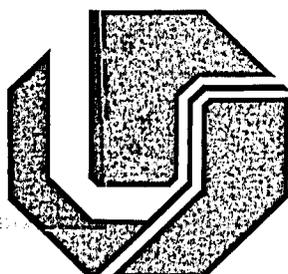


SISBI/UFU



1000213491



11011  
691.3  
11.22.00  
TES/ME/

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA  
CENTRO DE CIÊNCIAS EXATAS E TECNOLOGIA  
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**NOVAS TOPOLOGIAS, ANÁLISES, PROJETO E  
EXPERIMENTAÇÃO DE FONTES DE ALTA  
FREQUÊNCIA PARA LÂMPADAS  
FLUORESCENTES TUBULARES**

**ANIEL SILVA DE MORAIS**

**FEVEREIRO**

**2004**

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA**  
**CENTRO DE CIÊNCIAS EXATAS E TECNOLOGIA**  
**PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**NOVAS TOPOLOGIAS, ANÁLISES, PROJETO E EXPERIMENTAÇÃO DE**  
**FONTES DE ALTA FREQUÊNCIA PARA LÂMPADAS FLUORESCENTES**  
**TUBULARES**

Dissertação apresentada por *Aniel Silva de Moraes* à  
Universidade Federal de Uberlândia para obtenção do título  
de Mestre em Engenharia Elétrica, aprovada em 19/02/2004,  
pela seguinte banca examinadora:

Prof. João Batista Vieira Júnior, Dr. Eng. (UFU) Orientador  
Prof. Porfírio Cabaleiro Cortizo, Dr. Eng. (UFMG)  
Prof. Luiz Carlos de Freitas, Dr. Eng. (UFU)  
Prof. Valdeir José Farias, Dr. Eng. (UFU)  
Prof. Ernane Antonio Alves Coelho, Dr. Eng. (UFU)  
Prof. João Carlos de Oliveira, Dr. Eng. (UFU)

Uberlândia, 19 de fevereiro de 2004

**NOVAS TOPOLOGIAS, ANÁLISES, PROJETO E EXPERIMENTAÇÃO DE  
FONTES DE ALTA FREQUÊNCIA PARA LÂMPADAS FLUORESCENTES  
TUBULARES**

**ANIEL SILVA DE MORAIS**

Dissertação apresentada por Aniel Silva de Moraes à Universidade Federal de Uberlândia como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.



---

**Prof. João Batista Vieira Júnior, Dr. Eng.**  
(Orientador)



---

**Prof. Alcimar Barbosa Soares, PhD.**  
Coordenador do Curso de Pós-Graduação

## **DEDICATÓRIA**

**A Deus, sem ele nada é possível**

**Aos meus queridos Irmãos Josué, Antoniel e Résia**

**A meus queridos pais Ilton Moraes e Maria das Graças**

“Se for ferido lembre-se que as cicatrizes  
serão luzes que marcarão a sua vitória”

## AGRADECIMENTOS

Gostaria de agradecer a todos aqueles que de alguma forma contribuíram para o desenvolvimento e conclusão deste trabalho.

Primeiramente, ao professor João Batista Vieira Júnior, orientador acadêmico, pela oportunidade, apoio, confiança e pela inestimável dedicação, a qual se mostrou decisiva para a conclusão com sucesso deste trabalho.

Aos demais professores do grupo de Eletrônica de Potência, Prof. Luiz Carlos de Freitas, Prof. João Carlos de Oliveira; Prof. Valdeir José Farias e Prof. Ernane Antônio Alves Coelho. Pelo suporte e auxílio em questões técnicas relativas a este trabalho.

Aos colegas Fernando Lessa Tofoli; Luiz Carlos Gomes de Freitas e João Américo Vieira Jr. que além da amizade, contribuíram de maneira fundamental para o desenvolvimento deste trabalho.

Aos colegas do laboratório de eletrônica de Potência, pelo incentivo nos momentos difíceis e pela orientação e companheirismo nos momentos de dúvida.

À Universidade Federal de Uberlândia.

À CAPES pela ajuda financeira.

À DEUS.

## RESUMO

Este trabalho consiste no estudo de Novas topologias, Análises, Projeto e Experimentação de Fontes de Alta Freqüência para Lâmpadas Fluorescentes tubulares. Estruturas chaveadas para melhorar a qualidade dos acionamentos de lâmpadas fluorescentes e sua interação frente ao sistema de alimentação, ou seja, do estudo de topologias com Pré-reguladores para a obtenção de fator de potência quase unitário e baixa distorção harmônica respeitando as condições de operação da lâmpada.

Foram implementadas quatro topologias diferentes, reator eletrônico empregando topologia forward, reator eletrônico empregando topologia forward quadrático, reator eletrônico empregando nova topologia meia ponte para proporcionar menores perdas por chaveamento e reator eletrônico empregando topologia boost com uma única chave de processamento de potência.

Todas as estruturas foram analisadas teoricamente, simuladas e implementadas em laboratório e os resultados obtidos foram satisfatórios.

## **ABSTRACT**

This work consists of a study of New Topologies, Analyses, Design and Experimentation of High-Frequency Power Sources for Fluorescents Lamps. These structures are designed to get high power factor, low THD and long lamp lifetime.

It were implemented four topologies, A High Power Factor Electronic Ballast Employing a Forward Topology, A High Power Factor Electronic Ballast Employing a Quadratic Forward Topology, A High Power Factor Electronic Ballast Employing a Boost Half Bridge Topology and An Improved High Power Factor Electronic Ballast with a Single Switch.

All structures were analyzed, simulated and implemented in laboratory and the obtained results were satisfactory.

## SUMÁRIO

<u>LISTA DE FIGURAS</u>	<u>XIX</u>
-------------------------	------------

<u>LISTA DE TABELAS</u>	<u>XXV</u>
-------------------------	------------

<u>LISTA DE ABREVIATURAS E SÍMBOLOS</u>	<u>XXVI</u>
-----------------------------------------	-------------

<u>INTRODUÇÃO GERAL</u>	<u>1</u>
-------------------------	----------

<u>CAPÍTULO 1 CARACTERÍSTICAS OPERACIONAIS E CONSTRUTIVAS DAS LÂMPADAS</u>	<u>3</u>
--------------------------------------------------------------------------------	----------

1.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS _____	3
------------------------------------	---

1.2 - LÂMPADAS DE DESCARGA _____	5
----------------------------------	---

1.2.1 - LÂMPADAS FLUORESCENTES _____	6
--------------------------------------	---

1.2.1.1 - PARTIDA DA LÂMPADA FLUORESCENTE _____	9
-------------------------------------------------	---

1.2.1.2 - LÂMPADA FLUORESCENTE DE PARTIDA RÁPIDA _____	11
--------------------------------------------------------	----

1.2.1.3 - REATOR ELETRÔNICO PARA A LÂMPADA FLUORESCENTE _____	13
---------------------------------------------------------------	----

1.2.2 - LÂMPADA DE DESCARGA – LUZ MISTA _____	13
-----------------------------------------------	----

1.2.3 - LÂMPADAS DE DESCARGA A VAPOR DE MERCÚRIO _____	14
--------------------------------------------------------	----

1.2.4 - LÂMPADA DE VAPOR DE SÓDIO _____	16
-----------------------------------------	----

1.2.5 - LÂMPADA DE MULTIVAPORES METÁLICOS	16
1.3 - LÂMPADAS INCANDESCENTES	17
1.3.1 - O BULBO	17
1.3.2 - LÂMPADA HALOGÊNICA	19
1.4 - CONSIDERAÇÕES FINAIS	19

## CAPÍTULO 2 CARACTERÍSTICAS OPERACIONAIS E CONSTRUTIVAS DOS REATORES ELETRÔNICOS 21

2.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS	21
2.2 - PARTES CONSTITUINTES DE UM REATOR ELETRÔNICO	22
2.3 - ESTÁGIO DE CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA	22
2.3.1 - ESTÁGIO DE CORREÇÃO DE FATOR DE POTÊNCIA UTILIZANDO O CONVERSOR BOOST	24
2.3.1.1 - CONVERSOR BOOST OPERANDO EM MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA (CCM)	25
2.3.1.2 - BOOST OPERANDO EM MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUA (DCM)	28
2.3.2 - ESTÁGIO DE CORREÇÃO DE FATOR DE POTÊNCIA UTILIZANDO O CONVERSOR BUCK-BOOST	31
2.3.2.1 - CONVERSOR BUCK-BOOST OPERANDO EM MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA (CCM)	31
2.3.2.2 - CONVERSOR BUCK-BOOST OPERANDO EM MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUA (DCM)	32
2.4 - ESTÁGIO INVERSOR	34
2.4.1 - INVERSOR EM PONTE COMPLETA (FULL-BRIDGE)	34

2.4.2 - INVERSOR MEIA-PONTE (HALF-BRIDGE)	35
2.4.2.1 - MODO DE OPERAÇÃO DO CONVERSOR "HALF-BRIDGE"	36
2.5 - INTEGRAÇÃO DO ESTÁGIO DE CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA COM O ESTÁGIO INVERSOR	38
2.6 - ANÁLISE DOS DIFERENTES CIRCUITOS RESSONANTES PARA ESTABILIZAÇÃO E PARTIDA DAS LÂMPADAS FLUORESCENTES.	40
2.6.1 - CIRCUITO DE ESTABILIZAÇÃO SÉRIE RESSONANTE (SR)	41
2.6.2 - CIRCUITO DE ESTABILIZAÇÃO SÉRIE RESSONANTE COM A LÂMPADA EM PARALELO (SRPL).	44
2.6.3 - CIRCUITO DE ESTABILIZAÇÃO PARA CARGA EM SÉRIE PARALELO (LCC)	47
2.6.4 - PROJETO DO CIRCUITO RESSONANTE COM A CARGA EM SÉRIE PARALELO (LCC)	50
2.6.4.1 - PROJETO ATRAVÉS DAS CARACTERÍSTICAS DA LÂMPADA	51
2.6.4.2 - PROJETO UTILIZANDO A RESPOSTA EM FREQUENCIA.	53
2.6.4.3 - COMPARAÇÃO DAS METODOLOGIAS DE PROJETO APRESENTADAS.	58
2.7 - FILTRO DE ENTRADA	59
2.8 - CONSIDERAÇÕES FINAIS	60

### CAPÍTULO 3 REATOR ELETRÔNICO EM MEIA-PONTE INTEGRADO COM ESTÁGIO BOOST

3.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS	61
3.2 - DESCRIÇÃO DO REATOR ELETRÔNICO PROPOSTO	62
3.2.1 - ETAPAS DE OPERAÇÃO	63
3.2.2 - CIRCUITO DE CONTROLE	66

3.2.2.1 - CARACTERÍSTICAS DO IR2153	68
3.2.2.2 - DIAGRAMA DE BLOCOS	69
3.3 - EQUAÇÕES DE PROJETO	69
3.3.1 - CÁLCULO DO CIRCUITO DE ESTABILIZAÇÃO LCC	69
3.3.2 - CÁLCULO DO CONVERSOR BOOST	72
3.3.3 - DIMENSIONAMENTO DOS SEMICONDUTORES	74
3.3.3.1 - DIMENSIONAMENTO DO DIODO D5	74
3.3.3.2 - DIMENSIONAMENTO DO DIODO D6	74
3.3.3.3 - DIMENSIONAMENTO DA CHAVE M1	75
3.3.3.4 - DIMENSIONAMENTO DO DIODO D7	76
3.3.3.5 - CÁLCULO DA CORRENTE NA CHAVE M2	76
3.4 - IMPLEMENTAÇÃO DO REATOR ELETRÔNICO PROPOSTO	77
3.4.1 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	78
3.4.2 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS	79
3.5 - CONSIDERAÇÕES FINAIS	83

**CAPÍTULO 4 UM NOVO REATOR ELETRÔNICO DE ALTO FATOR DE POTÊNCIA COM UMA ÚNICA CHAVE E UM ÚNICO ESTÁGIO DE PROCESSAMENTO DE POTÊNCIA** **84**

4.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS	84
4.2 - CARACTERÍSTICAS DO REATOR ELETRÔNICO PROPOSTO	85
4.2.1 - ETAPAS DE OPERAÇÃO	86
4.3 - EQUAÇÕES DE PROJETO	90

4.3.1 - CÁLCULO DO CONVERSOR BOOST	90
4.3.2 - DIMENSIONAMENTO DOS SEMICONDUTORES	91
4.3.2.1 - DIMENSIONAMENTO DO DIODO D5	91
4.3.2.2 - DIMENSIONAMENTO DO DIODO D7	91
4.3.2.3 - DIMENSIONAMENTO DO DIODO D6	92
4.3.2.4 - DIMENSIONAMENTO DA CHAVE M1	92
4.3.3 - CÁLCULO DOS INDUTORES ACOPLADOS L1 E L2	93
4.4 - IMPLEMENTAÇÃO DO REATOR ELETRÔNICO PROPOSTO	95
4.5 - CONSIDERAÇÕES FINAIS	98

## **CAPÍTULO 5 REATOR ELETRÔNICO COM CONVERSOR FORWARD**

### **OPERANDO EM MODO DESCONTÍNUO PARA A CORREÇÃO DO FATOR DE**

### **POTÊNCIA** **100**

5.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS	100
5.2 - CARACTERÍSTICAS DO REATOR ELETRÔNICO PROPOSTO	101
5.2.1 - ETAPAS DE OPERAÇÃO	105
5.2.2 - INVERSOR MEIA-PONTE IR51H420	108
5.3 - EQUAÇÕES DE PROJETO	111
5.3.1 - CÁLCULO DO CONVERSOR FORWARD	112
5.3.2 - DIMENSIONAMENTO DOS SEMICONDUTORES	113
5.3.2.1 - CÁLCULO DA CHAVE Q1	113
5.3.2.2 - CÁLCULO DO DIODO D1	113
5.3.2.3 - CÁLCULO DO DIODO D2	114

5.3.2.4 - CÁLCULO DO DIODO D3	114
5.3.3 - CÁLCULO DO TRANSFORMADOR	114
5.4 - IMPLEMENTAÇÃO DO REATOR ELETRÔNICO PROPOSTO	115
5.5 - CONSIDERAÇÕES FINAIS	121
<b><u>CAPÍTULO 6 REATOR ELETRÔNICO COM CONVERSOR FORWARD</u></b>	
<b><u>QUADRÁTICO OPERANDO EM MODO DESCONTÍNUO PARA A CORREÇÃO DO</u></b>	
<b><u>FATOR DE POTÊNCIA</u></b>	<b>123</b>
6.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS	123
6.2 - CARACTERÍSTICAS DO REATOR ELETRÔNICO PROPOSTO	124
6.2.1 - ETAPAS DE OPERAÇÃO	127
6.3 - EQUAÇÕES DE PROJETO	130
6.3.1 - CÁLCULO DO CONVERSOR FORWARD QUADRÁTICO	131
6.4 - IMPLEMENTAÇÃO DO REATOR ELETRÔNICO PROPOSTO	132
6.5 - CONSIDERAÇÕES FINAIS	136
<b><u>CONCLUSÃO GERAL</u></b>	<b>137</b>
<b><u>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS</u></b>	<b>140</b>
<b><u>APÊNDICE A EQUACIONAMENTO DO CAPÍTULO 2</u></b>	<b>145</b>
A.1 - CÁLCULO DO INDUTOR DE BOOST	145

A.2 - CÁLCULO DA TENSÃO NO CAPACITOR C1 _____	146
A.3 - CÁLCULO DO CAPACITOR C1 _____	147
A.4 - CÁLCULO DA RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DO CIRCUITO SÉRIE RESSONANTE (SR) __	148
A.5 - CÁLCULO DA IMPEDÂNCIA DO CIRCUITO SÉRIE RESSONANTE _____	149
A.6 - CÁLCULO DA RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DO CIRCUITO DE ESTABILIZAÇÃO SÉRIE RESSONANTE COM A LÂMPADA EM PARALELO (SRPL) _____	150
A.7 - CÁLCULO DA IMPEDÂNCIA DO CIRCUITO SÉRIE RESSONANTE COM A LÂMPADA EM PARALELO (SRPL) _____	151
A.8 - CÁLCULO DA RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DO CIRCUITO DE ESTABILIZAÇÃO PARA A CARGA EM SÉRIE PARALELO _____	153
A.9 - IMPEDÂNCIA DO CIRCUITO RESSONANTE PARA A CARGA EM SÉRIE PARALELO (LCC) _____	156
<b><u>APÊNDICE B EQUACIONAMENTO DO CAPÍTULO 3</u></b>	<b>158</b>
B.1 - DIMENSIONAMENTO DO DIODO D5 _____	158
B.2 - CÁLCULO DA CORRENTE NO CIRCUITO DE ESTABILIZAÇÃO LCC _____	160
B.3 - DIMENSIONAMENTO DO DIODO D6 _____	163
B.4 - DIMENSIONAMENTO DA CHAVE M1 _____	167
B.5 - DIMENSIONAMENTO DO DIODO D7 _____	170
<b><u>APÊNDICE C EQUACIONAMENTO DO CAPÍTULO 4</u></b>	<b>176</b>
C.1 - DIMENSIONAMENTO DO DIODO D5 _____	176
C.2 - CÁLCULO DA CORRENTE NO DIODO D7 _____	176

C.2.1 - CÁLCULO DA CORRENTE NO DIODO D7 PARA A CHAVE M1 CONDUZINDO	176
C.2.2 - CÁLCULO DA CORRENTE NO DIODO D7 COM A CHAVE M1 ABERTA	177
C.3 - CÁLCULO DA CORRENTE NO DIODO D6	179
C.4 - CÁLCULO DA CORRENTE NA CHAVE M1	181
C.5 - DIMENSIONAMENTO DOS INDUTORES ACOPLADOS L1 E L2	183
<b><u>APÊNDICE D EQUACIONAMENTO DO CAPÍTULO 5</u></b>	<b>184</b>
D.1 - CÁLCULO DO VALOR MÉDIO DA CORRENTE DE ENTRADA	184
D.2 - CÁLCULO DO VALOR MÉDIO DA TENSÃO DE ENTRADA	184
D.3 - CÁLCULO DO ÂNGULO DE CONDUÇÃO $\theta$	185
D.4 - VALOR DE PICO DA CORRENTE DE ENTRADA EM FUNÇÃO DA TENSÃO DE ENTRADA	186
D.5 - VALOR MÉDIO DA CORRENTE DE ENTRADA PARA ALTA FREQUÊNCIA EM FUNÇÃO DE $V_{in}(t)$ .	186
D.6 - VALOR EFICAZ DA CORRENTE DE ENTRADA	187
D.7 - IMPEDÂNCIA EQUIVALENTE DE ENTRADA	188
D.8 - CÁLCULO DA POTÊNCIA DE ENTRADA	188
D.9 - CÁLCULO DA CORRENTE DE SAÍDA	189
D.10 - CÁLCULO DA CORRENTE MÉDIA DE SAÍDA	189
D.11 - CÁLCULO DA INDUTÂNCIA $L_L$	191
D.12 - CÁLCULO DA CORRENTE DE MAGNETIZAÇÃO	191
D.13 - PROJETO DO TRANSFORMADOR	191
D.14 - DIMENSIONAMENTO DOS SEMICONDUTORES	192

<b>E.1 - VALOR MÉDIO DA TENSÃO DE ENTRADA</b>	<b>195</b>
<b>E.2 - VALOR DE PICO DA CORRENTE DE ENTRADA EM FUNÇÃO DA TENSÃO DE ENTRADA</b>	<b>195</b>
<b>E.3 - VALOR MÉDIO DA CORRENTE DE ENTRADA PARA ALTA FREQUÊNCIA EM FUNÇÃO DE</b> <b><math>V_{in}(t)</math></b>	<b>196</b>
<b>E.4 - VALOR EFICAZ DA CORRENTE DE ENTRADA</b>	<b>196</b>
<b>E.5 - IMPEDÂNCIA EQUIVALENTE DE ENTRADA</b>	<b>197</b>
<b>E.6 - A CORRENTE INSTANTÂNEA DE SAÍDA PARA BAIXA FREQUÊNCIA PODE SER EXPRESSA</b> <b>COMO:</b>	<b>197</b>
<b>E.7 - CORRENTE MÉDIA DE SAÍDA</b>	<b>198</b>
<b>E.8 - CÁLCULO DA INDUTÂNCIA <math>L_L</math></b>	<b>198</b>
<b>E.9 - CÁLCULO DA CORRENTE DE MAGNETIZAÇÃO</b>	<b>198</b>
<b>E.10 - PROJETO DO TRANSFORMADOR</b>	<b>199</b>

## LISTA DE FIGURAS

Fig. 1.1 – Modelo atômico. _____	4
Fig. 1.2 – Detalhe da Lâmpada Fluorescente. _____	6
Fig. 1.3 – A física da Lâmpada fluorescente. _____	7
Fig. 1.4 – Modelo de partida da lâmpada fluorescente. _____	9
Fig. 1.5 Funcionamento do Starter. _____	10
Fig. 1.6 – Funcionamento da Lâmpada Fluorescente. _____	12
Fig. 1.7 – Partes componentes de uma lâmpada de luz mista. _____	14
Fig. 1.8 – Elementos básicos de uma lâmpada de vapor de mercúrio. _____	15
Fig. 1.9 – Lâmpada de vapor de sódio de baixa pressão. _____	16
Fig. 1.10 – Partes componentes de uma lâmpada incandescente comum. _____	18
Fig. 1.11 – Lâmpada halogênica de tungstênio. _____	19
Fig. 2.1– Representação de um circuito retificador e suas formas de ondas. _____	24
Fig. 2.2– Configuração básica do conversor Boost. _____	25
Fig. 2.3– Circuito de controle para um conversor Boost operando em modo contínuo. ____	26
Fig. 2.4– Forma de onda da corrente utilizando controle pela corrente de pico. _____	27
Fig. 2.5– Forma de onda da corrente utilizando controle com modulação por histerese. ____	27
Fig. 2.6– Formas de ondas utilizando a modulação por largura de pulso. _____	28
Fig. 2.7– Formas de ondas da corrente num conversor Boost operando em DCM. _____	29
Fig. 2.8– Circuito de controle para um conversor Boost operando em DCM. _____	30
Fig. 2.9– Configuração básica do conversor Buck-Boost. _____	31
Fig. 2.10– Circuito de controle para um conversor Buck-Boost operando em CCM. _____	32

Fig. 2.11– Circuito de controle para um conversor Buck-Boost operando em DCM.	33
Fig. 2.12– Forma de onda da corrente no indutor de Buck-Boost.	33
Fig. 2.13– Inversor "Full-Bridge".	35
Fig. 2.14– Conversor "Half-Bridge".	36
Fig. 2.15– Etapas de operação do conversor "Half-Bridge".	37
Fig. 2.16– Tensão e corrente no circuito ressonante.	38
Fig. 2.17- Reator eletrônico integrado.	39
Fig. 2.18- Circuito série ressonante.	42
Fig. 2.19– Ganho estático do circuito série ressonante.	43
Fig. 2.20– Impedância do circuito série ressonante pela relação entre frequências para um capacitor de 100nF e um indutor de 1,5mH.	44
Fig. 2.21- Circuito série ressonante com a lâmpada em paralelo.	45
Fig. 2.22– Ganho estático do circuito SRPL.	45
Fig. 2.23– Impedância do circuito SRPL pela relação entre frequências.	47
Fig. 2.24– Circuito de estabilização LCC.	48
Fig. 2.25– Ganho do circuito LCC para $C_p/C_s=1$ .	49
Fig. 2.26– Ganho do circuito LCC para $C_p/C_s=0,094$ .	50
Fig. 2.27- Ganho de tensão pela relação entre as frequências $u=\omega s/\omega o$ para $C_p/C_s=0,094$ .	57
Fig. 3.1– Reator eletrônico proposto.	62
Fig. 3.2– Primeira etapa de operação.	63
Fig. 3.3– Segunda etapa de operação.	64
Fig. 3.4– Terceira etapa de operação.	64
Fig. 3.5 – Quarta etapa de operação.	65

Fig. 3.6– Quinta etapa de operação. _____	65
Fig. 3.7 – Formas de onda de tensões e correntes do conversor proposto. _____	66
Fig. 3.8– Conversor Boost Meia-Ponte integrado acionado pelo circuito integrado IR2153. _____	67
Fig. 3.9- Diagrama de blocos do circuito integrado IR2153. _____	69
Fig. 3.10 – Ganho de tensão pela relação entre as frequências $u=\omega_s/\omega_o$ para $C_p/C_s=0,094$ . _____	72
Fig. 3.11 – TENSÃO E CORRENTE DE ENTRADA. _____	78
Fig. 3.12 – a) Tensão e corrente no filtro LCC; b) Tensão e corrente na Lâmpada. _____	78
fig. 3.13 –a ) TENSÃO E CORRENTE NA CHAVE M1; B) TENSÃO E CORRENTE NA CHAVE M2. _____	78
fig. 3.14 – A) CORRENTES NOS CAPACITORES C1 E C2; B) CORRENTE NO INDUTOR DE BOOST. _____	79
Fig. 3.15 – Tensão e corrente na entrada do reator eletrônico proposto. _____	79
Fig. 3.16 – Componentes harmônicas presentes na corrente de entrada do reator eletrônico proposto. _____	80
Fig. 3.17 – Tensão e corrente na chave M1. _____	80
Fig. 3.18 – Tensão e corrente na chave M2. _____	81
Fig. 3.19 –Tensão na chave $M_1$ e Corrente no indutor de Boost. _____	81
Fig. 3.20 – Tensão e corrente na lâmpada. _____	82
Fig. 3.21 – Tensão de batimento sobre a lâmpada. _____	82
Fig. 4.1 – Reator eletrônico com uma única chave e um único estágio de processamento de potência. _____	86
Fig. 4.2 – a ) Primeira etapa de operação; b) $V_{in}$ é aplicada sobre o indutor $L_{Boost}$ ; c) $V_{C2}$ é aplicado sobre o indutor $L_1$ ; d) $V_{C1}$ é aplicado sobre o indutor $L_2$ e o circuito serie-paralelo ressonante no sentido positivo. _____	87

Fig. 4.3 – a) Segunda etapa de operação; b) Carga do capacitor $C_1$ ; c) Carga do capacitor $C_2$ e inversão da tensão no circuito série-paralelo ressonante.	88
Fig. 4.4 – Terceira etapa de operação.	89
Fig. 4.5 – Formas de onda de tensão e corrente.	89
Fig. 4.6 – Diagrama do fluxo de potência reativa no circuito inversor.	93
Fig. 4.7 – Forma de onda da corrente no circuito de estabilização e nos indutores $L_1$ e $L_2$ quando operando acoplados magneticamente.	94
Fig. 4.8– Tensão e corrente na entrada do reator eletrônico proposto.	96
Fig. 4.9 – Componentes harmônicas presentes na corrente de entrada do reator eletrônico proposto.	96
Fig. 4.10 – Tensão no indutor $L_2$ , tensão sobre o ramo LCC.	97
Fig. 4.11 – Tensão e corrente na chave $M_1$ .	97
Fig. 4.12 – Tensão e corrente na lâmpada.	98
Fig. 5.1 – a) Reator eletrônico empregando conversor forward como estágio corretor de fator de potência trabalhando em modo descontínuo.	101
Fig. 5.2 – Formas de onda de entrada do reator proposto: a) Alta frequência e b) Baixa frequência (filtrada).	102
Fig. 5.3 – Circuito equivalente do semiestagio Forward corretor de fator de potência.	104
Fig. 5.4 – Inversor ressonante simplificado como fonte de tensão.	105
Fig. 5.5 – Primeiro estágio de operação.	106
Fig. 5.6 – Segundo estágio de operação.	106
Fig. 5.7 – Terceiro estágio de operação.	107
Fig. 5.8 – Quarto estágio de operação.	107

Fig. 5.9 – Formas de onda teóricas. _____	108
Fig. 5.10 – Conversor Boost Meia-Ponte integrado acionado pelo circuito integrado IR51H420. _____	109
Fig. 5.11 – Diagrama de blocos do circuito integrado IR51H420. _____	110
Fig. 5.12 – Descrição dos pinos do IR51H420. _____	111
Fig. 5.13 Diagrama de tempo de entrada e saída. _____	111
Fig. 5.14–Corrente na entrada do reator eletrônico proposto. _____	117
Fig. 5.15 – Corrente na lâmpada. _____	118
Fig. 5.16 – Corrente na Chave Q1. _____	118
Fig. 5.17 – Tensão sobre a Chave Q1. _____	119
Fig. 5.18 – Corrente no indutor de filtro de saída $I_{L_c}$ _____	119
Fig. 5.19 – Corrente no ramo LCC. _____	120
Fig. 5.20 – Batimento da tensão de partida sobre a lâmpada. _____	120
Fig. 5.21 – Componentes harmônicas presentes na corrente de entrada do reator eletrônico proposto. _____	121
Fig. 6.1 – Reator eletrônico empregando conversor Forward Quadrático como estágio corretor de fator de potência trabalhando em modo descontinuo. _____	124
Fig. 6.2 – Circuito equivalente do semiestágio Forward quadrático corretor de fator de potência. _____	126
Fig. 6.3 – Inversor ressonante simplificado como fonte de tensão. _____	127
Fig. 6.4 – Primeiro estágio de operação. _____	128
Fig. 6.5 – Segundo estágio de operação. _____	128
Fig. 6.6 – Terceiro estágio de operação. _____	129

Fig. 6.7 – Quarto estágio de operação. _____	129
Fig. 6.8– Formas de onda teóricas. _____	130
Fig. 6.9 – Tensão e corrente na entrada do reator eletrônico proposto. _____	133
Fig. 6.10 – Corrente e tensão na lâmpada. _____	133
Fig. 6.11 – a) Tensão sobre a chave Q1; b) Corrente na Chave Q1. _____	134
Fig. 6.12 – Corrente no indutor de filtro $I_{L_t}$ _____	134
Fig. 6.13 – a) Tensão sobre o capacitor Cc; b) Tensão sobre o capacitor Cf _____	135
Fig. 6.14 – Componentes harmônicas presentes na corrente de entrada do reator eletrônico proposto. _____	135
Fig. 1 – Conversor Forward Quadrático com chave integrada operando em DCM. _____	139
Fig. B.1 – Forma de onda da corrente no diodo D5. _____	158
Fig. B.2 – Forma de onda da corrente no indutor $I_{L_S}$ . _____	160
Fig. B.3 – Reta idealizada da corrente $I_{L_S}$ no trecho $t_0-t_{A1}$ . _____	165

## LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 – Valores de projeto do circuito LCC. _____	58
Tabela 3.1 – Parâmetros de projeto do reator eletrônico. _____	77
Tabela 3.2 – Resultados obtidos experimentalmente. _____	83
Tabela 4.1 – Parâmetros de projeto do reator eletrônico. _____	95
Tabela 4.2 – Resultados obtidos experimentalmente. _____	98
Tabela 5.1 – Parâmetros de projeto do reator eletrônico. _____	116
Tabela 5.2 – Resultados Experimentais _____	117
Tabela 6.1 – Parâmetros de projeto do reator eletrônico. _____	132

## LISTA DE ABREVIATURAS E SÍMBOLOS

$C$  = Capacitor do barramento DC [F].

$C_{eq}$  = Capacitância equivalente do circuito  $L_{CC}$  [F].

$C_F$  = Capacitor do filtro de entrada do reator eletrônico [F].

$C_p$  = Capacitância paralela do circuito ressonante [F].

$C_s$  = Capacitor série do circuito ressonante [F].

$D$  = Razão cíclica.

$f$  = Frequência de operação do IR2153 [Hz].

$f_{corte}$  = frequência de corte do filtro de entrada do reator eletrônico [Hz].

$f_L$  = frequência da rede de alimentação [Hz].

$f_{op}$  = Frequência natural do circuito ressonante antes da partida da lâmpada [Hz].

$f_{OR}$  = Frequência natural do circuito ressonante após a partida da lâmpada [Hz].

$f_s$  = frequência de chaveamento [Hz].

$G$  = Resposta em frequência do circuito ressonante [W].

$I_{AMed}$  = Valor médio da corrente de entrada durante a condução da chave [A].

$I_{BMed}$  = Valor médio da corrente de entrada durante a descarga do indutor de boost [A].

$I_{Boost}$  = Corrente no indutor de boost [A].

$I_{Boost(EF)}$  = valor eficaz da corrente que circula no indutor de boost [A].

$I_{BoostMed}$  = valor médio da corrente que circula no indutor de boost [A].

$I_{BoostMed}(t)$  = Corrente media (p/ 60 hz) do indutor de boost variando com o tempo (p/ 50 kHz) [A].

$I_{Boost(t2-t3)med}$  = valor médio da corrente que circula no indutor de boost no intervalo (t2-t3) [A].

$I_{Boost(t2-t3)pk}$  = valor de pico da corrente que circula no indutor de boost no intervalo (t2-t3) [A].

$I_{Boost(t0,t1)}$  = corrente que circula no indutor de boost no intervalo (t0-t1) [A].

$I_{C1(t0,t1)}$  = corrente que circula no capacitor C1 no intervalo (t0-t1) [A].

$I_{C2(t0,t1)}$  = corrente que circula no capacitor C2 no intervalo (t0-t1) [A].

$I_{C1(t0,t1)(EF)}$  = valor eficaz da corrente que circula no capacitor C1 no intervalo (t0-t1) [A].

$I_{C1(t0,t1)pk}$  = valor de pico da corrente que circula no capacitor C1 no intervalo (t0-t1) [A].

$I_{C1(t0,t1)Med}$  = valor médio da corrente que circula no capacitor C1 no intervalo (t0-t1) [A].

$I_{C2(t0,t1)(EF)}$  = valor eficaz da corrente que circula no capacitor C2 no intervalo (t0-t1) [A].

$I_{C2(t0,t1)pk}$  = valor de pico da corrente que circula no capacitor C2 no intervalo (t0-t1) [A].

$I_{C2(t0,t1)Med}$  = valor médio da corrente que circula no capacitor C2 no intervalo (t0-t1) [A].

$I_{C1}$  = Corrente no capacitor C1 [A].

$I_{C2}$  = Corrente no capacitor C2 [A].

$I_{D1Med}$  = Corrente média no diodo D1 [A].

$I_{D1pk}$  = Corrente de pico no diodo D1 [A].

$I_{D1(EF)}$  = Corrente eficaz no diodo D1 [A].

$I_{D2Med}$  = Corrente média no diodo D2 [A].

$I_{D2pk}$  = Corrente de pico no diodo D2 [A].

$I_{D2(EF)}$  = Corrente eficaz no diodo D2 [A].

$I_{D3Med}$  = Corrente média no diodo D3 [A].

$I_{D3pk}$  = Corrente de pico no diodo D3 [A].

$I_{D3(EF)}$  = Corrente eficaz no diodo D3 [A].

$I_{D5Med}$  = Corrente média no diodo D5 [A].

$I_{D5pk}$  = Corrente de pico no diodo D5 [A].

$I_{D5(EF)}$  = Corrente eficaz no diodo D5 [A].

$I_{D6Med}$  = Corrente média no diodo D6 [A].

$I_{D6pk}$  = Corrente de pico no diodo D6 [A].

$I_{D6(EF)}$  = Corrente eficaz no diodo D6 [A].

$I_{D7Med}$  = Corrente média no diodo D7 [A].

$I_{D7pk}$  = Corrente de pico no diodo D7 [A].

$I_{D7(EF)}$  = Corrente eficaz no diodo D7 [A].

$I_{D7MedChF}$  = corrente média no diodo D7 durante a condução da chave [A].

$I_{D7(EF)ChF}$  = corrente eficaz no diodo D7 durante a condução da chave [A].

$I_{D7MedChA}$  = corrente média no diodo D7 durante o bloqueio da chave [A].

$I_{D7(EF)ChA}$  = corrente eficaz no diodo D7 durante o bloqueio da chave [A].

$I_{in}$  = Corrente de entrada do conversor [A].

$i_{inMed}(t)$  = Corrente de entrada média (p/ 50 Khz) em função da tensão e entrada (p/ 60 hz) [A].

$I_{in}(t)$  = corrente de entrada do conversor forward em função da tensão de entrada [A].

$I_{inMed}(t)$  = corrente de entrada média do conversor forward em função da tensão de entrada [A].

$I_{inMed}$  = corrente média de entrada do conversor [A].

$I_{inpk}$  = valor de pico da corrente de entrada do conversor [A].

$I_{in(EF)}(t)$  = corrente de entrada eficaz do conversor forward em função da tensão de entrada [A].

$I_{in(EF)}$  = Valor da corrente de entrada eficaz [A].

$I_{LS}$  = Valor de pico da corrente no indutor do circuito ressonante [A].

$I_L$  = Corrente que circula no ramo LCC [A].

$I_{LBoost}$  = Corrente no indutor de boost [A].

$I_{L1}$  = Corrente no indutor L1 [A].

$I_{L2}$  = Corrente no indutor L2 [A].

$I_{Lr}$  = Corrente no ramo LCC [A].

$I_{LL}$  = Corrente no indutor de filtro de saída do forward [A].

$I_{LsMed(A1)}$  = corrente média no indutor Ls em função da área A1 [A].

$I_{Ls(EF)(A1)}$  = corrente eficaz no indutor Ls em função da área A1 [A].

$I_{LsMed(A2)}$  = corrente média no indutor Ls em função da área A2 [A].

$I_{Ls(EF)(A2)}$  = corrente eficaz no indutor Ls em função da área A2 [A].

$I_{LS(min)}$  = máximo negativo da corrente no filtro LCC [A].

$I_{LS(max)}$  = máximo positivo da corrente no filtro LCC [A].

$I_{LS(t2-t3)}(t)$  = Corrente no filtro LCC durante o intervalo (t2-t3) [A].

$I_{LS(t2-t3)Med}$  = valor médio da corrente no filtro LCC durante o intervalo (t2-t3) [A].

$I_{LS(t2-t3)pk}$  = valor de pico da corrente no filtro LCC durante o intervalo (t2-t3) [A].

$I_{L2Med(t1,t4)}$  = corrente média no indutor L2 durante o intervalo (t1-t4) [A].

$I_{L2(EF)(t1,t4)}$  = corrente eficaz no indutor L2 durante o intervalo (t1-t4) [A].

$I_{M1}$  = Corrente na chave M1 [A].

$I_{M1Med}$  = Corrente média na Chave M1 [A].

$I_{M1pk}$  = Corrente de pico na Chave M1 [A].

$I_{M1(EF)}$  = Corrente eficaz na Chave M1 [A].

$I_{M2}$  = Corrente na chave M2 [A].

$I_{M2Med}$  = Corrente média na Chave M2 [A].

$I_{M2pk}$  = Corrente de pico na Chave M2 [A].

$I_{M2(EF)}$  = Corrente eficaz na Chave M2 [A].

$I_{N1}$  = Corrente de no enrolamento N1 do trafo do forward [A].

$I_{N2}$  = Corrente de no enrolamento N2 do trafo do forward [A].

$I_{N3}$  = Corrente de no enrolamento N3 do trafo do forward [A].

$I_0$  = corrente eficaz na lâmpada [A].

$I_{Q1Med}$  = Corrente média na Chave Q1 [A].

$I_{Q1pk}$  = Corrente de pico na Chave Q1 [A].

$I_{Q1(EF)}$  = Corrente eficaz na Chave Q1 [A].

$i_{S0}(t)$  = Corrente instantânea de saída do conversor forward [A].

$i_{S0Med}$  = Corrente média de saída do conversor forward [A].

$L$  = Indutor.

$L_1 = L_2$  = Indutores acoplados responsáveis pela inversão de tensão sobre o ramo LCC [H].

$L_1$  = Indutância do enrolamento N1 do transformador [H].

$L_2$  = Indutância do enrolamento N2 do transformador [H].

$L_3$  = Indutância do enrolamento N3 do transformador [H].

$L_{BB}$  = Indutor de Buck-Boost [H].

$L_{Boost}$  = Indutor do conversor Boost [H].

$L_F$  = Indutor do filtro de entrada do reator eletrônico [H].

$L_L$  = Indutor de filtro de saída do conversor [H].

$L_S$  = Indutor do circuito ressonante [H].

$M$  = Transistor MosFet.

$n$  = Relação entre a tensão de secundário e primário.

$P_A$  = Energia armazenada no indutor de boost no período em que a chave esta conduzindo [W].

$P_B$  = Energia transferida à saída durante o período em que o indutor de boost é descarregado [W].

$P_{in}$  = Potência de entrada do conversor [W].

$P_{in}(t)$  = Potência instantânea de entrada [W].

$P_{out}$  = Potência de saída do conversor [W].

$P_0$  = Potência na lâmpada [W].

$P_s(t)$  = Potência instantânea de saída [W].

$Q_S$  = Fator de qualidade do circuito ressonante.

$R$  = Resistência equivalente da lâmpada [ $\Omega$ ].

$R_S$  = Impedância equivalente de entrada referida ao lado primário do transformador [ $\Omega$ ].

$r_s$  = Impedância equivalente de entrada referida ao lado secundário do transformador [ $\Omega$ ].

$R_{SQ}$  = Impedância equivalente de entrada referida ao lado primário do transformador [ $\Omega$ ].

$r_{SQ}$  = Impedância equivalente de entrada referida ao lado secundário do transformador [ $\Omega$ ].

$S$  = Interruptor controlado.

$T_0$  = período de descarga do indutor de Boost [s].

$T_1$  = período em que a chave conduz [s].

$T_{A1}$  = instante em que a corrente no indutor  $L_s$  passa por zero [s].

$T_L$  = Período da frequência da rede de alimentação [s].

$u$  = relação entre a frequência de chaveamento e a frequência natural do circuito ressonante.

$V_C$  = Tensão média no capacitor do barramento DC [V].

$V_{C1}$  = Tensão no capacitor  $C_1$  [V].

$V_{Ceqpk}$  = Tensão de pico que o capacitor equivalente do circuito  $L_{CC}$  deve suportar [V].

$V_{CL}$  = Tensão sobre o capacitor de saída do forward, tensão no barramento [V].

$V_i$  = Tensão eficaz de entrada do circuito ressonante [V].

$V_{ig}$  = Tensão de ignição da lâmpada [V].

$V_{in}$  = Tensão eficaz de entrada do conversor [V].

$V_{inpk}$  = Valor de pico da tensão de entrada do conversor [V].

$V_{in}(t)$  = Tensão de entrada senoidal em função da frequência de 60 hz [V].

$V_{inMed}$  = Valor médio da tensão de entrada [V].

$V_0$  = Tensão eficaz na lâmpada [V].

$V_{OSC}$  = Valor da componente fundamental da tensão de entrada do circuito ressonante [V].

$V_Q$  = Tensão retangular aplicada sobre o circuito ressonante [V].

$\omega_L$  = frequência da rede de alimentação [rad].

$\omega_0$  = Frequência natural [rad/s].

$\omega_S$  = Frequência de chaveamento [rad/s].

$Z_{LCC}$  = Impedância do circuito ressonante com a carga em série paralelo [ $\Omega$ ].

$Z_{SR}$  = Impedância do circuito série ressonante [ $\Omega$ ].

$Z_{SRPL}$  = Impedância do circuito série ressonante com a lâmpada em paralelo [ $\Omega$ ].

$\phi$  = ângulo de impedância do circuito de estabilização LCC [rad].

$\delta$  = Metade do intervalo em que a corrente de entrada não esta conduzindo [rad].

$\Delta_{VC}$  = "ripple" de tensão no capacitor do barramento DC [V].

$\eta$  = Rendimento do conversor.

$\theta$  = Angulo de condução da corrente de entrada [rad].

## INTRODUÇÃO GERAL

O consumo de energia elétrica vem aumentando sistematicamente de forma direta e indireta. O aumento geométrico do consumo de energia elétrica é extremamente preocupante e deve ser acompanhado de uma política de racionalização do uso desta energia de ampla magnitude.

O aumento direto do consumo de energia elétrica por parte dos consumidores residenciais está relacionado à crescente quantidade de equipamentos elétricos dentro das casas. O crescimento indireto do consumo de energia se deve à maior industrialização, pois cada vez mais se consomem produtos que utilizaram energia no seu processo de produção.

Nesse contexto, as lâmpadas se apresentam como uma das cargas mais expressivas para consumidores residenciais. Um aumento da eficiência dessas cargas representa grande economia de energia para o sistema.

Nos últimos anos o preço do kW/h tem crescido expressivamente, pressionando os consumidores de energia elétrica a utilizarem lâmpadas mais eficientes. Isto tem gerado um aumento na utilização das lâmpadas fluorescentes devido a sua maior eficiência luminosa e maior vida útil, se comparada às lâmpadas incandescentes. Entretanto, essas lâmpadas apresentam um maior custo de produção.

A minimização dos custos de produção dessas lâmpadas é o objetivo das indústrias. Contudo, sem levar em conta os fatores da qualidade da energia, apenas visando manter seu produto competitivo no mercado.

A utilização de lâmpadas mais eficientes tem provocado uma racionalização da energia elétrica consumida. Contudo, essa melhoria não é fruto de uma consciência da importância da racionalização do consumo de energia, mas sim, de uma análise de custo/benefício.

Como não há consciência da importância da racionalização e da qualidade da energia, tem-se buscado lâmpadas de alta eficiência, e que apresentam menor custo, sendo essas normalmente as lâmpadas com pior fator de qualidade para o sistema de energia elétrica. A não regulamentação, através de normas adequadas para pequenas cargas, tem feito com que as indústrias produzam lâmpadas com péssimo fator de qualidade, ou seja, alta distorção harmônica e baixo fator de potência.

A melhoria no fator de qualidade dessas cargas implicaria na diminuição das perdas no sistema e conseqüentemente na redução dos investimentos das concessionárias. Essa economia das concessionárias poderia ser repassada para os consumidores gerando assim uma redução no preço do kW/h.

Dentro dessa realidade, desenvolveu-se este trabalho visando apresentar novas topologias de reatores eletrônicos para lâmpadas fluorescentes tubulares, que apresentem alto fator de qualidade e se possível com menores custos de produção.

## CAPÍTULO 1

### CARACTERÍSTICAS OPERACIONAIS E CONSTRUTIVAS DAS LÂMPADAS

#### 1.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Encontra-se lâmpadas fluorescentes em todos os lugares, em escritórios, lojas, armazéns, até mesmo em nossas residências. Embora elas estejam ao redor de nós, estes dispositivos são um mistério total à maioria das pessoas.

Para entender as lâmpadas fluorescentes primeiramente é necessário conhecer um pouco sobre a luz. Luz é uma forma de energia que pode ser liberada pelo átomo. Esta é composta de diversas partículas iguais, pequenos pacotes, que têm energia e momento, porém, nenhuma massa. Estas partículas, chamadas fótons de luz, são as unidades mais básicas de luz.

Átomos liberam fótons de luz quando seus elétrons são excitados. Elétrons são as partículas negativamente carregadas que se movimentam em torno do núcleo do átomo (que tem carga positiva). Os elétrons de um átomo têm níveis diferentes de energia, isso depende de diversos fatores, incluindo a sua velocidade e distância do núcleo. Elétrons de níveis de energia diferentes ocupam orbitais diferentes. Em geral, elétrons com maior energia movem-se para órbitas mais distantes do núcleo.

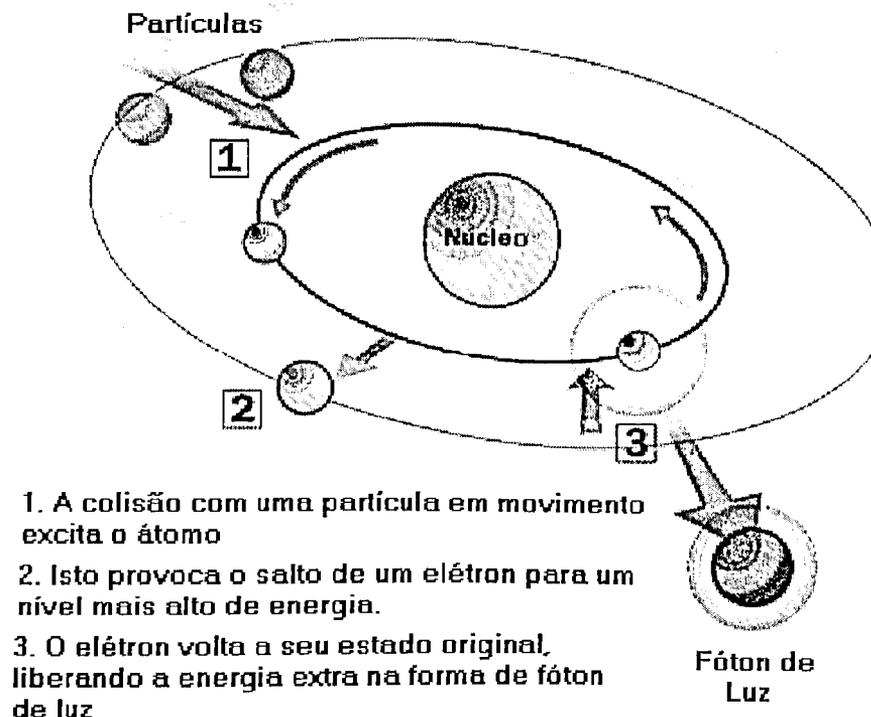


Fig. 1.1 – Modelo atômico.

Quando um átomo ganha ou perde energia, a mudança é expressa pelo movimento de elétrons. Quando o átomo recebe energia; calor, por exemplo, um elétron pode ser impulsionado temporariamente para uma órbita mais alta (mais distante do núcleo). O elétron só ocupa esta posição por uma fração minúscula de tempo; quase imediatamente, é atraído de volta ao núcleo. Quando volta a sua órbita original, o elétron libera a energia extra na forma de um fóton de luz.

O comprimento de onda da luz emitida depende de quanta energia é liberada, o que depende da posição do elétron. Conseqüentemente, tipos diferentes de átomos liberam tipos diferentes de fótons de luz. Em outras palavras, a cor da luz é determinada pela forma com que o átomo é excitado.

Este é o princípio básico de funcionamento de quase todas as fontes luminosas. A diferença principal entre elas é o processo de excitar os átomos. Em uma fonte luminosa incandescente, como uma lâmpada de bulbo ou uma lâmpada de gás, átomos são excitados através de calor. Já as lâmpadas fluorescentes possuem um sistema mais elaborado para excitar os átomos.

## **1.2 - LÂMPADAS DE DESCARGA**

Nas lâmpadas denominadas “de descarga”, a energia é emitida sob forma de radiação e provoca uma excitação nos gases ou vapores metálicos, devido à tensão elétrica entre os eletrodos.

A radiação, que se estende da faixa do ultravioleta até a do infravermelho, passando pelo do espectro luminoso, depende, entre outros fatores, da pressão interna da lâmpada, da natureza do gás ou da presença de partículas metálicas ou halogênios no interior do tubo.

A vida útil das lâmpadas de descarga varia muito, de acordo com o tipo, indo desde 7.500 horas para lâmpadas fluorescentes até 24.000 horas para lâmpadas a vapor de sódio. Seu custo inicial normalmente é elevado, porém apresentam um custo de manutenção relativamente reduzido quando comparado ao das lâmpadas incandescentes.

Na seqüência serão apresentados os tipos mais comuns de lâmpadas de descarga existentes no mercado.

### 1.2.1 - LÂMPADAS FLUORESCENTES

O elemento central em uma lâmpada fluorescente é um tubo de corpo lacrado. O tubo contém uma pequena porção de mercúrio e um gás inerte, tipicamente argônio, mantido sobre baixíssima pressão. O tubo também contém um pó de fósforo, cobrindo o seu interior. No tubo existem dois eletrodos, um em cada extremidade, os quais são conectados a um circuito elétrico. Este circuito elétrico, é conectado a uma fonte de corrente alternada (CA).

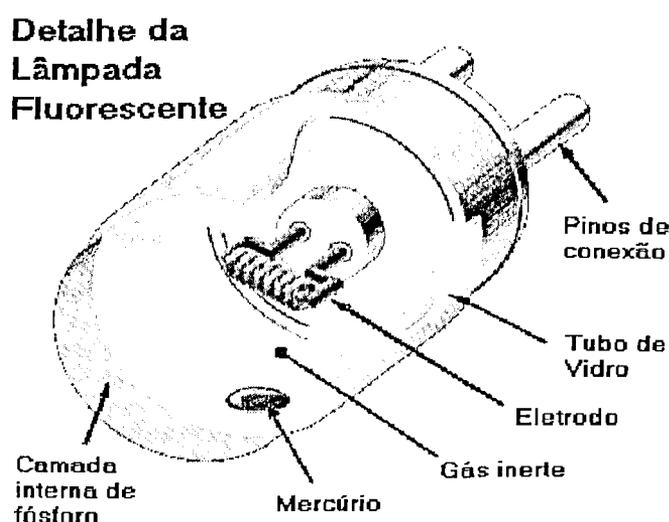


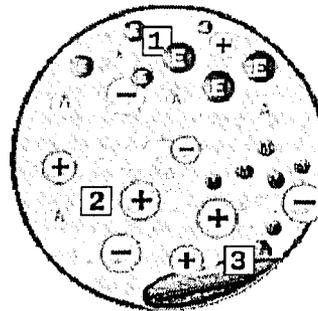
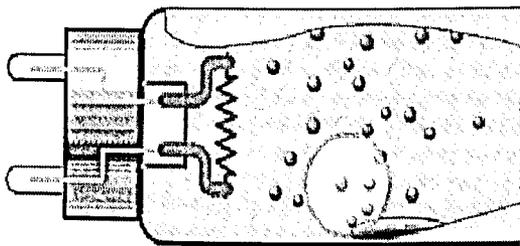
Fig. 1.2 – Detalhe da Lâmpada Fluorescente.

Quando a lâmpada é ligada, a corrente circula do circuito elétrico para os eletrodos. Existe uma considerável diferença de potencial entre os eletrodos, assim os elétrons migrarão através do gás de uma extremidade a outra do tubo. Esta energia transforma parte do mercúrio que antes era líquido em gás. Como elétrons e átomos carregados se movem pelo tubo, alguns deles colidirão com os átomos de mercúrio gasosos. Estas colisões excitam os átomos, levando os elétrons até níveis de energia mais altos. Quando os elétrons voltam ao nível de energia original, eles libertam fótons de luz.

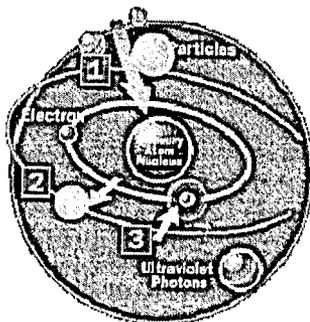
Os elétrons em átomos de mercúrio são organizados de tal forma que eles liberam fótons de luz principalmente na faixa de comprimento de onda ultravioleta. Nossos olhos não registram fótons ultravioletas, assim é necessário convertê-los em luz visível.

Uma camada de fósforo é aplicada ao interior do tubo. Quando um fóton se choca com um átomo de fósforo, um dos elétrons do fósforo salta para uma camada de energia mais alta e o átomo se aquece. Quando o elétron volta ao seu nível normal, libera energia na forma de outro fóton. Este fóton tem menos energia que o fóton original, porque um pouco da energia foi perdida em forma de calor. Em lâmpadas fluorescentes, a luz emitida está no espectro visível, o fósforo emite luz branca, que é visível ao ser humano.

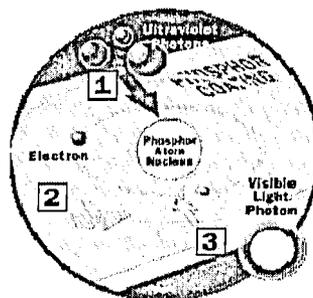
**A física de uma lâmpada fluorescente**



1. Elétrons livres (E) são introduzidos no tubo, ionizando o gás (A).
2. Uma corrente elétrica percorre o gás ionizado; elétrons e íons movem-se rapidamente de uma das extremidades do tubo à outra.
3. A energia da corrente elétrica transforma o mercúrio de líquido em gás (M).



