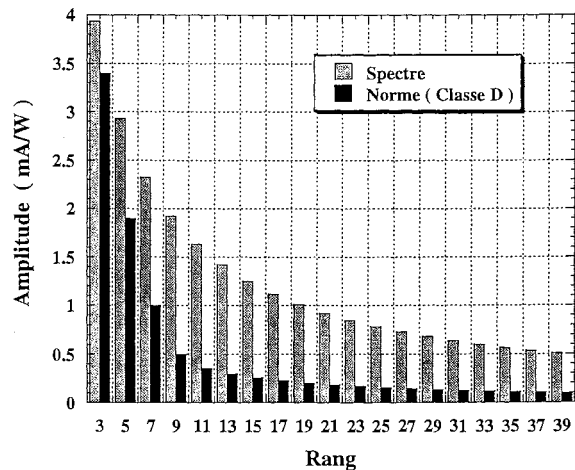


Fig. 11 : Spectre du courant d'entrée

*Annulation de l'ondulation basse fréquence du courant de sortie :*

Comme précédemment dans le cas de la commande basée sur l'expression du gain en tension, cette loi de commande consiste à tenter d'annuler la composante basse fréquence (100 Hz) du courant de sortie. Le courant magnétisant dans le transformateur en fonction du courant de sortie

est donné par :

$$(I_L)_{BF} = \frac{m \cdot I_o}{1 - \alpha} \quad (35)$$

Comme on désire avoir un courant sinusoïdal à l'entrée on aboutit, en utilisant l'équation ci-dessus, à l'équation suivante :

$$(I_L)_{BF} = m \cdot I_o + Im \cdot \sin(\theta) \text{ avec } \theta \in [0, \pi] \quad (36)$$

En considérant la loi de Kirchoff au niveau de la maille du primaire du transformateur et en faisant la moyenne sur une période de découpage on peut écrire que :

$$(Eg)_{BF} = (V_T)_{BF} + L \cdot \left( \frac{dI_L}{dt} \right)_{BF} \quad (37)$$

$L$  étant l'inductance magnétisante du transformateur et  $I_L$  le courant qui y circule.

L'expression de la tension moyenne (au sens de la haute fréquence) aux bornes de l'interrupteur T1 est donnée par :

$$(V_T)_{BF} = (1 - \alpha) \cdot \left( Em \cdot |\sin(\omega_L \cdot t)| + \frac{V_o}{m} \right) \quad (38)$$

En dérivant l'équation (37) par rapport à  $\theta$  et en utilisant l'expression de la dérivée de  $I_L$  dans l'équation de maille (37) et l'équation (38) on aboutit à la loi de commande donnant le rapport cyclique, soit :

$$\alpha = \frac{L \cdot \omega_L \cdot Im \cdot \cos(\theta) + \frac{V_o}{m}}{Em \cdot \sin(\theta) + \frac{V_o}{m}} \quad (39)$$

Cette relation met en évidence l'impossibilité de respecter l'absorption sinusoïdale au voisinage de zéro du fait que le rapport cyclique  $\alpha$  est limité à l'unité. Toutefois, il existe un palier sur

lequel le prélèvement d'un courant sinusoïdal peut être assuré pour  $\theta \geq \theta_0 = \text{atan}\left(\frac{L \cdot \omega_L \cdot Im}{Em}\right)$ . Ce

palier est d'autant plus important que l'inductance magnétisante du transformateur est plus faible, ce qui peut aller à l'encontre de l'hypothèse de la conduction continue.

Des simulations ont été effectuées pour tester cette loi de commande. Avec les mêmes paramètres que précédemment on a aboutit aux résultats de la Fig. 12 à la Fig. 15. La conduction continue est assurée sur toute la période réseau mais le courant moyen d'entrée n'est pas sinusoïdal et ses harmoniques dépassent les valeurs maximales admissibles par la norme (les harmoniques d'ordre supérieur à 5).

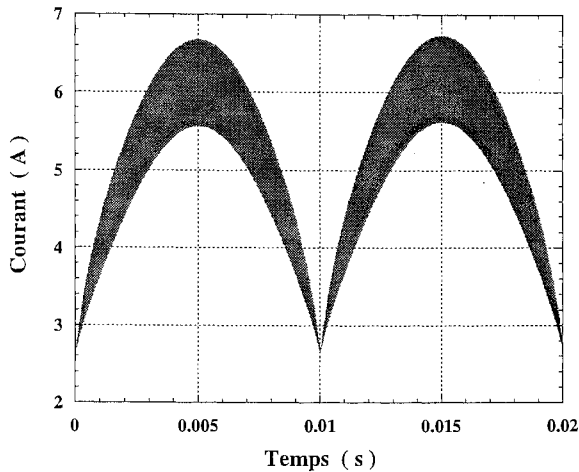


Fig. 12 : Courant magnétisant dans le transformateur

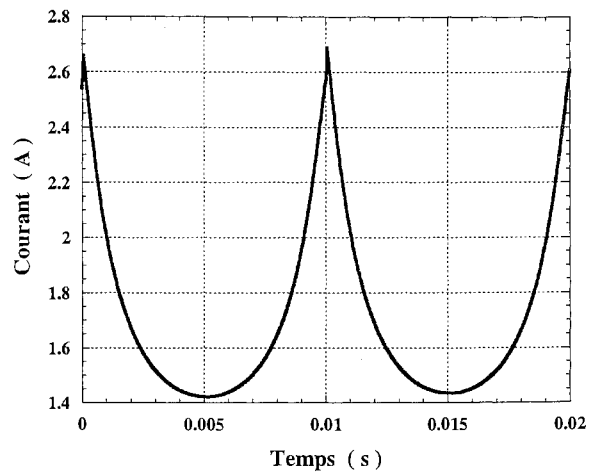


Fig. 13 : Composante basse fréquence du courant d'entrée  $I_g$

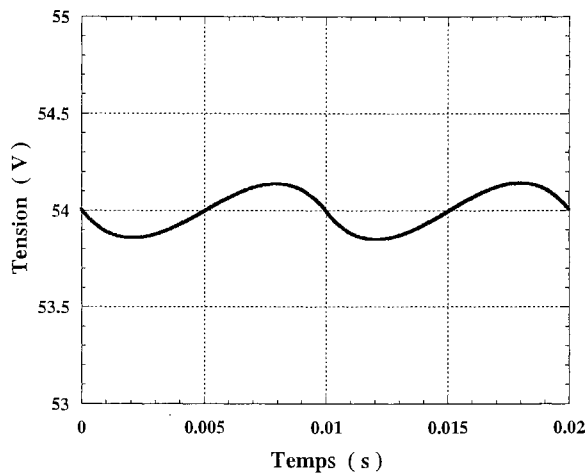


Fig. 14 : Tension de sortie

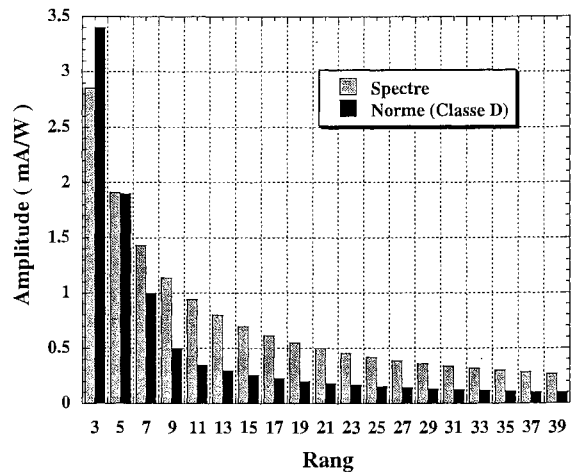


Fig. 15 : Spectre du courant d'entrée

Conclusion sur ces deux lois de commande :

La première loi de commande basée sur l'expression du gain en tension dans le cas de la conduction continue met en œuvre la valeur de la tension de sortie ( tension de sortie ou de référence qui est quasiment constante ou parfaitement constante) et ne prend pas en considération le courant d'entrée. En conséquence, cette loi de commande ne peut asservir le courant d'entrée à une sinusoïde redressée.

La seconde loi de commande qui est basée sur l'hypothèse que le courant d'entrée est sinusoïdal et qui tente d'annuler la composante basse fréquence du courant d'entrée, ne peut être réalisée correctement du fait que, d'une part, le rapport cyclique dépasse l'unité au voisinage de zéro

quand  $\theta \leq \theta_0 = \text{atan}\left(\frac{L \cdot \omega_L \cdot I_m}{E_m}\right)$  (La valeur d'inductance minimale nécessaire pour assurer la

conduction continue sur toute la période réseau est très élevée, ce qui accentue ce problème de prélèvement au voisinage de zéro.). D'autre part, pour annuler la composante basse fréquence de la tension de sortie en utilisant cette loi, il faut assurer par un autre moyen l'asservissement du courant d'entrée (un fonctionnement à fréquence variable par exemple).

En conclusion, dans le cas de la conduction continue, la commande à fréquence fixe et rapport cyclique variable ne peut asservir le courant d'entrée et réguler (au sens HF) la tension de sortie et seul l'asservissement du courant d'entrée ou la régulation de la tension de sortie peut être assurée.

*Loi de commande tenant compte de l'ondulation des courants magnétisant et de sortie :*

En utilisant les équations (37) et (38), On aboutit à l'équation suivante :

$$L \cdot \left( \frac{dI_L}{dt} \right)_{BF} = \alpha \cdot \left( Em \cdot \sin(\omega_L \cdot t) + \frac{Vo}{m} \right) - \frac{Vo}{m} \quad (40)$$

D'après l'équation (35) donnant le courant dans magnétisant le transformateur en fonction du courant de sortie et comme la tension de sortie est supposée constante alors, pour prélever un courant sinusoïdal à l'entrée, le courant de sortie doit avoir une évolution en  $\sin^2$  :

$$I_{Do}(t) = \frac{Em \cdot Im}{Vo} \cdot \sin^2(\omega_L \cdot t) \quad (41)$$

En tenant compte de l'ondulation du courant de sortie on aboutit à une équation différentielle en  $\alpha$  qui permet d'asservir le courant d'entrée pour qu'il ait une évolution sinusoïdale. D'après (40), (35) et (41) cette équation différentielle peut se mettre sous la forme suivante :

$$\frac{m \cdot Em \cdot Im \cdot L \cdot \omega_L}{Vo} \cdot \sin^2(\theta) \cdot \frac{d\alpha}{d\theta} + (1-\alpha) \cdot \frac{m \cdot Em \cdot Im \cdot L \cdot \omega_L}{Vo} \cdot \sin(2 \cdot \theta) - (1-\alpha)^2 \cdot \left( \alpha \cdot \left( Em \cdot \sin(\theta) + \frac{Vo}{m} \right) - \frac{Vo}{m} \right) = 0 \quad \text{avec } \theta \in [0, \pi] \quad (42)$$

Le but de cette loi de commande est d'estimer, à fréquence constante, le rapport cyclique  $\alpha$  permettant d'imposer à la composante basse fréquence du courant d'entrée une évolution suivant une sinusoïde redressée. Comme cette loi de commande est issue de la résolution de l'équation différentielle ci-dessus n'ayant pas de solution analytique, sa mise en oeuvre ne présente pas d'intérêt pratique.

### 2.2.3 En conduction discontinue

D'après l'équation (13) l'absorption sinusoïdale est assurée naturellement en fixant le rapport cyclique et la fréquence de commande. Toutefois ce rapport cyclique doit être inférieur à une

certaine valeur limite donnée par l'équation (16). Des simulations ont été effectuées pour valider cette loi de commande. Les résultats présentés de la Fig. 16 à la Fig. 19 sont obtenus avec les paramètres suivants :

Inductance magnétisante :  $L_m=70 \mu\text{H}$ ;

Rapport de transformation :  $m=0,55$ ;

Fréquence de commande :  $F_s=50 \text{ kHz}$ ;

Condensateur de filtrage de sortie  $C_o=35 \text{ mF}$ .

Rapport cyclique  $\alpha= 0,207$

D'après la Fig. 16, où les formes d'ondes du courant magnétisant sont présentées, on peut déduire que le fonctionnement du convertisseur en conduction discontinue est assuré sur toute la période réseau. Le courant moyen à l'entrée est parfaitement sinusoïdal et les composantes harmoniques sont très inférieures aux valeurs maximales admissibles des courant harmoniques fixées par la norme EN 61000-3-2 pour la classe D (Fig. 19). Le facteur de puissance obtenu est de 0,99. L'ondulation résiduelle de la tension de sortie est de 0,54 V. Les différentes grandeurs maximales, moyennes et efficaces sont récapitulées dans le tableau suivant :

Grandeur	Valeur maximale	Valeur efficace	Valeur moyenne
Courant dans l'interrupteur (A)	19,11	3,55	1,25
Courant dans la diode (A)	35	10,9	5,97
Tension aux bornes de l'interrupteur (V)	423		
Tension aux bornes de la diode (A)	233		
Courant dans le condensateur (A)	29	9,1	
Tension aux bornes du condensateur (A)	54,3	54	

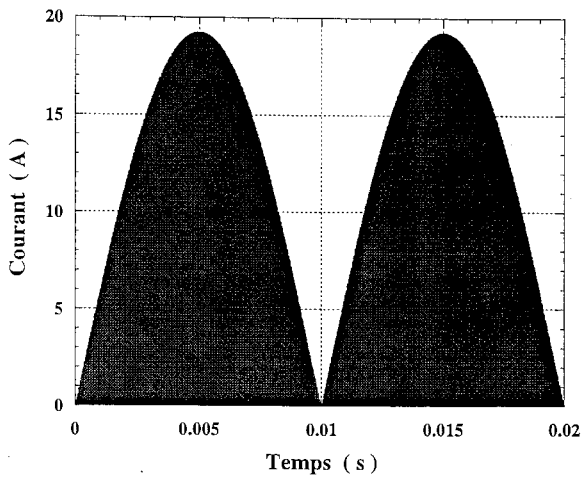


Fig. 16 : Courant magnétisant dans le transformateur

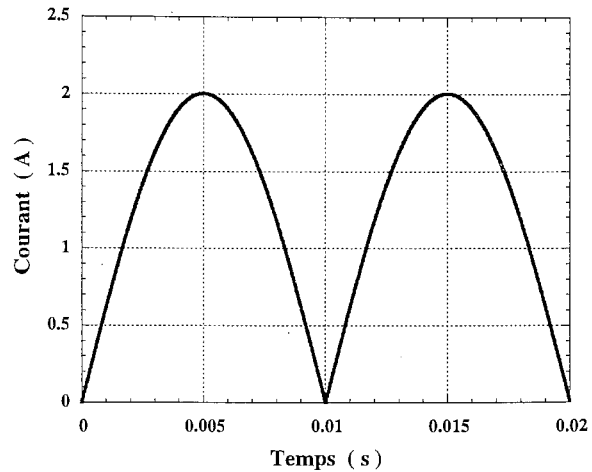


Fig. 17 : Courant moyen d'entrée

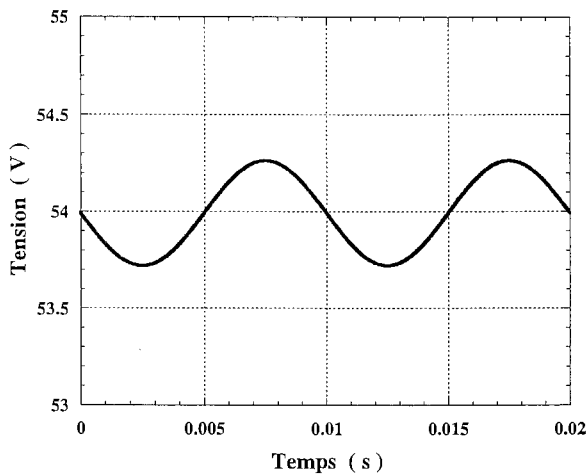


Fig. 18 : Evolution de la tension de sortie sur une période réseau

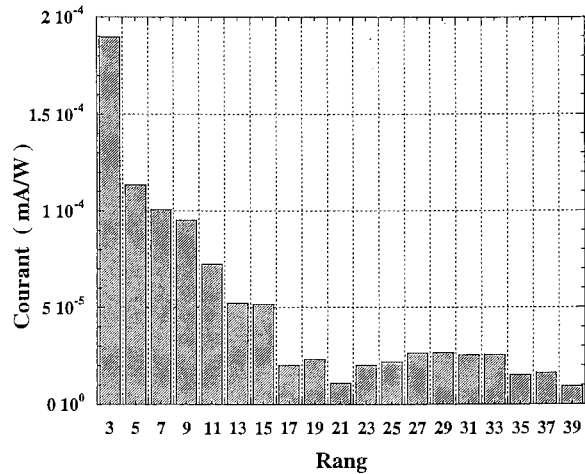


Fig. 19 : Spectre du courant d'entrée

### 2.2.4 Loi de commande combinant les deux modes de conduction

Dans cette loi de commande, nous ne nous intéressons pas à l'aspect de conduction du convertisseur, qu'elle soit continue ou discontinue, et nous cherchons simplement à avoir une composante basse fréquence du courant d'entrée qui soit sinusoïdale (seuls la valeur de l'inductance magnétisante et le rapport de transformation fixeront le mode de conduction). Pour asservir la composante basse fréquence du courant d'entrée, il suffit d'évaluer la moyenne du courant d'entrée sur une période de découpage et de la comparer à une référence sinusoïdale. Comme la période de découpage est très élevée par rapport à la période réseau, cette référence peut être considérée constante durant la période de découpage. Estimer la composante basse fréquence du courant d'entrée et la comparer à une référence sinusoïdale revient donc à évaluer la valeur moyenne, par simple intégration sur la période de découpage, de la différence du signal de

référence et du courant d'entrée comme indiqué sur la figure Fig. 20. Un schéma de principe de cette loi de commande est présenté sur la figure Fig. 21.

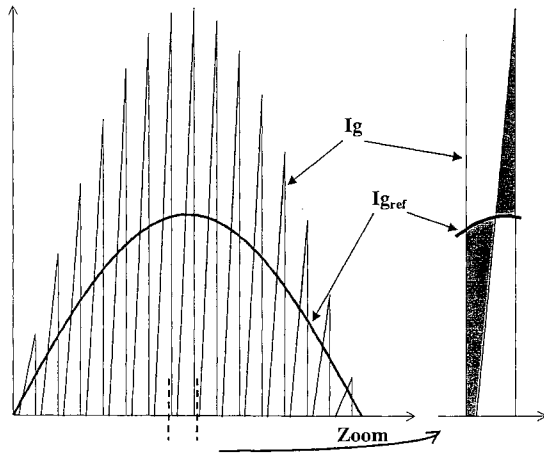


Fig. 20 : Comparaison de la composante basse fréquence à la référence par simple intégration de la différence de la référence et du courant d'entrée

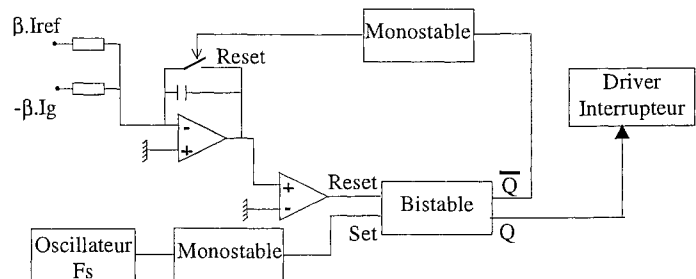


Fig. 21 : Schéma de principe du circuit de commande

La commande d'amorçage de l'interrupteur se fait à fréquence fixe par le biais d'un oscillateur réglé à la fréquence de commande. Alors que la commande de blocage se fait quand la valeur moyenne, de la différence du courant d'entrée et de la référence, s'annule.

Des simulations ont été effectuées pour valider cette loi de commande. Les résultats de simulation présentés sur les Fig. 22 à Fig. 25 ont été obtenus avec les paramètres suivants :

Inductance magnétisante :  $L_m=1,36$  mH;

Rapport de transformation :  $m=0,55$ ;

Fréquence de commande :  $F_s=50$  kHz;

Condensateur de filtrage de sortie  $C_o=35$  mF.

Ces paramètres sont les mêmes que ceux qui ont servi pour les simulations précédentes (en conduction continue). Les formes d'ondes du courant magnétisant présentées sur la Fig. 22 mettent en évidence le fonctionnement du convertisseur en conduction discontinue (durant un intervalle de courte durée) quand la tension d'alimentation est faible, ce qui justifie nos dires au début du paragraphe 2.2.2. D'autre part la limitation du rapport cyclique à l'unité engendre une légère distorsion du courant moyen d'entrée ( Fig. 23 et Fig. 24 ). Malgré cette distorsion, le spectre du courant d'entrée présente des valeurs limites très inférieures aux valeurs maximales admissibles des courant harmoniques fixées par la norme EN 61000-3-2 pour la classe D ( Fig. 25 ).

L'oscillation du rapport cyclique entre zéro et l'unité est due au principe de la loi de commande.



En effet, le rapport cyclique étant limité à l'unité (à 0,98 en simulation), pendant l'ouverture de l'interrupteur l'inductance ne se décharge quasiment pas. Puisque la commande repose sur l'évaluation de la moyenne du courant d'entrée, alors pendant la prochaine période le temps nécessaire pour charger l'inductance est très petit : ce qui traduit le fait que le rapport cyclique reprend une valeur très voisine de zéro.

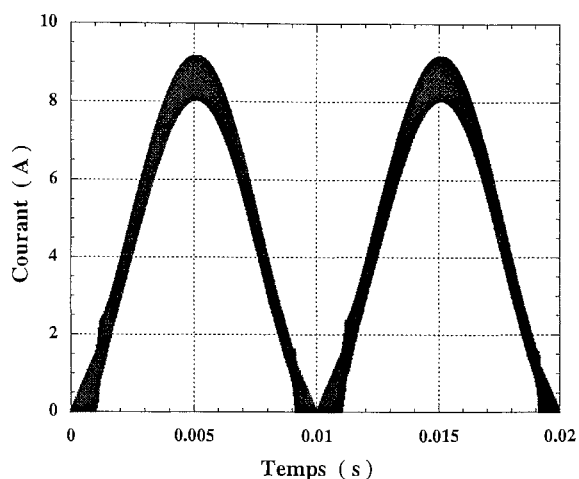


Fig. 22 : Courant magnétisant dans le transformateur

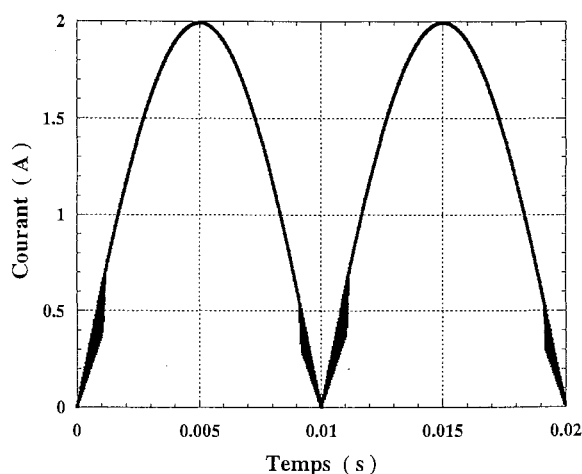


Fig. 23 : Courant moyen d'entrée

Les valeurs maximales, efficaces et moyennes des quelques grandeurs (courant et tension) obtenues en simulation sont résumées dans le tableau ci-dessous. Le facteur de puissance obtenu avec ces paramètres est de 0,99, alors que l'ondulation maximale du courant magnétisant dans le transformateur est de 1,7 A.

Grandeur	Valeur maximale	Valeur efficace	Valeur moyenne
Courant dans l'interrupteur (A)	9,15	2,77	1,26
Courant dans la diode (A)	16,64	8,51	5,95
Tension aux bornes de l'interrupteur (V)	423		
Tension aux bornes de la diode (V)	233		
Courant dans le condensateur (A)	10,67	6,1	
Tension aux bornes du condensateur (V)	54,05	53,77	

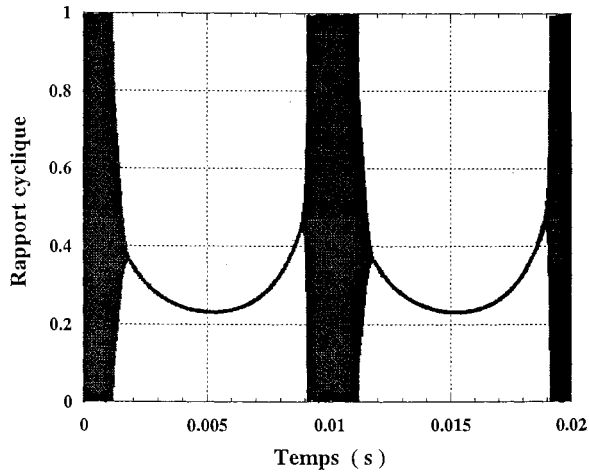


Fig. 24 : Evolution du rapport cyclique sur une période réseau

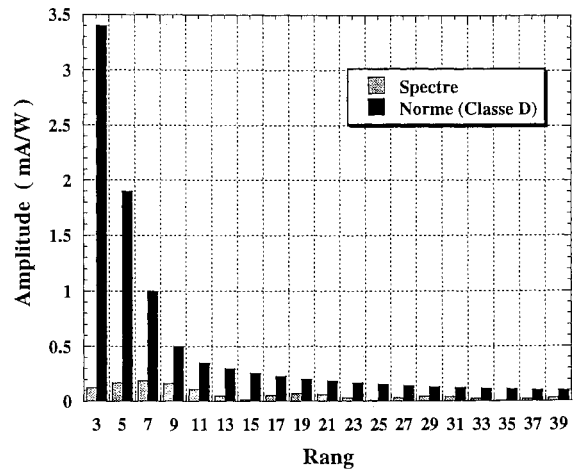


Fig. 25 : Spectre du courant d'entrée

Afin de mieux justifier l'association des deux modes de conduction, une autre simulation a été effectuée en réduisant considérablement la valeur de l'inductance magnétisante du transformateur. Cette dernière a été fixée à la valeur de  $200 \mu\text{H}$ . L'ondulation maximale du courant magnétisant obtenue est de  $7,54 \text{ A}$ . Les résultats de simulations sont présentés ci-dessous. Notons bien la conduction discontinue au voisinage de zéro et la conduction continue sur le reste de la période réseau (voir Fig. 26). Le fait que le convertisseur fonctionne en mode de conduction discontinue au voisinage de zéro, assure que le rapport cyclique n'oscille plus entre l'unité et zéro comme dans le cas précédent (voir Fig. 27).

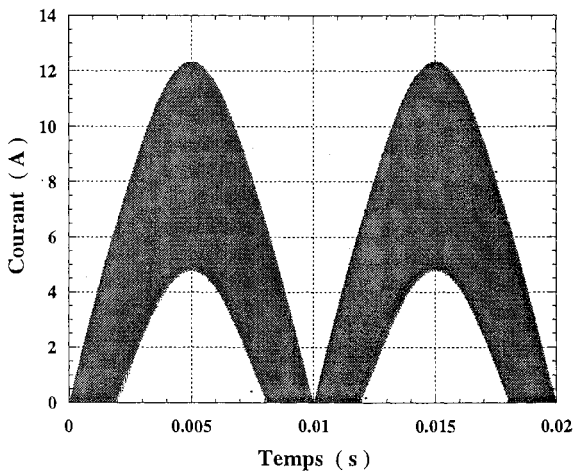


Fig. 26 : Courant magnétisant dans le transformateur

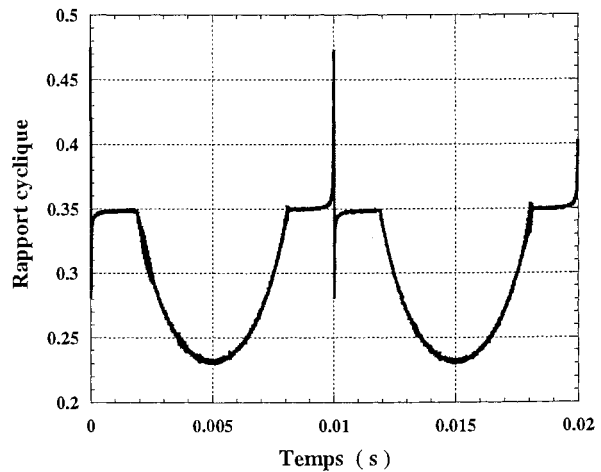


Fig. 27 : Evolution du rapport cyclique sur une période réseau

Le courant moyen d'entrée obtenu est présenté sur la Fig. 28.

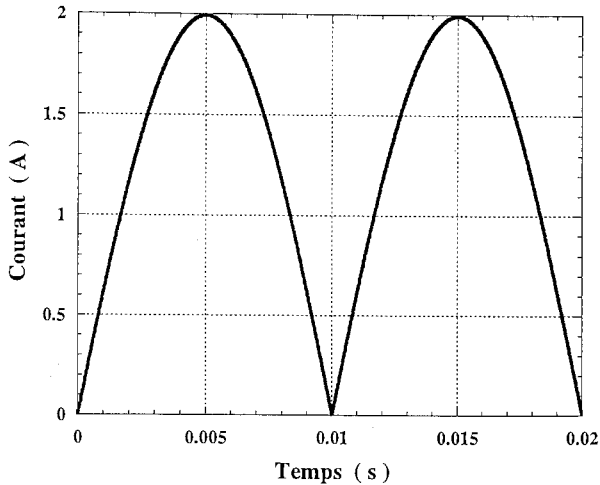


Fig. 28 : Courant moyen d'entrée

Les différentes grandeurs et contraintes sont résumées dans le tableau ci-dessous. Nous remarquons que les valeurs efficaces sont approximativement les mêmes que celles obtenues avec une inductance de forte valeur. Quant aux contraintes maximales elles sont supérieures à celles de la conduction continue mais elles sont largement moins importantes que celles obtenues en conduction discontinue.

Grandeur	Valeur maximale	Valeur efficace	Valeur moyenne
Courant dans l'interrupteur (A)	12,2	2,9	1,3
Courant dans la diode (A)	22,4	8,9	5,9
Tension aux bornes de l'interrupteur (V)	423		
Tension aux bornes de la diode (V)	233		
Courant dans le condensateur (A)	16,5	6,6	
Tension aux bornes du condensateur (V)	54,1	53,8	

Conclusion sur le choix de mode conduction :

En conduction discontinue, une loi de commande simple à fréquence constante et rapport cyclique fixe permet d'effectuer le prélèvement de courant sinusoïdal. L'intérêt de cette loi de commande réside dans le fait qu'elle met en œuvre une faible inductance magnétisante. Mais les contraintes supportées par les composants sont plus importantes.

En utilisant la loi de commande basé sur l'évaluation de la valeur moyenne du courant d'entrée, l'absorption sinusoïdale est assurée sans restriction sur le mode de conduction. Elle permet au

convertisseur de fonctionner en conduction continue au sommet de la sinusoïde et en conduction discontinue sur le reste de la période réseau. Ce passage d'un mode à l'autre permet de réduire considérablement les contraintes sur les composants tout en adoptant une valeur d'inductance magnétisante qui n'est pas trop importante.

### 2.2.5 En conduction critique

Dans ce mode de fonctionnement le temps de conduction est constant et la fréquence de commande est variable suivant la relation suivante :

$$F_s = \frac{V_o}{T_{on} \cdot (V_o + m \cdot E_g)} \quad (43)$$

D'après la relation (21) donnant la composante basse fréquence du courant d'entrée, on déduit que le courant d'entrée n'est pas sinusoïdal.

Ce mode de conduction présente l'inconvénient d'avoir les mêmes contraintes que le mode de conduction discontinue et une fréquence de commande variable sans pouvoir assurer l'absorption sinusoïdale.

## 2.3 Dimensionnement

Une étude analytique permettant le dimensionnement du convertisseur fonctionnant en absorption sinusoïdale ne peut se faire que dans le cas de la conduction discontinue. Dans le cas de la conduction continue et du fait de la variation du rapport cyclique, le dimensionnement ne peut se faire que numériquement. Pour cela procédons au dimensionnement du convertisseur dans le cas de la conduction discontinue. Les résultats obtenus seront réajustés pour une éventuelle utilisation de la loi de commande associant les deux modes de fonctionnement.

Les contraintes maximales en courant et en tension sont données plus haut. Pour procéder au dimensionnement évaluons les grandeurs efficaces dans les différents composants.

### *Facteur de dimensionnement*

Comme présenté plus haut le transfert de puissance est maximal pour la valeur limite du rapport cyclique donnée par (16) . D'après (17) et (18) on déduit que le courant maximal dans l'interrupteur est une fonction linéaire croissante du rapport de transformation, tandis que le courant maximal dans la diode est une fonction non linéaire décroissante de ce même rapport. Un dimensionnement optimal ( vis à vis du silicium) peut être obtenu en considérant le facteur de dimensionnement  $F_D$  sachant que les tensions maximales qui s'exercent aux bornes du transistor et de la diode sont données par (9) et (10). Ce facteur de dimensionnement est identique pour le transistor et la diode et a pour expression :

$$F_D = 4 \cdot \left(1 + \frac{V_o}{m \cdot E_m}\right) \cdot \left(1 + \frac{m \cdot E_m}{V_o}\right) \quad (44)$$

Ce facteur de dimensionnement est optimal pour  $m = \frac{V_o}{E_m}$  et vaut 16.

#### *Ondulation de la tension de sortie*

La composante basse fréquence du courant dans le condensateur de sortie permet de calculer l'ondulation de la tension de sortie. A partir des équations (12) et (14) l'expression de la composante basse fréquence du courant au secondaire du transformateur peut être déduite. En utilisant la valeur limite du rapport cyclique  $\alpha$  pour laquelle le transfert de puissance est maximal, on aboutit à la valeur du courant dans le condensateur :

$$I_{Co} = -I_o \cdot \cos(2 \cdot \omega \cdot t) \quad (45)$$

L'intégration du courant dans le condensateur permet d'obtenir la variation instantanée de la tension aux bornes de celui-ci ainsi que l'ondulation basse fréquence de la tension de sortie donnée par :

$$(\Delta V_o)_{BF} = \frac{P}{C_o \cdot \omega_L \cdot V_o} \quad (46)$$

Si  $\tau_v$  désigne le taux limite d'ondulation (en %) de la tension de sortie alors la valeur minimale du condensateur à utiliser pour le filtre de sortie est :

$$C_o \geq \frac{100 \cdot P}{\tau_v \cdot \omega_L \cdot V_o^2} \quad (47)$$

#### *Courants efficaces dans le transformateur*

Pour calculer la valeur efficace du courant au primaire du transformateur, il faut prendre en compte les ondulations haute fréquence. L'expression de la composante basse fréquence du courant d'entrée ne peut être utilisée du fait de la présence du filtre d'entrée.

Le courant au primaire du transformateur a pour expression :

$$I_{L1}(t) = \frac{Eg}{L1} \cdot (t - k \cdot Ts) \quad \text{Si } t \in [k \cdot Ts, (k + \alpha) \cdot Ts] \quad \text{et} \quad I_{L1}(t) = 0 \quad \text{Si } t \in [(k + \alpha) \cdot Ts, (k + 1) \cdot Ts]$$

$$\text{avec } k \in \left[0, \frac{Fs}{FL}\right]$$

$$(I_{L1})_{eff} = \sqrt{FL \cdot \left(\frac{Em}{L1}\right)^2 \cdot \sum_{k=0}^n \int_{k \cdot Ts}^{(k+\alpha)Ts} \frac{1 - \cos(4 \cdot \pi \cdot FL \cdot t)}{2} \cdot (t - k \cdot Ts)^2 dt} \quad \text{où } n \text{ est le rapport de la période}$$

réseau par la période de découpage.

Cette expression peut être approchée en prenant comme moyenne sur  $[k \cdot Ts, (k + \alpha) \cdot Ts]$  la moitié

de la valeur crête soit :  $I_{L1}(t) = \frac{\alpha \cdot T_s \cdot E_g}{2 \cdot L1}$

De façon similaire le courant efficace peut être calculé en considérant la valeur crête du courant au secondaire du transformateur :

$$I_{L2}(t) = \frac{\alpha \cdot Em \cdot |\sin(4 \cdot \pi \cdot FL \cdot t)|}{L_1} \cdot \frac{T_s}{m} - \frac{Vo}{L_2} (t - (k + \alpha) \cdot T_s) \quad \text{Si } t \in [(k + \alpha) \cdot T_s, (k + \alpha) \cdot T_s + Td]$$

et  $I_{L2}(t) = 0$  Si  $t \in [k \cdot T_s, (k + \alpha) \cdot T_s]$  ou Si  $t \in [(k + \alpha) \cdot T_s + Td, (k + 1 + \alpha) \cdot T_s]$

avec  $k \in \left[0, \frac{F_s}{FL}\right]$

$$(I_{L2})_{eff} = \sqrt{FL \cdot \left( \sum_{k=0}^n \int_{(k+\alpha)T_s}^{(k+\alpha)T_s+Td} (I_{L2}(t))^2 dt \right)} \quad \text{avec } Td = \frac{\alpha \cdot m \cdot E_g}{Vo} \cdot T_s$$

#### *Courant efficace dans le condensateur*

Le courant efficace dans le condensateur de sortie est obtenu par simple différence des carrés du courant efficace dans le secondaire du transformateur et du courant de sortie supposé constant, soit :

$$(I_{Co})_{eff} = \sqrt{((I_{L2})_{eff})^2 - Io^2}$$

#### *Application numérique*

Les contraintes maximales en courant et en tension sur l'interrupteur et la diodes de sortie sont illustrées sur la Fig. 29. Ces contraintes maximales sont calculées pour le cas le plus défavorable. En effet, les contraintes en tension sont évaluées pour une tension d'alimentation de 265 V efficace, alors que les contraintes en courant sont calculées avec une tension d'entrée de 185 V efficace. Les contraintes efficaces sur les différents composants sont présentées sur la Fig. 30.

L'évolution des inductances primaire et secondaire du transformateur en fonction du rapport de transformation et de la fréquence de commande sont présentées respectivement sur la Fig. 31 et la Fig. 32.

Les courbes ci-après permettent de faire un choix de paramètres du convertisseur en fonction des type d'interrupteurs à utiliser.

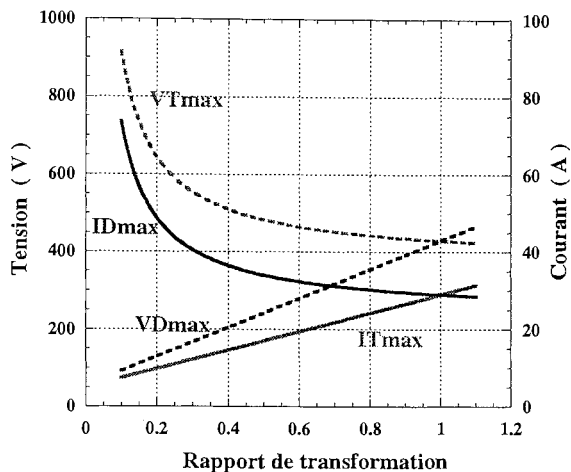


Fig. 29 : Contraintes maximales en courant et en tension du Flyback fonctionnant en absorption sinusoïdale en mode de conduction discontinue.

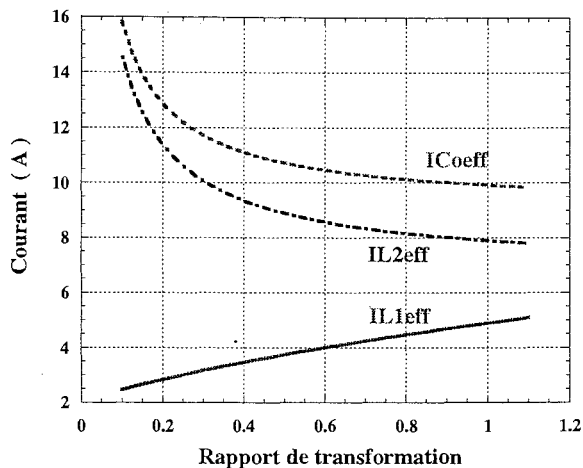


Fig. 30 : Contraintes efficaces du Flyback fonctionnant en absorption sinusoïdale en mode de conduction discontinue.

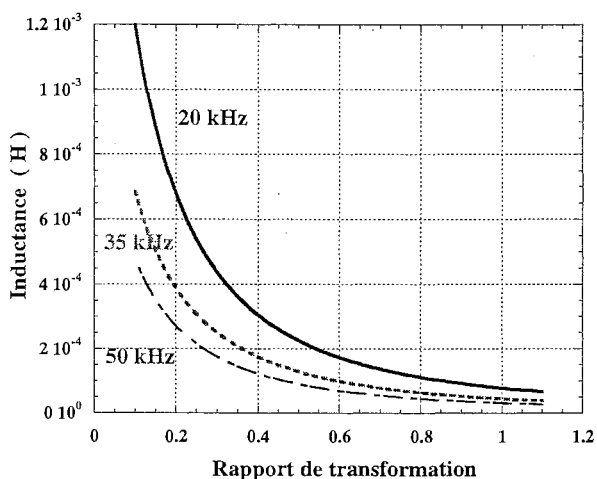


Fig. 31 : Inductance primaire du transformateur

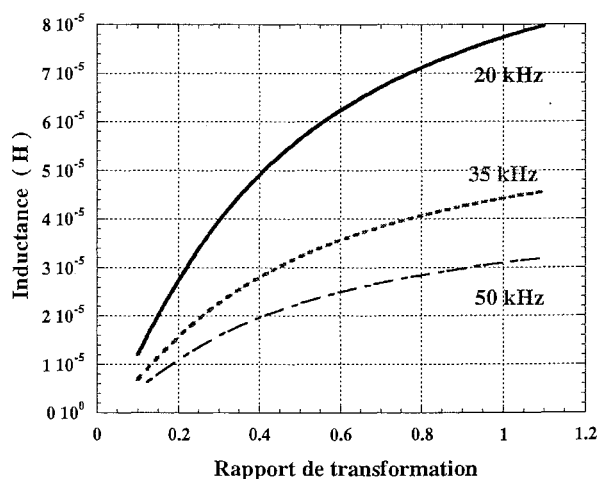


Fig. 32 : Inductance secondaire du transformateur

#### 2.4 Problème de l'inductance de fuite

Pour pallier le problème de l'inductance de fuite, on peut prévoir un écrêteur ou envisager d'introduire la quasi-résonance pour adoucir les commutations ou une variante en pont asymétrique.

Le Flyback quasi-résonant [Tou-94] peut être conçu en ajoutant au schéma de base un condensateur au secondaire du transformateur et une diode en antiparallèle sur l'interrupteur pour assurer la bidirectionalité du courant. L'inductance  $L_r$  représente l'inductance de fuite du transformateur ramenée au secondaire. La quasi-résonance est obtenue par le circuit oscillant  $L_r$ - $C_r$ .

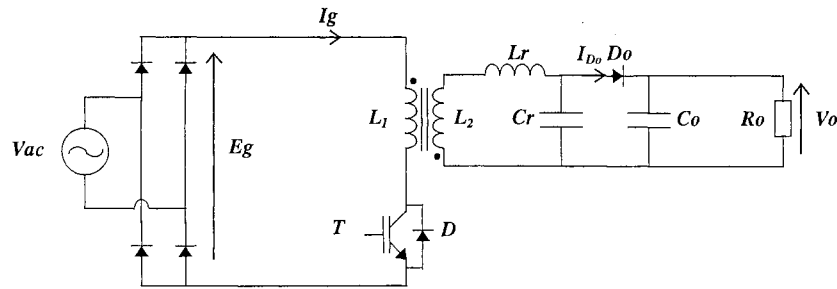


Fig. 33 : Une variante de la structure Flyback quasi-résonant

En conduction discontinue, cette quasi-résonance pose un problème de magnétisation du transformateur. En effet, suite au blocage de la diode de sortie  $D_o$  et en l'absence d'un réamorçage immédiat de l'interrupteur  $T$ , le condensateur  $C_r$  se décharge partiellement à travers le secondaire du transformateur durant ce temps mort. Il en résulte une magnétisation de signe opposé du circuit magnétique. Néanmoins ce problème peut être affranchi par l'ajout d'un interrupteur bidirectionnel en courant qui doit être intercalé entre le condensateur  $C_r$  et le secondaire du transformateur pour éviter la décharge intempestive de ce condensateur dans le secondaire du transformateur après extinction de la diode  $D_o$  et avant l'amorçage de  $T$ . Toutefois, cette solution met en œuvre des interrupteurs supplémentaires ce qui accroît les pertes et dégrade le rendement. Il faut noter aussi que la quasi-résonance introduite augmente les contraintes maximales.

### 2.5 Variante en pont asymétrique

La variante en pont asymétrique présentée sur la Fig. 34, a été introduite pour remédier au problème de l'inductance de fuite du transformateur ainsi que pour réduire la contrainte en tension sur l'interrupteur. Cette contrainte est réduite d'un rapport de deux.

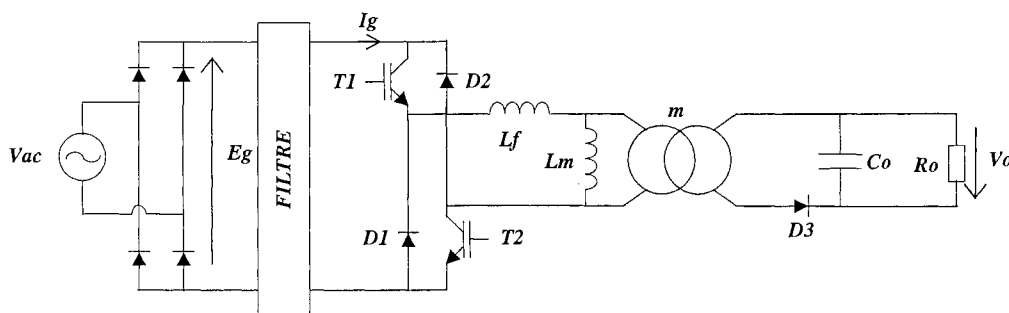


Fig. 34 : Flyback dans sa variante en pont asymétrique

#### 2.5.1 Remarque préliminaire

Avant de procéder à l'étude de cette structure, remarquons tout d'abord que, hormis le problème de l'inductance de fuite, l'introduction des diodes du pont asymétrique change le principe de



fonctionnement de la structure. En effet pendant le blocage des interrupteurs  $T_1$  et  $T_2$ , les diodes  $D_1$  et  $D_2$  voient à leurs bornes la tension  $E_g - \frac{V_o}{m}$  (Fig. 35). En conséquence, quand la tension d'alimentation est inférieure à la tension de sortie ramenée au primaire, les diodes vont décharger l'inductance magnétisante et provoqueront l'arrêt de la structure.

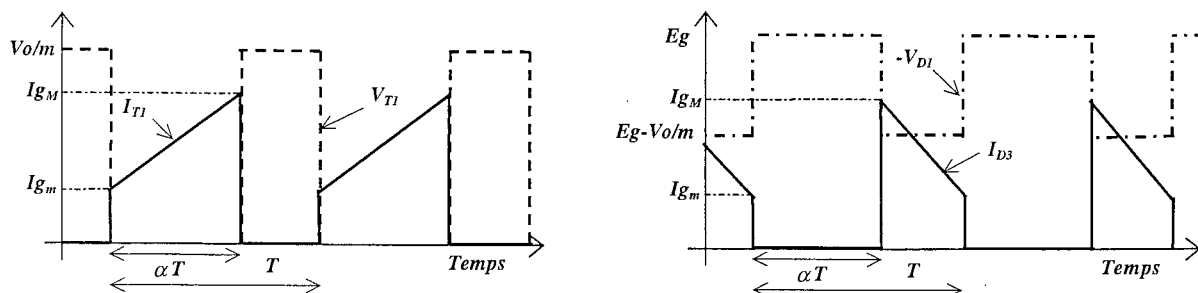


Fig. 35 : Formes d'ondes en conduction continue (Inductance de fuite négligeable)

En conséquence, dans les meilleures conditions le courant moyen d'entrée aura l'allure de la Fig. 36. La forme d'onde idéalisée du courant d'entrée présentée sur cette figure présente des courants harmoniques qui restent inférieures aux valeurs limites admissibles fixées par la norme EN 61000-3-2 quand le palier nul est inférieur 1,25 ms. Dans le cas de notre cahier des charges et tenant compte de la remarque précédente, le rapport de transformation  $m$  doit être supérieur à 0,6, ce qui constitue une contrainte supplémentaire au dimensionnement.

