

MARCOS AURÉLIO IZUMIDA MARTINS

**NOVAS ESTRUTURAS DE REATORES ELETRÔNICOS
PARA LÂMPADAS FLUORESCENTES USANDO
TÉCNICAS DE INTEGRAÇÃO PARA CORREÇÃO DO
FATOR DE POTÊNCIA**

**FLORIANÓPOLIS
2006**

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA

**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO
EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**NOVAS ESTRUTURAS DE REATORES ELETRÔNICOS
PARA LÂMPADAS FLUORESCENTES USANDO TÉCNICAS
DE INTEGRAÇÃO PARA A CORREÇÃO DO FATOR DE
POTÊNCIA**

Dissertação submetida à
Universidade Federal de Santa Catarina
como parte dos requisitos para a
obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

MARCOS AURÉLIO IZUMIDA MARTINS

Florianópolis, Dezembro de 2006.

Novas Estruturas de Reatores Eletrônicos para Lâmpadas Fluorescentes Usando Técnicas de Integração para Correção do Fator de Potência

Marcos Aurélio Izumida Martins

“Esta Dissertação foi julgada adequada para a obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica, na área de concentração *Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico*, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.”

Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.

Orientador

*A Deus,
pela saúde, oportunidade e
disposição para enfrentar o Mestrado.*

*A Erika Shindo, minha esposa,
pelo incentivo e paciência,
durante todos os momentos.*

*A minha família, Cláudia Izumida Martins, Carlos e Rodrigo,
Deolinda Izumida Martins, Tony e Carolina
pelo incentivo.*

Agradecimentos

Devo agradecer primeiramente a Deus, pela vida, pela oportunidade que me deu de ingressar e depois retornar a uma faculdade como a UFSC e por ter me abençoado com saúde e coragem para enfrentar um programa de pós-graduação, o Mestrado.

Ao professor Arnaldo José Perin, pela orientação e pela amizade, muitas vezes muito maior que de um amigo, sendo um pai em muitos momentos.

Ao professor Claudinor Bittencourt Nascimento, pela idéia inicial do meu trabalho e pelos conselhos durante todo o trabalho de dissertação.

A todos os professores do INEP, Ivo Barbi, Ênio Valmor Kassick, Denizar Cruz Martins, Samir, Hari Bruno Mohr e João Carlos dos Santos Fagundes.

A todos os funcionários do INEP, tanto o corpo técnico quanto administrativo, pela disposição e auxílio durante as partes práticas e burocráticas.

Aos colegas do Mestrado, Carlos, Hugo, Mário, Marlos, Murilo, Raphael, Romeu e Thiago pelas idéias compartilhadas, dúvidas esclarecidas e amizade conquistada durante este tempo de convívio.

Aos colegas do curso de Doutorado do INEP, Alceu, André, Cícero, Ricardo, Aniel, Mateus, Jean, Romero e Kleber.

A todos os meus familiares que me apoiaram e de uma forma ou outra contribuíram para minha formação.

A minha esposa Erika Shindo, por tudo vivido até hoje, carinho, apoio, dedicação e sempre acreditar em mim, por estar sempre à disposição quando precisei e por fazer parte da minha vida.

À CAPES, pelo auxílio financeiro.

Ao povo brasileiro, que indiretamente sustenta a nossa instituição e, onde muitos pais não têm a oportunidade de ver um filho seu, formado por uma universidade de tanto renome e prestígio como a nossa UFSC.

Resumo da Dissertação apresentada à UFSC como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

NOVAS ESTRUTURAS DE REATORES ELETRÔNICOS PARA LÂMPADAS FLUORESCENTES USANDO TÉCNICAS DE INTEGRAÇÃO PARA CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA

Marcos Aurélio Izumida Martins

Dezembro / 2006

Orientador: Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.

Co-Orientador: Prof. Claudinor Bitencourt Nascimento, Dr. Eng.

Área de Concentração: Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico.

Palavras-chave: Reator eletrônico, lâmpadas fluorescentes, alto fator de potência, “*Charge-pump*”, compacto.

Número de páginas: 110.

Este trabalho apresenta novas topologias para reatores eletrônicos com alto fator de potência aplicados em lâmpadas fluorescentes, baseadas no conceito “Charge pump”, onde se destacam algumas características tais como: redução dos custos de produção por possuírem menor quantidade de componentes, baixa distorção harmônica na corrente de entrada, menor corrente nos interruptores e baixa tensão sobre o capacitor do barramento CC. Além disso, a principal característica destas novas topologias é a sua simplicidade e a grande possibilidade de compactação. A metodologia de cálculo para a condição de fator de potência unitário e os resultados experimentais dos protótipos utilizando lâmpadas fluorescentes é apresentada neste trabalho, validando a teoria e comprovando a viabilidade técnica das propostas.

Abstract of Dissertation presented to UFSC as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master in Electrical Engineering.

NEW STRUCTURES OF FLUORESCENT LAMPS ELECTRONIC BALLASTS USING TECHNIQUES OF INTEGRATION FOR POWER FACTOR CORRECTION

Marcos Aurélio Izumida Martins

December / 2006

Advisor: Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.

Co-Advisor: Prof. Claudinor Bitencourt Nascimento, Dr. Eng.

Area of Concentration: Power Electronics and Electrical Drives.

Keywords: Electronic ballast, fluorescent lamps, high power factor, Charge-pump, Compact.

Number of pages: 110.

This work presents new topologies for electronic ballast with high power factor applied to fluorescent lamps, based on the Charge Pump concept, where stand out some characteristics as: reduction of the production cost due to smaller count of parts, low harmonic distortion in the input current, lower current in the switches and lower dc bus voltage. Besides, the principal characteristic of these new topologies is its simplicity and the great possibility to compact. The design methodology for the condition of unity power factor and the experimental results of a prototype feeding fluorescent lamps are presented in this work to verify the theory and proving the technical viability of the proposed topologies.

SUMÁRIO

Introdução	1
Capítulo 1 - Características das Lâmpadas Fluorescentes e Reatores Eletrônicos.....	4
1.1 Introdução	4
1.2 Características das Lâmpadas Fluorescentes.....	5
1.3 Aspectos Construtivos das Lâmpadas Fluorescentes	5
1.4 Tipos de Lâmpadas Fluorescentes.....	6
1.5 Características da Lâmpada PL-26W	7
1.6 Características da Lâmpada T8-16W	7
1.7 Características da Lâmpada T8-32W	8
1.8 Características dos Reatores Eletrônicos.....	8
1.9 Reatores Eletrônicos Utilizando o Conceito “Charge-pump”	9
1.10 Diversas Topologias Para Reatores Eletrônicos.....	10
Capítulo 2 – Reator CIC-CPPFC Para Uma Lâmpada do Tipo PL-26W	17
2.1 Introdução	17
2.2 Topologia Proposta.....	17
2.3 Princípio de Funcionamento.....	20
2.4 Etapas de Operação	20
2.5 Formas de Onda.....	24
2.6 Análise Matemática	25
2.6.1 Considerações.....	26
2.6.2 Condições iniciais.....	26
2.6.3 Intervalo de t_0 a t_2	27
2.6.4 Intervalo de t_2 a t_3	31
2.6.5 Cálculo da corrente média no indutor	31
2.6.6 Metodologia de Projeto	35
2.6.7 Cálculo de C	36
2.6.8 Cálculo de L	36
2.6.9 Cálculo dos Elementos do Circuito Ressonante.....	37
2.7 Resultados de Simulação	40
2.8 Resultados Experimentais	43
2.9 Conclusão	49

Capítulo 3 - Reator CIC-CPPFC Para Duas Lâmpadas do Tipo T8-16W	50
3.1 Introdução	50
3.2 Topologia Proposta.....	50
3.3 Princípio de Funcionamento	52
3.4 Etapas de operação	53
3.5 Formas de Onda.....	59
3.6 Análise Matemática	59
3.6.1 Considerações.....	60
3.6.2 Condições iniciais.....	60
3.6.3 Intervalo de t_1 a t_4	61
3.6.4 Intervalo de t_4 a t_5	62
3.6.5 Cálculo da corrente média no indutor	62
3.6.6 Metodologia de Projeto	63
3.6.7 Cálculo de C	64
3.6.8 Cálculo de L	64
3.6.9 Cálculo dos Elementos do Circuito Ressonante.....	64
3.7 Resultados de Simulação	68
3.8 Resultados Experimentais	71
3.9 Conclusão	77
Capítulo 4 - Reator CIC-CPPFC Para Duas Lâmpadas do Tipo T8-32W	78
4.1 Introdução.....	78
4.2 Topologia Proposta.....	78
4.3 Princípio de Funcionamento.....	80
4.4 Etapas de operação	81
4.5 Formas de Onda.....	87
4.6 Análise Matemática	87
4.6.1 Considerações.....	88
4.6.2 Condições iniciais.....	88
4.6.3 Intervalo de t_1 a t_4	89
4.6.4 Metodologia de Projeto	91
4.6.5 Cálculo de C_{P1} e C_{P2}	91
4.6.6 Cálculo de L_{in1} e L_{in2}	92
4.6.7 Cálculo dos Elementos do Circuito Ressonante.....	92

4.7	Resultados de Simulação	95
4.8	Resultados Experimentais	98
4.9	Conclusão	104
Capítulo 5 - Conclusão Geral		105
Capítulo 6 - Referências Bibliográficas		107

LISTA DE FIGURAS

Fig. 1.1 – Reator eletrônico sem correção do fator de potência.....	11
Fig. 1.2 – Reator eletrônico com estágios integrados.....	11
Fig. 1.3 – Reator eletrônico “Voltage Source – Charge Pump Power Factor Correction” (VS-CPPFC).....	12
Fig. 1.4 – Reator eletrônico “Current Source – Charge Pump Power Factor Correction” (CS-CPPFC).....	13
Fig. 1.5 – Diagrama de blocos do conversor PFC.....	14
Fig. 1.6 – Formas de onda requeridas do conversor PFC.....	14
Fig. 1.7 – Reator eletrônico “Continuous Input Current – Charge Pump Power Factor Correction” (CIC-CPPFC).....	15
Fig. 1.8 - Topologia apresentada por Moisin [10] para Reator eletrônico “Continuous Input Current – Charge Pump Power Factor Correction” (CIC-CPPFC).....	16
Fig. 2.1 – Topologia apresentada no trabalho de Moisin.....	19
Fig. 2.2 - Topologia apresentada por Nascimento em [16] e [17].....	19
Fig. 2.3 - Topologia proposta.....	19
Fig. 2.4 - 1ª Etapa de operação.....	21
Fig. 2.5 - 2ª Etapa de operação.....	22
Fig. 2.6 - 3ª Etapa de operação.....	22
Fig. 2.7 - 4ª Etapa de operação.....	23
Fig. 2.8 - 5ª Etapa de operação.....	24
Fig. 2.9 - 6ª Etapa de operação.....	24
Fig. 2.10 - Formas de onda da topologia proposta.....	25
Fig. 2.11 – Circuito ressonante equivalente e tensão aplicada.....	37
Fig. 2.12 – Circuito simulado.....	41
Fig. 2.13 – Tensão e corrente de entrada.....	41
Fig. 2.14 – Corrente na lâmpada com sua envoltória em baixa frequência.....	42
Fig. 2.15 – Detalhe da comutação em um dos interruptores.....	42
Fig. 2.16 - Circuito do protótipo montado.....	43
Fig. 2.17 - Tensão e corrente de entrada (t=4ms; v=100V/div; i=200mA/div).....	44
Fig. 2.18 - Espectro harmônico da corrente de entrada, conforme IEC 61000-3-2.....	44
Fig. 2.19 - Corrente na lâmpada com fator de crista igual a 1,595 (t=10ms; i=200mA/div)...	45

Fig. 2.20 - Tensão, corrente e potência na lâmpada ($t=10\mu\text{s}/\text{div}$; $v=50\text{V}/\text{div}$; $i=500\text{mA}/\text{div}$; $p=20\text{W}/\text{div}$).....	45
Fig. 2.21 - Tensão e corrente no interruptor durante a comutação ($t=4\mu\text{s}/\text{div}$; $v=200\text{V}/\text{div}$; $i=500\text{mA}/\text{div}$).....	46
Fig. 2.22 - Tensão de barramento durante a ignição ($t=100\text{ms}/\text{div}$; $v=200\text{V}/\text{div}$).....	47
Fig. 2.23 - Tensão de barramento em regime ($t=100\text{ms}/\text{div}$; $v=200\text{V}/\text{div}$).....	47
Fig. 2.24 - Tensão na lâmpada durante o processo de partida ($t=40\text{ms}/\text{div}$; $v=200\text{V}/\text{div}$).....	48
Fig. 3.1 – Topologia proposta no capítulo anterior para uma lâmpada.....	51
Fig. 3.2 – Topologia proposta para duas lâmpadas.....	52
Fig. 3.3 - 1ª Etapa de operação.....	53
Fig. 3.4 - 2ª Etapa de operação.....	54
Fig. 3.5 - 3ª Etapa de operação.....	55
Fig. 3.6 - 4ª Etapa de operação.....	55
Fig. 3.7 - 5ª Etapa de operação.....	56
Fig. 3.8 - 6ª Etapa de operação.....	57
Fig. 3.9 - 7ª Etapa de operação.....	57
Fig. 3.10 - 8ª Etapa de operação.....	58
Fig. 3.11 – Formas de onda do reator para duas lâmpadas.....	59
Fig. 3.12 - Circuito ressonante equivalente e tensão aplicada.....	65
Fig. 3.13 – Circuito simulado.....	69
Fig. 3.14 – Tensão e corrente de entrada.....	69
Fig. 3.15 – Corrente na lâmpada com sua envoltória em baixa frequência.....	70
Fig. 3.16 – Detalhe da comutação em um dos interruptores.....	70
Fig. 3.17 – Circuito do reator para duas lâmpadas T8-16W com frequência fixa.....	71
Fig. 3.18 - Tensão e corrente de entrada ($t=4\text{ms}$; $v=100\text{V}/\text{div}$; $i=200\text{mA}/\text{div}$).....	72
Fig. 3.19 - Espectro harmônico da corrente de entrada, conforme IEC 61000-3-2.....	72
Fig. 3.20 - Corrente na lâmpada com fator de crista igual a 1,678 ($t=4\text{ms}$; $i=200\text{mA}/\text{div}$).....	73
Fig. 3.21 - Tensão, corrente e potência na lâmpada ($t=4\mu\text{s}$; $v=100\text{V}/\text{div}$; $i=200\text{mA}/\text{div}$; $p=10\text{W}/\text{div}$).....	73
Fig. 3.22 - Tensão e corrente no interruptor durante a comutação ($t=4\mu\text{s}/\text{div}$; $v=200\text{V}/\text{div}$; $i=500\text{mA}/\text{div}$).....	74
Fig. 3.23 - Tensão de barramento na partida ($t=100\text{ms}/\text{div}$; $v=200\text{V}/\text{div}$).....	75
Fig. 3.24 - Tensão de barramento em regime ($t=100\text{ms}/\text{div}$; $v=200\text{V}/\text{div}$).....	75