1. Colisões com partículas em movimento (elétrons e íons) excitam os átomos em movimento.
2. Em um átomo de mercúrio excitado, um elétron salta para um nível de maior energia.
3. Quando o elétron volta a seu nível original, o átomo cede a energia extra em forma de um fóton ultravioleta.



1. Fótons ultravioleta cedidos por um átomo de mercúrio excitado na camada de fósforo do tubo.
2. Em cada átomo de fósforo, a energia do fóton ultravioleta eleva um elétron para um nível de maior energia.
3. Quando o elétron volta ao seu nível original, o átomo cede energia na forma de fóton de luz visível.

Fig. 1.3 – A física da Lâmpada fluorescente.

As lâmpadas incandescentes convencionais também emitem uma boa parte da energia consumida em forma de luz ultravioleta, não podendo convertê-las em luz visível. Por conseguinte, grande parte da energia usada em lâmpadas incandescentes é perdida. As lâmpadas fluorescentes utilizam esta luz invisível, e portanto são mais eficientes. Lâmpadas incandescentes também perdem mais energia por emissão de calor do que lâmpadas fluorescentes. Lâmpadas fluorescentes típicas são quatro a seis vezes mais eficientes que lâmpadas incandescentes.

O acendimento de uma lâmpada fluorescente depende de uma corrente elétrica que flui pelo gás dentro do tubo de vidro. Átomos de mercúrio no bulbo de vidro são excitados por elétrons que fluem por este gás formando uma corrente elétrica. Condutores de gás diferem de condutores sólidos de diversas formas. Em um condutor sólido, cargas elétricas são carregadas por elétrons livres que saltam de átomo a átomo, de uma área negativamente-carregada para uma área positivamente-carregada. Em um gás, cargas elétricas são carregadas por elétrons livres, que movem independentemente dos átomos, e íons, átomos que têm carga elétrica, por terem perdido ou ganhado um elétron. Assim como os elétrons, os íons também são atraídos para áreas de cargas opostas.

Para que a corrente elétrica circule pelo gás, dentro do tubo, a lâmpada fluorescente precisa de duas coisas:

1. elétrons e íons livres;
2. uma diferença de potencial entre as extremidades do tubo.

Geralmente, há poucos íons e elétrons livres em um gás, pois os átomos mantêm naturalmente uma carga neutra. Portanto, é difícil controlar a corrente elétrica em um gás. Ao

ligar uma lâmpada fluorescente é necessário introduzir muitos elétrons livres em seus eletrodos. Existem diversas formas de se fazer isto.

### 1.2.1.1 - PARTIDA DA LÂMPADA FLUORESCENTE

O modelo clássico de uma lâmpada fluorescente, usa um mecanismo interruptor especial chamado "Starter" para acionar a lâmpada, Conforme apresentado na fig.1.4.

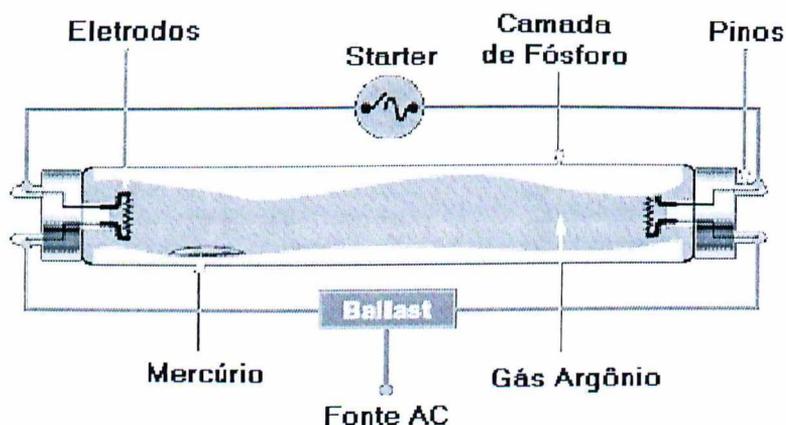


Fig. 1.4 – Modelo de partida da lâmpada fluorescente.

Quando a lâmpada é ligada pela primeira vez, o caminho de menor resistência é pelo "Starter". Neste circuito, as correntes passam pelos eletrodos em ambos os terminais do tubo. Estes eletrodos são filamentos simples, como os existentes em lâmpadas incandescentes. Quando as correntes passam pelos eletrodos, os filamentos aquecem. Isto libera elétrons da superfície do metal dentro do tubo de gás, ionizando o mesmo.

Ao mesmo tempo, a corrente elétrica provoca uma sucessão interessante de eventos no "Starter". O "Starter" convencional é um pequeno bulbo de descarga, contendo usualmente gás néon. O bulbo tem dois eletrodos posicionados próximos um do outro. Quando a tensão elétrica é aplicada no "Starter", um arco elétrico (essencialmente, um fluxo de partículas carregadas) salta entre estes eletrodos para iniciar a circulação de corrente, é necessária uma determinada diferença de potencial para que o arco tenha início.

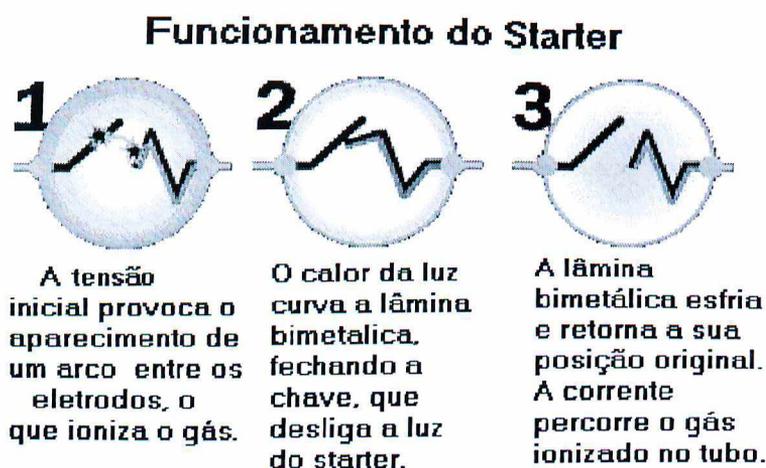


Fig. 1.5 Funcionamento do Starter.

Um dos eletrodos é uma lâmina bimetálica que se curva quando é aquecida. A pequena quantidade de calor gerada no interior do bulbo pelo arco elétrico curva a lâmina bimetálica e assim estabelece contato com o outro eletrodo. Com os dois eletrodos se tocando, o arco elétrico é interrompido. Portanto, nenhuma partícula carregada flui pelo gás, e a luz cessa. Sem o calor da luz, a lâmina bimetálica esfria, a lâmina volta a sua curvatura normal abrindo o circuito.

Até que isto aconteça, os filamentos já ionizaram o gás no interior do tubo fluorescente, criando um meio eletricamente condutor. O tubo precisa de uma sobretensão sobre os eletrodos para estabelecer um arco elétrico. Esta sobretensão é provida pelo reator eletrônico.

Quando a corrente circula pelo "starter" uma corrente é estabelecida no reator. Quando o interruptor de "starter" é aberto, a corrente é brevemente interrompida. O campo magnético estabelecido no indutor do reator entra em colapso o que provoca um brusco salto na tensão e a corrente é empurrada através do capacitor em paralelo com o interruptor do "starter".

A elevada tensão nos terminais da lâmpada provoca a partida da mesma

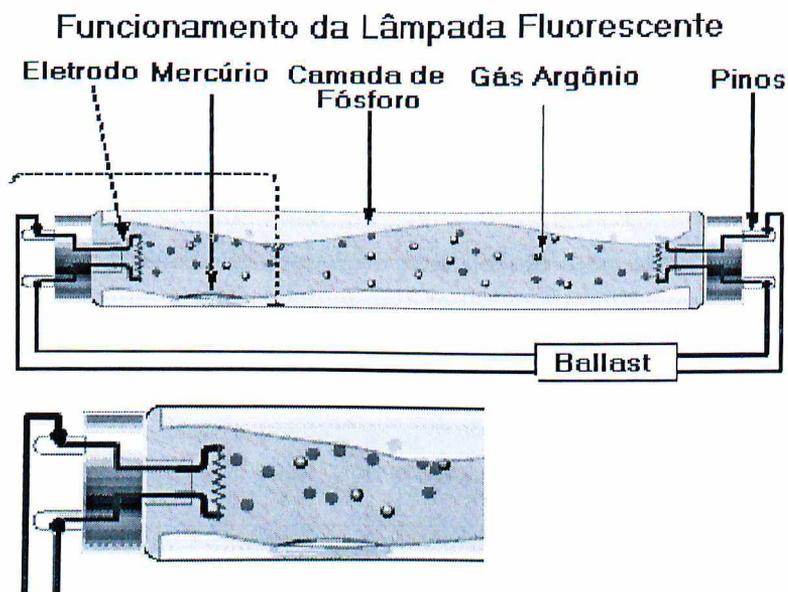
/, a corrente elétrica que antes circulava pelo "starter" agora circula pelo tubo. Os elétrons livres colidem com os átomos e criam novos íons. O resultado é um protoplasma, um gás composto em grande parte de íons e elétrons livres, toda a mudança se dá livremente. Isto cria um caminho para a corrente elétrica.

O impacto de elétrons livres mantém os dois filamentos aquecidos, assim eles continuam emitindo elétrons novos no protoplasma. Contanto que haja corrente alternada, e os filamentos não estejam gastos, a corrente continuará fluindo pelo tubo.

O problema com este tipo de lâmpada é que elas levam alguns segundos para funcionar.

#### **1.2.1.2 - LÂMPADA FLUORESCENTE DE PARTIDA RÁPIDA**

Hoje em dia os mais populares projetos de lâmpadas fluorescente são as lâmpadas de partida rápida. Elas apresentam o mesmo princípio básico das lâmpadas de "starter" tradicional, mas não possuem o interruptor "starter". Ao invés disso, uma diferença de potencial é aplicada a cada um dos filamentos.



**Fig. 1.6 – Funcionamento da Lâmpada Fluorescente.**

Quando a lâmpada fluorescente é acionada, os dois filamentos são aquecidos rapidamente, liberando elétrons, o que ioniza o gás no interior do tubo. Uma vez que o gás é ionizado, a diferença de tensão entre os eletrodos estabelece um arco elétrico. As partículas carregadas fluindo excitam os átomos de mercúrio, ativando o processo de iluminação.

Um método alternativo, usado em lâmpadas fluorescentes de partida rápida, é aplicar uma tensão inicial muito alta aos eletrodos. Esta tensão alta cria uma descarga corona. Essencialmente, um excesso de elétrons na superfície do eletrodo força alguns elétrons para dentro do gás. Estes elétrons livres ionizam o gás, e quase instantaneamente a diferença de tensão entre os eletrodos estabelece um arco elétrico.

Este tipo de gás de descarga tem uma característica problemática: Se a corrente não é controlada cuidadosamente, aumentará continuamente, e possivelmente danificará o circuito.

### **1.2.1.3 - REATOR ELETRÔNICO PARA A LÂMPADA FLUORESCENTE**

Em um gás de descarga, assim como em uma lâmpada fluorescente, a corrente provoca a diminuição da resistência elétrica. Isto acontece pois quanto mais elétrons e íons fluem por uma mesma área, maior o número de colisões, o que libera mais elétrons, criando mais partículas carregadas, em consequência a corrente aumentará cada vez mais.

O reator eletrônico de uma lâmpada fluorescente trabalha para controlar isto. O tipo mais simples de reator eletrônico é o chamado reator magnético.

Reatores magnéticos trabalham em baixa frequência, o que pode causar uma perceptível luz bruxuleante e também podem vibrar a uma baixa frequência. Esta é a fonte do zumbido audível que as pessoas associam às lâmpadas fluorescentes.

Os projetos de reatores eletrônicos modernos utilizam eletrônica de potência para acionar as lâmpadas fluorescentes. Trabalham em alta frequência eliminando ruídos audíveis, cintilações luminosas, reduzindo peso e tamanho. Diferentes tipos de lâmpadas requerem reatores eletrônicos especializados projetados para manter a tensão e correntes, específicas em níveis próprios ao tubo.

### **1.2.2 - LÂMPADA DE DESCARGA – LUZ MISTA**

Reúne em uma só lâmpada as vantagens da lâmpada incandescente, da fluorescente e da de vapor de mercúrio. Essa lâmpada é constituída de um filamento que emite luz incandescente, também possui um tubo de descarga a vapor de mercúrio que emite intensa luz

azulada. A radiação invisível (ultravioleta), em contato com a camada fluorescente do tubo, transforma-se em luz avermelhada.

Como resultado da integração desses diferentes tipos de luzes produzidos na lâmpada, tem-se uma luz semelhante a luz do dia. O fluxo luminoso é de 20 a 35% maior que o da lâmpada incandescente e a vida útil cerca de seis vezes maior.

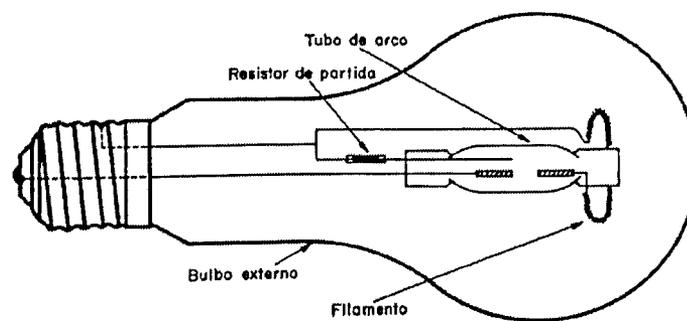


Fig. 1.7 – Partes componentes de uma lâmpada de luz mista.

### 1.2.3 - LÂMPADAS DE DESCARGA A VAPOR DE MERCÚRIO

Consta de um tubo de quartzo ou vidro duro, contendo uma pequena quantidade de mercúrio e cheio de gás argônio. Com três eletrodos, dois principais e um auxiliar colocados nas extremidades do tubo, o eletrodo auxiliar e um dos eletrodos principal estabelecem um arco de ignição preliminar que vaporiza o mercúrio. Forma-se em seguida, o arco luminoso definitivo entre os dois eletrodos principais.

A radiação proveniente da descarga sob alta pressão de vapor de mercúrio situa-se principalmente na zona visível. A descarga ocorre num recipiente relativamente pequeno de quartzo, protegido por um bulbo de vidro. Para corrigir a reprodução deficiente das cores,

aplica-se material fluorescente na parede interna do bulbo, de modo a transformar a radiação ultravioleta, gerada na descarga, em luz. O bulbo de vidro evita a irradiação ultravioleta fora do tubo, protegendo, assim, a vista das pessoas.

Após ligada, a lâmpada leva cerca de três minutos para atingir a totalidade do fluxo luminoso nominal. Ao ser desligada a lâmpada acenderá somente após três minutos de resfriamento.

Essas lâmpadas apresentam uma elevada eficiência, em geral de cerca de 55 lumens/Watt. Nesse particular, apresentam uma séria desvantagem ao longo de sua vida útil média, que é de 18.000 horas, durante a qual a sua eficiência cai para um nível de aproximadamente 35 lumens/Watt. Quando a queda de tensão no circuito de alimentação é de 1%, o fluxo luminoso dessas lâmpadas cai em média 3%. Já quedas de tensão de 5% comprometem a ignição dessas lâmpadas.

Essas lâmpadas são muito usadas na iluminação de vias públicas, estacionamentos, áreas industriais, etc.

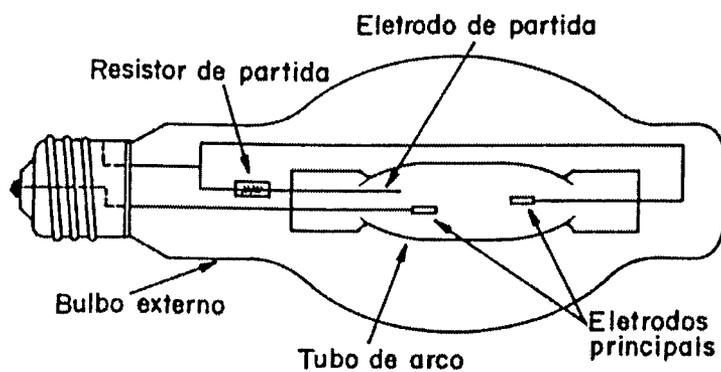


Fig. 1.8 – Elementos básicos de uma lâmpada de vapor de mercúrio.

### 1.2.4 - LÂMPADA DE VAPOR DE SÓDIO

O tubo de descarga da lâmpada de vapor de sódio é constituído de sódio e uma mistura de gases inertes (neônio e argônio) a uma determinada pressão suficiente para obter uma tensão de ignição baixa. A descarga ocorre num invólucro de vidro tubular a vácuo, coberto na superfície interna por uma camada de óxido de índio. Esta camada age como um refletor de luz infravermelha. A lâmpada de vapor de sódio de baixa pressão possui uma radiação quase monocromática, elevada eficiência luminosa e vida útil longa.

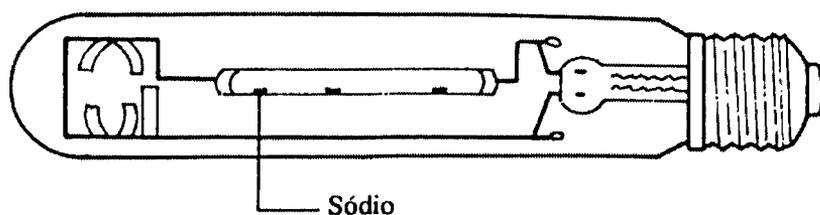


Fig. 1.9 – Lâmpada de vapor de sódio de baixa pressão.

### 1.2.5 - LÂMPADA DE MULTIVAPORES METÁLICOS

A adição de certos compostos metálicos ou halogenados ao mercúrio (iodetos e brometos) permitem tornar contínuo o espectro da descarga de alta pressão. Conseguem-se, assim, uma excelente reprodução de cores e que corresponde à luz do dia. As lâmpadas, neste caso, poderão ter ou não material fluorescente no bulbo.

São especialmente recomendadas quando se requer ótima qualidade na reprodução de cores, como por exemplo: em estádios, pistas de corrida de cavalos, ginásios, museus,

iluminação de fachadas altas, pavilhões, etc. Principalmente quando se pretende televisionamento em cores.

### **1.3 - LÂMPADAS INCANDESCENTES**

Em meados do século XIX, o inglês Joseph Swan e o americano Thomas Edison inventaram a lâmpada incandescente quase ao mesmo tempo (em 1878 e 1879, respectivamente), e dentro de 25 anos, milhões das pessoas ao redor do mundo tinham instalado iluminação elétrica em suas casas.

O surpreendente é que a lâmpada incandescente praticamente não sofreu nenhuma mudança drástica desde o modelo de Edison.

#### **1.3.1 - O BULBO**

Para caráter de comparação uma descrição das lâmpadas incandescentes será apresentada. Essas lâmpadas são constituídas basicamente de um filamento de tungstênio, enrolado geralmente em forma espiralada, que atinge a incandescência com a passagem da corrente elétrica, e de um bulbo de vidro transparente, translúcido ou opaco, cheio de gás inerte, como o nitrogênio, que evita a oxidação de filamento.

Devido às precárias características de sua eficácia luminosa, como vida média reduzida e custo de manutenção elevado, essas lâmpadas são cada vez menos utilizadas em projetos

industriais. A crise do sistema energético e a necessidade de economia de energia têm provocado uma significativa redução dessas lâmpadas nas residências brasileiras.

A vida útil dessas lâmpadas é muito pequena quando comparada a outras lâmpadas como as fluorescentes. Em média a vida útil de uma lâmpada incandescente fica em torno de 600 a 1000 horas.

A vida útil e a eficiência luminosa estão intimamente ligadas. Para aumentar a eficiência luminosa de uma lâmpada incandescente deve-se elevar a temperatura de seu filamento, mas com isso se reduz sua vida útil. As lâmpadas incandescentes para iluminação geral, possuem, segundo a EB-8 da ABNT, uma vida média de 1000 horas e eficiência luminosa de aproximadamente 15 lm/W.

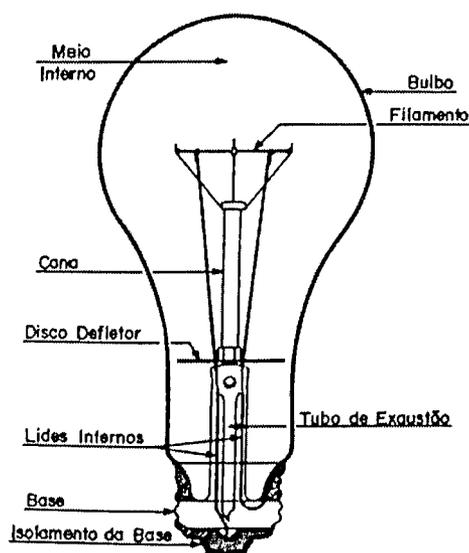


Fig. 1.10 – Partes componentes de uma lâmpada incandescente comum.

### 1.3.2 - LÂMPADA HALOGÊNICA

A lâmpada halogênica de tungstênio é um tipo especial de lâmpada incandescente, em que um filamento é contido num tubo de quartzo, no qual é inserida uma certa quantidade de iodo. Durante o seu funcionamento, o tungstênio do filamento evapora-se, combinando com o gás presente no interior do tubo, formando o iodeto de tungstênio. Devido às altas temperaturas, parte do tungstênio se deposita no filamento, regenerando-o, criando-se assim um processo contínuo e repetitivo denominado ciclo do iodo.

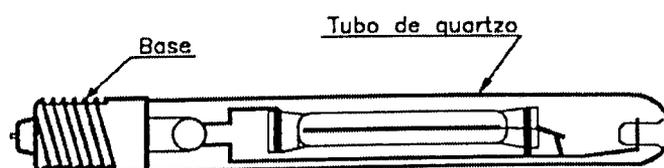


Fig. 1.11 – Lâmpada halogênica de tungstênio.

### 1.4 - CONSIDERAÇÕES FINAIS

Foram apresentadas nesse capítulo as características construtivas das lâmpadas de descarga, descrevendo sucintamente os materiais utilizados na construção das diferentes lâmpadas, as diferentes formas de operação e o tipo de luz produzido.

Para efeito de comparação foi introduzido nesse capítulo um item que descreve o funcionamento das lâmpadas incandescentes, ressaltando assim as vantagens e desvantagens das lâmpadas de descarga.

Verificou-se que para o funcionamento das lâmpadas de descarga é necessária a estabilização do arco elétrico na lâmpada. Algumas formas de estabilização desse arco foram apresentadas. Também foi apresentado o dispositivo mais comum para acionamento das lâmpadas fluorescente (“starter”) quando operando em baixa frequência.

Nesse capítulo não foi feita a análise dos dispositivos de ignição e estabilização das lâmpadas de descarga quando operando em alta frequência. Essa análise será feita em detalhes para as lâmpadas fluorescentes nos capítulos subsequentes.

Este capítulo foi desenvolvido com base nas referências [1], [2] e [3].

## **CAPÍTULO 2**

### **CARACTERÍSTICAS OPERACIONAIS E CONSTRUTIVAS DOS REATORES ELETRÔNICOS**

#### **2.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS**

As lâmpadas fluorescentes estão entre as fontes de iluminação mais populares. Isto acontece devido a sua maior eficiência luminosa e maior vida útil se comparada às lâmpadas incandescentes, justificando assim a atenção especial que vêm recebendo. Entretanto, essas lâmpadas precisam de um elemento estabilizador que limite sua corrente de operação e proporcione a tensão necessária para sua ignição. Essas características necessárias para o funcionamento das lâmpadas têm sido obtidas com a utilização de reatores magnéticos. Apesar de seu baixo custo, estes reatores apresentam grande peso e volume, baixo fator de potência e cintilações luminosas.

A utilização de reatores eletrônicos operando em alta frequência proporciona um aumento da eficiência luminosa, o ruído audível e as cintilações luminosas são eliminados. Pode-se ainda construir esses reatores eletrônicos para apresentar um alto fator de potência e uma baixa taxa de distorção harmônica.

## **2.2 - PARTES CONSTITUINTES DE UM REATOR ELETRÔNICO**

Os reatores eletrônicos de alto fator de potência são normalmente constituídos por um filtro de entrada que minimiza as componentes harmônicas de alta frequência provenientes do chaveamento. Em seguida, é colocado o estágio de correção de fator de potência, que, além de fazer a correção do fator de potência, também controla a tensão no capacitor de carga. O estágio inversor gera uma tensão retangular de alta frequência que é aplicada ao circuito de estabilização em série com as lâmpadas fluorescentes.

Entretanto, modificações podem ocorrer em função das topologias utilizadas. Um exemplo dessas modificações seria a utilização do conversor Boost no estágio de correção do fator de potência operando em modo de condução contínua, nesse modo de operação o filtro de entrada pode não ser necessário.

## **2.3 - ESTÁGIO DE CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA**

Os consumidores residenciais vêm adquirindo consciência da importância da racionalização do uso da energia elétrica, devido ao aumento das tarifas e a possibilidades de escassez de energia elétrica caso não haja economia. Portanto, os consumidores têm procurado produtos com maior eficiência até mesmo a custo mais alto. Nesse contexto, as lâmpadas fluorescentes estão se tornando uma fonte de iluminação cada vez mais popular devido à sua maior eficiência luminosa e maior vida útil se comparadas às lâmpadas incandescentes.

Em conseqüência do grande crescimento da utilização das lâmpadas fluorescentes, as mesmas se tornaram uma importante carga para o sistema de energia. Os reatores eletrônicos até então apresentavam baixo fator de potência e alta taxa de distorção harmônica, sendo um elemento significativo na perda de qualidade do sistema de energia.

Para melhorar o fator de qualidade dos reatores eletrônicos foi incorporado aos mesmos um estágio de correção do fator de potência. Nesse item, serão apresentadas as topologias mais utilizadas para a correção do fator de potência.

Um alto fator de potência é obtido quando a corrente de entrada de um equipamento é senoidal e está em fase com a tensão. Distorções na forma de onda da corrente e defasamento da corrente em relação à tensão provocam redução no fator de potência.

O estágio de correção do fator de potência tem como objetivo fazer com que a corrente acompanhe a forma de onda da tensão de entrada, obtendo um alto fator de potência. Outra importante aplicação que esse estágio pode ter é controlar o nível de tensão no barramento CC que é alimentado por ele.

Os reatores eletrônicos sem correção do fator de potência apresentam como estágio de entrada uma ponte retificadora a diodos, seguida por um capacitor de filtragem. Quando a tensão da rede fica maior que a tensão no capacitor de filtro, os diodos conduzem, como não há elemento limitador de corrente, a carga do capacitor ocorre num tempo muito curto, provocando altos picos de corrente.

A Fig. 2.1 mostra o circuito utilizado nos reatores eletrônicos sem correção de fator de potência e sua forma de onda. Esse circuito apresenta baixo fator de potência e alta distorção harmônica.

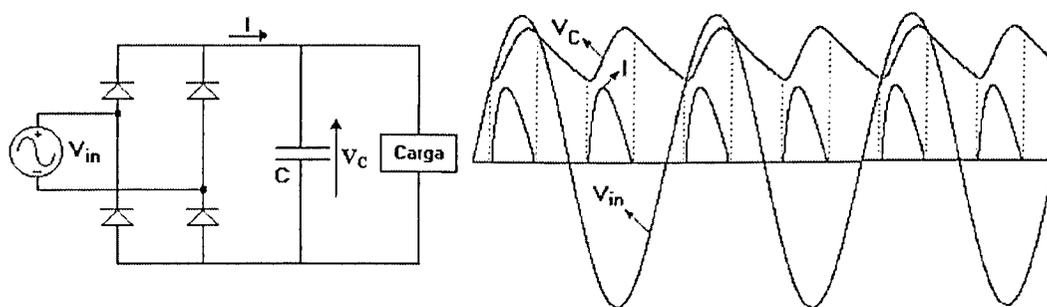


Fig. 2.1– Representação de um circuito retificador e suas formas de ondas.

### 2.3.1 - ESTÁGIO DE CORREÇÃO DE FATOR DE POTÊNCIA UTILIZANDO O CONVERSOR BOOST

Uma das topologias mais utilizadas para correção do fator de potência é a topologia Boost (Fig. 2.2), devido à sua corrente de entrada ser contínua quando operando em modo de condução contínuo. Esse conversor opera da seguinte forma: quando a chave é ligada, a tensão de entrada é aplicada ao indutor, o diodo fica reversamente polarizado. Acumula-se energia no indutor, que será enviada ao capacitor e à carga quando a chave for desligada.

Uma das características básica desse conversor é a elevação de tensão na saída. Isso ocorre, pois, quando a chave abre o indutor deve ser desmagnetizado, caso contrário sua corrente aumenta indefinidamente, idealmente falando. Para que a desmagnetização do indutor ocorra, sua tensão deve inverter e isso só ocorre se a tensão do capacitor for maior que a tensão de entrada.

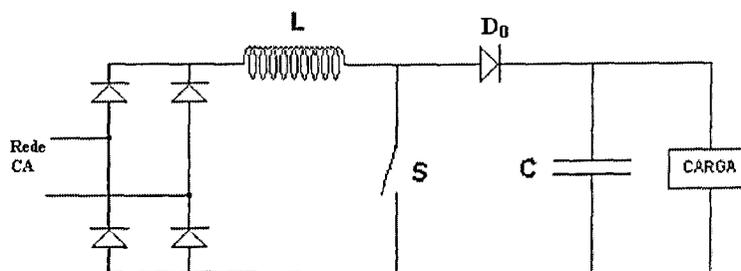


Fig. 2.2– Configuração básica do conversor Boost.

### 2.3.1.1 - CONVERSOR BOOST OPERANDO EM MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA (CCM)

O conversor Boost operando em modo de condução contínua permite a regulação de tensão no barramento CC simultaneamente à correção do fator de potência. Isto é possível utilizando de um circuito de controle com realimentação da tensão do barramento CC, da tensão de entrada e corrente de entrada.

Como no modo de operação contínua a corrente não vai a zero a cada período de chaveamento, é possível através da variação da razão cíclica ou da frequência de chaveamento fazer a corrente de entrada acompanhar a tensão de entrada, bastando um controle adequado.

A Fig. 2.3 representa o conversor Boost com o circuito de controle realimentado. As linhas tracejadas com setas apontando para o circuito de controle representam as amostras de tensão e corrente utilizadas pelo circuito de controle. A linha tracejada com setas saindo do circuito de controle é para o acionamento da chave.

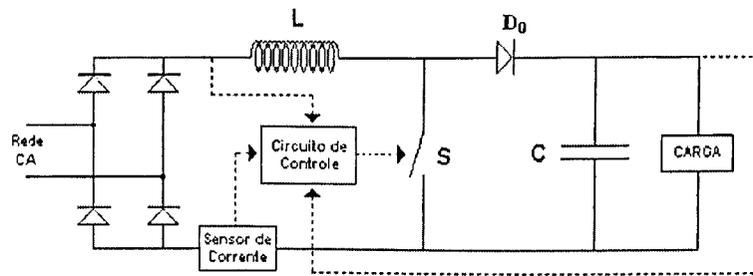


Fig. 2.3– Circuito de controle para um conversor Boost operando em modo contínuo.

O indutor do conversor Boost pode ser calculado pela equação (2.1), apresentada em [5].

$$L_{Boost} = \frac{25000}{f_S \cdot P_{in}} (H) \quad (2.1)$$

Sendo:  $f_S$  a frequência de chaveamento do conversor e  $P_{in}$  a potência de entrada.

As principais técnicas de controle utilizadas para correção de fator de potência nos conversores Boost são:

a) Controle pelo pico de corrente.

Esse controle utiliza um sinal de referência senoidal em fase com a tensão de entrada, sendo a amplitude desse sinal função da tensão no capacitor de carga, permitindo a regulação da tensão no capacitor.

Quando a chave do conversor Boost fecha, a corrente de entrada cresce até atingir o valor do sinal de referência, nesse instante a chave abre, decrescendo a corrente de entrada. O fechamento da chave é determinado pela própria frequência de chaveamento.

A oscilação da corrente de entrada próxima da corrente de referência faz com que o conversor apresente alto fator de potência sem a necessidade de filtros. Entretanto, esse método apresenta distorção da corrente quando próxima de zero.

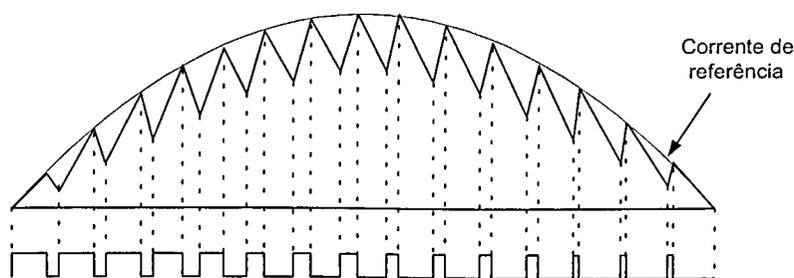


Fig. 2.4– Forma de onda da corrente utilizando controle pela corrente de pico.

b) Controle pela modulação por histerese

Esse controle cria duas correntes de referência senoidais, em fase com a tensão de entrada, mas com amplitudes diferentes, gerando uma faixa de correntes denominada de faixa de histerese, como mostra a Fig. 2.5. Quando a corrente de entrada tende a ficar maior que o valor máximo da faixa de histerese, a chave abre, a corrente decresce até alcançar o valor inferior da faixa de histerese, ocorrendo nesse instante o fechamento da chave.

A modulação por histerese possibilita o controle da amplitude da oscilação da corrente. Entretanto, a frequência de chaveamento torna-se variável.

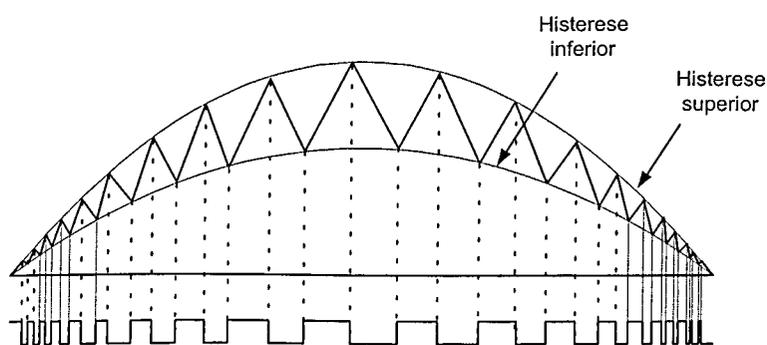


Fig. 2.5– Forma de onda da corrente utilizando controle com modulação por histerese.

c) Controle utilizando modulação por largura de pulso (PWM) senoidal

Esta técnica de controle consiste em variar o tempo de bloqueio ou condução da chave, senoidalmente, obtendo a abertura ou fechamento da chave pela comparação de uma onda triangular ou dente de serra, com uma onda senoidal, fazendo com que a razão cíclica tenha uma variação senoidal. A Fig. 2.6 representa o comportamento desse tipo de modulação.

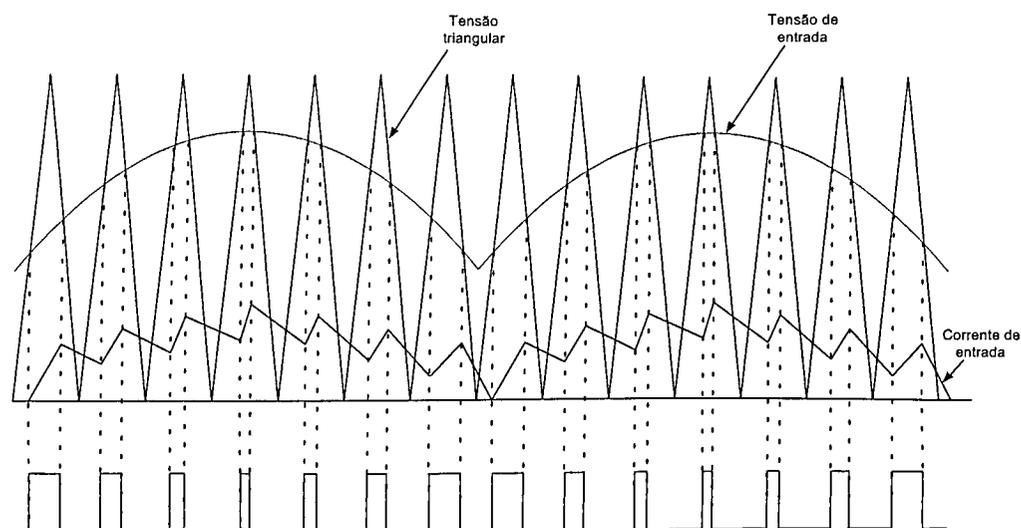


Fig. 2.6– Formas de ondas utilizando a modulação por largura de pulso.

### 2.3.1.2 - BOOST OPERANDO EM MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUA (DCM)

O conversor Boost operando em modo de condução descontínua com razão cíclica fixa, não permite a regulação de tensão no barramento CC, já a correção do fator de potência pode existir quando esse conversor vem acompanhado por um filtro.

A Fig. 2.7 mostra a forma de onda da corrente para o conversor Boost quando operando em modo de condução descontínua.

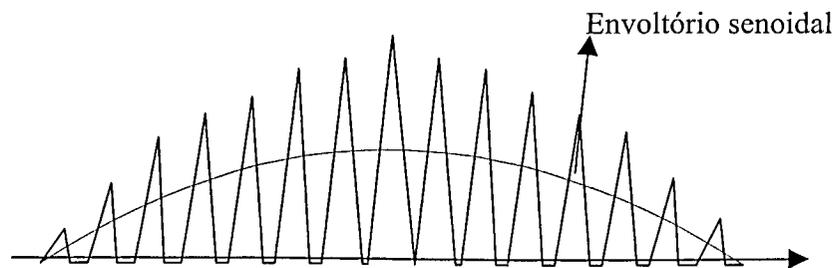


Fig. 2.7– Formas de ondas da corrente num conversor Boost operando em DCM.

A frequência de operação do conversor é bem superior à frequência da rede de alimentação. Dessa forma, para um período de chaveamento, a tensão de entrada pode ser considerada constante. No momento que a chave fecha, a corrente passa a crescer linearmente no indutor, sendo sua taxa de crescimento proporcional à tensão de entrada. Com a abertura da chave, a corrente decresce chegando a zero, caracterizando a operação em modo descontinuo.

Garantindo que a corrente no indutor mantém a descontinuidade durante todo o período da tensão de entrada, pode-se afirmar que a amplitude da corrente no indutor possui um envoltório senoidal e em fase com a tensão de entrada. Isso ocorre devido à proporcionalidade da taxa de crescimento da corrente no indutor com a tensão de entrada. Para que a forma de onda de corrente no indutor mantenha a proporcionalidade com a forma de onda da tensão de entrada, o período de condução da chave deve ser constante, ou seja, a razão cíclica deve permanecer constante.

A corrente fornecida pelo conversor Boost quando operando em DCM apresenta alta componente harmônica na frequência de chaveamento e nas frequências múltiplas. Para atenuar essas componentes harmônicas de alta frequência, utiliza-se um filtro passa baixa.

O conversor Boost operando em modo de condução descontínua operando com uma

carga constante não necessita das realimentações de tensões e de corrente, o circuito de controle perde toda sua complexidade, reduzindo-se a um gerador de pulsos numa frequência constante com razão cíclica constante.

Os reatores eletrônicos são projetados para alimentar cargas constantes, que são as lâmpadas fluorescentes. Esses reatores também suportam pequenas variações de tensão no barramento CC devido à própria flexibilidade da lâmpada. Em decorrência dessas particularidades dos reatores eletrônicos, o estágio de correção do fator de potência pode operar em modo de condução descontínua.

A Fig. 2.8 mostra o conversor Boost com o circuito de controle, ressaltando a não utilização das malhas de realimentação pelo controle.

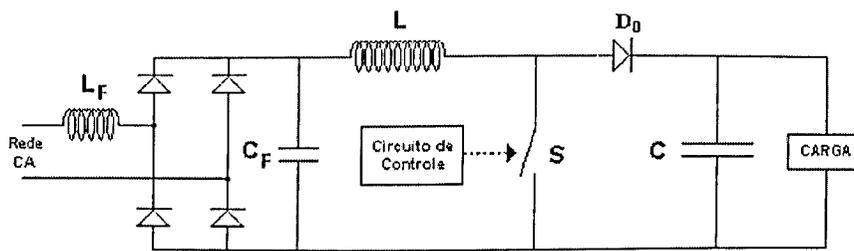


Fig. 2.8– Circuito de controle para um conversor Boost operando em DCM.

O indutor de Boost quando operando em DCM é calculado pela equação (2.2), ver apêndice A.

$$L_{Boost} = \frac{V_{inpk}^2 \cdot D^2 \cdot \eta}{2 \cdot f_s \cdot P_0} \quad (2.2)$$

Sendo:  $V_{inpk}$  a tensão de pico da entrada;  $f_s$  a frequência de chaveamento;  $D$  a razão cíclica;  $\eta$  o rendimento e  $P_0$  a potência de saída do conversor.

## 2.3.2 - ESTÁGIO DE CORREÇÃO DE FATOR DE POTÊNCIA UTILIZANDO O CONVERSOR BUCK-BOOST

O conversor Buck-Boost é um conversor que apresenta um estágio intermediário de acumulação de energia do tipo indutivo, permitindo alimentar uma carga com características de fonte de tensão à partir de uma fonte de tensão de entrada.

A Fig. 2.9 mostra a configuração básica do conversor Buck-Boost. A operação desse conversor é dividida em duas etapas: a primeira etapa tem início com o fechamento da chave S. A corrente no indutor cresce linearmente. Essa etapa é definida como etapa de acumulação de energia no indutor. A segunda etapa inicia-se com a abertura da chave, a energia armazenada no indutor é transferida para o capacitor de saída e para a carga.

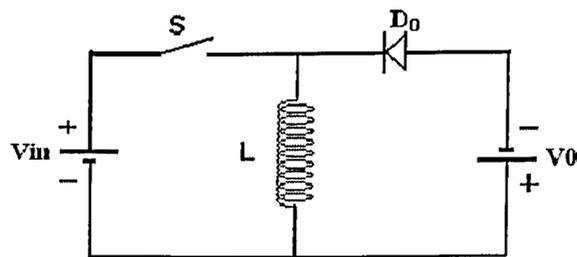


Fig. 2.9– Configuração básica do conversor Buck-Boost.

### 2.3.2.1 - CONVERSOR BUCK-BOOST OPERANDO EM MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA (CCM)

O conversor Buck-Boost operando em modo de condução contínua (Fig. 2.10) possui uma corrente contínua no indutor, mas a corrente de entrada permanece descontínua. Dessa

forma, mesmo operando em modo de condução contínua, o conversor necessita de um filtro de entrada.

A vantagem desse conversor é possibilitar a regulação de tensão de saída para valores maiores ou menores que a tensão de entrada.

As desvantagens são, necessidade de sensor de corrente e controle em malha fechada.

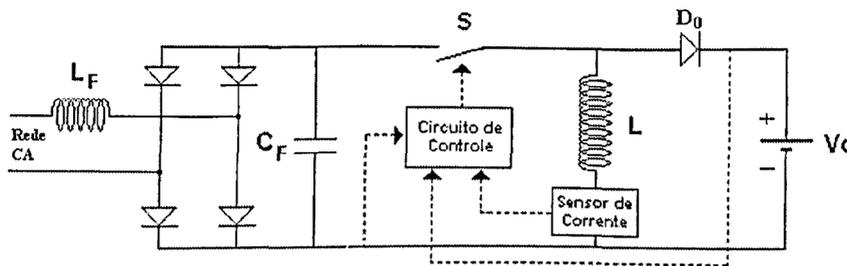


Fig. 2.10– Circuito de controle para um conversor Buck-Boost operando em CCM.

### 2.3.2.2 - CONVERSOR BUCK-BOOST OPERANDO EM MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUA (DCM)

A utilização do estágio de correção do fator de potência do tipo Buck-Boost tem como vantagem permitir que a tensão de saída seja menor que a de um estágio do tipo Boost, quando ambos operam com uma razão cíclica fixa e igual a meio, possibilitando, dessa forma, a utilização de chaves de menor tensão.

A Fig. 2.11 mostra o conversor Buck-Boost com o circuito de controle, ressaltando a não utilização das malhas de realimentação pelo controle.

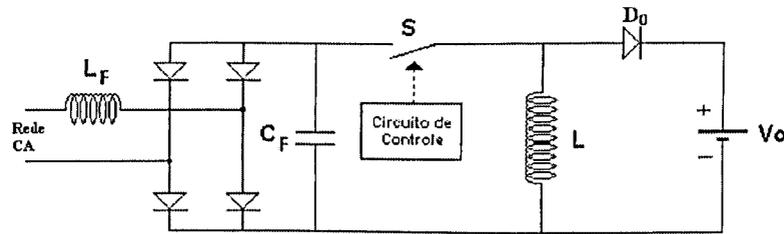


Fig. 2.11– Circuito de controle para um conversor Buck-Boost operando em DCM.

No conversor Buck-Boost, a corrente de entrada mais a corrente no diodo equivalem à corrente no indutor. Durante a descarga do indutor, o mesmo não fica mais em série com a tensão de entrada. A Fig. 2.12 mostra a forma de onda da corrente de entrada e no diodo que é igual à corrente no capacitor de carga.

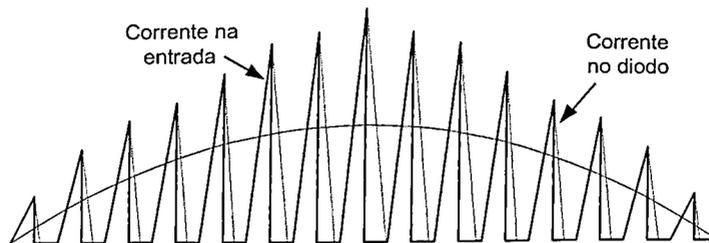


Fig. 2.12– Forma de onda da corrente no indutor de Buck-Boost.

A equação de cálculo do indutor do conversor Buck-Boost, quando operando em modo DCM, é igual à equação para o indutor do conversor Boost quando operando em modo DCM.

A equação (2.3), desenvolvida no apêndice A.1, permite o cálculo do indutor do conversor Buck-Boost em função da potência de saída.

$$L_{BB} = \frac{V_{inpk}^2 \cdot D^2 \cdot \eta}{4 \cdot f_s \cdot P_o} \quad (2.3)$$

## 2.4 - ESTÁGIO INVERSOR

A utilização dos reatores eletrônicos, operando em alta frequência, proporciona a redução do tamanho e custo dos indutores e capacitores do circuito de estabilização da lâmpada. Os ruídos audíveis são eliminados quando o circuito operar com frequência de chaveamento acima de 20kHz. A cintilação luminosa decresce, e é praticamente eliminada com o aumento da frequência de chaveamento. As lâmpadas fluorescentes tubulares apresentam um aumento da sua eficiência luminosa de até 30% quando operando em alta frequência.

Em função das vantagens apresentadas anteriormente, o circuito inversor deve operar com frequência superior a 20kHz. Devido ao aumento das perdas por chaveamento e da possibilidade de interferência nos sinais de rádio frequência, projeta-se os inversores com frequência de até 50kHz.

Existem diversas topologias de inversores que podem ser utilizadas nos reatores eletrônicos, segue-se um sucinto comentário sobre as topologias mais comuns.

### 2.4.1 - INVERSOR EM PONTE COMPLETA (FULL-BRIDGE)

O inversor "Full-Bridge" é composto por quatro chaves como mostrado na Fig. 2.13. Projetando-se o circuito de estabilização para apresentar uma reatância indutiva na frequência de chaveamento, obtém-se a abertura das chaves com tensão nula (ZVS).

Esse inversor opera da seguinte forma: todas as chaves funcionam na mesma frequência e com razão cíclica constante igual à meio. Fecham-se as chaves M1 e M4, aplicando a tensão de entrada sobre o circuito de estabilização. Transcorrido seu período de condução as chaves M1 e M4 abrem. Se o circuito de estabilização apresentar uma reatância indutiva, a corrente passará a circular pelos diodos intrínsecos das chaves M2 e M3. Após um pequeno intervalo de tempo, necessário para evitar o curto-circuito do braço do inversor, as chaves M2 e M3 fecham com tensão nula, devido à condução de seus diodos intrínsecos.

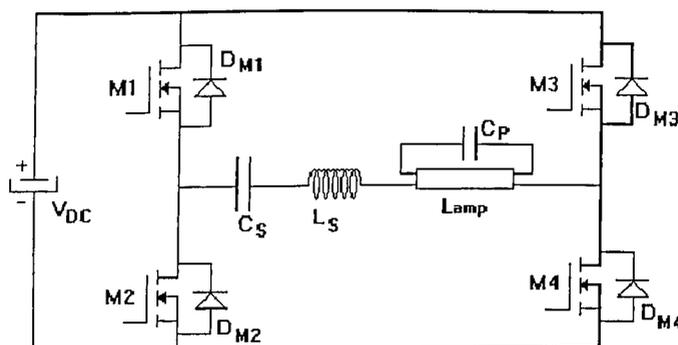


Fig. 2.13– Inversor "Full-Bridge".

No projeto dos reatores eletrônicos, busca-se sempre minimizar os custos sem perder a qualidade. O conversor "Full-Bridge" por apresentar quatro chaves possui um custo elevado, sendo sua utilização economicamente viável para potências bem superiores às utilizadas nos reatores eletrônicos.

#### 2.4.2 - INVERSOR MEIA-PONTE (HALF-BRIDGE)

Das topologias de inversores utilizadas nos reatores eletrônicos, a topologia Meia-Ponte (Half-Bridge) é a mais empregada (Fig. 2.14).

Os circuitos de estabilização ressonantes são utilizados para fornecer a tensão necessária para a partida das lâmpadas fluorescentes e também para limitar os níveis de corrente nas mesmas. Esse circuito quando projetado adequadamente apresenta uma reatância indutiva na frequência de chaveamento, possibilitando que as chaves do conversor Meia-Ponte operem em modo ZVS.

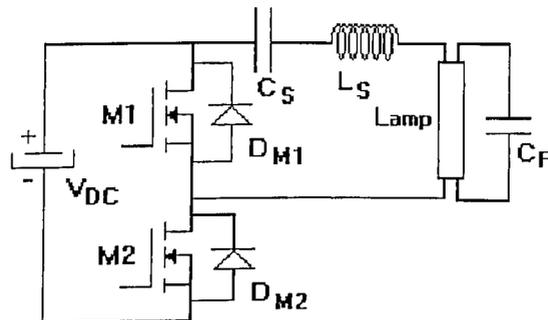


Fig. 2.14– Conversor "Half-Bridge".

#### 2.4.2.1 - MODO DE OPERAÇÃO DO CONVERSOR "HALF-BRIDGE"

A operação do conversor "Half-Bridge", alimentando um circuito ressonante com característica indutiva é dividida em quatro etapas.

##### 1ª Etapa: Fig. 2.15 (a)

Inicia-se com o fechamento da chave M2. O circuito ressonante fica submetido à tensão contínua  $V_{DC}$ . A chave M2 opera com frequência e razão cíclica constantes, após transcorrido seu período de condução a chave M2 abre terminando essa etapa.

##### 2ª Etapa: Fig. 2.15 (b)

Com a abertura da chave M2, a corrente passa a circular pelo diodo em antiparalelo com a chave M1. Essa etapa caracteriza-se como uma etapa intermediária de curta duração.

**3ª Etapa: Fig. 2.15 (c)**

Essa etapa inicia-se com o fechamento da chave M1 em modo ZVS. Transcorrido um curto intervalo de tempo, o circuito ressonante inverte a corrente que agora passa a circular pela chave M1.

**4ª Etapa: Fig. 2.15 (d)**

Esta etapa tem início com a abertura da chave M1. A corrente passa a circular pelo diodo em antiparalelo com a chave M2. Esta etapa termina com o fechamento da chave M2 em modo ZVS.

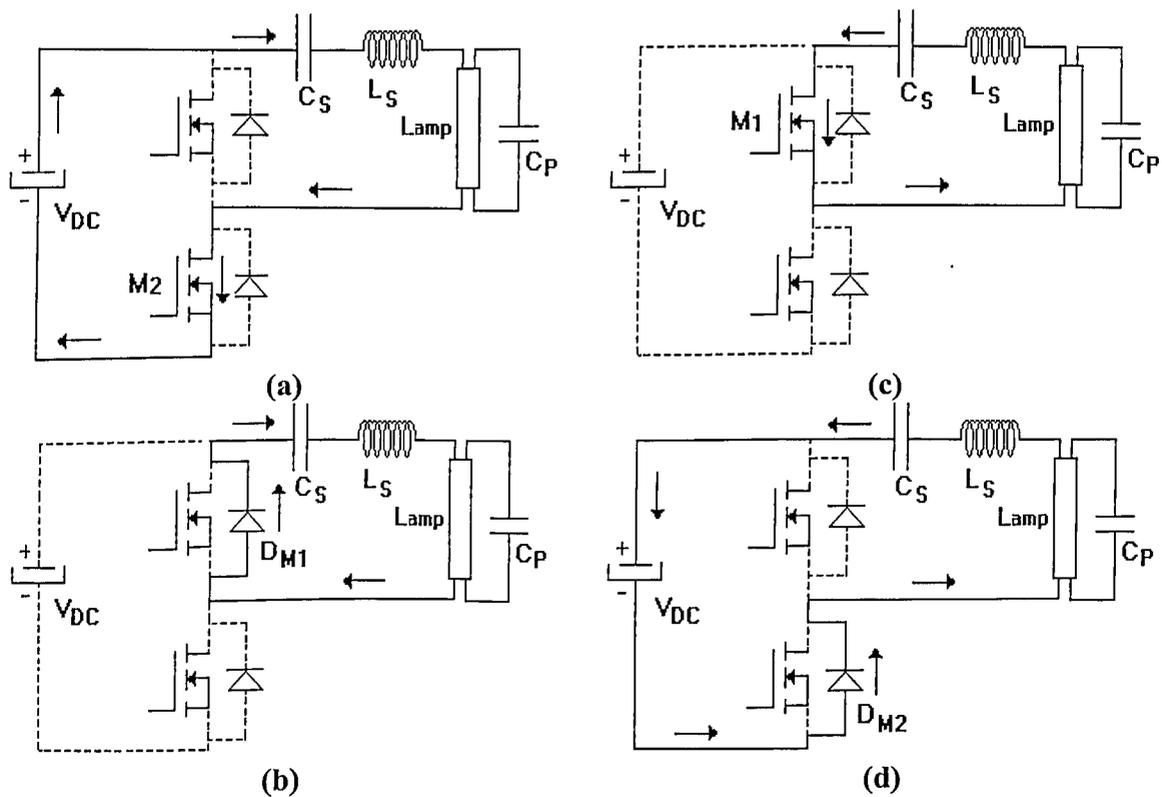


Fig. 2.15– Etapas de operação do conversor "Half-Bridge".

A Fig. 2.16 apresenta as formas de onda da tensão e corrente sobre o circuito ressonante.

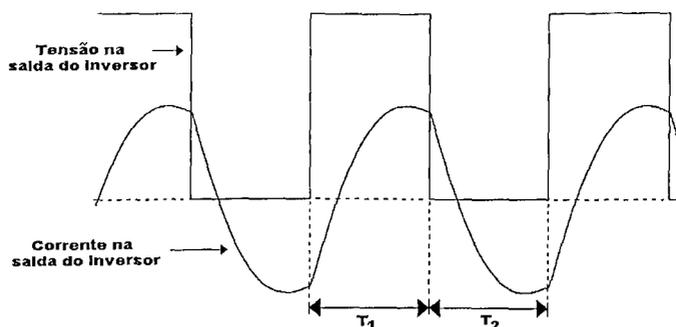


Fig. 2.16– Tensão e corrente no circuito ressonante.