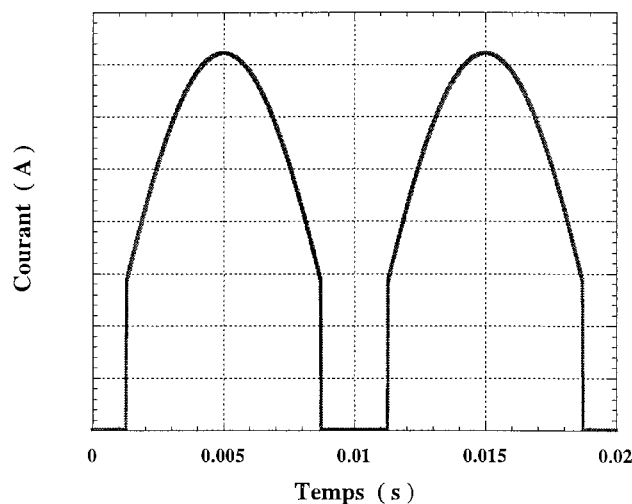


Fig. 36 : Allure du courant moyen d'entrée

### 2.5.2 Analyse de la structure en conduction continue

Avec les mêmes hypothèses simplificatrices que précédemment et en supposant que les interrupteurs  $T_1$  et  $T_2$  sont amorcés et bloqués simultanément, on peut faire l'étude statique ci-après à l'échelle de la période haute fréquence. La structure fonctionne en conduction continue

quand l'extinction de la diode  $D_3$  se fait uniquement suite à l'amorçage des interrupteurs  $T_1$  et  $T_2$ , dans ce cas les courants dans l'interrupteur  $T_1$  ( $T_2$ ), les diodes  $D_1$  ( $D_2$ ) et  $D_3$  ont l'allure de la figure suivante :

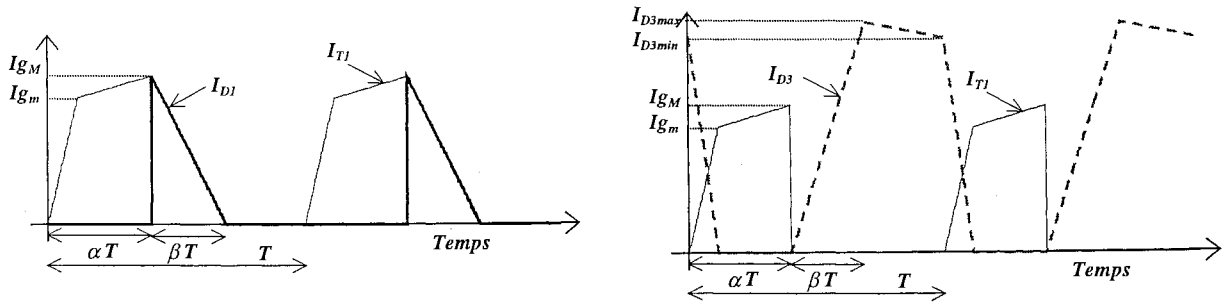


Fig. 37 : Formes d'ondes en conduction continue

Pendant le temps de fermeture des interrupteurs  $T_1$  et  $T_2$  le courant dans ceux-ci croît linéairement avec le temps à partir d'une valeur initiale nulle jusqu'à la valeur  $I_{g_m}$  correspondant à l'annulation du courant dans la diode de sortie  $D_3$ . Cette croissance est fonction de l'inductance de fuite et des tensions d'entrée et de sortie. Pendant ce temps les diodes  $D_1$  et  $D_2$  sont bloquées et on a :

$$I_g(t) = \left( E_g - \frac{V_o}{m} \right) \cdot \frac{t}{L_f} \quad (48)$$

$$I_{D_3}(t) = \frac{-t}{m} \cdot \left( \frac{E_g}{L_f} + \frac{V_o}{m} \cdot \frac{L_f - L_m}{L_m \cdot L_f} \right) + I_{D_3 \min} \quad (49)$$

$$\text{avec } E_g = E_m \cdot |\sin(\omega_L \cdot t)| \quad (50)$$

Où  $m$ ,  $E_m$  et  $\omega_L$  sont respectivement le rapport de transformation, la valeur crête et la pulsation de la tension du secteur. L'origine des temps est considérée nulle pour chaque phase.

Cette phase s'achève à l'instant  $t_1$  donné par :

$$t_1 = \frac{m \cdot I_{D_3 \min}}{\frac{E_g}{L_f} + \frac{V_o}{m} \cdot \frac{L_f - L_m}{L_m \cdot L_f}} \quad (51)$$

L'annulation du courant de  $D_3$  provoque son blocage et le courant dans l'interrupteur continue à croître jusqu'à une valeur finale  $I_{g_M}$  obtenue à son ouverture.

$$I_g(t) = E_g \cdot \frac{t}{L_f + L_m} + I_{g_m} \quad (52)$$

$$V_{D_3}(t) = - \left( m \cdot \frac{L_m}{L_f + L_m} \cdot E_g + V_o \right) \quad (53)$$

Cette phase prend fin à l'instant  $t_2$  donné par :

$$t_2 = \frac{(I_{gM} - I_{gm})}{Eg} \cdot (L_f + L_m) \quad (54)$$

Lors du blocage des interrupteurs  $T_1$  et  $T_2$ , les diodes  $D_1$  et  $D_2$  s'amorcent pour assurer la continuité du courant dans l'inductance  $L_f$  en conduisant un courant décroissant dans le temps à partir d'une valeur initiale  $I_{gM}$ . En même temps, la diode  $D_3$  s'amorce et les expressions du courant à l'entrée et dans la diode de sortie sont données par :

$$I_g(t) = \left( Eg + \frac{V_o}{m} \right) \cdot \frac{t}{L_f} - I_{gM} \quad (55)$$

$$I_{D3}(t) = \frac{t}{m} \cdot \left( \frac{Eg}{L_f} + \frac{V_o}{m} \cdot \frac{L_m - L_f}{L_m \cdot L_f} \right) \quad (56)$$

Pendant cette phase le courant croît dans la diode de sortie jusqu'à atteindre sa valeur maximale  $I_{D3max}$  obtenue à l'instant  $t_3$  quand le courant dans les diodes  $D_1$  et  $D_2$  s'annule.

$$t_3 = \frac{L_f \cdot I_{gM}}{Eg + \frac{V_o}{m}} \quad (57)$$

$$I_{D3max} = \frac{I_{gM}}{m} \cdot \left( 1 - \frac{L_f}{L_m} \cdot \frac{V_o}{m \cdot Eg + V_o} \right) \quad (58)$$

Le blocage des diodes  $D_1$  et  $D_2$  maintient le courant d'entrée à zéro jusqu'au prochain amorçage des interrupteurs. Le courant dans la diode de sortie  $D_3$  continue à décroître jusqu'à la fin de la période de découpage où il atteindra la valeur  $I_{D3min}$ .

$$I_{D3}(t) = \frac{-V_o}{m^2 \cdot L_m} \cdot t + \frac{I_{gM}}{m} \cdot \left( 1 - \frac{L_f}{L_m} \cdot \frac{V_o}{V_o + m \cdot Eg} \right) \quad (59)$$

Le blocage de  $T_1$  et  $T_2$  provoque la restitution de l'énergie stockée dans l'inductance de fuite  $L_f$  à la source et la décharge de l'inductance magnétisante  $L_m$  dans la charge  $R_o$ . Cette décharge de l'inductance  $L_m$  peut être totale ou partielle. Quand elle est partielle, la démagnétisation du transformateur est incomplète et le convertisseur travaille en conduction continue. Dans le cas contraire, la démagnétisation du transformateur est complète et le convertisseur fonctionne en mode de conduction discontinue.

### 2.5.3 Analyse de la structure en conduction discontinue

La conduction discontinue est obtenue quand la décharge de l'inductance  $L_2$  dans la charge est totale sur toute la demi-période du réseau. Le fonctionnement en conduction discontinue se fait en quatre phases : une phase de croissance du courant dans  $(L_f+L_m)$ , une seconde phase de restitution de l'énergie stockée dans  $L_f$  à la source jusqu'à annulation du courant dans celle-ci et blocage des diodes  $D_1$  et  $D_2$ , une troisième phase pendant laquelle le courant dans la diode de

sortie  $D_3$  décroît jusqu'à annulation et une dernière phase de maintien du courant nul. Cette conduction discontinue peut être obtenue en fixant la fréquence de commande  $F_s$  et le rapport cyclique à des valeurs bien déterminées.

Le fonctionnement est similaire à la conduction continue. La première phase est similaire à la seconde phase du cas précédent en prenant valeur minimale  $I_{g_m}$  comme étant nul. Les courants dans l'interrupteur  $T_1$  ( $T_2$ ), les diodes  $D_1$  ( $D_2$ ) et  $D_3$  sont donnés par la figure suivante :

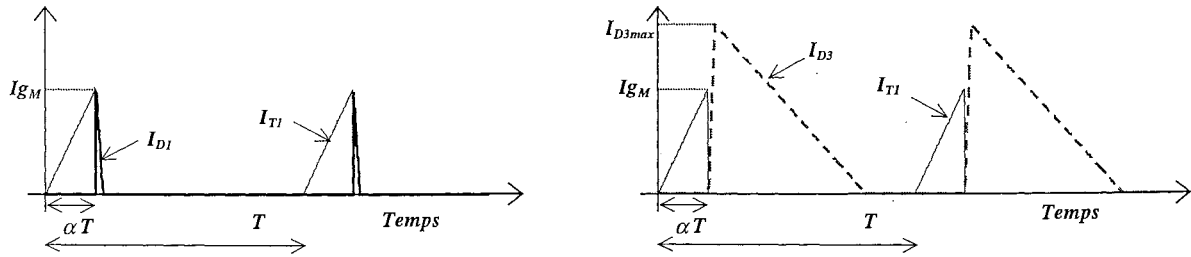


Fig. 38 : Formes d'ondes en conduction discontinue

La plupart des expressions de courants et tensions durant différentes phases peuvent être retrouvées des équations établies ci-dessus en posant  $I_{g_m}$  nul et sont récapitulées ci-dessous. Le courant d'entrée et la tension aux bornes de la diode de sortie lors de la première phase sont donnés par :

$$I_g(t) = E_g \cdot \frac{t}{L_f + L_m} \quad (60)$$

$$V_{D3}(t) = - \left( m \cdot \frac{L_m}{L_f + L_m} \cdot E_g + V_o \right) \quad (61)$$

Cette phase prend fin à l'instant  $t_1$  donné par :

$$t_1 = \frac{I_{g_m}}{E_g} \cdot (L_f + L_m) \quad (62)$$

Le blocage des interrupteurs  $T_1$  et  $T_2$  met les diodes  $D_1$ ,  $D_2$  et  $D_3$  en conduction et les courants d'entrée et de sortie sont données par :

$$I_g(t) = \left( E_g + \frac{V_o}{m} \right) \cdot \frac{t}{L_f} - I_{g_m} \quad (63)$$

$$I_{D3}(t) = \frac{t}{m} \cdot \left( \frac{E_g}{L_f} + \frac{V_o}{m} \cdot \frac{L_m - L_f}{L_m \cdot L_f} \right) \quad (64)$$

Pendant cette phase le courant croît dans la diode de sortie jusqu'à atteindre sa valeur maximale  $I_{D3max}$  obtenue à l'instant  $t_2$  quand le courant dans les diodes  $D_1$  et  $D_2$  s'annule.

$$t_2 = \frac{m \cdot L_f \cdot I_{g_m}}{m \cdot E_g + V_o} \quad (65)$$

$$I_{D3\max} = \frac{I_{gM}}{m} \cdot \left( 1 - \frac{L_f}{L_m} \cdot \frac{V_o}{m \cdot E_g + V_o} \right) \quad (66)$$

Le blocage des diodes D<sub>1</sub> et D<sub>2</sub> maintient le courant d'entrée à zéro jusqu'au prochain amorçage des interrupteurs. Le courant dans la diode de sortie D<sub>3</sub> continue à décroître jusqu'à annulation.

$$I_{D3}(t) = \frac{-V_o}{m^2 \cdot L_m} \cdot t + \frac{I_{gM}}{m} \cdot \left( 1 - \frac{L_f}{L_m} \cdot \frac{V_o}{V_o + m \cdot E_g} \right) \quad (67)$$

Cette phase s'achève à l'instant t<sub>3</sub> donné par l'expression suivante :

$$t_3 = \frac{m \cdot L_m \cdot I_{gM}}{V_o} - \frac{m \cdot L_f \cdot I_{gM}}{V_o + m \cdot E_g} \quad (68)$$

Pendant la dernière phase les courants à l'entrée et à la sortie sont nuls.

Les contraintes en courant dans les interrupteurs et la diode D<sub>3</sub> sont données par (69) et (70) respectivement.

$$I_{T\max} = \frac{\alpha \cdot E_g}{F_s \cdot (L_m + L_f)} \quad (69)$$

$$I_{D3\max} = \frac{\alpha \cdot E_g \cdot ((L_m - L_f) \cdot V_o + E_g \cdot m \cdot L_m)}{F_s \cdot m \cdot L_m \cdot (L_m + L_f) \cdot (V_o + m \cdot E_g)} \quad (70)$$

Le courant moyen de sortie a pour expression :

$$(I_{D3})_{BF} = \frac{\alpha^2 \cdot E_g^2 \cdot ((L_m - L_f) \cdot V_o + E_g \cdot m \cdot L_m)}{2 \cdot F_s \cdot V_o \cdot (L_m + L_f)^2 \cdot (V_o + m \cdot E_g)} \quad (71)$$

La composante basse fréquence du courant d'entrée est donnée par :

$$(I_g)_{BF} = \frac{\alpha^2 \cdot E_g \cdot ((L_m + L_f) \cdot V_o + E_g \cdot m \cdot L_m)}{2 \cdot F_s \cdot (L_m + L_f)^2 \cdot (V_o + m \cdot E_g)} \quad (72)$$

Contrairement à la structure mono-interrupteur, la variante en pont asymétrique n'assure pas l'absorption sinusoïdale naturelle avec une fréquence de commande et un rapport cyclique constants.

#### 2.5.4 Fonctionnement en absorption sinusoïdale

En conduction discontinue, d'après (72) on conclut que l'absorption sinusoïdale n'est pas inhérente à cette structure commandée avec un rapport cyclique et une fréquence constants et fonctionnant en conduction discontinue. Toutefois à partir de (72), on peut déduire une loi donnant le rapport cyclique  $\alpha$  permettant d'avoir un courant sinusoïdal à l'entrée. Ce rapport cyclique varie entre valeurs limites qui doivent rester inférieures à l'unité.

$$\alpha_{\min} = \sqrt{\frac{2 \cdot F_s \cdot I_m \cdot (L_m + L_f)}{E_m}} \quad (73)$$

$$\alpha_{\max} = (Lm + Lf) \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot Fs \cdot Im \cdot (Vo + m \cdot Em)}{Em \cdot ((Lm + Lf) \cdot Vo + m \cdot Em \cdot Lm)}} \quad (74)$$

Où Em et Im désignent respectivement la tension crête du secteur et la valeur crête du courant désiré à l'entrée.

Le temps pendant lequel le courant décroît dans la diode de sortie est donné par (68) alors que la durée  $T_N$  du palier où le courant magnétisant est nul peut être déduit comme suit :

$$T_N = \frac{1}{Fs} \cdot \left( 1 - \alpha \cdot \left( 1 + \frac{Eg}{Vo} \cdot \frac{m \cdot Lm}{Lf + Lm} \right) \right) \quad (75)$$

L'existence de ce palier nul impose une autre condition sur le rapport cyclique  $\alpha$ . Comme ce palier est d'autant moins important que la tension instantanée est élevée, on déduit que le rapport cyclique admet une valeur limite assurant la conduction discontinue sur toute la période réseau. Cette valeur limite est obtenue au sommet de la sinusoïde et pour une durée de palier nulle, soit :

$$\alpha_{Lim} = \frac{Vo \cdot (Lm + Lf)}{Vo \cdot (Lm + Lf) + m \cdot Em \cdot Lm} \quad (76)$$

D'après les équations (74) et (76) on déduit que les paramètres du convertisseurs doivent respecter la condition suivante pour assurer le fonctionnement en conduction discontinue :

$$2 \cdot Fs \cdot Im \cdot \frac{Vo + m \cdot Em}{Em \cdot Vo} \left( (Lm + Lf) + \frac{m \cdot Em}{Vo} \cdot Lm \right) \leq 1 \quad (77)$$

### 2.5.5 Conclusion

En conclusion, la variante quasi-résonante permet d'adapter la commutation douce à la structure Flyback. Mais, elle présente l'inconvénient majeur d'ajout d'interrupteurs supplémentaires ce qui a pour conséquence d'augmenter le coût et d'accroître les pertes par conduction. La quasi-résonance introduite s'accompagne d'une augmentation des contraintes maximales sur l'interrupteur principal et sur l'interrupteur supplémentaire. Ces problèmes engendrent une dégradation du rendement.

L'introduction de la variante en pont asymétrique permet de remédier le problème de l'inductance de fuite évoqué ci-dessus (sans l'emploi de circuit d'aide à la commutation) tout en réduisant, par un rapport de deux, les contraintes en tension sur les interrupteurs. En revanche cette structure, comparée à la variante mono-interrupteur, présente d'autres inconvénients. En effet elle met en œuvre un interrupteur et deux diodes supplémentaires ce qui a pour conséquence d'accroître le coût et de dégrader le rendement en augmentant les pertes par conduction dans les semi-conducteurs. La présence des diodes fait de telle sorte que la structure ne peut prélever de courant à la source quand la tension d'alimentation est inférieure à la tension de sortie ramenée au

primaire. Cette dernière constatation impose une nouvelle contrainte au dimensionnement de la structure. Aussi, à cause de la présence de ces diodes, l'absorption sinusoïdale n'est plus naturelle dans le cas du fonctionnement en conduction discontinue à l'image du Flyback mono-interrupteur et, par conséquent, une commande à fréquence fixe avec asservissement du rapport cyclique est nécessaire pour pouvoir prélever un courant sinusoïdal en dehors du palier où le convertisseur ne peut fonctionner.

Pour toutes ces raisons, la solution mono-interrupteur avec un circuit d'écrêtage sera celle retenue pour la suite de cette phase de conception.

### 3 SEPIC

Pour les mêmes raisons que le Flyback, la structure Sepic (Single Ended Primary Inductance Converter) présentée sur la Fig. 39 est fondamentalement susceptible de répondre au cahier des charges. Contrairement aux structures Cuk et Buck-boost, la structure Sepic est basée sur des accumulations à la fois inductive et capacitive.

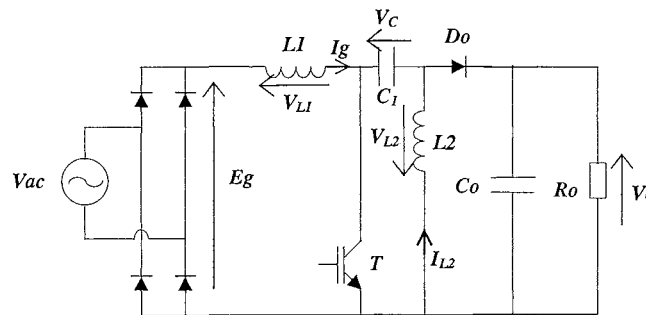


Fig. 39 : Le schéma de principe du convertisseur Sepic

La variante isolée de cette structure appelée BIFRED [Mad-92] (Boost Integrated with Flyback Rectifier Energy storage Dc-dc converter) est présentée sur la Fig. 40. Elle consiste à substituer l'inductance L2 par l'inductance magnétisante d'un transformateur dont l'inductance de fuite est considérée négligeable.

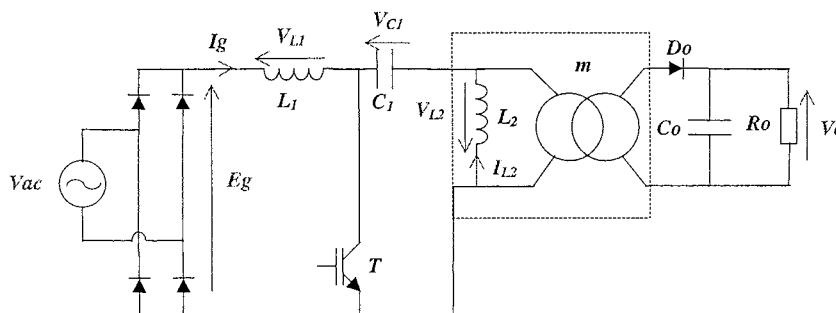


Fig. 40 : Le convertisseur Sepic dans sa variante isolée (BIFRED)

Si l'on suppose la fréquence de découpage très élevée par rapport à celle du réseau, la tension d'alimentation peut être considérée constante sur une période de découpage. Par conséquent on peut faire l'étude statique ci-dessous à l'échelle de la période haute fréquence alors que la tension d'alimentation varie dans le temps et est une sinusoïde redressée.

**3.1 Analyse de la structure en conduction continue**

Quand l'extinction de la diode de roue libre n'est due qu'à l'amorçage de l'interrupteur alors le convertisseur fonctionne en mode de conduction continue. Dans ce cas les courants, ainsi que les tensions aux bornes des inductances  $L_1$  et  $L_2$ , sont donnés par la Fig. 41.

Pendant la fermeture de l'interrupteur T, l'inductance  $L_1$  emmagasine de l'énergie alors que l'énergie stockée dans le condensateur  $C_1$  est transférée à l'inductance  $L_2$ . Durant l'ouverture de l'interrupteur T, le condensateur  $C_1$  se recharge et l'énergie stockée dans les inductances est transférée à la sortie. Les différentes grandeurs et contraintes sont évaluées dans le paragraphe suivant.

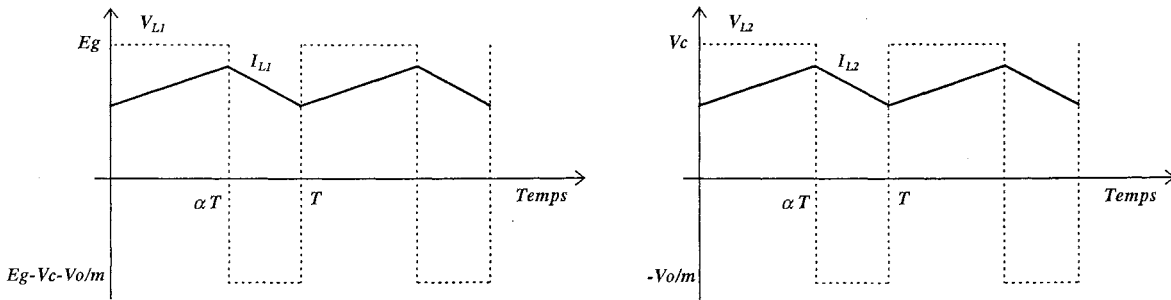


Fig. 41 : (a) Courant et tension aux bornes de l'inductance  $L_1$  (b) Courant et tension aux bornes de l'inductance  $L_2$

3.1.1 Grandeurs basse fréquence et contraintes sur les composants

En exprimant la composante basse fréquence de la tension aux bornes de l'inductance  $L_1$  on aboutit à l'expression de la tension de sortie et de la tension aux bornes du condensateur  $C_1$  :

$$(V_o)_{BF} = \frac{\alpha}{1-\alpha} \cdot m \cdot E_g \tag{3.1}$$

$$(V_{C_1})_{BF} = E_g = \frac{1-\alpha}{m \cdot \alpha} \cdot V_o \tag{3.2}$$

En exprimant la composante basse fréquence du courant dans les condensateurs  $C_1$  et  $C_o$  on aboutit aux expressions des courants dans les inductances  $L_1$  et  $L_2$ .

$$(I_{L_1})_{BF} = \frac{\alpha}{1-\alpha} \cdot m \cdot I_o \tag{3.3}$$

$$(I_{L_2})_{BF} = m \cdot I_o \tag{3.4}$$

La valeur crête du courant dans l'interrupteur n'est autre que la somme des valeurs crêtes des



courants dans les inductances  $L_1$  et  $L_2$ . Cette contrainte en courant peut être approchée par l'expression suivante :

$$I_{T\max} = \frac{m \cdot I_o}{1 - \alpha} = \frac{I_g}{\alpha} \quad (3.5)$$

Si on tient compte de l'ondulation haute fréquence de  $I_{L1}$  et  $I_{L2}$ , cette contrainte vaut :

$$I_{T\max} = \frac{m \cdot I_o}{1 - \alpha} + \frac{\alpha \cdot E_g}{2 \cdot F_s} \cdot \frac{L_1 + L_2}{L_1 \cdot L_2} \quad (3.6)$$

La tension maximale aux bornes de l'interrupteur vaut :

$$V_{T\max} = \frac{E_g}{1 - \alpha} = \frac{V_o}{\alpha \cdot m} \quad (3.7)$$

La valeur crête du courant dans la diode est :

$$I_{D\max} = \frac{I_{T\max}}{m} = \frac{I_o}{1 - \alpha} \quad (3.8)$$

La tension maximale aux bornes de la diode est :

$$V_{D\max} = \frac{V_o}{\alpha} \quad (3.9)$$

A partir des expressions des contraintes (3.5) et (3.7) l'expression du facteur de dimensionnement pour l'interrupteur peut être déduite comme suit :

$$F_D = \frac{1}{\alpha \cdot (1 - \alpha)} \quad (3.10)$$

Ce facteur de dimensionnement est optimal pour le rapport cyclique  $\alpha = \frac{1}{2}$  et vaut 4 et reste identique pour la diode.

### **3.2 Analyse de la structure en conduction discontinue**

Le mode de conduction discontinue est obtenu quand la diode de roue libre s'arrête de conduire avant l'amorçage de l'interrupteur. Durant cette phase les courants dans les inductances restent constants (non nuls sous une certaine condition qui sera exposée plus loin) pendant l'arrêt de l'interrupteur et de la diode et leur allure est présentée sur la Fig. 42. Ceci explique pourquoi le courant d'entrée peut avoir une faible ondulation haute fréquence en conduction discontinue contrairement aux autres structures tel que le boost.

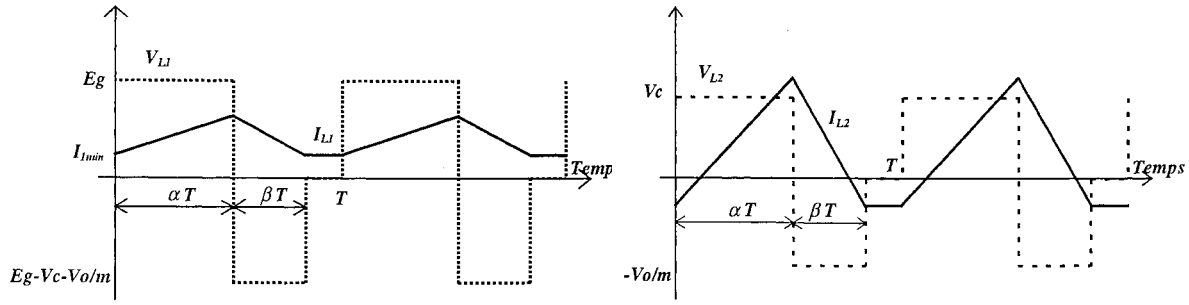


Fig. 42 : (a) Courant et tension aux bornes de l'inductance  $L_1$  (b) Courant et tension aux bornes de l'inductance  $L_2$

### 3.2.1 Grandeurs basse fréquence et contraintes sur les composants

En conduction discontinue, le gain en tension peut être calculé en déterminant la composante du courant dans la diode injectée à la cellule Ro-Co. Si  $\beta.T$  désigne le temps de conduction de la diode de roue libre alors on peut déduire que :

$$(V_o)_{BF} = \frac{\alpha}{\beta} \cdot m \cdot E_g \quad (3.11)$$

Le courant maximal dans la diode vaut :

$$I_{Dmax} = \frac{(I_{L1})_{Max} + (I_{L2})_{Max}}{m} = \frac{E_g \cdot \alpha}{m \cdot L_{eq} \cdot Fs} \quad (3.12)$$

$$\text{avec } L_{eq} = \frac{L_1 \cdot L_2}{L_1 + L_2} \quad (3.13)$$

La tension de sortie est déduite du calcul de la valeur moyenne du courant dans la diode, en multipliant celui-ci par la résistance de charge, soit :

$$(V_o)_{BF} = \frac{1}{2} \cdot I_{Dmax} \cdot \beta \cdot R_o \quad (3.14)$$

A partir des équations (3.11), (3.12) et (3.14) on déduit que :

$$(V_o)_{BF} = \frac{\alpha}{\sqrt{K}} \cdot E_g \quad \text{avec : } K = \frac{2 \cdot L_{eq} \cdot Fs}{R_o} \quad (3.15)$$

La limite entre la conduction continue et la conduction discontinue définit la conduction critique qui est obtenue en égalant les expressions des gains en tensions du convertisseur dans les deux modes de fonctionnement. Cette limite correspond à la valeur critique du coefficient K à savoir :

$$K_{Crit} = \frac{(1-\alpha)^2}{m^2} \quad (3.16)$$

Si  $K > K_{Crit}$  le convertisseur fonctionne en conduction continue, dans le cas contraire il fonctionne en condition discontinue.

### 3.2.2 Remarque

De façon classique, dans toutes les structures ayant une inductance à l'entrée, afin de réduire l'ondulation du courant d'entrée, la solution la plus évidente est de prévoir une forte valeur d'inductance d'entrée. Dans le cas du Sepic, le couplage des inductances  $L_1$  et  $L_2$  peut être envisagé. Il serait possible alors de réduire l'ondulation du courant d'entrée en agissant sur le coefficient de couplage  $k$  de ces deux inductances. L'emploi d'un seul circuit magnétique permettra alors de réduire considérablement la taille et le coût. Malheureusement, d'un point de vue pratique, il n'est pas évident d'obtenir le coefficient de couplage et les valeurs d'inductance désirés qui permettent de rendre très élevée l'inductance équivalente à l'entrée sans qu'il y ait distorsion des formes d'ondes.

### 3.3 Fonctionnement en absorption sinusoïdale

En absorption sinusoïdale la tension d'alimentation est une sinusoïde redressée, soit :

$$Eg(t) = Em \cdot |\sin(\omega_L \cdot t)|$$

En notant par  $G$  le gain statique, le gain en tension durant la période réseau devient :

$$g(t) = \frac{G}{|\sin(\omega_L \cdot t)|} \text{ avec } G = \frac{Vo}{Em} \quad (3.17)$$

#### 3.3.1 Limite entre les deux modes de conduction dans le cas de fonctionnement en absorption sinusoïdale

Une démarche similaire à celle menée dans le cas de la structure Flyback nous permet de déduire que le convertisseur fonctionne en conduction continue sur toute la période réseau si la condition suivante est satisfaite :

$$\frac{4 \cdot L_{eq} \cdot Fs}{Ro} > \frac{1}{G^2} \quad (3.18)$$

Alors que le fonctionnement en conduction discontinue est assuré sur toute la période réseau si la condition suivante est vérifiée :

$$\frac{4 \cdot L_{eq} \cdot Fs}{Ro} < \frac{1}{(G + m)^2} \quad (3.19)$$

#### 3.3.2 En conduction continue

D'après l'expression de la composante basse fréquence de la tension de sortie donnée par (3.1), on peut déduire que pour une tension sinusoïdale à l'entrée, le rapport cyclique doit suivre une loi donnée par l'équation suivante :

$$\alpha(t) = \frac{G}{G + m \cdot |\sin(\omega_L \cdot t)|} \quad (3.20)$$

Ce rapport cyclique varie entre une valeur minimale  $\frac{G}{G+m}$  et une valeur maximale qui vaut 1.

### 3.3.3 En conduction discontinue

D'après les équations (3.15), (3.16) et (3.17) et en utilisant l'expression donnant la résistance de charge vue par le convertisseur ainsi que le bilan des puissances à l'entrée et à la sortie, nous pouvons déduire que la structure Sepic peut assurer l'absorption sinusoïdale en mode de conduction discontinue à fréquence de commande et rapport cyclique constants. Ce rapport cyclique est donné par la relation suivante :

$$\alpha = \sqrt{2} \cdot \sqrt{K} \cdot G \quad (3.21)$$

### 3.3.4 Condition de continuité du courant d'entrée

En calculant la valeur moyenne du courant d'entrée  $I_{L1}$ , on aboutit à une condition sur les valeurs des inductances  $L_1$  et  $L_2$ . En effet :

$$(I_{L1})_{moy} = I_{1min} + \frac{Eg \cdot \alpha}{2 \cdot L_1 \cdot Fs} \cdot (\alpha + \beta) \quad \text{avec} \quad \beta = \frac{m \cdot \alpha \cdot |\sin(\omega_L \cdot t)|}{G} \quad (3.22)$$

D'autre part en faisant le bilan de puissance à l'entrée et à la sortie on a :

$$(I_{L1})_{moy} = \frac{\alpha^2 \cdot Eg \cdot |\sin(\omega_L \cdot t)|}{2 \cdot Leq \cdot Fs} \quad (3.23)$$

D'où l'expression de la valeur minimale du courant d'entrée :

$$I_{1min} = \frac{\alpha^2 \cdot Em \cdot |\sin(\omega_L \cdot t)|}{Fs} \cdot \left( \frac{1}{L_2} - \frac{m \cdot |\sin(\omega_L \cdot t)|}{G \cdot L_1} \right) \quad (3.24)$$

Pour qu'il y ait conduction continue sans que le courant à l'entrée ne subisse de discontinuité, il faut que  $I_{1min}$  soit positif :

$$L_1 > \frac{m \cdot L_2}{G} \quad (3.25)$$

L'ondulation du courant est donnée par l'équation suivante :

$$\Delta I_{L1} = \frac{Em \cdot |\sin(\omega_L \cdot t)|}{L_1} \cdot \alpha \cdot Ts \quad (3.26)$$

A partir de cette dernière équation et de l'équation (3.23) donnant la valeur moyenne du courant d'entrée, nous pouvons déduire une relation donnant les inductances  $L_1$  et  $L_2$  en fonction du rapport cyclique et de l'ondulation tolérée du courant d'entrée, soit :

$$\frac{\Delta I_{L1}}{(I_{L1})_{moy}} = \frac{2 \cdot L_2}{\alpha \cdot (L_1 + L_2)} \quad (3.27)$$

### 3.4 Dimensionnement

Le dimensionnement de la structure Sepic fonctionnant en absorption sinusoïdale sera effectué dans le cas de fonctionnement en conduction discontinue par une étude analytique. Pour cela les contraintes sur les composants ainsi que leurs valeurs maximales sur la période réseau seront récapitulées dans le tableau ci-dessous.

Grandeur / Contrainte	Expression	Maximum
Gain	$\frac{G}{ \sin(\omega_L \cdot t) }$	$\infty$
Rapport cyclique	$\sqrt{2} \cdot \sqrt{K} \cdot G$	$\sqrt{2} \cdot \sqrt{K} \cdot G$
Courant moyen dans L <sub>1</sub>	$2 \cdot G \cdot I_o \cdot  \sin(\omega_L \cdot t) $	$2 \cdot G \cdot I_o$
Courant moyen dans L <sub>2</sub>	$2 \cdot m \cdot I_o \cdot (\sin(\omega_L \cdot t))^2$	$2 \cdot m \cdot I_o$
Courant max dans T	$\frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot I_o \cdot  \sin(\omega_L \cdot t) }{\sqrt{K}}$	$\frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot I_o}{\sqrt{K}}$
Courant moyen dans T	$4 \cdot G \cdot I_o \cdot  \sin(\omega_L \cdot t) $	$4 \cdot G \cdot I_o$
Courant max dans la diode	$\frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot I_o \cdot  \sin(\omega_L \cdot t) }{m \cdot \sqrt{K}}$	$\frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot I_o}{m \cdot \sqrt{K}}$
Courant moyen dans la diode	$\frac{4 \cdot I_o \cdot  \sin(\omega_L \cdot t) }{m}$	$\frac{4 \cdot I_o}{m}$
Tension max aux bornes de T	$\frac{V_o \cdot (G + m \cdot  \sin(\omega_L \cdot t) )}{m \cdot G}$	$\frac{V_o \cdot (G + m)}{m \cdot G}$
Tension max aux bornes de Do	$\frac{V_o \cdot (G + m \cdot  \sin(\omega_L \cdot t) )}{G}$	$\frac{V_o \cdot (G + m)}{G}$
Tension max aux bornes de C <sub>1</sub>	$\frac{V_o \cdot  \sin(\omega_L \cdot t) }{G}$	$\frac{V_o}{G}$

Pour calculer la valeur efficace du courant dans la diode de sortie, il faut tenir compte des ondulations haute fréquence. Le courant instantané dans la diode a pour expression :

$$I_{D_o}(t) = \frac{E_g \cdot \alpha \cdot T_s}{m \cdot L_{eq}} \cdot \left( 1 - \frac{t - (k + \alpha) \cdot T_s}{T_d} \right) \quad \text{Si } t \in [(k + \alpha) \cdot T_s, (k + \alpha) \cdot T_s + T_d]$$

$$\text{et } I_{D_o}(t) = 0 \quad \text{Si } t \in [k \cdot T_s, (k + \alpha) \cdot T_s] \quad \text{ou} \quad \text{Si } t \in [(k + \alpha) \cdot T_s + T_d, (k + 1) \cdot T_s]$$

avec  $k \in \left[0, \frac{F_s}{FL}\right]$  et  $T_d = m \cdot \sqrt{K} \cdot T_s$

$$(I_{Do})_{eff} = \sqrt{FL \cdot \left(\frac{Em \cdot \alpha}{m \cdot Leq} \cdot Ts\right)^2 \cdot \sum_{k=0}^n \int_{(k+\alpha)Ts}^{(k+\alpha)Ts+Td} \frac{1 - \cos(4 \cdot \pi \cdot FL \cdot t)}{2} \cdot \left(1 - \frac{(t - (k + \alpha) \cdot Ts)}{Td}\right)^2 dt}$$

où n est le rapport

de la période réseau par la période de découpage.

Cette expression peut être approchée en prenant comme moyenne sur  $[(k + \alpha) \cdot Ts, (k + \alpha) \cdot Ts + Td]$  la

moitié de la valeur crête soit :  $I_{Do}(t) = \frac{\alpha \cdot Ts \cdot Eg}{2 \cdot m \cdot Leq}$

Le courant efficace dans le condensateur de sortie est obtenu par simple différence des carrés du courant efficace dans la diode et du courant de sortie supposé constant, soit :

$$(I_{Co})_{eff} = \sqrt{((I_{Do})_{eff})^2 - Io^2} \tag{3.28}$$

*Application numérique*

Pour effectuer le dimensionnement en conduction discontinue, nous nous plaçons dans le cas où le convertisseur fonctionne à la limite de la conduction discontinue quand la tension d'alimentation est à sa valeur crête. A partir des équations (3.15), (3.19) et (3.21) nous pouvons déduire la valeur limite de l'inductance équivalente  $L_{eq}$  en fonction du rapport de transformation et de la fréquence de commande afin d'assurer la conduction discontinue sur toute la période réseau. L'inductance d'entrée  $L_1$  et l'inductance magnétisante  $L_2$  seront choisies en tenant compte de l'équation (3.25).

Les contraintes maximales en courant et en tension sur l'interrupteur et la diode de sortie sont illustrées sur la Fig. 43. Les contraintes efficaces sur les différents composants sont présentées sur la Fig. 44. Comme nous pouvons le constater, le courant efficace dans l'inductance passe par un minimum. Ce dernier est obtenu pour un rapport de transformation de  $m_0=0,46$ . Pour les rapports de transformations supérieurs à cette valeur les courants efficaces en sortie (dans la diode et le condensateur) restent quasi-stationnaires. Mais le courant efficace dans le transformateur augmente rapidement avec la valeur du rapport de transformation. Quant aux rapports de transformations qui sont inférieurs à cette valeur, ils engendrent des courants efficaces plus importants au secondaire du transformateur. En conséquence, le dimensionnement du transformateur se fera pour cette valeur du rapport de transformation  $m_0$ .

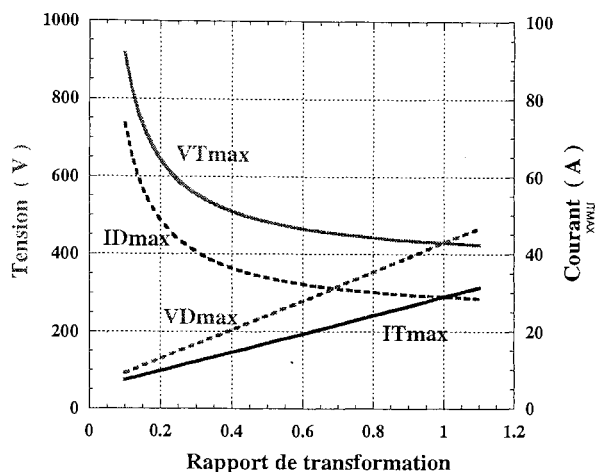


Fig. 43 : Contraintes maximales en courant et en tension sur les composants (fonctionnement en monde de conduction discontinue)

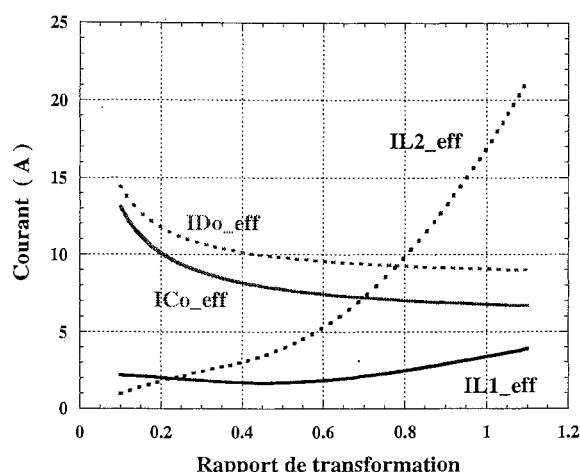


Fig. 44 : Contraintes efficaces sur les composants (fonctionnement en monde de conduction discontinue)

L'évolution de l'inductance d'entrée et de l'inductance magnétisante en fonction du rapport de transformation et de la fréquence de commande sont présentées respectivement sur la Fig. 45 et la Fig. 46.

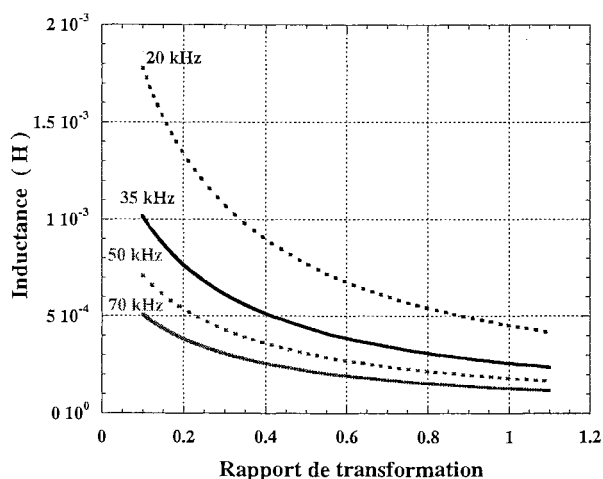


Fig. 45 : Inductance d'entrée

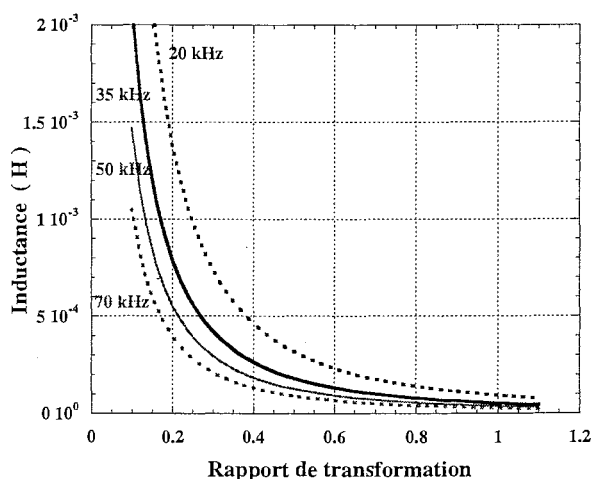


Fig. 46 : Inductance magnétisante

### 3.5 Simulations et résultats

D'après l'équation (3.23), l'absorption sinusoïdale est assurée naturellement, en conduction discontinue, en fixant le rapport cyclique et la fréquence de commande. Rappelons que nous faisons référence par conduction discontinue au fait que l'interrupteur et la diode de sortie sont tous les deux à l'état bloqué. La conduction discontinue est assurée sur toute la période réseau si la condition (3.19) est satisfaite. Dans ce cas, le rapport cyclique doit être inférieure à une certaine valeur limite. Du fait que le rapport cyclique est inversement proportionnelle à l'impédance de charge (équation (3.21)) alors cette valeur limite doit être calculée pour la valeur

minimale de la charge.

En conduction discontinue, nous pouvons envisager un fonctionnement avec forte ou faible ondulation du courant d'entrée en fixant le rapport des inductances  $L_1$  et  $L_2$ .

Des simulations ont été effectuées pour valider cette loi de commande en conduction discontinue. Les résultats présentés si-dessous sont obtenus avec les paramètres suivants :

Inductance d'entrée  $L_1$  : 135  $\mu$ H

Inductance magnétisante  $L_2$  : 270  $\mu$ H

Rapport de transformation  $m$  : 0,46

Condensateur  $C_1$  : 10  $\mu$ F

Condensateur de sortie  $C_o$  : 35 mF.

Avec un faible rapport  $L_1/L_2$  l'ondulation du courant d'entrée est très importante et par conséquent le courant d'entrée est discontinu (Fig. 47). Le spectre du courant d'entrée est présenté sur la Fig. 48. Les harmoniques obtenus sont inférieurs aux valeurs limites fixées par la norme.

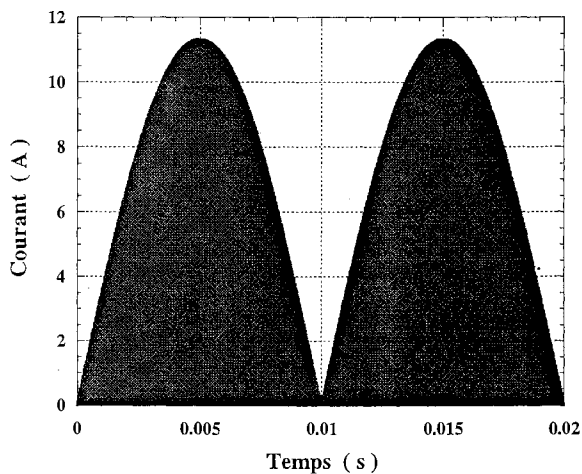


Fig. 47 : Courant d'entrée

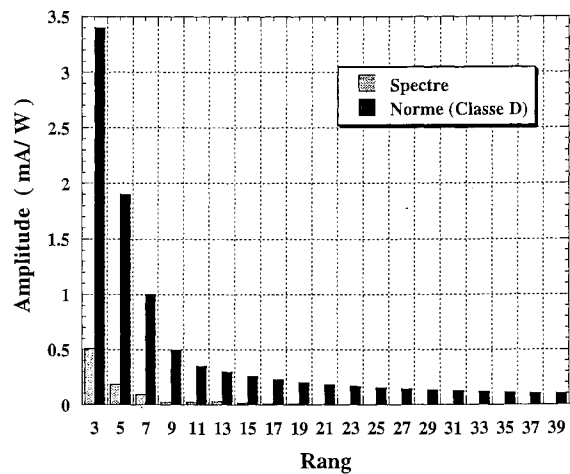


Fig. 48 : Spectre du courant d'entrée

La tension aux bornes du condensateur  $C_1$  est présentée sur la Fig. 49. La fréquence

$\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{(L_1 + L_2) \cdot C_1}}$  est choisie loin de la fréquence de commande pour ne pas créer de résonance

parasite. Du fait de la valeur faible de  $L_1$  et  $L_2$ ,  $C_1$  est élevé ce qui maintient la tension à ses bornes à une tension voisine de la valeur crête de la tension réseau.



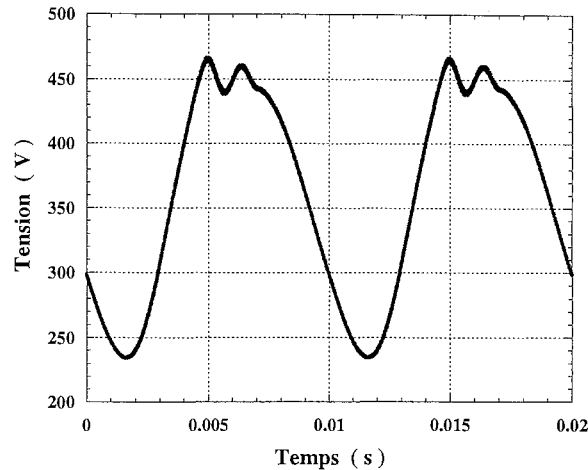


Fig. 49 : Tension aux bornes du condensateur  $C_1$

Les valeurs maximales, efficaces et moyennes de courant et tension dans différents éléments obtenues en simulation sont résumées dans le tableau ci-dessous. Le facteur de puissance obtenu avec ces paramètres est de 0,99.

Grandeur	Valeur maximale	Valeur efficace	Valeur moyenne
Courant dans l'interrupteur (A)	24,4		
Courant dans la diode (A)	53,1		7,1
Tension aux bornes de l'interrupteur (V)	605		
Tension aux bornes de la diode (V)	278		
Courant dans le condensateur (A)	13,2	3,2	
Tension aux bornes du condensateur (V)	467	372	
Courant dans l'inductance d'entrée (A)	11,3	3,2	
Courant dans l'inductance magnétisante (A)	13,2		

A partir de la relation (3.28) les inductances  $L_1$  et  $L_2$  ont été calculées pour réduire l'ondulation du courant d'entrée. Les résultats de simulation présentés sur les Fig. 50 à Fig. 52 ont été obtenus avec les paramètres suivants :

Inductance d'entrée  $L_1$  : 7,6 mH

Inductance magnétisante  $L_2$  : 91  $\mu$ H

Condensateur  $C_1$  : 0,15  $\mu$ F

Les autres paramètres sont les mêmes que précédemment.