Fig. 3.25 – Tensão nas duas lâmpadas durante o processo de partida ($t=400\text{ms/div}$; $v=200\text{V/div}$).	76
Fig. 3.26 – Tensão e corrente nas duas lâmpadas ($t=10\mu\text{s/div}$; $v=100\text{V/div}$; $i=1\text{A/div}$).	76
Fig. 4.1 – Estrutura proposta no capítulo 2.	79
Fig. 4.2 – Estrutura proposta para duas lâmpadas.	80
Fig. 4.3 - 1ª Etapa de operação.	81
Fig. 4.4 - 2ª Etapa de operação.	82
Fig. 4.5 - 3ª Etapa de operação.	83
Fig. 4.6 - 4ª Etapa de operação.	83
Fig. 4.7 - 5ª Etapa de operação.	84
Fig. 4.8 - 6ª Etapa de operação.	84
Fig. 4.9 - 7ª Etapa de operação.	85
Fig. 4.10 - 8ª Etapa de operação.	86
Fig. 4.11 – Formas de onda da estrutura proposta.	87
Fig. 4.12 – Circuito ressonante equivalente e tensão aplicada.	92
Fig. 4.13 – Circuito simulado.	96
Fig. 4.14 – Tensão e corrente de entrada.	97
Fig. 4.15 – Corrente na lâmpada com sua envoltória em baixa frequência.	97
Fig. 4.16 – Detalhe da comutação em um dos interruptores.	98
Fig. 4.17 - Circuito do reator para duas lâmpadas T8-32W com frequência fixa.	98
Fig. 4.18 - Tensão e corrente de entrada ($t=4\text{ms}$; $v=100\text{V/div}$; $i=500\text{mA/div}$).	99
Fig. 4.19 - Espectro harmônico da corrente de entrada, conforme IEC 61000-3-2.	100
Fig. 4.20 - Corrente na lâmpada com fator de crista igual a 1,618 ($t=4\text{ms}$; $i=100\text{mA/div}$). ...	100
Fig. 4.21 - Tensão, corrente e potência na lâmpada ($t=10\mu\text{s}$; $v=100\text{V/div}$; $i=500\text{mA/div}$; $p=20\text{W/div}$).	101
Fig. 4.22 - Tensão e corrente no interruptor durante a comutação ($t=4\mu\text{s/div}$; $v=100\text{V/div}$; $i=500\text{mA/div}$).	101
Fig. 4.23 - Tensão de barramento na partida ($t=100\text{ms/div}$; $v=200\text{V/div}$).	102
Fig. 4.24 - Tensão de barramento em regime ($t=4\text{ms/div}$; $v=100\text{V/div}$).	102
Fig. 4.25 - Tensão nas duas lâmpadas durante o processo de partida ($t=200\text{ms/div}$; $v=500\text{V/div}$).	103
Fig. 4.26 - Tensão e corrente nas duas lâmpadas ($t=20\mu\text{s/div}$; $v=200\text{V/div}$; $i=500\text{mA/div}$).	103

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 - Dados coletados na esfera de integração.....	48
---	----

SIMBOLOGIA

1. Símbolos utilizados no trabalho

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>	<i>Unidade</i>
C_f, C_{f1} e C_{f2}	Capacitâncias dos filtros de entrada	F
C_1 e C_2	Capacitâncias “Charge pump”	F
C_{P1} e C_{P2}	Capacitâncias “Charge pump”	F
C_r, C_{r1} e C_{r2}	Capacitâncias de partida da lâmpada	F
C_d, C_{d1} e C_{d2}	Capacitâncias dos circuitos ressonantes do estágio inversor	F
C_{in}	Capacitância “Charge pump”	F
C_B	Capacitância do barramento CC	F
D_1, D_2, D_3 e D_4	Diodos retificadores	-
D_y	Diodo “Charge pump”	-
f_{or}	Frequência de ressonância entre L_r e C_d em regime permanente	Hz
f_{op}	Frequência de ressonância durante o processo de partida	Hz
ω_{op}	Frequência angular de ressonância durante o processo de partida	rad/s
f_s	Frequência de comutação do reator	Hz
ω	Frequência angular da fonte de alimentação de entrada do reator	rad/s
f	Frequência da fonte de alimentação de entrada do reator	Hz
I_{Lmed}	Corrente média da indutância Boost	A
$i_g(t)$	Corrente instantânea da fonte de alimentação de entrada do reator	A
$i_{Lamp}(t)$	Corrente instantânea nas lâmpadas	A
I_{PLamp}	Corrente de pico na lâmpada	A
I_{Lamp}	Corrente de pico parametrizada na lâmpada	A
$i_{CP1}(t)$ e $i_{CP2}(t)$	Correntes instantâneas nas capacitâncias “Charge pump”	A
$v_{CP1}(t)$ e $v_{CP2}(t)$	Tensões instantâneas nas capacitâncias “Charge pump”	V

$i_{cf1}(t)$ e $i_{cf2}(t)$	Correntes instantâneas nas capacitâncias de entrada	A
$v_{cf1}(t)$ e $v_{cf2}(t)$	Tensões instantâneas nas capacitâncias de entrada	V
$i_{Lin1}(t)$ e $i_{Lin2}(t)$	Correntes dos indutores Boost de entrada	A
$v_{Lin1}(t)$ e $v_{Lin2}(t)$	Tensões nos indutores Boost de entrada	V
$i_L(t)$	Corrente do indutor boost	A
K	Parte da corrente do indutor boost	A
K_1	Parte da corrente média do indutor boost	A
K_2	Parte da corrente média do indutor boost acoplado magneticamente	A
L_f	Indutância do filtro de entrada	H
L_r , L_{r1} e L_{r2}	Indutâncias dos circuitos ressonantes	H
L_{in} , L_{in1} e L_{in2}	Indutâncias Boost de entrada	H
$p_{in}(t)$	Potência instantânea fornecida pela fonte de alimentação de entrada	W
P_{in}	Potência média fornecida pela fonte de alimentação de entrada durante um período de comutação do inversor	W
P_0	Potência de operação de cada lâmpada	W
V_0	Tensão do filtro de saída	V
$v_{Cr}(t)$	Tensão no capacitor de partida	V
V_{Cr}	Tensão de pico no capacitor de partida	V
X_L	Impedância do indutor de saída	Ω
X_{Cr} , X_{Cr1} e X_{Cr2}	Impedâncias dos capacitores de partida	Ω
X_{Cd1} e X_{Cd2}	Impedâncias dos capacitores ressonantes	Ω
X_{Lin1} e X_{Lin2}	Impedâncias dos indutores de entrada	Ω
X_{cf1} e X_{cf2}	Impedâncias dos capacitores de entrada	Ω
C_{eq}	Capacitância equivalente do circuito ressonante	F
R	Resistência equivalente da lâmpada	Ω

D_{T1} e D_{T2}	Diodos intrínsecos dos interruptores	-
T_s	Período de comutação do inversor	s
t	Instante de tempo	s
$v_g(t)$	Tensão da fonte de alimentação de entrada do reator	V
$i_x(t)$	Forma de onda da corrente necessária para manutenção da corrente contínua na entrada	
$v_x(t)$	Forma de onda da tensão necessária para manutenção da corrente contínua na entrada	
$ v_g(t) $	Módulo da tensão da fonte de alimentação de entrada do reator	V
V_B	Tensão do barramento CC (tensão do capacitor C_B)	V
V_P	Tensão de pico da fonte de alimentação de entrada	V
$v_{ms}(t)$, $v_{ms1}(t)$ e $v_{ms2}(t)$	Tensão de saída do circuito inversor	V
Z_0	Impedância equivalente entre C_{in} e L_{in}	Ω
ϕ	Deslocamento angular e a tensão e a corrente da fonte de alimentação CA	rad
η	Rendimento do reator	%
θ	Deslocamento angular entre a tensão e a corrente das lâmpadas	rad
ρ_p	Relação entre a frequência de ressonância do circuito ressonante durante o processo de partida e a frequência de comutação do inversor	-
α	Relação entre a frequência de ressonância do circuito ressonante em regime permanente e a frequência de comutação inversor	-
ω_s	Frequência angular de comutação do inversor	rad/s
ω_0	Frequência angular de ressonância entre C_{in} e L_{in}	rad/s
ω_t	Frequência angular da rede de alimentação	rad/s

2. Acrônimos e abreviaturas

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>
CA	Corrente Alternada

CC	Corrente Contínua
CI	Circuito integrado
CIC	“Continuous Input Current”
CS	“Current Source”
TDH	Taxa de Distorção Harmônica
ZVS	Zero Voltage Switch
LC	Filtro indutivo-capacitivo
FC	Fator de Crista
FP	Fator de Potência
PFC	“Power Factor Correction”
CPPFC	“Charge Pump Power Factor Correction”
VS	“Voltage Source”
CRI	Índice de reprodução de cores
CFP	Correção do Fator de Potência

3. Símbolos de unidades de grandezas físicas

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>
A	Ampère
C	Coulomb
Hz	Hertz
F	Faraday
H	Henry
s	Segundos
V	Volt
W	Watt
Ω	Ohm
K	Kelvin
lm	lumens
lm/W	Lumens/Watt
div	Divisão relativa no osciloscópio

4. Símbolos dos elementos de circuitos

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>
C	Capacitor
D	Diodo
L	Indutor
D _z	Diodo Zener
Lamp, Lamp1 e Lamp2	Lâmpadas
Diac	Diac
R	Resistor
FS	Fusível
T ₁ e T ₂	Interruptores do inversor
MOSFET	Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor

5. Entidades Oficiais

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>
UFSC	Universidade Federal de Santa Catarina
IR e IRF	Internacional Rectifier
IEC	Internacional Electrotechnical Commission
NBR	Normas Brasileiras
INMETRO	Instituto Nacional de Metrologia, Normalização e Qualidade Industrial

Introdução

Atualmente a preocupação com a qualidade da energia elétrica fornecida pela rede pública é enorme. Praticamente todos os equipamentos eletrônicos possuem um conversor eletrônico em seu interior, onde a energia proveniente da rede elétrica na forma senoidal é transformada em diferentes formas e níveis, as quais são utilizadas efetivamente pelo equipamento eletrônico. A grande maioria destes conversores eletrônicos, por questões meramente econômicas, causa deterioração na forma de onda da tensão da rede elétrica, ocasionado devido à forma de onda da corrente ser não senoidal. Por este motivo, ocorre a necessidade de utilização de algum dispositivo ou técnica para a correção do fator de potência, de modo a minimizar o conteúdo harmônico da corrente suprida da rede pública e, com isso, manter o fator de potência próximo da unidade. Alguns exemplos de técnicas e conceitos utilizados neste trabalho podem ser encontrados nas referências [6] e [8].

A busca por redução de custos é sempre incansável, e o mercado de iluminação não é exceção. As novas estruturas apresentadas neste trabalho têm como objetivo principal, apresentar propostas que possuem um número reduzido de componentes, em função da integração de elementos passivos. O objetivo é minimizar os custos de produção e, com isso, tentar igualar o preço final ao consumidor com os reatores eletrônicos sem correção do fator de potência, e que obedeçam todas as especificações das normas nacionais e internacionais de certificação de reatores eletrônicos. Estas novas propostas topológicas vêm se apresentar como soluções altamente viáveis para uma fatia bastante grande do mercado de energia elétrica, que possui cerca de 25% da energia consumida por fontes de iluminação artificial.

Recente estudo sobre avaliação técnica e econômica de reatores eletrônicos, apresentado em [37], mostra que com a diferença entre reatores eletrônicos com alto fator de potência e reatores com baixo fator de potência, no que se refere aos gastos com o fornecimento de energia, alguns ganhos podem começar a ser significativos para consumidores residenciais, a partir da utilização por mais de sete horas por dia. Para os consumidores comerciais e industriais, onde ocorre a cobrança por energia reativa, é extremamente compensador para qualquer tempo de utilização. E isto não ocorre só por questões econômicas mas, muito, por estarem contribuindo efetivamente para a manutenção da qualidade de energia.

O uso de reatores eletrônicos operando em alta frequência é visivelmente atraente, conforme [7], quando se leva em conta um menor consumo de energia. Esta redução no consumo de energia é obtida através do seu alto rendimento e de uma maior eficiência luminosa (lm/W), onde é possível obter uma mesma quantidade de lumens na lâmpada sem a necessidade da aplicação da potência nominal [2]. Outra grande vantagem da operação em alta frequência é que o peso e o volume dos elementos magnéticos são reduzidas proporcionalmente com o aumento da frequência de operação. Além disso, não apresentam ruído audível e efeito estroboscópico.

As soluções propostas neste trabalho utilizam vários conceitos já consagrados na área de projetos de reatores eletrônicos para lâmpadas fluorescentes, tais como: integração dos estágios do inversor e de correção do fator de potência, “Charge-pump”, mais especificamente “Continuous Input Current – Charge Pump Power Factor Correction” (CIC-CPPFC) [14]. Estas técnicas e conceitos altamente discutidos e relatados apresentam grandes vantagens citadas nas referências [12]-[14].

Este trabalho apresenta uma nova versão para os conceitos citados, onde alguns dos elementos do tanque ressonante são dispostos de maneira integrada a outras etapas do reator, como o filtro de entrada e o circuito limitador de corrente. As estruturas são topologicamente mais simples e reduzidas e ainda conseguindo manter todas as boas características de suas estruturas predecessoras.

No capítulo 1 serão apresentados conceitos fundamentais da área de projetos de reatores eletrônicos, desde conceitos provenientes de normas regulamentadoras internacionais até questões ligadas aos aspectos construtivos e paramétricos. Será apresentada uma visão geral dos aspectos construtivos das lâmpadas fluorescentes, suas diversas variedades e tipos encontrados no mercado. Será apresentada também uma evolução topológica dos reatores eletrônicos utilizando o conceito “Charge-pump” até chegar à estrutura que deu origem a este trabalho.

No capítulo 2 será apresentada a primeira estrutura, que consiste de um reator eletrônico para uma lâmpada do tipo PL-26W. Será apresentada de maneira mais minuciosa a evolução topológica da estrutura, o princípio de funcionamento, a análise matemática para os elementos principais de potência e do filtro de saída equivalente, além dos resultados experimentais alcançados com a implementação de um protótipo da estrutura proposta com comando auto-oscilante dos interruptores.

No capítulo 3 será apresentada a segunda estrutura, que é um reator eletrônico para duas lâmpadas do tipo T8-16W. Serão apresentadas algumas considerações que foram necessárias para o aproveitamento da estrutura anterior como base para a evolução, a análise matemática para os elementos de potência e do filtro de saída equivalente e os resultados experimentais de um protótipo montado com frequência fixa para o estágio inversor de saída.

No capítulo 4 será apresentada a última estrutura estudada, que consiste de um reator eletrônico para duas lâmpadas do tipo T8-32W, onde serão apresentadas as modificações feitas na estrutura apresentada no capítulo 2, que é base do presente trabalho. As devidas considerações, para a sua utilização com duas lâmpadas também serão apresentadas, junto com a análise matemática completa e os resultados experimentais de um protótipo montado em laboratório com a utilização do circuito integrado IR-2153 para o comando dos interruptores do estágio inversor.

No capítulo 5 são apresentadas as considerações finais, onde são destacados os principais pontos conclusivos alcançados de cada topologia proposta neste trabalho.

Capítulo 1- Características das Lâmpadas Fluorescentes e Reatores Eletrônicos

1.1 Introdução

A iluminação é responsável pelo consumo de 25% de toda a energia elétrica produzida sendo que, além de todo este montante consumido pela iluminação, 20% é gasto pelos sistemas de refrigeração para retirada do calor gerado pelas fontes de iluminação [3].

Lâmpadas incandescentes são capazes de transformar apenas 10% da energia consumida em luz, o restante é perdido na forma de calor.

Novas tecnologias de iluminação têm avançado rapidamente, e o uso de lâmpadas e reatores mais eficientes pode ser uma boa opção para os atuais elevados índices de consumo de energia elétrica.

Estudos mostram que a simples troca das lâmpadas incandescentes por fontes de luz fluorescentes acarreta em uma economia da ordem de 35%. Ainda, quando as luminárias são trocadas por peças mais eficientes, aliado ao uso de sensores de presença e dispositivos de controle de potência, em algumas aplicações a economia pode chegar a níveis da ordem de 86% [3].

Há tempos atrás se levava a crer que as lâmpadas fluorescentes seriam ecologicamente ruins, em função da presença de vapor de mercúrio na sua composição, mas estudos recentes mostraram que a incrível redução do consumo de energia, apresentada pela simples troca de fontes incandescentes por fluorescentes, reduziram enormemente a emissão de mercúrio na atmosfera, causada pela queima do carvão, nas estações termoelétricas. Mesmo sem um destino adequado para os rejeitos tóxicos das lâmpadas fluorescentes colocadas no lugar das incandescentes, há uma redução significativa no total de emissão de mercúrio na atmosfera.