## 2.5 - INTEGRAÇÃO DO ESTÁGIO DE CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA COM O ESTÁGIO INVERSOR

Mínimizar custos na produção dos reatores eletrônicos é essencial para torná-los competitivos, sendo a integração de estágios um importante recurso para esse fim. A integração de estágios resulta em uma diminuição no número de chaves do circuito de potência e simplificação do circuito de controle.

Usualmente, os reatores eletrônicos de alto fator de potência são implementados utilizando dois estágios de processamento de potência. O estágio de entrada chamado pré-regulador faz a correção do fator de potência e controla a tensão no capacitor de carga. O segundo estágio é responsável por fazer a inversão da tensão nos terminais das lâmpadas fluorescentes, em alta frequência, sendo chamado estágio inversor.

No item 2.3, foi demonstrado que a chave do estágio de correção do fator de potência pode operar com frequência e razão cíclica constantes, quando trabalhando em modo DCM. No item 2.4, constatou-se que as chaves do inversor operam com frequência e razão cíclica constantes. Através das constatações anteriores, pode-se verificar que as chaves dos dois estágios de processamento de potência apresentam a mesma forma de operação, permitindo assim a integração dos estágios.

A Fig. 2.17 apresenta um reator eletrônico fruto da integração do conversor Boost com o inversor Half-Bridge. Projetando o indutor do conversor Boost para operar em modo de condução descontínua, obtém-se a correção do fator de potência utilizando a chave M1 simultaneamente no circuito inversor e no conversor Boost.

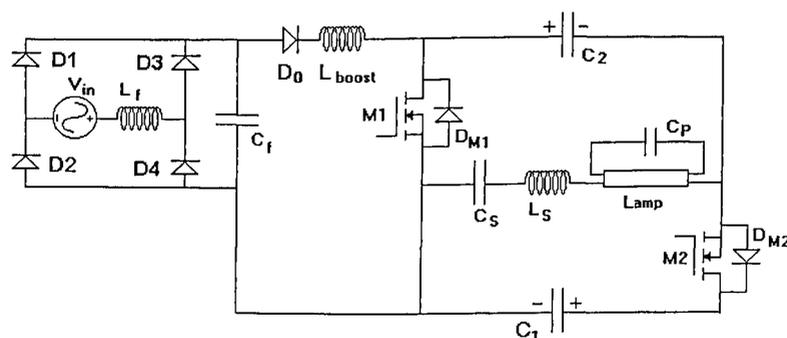


Fig. 2.17- Reator eletrônico integrado.

Como consequência da integração, a chave  $M1$  fica submetida a elevados níveis de corrente, quando comparadas com as topologias de dois estágios.

## 2.6 - ANÁLISE DOS DIFERENTES CIRCUITOS RESSONANTES PARA ESTABILIZAÇÃO E PARTIDA DAS LÂMPADAS FLUORESCENTES.

No capítulo anterior, foram apresentadas as características das lâmpadas de descarga, ficando evidenciado a necessidade de utilização de elementos estabilizadores, pois essas lâmpadas não limitam a corrente de forma apropriada, devido o seu comportamento se assemelhar ao de uma impedância negativa.

Também no capítulo anterior, foram apresentados os reatores magnéticos. Esses reatores operam na frequência de 60Hz sendo ligados diretamente na rede de alimentação, dispensando a utilização de elementos semicondutores. Entretanto, as dimensões dos elementos utilizados nos reatores magnéticos são bem maiores que as dos reatores eletrônicos, devido à baixa frequência de operação.

Agora será feita uma análise dos circuitos estabilizadores para reatores eletrônicos, em outras palavras, para circuitos estabilizadores operando em alta frequência. Deve-se ressaltar que nos circuitos de estabilização para baixa frequência há uma preocupação com o fator de potência do mesmo, pelo fato de ser ligado diretamente no sistema de energia. Já os reatores eletrônicos possuem o estágio de correção de fator de potência separado do estágio de estabilização, não sendo necessário alto fator de potência no circuito ressonante para se obter alto fator de potência do reator eletrônico.

Conforme [15] além do circuito de estabilização, as lâmpadas de descarga necessitam de um elemento de partida que promova altas tensões nos seus terminais. Essa tensão é necessária para ionizar o gás da lâmpada, provocando, com isso, sua partida. Em regime permanente, a lâmpada deve ficar submetida à tensão nominal da mesma.

As lâmpadas fluorescentes tubulares permitem uma grande flexibilidade na frequência de alimentação. Elas podem ser alimentadas em baixa frequência, como ocorre nos reatores magnéticos como também podem ser por uma tensão contínua. Entretanto, nesse tipo de alimentação, a tensão aplicada à lâmpada não pode ser em um único sentido indefinidamente. A flexibilidade na alimentação das lâmpadas fluorescentes tubulares se estende a altas frequências, sendo essa a forma mais eficiente de alimentação.

Neste item, serão apresentados alguns modelos de circuitos ressonantes com suas vantagens e desvantagens, visando sempre satisfazer as condições necessárias para o correto funcionamento das lâmpadas fluorescentes tubulares.

### **2.6.1 - CIRCUITO DE ESTABILIZAÇÃO SÉRIE RESSONANTE (SR)**

Uma das principais condições para o correto funcionamento das lâmpadas fluorescentes tubulares é que as mesmas não apresentem alto fator de crista na corrente, ou seja, que a razão entre o pico de corrente na lâmpada e sua corrente eficaz não seja elevado, para a indústria este valor não deve ser superior a 1,7. Conforme apresentado no capítulo anterior, as lâmpadas fluorescentes tubulares apresentam uma característica conhecida como “impedância negativa”, característica essa que favorece o aumento do fator de crista, que por sua vez, provoca a deterioração da lâmpada e baixa a eficiência. O circuito de estabilização tem como finalidade limitar o fator de crista, funcionando como uma impedância em série com a lâmpada.

A Fig. 2.18 apresenta o circuito série ressonante. As lâmpadas fluorescentes tubulares têm um comportamento semelhante a uma resistência quando operando em regime permanente. Antes da partida, essas lâmpadas podem ser consideradas como uma resistência infinita.

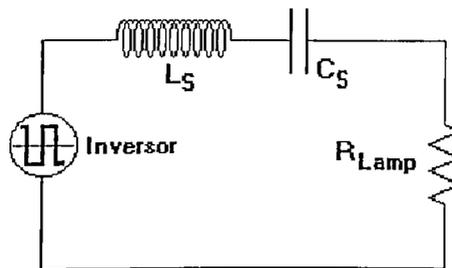


Fig. 2.18- Circuito série ressonante.

A equação (2.4) descreve o ganho estático do circuito série ressonante, onde  $Q_s$  representa o fator de qualidade e  $u$  a relação entre as frequências de chaveamento e a frequência natural do circuito ressonante. O desenvolvimento dessa equação é apresentado no apêndice A.2.

$$\left| \frac{V_o}{V_i}(j\omega) \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + Q_s^2 \cdot (u - 1/u)^2}} \quad (2.4)$$

Através da equação (2.4), traçaram-se as curvas de ganho estático para diferentes fatores de qualidade, apresentadas na Fig. 2.19.

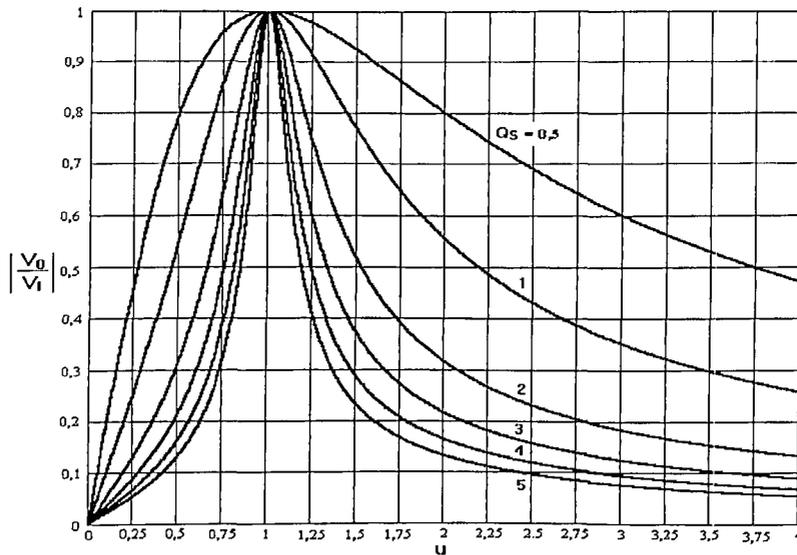


Fig. 2.19– Ganho estático do circuito série ressonante.

A limitação de corrente na lâmpada será tanto maior quanto maior for a diferença da frequência de chaveamento em relação à frequência natural do circuito ressonante.

Essa topologia de circuito de estabilização apresenta boas condições para o funcionamento da lâmpada em regime permanente. Entretanto, não produz o elevado nível de tensão requerido na partida da lâmpada.

As lâmpadas fluorescentes tubulares, antes da partida, comportam-se como um circuito aberto, não permitindo a circulação de corrente pelo ramo ressonante que está em série com a lâmpada.

A impedância do circuito série ressonante é calculada pela equação (2.5), que foi desenvolvida no apêndice A.3.

$$|Z_{SR}| = \sqrt{\frac{L_S}{C_S} \cdot \left( \frac{1}{Q_S^2} + \left( u - \frac{1}{u} \right)^2 \right)} \quad (2.5)$$

A Fig. 2.20 representa o comportamento da impedância do circuito série ressonante em função da frequência para alguns valores do fator de qualidade.

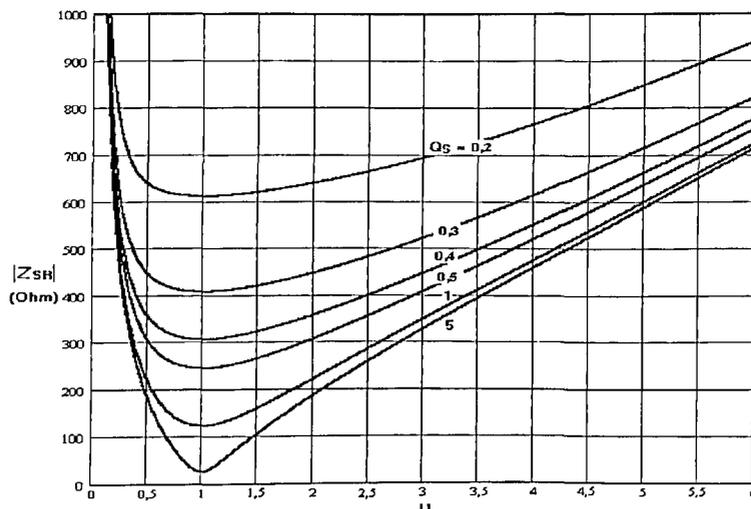


Fig. 2.20– Impedância do circuito série ressonante pela relação entre frequências para um capacitor de 100nF e um indutor de 1,5mH.

Na ressonância, o único elemento que limita a corrente na lâmpada é sua própria resistência, que por sua vez, decresce com a corrente. Deste modo, quando operando numa frequência muito próxima da de ressonância, o circuito se comportará quase como um curto circuito.

### 2.6.2 - CIRCUITO DE ESTABILIZAÇÃO SÉRIE RESSONANTE COM A LÂMPADA EM PARALELO (SRPL).

A Fig. 2.21 representa o circuito série ressonante com a lâmpada em paralelo.

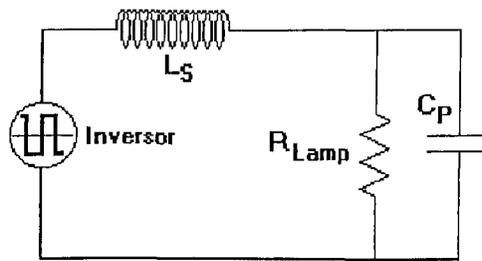


Fig. 2.21- Circuito série ressonante com a lâmpada em paralelo.

Usando a regra do divisor de tensão no domínio da frequência, chega-se a equação de ganho estático abaixo (Eq. (2.6)). O desenvolvimento completo dessa equação é apresentado no apêndice A.4.

$$\left| \frac{V_o}{V_i}(j\omega) \right| = \frac{1}{\sqrt{(1-u^2)^2 + (uQ_s)^2}} \tag{2.6}$$

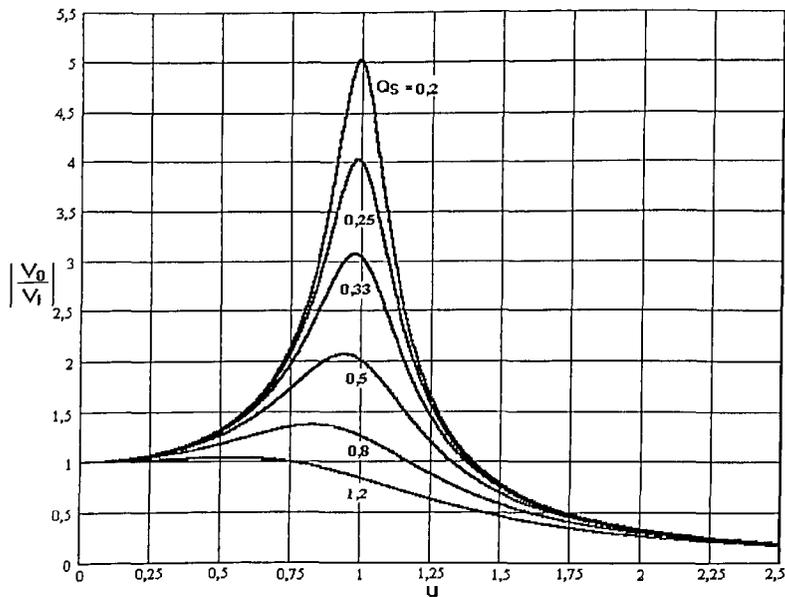


Fig. 2.22- Ganho estático do circuito SRPL.

Esse tipo de circuito de estabilização apresenta características excelentes para partida das lâmpadas fluorescentes tubulares, a tensão elevada requerida durante a partida é fornecida

por esse circuito quando operando perto da frequência ressonante. O fator de qualidade  $Q_s$  aumenta inversamente com o aumento da resistência, fazendo com que, na partida, tenham-se baixos valores de  $Q_s$ , que por sua vez, proporcionam altos valores de tensão quando a frequência natural do circuito está próxima da frequência de alimentação.

Em contrapartida, esse circuito apresenta características bem desfavoráveis à sua operação em regime permanente, tais como: permitir a circulação de corrente contínua na lâmpada. Essa corrente unidirecional ao longo de tempo provoca desgaste dos eletrodos da lâmpada culminando na sua queima.

Para gerar a tensão necessária à partida da lâmpada, deve-se alimentar o circuito ressonante numa frequência próxima à sua frequência natural. Em regime permanente pode-se obter a tensão nominal da lâmpada, isto é possível, pois, após a partida, a resistência da lâmpada diminui e por consequência o fator de qualidade aumenta.

Nos demais circuitos ressonantes apresentados a relação entre o crescimento da seletividade e o crescimento de  $Q_s$  é direta, e neste circuito esta relação é inversa.

A impedância do circuito SRPL é calculada pela equação (2.7), que foi desenvolvida no apêndice A.5.

$$|Z_{SRPL}| = Q_s \sqrt{\frac{(1-u^2)^2 + (uQ_s)^2}{1+Q_s^2}} \quad (2.7)$$

A Fig. 2.23 representa o comportamento da impedância do circuito SRPL em função da frequência para alguns valores do fator de qualidade.

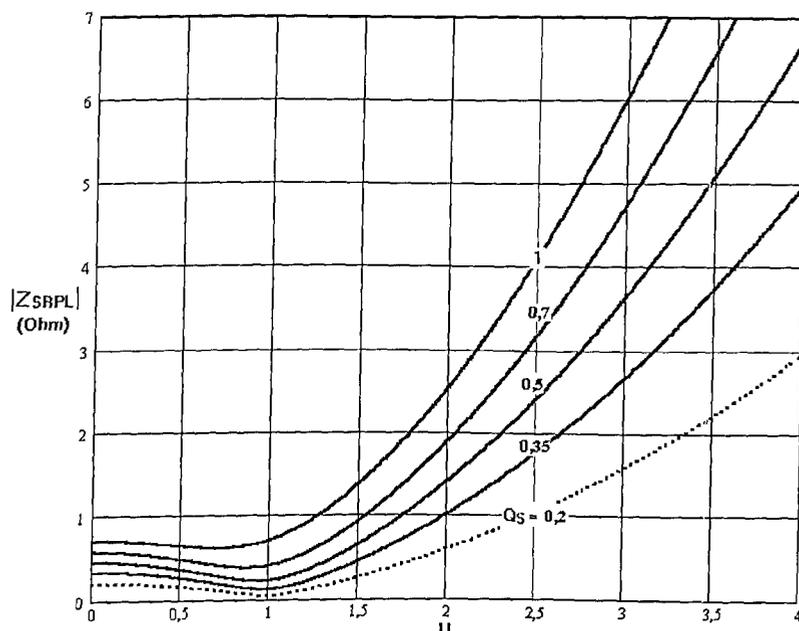


Fig. 2.23– Impedância do circuito SRPL pela relação entre frequências.

Esse circuito apresenta uma boa proteção contra curto circuito até para frequências próximas da frequência ressonante. Isso ocorre, pois, ao se colocar a carga em curto-circuito, o capacitor  $C_p$  não participa mais do circuito, ficando apenas o indutor, que naturalmente limita a corrente.

### 2.6.3 - CIRCUITO DE ESTABILIZAÇÃO PARA CARGA EM SÉRIE PARALELO (LCC)

A representação do circuito ressonante para a carga em série paralelo é apresentada na Fig. 2.24.

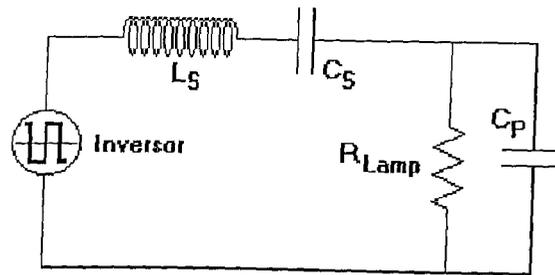


Fig. 2.24– Circuito de estabilização LCC.

Usando a regra do divisor de tensão no domínio da frequência, chega-se a equação de ganho estático abaixo (Eq. (2.8)). O desenvolvimento completo dessa equação é apresentado no apêndice A.6.

$$\left| \frac{V_o}{V_i}(j\omega) \right| = \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{C_p}{C_s} \cdot (1 - u^2)\right)^2 + Q_s^2 \cdot \left(u - \frac{1}{u}\right)^2}} \quad (2.8)$$

Esse circuito, antes da partida da lâmpada, possui um baixo fator de qualidade devido à resistência da lâmpada ser praticamente infinita. Desse modo, quando projetado para, na partida, operar numa frequência próxima a ressonante, consegue-se elevadas tensões sobre a lâmpada. Isso ocorre, pois, durante a partida, o circuito LCC tem um comportamento semelhante ao circuito SRPL.

Partindo-se a lâmpada, sua resistência cai radicalmente, ficando com valores inferiores à reatância capacitiva em paralelo com a mesma, passando o circuito LCC a ter um comportamento similar ao circuito série ressonante.

Ao analisar o circuito de estabilização série ressonante, verificou-se que ele possui um comportamento muito bom para limitar a corrente. Mas não fornece as condições para que a lâmpada parta. Já o circuito série ressonante com a lâmpada em paralelo fornece a tensão

necessária para a partida da lâmpada. Em regime permanente não satisfaz as condições necessárias para o funcionamento correto da lâmpada.

O circuito de estabilização série paralelo ressonante, quando adequadamente projetado, consegue apresentar as características do circuito de estabilização SRPL durante a partida da lâmpada. Quando operando em regime permanente esse circuito apresenta as características do circuito SR.

A relação entre o capacitor série e o capacitor paralelo define a variação da frequência natural do circuito após a partida.

Os gráficos apresentados nas figuras 2.25 e 2.26 foram traçados para diferentes relações de capacitância do circuito LCC.

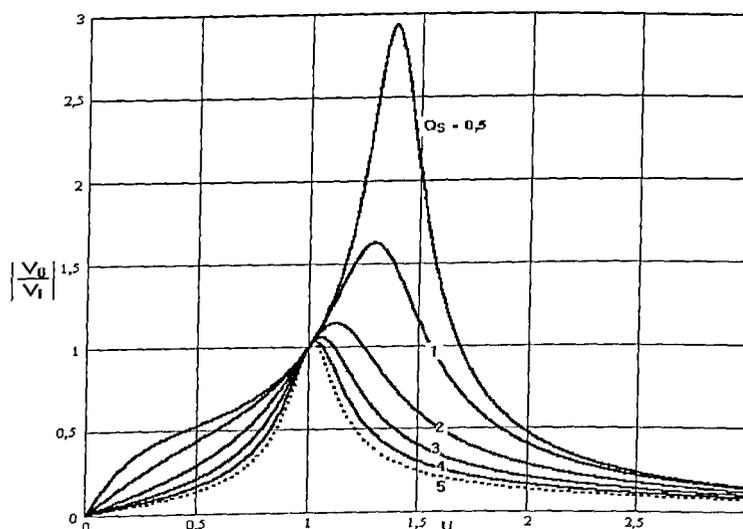


Fig. 2.25– Ganho do circuito LCC para  $C_p/C_s=1$ .

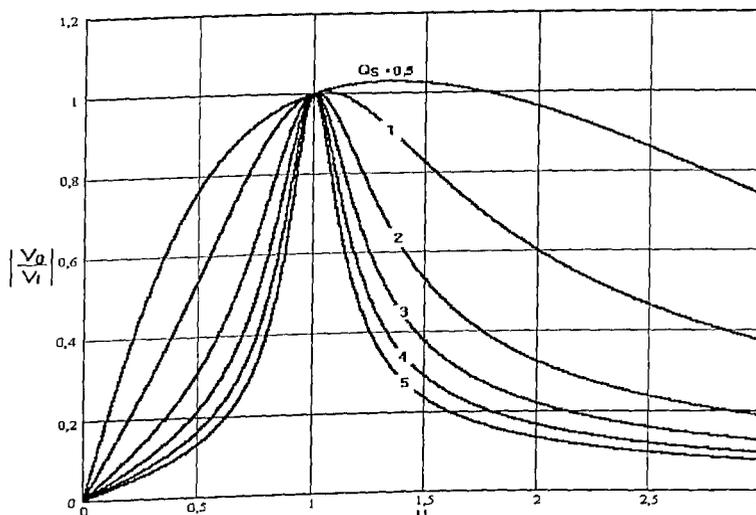


Fig. 2.26– Ganho do circuito LCC para  $C_p/C_s=0,094$ .

A equação (2.9) calcula a impedância do circuito LCC através das suas componentes discretas. O desenvolvimento dessa equação é apresentado no apêndice A.7.

$$|Z_{LCC}| = \sqrt{\left(\frac{R}{1 + \omega_s^2 \cdot R^2 \cdot C_p^2}\right)^2 + \left(\omega_s \cdot L_s - \frac{1}{\omega_s \cdot C_s} + \frac{\omega_s \cdot R^2 \cdot C_p}{1 + \omega_s^2 \cdot R^2 \cdot C_p^2}\right)^2} \quad (2.9)$$

### 2.6.4 - PROJETO DO CIRCUITO RESSONANTE COM A CARGA EM SÉRIE PARALELO (LCC)

Pode-se constatar que o circuito série paralelo ressonante apresenta um comportamento semelhante ao do circuito SRPL durante a partida, sendo as características desse circuito muito boas para a partida da lâmpada. Após a partida, o circuito LCC passa a ter um comportamento semelhante ao circuito SR, sendo o comportamento desse circuito muito bom para a estabilização da corrente. O circuito série paralelo ressonante conseguiu incorporar as

vantagens dos circuitos SPRL e do SR, tornando-se o circuito mais apropriado para partida e estabilização da lâmpada.

O projeto do circuito de estabilização está associado à escolha dos componentes a partir de algumas considerações devido ao número de variáveis livres no sistema. Dependendo das considerações iniciais, escolhe-se o método mais adequado de cálculo dos componentes do circuito de estabilização. Serão demonstradas três diferentes formas de cálculo que partem de diferentes condições iniciais.

#### 2.6.4.1 - PROJETO ATRAVÉS DAS CARACTERÍSTICAS DA LÂMPADA

Este método tem como condições iniciais as características da lâmpada, tais como: tensão de operação, tensão de ignição, potência e corrente. As equações utilizadas nesse método de cálculo foram retiradas da referência [6].

Através da corrente nominal da lâmpada ( $I_0$ ), define-se a corrente máxima no indutor ressonante.

$$I_{LSpk} = 5 \cdot I_0 \quad (2.10)$$

Os dados do fabricante também devem fornecer a tensão de ignição da lâmpada ( $V_{ig}$ ), a qual permite o cálculo da tensão máxima sobre os capacitores.

$$V_{Ceqpk} = V_{ig} \quad (2.11)$$

Equação de cálculo da capacitância equivalente do circuito LCC.

$$C_{eq} = \frac{5 \cdot I_0}{\omega_S \cdot V_{ig}} \quad (2.12)$$

A eq. (2.13) mostra a equação que define a indutância  $L_S$ .

$$L_S = \frac{(5 \cdot I_0 - \omega_S \cdot C_{eq} \cdot V_0)}{5 \cdot I_0 \cdot \omega_S^2 \cdot C_{eq}} \quad (2.13)$$

Onde:  $V_0$  é a tensão nominal da lâmpada.

A relação entre a frequência de chaveamento e a frequência natural do circuito ressonante está diretamente associada à influência das componentes harmônicas sobre a lâmpada. O intervalo de frequências utilizadas varia entre  $2 \cdot \omega_0 \leq \omega_S \leq 4 \cdot \omega_0$ .

A Eq. (2.14) mostra a equação que define a capacitância  $C_S$ .

$$C_S = \frac{\left(\frac{\omega_S}{\omega_0}\right)^2 - 1}{\omega_S \cdot \left(\omega_S \cdot L_S + \frac{1}{\omega_S \cdot C_{eq}}\right)} \quad (2.14)$$

A Eq. (2.15) mostra a equação que define a capacitância  $C_P$ .

$$C_P = \frac{C_{eq} \cdot C_S}{(C_{eq} - C_S)} \quad (2.15)$$

Deve-se ressaltar que essa metodologia de projeto não permite um controle preciso sobre a frequência natural do circuito LCC após a partida.

### 2.6.4.1.1. EXEMPLO DE PROJETO ATRAVÉS DAS CARACTERÍSTICAS DA LÂMPADA.

Cálculo do circuito ressonante LCC para os seguintes dados:  $f_s = 50\text{kHz}$ ,  $\omega_s/\omega_0 = 3$ ,  $V_{ig}=1100\text{V}$ ,  $V_i=180\text{V}$ ,  $I_0=425\text{mA}$  e  $V_0=100\text{V}$ , onde  $V_q$  é o valor máximo de tensão quadrada aplicada ao filtro LCC.

Substituindo os valores acima na eq. 2.16 obtém-se:

$$C_{eq} = 6,149\text{nF}$$

Através da eq. 2.14 calcula-se o indutor ressonante.

$$L_s = 1,498\text{mH}$$

As equações 2.15 e 2.16 calculam os capacitores do circuito ressonante LCC

$$C_s = 25,77\text{nF}$$

$$C_p = 8,077\text{nF}$$

### 2.6.4.2 - PROJETO UTILIZANDO A RESPOSTA EM FREQUENCIA.

Na partida, a frequência de ressonância será igual à frequência de comutação das chaves ( $f_s$ ) e é descrita pela eq.(2.16).

$$f_{op} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_s \cdot \left( \frac{C_s \cdot C_p}{C_s + C_p} \right)}} \quad (2.16)$$

Em regime permanente, a frequência  $f_s$  será maior que a frequência de ressonância de regime permanente ( $f_{OR} < f_s$ ), garantindo a impedância necessária para limitar a corrente na lâmpada e permitir comutação suave nas chaves do conversor meia-ponte. A eq. (2.17) calcula a frequência ressonante de regime permanente.

$$f_{OR} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_R \cdot C_S}} \quad (2.17)$$

Nessa altura do projeto, é necessário definir a relação entre as frequências de chaveamento e de ressonância que serão utilizadas, sendo que, a escolha da relação  $u$  (onde  $u = \omega_s / \omega_0$ ) está diretamente associada à distorção harmônica da corrente aplicada à lâmpada e às correntes reativas circulantes no circuito. Conforme [15] os valores de “ $u$ ”, normalmente utilizados nos circuitos LCC, encontram-se no intervalo  $3 \leq u \leq 4$ .

Através da equação (2.8), isolando o fator de qualidade obtém-se a equação (2.18). Com os valores de tensão  $V_0$  e  $V_i$ , a relação  $u$ , e para uma relação  $C_{ps} = C_p / C_s$  já definida previamente, calcula-se o valor de  $Q_s$ .

$$Q_s = \frac{\sqrt{\left(\frac{V_i}{V_0}\right)^2 - [1 + (C_{ps}) \cdot (1 - u^2)]^2}}{\left(u - \frac{1}{u}\right)} \quad (2.18)$$

Onde  $V_i$  é a tensão eficaz da componente fundamental da onda retangular aplicada ao circuito LCC.  $V_q$  é a amplitude desta tensão retangular,  $V_0$  é a tensão eficaz sobre a lâmpada e  $C_{ps}$  é o produto entre  $C_p$  e  $C_s$  relação esta previamente escolhida para o projeto.

Utilizando o valor do fator de qualidade, pode-se calcular o indutor série do circuito LCC.

$$L_S = \frac{Q_S R}{\omega_0} \quad (2.19)$$

Onde  $R = V_0^2 / P_0$ ,  $P_0$  é a potência da lâmpada,  $\omega_0$  é a frequência de ressonância entre o indutor  $L_S$  e o capacitor  $C_S$  e será obtido pela relação  $\omega_0 = \omega_s / u$ .

Com os valores do fator de qualidade e do indutor série, pode-se calcular o capacitor série do circuito LCC.

$$C_S = \frac{1}{\omega_0^2 L_S} \quad (2.20)$$

Tendo  $C_{PS}$  e  $C_S$  calcula-se  $C_P$  pela expressão (2.21).

$$C_P = C_{PS} C_S \quad (2.21)$$

#### 2.6.4.2.1. EXEMPLO DE PROJETO UTILIZANDO A RESPOSTA EM FREQUÊNCIA.

Para um circuito ressonante LCC submetido a uma tensão retangular de amplitudes +200V e - 200V numa frequência de 50 kHz, desejando alimentar uma lâmpada de 100V(rms) e 40W.

Devido ao circuito LCC se comportar como um filtro, ele apresenta alta impedância para as componentes harmônicas das frequências mais altas. Dessa forma, pode-se analisá-lo levando em consideração apenas a componente fundamental da onda retangular aplicada ao circuito LCC.

$$V_i = \frac{4 \cdot V_0}{\pi \cdot \sqrt{2}} \quad \rightarrow \quad V_i = \frac{4 \cdot 200}{\pi \cdot \sqrt{2}} \quad \rightarrow \quad \boxed{V_i = 180 \text{ V}}$$

Para o dimensionamento desse circuito, também é necessário o cálculo da resistência equivalente da lâmpada quando operando em regime permanente.

$$R = \frac{V_0^2}{P_0} \quad \rightarrow \quad R = \frac{100^2}{40} \quad \rightarrow \quad \boxed{R = 250\Omega}$$

Através da equação (2.8), traça-se o gráfico do ganho estático do circuito LCC para diferentes fatores de qualidade. Através das equações (2.18) a (2.21), é possível projetar os elementos do filtro LCC.

$$Q_s = \frac{\sqrt{\left(\frac{V_i}{V_0}\right)^2 - [1 + (C_{ps}) \cdot (1 - u^2)]^2}}{\left(u - \frac{1}{u}\right)}, \text{ Adotando: } u=3 \text{ e } C_{ps}=0,094.$$

$$Q_s = \frac{\sqrt{\left(\frac{180}{100}\right)^2 - [1 + (0,094) \cdot (1 - 3^2)]^2}}{\left(3 - \frac{1}{3}\right)} \quad \rightarrow \quad \boxed{Q_s = 0,669}$$

$$L_s = \frac{Q_s R}{\omega_0}, \text{ onde } \omega_0 = \omega_s / u \text{ e } \omega_s = 2 \cdot \pi \cdot f_s.$$

$$\omega_s = 2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 10^3 \quad \rightarrow \quad \omega_s = 3,142 \cdot 10^5$$

$$\omega_0 = 3,142 \cdot 10^5 / 3 \quad \rightarrow \quad \omega_0 = 1,047 \cdot 10^5$$

$$L_s = \frac{0,669 \cdot 250}{1,047 \cdot 10^5} \quad \rightarrow \quad \boxed{L_s = 1,597\text{mH}}$$

$$C_s = \frac{1}{\omega_0^2 L_s} \quad \rightarrow \quad C_s = \frac{1}{(1,047 \cdot 10^5)^2 \cdot 1,597 \cdot 10^{-3}} \quad \rightarrow \quad \boxed{C_s = 57,11\text{nF}}$$

$$C_p = C_{ps} C_s \quad \rightarrow \quad C_p = 0,094 \cdot 57,11 \cdot 10^{-9} \quad \rightarrow \quad \boxed{C_p = 5,369\text{nF}}$$

A resposta em frequência que o circuito ressonante LCC deve apresentar para que a lâmpada opere com tensão nominal é calculado pela equação abaixo.

$$G = \frac{V_0}{V_i} \quad \rightarrow \quad \boxed{G = 0,555}$$

A Fig. 2.27 mostra a resposta em frequência para o circuito ressonante LCC.

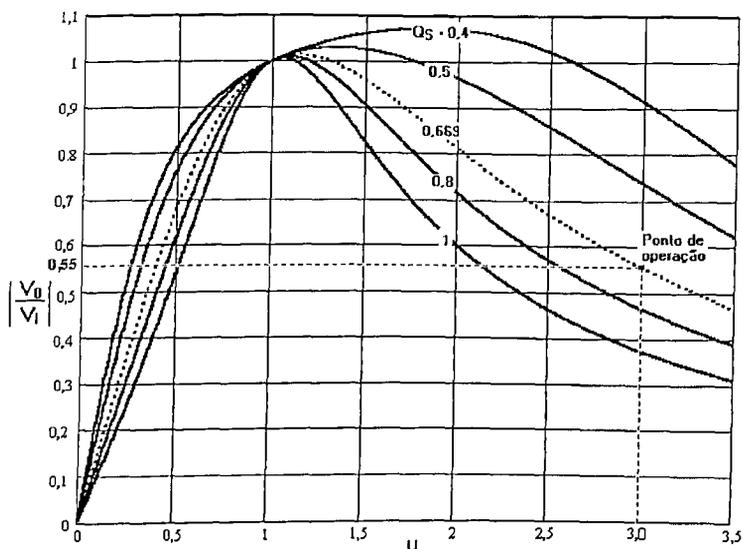


Fig. 2.27- Ganho de tensão pela relação entre as frequências  $u = \omega s / \omega o$  para  $Cp/Cs = 0,094$ .

O fator de qualidade mais adequado para esse projeto é definido graficamente através da Fig. 2.27. Utilizando o ganho estático calculado anteriormente e a relação entre frequências “u” definida pelo projetista dentro de uma faixa permitida.

O fator de qualidade mais adequado definido foi  $Q_s = 0,669$ . Deve-se ressaltar que a Fig. 2.27 apresenta a relação de frequências u igual a 1 quando operando na frequência ressonante, sendo esse ganho muito pequeno para a partida da lâmpada. No entanto, durante a partida da lâmpada fluorescente, a mesma apresenta alta impedância, prevalecendo a reatância capacitiva de  $C_p$ , tanto sobre a lâmpada que está em paralelo, como em relação ao capacitor  $C_s$  que está em série. Assim sendo, o circuito tem um comportamento muito parecido com o circuito paralelo ressonante, que apresenta alto ganho na frequência ressonante.

### 2.6.4.3 - COMPARAÇÃO DAS METODOLOGIAS DE PROJETO APRESENTADAS.

A Tabela 2.1 mostra os resultados obtidos nos três métodos de projeto do circuito LCC apresentados.

Tabela 2.1 – Valores de projeto do circuito LCC.

	Capacitor série (Cs)	Capacitor Paralelo (Cp)	Indutor ressonante (Ls)
Projeto através das características da lâmpada	25,77nF	8,077nF	1,498mH
Projeto utilizando o ganho estático	57,11nF	5,369nF	1,597mH

No método de projeto utilizando o ganho estático, é possível definir a relação entre a frequência de chaveamento e a frequência natural do circuito LCC através do valor de  $u$ . No projeto através das características da lâmpada essa relação é definida de forma indireta. Este método faz com que o circuito LCC opere numa frequência natural de 25,62kHz em regime permanente. Já o método do ganho em frequência, quando operando em regime permanente, o circuito LCC apresenta sua frequência natural próxima de 17kHz. Esse foi o motivo que fez com que os valores obtidos no primeiro método de projeto fugissem do padrão do segundo método.

## 2.7 - FILTRO DE ENTRADA

A maioria dos reatores eletrônicos faz a correção do fator de potência operando no modo de condução descontínua (DCM). Esse modo de operação gera uma onda de alto conteúdo harmônico, com isso, o filtro de entrada torna-se imperativo nos reatores eletrônicos quando operando no modo DCM.

Há vários filtros apresentados na literatura, tais como: Filtro  $\pi$ , filtro T, filtro R-C shunt, filtro L e outros. O filtro tipo L vem sendo o mais utilizado nos reatores eletrônicos. Isso se deve à constante busca de simplicidade dos mesmos. Os filtro  $\pi$  e T são compostos de três elementos e apresentam uma taxa de atenuação de 18dB por oitava, já o filtro L possui dois elementos e uma atenuação de 12dB por oitava. A atenuação apresentada no filtro L satisfaz as necessidades dos reatores eletrônicos com um menor número de elementos.

A frequência de corte do filtro L é definida pela Eq.(2.22). Para que o filtro não provoque atenuação na corrente de entrada em fase com a tensão da rede, projeta-se a frequência de corte uma década abaixo da frequência de chaveamento,  $f_s = 10 \cdot f_{corte}$ , portanto  $f_{corte1} = 5kHz$ . A frequência de corte deve estar pelo menos uma década acima da frequência da rede  $f_{corte} = 10 \cdot f_L$ ,  $f_{corte2} = 600Hz$ . Dentro desta faixa de operação adotou-se  $f_{corte} = 5kHz$ .

$$f_{corte} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_F \cdot C_F}} \quad (2.22)$$

$$L_F \cdot C_F = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f_{corte})^2} \quad (2.23)$$

## 2.8 - CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este capítulo teve como objetivo visualizar todas as etapas de processamento de potência de um reator eletrônico de alto fator de potência.

Para a etapa de correção de fator de potência, foram apresentadas as topologias mais utilizadas nos reatores eletrônicos e os diferentes métodos de controle. Realizou-se um breve estudo das topologias de inversor mais comuns para reatores eletrônicos.

Foi feita uma análise das diferentes configurações de circuitos de estabilização ressonante, obtendo uma configuração adequada às necessidades dos reatores eletrônicos. Algumas metodologias de projeto do circuito ressonante foram apresentadas.

Este capítulo teve o intuito de fornecer suporte para a análise dos reatores eletrônicos, os quais são apresentados nos capítulos subsequentes.

## CAPÍTULO 3

### REATOR ELETRÔNICO EM MEIA-PONTE INTEGRADO COM ESTÁGIO BOOST

#### 3.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Nesse capítulo, faz-se a análise de uma nova topologia de reator eletrônico com alto fator de potência e baixas perdas de chaveamento. O reator eletrônico proposto é obtido a partir da integração de um inversor em Meia-Ponte, também conhecido como “Half-Bridge”, com o conversor Boost.

O inversor em Meia-Ponte é utilizado em praticamente todos os reatores eletrônicos, salvo algumas exceções, visto sua simplicidade e eficiência, no entanto, como já mencionado, é necessário a introdução de um estágio pré-regulador para correção do fator de potência. Utilizar simplesmente dois estágios em cascata, sendo o primeiro deles um conversor Boost (pré-regulador) e o segundo um inversor em Meia-Ponte já é uma solução eficiente, a integração destas duas topologias apresenta enormes vantagens, redução de custos, peso, simplicidade de controle.

O objetivo deste capítulo é o estudo da topologia proposta ressaltando suas eventuais vantagens e desvantagens frente à não integração da mesma.

### 3.2 - DESCRIÇÃO DO REATOR ELETRÔNICO PROPOSTO

O circuito de potência do conversor proposto é mostrado na Fig. 3.1. Ele é composto por uma fonte de tensão monofásica, pelo filtro de entrada, pela ponte retificadora, pelo conversor Boost, pelo circuito de estabilização série paralelo ressonante (LCC) e pelo circuito inversor.

O conversor Boost é responsável pela correção do fator de potência, sendo formado pelo diodo  $D5$ , pelos capacitores  $C1$  e  $C2$ , pelo indutor  $L_{Boost}$  e pela chave  $M1$ .

O circuito inversor é formado pelas chaves  $M1$  e  $M2$  e pelos capacitores  $C1$  e  $C2$ . A utilização da chave  $M1$  simultaneamente pelo conversor Boost e pelo circuito inversor caracteriza a integração dessas duas etapas de processamento de potência.

O filtro de entrada, responsável pela atenuação das harmônicas de alta frequência provenientes do chaveamento, é formado pelo indutor  $L_F$  e o capacitor  $C_F$ .

O circuito de estabilização LCC é formado pelo indutor  $L_S$  e pelos capacitores  $C_S$  e  $C_P$ .

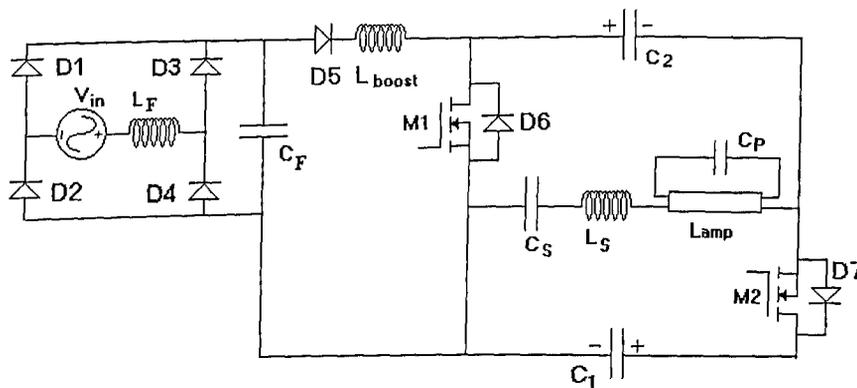


Fig. 3.1– Reator eletrônico proposto.

### 3.2.1 - ETAPAS DE OPERAÇÃO

**1ª Etapa  $[t_0, t_1]$**  – Esta etapa começa quando a chave  $M2$  é desligada e a chave  $M1$  é ligada em modo ZVS. A tensão de entrada é aplicada ao indutor  $L_{Boost}$ . Conseqüentemente a corrente  $I_{Boost}$  aumenta linearmente, considerando que a tensão permanece aproximadamente constante durante um período de chaveamento. A corrente  $I_{M1}$  é igual a soma das correntes  $I_{Boost}$  e  $I_L$ , e circula através do diodo  $D6$ , ver Fig. 3.2.

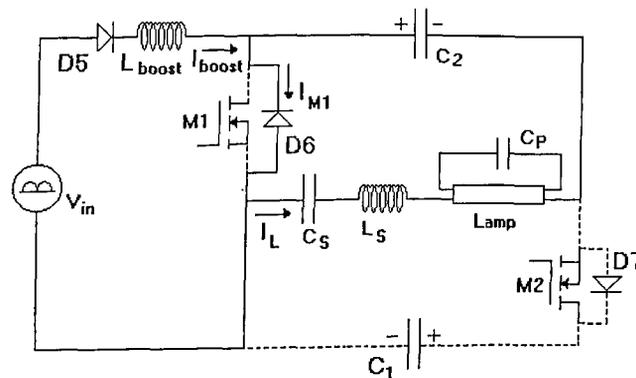


Fig. 3.2– Primeira etapa de operação.

**2ª Etapa  $[t_1, t_2]$**  – Esta etapa começa quando a corrente no diodo  $D6$  é anulada e passa a circular pela chave  $M1$ . A corrente  $I_{Boost}$  continua a aumentar linearmente. A corrente na chave  $M1$  é igual a soma das correntes  $I_{Boost}$  e  $I_L$ , ver Fig. 3.3.

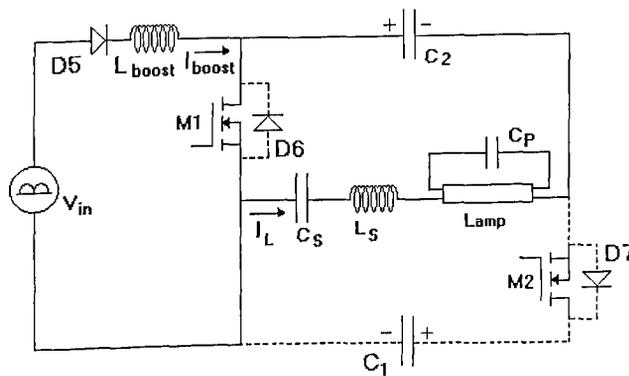


Fig. 3.3– Segunda etapa de operação.

3ª Etapa [ $t_2, t_3$ ] – Esta etapa começa quando a chave  $M1$  é desligada, e conseqüentemente a corrente  $I_{M1}$  passa a circular pelo diodo  $D7$ , e a chave  $M2$  é ligada em modo ZVS. A corrente  $I_{Boost}$  decresce linearmente enquanto carrega os capacitores  $C1$  e  $C2$ . No instante  $t_3$ , a corrente  $I_{M2}$  circulando pelo diodo  $D7$  se torna nula, ver Fig. Fig. 3.4.

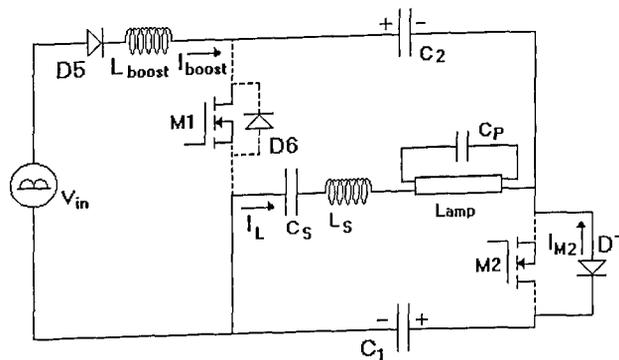


Fig. 3.4– Terceira etapa de operação.

4ª Etapa [ $t_3, t_4$ ] – Esta etapa começa quando a corrente  $I_{M2}$  que circulava pelo diodo  $D7$  atinge zero e passa a circular através da chave  $M2$ . A corrente  $I_{Boost}$  continua decrescendo linearmente até atingir zero, ver Fig. 3.5.

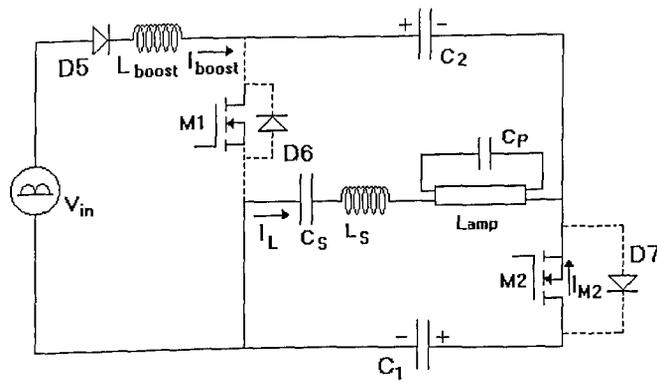


Fig. 3.5 – Quarta etapa de operação.

5ª Etapa  $[t_4, t_5]$  – Esta etapa tem início quando a corrente  $I_{Boost}$  se torna nula. A corrente  $I_L$  circula através da chave  $M2$ , ver Fig. Fig. 3.6.

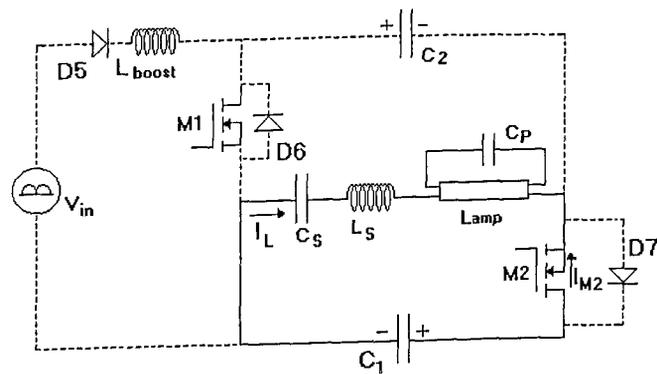


Fig. 3.6– Quinta etapa de operação.

A Fig. 3.7 mostra as formas de onda teóricas do conversor proposto neste capítulo.

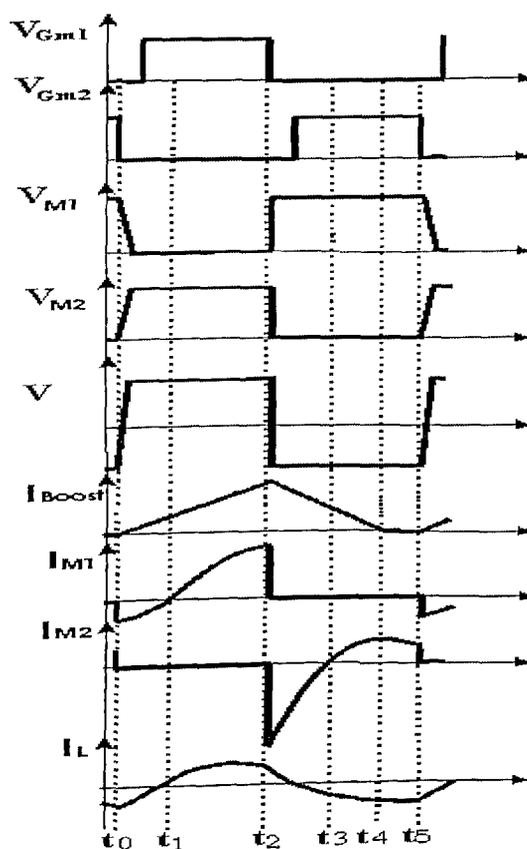


Fig. 3.7 – Formas de onda de tensões e correntes do conversor proposto.

### 3.2.2 - CIRCUITO DE CONTROLE

Para o acionamento das chaves  $M1$  e  $M2$  do conversor em estudo foi utilizado o circuito integrado IR2153, conhecido como “Self Oscillating Half-Bridge Driver” que é utilizado para o acionamento de conversores em Meia-Ponte convencionais, sendo que para estes não é necessária nenhuma isolação.

Ao ser utilizado no acionamento da topologia da Fig. 3.8 foi necessária a isolação da chave  $M2$  através de um transformador de pulso.

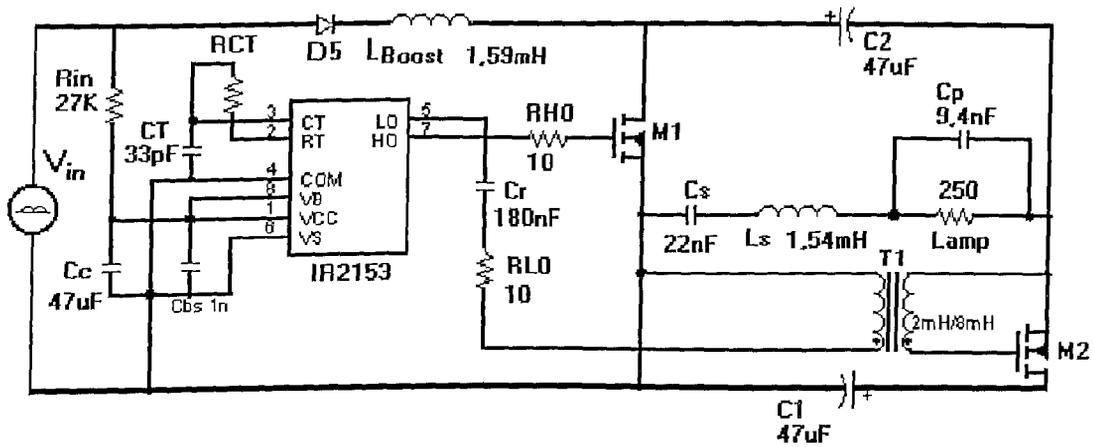


Fig. 3.8– Conversor Boost Meia-Ponte integrado acionado pelo circuito integrado IR2153.

O IR2153 é um circuito integrado construído para ser alimentado com alta tensão, apresenta alta velocidade, é auto oscilante e se destina ao acionamento de MOSFET's e IGBT's. Consiste basicamente de oscilador, equivalente a um 555, no qual a frequência de oscilação é definida pelos componentes CT e RCT. A alimentação é promovida pelo resistor Rin, ligado diretamente à alta tensão, projetado para fornecer a corrente necessária ao funcionamento do CI para a tensão ao qual o circuito está submetido. Os resistores RH0 e RLO limitam a corrente de disparo das chaves. O capacitor Cr filtra o nível CC do sinal que entra no trafo T1, transformando uma tensão quadrada de 0 a +15 em -7,5 a +7,5, no entanto o trafo possui uma relação de transformação de 1:2 o que eleva a tensão de saída para uma onda quadrada de -15 a +15 obtendo como benefício a descarga da capacitância intrínseca da chave quando esta deve estar desligada sem a necessidade de circuitos auxiliares. Possui internamente um diodo Zener que grampeia a tensão VCC em 15,6 volts.

A frequência de operação é calculada a partir da equação:

$$f = \frac{1}{1,4 \cdot (R_T + 75\Omega) \cdot C_T} \quad (3.1)$$

### 3.2.2.1 - CARACTERÍSTICAS DO IR2153

- Faixa de operação até +600V.
- Tolerância a variações de tensão negativa.
- Imunidade a  $dv/dt$ .
- Canal flutuante projetado para operação independente da entrada.
- Frequência de oscilação programável.
- Razão cíclica máxima de 50%.
- Tempo morto (típico) 1.2  $\mu s$ .

Parâmetros		Valor		Unidades
Símbolo	Definição	Min.	Max.	
$V_B$	Fonte de tensão flutuante do lado de alta	-0,3	625	V
$V_S$		$V_B-25$	$V_B+0,3$	
$V_{H0}$	Tensão de saída flutuante do lado de alta	$V_S-0,3$	$V_B+0,3$	
$V_{L0}$	Tensão de saída do lado de baixa	-0,3	$V_{CC}+0,3$	
$V_{RT}$	Tensão RT	-0,3	$V_{CC}+0,3$	
$V_{CT}$	Tensão CT	-0,3	$V_{CC}+0,3$	
$I_{CC}$	Corrente de alimentação	-	25	mA
$I_{RT}$	Corrente de saída RT	-5	5	
$dV_S/dt$	Variação permissível na tensão de entrada	-	50	V/ns

### 3.2.2.2 - DIAGRAMA DE BLOCOS

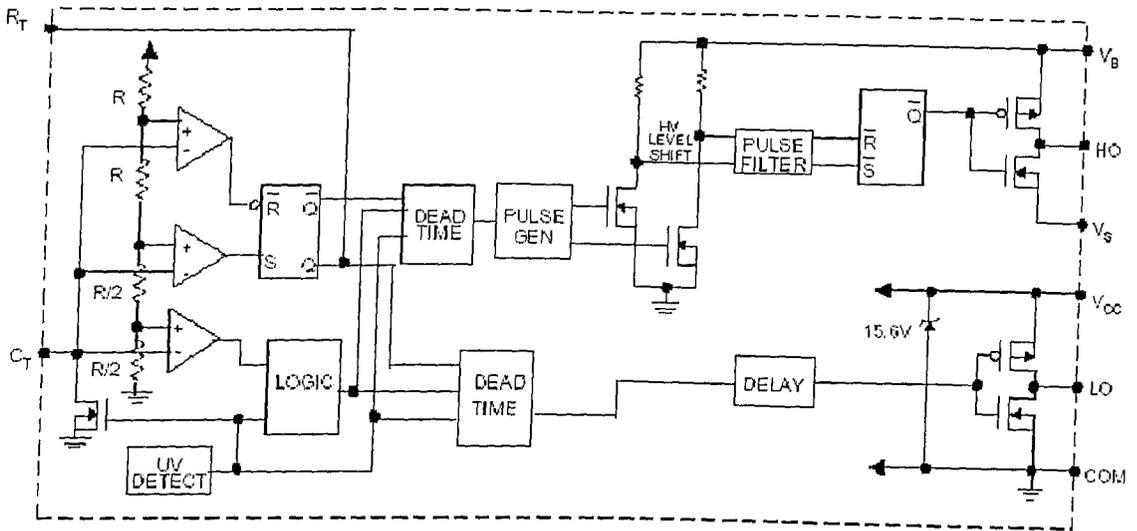


Fig. 3.9- Diagrama de blocos do circuito integrado IR2153.