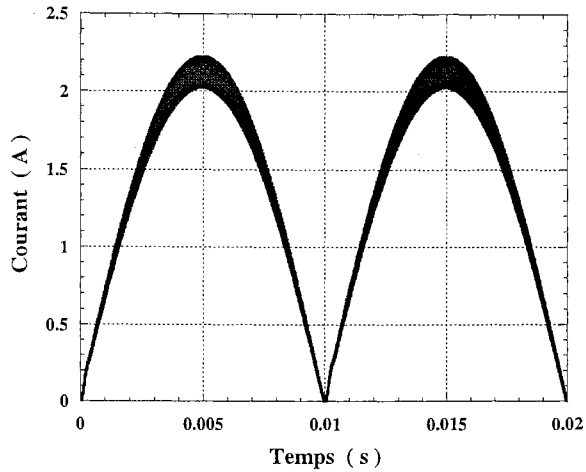


Fig. 50 : Courant d'entrée

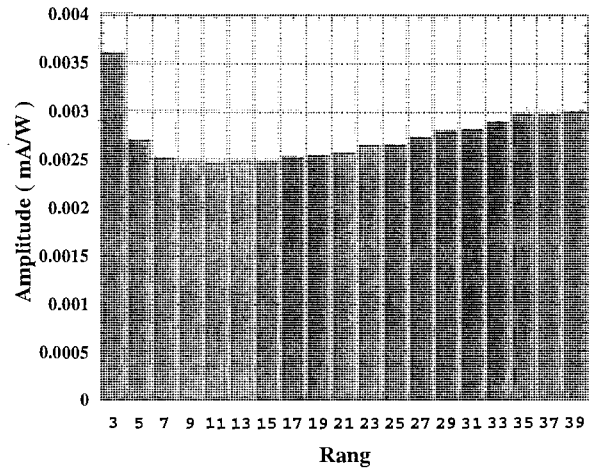


Fig. 51 : Spectre du courant d'entrée

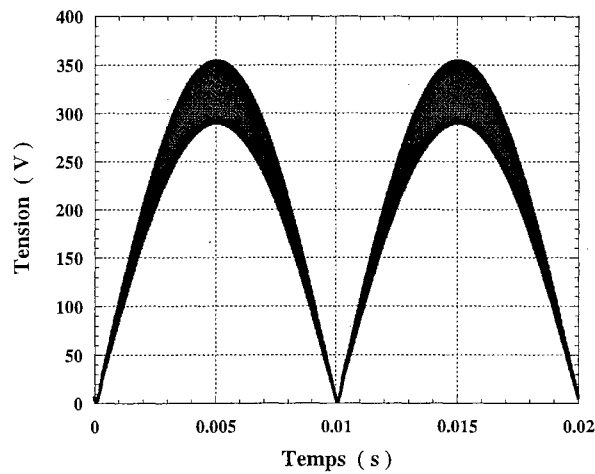


Fig. 52 : Tension aux bornes du condensateur C<sub>1</sub>

Les valeurs maximales, efficaces et moyennes de courant et tension dans les différents éléments obtenues en simulation sont résumées dans le tableau ci-dessous. Le facteur de puissance obtenu avec ces paramètres est de 0,99.

Grandeur	Valeur maximale	Valeur efficace	Valeur moyenne
Courant dans l'interrupteur (A)	17,4	3,5	1,4
Courant dans la diode (A)	38	11,5	6,1
Tension aux bornes de l'interrupteur (V)	466		
Tension aux bornes de la diode (V)	219		
Courant dans le condensateur (A)	15,3	3,2	
Tension aux bornes du condensateur (V)	355	230	
Courant dans l'inductance d'entrée (A)	2,2	1,5	
Courant dans l'inductance magnétisante (A)	15,3	5,3	

Le condensateur  $C_1$  doit être choisi de telle manière que la fréquence  $\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{(L_1 + L_2) \cdot C_1}}$  soit inférieure à la fréquence de commande pour ne pas créer de résonance parasite et supérieure à la fréquence réseau pour ne pas générer des harmoniques d'ordre faible. Pour expliciter nos dires une simulation est effectuée avec les mêmes paramètres que précédemment et en prenant comme condensateur  $C_1 = 13 \mu F$  correspondant à une fréquence de 500 Hz. Le courant à l'entrée, obtenu dans ces conditions, ainsi que le spectre correspondant sont présentés sur les figures ci-dessous. Les harmoniques de faible ordre sont plus importants.

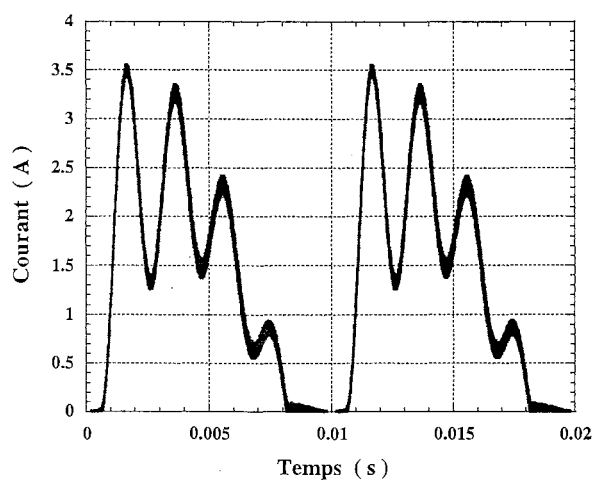


Fig. 53 : Courant d'entrée

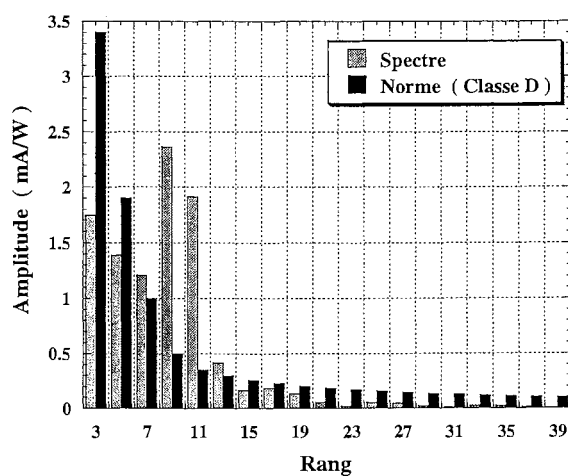


Fig. 54 : Spectre du courant d'entrée

## 4 CONCLUSION

Ce chapitre est consacré à l'étude des convertisseurs alternatif continu à prélèvement sinusoïdal destinés à des applications de faible puissance ( 300 W ). Dans ce cadre et afin de pouvoir faire une comparaison entre les structures asymétriques étudiées ci-dessus, nous faisons tout d'abord une première comparaison par rapport à la structure de référence à savoir le Boost dont il faut rappeler les caractéristiques. Le Boost permet la correction du facteur de puissance avec différentes loi de commande, mais l'isolation galvanique ne peut être assurée que par la mise en cascade d'un second convertisseur. Aussi comme le gain en tension de ce convertisseur est supérieur à l'unité, il faut noter qu'il est mieux adapté aux applications à tension élevée. Le démarrage ne peut se faire qu'à l'aide d'un circuit auxiliaire. Toutefois, la tension maximale que supporte l'interrupteur reste limitée à la tension de sortie du montage.

Les structures Flyback et Sepic peuvent fonctionner aussi bien en élévateur qu'en abaisseur. Pour cela aucune condition sur le niveau de tension n'est imposée. Elles ne présentent pas de problème de démarrage. Toutefois la tension que doit supporter l'interrupteur est plus importante que dans le cas du Boost et dépend du rapport de transformation (  $E_m + V_o/m$  ). Elles assurent le prélèvement d'un courant sinusoïdal dans les deux modes de conduction continue et discontinue. Dans le cas de conduction discontinue, la commande demeure simple à mettre en œuvre. En effet l'absorption sinusoïdale peut être assurée par une commande à rapport cyclique et fréquence constantes et, par conséquent, la boucle interne du courant n'est plus nécessaire. En conduction continue, l'absorption sinusoïdale peut être assurée par une loi de commande donnant le rapport cyclique à fréquence constante mettant en œuvre les boucles de régulation et d'asservissement classiques. Toutefois, notons que le Sepic commandé à fréquence et rapport cyclique constant peut prélever un courant sinusoïdal avec une faible ondulation haute fréquence en adaptant le rapport des inductances  $L_1$  et  $L_2$ .

Ces deux structures présentent un courant de démarrage limité et une protection inhérente contre les courts-circuits.

L'inductance de fuite du transformateur pose le même problème de surtensions aux bornes de l'interrupteur pour les deux structures et par conséquent l'emploi d'un écrêteur ou d'un circuit d'aide à la commutation s'avère nécessaire.

On peut citer comme inconvénient du Flyback son courant d'entrée fortement ondulé, ce qui nécessite l'emploi de filtre pour annuler la composante haute fréquence. A l'image du Flyback, le Sepic met en œuvre une inductance à l'entrée qui réduit l'ondulation du courant . Il nécessite

aussi un filtrage HF supplémentaire mais qui serait de taille inférieure.

La version en pont asymétrique du Flyback ne permet pas le prélèvement de courant sinusoïdal sur toute la période réseau, ce qui peut se traduire par un mauvais facteur de puissance ou bien par des surcontraintes sur les composants en adoptant un rapport de transformation élevé. Elle met aussi en œuvre un interrupteur et deux diodes supplémentaires.

Toutefois, rappelons que le convertisseur Cuk (non présenté dans ce chapitre), assure aussi le prélèvement sinusoïdal. Il demeure moins intéressant que le Sepic du fait qu'il met en œuvre plus de composants et présente à sa sortie une inductance, dimensionnée pour la basse fréquence, qui est volumineuse.

***Absorption sinusoidale dans les  
commutateurs de courant***



# ABSORPTION SINUSOÏDALE DANS LES COMMUTATEURS DE COURANT

## 1 INTRODUCTION

Dans ce chapitre, on se propose de faire une étude des convertisseurs à résonance utilisant un commutateur de courant. Ce type de structure, issu de la structure Boost, permet d'avoir un courant d'entrée non découpé, donc un meilleur facteur de puissance sans l'emploi de filtre supplémentaire à l'entrée. Dans [Bat-94], Batarseh a introduit une généralisation sur la faisabilité des convertisseurs à résonance alimentés par une source de tension ou une source de courant, utilisant un circuit résonant à deux, trois ou quatre éléments et débitant sur une charge via un circuit de filtrage capacitif ou inductif. Dans sa démarche, il traite la faisabilité des structures uniquement par la règle classique de l'Electronique de Puissance sur la synthèse des convertisseurs "*On ne peut pas connecter directement et instantanément deux sources de même nature mais uniquement deux sources de natures différentes.*" D'autre part, lorsqu'on procède à une synthèse de convertisseurs, les condensateurs sont généralement considérés comme des sources de tension. Cette hypothèse pourrait ne pas être vraie dans certains cas. En effet dans une structure à résonance, le condensateur du circuit résonant voit sa tension changer de signe une fois par période de découpage, si dans une configuration le condensateur se trouve connecté à un interrupteur non commandable ( diode ) alors le changement de signe de la tension à ses bornes provoque l'amorçage spontané de cette diode qui maintient alors le condensateur court-circuité. Par conséquent ce court-circuit ne peut être considéré comme désobéissant à la règle fondamentale : "*une source de tension ne peut être court-circuitée.*"

Aussi la méthode utilisée dans [Bat-94] ne prend pas en compte la nature des interrupteurs. Par conséquent il conclut que certaines structures ne sont pas réalisables. Toutefois nous verrons au cours de ce chapitre que de telles structures peuvent être mises en œuvre en utilisant une catégorie bien choisie d'interrupteurs.

Les convertisseurs statiques peuvent être classés en trois catégories : les convertisseurs à transfert direct ( Buck, Boost, ... ), les convertisseurs à stockage intermédiaire ( Cuk, Buck-Boost, ... ) et les convertisseurs à résonance. Cette dernière catégorie peut être subdivisée à son tour en deux sous-catégories, la première sous-catégorie englobe les convertisseurs où l'énergie est transférée



de la source au circuit résonant ensuite à la charge durant toute la période de découpage, dite à transfert continu (l'aspect conduction continue - conduction discontinue n'est pas considéré ici). L'autre sous-catégorie concerne les convertisseurs où la charge et/ou la source sont complètement déconnectées du circuit résonant pendant une fraction de la période de découpage, dite à transfert discontinu.

Pour constituer le circuit résonant d'un convertisseur à résonance, deux composants réactifs aux moins, à savoir un condensateur et une inductance sont nécessaires. Dans cette étude, nous nous intéresserons à de telles structures avec un minimum de composants réactifs. Les différentes configurations de circuits résonants qu'on peut avoir sont récapitulées dans la figure ci-dessous :

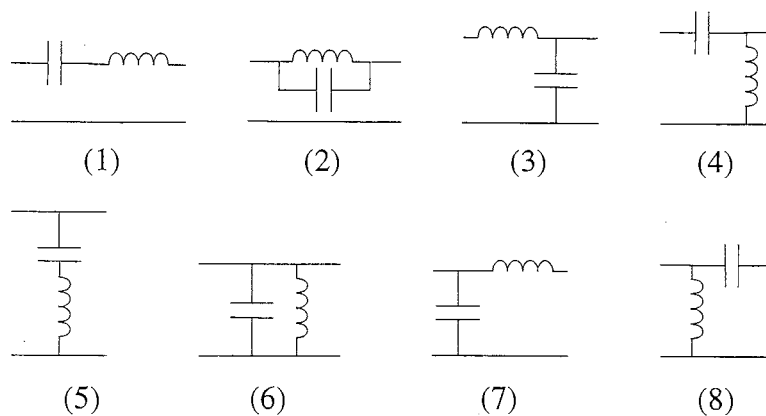


Fig. 1 : Différentes configurations possibles de circuits résonants du second ordre

Dans un souci de réduire la taille et le volume du convertisseur, seuls seront étudiés les circuits résonants permettant d'utiliser l'inductance de fuite du transformateur haute fréquence comme inductance de résonance ou une part de celle-ci. Par conséquent les circuits résonants 2, 4, 5, 6 et 8 de la Fig. 1 ne seront pas traités. Ce qui réduit à trois le nombre de configurations.

Le principe de synthèse de convertisseur peut être résumé par le schéma synoptique de la Fig. 2 et consiste à :

- Connecter une inductance de forte valeur en série avec la source de tension afin d'implanter une source de courant ;
- utiliser l'un des circuits résonants de la Fig. 1 permettant d'utiliser l'inductance de fuite du transformateur HF assurant l'isolation galvanique (circuits indexés 1, 3 et 7 de la Fig. 1). Notons que le circuit résonant (3) de la Fig. 1 suppose que le condensateur est placé au secondaire du transformateur et que sa valeur vue du primaire du transformateur sera prise en compte dans le phénomène de résonance.
- Charger le secondaire du transformateur, via un pont redresseur, par une charge en série avec

un filtre inductif ou en parallèle avec un filtre capacitif.

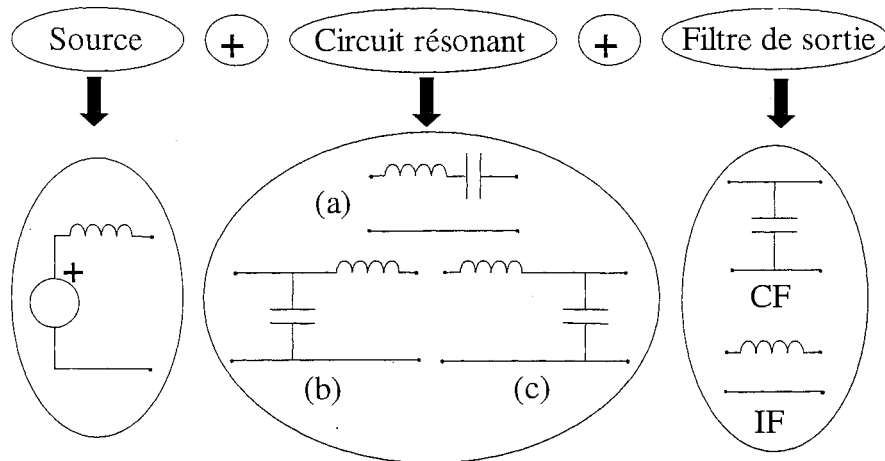


Fig. 2 : Principe de synthèse de convertisseur à résonance utilisant un commutateur de courant

Théoriquement en associant, de façon combinatoire, différents circuits résonants et filtres de sortie, six structures peuvent être conçues. Néanmoins, Le circuit résonant (a) et le filtre de sortie (IF) de la Fig. 2 ne peuvent être associés car, physiquement, cette combinaison ne peut donner naissance à une résonance qui serait exploitable pour une alimentation à découpage.

Enfin, cinq structures seront recensées et classifiées suivant leur mode de fonctionnement comme il sera décrit dans le paragraphe suivant.

## 2 SYNTHÈSE DE CONVERTISSEUR A RÉSONANCE UTILISANT UNE SOURCE COURANT

Les structures utilisant un commutateur de courant qu'on trouve dans la littérature utilisent généralement la cellule de commutation conventionnelle ( dans sa version en pont complet [Che-89], [Fer-94], [Bau-87], [Liu-88], [Moh-95]) schématisée par la Fig. 3. Ces structures sont généralement réversibles c'est à dire que la source de courant continue fonctionne dans deux quadrants. Dans le cas de convertisseurs à résonance, la charge représentée ici par une source de tension alternative est un filtre d'ordre supérieur à un. Le fonctionnement en mode thyristor ou thyristor-dual-diode peut être assuré en plaçant la fréquence de commande au dessus ou au dessous de la fréquence de résonance.

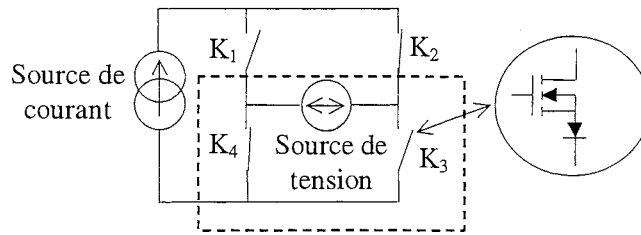


Fig. 3 : Cellule de commutation conventionnelle

Ce type de structure présente un inconvénient majeur lié à la caractéristique statique des interrupteurs requise pour le fonctionnement. En effet ces interrupteurs doivent posséder 3 segments avec une réversibilité en tension.

L'analyse des semi-conducteurs rapides montre que ceux-ci sont unidirectionnels et nécessitent donc l'adjonction d'une diode rapide en série. Cette diode est à l'origine de pertes supplémentaires par conduction (elle conduit en même temps que l'interrupteur au lieu de véhiculer le courant inverse du à la résonance), et induit pendant son ouverture des pertes par commutation dues au temps de recouvrement qu'il faudra prendre en compte.

### 2.1 Cellule de commutation conventionnelle

Dans [Met-89], une démarche synthétique a été effectuée et a abouti à une classification des type de cellules de commutations qui limite ces dernières à cinq catégories. La première catégorie est représentée par la cellule de type "hacheur" qui associe des interrupteurs commandables à l'amorçage et au blocage et des interrupteurs non commandables (diodes). La seconde et la troisième catégories regroupent les cellules de type "onduleur de tension" dans lesquelles la source de tension est continue et la source de courant change de signe à chaque commutation et les interrupteurs sont bidirectionnels en courant et commandables soit à l'amorçage soit au blocage. Les deux dernières catégories regroupent les cellules de type "commutateur de courant" dans lesquelles la source de courant est continue et la source de tension change de signe à chaque commutation et les interrupteurs sont bidirectionnels en tension et commandables soit à l'amorçage soit au blocage.

Les auteurs concluaient aussi que la commutation dans un convertisseur statique est le passage d'une configuration à une autre qui ne met en jeu que deux interrupteurs, une source de tension et une source de courant ( caractéristique d'une cellule de commutation ).

Afin de remédier les problèmes posés par l'emploi d'interrupteurs à trois segments bidirectionnels en tension, examinons, tout d'abord, la possibilité d'utiliser des interrupteurs bidirectionnels en courant

**2.2 Pseudo-cellule de commutation de type source de courant – source de courant**

Dans ce type de structure où une inductance (de faible ou forte valeur) est connectée à une source de courant via un pont d'interrupteurs bidirectionnels en courant ( Fig. 4 ), les interrupteurs se trouvent insérés dans une maille inductive et leur blocage ne peut se faire que sous forme spontanée à zéro de courant. Si une paire d'interrupteurs est conductrice ( T<sub>2</sub> et T<sub>4</sub> par exemple ), alors l'amorçage de l'autre paire a tout instant ne pose aucun problème. Par conséquent *l'amorçage commandé* est possible dans ce type de structure. A la suite de la fermeture de la seconde paire d'interrupteurs ( T<sub>1</sub> et T<sub>3</sub> ), la source de courant se trouve court-circuitée et le courant dans l'inductance L<sub>r</sub> va osciller avec le reste du circuit résonant et finira par atteindre la valeur -I<sub>g</sub> ( Le régime permanent est supposé établi ). Comme le courant dans les interrupteurs T<sub>2</sub> et T<sub>4</sub> vaut :  $I_{T_2}(t) = \frac{I_g(t) + I_{L_r}(t)}{2}$  alors ce dernier s'annule et le blocage des transistors peut se faire à zéro de courant. Les interrupteurs qui sont bidirectionnels en courant permettent au courant dans le circuit résonant de continuer son oscillation et ce sont les diodes en antiparallèle qui assurent le passage de celui-ci. Le blocage des diodes se fait quand le courant résonant repasse à la valeur -I<sub>g</sub>. Donc le blocage s'effectue à courant nul et la mise en œuvre de la commande le blocage du transistor peut se faire pendant le temps où sa diode en antiparallèle conduit.

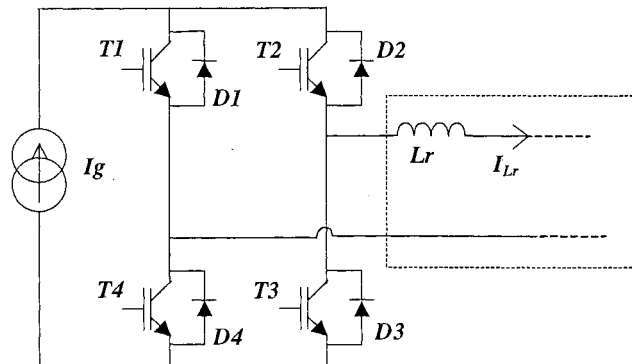


Fig. 4 : Pseudo-cellule de commutation de type source de courant – source de courant

En conclusion, les structures qui utilisent de telle cellule fonctionnent en commutation commandée d'amorçage associée à la commutation spontanée de blocage (Zero-Current-Switching ZCS).

**2.3 Pseudo-cellule de commutation de type source de courant – source de tension**

Dans ce type de configuration où la source de courant est placée à l'entrée d'un pont d'interrupteurs bidirectionnels en courant, et la source de tension est placée à la sortie ( Fig. 5 ), les interrupteurs bloqués se trouvent placés en parallèle sur le condensateur lors de la conduction

des interrupteurs opposés. Par conséquent leur amorçage ne peut se faire qu'à zéro de tension. Si une paire d'interrupteurs ( $T_2$  et  $T_4$  par exemple) et l'autre paire des diodes en antiparallèle ( $D_1$  et  $D_3$ ) sont conductrices en maintenant le condensateur court-circuité, alors les transistors  $T_1$  et  $T_3$  sont susceptibles d'être amorcés à zéro de tension et le blocage de  $T_2$  et  $T_4$  ne pose aucun problème. Suite au blocage de  $T_2$  et  $T_4$ , la tension aux bornes du condensateur oscille avec le reste du circuit résonant. Le changement de polarité de cette tension provoque la conduction spontanée des diodes  $D_2$  et  $D_4$  et le maintien du condensateur en état de court-circuit.

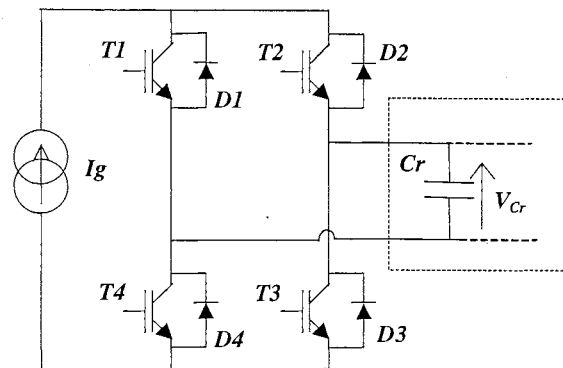


Fig. 5 : Pseudo-cellule de commutation de type source de courant – source de tension

En conclusion, les structures qui utilisent une telle cellule fonctionnent en commutation commandée de blocage associée à la Commutation spontanée d'amorçage (Zero-voltage-Switching *ZVS*).

#### 2.4 Principe de commande

Dans les convertisseurs à résonance à absorption sinusoïdale, les interrupteurs doivent assurer deux fonctions : ils sont amorcés ou bloqués selon que la tension à leurs bornes ou le courant les traversant est nul pour accomplir un amorçage spontané associé à un blocage commandé ou un blocage spontané associé à un amorçage commandé respectivement. Ces interrupteurs sont également bloqués ou amorcés pour asservir le courant d'entrée.

##### 2.4.1 Structures fonctionnant en ZCS

Durant chaque période de découpage, les interrupteurs sont amorcés et bloqués une seule fois. Dans les structures fonctionnant en ZCS seul l'amorçage peut être utilisé pour asservir le courant d'entrée car la source de courant n'est pas parfaite. Elle est constituée par la mise en série d'une inductance de forte valeur avec une source de tension comme présentée sur la Fig. 6.

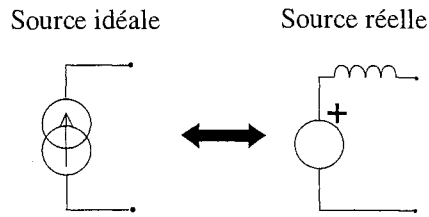


Fig. 6 : Implantation de la source de courant

Pendant la fermeture des deux paires d'interrupteurs, la source de tension est fermée sur l'inductance de lissage  $L_g$  et voit alors son courant croître linéairement à l'échelle du découpage avec le temps. Comme le blocage des interrupteurs est spontané alors la croissance du courant n'est contrôlable que par le niveau de tension de la source et de la valeur d'inductance d'entrée. Lorsqu'une seule paire d'interrupteurs est conductrice, et sous certaines conditions qui seront explicitées plus loin, le courant dans la source peut être décroissant. En conséquence seule la comparaison du courant d'entrée à une référence minimale peut être effectuée pour asservir le courant d'entrée comme présenté sur la figure suivante :

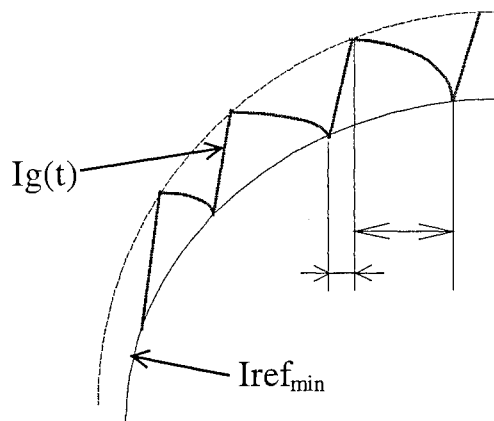


Fig. 7 : Principe de commande des structures fonctionnant en ZCS

Durant l'empiètement des deux paires interrupteurs, le courant dans le circuit résonant oscille à la fréquence de résonance qui est propre au circuit résonant. En conséquence ce temps d'empiètement peut être maintenu constant pour concevoir le mode de commande.

#### 2.4.2 Structures fonctionnant en ZVS

Pendant qu'une seule paire d'interrupteurs est conductrice, la tension aux bornes du condensateur  $C_r$  oscille avec le reste du circuit résonant et sous certaines conditions le courant dans la source peut être décroissant. L'oscillation de cette tension s'effectue à la fréquence de résonance et donc la durée est constante. Comme l'amorçage des interrupteurs est spontané, cette croissance du courant n'est contrôlable que par le niveau de tension de la source, de l'inductance d'entrée et des éléments du circuit résonant. Pendant l'empiètement des interrupteurs la source de tension

est fermée sur l'inductance de lissage  $L_g$  et voit alors son courant croître de façon quasi-linéaire avec le temps. En conséquence seule la comparaison du courant d'entrée à une référence maximale peut être effectuée pour asservir le courant d'entrée comme présenté sur la Fig. 8.

Dans ce cas le temps de décroissance est constant. Ce dernier peut être utilisé pour concevoir le mode de commande.

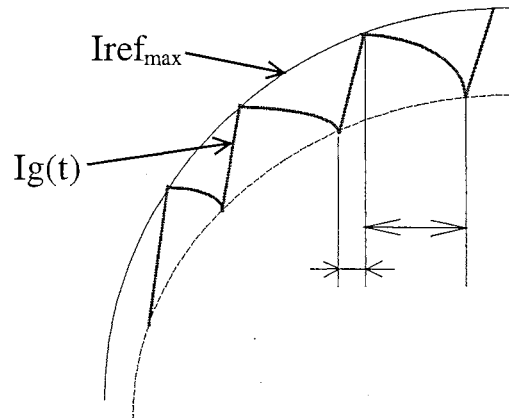


Fig. 8 : Principe de commande des structures fonctionnant en ZVS

### 3 CONVERTISSEUR SCRC

Le convertisseur ( SCRC pour Series Current-driven Resonant Converter ) présenté sur la Fig. 9 est obtenu par mise en série d'un condensateur avec le transformateur et l'utilisation d'un filtre capacitif à la sortie. L'inductance de fuite du transformateur peut être l'inductance de résonance ou une partie de celle-ci. Cette structure est attractive du fait qu'elle présente à l'entrée une inductance qui permet d'avoir un courant faiblement ondulé à l'entrée et nécessite peu de filtre HF. Elle hérite de certains avantages du convertisseur à résonance série en particulier la commutation des diodes du redresseur de sortie qui se fait au zéro du courant avec un  $di/dt$  naturellement limité par le circuit résonant [Che-89], [Fer-94], [Ste-88]. Les pertes par commutation sont donc minimales dans ces diodes. Comme il n'y a pas d'énergie stockée dans les inductances parasites de câblage au moment de cette commutation, les diodes ne sont soumises à aucune surtension. La mise en série du condensateur avec le transformateur élimine tout risque de composante continue de courant.

Cette structure a été étudiée [Liu-92], [Elo-94] pour une faible puissance 100 W et 500 W, examinons l'emploi de cette structure pour les puissances moyennes d'environ 3 kW.

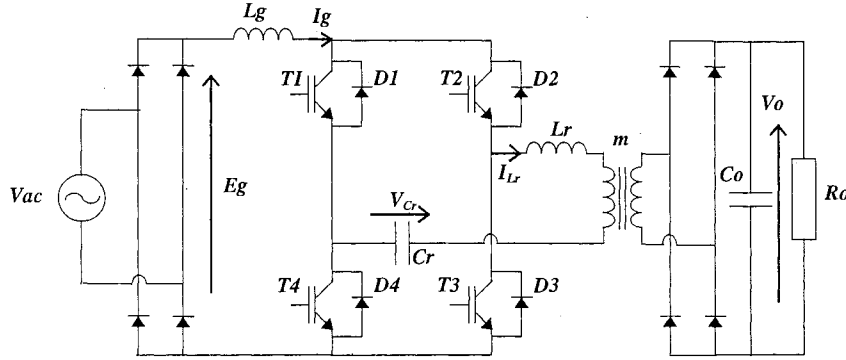


Fig. 9 : Convertisseur SCRC

### 3.1 Principe de fonctionnement

Nous supposons que les paires d'interrupteurs  $T_1$  &  $T_3$  et  $T_2$  &  $T_4$  sont amorcés et bloqués alternativement et que leur rapport cyclique de conduction est supérieur à 50%. Du fait de la symétrie du convertisseur, l'analyse de fonctionnement sera faite sur une demi-période de découpage. L'inductance d'entrée  $L_g$  est de forte valeur de telle manière que le courant d'entrée peut être considéré constant sur une période de découpage. Nous supposons qu'initialement une paire d'interrupteurs ( par exemple  $T_2$  et  $T_4$  ) est conductrice. Dans ces conditions le courant dans l'inductance de résonance  $I_{Lr}$  n'est autre que le courant dans la source  $I_g$  et notons par  $V_{c0}$  la tension aux bornes du condensateur  $C_r$ .

#### a) Séquence 1 :

À l'instant  $t_0$  les transistors  $T_1$  et  $T_3$  sont amorcés. Le circuit équivalent associé à cette phase est représenté sur la Fig. 10.a. La tension et le courant dans le circuit résonant oscillent et ont pour expression :

$$V_{Cr}(t) = \left( V_{c0} + \frac{V_o}{m} \right) \cdot \cos(\omega_r \cdot (t - t_0)) + Z_r \cdot I_g \cdot \sin(\omega_r \cdot (t - t_0)) - \frac{V_o}{m} \quad (3.1)$$

$$I_{Lr}(t) = \frac{-1}{Z_r} \cdot \left( V_{c0} + \frac{V_o}{m} \right) \cdot \sin(\omega_r \cdot (t - t_0)) + I_g \cdot \cos(\omega_r \cdot (t - t_0)) \quad (3.2)$$

où  $Z_r = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$ ,  $\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_r \cdot C_r}}$  et désignent respectivement l'impédance caractéristique et la pulsation du circuit résonant.

Pendant cette phase tous les transistors sont à l'état passant. Le courant croît dans les transistors  $T_1$  et  $T_3$  alors qu'il décroît dans  $T_2$  et  $T_4$ . Cette phase prend fin à l'instant  $t_1$  quand  $I_{Lr}$  s'annule. La durée de cette phase peut être déduite de (3.2) et est donnée par l'expression suivante :

$$t_1 - t_0 = \frac{1}{\omega_r} \cdot \text{atan} \left( \frac{Z_r \cdot I_g}{V_{c0} + \frac{V_o}{m}} \right) = \frac{1}{\omega_r} \cdot \text{asin} \left( \frac{Z_r \cdot I_g}{V_{c1} + \frac{V_o}{m}} \right) \quad (3.3)$$



$$\text{avec : } V_{C_1} = \sqrt{\left(V_{C_0} + \frac{V_0}{m}\right)^2 + (Z_r \cdot I_g)^2} - \frac{V_0}{m} \quad (3.4)$$

b) Séquence 2 :

Quand  $I_{Lr}$  change de signe, la tension de sortie vue du primaire du transformateur est  $-V_0/m$  comme représenté sur le schéma équivalent de la Fig. 10.b. Le courant dans l'inductance  $I_{Lr}$  et la tension aux bornes du condensateur  $V_{Cr}$  sont donnés par :

$$V_{Cr}(t) = \left(V_{C_1} - \frac{V_0}{m}\right) \cdot \cos(\omega_r \cdot (t - t_1)) + \frac{V_0}{m} \quad (3.5)$$

$$I_{Lr}(t) = \frac{\left(\frac{V_0}{m} - V_{C_1}\right)}{Z_r} \cdot \sin(\omega_r \cdot (t - t_1)) \quad (3.6)$$

Le blocage des transistors  $T_2$  &  $T_4$  se fait spontanément à zéro de courant à l'instant  $t_1$  où le courant  $I_{Lr}$  atteint  $-I_g$ . Cet instant est donné par :

$$t_2 - t_1 = \frac{1}{\omega_r} \cdot \arcsin\left(\frac{Z_r \cdot I_g}{V_{C_1} - \frac{V_0}{m}}\right) \quad (3.7)$$

D'après l'équation (3.7) nous pouvons déduire que le condensateur doit être suffisamment chargé pour assurer la commutation à courant nul, condition nécessaire pour que l'inductance de résonance puisse être reliée de nouveau à la source de courant. Cette condition peut se traduire par l'expression que doit vérifier la tension maximale aux bornes du condensateur  $Cr$  obtenue à l'instant  $t_1$ . Soit,

$$V_{C_1} > Z_r \cdot I_g + \frac{V_0}{m} \quad (3.8)$$

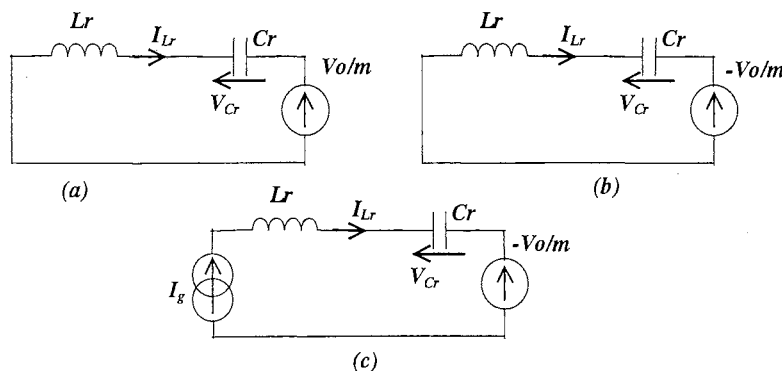


Fig. 10 : Circuits équivalents du convertisseur pendant les différentes phases de fonctionnement

c) Séquence 3 :

Quand  $I_{Lr}$  atteint  $-I_g$ , les diodes en anti-parallèle  $D_2$  et  $D_4$  se mettent à conduire. Le schéma équivalent du convertisseur est le même que celui de la phase précédente. Comme le courant

dans les diodes  $D_2$  et  $D_4$  vaut  $\frac{-I_g - I_{Lr}}{2}$ , cette phase se termine à l'instant  $t_3$  quand le courant  $I_{Lr}$  dans l'inductance atteint de nouveau  $-I_g$ .

$$t_3 - t_1 = \frac{\pi}{\omega_r} - \frac{1}{\omega_r} \cdot \text{asin} \left( \frac{Z_r \cdot I_g}{V_{C1} - \frac{V_o}{m}} \right) \quad (3.9)$$

d) Séquence 4 :

A l'instant  $t_3$  les diodes  $D_2$  et  $D_4$  se bloquent. Seuls les transistors  $T_1$  &  $T_3$  conduisent et le condensateur  $C_r$  se décharge linéairement par un courant constant  $I_g$ . La Fig. 10.c représente le circuit équivalent associé à cette phase. Le courant dans l'inductance et la tension aux bornes du condensateur sont donnés par :

$$V_{Cr}(t) = V_{C3} - \frac{I_g}{C_r} \cdot (t - t_3) \quad (3.10)$$

$$I_{Lr}(t) = -I_g \quad (3.11)$$

$$\text{avec : } V_{C3} = -\sqrt{\left(V_{C1} - \frac{V_o}{m}\right)^2 - (Z_r \cdot I_g)^2} + \frac{V_o}{m} \quad (3.12)$$

Cette phase prend fin à l'instant  $t_4$  quand l'autre paire d'interrupteurs ( $T_2$  &  $T_4$ ) est amorcée. le convertisseur fonctionne de la même façon que précédemment sauf que la tension aux bornes du condensateur  $C_r$  ainsi que le courant dans l'inductance du circuit résonant seront de polarité inverse. Les allures de courant et tension dans le circuit résonant, en grandeurs réduites, sont présentées sur la Fig. 11.

### 3.2 Diagramme de phase

Le diagramme de phase peut être obtenu en traçant dans un même graphe la tension aux bornes du condensateur et le courant dans l'inductance du circuit résonant. Le diagramme de phase est représenté sur la Fig. 12. Sa trajectoire est composée de quatre parties : les trois premières parties sont des arcs de cercles et correspondent aux phases de résonance où la source est court-circuitée ( $t_0$ - $t_3$ ), la dernière partie ( $t_3$ - $t_4$ ) correspond à une charge de condensateur à courant constant.

A partir des explications données précédemment, les transistors  $T_1$  and  $T_3$  doivent être bloqués pendant l'intervalle de temps  $[t_2, t_3]$  pour assurer la commutation à courant nul. Par conséquent les intervalles de temps  $[t_0, t_2]$  et  $[t_0, t_3]$  représentent respectivement les temps d'empiètement minimal et maximal des deux paires d'interrupteurs.

Afin de procéder à une normalisation des résultats, les grandeurs réduites seront utilisées. Les tensions seront réduites par rapport à la tension d'entrée  $E_g$  et les courants seront réduits par rapport à la grandeur de base  $E_g/Z_r$ , et la fréquence de commande par rapport à la fréquence de

résonance. Toutes ces grandeurs réduites seront suivies d'un indice "n".

### 3.3 Contraintes sur les composants

Sous l'hypothèse que la tension de sortie et le courant d'entrée soient constants, les contraintes sur les composants, sous leur forme réduite, peuvent être exprimées en fonction de la tension maximale réduite  $V_{nc1}$  aux bornes du condensateur de résonance obtenue à l'instant  $t_1$  :

$$V_{nTmax} = \sqrt{\left(V_{nc1} + \frac{V_{no}}{m}\right)^2 - Ing^2} \quad (3.13)$$

$$I_{nTmax} = \frac{1}{2} \cdot \left(Ing + V_{nc1} - \frac{V_{no}}{m}\right) \quad (3.14)$$

$$I_{nDmax} = \frac{1}{2} \cdot \left(V_{nc1} - \frac{V_{no}}{m} - Ing\right) \quad (3.15)$$

$$I_{nLmax} = V_{nc1} - \frac{V_{no}}{m} \quad (3.16)$$

Où  $V_{nTmax}$ ,  $I_{nTmax}$ ,  $I_{nDmax}$  et  $I_{nLmax}$  désignent la contrainte en tension sur les transistors, les contraintes en courant sur les transistors, les diodes en antiparallèle et l'inductance de résonance.

$V_{no}$  et  $Ing$  sont respectivement la tension réduite de sortie et le courant réduit d'entrée.

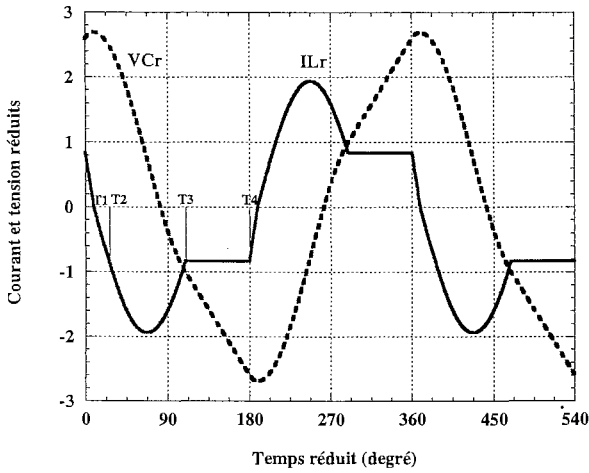


Fig. 11 : Allure de courant et tension dans le circuit résonant

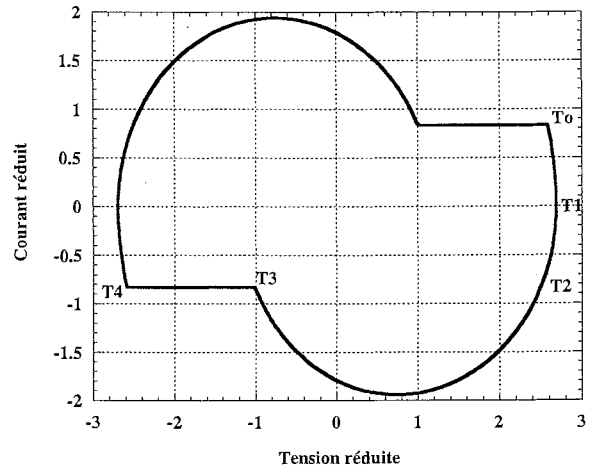


Fig. 12 : Diagramme de phase du convertisseur SCRC

### 3.4 Caractéristique de contrôle

A partir des équations (3.1)-(3.12) et du fait de la périodicité et de la symétrie du montage, on peut déduire l'équation suivante, sous sa forme réduite, qui régit le fonctionnement du convertisseur :

$$\frac{\pi}{Fns} = \pi + \text{asin} \left( \frac{Ing}{V_{nc1} + \frac{V_{no}}{m}} \right) - \text{asin} \left( \frac{Ing}{V_{nc1} - \frac{V_{no}}{m}} \right) + \frac{\sqrt{\left(V_{nc1} + \frac{V_{no}}{m}\right)^2 - Ing^2} - \sqrt{\left(V_{nc1} - \frac{V_{no}}{m}\right)^2 - Ing^2}}{Ing} \quad (3.17)$$

où  $Fns$  est la fréquence réduite de commande.

La caractéristique de sortie du convertisseur peut être déterminée en évaluant le courant réduit moyen de sortie. Ce dernier est obtenu par intégration du courant résonant vu du secondaire du transformateur et après redressement.

$$I_{no} = \frac{2}{T_s} \cdot \left\{ \int_{t_0}^{t_1} \frac{I_{nLr}}{m} dt - \int_{t_1}^{t_0 + \frac{T_s}{2}} \frac{I_{nLr}}{m} dt \right\} \quad (3.18)$$

On en déduit l'expression du courant moyen de sortie en fonction de la fréquence de commande

$$I_{no} = \frac{2 \cdot V_{nc1}}{\pi \cdot m} \cdot F_{ns} \quad (3.19)$$

La caractéristique de sortie du convertisseur peut être déduite par résolution numérique du système d'équations formés (3.17) et (3.19). Cette caractéristique admet trois limites de fonctionnement. La première traduit la condition de fonctionnement donnée par (3.8). Contrairement au convertisseur à résonance classique, cette structure ne peut fonctionner en court-circuit. En effet dans l'équation régissant le fonctionnement du convertisseur, le fait d'avoir  $V_{no}$  nul revient à dire que le convertisseur doit être commandé à sa fréquence de résonance, ce qui annule l'impédance du circuit résonant et impose alors un courant infini à l'entrée. La dernière limite traduit le fait que le convertisseur ne peut fonctionner à vide.

Le comportement du convertisseur à fréquence de commande constante, est celui d'une source de courant ( Fig. 13 ). Cette propriété est d'autant plus vraie que la résistance de charge est inférieure à la résistance de charge maximale et la fréquence de travail faible devant la fréquence de résonance.

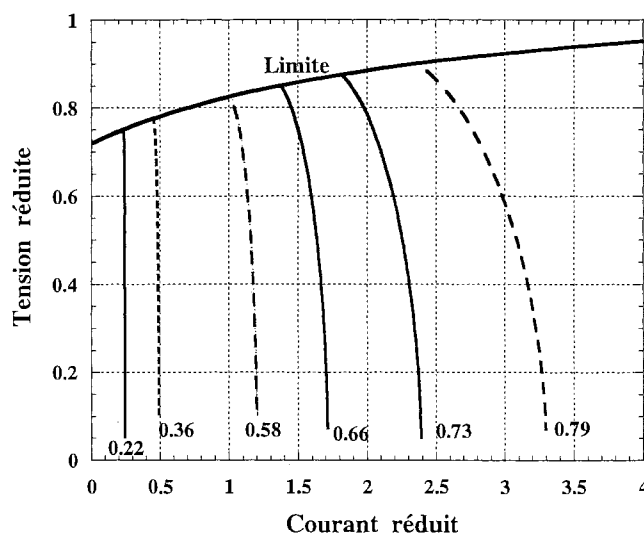


Fig. 13 : Caractéristique de sortie du convertisseur SCRC à fréquence de commande constante

Les temps réduits maximal et minimal d'empiètement présentés sur la Fig. 14 permettent de fixer l'intervalle de temps durant lequel le blocage des transistors doit être fait afin d'assurer la commutation à zéro de courant. La détermination de cet intervalle de temps permettra de concevoir facilement le circuit de commande sans se préoccuper de l'annulation du courant dans ces derniers.

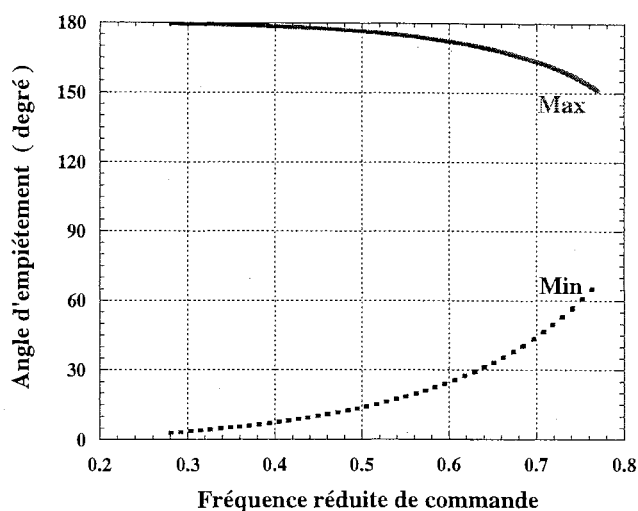


Fig. 14 : Évolution des temps réduits d'empiètement minimal et maximal en fonction de la fréquence réduite de commande

### 3.5 Contrôle du courant d'entrée

Comme nous l'avons vu au paragraphe §2.4.1, le principe de commande de telles structures consiste à comparer le courant d'entrée avec une référence minimale et commander alternativement les interrupteurs à l'amorçage chaque fois que le courant d'entrée devient inférieur à cette référence. L'enveloppe maximale n'est pas contrôlée mais elle peut être estimée en considérant l'ondulation du courant d'entrée. En effet la croissance du courant se fait pendant la conduction des deux paires de transistors ( ou une paire et les diodes en antiparallèle à l'autre paire ). Cette ondulation peut être approchée par l'expression suivante :

$$\Delta I_g = \frac{\pi \cdot E_m}{L_g \cdot \omega_r} \cdot \sin(\omega_L \cdot t) \quad (3.20)$$

En tenant compte de la condition (3.8), mentionnée dans le principe de fonctionnement, les interrupteurs doivent être commandés par le fait que le courant d'entrée passe en dessous de la référence minimale, tout en respectant cette condition. Cela se traduit par la recharge du condensateur de résonance jusqu'à un certain seuil. Au voisinage de zéro de tension le condensateur ne peut être suffisamment chargé et ce seuil ne peut être affranchi. Par conséquent la commutation du courant résonant devient impossible. Afin de pallier ce problème, la paire

d'interrupteurs bloqués ne sera pas amorcée quand la tension d'alimentation devient inférieure à une certaine tension  $E_{g_{min}}$ , ce qui a pour conséquence de charger convenablement le condensateur et d'arrêter le convertisseur après annulation du courant dans les interrupteurs qui sont à l'état passant. La valeur  $E_{g_{min}}$  est donc un paramètre important puisqu'elle fixe l'amplitude des harmoniques du courant d'entrée, et assure la condition de fonctionnement du convertisseur.