1.2 Características das Lâmpadas Fluorescentes

Lâmpadas fluorescentes podem ser definidas como lâmpadas elétricas de descarga de baixa pressão de vapor de mercúrio, tendo como revestimento interno do tubo de vidro material fluorescente capaz de transformar a radiação ultravioleta proveniente da descarga interna em luz visível.

As primeiras lâmpadas fluorescentes foram apresentadas pelo cientista Campbell por volta de 1941, mas durante a II Guerra Mundial as pesquisas foram interrompidas, sendo retomadas em 1946 e, a partir desta data, a popularidade destas lâmpadas foi quase que instantânea. Já em 1970, utilizando dispositivos eletromagnéticos, as lâmpadas fluorescentes tubulares tornaram-se a fonte de luz artificial dominante no mercado. Atualmente são encontradas em qualquer parte do mundo, sendo aplicadas principalmente no meio industrial e comercial. Mas, com o advento da expansão e redução nos custos de produção dos reatores eletrônicos, começam a liderar também nas aplicações residenciais.

A alta eficiência, o bom rendimento, a facilidade de manutenção e o tempo de vida útil elevado, levaram a estimativa de que cerca de 80% das fontes de luz artificial sejam fluorescentes.

No ano de 1980 apareceram as primeiras lâmpadas fluorescentes compactas no mercado europeu. Estas lâmpadas são referenciadas popularmente como lâmpadas econômicas e eficientes, quando comparadas com as lâmpadas incandescentes. Com estas lâmpadas é possível obter significativa redução da potência consumida, com o mesmo fluxo luminoso.

1.3 Aspectos Construtivos das Lâmpadas Fluorescentes

As lâmpadas fluorescentes tubulares são essencialmente tubos de descarga elétrica de baixa pressão com catodo aquecido. A descarga elétrica é de baixa pressão no vapor de mercúrio.

Basicamente a energia dissipada na descarga elétrica é convertida em radiação ultravioleta. Apenas 3% da energia é convertida diretamente em luz visível e 63% em

radiação ultravioleta, o restante é dissipado na forma de calor, tanto na coluna de descarga quanto nos eletrodos.

A radiação ultravioleta proveniente da coluna de descarga atravessa a cobertura de fósforo interna do tubo de vidro. Esta energia na forma de radiação ultravioleta é absorvida pelo material da cobertura. A maior parte desta energia é convertida em radiação visível e o restante é convertido em calor e dissipado pela cobertura de fósforo [2].

Pode-se verificar que a eficiência de uma lâmpada fluorescente depende de dois principais fatores. Primeiramente a eficiência da conversão da energia elétrica proveniente da rede elétrica em radiação ultravioleta e posteriormente a eficiência da conversão da radiação ultravioleta em luz visível.

Os dois fatores citados dependem da estrutura física do tubo de descarga. Alguns parâmetros construtivos do tubo de descarga devem ser considerados para se obter um melhoramento dos fatores de eficiência, tais como:

- O comprimento do tubo de descarga;
- O diâmetro do tubo de descarga;
- A proporção da mistura de gases, vapor de mercúrio e gases inertes no interior do tubo de descarga (Argônio, Criptônio e Neônio);
- A pressão interna dos gases no tubo de descarga;

Os valores escolhidos para estes parâmetros é que determinarão a eficiência da produção da radiação ultravioleta.

1.4 Tipos de Lâmpadas Fluorescentes

As lâmpadas fluorescentes podem ser divididas principalmente em:

- Lâmpadas fluorescentes compactas;
- Lâmpadas fluorescentes tubulares;
- Lâmpadas fluorescentes com ponto único de conexão.

Nos últimos anos surgiu um grande número de lâmpadas fluorescentes tubulares, com um número também cada vez maior de reatores compatíveis para cada uma das aplicações. Isso torna a utilização dos reatores eletrônicos cada vez mais atrativos.

No presente trabalho, serão utilizadas lâmpadas PL-26W, consideradas lâmpadas fluorescentes com ponto único de conexão e as lâmpadas T8-16W e T8-32W, que são lâmpadas fluorescentes tubulares.

1.5 Características da Lâmpada PL-26W

As principais características das lâmpadas PL-26W são:

- Potência: 26W;
- Tempo de vida útil: 10.000 horas;
- Temperatura de cor: 2.700, 3.000, 3.500, 4.100K;
- Índice de reprodução de cores: 82 CRI;
- Fluxo luminoso de saída: 1.800 lm;
- Eficiência máxima: 69 lm/W;
- Comprimento: 170 mm.

1.6 Características da Lâmpada T8-16W

As principais características das lâmpadas T8-16W são:

- Potência: 16W;
- Tempo de vida útil: 7.500 horas;
- Temperatura de cor: 3.000, 4.000K;
- Índice de reprodução de cores: 60 - 89 CRI;
- Fluxo luminoso de saída: 1.050 lm;
- Eficiência máxima: 65 lm/W;
- Comprimento: 590 mm.

1.7 Características da Lâmpada T8-32W

As principais características das lâmpadas T8-32W são:

- Potência: 32W;
- Tempo de vida útil: 7.500 horas;
- Temperatura de cor: 3.000, 4.100K;
- Índice de reprodução de cores: 60 - 89 CRI;
- Fluxo luminoso de saída: 3.050 lm;
- Eficiência máxima: 95 lm/W;
- Comprimento: 1.200 mm.

1.8 Características dos Reatores Eletrônicos

Reatores eletrônicos podem ser definidos como dispositivos que fazem a ligação entre a fonte de alimentação e a lâmpada de descarga, de modo que seja capaz de limitar a corrente na lâmpada durante a operação em regime permanente e fornecer energia suficiente para a partida da mesma.

Os reatores eletrônicos são compostos principalmente de dois estágios básicos. Primeiramente o estágio retificador, onde a tensão proveniente da rede é transformada em tensão contínua, e um segundo estágio inversor onde a tensão contínua novamente é transformada em tensão alternada, sendo esta última transformação capaz de fazer a tensão variar em alta frequência. Entre os dois estágios citados se deve colocar um outro estágio, responsável pela correção do fator de potência.

Uma outra característica do reator eletrônico é o processo de partida, onde alguns dispositivos são capazes de fornecer à lâmpada uma corrente de pré-aquecimento do filamento, impedindo que a mesma tenha partida a frio. Isso também possibilita que a mesma tenha partida através de níveis de tensão menos elevados, sendo definida como partida rápida, quando a mesma é pré-aquecida e partida instantânea quando a mesma tem a sua partida a frio.

Com o desenvolvimento dos semicondutores de potência, com capacidade de comutação de elevados valores de tensão em altas frequências, foi possível a construção de dispositivos eletrônicos capazes de controlar a corrente das lâmpadas fluorescentes, com um custo e volume aceitável pelo mercado.

Além destas vantagens já citadas, os reatores eletrônicos possuem uma série de outras vantagens, tais como:

1. A economia de energia chega a 30% quando comparados com os reatores eletromagnéticos convencionais;
2. Aumento da vida útil da lâmpada;
3. Ausência do efeito estroboscópico e de cintilação;
4. Ausência de ruído;
5. Fator de potência elevado (quando possuir circuito CFP);
6. Alimentação em 60Hz, 50Hz ou CC;
7. Peso e volume reduzidos;
8. Custo de fabricação, instalação e manutenção reduzidas;
9. Algumas lâmpadas com tecnologias mais avançadas, só operam com reatores eletrônicos;
10. Proporcionam maior eficiência luminosa da lâmpada (lm/W).

Atualmente os reatores eletrônicos obedecem à norma internacional IEC 61000-3-2 Classe C [34] e as normas nacionais NBR 14417 [32] e 14418 [33] que regulamentam os reatores eletrônicos para lâmpadas fluorescentes tubulares. Também se faz presente a Portaria 188 do INMETRO [35], de 9 de Novembro de 2004 e, a partir de 12 de junho de 2006, entrou em vigor a portaria 132 do INMETRO [36] que regulamenta as lâmpadas fluorescentes compactas, que operam exclusivamente com reatores eletrônicos.

1.9 Reatores Eletrônicos Utilizando o Conceito “Charge-pump”

Os reatores eletrônicos que utilizam o conceito “Charge pump” têm como característica principal o baixo número de componentes aliado à compatibilidade com as normas vigentes. Conforme citado anteriormente, a tecnologia “Charge pump”, mais

especificamente “Continuous Input Current – Charge Pump Power Factor Correction” (CIC-CPPFC) [14], é uma solução bastante atrativa para a correção do fator de potência, pois consegue sanar diversos problemas apresentados por estruturas básicas de reatores eletrônicos que utilizam estágios pré-reguladores do tipo “Boost” ou “Buck-Boost” [1] para correção do fator de potência e, além disso, possuem bem menos componentes.

Reatores eletrônicos utilizando o conceito “Charge Pump”, além de custos de produção reduzidos por possuírem menor quantidade de componentes, apresentam características tais como: baixa distorção harmônica na corrente de entrada, menores correntes nos interruptores e menores tensões no barramento CC, o que possibilita a alimentação de entrada em 220V [1].

Diversos trabalhos a respeito da utilização do conceito “Charge-pump” em reatores eletrônicos já foram publicados. Dividindo-se em três categorias diferentes destaca-se as estruturas do tipo “Voltage Source – Charge Pump Power Factor Correction” (VS-CPPFC), no trabalho apresentado por Maehara [9]. Nas estruturas do tipo “Current Source – Charge Pump Power Factor Correction” (CS-CPPFC) os destaques são os trabalhos apresentados por Moisin [10] e Qian [11] e para as estruturas do tipo “Continuous Input Current – Charge Pump Power Factor Correction” (CIC-CPPFC) o destaque é o trabalho apresentado por Qian [14].

1.10 Diversas Topologias Para Reatores Eletrônicos

Primeiramente apresenta-se a topologia básica de um reator sem correção do fator de potência, que é a estrutura mais usada em sistemas de iluminação fluorescente de baixa potência, como as lâmpadas fluorescentes compactas encontradas facilmente nos supermercados do mundo inteiro. Constituído de um conversor série-paralelo ressonante na configuração meia-ponte, é alimentado por tensão não-simétrica. As vantagens para esta estrutura estão na simplicidade e na possibilidade de utilizar um circuito de comando auto-oscilante para o inversor, além da tensão nos interruptores não exceder o valor de pico da tensão da fonte de entrada. Mas a desvantagem da estrutura apresentada na Fig. 1.1 é o baixo fator de potência.

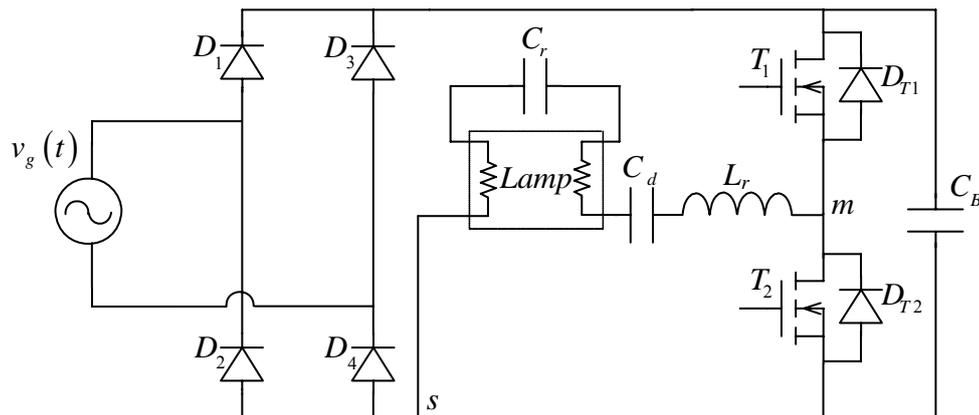


Fig. 1.1 – Reator eletrônico sem correção do fator de potência.

A Fig. 1.2 apresenta a estrutura de um reator com estágios integrados [6], onde o estágio pré-regulador “Boost” responsável pela correção do fator de potência está integrado ao inversor na configuração meia-ponte. Sua principal vantagem é a correção do fator de potência, o que é primordial nas configurações que operam com potências mais elevadas e cabíveis nas normas vigentes, mas com algumas desvantagens técnicas, tais como, correntes elevadas nos interruptores, tensão de barramento acima do valor de pico da tensão de entrada e filtros de entrada volumosos.

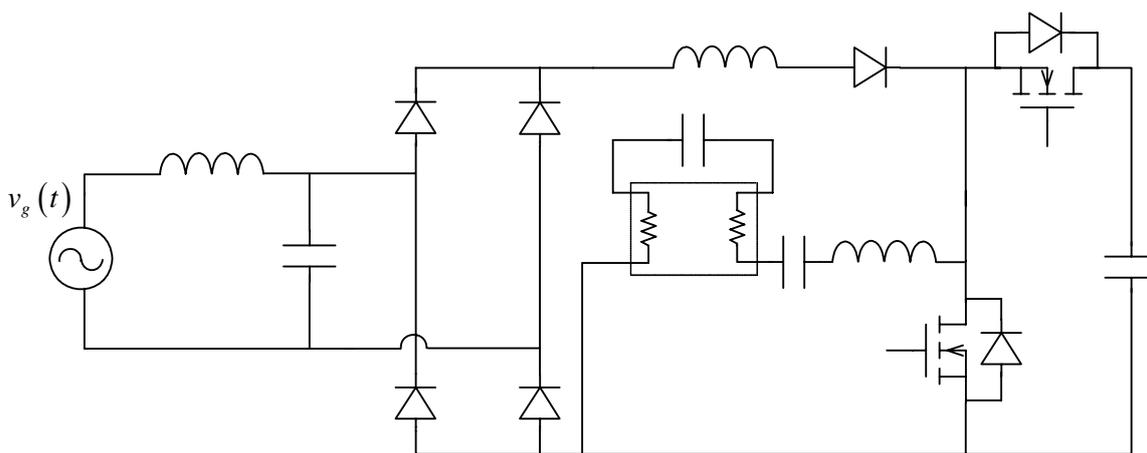


Fig. 1.2 – Reator eletrônico com estágios integrados.

Na seqüência são apresentadas as estruturas que utilizam o conceito “Charge-pump”. Tem-se a estrutura típica do tipo “Voltage Source – Charge Pump Power Factor Correction” (VS-CPPFC) [9] na Fig. 1.3, onde a correção do fator de potência acontece da

seguinte forma: durante a comutação dos interruptores do estágio inversor, a fonte $v_g(t)$, através do capacitor C_{in} , passa a fornecer corrente para o reator na frequência de comutação, aumentando o ângulo de condução dos diodos da ponte retificadora. Como desvantagem desta estrutura pode-se citar as elevadas correntes nos interruptores, que podem chegar a duas vezes a corrente de arco da lâmpada, provocando perdas por condução e conseqüente redução no rendimento.

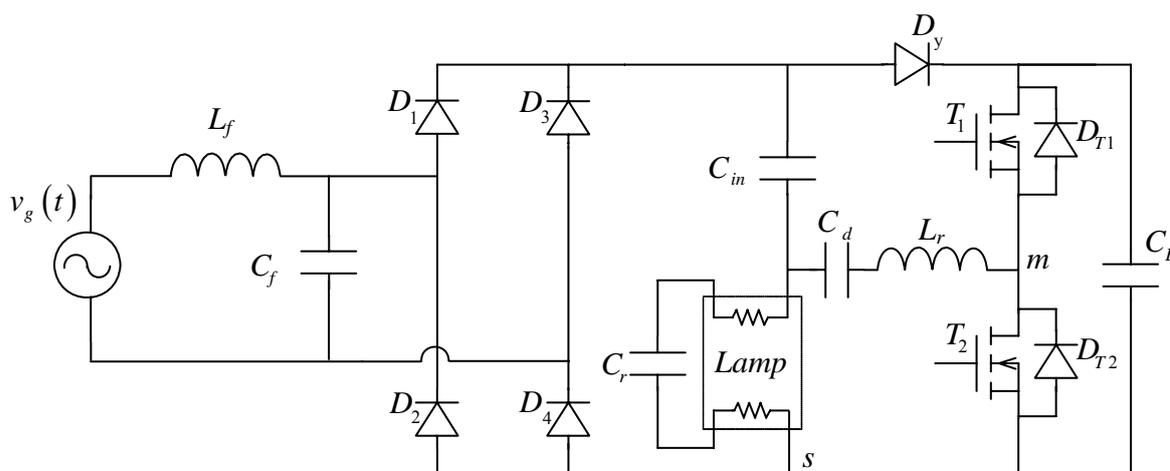


Fig. 1.3 – Reator eletrônico “Voltage Source – Charge Pump Power Factor Correction” (VS-CPPFC).