## 3.3 - EQUAÇÕES DE PROJETO

### 3.3.1 - CÁLCULO DO CIRCUITO DE ESTABILIZAÇÃO LCC

O circuito ressonante LCC será submetido a uma tensão retangular de amplitudes  $+200V$  e  $-200V$  numa frequência de  $50\text{ kHz}$ , e alimentar uma lâmpada de  $100V(rms)$  e  $40W$ .

Devido ao circuito LCC se comportar como um filtro, ele apresenta alta impedância para as componentes harmônicas das frequências mais altas. Dessa forma, pode-se analisá-lo levando em consideração apenas a componente fundamental da onda retangular aplicada ao circuito LCC.

$$V_i = \frac{4 \cdot V_o}{\pi \cdot \sqrt{2}} \rightarrow V_i = \frac{4 \cdot 200}{\pi \cdot \sqrt{2}} \rightarrow \boxed{V_i = 180\text{ V}}$$

Para o dimensionamento desse circuito, também é necessário o cálculo da resistência equivalente da lâmpada quando operando em regime permanente.

$$R = \frac{V_0^2}{P_0} \quad \rightarrow \quad R = \frac{100^2}{40} \quad \rightarrow \quad \boxed{R = 250\Omega}$$

Através da equação (2.9), traça-se o gráfico do ganho estático do circuito LCC para diferentes fatores de qualidade. Através das equações (2.19) a (2.22), é possível projetar os elementos do filtro LCC.

$$1. Q_s = \frac{\sqrt{\left(\frac{V_i}{V_0}\right)^2 - [1 + (Cps) \cdot (1 - u^2)]^2}}{\left(u - \frac{1}{u}\right)}, \text{ Adotando: } u=3,87 \text{ e } Cps=0,094.$$

$$Q_s = \frac{\sqrt{\left(\frac{180}{100}\right)^2 - [1 + (0,094) \cdot (1 - 3^2)]^2}}{\left(3 - \frac{1}{3}\right)} \quad \rightarrow \quad \boxed{Q_s = 0,491}$$

$$2. L_s = \frac{Q_s R}{\omega_0}, \text{ onde } \omega_0 = \omega_s / u \text{ e } \omega_s = 2 \cdot \pi \cdot f_s.$$

$$\omega_s = 2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 10^3 \quad \rightarrow \quad \omega_s = 3,142 \cdot 10^5$$

$$\omega_0 = 3,142 \cdot 10^5 / 3,87 \quad \rightarrow \quad \omega_0 = 8,118 \cdot 10^4$$

$$L_S = \frac{0,491 \cdot 250}{8,118 \cdot 10^4} \quad \rightarrow \quad \boxed{L_S = 1,512 \text{mH}}$$

$$3. C_S = \frac{1}{\omega_0^2 L_S} \quad \rightarrow \quad C_S = \frac{1}{(8,118 \cdot 10^4)^2 \cdot 1,512 \cdot 10^{-3}} \quad \rightarrow \quad \boxed{C_S = 100 \text{nF}}$$

$$4. C_P = C_{PS} C_S \quad \rightarrow \quad C_P = 0,094 \cdot 100,4 \cdot 10^{-9} \quad \rightarrow \quad \boxed{C_P = 9,4 \text{nF}}$$

$$5. |Z_{LCC}| = \sqrt{\left( \frac{R}{1 + \omega_s^2 \cdot R^2 \cdot C_p^2} \right)^2 + \left( \omega_s \cdot L_S - \frac{1}{\omega_s \cdot C_S} + \frac{\omega_s \cdot R^2 \cdot C_p}{1 + \omega_s^2 \cdot R^2 \cdot C_p^2} \right)^2}$$

$$|Z_{LCC}| = \left[ \left( \frac{250}{1 + (3,142 \cdot 10^5)^2 \cdot 250^2 \cdot (9,435 \cdot 10^{-9})^2} \right)^2 + \left( (3,142 \cdot 10^5) \cdot (1,512 \cdot 10^{-3}) - \frac{1}{(3,142 \cdot 10^5) \cdot (100,4 \cdot 10^{-9})} + \frac{(3,142 \cdot 10^5) \cdot 250^2 \cdot (9,435 \cdot 10^{-9})}{1 + (3,142 \cdot 10^5)^2 \cdot 250^2 \cdot (9,435 \cdot 10^{-9})^2} \right)^2 \right]^{1/2}$$

$$\boxed{|Z_{LCC}| = 585 \Omega}$$

A resposta em frequência que o circuito ressonante LCC deve apresentar para que a lâmpada opere com tensão nominal é calculado pela equação abaixo.

$$G = \frac{V_0}{V_i} = 0,555 \quad (3.2)$$

A Fig. 3.10 representa o ganho em tensão pela relação entre a frequência de chaveamento e a frequência natural do circuito ressonante LCC.

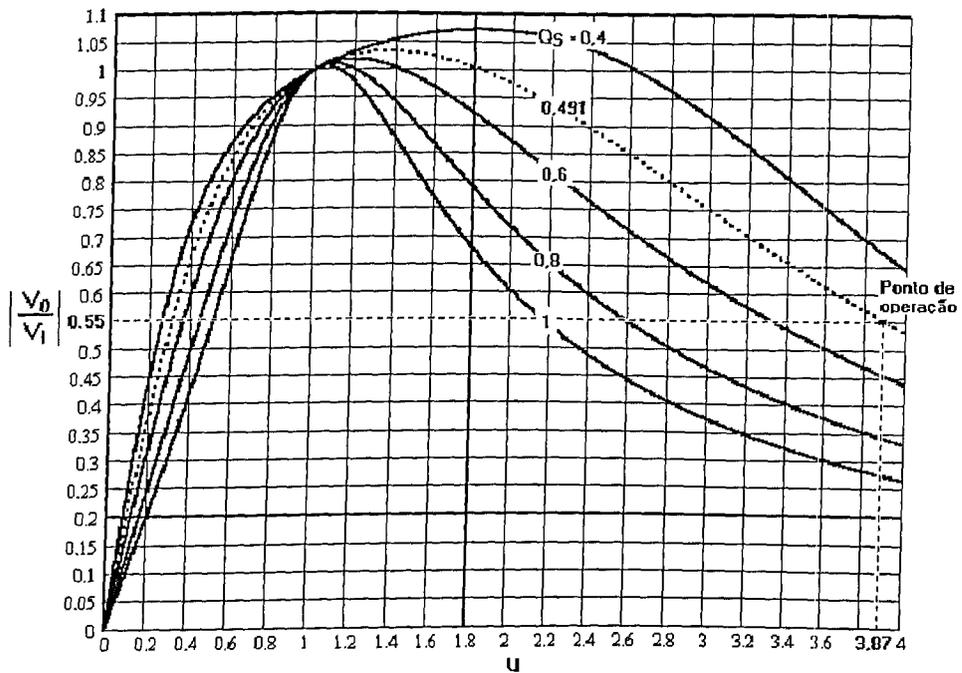


Fig. 3.10 – Ganho de tensão pela relação entre as frequências  $u = \omega_s / \omega_0$  para  $C_p / C_s = 0,094$ .

### 3.3.2 - CÁLCULO DO CONVERSOR BOOST

O indutor  $L_{Boost}$  é calculado no apêndice (A.1), Eq. (3.3), onde  $V_{in}$  é o valor da tensão de entrada desse conversor,  $f_s$  é a frequência de chaveamento,  $P_0$  é a potência de saída,  $D$  é a razão cíclica e  $\eta$  o rendimento.

$$L_{Boost} = \frac{\eta \cdot V_{in}^2 \cdot D^2}{P_0 \cdot f_s} \quad (3.3)$$

Para garantir a descontinuidade de corrente no indutor  $L_{Boost}$ , é necessário que a tensão nos capacitores  $C_1$  e  $C_2$  seja maior que o pico da tensão de alimentação. Isso é obtido

projetando o circuito de estabilização LCC para transmitir à lâmpada sua potência nominal quando a tensão nos seus terminais for  $V_{inpk} + \Delta V_C$ .

Com o aumento da tensão nos capacitores  $C_1$  e  $C_2$  a potência de saída aumenta. Entretanto a potência de entrada permanece a mesma. O sistema só entrará em equilíbrio quando a potência de entrada for igual à potência de saída. Desta forma, projetando o filtro de saída para fornecer a potência nominal quando a tensão for igual a  $V_{inpk} + \Delta V_C$ . Isso faz com que o capacitor estabilize sua tensão em torno de  $V_{inpk} + \Delta V_C$ . Essa afirmação é comprovada matematicamente através da Eq. (3.4), calculada no apêndice (A.2), que calcula o valor da tensão nos capacitores.  $R$  é a resistência equivalente da lâmpada,  $G$  é a resposta em frequência no ramo LCC.

$$V_{C1} = V_{C2} = \frac{V_{in} \cdot D \cdot \pi}{G} \sqrt{\frac{\eta \cdot R}{8 \cdot L_{Boost} \cdot f_S}} \quad (3.4)$$

As capacitâncias  $C_1$  e  $C_2$  são calculadas através da Eq. (3.5), calculada no apêndice (A.3) sendo  $f_L$  a frequência de linha,  $\Delta V_{C1}$  é o “ripple” de tensão máximo permitido no capacitor.

$$C_1 = \frac{P_0}{4 \cdot f_L \cdot V_{C1} \cdot \Delta V_{C1}} \quad (3.5)$$

Onde tem-se:

$$1. V_{in} = 127, D = 0,45, \eta = 0,9, f_S = 50\text{kHz}, P_0 = 40\text{W}.$$

$$L_{Boost} = \frac{V_{in}^2 \cdot D^2 \cdot \eta}{f_S \cdot P_0} \rightarrow L_{Boost} = \frac{127^2 \cdot 0,45^2 \cdot 0,9}{50 \cdot 10^3 \cdot 40} \rightarrow L_{Boost} = 1,47\text{mH}$$

$$2. V_{C1} = \frac{V_{in} \cdot D \cdot \pi}{G} \sqrt{\frac{\eta \cdot R}{8 \cdot L_{Boost} \cdot f_s}} \rightarrow V_{C1} = \frac{127 \cdot 0,45 \cdot \pi}{0,55} \sqrt{\frac{0,9 \cdot 250}{8 \cdot 1,47 \cdot 10^{-3} \cdot 50 \cdot 10^3}} \rightarrow$$

$$V_{C1} = 200V$$

$$3. \Delta V_{C1} = 17V, f_L = 60Hz.$$

$$C_1 = \frac{P_0}{4 \cdot f_L \cdot V_{C1} \cdot \Delta V_{C1}} \rightarrow C_1 = \frac{40}{4 \cdot 60 \cdot 200,13 \cdot 17} \rightarrow C_1 \cong 47\mu F$$

### 3.3.3 - DIMENSIONAMENTO DOS SEMICONDUTORES

#### 3.3.3.1 - DIMENSIONAMENTO DO DIODO D5

$$I_{D5pk} = \frac{V_{inpk} \cdot D}{L_{Boost} \cdot f_s} \quad (3.6)$$

$$I_{D5Med} = \frac{2 \cdot V_{inpk} \cdot D^2}{\pi \cdot L_{Boost} \cdot f_s} \quad (3.7)$$

$$I_{D5(EF)} = \frac{V_{inpk} \cdot D^2}{\sqrt{2} \cdot L_{Boost} \cdot f_s} \quad (3.8)$$

#### 3.3.3.2 - DIMENSIONAMENTO DO DIODO D6

$$I_{D6Med} = \frac{4 \cdot V_{C1} \cdot f_s}{\pi \cdot |Z_{LCC}| \cdot \omega_0} \cdot (\cos(\omega_0 \cdot t_1 + \phi) - \cos \phi) - \frac{V_{inpk} \cdot f_s}{\pi \cdot L_{boost}} \cdot t_1^2 \quad (3.9)$$

$$I_{D6(EF)} = \sqrt{\frac{I_{LS(\min)}}{T_S} \cdot \left( I_{LS(\min)} \cdot t_1 + \left[ \frac{2 \cdot V_{inpk}}{\pi \cdot L_{Boost}} - \frac{I_{LS(\min)}}{t_{A1}} \right] \cdot t_1^2 + \left[ \frac{I_{LS(\min)}}{t_{A1}^2} + \frac{4 \cdot V_{inpk}}{\pi \cdot L_{Boost}} \left[ \frac{V_{inpk}}{\pi \cdot L_{Boost} \cdot I_{LS(\min)}} - \frac{1}{t_{A1}} \right] \right] \cdot \frac{t_1^3}{3} \right)} \quad (3.10)$$

$$I_{D6pk} = -I_{LS(\min)} = \frac{-4 \cdot V_{C1}}{\pi \cdot |Z_{LCC}|} \cdot \text{sen}\phi \quad (3.11)$$

### 3.3.3.3 - DIMENSIONAMENTO DA CHAVE M1

Onde:

$$T_{A1} = \frac{-\phi}{\omega_0} \quad (3.12)$$

$$t_1 = \frac{I_{LS(\min)} \cdot \pi \cdot L_{boost} \cdot t_{A1}}{2 \cdot V_{in(pico)} \cdot t_{A1} + I_{LS(\min)} \cdot \pi \cdot L_{boost}} \quad (3.13)$$

$$I_{M1Med} = \left( \left( \frac{T_S}{2} \right)^2 - t_1^2 \right) \cdot \left[ \frac{2 \cdot V_{C1} \cdot \left( \frac{T_S}{2} - t_{A1} \right)}{\pi \cdot |Z_{LCC}| \cdot T_S} + \frac{\sqrt{2} \cdot V_{inpk}}{4 \cdot L_{boost} \cdot T_S} \right] + t_1 \cdot \left( \frac{T_S}{2} - t_1 \right) \cdot \left[ \frac{I_{LS(\min)} \cdot \left( \frac{T_S}{2} - t_1 \right)}{t_1 \cdot T_S} - \frac{4 \cdot V_{C1} \cdot \left( \frac{T_S}{2} - t_{A1} \right)}{\pi \cdot |Z_{LCC}| \cdot T_S} - \frac{I_{LS(\min)}}{t_{A1} \cdot T_S} \right] \quad (3.14)$$

$$A = \left( \frac{4 \cdot V_{C1} \cdot \left( \frac{T_S}{2} - t_{A1} \right)}{\pi \cdot |Z_{LCC}|} + \frac{V_{inpk}}{\sqrt{2} \cdot L_{boost}} \right) \quad (3.15)$$

$$B = \left[ \left( \frac{4 \cdot V_{C1} \cdot \left( \frac{T_S}{2} - t_{A1} \right)}{\pi \cdot |Z_{LCC}|} + \frac{I_{LS(\min)}}{t_{A1}} \right) \cdot t_1 - I_{LS(\min)} \right] \quad (3.16)$$

$$I_{M1(EF)} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \cdot \left( \frac{A^2}{3} \cdot \left( \frac{T_S}{2} - t_1 \right)^3 - A \cdot B \cdot \left( \frac{T_S}{2} - t_1 \right)^2 + B^2 \cdot \left( \frac{T_S}{2} - t_1 \right) \right)} \quad (3.17)$$

### 3.3.3.4 - DIMENSIONAMENTO DO DIODO D7

$$I_{D7Med} = \frac{V_{C1}}{2 \cdot \pi \cdot |Z_{LCC}|} + \frac{V_{inpk} \cdot D^2}{\pi \cdot L_{Boost} \cdot f_S} \quad (3.18)$$

$$I_{D7(EF)} = \sqrt{\frac{19 \cdot T_S}{192} \cdot \left[ \frac{V_{inpk} \cdot T_S}{\sqrt{2} \cdot L_{Boost}} - 4 \cdot I_{LS(max)} \right]^2 + \frac{15}{16} \cdot \left[ \frac{V_{inpk} \cdot T_S \cdot I_{LS(max)}}{\sqrt{2} \cdot L_{Boost}} - 4 \cdot I_{LS(max)}^2 \right] + \frac{9}{4} \cdot I_{LS(max)}^2} \quad (3.19)$$

$$I_{D7pk} = \frac{4 \cdot V_{C1}}{\pi \cdot |Z_{LCC}|} + \frac{V_{inpk} \cdot D}{L_{Boost} \cdot f_S} \quad (3.20)$$

### 3.3.3.5 - CÁLCULO DA CORRENTE NA CHAVE M2

$$I_{M2Med} = \frac{V_{C1}}{2 \cdot \pi \cdot |Z_{LCC}|} \quad (3.21)$$

$$I_{M2(EF)} = \frac{2 \cdot V_{C1}}{\sqrt{3} \cdot \pi \cdot |Z_{LCC}|} \quad (3.22)$$

$$I_{M2pk} = \frac{4 \cdot V_{C1}}{\pi \cdot |Z_{LCC}|} \cdot \text{sen}\phi \quad (3.23)$$

### 3.4 - IMPLEMENTAÇÃO DO REATOR ELETRÔNICO PROPOSTO

Um protótipo do reator eletrônico proposto neste capítulo foi implementado utilizando as seguintes especificações:

**Tabela 3.1 – Parâmetros de projeto do reator eletrônico.**

<b>Parâmetros de Projeto</b>	
$V_{in} = 127V$	$P_0 = 40W$
$f_L = 60Hz$	$f_S = 50kHz$
$V_{C1} = V_{C2} = 200V$	$V_0 = 100V$
$Q_S = 0,491$	$U = 3,87$
<b>Parâmetros do Reator</b>	
<b>Boost</b>	$L_{Boost} = 1,59mH$
	$C_1 = C_2 = 47\mu F$
	$C_S = 100nF$
<b>Circuito Série-Paralelo</b>	$L_S = 1,54mH$
<b>Ressonante</b>	$C_P = 9,4nF$
	$L_F = 1,4mH$
<b>Filtro de entrada</b>	$C_F = 660nF$
<b>Semicondutores</b>	
<b>Chaves</b>	$IRF840$
	$UF4007$
<b>Diodos</b>	$1N4007$

### 3.4.1 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

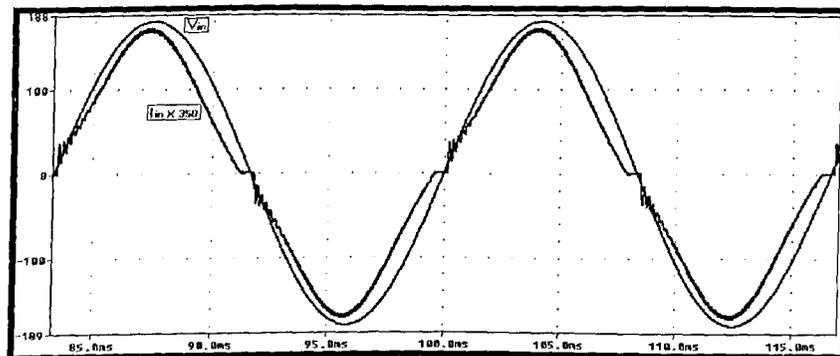


Fig. 3.11 – TENSÃO E CORRENTE DE ENTRADA.

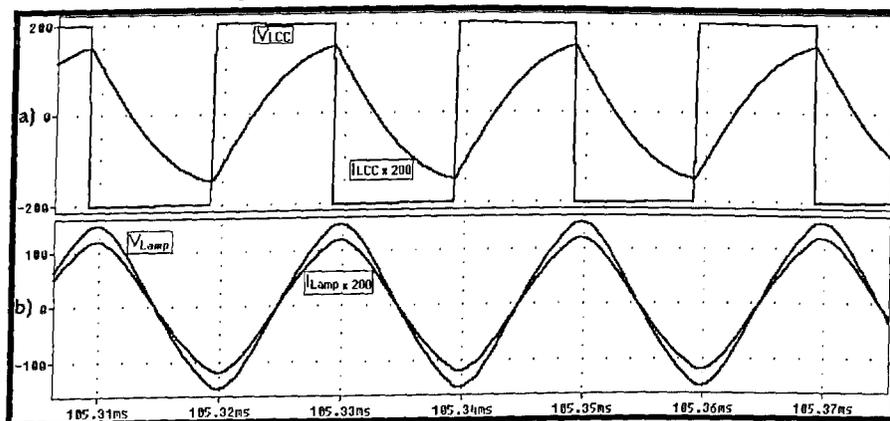


Fig. 3.12 – a) Tensão e corrente no filtro LCC; b) Tensão e corrente na Lâmpada.

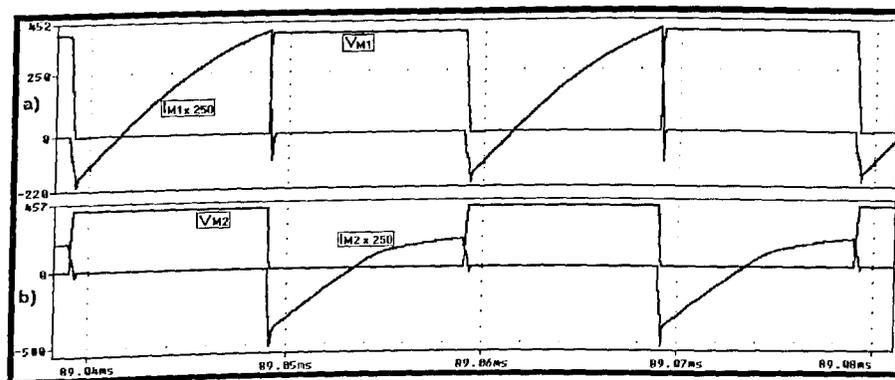


fig. 3.13 –a ) TENSÃO E CORRENTE NA CHAVE M1; B) TENSÃO E CORRENTE NA CHAVE M2.

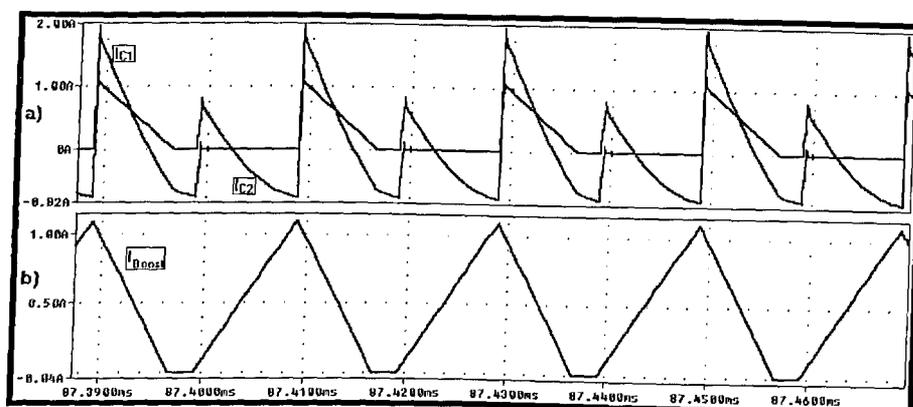
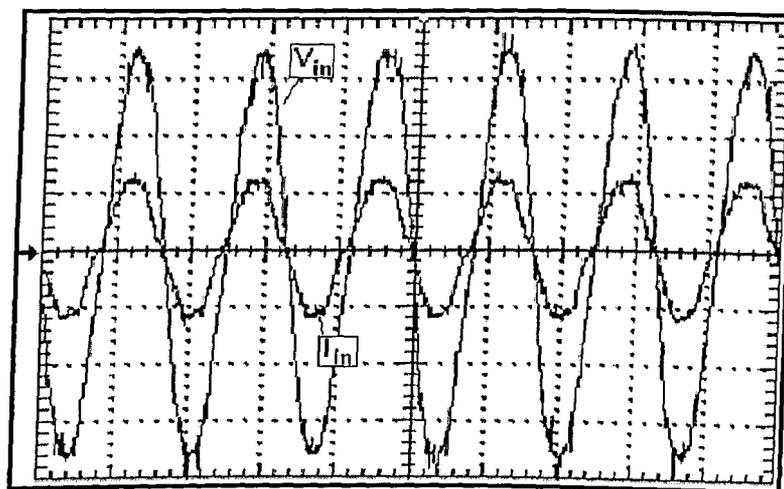


fig. 3.14 – A) CORRENTES NOS CAPACITORES C1 E C2; B) CORRENTE NO INDUTOR DE BOOST.

### 3.4.2 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A Fig. 3.15 representa a forma de onda da tensão e corrente na entrada do reator eletrônico proposto.



CH1 50V CH2 500mA 5ms

Fig. 3.15 – Tensão e corrente na entrada do reator eletrônico proposto.

Esse conversor apresenta um fator de potência de 97,4%, com uma taxa de distorção harmônica de corrente de 10,02%.

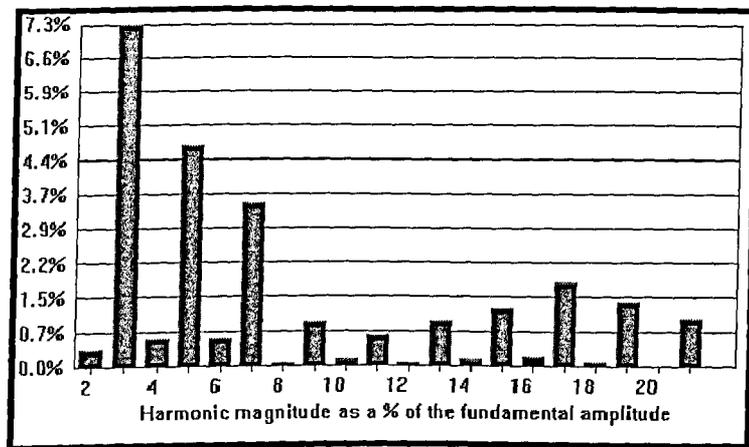


Fig. 3.16 – Componentes harmônicas presentes na corrente de entrada do reator eletrônico proposto. A Fig. 3.17 mostra as formas de onda da tensão e corrente na chave *M1*.

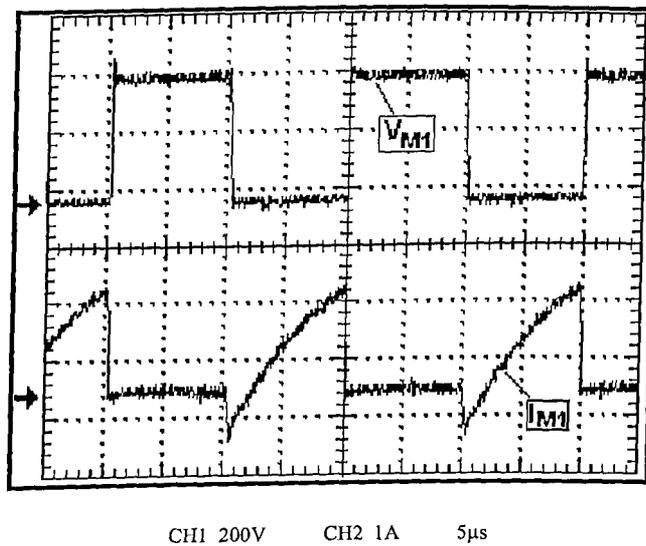
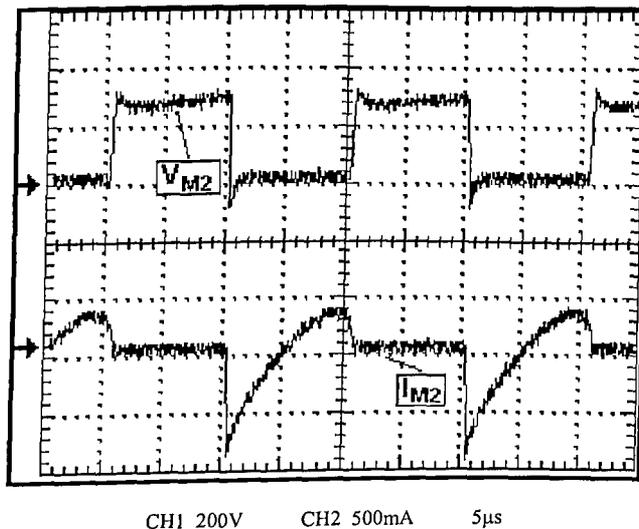


Fig. 3.17 – Tensão e corrente na chave *M1*.

Durante o intervalo que as duas chaves ficam abertas a tensão sobre elas é definida pela carga de suas capacitâncias intrínsecas. No instante de abertura da chave *M2* a capacitância intrínseca da chave *M1* está carregada, fazendo com que toda a tensão fique sobre a chave *M1* até o momento de seu fechamento.

A chave  $M2$  transparece operar com razão cíclica menor do que realmente opera, pois, quando a chave  $M2$  é aberta não aparece tensão nos seus terminais até que a chave  $M1$  seja fechada. A chave  $M2$  é aberta com corrente passando pelo seu diodo intrínseco, ou seja, em modo ZCS. A Fig. 3.18 mostra as formas de onda da tensão e corrente na chave  $M2$ .



A figura Fig. 3.19 apresenta a tensão na chave  $M1$  e a corrente no indutor de boost.

Fig. 3.18 – Tensão e corrente na chave  $M2$ .

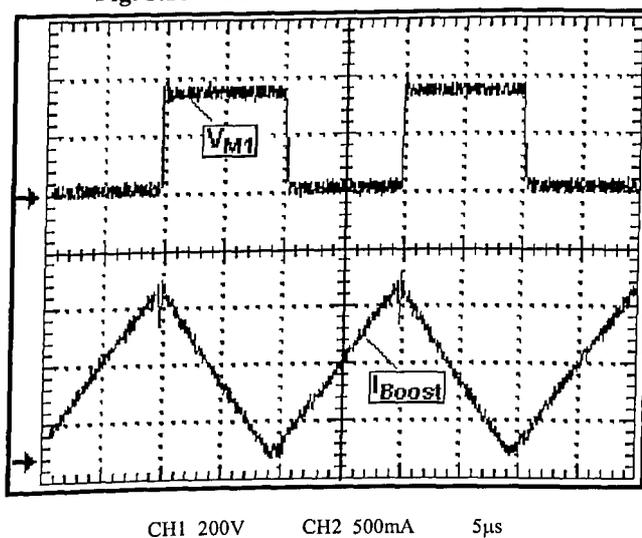


Fig. 3.19 – Tensão na chave  $M1$  e Corrente no indutor de Boost.

A Fig. 3.20 mostra a forma de onda de tensão e corrente na lâmpada. O reator eletrônico proposto apresentou um rendimento de 93%. Com um fator de crista da corrente na lâmpada de 1,382.

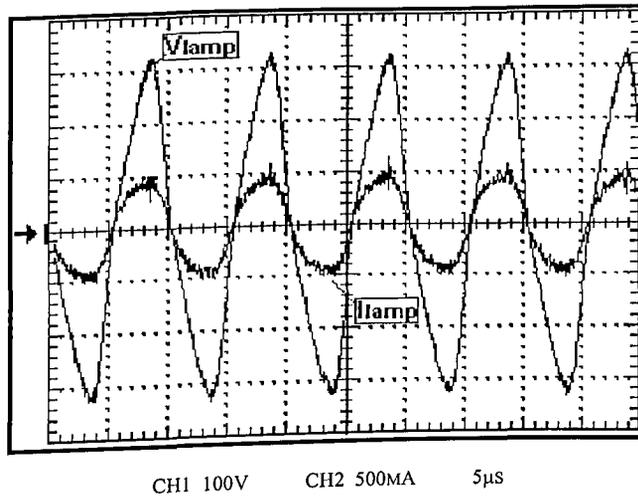


Fig. 3.20 – Tensão e corrente na lâmpada.

A Fig. 3.21 apresenta a tensão aplicada sobre a lâmpada para um período de 10ms onde é possível observar o batimento da lâmpada, ou seja, o tempo necessário até que a mesma entre em regime permanente.

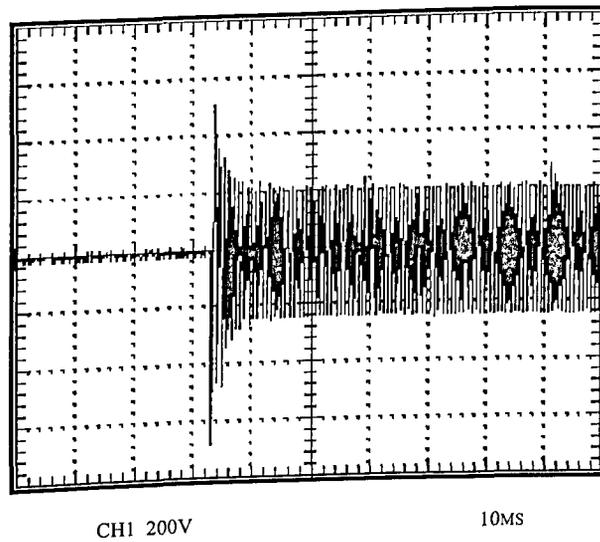


Fig. 3.21 – Tensão de batimento sobre a lâmpada.

Tabela 3.2 – Resultados obtidos experimentalmente.

<b>Resultados Experimentais</b>	
<b>Fator de Potência(PF)</b>	<b>0,974</b>
<b>Distorção Harmônica Total (THD)</b>	<b>10,02%</b>
<b>Pin</b>	<b>39,8W</b>
<b>Po</b>	<b>37 W</b>
<b>Eficiência (<math>\eta</math>)</b>	<b>93%</b>
<b>Fator de crista</b>	<b>1,382</b>

### 3.5 - CONSIDERAÇÕES FINAIS

Nesse capítulo, fez-se a análise de uma nova topologia de reator eletrônico com alto fator de potência e baixas perdas de chaveamento. O reator eletrônico proposto é obtido a partir da integração de um inversor em Meia-Ponte, também conhecido como “Half-Bridge”, com o conversor Boost.

As características de operação do conversor proposto foram verificadas através dos resultados experimentais. A topologia teve um ótimo desempenho, o circuito de controle empregado, IR 2153, mostrou-se prático e eficiente uma vez que não precisa de uma fonte de alimentação externa.

## **CAPÍTULO 4**

# **UM NOVO REATOR ELETRÔNICO DE ALTO FATOR DE POTÊNCIA COM UMA ÚNICA CHAVE E UM ÚNICO ESTÁGIO DE PROCESSAMENTO DE POTÊNCIA**

### **4.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS**

Nesse capítulo, faz-se a análise de uma nova topologia de reator eletrônico com alto fator de potência, utilizando um único estágio de processamento de potência e uma única chave ativa. Serão apresentadas as etapas de operação, equações de projeto e resultados experimentais.

Essa topologia busca minimizar os custos do reator eletrônico com a diminuição do número de chaves, sendo a chave um dos elementos mais caros do reator eletrônico. Juntamente com isso tem-se a simplificação do circuito de controle decorrente do menor número de chaves. Entretanto, a utilização de outros elementos faz-se necessária para o funcionamento correto do reator eletrônico, tais como indutores e diodos.

Até o momento, normalmente, as topologias de reatores eletrônicos com uma única chave utilizavam um diodo para substituir a segunda chave do circuito inversor, essas topologias forçavam a circulação de corrente pelo diodo que durante o período de condução

se comportava como uma chave fechada [8]. O reator eletrônico apresentado nesse capítulo utiliza indutores para fazer a inversão de tensão. Essa nova característica de projeto possibilita novas topologias com alta eficiência e robustez.

## 4.2 - CARACTERÍSTICAS DO REATOR ELETRÔNICO PROPOSTO

Esse reator foi obtido através da integração das topologias Boost e uma topologia de inversor que utiliza indutores acoplados para inverter a tensão no circuito série-paralelo ressonante da lâmpada.

O estágio Boost é responsável pela correção do fator de potência, sendo formado pelos diodos  $D_5$ ,  $D_6$ , o indutor  $L_{Boost}$ , os capacitores  $C_1$  e  $C_2$  e a chave  $M1$ . Esse estágio opera com corrente em modo descontínuo, permitindo assim um alto fator de potência (ver item 2.3.2.2).

O estágio inversor é formado pelos indutores acoplados  $L_1$  e  $L_2$  e a chave  $M1$ . O capacitor  $C_2$  e o diodo  $D_6$  formam o circuito de grampeamento ativo do indutor  $L_2$ , que tem como finalidade minimizar os efeitos da indutância de dispersão de  $L_2$ , como também, fornecer um caminho para circulação da corrente do circuito série-paralelo ressonante. O circuito de grampeamento ativo utiliza o indutor  $L_1$  e a chave  $M1$  para devolver a energia acumulada em  $C_2$  para o capacitor  $C_1$ , constituindo dessa forma um grampeamento ativo não dissipativo.

O circuito série-paralelo ressonante em série com a lâmpada é formado pelos capacitores  $C_S$  e  $C_P$ , e o indutor  $L_r$ . O filtro de entrada desse reator é formado pelo indutor  $L_F$  e o capacitor  $C_F$ .

O circuito de potência do reator eletrônico é apresentado na Fig. 4.1.

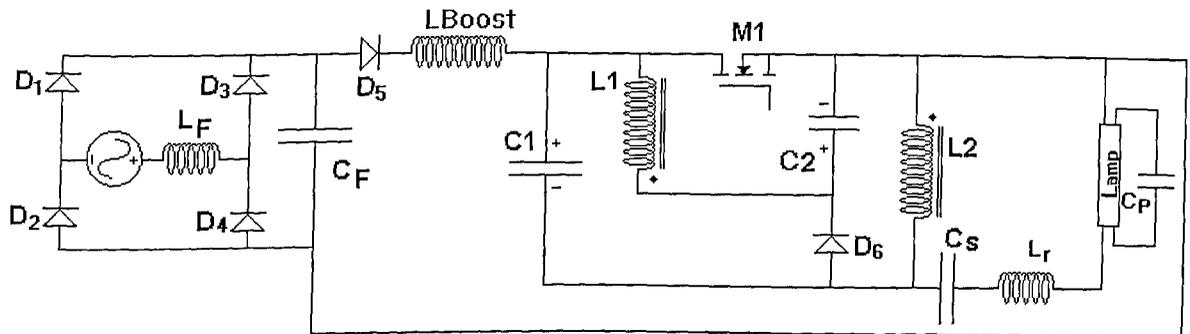


Fig. 4.1 – Reator eletrônico com uma única chave e um único estágio de processamento de potência.

#### 4.2.1 - ETAPAS DE OPERAÇÃO

O funcionamento do conversor, em regime permanente, é caracterizado por quatro etapas distintas de funcionamento. A fonte  $CA$ , a ponte retificadora e o filtro de entrada  $C_F$  e  $L_F$  foram simplificados nas figuras seguintes e representados como  $V_{in}$ .

**1ª Etapa**  $[t_0, t_1]$  – Essa etapa inicia-se com o fechamento da chave  $M_1$ , ficando a tensão de entrada aplicada ao indutor  $L_{Boost}$ . Como a frequência de chaveamento é muito maior que a frequência da rede, pode-se considerar a tensão de entrada constante para um período de chaveamento. Dessa forma a corrente  $I_{L_{Boost}}$  cresce linearmente. O indutor  $L_2$  fica submetido à tensão do capacitor  $C_1$  e o indutor  $L_1$  fica submetido à tensão do capacitor  $C_2$ , as correntes nesses indutores deveriam crescer linearmente. O crescimento das corrente nos indutores  $L_1$  e  $L_2$  apresentam formas levemente exponenciais devido ao fluxo acoplado entre estes indutores.

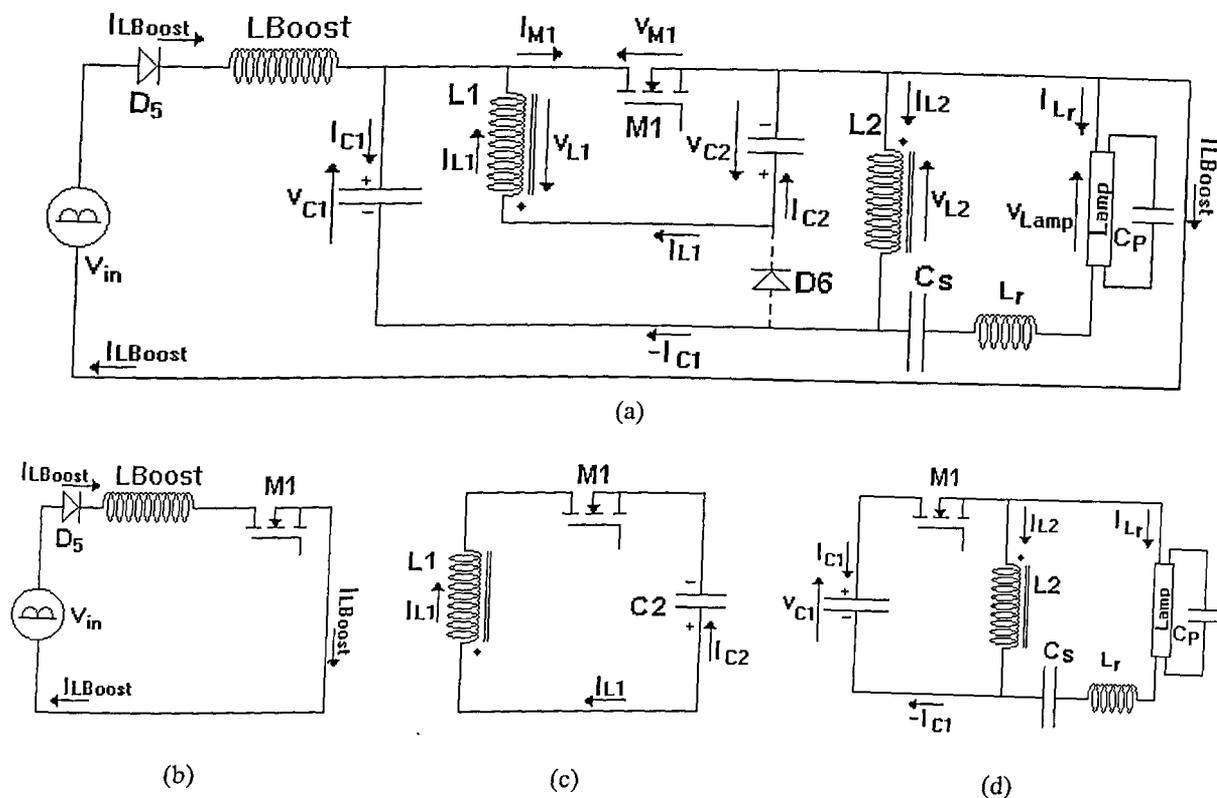
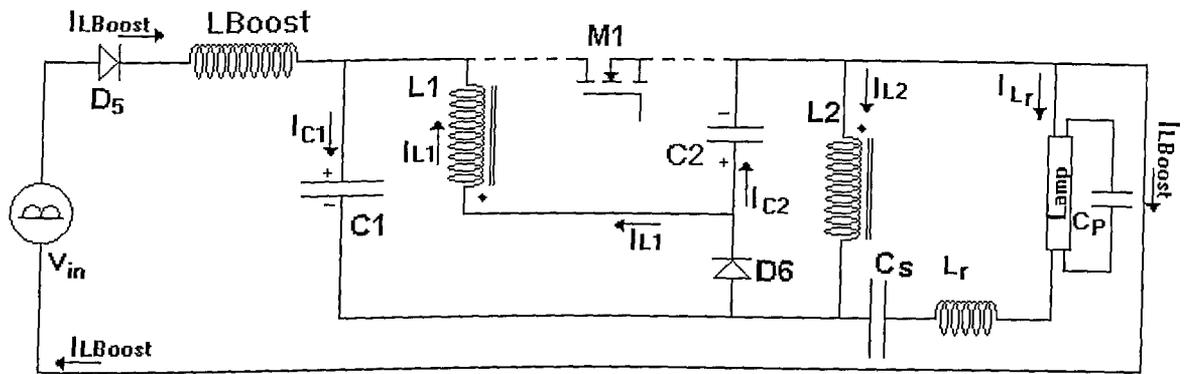
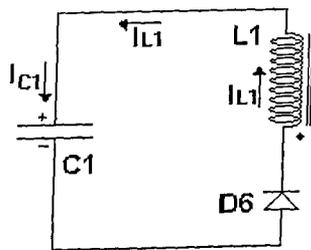


Fig. 4.2 – a) Primeira etapa de operação; b)  $V_{in}$  é aplicada sobre o indutor  $L_{Boost}$ ; c)  $V_{C2}$  é aplicado sobre o indutor  $L_1$ ; d)  $V_{C1}$  é aplicado sobre o indutor  $L_2$  e o circuito serie-paralelo ressonante no sentido positivo.

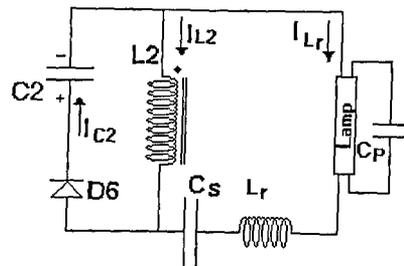
**2ª Etapa**  $[t_1, t_2]$  – Essa etapa inicia-se com a abertura da chave  $M_1$ , que por sua vez força a circulação da corrente  $I_{L_{Boost}}$  através dos capacitores  $C_1$  e  $C_2$ . Simultaneamente o indutor  $L_1$  transfere energia para o capacitor  $C_1$ . O indutor  $L_2$  e o circuito série-paralelo ressonante fornecem energia para o capacitor  $C_2$ . Essa etapa termina quando a corrente no indutor  $L_{Boost}$  chega a zero.



(a)



(b)



(c)

Fig. 4.3 – a) Segunda etapa de operação; b) Carga do capacitor  $C_1$ ; c) Carga do capacitor  $C_2$  e inversão da tensão no circuito série-paralelo ressonante.

**3ª Etapa** [ $t_2, t_3$ ] – Essa etapa inicia quando a corrente no indutor  $L_{Boost}$  chega a zero. O indutor  $L_1$  fornece energia para o capacitor  $C_1$ . O indutor  $L_2$  e o circuito série-paralelo ressonante continuam a fornecer energia para o capacitor  $C_2$  simultaneamente. Essa etapa termina quando a chave  $M_1$  é fechada novamente retornando à primeira etapa de operação.

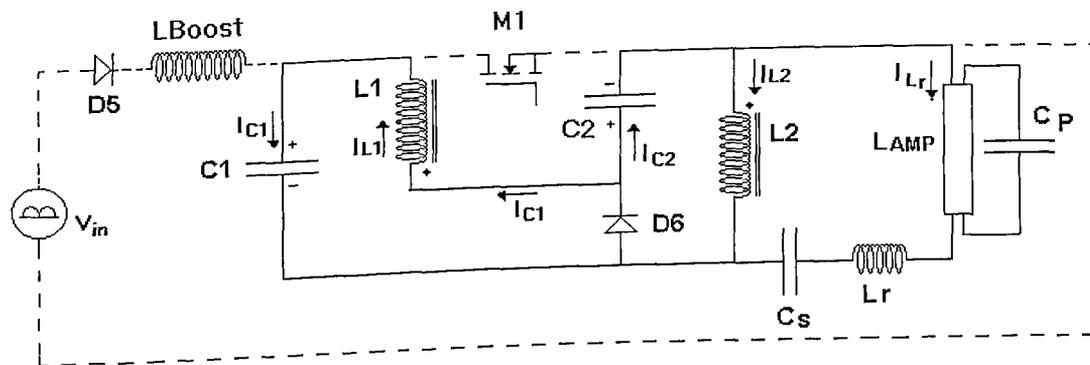


Fig. 4.4 – Terceira etapa de operação.

A Fig. 4.5 mostra as formas de onda teóricas do conversor proposto neste capítulo. A corrente  $I_{L2}$  deve ser projetada para possuir o menor valor possível de corrente contínua.

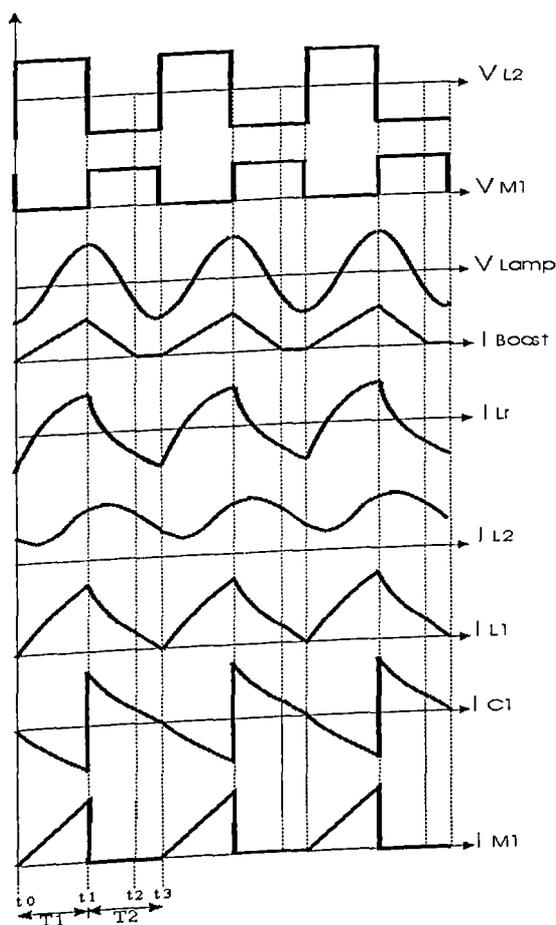


Fig. 4.5 – Formas de onda de tensão e corrente.

### 4.3 - EQUAÇÕES DE PROJETO

O cálculo do circuito LCC é o mesmo desenvolvido para o conversor do capítulo 3, ver sessão 3.3.1.

#### 4.3.1 - CÁLCULO DO CONVERSOR BOOST

O cálculo do indutor boost e dos capacitores  $C_1$  e  $C_2$  são os mesmos descritos na seção 3.3.2.

Onde tem-se:

$$4. V_{in} = 127 \text{vrms}, D = 0,45, \eta = 0,9, f_s = 50 \text{kHz}, P_0 = 40 \text{W}.$$

$$L_{Boost} = \frac{V_{in}^2 \cdot D^2 \cdot \eta}{f_s \cdot P_0} \rightarrow L_{Boost} = \frac{127^2 \cdot 0,45^2 \cdot 0,9}{50 \cdot 10^3 \cdot 40} \rightarrow \boxed{L_{Boost} = 1,47 \text{mH}}$$

$$5. V_{C1} = V_{C2} = \frac{V_{in} \cdot D \cdot \pi}{G} \sqrt{\frac{\eta \cdot R}{8 \cdot L_{Boost} \cdot f_s}} \rightarrow V_{C1} = \frac{127 \cdot 0,45 \cdot \pi}{0,55} \sqrt{\frac{0,9 \cdot 250}{8 \cdot 1,47 \cdot 10^{-3} \cdot 50 \cdot 10^3}} \rightarrow$$

$$\boxed{V_{C1} = 200,13 \text{V}}$$

$$6. \Delta V_{C1} = 17 \text{V}, f_L = 60 \text{Hz}.$$

$$\boxed{C_1 = \frac{P_0}{4 \cdot f_L \cdot V_{C1} \cdot \Delta V_{C1}}} \rightarrow \boxed{C_1 = \frac{40}{4 \cdot 60 \cdot 200,13 \cdot 17}} \rightarrow \boxed{C_1 \cong 47 \mu\text{F}}$$

### 4.3.2 - DIMENSIONAMENTO DOS SEMICONDUTORES

#### 4.3.2.1 - DIMENSIONAMENTO DO DIODO D5

A corrente no diodo D5 foi calculada no apêndice B.1.

Equação de cálculo do valor de pico (B.3) da corrente no diodo D5.

$$I_{D5pk} = \frac{V_{inpk} \cdot D}{L_{BB} \cdot f_s} \quad (4.1)$$

Equação de cálculo da corrente média (B.10) no diodo D5.

$$I_{D5Med} = \frac{2 \cdot V_{inpk} \cdot D^2}{\pi \cdot L_{BB} \cdot f_s} \quad (4.2)$$

Equação de cálculo da corrente eficaz (B.18) no diodo D5.

$$I_{D5(EF)} = \frac{V_{inpk} \cdot D^2}{\sqrt{2} \cdot L_{Boost} \cdot f_s} \quad (4.3)$$

#### 4.3.2.2 - DIMENSIONAMENTO DO DIODO D7

A corrente no diodo D7 foi calculada no apêndice C.2.

Equação de cálculo do valor de pico (C.25) da corrente no diodo D7.

$$I_{D7pk} = \frac{V_{C2} \cdot D}{L_1 \cdot f_s} \quad (4.4)$$

Equação de cálculo da corrente média (C.28) no diodo D7.

$$I_{D7Med} = \frac{V_{C2} \cdot D^2}{2 \cdot L_1 \cdot f_s} \cdot \left[ 1 + \frac{V_{C2}^2 \cdot D}{2 \cdot V_{C1}^3 \cdot f_s} \right] \quad (4.5)$$

Equação de cálculo da corrente eficaz (C.31) no diodo D7.

$$I_{D7(EF)} = \frac{V_{C2}}{L_1 \cdot f_s} \cdot \sqrt{\frac{D^3}{3}} \cdot \left[ 1 + \frac{V_{C2} \cdot D}{2 \cdot V_{C1} \cdot f_s} \sqrt{\frac{V_{C2}}{V_{C1}}} \right] \quad (4.6)$$

#### 4.3.2.3 - DIMENSIONAMENTO DO DIODO D6

A corrente no diodo D6 foi calculada no apêndice C.3.

Equação de cálculo do valor de pico (C.36) da corrente no diodo D6.

$$I_{D6pk} = \frac{D}{f_s \cdot L_1} (V_{C1} + V_{C2}) \quad (4.7)$$

Equação de cálculo da corrente média (C.42) no diodo D6.

$$I_{D6Med} = \frac{(1-D)}{L_2 \cdot f_s} \cdot \left[ V_{C1} \cdot D - \frac{V_{C2} \cdot (1-D)}{2} \right] \quad (4.8)$$

Equação de cálculo da corrente eficaz (C.47) no diodo D6.

$$I_{D6(EF)} = \frac{V_{C1} \cdot D}{L_2 \cdot f_s} \cdot \sqrt{1-D} - \frac{(1-D)}{L_2 \cdot f_s} \cdot \sqrt{V_{C1} \cdot V_{C2} \cdot D} + \frac{V_{C2}}{\sqrt{3} \cdot L_2 \cdot f_s} \cdot \sqrt{(1-D)^3} \quad (4.9)$$

#### 4.3.2.4 - DIMENSIONAMENTO DA CHAVE M1

A corrente na chave M1 foi calculada no apêndice C.4.