Un second paramètre important pour assurer la condition (3.8) est la valeur de l'inductance d'entrée  $L_g$ . En effet, plus sa valeur est importante, plus l'ondulation sera réduite, et plus la consigne de courant sera suivie longtemps lors de la décroissance de cette référence. Par contre le courant d'entrée rattrapera plus tard la consigne dans sa phase croissante, du fait de cette valeur élevée d'inductance. Une valeur d'inductance plus faible amènerait à un effet inverse, à savoir une annulation du courant lors de la décroissance de la référence et un suivi plus rapide lors de la croissance de cette dernière. Cette éventuelle dissymétrie basse fréquence du courant engendrerait des harmoniques dont le module serait plus important.

### 3.6 Dimensionnement du convertisseur

Afin de pouvoir utiliser le convertisseur en absorption sinusoïdale, nous devons procéder à un dimensionnement qui tient compte du prélèvement sinusoïdal car un dimensionnement en statique serait insuffisant. Ce dimensionnement reste délicat du fait qu'il doit tenir compte d'une part des contraintes de fonctionnement que nous avons exposées dans le principe du contrôle de courant et d'autre part des courants harmoniques générés par ce courant d'entrée qui doivent respecter la norme en vigueur. En conséquence, le dimensionnement ne peut être formulé comme un problème d'optimisation classique consistant à minimiser un coût et à respecter des contraintes d'égalité et d'inégalité. Une démarche systématique a donc été retenue pour dimensionner ce convertisseur. Elle consiste à déterminer la puissance maximale que peut transiter le convertisseur tout en respectant la norme, sachant que les contraintes limites sur les composants ont été fixées initialement. Un programme a été développé dans ce sens pour déterminer les éléments du convertisseur répondant à cette démarche. Ce programme est décrit par l'organigramme de la Fig. 15. Les éléments à déterminer sont l'impédance caractéristique du circuit résonant  $Z_r$ , le rapport de transformation  $m$  (la fréquence de résonance étant fixée) et la tension  $E_{g_{min}}$  au-dessous de laquelle le convertisseur doit être arrêté.

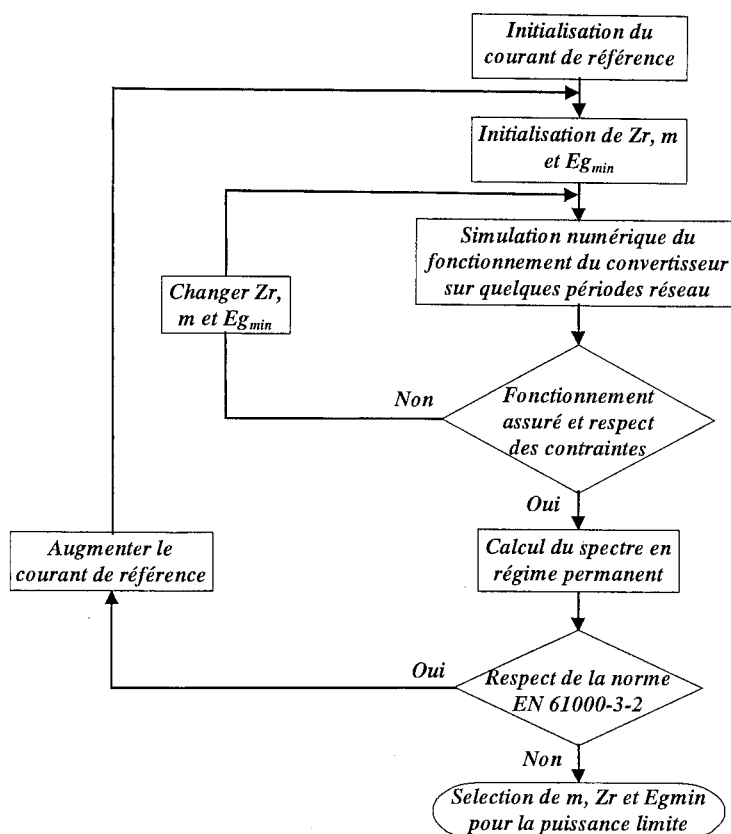


Fig. 15 : Principe du dimensionnement du convertisseur SRC fonctionnant en absorption sinusoïdale

### 3.7 Résultats de simulations

La méthode de dimensionnement décrite précédemment nous a permis d'aboutir aux paramètres correspondant à une puissance maximale transitée d'environ 1 kW. Les valeurs suivantes ont été retenues :

Rapport de transformation  $m$  : 1,75;

Impédance caractéristique  $Z_r$  : 19,9;

La tension seuil  $E_{g_{min}}$  : 125 V

La fréquence de résonance étant fixée à 70 kHz environ, ce qui permet de déduire les composants du circuit résonant :

Condensateur de résonance  $C_r$  : 115 nF;

Inductance de résonance  $L_r$  : 46  $\mu$ H.

L'inductance d'entrée  $L_g$  : 3 mH.

Le courant obtenu à l'entrée, par simulation, est constitué d'une partie de sinusoïde redressée avec une certaine ondulation HF et un palier nul sur le reste de la période réseau pendant lequel le convertisseur est arrêté. L'évolution de ce courant est illustrée sur la Fig. 16. Le spectre du courant d'entrée est présenté sur la Fig. 17, les harmoniques d'ordre pair sont négligeables.

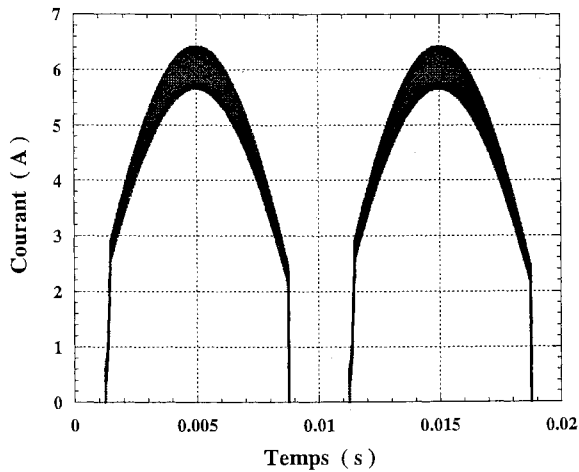


Fig. 16 : Évolution du courant d'entrée sur une période réseau

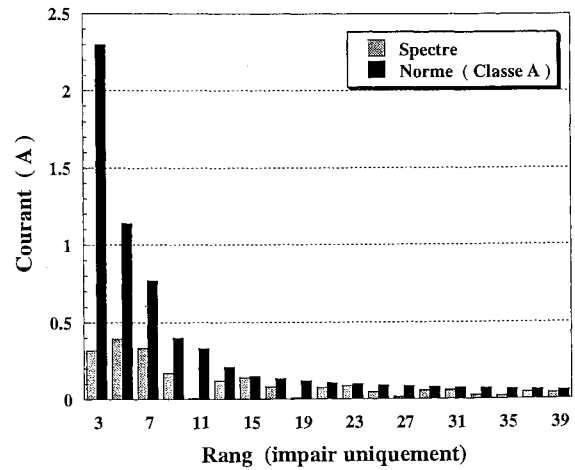


Fig. 17 : Spectre du courant d'entrée

L'évolution de la fréquence réduite de commande sur une période réseau est donnée sur la Fig. 18. Cette fréquence est tracée uniquement pour la partie de la période réseau où le convertisseur est commandé. La légère dissymétrie provient du fait que l'évolution du courant est moins rapide lors de la croissance de tension, il s'ajoute à cet effet la valeur importante de l'inductance d'entrée. Les temps d'empiètement maximal et minimal sont donnés sur la Fig. 19.

Les contraintes maximales sur les composants obtenues par simulation sont récapitulées ci-dessous :

Courant maximal dans les interrupteurs  $I_{Tmax} : 26,5 A$

Courant maximal dans les diodes en anti-parallèle  $I_{Dmax} : 20,4 A$

Tension maximale aux bornes des interrupteurs  $V_{Tmax} : 1046 V$

Courant efficace dans le condensateur de résonance  $I_{Ceff} : 17,1 A$

Ondulation du courant d'entrée  $\Delta I_{gmax} : 0,7 A$ .



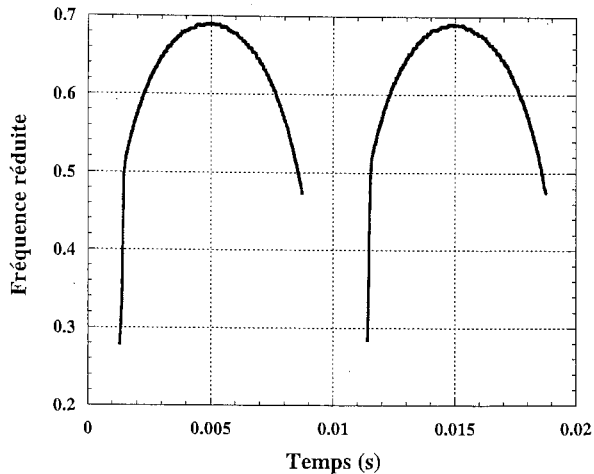


Fig. 18 : Évolution de la fréquence réduite de commande sur une période réseau

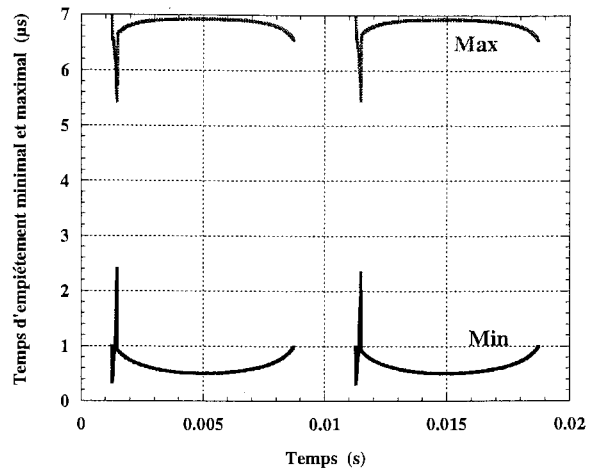


Fig. 19 : Évolution des temps de recouvrement maximal et minimal sur une période réseau

### 3.8 conclusion

Le convertisseur SCRC présente certains avantages que nous résumons dans ci-dessous :

- le courant d'entrée faiblement ondulé;
- commutation des diodes du redresseur de sortie à zéro de courant;
- commutation des interrupteurs à zéro de courant aussi bien à l'amorçage qu'au blocage
- la position du condensateur série élimine tout le risque de composante continue de courant dans le transformateur.

En revanche, nous pouvons noter comme inconvénient de cette structure :

- la connexion des inductances d'entrée et du circuit résonant par le biais d'interrupteur est très délicate et présente des risques de surtension;
- Le prélèvement sinusoïdal ne peut être assuré au voisinage de zéro;
- La commande du convertisseur, seulement sur une partie de la période réseau, en vue de respecter la norme EN 61000-3-2, impose un dimensionnement particulier et conduit à des contraintes prohibitives;
- Dans le cas de fonctionnement d'absorption sinusoïdale, la puissance transitée reste très limitée par les contraintes engendrées.

## 4 CONVERTISSEUR PRC-CF

Le convertisseur ( PRC-CF pour Parallel Resonant Converter with Capacitive output Filter ) présenté sur la Fig. 8 est obtenu par mise en parallèle d'un condensateur au secondaire du transformateur et utilisation d'un filtre capacitif  $C_o$  à la sortie. La capacité  $C_r$  présentée sur la figure est la valeur vue au primaire du transformateur, l'inductance de fuite du transformateur peut être l'inductance de résonance ou une partie de celle-ci.

### 4.1 Principe de fonctionnement

Nous supposons que les paires d'interrupteurs T1 ; T3 et T2 ; T4 sont amorcés et bloqués alternativement et que leur rapport cyclique de conduction est supérieur à 50%. Dû à la symétrie du convertisseur les deux paires d'interrupteurs ( transistors avec diodes en antiparallèle ) fonctionnent de façon identique. Par conséquent, il est suffisant d'analyser le fonctionnement sur une demi-période de découpage.

Comme précédemment, l'inductance d'entrée  $L_g$  est supposée de forte valeur de telle manière que le courant d'entrée peut être considéré comme constant sur une période de découpage. Nous supposons qu'initialement une paire d'interrupteurs ( par exemple T2 et T4 ) et une paire de diodes du redresseur de sortie sont conductrices et que le courant dans l'inductance de résonance,  $I_{Lr}$ , est égal au courant d'entrée. La tension aux bornes du condensateur résonant n'est autre que la tension de sortie vu du primaire du transformateur.

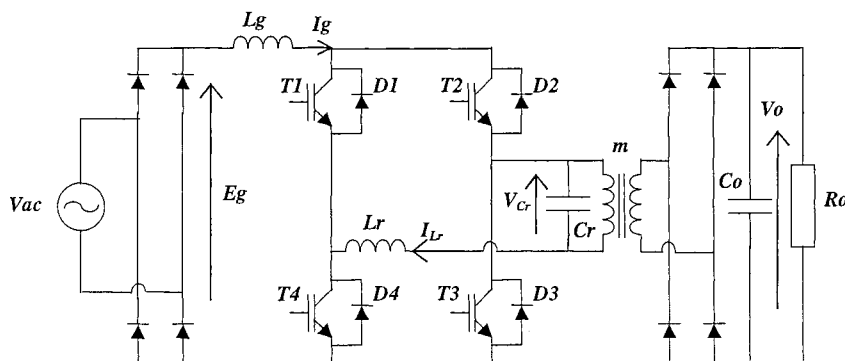


Fig. 20 : Convertisseur PRC-CF

#### a) Séquence 1 :

A l'instant  $t_0$  les transistors T1 et T3 sont amorcés. Le circuit équivalent associé à cette phase est représenté dans la Fig. 21.a. La tension aux bornes du condensateur résonant est maintenue à la tension de sortie vue du primaire du transformateur. Le courant dans l'inductance du circuit résonant décroît linéairement avec le temps. La tension et le courant dans le circuit résonant ont pour expression :

$$V_{Cr}(t) = \frac{V_0}{m} \quad (4.1)$$

$$I_{Lr}(t) = I_g - \frac{V_0}{m \cdot L_r} \cdot (t - t_0) \quad (4.2)$$

Pendant cette phase tous les transistors sont à l'état passant. Le courant croît dans les transistors T<sub>1</sub> et T<sub>3</sub> alors qu'il décroît dans T<sub>2</sub> et T<sub>4</sub>. Cette phase prend fin à l'instant t<sub>1</sub> quand I<sub>Lr</sub> atteint zéro et les diodes du redresseur de sortie s'arrêtent de conduire. La durée de cette phase peut être déduite de (4.2) :

$$t_1 - t_0 = \frac{m \cdot L_r \cdot I_g}{V_0} \quad (4.3)$$

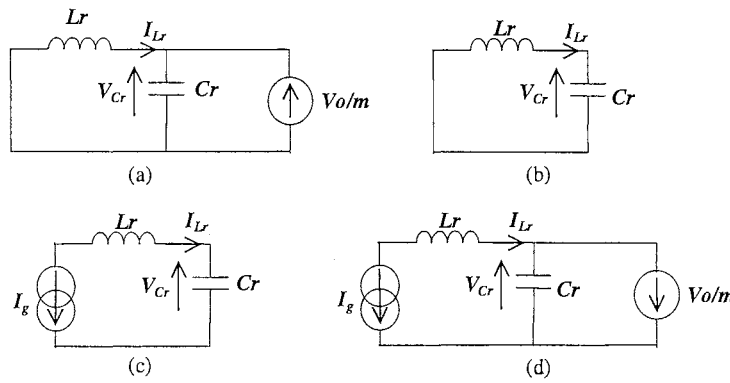


Fig. 21 : Circuits équivalents du convertisseur pendant les différentes phases de fonctionnement

b) Séquence 2 :

Pendant cette phase les diodes du redresseur de sortie sont bloquées. Par conséquent le condensateur du circuit résonant n'est plus en parallèle avec le condensateur de filtrage de sortie et le circuit résonant est court-circuité sur lui même. Le schéma équivalent est représenté sur la Fig. 21.b. Le courant dans l'inductance I<sub>Lr</sub> et la tension aux bornes du condensateur V<sub>Cr</sub> sont donnés par :

$$V_{Cr}(t) = \frac{V_0}{m} \cdot \cos(\omega_r \cdot (t - t_1)) \quad (4.4)$$

$$I_{Lr}(t) = \frac{-V_0}{m \cdot Z_r} \cdot \sin(\omega_r \cdot (t - t_1)) \quad (4.5)$$

où  $Z_r = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$ ,  $\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_r \cdot C_r}}$  désignent respectivement l'impédance caractéristique et la pulsation du circuit résonant.

Comme le courant I<sub>T2</sub> dans le transistor T<sub>2</sub> (ou T<sub>4</sub>) est égal à  $\frac{I_g + I_{Lr}}{2}$ , cette phase prend fin quand les transistors T<sub>2</sub> et T<sub>4</sub> se bloquent, autrement dit lorsque I<sub>Lr</sub> atteint -I<sub>g</sub>. La durée de cette phase est donnée à partir de l'équation (4.5) et peut être exprimée comme suit :

$$t_2 - t_1 = \frac{1}{\omega_r} \cdot \arcsin\left(\frac{m \cdot Z_r \cdot I_g}{V_o}\right) \quad (4.6)$$

Pour assurer la commutation à courant nul ( ZCS ), le courant d'entrée  $I_g$  doit être inférieur à la valeur maximale du courant dans l'inductance de résonance. Par conséquent la condition suivante est à respecter :

$$V_o > m \cdot Z_r \cdot I_g \quad (4.7)$$

c) Séquence 3 :

Quand  $I_{Lr}$  atteint  $-I_g$ , les diodes en antiparallèle  $D_2$  et  $D_4$  se mettent à conduire. Le schéma équivalent du convertisseur est le même que celui de la phase précédente. Comme le courant dans les diodes  $D_2$  et  $D_4$  vaut  $\frac{-I_g - I_{Lr}}{2}$ , cette phase se termine à l'instant  $t_3$  quand le courant  $I_{Lr}$  dans l'inductance atteint de nouveau  $-I_g$ . Sa durée peut être déterminée à partir de l'équation (4.5).

$$t_3 - t_1 = \frac{\pi}{\omega_r} - \frac{1}{\omega_r} \cdot \arcsin\left(\frac{m \cdot Z_r \cdot I_g}{V_o}\right) \quad (4.8)$$

d) Séquence 4 :

A l'instant  $t_3$  les diodes  $D_2$  et  $D_4$  se bloquent. Par conséquent seuls les transistors  $T_1$  et  $T_3$  conduisent, et le condensateur  $C_r$  se décharge linéairement par un courant constant  $I_g$ . La Fig. 21.c représente le circuit équivalent associé à cette phase. Le courant dans l'inductance et la tension aux bornes du condensateur sont donnés par :

$$V_{Cr}(t) = V_c(t_3) - \frac{I_g}{C_r} \cdot (t - t_3) \quad (4.9)$$

$$I_{Lr}(t) = -I_g \quad (4.10)$$

Cette phase s'achève à l'instant  $t_4$  quand la tension  $V_{Cr}$  atteint la tension de sortie vue du primaire du transformateur  $V_o/m$ , et sa durée peut être calculée à partir de l'équation (4.9)

$$t_4 - t_3 = \frac{C_r}{I_g} \cdot \left[ \frac{V_o}{m} - \sqrt{\left(\frac{V_o}{m}\right)^2 - (Z_r \cdot I_g)^2} \right] \quad (4.11)$$

e) Séquence 5 :

Quand la tension  $V_{Cr}$  atteint la tension  $V_o/m$  une paire de diodes du redresseur de sortie s'amorcent. Par conséquent  $V_{Cr}$  et  $I_{Lr}$  restent fixés par la tension de sortie et le courant d'entrée et le circuit équivalent du convertisseur associé à cette phase sont représentés sur la Fig. 21.d.. Pendant cette phase le courant d'entrée alimente directement la sortie. La tension et le courant dans le circuit résonant ont pour expression :

$$V_{Cr}(t) = \frac{-V_o}{m} \quad (4.12)$$

$$I_{Lr}(t) = -I_g \tag{4.13}$$

Quand les transistors T2 & T4 sont amorcés (à l'instant  $t_5$ ) cette phase prend fin et le convertisseur fonctionne de la même façon que précédemment sauf que la tension aux bornes du condensateur  $C_r$  ainsi que le courant dans l'inductance du circuit résonant seront de polarité inverse. La Fig. 22 présente l'allure de la tension  $V_{Cr}$  et le courant  $I_{Lr}$  en grandeurs réduites ( les tension, courants et fréquence sont normalisés par rapport  $E_g$ ,  $E_g/Z_r$  et  $F_r$  respectivement).

#### 4.2 Diagramme de phase

Le diagramme de phase peut être obtenu en traçant la tension aux bornes du condensateur et le courant dans l'inductance du circuit résonant comme étant les coordonnées d'un graphe. Ce diagramme est représenté sur la Fig. 23. Sa trajectoire est composée de quatre parties : une première partie ( $t_0-t_1$ ) où la tension  $V_{Cr}$  est constante, un arc de cercle correspondant à la résonance constitue la seconde partie ( $t_1-t_3$ ), la troisième partie où le courant  $I_{Lr}$  est constant ( $t_3-t_4$ ) et une dernière partie, représentée par un point fixe, où le transfert d'énergie se fait directement de l'entrée à la sortie ( $t_4-t_5$ ).

A partir des explications données précédemment, les transistors  $T_1$  and  $T_3$  doivent être bloqués pendant l'intervalle de temps  $[t_2, t_3]$  pour assurer la commutation à courant nul. Les intervalles de temps  $[t_0, t_2]$  et  $[t_0, t_3]$  représentent respectivement les temps d'empiètement minimal et maximal des deux paires d'interrupteurs. L'évolution de ces temps d'empiètement en fonction de la fréquence de découpage est présentée sur la Fig. 24.

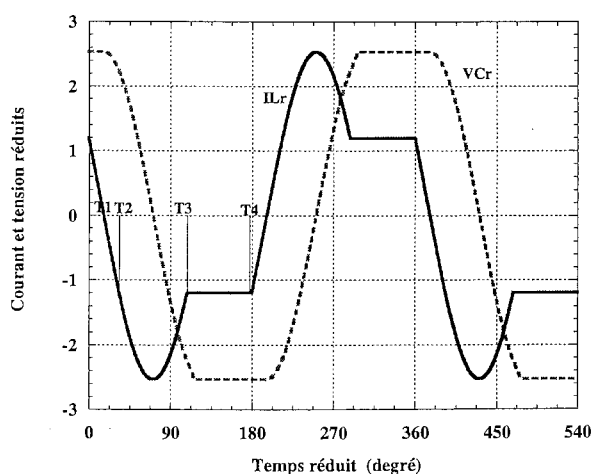


Fig. 22 : Allure de courant et tension dans le circuit résonant

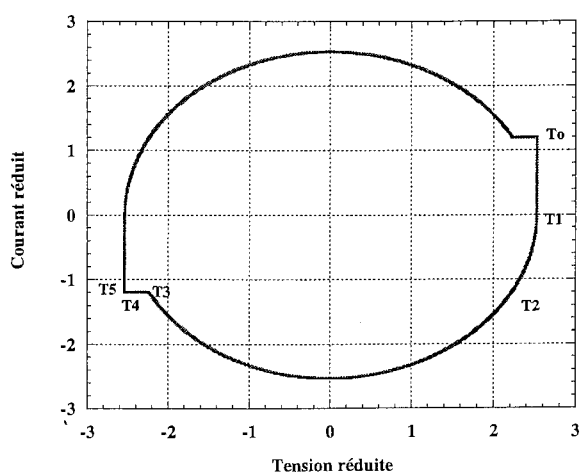


Fig. 23 : Diagramme de phase du convertisseur PRC-CF

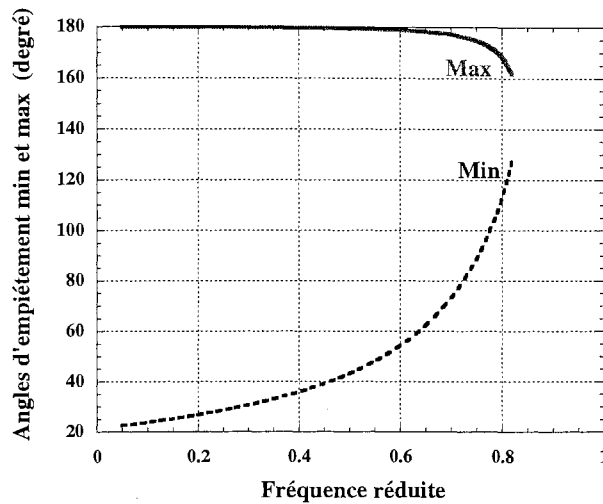


Fig. 24 : Évolution des temps réduits d'empiètement minimal et maximal en fonction de la fréquence réduite de commande

#### 4.3 Contraintes sur les composants

Si la tension de sortie et le courant d'entrée sont supposés sans ondulation, et en l'absence des oscillations parasites lors des commutations des interrupteurs les contraintes sur les composants peuvent être exprimées sous leur forme réduite de la façon suivante :

$$V_{nT_{\max}} = \frac{V_{no}}{m} \quad \text{Tension réduite maximale aux bornes des transistors}$$

$$I_{nT_{\max}} = \frac{1}{2} \cdot \left( \frac{V_{no}}{m} + I_{ng} \right) \quad \text{Courant réduit maximal dans les transistors}$$

$$I_{nD_{\max}} = \frac{1}{2} \cdot \left( \frac{V_{no}}{m} - I_{ng} \right) \quad \text{Courant réduit maximal dans les diodes}$$

$$V_{nC_{\max}} = \frac{V_{no}}{m} \quad \text{Tension réduite maximale aux bornes du condensateur}$$

où  $V_{no}$  et  $I_{ng}$  sont respectivement la tension de sortie et le courant d'entrée réduits. A partir de ces équations, notons que les contraintes en tension sont limitées par la tension de sortie.

#### 4.4 Caractéristique de sortie

La caractéristique de contrôle du convertisseur peut être déterminée en évaluant le courant normalisé de sortie et ce par intégration du courant, vu du secondaire du transformateur, dans l'inductance de résonance pendant les intervalles de temps où la puissance est transférée vers la sortie. A partir des équations établies précédemment et en utilisant la conservation de la puissance, une équation générale qui décrit la caractéristique statique du convertisseur est ainsi obtenue :

$$\frac{1}{Fns} = \frac{Vno}{\pi \cdot (Vno - m)} \cdot \left[ \pi + \frac{Rn}{m \cdot Vno} + \frac{m \cdot Vno}{2 \cdot Rn} - a \sin\left(\frac{m \cdot Vno}{Rn}\right) - \sqrt{\left(\frac{Rn}{m \cdot Vno}\right)^2 - 1} \right] \quad (4.14)$$

où Fns et Rn (  $Rn=Ro/Zr$  ) désignent la fréquence réduite de commande, et la charge réduite respectivement. A partir de cette équation, on peut déduire que le gain en tension du convertisseur  $Vno/m$  est toujours supérieur à l'unité.

La caractéristique de sortie du convertisseur est présentée sur la Fig. 25. Le convertisseur, commandé à fréquence constante, se comporte comme une parfaite source de tension. Ce comportement du convertisseur est valable sur une grande plage de variation de la fréquence de commande. En effet, d'après la Fig. 26, pour une variation de charge de 100%, le gain en tension reste quasi-invariant pour de fortes variations de la fréquence de commande.

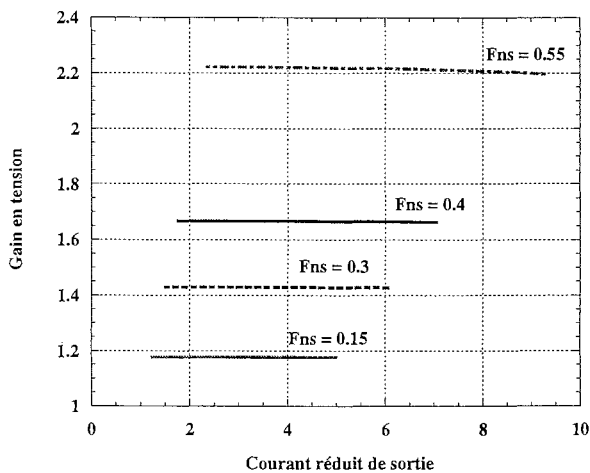


Fig. 25 : Caractéristique de sortie du convertisseur PRC-CF

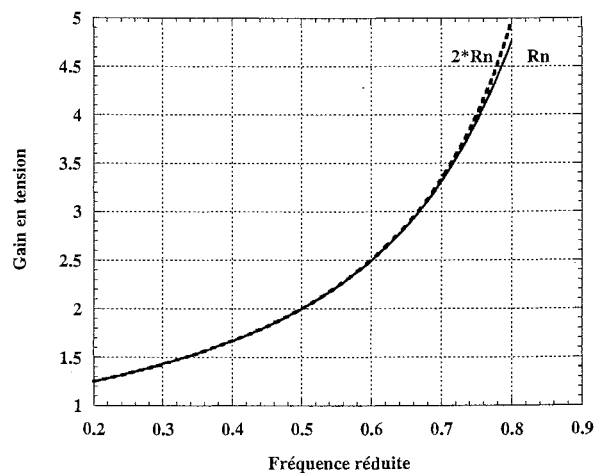


Fig. 26 : Évolution du gain en tension en fonction de la fréquence réduite de commande pour différentes valeurs de charge

#### 4.5 Contrôle du courant d'entrée

Afin d'établir la loi de commande du convertisseur, les variations du courant d'entrée doivent être connues sur toute une période de découpage. En effet, durant les intervalles de temps où les deux paires d'interrupteurs conduisent, la dérivée du courant d'entrée  $I_g$  est positive, ce qui assure la croissance du courant pendant ces phases. Par contre pendant les autres séquences de fonctionnement ( où seule une paire de transistors est conductrice ), la polarité de cette dérivée dépend de l'amplitude de la tension d'alimentation et de la tension aux bornes du condensateur de résonance. Pour envisager le principe de commande citée plus haut, il faut assurer la décroissance du courant d'entrée durant ces dernières phases de fonctionnement. Pour ce faire il faut rendre négative la dérivée du courant d'entrée pendant ces phases, ce qui se traduit par une nouvelle condition sur les valeurs de  $m$  et  $Zr$  à respecter, soit :

$$\frac{V_o}{m} > \sqrt{E_m^2 + (Z_r \cdot I_m)^2} \quad (4.15)$$

où  $E_m$  et  $I_m$  sont respectivement les amplitudes crêtes de la tension secteur et le courant d'entrée. De cette façon le courant d'entrée peut être contrôlé correctement en le comparant directement à une sinusoïde redressée dont l'amplitude est celle du courant désiré auquel est retranché la moitié de l'ondulation autorisée. Ainsi pendant l'empiétement des deux paires de transistors, le courant d'entrée croît et pendant le temps où une seule paire de transistors est conductrice l'autre paire ne sera commandée que si le courant passe au-dessous de cette référence.

#### 4.6 Résultats des simulations

A partir des éléments calculés précédemment, une simulation en absorption sinusoïdale est effectuée avec comme donnée la tension secteur 230 V et une charge de  $7.5\Omega$  correspondant à une puissance de 3kW pour une tension de sortie de 150V. Le courant obtenu à l'entrée est pratiquement une sinusoïde redressée avec quelques ondulations haute fréquence ( voir Fig. 27). Les composantes harmoniques, d'ordre 3 à 39 (seuls les harmoniques impairs sont présentés, les harmoniques d'ordre pair sont négligeables), présentes dans le courant d'entrée sont tracées sur la Fig. 28. Ces courants harmoniques sont inférieurs aux valeurs limites fixées par la norme EN 61000-3-2.

La Fig. 29 présente l'évolution de la fréquence réduite de commande sur une période réseau. Notons que cette fréquence croît quand la tension secteur est faible et décroît quand la tension secteur est importante. Ceci est plus convenable pour l'utilisation des semi-conducteurs.

La Fig. 30 montre le temps maximal et minimal de recouvrement des interrupteurs. Le temps de recouvrement est fixé, dans notre cas, à  $7,2\mu s$ .

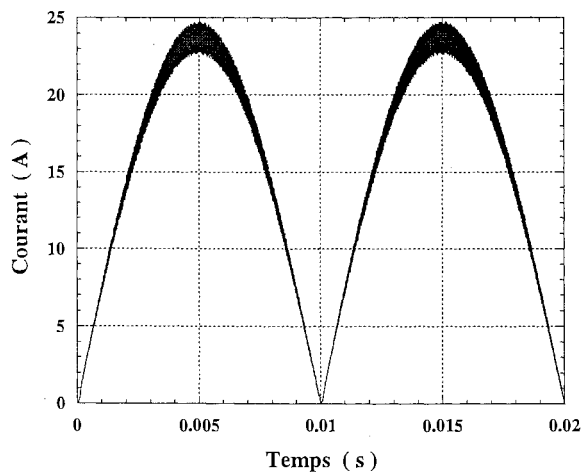


Fig. 27 : Evolution du courant d'entrée sur une période réseau

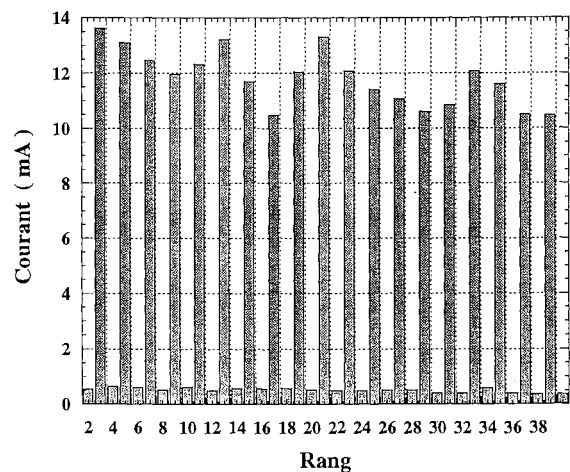


Fig. 28 : Courants harmoniques



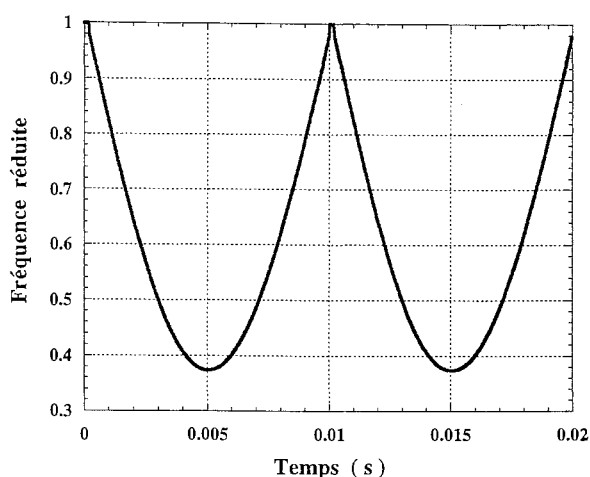


Fig. 29 : Evolution de la fréquence réduite sur une période réseau

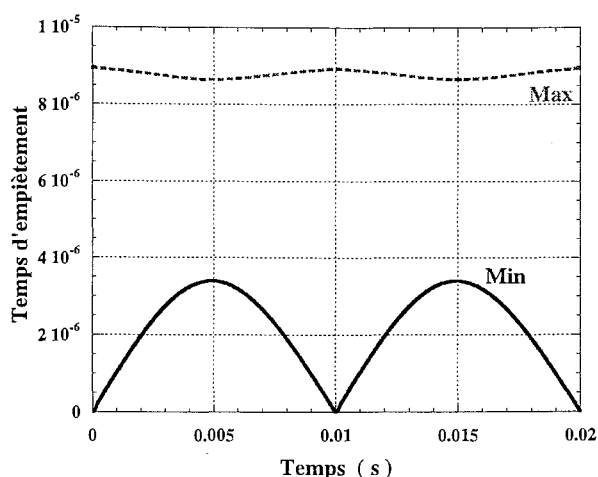


Fig. 30 : Evolution des temps d'empiètement sur une période réseau

#### 4.7 Conclusion

Le convertisseur PRC-CF présente certains avantages que nous pouvons résumer :

- Grâce à la présence de l'inductance d'entrée, le courant d'entrée est faiblement ondulé;
- commutation des interrupteurs à zéro de courant aussi bien à l'amorçage qu'au blocage;
- à fréquence donnée le convertisseur est insensible aux variations de charge;
- un bon facteur de puissance;
- La puissance de 3 kW peut être transitée par le convertisseur fonctionnant en absorption sinusoïdale avec des contraintes raisonnables.

En revanche, nous pouvons noter comme inconvénient de cette structure :

- la connexion des inductances d'entrée et du circuit résonant par le biais d'interrupteur est très délicate et présente des risques de surtension;
- Le fonctionnement du redresseur de sortie en conduction discontinue augmente les pertes par commutation;

## 5 CONVERTISSEUR PRC-IF

Le convertisseur PRC-IF (Parallel Resonant Converter with Inductive Filter) présenté sur la Fig. 31 est similaire au convertisseur précédent (PRC-CF) dont le filtre de sortie a été remplacé par un filtre inductif.

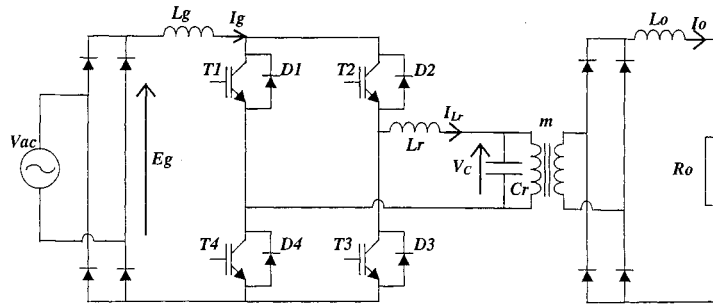


Fig. 31 : Convertisseur PRC-IF

### 5.1 Principe de fonctionnement

Nous supposons que les paires d'interrupteurs  $T_1$  &  $T_3$  et  $T_2$  &  $T_4$  sont amorcés et bloqués alternativement et que leur rapport cyclique de conduction est supérieur à 50%. L'inductance d'entrée  $L_g$  ainsi que le filtre de sortie  $L_o$  sont de fortes valeurs de telle manière que le courant d'entrée et le courant de sortie peuvent être assimilés à des courants constants à l'échelle de la période de découpage. Nous supposons qu'initialement une paire d'interrupteurs est conductrice (par exemple  $T_2$  et  $T_4$ ) et que la tension aux bornes du condensateur  $C_r$ ,  $V_{Cr_0}$  est positive. Dans ces conditions, le courant initial dans l'inductance de résonance,  $I_{Lr}$ , est égal au courant d'entrée  $I_g$ .

#### a) Séquence 1 :

A l'instant  $t_0$  les transistors  $T_1$  &  $T_3$  sont amorcés. Le circuit équivalent associé à cette phase est présenté sur la Fig. 32.a. La tension aux bornes du condensateur  $C_r$  et le courant dans l'inductance  $L_r$  sont donnés par :

$$V_{Cr}(t) = V_{Cr_0} \cdot \cos(\omega_r \cdot (t - t_0)) + Z_r \cdot (I_g - mI_o) \cdot \sin(\omega_r \cdot (t - t_0)) \quad (5.1)$$

$$I_{Lr}(t) = -\left(\frac{V_{Cr_0}}{Z_r}\right) \cdot \sin(\omega_r \cdot (t - t_0)) + (I_g - mI_o) \cdot \cos(\omega_r \cdot (t - t_0)) + m \cdot I_o \quad (5.2)$$

où  $Z_r = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$ ,  $\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_r \cdot C_r}}$  et désignent respectivement l'impédance caractéristique et la pulsation du circuit résonant.

Quand le courant  $I_{Lr}$  atteint la valeur  $-I_g$  (instant  $t_1$ ), les transistors  $T_2$  et  $T_4$  se bloquent et les diodes en antiparallèle  $D_2$  et  $D_4$  se mettent à conduire. Le circuit équivalent demeure toujours celui de la Fig. 32.a. Le courant dans l'inductance  $L_r$  et la tension au bornes du condensateur  $C_r$  sont données par les mêmes équations que précédemment.

Cette phase s'achève à l'instant  $t_1$  quand la tension  $V_{Cr}$  s'annule, soit

$$t_1 - t_0 = \frac{1}{\omega_r} \cdot \text{atan}\left(\frac{V_{Cr_0}}{Z_r \cdot (mI_o - I_g)}\right) + \frac{\pi}{\omega_r} \quad (5.3)$$

b) Séquence 2 :

Quand la tension aux bornes du condensateur s'annule et change de signe, l'autre paire de diodes du redresseur de sortie se mettent à conduire. Le schéma équivalent associé à cette séquence est celui de la Fig. 32.b. Pendant cette phase, le courant  $I_{Lr}$  et la tension  $V_{Cr}$  sont donnés par :

$$I_{Lr}(t) = \left[ 2 \cdot m \cdot I_0 - \sqrt{\left(\frac{V_{Cr0}}{Zr}\right)^2 + (mI_0 - I_g)^2} \right] \cdot \cos(\omega_r \cdot (t - t_1)) - m \cdot I_0 \quad (5.4)$$

$$V_{Cr}(t) = \left[ 2 \cdot Zr \cdot m \cdot I_0 - \sqrt{V_{Cr0}^2 + (Zr \cdot (mI_0 - I_g))^2} \right] \cdot \sin(\omega_r \cdot (t - t_1)) \quad (5.5)$$

Cette séquence se termine à l'instant  $t_2$  quand le courant  $I_{Lr}$  repasse de nouveau à  $-I_g$ . l'instant  $t_2$  est donné par :

$$t_2 - t_1 = \frac{1}{\omega_r} \cdot \arccos \left( \frac{Zr \cdot (m \cdot I_0 - I_g)}{2 \cdot m \cdot Zr \cdot I_0 - \sqrt{V_{Cr0}^2 + (Zr \cdot (mI_0 - I_g))^2}} \right) \quad (5.6)$$

L'existence de cette phase suppose que la valeur crête du courant résonant soit supérieure au courant d'entrée  $I_g$ . D'où :

$$V_{Cr0} \geq 2 \cdot Zr \cdot \sqrt{m \cdot I_0 \cdot I_g} \quad (5.7)$$

d) Séquence 3 :

À l'instant  $t_2$  les diodes  $D_2$  et  $D_4$  se bloquent, les transistors  $T_1$  et  $T_3$  sont seuls alors à conduire, le circuit équivalent associé à cette phase est représenté sur la Fig. 32.c. le condensateur se décharge linéairement en fonction du temps par le courant  $(I_g - m \cdot I_0)$ . Le courant  $I_{Lr}$  et la tension  $V_{Cr}$  sont donnés par :

$$I_{Lr}(t) = -I_g \quad (5.8)$$

$$V_{Cr}(t) = V_{Cr}(t_2) + \frac{mI_0 - I_g}{Cr} \cdot (t - t_2) \quad (5.9)$$

$$\text{Avec : } V_{Cr}(t_2) = -\sqrt{\left(2 \cdot m \cdot Zr \cdot I_0 - \sqrt{V_{Cr0}^2 + (Zr \cdot (mI_0 - I_g))^2}\right)^2 - (Zr \cdot (mI_0 - I_g))^2} \quad (5.10)$$

Cette phase s'achève quand les transistors  $T_2$  et  $T_4$  sont amorcés (instant  $t_0 + T_s/2$ ). Le convertisseur fonctionne de la même façon que précédemment sauf que la tension aux bornes du condensateur  $Cr$  ainsi que le courant dans l'inductance du circuit résonant auront une polarité inverse.

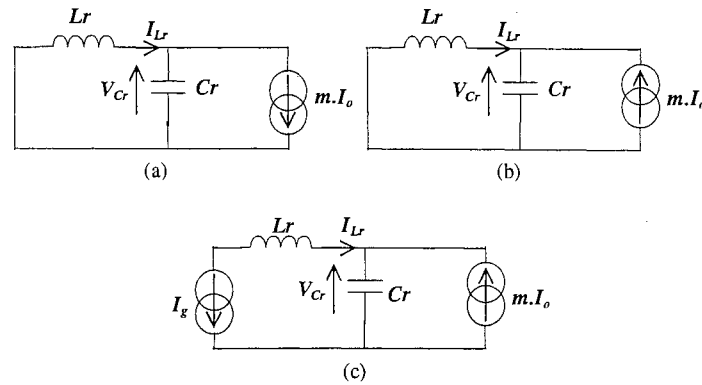


Fig. 32 : Circuits équivalents du convertisseur PRC-IF pendant différentes phases de fonctionnement

### 5.2 Diagramme de phase

Le diagramme de phase peut être obtenu en traçant la tension aux bornes du condensateur et le courant dans l'inductance du circuit résonant comme étant les coordonnées d'un graphe. Le diagramme de phase est représenté sur la Fig. 34. Sa trajectoire est composée de trois parties : une première partie  $[t_0, t_1]$  constituée d'un arc de cercle correspondant à la résonance, une seconde partie  $[t_1, t_2]$  correspondant à la suite de cette résonance, et une dernière partie  $[t_2, t_3]$  constitué par un segment de droite correspondant à la charge du condensateur à courant constant.

A partir des explications données précédemment, les transistors  $T_1$  et  $T_3$  doivent être bloqués pendant l'intervalle  $[t'_0, t_2]$  pour assurer la commutation à courant nul. Les intervalles de temps  $[t_0, t'_0]$  et  $[t_0, t_2]$  représentent respectivement les temps d'empiètement minimal et maximal des deux paires d'interrupteurs.

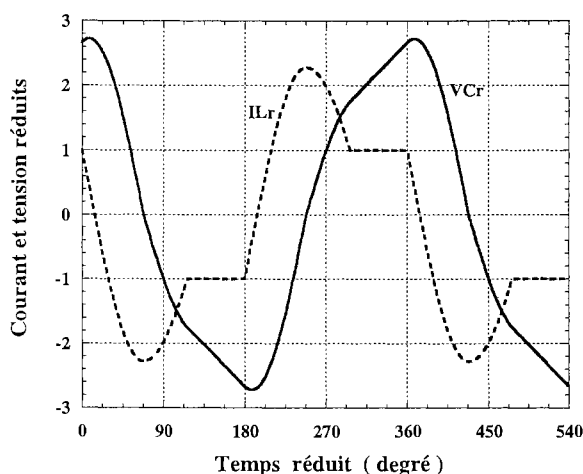


Fig. 33 : Allure de courant et tension dans le circuit résonant

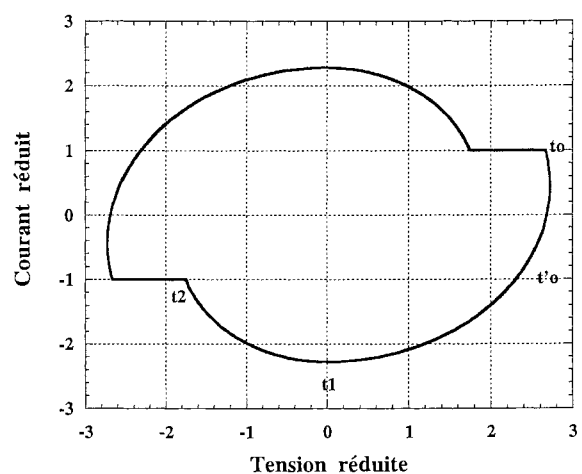


Fig. 34 : Diagramme de phase du convertisseur PRC-IF.