A Fig. 1.4 apresenta a estrutura típica de um reator do tipo “Current Source – Charge Pump Power Factor Correction” (CS-CPPFC) [10] e [11], onde a corrente do circuito ressonante é a mesma da lâmpada, caracterizando-se como uma fonte de corrente. Uma de suas vantagens em relação à anterior é o menor valor de corrente nos interruptores e o posicionamento do capacitor C_{in} , o que limita a tensão de barramento e propicia um caminho de retorno de energia para a lâmpada, o que melhora o fator de crista da corrente da lâmpada, onde o fator de crista é dado pela razão entre o valor de pico sobre o valor eficaz da corrente em questão.

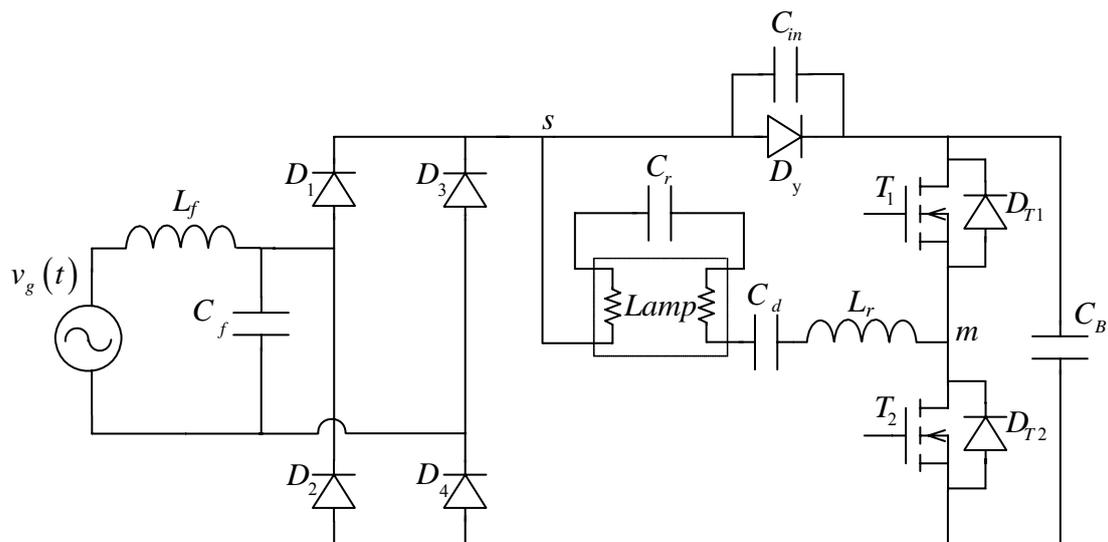


Fig. 1.4 – Reator eletrônico “Current Source – Charge Pump Power Factor Correction” (CS-CPPFC).

Na Fig. 1.5 mostra-se o diagrama do conversor PFC [14], que é o ponto de partida para obtenção do reator eletrônico “Continuous Input Current – Charge Pump Power Factor Correction” (CIC-CPPFC). O que caracteriza o reator ser do tipo CIC-CPPFC ou não, é a corrente fornecida pela fonte de entrada. Se nenhum filtro LC de entrada for inserido e mesmo assim a fonte fornecer corrente com condução contínua durante um período de comutação do inversor de saída, o reator é caracterizado como “Continuous Input Current – Charge Pump Power Factor Correction” (CIC-CPPFC), com corrente de entrada contínua, podendo ainda ser do tipo VS-CPPFC ou do tipo CS-CPPFC, dependendo apenas do tipo de corrente de saída [14].

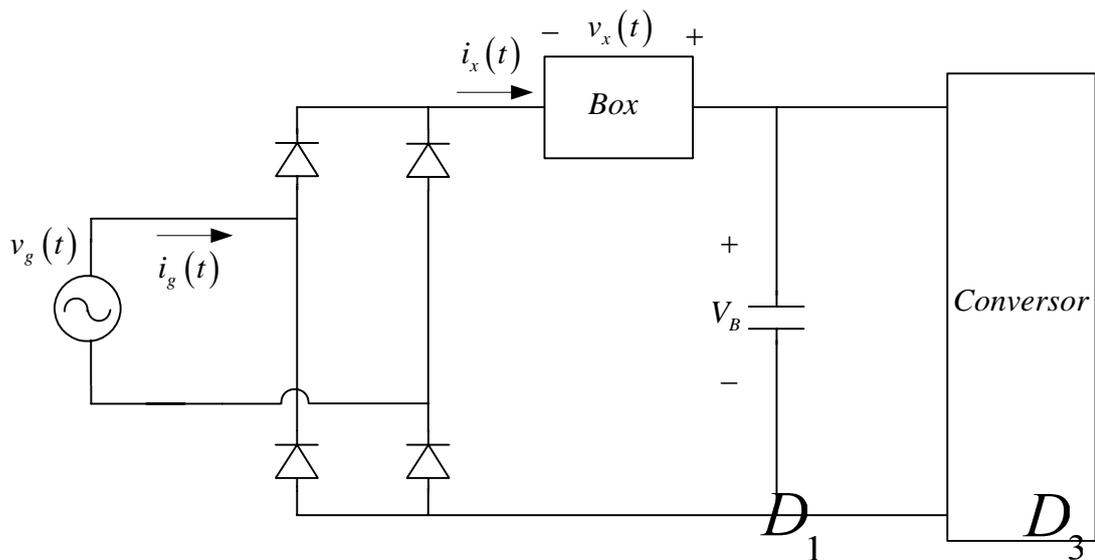


Fig. 1.5 – Diagrama do conversor PFC.

Para que o conversor alcance a característica desejada de condução contínua de corrente na entrada, o mesmo deve ser capaz de apresentar as formas de onda indicadas na Fig. 1.6, conforme os pontos de medição apresentados no diagrama da Fig. 1.5.

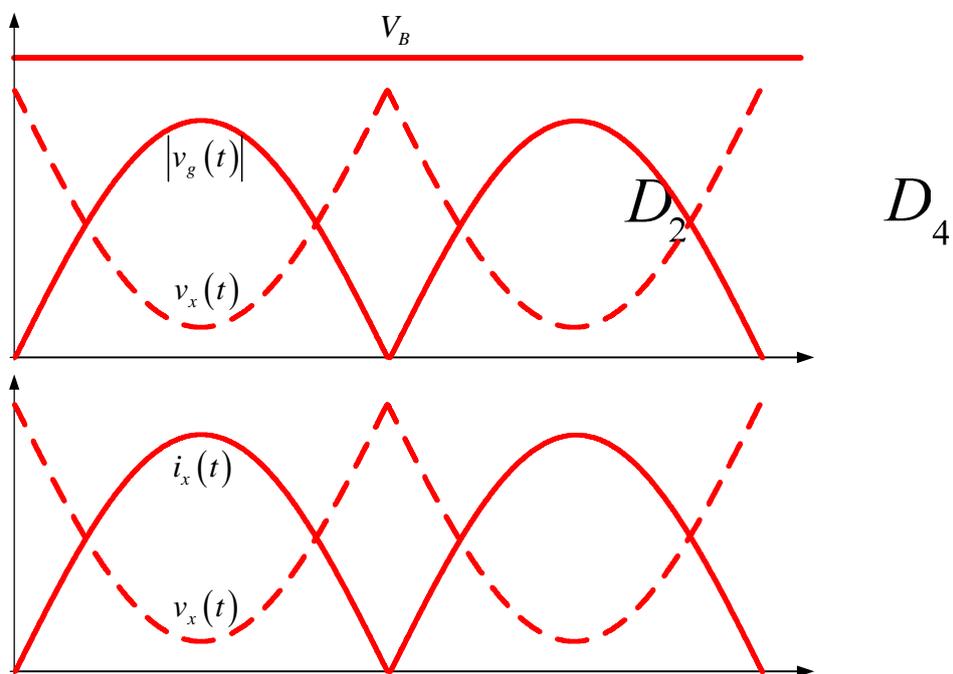


Fig. 1.6 – Formas de onda requeridas do conversor PFC.

Para se obter a saída desejada é preciso utilizar um conversor do tipo série-paralelo ressonante, fazendo com que o reator eletrônico “Continuous Input Current – Charge Pump Power Factor Correction” (CIC-CPPFC) tenha a configuração apresentada na Fig. 1.7.

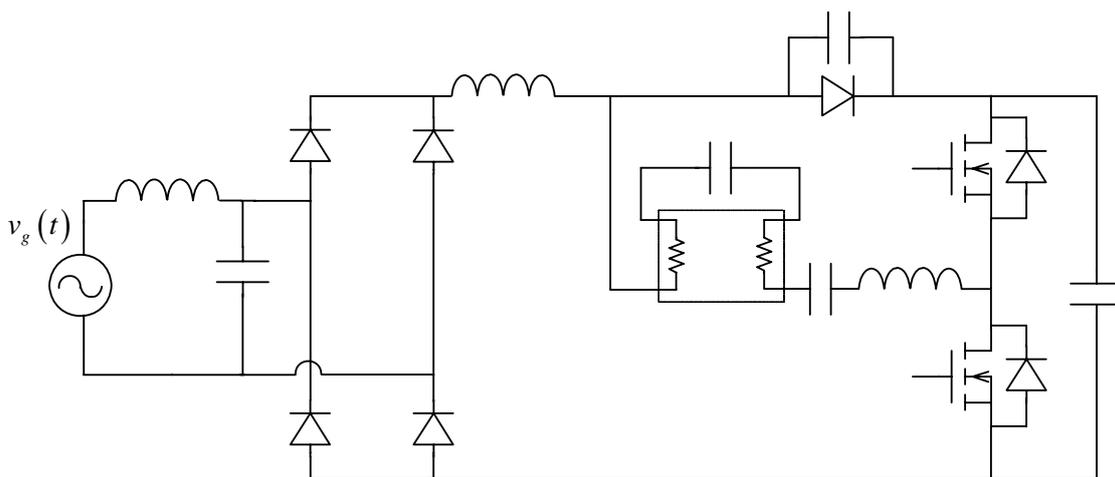


Fig. 1.7 – Reator eletrônico “Continuous Input Current – Charge Pump Power Factor Correction” (CIC-CPPFC).

O reator eletrônico “Continuous Input Current – Charge Pump Power Factor Correction” (CIC-CPPFC) possui como vantagens os baixos valores de corrente e de tensão nos interruptores, o que possibilita a utilização dos mesmos componentes usados nos reatores com duplo estágio. Esta solução é bastante viável, pois utiliza componentes com menor custo e em menor quantidade, mantendo as boas características com custo baixo. Mas estas topologias apresentam alguns problemas. Uma delas é que estas técnicas somente são eficazes quando utilizadas juntamente com um filtro LC de entrada, necessário para eliminação dos harmônicos de alta frequência bem como para evitar as interferências eletromagnéticas. A outra é que elas produzem um elevado fator de crista na corrente da lâmpada, extrapolando em certos casos os limites especificados pelas normas.

 L_{in}
 D_2
 D_4

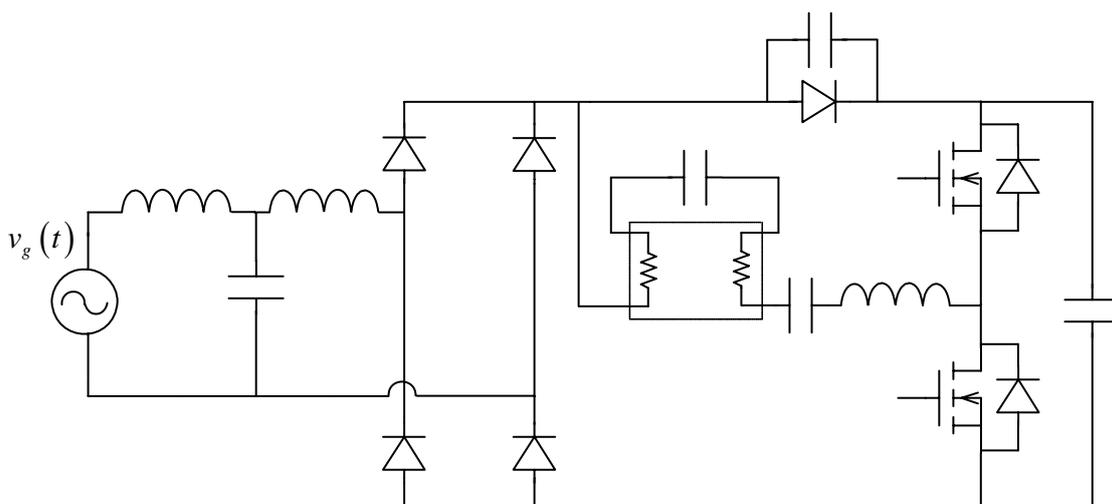


Fig. 1.8 - Topologia apresentada por Moisin [10] para Reator eletrônico “Continuous Input Current – Charge Pump Power Factor Correction” (CIC-CPFEC). D_3

Os reatores apresentados nas Fig. 1.7 e Fig. 1.8 são os pontos de partida para o estudo apresentado neste trabalho, o que visa principalmente obter reatores que apresentem mínima quantidade de componentes, como peso e volume reduzidos, como por exemplo, os elementos eletromagnéticos ou a transferência de funções desses componentes para outros em outras posições, mas sempre mantendo a estrutura dentro dos limites das normas técnicas nacionais e internacionais.

D_2

D_4

Capítulo 2– Reator CIC-CPPFC Para Uma Lâmpada do Tipo PL-26W

2.1 Introdução

Neste capítulo será apresentado um reator eletrônico, baseado no conceito CIC-CPPFC “Continuous Input Current – Charge Pump Power Factor Correction”, aplicado para uma lâmpada fluorescente do tipo compacta com ponto único de conexão PL-26W. A topologia proposta neste capítulo apresenta-se como parte da evolução de algumas estruturas apresentadas em [1].

A utilização desta estrutura como parte integrante deste trabalho é justificada por alguns motivos, tais como: a busca por estruturas com reduzido número de componentes e que obtivessem resultados compatíveis com as normas vigentes, sendo possível o seu rápido aproveitamento na indústria.

Neste estudo serão apresentados a evolução topológica, o princípio de funcionamento, as etapas de operação, o equacionamento e os resultados experimentais alcançados com as devidas análises.

2.2 Topologia Proposta

A topologia proposta é uma derivação da apresentada por [17], aonde se chegou a topologia que apresenta um circuito simétrico que, por sua vez foi baseado no trabalho de [10] (Fig. 2.1). A topologia simétrica apresentada em [17] tem como características o indutor L_m conectado do lado CA do retificador e os diodos da ponte retificadora assumem a função de D_y . Os capacitores C_m são dispostos em paralelo com os diodos da ponte retificadora, configurando assim a simetria do circuito (Fig. 2.2).

A partir da topologia apresentada por [17] e com mais algumas alterações obteve-se a topologia proposta neste capítulo, onde o capacitor C_d foi eliminado, pois além dele os

capacitores C_{f1} e C_{f2} pode assumir duas funções, que é de filtro para a corrente de entrada em baixa frequência e filtro dos níveis CC dos circuitos ressonantes na saída do inversor em alta frequência. Mas a mais significativa ausência é a do indutor “ballast” que normalmente aparece em série com a lâmpada. Sua função no tanque ressonante passa a ser assumida pelos indutores de entrada L_{in1} e L_{in2} , que passam a agregar diversas funções, como a de filtro de entrada, de limitador de corrente da lâmpada e ainda participam na partida da lâmpada.