Equação de cálculo do valor de pico (C.57) da corrente na chave M1.

$$I_{M1pk} = \frac{D}{f_s} \cdot \left[ \frac{V_{inpk}}{L_{Boost}} + \frac{V_{C1} + V_{C2}}{L_1} \right] \quad (4.10)$$

Equação de cálculo da corrente média (C.65) na chave M1.

$$I_{M1Med} = \frac{D^2}{2 \cdot f_s} \cdot \left[ \frac{2 \cdot V_{inpk}}{\pi \cdot L_{Boost}} + \frac{V_{C1} + V_{C2}}{L_1} \right] \quad (4.11)$$

Equação de cálculo da corrente eficaz (C.71) na chave M1.

$$I_{M1(EF)} = \frac{V_{inpk} \cdot D^2}{\sqrt{2} \cdot L_{Boost} \cdot f_S} + \frac{(V_{C1} + V_{C2})}{L_1 \cdot f_S} \cdot \sqrt{\frac{D^3}{3}} \quad (4.12)$$

### 4.3.3 - CÁLCULO DOS INDUTORES ACOPLADOS L1 E L2

A análise do comportamento do circuito inversor irá auxiliar no dimensionamento dos indutores acoplados. No circuito inversor circula uma energia reativa responsável pelo equilíbrio das tensões nos capacitores como também para permitir o reaproveitamento da energia não acoplada do indutor L2.

A energia reativa faz o seguinte percurso no circuito inversor (Fig. 4.6): No fechamento da chave a energia é transferida do capacitor C1 para o indutor L2, com a abertura da chave uma parcela dessa energia é transferida para o capacitor C2. Quando a chave M1 torna a fechar a energia fornecida para o capacitor C2 é transferida para o indutor L1 que após a abertura da chave transfere essa energia para o capacitor C1 completando assim o caminho de circulação da energia reativa.

Deve-se ressaltar que o acoplamento magnético dos indutores possibilita outro caminho para a circulação da energia reativa.

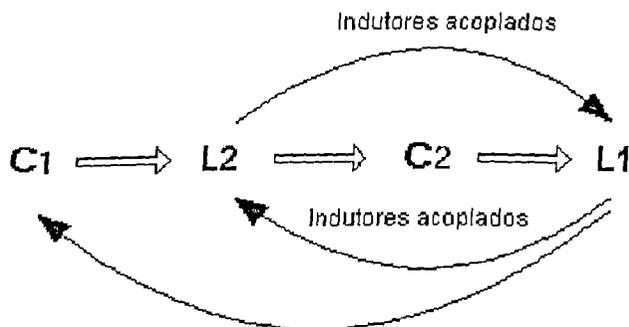


Fig. 4.6 – Diagrama do fluxo de potência reativa no circuito inversor.

No projeto desses indutores é desejável que a corrente no indutor L1 seja de forma descontínua, para minimizar os níveis de corrente na chave e também diminuir os níveis da corrente reativa. Deseja-se também que os capacitores C1 e C2 apresentem níveis de tensão muito próximos, sendo necessário para isso que os indutores acoplados possuam indutâncias com valores próximos.

A Fig. 4.7 apresenta as formas de onda, obtidas por simulação, das correntes nos indutores acoplados L1 e L2, assim como no circuito LCC. Nessa figura é possível visualizar a transferência de fluxo magnético entre os indutores acoplados. Diferentemente da Fig. 4.5 a corrente  $I_{L2}$  não apresenta componente contínua, isto se deve ao devido projeto dos indutores acoplados.

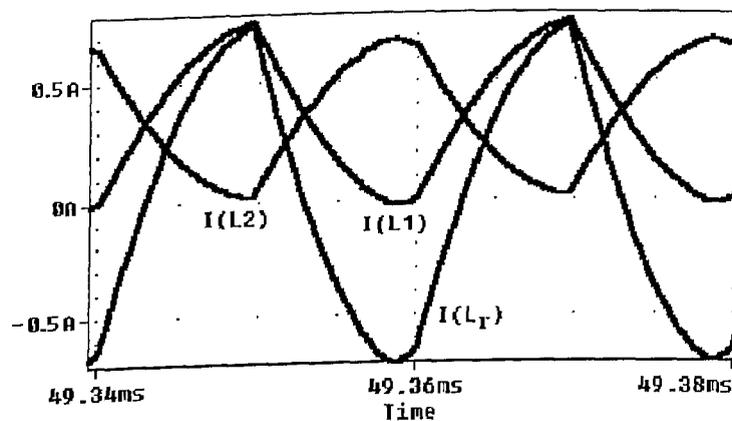


Fig. 4.7 – Forma de onda da corrente no circuito de estabilização e nos indutores L1 e L2 quando operando acoplados magneticamente.

Conclui-se que quanto maior o valor dos indutores menor será o fluxo de corrente reativa e conseqüentemente menores serão as perdas. Os indutores acoplados L1 e L2 devem possuir a mesma indutância.

Os indutores L1 e L2 são obtidos pela equação abaixo, ver item C.5.

$$L_2 = L_1 = \frac{2 \cdot V_{CI}^2 \cdot D^2}{f_s \cdot P_0} \quad (4.13)$$

#### 4.4 - IMPLEMENTAÇÃO DO REATOR ELETRÔNICO PROPOSTO

Para constatar a veracidade das etapas de operação descritas e validar as equações matemáticas desenvolvidas, foi construído um protótipo do reator proposto nesse capítulo.

As características de projeto desejadas e os parâmetros do reator eletrônico são apresentados na Tabela 4.1. Os parâmetros obtidos foram obtidos utilizando-se as equações de projeto.

**Tabela 4.1 – Parâmetros de projeto do reator eletrônico.**

<b>Características do Projeto</b>	
$V_{in} = 127V_{RMS}$	$P_0 = 40W$
$f_L = 60Hz$	$f_s = 50kHz$
$V_{CI} = 200V$	$V_0 = 103V_{RMS}$
$Q_s = 0,5$	$u = 3,87$
<b>Parâmetros do Reator</b>	
<b>Boost</b>	$L_{Boost} = 1,47mH$
	$C_1 = 47\mu F$
<b>Circuito de estabilização LCC</b>	$C_S = 100nF$
	$L_r = 1,54mH$
	$C_P = 9,4nF$
<b>Inversor</b>	$L1 = 10mH$
	$L2 = 10mH$
	$C_2 = 47\mu F$
<b>Filtro de Entrada</b>	$L_F = 1,4mH$
	$C_F = 680nF$

Implementado o protótipo, foram obtidas as formas de onda mais importantes para verificar o funcionamento do reator, sendo as mesmas apresentadas a seguir.

A Fig. 4.8 representa a forma de onda da tensão e da corrente na entrada do reator eletrônico proposto.

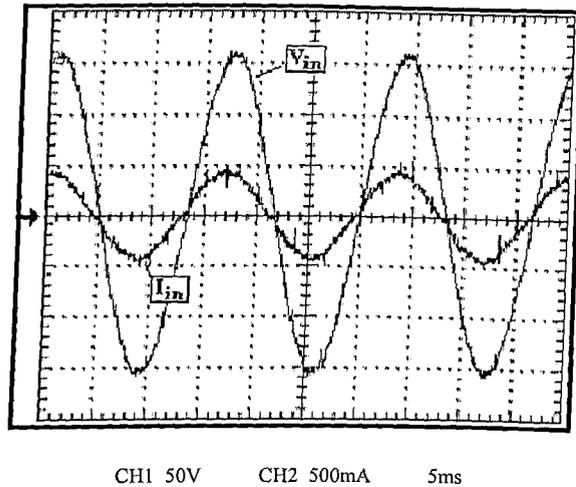


Fig. 4.8– Tensão e corrente na entrada do reator eletrônico proposto.

A Fig. 4.9 apresenta as componentes harmônicas presentes na corrente de entrada. THD de 8,36%.

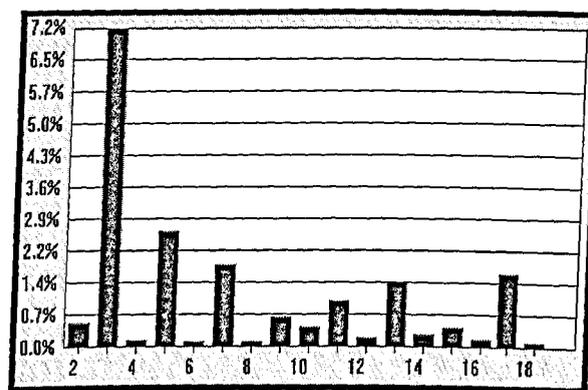


Fig. 4.9 – Componentes harmônicas presentes na corrente de entrada do reator eletrônico proposto.

A figura Fig. 4.10 apresenta a tensão aplicada na entrada do filtro LCC.

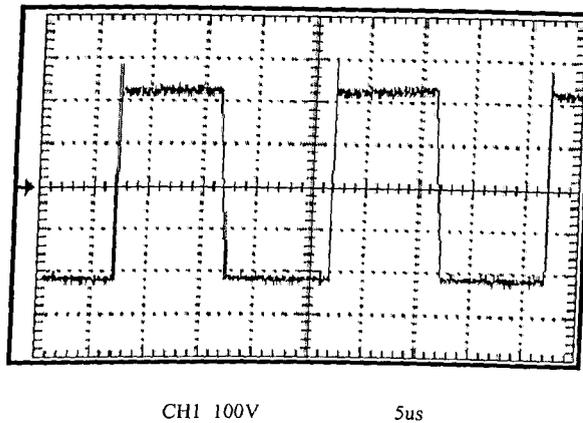


Fig. 4.10 – Tensão no indutor L2, tensão sobre o ramo LCC.

A tensão na chave é decorrente da soma da tensão no capacitor C1 com a tensão no indutor L2. Dessa forma, a oscilação de tensão no indutor L2 aparece na chave.

No instante de fechamento da chave as correntes nos indutores  $L_{Boost}$  e L1 são iguais à zero, o indutor L2 possui uma corrente igual à corrente do circuito LCC. Dessa forma, nenhuma das malhas as quais a chave pertence fornecem corrente imediata, fazendo com que a corrente parta do zero na chave a cada ciclo de chaveamento.

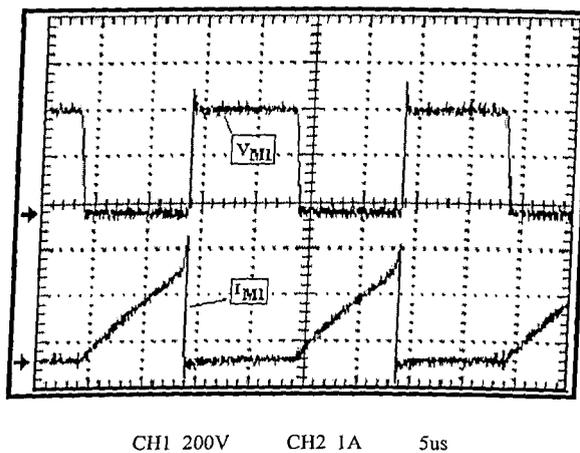


Fig. 4.11 – Tensão e corrente na chave M1.

A Fig. 4.12 mostra a forma de onda de tensão e corrente na lâmpada. O reator eletrônico proposto apresentou um rendimento de 93,8%. Com um fator de crista da corrente na lâmpada de 1,5.

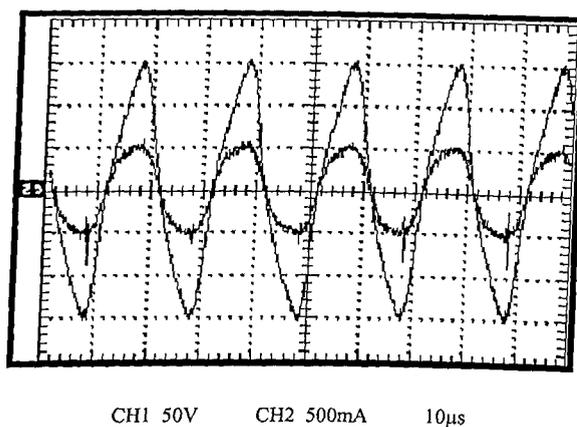


Fig. 4.12 – Tensão e corrente na lâmpada.

Tabela 4.2 – Resultados obtidos experimentalmente.

<b>Resultados Experimentais</b>	
<b>Fator de Potência(PF)</b>	<b>99,2%</b>
<b>Distorção Harmônica Total (THD)</b>	<b>8,36%</b>
<b>Po</b>	<b>39 W</b>
<b>Eficiência (<math>\eta</math>)</b>	<b>94,2%</b>
<b>Fator de crista</b>	<b>1,382</b>

#### 4.5 - CONSIDERAÇÕES FINAIS

Nesse capítulo foi apresentada uma nova topologia de reator eletrônico para lâmpadas fluorescentes com alto fator de potência, utilizando uma única chave e um único estágio de

processamento de potência. O reator eletrônico proposto foi obtido através da integração de um conversor Boost e uma nova topologia de inversor.

A utilização de uma única chave representa simplicidade e economia no circuito de comando da mesma.

As características de operação do conversor proposto foram verificadas através dos resultados experimentais, resultados estes que se mostraram bastante satisfatórios, atendendo às normas quanto a fator de potência, distorção harmônica e fator de crista.

## CAPÍTULO 5

### REATOR ELETRÔNICO COM CONVERSOR FORWARD OPERANDO EM MODO DESCONTÍNUO PARA A CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA

#### 5.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS

O reator eletrônico proposto foi obtido com a associação de um conversor Forward e um inversor ressonante "Half-Bridge". O conversor Forward opera em modo descontínuo e frequência constante promovendo um fator de potência de entrada alto o suficiente para satisfazer as normas presentes requeridas. A operação do reator proposto foi investigada em detalhes. Um protótipo para uma lâmpada fluorescente de 40W foi construído.

O objetivo deste trabalho é validar o uso de um conversor Forward como estágio de correção de fator de potência. Desta forma uma topologia interessante é obtida, a qual satisfaz as normas requeridas para operação.

A topologia proposta apresenta uma proteção natural contra a falta de carga. O enrolamento de desmagnetização foi colocado junto ao secundário do transformador para promover um melhor rendimento. O transformador isolador isola a rede de alimentação da carga, aumentando a segurança do circuito. Outra vantagem é que a frequência do conversor forward pode ser mais elevada que a do inversor, o que possibilita componentes ainda menores. Ainda é possível tornar este um reator "universal", ou seja, um reator que possa ser alimentado por tensões que vão desde

127V até 220V, para isso seria necessário apenas à implementação de um controle da tensão de saída, com a variação da razão cíclica.

## 5.2 - CARACTERÍSTICAS DO REATOR ELETRÔNICO PROPOSTO

A Fig. 5.1a ilustra o conversor proposto. Para a implementação do inversor Half-bridge foi utilizado o circuito integrado IR51H420. Este CI além de possuir as duas chaves de um inversor Half-Bridge ainda possui o circuito de disparo destas.

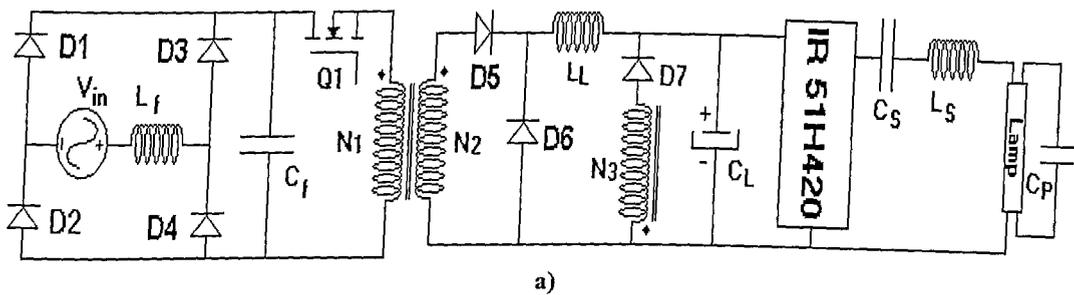


Fig. 5.1 – a) Reator eletrônico empregando conversor forward como estágio corretor de fator de potência trabalhando em modo descontínuo.

A Fig. 5.2 ilustra a forma de onda de entrada para alta e baixa frequências, na operação em modo descontínuo do conversor forward. A corrente média de entrada do conversor Forward pode ser expressa como:

$$i_{inMed}(t) = \frac{(n \cdot V_{in}(t) - V_{CL}) \cdot n \cdot D^2 \cdot T}{2 \cdot L_L} \quad (5.1)$$

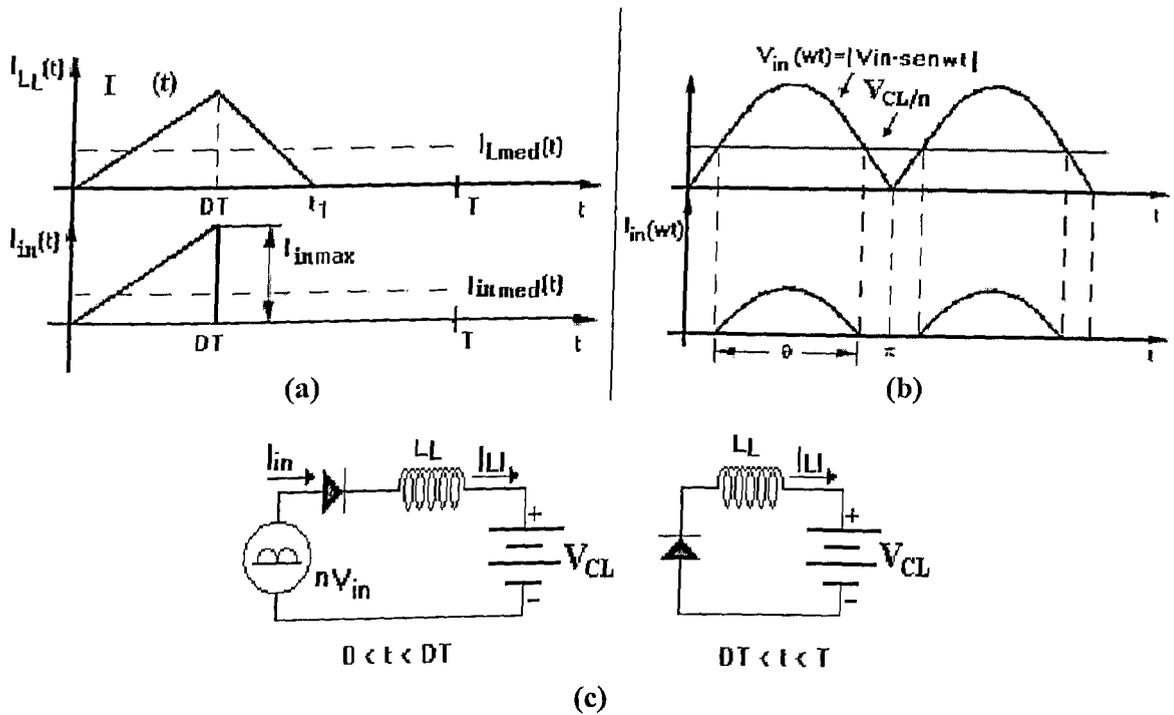


Fig. 5.2 – Formas de onda de entrada do reator proposto: a) Alta frequência e b) Baixa frequência (filtrada).

Onde  $V_{in}(t) = |V_{inpk} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t)|$ , representa a tensão de linha instantânea,  $D$  é a razão cíclica,  $V_{CL}$  é a tensão de saída do conversor Forward,  $L_L$  é o indutor do filtro de saída do conversor Forward e  $f_{s1}$  é a frequência de chaveamento.

A corrente de entrada média também pode ser expressa como:

$$i_{inMed}(t) = \frac{\left( V_{in}(t) - \frac{V_{CL}}{n} \right)}{R_s} \quad (5.2)$$

Onde  $n$  representa a relação de transformação,  $n = N2 / N1$ ,  $R_s$  é a resistência de entrada equivalente do conversor e é igual a:

$$R_S = \frac{2 \cdot L_L \cdot f}{n^2 \cdot D^2} \quad (5.3)$$

No entanto, quando operando como estágio de correção de fator de potência o conversor Forward permitirá circulação de corrente apenas quando a tensão de entrada  $nV_{in}$  for maior que a tensão de saída  $V_i$  a corrente média de entrada pode ser melhor expressa por:

$$i_{inMed}(t) = \begin{cases} 0 & \text{se } n \cdot V_{in}(t) < V_{CL} \\ \frac{(n \cdot V_{in}(t) - V_{CL}) \cdot n \cdot D^2 \cdot T}{2 \cdot L_L} & \text{se } n \cdot V_{in}(t) \geq V_{CL} \end{cases} \quad (5.4)$$

A Fig. 5.2b ilustra a forma da corrente de entrada do conversor Forward na frequência da rede. Assim pode ser visto que a corrente de entrada é proporcional à tensão de entrada. Mas somente no intervalo de tempo em que a tensão da rede retificada é maior que a tensão de saída do conversor Forward. O intervalo de tempo de condução dos diodos pode ser medido através do ângulo de condução  $\theta$ . Quanto maior for o ângulo de condução, mais próxima de uma senóide estará a forma da onda da corrente de entrada e menores serão as componentes harmônicas.

A Fig. 5.3 ilustra o circuito equivalente do semiestágio Forward para operação em baixa frequência. Assim como pode ser visto nesta figura, a entrada do conversor pode ser modelada por meio de uma resistência série  $R_S$  e uma fonte de tensão CC com o mesmo valor da tensão de saída  $V_{CL}/n$ . O comportamento de saída é modelado como uma fonte de corrente de saída  $i_S(t)$ , a qual injeta corrente no circuito rc formado pelo capacitor  $C_L$  e a impedância de saída  $R_i$  do conversor. O valor da fonte de corrente pode ser obtido igualando as potências instantâneas de

entrada e saída. Portanto ela deve ser igual à corrente de baixa frequência circulando através do indutor  $L_L$ .

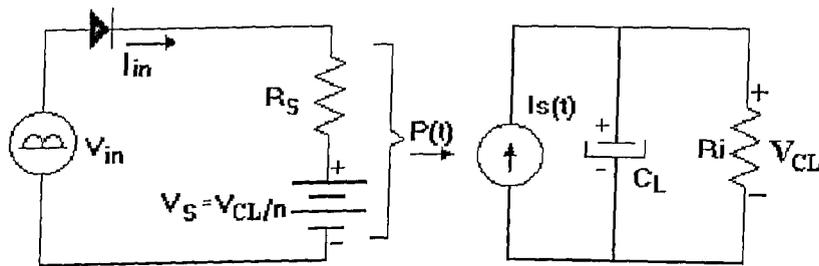


Fig. 5.3 – Circuito equivalente do semiestágio Forward corretor de fator de potência.

A potência de entrada pode ser obtida como:

$$P_{in}(t) = i_{in}^2(t) \cdot R_S + i_{in}(t) \frac{V_{CL}}{n} \quad (5.5)$$

O valor médio da corrente de baixa frequência durante o período de condução  $\theta$  é dado por (5.2). Usando esta expressão em (5.5), a potência de entrada instantânea para baixa frequência é:

$$P_{in}(t) = \frac{V_{in}(t) \cdot \left( V_{in}(t) - \frac{V_{CL}}{n} \right)}{R_S} \quad (5.6)$$

Assumindo uma ondulação de tensão tolerável sobre a saída do semiestágio forward a potência de saída instantânea para baixa frequência pode ser expressa como:

$$P_S(t) = i_{s0}(t) \cdot V_{CL} \quad (5.7)$$

Sendo  $i_{s0}$  a corrente instantânea de saída do semiestágio Forward durante o intervalo de condução  $\theta$ . Igualando (5.6) e (5.7) o valor da fonte de corrente de saída do modelo mostrado na Fig. 5.3 é finalmente obtido como:

$$i_{S0}(t) = \frac{V_{inpk}}{R_S} \cdot \left( \frac{V_{inpk}}{V_{CL}} (\text{sen}(\omega_L \cdot t))^2 - \frac{1}{n} \text{sen}(\omega_L \cdot t) \right) \quad (5.8)$$

Resolvendo esta equação pode-se obter o valor CC da corrente de saída como:

$$i_{S0Med} = \frac{V_{inpk}}{R_S \cdot \pi} \cdot \left( \frac{V_{inpk}}{2 \cdot V_{CL}} \cdot \theta + \frac{V_{inpk}}{2 \cdot V_{CL}} \cdot \text{sen}(\theta) - \frac{2}{n} \cdot \text{sen}\left(\frac{\theta}{2}\right) \right) \quad (5.9)$$

O ângulo de condução  $\theta$  é calculado no apêndice D item (D.17).

### 5.2.1 - ETAPAS DE OPERAÇÃO

A operação do conversor em regime permanente é caracterizada por quatro diferentes estágios. Para simplificar a análise a rede de alimentação, ponte retificadora e filtro de entrada foram simplificados e representados pela fonte  $V_{in}$ , o estágio inversor ressonante também foi simplificado para esta análise, visto que a operação dos dois estágios se processa de forma quase que independente, o inversor de saída foi representado como uma fonte de tensão, ver Fig. 5.4.

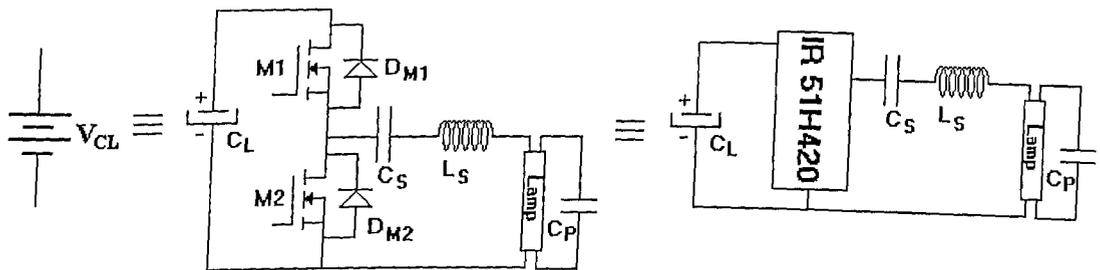


Fig. 5.4 – Inversor ressonante simplificado como fonte de tensão.

1ª Etapa  $[t_0, t_1]$  – Esta etapa tem início quando a chave  $Q1$  é ligada, conseqüentemente a tensão de entrada é aplicada sobre o primário  $N1$  do transformador. As correntes  $I_{N1}$ ,  $I_{N2}$  e  $I_{L_L}$  crescem linearmente. ver Fig. 5.5.

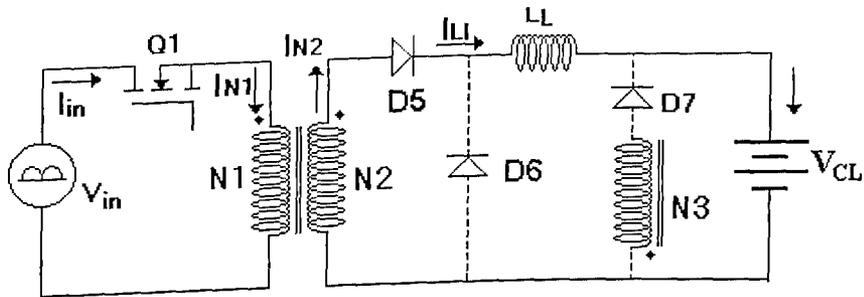


Fig. 5.5 – Primeiro estágio de operação.

2ª Etapa  $[t_1, t_2]$  – Este estágio tem início quando a chave  $Q1$  é desligada, conseqüentemente as correntes  $I_{N1}$  e  $I_{N2}$  se tornam nulas,  $I_{L_L}$  circula pelo diodo  $D6$  e decresce linearmente até atingir zero. A energia armazenada no indutor de magnetização é transferida para o enrolamento  $N3$ . A corrente  $I_{N3}$  decresce linearmente, ver Fig. 5.6.

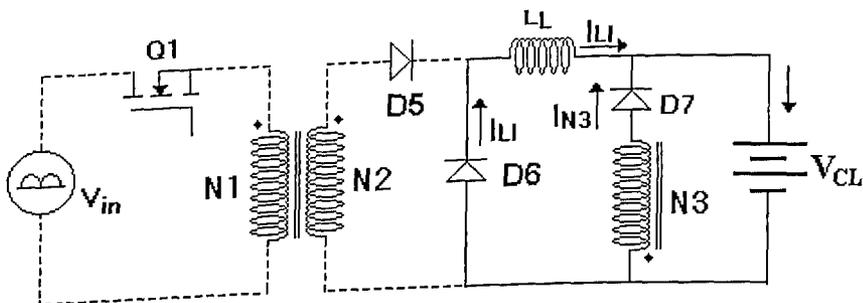


Fig. 5.6 – Segundo estágio de operação.

3ª Etapa  $[t_2, t_3]$  - Este estágio começa quando a corrente  $I_{L_L}$  atinge zero. Durante este estágio existe somente a corrente  $I_{N3}$ . Ver Fig. 5.7.

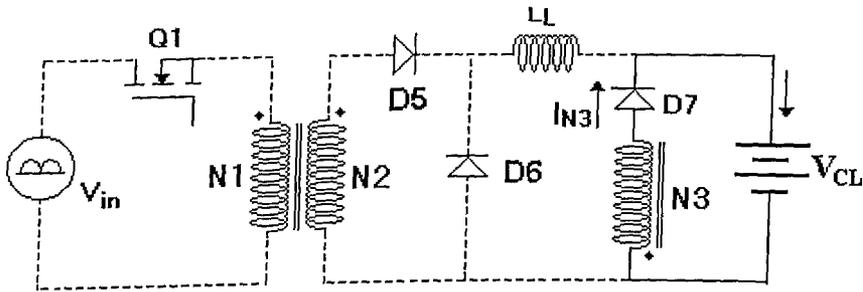


Fig. 5.7 – Terceiro estágio de operação.

4ª Etapa  $[t_3, t_4]$  - Este estágio começa quando a corrente  $I_{N3}$  atinge zero e termina quando a chave Q1 é ligada. Durante esta etapa nenhuma energia é transferida para o capacitor de saída, ver Fig. 5.8.

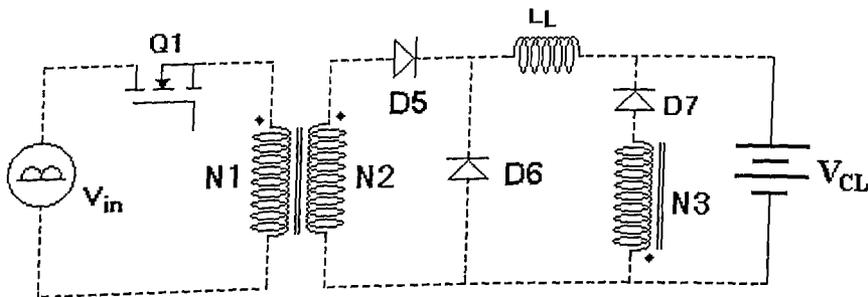


Fig. 5.8 – Quarto estágio de operação.

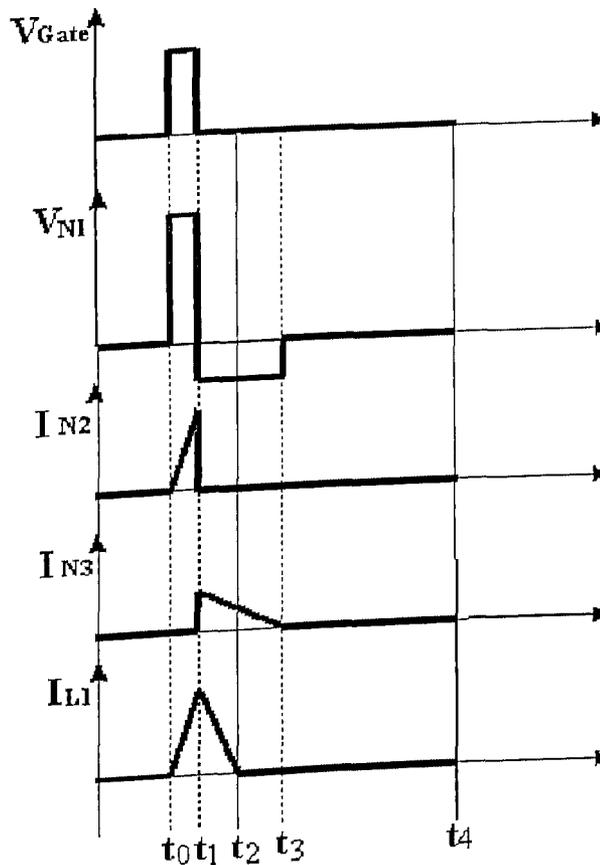


Fig. 5.9 – Formas de onda teóricas.

### 5.2.2 - INVERSOR MEIA-PONTE IR51H420

Para a inversão da tensão sobre o ramo LCC, em estudo, foi utilizado o circuito integrado IR51H420, conhecido como “Self Oscillating Half-Bridger” ele possui um oscilador, o braço de um conversor com as duas chaves e seu circuito de disparo.

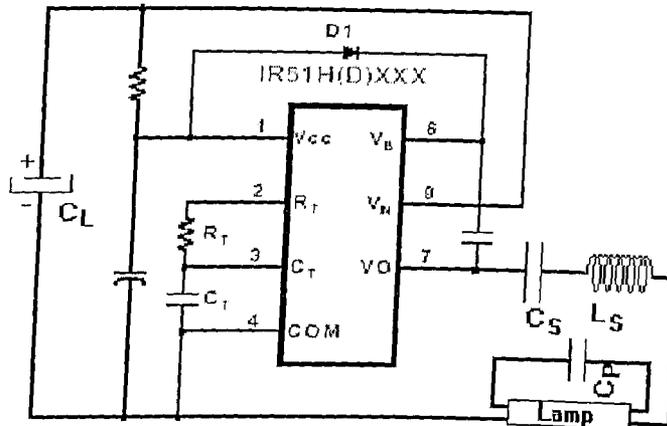


Fig. 5.10 – Conversor Boost Meia-Ponte integrado acionado pelo circuito integrado IR51H420.

O IR51H420 é um circuito integrado construído para ser alimentado com alta tensão, apresenta alta velocidade, é auto oscilante. Possui internamente um CI IR2153 e um braço de inversor "Half- Bridge".

A frequência de operação é calculada a partir da equação:

$$f = \frac{1}{1,4 \cdot (R_T + 75\Omega) \cdot C_T} \quad (5.10)$$

Características do IR51H420:

- faixa de operação até +500V;
- tolerância a variações de tensão negativa;
- imunidade a dv/dt;
- canal flutuante projetado para operações "bootstrap";
- frequência de oscilação programável;
- razão cíclica máxima de 50%;

tempo morto (típico.) 1.2  $\mu$ s.

Símbolo	Parâmetros Definição	Valor		Unidades
		Min.	Max.	
$V_{in}$	Alimentação de alta tensão -420	-0,3	500	V
$V_B$	Fonte de tensão flutuante do lado de alta	$V_0-0,3$	$V_0+2,5$	
$V_0$	Saída do "Half-Bridge"	-0,3	$V_{in}+0,3$	
$V_{RT}$	Tensão RT	-0,3	$V_{CC}+0,3$	
$V_{CT}$	Tensão CT	-0,3	$V_{CC}+0,3$	
$I_{CC}$	Corrente de alimentação	-	25	mA
$I_{RT}$	Corrente de saída RT	-5	5	
$dV_S/dt$	Variação permissível na tensão de entrada	-	3,5	V/ns

Diagrama de blocos

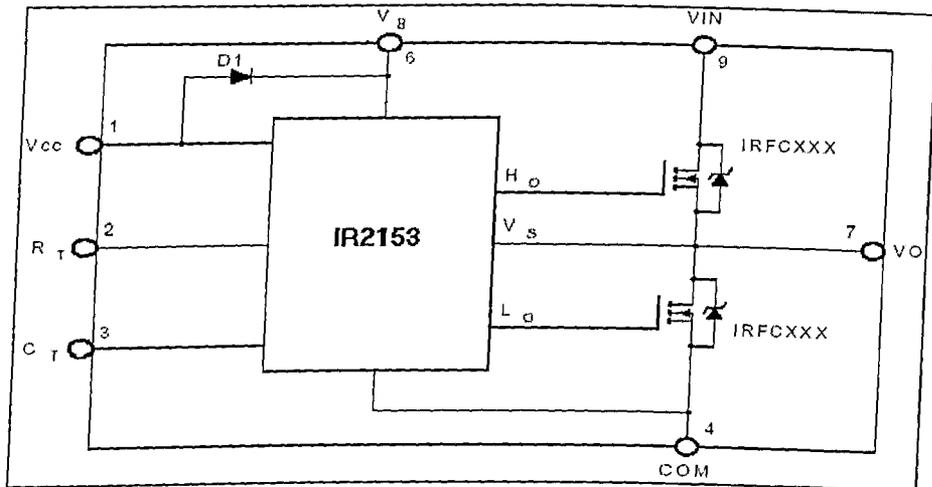


Fig. 5.11 – Diagrama de blocos do circuito integrado IR51H420.

O diodo D1 deve ser um diodo ultra rápido.

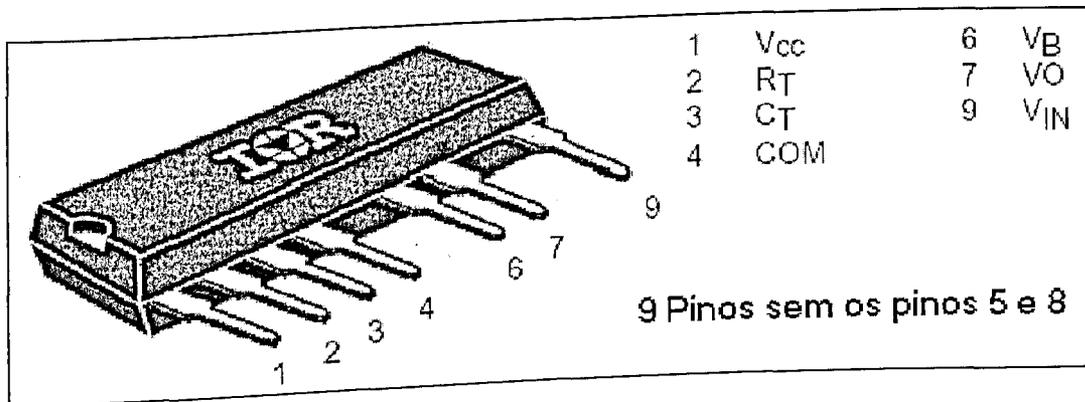


Fig. 5.12 – Descrição dos pinos do IR51H420.

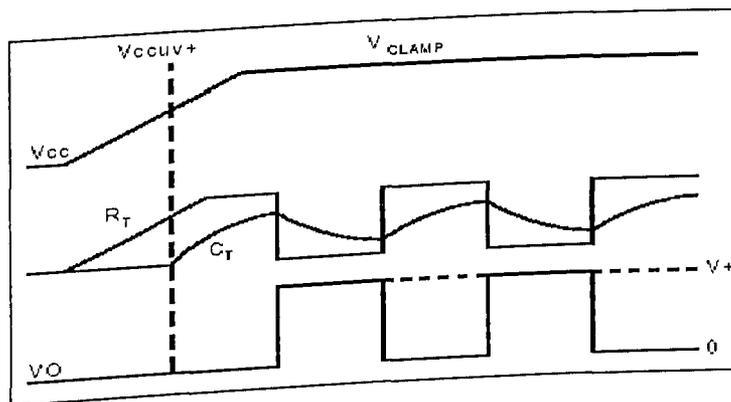


Fig. 5.13 Diagrama de tempo de entrada e saída.

### 5.3 - EQUAÇÕES DE PROJETO

O cálculo do circuito LCC é o mesmo desenvolvido para o conversor do capítulo 3, ver sessão 3.3.1.

### 5.3.1 - CÁLCULO DO CONVERSOR FORWARD

O indutor  $L_L$  é calculado usando a potência de entrada e a corrente média de entrada. O valor do capacitor  $C_L$  é calculado assumindo uma ondulação de tensão máximo de 5% no barramento CC.

$$1. \quad L_L = \frac{R_s \cdot n^2 \cdot D^2}{2 \cdot f_s};$$

$$R_s = \frac{V_{inpk}}{\pi \cdot i_{S0Med}} \cdot \left( \frac{V_{inpk}}{2 \cdot V_{CLi}} \cdot \theta + \frac{V_{inpk}}{2 \cdot V_{CL}} \cdot \text{sen}(\theta) - \frac{2}{n} \cdot \text{sen}\left(\frac{\theta}{2}\right) \right)$$

$$i_{S0Med} = \frac{P_0}{V_{CL}}; \quad \theta = \pi - 2 \cdot \delta; \quad \delta = \arcsen\left(\frac{V_{CL}}{n \cdot V_{inpk}}\right)$$

$$\delta = \arcsen\left(\frac{400}{5 \cdot 180}\right) = 0,461\text{rad}; \quad \delta = 26,388 \text{ graus}$$

$$\theta = \pi - 2 \cdot 0,461 = 2,22\text{rad}; \quad \theta = 127,224 \text{ graus}$$

$$i_{S0Med} = \frac{40}{400}; \quad i_{S0Med} = 100\text{mA}$$

$$R_s = \frac{180}{\pi \cdot 0,1} \cdot \left( \frac{180}{2 \cdot 400} \cdot 2,22 + \frac{180}{2 \cdot 400} \cdot \text{sen}(2,22) - \frac{2}{5} \cdot \text{sen}(1,11) \right)$$

$$R_s = 183,603$$

$$L_L = \frac{183,603 \cdot 5^2 \cdot 0,4^2}{2 \cdot 50 \cdot 10^3}; \quad \boxed{L_L = 7,344\text{mH}}$$

$$2. \quad C_L = \frac{P_0}{2 \cdot f_L \cdot V_{CL} \cdot \Delta_{VCL}}, \text{ onde}$$

$$C_L = \frac{40}{2 \cdot 50 \cdot 10^3 \cdot 400 \cdot 20}; \boxed{C_L \cong 42\mu\text{F}}$$

### 5.3.2 - DIMENSIONAMENTO DOS SEMICONDUTORES

#### 5.3.2.1 - CÁLCULO DA CHAVE Q1

$$I_{Q1Med} \cong 1,1 \cdot \frac{n \cdot D^2}{2 \cdot f_s \cdot L_L \cdot \pi} \cdot \left( 2 \cdot n \cdot V_{inpk} \cdot \text{sen} \left( \frac{\theta}{2} \right) - V_{CL} \cdot \theta \right) \quad (5.11)$$

$$I_{Q1(EF)} \cong 1,1 \cdot \frac{n \cdot D}{f_s \cdot L_L} \cdot \sqrt{\frac{D}{3 \cdot \pi} \left[ n^2 \cdot V_{inpk}^2 \cdot [\theta + \text{sen}\theta] - 4 \cdot n \cdot V_{inpk} \cdot V_{CL} \cdot \text{sen} \left( \frac{\theta}{2} \right) + V_{CL}^2 \cdot \theta \right]} \quad (5.12)$$

$$I_{Q1pk} = D \cdot T_s \cdot \left[ \frac{n \cdot (n \cdot V_{inpk} - V_{CL})}{L_L} + \frac{V_{inpk}}{L_1} \right] \quad (5.13)$$

#### 5.3.2.2 - CÁLCULO DO DIODO D1

$$I_{D1Med} = \frac{D^2}{2 \cdot f_s \cdot L_L \cdot \pi} \cdot \left( 2 \cdot n \cdot V_{inpk} \cdot \text{sen} \left( \frac{\theta}{2} \right) - V_{CL} \cdot \theta \right) \quad (5.14)$$

$$I_{D1(EF)} = \frac{D}{f_s \cdot L_L} \cdot \sqrt{\frac{D}{3 \cdot \pi} \left[ n^2 \cdot V_{inpk}^2 \cdot [\theta + \text{sen}\theta] - 4 \cdot n \cdot V_{inpk} \cdot V_{CL} \cdot \text{sen} \left( \frac{\theta}{2} \right) + V_{CL}^2 \cdot \theta \right]} \quad (5.15)$$

$$I_{D1pk} = \frac{(n \cdot V_{inpk} - V_{CL})}{L_L} \cdot D \cdot T_s \quad (5.16)$$

### 5.3.2.3 - CÁLCULO DO DIODO D2

$$I_{D2Med} = I_{S0Med} - 1,1 \cdot \frac{I_{inMed}}{n} \quad (5.17)$$

$$I_{D2Med} = \frac{P_0}{V_{CL}} - \frac{1,1 \cdot D}{f_s \cdot L_L} \cdot \sqrt{\frac{D}{3 \cdot \pi} \left[ n^2 \cdot V_{inpk}^2 \cdot [\theta + \text{sen}\theta] - 4 \cdot n \cdot V_{inpk} \cdot V_{CL} \cdot \text{sen}\left(\frac{\theta}{2}\right) + V_{CL}^2 \cdot \theta \right]} \quad (5.18)$$

$$I_{D2pk} = \frac{(n \cdot V_{inpk} - V_{CL})}{L_L} \cdot D \cdot T_s \quad (5.19)$$

### 5.3.2.4 - CÁLCULO DO DIODO D3

$$I_{D3Med} = \frac{V_{inMed}}{2 \cdot \sqrt{L_1 \cdot L_3}} \cdot D^2 \cdot T_s \quad (5.20)$$

$$I_{D3(EF)} = \frac{D}{10 \cdot f_s \cdot L_L} \cdot \sqrt{\frac{D \cdot L_2}{3 \cdot \pi \cdot L_3} \left[ n^2 \cdot V_{inpk}^2 \cdot [\theta + \text{sen}\theta] - 4 \cdot n \cdot V_{inpk} \cdot V_{CL} \cdot \text{sen}\left(\frac{\theta}{2}\right) + V_{CL}^2 \cdot \theta \right]} \quad (5.21)$$

$$I_{D3pk} = I_{D1pk} = \frac{I_{inpk}}{n} = \frac{(n \cdot V_{inpk} - V_{CL})}{L_L} \cdot D \cdot T_s \quad (5.22)$$

### 5.3.3 - CÁLCULO DO TRANSFORMADOR

$$L_1 \geq \frac{V_{inMed}}{0,2 \cdot I_{inMed}} \cdot D^2 \cdot T_s \quad (5.23)$$

$$L_2 = n^2 \cdot L_1 \quad (5.24)$$

$$L_3 \leq L_1 \cdot \left( \frac{V_{CL}}{V_{inpk}} \right)^2 \quad (5.25)$$

#### 5.4 - IMPLEMENTAÇÃO DO REATOR ELETRÔNICO PROPOSTO

Para constatar a veracidade das etapas de operação descritas e validar as equações matemáticas desenvolvidas, foram construídos protótipos dos reatores propostos neste capítulo. A Tabela 5.1 apresenta as características de projeto desejadas para o reator eletrônico proposto na Fig. 5.1a. Utilizando as equações de projeto, obteve-se os parâmetros do reator eletrônico proposto.

Tabela 5.1 – Parâmetros de projeto do reator eletrônico.

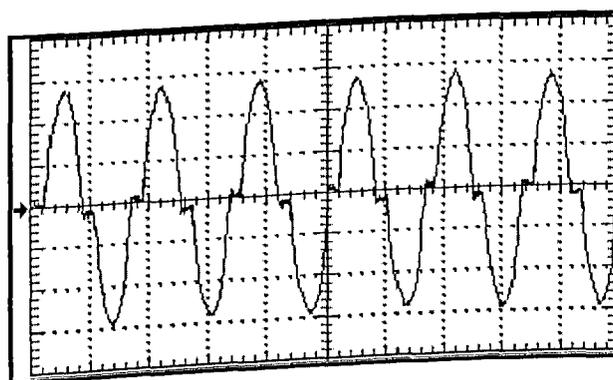
<b>Características do Projeto</b>	
$V_{in} = 127V_{RMS}$	$V_0 = 103V_{RMS}$
$f_L = 60 \text{ Hz}$	$I_0 = 425 \text{ mA}$
$f_{S1} = 100 \text{ kHz}$	$f_{S2} = 50 \text{ kHz}$
$u = 3,87$	$V_{CL} = 400V$
$Q_S = 0,5$	$P_0 = 40W$
<b>Parâmetros do Reator</b>	
	$L_L = 7 \text{ mH}$
<b>Filtro de saída</b>	$C_L = 47\mu F$
	$C_S = 100 \text{ nF}$
<b>Inversor ressonante</b>	$L_S = 1,54 \text{ mH}$
	$C_P = 9,4 \text{ nF}$
	$L_1 = 6 \text{ mH}$
<b>Trafo</b>	$L_2 = 100 \text{ mH}$
	$L_3 = 32 \text{ mH}$
	$L_F = 1,4 \text{ mH}$
<b>Filtro de Entrada</b>	$C_F = 680 \text{ nF}$

Tabela 5.2 – Resultados Experimentais

Resultados Experimentais	
Fator de Potencia(FP)	0,97
Distorção Harmônica total (THD)	22,21%
Fator de Crista	1,46

Implementado o protótipo, foram obtidas as formas de onda mais importantes para verificar o funcionamento do reator, sendo as mesmas apresentadas a seguir.

A Fig. 5.14 representa a forma de onda da corrente na entrada do reator eletrônico proposto.



CH2 200mA 10ms

Fig. 5.14–Corrente na entrada do reator eletrônico proposto.

A Fig. 5.15 apresenta a corrente na lâmpada, com um fator de crista de 1,46.

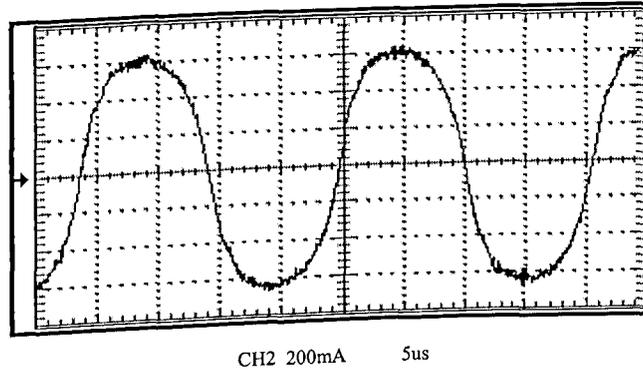


Fig. 5.15 – Corrente na lâmpada.

A Fig. 5.16 apresenta a corrente na chave Q1, onde pode-se perceber a operação em modo descontínuo.

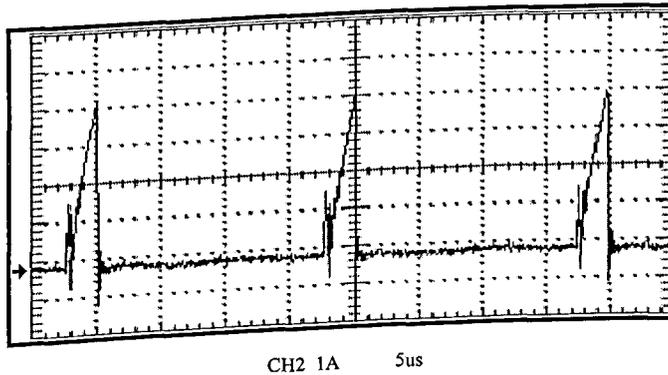


Fig. 5.16 – Corrente na Chave Q1.

A Fig. 5.17 Apresenta a tensão na chave Q1.

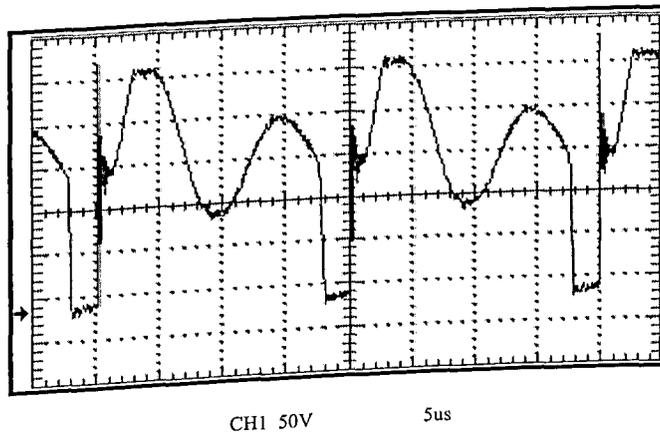


Fig. 5.17 – Tensão sobre a Chave Q1.

A Fig. 5.18 apresenta a corrente no indutor de filtro de saída, onde pode-se observar o modo de operação descontinuo.

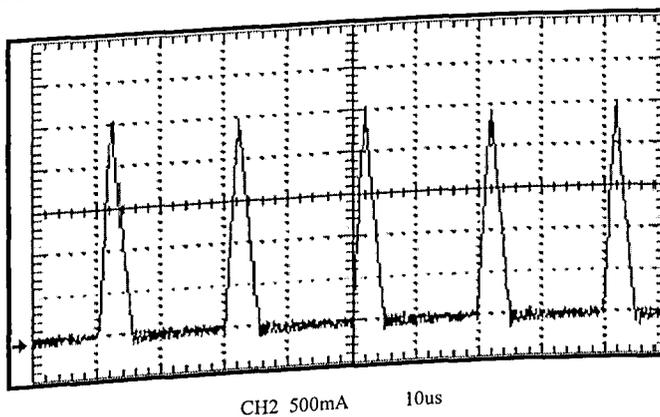


Fig. 5.18 – Corrente no indutor de filtro de saída  $I_{L_L}$

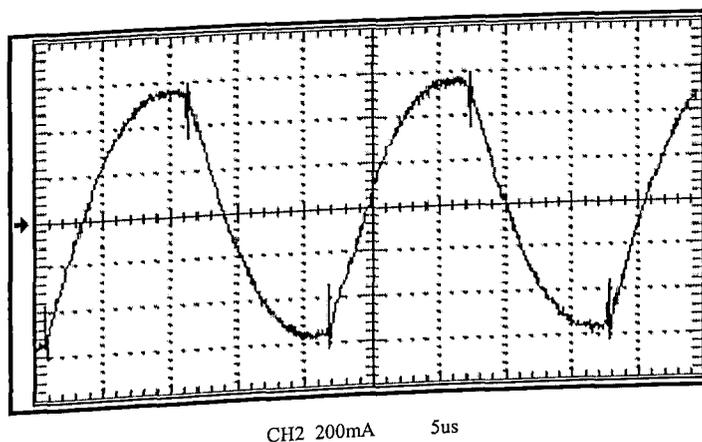


Fig. 5.19 – Corrente no ramo LCC.

A Fig. 5.20 apresenta a tensão de batimento da lâmpada, com duração de aproximadamente 100ms.

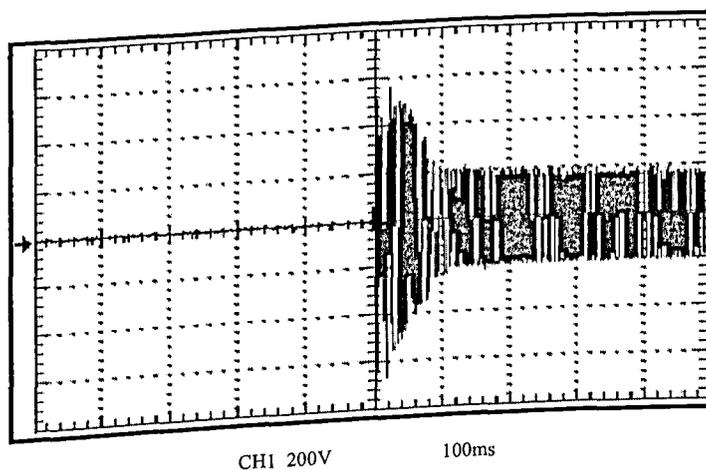


Fig. 5.20 – Batimento da tensão de partida sobre a lâmpada.

A Fig. 5.21 apresenta as componentes harmônicas da corrente de entrada do conversor, com THD de 22,21%. Este alto THD já era esperado devido a descontinuidade na corrente de entrada do conversor forward.

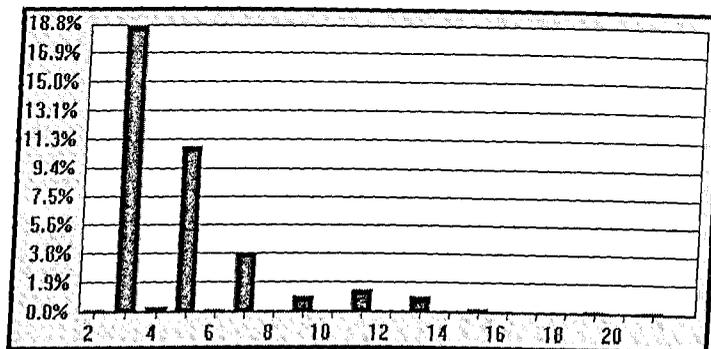


Fig. 5.21 – Componentes harmônicas presentes na corrente de entrada do reator eletrônico proposto.