### 5.3 Caractéristique de contrôle

La caractéristique de contrôle du convertisseur peut être déterminée en évaluant la tension moyenne de sortie et ce par intégration de la tension aux bornes du condensateur de résonance  $C_r$  vue du secondaire du transformateur. D'après les explications données ci-dessus, on déduit que la tension moyenne de sortie peut être calculée de la façon suivante :

$$\overline{V_O} = \frac{2}{T_S} \cdot m \left\{ \int_{t_0}^{t_0 + \frac{T_S}{2}} V_{Cr}(t) dt \right\} = \frac{2}{T_S} \cdot m \left\{ \int_{t_0}^{t_1} V_{Cr}(t) dt - \int_{t_1}^{t_2} V_{Cr}(t) dt - \int_{t_2}^{t_0 + \frac{T_S}{2}} V_{Cr}(t) dt \right\} \quad (5.11)$$

D'après les équations ci-dessus on obtient :

$$\overline{V_O} = \frac{2 \cdot F_{ns} \cdot m \cdot I_g}{\pi} \left[ \frac{\sqrt{V_{Cr_0}^2 + (Z_r \cdot (m \cdot I_o - I_g))^2} - Z_r \cdot m \cdot I_o}{I_g - m \cdot I_o} \right] \quad (5.12)$$

où  $F_{ns}$  est la fréquence réduite de commande.

Cette relation devient, en utilisant les grandeurs réduites (Les tensions et les courants sont réduits respectivement par rapport à  $Z_r \cdot I_g$  et  $I_g$ ) :

$$V_{no} = \frac{2 \cdot F_{ns} \cdot \left[ \sqrt{V_{ncr_0}^2 + (m \cdot I_{no} - 1)^2} - m \cdot I_{no} \right]}{\pi (1 - m \cdot I_{no})} \quad (5.13)$$

D'après les équations (5.7) et (5.12), nous pouvons déduire que cette structure ne peut fonctionner que si le courant d'entrée est supérieur au courant de sortie ramené au primaire ( $m \cdot I_o$ ). Cette condition met en évidence que le fonctionnement en absorption sinusoïdale reste impossible. En conséquence, le courant d'entrée aura une allure similaire à celle de la structure SRC.

## 6 CONVERTISSEUR ZVSRC-IF

A l'opposé des structures étudiées précédemment, le convertisseur ZVSRC-IF (Zero Voltage Switching Resonant Converter with Inductive Filter) présenté sur la Fig. 35 fonctionne en commutation commandée de blocage associée à la commutation spontanée d'amorçage. Les interrupteurs sont commandés alternativement et avec un rapport cyclique supérieur à 50%. Les inductances d'entrée et du filtre de sortie sont supposées suffisamment élevées afin que les courants d'entrée et de sortie soient considérés constants sur la période de découpage.

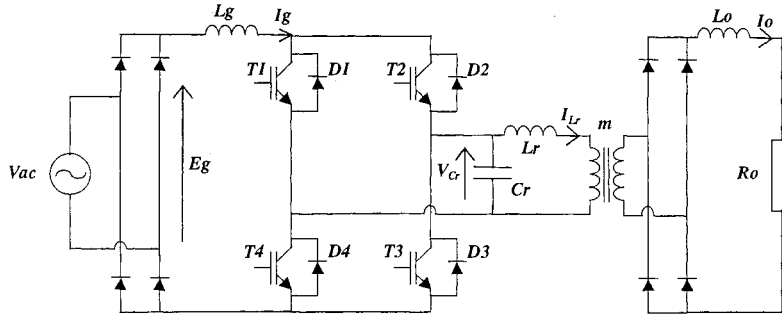


Fig. 35 : Convertisseur ZVSRC-IF

### 6.1 Principe de fonctionnement

La sortie de l'onduleur peut être représentée par une source de courant à trois états  $I_g$ ,  $-I_g$  et un court-circuit. Quand le courant dans le circuit résonant (en valeur absolue) est inférieur au courant de sortie ramené au primaire du transformateur, alors, le pont redresseur de sortie fonctionne en court circuit (empiétement des diodes). Quand il y a égalisation de ces deux courants, le courant résonant reste limité par le courant de sortie  $m \cdot I_o$ . Par conséquent, la sortie du convertisseur peut être aussi représentée par une source de courant à trois états :  $m \cdot I_o$ ,  $-m \cdot I_o$  et le court-circuit.

Initialement, nous supposons par exemple que les interrupteurs  $T_1$  et  $T_3$  et les diodes  $D_2$  et  $D_4$  sont à l'état passant. Le condensateur  $C_r$  est, alors, court-circuité et le courant dans le circuit résonant est fixé par le courant de sortie ( $-m \cdot I_o$  par exemple).

#### a) Séquence 1 :

A l'instant  $t_0$  les transistors  $T_1$  et  $T_3$  sont commandés au blocage, le courant d'entrée est assuré par les transistors  $T_2$  et  $T_4$  qui sont amorcés à zéro de tension (les diodes  $D_2$  et  $D_4$  étaient conductrices). Au blocage de  $T_1$  et  $T_3$  le condensateur n'est plus en court-circuit ce qui provoque l'oscillation du circuit résonant et engendre la mise en court-circuit du redresseur de sortie du fait que le courant dans le circuit résonant devient différent de celui de la sortie vu par le primaire du transformateur. La tension et le courant dans le circuit résonant sont donnés par :

$$I_{L_r}(t) = -(m \cdot I_o + I_g) \cdot \cos(\omega_r \cdot (t - t_0)) + I_g \quad (6.1)$$

$$V_{C_r}(t) = Z_r \cdot (m \cdot I_o + I_g) \cdot \sin(\omega_r \cdot (t - t_0)) \quad (6.2)$$

Cette phase s'achève à l'instant  $t_1$  quand le courant dans le circuit résonant atteint le courant de sortie ramené au primaire du transformateur,  $m \cdot I_o$ , soit :

$$t_1 - t_0 = \frac{1}{\omega_r} \cdot a \cos\left(\frac{I_g - m \cdot I_o}{I_g + m \cdot I_o}\right) \quad (6.3)$$

#### b) Séquence 2 :

Quand le courant dans le circuit résonant atteint  $m \cdot I_o$ , une paire des diodes du redresseur de

sortie se bloque et le courant résonant reste maintenu à cette valeur. Pendant ce temps le condensateur se décharge à courant constant. Le courant et la tension résonants sont donnés par :

$$I_{Lr}(t) = m \cdot I_o \quad (6.4)$$

$$V_{Cr}(t) = \frac{I_g - m \cdot I_o}{C_r} \cdot (t - t_1) + 2 \cdot Z_r \cdot \sqrt{m \cdot I_o \cdot I_g} \quad (6.5)$$

La fin de cette séquence est déterminée par l'annulation de la tension aux bornes du condensateur Cr (instant  $t_2$ ), soit :

$$t_2 - t_1 = \frac{2 \cdot \sqrt{m \cdot I_o \cdot I_g}}{\omega_r \cdot (m \cdot I_o - I_g)} \quad (6.6)$$

c) Séquence 3 :

Dès que la tension aux bornes du condensateur Cr s'annule et veut changer de polarité alors les diodes  $D_1$  et  $D_3$  s'amorcent et maintiennent le condensateur Cr court-circuité. La tension et le courant dans le circuit résonant sont donnés par :

$$I_{Lr}(t) = -m \cdot I_o \quad (6.7)$$

$$V_{Cr}(t) = 0 \quad (6.8)$$

En conséquence, les transistors  $T_1$  et  $T_3$  peuvent être amorcés à zéro de tension en bloquant l'autre paire à l'instant  $t_0 + Ts/2$  ce qui constituera la fin de cette phase.

Les formes d'ondes de la tension aux bornes du condensateur et le courant dans l'inductance Lr sont présentés sur la Fig. 37. Ces grandeurs sont réduites par rapport  $m \cdot Z_r \cdot I_o$  et  $m \cdot I_o$  respectivement.

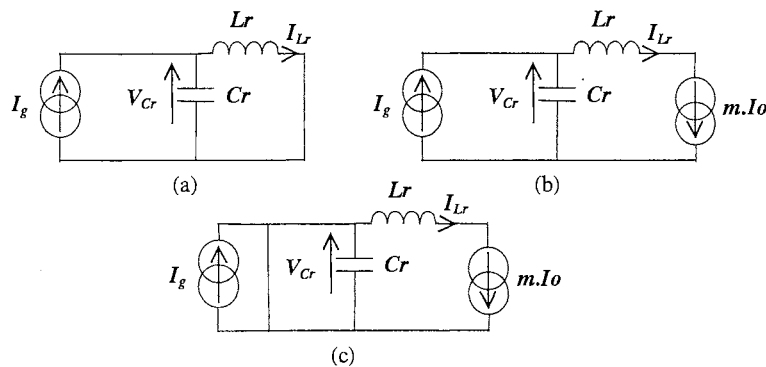


Fig. 36 : Circuits équivalents du convertisseur ZVSRC-IF pendant différentes phases de fonctionnement

## 6.2 Diagramme de phase

D'après les explications données plus haut, le diagramme de phase de cette structure, présenté sur la Fig. 38, est constitué de trois parties : une première phase d'oscillation représentée par l'arc de cercle ( $T_0 T_1$ ) de centre  $(0, I_{ng})$  où  $I_{ng}$  est le courant réduit d'entrée, un segment de droite représentant la décharge du condensateur à courant constant et une dernière partie constituée par

un point mort où le condensateur est court-circuité et le courant dans le circuit est maintenu au par le courant de sortie ( $T_2$ ).

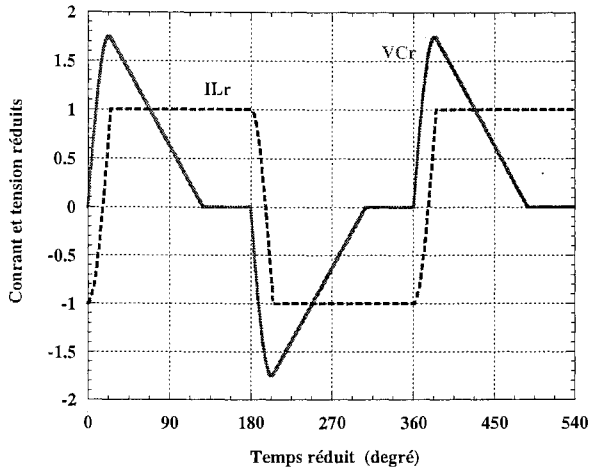


Fig. 37 : Allure de courant et tension dans le circuit résonant

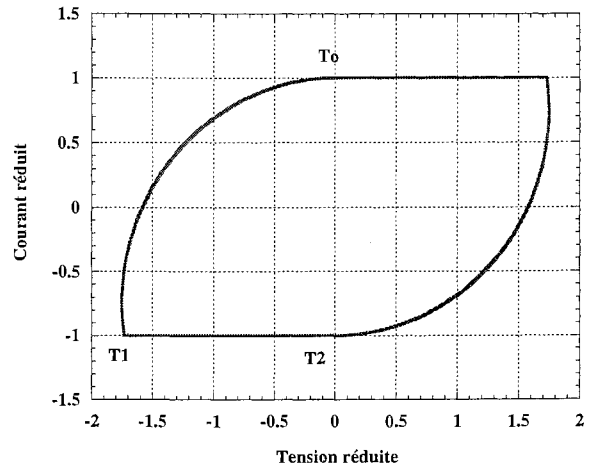


Fig. 38 : Diagramme de phase du convertisseur ZVSRC-IF

### 6.3 Condition de commutation à zéro de tension

D'après ce qui précède les transistors sont amorcés à zéro de tension pendant l'intervalle de temps  $[T_2, 0,5.Ts]$ . Cet intervalle doit être non nul, ce qui permet de définir les temps réduits d'extinction minimal et maximal des interrupteurs comme suit :

$$\beta_{\min} = \omega_r \cdot (t_2 - t_0) \quad (6.9)$$

$$\beta_{\max} = \frac{\pi}{2} \quad (6.10)$$

### 6.4 Contraintes sur les composants

Si les courants de sortie et d'entrée sont supposés sans ondulation, et en l'absence d'oscillations parasites lors des commutations des interrupteurs, les contraintes sur les composants peuvent être exprimées sous leur forme réduite de la façon suivante :

$$V_{T_{\max}} = V_{C_{\max}} = 2 \cdot Z_r \cdot \sqrt{m \cdot I_o \cdot I_g}$$

Tension maximale aux bornes des transistors et du condensateur de résonance.

$$I_{T_{\max}} = I_g$$

Courant maximal dans les transistors

$$I_{D_{\max}} = m \cdot I_o$$

Courant maximal dans les diodes

$$I_{L_{\max}} = m \cdot I_o$$

Courant maximal dans l'inductance de résonance.

Notons que les contraintes (en particulier en tension) sont limitées par le courant de sortie.

### 6.5 Caractéristique de contrôle

La caractéristique de contrôle peut être obtenue en évaluant la tension moyenne de sortie sur une



demi-période de découpage. D'après les explications données ci-dessus, la tension de sortie (avant filtrage) est nulle pendant les séquences 1 et 3. En effet pendant la séquence 1 le pont redresseur est en court-circuit et pendant la phase 3 le condensateur est court-circuité et le courant est constant dans l'inductance de résonance. D'où :

$$\overline{V_o} = \frac{2}{T_s} \cdot \int_{t_1}^{t_2} V_{cr}(t) dt = \frac{2 \cdot Fns}{\pi} \cdot \frac{Z_r \cdot I_o \cdot I_g}{m \cdot I_o - I_g} \quad (6.11)$$

Où  $Fns$  est la fréquence réduite de commande.

A partir de cette expression donnant la valeur moyenne de la tension de sortie et en faisant le bilan de puissance à l'entrée et à la sortie du convertisseur, on aboutit à la relation ci-dessous qui permet de tracer la caractéristique de sortie.

$$V_{on} = 1 - \frac{2 \cdot Fns}{\pi} \cdot I_{on} \quad \text{avec} \quad I_{on} = \frac{Z_r \cdot I_o}{E_g} \quad \text{et} \quad V_{on} = \frac{V_o}{m \cdot E_g} \quad (6.12)$$

La caractéristique de sortie obtenue est présentée sur la Fig. 39. La tension de sortie est tracée en fonction du courant de sortie pour différentes valeurs de la fréquence réduite de commande. Comme nous pouvons le constater, le convertisseur peut fonctionner à vide et en court-circuit. La tension à vide est naturellement limitée. Quant au courant de court-circuit, il peut être limité par la fréquence de commande et l'impédance caractéristique du circuit résonant.

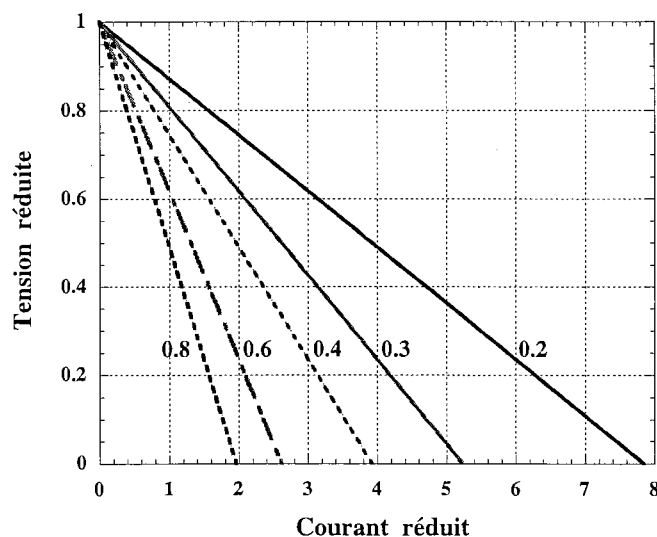


Fig. 39 : Caractéristique de sortie du convertisseur ZVSRC-IF

### 6.6 Résultats des simulations

En tenant compte des équations précédentes, une simulation en absorption sinusoïdale est effectuée pour une tension d'alimentation de 230 V<sub>eff</sub> et un courant de référence de 16 A<sub>eff</sub>. Le courant obtenu à l'entrée est pratiquement une sinusoïde redressée avec quelques ondulations

haute fréquence (voir Fig. 40). Les harmoniques de rang supérieur à 2 sont négligeables. En revanche, le courant de sortie, présenté sur la Fig. 41, est fortement ondulé. En conséquence un filtrage capacitif supplémentaire est nécessaire.

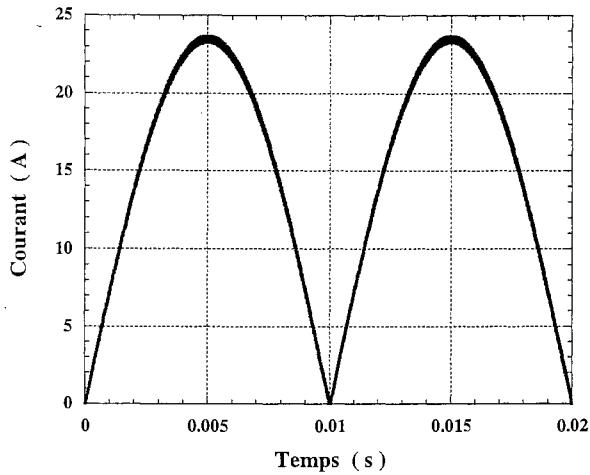


Fig. 40 : Allure du courant d'entrée

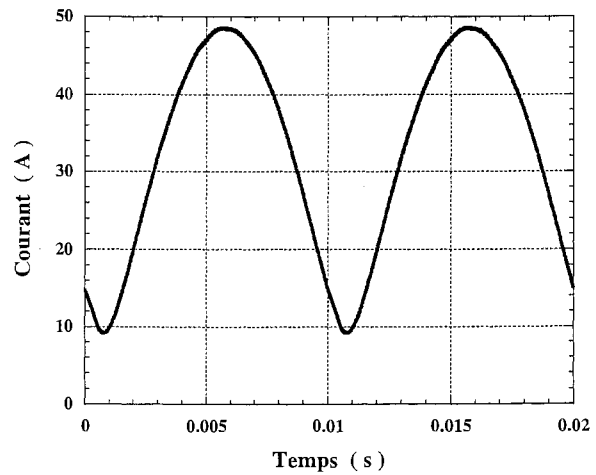


Fig. 41 : Allure du courant de sortie

### 6.7 Conclusion

Le convertisseur ZVSRC-IF, présenté ci-dessus, permet le prélèvement de courant sinusoïdal sur toute la période réseau et présente un facteur de puissance unitaire. En revanche, cette structure présente l'inconvénient majeur d'avoir un courant de sortie avec une forte ondulation résiduelle ( 100 Hz ) et il en résulte qu'un filtrage capacitif supplémentaire serait inévitable.

## 7 EXPERIMENTATION

Il se dégage de ce qui précède que les deux structures PRC-CF et ZVSRC-IF assurent le prélèvement de courant sinusoïdal sur toute la période réseau. Toutefois, la dernière structure fonctionnant en ZVS présente un courant en sortie avec une forte ondulation résiduelle et il en résulte qu'un filtrage capacitif supplémentaire serait inévitable. En conséquence, la structure PRC-CF qui fonctionne en ZCS a été choisie pour valider les résultats de simulations [Ben-97a], [Ben-97b].

A partir des expressions de contraintes supportées par les éléments de structures, exposées plus haut, le convertisseur a été dimensionné pour réduire les contraintes en courant sur les interrupteurs et assurer le fonctionnement sur toute la période réseau. Un prototype du convertisseur d'une puissance de 3 kW sous une tension réseau 187 V<sub>eff</sub> - 264 V<sub>eff</sub> 50 Hz a été réalisé avec les paramètres suivants :

Rapport de transformation :  $m=16/54$ ;

Inductance de résonance :  $L_r=36.8\mu H$ ;

Condensateur de résonance :  $C_r=0.19\mu F$ , (valeur vue du primaire du transformateur);

L'inductance de lissage :  $L_g=1.33mH$ ;

Le condensateur de sortie :  $C_o=2.2mF$ ;

Les transistors T1-T4 : *IRGPC40U*; les diodes en anti-parallèle et celles du redresseur de sortie sont des *STTA2006PI*.

La fréquence de résonance et l'impédance caractéristique du circuit résonant sont respectivement  $f_r=60$  kHz et  $Z_r=13.9\Omega$ .

Le transformateur a été soigneusement bobiné pour obtenir l'inductance de fuite minimisant les contraintes. Le condensateur de résonance est placé au secondaire du transformateur afin de pouvoir utiliser l'inductance de fuite du transformateur comme inductance du circuit résonant. Dans le cas contraire, l'emploi d'une inductance de résonance s'avérera nécessaire, de plus le condensateur de résonance sera la cause d'une oscillation parasite avec cette inductance de fuite du transformateur modifiant le fonctionnement du transformateur et rendant les contraintes sur les composants plus importantes.

Le principe de circuit de commande est illustré sur la Fig. 42. Le monostable "Mono 1" est utilisé pour fixer la durée de l'empîtement des paires d'interrupteurs T1/T3 et T2/T4. Alors que le monostable "Mono 2" permet de masquer les faux ordres de commande dus aux oscillations du comparateur ou du bruit de la mesure.

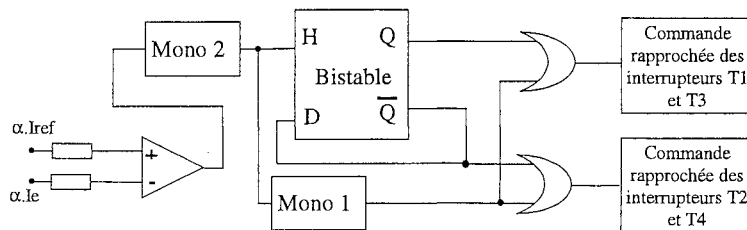


Fig. 42 : Schéma synoptique du circuit de commande.

A cause du nœud inductif formé par l'inductance d'entrée de lissage et l'inductance de résonance, le courant d'entrée peut croître indéfiniment si la condition (4.7) n'est pas respectée. En conséquence, une protection doit être mise en œuvre pour pallier ce problème. Ainsi, un circuit jouant le rôle de disjoncteur a été conçu dans ce sens. Ce circuit, présenté sur la Fig. 43, consiste à mettre le convertisseur hors tension si le courant d'entrée  $I_g$  dépasse une référence maximale. Cette référence correspond au seuil d'amorçage du thyristor permettant le blocage de l'interrupteur  $T_b$ . L'énergie stockée dans l'inductance d'entrée est transférée dans la cellule  $R_b-C_b$ .

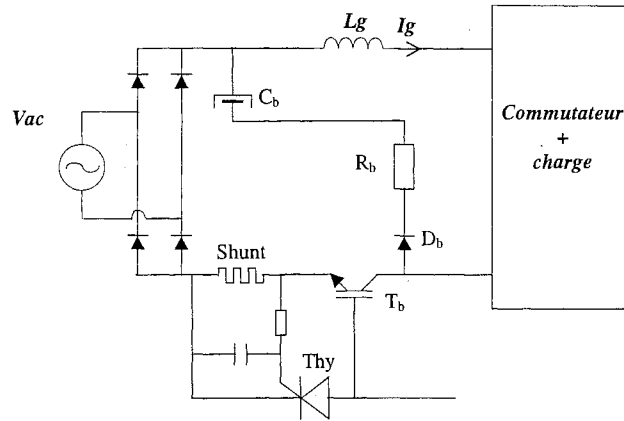


Fig. 43 : Schéma du circuit de protection.

La commande du convertisseur à fréquence fixe (en attaquant le bistable par un VCO) permet de confronter le fonctionnement statique décrit ci-dessus à l'expérimentation. Le courant dans l'inductance de résonance et la tension aux bornes du condensateur de résonance sont présentés sur la Fig. 44. Le diagramme de phase correspondant est présenté sur la Fig. 45. Notons la correspondance des formes d'ondes expérimentales avec celles de l'étude théorique à l'exception d'une oscillation survenue lors de l'ouverture des diodes en anti-parallèle. En effet, lors du blocage des diodes en anti-parallèle (instant  $t_3$  par exemple), la capacité parasite à leurs bornes introduit une oscillation parasite avec l'inductance de résonance, celle-ci peut être amortie par l'emploi d'un écrêteur R-C placé en parallèle avec un des bras de l'onduleur (puisque les interrupteurs sont commandés simultanément).

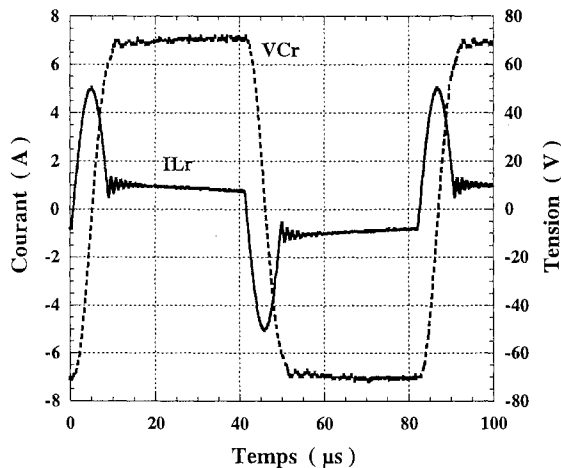


Fig. 44 : Formes d'ondes du courant dans l'inductance et la tension aux bornes du condensateur du circuit résonant.

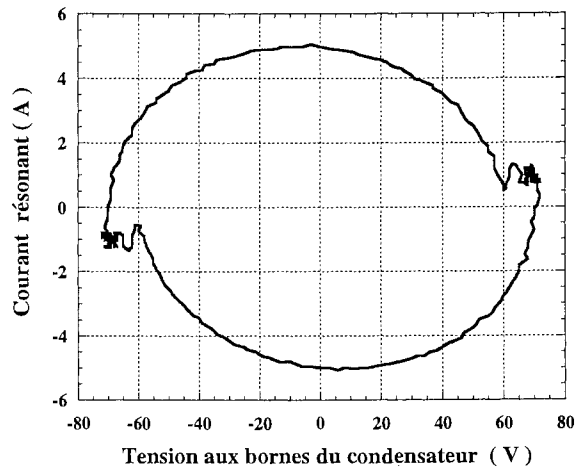


Fig. 45 : Diagramme de phase mesuré.

En commandant le convertisseur par le circuit de commande dont le schéma synoptique est donné par la Fig. 42, le courant mesuré à l'entrée du convertisseur est présenté sur la Fig. 46. La mesure a été effectuée pour une puissance de 2,3 kW. Le courant obtenu est une sinusoïde

redressée avec des ondulations HF. Le spectre du courant d'entrée est donné sur la Fig. 47. Comme nous pouvons le constater les harmoniques présentes dans le courant d'entrée sont inférieures aux valeurs maximales admissibles fixées par la norme EN 61000-3-2 et qui sont spécifiques à la classe A. Les harmoniques de rang pair sont négligeables. Toutefois, les harmoniques mesurés sont supérieurs à ceux prévus par la simulation du fait que la tension du réseau d'alimentation est polluée (elle contient des harmoniques de faible rang) et que les différents éléments passifs et actifs ne sont pas parfaits. Le facteur de puissance obtenu est de 0,988.

En revanche, nous n'avons pas pu effectuer des mesures au-delà d'une puissance de 2,3 kW du fait de la difficulté liée au nœud inductif qui ne peut être sans risque de surintensité.

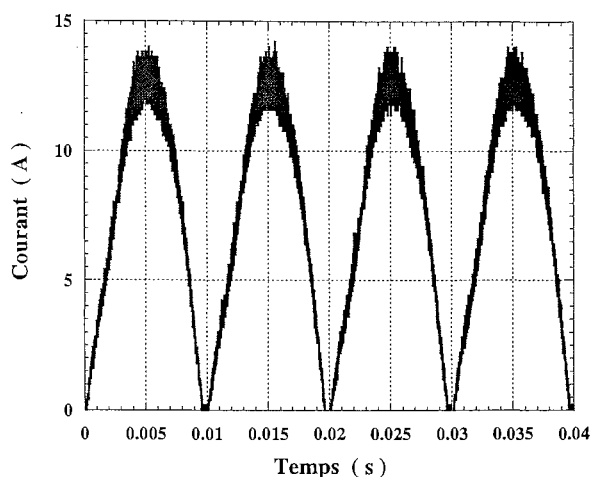


Fig. 46 : Courant mesuré à l'entrée du convertisseur

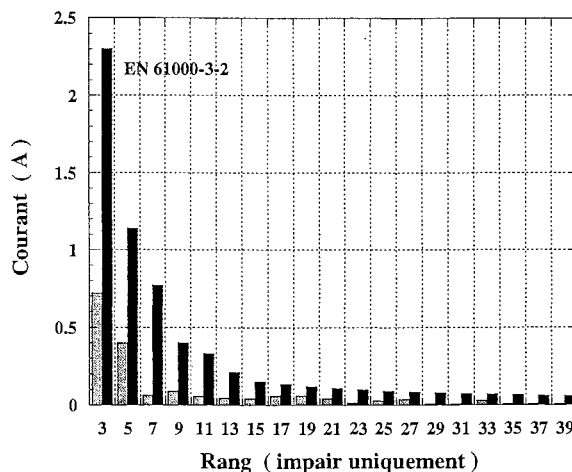


Fig. 47 : Spectre mesuré du courant d'entrée.

## 8 CONCLUSION

Au cours de ce chapitre une démarche pour la synthèse de convertisseurs à résonance à deux éléments basés sur le commutateur de courant et utilisant l'inductance de fuite de transformateur a été exposée. Ces convertisseurs sont destinés à des applications de moyenne puissance (3 kW : puissance maximale qu'on prélève d'une prise électrodomestique) et ils peuvent être subdivisés en deux catégories : ceux fonctionnant en ZCS et ceux fonctionnant en ZVS. Parmi ces convertisseurs, deux structures PRC-CF et ZVSRC-IF assurent le prélèvement de courant sinusoïdal sur toute la période réseau, avec un facteur de puissance unitaire. Toutefois, la dernière structure fonctionnant en ZVS présente un courant en sortie avec une forte ondulation résiduelle et il en résulte qu'un filtrage capacitif supplémentaire est nécessaire. La structure

fonctionnant en ZCS (PRC-CF) a été choisie pour être testée expérimentalement. Les mesures effectuées ont validé l'étude théorique et les simulations effectuées. Un facteur de puissance de 0,988 a été obtenu. Toutefois, le prototype réalisé a montré la difficulté de la mise en œuvre de telle structure du fait de la présence de nœud inductif qu'il faut gérer soigneusement.



***Absorption sinusoidale dans les  
onduleurs de tension***





# **ABSORPTION SINUSOÏDALE DANS LES ONDULEURS DE TENSION**

## **1 INTRODUCTION**

Ce chapitre concerne l'étude des convertisseurs continu-continu utilisant les onduleurs de tensions chargés par des circuits résonants. L'intérêt de ces convertisseurs réside dans le fait que les courants ou les tensions sont quasi-sinusoïdaux, les pertes par commutation dans les interrupteurs sont faibles. Le contrôle de transfert de puissance dans ces convertisseurs est spécifique à la structure utilisée mais il consiste généralement à un fonctionnement à fréquence variable ou un fonctionnement à fréquence fixe avec déphasage des commandes (structure en pont complet uniquement). Les structures que nous envisageons d'étudier dans ce chapitre sont les convertisseurs à résonance série, à résonance série-parallèle et à résonance mixte. Nous verrons que l'étude du convertisseur à résonance série-parallèle pourra être déduite directement de celle du convertisseur à résonance mixte.

Contrairement aux structures à commutateurs de courant, les convertisseurs que nous présenterons dans ce chapitre présentent l'avantage que le courant dans le circuit résonant est quasi-sinusoïdal du fait du fonctionnement possible en conduction continue. En conséquence l'approche harmonique rappelée dans le chapitre premier peut être utilisée pour étudier et modéliser ces convertisseurs.

Le comportement statique, ainsi que l'étude dynamique de certains de ces convertisseurs ont été développés [Kin-83], [Lee-86], [Bru-89], [Fer-94], [Moh-95]. L'objectif de ce chapitre est, après avoir passé en revue le comportement statique, de présenter la modélisation de ces structures et d'étudier la possibilité d'effectuer le prélèvement d'un courant sinusoïdal en phase avec la tension d'entrée.

## **2 CONVERTISSEUR A RESONANCE SERIE**

Le convertisseur à résonance série dans sa variante en demi-pont est présenté sur la Fig. 1. Le filtre d'entrée n'est pas présenté pour ne pas encombrer le schéma. Les condensateurs du demi-pont ne sont pas destinés pour le filtrage HF à l'entrée mais pour jouer le rôle du condensateur de résonance. Dans cette structure, le transformateur se trouve en série avec le condensateur de

résonance équivalent, ce qui présente un avantage d'écarter tout risque de saturation du circuit magnétique. De plus, l'inductance de fuite du transformateur peut être l'inductance de résonance ou une partie de celle-ci ce qui élimine toute perturbation non désirée. Le redresseur de sortie fonctionne en redresseur de courant. Les commutations d'une diode sur l'autre s'effectue à faible  $di/dt$ . En conséquence, les pertes par commutation en sortie seront faibles.

La commande de cette structure à des fréquences inférieures à la fréquence de résonance engendre un fonctionnement en mode de commutation commandée à l'amorçage et spontanée au blocage. A l'opposé, la commande à des fréquences supérieures à la fréquence de résonance assure un fonctionnement en mode de commutation commandée au blocage et spontanée à l'amorçage. Les interrupteurs seront donc du type thyristor-diode ou thyristor-dual [Fer-94]. La commande du convertisseur à des fréquences inférieures à la moitié de la fréquence de résonance conduit à un fonctionnement de la structure en conduction discontinue. Dans ce régime de fonctionnement, l'amorçage et le blocage des interrupteurs se feront à zéro de courant. En conséquence, et en adoptant ce mode de fonctionnement, les pertes par commutation seront quasiment nulles. De plus, la fréquence de résonance pourra être choisie suffisamment élevée pour réduire la taille des composants passifs.

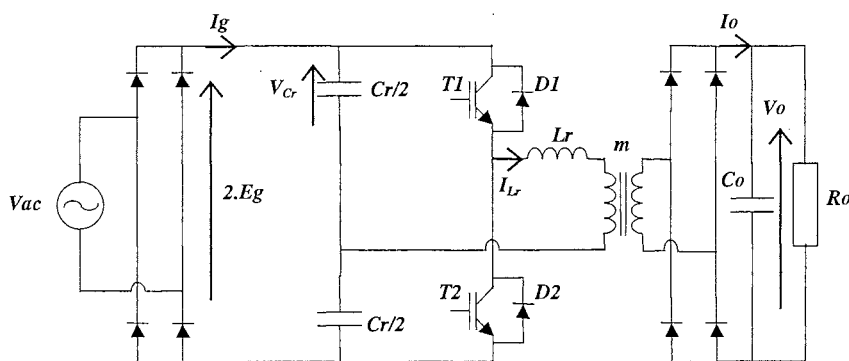


Fig. 1 : Convertisseur à résonance série en demi-pont

Pour la suite de l'étude, considérons la structure équivalente en pont complet et notons  $Cr$  le condensateur série équivalent. Le schéma de la structure est donné sur la Fig. 2.

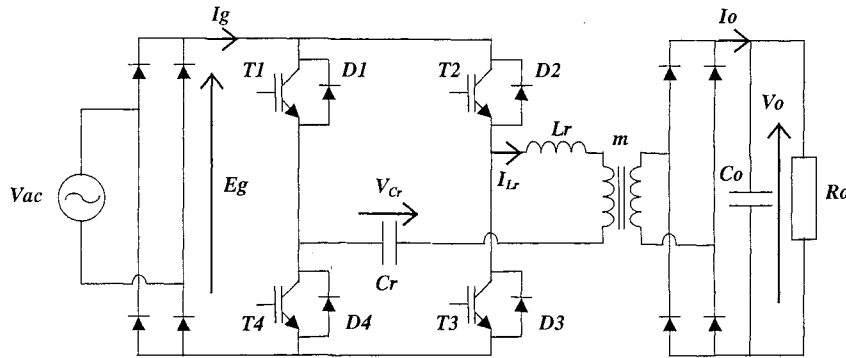


Fig. 2 : Convertisseur à résonance série dans sa variante en pont complet

### 2.1 Fonctionnement statique en conduction continue

En conduction continue, le schéma équivalent de la structure est illustré sur la Fig. 3. Le transformateur est chargé par le redresseur + le filtre et la charge peut être représenté par une source liée de tension dont la polarité dépend du signe du courant dans le circuit résonant. La sortie de l'onduleur peut être schématisée aussi par une source liée de tension dont la polarité dépend de la commande.

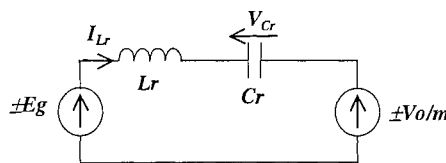


Fig. 3 : Circuit équivalent du convertisseur à résonance série en conduction continue.

L'étude analytique est largement développée dans [Lee-86], [Fer-94], [Moh-95]. La caractéristique de sortie du convertisseur prédéfini (Evolution de  $V_o$  en fonction de  $I_o$  pour différentes fréquences) peut être faite à partir de l'approche du premier harmonique. En effet, le courant résonant étant quasi-sinusoïdal, la puissance est essentiellement transmise par sa composante fondamentale. Cette approximation est d'autant plus proche de la réalité que la fréquence de commande est voisine de la fréquence de résonance. Le transformateur, le redresseur de sortie ainsi que le filtre de sortie et la charge peuvent être remplacés, au premier harmonique, par une simple résistance équivalente  $Req = \frac{8}{\pi^2 \cdot m^2} \cdot Ro$ .

En exprimant l'impédance équivalente et le courant moyen de sortie [Fer-94], on aboutit à l'expression de la tension réduite de sortie donnée par :

$$V_{no} = \sqrt{1 - \left( \frac{\pi^2}{8} \cdot I_{no} \cdot \left( F_{ns} - \frac{1}{F_{ns}} \right) \right)^2} \quad (1)$$

Où  $V_{no}$ ,  $I_{no}$  et  $F_{ns}$  sont respectivement la tension, le courant réduit à la sortie et la fréquence

réduite de commande (la fréquence est réduite par rapport à la fréquence de résonance). Les grandeurs de base qui ont servi à la normalisation sont :  $m.Eg$  pour les tensions,  $Eg/(m.Zr)$  pour les courants et  $Fr$  pour la fréquence.  $Zr$  et  $Fr$  étant l'impédance caractéristique du circuit résonant et la fréquence de résonance.

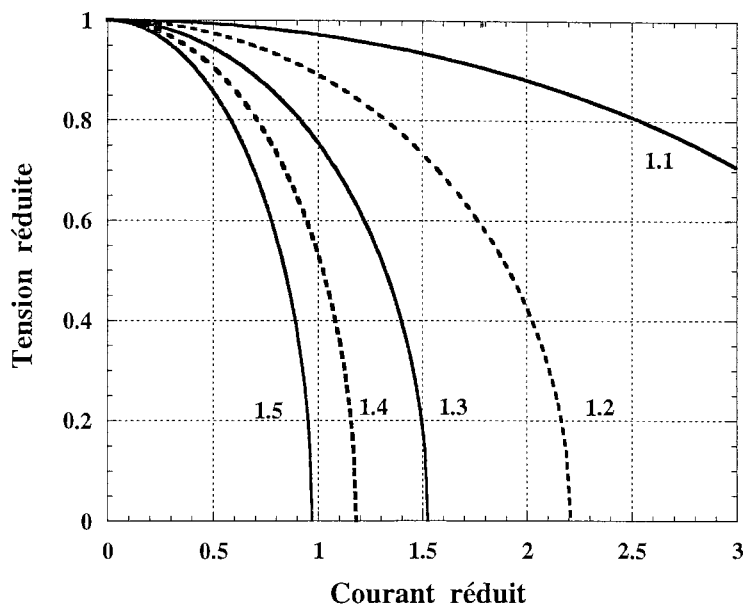


Fig. 4 : Caractéristique de sortie du convertisseur à résonance série fonctionnant à des fréquences supérieures à la fréquence de résonance.

D'après cette caractéristique, nous pouvons déduire que ce convertisseur fonctionne en abaisseur. En conséquence, le prélèvement de courant à l'entrée ne peut être assuré que sur la partie de la période réseau pendant laquelle la tension d'entrée  $Eg$  est supérieure à  $Vo/m$ . Par ailleurs, le rapport de transformation peut être choisi pour réduire la durée de l'intervalle où le prélèvement ne peut être effectué.

En effet, en exprimant l'équation (1) sous une autre forme en utilisant les grandeurs de base ci-dessous, nous pouvons justifier d'une autre façon l'impossibilité de prélever un courant sinusoïdale durant toute la période réseau.

	Grandeurs de base
Tension	$\frac{Vo}{m}$
Courant	$\frac{Vo}{m \cdot Zo}$
Impédance	$Zo$

En désignant par  $Ing$  et  $Eng$  respectivement le courant et la tension réduits à l'entrée du convertisseur, l'équation donnant la caractéristique de sortie (1) devient :

$$Fns^2 \cdot (1 - Eng^2) + \left( \frac{\pi^2}{8} \cdot Eng \cdot Ing \cdot (Fns^2 - 1) \right)^2 = 0 \quad (2)$$

Le prélèvement d'un courant sinusoïdal peut être effectué si cette équation en  $Fns$  admet une solution proche de l'unité sur toute la période réseau. En posant  $F = Fns^2$ , nous pouvons immédiatement déduire que cette équation du second ordre n'admet de solution que moyennant une condition sur  $Eng$  et  $Ing$  (Il suffit de remarquer que pour les faibles tensions  $Eng$ , la solution tend vers zéro, ce qui ne peut être réalisé en conduction continue).

En revanche, cherchons à déterminer, pour une puissance d'environ 300 W (pour répondre au cahier de charge du spécifié dans le chapitre 2), les éléments du convertisseur afin de pouvoir respecter la norme. Pour cela examinons le fonctionnement en conduction discontinue qui permet d'avoir des pertes par commutation moins élevées.

## 2.2 Fonctionnement en conduction discontinue

Dans ce paragraphe, nous évoquons le fonctionnement du convertisseur à résonance en conduction discontinue, lequel est obtenu pour les fréquences de commande inférieures à la moitié de la fréquence de résonance.

### 2.2.1 Principe de fonctionnement

Nous supposons que le condensateur de sortie est de forte valeur de telle manière que la tension de sortie peut être considérée constante sur une période réseau. En fonction du signe du courant dans le circuit résonant la tension de sortie ramenée au primaire est  $+Vo/m$  ou  $-Vo/m$ .

#### *Séquence 1*

Initialement, le courant dans le circuit résonant est nul. Suite à l'amorçage de l'interrupteur  $T_1$ , la tension de sortie vue du primaire est  $+Vo/m$ . Le circuit équivalent à cette séquence est présenté sur la Fig. 5.a. Le courant et la tension dans le circuit résonant sont donnés par :

$$I_{Lr}(t) = \frac{1}{Zr} \cdot \left( Eg + \frac{Vo}{m} \right) \cdot \sin(\omega_r \cdot t) \quad (3)$$

$$V_{Cr}(t) = - \left( Eg + \frac{Vo}{m} \right) \cdot \cos(\omega_r \cdot t) + Eg - \frac{Vo}{m} \quad (4)$$

où  $Zr = \sqrt{\frac{Lr}{Cr}}$ ,  $\omega_r = \frac{1}{\sqrt{Lr \cdot Cr}}$  et désignent respectivement l'impédance caractéristique et la pulsation du circuit résonant.  $Cr$  représente le condensateur équivalent aux deux condensateurs du demi-pont.

Cette phase s'achève à l'instant  $t_1 = \frac{\pi}{\omega_r}$  quand le courant dans l'interrupteur  $T_1$  s'annule.

Séquence 2

Quand le courant  $I_{Lr}$  s'annule l'interrupteur  $T_1$  se bloque et provoque l'amorçage spontané de la diode en antiparallèle  $D_1$ . Le circuit équivalent associé à cette phase est présenté sur la Fig. 5.b. Le courant et tension dans le circuit résonant sont donnés par les expressions suivantes :

$$I_{Lr}(t) = \frac{1}{Z_r} \cdot \left( \frac{V_o}{m} - E_g \right) \cdot \sin(\omega r \cdot (t - t_1)) \quad (5)$$

$$V_{Cr}(t) = \left( E_g - \frac{V_o}{m} \right) \cdot \cos(\omega r \cdot (t - t_1)) + E_g + \frac{V_o}{m} \quad (6)$$

Cette séquence prend fin à l'instant  $t_2 = \frac{2 \cdot \pi}{\omega r}$  quand le courant dans la diode  $D_1$  s'annule.

Séquence 3

L'annulation du courant dans la diode  $D_1$  provoque l'arrêt du convertisseur et le circuit équivalent à cette phase est donné par la Fig. 5.c. Le courant et tension dans le circuit résonant sont donnés par :

$$I_{Lr}(t) = 0 \quad (7)$$

$$V_{Cr}(t) = \frac{2 \cdot V_o}{m} \quad (8)$$

Cette phase s'achève quand l'interrupteur  $T_2$  est amorcé à l'instant  $t_3 = \frac{T_c}{2}$  où  $T_c$  est la période de découpage.

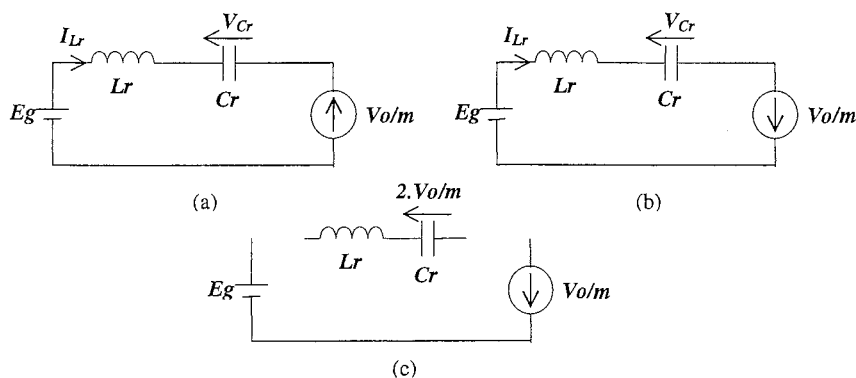


Fig. 5 : Circuits équivalents du convertisseur pendant différentes phases de fonctionnement

Les formes du courant dans l'inductance et la tension aux bornes du condensateur du circuit résonant sont présentées sur la Fig. 6. La tension, le courant et la fréquence sont réduits par rapport à  $E_g$ ,  $E_g/Z_r$  et  $F_r$  respectivement.

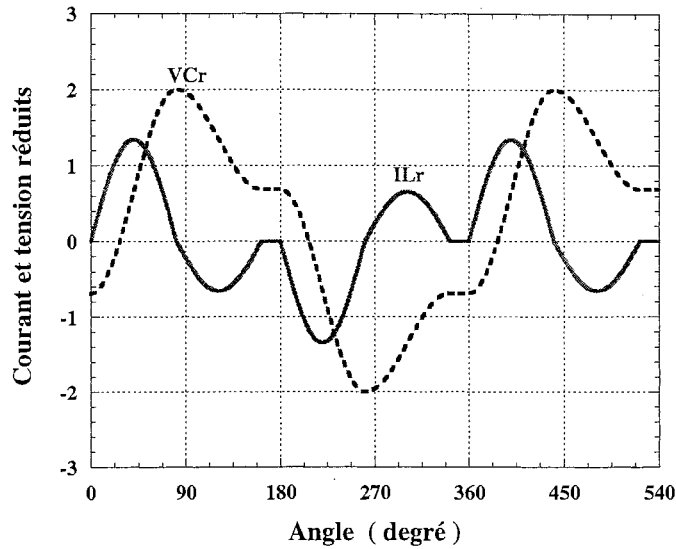


Fig. 6 : Allure de courant et tension dans le circuit résonant

### 2.2.2 Diagramme de phase

Le diagramme de phase de la Fig. 7 est obtenu en traçant le courant dans le circuit résonant en fonction de la tension aux bornes du condensateur Cr. Il est constitué de demi-cercles, de centres  $\left(0, 1 - \frac{V_{no}}{m}\right)$ ,  $\left(0, 1 + \frac{V_{no}}{m}\right)$  et de rayons  $1 + \frac{V_{no}}{m}$ ,  $1 - \frac{V_{no}}{m}$  respectifs, et de point mort d'ordonnée 0 et d'abscisse  $\pm \frac{V_{no}}{m}$ . Vno étant la tension réduite de sortie.