Esta topologia além de possuir um baixo fator de crista da corrente na lâmpada, o que não é comum nas topologias ditas “Charge-pump”, possui também um número bastante reduzido de componentes. Outra característica importante desta topologia é a colocação dos capacitores em paralelo com os diodos da ponte retificadora que, além de manter a simetria do circuito, consegue uma melhor distribuição de energia entre os capacitores do circuito, proporcionando menor tensão de barramento e melhorando ainda mais o fator de potência com a redução das amplitudes das componentes de alta frequência.

Pode-se notar claramente que esta nova topologia apresenta um número bastante reduzido de componentes, o que proporciona grande possibilidade de compactação, o que significa baixos investimentos na estrutura mecânica de acoplamento do reator na luminária.

Ainda há a possibilidade de acoplamento dos indutores de entrada, o que facilitaria muito o equacionamento da estrutura, mas prejudicaria a função de filtro de entrada, provocando uma elevação expressiva das componentes de corrente em alta frequência, o que talvez não seja empecilho para as atuais normas vigentes. Mas, como a estrutura já é bastante simples, optou-se por desenvolver uma solução com uma forte conotação na qualidade de energia.

A partir da topologia proposta, será realizada uma análise a fim de se obter as etapas de funcionamento e os equacionamentos matemáticos onde, juntamente com a metodologia apresentada por [16], é possível obter os valores dos elementos de potência, respeitando a condição de fator de potência unitário e as boas qualidades do CIC-CPPFC.

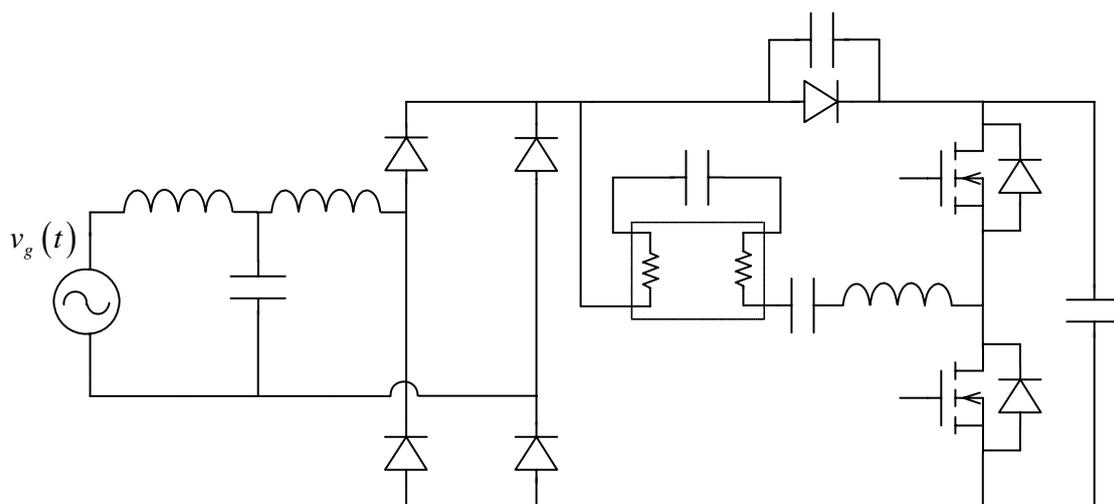


Fig. 2.1 – Topologia apresentada no trabalho de Moisin.

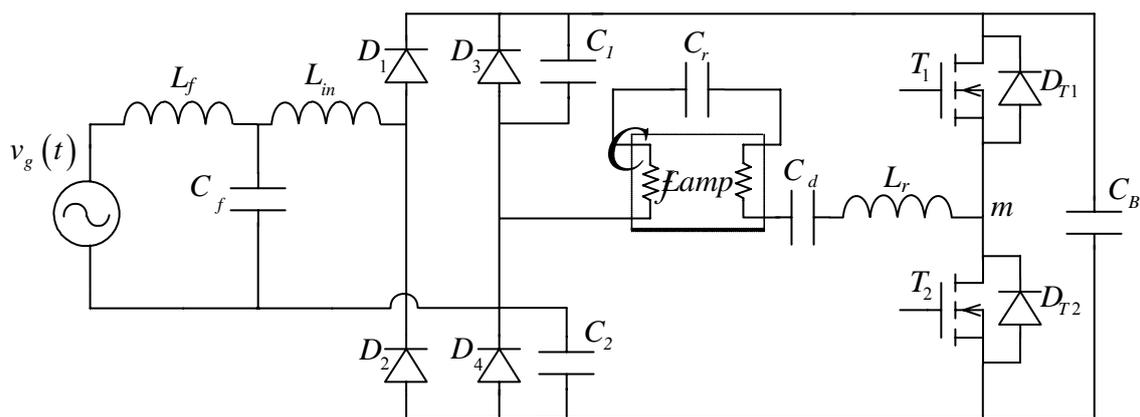
$$L_f \quad L_{in} \quad D_1 \quad D_3$$


Fig. 2.2 - Topologia apresentada por Nascimento em [16] e [17]

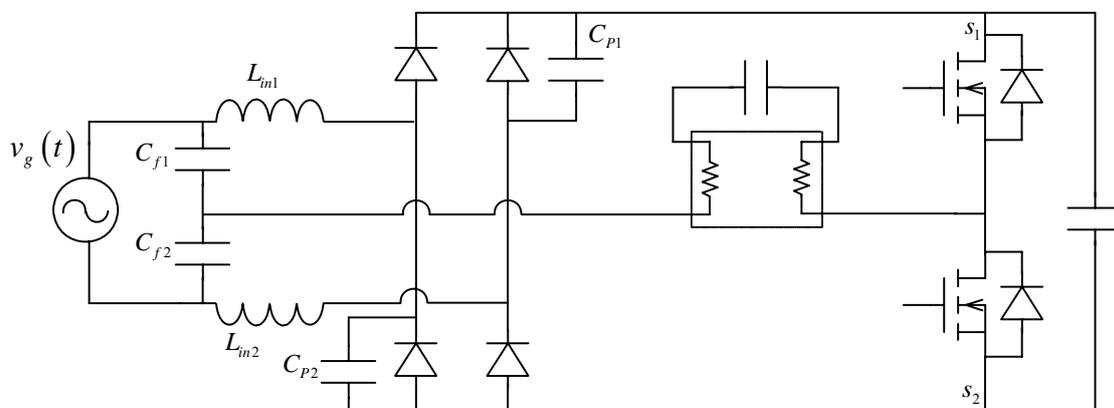
$$D_2 \quad D_4$$


Fig. 2.3 - Topologia proposta.

2.3 Princípio de Funcionamento

Como o princípio de funcionamento do circuito é o mesmo para os semi-ciclos positivo e negativo da rede, e também em função da simetria do circuito dentro de um período de comutação em alta frequência, apresenta-se apenas metade das etapas de um período de comutação dentro do semi-ciclo positivo da rede.

Para a descrição das etapas de funcionamento e da etapa de equacionamento, foram consideradas para a análise do circuito algumas simplificações:

- A ondulação da tensão V_B (tensão sobre C_B) será desprezada;
- A tensão nos terminais da fonte de entrada $v_g(t)$ será considerada constante durante um período de comutação;
- A corrente de entrada será considerada constante durante todo o período de comutação;
- As correntes dos circuitos ressonantes serão consideradas fontes de correntes igualmente ideais;
- Todos os componentes serão considerados ideais.

Ressalta-se novamente que nesta nova topologia o indutor normalmente colocado em série com a lâmpada (indutor “ballast”) não está sendo utilizado devido à possibilidade dos indutores de entrada L_{in1} e L_{in2} , poderem assumir várias finalidades: filtragem da corrente de entrada, limitar a corrente da lâmpada e atuar no processo de ignição da lâmpada.

2.4 Etapas de Operação

1ª Etapa – ($t_0 \sim t_1$): Na etapa anterior os diodos D_1 e D_4 estavam conduzindo juntamente com T_1 . Em t_0 , a corrente em L_{in2} inverte de sentido, provocando a passagem de corrente pelo capacitor C_{p1} .

A corrente em C_B chega a zero levando D_4 ao bloqueio naturalmente. A partir deste instante, começa ocorrer a variação de carga em C_{P1} , reduzindo a tensão em seus terminais. Como a tensão dos capacitores C_{f1} e C_{f2} é constante durante o período de comutação, a tensão sobre L_{in1} e L_{in2} varia de acordo com a tensão do capacitor C_{P1} , fazendo com que estes elementos entrem em ressonância.

Esta etapa termina quando T_1 é comandado a bloquear.

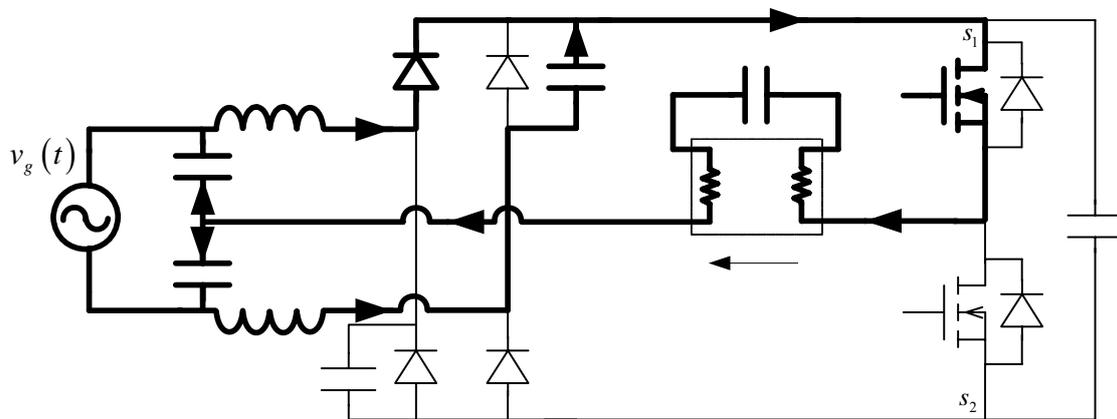


Fig. 2.4 - 1ª Etapa de operação.

2ª Etapa – ($t_1 \sim t_2$): Em t_1 , como as correntes dos indutores L_{in1} e L_{in2} não podem variar instantaneamente, o diodo D_{T2} passa a conduzir a corrente de carga juntamente com o capacitor C_B , que sofre um aumento instantâneo de corrente. A corrente em L_{in2} e C_{P1} volta a inverter de sentido, elevando o valor de tensão nos terminais de C_{P1} . Durante esta etapa o interruptor T_2 é comandado a conduzir.

Esta etapa termina quando a tensão no capacitor C_{P1} alcança o seu valor de grameamento V_B , polarizando diretamente o diodo D_4 que entra em condução.

C_{f2}

L_{in2} C_{P2} D_2 D_4

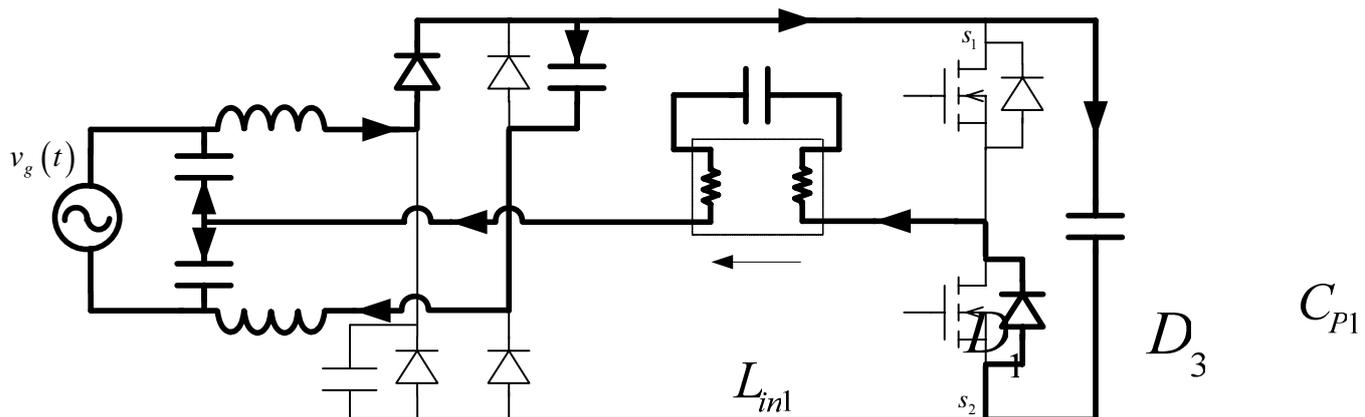


Fig. 2.5 - 2ª Etapa de operação.

$$C_{f1}$$

3ª Etapa - ($t_2 \sim t_3$): Em t_2 , com a polarização do diodo D_4 volta a ocorrer circulação de corrente pelo mesmo. Nesta etapa C_{P1} e C_{P2} estão com tensão grampeada e igual a V_B e as correntes nos diodos D_1 e D_4 diminuem e aumentam respectivamente, segundo a variação de carga de C_B . Durante esta etapa também ocorre a inversão da corrente na carga. Esta etapa termina quando a corrente em L_{in1} se anula e D_1 bloqueia naturalmente.

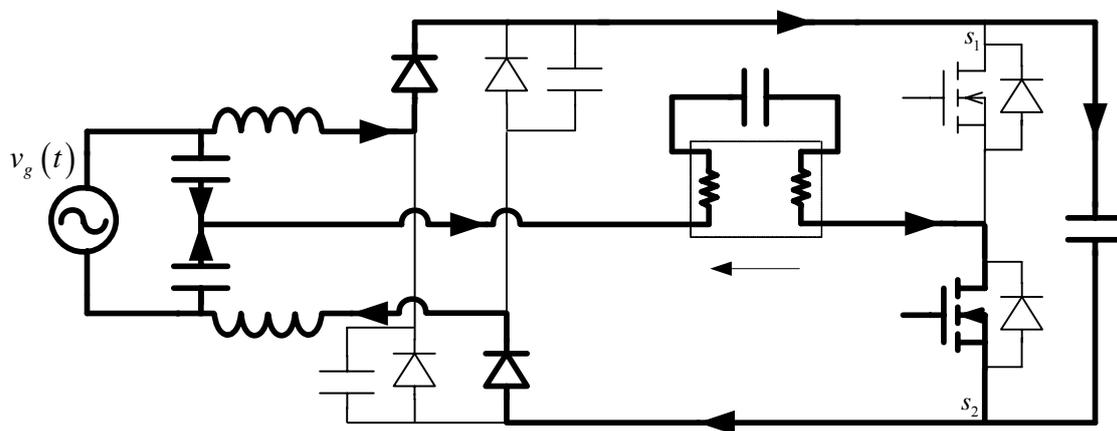
$$L_{in2} \quad C_{P2} \quad D_2 \quad D_4$$


Fig. 2.6 - 3ª Etapa de operação.

4ª Etapa - ($t_3 \sim t_4$): No instante t_3 , a corrente em L_{in1} chega a zero, bloqueando naturalmente D_1 . Neste mesmo instante começa a ocorrer uma variação de carga em C_{P2} , diminuindo a tensão em seus terminais, através da corrente que se inverte em L_{in1} . Como

as tensões em C_{f1} e C_{f2} são constantes durante o período de comutação, as tensões em L_{in1} e L_{in2} variam conforme a tensão no capacitor C_{p2} , colocando estes elementos em ressonância.

Esta etapa termina quando T_2 é comandado a bloquear.