## 5.5 - CONSIDERAÇÕES FINAIS

O conversor Forward proposto acima se mostrou muito interessante, este conversor opera em modo de condução descontínua para proporcionar alto fator de potência, o terciário do transformador é colocado na saída do conversor para que o fluxo de reativo seja menor e assim se obtenha um melhor rendimento.

O primeiro conversor Forward montado para este trabalho operava com baixa razão cíclica, o objetivo era utilizar uma razão menor que 10%, o problema observado foi um baixíssimo rendimento ( $\eta \cong 0,7$ ), como sabe-se as perdas no Mosfet são proporcionais ao quadrado da corrente, a redução da razão cíclica acarreta desvantagens que a tornam desinteressante.

O indutor de filtro de saída deste conversor é o responsável pela potência de saída, assim como o indutor de boost para um conversor boost operando em DCM.

Em lugar de um inversor "Half-Bridge" convencional foi utilizado o circuito integrado IR51H420, este circuito dispensa circuitos de disparo das chaves por possuir um circuito auto-oscilante interno.

O desempenho deste conversor foi satisfatório, atendendo às normas quanto a fator de potência, distorção harmônica e fator de crista.

## **CAPÍTULO 6**

### **REATOR ELETRÔNICO COM CONVERSOR FORWARD QUADRÁTICO OPERANDO EM MODO DESCONTÍNUO PARA A CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA**

#### **6.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS**

O reator eletrônico proposto foi obtido com a associação de um conversor Forward Quadrático e um inversor ressonante "Half-Bridge". O conversor Forward Quadrático opera em modo descontínuo e frequência constante promovendo um fator de potência de entrada alto o suficiente para satisfazer as normas presentes requeridas. A operação do reator proposto foi investigada em detalhes. Um protótipo para uma lâmpada fluorescente de 40 W foi construído.

O objetivo deste trabalho é validar o uso de um conversor Forward Quadrático como estágio de correção de fator de potência. Desta forma uma topologia interessante é obtida, a qual satisfaz as normas requeridas para operação.

A topologia proposta apresenta uma proteção natural contra a falta de carga. O enrolamento de desmagnetização foi colocado junto ao secundário do transformador para promover um melhor rendimento. O transformador isolador isola a rede de alimentação da carga, aumentando a segurança do circuito. Outra vantagem é que a frequência do conversor Forward Quadrático pode ser mais elevada que a do inversor, o que possibilita componentes ainda menores. Ainda é

possível tornar este um reator “universal”, ou seja, um reator que possa ser alimentado por tensões que vão desde 127V até 220V, para isso seria necessário apenas a implementação de um controle da tensão de saída, com a variação da razão cíclica.

Foi feito um estudo da mesma topologia trabalhando com baixa razão cíclica, apresentando as vantagens e desvantagens desta técnica para um conversor forward.

## 6.2 - CARACTERÍSTICAS DO REATOR ELETRÔNICO PROPOSTO

Os cálculos e análises para o conversor Forward quadrático são muito semelhantes às do conversor Forward apresentados no capítulo anterior. A fig. 6.1 ilustra o conversor proposto. Para a implementação do inversor "Half-bridge" foi utilizado o circuito integrado IR51H420 (ver item 5.2.2).

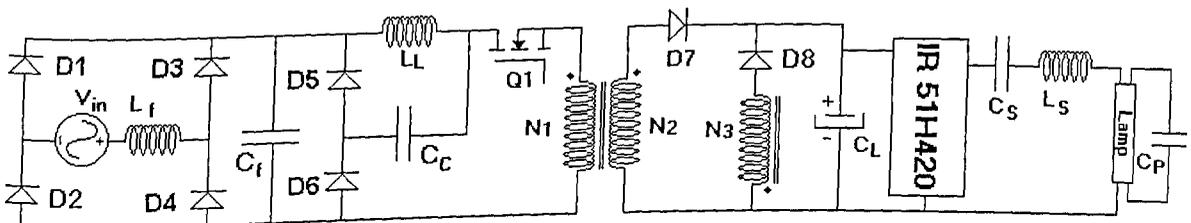


Fig. 6.1 – Reator eletrônico empregando conversor Forward Quadrático como estágio corretor de fator de potência trabalhando em modo descontinuo.

A corrente média de entrada do conversor Forward Quadrático pode ser expressa como:

$$i_{inMed}(t) = \frac{\left( V_{in}(t) - \frac{V_{CL}}{n} \right) \cdot D^2 \cdot T}{2 \cdot L_L} \quad (6.1)$$

$$I_{inMed} = \frac{D^2}{2 \cdot f_s \cdot L_L \cdot \pi} \cdot \left( 2 \cdot V_{impk} \cdot \text{sen} \left( \frac{\theta}{2} \right) - \frac{V_{CL}}{n} \cdot \theta \right) \quad (6.2)$$

Onde  $V_{in}(t) = |V_{in} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t)|$ , representa a tensão de linha instantânea,  $D$  é a razão cíclica,  $V_{CL}$  é a tensão de saída do conversor Forward quadrático,  $L_L$  é o indutor do filtro de entrada do conversor e  $f_{s1}$  é a frequência de chaveamento.

A corrente de entrada média também pode ser expressa como:

$$i_{inMed}(t) = \frac{\left( V_{in}(t) - \frac{V_{CL}}{n} \right)}{R_{SQ}} \quad (6.3)$$

Onde  $n$  representa a relação de transformação,  $n = N2/N1$ ,  $R_{SQ}$  é a resistência de entrada equivalente do conversor e é igual a:

$$R_{SQ} = \frac{2 \cdot L_L \cdot f_s}{D^2} \quad (6.4)$$

A fig. 6.2 ilustra o circuito equivalente do semiestágio Forward Quadrático para operação em baixa frequência. Assim como pode ser visto nesta figura, a entrada do conversor pode ser modelada por meio de uma resistência série  $R_{SQ}$  e uma fonte de tensão CC com o mesmo valor da tensão de saída  $V_{CL}/n$ . O comportamento de saída é modelado como uma fonte de corrente de saída  $i_S(t)$ , a qual injeta corrente no circuito RC formado pelo capacitor  $C_L$  e a impedância de saída  $R_i$  do conversor. O valor da fonte de corrente pode ser obtido igualando as potências instantâneas de entrada e saída. Portanto ela deve ser igual à corrente de baixa frequência circulando através do indutor  $L_L$ .

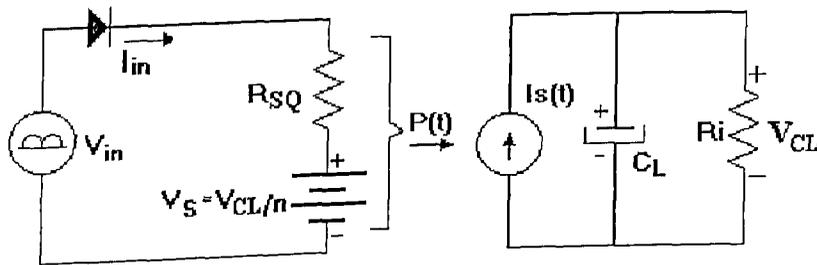


Fig. 6.2 – Circuito equivalente do semiestágio Forward quadrático corretor de fator de potência.

A potência de entrada pode ser obtida como:

$$P_{in}(t) = i_{in}^2(t) \cdot R_{SQ} + i_{in}(t) \cdot \frac{V_{CL}}{n} \quad (6.5)$$

A forma de onda da corrente de baixa frequência durante o período de condução  $\theta$  é dado por (6.2). Usando esta expressão em (6.5), a potência de entrada instantânea para baixa frequência é:

$$P_{in}(t) = \frac{V_{in}(t) \cdot \left( V_{in}(t) - \frac{V_{CL}}{n} \right)}{R_{SQ}} \quad (6.6)$$

Assumindo uma ondulação de tensão tolerável sobre a saída do semiestágio Forward Quadrático a potência de saída instantânea para baixa frequência pode ser expressa como:

$$P_S(t) = i_{S0}(t) \cdot V_{CL} \quad (6.7)$$

Sendo  $i_{S0}$  a corrente instantânea de saída do semiestágio Forward Quadrático durante o intervalo de condução  $\theta$ . Igualando (6.6) e (6.7) o valor da fonte de corrente de saída do modelo mostrado na Fig. 6.3 é finalmente obtido como:

$$i_{s0}(t) = \frac{V_{in}(t)}{R_{SQ}} \cdot \left( \frac{V_{in}(t)}{V_{CL}} \text{sen}(2 \cdot \omega_s \cdot t) - \frac{1}{n} \text{sen}(\omega_s \cdot t) \right) \quad (6.8)$$

Resolvendo esta equação pode-se obter o valor CC da corrente de saída como:

$$i_{s0Med}(t) = \frac{V_{in}}{R_{SQ} \cdot \pi} \cdot \left( \frac{V_{in}}{2 \cdot V_{CL}} + \frac{V_{in}}{2 \cdot V_{CL}} \cdot \text{sen} \theta - \frac{2}{n} \cdot \text{sen} \frac{\theta}{2} \right) \quad (6.9)$$

### 6.2.1 - ETAPAS DE OPERAÇÃO

A operação do conversor em regime permanente é caracterizada por quatro diferentes estágios. Para simplificar a análise a rede de alimentação, ponte retificadora e filtro de entrada foram simplificados e representados pela fonte  $V_{in}$ , o estágio inversor ressonante também foi simplificado para esta análise, visto que a operação dos dois estágios se processa de forma quase independente, o inversor de saída foi representado como uma fonte de tensão, ver Fig 6.3.

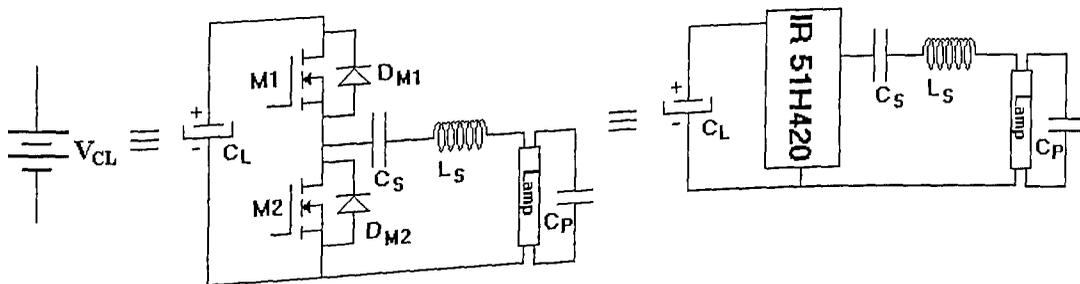


Fig. 6.3 – Inversor ressonante simplificado como fonte de tensão.

1ª Etapa  $[t_0, t_1]$  – Esta etapa tem início quando a chave  $Q1$  é ligada, conseqüentemente a tensão no capacitor  $C_c$  é aplicada sobre o indutor  $N1$ . As correntes  $I_{N1}$ ,  $I_{N2}$  e  $I_{L_L}$  crescem linearmente.

Ver Fig 6.4.

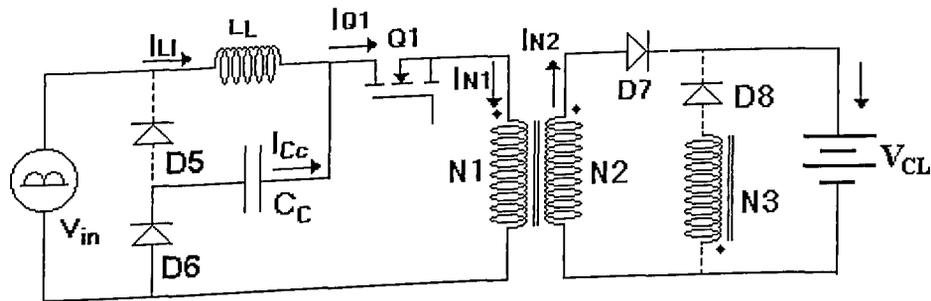


Fig. 6.4 – Primeiro estágio de operação.

2ª Etapa  $[t_1, t_2]$  – Este estágio tem início quando a chave Q1 é desligada, conseqüentemente as correntes  $I_{N1}$  e  $I_{N2}$  se tornam nulas,  $I_{L_L}$  carrega o capacitor Cc circulando pelo diodo D5 e decresce linearmente até atingir zero. A energia armazenada no indutor N2 é transferida para o indutor N3,  $I_{N3}$  é igual a  $I_{N2}$  e decresce linearmente, ver Fig. 6.5.

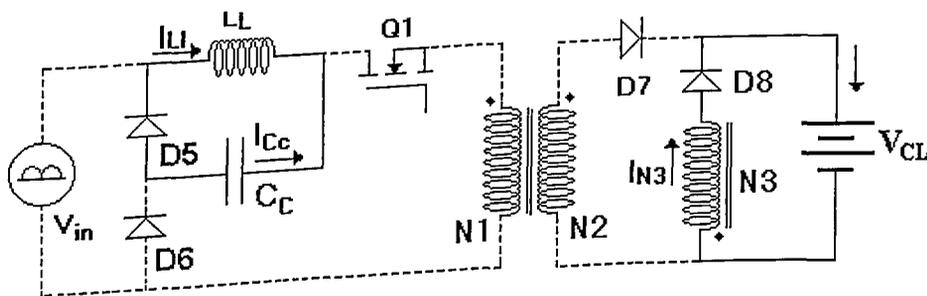


Fig. 6.5 – Segundo estágio de operação.

3ª Etapa  $[t_2, t_3]$  - Este estágio começa quando a corrente  $I_{L_L}$  atinge zero. Durante este estágio existe somente a corrente  $I_{N3}$ . Ver Fig. 6.6.

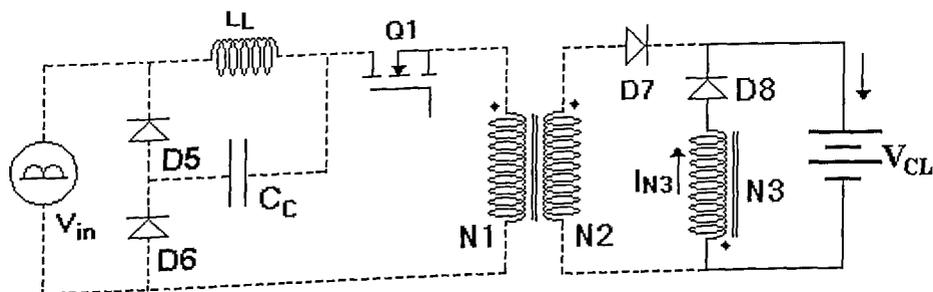


Fig. 6.6 – Terceiro estágio de operação.

4ª Etapa [ $t_3, t_4$ ] - Este estágio começa quando a corrente  $I_{N3}$  atinge zero e termina quando a chave Q1 é ligada. Durante esta etapa nenhuma energia é transferida para o capacitor de saída, Ver Fig. 6.7.

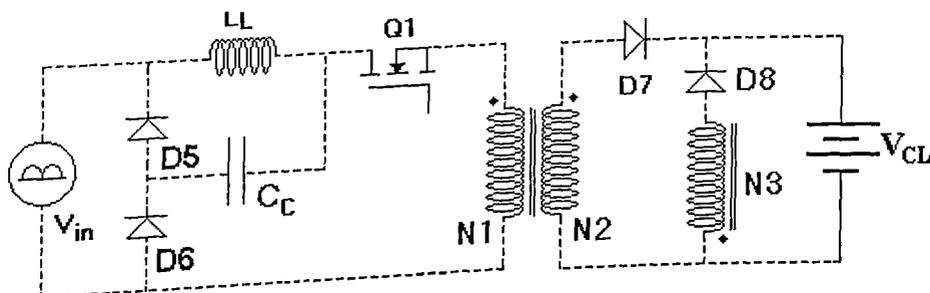


Fig. 6.7 – Quarto estágio de operação.

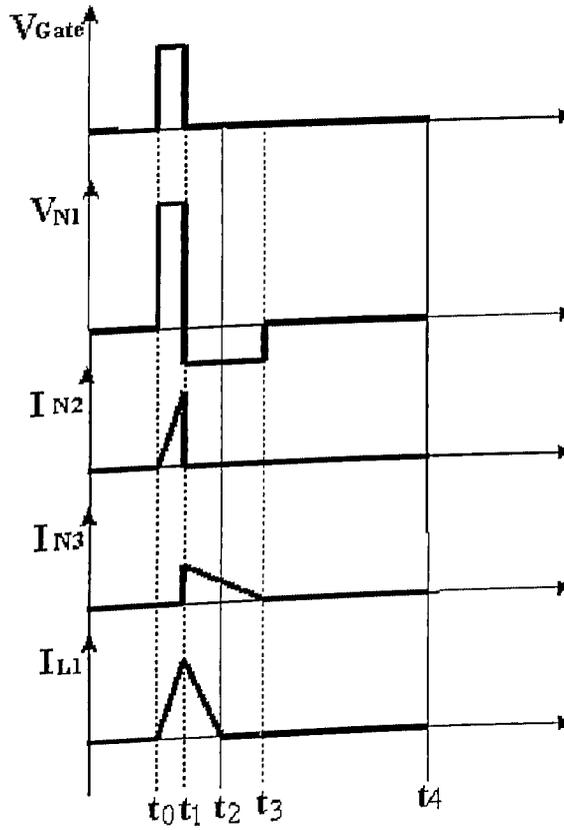


Fig. 6.8- Formas de onda teóricas.

### 6.3 - EQUAÇÕES DE PROJETO

O cálculo do circuito LCC é o mesmo desenvolvido para o conversor do capítulo 3, ver sessão 3.3.1.

### 6.3.1 - CÁLCULO DO CONVERSOR FORWARD QUADRÁTICO

O indutor  $L_L$  é calculado usando a potencia de entrada e a corrente media de entrada. O valor do capacitor  $C_L$  é calculado assumindo uma ondulação de tensão máximo de 5% no barramento CC.

$$3. \quad L_L = \frac{R_{SQ} \cdot D^2}{2 \cdot f_s};$$

$$R_{SQ} = \frac{V_{inpk}}{\pi \cdot i_{s0Med}} \cdot \left( \frac{V_{inpk}}{2 \cdot V_{CL}} \cdot \theta + \frac{V_{inpk}}{2 \cdot V_{CL}} \cdot \text{sen}(\theta) - \frac{2}{n} \cdot \text{sen}\left(\frac{\theta}{2}\right) \right)$$

$$i_{s0Med} = \frac{P_0}{V_{CL}}; \quad \theta = \pi - 2 \cdot \delta; \quad \delta = \arcsen\left(\frac{V_{CL}}{n \cdot V_{inpk}}\right)$$

$$\delta = \arcsen\left(\frac{400}{6 \cdot 180}\right) = 0,379\text{rad}; \quad \delta = 21,738^\circ$$

$$\theta = \pi - 2 \cdot 0,379 = 2,383\text{rad}; \quad \theta = 136,523^\circ$$

$$i_{s0Med} = \frac{40}{400}; \quad i_{s0Med} = 100\text{mA}$$

$$R_{SQ} = \frac{180}{\pi \cdot 0,1} \cdot \left( \frac{180}{2 \cdot 400} \cdot 2,383 + \frac{180}{2 \cdot 400} \cdot \text{sen}(2,22) - \frac{2}{5} \cdot \text{sen}(1,1915) \right)$$

$$R_{SQ} = 218,475$$

$$L_L = \frac{218,475 \cdot 6^2 \cdot 0,4^2}{2 \cdot 50 \cdot 10^3}; \quad \boxed{L_L = 349,6 \mu\text{H}}$$

$$4. \quad C_L = \frac{P_0}{2 \cdot f_L \cdot V_{CL} \cdot \Delta_{VCL}}; \quad C_L = \frac{40}{2 \cdot 50 \cdot 10^3 \cdot 400 \cdot 20}; \quad \boxed{C_L \cong 42 \mu\text{F}}$$

## 6.4 - IMPLEMENTAÇÃO DO REATOR ELETRÔNICO PROPOSTO

Para constatar a veracidade das etapas de operação descritas e validar as equações matemáticas desenvolvidas, foram construídos protótipos dos reatores propostos neste capítulo.

A Tabela 6.1 apresenta as características de projeto desejadas para o reator eletrônico proposto na Fig. 6.1. Utilizando as equações de projeto, obteve-se os parâmetros do reator eletrônico proposto.

Tabela 6.1 – Parâmetros de projeto do reator eletrônico.

<b>Características do Projeto</b>	
$V_{CC} = 127V$	$V_0 = 103V$
$f_L = 60Hz$	$I_0 = 425mA$
$f_{S1} = 100kHz$	$f_{S2} = 50kHz$
$u = 3$	$V_{CL} = 400V$
$Q_s = 0,5$	$P_0 = 40W$
<b>Parâmetros do Reator</b>	
<b>Capacitor CC</b>	$C_C = 1\mu F$
<b>Indutor de entrada</b>	$L_L = 350\mu H$
<b>Filtro de saída</b>	$C_L = 47\mu F$
	$C_S = 100nF$
<b>Inversor ressonante</b>	$L_S = 1,54mH$
	$C_P = 9,4nF$
<b>Transformador</b>	$L_{N1} = 3mH$
	$L_{N2} = 100mH$
	$L_{N3} = 32mH$
<b>Filtro de Entrada</b>	$L_F = 1,4mH$
	$C_F = 680nF$
<b>Resultados Experimentais</b>	
<b>Fator de Potencia(FP)</b>	0,991
<b>Distorção Harmônica total (THD)</b>	2,69%
<b>Fator de Crista</b>	1,46

Implementado o protótipo, foram obtidas as formas de onda mais importantes para verificar o funcionamento do reator, sendo as mesmas apresentadas a seguir:

A Fig. 6.9 representa a forma de onda da tensão e da corrente na entrada do reator eletrônico proposto. Sendo o THD de 2,69% e o fator de potência de 99%.

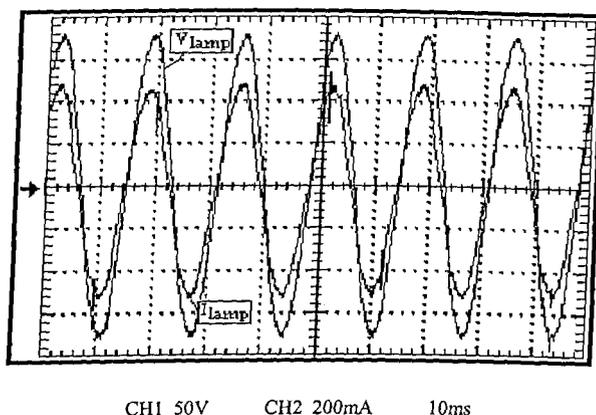


Fig. 6.9 – Tensão e corrente na entrada do reator eletrônico proposto.

A Fig. 6.10 apresenta a tensão e a corrente na lâmpada, com um fator de crista de 1,46.

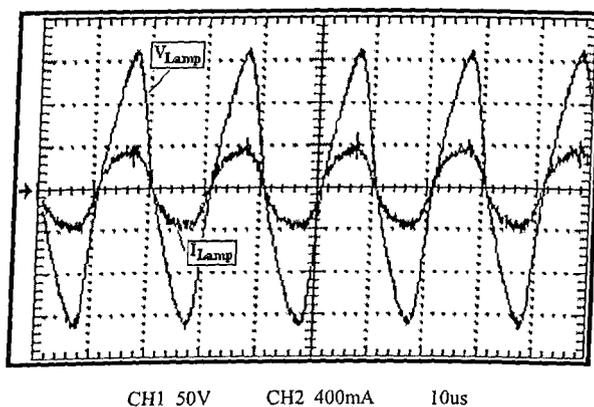


Fig. 6.10 – Corrente e tensão na lâmpada.

A Fig. 6.11 a) apresenta a forma de onda de tensão sobre a chave Q1e a Fig. 6.11 b) apresenta a forma de onda de corrente na chave Q1.

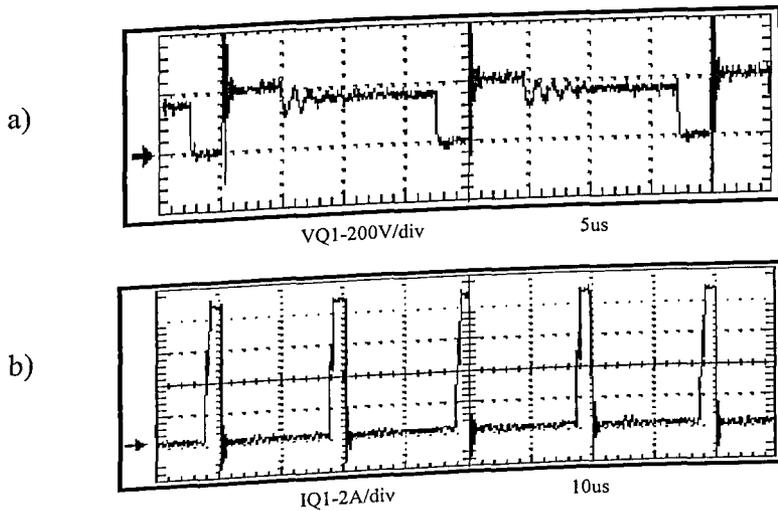


Fig. 6.11 – a) Tensão sobre a chave Q1; b) Corrente na Chave Q1.

A Fig. 6.12 apresenta a corrente no indutor de filtro de entrada. Pode-se notar a operação em modo descontinuo.

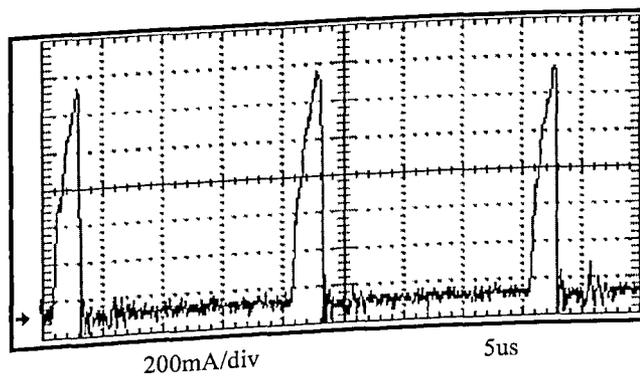


Fig. 6.12 – Corrente no indutor de filtro  $I_{L_L}$

A Fig. 6.13 a) apresenta a tensão sobre o capacitor  $C_c$  e a Fig. 6.13 b) apresenta a tensão sobre o capacitor  $C_f$ .

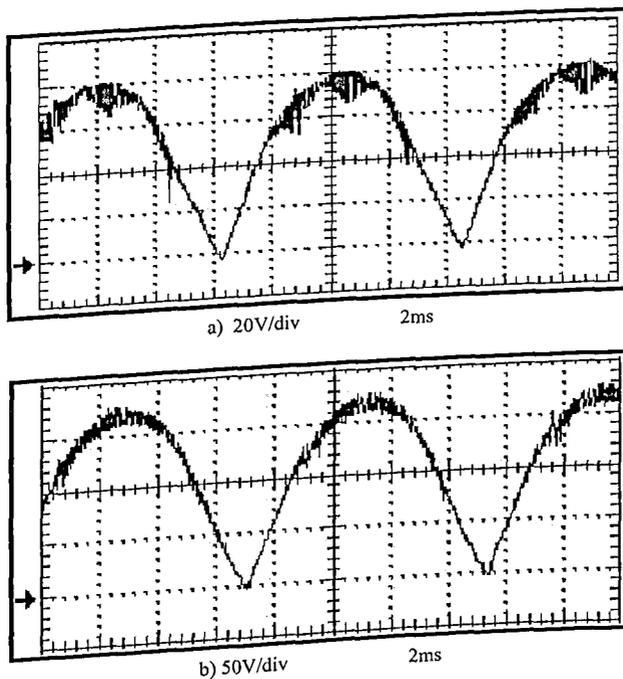


Fig. 6.13 – a) Tensão sobre o capacitor  $C_c$ ; b) Tensão sobre o capacitor  $C_f$

A Fig. 6.14 apresenta as componentes harmônicas presentes na corrente de entrada, para um THD de 2,69%.

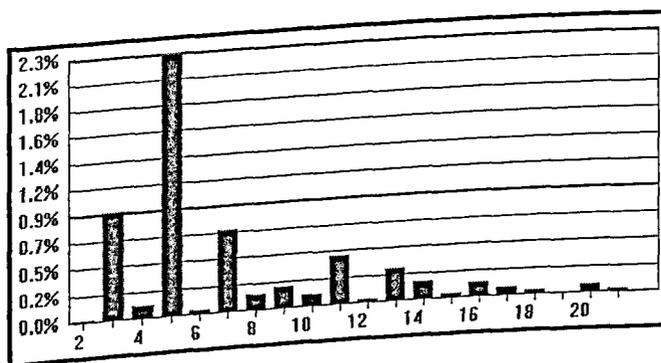


Fig. 6.14 – Componentes harmônicas presentes na corrente de entrada do reator eletrônico proposto.

## 6.5 - CONSIDERAÇÕES FINAIS

O conversor Forward Quadrático acima proposto se mostrou muito interessante, este conversor opera em modo de condução descontínua para proporcionar alto fator de potência, o terciário do transformador é colocado na saída do conversor para que o fluxo de reativo seja menor e assim se obtenha um melhor rendimento.

Este conversor Forward quadrático foi montado para operar com baixa razão cíclica, o objetivo era utilizar uma razão menor que 10%, problema observado foi um baixíssimo rendimento ( $\eta \cong 0,6$ ), como é de notório conhecimento, as perdas no Mosfet são proporcionais ao quadrado da corrente, a diminuição da razão cíclica acarreta desvantagens que a tornam desinteressante.

O indutor de filtro de entrada deste conversor é o responsável pela potência de saída, assim como o indutor do Forward apresentado no capítulo anterior.

Em lugar de um inversor "Half-Bridge" convencional foi utilizado o circuito integrado IR51H420, este circuito dispensa circuitos de disparo das chaves por possuir um circuito auto-oscilante interno.

O desempenho deste operando em baixa razão cíclica não foi satisfatório, o que nos leva a concluir que não há vantagem na diminuição demasiada desta para obtenção de melhor fator de potência. No entanto para uso com razão cíclica típica tanto este como o conversor do capítulo 5 apresentam resultados satisfatórios.

## CONCLUSÃO GERAL

Uma visão geral das características operacionais das lâmpadas e dos reatores eletrônicos foi apresentada nesse trabalho. Foram fornecidas informações básicas sobre os estágios de processamento de potência que constituem os reatores eletrônicos, como também apresentadas metodologias de projetos desses estágios.

O reator eletrônico apresentado no capítulo 3 foi desenvolvido através de modificações do conversor "Half-Bridge", com o intuito de possibilitar a integração deste com um conversor boost. Avaliando as quatro topologias conclui-se que a apresentada no capítulo 3 é a melhor opção. Esta apresenta ótimo rendimento e enorme simplicidade.

O reator eletrônico apresentado no capítulo 4 foi desenvolvido com o objetivo de reduzir o número de chaves. Entretanto, esse conversor não apresentou um melhor rendimento que os demais reatores eletrônicos desenvolvidos nesse trabalho, contrariando a expectativa de um aumento da eficiência com a redução do número de chaves, isso se deve a elevada corrente reativa presente nesse conversor, que prejudica o rendimento em virtude do aumento das perdas por condução.

O reator eletrônico apresentado no capítulo 5 consiste de um conversor Forward operando em modo descontínuo. O objetivo é a utilização de uma topologia Forward que promova alto fator de potência, isolamento entre a carga e a rede de alimentação e possibilidade de alimentação bivolt.

O reator eletrônico apresentado no capítulo 6 tem os mesmos objetivos do reator do capítulo 5, sendo esse um conversor Forward Quadrático enormes semelhanças de operação foram verificadas entre eles.

Os conversores dos capítulos 5 e 6 operando em baixa razão cíclica, apresentaram baixos rendimentos. Estes conversores devem operar com razão cíclica em torno de 0,4.

Os reatores eletrônicos ditos tradicionais são construídos utilizando inversores do tipo "Half-Bridge", "Classe E", "Push-Pull" e "Full-Bridge". Esses conversores apresentam características muito boas para o acionamento de lâmpadas fluorescentes, mas, não podem ser vistos como as melhores opções.

Este trabalho foi desenvolvido buscando sair das topologias tradicionais de reatores eletrônicos e estimular a pesquisa de reatores eletrônicos através do desenvolvimento de novas topologias. Os reatores eletrônicos apresentados aqui são exemplos de otimização através de novas topologias, lembrando que algumas dessas tentativas de otimização não alcançaram o objetivo desejado, mas, esse trabalho não teve a pretensão de apresentar conversores que encerrassem a discussão sobre a otimização dos reatores eletrônicos, mais sim, estimular a discussão sobre novas formas de aperfeiçoamento.

### SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

O reator eletrônico apresentado no capítulo 5 pode facilmente ser modificado para que seu estágio de correção de fator de potência seja constituído por um conversor forward quadrático integrando ainda a chave do conversor com a do inversor de saída. Esta topologia apresentou resultados de simulação muito satisfatórios.

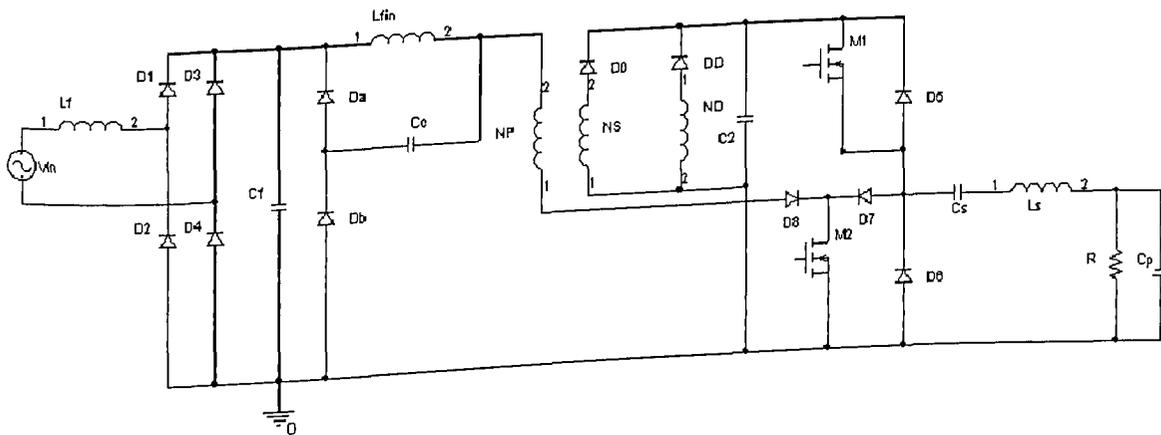


Fig. 1 – Conversor Forward Quadrático com chave integrada operando em DCM.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Julio Niskier e Archibald Joseph Macintyre, "Instalações Elétricas", Editora Guanabara Koogan 2ª Edição.
- [2] Manoel Eduardo Miranda Negrisoli, "Instalações Elétricas Projeto Prediais em Baixa tensão", Editora Edgard Blücher 3ª Edição.
- [3] Ademaro A. M. Bittencourt Contrim, "Instalações Elétricas", Editora McGraw-Hill 2ª Edição
- [4] Anderson S. André, Marcus V. A. Araújo, Arnaldo J. Perin, Ivo Barbi; "Reator Eletrônico Auto-Oscilante para Lâmpadas Fluorescentes com Alto Fator de Potência Utilizando Buck-Boost Integrado", CBA'2000.
- [5] Unitrode Products From Texas Instruments, "Controlled Power Factor Correction Circuit Design", USA-1998.
- [6] Domingos Antônio Ruiz Caballero, "Sistemas Eletrônicos de Iluminação: Topologia, Análise, Projeto e Experimentação", Dissertação de Mestrado, UFSC-1992.
- [7] Alexandre L. Michel, Douglas Pappis, Alexandre Campos, Ricardo N. do Prado, "Electronic Ballast with Luminous Automatic Variation and Presence Detection Using Microcontroller and Self-Oscillating Command", V Induscon-2002, paper code 067.
- [8] Thiago B. Marchesan, Fábio E. Bisogno, Álysson R. Seidel, ricardo N. do Prado, "Sistema Eletrônico para Acionamento de Lâmpadas Fluorescentes Utilizando um Conversor Boost Push-Pull com Alto Fator de Potência", CBA 2000, página 2221.

- [9] IEC 1000-3-2 (1995-03) Standards on electromagnetics compatibility (EMC), Part 3, Section 2: Limits for harmonic current emissions. International Electrotechnical Commission, Geneva, Switzerland, April 1995.
- [10] Anderson S. André, Marcus V. A. Araújo, Arnaldo J. Perin, Ivo Barbi, "Reator Eletrônico Auto-Oscilante com Alto Fator de Potência para Duas Lâmpadas Fluorescentes de 65W", CBA'2000.
- [11] E. Deng, S. Cuk; "Single Stage, High Power Factor, Lamp Ballast", IEEE APEC'96 proceedings, pp. 441-449, 1994.
- [12] Márcio Brumatti, Cassius Z. Resende, Domingos S.L. Simonetti e José L.F. Vieira, "Reator Eletrônico Auto Oscilante de Alto Fator de Potência com Indutores Acoplados", CBA'2000.
- [13] J. M. Alonso, A. J. Calleja, E. López, J. Ribas, F. J. Ferrero and M. Rico; "Analysis and experimental results of a single-stage high-power-factor electronic ballast based on flyback converter", IEEE APEC'98 proceedings, pp. 1142-1148.
- [14] J. Ribas, J.M. Alonso, "J. Calleja, E.L. Corominas, M. Rico-Secades, "Low-Cost High-Power-Factor Electronic Ballast Based on the self-Oscillating Buck-Boost Inverter".
- [15] João Américo Vilela Júnior, "Desenvolvimento e análise de topologias não convencionais para reatores eletrônicos", Dissertação de Mestrado, UFU-2003.
- [16] Celso Aracanzo da Silva, "Estudo, Desenvolvimento e aplicações de conversores com comutação não-dissipativa em sistemas de iluminação", Dissertação, UFMG-1995
- [17] Fábio Ecke Bisogno, "Topologia para iluminação fluorescente utilizando conversores Boost-Push-Pull integrado com um único interruptor", Dissertação, UFSM-2001

- [18] Aniel S. Morais, João A. Vilela Jr., João Bastista Vieira Jr., Luiz Carlos de Freitas, Valdeir José Farias, "Boost Half-Bridge Ballast with High Power Factor and Auxiliary Resonant Branch", IEEE ISIE'03.
- [19] J. A. Vilela Jr.; A. R. Vaz; A. S. Morais; E. A. A. Coelho; V. J. Farias; L. C. de Freitas and J. B. Vieira Jr., "A High Power Factor Electronic Ballast With Minimization The Leakage Inductance Effects", IEEE PESC'03.
- [20] Aniel S. Morais, Ernane A. A. Coelho, Luiz C. Freitas, João B. Vieira Jr., V. J. Farias; "An Electronic Ballast Employing a boost Half Bridge Topology", IEEE COBEP'03.
- [21] Aniel S. Morais, João A. Vilela Jr., Ernane A. A. Coelho, Luiz C. Freitas, João B. Vieira Jr., V. J. Farias, "An Improved High Power Factor Electronic Ballast With a single Switch", IEEE COBEP'03.
- [22] Aniel S. Morais, Ernane A. A. Coelho, Luiz C. Freitas, Valdeir J. Farias, João B. Vieira Jr., "An Electronic Ballast Employing A Boost Half-Bridge Topology", IEEE APEC'04.
- [23] Aniel S. Morais, Ernane A. A. Coelho, Luiz C. Freitas, Valdeir J. Farias, João B. Vieira Jr., "A High Power Factor Ballast With A Single Switch And A Single Power Stage" IEEE APEC'04
- [24] Antonio Calleja, José Marcos Alonso, Javier Ribas, Emilio López, Jesús Cardesín, Jorge García, Manuel Rico-Secades "Integrated forward half- bridge resonant inverter as a high-power-factor electronic ballast" IEEE International Power Electronics Congress (CIEP 2002). Octubre. 2002. pp. 215-221
- [25] A. S. Morais; E. A. A. Coelho; L. C. de Freitas; J. C. Oliveira and J. B. Vieira Jr., "An Electronic Ballast Employing a Forward Topology With Low Duty Cycle and High Power Factor", IEEE IECON'03.

- [26] A. S. Moraes; E. A. A. Coelho; V. J. Farias; L. C. de Freitas, J. C. Oliveira and J. B. Vieira Jr., " A High Power Factor Electronic Ballast Employing a Quadratic Forward Topology", IEEE IECON'03.
- [27] Sandra Johnson, Yan Yin, Regan Zane, " Custom Spectral Shaping for EMI Reduction in Electronic Ballasts", IEEE APEC 2004
- [28] Chang-Hua Lin, Ying Lu, and Kai-Jun Pai, " Digital-Dimming Controller with Current Spikes Elimination Technique for LCD Backlight Electronic Ballast", IEEE APEC 2004
- [29] R. Osorio, M. Ponce, M. A. Oliver, " Analysis and Design of a Dimming Control using Sliding Mode Control Strategy for Electronic Ballast Free of Acoustic Resonances", IEEE APEC 2004
- [30] Ray L. Lin, Fred C. Lee, Eric M. Baker and Dan Y. Chen, "Inductor-less Piezoelectric Transformer Electronic Ballast for Linear Fluorescent Lamp" IEEE Applied Power Electronic Conference Proc (APEC), 2001, pp.664-669.
- [31] Onishi N., Shiomi T., Okude A., Yamauchi T., "A Fluorescent Lamp Model for High Frequency Wide Range Dimming Electronic Ballast Simulation" IEEE Applied Power Electronic Conference Proc. (APEC), 1999, pp.1001-1005.
- [32] Svetlana Bronstein and Sam Ben-Yaakov, "Design considerations for Achieving ZVS in a Half Bridge Inverter that Drives a Piezoelectric Transformer with No Series Inductor" IEEE Power Electronics Specialists Conference PESC'02.
- [33] F. Raiser, "Problem with lamp current using a PWM signal," *IEEE IAS'01*, vol. 1, pp. 499-503, 2001.

- [34] S. Y. Ron Hui, L. M. Lee, H. S. Chung, and Y. K. Ho, "An electronic ballast with wide dimming range, high PF, and low EMI," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 16, no.4, pp. 465-472, July 2001.

## APÊNDICE A

### EQUACIONAMENTO DO CAPÍTULO 2

#### A.1 - CÁLCULO DO INDUTOR DE BOOST

O cálculo do indutor de boost foi desenvolvido a partir do método utilizado para o indutor de buck-boost em modo de condução descontínua.

$P_A$  é a potência transferida quando a chave esta conduzindo e  $P_B$  para a chave aberta.

$$P_{in} = P_A + P_B \quad (A.1)$$

$$P_A = V_{in} \cdot I_{AMed} \quad (A.2)$$

$$P_B = V_{in} \cdot I_{BMed} \quad (A.3)$$

$$T_1 = D \cdot T \quad (A.4)$$

$$I_A = \frac{V_{in} \cdot T_1}{L_{Boost}} = \frac{V_{in} \cdot D}{L_{Boost} \cdot f_s} \quad (A.5)$$

$$I_{AMed} = \frac{I_A}{2} \cdot \frac{T_1}{T} = \frac{V_{in} \cdot D}{2 \cdot L_{Boost} \cdot f_s} \cdot \frac{D \cdot T}{T} = \frac{V_{in} \cdot D^2}{2 \cdot L_{Boost} \cdot f_s} \quad (A.6)$$

$$P_A = V_{in} \cdot \left( \frac{V_{in} \cdot D^2}{2 \cdot L_{Boost} \cdot f_s} \right) = \frac{V_{in}^2 \cdot D^2}{2 \cdot L_{Boost} \cdot f_s} \quad (A.7)$$

Onde  $T_0$  é o período de descarga do indutor de boost.

$$I_B = \frac{(V_{CL} - V_{in}) \cdot T_0}{L_{Boost}} \quad (A.8)$$

$$I_{BMed} = \frac{I_B}{2} \cdot \frac{T_0}{T} = \frac{(V_{CL} - V_{in}) \cdot T_0}{2 \cdot L_{Boost}} \cdot \frac{T_0}{T} = \frac{(V_{CL} - V_{in}) \cdot T_0^2}{2 \cdot L_{Boost} \cdot T} \quad (A.9)$$

$$P_B = V_{in} \cdot \left( \frac{(V_{CL} - V_{in}) \cdot T_0^2}{2 \cdot L_{Boost} \cdot T} \right) = \frac{V_{in} \cdot (V_{CL} - V_{in}) \cdot T_0^2}{2 \cdot L_{Boost} \cdot T} \quad (A.10)$$

$$P_{in} = P_A + P_B = \frac{V_{in}^2 \cdot D^2}{2 \cdot L_{Boost} \cdot f_s} + \frac{V_{in} \cdot (V_{CL} - V_{in}) \cdot T_0^2}{2 \cdot L_{Boost} \cdot T} \quad (A.11)$$

$$T_0 \cong T_1 = D \cdot T \quad (A.12)$$

$$V_{CL} \cong 2 \cdot V_{in} \quad (A.13)$$

$$P_{in} = \frac{V_{in}^2 \cdot D^2}{2 \cdot L_{Boost} \cdot f_s} + \frac{V_{in} \cdot (2 \cdot V_{in} - V_{in}) \cdot (D \cdot T)^2}{2 \cdot L_{Boost} \cdot T} = \frac{V_{in}^2 \cdot D^2}{2 \cdot L_{Boost} \cdot f_s} + \frac{V_{in}^2 \cdot D^2}{2 \cdot L_{Boost} \cdot f_s} \quad (A.14)$$

$$P_{in} = \frac{V_{in}^2 \cdot D^2}{L_{Boost} \cdot f_s} \quad (A.15)$$

$$L_{Boost} = \frac{V_{in}^2 \cdot D^2}{P_{in} \cdot f_s} \quad (A.16)$$

$$P_{in} = \frac{P_0}{\eta} \quad (A.17)$$

$$L_{Boost} = \frac{\eta \cdot V_{in}^2 \cdot D^2}{P_0 \cdot f_s} \quad (A.18)$$

## A.2 - CÁLCULO DA TENSÃO NO CAPACITOR C1

$$P_0 = \frac{V_0^2}{R} \quad (A.19)$$

$$P_0 = \eta \cdot P_{in} = \frac{V_0^2}{R} = \frac{\eta \cdot V_{in}^2 \cdot D^2}{L_{Boost} \cdot f_s} \quad (A.20)$$

$G$  é a resposta do circuito série ressonante em função da frequência

$$G = \frac{V_0}{V_i} \quad (A.21)$$

$V_i$  é o valor eficaz da componente fundamental da tensão aplicada ao ramo LCC

$$V_i = \frac{4 \cdot V_{C1}}{\pi \cdot \sqrt{2}} \quad (\text{A.22})$$

$$V_o = G \cdot V_i = \frac{4 \cdot G \cdot V_{C1}}{\pi \cdot \sqrt{2}} \quad (\text{A.23})$$

Fazendo (A.23) em (A.20) tem-se:

$$\frac{\eta \cdot V_{in}^2 \cdot D^2}{L_{Boost} \cdot f_S} = \frac{\left( \frac{4 \cdot G \cdot V_{C1}}{\pi \cdot \sqrt{2}} \right)^2}{R} \quad (\text{A.24})$$

$$\sqrt{\frac{\eta \cdot V_{in}^2 \cdot D^2 \cdot R}{L_{Boost} \cdot f_S}} = \frac{4 \cdot G \cdot V_{C1}}{\pi \cdot \sqrt{2}} \quad (\text{A.25})$$

$$V_{C1} = \frac{V_{in} \cdot D \cdot \pi}{G} \sqrt{\frac{\eta \cdot R}{8 \cdot L_{Boost} \cdot f_S}} \quad (\text{A.26})$$

### A.3 - CÁLCULO DO CAPACITOR C1

$$\Delta V_C = \frac{T_1 \cdot I_0}{C} \quad (\text{A.27})$$

Para  $T_1$  igual à metade do período da rede elétrica  $T_L$ .

$$T_1 = \frac{T_L}{2} = \frac{1}{2 \cdot f_L} \quad (\text{A.28})$$

$$C_1 = \frac{I_{01}}{2 \cdot f_L \cdot \Delta V_C} \quad (\text{A.29})$$

$$I_{01} = \frac{(1/2) \cdot P_0}{V_{C1}} \quad (\text{A.30})$$

A corrente  $I_{01}$  foi calculada em função da potencia e não da impedância do filtro LCC o que nos daria uma corrente maior, pois a variação de tensão de maior relevância acontece em

baixa frequência (60 Hz) e não em alta frequência, apenas a corrente real é levada em consideração. Fazendo (A.30) em (A.29) tem-se:

$$C_1 = \frac{P_0}{4 \cdot f_L \cdot V_{C1} \cdot \Delta V_{C1}} \quad (\text{A.31})$$

#### A.4 - CÁLCULO DA RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DO CIRCUITO SÉRIE RESSONANTE (SR)

A equação (A.32) representa a tensão sobre a lâmpada.

$$V_0 = R \cdot i \quad (\text{A.32})$$

$$V_i = (R + j(X_L - X_C)) \cdot i \quad (\text{A.33})$$

Usando a regra do divisor de tensão no domínio da frequência, obtém-se a seguinte expressão para a resposta em frequência.

$$\frac{V_0}{V_i}(j\omega) = \frac{1}{1 + \left( j \cdot \omega_s \cdot \frac{L_S}{R} \right) - \left( \frac{j}{\omega_s \cdot C_S \cdot R} \right)} \quad (\text{A.34})$$

Substituindo-se o fator de qualidade  $Q_S = \omega_0 \cdot L_S / R = 1 / (\omega_0 \cdot C_S \cdot R)$ , a relação entre as frequências  $u = \omega_s / \omega_0$  e a frequência de ressonância  $\omega_0 = 1 / \sqrt{L_S \cdot C_S}$  obtém-se:

$$\frac{V_0}{V_i}(j\omega) = \frac{1}{1 + j \cdot Q_S \cdot \left( \frac{\omega_s}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_s} \right)} = \frac{1}{1 + j \cdot Q_S \cdot \left( u - \frac{1}{u} \right)} \quad (\text{A.35})$$

Reorganizando a equação chega-se a seguinte expressão para a resposta em função da frequência.

$$\left| \frac{V_o}{V_i}(j\omega) \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + Q_s^2 \cdot \left(u - \frac{1}{u}\right)^2}} \quad (\text{A.36})$$

### A.5 - CÁLCULO DA IMPEDÂNCIA DO CIRCUITO SÉRIE RESSONANTE

Impedância do circuito ressonante mais a lâmpada.

$$Z_{SR} = R_s + j \cdot \left( \omega_s \cdot L_s - \frac{1}{\omega_s \cdot C_s} \right) \quad (\text{A.37})$$

Utilizando alguns artifícios matemáticos chega-se a seguinte expressão:

$$Z_{SR} = \omega_0 \cdot L_s \left( \frac{R_s}{\omega_0 \cdot L_s} + j \cdot \left( \frac{\omega_s}{\omega_0} - \frac{1}{\omega_s \cdot \omega_0 \cdot L_s \cdot C_s} \right) \right) \quad (\text{A.38})$$

Cálculo da frequência natural do circuito ressonante.