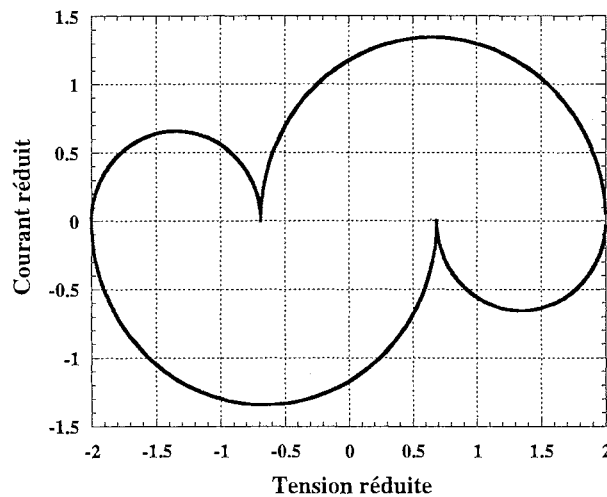


Fig. 7 : Diagramme de phase du convertisseur à résonance série

### 2.2.3 Grandeurs basse fréquence et Contraintes

A partir des équations établies précédemment, nous pouvons déduire les différentes grandeurs basse fréquence. Ainsi les composantes basse fréquence des courants de sortie, d'entrée et dans



les interrupteurs, les diodes primaires et secondaires, sont données respectivement par les équations ci-dessous :

$$(I_o)_{BF} = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{Eg}{m \cdot Zr} \cdot Fns \quad (9)$$

Où  $Fns = \frac{Fs}{Fr}$  désigne la fréquence réduite de commande.

$$Ig = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{Vo}{m \cdot Zr} \cdot Fns \quad (10)$$

$$I_{Tmoy} = \frac{Fns}{\pi \cdot Zr} \cdot \left( Eg + \frac{Vo}{m} \right) \quad (11)$$

$$I_{Dmoy} = \frac{Fns}{\pi \cdot Zr} \cdot \left( Eg - \frac{Vo}{m} \right) \quad (12)$$

$$(I_{Do})_{moy} = \frac{2 \cdot Fns}{\pi} \cdot \frac{Eg}{m \cdot Zr} \quad (13)$$

Les contraintes maximales en courant et en tension sur les interrupteurs et les diodes sont données par les expressions suivantes :

$$I_{Tmax} = \frac{1}{Zr} \cdot \left( Eg + \frac{Vo}{m} \right) \quad (14)$$

$$I_{Dmax} = \frac{1}{Zr} \cdot \left( Eg - \frac{Vo}{m} \right) \quad (15)$$

$$V_{Tmax} = Eg \quad (16)$$

$$V_{Dmax} = Eg \quad (17)$$

$$(V_{Do})_{max} = Vo \quad (18)$$

### **2.3 Fonctionnement en absorption sinusoïdale**

D'après l'expression donnant le courant d'entrée, on déduit que le prélèvement sinusoïdal peut être effectué à fréquence variable lorsque la tension d'entrée est supérieure à  $\frac{Vo}{m}$ . La fréquence de commande étant donnée par :

$$Fs(t) = Fr \cdot \frac{m \cdot \pi \cdot Zr \cdot Im}{4 \cdot Vo} \cdot \sin(\omega_L \cdot t) \quad \text{avec } t \geq t_0 = \frac{1}{\omega_L} \cdot \text{asin}\left(\frac{Vo}{m \cdot Em}\right) \quad (19)$$

Où  $Em$ ,  $\omega_L$  et  $Im$  désignent respectivement la tension crête, la pulsation de la tension d'entrée et la valeur crête du courant prélevé.

Pour assurer le fonctionnement en conduction discontinue sur toute la période réseau, cette fréquence de commande doit rester inférieure à 0,5. En conséquence, la condition suivante doit

être satisfaite :

$$Z_r < \frac{2 \cdot V_o}{m \cdot \pi \cdot I_m} \quad (20)$$

### 2.3.1 Évaluation des grandeurs efficaces

Du fait que la fréquence de commande est variable, les grandeurs efficaces peuvent être calculées par une sommation d'intégrales élémentaires sur l'intervalle  $\left[ t_0, \frac{\pi}{2 \cdot \omega_L} \right]$  de façon récursive et en supposant que la tension d'entrée reste constante sur une période de découpage.

$$(I_D)_{eff} = \sqrt{4 \cdot F_L \sum_{k=0}^N \frac{1}{4 \cdot Z_r^2 \cdot F_r} \cdot \left( \frac{V_o}{m} - Em \cdot \sin(\omega_L \cdot t_k) \right)^2} \quad (21)$$

$$(I_T)_{eff} = \sqrt{4 \cdot F_L \sum_{k=0}^N \frac{1}{4 \cdot Z_r^2 \cdot F_r} \cdot \left( \frac{V_o}{m} + Em \cdot \sin(\omega_L \cdot t_k) \right)^2} \quad (22)$$

$$(I_{D_o})_{eff} = \sqrt{4 \cdot F_L \sum_{k=0}^N \frac{1}{2 \cdot m^2 \cdot Z_r^2 \cdot F_r} \cdot \left( \left( \frac{V_o}{m} \right)^2 + (Em \cdot \sin(\omega_L \cdot t_k))^2 \right)} \quad (23)$$

$$(I_o)_{eff} = \sqrt{4 \cdot F_L \sum_{k=0}^N \frac{1}{m^2 \cdot Z_r^2 \cdot F_r} \cdot \left( \left( \frac{V_o}{m} \right)^2 + (Em \cdot \sin(\omega_L \cdot t_k))^2 \right)} \quad (24)$$

$$(I_e)_{eff} = \sqrt{4 \cdot F_L \sum_{k=0}^N \frac{1}{Z_r^2 \cdot F_r} \cdot \left( \left( \frac{V_o}{m} \right)^2 + (Em \cdot \sin(\omega_L \cdot t_k))^2 \right)} \quad (25)$$

avec  $\frac{1}{t_{k+1} - t_k} = F_s(t_k) = F_r \cdot \frac{m \cdot \pi \cdot Z_r \cdot I_m}{4 \cdot V_o} \cdot \sin(\omega_L \cdot t_k)$  et  $t_N \leq \frac{\pi}{2 \cdot \omega_L}$

### 2.3.2 Dimensionnement

Avant la détermination des éléments du convertisseur à résonance série qui assurent de faibles contraintes, il faut s'assurer que cette structure peut prélever un courant sinusoïdal respectant la norme et dont le facteur de puissance soit supérieur à 0,95. Pour cela, afin de faire un prédimensionnement, on idéalise la forme du courant moyen à l'entrée, c'est à dire qu'on évaluera le facteur de puissance et le spectre d'une parfaite sinusoïde qui est tranchée à zéro quand la tension d'alimentation est inférieure à la tension de sortie vue du primaire du transformateur. Ensuite on cherche à déterminer le rapport de transformation le plus faible possible qui permet d'avoir un facteur de puissance supérieur à 0,95 et assure le respect de la norme. Le principe de détermination de cette valeur minimale est illustré par l'organigramme de la Fig. 8. La détermination de la valeur crête de cette référence de courant est donnée par l'expression de la valeur de la puissance moyenne de la dite référence :

$$P_m = E_m \cdot I_m \cdot \left( \frac{\sin(2 \cdot \omega_L \cdot t_0)}{2 \cdot \pi} + \frac{1 - 2 \cdot \omega_L \cdot t_0}{2} \right) \text{ avec } t_0 = \frac{1}{\omega_L} \cdot \text{asin} \left( \frac{V_o}{m \cdot E_m} \right) \quad (26)$$

En se plaçant dans le cas le plus défavorable, pour une tension d'alimentation de 185 V efficace et une tension de sortie de 54 V sous 6 A, la valeur minimale du rapport de transformation est de 0,535 alors que la valeur crête du courant est 3,6 A. Ainsi, sur une demi-période réseau, le convertisseur sera à l'arrêt pour les temps <1,27 ms et >8,74ms

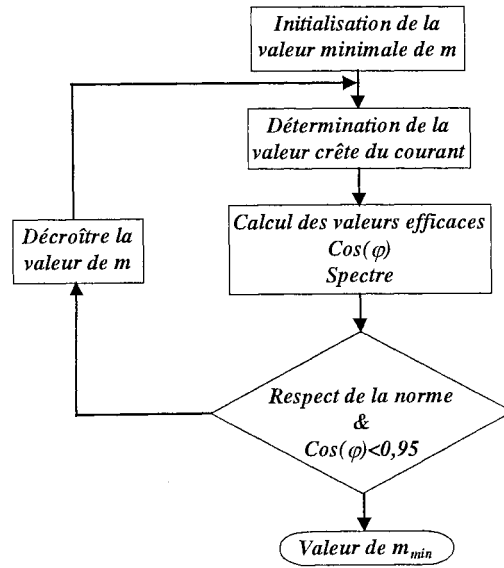


Fig. 8 : Détermination de la valeur minimale qui assure le respect de la norme

Le choix de m permet de fixer la valeur de l'impédance caractéristique du circuit résonant à partir de l'équation (20), en imposant au convertisseur de fonctionner à la limite de la conduction discontinue au sommet de la sinusoïde. Enfin le choix de la fréquence de résonance permettrait de déduire les éléments du circuit résonant.

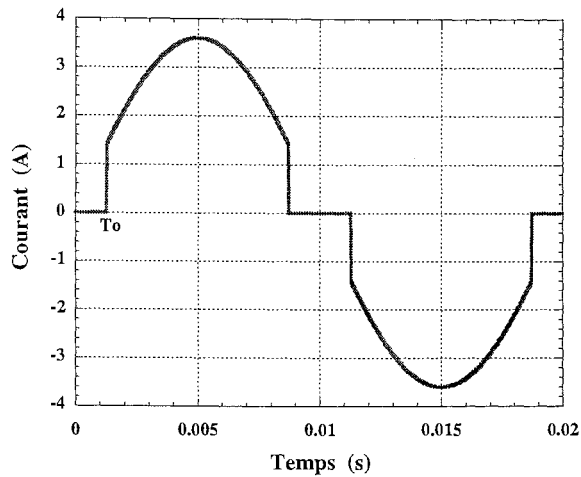


Fig. 9 : Allure "idéalisée" du courant d'entrée

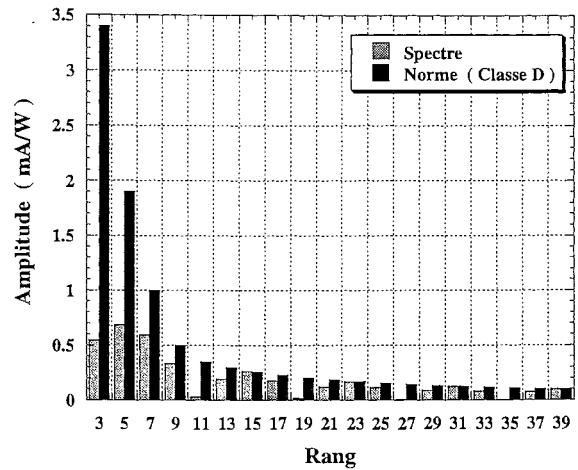


Fig. 10 : Spectre du courant moyen d'entrée approché

### 2.3.3 Application numérique

L'évolution des contraintes maximales en courant sur les interrupteurs et leurs diodes en anti-parallèle, en fonction du rapport de transformation, sont présentées sur la Fig. 11. Ces contraintes maximales sont indépendantes de la fréquence de résonance. Les courants efficaces à l'entrée, à la sortie et dans différents composants sont illustrés sur la Fig. 12. Ces contraintes efficaces sont quasi-invariantes avec la fréquence de résonance pour un rapport de transformation donné. Les contraintes présentées sur la Fig. 12 sont obtenues pour une fréquence de résonance de 200 kHz. En conséquence, le choix de la fréquence de résonance sera déterminé par la technologie des semi-conducteurs et de la taille admissible du circuit magnétique. Durant l'intervalle de temps où s'effectue le prélèvement de courant, la fréquence réduite de commande varie entre un maximum de 0,5, obtenue au sommet de la sinusoïde, et un minimum correspondant au faible niveau de la tension d'alimentation. L'évolution de cette fréquence minimale en fonction du rapport de transformation est présentée sur la Fig. 13. Elle est plus importante pour les faibles valeurs du rapport de transformation, elle sera donc choisie dans cette zone pour réduire la taille du circuit magnétique.

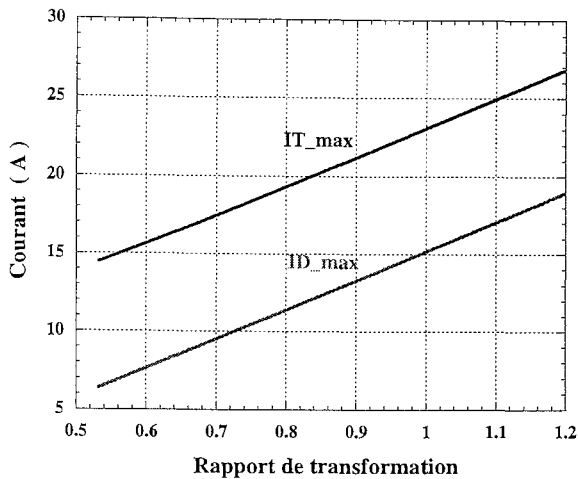


Fig. 11 : Contraintes maximales en courant sur les interrupteurs et leurs diodes en antiparallèle

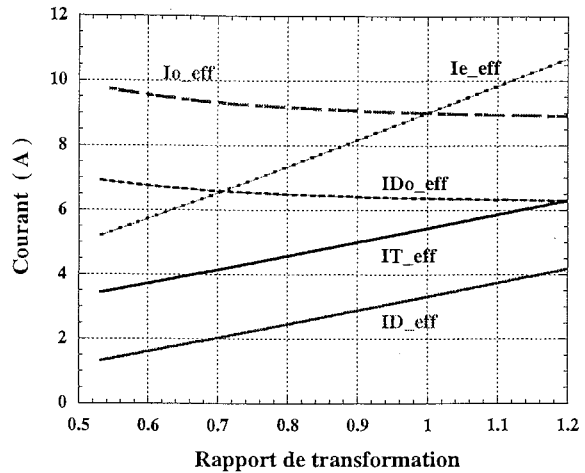


Fig. 12 : Contraintes efficaces dans différents composants

Les évolutions en fonction du rapport de transformation des courants moyens dans les interrupteurs et leurs diodes en anti-parallèle sont présentées sur la Fig. 14.

Enfin, les valeurs du condensateur et de l'inductance sont données sur les Fig. 15 et Fig. 16 pour différentes valeurs de la fréquence de résonance. Le condensateur présenté sur la Fig. 15, est le condensateur équivalent à ceux du demi-pont.

Remarque :

Dans le cas de la variante de la structure en demi-pont, les condensateurs constituant le demi-pont supporteront une tension maximale 2,5 fois la tension crête du réseau.

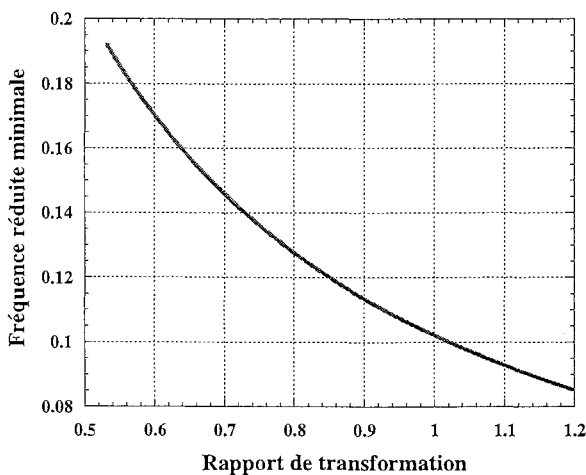


Fig. 13 : Evolution de la fréquence réduite minimale de commande en fonction du rapport de transformation

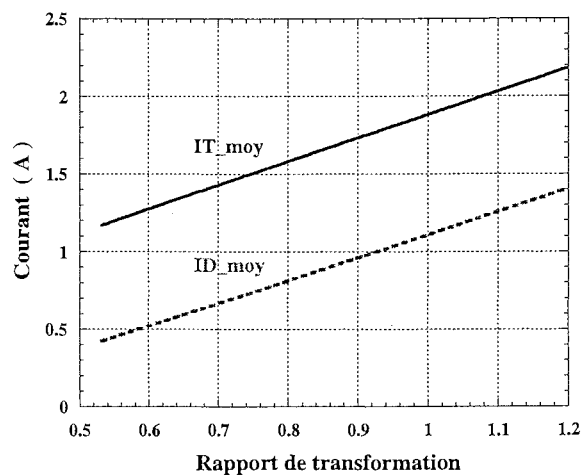


Fig. 14 : Courants moyens dans les interrupteurs et leurs diodes en antiparallèle

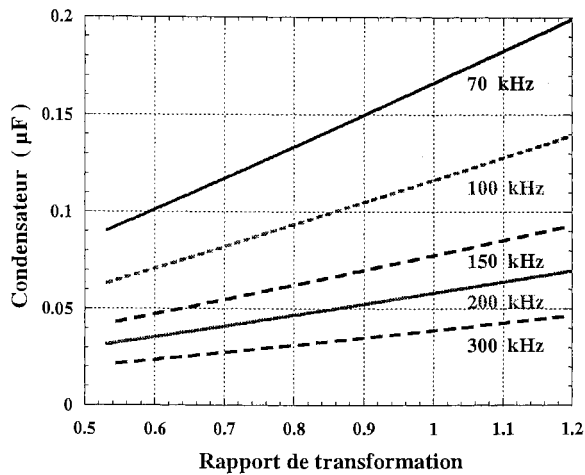


Fig. 15 : Le condensateur du circuit résonant pour différentes valeurs de la fréquence de résonance

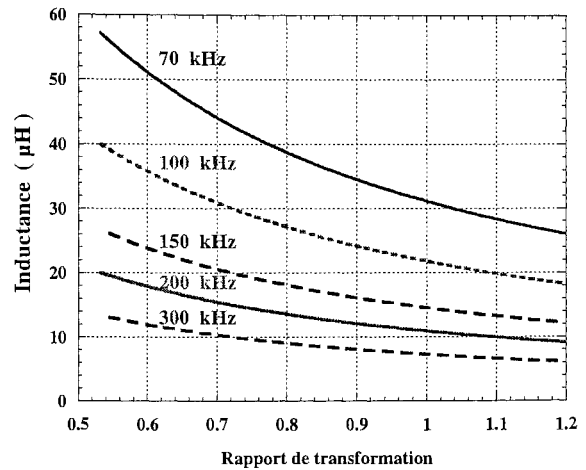


Fig. 16 : L'inductance du circuit résonant pour différentes valeurs de la fréquence de résonance

#### 2.4 Conclusion

Le fonctionnement en conduction discontinue de ce convertisseur à résonance série peut trouver de l'intérêt en faible puissance. En effet, le respect de la norme est possible et les contraintes entraînées par la conduction discontinue sont acceptables.

On retrouve pour ce mode les avantages procurés par la commutation douce : faibles pertes de commutation pour tous les semi-conducteurs, gestion de l'énergie de fuite du transformateur. Par ailleurs, le fonctionnement au-dessous de la fréquence de résonance permet la réduction du dimensionnement des éléments de résonance puisque la fréquence de résonance peut être placée à une valeur élevée.

En conséquence, ce convertisseur peut devenir un concurrent sérieux d'une structure asymétrique tel que le Flyback, même si le nombre de composants est plus élevé.

### 3 CONVERTISSEUR A RESONANCE MIXTE

La figure 1 représente la structure de base d'un convertisseur continu-continu à résonance dite mixte couramment appelée en terminologie anglo-saxonne "Series-parallel resonant converter" [Bel-95], [Bel-96], [Bha-91]. Elle est issue de la structure à résonance série-parallèle conventionnelle en demi-pont dont les condensateurs ( $C_r$ ) constituant le demi-pont ont des valeurs proches du condensateur de résonance  $C$ . Ainsi ils seront pris en considération dans le phénomène de résonance. Le pont redresseur ainsi que le filtre d'entrée ne sont pas présentés pour ne pas encombrer le schéma. Les interrupteurs sont des interrupteurs à trois segments bidirectionnels en courant et unidirectionnels en tension. Le redresseur de sortie en pont complet

a été retenu par rapport au redresseur à point milieu inductif [And-95], car ce dernier introduit, par le biais de ses inductances de sortie, une interaction avec le circuit résonant ce qui donne naissance à des résonances parasites et rend le système plus complexe ( 2 ou 3 fréquences de résonance). L'utilisation d'un redresseur en pont complet aboutira à une seule fréquence de résonance. Le redresseur à pont milieu inductif devra être introduit dans le cas de sortie "fort courant".

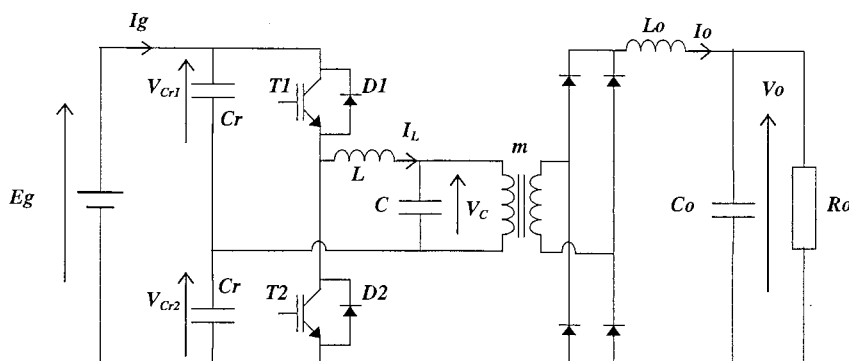


Fig. 17 : Convertisseur à résonance mixte en demi-pont

Notons que selon la position du condensateur C, les contraintes sur les diodes du redresseur sont différentes. En effet si le condensateur C est placé au secondaire du transformateur, l'inductance de fuite de ce dernier peut être utilisée comme partie de l'inductance de résonance, en conséquence le  $di/dt$  dans les diodes pendant la commutation est mal maîtrisé. Il en résulte l'apparition des courants inverses de diodes qui peuvent être la cause de surtension. Par contre si le condensateur C est placé au primaire du transformateur, l'inductance de fuite de celui-ci, même faible soit-elle, rend le temps de commutation plus important et par conséquent la chute de tension inductive sera plus importante accompagnée d'une résonance parasite entre cette inductance et les capacités des diodes.

Dans cette étude nous analyserons le fonctionnement du convertisseur à résonance mixte pour des fréquences au dessus et au dessous de la fréquence de résonance. Le gain en tension ainsi que les caractéristiques de sortie du convertisseur seront déterminés. A partir du modèle au premier harmonique, les contraintes sur les composants seront évaluées afin de permettre leur optimisation suivant un critère permettant de réduire la taille et le volume du convertisseur. Enfin une loi de commande sera établie et mise en œuvre pour asservir le courant d'entrée.

### 3.1 Fonctionnement statique

#### 3.1.1 Hypothèses simplificatrices :

Dans cette étude, les interrupteurs sont supposés parfaits (chute de tension nulle à l'état passant,

courant nul à l'état bloqué) et leurs commutations sont instantanées. les condensateurs, inductances et source de tension sont supposés parfaits. L'inductance magnétisante du transformateur est très grande devant l'inductance de fuite laquelle est utilisée comme partie de l'inductance de résonance en plaçant le condensateur parallèle au secondaire du transformateur. Afin de faire une étude analytique simplifiée, le courant de charge  $I_o$  peut être considéré constant sur une période de découpage, ainsi la charge peut être modélisée par une source de courant constant. Enfin l'étude sera présentée uniquement pour le mode de conduction continue.

### 3.1.2 Description de fonctionnement et mise en équation

L'utilisation de cette structure à des fréquences supérieures à la fréquence de résonance conduit à des commutations sous tension nulle à la fermeture des interrupteurs et à une commutation forcée à leur ouverture, alors que son utilisation à des fréquences inférieures à la fréquence de résonance conduit à des commutations à courant nul à l'ouverture des interrupteurs et une commutation forcée à leur amorçage. Les interrupteurs T1 et T2 sont commandés alternativement et de façon identique avec un rapport cyclique de conduction inférieur à 50%. Le fonctionnement, en mode de conduction continue, est constitué de quatre phases caractérisées par la conduction d'un semi-conducteur à la fois. En mode thyristor l'enchaînement des phases est le suivant : T1, D1, T2 et D2, alors qu'en mode thyristor-dual l'enchaînement des phases est comme suit : D1, T1, D2 et T2. Quel que soit le mode de commutation, le fonctionnement du convertisseur peut être décrit par un même système d'équations en introduisant des fonctions de commutation (la fonction signe *sgn* et la fonction *u* ). Comme les tensions  $V_{cr1}$  et  $V_{cr2}$  sont liées on peut introduire une variable intermédiaire  $V_{gc}$ . En posant :

$$V_{gc} = \frac{V_{Cr1} - V_{Cr2}}{2} \quad (27)$$

on aboutit au système d'équation suivant qui régit le fonctionnement du convertisseur :

$$\begin{cases} \frac{dV_{gc}}{dt} = \frac{-I_L}{2 \cdot Cr} \\ \frac{dI_L}{dt} = \frac{1}{L} \cdot \left[ \frac{u}{2} \cdot E_g - V_c + V_{gc} \right] \\ \frac{dV_c}{dt} = \frac{1}{C} \cdot [I_L - m \cdot \text{sgn}(V_c) \cdot I_o] \\ \frac{dI_o}{dt} = \frac{1}{L_o} \cdot [m \cdot |V_c| - V_o] \\ \frac{dV_o}{dt} = \frac{1}{C_o} \cdot \left[ I_o - \frac{V_o}{R_o} \right] \end{cases} \quad (28)$$

Avec :



$$I_g = \frac{Cr}{2} \cdot \frac{dE_g}{dt} + \frac{u}{2} \cdot I_L \quad (29)$$

où les fonctions de commutation sont définies par :

$$u = \begin{cases} +1 & \text{Si T1 ou D1 est fermé} \\ -1 & \text{Si T2 ou D2 est fermé} \end{cases} \quad \text{sgn}(V_c) = \begin{cases} +1 & \text{Si } V_c \geq 0 \\ -1 & \text{Si } V_c < 0 \end{cases}$$

A partir des équations données par le système d'équations (28), on peut représenter le convertisseur par son schéma topologique équivalent :

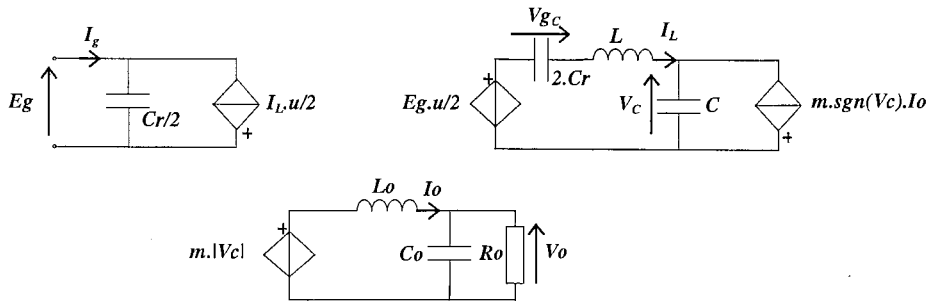


Fig. 18 : Schéma topologique équivalent du convertisseur à résonance mixte

### 3.1.3 Etude analytique

En supposant que le courant  $I_o$  dans l'inductance  $L_o$  est sans ondulation, on peut faire une étude analytique en mode de conduction continue dans les deux cas de fonctionnement en mode thyristor ou en mode thyristor dual. Ceux-ci peuvent être distingués l'un de l'autre lors de la commutation du courant de l'interrupteur  $T_2/D_2$  à  $T_1/D_1$ , en considérant le signe du courant  $I_{L_o}$ . Nous supposons qu'initialement la tension,  $V_{co}$ , aux bornes de  $C$  est négative, le courant dans le filtre de sortie vu du primaire du transformateur est alors  $-m \cdot I_o$ , la tension aux bornes de  $Cr_1$  en parallèle avec  $Cr_2$ , le courant dans l'inductance sont respectivement  $V_{gco}$  et  $I_{L_o}$ . L'origine des temps étant considéré nul, les équations qui régissent le fonctionnement du convertisseur pendant cette phase sont :

$$\begin{cases} I_L(t) = \frac{A_1}{Z_0} \cdot \sin(\omega_0 \cdot t) + B_1 \cdot \cos(\omega_0 \cdot t) - \frac{Ceq}{C} \cdot m \cdot I_o \\ V_{gc}(t) = V_{gco} - \frac{Ceq}{2 \cdot Cr} \cdot \left[ A_1 \cdot (1 - \cos(\omega_0 \cdot t)) + Z_0 \cdot B_1 \cdot \sin(\omega_0 \cdot t) - \frac{m \cdot I_o}{C} \cdot t \right] \\ V_c(t) = V_{co} + \frac{Ceq}{C} \cdot \left[ A_1 \cdot (1 - \cos(\omega_0 \cdot t)) + Z_0 \cdot B_1 \cdot \sin(\omega_0 \cdot t) + \frac{m \cdot I_o}{2 \cdot Cr} \cdot t \right] \end{cases} \quad (30)$$

avec :

$$A_1 = \frac{E_g}{2} + V_{gco} - V_{co} \quad B_1 = I_{L_o} + \frac{Ceq}{C} \cdot m \cdot I_o \quad Ceq = \frac{2 \cdot Cr \cdot C}{2 \cdot Cr + C}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L \cdot Ceq}} \quad Z_0 = \sqrt{\frac{L}{Ceq}}$$

A l'instant  $t=t_1$  la tension aux bornes du condensateur s'annule et change de signe, le courant de sortie vu du primaire du transformateur devient alors  $m \cdot I_o$  d'où le nouveau système d'équations :

$$\begin{cases} I_L(t) = \frac{A_2}{Z_0} \cdot \sin(\omega_0 \cdot (t-t_1)) + B_2 \cdot \cos(\omega_0 \cdot (t-t_1)) + \frac{Ceq}{C} \cdot m \cdot I_o \\ V_{gc}(t) = V_{gc1} - \frac{Ceq}{2 \cdot Cr} \cdot \left[ A_2 \cdot (1 - \cos(\omega_0 \cdot (t-t_1))) + Z_0 \cdot B_2 \cdot \sin(\omega_0 \cdot (t-t_1)) + \frac{m \cdot I_o}{C} \cdot (t-t_1) \right] \\ V_c(t) = V_{c1} + \frac{Ceq}{C} \cdot \left[ A_2 \cdot (1 - \cos(\omega_0 \cdot (t-t_1))) + Z_0 \cdot B_2 \cdot \sin(\omega_0 \cdot (t-t_1)) - \frac{m \cdot I_o}{2 \cdot Cr} \cdot (t-t_1) \right] \end{cases} \quad (31)$$

avec :

$$A_2 = \frac{Eg}{2} + V_{gc1} - V_{c1} \qquad B_2 = I_{L1} - \frac{Ceq}{C} \cdot m \cdot I_o$$

Tenant compte de la continuité des variables d'état les conditions initiales de cette phase sont déterminées par les conditions finales de la phase précédente en évaluant les tensions et le courant donnés par le système d'équations (30) à l'instant  $t_1$ .

Après avoir substitué  $V_{c1}$ ,  $V_{gc1}$  et  $I_{L1}$  par leurs expressions respectives et du fait de la symétrie du montage et de la périodicité de fonctionnement, on aboutit, après simplification, aux équations ci-dessous (32), (33) et (34) donnant  $V_{co}$ ,  $V_{gco}$  et  $I_{Lo}$  en fonction de la période de découpage  $T_s$ , la durée de la phase précédente  $t_1$  et les éléments du convertisseur.

$$I_{Lo} = \frac{-0.5 \cdot Eg \cdot \sin(0.5 \cdot \omega_0 \cdot Ts)}{Z_0 \cdot (1 + \cos(0.5 \cdot \omega_0 \cdot Ts))} + \frac{Ceq}{C} \cdot m \cdot I_o \cdot \left[ \frac{\cos(\omega_0 \cdot (0.5 \cdot Ts - t_1)) + \cos(\omega_0 \cdot t_1)}{1 + \cos(0.5 \cdot \omega_0 \cdot Ts)} - 1 \right] \quad (32)$$

$$V_{gco} = Z_0 \cdot \frac{Ceq}{C} \cdot \frac{Ceq}{2 \cdot Cr} \cdot m \cdot I_o \cdot \left[ \frac{\sin(\omega_0 \cdot t_1) - \sin(\omega_0 \cdot (0.5 \cdot Ts - t_1))}{1 + \cos(0.5 \cdot \omega_0 \cdot Ts)} \right] + \frac{Ceq}{2 \cdot Cr} \cdot \frac{m \cdot I_o}{C} \cdot \left( \frac{Ts}{4} - t_1 \right) \quad (33)$$

$$V_{co} = Z_0 \cdot \left( \frac{Ceq}{C} \right)^2 \cdot m \cdot I_o \cdot \left[ \frac{\sin(\omega_0 \cdot (0.5 \cdot Ts - t_1)) - \sin(\omega_0 \cdot t_1)}{1 + \cos(0.5 \cdot \omega_0 \cdot Ts)} \right] + \frac{Ceq}{2 \cdot Cr} \cdot \frac{m \cdot I_o}{C} \cdot \left( \frac{Ts}{4} - t_1 \right) \quad (34)$$

La détermination de ces conditions initiales permet une connaissance globale du fonctionnement du convertisseur et, en conséquence, des contraintes sur les composants. Celles-ci peuvent être déterminées en fonction de la fréquence après avoir évalué la durée de la première phase  $t_1$  ( $t_1$  étant l'instant où  $V_c$  change de signe). En exprimant de nouveau la tension  $V_{c1}$  à l'instant  $t_1$  en utilisant les expressions (32), (33) et (34) on aboutit à l'équation (35) :

$$V_{c1} = \frac{-Ceq}{C \cdot (1 + \cos(0.5 \cdot \omega_0 \cdot Ts))} \cdot [F1 \cdot \sin(\omega_0 \cdot t_1) + F2 \cdot \cos(\omega_0 \cdot t_1) - F3] \quad (35)$$

avec :

$$F1 = 0.5 \cdot Eg \cdot \sin(0.5 \cdot \omega_0 \cdot Ts)$$

$$F2 = 0.5 \cdot Eg \cdot (1 + \cos(0.5 \cdot \omega_0 \cdot Ts))$$

$$F3 = 0.5 \cdot E_g \cdot (1 + \cos(0.5 \cdot \omega_0 \cdot T_s)) + \frac{Ceq}{C} \cdot m \cdot I_o \cdot Z_0 \cdot \sin(0.5 \cdot \omega_0 \cdot T_s) + m \cdot I_o \cdot Z_0 \cdot \frac{Ceq}{2 \cdot Cr} \cdot (1 + \cos(0.5 \cdot \omega_0 \cdot T_s)) \cdot \frac{T_s}{4}$$

Comme la tension  $V_{c1}$  aux bornes du condensateur C à l'instant  $t_1$  est nulle, la détermination de l'instant  $t_1$  peut être envisagée en considérant l'équation suivante :

$$\frac{F1}{\sqrt{F1^2 + F2^2}} \cdot \sin(\omega_0 \cdot t_1) + \frac{F2}{\sqrt{F1^2 + F2^2}} \cdot \cos(\omega_0 \cdot t_1) = \frac{F3}{\sqrt{F1^2 + F2^2}} \quad (36)$$

Ou encore, en utilisant les expressions de F1, F2 et F3, l'équation (36) peut être ramenée à l'équation suivante :

$$\cos\left(\omega_0 \cdot \left(t_1 + \frac{T_s}{4}\right)\right) = \frac{F3}{E_g \cdot \cos\left(\omega_0 \cdot \frac{T_s}{4}\right)} \quad (37)$$

La solution de cette équation est donnée par (38).

$$t_1 = \frac{1}{\omega_0} \cdot \arccos\left(\cos\left(\omega_0 \cdot \frac{T_s}{4}\right) \cdot \left(1 + \frac{m \cdot I_o \cdot Z_0 \cdot Ceq}{2 \cdot Cr \cdot E_g} \cdot \frac{T_s}{2}\right) + 2 \cdot \frac{Ceq}{C} \cdot \frac{m \cdot I_o \cdot Z_0}{E_g} \cdot \sin\left(\omega_0 \cdot \frac{T_s}{4}\right)\right) + \frac{T_s}{4} \quad (38)$$

D'après les équations ci-dessus (30) à (38) on peut déduire l'allure des courants et tensions aux bornes de différents composants comme présenté sur la figure ci-dessous.

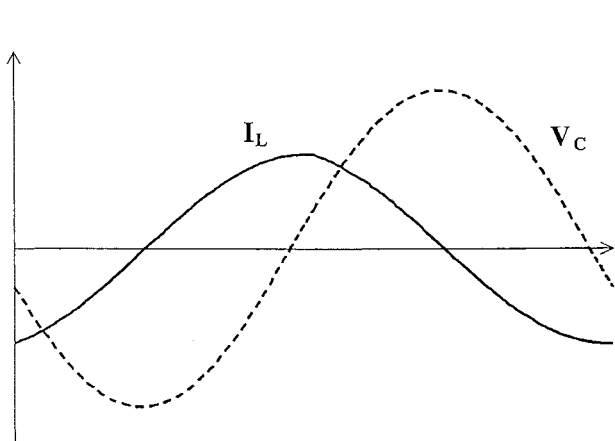


Fig. 19 : Allure du courant dans l'inductance L et tension aux bornes du condensateur C ( en mode Thyristor dual ).

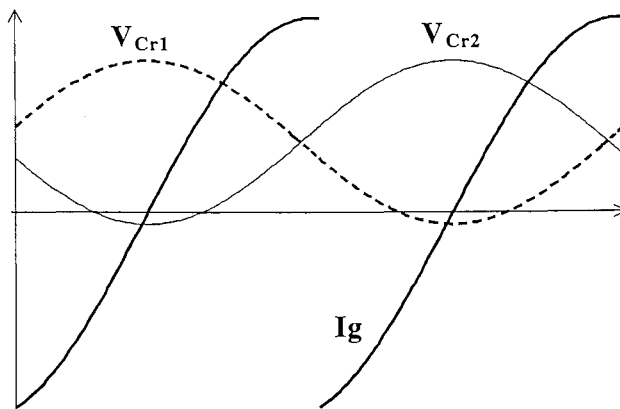


Fig. 20 : Allure des tensions aux bornes des condensateurs  $Cr_1$  et  $Cr_2$  et courant à l'entrée ( en mode Thyristor dual ).

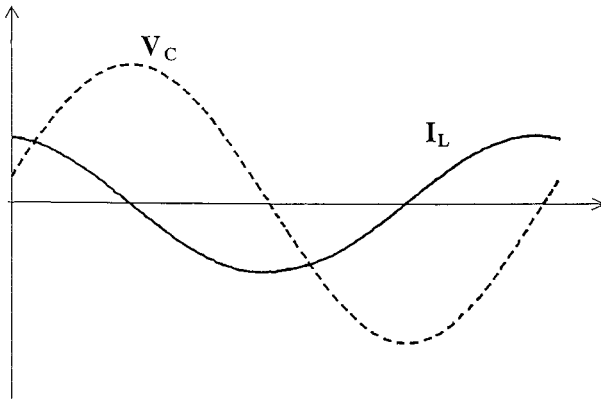


Fig. 21 : Allure du courant dans l'inductance L et tension aux bornes du condensateur C (en mode Thyristor ).

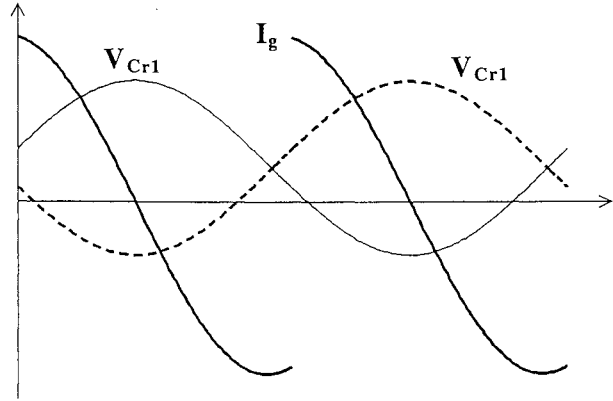


Fig. 22 : Allure des tensions aux bornes des condensateurs Cr<sub>1</sub> et Cr<sub>2</sub> et courant à l'entrée (en mode Thyristor )

### 3.1.4 Approche harmonique

Une approche au premier harmonique sera développée afin d'examiner le comportement du convertisseur en traçant la caractéristique de sortie et de faire un dimensionnement de ce convertisseur. Comme la tension et le courant dans le circuit résonant sont quasi sinusoïdaux alors la puissance transmise est essentiellement portée par sa composante fondamentale. Il en résulte que les signaux alternatifs ont leur composante fondamentale dominante et les signaux continus ont leur valeur moyenne dominante. Par conséquent le développement sera arrêté au premier harmonique et en considérant le système d'équations (28), nous aboutissons au système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \frac{d\langle V_{gc} \rangle_1}{dt} = -j \cdot \omega_s \cdot \langle V_{gc} \rangle_1 - \frac{\langle I_L \rangle_1}{2 \cdot Cr} \\ \frac{d\langle I_L \rangle_1}{dt} = -j \cdot \omega_s \cdot \langle I_L \rangle_1 + \frac{1}{L} \cdot \left[ \left\langle \frac{u}{2} \cdot Eg \right\rangle_1 - \langle V_C \rangle_1 + \langle V_{gc} \rangle_1 \right] \\ \frac{d\langle V_C \rangle_1}{dt} = -j \cdot \omega_s \cdot \langle V_C \rangle_1 + \frac{1}{C} \cdot \left[ \langle I_L \rangle_1 - m \cdot \langle \text{sgn}(V_C) \cdot Io \rangle_1 \right] \\ \frac{d\langle Io \rangle_0}{dt} = \frac{1}{Lo} \cdot \left[ m \cdot \langle |V_C| \rangle_0 - \langle Vo \rangle_0 \right] \\ \frac{d\langle Vo \rangle_0}{dt} = \frac{1}{Co} \cdot \left[ \langle Io \rangle_0 - \frac{1}{Ro} \cdot \langle Vo \rangle_0 \right] \end{cases} \quad (39)$$

Et le courant moyen à l'entrée est donné par :

$$\langle Ig \rangle_0 = \frac{Cr}{2} \cdot \left\langle \frac{dEg}{dt} \right\rangle_0 + \left\langle \frac{u}{2} \cdot I_L \right\rangle_0 \quad (40)$$

Les termes inconnus dans le système d'équations (39) sont évalués ci-après :

$$\begin{aligned} \left\langle \frac{u}{2} \cdot E_g \right\rangle_1 &= \frac{-j}{\pi} \cdot E_g \\ \langle \text{sgn}(V_c) \cdot I_o \rangle_1 &= \frac{2}{\pi} \cdot \langle I_o \rangle_0 \cdot \frac{\langle V_c \rangle_1}{\|\langle V_c \rangle_1\|} \\ \langle |V_c| \rangle_0 &= \frac{4}{\pi} \cdot \|\langle V_c \rangle_1\| \\ \left\langle \frac{u}{2} \cdot I_L \right\rangle_0 &= \frac{-2 \cdot \text{Im}(\langle I_L \rangle_1)}{\pi} \end{aligned} \quad (41)$$

où  $\text{Im}(\bullet)$  désigne la partie imaginaire du complexe.

A partir des équations (39), (40) et (41) nous pouvons élaborer le schéma équivalent au premier harmonique du convertisseur. En négligeant les ondulations du courant de sortie, on peut aboutir au schéma équivalent au premier harmonique comme présenté sur la Fig. 23. Une étude simplifiée au premier harmonique peut être alors faite, sachant que l'approximation s'éloignera d'autant plus de la réalité que la fréquence de commande s'éloignera de la fréquence de résonance. Le transformateur, placé aux bornes du condensateur de résonance, chargé par un redresseur à diodes, un filtre de type source de tension et la charge se comporte comme une résistance pure. En effet le courant au primaire du transformateur peut être exprimé comme suit :

$$\langle I_p \rangle_1 = -m \cdot \langle \text{sgn}(V_c) \cdot I_o \rangle_1 = \frac{-2 \cdot m}{\pi} \cdot \langle I_o \rangle_0 \cdot \frac{\langle V_c \rangle_1}{\|\langle V_c \rangle_1\|} \quad (42)$$

Après avoir évalué la puissance au primaire du transformateur et égalé celle-ci à la puissance dans la charge l'impédance équivalente peut être exprimée comme suit :

$$R_{eq} = \frac{\pi^2}{8 \cdot m^2} \cdot R_o \quad (43)$$

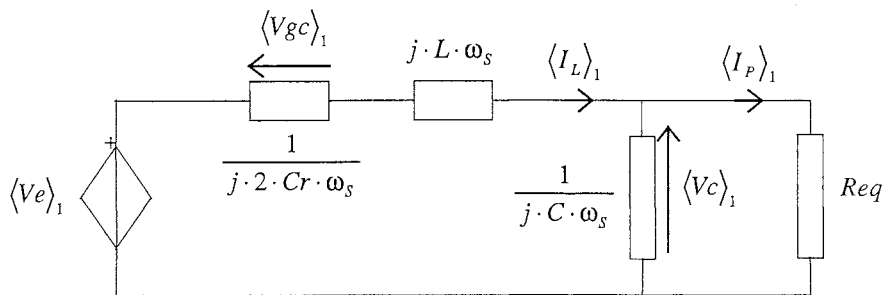


Fig. 23 : Schéma équivalent au premier harmonique du convertisseur

### 3.2 Caractéristique de sortie

A partir du schéma équivalent au premier harmonique donné par la Fig. 23, on déduit les deux fonctions de transfert importantes à savoir l'impédance équivalente et le gain en tension. La détermination de l'impédance équivalente permet par le biais de sa phase de trouver les limites de fonctionnement lors de transition entre les modes de fonctionnement en thyristor et thyristor

dual. L'expression du gain en tension permettra de tracer la caractéristique de sortie.

Soit  $\overline{Z_{eq}}$  l'impédance complexe du circuit résonant vu de l'entrée de l'onduleur :

$$\overline{Z_{eq}} = \frac{2 \cdot Cr \cdot \omega_s \cdot Req + j \cdot \left[ (2 \cdot Lr \cdot Cr \cdot \omega_s^2 - 1) \cdot (1 + (C \cdot \omega_s \cdot Req)^2) - 2 \cdot Cr \cdot C \cdot \omega_s^2 \cdot Req^2 \right]}{2 \cdot Cr \cdot \omega_s \cdot (1 + (C \cdot \omega_s \cdot Req)^2)} \quad (44)$$

Le gain en tension est donné par :

$$\frac{\langle Vc \rangle_i}{\langle Ve \rangle_i} = \frac{1}{(1 + \lambda) \cdot (1 - (Fns)^2) + \frac{j}{Q_{eq}} \cdot \left( Fns - \frac{\lambda}{1 + \lambda} \cdot \frac{1}{Fns} \right)} \quad (45)$$

Avec

$$\langle Ve \rangle_i = \frac{-2 \cdot j}{\pi} \cdot Eg \quad (46)$$

Et  $Fns = \frac{F_s}{F_0}$  étant la fréquence réduite de commande.

En utilisant les coordonnées réduites ci-dessous on peut aboutir à une équation permettant de tracer les caractéristiques de sortie, soit :

$$Ino = \frac{m \cdot Io \cdot Z_0}{Eg} \quad Vno = \frac{Vo}{m \cdot Eg} \quad Q_0 = \frac{Ro}{m^2 \cdot Z_0}$$

$$Vno = \frac{\sqrt{\left( \frac{4}{\pi^2} \right)^2 - \left( \frac{8}{\pi^2} \cdot Ino \right)^2 \cdot \left( Fns - \frac{\lambda}{\lambda + 1} \cdot \frac{1}{Fns} \right)^2}}{(1 + \lambda) \cdot |1 - Fns^2|} \quad (47)$$

A partir de l'expression de la tension réduite de sortie donnée par (47) on peut déduire que le fonctionnement en court-circuit et à vide sont possibles. Le courant de court-circuit et la tension à vide sont donnés respectivement par les expressions (48) et (49) :

$$Ino_{cc} = \frac{Fns}{2 \cdot \left| Fns^2 - \frac{\lambda}{1 + \lambda} \right|} \quad (48)$$

$$Vno_0 = \frac{4}{\pi^2 \cdot (1 + \lambda) \cdot |1 - Fns^2|} \quad (49)$$

Le signe du déphasage entre courant et tension à la sortie de l'onduleur peut être déduit à partir de l'expression donnant l'impédance équivalente. En introduisant les variables ci-dessous, nous aboutissons à une équation (50) avec comme inconnue la fréquence de commande  $F_s$  et ayant comme solution unique l'expression de la fréquence donnée par (51).

$$\lambda = \frac{C}{2 \cdot Cr} \quad , \quad Q_{eq} = \frac{Req}{Z_0} = \frac{\pi^2 \cdot Ro}{8 \cdot m^2 \cdot Z_0} \quad , \quad F_0 = \frac{\omega_0}{2 \cdot \pi} \quad , \quad F_s = \frac{\omega_s}{2 \cdot \pi}$$

$$((\lambda + 1) \cdot Q_{eq})^2 \cdot \left(\frac{F_s}{F_0}\right)^4 + \left(1 - ((\lambda + 1) \cdot Q_{eq})^2\right) \cdot \left(\frac{F_s}{F_0}\right)^2 - \frac{\lambda}{\lambda + 1} = 0 \quad (50)$$

$$F_{res} = \frac{F_0}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{1 - \frac{1}{((\lambda + 1) \cdot Q_{eq})^2} + \sqrt{\left(1 - \frac{1}{((\lambda + 1) \cdot Q_{eq})^2}\right)^2 + \frac{4 \cdot \lambda}{(1 + \lambda)^3 \cdot Q_{eq}^2}}} \quad (51)$$

Pour les fréquences de commande supérieures à la fréquence donnée par (51) le convertisseur fonctionne en mode Thyristor dual, alors que pour les fréquences inférieures à cette fréquence le convertisseur fonctionne en mode Thyristor.