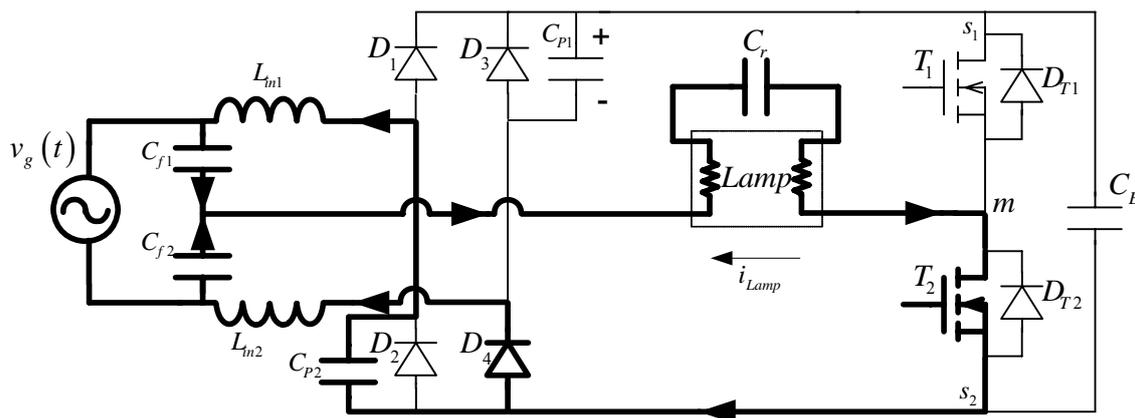


Fig. 2.7 - 4ª Etapa de operação.

5ª Etapa – ($t_4 \sim t_5$): Em t_4 , T_2 é comandado a bloquear. Como a corrente de carga não pode variar instantaneamente, o diodo D_{T1} passa a conduzir, juntamente com C_B , que sofre um aumento instantâneo de corrente. A corrente em L_{in1} inverte de sentido e volta a aumentar a tensão sobre os terminais de C_{p2} . Durante esta etapa o interruptor T_1 é comandado a conduzir.

Esta etapa termina quando a tensão sobre C_{p2} alcança seu valor de grampeamento V_B e polariza o diodo D_1 , colocando o mesmo em condução.

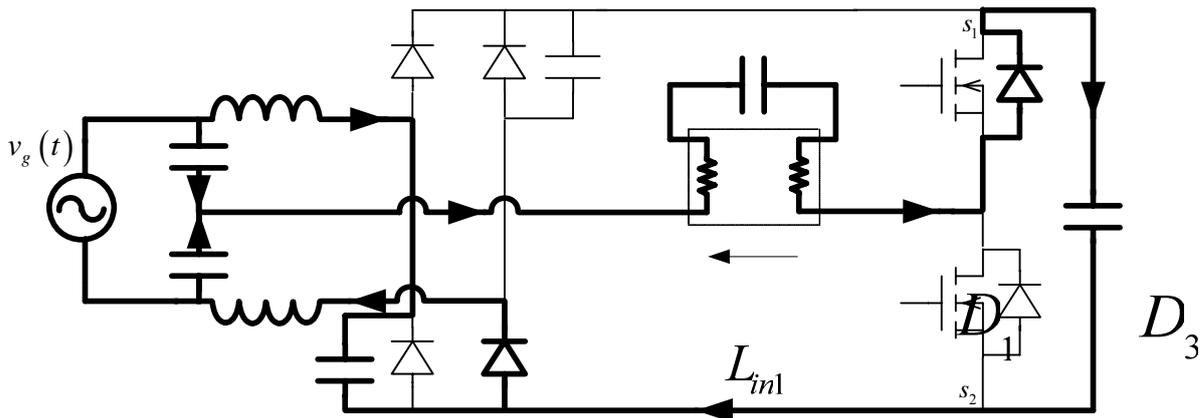


Fig. 2.8 - 5ª Etapa de operação.

C_{f1}

6ª Etapa - ($t_5 \sim t_6$): Em t_5 , com a polarização do diodo D_1 volta a ocorrer circulação de corrente pelo mesmo. Durante esta etapa a corrente de carga se inverte e T_1 entra em condução. Nesta etapa C_{P1} e C_{P2} tem as tensões grampeadas em V_B e as correntes em D_1 e D_4 aumentam e diminuem respectivamente, segundo a variação de carga do capacitor C_B .

Esta etapa finaliza quando a corrente em L_{in2} se anula e D_4 bloqueia naturalmente.

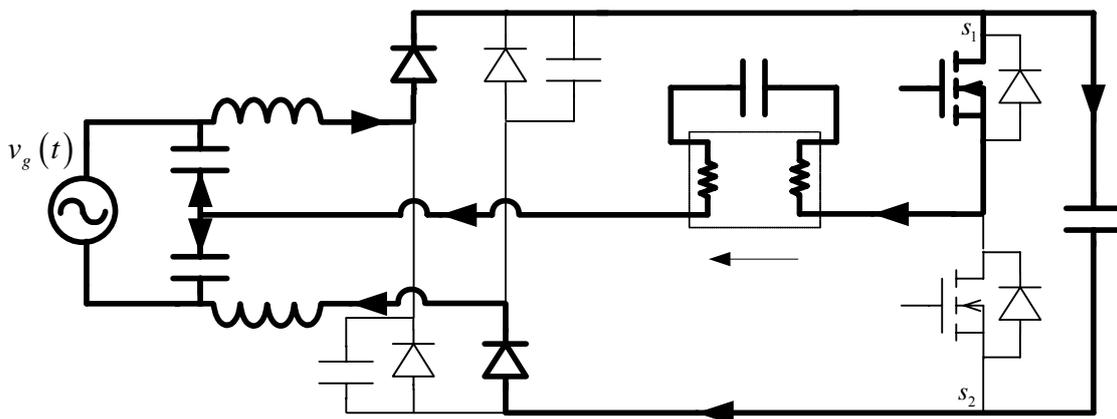


Fig. 2.9 - 6ª Etapa de operação.

2.5 Formas de Onda

As formas de onda referentes às etapas descritas são apresentadas na Fig. 2.10:

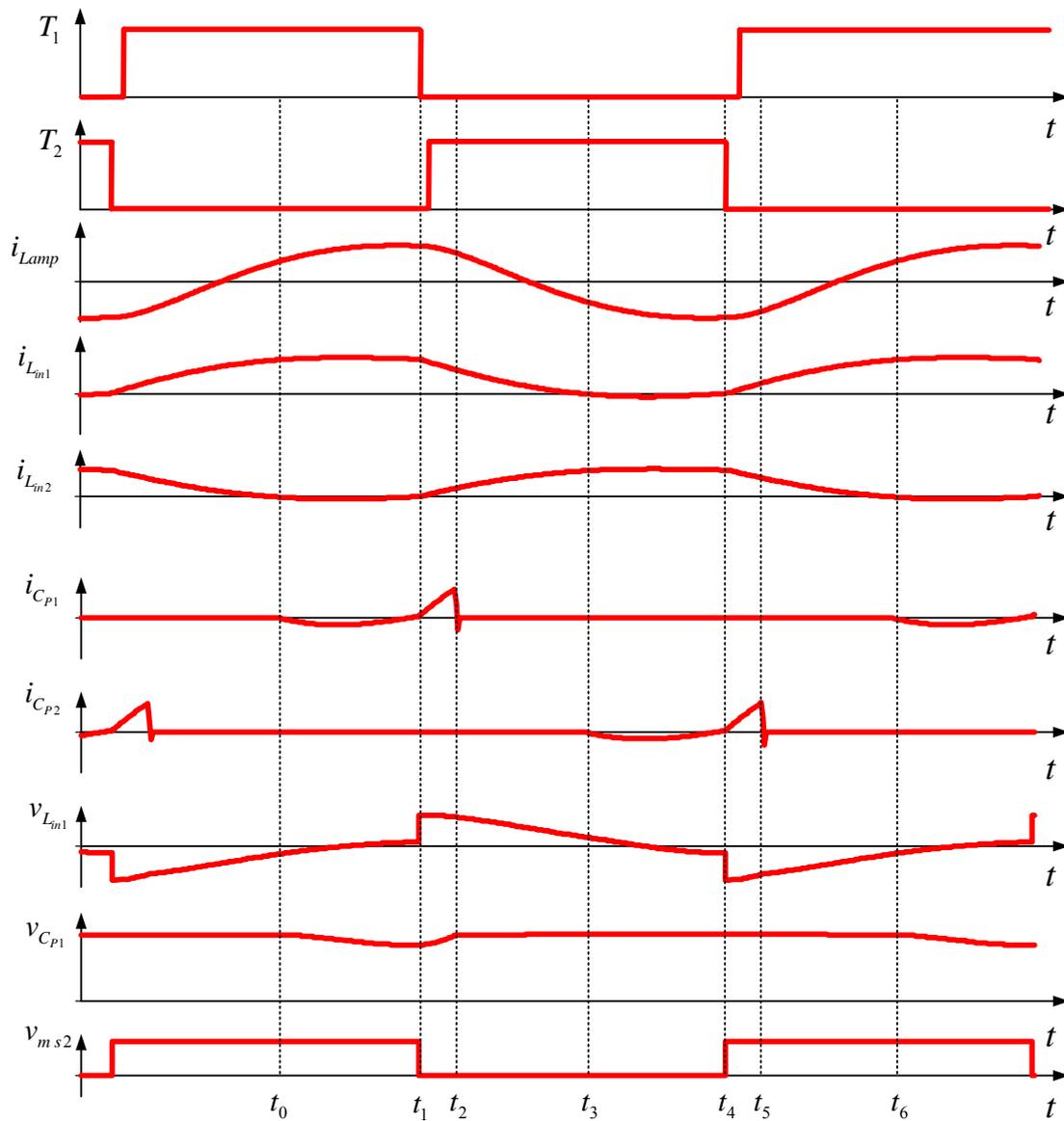


Fig. 2.10 - Formas de onda da topologia proposta.

2.6 Análise Matemática

A análise matemática é realizada através da observação das etapas de operação, as quais representam o princípio de funcionamento do reator. Através da análise matemática será possível definir os parâmetros principais do reator apresentado. Pode-se observar que não há a necessidade de analisar todas as etapas, visto que algumas são repetitivas em termos de análise matemática e, desta forma, não tem influência nos resultados das

grandezas que serão calculadas. Sendo assim, serão utilizadas somente as etapas que estão entre os tempos t_0 e t_3 . Neste intervalo de tempo, ocorre a variação de carga no capacitor C_{P1} , permitindo que as equações definidas nestas etapas determinem os valores dos indutores L_{in1} e L_{in2} , e dos capacitores C_{P1} e C_{P2} . Como a variação de carga do capacitor C_{P1} é idêntica à variação de C_{P2} , não há necessidade de se repetir a análise para o intervalo de tempo onde ocorre esta variação. Portanto, as equações que determinam C_{P1} são as mesmas que definem C_{P2} e as que determinam L_{in1} são as mesmas que definem L_{in2} .

2.6.1 Considerações

$$v_g(t) = V_p \cdot \sin(\omega \cdot t) \quad (2.1)$$

$$i_{Lamp}(t) = I_{P\ Lamp} \cdot \sin(\omega_s \cdot t + \theta) \quad (2.2)$$

$$v_{Lin1}(t) = L_{in1} \cdot \frac{di_{Lin1}(t)}{dt} \quad (2.3)$$

$$v_{Lin2}(t) = L_{in2} \cdot \frac{di_{Lin2}(t)}{dt} \quad (2.4)$$

$$i_{CP1}(t) = C_{P1} \cdot \frac{dv_{CP1}(t)}{dt} \quad (2.5)$$

$$i_{CP2}(t) = C_{P2} \cdot \frac{dv_{CP2}(t)}{dt} \quad (2.6)$$

2.6.2 Condições iniciais

$$i_{Lamp}(0) = I_{P\ Lamp} \cdot \sin(\theta) \quad (2.7)$$

$$i_{CP1}(0) = 0 \quad (2.8)$$

$$i_{CP2}(0) = 0 \quad (2.9)$$

$$v_{CP1}(0) = V_B \quad (2.10)$$

$$v_{CP2}(0) = V_B \quad (2.11)$$

2.6.3 Intervalo de t_0 a t_2

$$v_{CP1}(t) - |v_g(t)| + v_{Lin1}(t) + v_{Lin2}(t) = 0 \quad (2.12)$$

$$v_{CP1}(t) = |v_g(t)| - v_{Lin1}(t) - v_{Lin2}(t) \quad (2.13)$$

$$v_{CP1}(t) = |v_g(t)| - L_{in1} \cdot \frac{di_{Lin1}(t)}{dt} - L_{in2} \cdot \frac{di_{Lin2}(t)}{dt} \quad (2.14)$$

Derivando-se (2.14) tem-se:

$$\frac{dv_{CP1}(t)}{dt} = -L_{in1} \cdot \frac{d^2i_{Lin1}(t)}{dt^2} - L_{in2} \cdot \frac{d^2i_{Lin2}(t)}{dt^2} \quad (2.15)$$

Sabendo que:

$$i_{Lin2}(t) = i_{CP1}(t) \quad (2.16)$$

$$\frac{di_{Lin2}(t)}{dt} = \frac{di_{CP1}(t)}{dt} \quad (2.17)$$

$$v_{CF1}(t) + v_{CF2}(t) = |v_g(t)| \quad (2.18)$$

$$\frac{dv_{CF1}(t)}{dt} = -\frac{dv_{CF2}(t)}{dt} \quad (2.19)$$

Aplicando-se a primeira lei de Kirchorff tem-se:

$$i_{Lin1}(t) = i_{CP1}(t) + i_{Lamp}(t) \quad (2.20)$$

$$i_{Lin1}(t) - i_{CP1}(t) = i_{Lamp}(t) \quad (2.21)$$

Derivando-se (2.21) tem-se:

$$\frac{di_{Lin1}(t)}{dt} - \frac{di_{CP1}(t)}{dt} = \omega_s \cdot I_{PLamp} \cdot \cos(\omega_s \cdot t + \theta) \quad (2.22)$$

$$\frac{di_{CP1}(t)}{dt} = \frac{di_{Lin1}(t)}{dt} - \omega_s \cdot I_{PLamp} \cdot \cos(\omega_s \cdot t + \theta) \quad (2.23)$$

Substituindo (2.23) em (2.14), tem-se:

$$v_{CP1}(t) = |v_g(t)| - L_{in1} \cdot \frac{di_{Lin1}(t)}{dt} - L_{in2} \cdot \left[\frac{di_{Lin1}(t)}{dt} - \omega_s \cdot I_{PLamp} \cdot \cos(\omega_s \cdot t + \theta) \right] \quad (2.24)$$

$$v_{CP1}(t) = |v_g(t)| + (-L_{in1} - L_{in2}) \cdot \frac{di_{Lin1}(t)}{dt} + L_{in2} \cdot \omega_s \cdot I_{PLamp} \cdot \cos(\omega_s \cdot t + \theta) \quad (2.25)$$

$$\frac{dv_{CP1}(t)}{dt} = (-L_{in1} - L_{in2}) \cdot \frac{d^2i_{Lin1}(t)}{dt^2} - L_{in2} \cdot \omega_s^2 \cdot I_{PLamp} \cdot \sin(\omega_s \cdot t + \theta) \quad (2.26)$$

Então, a partir de (2.21), tem-se:

$$i_{Lin1}(t) - C_{P1} \cdot \frac{dv_{CP1}(t)}{dt} = I_{PLamp} \cdot \sin(\omega_s \cdot t + \theta) \quad (2.27)$$

Substituindo (2.26) em (2.27), tem-se:

$$i_{Lin1}(t) - C_{P1} \cdot \left[(-L_{in1} - L_{in2}) \cdot \frac{d^2 i_{Lin1}(t)}{dt^2} - L_{in2} \cdot \omega_s^2 \cdot I_{PLamp} \cdot \sin(\omega_s \cdot t + \theta) \right] = I_{PLamp} \cdot \sin(\omega_s \cdot t + \theta)$$

$$i_{Lin1}(t) - C_{P1} \cdot (-L_{in1} - L_{in2}) \cdot \frac{d^2 i_{Lin1}(t)}{dt^2} + C_{P1} \cdot L_{in2} \cdot \omega_s^2 \cdot I_{PLamp} \cdot \sin(\omega_s \cdot t + \theta) = I_{PLamp} \cdot \sin(\omega_s \cdot t + \theta)$$

$$i_{Lin1}(t) - C_{P1} \cdot (-L_{in1} - L_{in2}) \cdot \frac{d^2 i_{Lin1}(t)}{dt^2} = (1 - C_{P1} \cdot L_{in2} \cdot \omega_s^2) \cdot I_{PLamp} \cdot \sin(\omega_s \cdot t + \theta)$$

$$i_{Lin1}(t) + C_{P1} \cdot (L_{in1} + L_{in2}) \cdot \frac{d^2 i_{Lin1}(t)}{dt^2} = (1 - C_{P1} \cdot L_{in2} \cdot \omega_s^2) \cdot I_{PLamp} \cdot \sin(\omega_s \cdot t + \theta) \quad (2.28)$$