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_s \cdot C_s}} \iff L_s \cdot C_s = \frac{1}{\omega_0^2} \quad (\text{A.39})$$

Substituindo a equação (A.39) na equação (A.38) obtém-se:

$$Z_{SR} = \sqrt{\frac{L_s}{C_s}} \cdot \left( \frac{1}{Q_s} + j \cdot \left( \frac{\omega_s}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_s} \right) \right) \quad (\text{A.40})$$

Fazendo as substituições finais chega-se a expressão da impedância do circuito série ressonante.

$$|Z_{SR}| = \sqrt{\frac{L_s}{C_s} \cdot \left( \frac{1}{Q_s^2} + \left(u - \frac{1}{u}\right)^2 \right)} \quad (\text{A.41})$$

### A.6 - CÁLCULO DA RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DO CIRCUITO DE ESTABILIZAÇÃO SÉRIE RESSONANTE COM A LÂMPADA EM PARALELO (SRPL)

Usando a regra do divisor de tensão no domínio da frequência, obtém-se a seguinte expressão para a tensão na lâmpada.

$$V_0 = (X_C // R) \cdot i = \left( \frac{R \cdot (-j \cdot X_C)}{R - j \cdot X_C} \right) \cdot i \quad (A.42)$$

Semelhantemente obtém-se a tensão de alimentação.

$$V_i = \left( \frac{R \cdot (-j \cdot X_C)}{R - j \cdot X_C} + j \cdot X_L \right) \cdot i \quad (A.43)$$

A resposta em frequência é obtida pela razão entre as tensões acima citadas.

$$\frac{V_0}{V_i}(j \cdot \omega) = \frac{\left( \frac{R \cdot (-j \cdot X_C)}{R - j \cdot X_C} \right) \cdot i}{\left( \frac{R \cdot (-j \cdot X_C)}{R - j \cdot X_C} + j \cdot X_L \right) \cdot i} \quad (A.44)$$

Fazendo algumas manipulações chega-se a seguinte expressão:

$$\frac{V_0}{V_i}(j \cdot \omega) = \frac{\left( \frac{R}{-j \cdot \omega_s \cdot C_s} \right)}{\left( \frac{R}{-j \cdot \omega_s \cdot C_s} + j \cdot \omega_s \cdot L_s \right)} \quad (A.45)$$

Através das devidas simplificações tem-se a equação:

$$\frac{V_o}{V_i}(j \cdot \omega) = \frac{\left( \frac{R}{1 - j \cdot \omega_s \cdot R \cdot C_s} \right)}{\left( \frac{R}{1 - j \cdot \omega_s \cdot R \cdot C_s} + j \cdot \omega_s \cdot L_s \right)} \quad (\text{A.46})$$

Utilizando um denominador comum a expressão fica da seguinte forma:

$$\frac{V_o}{V_i}(j \cdot \omega) = \frac{\left( \frac{R}{1 - j \cdot \omega_s \cdot R \cdot C_s} \right)}{\left( \frac{R + j \cdot \omega_s \cdot L_s - \omega_s^2 \cdot R \cdot L_s \cdot C_s}{1 - j \cdot \omega_s \cdot R \cdot C_s} \right)} \quad (\text{A.47})$$

Com as simplificações tem-se:

$$\frac{V_o}{V_i}(j \cdot \omega) = \frac{R}{R + j \cdot \omega_s \cdot L_s - \omega_s^2 \cdot R \cdot L_s \cdot C_s} \quad (\text{A.48})$$

Através de algumas manipulações obtém-se:

$$\frac{V_o}{V_i}(j \cdot \omega) = \frac{1}{1 - \frac{\omega_s^2}{\omega_0^2} + j \cdot \frac{\omega_0}{\omega_0} \frac{\omega_0 \cdot L_s}{R}} \quad (\text{A.49})$$

$$\frac{V_o}{V_i}(j \cdot \omega) = \frac{1}{1 - u^2 + j \cdot Q_s \cdot u} \quad (\text{A.50})$$

A resposta em frequência para o circuito de estabilização série ressonante com a lâmpada em paralelo é:

$$\left| \frac{V_o}{V_i}(j \cdot \omega) \right| = \frac{1}{\sqrt{(1 - u^2)^2 + (Q_s \cdot u)^2}} \quad (\text{A.51})$$

### A.7 - CÁLCULO DA IMPEDÂNCIA DO CIRCUITO SÉRIE RESSONANTE COM A LÂMPADA EM PARALELO (SRPL)

A expressão da impedância equivalente do circuito é:

$$Z_{SRP} = \frac{R \cdot (-j \cdot X_C)}{R - j \cdot X_C} + j \cdot X_L \quad (A.52)$$

Após algumas manipulações.

$$Z_{SRP} = \frac{\frac{R}{-j \cdot \omega_s \cdot C_P}}{1 - j \cdot \omega_s \cdot C_P \cdot R} + j \cdot \omega_s \cdot L_S \quad (A.53)$$

Com as devidas simplificações

$$Z_{SRP} = \frac{R}{1 - j \cdot \omega_s \cdot C_P \cdot R} + j \cdot \omega_s \cdot L_S \quad (A.54)$$

Passando para um denominador comum

$$Z_{SRP} = \frac{R + j \cdot \omega_s \cdot L_S - \omega_s^2 \cdot L_S \cdot C_P \cdot R}{1 - j \cdot \omega_s \cdot C_P \cdot R} \quad (A.55)$$

Fazendo algumas manipulações.

$$Z_{SRP} = \frac{1 - \omega_s^2 \cdot L_S \cdot C_P + j \cdot \frac{\omega_s \cdot L_S}{R}}{1 - j \cdot \omega_s \cdot C_P \cdot R} \quad (A.56)$$

Do fator de qualidade, tem-se:

$$Q_S = \frac{\omega_0 \cdot L_S}{R} = \frac{1}{\omega_0 \cdot C_S \cdot R} \quad (A.57)$$

Portanto da equação (A.57) tem-se:

$$L_S \cdot C_S = \frac{1}{\omega_0^2} \quad (A.58)$$

Substituindo as equações (A.57) e (A.58) na equação (A.56), obtém-se:

$$Z_{SRP} = \frac{1 - \frac{\omega_s^2}{\omega_0^2} + j \cdot \frac{\omega_0}{\omega_s} \cdot \frac{\omega_s \cdot L_S}{R}}{1 - j \cdot \omega_s \cdot C_P \cdot R} \quad (A.59)$$

$$Z_{SRP} = \frac{1-u^2 + j \cdot Q_S \cdot u}{1 - \frac{j}{Q_S}} \quad (\text{A.60})$$

$$Z_{SRP} = \frac{Q_S \cdot (1-u^2) + j \cdot Q_S^2 \cdot u}{Q_S - j} \quad (\text{A.61})$$

Impedância do circuito SRPL

$$|Z_{SRP}| = \sqrt{\frac{[Q_S \cdot (1-u^2)]^2 + (Q_S^2 \cdot u)^2}{Q_S^2 + 1}} \quad (\text{A.62})$$

$$|Z_{SRP}| = Q_S \cdot \sqrt{\frac{(1-u^2)^2 + (Q_S \cdot u)^2}{Q_S^2 + 1}} \quad (\text{A.63})$$

### A.8 - CÁLCULO DA RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DO CIRCUITO DE ESTABILIZAÇÃO PARA A CARGA EM SÉRIE PARALELO

Escrevendo-se a expressão do divisor de tensão em termos da componente fundamental de tensão tem-se:

$$V_0 = (X_{C_p} // R) \cdot i = \left( \frac{R \cdot (-j \cdot X_{C_p})}{R - j \cdot X_{C_p}} \right) \cdot i \quad (\text{A.64})$$

Igualmente tem-se:

$$V_i = \left( \frac{R \cdot (-j \cdot X_{C_p})}{R - j \cdot X_{C_p}} + j \cdot (X_{L_s} - X_{C_s}) \right) \cdot i \quad (\text{A.65})$$

A resposta em frequência é obtida pela razão das tensões:

$$\frac{V_0}{V_i}(j \cdot \omega) = \frac{\left( \frac{R \cdot j \cdot X_{C_p}}{R - j \cdot X_{C_p}} \right) \cdot i}{\left( \frac{R \cdot j \cdot X_{C_p}}{R - j \cdot X_{C_p}} + j \cdot (X_{L_s} - X_{C_p}) \right) \cdot i} \quad (\text{A.66})$$

Decompondo as reatâncias

$$\frac{V_0}{V_i}(j \cdot \omega) = \frac{\left( \frac{R \cdot \frac{1}{-j \cdot \omega_s \cdot C_p}}{R + \frac{1}{-j \cdot \omega_s \cdot C_p}} \right)}{\left( \frac{R \cdot \frac{1}{-j \cdot \omega_s \cdot C_p}}{R + \frac{1}{-j \cdot \omega_s \cdot C_p}} + j \cdot \omega_s \cdot L_s + \frac{1}{-j \cdot \omega_s \cdot C_s} \right)} \quad (\text{A.67})$$

Fazendo algumas manipulações matemáticas.

$$\frac{V_0}{V_i}(j \cdot \omega) = \frac{\left( \frac{\frac{R}{-j \cdot \omega_s \cdot C_p}}{1 - R \cdot j \cdot \omega_s \cdot C_p} \right)}{\left( \frac{\frac{R}{-j \cdot \omega_s \cdot C_p}}{1 - R \cdot j \cdot \omega_s \cdot C_p} + j \cdot \omega_s \cdot L_s + \frac{1}{-j \cdot \omega_s \cdot C_s} \right)} \quad (\text{A.68})$$

Realizando as devidas simplificações.

$$\frac{V_0}{V_i}(j \cdot \omega) = \frac{\left( \frac{R}{1 - j \cdot \omega_s \cdot R \cdot C_p} \right)}{\left( \frac{R}{1 - j \cdot \omega_s \cdot R \cdot C_p} + j \cdot \omega_s \cdot L_s + \frac{1}{-j \cdot \omega_s \cdot C_s} \right)} \quad (\text{A.69})$$

Passando a equação para um denominador comum.

$$\frac{V_0}{V_i}(j \cdot \omega) = \frac{\left( \frac{R}{1 - j \cdot \omega_s \cdot R \cdot C_p} \right)}{\left( \frac{R + j \cdot \omega_s \cdot L_s - \frac{1}{j \cdot \omega_s \cdot C_s} - \omega_s^2 \cdot R \cdot C_p \cdot L_s + R \cdot \frac{C_p}{C_s}}{1 - j \cdot \omega_s \cdot R \cdot C_p} \right)} \quad (\text{A.70})$$

Fazendo as simplificações.

$$\frac{V_0}{V_i}(j \cdot \omega) = \frac{1}{1 + \left( \left( j \cdot \omega_s \cdot L_s - \frac{1}{j \cdot \omega_s \cdot C_s} \right) \cdot \frac{1}{R} \right) - \omega_s^2 \cdot C_p \cdot L_s + \frac{C_p}{C_s}} \quad (\text{A.71})$$

Agrupando:

$$\frac{V_0}{V_i}(j \cdot \omega) = \frac{1}{1 - \omega_s^2 \cdot C_p \cdot L_s + \frac{C_p}{C_s} + \frac{j \cdot \omega_s \cdot L_s}{R} - \frac{1}{j \cdot \omega_s \cdot C_s \cdot R}} \quad (\text{A.72})$$

Utilizando alguns artifícios matemáticos.

$$\frac{V_0}{V_i}(j \cdot \omega) = \frac{1}{1 + \frac{C_p}{C_s} \cdot (1 - \omega_s^2 \cdot C_s \cdot L_s) + \frac{\omega_0 \cdot j \cdot \omega_s \cdot L_s}{R} - \frac{\omega_0}{\omega_0} \cdot \frac{1}{j \cdot \omega_s \cdot C_s \cdot R}} \quad (\text{A.73})$$

Manipulando a equação.

$$\frac{V_0}{V_i}(j \cdot \omega) = \frac{1}{1 + \frac{C_p}{C_s} \cdot \left( 1 - \frac{\omega_s^2}{\omega_0^2} \right) + \frac{j \cdot \omega_0 \cdot L_s \cdot \omega_s}{R \cdot \omega_0} - \frac{1}{j \cdot \omega_0 \cdot C_s \cdot R} \cdot \frac{\omega_0}{\omega_s}} \quad (\text{A.74})$$

Substituindo o fator de qualidade  $Q_s = \omega_0 \cdot L_s / R = 1 / (\omega_0 \cdot C_s \cdot R)$ , a relação entre as frequências  $u = \omega_s / \omega_0$  e a frequência de ressonância  $\omega_0 = 1 / \sqrt{L_s \cdot C_s}$  obtém-se:

$$\frac{V_0}{V_i}(j \cdot \omega) = \frac{1}{1 + \frac{C_p}{C_s} \cdot (1 - u^2) + j \cdot Q_s \cdot \left( u - \frac{1}{u} \right)} \quad (\text{A.75})$$

Equação da resposta em frequência do circuito ressonante LCC.

$$\left| \frac{V_0}{V_i}(j \cdot \omega) \right| = \frac{1}{\sqrt{\left( 1 + \frac{C_p}{C_s} \cdot (1 - u^2) \right)^2 + Q_s^2 \cdot \left( u - \frac{1}{u} \right)^2}} \quad (\text{A.76})$$

## A.9 - IMPEDÂNCIA DO CIRCUITO RESSONANTE PARA A CARGA EM SÉRIE PARALELO (LCC)

Escrevendo a equação da impedância equivalente do circuito em termos da frequência fundamental de tensão à qual o circuito está submetido:

$$Z_{LCC} = \frac{R \cdot (-j \cdot X_{C_P})}{R - j \cdot X_{C_P}} + j \cdot (X_{L_S} - X_{C_S}) \quad (\text{A.77})$$

Decompondo as reatâncias.

$$Z_{LCC} = \frac{R \cdot \frac{1}{-j \cdot \omega_S \cdot C_P}}{R + \frac{1}{-j \cdot \omega_S \cdot C_P}} + j \cdot \omega_S \cdot L_S + \frac{1}{-j \cdot \omega_S \cdot C_S} \quad (\text{A.78})$$

Fazendo algumas manipulações matemáticas.

$$Z_{LCC} = \frac{\frac{R}{-j \cdot \omega_S \cdot C_P}}{\frac{1 - j \cdot \omega_S \cdot R \cdot C_P}{-j \cdot \omega_S \cdot C_P}} + j \cdot \omega_S \cdot L_S + \frac{1}{-j \cdot \omega_S \cdot C_S} \quad (\text{A.79})$$

$$Z_{LCC} = \frac{R}{1 - j \cdot \omega_S \cdot R \cdot C_P} \cdot \left( \frac{1 + j \cdot \omega_S \cdot R \cdot C_P}{1 + j \cdot \omega_S \cdot R \cdot C_P} \right) + j \cdot \omega_S \cdot L_S + \frac{1}{-j \cdot \omega_S \cdot C_S} \quad (\text{A.80})$$

$$Z_{LCC} = \frac{R + j \cdot \omega_S \cdot R^2 \cdot C_P}{1 + \omega_S^2 \cdot R^2 \cdot C_P^2} + j \cdot \omega_S \cdot L_S + \frac{1}{-j \cdot \omega_S \cdot C_S} \quad (\text{A.81})$$

Agrupando as partes reais e imaginárias

$$Z_{LCC} = \frac{R}{1 + \omega_S^2 \cdot R^2 \cdot C_P^2} + j \cdot \left( \omega_S \cdot L_S - \frac{1}{\omega_S \cdot C_S} + \frac{\omega_S \cdot R^2 \cdot C_P}{1 + \omega_S^2 \cdot R^2 \cdot C_P^2} \right) \quad (\text{A.82})$$

Obtendo o módulo da impedância do circuito ressonante.

$$Z_{LCC} = \sqrt{\left(\frac{R}{1 + \omega_s^2 \cdot R^2 \cdot C_p^2}\right)^2 + \left(\omega_s \cdot L_s - \frac{1}{\omega_s \cdot C_s} + \frac{\omega_s \cdot R^2 \cdot C_p}{1 + \omega_s^2 \cdot R^2 \cdot C_p^2}\right)^2} \quad (\text{A.83})$$

## APÊNDICE B

### EQUACIONAMENTO DO CAPÍTULO 3

#### B.1 - DIMENSIONAMENTO DO DIODO D5

a) Cálculo da corrente de pico do diodo D5

A equação (B.3) apresenta o valor de pico da corrente no indutor de boost que é igual ao valor de pico da corrente no diodo D5.

$$I_{D5pk} = I_{Boostpk} = \frac{V_{inpk} \cdot T_1}{L_{Boost}} \quad (B.1)$$

$$T_1 = T \cdot D = \frac{D}{f_s} \quad (B.2)$$

$$I_{D5pk} = \frac{V_{inpk} \cdot D}{L_{Boost} \cdot f_s} \quad (B.3)$$

A Fig. B.1 representa a forma de onda da corrente no diodo D5.

Para simplificar os cálculos utiliza-se a corrente média calculada a cada ciclo de chaveamento denominada ( $I_{Med}(t)$ ), que representa uma corrente média variável ao longo do ciclo de 120Hz da tensão de entrada do reator eletrônico em estudo.

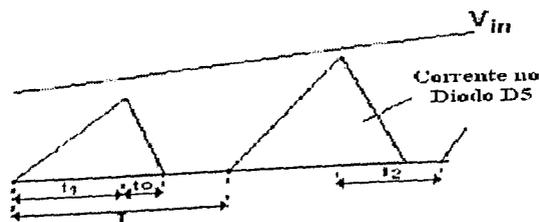


Fig. B.1 – Forma de onda da corrente no diodo D5.

$$I_{Med}(t) = i_{D5}(t) = \frac{I_{D5pk} \cdot 2 \cdot T_1}{T} \cdot |\text{sen}(\omega_L \cdot t)| = I_{D5pk} \cdot D \cdot |\text{sen}(\omega_L \cdot t)| \quad (\text{B.4})$$

$$i_{D5}(t) = \frac{V_{inpk} \cdot D^2}{L_{Boost} \cdot f_S} \cdot |\text{sen}(\omega_L \cdot t)| \quad (\text{B.5})$$

b) Cálculo da corrente média no diodo D5.

$$I_{D5Med} = \frac{1}{T_L/2} \int_0^{T_L/2} \left( \frac{V_{inpk} \cdot D^2}{L_{Boost} \cdot f_S} \cdot \text{sen}(\omega_L \cdot t) \right) \cdot dt \quad (\text{B.6})$$

$$I_{D5Med} = \frac{2 \cdot V_{inpk} \cdot D^2}{T_L \cdot L_{Boost} \cdot f_S} \cdot \left( -\frac{\cos(\frac{\omega_L \cdot T_L}{2})}{\omega_L} + \frac{\cos(0)}{\omega_L} \right) \quad (\text{B.7})$$

$$I_{D5Med} = \frac{2 \cdot V_{inpk} \cdot D^2 \cdot f_L}{L_{Boost} \cdot f_S} \cdot \left( -\frac{-1}{\omega_L} + \frac{1}{\omega_L} \right) \quad (\text{B.8})$$

$$I_{D5Med} = \frac{2 \cdot V_{inpk} \cdot D^2 \cdot f_L}{L_{Boost} \cdot f_S} \cdot \frac{2}{2 \cdot \pi \cdot f_L} \quad (\text{B.9})$$

$$I_{D5Med} = I_{BoostMed} = \frac{2 \cdot V_{inpk} \cdot D^2}{\pi \cdot L_{Boost} \cdot f_S} \quad (\text{B.10})$$

c) Cálculo da corrente eficaz no diodo D5.

$$I_{D5(EF)} = \sqrt{\frac{1}{T_L/2} \int_0^{T_L/2} \left( \frac{V_{inpk} \cdot D^2}{L_{Boost} \cdot f_S} \cdot \text{sen}(\omega_L \cdot t) \right)^2 \cdot dt} \quad (\text{B.11})$$

$$I_{D5(EF)} = \frac{V_{inpk} \cdot D^2}{L_{BB} \cdot f_S} \cdot \sqrt{\frac{1}{T_L/2} \int_0^{T_L/2} (\text{sen}(\omega_L \cdot t))^2 \cdot dt} \quad (\text{B.12})$$

Utilizando o artifício matemático abaixo.

$$(\text{sen}(x))^2 = \frac{1}{2} \cdot (1 - \cos(2 \cdot x)) \quad (\text{B.13})$$

Tem-se:

$$I_{D5(EF)} = \frac{V_{inpk} \cdot D^2}{L_{Boost} \cdot f_S} \cdot \sqrt{\frac{1}{T_L/2} \left( \int_0^{T_L/2} \frac{1}{2} \cdot dt - \int_0^{T_L/2} \frac{1}{2} \cdot \cos(2 \cdot \omega_L \cdot t) \cdot dt \right)} \quad (\text{B.14})$$

$$I_{D5(EF)} = \frac{V_{inpk} \cdot D^2}{L_{Boost} \cdot f_S} \cdot \sqrt{\frac{1}{T_L/2} \left( \frac{1}{2} \cdot \frac{T_L}{2} - \frac{1}{2} \cdot \frac{\text{sen}(2 \cdot \omega_L \cdot T_L/2)}{2 \cdot \omega_L} - \frac{1}{2} \cdot 0 + \frac{1}{2} \cdot \frac{\text{sen}(2 \cdot \omega_L \cdot 0)}{2 \cdot \omega_L} \right)} \quad (\text{B.15})$$

$$I_{D5(EF)} = \frac{V_{inpk} \cdot D^2}{L_{Boost} \cdot f_S} \cdot \sqrt{\frac{1}{T_L/2} \left( \frac{T_L}{4} \right)} \quad (\text{B.16})$$

$$I_{D5(EF)} = \frac{V_{inpk} \cdot D^2}{L_{Boost} \cdot f_S} \cdot \sqrt{\frac{1}{2}} \quad (\text{B.17})$$

$$I_{D5(EF)} = \frac{V_{inpk} \cdot D^2}{\sqrt{2} \cdot L_{Boost} \cdot f_S} \quad (\text{B.18})$$

## B.2 - CÁLCULO DA CORRENTE NO CIRCUITO DE ESTABILIZAÇÃO LCC

A Fig. B.2 representa a forma de onda da corrente no indutor  $L_S$  do circuito de estabilização LCC.

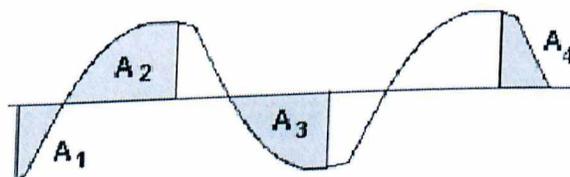


Fig. B.2 – Forma de onda da corrente no indutor  $I_{L_S}$ .

A corrente  $I_{L_S}$ , ao longo de seu período, circula por diferentes elementos semicondutores. A divisão da corrente  $I_{L_S}$  em áreas foi feita para facilitar o cálculo da parcela dessa corrente que circula pelos diferentes elementos semicondutores.

Elementos semicondutores que recebem a corrente do circuito de estabilização LCC:

A1 = Corrente circulando pelo diodo D5 (1ª etapa).

A2 = Corrente circulando pela chave M1 (2ª etapa).

A3 = Corrente circulando pela chave M2 (4ª e 5ª etapa).

A4 = Corrente circulando pelo diodo intrínseco da chave M2 (3ª etapa).

A Eq. (B.19) representa a corrente  $I_{LS}$ .

$$i_{LS}(t) = \frac{V_{OSC}}{|Z_{LCC}|} \cdot \text{sen}(\omega_0 \cdot t + \phi) \quad (\text{B.19})$$

A Eq. (B.20) calcula a componente fundamental da tensão aplicada no circuito de estabilização LCC.

$$V_{OSC} = \frac{4 \cdot V_{C1}}{\pi} \quad (\text{B.20})$$

A Eq. (B.21) calcula a frequência natural de oscilação do circuito ressonante.

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_S \cdot C_S}} \quad (\text{B.21})$$

A impedância do circuito de estabilização LCC, desenvolvida no apêndice A.9.

$$Z_{LCC} = \sqrt{\left( \frac{R}{1 + \omega_S^2 \cdot R^2 \cdot C_P^2} \right)^2 + \left( \omega_S \cdot L_S - \frac{1}{\omega_S \cdot C_S} + \frac{\omega_S \cdot R^2 \cdot C_P}{1 + \omega_S^2 \cdot R^2 \cdot C_P^2} \right)^2} \quad (\text{B.22})$$

A Eq. 3.14 calcula o ângulo de impedância do circuito de estabilização LCC.

$$\phi = \arctan \left[ \frac{\left[ \omega_S \cdot L_S - \frac{1}{\omega_S \cdot C_S} + \frac{\omega_S \cdot C_P \cdot R^2}{1 + \omega_S^2 \cdot C_P^2 \cdot R^2} \right]}{\frac{R}{1 + \omega_S^2 \cdot C_P^2 \cdot R^2}} \right] \quad (\text{B.23})$$

De acordo com a Eq. (B.19) a corrente no indutor  $L_S$  passa por zero no instante  $T_{A1}$ , instante esse definido na Eq.(B.24). O instante  $T_{A1}$  caracteriza o término da área A1.

$$T_{A1} = \frac{-\phi}{\omega_0} \quad (\text{B.24})$$

a) Cálculo a corrente média no indutor  $L_s$  em função da área  $A1$

$$I_{LsMed(A1)} = \frac{1}{T_S} \int_0^{T_{A1}} \left( \frac{V_{osc}}{|Z_{LCC}|} \cdot \text{sen}(\omega_0 \cdot t + \phi) \right) \cdot dt \quad (\text{B.25})$$

$$I_{LsMed(A1)} = \frac{V_{osc} \cdot f_S}{|Z_{LCC}|} \cdot \left( \frac{-\cos(\omega_0 \cdot T_{A1} + \phi)}{\omega_0} + \frac{\cos(\phi)}{\omega_0} \right) \quad (\text{B.26})$$

$$I_{LsMed(A1)} = \frac{V_{osc} \cdot f_S}{|Z_{LCC}| \cdot \omega_0} \cdot (\cos(\phi) - 1) \quad (\text{B.27})$$

b) Cálculo a corrente eficaz no indutor  $L_s$  em função da área  $A1$

$$I_{Ls(EF)(A1)} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \int_0^{T_{A1}} \left( \frac{V_{osc}}{|Z_{LCC}|} \cdot \text{sen}(\omega_0 \cdot t + \phi) \right)^2 \cdot dt} \quad (\text{B.28})$$

$$I_{Ls(EF)(A1)} = \frac{V_{osc}}{|Z_{LCC}|} \cdot \sqrt{\frac{1}{T_S} \int_0^{T_{A1}} (\text{sen}(\omega_0 \cdot t + \phi))^2 \cdot dt} \quad (\text{B.29})$$

$$I_{Ls(EF)(A1)} = \frac{V_{osc}}{|Z_{LCC}|} \cdot \sqrt{\frac{1}{T_S} \cdot \left( \frac{T_{A1}}{2} - \frac{1}{2} \cdot \frac{\text{sen}(2 \cdot (\omega_0 \cdot T_{A1} + \phi))}{2 \cdot \omega_0} - \frac{0}{2} + \frac{1}{2} \cdot \frac{\text{sen}(2 \cdot (\omega_0 \cdot 0 + \phi))}{2 \cdot \omega_0} \right)} \quad (\text{B.30})$$

$$I_{Ls(EF)(A1)} = \frac{V_{osc}}{|Z_{LCC}|} \cdot \sqrt{\frac{T_{A1}}{2 \cdot T_S} + \frac{\text{sen}(2 \cdot \phi)}{4 \cdot \omega_0 \cdot T_S}} \quad (\text{B.31})$$

c) Cálculo a corrente média no indutor  $L_s$  em função da área  $A2$

$$I_{LsMed(A2)} = \frac{1}{T_S} \int_{T_{A1}}^{T_S/2} \left( \frac{V_{osc}}{|Z_{LCC}|} \cdot \text{sen}(\omega_0 \cdot t + \phi) \right) \cdot dt \quad (\text{B.32})$$

$$I_{LsMed(A2)} = \frac{V_{osc}}{T_S \cdot |Z_{LCC}|} \cdot \int_{T_{A1}}^{T_S/2} (\text{sen}(\omega_0 \cdot t + \phi)) \cdot dt \quad (\text{B.33})$$

$$I_{LsMed(A2)} = \frac{V_{osc}}{T_S \cdot |Z_{LCC}|} \cdot \left( -\frac{\cos(\omega_0 \cdot T_S/2 + \phi)}{\omega_0} + \frac{\cos(\omega_0 \cdot T_{A1} + \phi)}{\omega_0} \right) \quad (B.34)$$

$$I_{LsMed(A2)} = \frac{V_{osc} \cdot f_S}{|Z_{LCC}| \cdot \omega_0} \cdot \left( 1 - \cos\left(\frac{\omega_0 \cdot T_S}{2} + \phi\right) \right) \quad (B.35)$$

d) Cálculo a corrente eficaz no indutor  $L_s$  em função da área A2

$$I_{Ls(EF)(A2)} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \int_{T_{A1}}^{T_S/2} \left( \frac{V_{osc}}{|Z_{LCC}|} \cdot \text{sen}(\omega_0 \cdot t + \phi) \right)^2 \cdot dt} \quad (B.36)$$

$$I_{Ls(EF)(A2)} = \frac{V_{osc}}{|Z_{LCC}|} \cdot \sqrt{\frac{1}{T_S} \int_{T_{A1}}^{T_S/2} (\text{sen}(\omega_0 \cdot t + \phi))^2 \cdot dt} \quad (B.37)$$

$$I_{Ls(EF)(A2)} = \frac{V_{osc}}{|Z_{LCC}|} \cdot \sqrt{\frac{1}{T_S} \left( \frac{T_S/2}{2} - \frac{1}{2} \cdot \frac{\text{sen}(2 \cdot (\omega_0 \cdot T_S/2 + \phi))}{2 \cdot \omega_0} - \frac{T_{A1}}{2} + \frac{1}{2} \cdot \frac{\text{sen}(2 \cdot (\omega_0 \cdot T_{A1} + \phi))}{2 \cdot \omega_0} \right)} \quad (B.38)$$

$$I_{Ls(EF)(A2)} = \frac{V_{osc}}{|Z_{LCC}|} \cdot \sqrt{\frac{1}{4} - \frac{T_{A1}}{2 \cdot T_S} - \frac{1}{4 \cdot \omega_0} \cdot \text{sen}(2 \cdot (\omega_0 \cdot \frac{T_S}{2} + \phi))} \quad (B.39)$$

### B.3 - DIMENSIONAMENTO DO DIODO D6

A corrente que circula no diodo D6 é a diferença entre os módulos das correntes do ramo LCC e no indutor de boost, a partir do instante  $t_0$  até o instante  $t_1$ , instante este em que a corrente no diodo se torna nula.

$$I_{D6}(t) = -(I_{Ls}(t) + I_{Boost}(t)) \quad (B.40)$$

Para o cálculo dos valores médios e eficazes das correntes no conversor precisa-se primeiramente dos valores médios e eficazes tanto da corrente de boost quando da corrente no ramo LCC.

A corrente de boost possui variações tanto em baixa frequência (60Hz) quanto em alta frequência (50kHz), para tanto ao se calcular seus valores médios e eficazes estas características devem ser levadas em consideração.

$$I_{BoostMed} = \frac{1}{T} \int_{t_A}^{t_B} \left( \frac{V_{inMed}}{L_{boost}} \cdot t \right) \cdot dt \quad (B.41)$$

$$I_{BoostMed} = \frac{1}{T} \cdot \frac{V_{inpk} \cdot 2}{\pi \cdot L_{boost}} \cdot \frac{(t_B - t_A)^2}{2} \quad (B.42)$$

$$I_{BoostMed} = \frac{V_{inpk} \cdot f \cdot (t_B - t_A)^2}{\pi \cdot L_{boost}} \quad (B.43)$$

$$I_{Boost(EF)} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t_A}^{t_B} \left( \frac{V_{in(EF)}}{L_{boost}} \cdot t \right)^2 \cdot dt} \quad (B.44)$$

$$I_{Boost(EF)} = \frac{V_{in(EF)}}{L_{boost}} \cdot \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \frac{(t_B - t_A)^3}{3}} \quad (B.45)$$

$$I_{Boost(EF)} = \frac{V_{inpk}}{L_{boost}} \cdot \sqrt{\frac{f \cdot (t_B - t_A)^3}{6}} \quad (B.46)$$

Do apêndice B.2, pode-se obter a equação para a corrente no ramo LCC.

$$I_{Ls}(t) = \frac{V_{osc}}{|Z_{LCC}|} \cdot \text{sen}(\omega_0 \cdot t + \phi) = \frac{4 \cdot V_{C1}}{\pi \cdot |Z_{LCC}|} \cdot \text{sen}(\omega_0 \cdot t + \phi) \quad (B.47)$$

Para simplificar os cálculos, que seriam enormemente complicados, considerou-se a corrente  $I_{Ls}(t)$  como uma reta no período  $t_0 - t_{A1}$ , para com isto estimar o valor de  $t_1$ . No instante  $t_0$  o valor da corrente  $I_{Ls}(t_0) = I_{Ls(\min)}$  e para  $t_{A1}$   $I_{Ls}(t_{A1}) = 0$ .

$$I_{Ls(\min)} = \frac{4 \cdot V_{C1}}{\pi \cdot |Z_{LCC}|} \cdot \text{sen} \phi \quad (B.48)$$

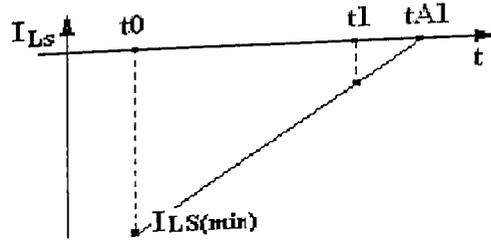


Fig. B.3 – Retra idealizada da corrente  $I_{LS}$  no trecho  $t_0$ - $t_{A1}$ .

$$I_{LS(t_0-t_{A1})}(t) = I_{LS(\min)} - \frac{I_{LS(\min)} \cdot t}{t_{A1}} \quad (B.49)$$

Corrente média (baixa frequência) do indutor de boost variando com o tempo em alta frequência.

$$I_{BoostMed}(t) = \frac{2 \cdot V_{inpk}}{\pi \cdot L_{boost}} \cdot t \quad (B.50)$$

Para o cálculo de  $t_1$  iguala-se a equação (B.49) com a (B.50).

$$I_{BoostMed}(t) = \frac{2 \cdot V_{inpk}}{\pi \cdot L_{boost}} \cdot t_1 = I_{LS(t_0-t_{A1})}(t_1) = I_{LS(\min)} - \frac{I_{LS(\min)}}{t_{A1}} \cdot t_1 \quad (B.51)$$

$$\frac{2 \cdot V_{inpk}}{\pi \cdot L_{boost}} \cdot t_1 + \frac{I_{LS(\min)}}{t_{A1}} \cdot t_1 = I_{LS(\min)} \quad (B.52)$$

$$t_1 = \frac{I_{LS(\min)}}{\left( \frac{2 \cdot V_{inpk}}{\pi \cdot L_{boost}} + \frac{I_{LS(\min)}}{t_{A1}} \right)} = \frac{I_{LS(\min)}}{\left( \frac{2 \cdot V_{inpk} \cdot t_{A1} + I_{LS(\min)} \cdot \pi \cdot L_{boost}}{\pi \cdot L_{boost} \cdot t_{A1}} \right)} \quad (B.53)$$

$$t_1 = \frac{I_{LS(\min)} \cdot \pi \cdot L_{boost} \cdot t_{A1}}{2 \cdot V_{inpk} \cdot t_{A1} + I_{LS(\min)} \cdot \pi \cdot L_{boost}} \quad (B.54)$$

Com o tempo  $t_1$ , pode-se calcular as correntes no diodo D6.

a) Cálculo da corrente média

$$I_{D6Med} = \frac{1}{T_S} \int_{t_0}^{t_1} (I_{D6}(t)) \cdot dt = \frac{1}{T_S} \int_{t_0}^{t_1} \left( - (I_{LS}(t) + I_{BoostMed}(t)) \right) \cdot dt \quad (B.55)$$

$$I_{D6Med} = \frac{1}{T_S} \int_0^{t_1} \left( - \left( \frac{4 \cdot V_{C1}}{\pi \cdot |Z_{LCC}|} \cdot \text{sen}(\omega_0 \cdot t + \phi) + \frac{2 \cdot V_{inpk}}{\pi \cdot L_{boost}} \cdot t \right) \right) \cdot dt \quad (B.56)$$

$$I_{D6Med} = -f_S \cdot \left( \frac{4 \cdot V_{C1}}{\pi \cdot |Z_{LCC}|} \cdot \left( \frac{-\cos(\omega_0 \cdot t_1 + \phi)}{\omega_0} + \frac{\cos \phi}{\omega_0} \right) + \frac{2 \cdot V_{inpk}}{\pi \cdot L_{boost}} \cdot \frac{t_1^2}{2} \right) \quad (B.57)$$

$$I_{D6Med} = \frac{4 \cdot V_{C1} \cdot f_S}{\pi \cdot |Z_{LCC}| \cdot \omega_0} \cdot (\cos(\omega_0 \cdot t_1 + \phi) - \cos \phi) - \frac{V_{inpk} \cdot f_S}{\pi \cdot L_{boost}} \cdot t_1^2 \quad (B.58)$$

b) Cálculo da corrente eficaz

$$I_{D6(EF)} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \int_0^{t_1} (I_{D6}(t))^2 \cdot dt} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \int_0^{t_1} \left( - (I_{LS}(t) + I_{Boost(EF)}(t)) \right)^2 \cdot dt} \quad (B.59)$$

$$I_{D6(EF)} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \int_0^{t_1} \left( - \left( I_{LS(\min)} - \frac{I_{LS(\min)} \cdot t}{t_{A1}} + \frac{2 \cdot V_{inpk}}{\pi \cdot L_{boost}} \cdot t \right) \right)^2 \cdot dt} \quad (B.60)$$

Onde:

$$K = \left( - \left( I_{LS(\min)} - \frac{I_{LS(\min)} \cdot t}{t_{A1}} + \frac{2 \cdot V_{inpk}}{\pi \cdot L_{boost}} \cdot t \right) \right)^2 = D + E \cdot t + F \cdot t^2 \quad (B.61)$$

$$D = I_{LS(\min)}^2$$

$$E = \frac{4 \cdot I_{LS(\min)} \cdot V_{inpk}}{\pi \cdot L_{Boost}} - \frac{2 \cdot I_{LS(\min)}^2}{t_{A1}} \quad (B.62)$$

$$F = \frac{I_{LS(\min)}^2}{t_{A1}^2} - \frac{4 \cdot I_{LS(\min)} \cdot V_{inpk}}{t_{A1} \cdot \pi \cdot L_{Boost}} + \frac{4 \cdot V_{inpk}^2}{\pi^2 \cdot L_{Boost}^2}$$

$$I_{D6(EF)} = \sqrt{f_S \int_0^{t_1} (D + E \cdot t + F \cdot t^2) \cdot dt} = \sqrt{f_S \cdot \left( D \cdot t_1 + \frac{E}{2} \cdot t_1^2 + \frac{F}{3} \cdot t_1^3 \right)} \quad (B.63)$$

$$I_{D6(EF)} = \sqrt{\frac{I_{LS(\min)}}{T_S} \cdot \left( I_{LS(\min)} \cdot t_1 + \left[ \frac{2 \cdot V_{inpk}}{\pi \cdot L_{Boost}} - \frac{I_{LS(\min)}}{t_{A1}} \right] \cdot t_1^2 + \left[ \frac{I_{LS(\min)}}{t_{A1}^2} + \frac{4 \cdot V_{inpk}}{\pi \cdot L_{Boost}} \left[ \frac{V_{inpk}}{\pi \cdot L_{Boost} \cdot I_{LS(\min)}} - \frac{1}{t_{A1}} \right] \right] \cdot \frac{t_1^3}{3} \right)} \quad (B.64)$$

c) Cálculo da corrente de pico no diodo D6

$$I_{D6pk} = -I_{LS(\min)} = \frac{-4 \cdot V_{C1}}{\pi \cdot |Z_{LCC}|} \cdot \text{sen}\phi \quad (B.65)$$

#### B.4 - DIMENSIONAMENTO DA CHAVE M1

A corrente na chave *M1* é a composição das correntes no ramo LCC e no indutor de boost entre os instantes  $t_1$  e  $t_2$ . Onde  $t_1$  foi calculado em (B.54) e  $t_2 = T_S/2$ .

$$I_{M1}(t) = I_{LS}(t) + I_{Boost}(t) \quad (B.66)$$

Para facilitar os cálculos  $I_{LS}(t)$  será obtido por aproximação, considerando este como

uma reta.

$$I_{LS}(t_1) = I_{BoostMed}(t_1) = I_{LS(t_0-t_1)}(t_1) = I_{LS(\min)} - \frac{I_{LS(\min)}}{t_{A1}} \cdot t_1 \quad (B.67)$$

$$I(t) - I(t_0) = m \cdot (t - t_1) \quad (B.68)$$

Onde  $m$  é o coeficiente angular da reta.

$$I_{LS}(t) = \frac{4 \cdot V_{C1} \cdot \left( \frac{T_S}{2} - t_{A1} \right)}{\pi \cdot |Z_{LCC}|} \cdot (t - t_1) + I_{LS(\min)} - \frac{I_{LS(\min)}}{t_{A1}} \cdot t_1 \quad (B.69)$$

a) Cálculo da corrente média

$$I_{M1Med} = \frac{1}{T_S} \int_{t_1}^{t_2} (I_{M1}(t)) \cdot dt = \frac{1}{T_S} \int_{t_1}^{T_S/2} (I_{LS}(t) + I_{Boost}(t)) \cdot dt \quad (B.70)$$

$$I_{M1Med} = \frac{1}{T_S} \int_{t_1}^{T_S/2} \left( \frac{4 \cdot V_{C1}}{\pi \cdot |Z_{LCC}|} \cdot \left( \frac{T_S}{2} - t_{A1} \right) \cdot (t - t_1) + I_{Ls(\min)} - \frac{I_{Ls(\min)}}{t_{A1}} \cdot t_1 + \frac{V_{inpk}}{\sqrt{2} \cdot L_{boost}} \cdot t \right) \cdot dt \quad (B.71)$$

$$I_{M1Med} = \frac{4 \cdot V_{C1}}{\pi \cdot |Z_{LCC}| \cdot T_S} \cdot \left( \frac{T_S}{2} - t_{A1} \right) \cdot \left[ \frac{\left( \left( \frac{T_S}{2} \right)^2 - t_1^2 \right)}{2} - t_1 \cdot \left( \frac{T_S}{2} - t_1 \right) \right] + \quad (B.72)$$

$$\frac{I_{Ls(\min)} \cdot \left( \frac{T_S}{2} - t_1 \right)}{T_S} - \frac{I_{Ls(\min)} \cdot t_1 \cdot \left( \frac{T_S}{2} - t_1 \right)}{t_{A1} \cdot T_S} + \frac{V_{inpk} \cdot \left( \left( \frac{T_S}{2} \right)^2 - t_1^2 \right)}{2 \cdot \sqrt{2} \cdot L_{boost} \cdot T_S}$$

$$I_{M1Med} = \left( \left( \frac{T_S}{2} \right)^2 - t_1^2 \right) \cdot \left[ \frac{2 \cdot V_{C1} \cdot \left( \frac{T_S}{2} - t_{A1} \right)}{\pi \cdot |Z_{LCC}| \cdot T_S} + \frac{\sqrt{2} \cdot V_{inpk}}{4 \cdot L_{boost} \cdot T_S} \right] + \quad (B.73)$$

$$t_1 \cdot \left( \frac{T_S}{2} - t_1 \right) \cdot \left[ \frac{I_{Ls(\min)} \cdot \left( \frac{T_S}{2} - t_1 \right)}{t_1 \cdot T_S} - \frac{4 \cdot V_{C1} \cdot \left( \frac{T_S}{2} - t_{A1} \right)}{\pi \cdot |Z_{LCC}| \cdot T_S} - \frac{I_{Ls(\min)}}{t_{A1} \cdot T_S} \right]$$

b) Cálculo da corrente eficaz

$$I_{M1(EF)} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \int_{t_1}^{T_S/2} (I_{M1}(t))^2 \cdot dt} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \int_{t_1}^{T_S/2} (I_{LS}(t) + I_{Boost}(t))^2 \cdot dt} \quad (B.74)$$

$$I_{M1(EF)} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \int_{t_1}^{T_S/2} \left( \frac{4 \cdot V_{C1}}{\pi \cdot |Z_{LCC}|} \cdot \left( \frac{T_S}{2} - t_{A1} \right) \cdot (t - t_1) + I_{Ls(\min)} - \frac{I_{Ls(\min)}}{t_{A1}} \cdot t_1 + \frac{V_{inpk}}{\sqrt{2} \cdot L_{boost}} \cdot t \right)^2 \cdot dt} \quad (B.75)$$

$$I_{M1(EF)} = \frac{1}{T_S} \int_{t_1}^{T_S/2} \left[ \left( \frac{4 \cdot V_{C1} \cdot \left( \frac{T_S}{2} - t_{A1} \right)}{\pi \cdot |Z_{LCC}|} + \frac{V_{in(pico)}}{\sqrt{2} \cdot L_{boost}} \right) \cdot t - \left( \frac{4 \cdot V_{C1} \cdot \left( \frac{T_S}{2} - t_{A1} \right)}{\pi \cdot |Z_{LCC}|} + \frac{I_{Ls(min)}}{t_{A1}} \right) \cdot t_1 - I_{Ls(min)} \right]^2 \cdot dt \quad (B.76)$$

Considerações para simplificar os cálculos:

$$A = \left( \frac{4 \cdot V_{C1} \cdot \left( \frac{T_S}{2} - t_{A1} \right)}{\pi \cdot |Z_{LCC}|} + \frac{V_{inpk}}{\sqrt{2} \cdot L_{boost}} \right) \quad (B.77)$$

$$B = \left[ \left( \frac{4 \cdot V_{C1} \cdot \left( \frac{T_S}{2} - t_{A1} \right)}{\pi \cdot |Z_{LCC}|} + \frac{I_{Ls(min)}}{t_{A1}} \right) \cdot t_1 - I_{Ls(min)} \right] \quad (B.78)$$

$$I_{M1(EF)} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \int_{t_1}^{T_S/2} (A^2 \cdot t^2 - 2 \cdot A \cdot B \cdot t + B^2) \cdot dt} \quad (B.79)$$

$$I_{M1(EF)} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \cdot \left( \frac{A^2}{3} \cdot \left( \frac{T_S}{2} - t_1 \right)^3 - A \cdot B \cdot \left( \frac{T_S}{2} - t_1 \right)^2 + B^2 \cdot \left( \frac{T_S}{2} - t_1 \right) \right)} \quad (B.80)$$

c) A corrente de pico na chave será igual à soma da corrente de pico no boost e a corrente no ramo LCC no instante  $t_2$ .

$$I_{M1pk} = I_{Boostpk} + I_{Ls(max)} = \frac{V_{inpk} \cdot D}{L_{Boost} \cdot f_S} + \frac{4 \cdot V_{C1}}{\pi \cdot |Z_{LCC}|} \quad (B.81)$$

### B.5 - DIMENSIONAMENTO DO DIODO D7

A corrente que circula no diodo D7 é a soma das correntes do ramo LCC e do indutor de boost, no intervalo  $t_2 - t_3$ , no instante  $t_3$  a corrente no diodo se torna nula.

$$I_{D7}(t) = I_{LS}(t) + I_{Boost}(t) \quad (B.82)$$

Para o cálculo dos valores médios e eficazes das correntes no conversor precisa-se dos valores médios e eficazes das correntes no indutor de boost e no ramo LCC.

A corrente do indutor de boost possui variações tanto em baixa frequência (60Hz) quanto em alta frequência (50kHz), para tanto ao calcularmos seus valores médios e eficazes estas características devem ser levadas em consideração.

Do apêndice B, obtém-se a equação para a corrente no ramo LCC.

$$I_{LS}(t) = \frac{V_{osc}}{|Z_{LCC}|} \cdot \text{sen}(\omega_0 \cdot t + \phi) = \frac{4 \cdot V_{C1}}{\pi \cdot |Z_{LCC}|} \cdot \text{sen}(\omega_0 \cdot t + \phi) \quad (B.83)$$

Para simplificar os cálculos, que seriam enormemente complicados, considera-se a corrente  $I_{LS}(t)$  como uma reta no período  $t_2 - t_3$ ,  $I_{LS}(t_2) = I_{LS(\max)}$  e  $I_{LS}(t_3) = 0$ .

$$I_{LS(\max)} = \frac{4 \cdot V_{C1}}{\pi \cdot |Z_{LCC}|} \quad (B.84)$$

$$\Delta t = t_3 - t_2 \cong \frac{T_S}{4} = \frac{1}{4 \cdot f_S} \quad (B.85)$$

Calculando a equação que define a reta  $I(t) = m \cdot (t - t_2) + I_0$ ,  $I(t) = I_{LS(t_2-t_3)}(t)$ ,

$$I_0 = I_{LS(\max)}, t_2 = T_S / 2, t_3 = 3 \cdot T_S / 4.$$

$$m = \frac{-I_{LS(\max)}}{\Delta t} = \frac{-16 \cdot V_{C1} \cdot f_S}{\pi \cdot |Z_{LCC}|} \quad (B.86)$$

$$I_{LS(t2-t3)}(t) = \frac{-4 \cdot I_{LS(\max)}}{T_S} \cdot \left( t - \frac{T_S}{2} \right) + I_{LS(\max)} \quad (\text{B.87})$$

$$I_{LS(t2-t3)}(t) = I_{LS(\max)} \cdot \left( 1 + 2 - \frac{4 \cdot t}{T_S} \right) \quad (\text{B.88})$$

$$I_{LS(t2-t3)}(t) = I_{LS(\max)} \cdot \left( 3 - \frac{4 \cdot t}{T_S} \right) \quad (\text{B.89})$$

Cálculo da corrente média  $I_{LS(t2-t3)Med}$ :

$$I_{LS(t2-t3)Med} = \frac{1}{T_S} \cdot \int_{\frac{T_S}{2}}^{\frac{3 \cdot T_S}{4}} I_{LS(\max)} \cdot \left( 3 - \frac{4 \cdot t}{T_S} \right) dt \quad (\text{B.90})$$

$$I_{LS(t2-t3)Med} = I_{LS(\max)} \cdot \frac{1}{T_S} \cdot \left( \int_{\frac{T_S}{2}}^{\frac{3 \cdot T_S}{4}} 3 dt - \int_{\frac{T_S}{2}}^{\frac{3 \cdot T_S}{4}} \frac{4 \cdot t}{T_S} dt \right) \quad (\text{B.91})$$

$$I_{LS(t2-t3)Med} = I_{LS(\max)} \cdot \frac{1}{T_S} \cdot \left( 3 \cdot \left[ t \right]_{\frac{T_S}{2}}^{\frac{3 \cdot T_S}{4}} - \frac{4}{T_S} \cdot \left[ \frac{t^2}{2} \right]_{\frac{T_S}{2}}^{\frac{3 \cdot T_S}{4}} \right) \quad (\text{B.92})$$

$$I_{LS(t2-t3)Med} = I_{LS(\max)} \cdot \frac{1}{T_S} \cdot \left( 3 \cdot \left[ \frac{3 \cdot T_S}{4} - \frac{T_S}{2} \right] - \frac{2}{T_S} \cdot \left[ \left( \frac{3 \cdot T_S}{4} \right)^2 - \left( \frac{T_S}{2} \right)^2 \right] \right) \quad (\text{B.93})$$

$$I_{LS(t2-t3)Med} = I_{LS(\max)} \cdot \frac{1}{T_S} \cdot \left( 3 \cdot \left[ \frac{3 \cdot T_S}{4} - \frac{2 \cdot T_S}{4} \right] - \frac{2}{T_S} \cdot \left[ \frac{9 \cdot T_S^2 - 4 \cdot T_S^2}{16} \right] \right) \quad (\text{B.94})$$

$$I_{LS(t2-t3)Med} = I_{LS(\max)} \cdot \frac{1}{T_S} \cdot \left( \frac{6 \cdot T_S}{8} - \frac{5 \cdot T_S}{8} \right) = I_{LS(\max)} \cdot \left( \frac{1}{8} \right) \quad (\text{B.95})$$

$$I_{LS(t2-t3)Med} = \frac{I_{LS(\max)}}{8} \quad (\text{B.96})$$

Cálculo da corrente de pico  $I_{LS(t2-t3)pk}$ :

$$I_{LS(t2-t3)pk} = I_{LS(max)} = \frac{4 \cdot V_{C1}}{\pi \cdot |Z_{LCC}|} \quad (B.97)$$

Valor da corrente média no indutor de boost no intervalo t2-t3, calculado no Cap.4.

$$I_{Boost(t2-t3)med} \cong \frac{I_{Boost(med)}}{2} = \frac{V_{inpk} \cdot D^2}{\pi \cdot L_{Boost} \cdot f_s} \quad (B.98)$$

$$I_{Boost(t2-t3)pk} \cong I_{Boost(pk)} = \frac{V_{inpk} \cdot D}{L_{Boost} \cdot f_s} \quad (B.99)$$

Cálculo da corrente eficaz no diodo D7.

$$I_{D7}(t) = \frac{-4 \cdot I_{LS(max)}}{T_s} \cdot t + 3 \cdot I_{LS(max)} + \frac{V_{inpk}}{\sqrt{2} \cdot L_{Boost}} \cdot t \quad (B.100)$$

$$I_{D7}(t) = \left[ \frac{V_{inpk}}{\sqrt{2} \cdot L_{Boost}} - \frac{4 \cdot I_{LS(max)}}{T_s} \right] \cdot t + 3 \cdot I_{LS(max)} \quad (B.101)$$

$$H = \left[ \frac{V_{inpk}}{\sqrt{2} \cdot L_{Boost}} - \frac{4 \cdot I_{LS(max)}}{T_s} \right]$$

$$I_{D7}(t) = H \cdot t + 3 \cdot I_{LS(max)} \quad (B.102)$$

$$I_{D7(EF)} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_{t_2}^{t_3} (I_{D7}(t))^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_{t_2}^{t_3} (H \cdot t + 3 \cdot I_{LS(max)})^2 dt} \quad (B.103)$$

$$I_{D7(EF)} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_{t_2}^{t_3} (H^2 \cdot t^2 + 6 \cdot H \cdot I_{LS(max)} \cdot t + 9 \cdot I_{LS(max)}^2) dt} \quad (B.104)$$

$$I_{D7(EF)} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left( \frac{H^2}{3} \cdot \left[ t^3 \right]_{\frac{T_s}{2}}^{\frac{3 \cdot T_s}{2}} + 3 \cdot H \cdot I_{LS(max)} \cdot \left[ t^2 \right]_{\frac{T_s}{2}}^{\frac{3 \cdot T_s}{2}} + 9 \cdot I_{LS(max)}^2 \cdot \left[ t \right]_{\frac{T_s}{2}}^{\frac{3 \cdot T_s}{2}} \right)} \quad (B.105)$$

$$I_{D7(EF)} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left( \frac{H^2}{3} \cdot \left[ \frac{19 \cdot T_s^3}{64} \right] + 3 \cdot H \cdot I_{LS(max)} \cdot \left[ \frac{5 \cdot T_s^2}{16} \right] + 9 \cdot I_{LS(max)}^2 \cdot \left[ \frac{T_s}{4} \right] \right)} \quad (B.106)$$

$$I_{D7(EF)} = \sqrt{\left( \frac{19 \cdot H^2 \cdot T_S^2}{192} + \frac{15}{16} \cdot T_S \cdot H \cdot I_{LS(\max)} + \frac{9}{4} \cdot I_{LS(\max)}^2 \right)} \quad (B.107)$$

$$I_{D7(EF)} = \sqrt{\left( \frac{19 \cdot T_S}{192} \cdot \left[ \frac{V_{inpk} \cdot T_S}{\sqrt{2} \cdot L_{Boost}} - 4 \cdot I_{LS(\max)} \right]^2 + \frac{15}{16} \cdot \left[ \frac{V_{inpk} \cdot T_S \cdot I_{LS(\max)}}{\sqrt{2} \cdot L_{Boost}} - 4 \cdot I_{LS(\max)} \right]^2 + \frac{9}{4} \cdot I_{LS(\max)}^2 \right)} \quad (B.108)$$

Cálculo das correntes no diodo D7.

$$I_{D7pk} = I_{LS(t2-t3)pk} + I_{Boost(t2-t3)pk} \quad (B.109)$$

$$I_{D7pk} = \frac{4 \cdot V_{C1}}{\pi \cdot |Z_{LCC}|} + \frac{V_{inpk} \cdot D}{L_{Boost} \cdot f_S} \quad (B.110)$$

$$I_{D7Med} = I_{LS(t2-t3)Med} + I_{Boost(t2-t3)Med} \quad (B.111)$$

$$I_{D7Med} = \frac{V_{C1}}{2 \cdot \pi \cdot |Z_{LCC}|} + \frac{V_{inpk} \cdot D^2}{\pi \cdot L_{Boost} \cdot f_S} \quad (B.112)$$

Cálculo da corrente na chave M2.

Aproximando a corrente na chave M2 a uma reta, no instante  $t_3$   $I_{M2}(t_3) = 0$  e no

instante  $t_4$   $I_{M2}(t_4) = I_{M2(\max)}$ ,  $t_3 = 3 \cdot T_S / 4$  e  $t_4 = T_S$ .