On vérifie aisément que la fréquence annulant le déphasage donnée par (51), varie de

$$F_1 = F_0 \cdot \sqrt{\frac{\lambda}{\lambda + 1}} \text{ à } F_0 \text{ quand la charge varie du court-circuit à une impédance infinie (à vide). Cette}$$

fréquence est inférieure à la fréquence  $F_0$ , en conséquence, une limitation de fonctionnement apparaît en mode thyristor. Autrement dit, pour les fréquences au dessous de  $F_1$  le convertisseur peut assurer le fonctionnement sur toute la plage de charge c'est à dire assurer le court-circuit et le fonctionnement à vide. Alors que pour les fréquences situées entre  $F_1$  et  $F_0$  le fonctionnement à faible charge n'est plus possible. La limitation de la charge est donnée par la résolution de (50) ayant  $Q_{eq}$  comme inconnue. Si on désire utiliser cette structure en mode thyristor, alors les condensateurs  $C$  et  $C_r$  doivent être choisis de telle manière que la bande de fréquence de commande introduite par cette limite ne soit pas très étroite afin de pouvoir asservir le courant d'entrée et réguler la tension de sortie.

La Fig. 24 illustre la caractéristique de sortie du convertisseur en mode Thyristor. Cette caractéristique est obtenue pour un rapport des condensateurs  $\lambda$  de 0,75.

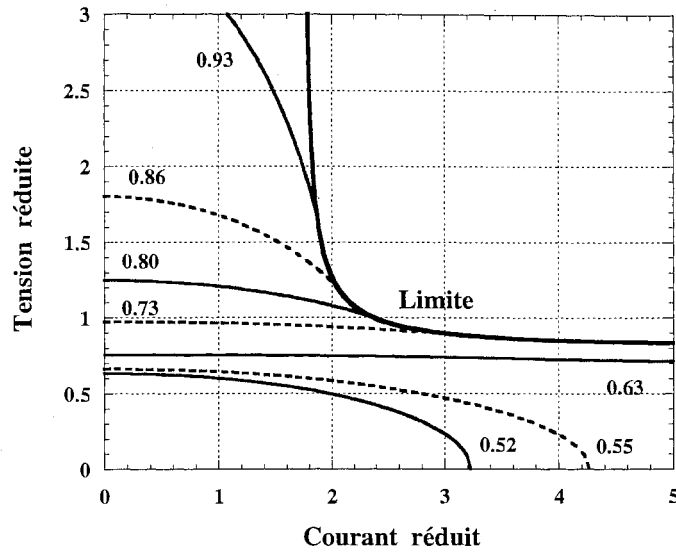


Fig. 24 : Caractéristique de sortie du convertisseur à résonance mixte en mode thyristor-diode

La Fig. 25 montre un exemple de la caractéristique de sortie décrivant le comportement du convertisseur en mode Thyristor dual. Elle est obtenue pour  $\lambda$ , rapport des condensateurs, de 0,75.

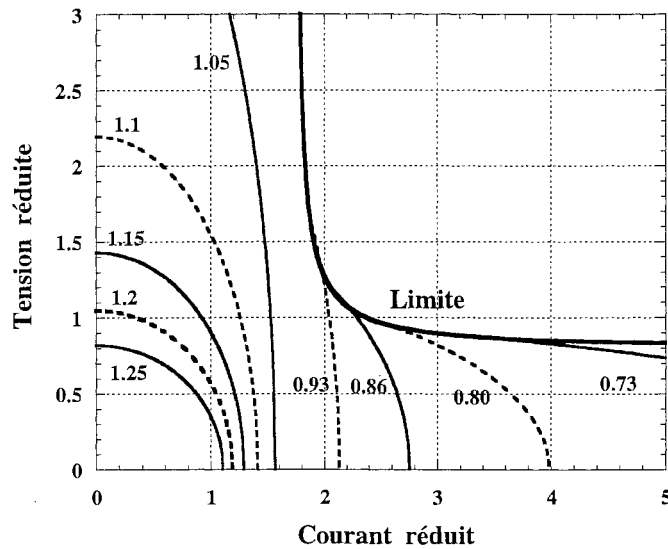


Fig. 25 : Caractéristique de sortie du convertisseur à résonance mixte en mode thyristor dual

### 3.3 Dimensionnement

Il s'agit de déterminer les valeurs des éléments réactifs et les calibres en courant et en tension des semi-conducteurs tout en respectant les spécifications du cahier des charges. Les contraintes que doivent subir les différents composants du convertisseur doivent être minimisées.



Le dimensionnement doit permettre d'avoir un courant minimal dans le circuit résonant et un produit courant-tension minimal dans les composants afin de réduire leurs tailles et par suite leurs coûts.

Les tensions aux bornes des condensateurs Cr et C qui sont une image des courants efficaces dans les condensateurs doivent être aussi limitées.

La méthode de dimensionnement classique qu'on peut trouver dans la littérature est basée sur l'exploitation de la caractéristique de sortie. En effet cette méthode de dimensionnement consiste à placer le point de fonctionnement dans le plan (Vno,Ino) où Vno et Ino désignent la tension et le courant réduits de sortie. Comme les tension et courant sont réduits en utilisant la tension d'alimentation alors cette méthode ne peut s'appliquer dans notre cas du fait que le gain en tension varie de zéro à l'infini et que le dimensionnement effectué doit être valable sur toute la période réseau pour que le prélèvement sinusoïdal peut être effectué. Par conséquent une autre méthode sera développée. En introduisant de nouvelles grandeurs réduites, cette méthode consistera à vérifier la possibilité de prélèvement sinusoïdal et à minimiser les différentes contraintes citées ci-dessus.

Les nouvelles grandeurs réduites seront exprimées en utilisant les unités de bases suivantes :

	Coté primaire du transformateur	Coté secondaire du transformateur
Tension	$\frac{V_o}{m}$	$V_o$
Courant	$\frac{V_o}{m \cdot Z_o}$	$\frac{V_o}{m^2 \cdot Z_o}$
Impédance	$Z_o$	$m^2 \cdot Z_o$

En désignant par Ing et Eng respectivement le courant et la tension à l'entrée du convertisseur, l'équation donnant la caractéristique de sortie (47) devient :

$$I_{ng} = \frac{\pi^2 \sqrt{\left(\frac{4}{\pi^2}\right)^2 - \frac{(1+\lambda)^2 \cdot (1-Fns^2)^2}{Eng^2}}}{8 \left| Fns - \frac{\lambda}{\lambda+1} \cdot \frac{1}{Fns} \right|} \quad (52)$$

En alimentant le convertisseur avec une tension redressée, le prélèvement de courant sinusoïdal à l'entrée revient à dire que le convertisseur doit se comporter comme une résistance pure  $Re$  vu de son entrée telle que  $Re = \frac{Eg}{Ig}$ . En utilisant l'expression (52) on aboutit à l'équation suivante :

$$\frac{(1+\lambda)^2 \cdot (1-Fns^2)^2}{Eng^2} + \left( Fns - \frac{\lambda}{\lambda+1} \cdot \frac{1}{Fns} \right)^2 \cdot \left( \frac{Eng \cdot Z_0}{Re} \right)^2 \cdot \left( \frac{8}{\pi^2} \right)^2 - \left( \frac{4}{\pi^2} \right)^2 = 0 \quad (53)$$

La détermination des contraintes sur les composants peut se faire en considérant le schéma équivalent au premier harmonique. Cette évaluation des contraintes est très bonne d'autant plus que la fréquence de commande est voisine de la fréquence de résonance. Le dimensionnement ne peut être effectué en définissant un problème d'optimisation classique composé d'une fonction "objectif ou coût" et de contraintes ( égalité et/ou inégalité ) à respecter dont le but est d'utiliser un module d'optimisation (Matlab, Matrixx, Sous-programme VF13 de la bibliothèque Harwell, etc...). En effet, l'existence de la solution de l'équation et le domaine de solutions ne peuvent être traduits par une ou des contraintes d'inégalité. La méthode à utiliser sera alors itérative et reposera sur la recherche systématique d'un choix qui rend les contraintes optimales en faisant varier différents paramètres. Elle peut être décrite par l'organigramme suivant :

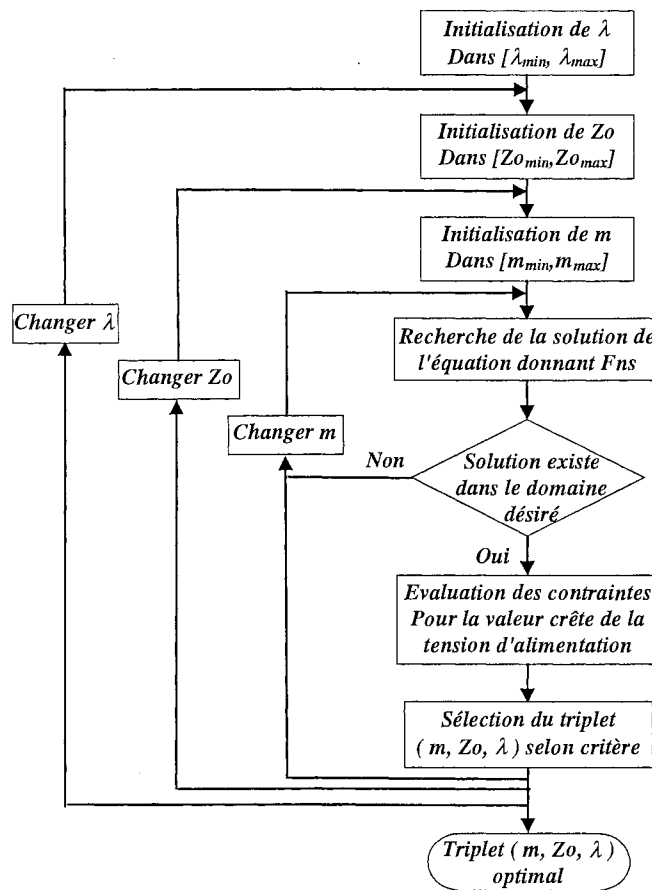


Fig. 26 : Principe du dimensionnement du convertisseur à résonance mixte

Pour une éventuelle utilisation d'IGBT, la fréquence de résonance sera fixée à une valeur de l'ordre de 20 kHz. Ce choix est justifié par le fait que la fréquence de commande serait voisine de la fréquence de résonance et que l'emploi de ce type de composants à telles fréquences serait

sans problème. On fixe l'intervalle  $[\lambda_{\min}, \lambda_{\max}]$  de variation du rapport  $\lambda$  des condensateurs, l'intervalle  $[Z_{0\min}, Z_{0\max}]$  de variation de l'impédance caractéristique  $Z_0$ . De la même façon le rapport de transformation variera dans un intervalle  $[m_{\min}, m_{\max}]$ . Pour chaque triplet  $(\lambda, Z_0, m)$ , il sera procédé à la résolution de l'équation (53) pour une tension qui varie entre zéro et son maximum. Si cette équation admet une solution pour chaque tension ce triplet sera pris en considération et les différentes contraintes seront évaluées (on peut distinguer deux cas : imposer comme solution une fréquence supérieure à la fréquence de résonance pour n'autoriser que le fonctionnement en mode Thyristor-dual ou autoriser une solution qui peut être supérieure ou inférieure à la fréquence de résonance pour fonctionner en mode interrupteur). Dans le cas contraire si cette équation n'admet pas de solution pour une certaine tension, alors ce triplet n'est pris en compte et un autre triplet sera traité. L'opération est à refaire pour l'ensemble des triplets  $(\lambda, Z_0, m)$  choisis dans leurs intervalles respectives.

Le dimensionnement est basé sur le critère de réduire le produit courant-tension dans les interrupteurs tout en fixant une valeur limite pour la tension maximale aux bornes des condensateurs. Pour chaque triplet  $(\lambda, Z_0, m)$  le calcul des éléments du convertisseur C ; L ; Cs, ainsi que les grandeurs qui suivent peuvent être déduits, soient : le courant maximum dans les interrupteurs  $I_{T\max}$  ; la tension maximale aux bornes du condensateur C  $V_{C\max}$  ; la tension maximale aux bornes du condensateur Cs  $V_{Cs\max}$  ; les courants efficaces dans le condensateur C et Cs :  $I_{C\text{eff}}$  et  $I_{Cs\text{eff}}$  (Cs étant le condensateur série équivalent).

Il résulte de cette démarche l'existence d'un triplet "optimal"  $(\lambda, Z_0, m)$  qui répond à ce critère.

### **3.4 Fonctionnement en absorption sinusoïdale**

Pour examiner la possibilité d'effectuer un prélèvement de courant sinusoïdal en phase avec la tension d'alimentation, l'approche harmonique peut être utilisée et une simulation numérique utilisant la modélisation exacte ne serait pas nécessaire.

Le convertisseur est capable de prélever un courant sinusoïdal à l'entrée sur toute la période réseau si, vu de son entrée, le convertisseur doit se comporter comme une résistance pure

$R_e = \frac{E_g}{I_g}$  pour une tension d'alimentation qui varie de zéro à son maximum. Le convertisseur se comporte comme une résistance signifie que l'équation (53) en Fns admet une solution quand la tension réduite  $E_{ng}$  varie de zéro à son maximum. Ce qui peut être traduit par l'existence de point d'intersections entre la caractéristique du convertisseur et la droite de charge de pente  $Z_0/R_e$  comme illustré sur la Fig. 27.

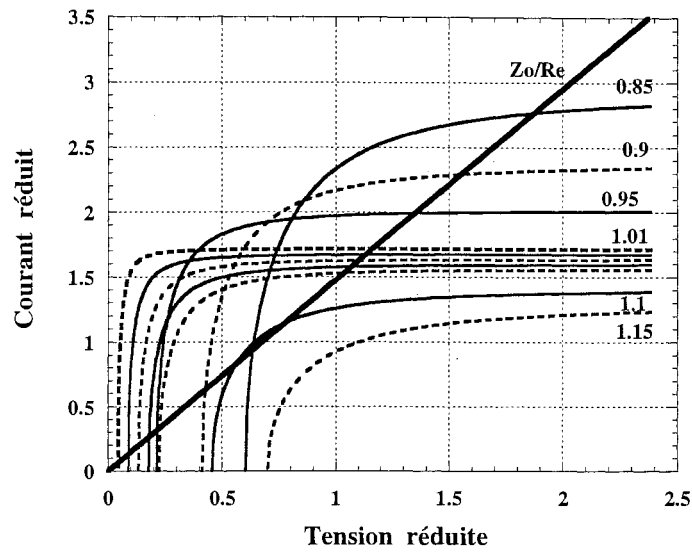


Fig. 27 : La droite d'émulation de résistance et la caractéristique de contrôle du convertisseur à résonance mixte en utilisant les nouvelles grandeurs réduites obtenue pour différentes fréquences réduites.

L'intersection de cette droite d'émulation de résistance avec la caractéristique du convertisseur peut se faire en plusieurs points. Par conséquent la fréquence de commande peut être la même pour deux niveaux de tensions différents, ce qui peut être traduit par la courbe en "dos d'ânes" de la Fig. 28 donnant la fréquence réduite de commande

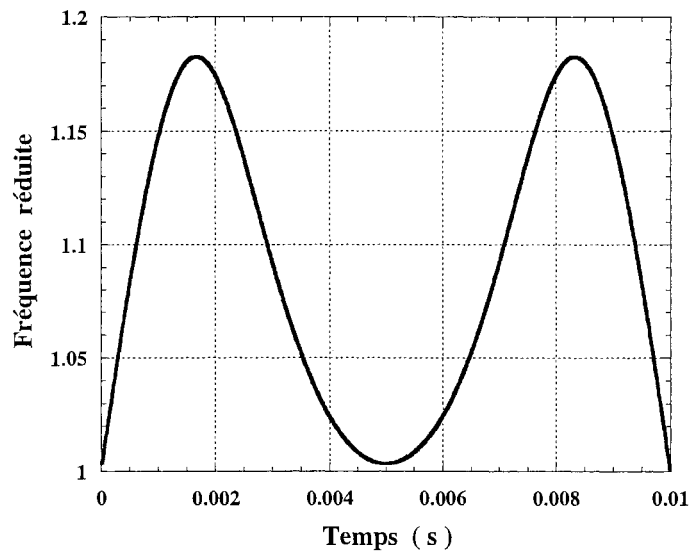


Fig. 28 : Fréquence réduite de commande.

Le fait de choisir une impédance caractéristique  $Z_0$  plus faible permet d'obtenir un seul point d'intersection par niveau de tension d'entrée et par mode de fonctionnement. En effet, pour une tension d'alimentation, il peut exister deux solutions de l'équation (53) qui sont de part et d'autre

de l'unité ce qui impose aux interrupteurs des modes de fonctionnement en thyristor en thyristor-dual. Dans le cas de fonctionnement en mode thyristor dual, l'évolution de la fréquence réduite de commande est donnée par la figure suivante:

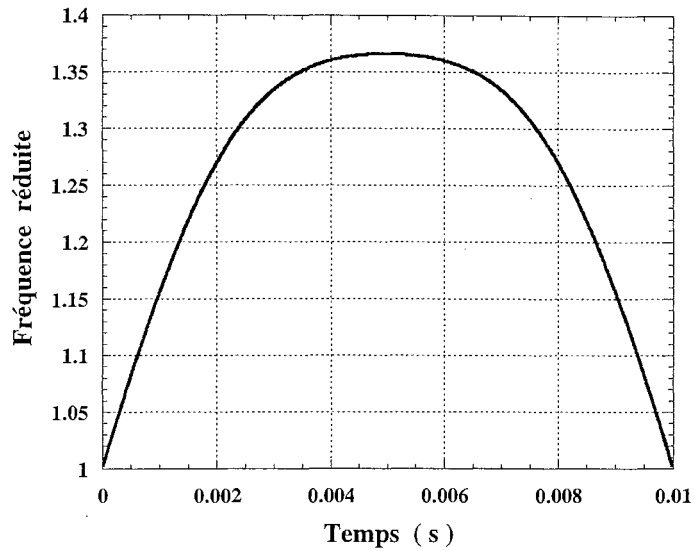


Fig. 29 : Fréquence réduite de commande en mode de fonctionnement thyristor dual.

Dans le cas de fonctionnement en mode thyristor, l'évolution de la fréquence réduite de commande est donnée par la figure ci-dessous :

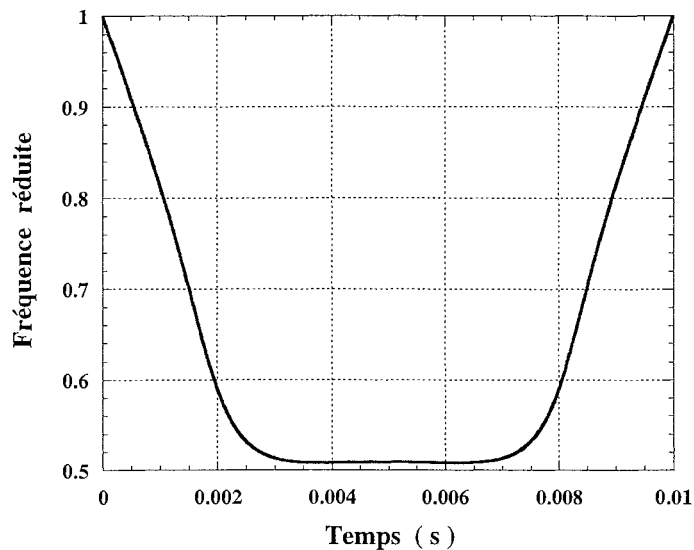


Fig. 30 : Fréquence réduite de commande en mode de fonctionnement thyristor.

Durant une période réseau, les fonctionnements en mode thyristor et thyristor dual peuvent être combinés. Ce cas de figure peut être obtenu en commandant les transistors comme de simples

interrupteurs et c'est la variation de la fréquence de commande qui permet d'assurer soit une commutation spontanée d'amorçage ou une commutation spontanée de blocage. Dans ce cas, l'évolution de la fréquence réduite de commande aura l'allure donnée par la figure ci-dessous :

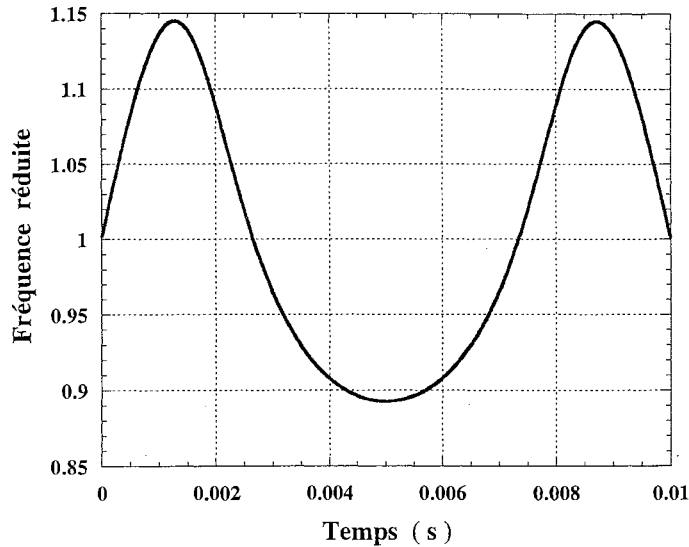


Fig. 31 : Evolution de la fréquence réduite de commande en mode interrupteur.

### 3.5 Mise en œuvre

Dans ce paragraphe les résultats expérimentaux effectués sur un prototype d'une puissance d'environ 3 kW seront présentés afin de valider les résultats de simulation. Ces mesures sont effectuées en commandant le convertisseur à l'aide d'une commande linéaire qui consiste à asservir le courant moyen d'entrée. Ensuite, une loi de commande non linéaire qui paraît intéressante pour les structures à onduleurs de tension sera proposée : cette loi de commande n'a pas été testée expérimentalement.

#### 3.5.1 Résultats expérimentaux

En vue de la réalisation d'une maquette, nous avons opté pour la variante en pont complet de cette structure dont le schéma est présenté sur la Fig. 32 du fait que nous disposions de l'onduleur en pont complet qui nous a servi pour la structure à commutateur de courant. Par ailleurs, les expressions développées précédemment restent valables pour la variante en pont complet en prenant comme condensateur série  $C_s=2.C_r$  et comme tension d'alimentation  $E'g=Eg/2$  [Ben-98] (Le schéma équivalent au premier harmonique ainsi que les résultats de l'étude analytique sont donnés en annexe).

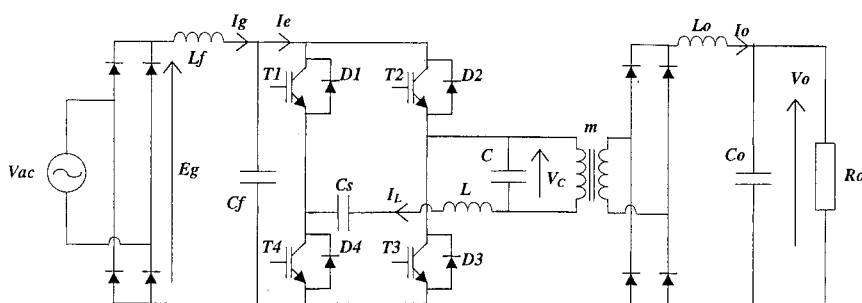


Fig. 32 : Convertisseur à résonance mixte dans sa variante en pont complet

Un prototype du convertisseur d'une puissance de 3 kW sous une tension réseau 187 Veff - 264 Veff 50 Hz a été réalisé avec les paramètres suivants :

Inductance de résonance :  $L_r=237\mu H$ ;

Condensateur de résonance :  $C_s=0.56\mu F$ ;

Condensateur de résonance :  $C_p=0.32\mu F$ ;

L'inductance de sortie :  $L_o=1.33mH$ ;

Le condensateur de sortie :  $C_o=2.2mF$ ;

Les transistors T1-T4 : *IRGPC40U*;

Les diodes en anti-parallèle sur les transistors : *STTA2006PI*.

Les diodes du redresseur de sortie : *DSEI30-10*.

La fréquence de résonance et l'impédance caractéristique du circuit résonant sont respectivement  $Z_r=34,12\Omega$  et  $F_r=23\text{ kHz}$ .

Les mesures ont été effectuées pour une puissance de 3 kW en entrée. Le courant obtenu est présenté sur la Fig. 33. C'est une sinusoïde redressée avec une légère distorsion au voisinage de zéro. Nous pensons que cette distorsion est liée au faible gain de la boucle ouverte au voisinage de zéro qui peut conduire à une instabilité (voir annexe). Le spectre du courant d'entrée est donné sur Fig. 34. Comme nous pouvons le constater les harmoniques présents dans le courant d'entrée sont inférieurs aux valeurs maximales admissibles fixées par la norme EN 61000-3-2 et qui sont spécifiques à la classe A. Les harmoniques de rang pair sont négligeables. Le facteur de puissance obtenu est de 0,99 alors que le rendement est de 91%. L'évolution du facteur de puissance et du rendement en fonction de la puissance est donnée sur la Fig. 35.

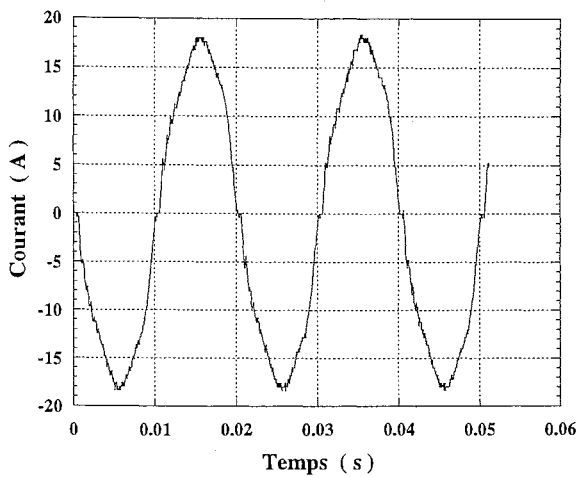


Fig. 33 : Courant mesuré à l'entrée du convertisseur

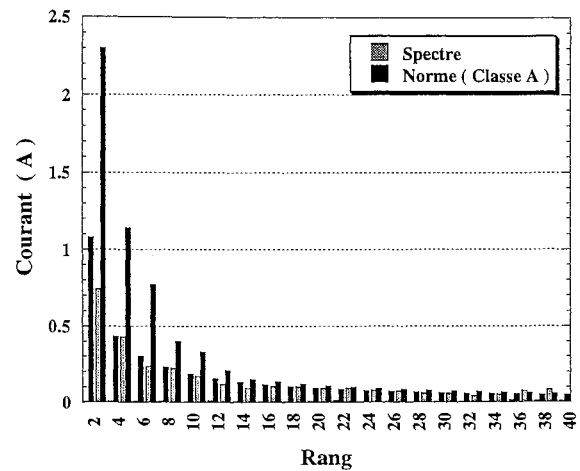


Fig. 34 : Spectre du courant d'entrée et les valeurs maximales d'harmoniques admissibles par la norme EN 61000-3-2.

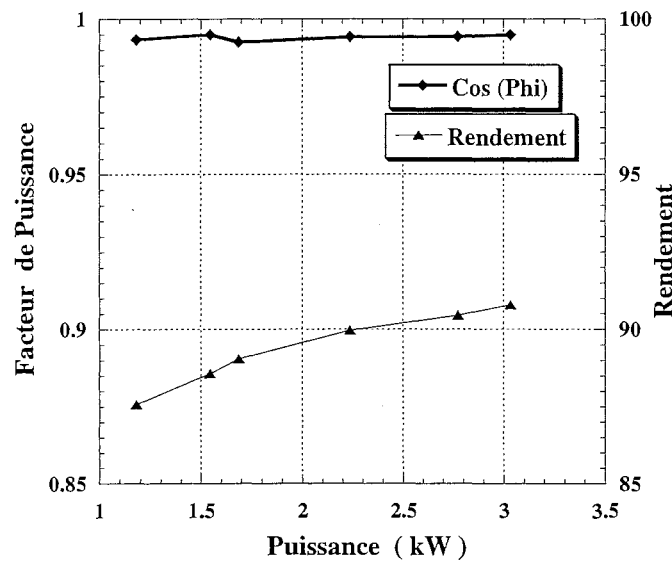


Fig. 35 : Evolution du rendement et du facteur de puissance en fonction de la puissance..

### 3.5.2 Commande non linéaire

Comme nous l'avons présenté plus haut, le convertisseur peut prélever un courant sinusoïdal à l'entrée avec une fréquence de commande variable qui peut être supérieure ou inférieure à la fréquence de résonance. Le fait d'avoir ce choix sur la fréquence de commande donne la possibilité de combiner les deux modes de fonctionnement sur une période réseau ce qui peut éventuellement réduire les contraintes sur les composants (mais l'emploi de tout calc serait interdit). En revanche, tenant compte du principe de commande qui sera exposé ci-dessous, cette



façon de faire rend la mise en œuvre très complexe. Nous avons donc opté pour le fonctionnement du convertisseur en mode thyristor dual obtenu pour des fréquences supérieures à la fréquence de résonance. La commutation commandée au blocage et spontanée sous tension nulle à l'amorçage constituent une protection naturelle contre les courts-circuits des bras de l'onduleur.

D'autre part, la technique utilisée pour prélever un courant sinusoïdal impose de prendre en compte la durée de demi-période de découpage la plus courte qui permet d'avoir un courant moyen sinusoïdal, donc la fréquence de commande la plus élevée assurant le prélèvement sinusoïdal.

Le principe de commande de ce convertisseur est donné par le schéma synoptique de la Fig. 36. Cette loi de commande prend en compte certaines considérations d'ordre pratique. En effet pour asservir le courant d'entrée  $I_g$  il faut procéder au filtrage du courant d'entrée de l'onduleur et le comparer à un signal de référence. La mesure du courant d'entrée par le biais d'un shunt produit généralement des perturbations surtout au voisinage de zéro. Pour remédier à ce problème l'emploi de capteur de courant à effet de Hall peut être envisagé.

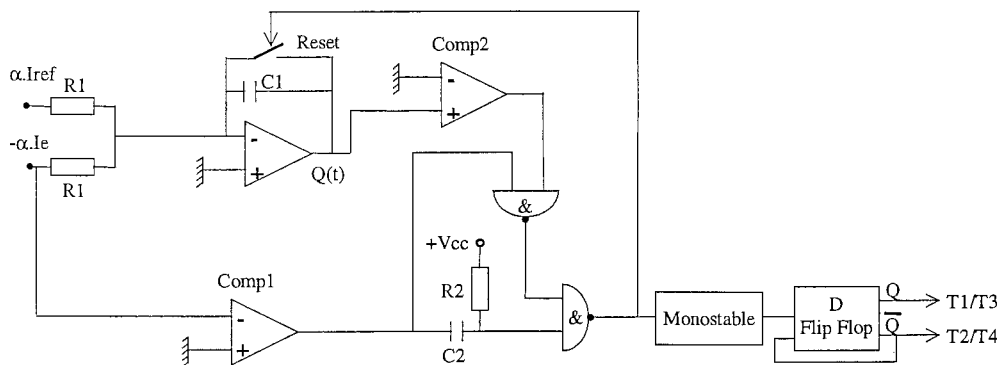


Fig. 36 : Schéma synoptique du circuit de commande

Une autre technique plus simple qui permet de mesurer le courant d'entrée sera utilisée pour réduire le coût d'un tel capteur. Le courant d'entrée filtré  $I_g$  n'est autre que la composante basse fréquence du courant à l'entrée du pont, soit :

$$I_g = (I_e)_{BF} = \frac{2}{T_S} \cdot \int_0^{T_S/2} I_e(t) dt \quad \text{où } T_S \text{ étant la période de découpage.}$$

Comme la période de découpage est faible par rapport à la période réseau, nous pouvons considérer que le courant de référence  $I_{ref}$  (auquel on désire égaliser le courant  $I_g$ ) reste constant durant cet intervalle de temps. En conséquence nous pouvons écrire que :

$$I_{ref} = (I_{ref})_{BF} = \frac{2}{T_S} \cdot \int_0^{T_S/2} I_{ref}(t) dt = \frac{2}{T_S} \cdot \int_0^{T_S/2} I_m \cdot |\sin(\omega_L \cdot t)| dt$$

Pour prélever un courant sinusoïdal à l'entrée, il faut avoir  $I_g(t)=I_{ref}(t)$ . Autrement dit, il faut commander le convertisseur à une fréquence variable  $F_s=1/T_s$  telle que :

$$\frac{2}{T_s} \cdot \int_0^{T_s/2} [I_e(t) - I_{ref}(t)] dt = 0$$

Evaluer cette valeur moyenne revient à faire une intégration de la différence du courant de référence et du courant d'entrée comme présenté sur la Fig. 36. La quantité

$$Q(t) = \frac{\alpha}{R_1 \cdot C_1} \cdot \int_0^t (I_e(\tau) - I_{ref}(\tau)) d\tau$$

représente une image de cette intégrale. En conséquence, quand la valeur moyenne du courant  $I_e$  devient égale au courant de référence cette quantité de charge  $Q(t)$  donne alors la durée de la demi-période de découpage permettant d'effectuer le prélèvement de courant sinusoïdal à l'entrée, soit :

$$Q\left(\frac{T_s}{2}\right) = \frac{\alpha}{R_1 \cdot C_1} \cdot \int_0^{T_s/2} (I_e(\tau) - I_{ref}(\tau)) d\tau = 0$$

L'allure des différents signaux du circuit de commande est donnée par la Fig. 37. En fonctionnement normal, la remise à zéro de l'intégrateur n'est pas nécessaire du fait qu'on commande les interrupteurs à  $Q(T_s/2)=0$ .

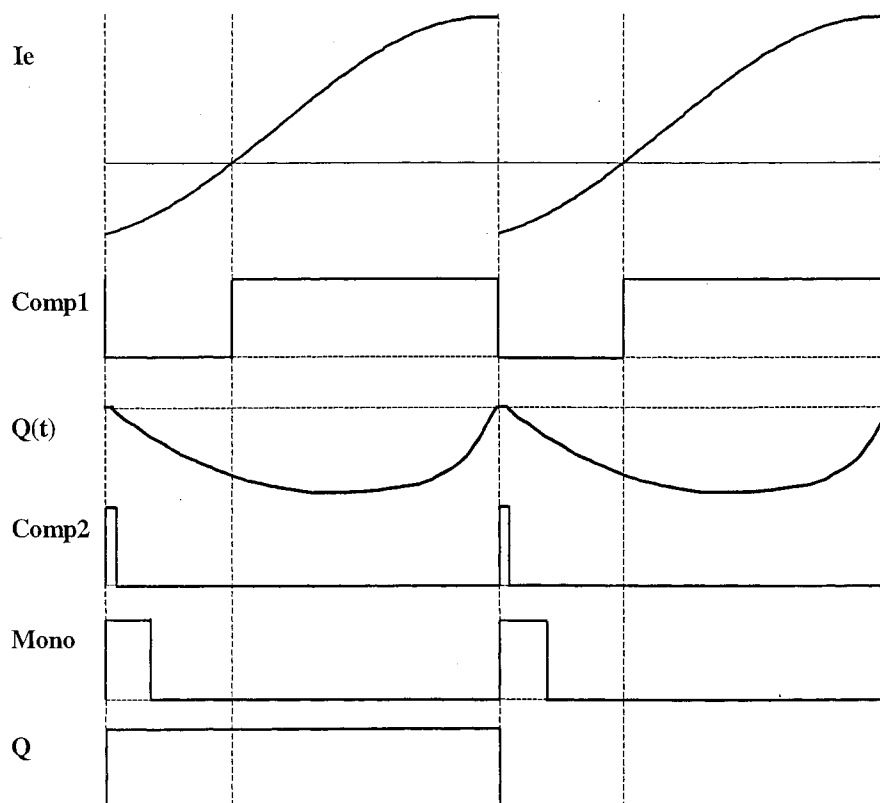


Fig. 37 : allure des différents signaux

Toutefois, en cas de perturbation de la tension d'alimentation ou de la référence, cette remise à

zéro permet de repositionner les signaux à leurs bonnes valeurs. Sa durée est réglée par la constante du temps  $R_2C_2$ . Le monostable en sortie permet de masquer les oscillations de courant lors du blocage des diodes et les oscillations du comparateur *Comp2* lors de la remise à zéro de l'intégrateur.

Puisque le courant d'entrée de l'onduleur a une valeur moyenne non nulle alors, sa mesure se fera à partir du courant le circuit résonant. Pour ce faire le courant dans le circuit résonant est prélevé moyennant un capteur de courant et est redressé par un redresseur commandé (en pont complet ou à point milieu) dont la commande est synchronisée avec celle des transistors. Le schéma de principe de mesure du courant d'entrée de l'onduleur est illustré sur la Fig. 38. Cette reconstitution du signal permet de retrouver le courant d'entrée de l'onduleur y compris la composante continue et sa discontinuité lors de la commutation d'interrupteurs.

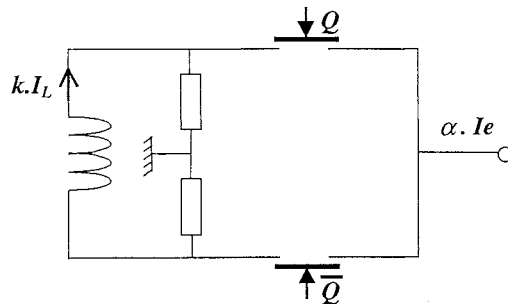


Fig. 38 : Reconstitution du courant d'entrée de l'onduleur à partir du courant dans le circuit résonant

#### 4 CONVERTISSEUR A RESONANCE SERIE-PARALLELE

La Fig. 39 représente la structure de base d'un convertisseur continu-continu série-parallèle dans sa variante en demi-pont. Comme nous l'avons mentionné dans l'introduction, l'étude de cette structure peut être déduite de celle du convertisseur à résonance mixte dans sa variante en demi-pont. Cette déduction peut se faire en remplaçant les condensateurs  $C_r$  par des condensateurs de forte valeur (théoriquement infinie) qui constitueront un diviseur capacitif. Les résultats obtenus dans le cas du convertisseur à résonance mixte restent valables dans ce cas en prenant une valeur de  $\lambda$  nulle.

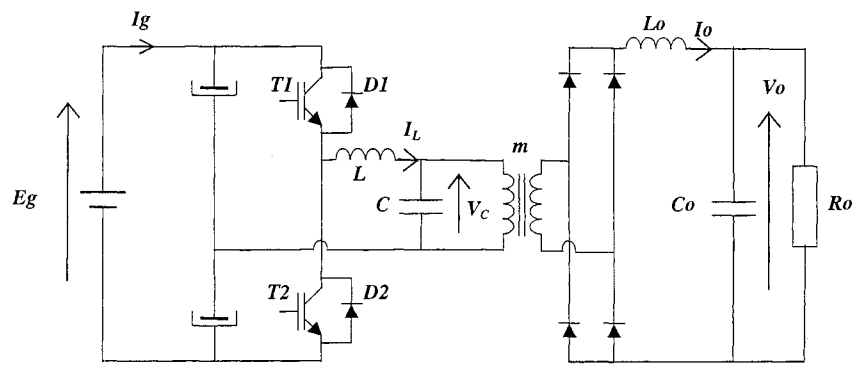


Fig. 39 : Convertisseur à résonance série-parallèle en demi-pont

Le convertisseur à résonance série-parallèle **RSP** est similaire du point de vue fonctionnement au convertisseur à résonance série **RS** à la différence que dans le cas du convertisseur à RSP la tension de l'étage de sortie apparaît en parallèle avec le condensateur de résonance via le transformateur assurant l'isolation galvanique. Le convertisseur à RSP diffère du convertisseur à RS sur les points suivants :

- Le convertisseur à RSP apparaît (à la sortie du circuit résonant) comme une source de tension, par conséquent il est plus intéressant dans le cas multisortie.
- Contrairement au convertisseur à RS le convertisseur à RSP ne possède pas de protection inhérente contre les court-circuits ce qui constitue évidemment un inconvénient.
- Contrairement au convertisseur à RS qui fonctionne comme dévolteur, le convertisseur à RSP peut fonctionner aussi bien comme survolteur que dévolteur.

#### 4.1 Description du fonctionnement :

De façon similaire au convertisseur à résonance mixte, l'utilisation de cette structure à une fréquence supérieure à la fréquence de résonance conduit à des commutations sous tension nulle à la fermeture des interrupteurs, alors que son utilisation à une fréquence inférieure à la fréquence de résonance conduit à des commutations à courant nul à l'ouverture des interrupteurs et une commutation forcée à leur amorçage. Les interrupteurs T1 et T2 sont commandés alternativement et de façon identique avec un rapport cyclique de conduction inférieur à 50%. Le fonctionnement, en mode de conduction continue, est constitué de quatre phases caractérisées par la conduction d'un semi-conducteur à la fois. En mode thyristor l'enchaînement des phases est le suivant : T1, D1, T2 et D2, alors qu'en mode thyristor dual l'enchaînement des phases est comme suit : D1, T1, D2 et T2. Quel que soit le mode de fonctionnement le fonctionnement du convertisseur peut être décrit par un même système d'équations en introduisant une fonction de

commutation  $u$  et la fonction signe  $sgn$ . Soit :

$$\begin{cases} \frac{dI_L}{dt} = \frac{1}{L} \cdot [u \cdot E_g - V_c] \\ \frac{dV_c}{dt} = \frac{1}{C} \cdot [I_L - m \cdot sgn(V_c) \cdot I_o] \\ \frac{dI_o}{dt} = \frac{1}{L_o} \cdot [m \cdot |V_c| - V_o] \\ \frac{dV_o}{dt} = \frac{1}{C_o} \cdot \left[ I_o - \frac{V_o}{R_o} \right] \end{cases} \quad (54)$$

où les fonctions de commutation sont définies par :

$$u = \begin{cases} +1 & \text{Si T1 ou D1 est fermé} \\ -1 & \text{Si T2 ou D2 est fermé} \end{cases} \quad sgn(V_c) = \begin{cases} +1 & \text{Si } V_c \geq 0 \\ -1 & \text{Si } V_c < 0 \end{cases}$$

Le convertisseur peut être alors décrit par son schéma topologique équivalent :

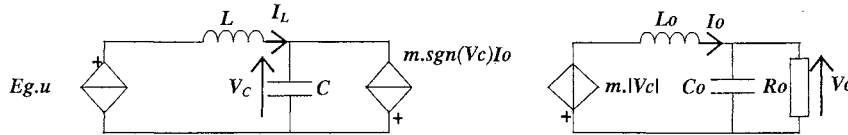


Fig. 40 : Schéma topologique équivalent

#### 4.2 Etude statique:

Cette structure a été largement étudiée en statique et a fait l'objet de nombreuses publications. Les expressions de tension et courant dans le circuit résonant sont données en annexe. En conduction continue, deux modes de fonctionnement sont possibles : le fonctionnement en mode thyristor obtenu en commandant le convertisseur à des fréquences inférieures à la fréquence de résonance, et le fonctionnement en mode thyristor dual obtenu en commandant le convertisseur à des fréquences supérieures à la fréquence de résonance.

#### 4.3 Caractéristique de sortie

La caractéristique de sortie du convertisseur à RSP fonctionnant en mode thyristor dual est présentée sur la Fig. 41 pour différentes valeurs de la fréquence réduite de commande. Les tensions, courants et fréquences sont normalisés par les grandeurs  $E_g$ ,  $E_g/Z_0$  et  $F_0$  respectivement ( $Z_0$  et  $F_0$  désignent l'impédance caractéristique du circuit résonant et la fréquence de résonance). De façon similaire au convertisseur à résonance mixte, en considérant les nouvelles grandeurs réduites (réduites par rapport à la grandeur de sortie), nous aboutissons à l'équation suivante donnant la caractéristique de contrôle.

$$Ing = \frac{\pi^2}{8} \frac{\sqrt{\left(\frac{4}{\pi^2}\right)^2 - \frac{(1 - Fns^2)^2}{Eng^2}}}{Fns} \quad (55)$$

Où  $Ing$  et  $Eng$  désignent le courant et la tension à l'entrée du convertisseur respectivement.

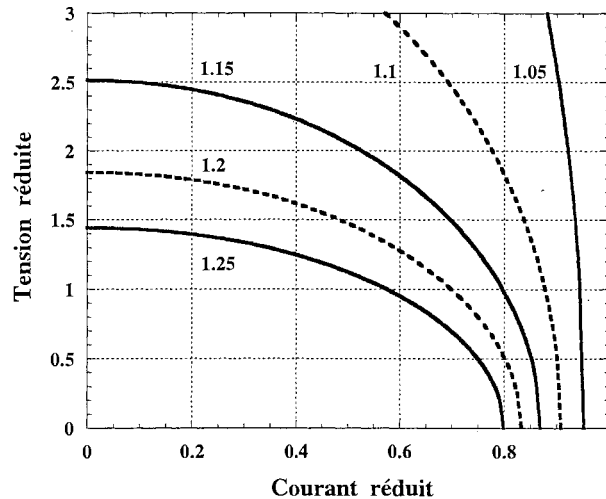


Fig. 41 : Caractéristique de sortie du convertisseur à résonance série-parallèle fonctionnant en mode thyristor dual.

En alimentant le convertisseur avec une tension redressée, le prélèvement de courant sinusoïdal à l'entrée revient à dire que le convertisseur doit se comporter comme une résistance pure  $Re$  vu de son entrée telle que  $Re = \frac{Eg}{Ig}$ . Le prélèvement d'un courant sinusoïdal se fera à fréquence de commande variable, donnée par l'intersection de la droite d'émulation de résistance et de la caractéristique de contrôle du convertisseur tracée sur la Fig. 42 en utilisant les nouvelles grandeurs réduites.

En utilisant l'expression (55) on aboutit à l'équation suivante :

$$\frac{(1 - Fns^2)^2}{Eng^2} + Fns^2 \cdot \left(\frac{Eng \cdot Z_0}{Re}\right)^2 \cdot \left(\frac{8}{\pi^2}\right)^2 - \left(\frac{4}{\pi^2}\right)^2 = 0 \quad (56)$$

Contrairement au convertisseur à résonance série, cette équation d'ordre 2 en  $Fns^2$  admet une solution réelle sur toute la plage de variation de la tension réduite  $Eng$ . De plus, quand la tension réduite est au voisinage de zéro, le convertisseur doit être commandé à la fréquence de résonance, ce qui ne remet pas en cause l'utilisation de l'approche harmonique pour analyser la possibilité de prélever un courant sinusoïdal à l'entrée et en phase avec la tension d'alimentation.

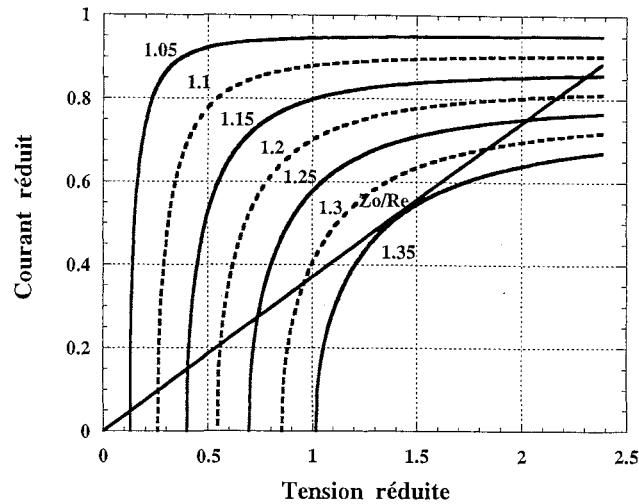


Fig. 42 : La droite d'émulation de résistance et la caractéristique de contrôle du convertisseur à résonance série-parallèle en utilisant les nouvelles grandeurs réduites obtenue pour différentes fréquences réduites.

#### 4.4 Conclusion

Comme conclusion, nous pouvons dire que la structure à résonance série-parallèle est comparable au convertisseur à résonance mixte du point de vue du prélèvement de courant sinusoïdal et ce sur toute la période réseau. Afin de pouvoir faire une comparaison entre ces deux structures, il faut examiner les contraintes sur les semi-conducteurs, en particulier les interrupteurs. Ces derniers supportent les mêmes contraintes en tension (effet de filtrage HF n'est pas pris en compte). Il reste donc à évaluer les contraintes en courant dans les deux cas de figure. En utilisant les résultats de l'étude au premier harmonique, ces contraintes en courant sont inversement proportionnelle à l'impédance équivalente au premier harmonique comme présenté sur les Fig. 23 et Fig. 40. L'impédance équivalente au premier harmonique du convertisseur à résonance série-parallèle peut être déduite de celle du convertisseur à résonance mixte en considérant un rapport des condensateurs très faible (théoriquement nul). Dans le cas du convertisseur à résonance mixte, cette impédance peut s'écrire, dans sa forme réduite, en fonction de la fréquence réduite de commande ; l'impédance équivalente réduite de charge et le rapport des condensateur, soit :

$$\frac{Z_{eq}}{Z_r} = \frac{(\lambda + 1) \cdot Fns \cdot Q_{eq} + j \cdot \left( (\lambda + 1) \cdot Fns^2 - \lambda \right) \cdot \left( 1 + \left( (\lambda + 1) \cdot Fns \cdot Q_{eq} \right)^2 \right) \cdot \lambda - \left( (\lambda + 1) \cdot Fns \cdot Q_{eq} \right)^2}{(\lambda + 1) \cdot Fns \cdot \left( 1 + \left( (\lambda + 1) \cdot Fns \cdot Q_{eq} \right)^2 \right)} \quad (57)$$

En faisant varier le rapport  $\lambda$  des condensateurs entre une très faible valeur et une forte valeur, nous pouvons voir l'évolution de l'impédance réduite donc de l'admittance réduite. La Fig. 43 illustre cette évolution obtenue à la fréquence de résonance pour différentes valeurs de la charge

équivalente réduite. D'après cette figure, nous constatons que pour les valeurs élevées de  $\lambda$ , cette admittance réduite reste quasiment invariante pour différentes charge réduites  $Q_{eq}$ . Cette invariance avec  $Q_{eq}$  permet de fixer  $\lambda$  et de faire varier  $Z_r$  et  $m$  pour réduire les autres contraintes, ce qui constitue un avantage du convertisseur à résonance mixte par rapport au série parallèle

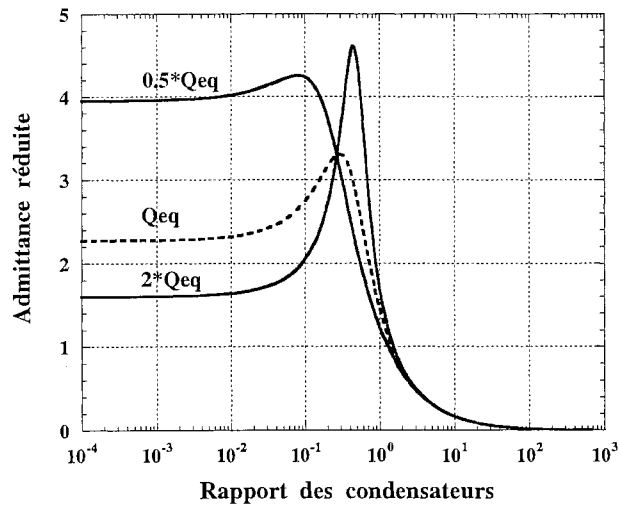


Fig. 43 : Evolution de l'admittance réduite en fonction du rapport des condensateurs pour différentes charges équivalentes réduites.