Aplicando as seguintes simplificações:

$$L_{in1} + L_{in2} = L \quad (2.29)$$

$$C_{P1} = C_{P2} = C \quad (2.30)$$

$$i_L(t) + C \cdot L \cdot \frac{d^2 i_L(t)}{dt^2} = (1 - \frac{C \cdot L}{2} \cdot \omega_s^2) \cdot I_{PLamp} \cdot \sin(\omega_s \cdot t + \theta) \quad (2.31)$$

$$I_{Lamp} = (1 - \frac{C \cdot L}{2} \cdot \omega_s^2) \cdot I_{PLamp} \quad (2.32)$$

Obtem-se a equação diferencial de segunda ordem, na forma representativa da corrente nas indutâncias de entrada:

$$i_L(t) + C \cdot L \cdot \frac{d^2 i_L(t)}{dt^2} = I_{Lamp} \cdot \sin(\omega_s \cdot t + \theta) \quad (2.33)$$

Solução da equação diferencial:

Aplicando Laplace na equação (2.33) tem-se:

$$I_L(s) + C \cdot L \cdot \left(s^2 \cdot I_L(s) - s \cdot i_L(0) - \frac{di_L(0)}{dt} \right) = I_{Lamp} \cdot \sin(\theta) \cdot \frac{s}{s^2 + \omega_s^2} + I_{Lamp} \cdot \omega_s \cdot \cos(\theta) \cdot \frac{1}{s^2 + \omega_s^2} \quad (2.34)$$

De (2.14) tem-se:

$$\frac{di_L(0)}{dt} = \frac{|v_g(t)| - V_B}{L} \quad (2.35)$$

Logo:

$$I_L(s) + C \cdot L \cdot \left(s^2 \cdot I_L(s) - s \cdot I_{Lamp} \cdot \sin(\theta) - \left(\frac{|v_g(t)| - V_B}{L} \right) \right) = I_{Lamp} \cdot \sin(\theta) \cdot \frac{s}{s^2 + \omega_s^2} + I_{Lamp} \cdot \omega_s \cdot \cos(\theta) \cdot \frac{1}{s^2 + \omega_s^2}$$

Assumindo que $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C \cdot L}}$ e $C = \frac{1}{Z_0 \cdot \omega_0}$

Onde $Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}$

E trabalhando a equação tem-se:

$$I_L(s) \cdot \left(\frac{s^2}{\omega_0^2} + 1 \right) = I_{Lamp} \cdot \sin(\theta) \cdot \frac{s}{s^2 + \omega_s^2} + I_{Lamp} \cdot \omega_s \cdot \cos(\theta) \cdot \frac{1}{s^2 + \omega_s^2} + s \cdot \frac{I_{Lamp} \cdot \sin(\theta)}{\omega_0^2} + \left(\frac{|v_g(t)| - V_B}{Z_0 \cdot \omega_0} \right)$$

$$I_L(s) \cdot (s^2 + \omega_0^2) = I_{Lamp} \cdot \sin(\theta) \cdot \omega_0^2 \cdot \frac{s}{s^2 + \omega_s^2} + \frac{I_{Lamp} \cdot \omega_s \cdot \omega_0^2 \cdot \cos(\theta)}{s^2 + \omega_s^2} + s \cdot I_{Lamp} \cdot \sin(\theta) + \left(\frac{|v_g(t)| - V_B}{Z_0} \right) \cdot \omega_0$$

$$I_L(s) = I_{Lamp} \cdot \sin(\theta) \cdot \omega_0^2 \cdot \frac{s}{(s^2 + \omega_s^2) \cdot (s^2 + \omega_0^2)} + I_{Lamp} \cdot \omega_s \cdot \omega_0^2 \cdot \cos(\theta) \cdot \frac{1}{(s^2 + \omega_s^2) \cdot (s^2 + \omega_0^2)} + I_{Lamp} \cdot \sin(\theta) \cdot \frac{s}{(s^2 + \omega_0^2)} + \left(\frac{|v_g(t)| - V_B}{Z_0} \right) \cdot \frac{\omega_0}{(s^2 + \omega_0^2)}$$

Aplicando a transformada inversa de Laplace nos termos possíveis da expressão anterior tem-se:

$$\mathbf{L}^{-1} \left\{ \frac{s}{(s^2 + \omega_s^2) \cdot (s^2 + \omega_0^2)} \right\} = \frac{1}{\omega_0^2 - \omega_s^2} \cdot (\cos(\omega_s \cdot t) - \cos(\omega_0 \cdot t))$$

$$\mathbf{L}^{-1} \left\{ \frac{s}{(s^2 + \omega_0^2)} \right\} = \cos(\omega_0 \cdot t)$$

$$\mathbf{L}^{-1} \left\{ \frac{\omega_0}{(s^2 + \omega_0^2)} \right\} = \sin(\omega_0 \cdot t)$$

Obtendo as frações parciais do termo que segue tem-se que:

$$\frac{1}{(s^2 + \omega_s^2) \cdot (s^2 + \omega_0^2)} = \frac{A}{(s + j\omega_s)} + \frac{B}{(s - j\omega_s)} + \frac{C}{(s + j\omega_0)} + \frac{D}{(s - j\omega_0)}$$

Onde os valores de A, B, C e D são determinados da seguinte maneira:

$$A = \left. \frac{(s + j\omega_s)}{(s + j\omega_s) \cdot (s - j\omega_s) \cdot (s + j\omega_0) \cdot (s - j\omega_0)} \right|_{s=-j\omega_s} = -\frac{1}{j2\omega_s \cdot (\omega_0^2 - \omega_s^2)}$$

$$B = \left. \frac{(s - j\omega_s)}{(s + j\omega_s) \cdot (s - j\omega_s) \cdot (s + j\omega_0) \cdot (s - j\omega_0)} \right|_{s=+j\omega_s} = +\frac{1}{j2\omega_s \cdot (\omega_0^2 - \omega_s^2)}$$

$$C = \left. \frac{(s + j\omega_0)}{(s + j\omega_s) \cdot (s - j\omega_s) \cdot (s + j\omega_0) \cdot (s - j\omega_0)} \right|_{s=-j\omega_0} = +\frac{1}{j2\omega_0 \cdot (\omega_0^2 - \omega_s^2)}$$

$$D = \left. \frac{(s - j\omega_0)}{(s + j\omega_s) \cdot (s - j\omega_s) \cdot (s + j\omega_0) \cdot (s - j\omega_0)} \right|_{s=j\omega_0} = -\frac{1}{j2\omega_0 \cdot (\omega_0^2 - \omega_s^2)}$$

Desta forma tem-se que:

$$\frac{1}{(s^2 + \omega_s^2) \cdot (s^2 + \omega_0^2)} = \frac{1}{(\omega_0^2 - \omega_s^2)} \cdot \left(\frac{1}{(s^2 + \omega_s^2)} - \frac{1}{(s^2 + \omega_0^2)} \right)$$

Aplicando a transformada de Laplace inversa em cada termo da expressão anterior, tem-se:

$$\mathcal{L}^{-1} \left\{ \frac{1}{(s^2 + \omega_s^2) \cdot (s^2 + \omega_0^2)} \right\} = \frac{1}{(\omega_0^2 - \omega_s^2)} \cdot \left(\frac{\sin(\omega_s \cdot t)}{\omega_s} - \frac{\sin(\omega_0 \cdot t)}{\omega_0} \right)$$

Juntando todos os termos obtidos através da transformada de Laplace inversa e trabalhando a equação tem-se:

$$i_L(t) = I_{Lamp} \cdot \sin(\theta) \cdot \cos(\omega_0 \cdot t) + \left(\frac{|v_g(t)| - V_B}{Z_0} \right) \cdot \sin(\omega_0 \cdot t) + K_1 \quad (2.36)$$

Onde:

$$K_1 = \frac{\omega_0^2}{\omega_0^2 - \omega_s^2} \cdot I_{Lamp} \cdot \left[\sin(\omega_s \cdot t + \theta) - \sin(\theta) \cdot \cos(\omega_0 \cdot t) - \frac{\omega_s}{\omega_0} \cdot \cos(\theta) \cdot \sin(\omega_0 \cdot t) \right] \quad (2.37)$$

2.6.4 Intervalo de t_2 a t_3

$$-|v_g(t)| + L \cdot \frac{di_L(t)}{dt} + V_B = 0 \quad (2.38)$$

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{|v_g(t)| - V_B}{L} \quad (2.39)$$

$$di_L(t) = \frac{|v_g(t)| - V_B}{L} \cdot dt \quad (2.40)$$

$$\int_{i_L(t_2)}^{i_L(t_3)} di_L(t) = \frac{|v_g(t)| - V_B}{L} \cdot \int_{t_2}^{t_3} dt \quad (2.41)$$

$$i_L(t) = \frac{|v_g(t)| - V_B}{L} \cdot (t - t_2) + i_L(t_2) \quad (2.42)$$

2.6.5 Cálculo da corrente média no indutor

$$I_{Lmed} = \frac{1}{T_r} \cdot \int_0^{t_2} i_L(t) \cdot dt + \frac{1}{T_r} \cdot \int_{t_2}^{t_3} i_L(t) \cdot dt \quad (2.43)$$

Para $0 < t < t_2$ tem-se as seguintes considerações, integrais e suas respectivas soluções:

$$\alpha = \frac{\omega_0}{\omega_s}, \quad t = \frac{\phi}{\omega_i}, \quad \Rightarrow dt = \frac{d\phi}{\omega_i} \text{ e } \omega_s \cdot T_s = 2\pi$$

$$\begin{aligned} \frac{1}{T_s} \int_0^{t_2} I_{Lamp} \cdot \sin(\theta) \cdot \cos(\omega_0 \cdot t) \cdot dt &= \frac{1}{2\pi} \cdot I_{Lamp} \cdot \sin(\theta) \cdot \int_0^{\pi} \cos(\alpha \cdot \phi) \cdot d\phi \\ &= \frac{1}{2\pi} \cdot I_{Lamp} \cdot \sin(\theta) \cdot \left(\frac{\sin(\alpha \cdot \phi)}{\alpha} \right) \Big|_0^{\pi} \\ &= \frac{1}{2\pi \cdot \alpha} \cdot I_{Lamp} \cdot \sin(\theta) \cdot [\sin(\alpha \cdot \pi) - \sin(0)] \\ &= \frac{1}{2\pi \cdot \alpha} \cdot I_{Lamp} \cdot \sin(\theta) \cdot \sin(\alpha \cdot \pi) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\frac{1}{T_s} \int_0^{t_2} \left(\frac{|v_g(t)| - V_B}{Z_0} \right) \cdot \sin(\omega_0 \cdot t) \cdot dt &= \frac{1}{2\pi} \cdot \left(\frac{|v_g(t)| - V_B}{Z_0} \right) \cdot \int_0^\pi \sin(\omega_0 \cdot t) \cdot d\phi \\
&= \frac{1}{2\pi} \cdot \left(\frac{|v_g(t)| - V_B}{Z_0} \right) \cdot \left(-\frac{\cos(\alpha \cdot \phi)}{\alpha} \right) \Big|_0^\pi \\
&= \frac{1}{2\pi \cdot \alpha} \cdot \left(\frac{|v_g(t)| - V_B}{Z_0} \right) \cdot [-\cos(\alpha \cdot \pi) + \cos(0)] \\
&= \frac{|v_g(t)| - V_B}{2\pi \cdot \alpha \cdot Z_0} \cdot [1 - \cos(\alpha \cdot \pi)]
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\frac{1}{T_s} \int_0^{t_2} \frac{\omega_0^2}{\omega_0^2 - \omega_s^2} \cdot I_{Lamp} \cdot \sin(\omega_s \cdot t + \theta) \cdot dt &= \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{\omega_0^2}{\omega_0^2 - \omega_s^2} \cdot I_{Lamp} \cdot \int_0^\pi \sin(\phi + \theta) \cdot d\phi \\
&= \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{\omega_0^2}{\omega_0^2 - \omega_s^2} \cdot I_{Lamp} \cdot (-\cos(\phi + \theta)) \Big|_0^\pi \\
&= \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{\omega_0^2}{\omega_0^2 - \omega_s^2} \cdot I_{Lamp} \cdot [-\cos(\pi + \theta) + \cos(\theta)] \\
&= \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{\omega_0^2}{\omega_0^2 - \omega_s^2} \cdot I_{Lamp} \cdot [\cos(\theta) + \cos(\theta)] \\
&= \frac{1}{\pi} \cdot \frac{\omega_0^2}{\omega_0^2 - \omega_s^2} \cdot I_{Lamp} \cdot \cos(\theta) \\
&= \frac{1}{\pi} \cdot \frac{\alpha^2}{\alpha^2 - 1} \cdot I_{Lamp} \cdot \cos(\theta)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\frac{1}{T_s} \int_0^{t_2} \frac{\omega_0^2}{\omega_0^2 - \omega_s^2} \cdot I_{Lamp} \cdot \sin(\theta) \cdot \cos(\omega_0 \cdot t) \cdot dt &= \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{\omega_0^2}{\omega_0^2 - \omega_s^2} \cdot I_{Lamp} \cdot \sin(\theta) \cdot \int_0^\pi \cos(\alpha \cdot \phi) \cdot d\phi \\
&= \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{\omega_0^2}{\omega_0^2 - \omega_s^2} \cdot I_{Lamp} \cdot \sin(\theta) \cdot \left(\frac{\sin(\alpha \cdot \phi)}{\alpha} \right) \Big|_0^\pi \\
&= \frac{1}{2\pi \cdot \alpha} \cdot \frac{\omega_0^2}{\omega_0^2 - \omega_s^2} \cdot I_{Lamp} \cdot \sin(\theta) \cdot [\sin(\alpha \cdot \pi) - \sin(0)] \\
&= \frac{1}{2\pi \cdot \alpha} \cdot \frac{\omega_0^2}{\omega_0^2 - \omega_s^2} \cdot I_{Lamp} \cdot \sin(\theta) \cdot \sin(\alpha \cdot \pi) \\
&= \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{\alpha}{\alpha^2 - 1} \cdot I_{Lamp} \cdot \sin(\theta) \cdot \sin(\alpha \cdot \pi)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\frac{1}{T_s} \int_0^{t_2} \frac{\omega_0^2}{\omega_0^2 - \omega_s^2} \cdot \frac{\omega_s}{\omega_0} \cdot I_{Lamp} \cdot \cos(\theta) \cdot \sin(\omega_0 \cdot t) \cdot dt &= \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{\omega_0^2}{\omega_0^2 - \omega_s^2} \cdot I_{Lamp} \cdot \frac{\cos(\theta)}{\alpha} \cdot \int_0^\pi \sin(\alpha \cdot \phi) \cdot d\phi \\
&= \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{\omega_0^2}{\omega_0^2 - \omega_s^2} \cdot I_{Lamp} \cdot \frac{\cos(\theta)}{\alpha} \cdot \left(\frac{-\cos(\alpha \cdot \phi)}{\alpha} \right) \Bigg|_0^\pi \\
&= \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{\omega_0^2}{\omega_0^2 - \omega_s^2} \cdot I_{Lamp} \cdot \frac{\cos(\theta)}{\alpha^2} \cdot [-\cos(\alpha \cdot \pi) + \cos(0)] \\
&= \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{\omega_0^2}{\omega_0^2 - \omega_s^2} \cdot I_{Lamp} \cdot \frac{\cos(\theta)}{\alpha^2} \cdot [-\cos(\alpha \cdot \pi) + 1] \\
&= \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{\alpha^2 - 1} \cdot I_{Lamp} \cdot \cos(\theta) \cdot [1 - \cos(\alpha \cdot \pi)]
\end{aligned}$$