Valor da corrente de pico da chave M2.

$$I_{M2pk} = \frac{4 \cdot V_{C1}}{\pi \cdot |Z_{LCC}|} \quad (B.113)$$

Valor médio da corrente da chave M2.

$$I_{M2Med} \cong \frac{I_{M2(\max)}}{2} \cdot \frac{\Delta t}{T_S} = \frac{4 \cdot V_{C1}}{2 \cdot \pi \cdot |Z_{LCC}|} \cdot \frac{T_S}{4 \cdot T_S} \quad (B.114)$$

$$I_{M2Med} \cong \frac{V_{C1}}{2 \cdot \pi \cdot |Z_{LCC}|} \quad (B.115)$$

Cálculo do valor eficaz da corrente na chave M2.

$$\Delta t = t_4 - t_3 \cong \frac{T_s}{4} = \frac{1}{4 \cdot f_s} \quad (\text{B.116})$$

Calculando a equação que define a reta  $I(t) = m \cdot (t - t_0) + I_0$ ,  $I(t) = I_{M2}(t)$ ,  $I_0 = 0$ ,  $t_0 = t_3$ .

$$m = \frac{I_{LS(\max)}}{\Delta t} = \frac{16 \cdot V_{C1} \cdot f_s}{\pi \cdot |Z_{LCC}|} \quad (\text{B.117})$$

$$I_{M2}(t) = \frac{4 \cdot I_{LS(\max)}}{T_s} \cdot \left( t - \frac{3 \cdot T_s}{4} \right) \quad (\text{B.118})$$

$$I_{M2}(t) = I_{LS(\max)} \cdot \left( \frac{4 \cdot t}{T_s} - 3 \right) \quad (\text{B.119})$$

Cálculo da corrente eficaz na chave M2.

$$I_{M2(EF)} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_{\frac{3 \cdot T_s}{4}}^{T_s} \left( I_{LS(\max)} \cdot \left( \frac{4 \cdot t}{T_s} - 3 \right) \right)^2 dt} \quad (\text{B.120})$$

$$I_{M2(EF)} = I_{LS(\max)} \cdot \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_{\frac{3 \cdot T_s}{4}}^{T_s} \left( \frac{16 \cdot t^2}{T_s^2} - \frac{24 \cdot t}{T_s} + 9 \right) dt} \quad (\text{B.121})$$

$$I_{M2(EF)} = I_{LS(\max)} \cdot \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left( \frac{16}{T_s^2} \cdot \left[ \frac{t^3}{3} \right]_{\frac{3 \cdot T_s}{4}}^{T_s} - \frac{24}{T_s} \cdot \left[ \frac{t^2}{2} \right]_{\frac{3 \cdot T_s}{4}}^{T_s} + 9 \cdot \left[ t \right]_{\frac{3 \cdot T_s}{4}}^{T_s} \right)} \quad (\text{B.122})$$

$$I_{M2(EF)} = I_{LS(\max)} \cdot \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left( \frac{16}{3 \cdot T_s^2} \cdot \left[ T_s^3 - \frac{27 \cdot T_s^3}{64} \right] - \frac{24}{2 \cdot T_s} \cdot \left[ T_s^2 - \frac{9 \cdot T_s^2}{16} \right] + 9 \cdot \left[ \frac{4 \cdot T_s - 3 \cdot T_s}{4} \right] \right)} \quad (\text{B.123})$$

$$I_{M2(EF)} = I_{LS(\max)} \cdot \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left( \frac{1}{12 \cdot T_s^2} \cdot [64 \cdot T_s^3 - 27 \cdot T_s^3] - \frac{3}{4 \cdot T_s} \cdot [16 \cdot T_s^2 - 9 \cdot T_s^2] + \frac{9}{4} \cdot T_s \right)} \quad (\text{B.124})$$

$$I_{M2(EF)} = I_{LS(\max)} \cdot \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left( \frac{37 \cdot T_s}{12} - \frac{21 \cdot T_s}{4} + \frac{9 \cdot T_s}{4} \right)} \quad (\text{B.125})$$

$$I_{M2(EF)} = I_{LS(\max)} \cdot \sqrt{\frac{37 - 63 + 27}{12}} = I_{LS(\max)} \cdot \sqrt{\frac{1}{12}} \quad (\text{B.126})$$

$$I_{M2(EF)} = \frac{2 \cdot V_{C1}}{\sqrt{3} \cdot \pi \cdot |Z_{LCC}|} \quad (\text{B.127})$$

## APÊNDICE C

### EQUACIONAMENTO DO CAPÍTULO 4

#### C.1 - DIMENSIONAMENTO DO DIODO D5

As correntes neste diodo são as mesmas obtidas para o diodo D5 do apêndice B.

$$I_{D5pk} = \frac{V_{inpk} \cdot D}{L_{Boost} \cdot f_S} \quad (C.1)$$

$$I_{D5Med} = \frac{2 \cdot V_{inpk} \cdot D^2}{\pi \cdot L_{BB} \cdot f_S} \quad (C.2)$$

$$I_{D5(EF)} = \frac{V_{inpk} \cdot D^2}{\sqrt{2} \cdot L_{Boost} \cdot f_S} \quad (C.3)$$

#### C.2 - CÁLCULO DA CORRENTE NO DIODO D7

##### C.2.1 - CÁLCULO DA CORRENTE NO DIODO D7 PARA A CHAVE M1

##### CONDUZINDO

a) Cálculo da corrente de pico.

$$I_{D7pk} = \frac{V_{C2} \cdot T_1}{L_1} = \frac{V_{C2} \cdot D}{L_1 \cdot f_S} \quad (C.4)$$

b) Cálculo da corrente média.

$$I_{D7MedChF} = \frac{1}{T_S} \int_0^{T_1} \frac{V_{C2}}{L_1} \cdot t \cdot dt \quad (C.5)$$

$$I_{D7\text{MedChF}} = \frac{1}{T_S} \cdot \frac{V_{C2}}{L_1} \cdot \frac{T_1^2}{2} \quad (\text{C.6})$$

$$I_{D7\text{MedChF}} = \frac{V_{C2}}{2 \cdot L_1} \cdot \frac{T_1^2}{T_S} \cdot \frac{T_S}{T_S} \quad (\text{C.7})$$

$$I_{D7\text{MedChF}} = \frac{V_{C2} \cdot D^2}{2 \cdot L_1 \cdot f_S} \quad (\text{C.8})$$

c) Cálculo da corrente eficaz.

$$I_{D7(EF)ChF} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \int_0^{T_1} \left( \frac{V_{C2}}{L_1} \cdot t \right)^2 \cdot dt} \quad (\text{C.9})$$

$$I_{D7(EF)ChF} = \frac{V_{C2}}{L_1} \cdot \sqrt{\frac{1}{T_S} \int_0^{T_1} t^2 \cdot dt} \quad (\text{C.10})$$

$$I_{D7(EF)ChF} = \frac{V_{C2}}{L_1} \cdot \sqrt{\frac{1}{T_S} \cdot \frac{T_1^3}{3} \cdot \frac{T_S^2}{T_S^2}} \quad (\text{C.11})$$

$$I_{D7(EF)ChF} = \frac{V_{C2}}{L_1 \cdot f_S} \cdot \sqrt{\frac{D^3}{3}} \quad (\text{C.12})$$

## C.2.2 - CÁLCULO DA CORRENTE NO DIODO D7 COM A CHAVE M1

### ABERTA

a) Cálculo da corrente média no diodo D7.

Através de uma análise geométrica da corrente no diodo D7, chega-se a expressão abaixo:

$$I_{D7\text{MedChA}} = \frac{1}{T_S} \int_0^{T_0} \left( \frac{I_{D7pk}}{2} \cdot t \right) \cdot dt \quad (\text{C.13})$$

Em regime permanente a tensão média no indutor L1 é igual à zero.

$$T_1 \cdot V_{C2} = T_0 \cdot V_{C1} \quad (C.14)$$

$$T_0 = \frac{V_{C2}}{V_{C1}} \cdot T_1 = \frac{V_{C2}}{V_{C1}} \cdot \frac{D}{f_S} \quad (C.15)$$

$$I_{D7\text{MedChA}} = \frac{1}{T_S} \int_0^{T_0} \left( \frac{V_{C2} \cdot D}{2 \cdot L_1 \cdot f_S} \cdot t \right) \cdot dt \quad (C.16)$$

$$I_{D7\text{MedChA}} = \frac{V_{C2} \cdot D}{2 \cdot L_1} \cdot \frac{T_0^2}{2} \quad (C.17)$$

$$I_{D7\text{MedChA}} = \frac{V_{C2} \cdot D}{4 \cdot L_1} \cdot \frac{V_{C2}^2}{V_{C1}^2} \cdot \frac{D^2}{f_S^2} \quad (C.18)$$

$$I_{D7\text{MedChA}} = \frac{V_{C2}^3 \cdot D^3}{4 \cdot L_1 \cdot V_{C1}^3 \cdot f_S^2} \quad (C.19)$$

b) Cálculo da corrente eficaz no diodo D7.

$$I_{D7(EF)ChA} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \int_0^{T_0} \left( \frac{V_{C2} \cdot D}{2 \cdot L_1 \cdot f_S} \cdot t \right)^2 \cdot dt} \quad (C.20)$$

$$I_{D7(EF)ChA} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \frac{V_{C2}^2 \cdot D^2}{4 \cdot L_1^2 \cdot f_S^2} \int_0^{T_0} t^2 \cdot dt} \quad (C.21)$$

$$I_{D7(EF)ChA} = \sqrt{\frac{V_{C2}^2 \cdot D^2}{4 \cdot L_1^2 \cdot f_S} \cdot \frac{T_0^3}{3}} \quad (C.22)$$

$$I_{D7(EF)ChA} = \sqrt{\frac{V_{C2}^2 \cdot D^2}{12 \cdot L_1^2 \cdot f_S} \cdot \frac{V_{C2}^3 \cdot D^3}{V_{C1}^3 \cdot f_S^3}} \quad (C.23)$$

$$I_{D7(EF)ChA} = \sqrt{\frac{V_{C2}^5 \cdot D^5}{12 \cdot L_1^2 \cdot V_{C1}^3 \cdot f_S^4}} \quad (C.24)$$

C.2.3-Valores finais das correntes no diodo D7.

a) Corrente de pico no diodo D7.

$$I_{D7pk} = \frac{V_{C2} \cdot D}{L_1 \cdot f_s} \quad (C.25)$$

b) Corrente média no diodo D7.

$$I_{D7Med} = I_{D7MedChF} + I_{D7MedChA} \quad (C.26)$$

$$I_{D7Med} = \frac{V_{C2} \cdot D^2}{2 \cdot L_1 \cdot f_s} + \frac{V_{C2}^3 \cdot D^3}{4 \cdot L_1 \cdot V_{C1}^3 \cdot f_s^2} = \frac{V_{C2} \cdot D^2}{2 \cdot L_1 \cdot f_s} \cdot \left[ 1 + \frac{V_{C2}^2 \cdot D}{2 \cdot V_{C1}^3 \cdot f_s} \right] \quad (C.27)$$

$$I_{D7Med} = \frac{V_{C2} \cdot D^2}{2 \cdot L_1 \cdot f_s} \cdot \left[ 1 + \frac{V_{C2}^2 \cdot D}{2 \cdot V_{C1}^3 \cdot f_s} \right] \quad (C.28)$$

c) Corrente eficaz no diodo D7.

$$I_{D7(EF)} = I_{D7(EF)ChF} + I_{D7(EF)ChA} \quad (C.29)$$

$$I_{D7(EF)} = \frac{V_{C2}}{L_1 \cdot f_s} \cdot \sqrt{\frac{D^3}{3}} + \sqrt{\frac{V_{C2}^5 \cdot D^5}{12 \cdot L_1^2 \cdot V_{C1}^3 \cdot f_s^4}} \quad (C.30)$$

$$I_{D7(EF)} = \frac{V_{C2}}{L_1 \cdot f_s} \cdot \sqrt{\frac{D^3}{3}} \cdot \left[ 1 + \frac{V_{C2} \cdot D}{2 \cdot V_{C1} \cdot f_s} \sqrt{\frac{V_{C2}}{V_{C1}}} \right] \quad (C.31)$$

### C.3 - CÁLCULO DA CORRENTE NO DIODO D6

A corrente no diodo D6 pode ser calculada como a corrente fornecida por L1, que é a corrente  $I_{D7}$ , para a chave aberta, e a corrente fornecida por L2.

a) Corrente de pico no diodo D6.

$$I_{D6pk} = I_{D7pk} + I_{L2(max)} \quad (C.32)$$

$$I_{D6pk} = \frac{V_{C2} \cdot D}{L_1 \cdot f_s} + \frac{V_{C1} \cdot D}{L_2 \cdot f_s} = \frac{D}{f_s} \cdot \left( \frac{V_{C2}}{L_1} + \frac{V_{C1}}{L_2} \right) \quad (C.33)$$

$$L_1 = L_2 \quad (C.34)$$

$$I_{D6pk} = \frac{D}{f_s} \cdot \left( \frac{V_{C2}}{L_1} + \frac{V_{C1}}{L_1} \right) \quad (C.35)$$

$$I_{D6pk} = \frac{D}{f_s \cdot L_1} (V_{C1} + V_{C2}) \quad (C.36)$$

b) Corrente média no diodo D6.

$$I_{L2(max)} = \frac{V_{C1} \cdot D}{L_2 \cdot f_s} \quad (C.37)$$

$$T_2 = T - T_1 \quad (C.38)$$

$$I_{L2Med(t1,t4)} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_2} \left( I_{L2(max)} - \frac{V_{C2}}{L_2} \cdot t \right) \cdot dt \quad (C.39)$$

$$I_{L2Med(t1,t4)} = I_{L2(max)} \cdot \left( \frac{T_s - T_1}{T_s} \right) - \frac{V_{C2}}{2 \cdot L_2} \cdot \frac{(T_s - T_1)^2}{T_s} \cdot \frac{T_s}{T_s} \quad (C.40)$$

$$I_{L2Med(t1,t4)} = \frac{V_{C1} \cdot D}{L_2 \cdot f_s} \cdot (1-D) - \frac{V_{C2}}{2 \cdot L_2 \cdot f_s} \cdot (1-D)^2 \quad (C.41)$$

$$I_{D6Med} = I_{L2Med(t1,t4)} = \frac{(1-D)}{L_2 \cdot f_s} \cdot \left[ V_{C1} \cdot D - \frac{V_{C2} \cdot (1-D)}{2} \right] \quad (C.42)$$

c) Corrente eficaz no diodo D6.

$$I_{L2(EF)(t1,t4)} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_2} \left( I_{L2(max)} - \frac{V_{C2}}{L_2} \cdot t \right)^2 \cdot dt} \quad (C.43)$$

$$I_{L2(EF)(t1,t4)} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_2} \left( I_{L2(max)}^2 - 2 \cdot \frac{V_{C2}}{L_2} \cdot I_{L2(max)} \cdot t + \left( \frac{V_{C2}}{L_2} \cdot t \right)^2 \right) \cdot dt} \quad (C.44)$$

$$I_{L2(EF)(t1,t4)} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left( I_{L2(max)}^2 \cdot T_2 - 2 \cdot \frac{V_{C2}}{L_2} \cdot I_{L2(max)} \cdot \frac{T_2^2}{2} + \frac{V_{C2}^2}{L_2^2} \cdot \frac{T_2^3}{3} \right)} \quad (C.45)$$

$$I_{L2(EF)(t1,t4)} = \frac{V_{C1} \cdot D}{L_2 \cdot f_s} \cdot \sqrt{\frac{T_s - T_1}{T_s}} - \sqrt{\frac{V_{C2}}{f_s \cdot L_2} \cdot \frac{V_{C1} \cdot D}{L_2 \cdot f_s} \cdot \left(\frac{T_s - T_1}{T_s}\right)} + \frac{V_{C2}}{\sqrt{3} \cdot L_2} \cdot \sqrt{\frac{(T_s - T_1)^3}{T_s} \cdot \frac{T_s^2}{T_s^2}} \quad (C.46)$$

$$I_{D6(EF)} = I_{L2(EF)(t1,t4)} = \frac{V_{C1} \cdot D}{L_2 \cdot f_s} \cdot \sqrt{1 - D} - \frac{(1 - D)}{L_2 \cdot f_s} \cdot \sqrt{V_{C1} \cdot V_{C2} \cdot D} + \frac{V_{C2}}{\sqrt{3} \cdot L_2 \cdot f_s} \cdot \sqrt{(1 - D)^3} \quad (C.47)$$

#### C.4 - CÁLCULO DA CORRENTE NA CHAVE M1

$$I_{M1} = I_{Boost(t0,t1)} + I_{C1(t0,t1)} + I_{C2(t0,t1)} \quad (C.48)$$

$$I_{Boost(t0,t1)} = \frac{I_{Boost} \cdot T_1}{T_1 + T_0} \quad (C.49)$$

$$T_1 \cong T_0 \quad (C.50)$$

$$I_{Boost(t0,t1)} = \frac{I_{Boost} \cdot T_1}{T_1 + T_1} = \frac{I_{Boost} \cdot T_1}{2 \cdot T_1} = \frac{I_{Boost}}{2} \quad (C.51)$$

a) Cálculo da corrente de pico da Chave M1

$$I_{M1pk} = I_{Boostpk} + I_{C1pk} + I_{C2pk} \quad (C.52)$$

$$I_{Boostpk} = I_{D5pk} = \frac{V_{inpk} \cdot D}{L_{Boost} \cdot f_s} \quad (C.53)$$

$$I_{C1(t0,t1)pk} = \frac{V_{C1}}{L_2} \cdot T_1 = \frac{V_{C1} \cdot D}{L_2 \cdot f_s} \quad (C.54)$$

$$I_{C2(t0,t1)pk} = I_{D7pk} = \frac{V_{C2} \cdot D}{L_1 \cdot f_s} \quad (C.55)$$

$$I_{M1pk} = \frac{V_{inpk} \cdot D}{L_{Boost} \cdot f_s} + \frac{V_{C1} \cdot D}{L_2 \cdot f_s} + \frac{V_{C2} \cdot D}{L_1 \cdot f_s} = \frac{D}{f_s} \cdot \left[ \frac{V_{inpk}}{L_{Boost}} + \frac{V_{C1}}{L_1} + \frac{V_{C2}}{L_1} \right] \quad (C.56)$$

$$I_{M1pk} = \frac{D}{f_s} \cdot \left[ \frac{V_{inpk}}{L_{Boost}} + \frac{V_{C1} + V_{C2}}{L_1} \right] \quad (C.57)$$

b) Cálculo da corrente média na chave M1.

$$I_{M1Med} = \frac{I_{BoostMed}}{2} + I_{C1(t0,t1)Med} + I_{D7MedChF} \quad (C.58)$$

$$I_{BoostMed} = \frac{2 \cdot V_{inpk} \cdot D^2}{\pi \cdot L_{Boost} \cdot f_S} \quad (C.59)$$

$$I_{C1(t0,t1)Med} = \frac{1}{T_S} \int_0^{T_1} I_{C1(t0,t1)} \cdot dt = \frac{1}{T_S} \int_0^{T_1} \frac{V_{C1}}{L_2} \cdot t \cdot dt \quad (C.60)$$

$$I_{C1(t0,t1)Med} = \frac{V_{C1}}{L_2 \cdot T_S} \cdot \frac{T_1^2}{2} = \frac{V_{C1}}{L_2 \cdot T_S} \cdot \frac{T_1^2}{2} = \frac{V_{C1}}{L_2 \cdot T_S} \cdot \frac{(D \cdot T_S)^2}{2} \quad (C.61)$$

$$I_{C1(t0,t1)Med} = \frac{V_{C1} \cdot D^2}{2 \cdot L_2 \cdot f_S} \quad (C.62)$$

$$I_{C2(t0,t1)Med} = I_{D7MedChF} = \frac{V_{C2} \cdot D^2}{2 \cdot L_1 \cdot f_S} \quad (C.63)$$

$$I_{M1Med} = \frac{V_{inpk} \cdot D^2}{\pi \cdot L_{Boost} \cdot f_S} + \frac{V_{C1} \cdot D^2}{2 \cdot L_2 \cdot f_S} + \frac{V_{C2} \cdot D^2}{2 \cdot L_1 \cdot f_S} \quad (C.64)$$

$$I_{M1Med} = \frac{D^2}{2 \cdot f_S} \cdot \left[ \frac{2 \cdot V_{inpk}}{\pi \cdot L_{Boost}} + \frac{V_{C1} + V_{C2}}{L_1} \right] \quad (C.65)$$

c) Cálculo da corrente eficaz na chave M1.

$$I_{M1(EF)} = \frac{I_{Boost(EF)}}{2} + I_{C1(t0,t1)(EF)} + I_{C2(t0,t1)(EF)} \quad (C.66)$$

$$I_{Boost(EF)} = I_{D5(EF)} = \frac{V_{inpk} \cdot D^2}{\sqrt{2} \cdot L_{Boost} \cdot f_S} \quad (C.67)$$

$$I_{C1(t0,t1)(EF)} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \int_0^{T_1} \left( \frac{V_{C1}}{L_2} \cdot t \right)^2 \cdot dt} = \frac{V_{C1}}{L_2 \cdot f_S} \cdot \sqrt{\frac{D^3}{3}} \quad (C.68)$$

$$I_{C2(t0,t1)(EF)} = I_{D7(EF)ChF} = \frac{V_{C2}}{L_1 \cdot f_S} \cdot \sqrt{\frac{D^3}{3}} \quad (C.69)$$

$$I_{M1(EF)} = \frac{V_{inpk} \cdot D^2}{\sqrt{2} \cdot L_{Boost} \cdot f_s} + \frac{V_{C1}}{L_2 \cdot f_s} \cdot \sqrt{\frac{D^3}{3}} + \frac{V_{C2}}{L_1 \cdot f_s} \cdot \sqrt{\frac{D^3}{3}} \quad (C.70)$$

$$I_{M1(EF)} = \frac{V_{inpk} \cdot D^2}{\sqrt{2} \cdot L_{Boost} \cdot f_s} + \frac{(V_{C1} + V_{C2})}{L_1 \cdot f_s} \cdot \sqrt{\frac{D^3}{3}} \quad (C.71)$$

### C.5 - DIMENSIONAMENTO DOS INDUTORES ACOPLADOS L1 E L2

O indutor  $L2$  deve fornecer energia ao filtro LCC no período em que a chave  $M1$  estiver bloqueada, considerando este intervalo de tempo como a metade do período, a potência fornecida pelo indutor  $L2$  deve ser de metade da potencia da carga. No entanto esta energia não será armazenada apenas pelo indutor  $L2$  mais também pelo  $L1$ , cada um deles armazenará metade desta energia, através do acoplamento a energia de  $L1$  é transferida a  $L2$ .

$$I_{L1Med} + I_{L2Med} = \frac{P_0/2}{V_{C1}} \quad (C.72)$$

$$I_{L1Med} = I_{L2Med} \quad (C.73)$$

$$I_{L1Med} = \frac{P_0}{4 \cdot V_{C1}} \quad (C.74)$$

$$I_{L1Med} = \frac{V_{C1} \cdot D^2}{2 \cdot L_1 \cdot f_s} \quad (C.75)$$

$$L_1 = \frac{V_{C1} \cdot D^2}{2 \cdot I_{L1Med} \cdot f_s} \quad (C.76)$$

$$L_1 = \frac{V_{C1} \cdot D^2}{2 \cdot f_s} \cdot \frac{4 \cdot V_{C1}}{P_0} \quad (C.77)$$

$$L_1 = L_2 = \frac{2 \cdot V_{C1}^2 \cdot D^2}{f_s \cdot P_0} \quad (C.78)$$

## APÊNDICE D

### EQUACIONAMENTO DO CAPÍTULO 5

#### EQUACIONAMENTO DO CONVERSOR FORWARD OPERANDO EM MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUA

##### D.1 - CÁLCULO DO VALOR MÉDIO DA CORRENTE DE ENTRADA

$$I_{inMed}(t) = \frac{\frac{I_{in}(t)}{2} \cdot T_1}{T} = \frac{I_{in}(t) \cdot T_1}{2 \cdot T} \quad (C.79)$$

$$T_1 = D \cdot T \quad (C.80)$$

$$I_{inMed}(t) = \frac{I_{in}(t) \cdot D}{2} \quad (C.81)$$

##### D.2 - CÁLCULO DO VALOR MÉDIO DA TENSÃO DE ENTRADA

$$V_{in}(t) = |V_{inpk} \cdot \text{sen}(\omega_L \cdot t)| \quad (C.82)$$

$$V_{inMed}(t) = \frac{1}{T_L/2} \cdot \int_{t_1}^{t_2} V_{inpk} \cdot \text{sen}(\omega_L \cdot t) dt \quad (C.83)$$

$$V_{inMed} = \frac{\omega_L}{\pi} \cdot \int_{\frac{\pi-\theta}{2\omega_L}}^{\frac{\pi+\theta}{2\omega_L}} V_{inpk} \cdot \text{sen}(\omega_L \cdot t) dt \quad (C.84)$$

$$V_{inMed} = \frac{\omega_L}{\pi} \cdot V_{inpk} \cdot \left[ \frac{-\cos(\omega_L \cdot t)}{\omega_L} \right]_{\frac{\pi-\theta}{2\omega_L}}^{\frac{\pi+\theta}{2\omega_L}} \quad (C.85)$$

$$V_{inMed} = \frac{-V_{inpk}}{\pi} \cdot \left[ \cos\left(\frac{\pi + \theta}{2}\right) - \cos\left(\frac{\pi - \theta}{2}\right) \right] \quad (C.86)$$

$$\cos\left(\frac{\pi + \theta}{2}\right) = \cos\left(\frac{\pi - \theta}{2}\right) = -\text{sen}\left(\frac{\theta}{2}\right) \quad (C.87)$$

$$V_{inMed} = \frac{-V_{inpk}}{\pi} \cdot \left[ -2 \cdot \text{sen}\left(\frac{\theta}{2}\right) \right] \quad (C.88)$$

$$V_{inMed} = \frac{2}{\pi} \cdot V_{inpk} \cdot \text{sen}\left(\frac{\theta}{2}\right) \quad (C.89)$$

### D.3 - CÁLCULO DO ÂNGULO DE CONDUÇÃO $\theta$

Considerando o ângulo  $\delta$  para o instante  $t_1$  onde a tensão  $V_{in}(t_1) = V_{CL}$ .

$$\omega_L \cdot t_1 = \delta \quad (C.90)$$

$$V_{in}(t_1) = \frac{V_{CL}}{n} \quad (C.91)$$

$$V_{in}(t_1) = V_{in} \left( \frac{\delta}{\omega_L} \right) = |V_{inpk} \cdot \text{sen}(\delta)| = \frac{V_{CL}}{n} \quad (C.92)$$

$$|\text{sen}(\delta)| = \frac{V_{CL}}{n \cdot V_{inpk}} \quad (C.93)$$

O valor de  $\delta$  é calculado para o primeiro quadrante

$$\delta = \text{arc sen} \left( \frac{V_{CL}}{n \cdot V_{inpk}} \right) \quad (C.94)$$

$$\theta = \pi - 2 \cdot \delta \quad (C.95)$$

#### D.4 - VALOR DE PICO DA CORRENTE DE ENTRADA EM FUNÇÃO DA TENSÃO DE ENTRADA

$$\frac{I_{in}(t)}{n} = \frac{(n \cdot V_{in}(t) - V_{CL})}{L_L} \cdot D \cdot T \quad (C.96)$$

$$I_{in}(t) = \frac{(n \cdot V_{in}(t) - V_{CL})}{f_S \cdot L_L} \cdot n \cdot D \quad (C.97)$$

$$I_{inpk} = \frac{(n \cdot V_{inpk} - V_{CL})}{f_S \cdot L_L} \cdot n \cdot D \quad (C.98)$$

#### D.5 - VALOR MÉDIO DA CORRENTE DE ENTRADA PARA ALTA FREQUÊNCIA EM FUNÇÃO DE $V_{in}(t)$ .

$$I_{inMed}(t) = \frac{n \cdot D^2}{2 \cdot f_S \cdot L_L} \cdot (n \cdot V_{in}(t) - V_{CL}) \quad (C.99)$$

$$I_{inMed} = \frac{1}{T_L} \cdot \int_{t_1}^{t_2} I_{inMed}(t) dt = \frac{1}{T_L} \cdot \int_{t_1}^{t_2} \left[ \frac{n \cdot D^2}{2 \cdot f_S \cdot L_L} \cdot (n \cdot V_{in}(t) - V_{CL}) \right] dt \quad (C.100)$$

$$I_{inMed} = \frac{\omega_L}{\pi} \cdot \int_{\frac{\pi-\theta}{2\omega_L}}^{\frac{\pi+\theta}{2\omega_L}} \left[ \frac{n \cdot D^2}{2 \cdot f_S \cdot L_L} \cdot (n \cdot V_{inpk} \cdot \text{sen}(\omega_L \cdot t) - V_{CL}) \right] dt \quad (C.101)$$

$$I_{inMed} = \frac{n \cdot D^2 \cdot \omega_L}{2 \cdot f_S \cdot L_L \cdot \pi} \cdot \left( \frac{2 \cdot n}{\omega_L} \cdot V_{inpk} \cdot \text{sen}\left(\frac{\theta}{2}\right) - V_{CL} \left[ \frac{\pi + \theta - \pi + \theta}{2 \cdot \omega_L} \right] \right) \quad (C.102)$$

$$I_{inMed} = \frac{n \cdot D^2}{2 \cdot f_S \cdot L_L \cdot \pi} \cdot \left( 2 \cdot n \cdot V_{inpk} \cdot \text{sen}\left(\frac{\theta}{2}\right) - V_{CL} \cdot \theta \right) \quad (C.103)$$

### D.6 - VALOR EFICAZ DA CORRENTE DE ENTRADA

O cálculo da corrente eficaz será efetuado em duas etapas, a primeira em alta frequência  $f_s$  e a segunda em baixa frequência  $f_L$ .

$$I_{in(EF)}(t) = \sqrt{\frac{1}{T_S} \cdot \int_0^{t_1} \left( \frac{n \cdot (n \cdot V_{in}(t) - V_{CL})}{L_L} \cdot t \right)^2 dt} \quad (C.104)$$

onde:  $t_1 = D \cdot T_S = \frac{D}{f_s}$

$$I_{in(EF)}(t) = \frac{n \cdot (n \cdot V_{in}(t) - V_{CL})}{L_L} \sqrt{f_s \cdot \int_0^{t_1} (t)^2 dt} \quad (C.105)$$

$$I_{in(EF)}(t) = \frac{n \cdot (n \cdot V_{in}(t) - V_{CL})}{L_L} \sqrt{f_s \cdot \left[ \frac{t^3}{3} \right]_0^{\frac{D}{f_s}}} \quad (C.106)$$

$$I_{in(EF)}(t) = \frac{n \cdot (n \cdot V_{in}(t) - V_{CL})}{L_L} \sqrt{f_s \cdot \frac{D^3}{3 \cdot f_s^3}} \quad (C.107)$$

$$I_{in(EF)}(t) = \frac{n \cdot D}{f_s \cdot L_L} \cdot \sqrt{\frac{D}{3}} \cdot (n \cdot V_{in}(t) - V_{CL}) \quad (C.108)$$

$$I_{in(EF)} = \sqrt{\frac{1}{T_L} \cdot \int_{t_1}^{t_2} (I_{in(EF)}(t))^2 dt} \quad (C.109)$$

$$I_{in(EF)} = \sqrt{\frac{\omega_L}{\pi} \cdot \int_{\frac{\pi-\theta}{2\omega_L}}^{\frac{\pi+\theta}{2\omega_L}} \left( \frac{n \cdot D}{f_s \cdot L_L} \cdot \sqrt{\frac{D}{3}} \cdot (n \cdot V_{in}(t) - V_{CL}) \right)^2 dt} \quad (C.110)$$

$$I_{in(EF)} = \frac{n \cdot D}{f_s \cdot L_L} \cdot \sqrt{\frac{D}{3}} \cdot \sqrt{\frac{\omega_L}{\pi} \cdot \int_{\frac{\pi-\theta}{2\omega_L}}^{\frac{\pi+\theta}{2\omega_L}} (n \cdot V_{in}(t) - V_{CL})^2 dt} \quad (C.111)$$

$$A = (n \cdot V_{in}(t) - V_{CL})^2 = n^2 \cdot V_{inpk}^2 \cdot \text{sen}^2(\omega_L \cdot t) - 2 \cdot n \cdot V_{inpk} \cdot V_{CL} \cdot \text{sen}(\omega_L \cdot t) + V_{CL}^2 \quad (\text{C.112})$$

$$I_{in(EF)} = \frac{n \cdot D}{f_s \cdot L_L} \cdot \sqrt{\frac{D}{3}} \cdot \sqrt{\frac{n^2 \cdot V_{inpk}^2}{\pi} \cdot [\theta + \text{sen}\theta] - \frac{4 \cdot n}{\pi} \cdot V_{inpk} \cdot V_{CL} \cdot \text{sen}\left(\frac{\theta}{2}\right) + \frac{V_{CL}^2 \cdot \theta}{\pi}} \quad (\text{C.113})$$

$$I_{in(EF)} = \frac{n \cdot D}{f_s \cdot L_L} \cdot \sqrt{\frac{D}{3 \cdot \pi} \left[ n^2 \cdot V_{inpk}^2 \cdot [\theta + \text{sen}\theta] - 4 \cdot n \cdot V_{inpk} \cdot V_{CL} \cdot \text{sen}\left(\frac{\theta}{2}\right) + V_{CL}^2 \cdot \theta \right]} \quad (\text{C.114})$$

### D.7 - IMPEDÂNCIA EQUIVALENTE DE ENTRADA

$$\frac{I_{inMed}(t)}{n} = \frac{n \cdot V_{in}(t) - V_{CL}}{r_s} \quad (\text{C.115})$$

$r_s$  → Impedância equivalente de entrada referida ao lado secundário do transformador.

$$r_s = \frac{2 \cdot f_s \cdot L_L}{D^2} \quad (\text{C.116})$$

$R_s$  → Impedância equivalente de entrada referida ao lado primário do transformador.

$$R_s = \frac{2 \cdot f_s \cdot L_L}{n^2 \cdot D^2} \quad (\text{C.117})$$

### D.8 - CÁLCULO DA POTÊNCIA DE ENTRADA

$$I_{inMed}(t) = \frac{V_{in}(t) - \frac{V_{CL}}{n}}{R_s} \quad (\text{C.118})$$

$$P_{in}(t) = I_{in}^2(t) \cdot R_s + I_{in}(t) \cdot \frac{V_{CL}}{n} \quad (\text{C.119})$$

Substituindo (C.118) em (C.119) tem-se:

$$P_{in}(t) = \frac{V_{in}(t) \left( V_{in}(t) - \frac{V_{CL}}{n} \right)}{R_s} \quad (\text{C.120})$$

### D.9 - CÁLCULO DA CORRENTE DE SAÍDA

A potência instantânea de saída para baixa frequência pode ser expressa como:

$$P_S(t) = i_{S0}(t) \cdot V_{CL} \quad (C.121)$$

$$P_S(t) = P_{in} = i_{S0}(t) \cdot V_{CL} = \frac{V_{in}(t) \left( V_{in}(t) - \frac{V_{CL}}{n} \right)}{R_S} \quad (C.122)$$

$$i_{S0}(t) = \frac{V_{in}(t)}{R_S} \cdot \left( \frac{V_{in}(t)}{V_{CL}} - \frac{1}{n} \right) \quad (C.123)$$

$$i_{S0}(t) = \frac{V_{inpk}}{R_S} \cdot \left( \frac{V_{inpk}}{V_{CL}} (\text{sen}(\omega_L \cdot t))^2 - \frac{1}{n} \text{sen}(\omega_L \cdot t) \right) \quad (C.124)$$

### D.10 - CÁLCULO DA CORRENTE MÉDIA DE SAÍDA

$$i_{S0Med} = \frac{1}{T_L/2} \cdot \int_{t_1}^{t_2} \left[ \frac{V_{inpk}}{R_S} \cdot \left( \frac{V_{inpk}}{V_{CL}} (\text{sen}(\omega_L \cdot t))^2 - \frac{1}{n} \text{sen}(\omega_L \cdot t) \right) \right] dt \quad (C.125)$$

$$i_{S0Med} = \frac{\omega_L}{\pi} \cdot \int_{\frac{\pi-\theta}{2\omega_L}}^{\frac{\pi+\theta}{2\omega_L}} \left[ \frac{V_{inpk}}{R_S} \cdot \left( \frac{V_{inpk}}{V_{CL}} (\text{sen}(\omega_L \cdot t))^2 - \frac{1}{n} \text{sen}(\omega_L \cdot t) \right) \right] dt \quad (C.126)$$

$$i_{S0Med} = \frac{\omega_L}{\pi} \cdot \frac{V_{inpk}}{R_S} \cdot \left( \frac{V_{inpk}}{V_{CL}} \cdot \int_{\frac{\pi-\theta}{2\omega_L}}^{\frac{\pi+\theta}{2\omega_L}} (\text{sen}(\omega_L \cdot t))^2 dt - \frac{1}{n} \cdot \int_{\frac{\pi-\theta}{2\omega_L}}^{\frac{\pi+\theta}{2\omega_L}} \text{sen}(\omega_L \cdot t) dt \right) \quad (C.127)$$

Calculando separadamente:

$$(\text{sen}(\omega_L \cdot t))^2 = \frac{1}{2} - \frac{\cos(2 \cdot \omega_L \cdot t)}{2} \quad (C.128)$$

$$\int_{\frac{\pi-\theta}{2\omega_L}}^{\frac{\pi+\theta}{2\omega_L}} \left( \frac{1}{2} - \frac{\cos(2 \cdot \omega_L \cdot t)}{2} \right) dt = \frac{1}{2} \cdot \int_{\frac{\pi-\theta}{2\omega_L}}^{\frac{\pi+\theta}{2\omega_L}} dt - \frac{1}{2} \cdot \int_{\frac{\pi-\theta}{2\omega_L}}^{\frac{\pi+\theta}{2\omega_L}} \cos(2 \cdot \omega_L \cdot t) dt \quad (C.129)$$

$$\frac{1}{2} \cdot \int_{\frac{\pi-\theta}{2\omega_L}}^{\frac{\pi+\theta}{2\omega_L}} dt = \left[ \frac{1}{2} \cdot t \right]_{\frac{\pi-\theta}{2\omega_L}}^{\frac{\pi+\theta}{2\omega_L}} = \left[ \frac{1}{2} \cdot \left( \frac{\pi+\theta}{2\omega_L} - \frac{\pi-\theta}{2\omega_L} \right) \right] = \left[ \frac{1}{2} \cdot \left( \frac{2\theta}{2\omega_L} \right) \right] = \frac{\theta}{2\omega_L} \quad (C.130)$$

$$\int_{\frac{\pi-\theta}{2\omega_L}}^{\frac{\pi+\theta}{2\omega_L}} \frac{-\cos(2 \cdot \omega_L \cdot t)}{2} dt = - \left[ \frac{\text{sen}(2 \cdot \omega_L \cdot t)}{4 \cdot \omega_L} \right]_{\frac{\pi-\theta}{2\omega_L}}^{\frac{\pi+\theta}{2\omega_L}} = \frac{-[\text{sen}(\pi+\theta) - \text{sen}(\pi-\theta)]}{4 \cdot \omega_L} \quad (C.131)$$

$$\text{sen}(\pi-\theta) = \text{sen}(\theta) = -\text{sen}(\pi+\theta) \quad (C.132)$$

$$\int_{\frac{\pi-\theta}{2\omega_L}}^{\frac{\pi+\theta}{2\omega_L}} \frac{-\cos(2 \cdot \omega_L \cdot t)}{2} dt = \frac{-[-\text{sen}(\theta) - \text{sen}(\theta)]}{4 \cdot \omega_L} = \frac{\text{sen}(\theta)}{2 \cdot \omega_L} \quad (C.133)$$

$$\int_{\frac{\pi-\theta}{2\omega_L}}^{\frac{\pi+\theta}{2\omega_L}} (\text{sen}(\omega_L \cdot t))^2 dt = \frac{\theta}{2 \cdot \omega_L} + \frac{\text{sen}(\theta)}{2 \cdot \omega_L} \quad (C.134)$$

Calculado no item B.6.

$$\int_{\frac{\pi-\theta}{2\omega_L}}^{\frac{\pi+\theta}{2\omega_L}} \text{sen}(\omega_L \cdot t) dt = \frac{2}{\omega_L} \cdot \text{sen}\left(\frac{\theta}{2}\right) \quad (C.135)$$

$$i_{SO\text{Med}} = \frac{\omega_L}{\pi} \cdot \frac{V_{\text{inpk}}}{R_S} \cdot \left( \frac{V_{\text{inpk}}}{V_{\text{CL}}} \cdot \left( \frac{\theta}{2 \cdot \omega_L} + \frac{\text{sen}\theta}{2 \cdot \omega_L} \right) - \frac{1}{n} \cdot \frac{2}{\omega_L} \cdot \text{sen}\left(\frac{\theta}{2}\right) \right) \quad (C.136)$$

$$i_{SO\text{Med}} = \frac{V_{\text{inpk}}}{\pi \cdot R_S} \cdot \left( \frac{V_{\text{inpk}}}{2 \cdot V_{\text{CL}}} \cdot \theta + \frac{V_{\text{inpk}}}{2 \cdot V_{\text{CL}}} \cdot \text{sen}(\theta) - \frac{2}{n} \cdot \text{sen}\left(\frac{\theta}{2}\right) \right) \quad (C.137)$$

**D.11 - CÁLCULO DA INDUTÂNCIA  $L_L$** 

$$i_{S0Med} = \frac{P_0}{V_{CL}} \quad (C.138)$$

$$R_S = \frac{V_{inpk}}{\pi \cdot i_{S0MED}} \cdot \left( \frac{V_{inpk}}{2 \cdot V_{CL}} \cdot \theta + \frac{V_{inpk}}{2 \cdot V_{CL}} \cdot \text{sen}(\theta) - \frac{2}{n} \cdot \text{sen}\left(\frac{\theta}{2}\right) \right) \quad (C.139)$$

$$R_S = \frac{2 \cdot L_L \cdot f_S}{n^2 \cdot D^2} \quad (C.140)$$

$$L_L = \frac{R_S \cdot n^2 \cdot D^2}{2 \cdot f_S} \quad (C.141)$$

**D.12 - CÁLCULO DA CORRENTE DE MAGNETIZAÇÃO**

$$I_{magMed} \leq 0,1 \cdot I_{inMed} \quad (C.142)$$

$$I_{magMed} = \frac{V_{inMed}}{2 \cdot L_1} \cdot D^2 \cdot T_S \quad (C.143)$$

$$I_{magpk} = \frac{V_{inpk}}{L_1} \cdot D \cdot T_S \quad (C.144)$$

**D.13 - PROJETO DO TRANSFORMADOR**

O valor da corrente de magnetização do transformador deve ser a menor possível, neste projeto adotou-se a corrente de magnetização inferior a 10% da corrente de entrada.

$$\frac{V_{inMed}}{2 \cdot L_1} \cdot D^2 \cdot T_S \leq 0,1 \cdot I_{inMed} \quad (C.145)$$

$$I_{inMed} \geq \frac{V_{inMed}}{0,2 \cdot L_1} \cdot D^2 \cdot T_S \quad (C.146)$$

$$L_1 \geq \frac{V_{inMed}}{0,2 \cdot I_{inMed}} \cdot D^2 \cdot T_S \quad (C.147)$$

$$n = \frac{N_2}{N_1} = \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \quad (C.148)$$

$$n^2 = \frac{L_2}{L_1} \quad (C.149)$$

$$n_{31} = \frac{N_3}{N_1} = \sqrt{\frac{L_3}{L_1}} \leq \frac{V_{CL}}{V_{inpk}} \quad (C.150)$$

$$L_3 \leq L_1 \cdot \left( \frac{V_{CL}}{V_{inpk}} \right)^2 \quad (C.151)$$

#### D.14 - DIMENSIONAMENTO DOS SEMICONDUTORES

a) Cálculo da corrente na chave Q1.

$$I_{Q1}(t) \cong I_{in}(t) + \text{Im ag}(t) = 1,1 \cdot I_{in}(t) \quad (C.152)$$

$$I_{Q1}(t) \cong 1,1 \cdot \frac{(n \cdot V_{in}(t) - V_{CL})}{f_S \cdot L_L} \cdot n \cdot D \quad (C.153)$$

$$I_{Q1Med} \cong 1,1 \cdot I_{inMed} \quad (C.154)$$

$$I_{Q1Med} \cong 1,1 \cdot \frac{n \cdot D^2}{2 \cdot f_S \cdot L_L \cdot \pi} \cdot \left( 2 \cdot n \cdot V_{inpk} \cdot \text{sen}\left(\frac{\theta}{2}\right) - V_{CL} \cdot \theta \right) \quad (C.155)$$

$$I_{Q1(EF)} \cong 1,1 \cdot I_{in(EF)} \quad (C.156)$$

$$I_{Q1(EF)} \cong 1,1 \cdot \frac{n \cdot D}{f_S \cdot L_L} \cdot \sqrt{\frac{D}{3 \cdot \pi} \left[ n^2 \cdot V_{inpk}^2 \cdot [\theta + \text{sen}\theta] - 4 \cdot n \cdot V_{inpk} \cdot V_{CL} \cdot \text{sen}\left(\frac{\theta}{2}\right) + V_{CL}^2 \cdot \theta \right]} \quad (C.157)$$

$$I_{Q1pk} = I_{inpk} + \text{Im ag}_{pk} \quad (C.158)$$

$$I_{Q1pk} = \frac{(n \cdot V_{inpk} - V_{CL})}{L_L} \cdot n \cdot D \cdot T_S + \frac{V_{inpk}}{L_1} \cdot D \cdot T_S \quad (C.159)$$

$$I_{Q1pk} = D \cdot T_S \cdot \left[ \frac{n \cdot (n \cdot V_{inpk} - V_{CL})}{L_L} + \frac{V_{inpk}}{L_1} \right] \quad (C.160)$$

b) Cálculo da corrente no diodo D1.

$$I_{D1}(t) = \frac{I_{in}(t)}{n} \quad (C.161)$$

$$I_{D1Med} = \frac{I_{inMed}}{n} \quad (C.162)$$

$$I_{D1Med} = \frac{D^2}{2 \cdot f_s \cdot L_L \cdot \pi} \cdot \left( 2 \cdot n \cdot V_{inpk} \cdot \text{sen}\left(\frac{\theta}{2}\right) - V_{CL} \cdot \theta \right) \quad (C.163)$$

$$I_{D1(EF)} = \frac{I_{in(EF)}}{n} \quad (C.164)$$

$$I_{D1(EF)} = \frac{D}{f_s \cdot L_L} \cdot \sqrt{\frac{D}{3 \cdot \pi} \left[ n^2 \cdot V_{inpk}^2 \cdot [\theta + \text{sen}\theta] - 4 \cdot n \cdot V_{inpk} \cdot V_{CL} \cdot \text{sen}\left(\frac{\theta}{2}\right) + V_{CL}^2 \cdot \theta \right]} \quad (C.165)$$

$$I_{D1pk} = \frac{I_{inpk}}{n} \quad (C.166)$$

$$I_{D1pk} = \frac{(n \cdot V_{inpk} - V_{CL})}{L_L} \cdot D \cdot T_S \quad (C.167)$$

c) Cálculo da corrente no diodo D2.

$$I_{D2Med} = I_{S0Med} - 1,1 \cdot \frac{I_{inMed}}{n} \quad (C.168)$$

$$I_{D2(EF)} = I_{D1(EF)} \quad (C.169)$$

$$I_{D2pk} = I_{D1pk} = \frac{I_{inpk}}{n} = \frac{(n \cdot V_{inpk} - V_{CL})}{L_L} \cdot D \cdot T_S \quad (C.170)$$

d) Cálculo da corrente no diodo D3.

$$n_{31} = \sqrt{\frac{L_3}{L_1}} \quad (\text{C.171})$$

$$I_{D3Med} = \frac{\text{Im } ag_{Med}}{n_{31}} = \frac{V_{inMed}}{2 \cdot L_1 \cdot n_{31}} \cdot D^2 \cdot T_S = \frac{V_{inMed}}{2 \cdot \sqrt{L_1 \cdot L_3}} \cdot D^2 \cdot T_S \quad (\text{C.172})$$

$$I_{D3Med} = \frac{V_{inMed}}{2 \cdot \sqrt{L_1 \cdot L_3}} \cdot D^2 \cdot T_S \quad (\text{C.173})$$

$$I_{D3(EF)} = \frac{\text{Im } ag_{(EF)}}{n_{31}} = \frac{0,1 \cdot I_{in(EF)}}{n_{31}} \quad (\text{C.174})$$

$$I_{D3(EF)} = \frac{D}{10 \cdot f_S \cdot L_L} \cdot \sqrt{\frac{D \cdot L_2}{3 \cdot \pi \cdot L_3} \left[ \frac{n^2 \cdot V_{inpk}^2 \cdot [\theta + \text{sen}\theta]}{-4 \cdot n \cdot V_{inpk} \cdot V_{CL} \cdot \text{sen}\left(\frac{\theta}{2}\right) + V_{CL}^2 \cdot \theta \right]} \quad (\text{C.175})$$

$$I_{D3pk} = I_{D1pk} = \frac{I_{inpk}}{n} = \frac{(n \cdot V_{inpk} - V_{CL})}{L_L} \cdot D \cdot T_S \quad (\text{C.176})$$

## APÊNDICE E

### EQUACIONAMENTO DO CAPÍTULO 6

#### EQUACIONAMENTO DO CONVERSOR FORWARD QUADRÁTICO OPERANDO EM MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUA

Este conversor apresenta considerável semelhança ao do capítulo 5 e conseqüentemente diversas de suas equações também são semelhantes.

##### E.1 - VALOR MÉDIO DA TENSÃO DE ENTRADA

$$V_{inMed} = \frac{2}{\pi} \cdot V_{inpk} \cdot \text{sen}\left(\frac{\theta}{2}\right) \quad (\text{E.1})$$

##### E.2 - VALOR DE PICO DA CORRENTE DE ENTRADA EM FUNÇÃO DA TENSÃO DE ENTRADA

$$I_{in}(t) = \frac{\left(V_{in}(t) - \frac{V_{CL}}{n}\right)}{f_s \cdot L_L} \cdot D \quad (\text{E.2})$$

$$I_{inpk} = \frac{\left(V_{inpk} - \frac{V_{CL}}{n}\right)}{f_s \cdot L_L} \cdot D \quad (\text{E.3})$$

### E.3 - VALOR MÉDIO DA CORRENTE DE ENTRADA PARA ALTA FREQUÊNCIA EM FUNÇÃO DE $V_{in}(t)$

$$I_{inMed}(t) = \frac{D^2}{2 \cdot f_s \cdot L_L} \cdot \left( V_{inpk} - \frac{V_{CL}}{n} \right) \quad (E.4)$$

$$I_{inMed} = \frac{1}{T_L} \cdot \int_{t_1}^{t_2} I_{inMed}(t) dt = \frac{1}{T_L} \cdot \int_{t_1}^{t_2} \left[ \frac{D^2}{2 \cdot f_s \cdot L_L} \cdot \left( V_{inpk} - \frac{V_{CL}}{n} \right) \right] dt \quad (E.5)$$

$$I_{inMed} = \frac{D^2}{2 \cdot f_s \cdot L_L \cdot \pi} \cdot \left( 2 \cdot V_{inpk} \cdot \text{sen} \left( \frac{\theta}{2} \right) - \frac{V_{CL}}{n} \cdot \theta \right) \quad (E.6)$$

### E.4 - VALOR EFICAZ DA CORRENTE DE ENTRADA

O cálculo da corrente eficaz será efetuado em duas etapas, a primeira em alta frequência  $f_s$  e a segunda em baixa frequência  $f_L$ .

$$I_{in(EF)}(t) = \sqrt{\frac{1}{T_S} \cdot \int_0^{t_1} \left( \frac{V_{in}(t) - \frac{V_{CL}}{n}}{L_L} \cdot t \right)^2 dt} \quad (E.7)$$

$$I_{in(EF)}(t) = \frac{D}{f_s \cdot L_L} \cdot \sqrt{\frac{D}{3}} \cdot \left( V_{in}(t) - \frac{V_{CL}}{n} \right) \quad (E.8)$$

$$I_{in(EF)} = \sqrt{\frac{1}{T_L} \cdot \int_{t_1}^{t_2} \left( I_{in(EF)}(t) \right)^2 dt} \quad (E.9)$$

$$A = \left( V_{inpk} \cdot \text{sen}(\omega_L \cdot t) - \frac{V_{CL}}{n} \right)^2 = V_{inpk}^2 \cdot \text{sen}^2(\omega_L \cdot t) - \frac{2}{n} \cdot V_{inpk} \cdot V_{CL} \cdot \text{sen}(\omega_L \cdot t) + \frac{V_{CL}^2}{n^2} \quad (E.10)$$

$$I_{in(EF)} = \frac{D}{f_s \cdot L_L} \cdot \sqrt{\frac{D}{3 \cdot \pi} \left[ V_{inpk}^2 \cdot [\theta + \text{sen}\theta] - \frac{4}{n} \cdot V_{inpk} \cdot V_{CL} \cdot \text{sen} \left( \frac{\theta}{2} \right) + \frac{V_{CL}^2}{n^2} \cdot \theta \right]} \quad (E.11)$$

**E.5 - IMPEDÂNCIA EQUIVALENTE DE ENTRADA**

$$I_{inMed}(t) = \frac{\left( V_{in}(t) - \frac{V_{CL}}{n} \right)}{R_{SQ}} \quad (E.12)$$

$r_{SQ}$  → Impedância equivalente de entrada referida ao lado secundário do transformador.

$$r_{SQ} = \frac{2 \cdot f_S \cdot L_L \cdot n^2}{D^2} \quad (E.13)$$

$R_{SQ}$  → Impedância equivalente de entrada referida ao lado primário do transformador.

$$R_{SQ} = \frac{2 \cdot f_S \cdot L_L}{D^2} \quad (E.14)$$

$$I_{inMed}(t) = \frac{n^2 \cdot \left( V_{in}(t) - \frac{V_{CL}}{n} \right)}{r_{SQ}} \quad (E.15)$$

$$P_{in}(t) = I_{in}^2(t) \cdot R_{SQ} + I_{in}(t) \cdot \frac{V_{CL}}{n} \quad (E.16)$$

Substituindo (E.15) em (E.16) tem-se:

$$P_{in}(t) = \frac{V_{in}(t) \left( V_{in}(t) - \frac{V_{CL}}{n} \right)}{R_{SQ}} \quad (E.17)$$

**E.6 - A CORRENTE INSTANTÂNEA DE SAÍDA PARA BAIXA FREQUÊNCIA  
PODE SER EXPRESSA COMO:**

A corrente instantânea de saída para baixa frequência pode ser expressa como:

$$i_{SO}(t) = \frac{V_{inpk}}{R_{SQ}} \cdot \left( \frac{V_{inpk}}{V_{CL}} (\text{sen}(\omega_L \cdot t))^2 - \frac{1}{n} \text{sen}(\omega_L \cdot t) \right) \quad (E.18)$$

### E.7 - CORRENTE MÉDIA DE SAÍDA

$$i_{S0Med} = \frac{V_{inpk}}{\pi \cdot R_{SQ}} \cdot \left( \frac{V_{inpk}}{2 \cdot V_{CL}} \cdot \theta + \frac{V_{inpk}}{2 \cdot V_{CL}} \cdot \text{sen}(\theta) - \frac{2}{n} \cdot \text{sen}\left(\frac{\theta}{2}\right) \right) \quad (\text{E.19})$$

### E.8 - CÁLCULO DA INDUTÂNCIA $L_L$

$$i_{S0Med} = \frac{P_0}{V_{CL}} \quad (\text{E.20})$$

$$R_{SQ} = \frac{V_{inpk}}{\pi \cdot i_{S0Med}} \cdot \left( \frac{V_{inpk}}{2 \cdot V_{CL}} \cdot \theta + \frac{V_{inpk}}{2 \cdot V_{CL}} \cdot \text{sen}(\theta) - \frac{2}{n} \cdot \text{sen}\left(\frac{\theta}{2}\right) \right) \quad (\text{E.21})$$

$$R_{SQ} = \frac{2 \cdot L_L \cdot f_s}{D^2} \quad (\text{E.22})$$

$$L_L = \frac{R_{SQ} \cdot D^2}{2 \cdot f_s} \quad (\text{E.23})$$

### E.9 - CÁLCULO DA CORRENTE DE MAGNETIZAÇÃO

$$I_{magMed} \leq \frac{0,1}{D} \cdot I_{inMed} \quad (\text{E.24})$$

$$I_{magMed} = \frac{V_{inMed}/D}{2 \cdot L_1} \cdot D \cdot T_S \quad (\text{E.25})$$

$$I_{magMed} = \frac{V_{inMed}}{2 \cdot L_1} \cdot T_S \quad (\text{E.26})$$

$$I_{magpk} = \frac{V_{inpk}}{D \cdot L_1} \cdot T_S \quad (\text{E.27})$$

### E.10 - PROJETO DO TRANSFORMADOR

Para que o transformador influencie o mínimo possível na quantidade de energia a ser entregue à saída este deve possuir alto valor de indutância.

$$\frac{V_{inMed}}{2 \cdot L_1} \cdot T_S \leq \frac{0,1}{D} \cdot I_{inMed} \quad (E.28)$$

$$I_{inMed} \geq \frac{V_{inMed}}{0,2 \cdot L_1} \cdot D \cdot T_S \quad (E.29)$$

$$L_1 \geq \frac{V_{inMed}}{0,2 \cdot I_{inMed}} \cdot D \cdot T_S \quad (E.30)$$

$$n = \frac{N_2}{N_1} = \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \quad (E.31)$$

$$n^2 = \frac{L_2}{L_1} \quad (E.32)$$

$$L_2 = n^2 \cdot L_1 \quad (E.33)$$

$$n_{31} = \frac{N_3}{N_1} = \sqrt{\frac{L_3}{L_1}} \leq \frac{V_{CL}}{(V_{inpk} \cdot D)} \quad (E.34)$$

$$L_3 \leq L_1 \cdot \left( \frac{V_{CL}}{(V_{inpk} \cdot D)} \right)^2 \quad (E.35)$$