***Conclusion générale***



## CONCLUSION GENERALE

Le travail présenté tout au long de ce mémoire avait pour objectif d'évaluer la faisabilité de la conversion AC/DC avec correction de facteur de puissance en utilisant des structures mono-étages.

La première partie de ce mémoire est consacrée aux applications à faible puissance (300 W). Dans cette partie, les structures Flyback et Sepic ont été développées. Il a été mis en évidence que des lois de commandes simples à fréquence fixe et rapport cyclique constant ou à fréquence fixe et rapport cyclique variable sont envisageables pour assurer le prélèvement de courant sinusoïdal.

Compte tenu du problème que pose l'inductance de fuite du transformateur dans le cas du Flyback, la variante quasi-résonante, développée par Toussaint [Tou-94], a été rappelée et les inconvénients d'une telle structure ont été exposés. La variante du Flyback en pont asymétrique a été proposée pour pallier ce problème de l'inductance de fuite du transformateur. Toutefois cette solution se fait au détriment du prélèvement de courant sinusoïdal. Il en résulte que le circuit d'écrêtage reste incontournable et qu'un soin particulier doit être apporté à la fabrication du transformateur pour minimiser cette inductance de fuite.

Dans la seconde partie, des structures à résonance alimentées par un commutateur de courant ont été présentées. Ces structures sont destinées à des applications moyenne puissance (3 kW). Une démarche de synthèse de convertisseurs à deux éléments est faite et a abouti à des structures qui peuvent être subdivisées en deux catégories : celles fonctionnant en ZCS et celles fonctionnant en ZVS. Ces structures ont l'avantage de présenter une inductance à l'entrée ce qui réduit considérablement le filtrage HF dû au découpage. Les commutations sont douces à l'amorçage ou au blocage et l'inductance de fuite du transformateur ne constitue guère un problème puisque cette dernière peut être utilisée comme inductance de résonance ou intégrée comme partie de celle-ci.

Il se dégage de cette partie deux structures, PRC-CF et ZVSRC-IF, qui assurent le prélèvement de courant sinusoïdal sur toute la période réseau. Toutefois, la dernière structure fonctionnant en ZVS présente un courant en sortie avec une forte ondulation résiduelle et il en résulte qu'un filtrage capacitif supplémentaire serait inévitable. Quant à la structure fonctionnant en ZCS (PRC-CF), elle présente une meilleure caractéristique de sortie. En effet, commandée à

fréquence constante elle est insensible aux variations de la charge. Toutefois, la loi de commande utilisée pour effectuer le prélèvement sinusoïdal ne peut bénéficier de cette propriété car elle reposait sur un asservissement direct du courant d'entrée. En revanche, le prototype réalisé a montré la difficulté de la mise en œuvre d'une telle structure du fait de la présence de nœud inductif qu'il faut gérer soigneusement.

La troisième partie a englobé les structures à résonance alimentées par un onduleur de tension. Le modèle au premier harmonique de ces structures a été utilisé pour discuter leur fonctionnement en absorption sinusoïdale. Il ressort de cette étude que le convertisseur à résonance série ne peut prélever un courant sinusoïdal sur toute la période réseau. Toutefois, cette structure a été examinée en conduction discontinue pour une éventuelle utilisation pour les faibles puissances. Quant aux convertisseurs à résonance série-parallèle et à résonance mixte, ils assurent le prélèvement de courant sinusoïdal sur toute la période réseau. Il a été montré que suivant la valeur de l'impédance caractéristique du circuit résonant, le fonctionnement peut être effectué en ZCS ou bien en ZVS ou en combinant les deux modes sur une période réseau. Le prototype réalisé du convertisseur mixte a confirmé le bon facteur de puissance que ces structures assurent.

Dans les structures à résonance (à commutateur de courant ou à onduleur de tension), les commutations sont douces (ZCS ou ZVS). On aurait pu s'attendre à ce que les rendements soient meilleurs en commutation douce qu'en commutation commandée. Malheureusement, le surdimensionnement des interrupteurs et l'emploi d'éléments passifs nécessaire au fonctionnement de ces convertisseurs sont aussi source des pertes supplémentaires. Les rendements obtenus sont du même ordre de grandeur que ceux atteints en commutation commandée.

Dans toutes ces structures, qu'elles soient résonante ou non résonante, le filtrage de sortie constitue un inconvénient majeur pour le poids et le volume du convertisseur. En effet, ce filtre dimensionné pour le 100 Hz doit réduire l'ondulation en sortie. Il serait alors intéressant, comme suite à ce travail, d'examiner des structures permettant de mieux gérer cette ondulation BF. Autrement dit, par l'ajout d'un composant passif et d'un interrupteur (et éventuellement une diode), l'énergie stockée dans cet élément passif peut être contrôlée de telle manière que la puissance fournie en sortie ne soit plus en  $\sin^2$ . L'énergie sera stockée dans cet élément quand la puissance instantanée à l'entrée est supérieure à celle désirée en sortie et elle sera restituée quand la puissance instantanée à l'entrée est faible.

*Annexe*



## ANNEXE

## CONVERTISSEUR A RESONANCE MIXTE EN PONT COMPLET

Les équations dynamiques qui régissent le fonctionnement du convertisseur en conduction continue sont données par le système suivant :

$$\begin{cases} \frac{dV_{Cs}}{dt} = \frac{I_L}{Cs} \\ \frac{dI_{Lr}}{dt} = \frac{1}{Lr} \cdot [u \cdot Eg - V_{Cp} - V_{Cs}] \\ \frac{dV_{Cp}}{dt} = \frac{1}{Cp} \cdot [I_{Lr} - m \cdot \text{sgn}(V_{Cp}) \cdot Io] \\ \frac{dIo}{dt} = \frac{1}{Lo} \cdot [m \cdot |V_{Cp}| - Vo] \\ \frac{dVo}{dt} = \frac{1}{Co} \cdot [Io - \frac{Vo}{Ro}] \end{cases} \quad (1)$$

Avec :

$$I_g = u \cdot I_{Lr} \quad (2)$$

Où les fonctions de commutation  $u$  et  $\text{sgn}$  sont définies par :

$$u = \begin{cases} +1 \text{ Si } T_1/T_3 \text{ ou } D_1/D_3 \text{ est fermé} \\ -1 \text{ Si } T_2/T_4 \text{ ou } D_2/D_4 \text{ est fermé} \end{cases} \quad \text{sgn}(V_{pc}) = \begin{cases} +1 \text{ Si } V_{cp} \geq 0 \\ -1 \text{ Si } V_{cp} < 0 \end{cases}$$

Schéma équivalent au premier harmonique

Le schéma équivalent au premier harmonique du convertisseur à résonance mixte dans sa variante en pont complet est donné sr la figure ci-dessous :

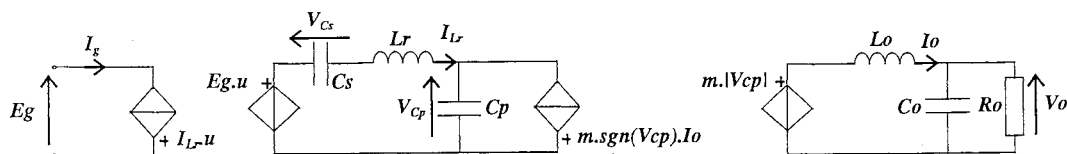


Fig. 1 : Schéma équivalent au premier harmonique

Le système d'équation équations qui décrit ce schéma équivalent est comme suit :



$$\begin{cases}
 \frac{d\langle V_{Cs} \rangle_1}{dt} = -j \cdot \omega_s \cdot \langle V_{Cs} \rangle_1 + \frac{\langle I_{Lr} \rangle_1}{C_s} \\
 \frac{d\langle I_{Lr} \rangle_1}{dt} = -j \cdot \omega_s \cdot \langle I_{Lr} \rangle_1 + \frac{1}{L_r} \cdot [\langle u \cdot E_g \rangle_1 - \langle V_{Cp} \rangle_1 - \langle V_{Cs} \rangle_1] \\
 \frac{d\langle V_{Cp} \rangle_1}{dt} = -j \cdot \omega_s \cdot \langle V_{Cp} \rangle_1 + \frac{1}{C_p} \cdot [\langle I_{Lr} \rangle_1 - m \cdot \langle \text{sgn}(V_{Cp}) \cdot I_o \rangle_1] \\
 \frac{d\langle I_o \rangle_0}{dt} = \frac{1}{L_o} \cdot [m \cdot \langle V_{Cp} \rangle_0 - \langle V_o \rangle_0] \\
 \frac{d\langle V_o \rangle_0}{dt} = \frac{1}{C_o} \cdot [\langle I_o \rangle_0 - \frac{1}{R_o} \cdot \langle V_o \rangle_0]
 \end{cases} \quad (3)$$

$$\langle I_g \rangle_0 = \langle u \cdot I_{Lr} \rangle_0$$

Avec :

$$\langle u \cdot E_g \rangle_1 = \frac{-4 \cdot j}{\pi} \cdot E_g$$

$$\langle \text{sgn}(V_{Cp}) \cdot I_o \rangle_1 = \frac{2}{\pi} \cdot \langle I_o \rangle_0 \cdot \frac{\langle V_{Cp} \rangle_1}{\| \langle V_{Cp} \rangle_1 \|}$$

$$\langle V_{Cp} \rangle_0 = \frac{4}{\pi} \cdot \| \langle V_{Cp} \rangle_1 \|$$

$$\langle u \cdot I_{Lr} \rangle_0 = \frac{-4 \cdot \text{Im}(\langle I_{Lr} \rangle_1)}{\pi}$$

$$\omega_s = 2 \cdot \pi \cdot F_s$$

Où  $\text{Im}(\bullet)$  désigne la partie imaginaire du complexe.

Les figures ci-dessous présentent la tension aux bornes du condensateur résonant  $C_s$  et la tension de sortie. Elles illustrent la bonne précision du modèle au premier harmonique. Les amplitudes de signaux du modèle exact suivent parfaitement l'évolution prédictee par le modèle au premier harmonique.

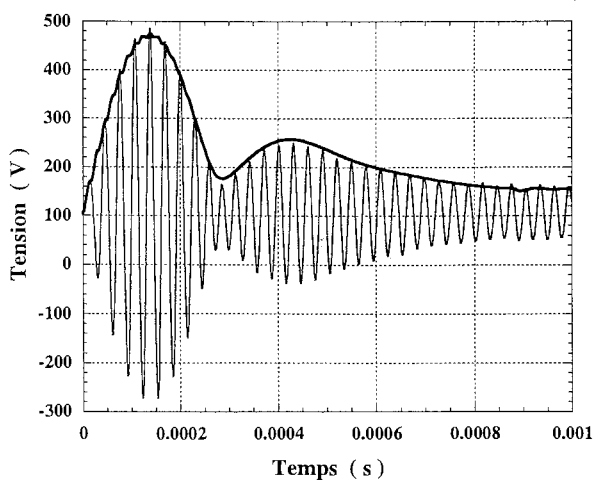


Fig. 44 : Tension aux bornes du condensateur résonant  $C_s$

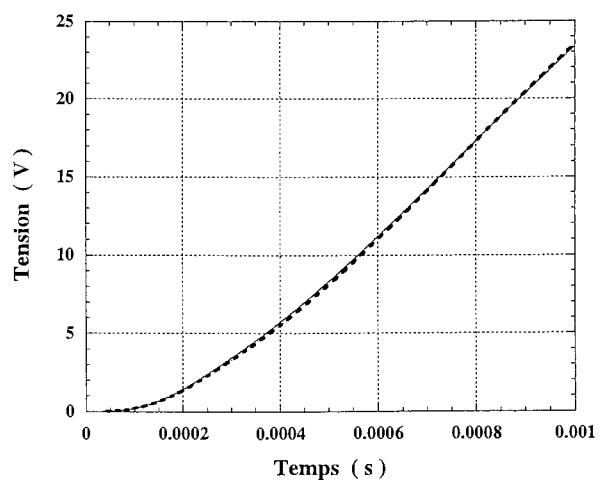


Fig. 45 : Tension de sortie

Afin de pouvoir séparer les parties réelles et imaginaires, nous pouvons adopter la notation ci-dessous, soit :

$$\begin{cases} \langle Vgc \rangle_1 = x_1 + j \cdot x_2 \\ \langle I_{Lr} \rangle_1 = x_3 + j \cdot x_4 \\ \langle Vc \rangle_1 = x_5 + j \cdot x_6 \\ \langle Io \rangle_0 = x_7 \\ \langle Vo \rangle_0 = x_8 \end{cases} \quad (4)$$

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = \omega_s \cdot x_2 + \frac{1}{C_s} \cdot x_3 \\ \dot{x}_2 = -\omega_s \cdot x_1 + \frac{1}{C_s} \cdot x_4 \\ \dot{x}_3 = \omega_s \cdot x_4 - \frac{1}{Lr} \cdot (x_1 + x_5) \\ \dot{x}_4 = -\omega_s \cdot x_3 - \frac{1}{Lr} \cdot \left( \frac{2 \cdot Eg}{\pi} + x_2 + x_6 \right) \\ \dot{x}_5 = \omega_s \cdot x_6 + \frac{1}{Cp} \cdot \left( x_3 - \frac{2 \cdot m}{\pi} \cdot \frac{x_5 \cdot x_7}{\sqrt{x_5^2 + x_6^2}} \right) \\ \dot{x}_6 = -\omega_s \cdot x_5 + \frac{1}{Cp} \cdot \left( x_4 - \frac{2 \cdot m}{\pi} \cdot \frac{x_6 \cdot x_7}{\sqrt{x_5^2 + x_6^2}} \right) \\ \dot{x}_7 = \frac{1}{Lo} \cdot \left( \frac{4 \cdot m}{\pi} \cdot \sqrt{x_5^2 + x_6^2} - x_8 \right) \\ \dot{x}_8 = \frac{1}{Co} \cdot \left( x_7 - \frac{x_8}{Ro} \right) \end{cases} \quad (5)$$

$$\langle Ig \rangle_0 = -\frac{4}{\pi} \cdot x_4$$

### Modèle petits signaux

Pour une tension d'alimentation et une fréquence de commande, le point d'équilibre peut être déterminé en résolvant le système d'équation :  $\dot{X}_{eq} = 0$  où :

$$X_{eq} = [x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6, x_7, x_8]^T$$

En posant :

$$\begin{cases} A = \frac{16 \cdot m^2}{\pi^2 \cdot Ro} \cdot \frac{Eg}{\pi} \\ B = Cp \cdot \omega_s \cdot \frac{2 \cdot Eg}{\pi} \\ E = \frac{8 \cdot m^2}{\pi^2 \cdot Ro} \cdot (Lr \cdot Cs \cdot \omega_s^2 - 1) \\ F = Cp \cdot \omega_s \cdot (Lr \cdot Cs \cdot \omega_s^2 - 1) - Cs \cdot \omega_s \end{cases} \quad (6)$$

On aboutit à la solution suivante :

$$\begin{cases}
 x_1 = \frac{A \cdot F - B \cdot E}{E^2 + F^2} \\
 x_2 = \frac{A \cdot E + B \cdot F}{E^2 + F^2} \\
 x_3 = -C_s \cdot \omega_s \cdot x_2 \\
 x_4 = C_s \cdot \omega_s \cdot x_1 \\
 x_5 = (L_r \cdot C_s \cdot \omega_s^2 - 1) \cdot x_1 \\
 x_6 = (L_r \cdot C_s \cdot \omega_s^2 - 1) \cdot x_2 - \frac{2 \cdot E_g}{\pi} \\
 x_7 = \frac{4 \cdot m}{\pi \cdot R_o} \cdot \sqrt{x_5^2 + x_6^2} \\
 x_8 = \frac{4 \cdot m}{\pi} \cdot \sqrt{x_5^2 + x_6^2}
 \end{cases} \quad (7)$$

La linéarisation du système d'équations (5) autour du point d'équilibre donné par (7) permet d'aboutir au modèle petits signaux du convertisseur, soit :

$$\begin{cases}
 d\dot{x}_1 = \omega_s \cdot dx_2 + \frac{1}{C_s} \cdot dx_3 + x_2 \cdot d\omega_s \\
 d\dot{x}_2 = -\omega_s \cdot dx_1 + \frac{1}{C_s} \cdot dx_4 - x_1 \cdot d\omega_s \\
 d\dot{x}_3 = \frac{-dx_1}{L_r} + \omega_s \cdot dx_4 - \frac{dx_5}{L_r} + x_4 \cdot d\omega_s \\
 d\dot{x}_4 = \frac{-dx_2}{L_r} - \omega_s \cdot dx_3 - \frac{dx_6}{L_r} - x_3 \cdot d\omega_s - \frac{2}{\pi \cdot L_r} \cdot dE_g \\
 d\dot{x}_5 = \frac{dx_3}{C_p} - \frac{2 \cdot m \cdot x_7}{\pi \cdot C_p} \cdot \left( \frac{x_5^2}{\|V_{cp}\|^3} - \frac{1}{\|V_{cp}\|} \right) \cdot dx_5 + \left( \omega_s + \frac{2 \cdot m}{\pi \cdot C_p} \cdot \frac{x_5 \cdot x_6 \cdot x_7}{\|V_{cp}\|^3} \right) \cdot dx_6 - \frac{2 \cdot m}{\pi \cdot C_p} \cdot \frac{x_5}{\|V_{cp}\|} \cdot dx_7 + x_6 \cdot d\omega_s \\
 d\dot{x}_6 = \frac{dx_4}{C_p} + \left( \frac{2 \cdot m}{\pi \cdot C_p} \cdot \frac{x_5 \cdot x_6 \cdot x_7}{\|V_{cp}\|^3} - \omega_s \right) \cdot dx_5 - \frac{2 \cdot m \cdot x_7}{\pi \cdot C_p} \cdot \left( \frac{x_6^2}{\|V_{cp}\|^3} - \frac{1}{\|V_{cp}\|} \right) \cdot dx_6 - \frac{2 \cdot m}{\pi \cdot C_p} \cdot \frac{x_6}{\|V_{cp}\|} \cdot dx_7 - x_5 \cdot d\omega_s \\
 d\dot{x}_7 = \frac{4 \cdot m}{\pi \cdot L_o} \cdot \frac{x_5}{\|V_{cp}\|} \cdot dx_5 + \frac{4 \cdot m}{\pi \cdot L_o} \cdot \frac{x_6}{\|V_{cp}\|} \cdot dx_6 - \frac{dx_8}{L_o} \\
 d\dot{x}_8 = \frac{dx_7}{C_o} - \frac{dx_8}{R_o \cdot C_o} + \frac{x_8 \cdot dR_o}{R_o^2 \cdot C_o}
 \end{cases} \quad (8)$$

avec  $\|V_{cp}\| = \sqrt{x_5^2 + x_6^2}$

A partir de la matrice d'état de ce système et à l'aide du logiciel Matrixx, la fonction de transfert du convertisseur pour différents points de fonctionnement est déduite et est présentée sur la Fig.

46.

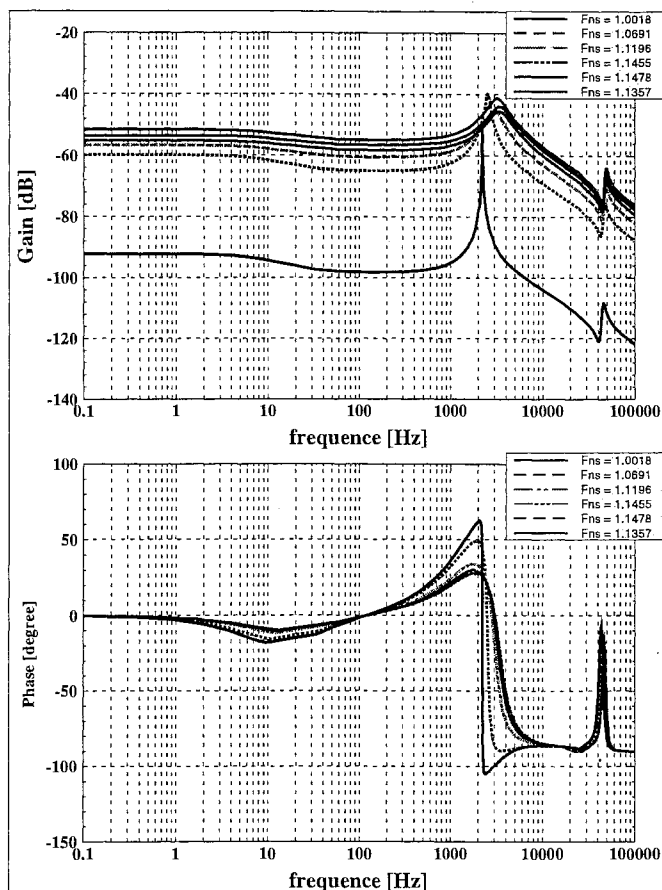


Fig. 46 : Diagrammes de Bode du convertisseur

Ce système a été bouclé et asservi à l'aide d'un correcteur Proportionnel-Intégral commandant un VCO. La fonction de transfert en boucle ouverte est présentée sur la Fig. 47 avec un correcteur de la forme  $\frac{k}{\tau_i} \cdot (1 + \tau_i \cdot p)$  avec  $\tau_i = 10^{-6}$ .

Ce correcteur garantit la stabilité pour les divers points de fonctionnement correspondant à l'évolution sinusoidale des grandeurs d'entrée, sauf pour la fréquence la plus proche de la résonance.

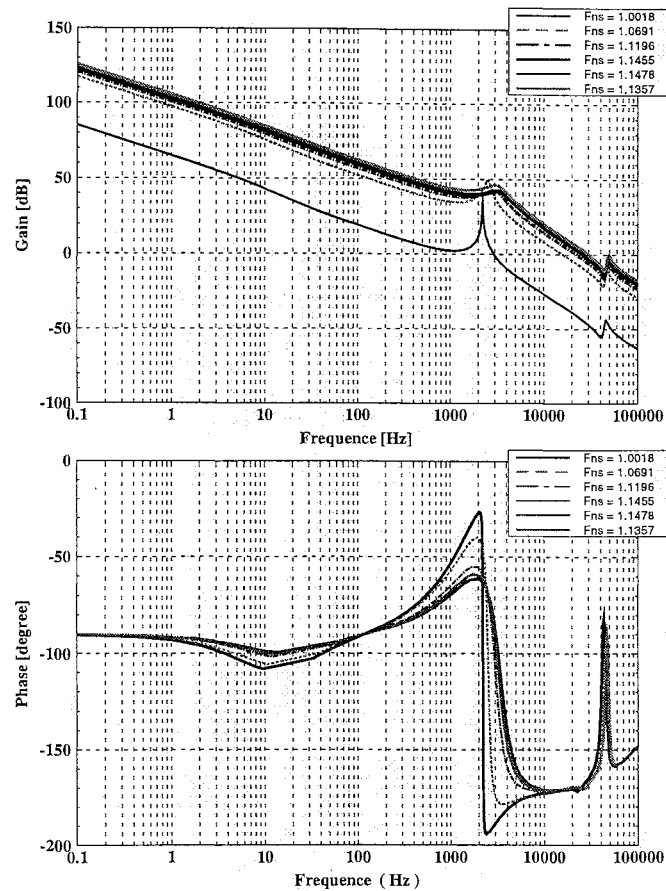


Fig. 47 : Fonction de transfert en boucle ouverte

## CONVERTISSEUR A RESONANCE SERIE-PARALLELE

### Etude analytique :

Le courant et la tension dans le circuit résonant, pendant la première phase, sont donnés par :

$$\begin{cases} I_L(t) = \frac{A_1}{Z_0} \cdot \sin(\omega_0 \cdot t) + B_1 \cdot \cos(\omega_0 \cdot t) - m \cdot I_o \\ V_C(t) = V_{C0} + A_1 \cdot (1 - \cos(\omega_0 \cdot t)) + Z_0 \cdot B_1 \cdot \sin(\omega_0 \cdot t) \end{cases} \quad (9)$$

$$\text{avec : } A_1 = E_g - V_{C0} \quad B_1 = I_{L0} + m \cdot I_o \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \quad Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Le courant et la tension dans le circuit résonant, pendant la seconde phase, sont donnés par :

$$\begin{cases} I_L(t) = \frac{A_2}{Z_0} \cdot \sin(\omega_0 \cdot (t - t_1)) + B_2 \cdot \cos(\omega_0 \cdot (t - t_1)) + \frac{C_{eq}}{C} \cdot m \cdot I_o \\ V_C(t) = V_{C1} + A_2 \cdot (1 - \cos(\omega_0 \cdot (t - t_1))) + Z_0 \cdot B_2 \cdot \sin(\omega_0 \cdot (t - t_1)) \end{cases} \quad (10)$$

$$\text{avec : } A_2 = E_g - V_{C1} \quad B_2 = I_{L1} - m \cdot I_o$$

Pour des raisons de symétrie et de périodicité, les conditionales initiales peuvent être exprimées

par :

$$I_{Lo} = \frac{-Eg \cdot \sin(0.5 \cdot \omega_0 \cdot Ts)}{Z_0 \cdot (1 + \cos(0.5 \cdot \omega_0 \cdot Ts))} + m \cdot I_o \cdot \left[ \frac{\cos(\omega_0 \cdot (0.5 \cdot Ts - t_1)) + \cos(\omega_0 \cdot t_1)}{1 + \cos(0.5 \cdot \omega_0 \cdot Ts)} - 1 \right] \quad (11)$$

$$V_{Co} = Z_0 \cdot \left( \frac{Ceq}{C} \right)^2 \cdot m \cdot I_o \cdot \left[ \frac{\sin(\omega_0 \cdot (0.5 \cdot Ts - t_1)) - \sin(\omega_0 \cdot t_1)}{1 + \cos(0.5 \cdot \omega_0 \cdot Ts)} \right] \quad (12)$$

Ces conditions initiales sont exprimées en fonction de l'instant  $t_1$  où la tension  $V_c$  s'annule (fin de la première phase). La détermination de cet instant  $t_1$  permet une connaissance totale du fonctionnement du convertisseur. Ainsi, l'instant  $t_1$  peut être déterminé en résolvant l'équation suivante :

$$V_{C1} = \frac{1}{(1 + \cos(0.5 \cdot \omega_0 \cdot Ts))} \cdot (-F1 \cdot \sin(\omega_0 \cdot t_1) - F2 \cdot \cos(\omega_0 \cdot t_1) + F3) \quad (13)$$

$$\text{avec : } F1 = Eg \cdot \sin(0.5 \cdot \omega_0 \cdot Ts)$$

$$F2 = Eg \cdot (1 + \cos(0.5 \cdot \omega_0 \cdot Ts))$$

$$F3 = Eg \cdot (1 + \cos(0.5 \cdot \omega_0 \cdot Ts)) + Z_0 \cdot m \cdot I_o \cdot \sin(0.5 \cdot \omega_0 \cdot Ts)$$

Cette dernière équation peut se mettre aussi sous la forme :

$$\frac{F1}{\sqrt{F1^2 + F2^2}} \cdot \sin(\omega_0 \cdot t_1) + \frac{F2}{\sqrt{F1^2 + F2^2}} \cdot \cos(\omega_0 \cdot t_1) = \frac{F3}{\sqrt{F1^2 + F2^2}}$$

$F2$  étant toujours positif alors que le signe de  $F1$  dépend de la fréquence de commande d'où :

$$\sin(\omega_0 \cdot t_1 + \theta) = \frac{F3}{\sqrt{F1^2 + F2^2}} \quad \text{avec : } \cos(\theta) = \frac{F1}{\sqrt{F1^2 + F2^2}} \quad \sin(\theta) = \frac{F2}{\sqrt{F1^2 + F2^2}}$$

$$\text{D'où : } t_1 = \frac{1}{\omega_0} \cdot \text{asin} \left( \frac{F3}{\sqrt{F1^2 + F2^2}} \right) - \theta \quad \text{ou} \quad t_1 = \frac{1}{\omega_0} \cdot \text{asin} \left( \frac{F3}{\sqrt{F1^2 + F2^2}} \right) - \theta + \pi$$



## ***Bibliographie***





## **BIBLIOGRAPHIE**

- [Aim-94] G. Aimé, "Conception de convertisseur sur substrats métalliques isolés" Mémoire C.N.A.M., 1994
- [And-92] Ch. Andrieu, J-P. Ferrieux, M. Rocher, "Comparaison des modes de commande d'un pré-régulateur AC-DC à courant d'entrée sinusoïdal", Colloque d'Electronique de Puissance du Futur, 18-20 novembre 1992, Marseille-France.
- [And-95] C. Andrieu, "Contribution à la conception d'alimentation à découpage à absorption sinusoïdale" Thèse INPG, 1995
- [Bac-93] S. Bacha " Sur la modélisation et la commande des alimentations à découpage symétrique " Thèse INPG 1993.
- [Bat-94] I. Batarseh, "Resonant converter topologies with three and four energy storage elements", IEEE Trans. On Power Electronics, Vol. 9, N° 1, January 1994, pp :64-73
- [Bau-87] R. Bausiere, F. Labrique, G. Segulier, "Les convertisseurs de l'électronique de puissance, tome 3 : la conversion continue-continue" édition TEC & dOC-Lavoisier , 1987.
- [Bel-95] V. Belaguli, A.K.S. Bhat, "Characteristics of fixed frequency series-parallel resonant converter operating on the utility line with and without active control", Conf. Rec. IEEE- Power Electronics and Drive Systems (PEDS'95), February 21-24, Singapore, pp.: 168-173
- [Bel-96] V. Belaguli, A.K.S. Bhat, "Operation of LCC-type parallel resonant converter as a low harmonic rectifier", Conf. Rec. IEEE-APEC'96, March 3-7, San Jose-California-USA, pp.: 131-137
- [Ben-97a] H.Benqassmi, J.-P. Ferrieux, J. Barbaroux "Current-source resonant converter in power factor correction" Conf. Rec. IEEE PESC, pp:378-384, June 22-27 1997 Saint-Louis Missouri USA
- [Ben-97b] H.Benqassmi, J.-P. Ferrieux, B. Chauchat "Investigation on power factor correction of current-source resonant converter with two energy storage elements" EPE'97, pp:1476-1481, Sept 8-10 1997, Trondheim-Norway

- [Ben-98] H. Benqassmi, J.-P. Ferrieux, R. Laouamer "Analysis of a 3 kW series-parallel resonant converter as power factor corrector", Power Conversion and Intelligent Motion, pp.: 315-321, Nürnberg-Germany, 1998.
- [Bha-91] A.K.S. Bhat, "Operation of high-frequency resonant converters on the utility line with improved characteristics", Conf. Rec. IEEE-PESC'96, June 20-25, Taipei, Taiwan, pp.: 115-123
- [Bol-88] A. Bolopion, G. Enjalbert, R. Feuillet, J. M. Zaza "Simulation et C.A.O. en électronique de puissance : le logiciel Circuit", Electronique de puissance n° 26, pp :60-66, 1988.
- [Bru-89] M. Brunello, "Introduction de la résonance dans les alimentations sans coupures" Thèse INPG, 1989
- [Che-89] Y. Cheron, "La commutation douce dans la conversion statique de l'énergie électrique" édition TEC & dOC-Lavoisier , 1989.
- [Cuk-77] S. Cuk, R. D. Middelbrook "A general unified approach to modelling dc to dc converter in discontinuous conduction mode" IEEE Power Electronic Specialists conference, Records 1977, pp : 36-57
- [Dix-89a] L.H. Dixon Jr., "High power factor preregulators for off-line power supplies", Power Electronics, n°35, October 1989, pp.: 42-50
- [Dix-89b] L.H. Dixon Jr., "High power factor preregulators for off-line power supplies", Power Electronics, n°36, December 1989, pp.: 32-43
- [Elo-94] N. Elouafi, K. Alhaddad "AC/DC Series resonant converter with unity power factor", Conf. Rec. HFPC ,pp :575-585, April 1994
- [Enj-89] G. Enjalbert "Développement d'un outil de conception assistée par ordinateur : le logiciel CIRCUIT" Thèse de doctorat de l'INPG, 1989.
- [Fer-84] J. -P. Ferrieux " Modélisation des convertisseurs continu-continu à découpage " Thèse INPG, 1984.
- [Fer-94] J.-P. Ferrieux, F. Forest "Alimentation à découpage convertisseurs à résonance : principes-composants-modélisation", 2<sup>e</sup> édition Masson, 1994.
- [Ger-92] L. Gerbaud, J. Bignon, G. Champenois, "Modular approach to describe electromechanical systems. Using Macsyma to generate global approach simulation software", Conf. Rec. IEEE PESC, June 29 - July 3, 1992, Toledo, Spain, pp 1189-1196

- [Ger-96] L. Gerbaud, A. Bolopion, J. Bignon, "Gentiane : a simulation package for electromechanical systems", ELECTRIMACS'96, Saint Nazaire, France, Sept. 17-18-19, 1996, pp 689-694.
- [Ger-97] L. Gerbaud, N. Retière, A. Bolopion "Automatic building of changeable topological model of static converters for the electrical drive simulation", EPE'97, Trondheim, Sept 8-10 1997
- [Gir-93] : M. Girard, " Alimentation à découpage : commutation forcée, commutation douce, environnement", Ediscience International, Paris, 1993.
- [Har-95] Harwell Subroutine Library, AEA Technology, Harwell Laboratory, Oxfordshire, England, Dec. 1995.
- [Kin-83] R.J. King, T.A. Stuart, "Inherent overload protection for the series resonant converter", IEEE transaction on Aerospace Electronic Systems, Vol. AES-19, n° 6, pp: 820-830, Nov. 1983.
- [Kre-90] P. T. Krein, J. Bentsman, R. M. Bass, B. Lesieutre "On the use of averaging for the analysis of power electronic systems" IEEE transaction on Power Electronics, Vol. 5, n° 2, pp: 182-190, 1990.
- [Lee-86] C. Q. Lee, K. Siri, "Analysis and design of series resonant converter by state-plane diagram", IEEE transaction on Aerospace Electronic Systems, Vol. AES-22, n° 6, pp: 757-763, Nov. 1986.
- [Lin-97] B. lin, Y. Lee, "Power-factor correction using cuk converters in discontinuous capacitor voltage mode operation", IEEE Trans. on Indus. Electronics, vol. 44, n°5, Oct. 1997, pp. : 648-653
- [Liu-88] K.-H. Liu, F. C. Lee, "Topological constraints on basic PWM converters", IEEE PESC, pp :164-172, April 1988
- [Liu-92] R. Liu, C.Q. Lee, I. Batarseh, "A unified approach to the design of resonant power factor correction circuits", Conf. Rec. IEEE PESC, pp:181-188, June 29-Jul. 1992, Toledo Spain.
- [Mac-96] Macsyma Mathematics and System Reference Manual 16<sup>th</sup> edition, 1996, Macsyma Inc.
- [Mad-92] M. Madigan, R. Erickson, E. Ismail, "Integrated high quality rectifier-regulators", Conf. Rec. IEEE-PESC'92, 29 June- 3 July 1992, Toledo-Spain, pp.: 1043-1051

- [Mak-96] D. Maksimovic, Y. Jang, R.W. Erickson, "Nonlinear-carrier control for high-power-factor Boost rectifiers", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 11, n°4, July 1996, pp.: 578-584
- [Mat-96] MAIRIXx - SystemBuild, Reference manual, Copyright © 1996, Integrated Sysytems, Inc.
- [Met-89] M. Mets, Y. Cheron, F. Oms, S. Bendoua, "Soft switching : a new way to reduce EMI and RFI" Power Electronics n° 31, Fev. 1989, pp:38-44
- [Mid-76] R. D. Middlebrook, S. Cuk "A general unified approach to modeling switching converter power stages" IEEE Power Electronic Specialists Conference, 1976, pp :18-34
- [Moh-95] : N. Mohan, T. M. Undeland, W. P. Robbins " Power Electronics, converters, Applications and Design ", 2<sup>nd</sup> edition, John Wiley & sons, 1995.
- [Moo-96] C.S. Moo, P.P. Mok "Multi-resonant Boost converter as active filter for power factor correction" Conf. Rec. IEEE-APEC'96, March 3 - 7, San Jose- California-USA, pp :166-171
- [Nor-92] O. Normand "Conception d'un outil général de simulation des systèmes de conversion d'énergie électrique et de leur commande" Thèse INPG, 1992
- [Nor-94] O. Normand, A. Bolopion, D. Roye, L. Gerbaud, "Object oriented simulation of electromechanical systems" European Simulation Symposium, Istanbul, Turkey, October 9-12, 1994.
- [Raj-97] J. Rajagopalan, F.C. Lee, P. Nora, "A generalized technique for derivation of average current mode control laws for power factor correction without input voltage sensing", Conf. Rec. IEEE-APEC'97, February 23-27 - Atlanta-Georgia-USA, pp.: 81-87
- [San-90] S. R. Sanders, J. M. Noworolski, X. Z. Liu, G. C. Verghese "Generalized averaging method for power conversion circuits" IEEE Power Electronic Specilists Conference, Records 1990, pp:333-340
- [Sim-92] D.S.L. Simonetti, J. Sebastian, F.S. dos Reis, J. Uceda, "Design criteria for Sepic and Cuk converters as power factor preregulators in discontinuous conduction mode", Conf. Rec. IEEE-IECON'92, Nov. 9-13, San-Diego-California-USA, pp.: 283-288
- [Ste-88] R. L. Steigerwald, "A comparison of half-bridge resonant converter topologies" IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 2, n°2, april 1988, pp :174-182

- [Tou-94] P. Toussaint " De la quasi-résonance introduite dans les convertisseurs DC-DC de moyen puissance. Application à l'absorption sinusoïdale " Thèse de l'Ecole Normale Supérieure de Cachan, 1994.
- [Zan-96] R. Zane, D. Maksimovic, "Nonlinear carrier control for high-power-factor rectifiers based on Flyback, Cuk or Sepic converters", Conf. Rec. IEEE-APEC'96, March 3 - 7, San Jose-California-USA, pp.: 814-820

## **REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES RELATIVES A L'ABSORPTION SINUSOÏDALE ET LA RESONANCE**

- [Bel-96] V. Belaguli, A. K. S. Bhat, "A hybrid resonant converter operated as a low harmonic rectifier with and without active control", Conf. Rec. IEEE- PESC'96, June- 23 – 27, Baveno, Italy, pp.: 720-726
- [Ber-96] M; van der Berg, J.A. Ferreira, "A family of low EMI, unity power factor converters", Conf. Rec. IEEE- PESC'96, June- 23 – 27, Baveno, Italy, pp.: 1120-1127
- [Bha-87] A. K. S. Bhat, S. B. Dewan, "Analysis and design of a high-frequency resonant converter using LCC-type commutation" IEEE transaction on Power Electronics, Vol. PE-2, n° 4, pp: 291-301, 1987
- [Bha-93] A. K. S. Bhat, "Analysis and design of a series-parallel resonant converter " IEEE transaction on Power Electronics, Vol. 8, n° 1, pp: 1-11, 1987
- [Cho-97] J. G. Cho, J. W. Baek, D. W. Yoo, D. I. Song, G. H. Rim, "Zero-voltage-transition isolated PWM boost converter for single stage power factor correction", Conf. Rec. IEEE-APEC'97, February 23-27 - Atlanta-Georgia-USA, pp.: 471-476
- [Div-92] D.M. Divan, G. Venkataramanan, C. Chen, "A unity power factor Forward converter", Conf. Rec. IEEE-IAS'92, pp.: 666-672
- [Dwi-87] Dwight V. Jones, "A new resonant converter topology", Conf. Rec. HFPC'87, April 1987, pp.: 48-53
- [Hon-93] J. Hong, E. Ismail, R. Erickson, I. Khan, "Design of the parallel resonant converter as a low harmonic rectifier", Conf. Rec. IEEE-APEC'93, March 7-11, San Diego-California-USA, pp.: 833-840
- [Hon-94] J. Hong, D. Maksimovic, R. Erickson, "Half-cycle control of the parallel resonant converter operated as high power factor rectifier" APEC'94, February 13-17, Orlando, Florida, USA, pp: 556-562

- [Hop-94] D. C. Hopkins, D. W. Root Jr., "Synthesis of a new class of converters that utilize energy recirculation", Conf. Rec. IEEE-PESC'94, June- 20 - 25, Tapei, Taiwan, pp.: 1167-1172
- [Hub-97] L. Hiber, M. M. Jovanovic, "Single-stage, single-switch, isolated power supply technique with input-current shapping and fast output-voltage regulation for universal input-voltage-range applications", Conf. Rec. IEEE-APEC'97, February 23-27 - Atlanta-Georgia-USA, pp.: 272-280
- [Joz-89] J. J. Jozwik, M. K. Kazimierzuk, "Dual Sepic PWM switching-mode DC/DC power converter" IEEE transaction on Industrial Electronics, Vol. 36, n° 1, pp: 64-70, 1989
- [Kaz-89] M. K. Kazimierzuk, W. D. Morse, "State-plane analysis of zero-voltage-switching resonant DC/DC converters" IEEE transaction on Aerospace and Electronic Systems, Vol. AES-25, n° 2, pp: 232-239, 1989
- [Lee-97] Y.S. Lee, K.W. Siu, B.T. Lin, "Novel single-stage isolated power-factor-corrected power supplies with regenerative clamping", Conf. Rec. IEEE-APEC'97, February 23-27 - Atlanta-Georgia-USA, pp.: 259-265
- [Liu-93] R. Liu, I. Batarseh, C.Q. Lee, "Resonant power factor correction circuits with resonant capacitor-voltage and inductor-current-programmed controls", Conf. Rec. IEEE PESC, pp:675-680, June 20-24 1993, Seattle Washington USA.
- [Mar-93] D. C. Martins, G. N. de Abreu, "Application of the Zeta converter in switch-mode power supplies", Conf. Rec. IEEE-APEC'93, March 7-11, San Diego-California-USA, pp.: 214-220
- [Oli-96] C. Oliveira, D. Maksimovic, "Zero-current-transition converters for high-power-factor AC/DC applications", Conf. Rec. IEEE-APEC'96, March 3 - 7, San Jose-California-USA, pp.: 159-165
- [Per-94] A. Péres, D. C. Martins, I. Barbi, "Zeta converter applied in power factor correction", Conf. Rec. IEEE-PESC'94, June- 20 - 25, Tapei, Taiwan, pp.: 1152-1157
- [Pin-97] H. Pinheiro, P. Jain, G. Joos, "Series-parallel resonant converter in the self-sustained oscillating mode for unity power factor applications", Conf. Rec. IEEE-APEC'97, February 23-27 - Atlanta-Georgia-USA, pp.: 477-483
- [Qia-97] J. Qiang, F. C. Lee, "A high efficient single stage single high power factor AC/DC converter with universal input", Conf. Rec. IEEE-APEC'97, February 23-27 - Atlanta-Georgia-USA, pp.: 281-287

- [Rid-94] R. Ridl, L. Balogh, N. O. Sokal, "A new family of single-stage isolated power-factor correctors with fast regulation of the output voltage", Conf. Rec. IEEE-PESC'94, June 20-25, Tapei, Taiwan, pp.: 1137-1144
- [Seb-91] J. Sebastian, J. Uceda, J.A. Cobos, J. Arau, R. Lorenzo, "Using sepic topology for improving power factor in distributed power supply systems", Conf. Rec. EPE'91, Sept. 3-6, Firenze, Italy, pp.: 304-309, Vol. 1
- [Seb-95] J. Sebastian, J. A. Martinez, J. M. Alonso, J. A. Cobos, "Voltage follower control in zero-current-switched quasiresonant power factor preregulators", Conf. Rec. IEEE-PESC'95, June- 18-22, Atlanta-Georgia-USA, pp.: 901-907
- [Sim-93] D. S. L. Simonetti, J. Sebastian, J. Uceda, "A small-signal model for Sepic, Cuk and Flyback concerters as power factor preregulators in discontinuous conduction mode", Conf. Rec. IEEE-PESC'93, PESC'93, June- 20 - 24, Seattle, Washington, USA, pp.: 735-741
- [Spi-94] G. Piazzzi, L. Rossetto, "High-quality rectifier based on coupled-inductor Sepic topology", Conf. Rec. IEEE-PESC'94, June- 20 - 25, Tapei, Taiwan, pp.: 336-341







AUTORISATION DE SOUTENANCE

Vu les dispositions de l'arrêté du 30 Mars 1992 relatifs aux Etudes Doctorales

Vu les Rapports de présentations de :

Monsieur Gérard ROJAT

Monsieur Michel THOLOMIER

**Monsieur Hassan BENQASSMI**

est autorisé(e) à présenter une thèse en soutenance en vue de l'obtention du diplôme de  
**Docteur de l'Institut National Polytechnique de Grenoble**, spécialité "GENIE  
ELECTRIQUE".

Fait à Grenoble, le 12 JUI 1998

**Pierre GENTIL**  
Professeur INPG  
Directeur du Centre d'Etudes





## RESUME

La correction du facteur de puissance a été récemment introduite dans les convertisseurs pour remplacer le filtrage passif en amont des convertisseurs et pour répondre aux nouvelles normes en vigueur. La correction de facteur de puissance dite mono-étage a succédé à celle en deux étages qui est caractérisée par un coût et un volume élevés.

Cette étude vise deux types d'applications. Les applications à faible puissance (300 W) sous une tension d'alimentation de 230 V<sub>eff</sub> et une tension de 54 V en sortie. Pour des raisons de coût et de volume, les structures asymétriques Flyback et Sepic sont des solutions répondant au cahier des charges et qui restent incontournables. Il ressort également de cette étude, que si les contraintes du convertisseur à résonance série fonctionnant en conduction discontinue sont acceptables, alors ce dernier peut aussi répondre au cahier de charge.

Le second type d'applications visées par cette étude concerne la moyenne puissance (3 kW) avec une tension de 150 V en sortie. Dans ce cadre, seules les structures symétriques à résonance à commutateur de courant ou à onduleur de tension sont susceptibles de répondre au cahier des charges. Pour la seconde catégorie, et en vue d'une généralisation, une discussion sur la nature du circuit résonant est faite pour étudier le prélèvement sinusoïdal. En évaluant les avantages et les inconvénients de chaque structure, deux convertisseurs ont été retenus et les prototypes réalisés ont montré un bon facteur de puissance et le respect de la norme en vigueur (EN 61000-3-2).

**Mots clés :** Alimentation à découpage, Convertisseur à résonance, Convertisseur mono-étage, Correction de facteur de puissance.

## DESIGN OF SINGLE-STAGE POWER-FACTOR-CORRECTED AC/DC CONVERTERS

### SUMMARY

Recently, power factor correction has been introduced into power converters to replace the passive filters at the front-end of converters and to respect new standards come into operation. Single-stage power factor correction has been succeeded to the classical two-stage power factor correction which presents a high volume and cost.

This thesis essentially consists of two types of applications. Low power isolated single-stage AC/DC conversion from 230 V rms. AC voltage to 54 V DC. The power is fixed at 300 W. Due to their cost and volume, asymmetrical structures Flyback and Sepic are more adapted. From this study, it emerges also that series-resonant converter operating in discontinuous conduction mode could be respond to desired specifications if components stresses are acceptable.

The second part deals with the isolated single-stage AC/DC conversion for medium power (3 kW) applications with 150 V as output voltage. For this kind of applications, only current-driven and voltage-driven resonant converters are susceptible to respond to the specifications. An approach to design current-driven resonant converter is presented. Also, several resonant circuits are examined to discuss power factor correction capabilities of voltage-driven resonant converters. By evaluating advantages and disadvantages of these converters, two of them are chosen, and realised prototypes present a high power factor and respect the European standards EN 61000-3-2.

**Keywords :** Switch-mode power supply, resonant converter, single stage converter, power factor correction.