Logo:

$$\begin{aligned}
\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{t_2} i_L(t) \cdot dt &= \frac{1}{2\pi \cdot \alpha} \cdot I_{Lamp} \cdot \sin(\theta) \cdot \sin(\alpha \cdot \pi) + \frac{|v_g(t)| - V_B}{2\pi \cdot \alpha \cdot Z_0} \cdot [1 - \cos(\alpha \cdot \pi)] + \\
&+ \frac{1}{\pi} \cdot \frac{\alpha^2}{\alpha^2 - 1} \cdot I_{Lamp} \cdot \cos(\theta) - \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{\alpha}{\alpha^2 - 1} \cdot I_{Lamp} \cdot \sin(\theta) \cdot \sin(\alpha \cdot \pi) + \\
&- \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{\alpha^2 - 1} \cdot I_{Lamp} \cdot \cos(\theta) \cdot [1 - \cos(\alpha \cdot \pi)] \\
&= \left[\frac{|v_g(t)| - V_B}{2\pi \cdot \alpha \cdot Z_0} - \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{\alpha^2 - 1} \cdot I_{Lamp} \cdot \cos(\theta) \right] \cdot [1 - \cos(\alpha \cdot \pi)] + \frac{1}{\pi} \cdot \frac{\alpha^2}{\alpha^2 - 1} \cdot I_{Lamp} \cdot \cos(\theta) + \\
&+ \frac{I_{Lamp} \cdot \sin(\theta) \cdot \sin(\alpha \cdot \pi)}{2\pi} \left[\frac{1}{\alpha} - \frac{\alpha}{\alpha^2 - 1} \right]
\end{aligned}$$

Para $t_2 < t < t_3$ tem-se a seguinte integral:

$$\begin{aligned}
\frac{1}{T_s} \int_{t_2}^{t_3} i_L(t) \cdot dt &= \frac{|v_g(t)| - V_B}{L} \cdot \frac{1}{T_s} \int_{t_2}^{t_3} (t - t_2) \cdot dt + \frac{1}{T_s} \int_{t_2}^{t_3} i_L(t_2) \cdot dt \\
&= \frac{|v_g(t)| - V_B}{L} \cdot \frac{1}{T_s} \cdot \left(\frac{t^2}{2} - t_2 \cdot t \right) \Big|_{t_2}^{t_3} + \frac{1}{T_s} \cdot i_L(t_2) \cdot (t) \Big|_{t_2}^{t_3} \\
&= \frac{|v_g(t)| - V_B}{L} \cdot \frac{1}{T_s} \cdot \left(\frac{t_3^2}{2} - t_2 \cdot t_3 - \left(\frac{t_2^2}{2} - t_2 \cdot t_2 \right) \right) + \frac{1}{T_s} \cdot i_L(t_2) \cdot (t_3 - t_2) \\
&= \frac{|v_g(t)| - V_B}{L} \cdot \frac{1}{T_s} \cdot \left(\frac{t_3^2}{2} - t_2 \cdot t_3 - \left(\frac{t_2^2}{2} - t_2^2 \right) \right) + \frac{1}{T_s} \cdot i_L(t_2) \cdot (t_3 - t_2) \\
&= \frac{|v_g(t)| - V_B}{L} \cdot \frac{1}{T_s} \cdot \left(\frac{t_3^2}{2} - t_2 \cdot t_3 + \frac{t_2^2}{2} \right) + \frac{1}{T_s} \cdot i_L(t_2) \cdot (t_3 - t_2)
\end{aligned}$$

Aproximando $t_2 = \frac{T_s}{3}$, $t_3 = \frac{T_s}{2}$ e $i_L(t_2) = I_P = 2 \cdot \frac{P_0}{V_P}$.

Sendo P_0 a potência de saída do reator tem-se que:

$$\begin{aligned}
\frac{1}{T_s} \int_{t_2}^{t_3} i_L(t) \cdot dt &= \frac{|v_g(t)| - V_B}{L} \cdot \frac{1}{T_s} \cdot \left(\frac{t_3^2}{2} - t_2 \cdot t_3 + \frac{t_2^2}{2} \right) + \frac{1}{T_s} \cdot i_L(t_2) \cdot (t_3 - t_2) \\
&= \frac{|v_g(t)| - V_B}{L} \cdot \frac{1}{T_s} \cdot \left(\frac{T_s^2}{8} - \frac{T_s^2}{6} + \frac{T_s^2}{18} \right) + \frac{1}{T_s} \cdot 2 \cdot \frac{P_0}{V_P} \cdot \left(\frac{T_s}{2} - \frac{T_s}{3} \right) \\
&= \frac{|v_g(t)| - V_B}{L} \cdot \frac{T_s}{72} + \frac{P_0}{3 \cdot V_P}
\end{aligned}$$

Logo:

$$\begin{aligned}
I_{Lmed} &= \left[\frac{|v_g(t)| - V_B}{2\pi \cdot \alpha \cdot Z_0} - \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{\alpha^2 - 1} \cdot I_{Lamp} \cdot \cos(\theta) \right] \cdot [1 - \cos(\alpha \cdot \pi)] + \frac{1}{\pi} \cdot \frac{\alpha^2}{\alpha^2 - 1} \cdot I_{Lamp} \cdot \cos(\theta) + \\
&\quad + \frac{I_{Lamp} \cdot \sin(\theta) \cdot \sin(\alpha \cdot \pi)}{2\pi} \left[\frac{1}{\alpha} - \frac{\alpha}{\alpha^2 - 1} \right] + \frac{|v_g(t)| - V_B}{L} \cdot \frac{T_s}{72} + \frac{P_0}{3 \cdot V_P}
\end{aligned} \tag{2.44}$$

Fazendo $\theta = 0$ tem-se:

$$\begin{aligned}
I_{Lmed} &= \left[\frac{|v_g(t)| - V_B}{2\pi \cdot \alpha \cdot Z_0} - \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{\alpha^2 - 1} \cdot I_{Lamp} \right] \cdot [1 - \cos(\alpha \cdot \pi)] + \frac{1}{\pi} \cdot \frac{\alpha^2}{\alpha^2 - 1} \cdot I_{Lamp} + \\
&\quad \frac{|v_g(t)| - V_B}{L} \cdot \frac{T_s}{72} + \frac{P_0}{3 \cdot V_P}
\end{aligned}$$

$$I_{Lmed} = |v_g(t)| \cdot \left[\frac{T_s}{72 \cdot L} + \frac{1 - \cos(\alpha \cdot \pi)}{2\pi \cdot \alpha \cdot Z_0} \right] + K_2 \tag{2.45}$$

Onde:

$$K_2 = -V_B \cdot \left[\frac{T_s}{72 \cdot L} + \frac{1 - \cos(\alpha \cdot \pi)}{2\pi \cdot \alpha \cdot Z_0} \right] + \frac{1}{\pi} \cdot \frac{\alpha^2}{\alpha^2 - 1} \cdot I_{Lamp} + \left[\frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{\alpha^2 - 1} \cdot I_{Lamp} \right] \cdot [1 - \cos(\alpha \cdot \pi)] + \frac{P_0}{3 \cdot V_P}$$

O fator de potência é unitário quando $K_2 = 0$, logo:

$$0 = -V_B \cdot \left[\frac{T_s}{72 \cdot L} + \frac{1 - \cos(\alpha \cdot \pi)}{2\pi \cdot \alpha \cdot Z_0} \right] + \frac{1}{\pi} \cdot \frac{\alpha^2}{\alpha^2 - 1} \cdot I_{Lamp} + \left[\frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{\alpha^2 - 1} \cdot I_{Lamp} \right] \cdot [1 - \cos(\alpha \cdot \pi)] + \frac{P_0}{3 \cdot V_P}$$

Trabalhando-se a equação tem-se:

$$I_{Lamp} = \frac{\pi \cdot (\alpha^2 + 1)}{\alpha^2} \cdot \left[V_B \cdot \left[\frac{1}{72 \cdot L \cdot f_s} + \frac{1 - \cos(\alpha \cdot \pi)}{2\pi \cdot \alpha \cdot Z_0} \right] - \frac{P_0}{3 \cdot V_P} - \left[\frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{\alpha^2 - 1} \cdot I_{Lamp} \right] \cdot [1 - \cos(\alpha \cdot \pi)] \right] \quad (2.46)$$

A partir de (2.46) é possível obter a expressão para V_B :

$$V_B = \frac{\left[\frac{1}{\pi} \cdot \frac{\alpha^2}{\alpha^2 - 1} \cdot I_{Lamp} + \left[\frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{\alpha^2 - 1} \cdot I_{Lamp} \right] \cdot [1 - \cos(\alpha \cdot \pi)] + \frac{P_0}{3 \cdot V_P} \right]}{\left[\frac{T_s}{72 \cdot L} + \frac{1 - \cos(\alpha \cdot \pi)}{2\pi \cdot \alpha \cdot Z_0} \right]} \quad (2.47)$$

2.6.6 Metodologia de Projeto

Com fator de potência unitário tem-se:

$$p_{in}(t) = |v_g(t)| \cdot i_g(t) \quad (2.48)$$

$$i_g(t) = i_{Lin1}(t) + i_{Cf1}(t) = i_{Lin2}(t) + i_{Cf2}(t)$$

$$i_g(t) = \frac{(i_{Lin1}(t) + i_{Cf1}(t)) + (i_{Lin2}(t) + i_{Cf2}(t))}{2}$$

$$i_{Cf1}(t) = -i_{Cf2}(t)$$

$$i_g(t) = \frac{i_{Lin1}(t) + i_{Lin2}(t)}{2}$$

$$i_{Lin1}(t) = i_{Lin2}(t) = i_L(t)$$

$$i_g(t) = i_L(t) \quad (2.49)$$

$$p_{in}(t) = |v_g(t)| \cdot i_L(t) \quad (2.50)$$

A potência média de entrada é obtida da seguinte maneira:

$$P_{in} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T |v_g(t)| \cdot i_L(t) \cdot dt \quad (2.51)$$

Logo:

$$P_{in} = |v_g(t)|^2 \cdot \left[\frac{T_s}{72 \cdot L} + \frac{1 - \cos(\alpha \cdot \pi)}{2\pi \cdot \alpha \cdot Z_0} \right] \quad (2.52)$$

2.6.7 Cálculo de C

Considerações:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C \cdot L}}$$

$$C = \frac{1}{Z_0 \cdot \omega_0}$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

$$P_0 = \eta \cdot P_{in}$$

$$|v_g(t)| = \frac{V_P}{\sqrt{2}}$$

$$C = \left(\frac{2 \cdot P_0}{\eta \cdot V_P^2 \cdot f_s} - \frac{1}{72 \cdot L \cdot f_s^2} \right) \cdot \frac{1}{1 - \cos(\alpha \cdot \pi)} \quad (2.53)$$

2.6.8 Cálculo de L

Considerações:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C \cdot L}} = \alpha \cdot \omega_s$$

$$\omega_s = 2 \cdot \pi \cdot f_s$$

$$L = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot \alpha^2 \cdot f_s^2 \cdot C} \quad (2.54)$$

Substituindo o valor de C tem-se:

$$L = \frac{\eta \cdot V_P^2}{8 \cdot P_0 \cdot f_s} \cdot \left[\frac{1 - \cos(\alpha \cdot \pi)}{\pi^2 \cdot \alpha^2} + \frac{1}{18} \right] \quad (2.55)$$

Desta forma tem-se que:

$$C_{p1} = C_{p2} = C$$

e

$$L_{in1} + L_{in2} = L$$

$$L_{in1} = L_{in2} = \frac{L}{2}$$

2.6.9 Cálculo dos Elementos do Circuito Ressonante

A Fig. 2.11 mostra o circuito equivalente para o circuito ressonante e a tensão entre os terminais “ m ” e “ s_2 ”. O projeto do circuito ressonante é para valores próximos da tensão de barramento, sendo a tensão v_{ms2} de pico a pico igual a tensão de barramento CC.

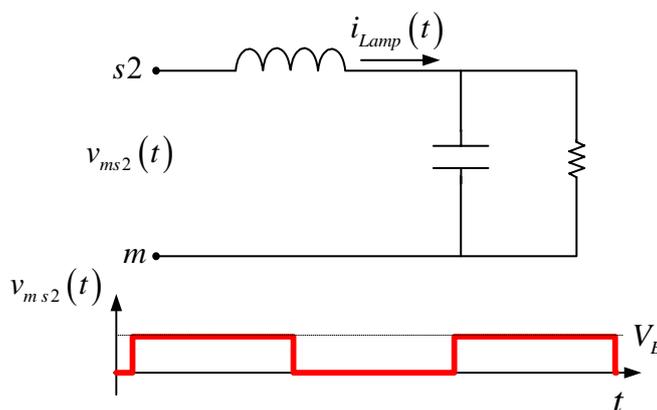


Fig. 2.11 – Circuito ressonante equivalente e tensão aplicada.

Utilizando equações para divisão de tensão, obtém-se a equação de ganho para o circuito equivalente, que é dada por:

$$\frac{V_o}{V_{ms2}} = \frac{1}{1 - \frac{X_L}{X_C} + j \frac{X_L}{R}} \quad (2.56)$$

A impedância da lâmpada, durante o transitório de partida, é considerada como sendo infinita, sendo representada pela equação diferencial que segue:

$$V_B \cdot \text{sen}(\omega_s \cdot t) = L \cdot C_r \cdot \frac{d^2}{dt^2} \cdot v_{C_r}(t) + v_{C_r}(t)$$

L

Durante o processo de partida da lâmpada, a solução desta equação diferencial depende da relação entre a frequência de comutação e a frequência de ressonância da rede LC da carga. A frequência de ressonância da carga LC é dada pela seguinte equação:

$$f_{op} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C_r}} \quad (2.57)$$

Caso a frequência de comutação seja igual a frequência de ressonância, a solução da equação diferencial para condições iniciais nulas é dada por:

$$V_{C_r} = \frac{V_B}{2} \cdot \text{sen}(\omega_{op} \cdot t) - \frac{V_B \cdot \omega_{op}}{2} \cdot \cos(\omega_{op} \cdot t) \cdot t$$

A corrente no indutor L é descrita matematicamente por:

$$i_L(t) = \frac{1}{2} \cdot C_r \cdot V_B \cdot \omega_{op}^2 \cdot \text{sen}(\omega_{op} \cdot t) \cdot t$$

Tanto a tensão como a corrente da carga, tendem ao infinito com o passar do tempo. Como a lâmpada fluorescente possui uma tensão de ignição elevada, ou seja, para que se estabeleça o arco, que é definida pela sua geometria, potência e pressão, este comportamento poderia ser utilizado para garantir a partida. Assim que é atingida a tensão de ignição, a impedância da lâmpada cai bruscamente, caracterizando o final da etapa transitória de partida.

Caso a frequência de comutação diferir da frequência de ressonância da carga, a solução da equação diferencial é dada por:

$$v_{C_r}(t) = \frac{V_B}{(L \cdot C_r \cdot \omega_s^2 - 1)} \cdot \left(\frac{\omega_s}{\omega_{op}} \text{sen}(\omega_{op} \cdot t) - \text{sen}(\omega_s \cdot t) \right)$$

A corrente no indutor pode ser expressa por:

$$i_L(t) = \frac{V_B}{L \cdot C_r \cdot \omega_s^2 - 1} \cdot (\cos(\omega_{op} \cdot t) - \cos(\omega_s \cdot t))$$

A frequência de comutação deve ser maior que a frequência de ressonância, caracterizando o fenômeno de batimento. Quanto menor for a diferença entre as frequências, maiores serão os valores de tensão e de corrente atingidos para um mesmo período de tempo. Adotando-se a frequência de comutação maior que a frequência de ressonância, a corrente $i_L(t)$ se desenvolve atrasada em relação à componente fundamental da tensão $v_{ms2}(t)$.

O projeto do inversor está associado à escolha dos componentes a partir de algumas considerações diante do número de variáveis livres no sistema, entre elas, as frequências de ressonância e a de comutação.

Para o projeto dos elementos do circuito ressonante as seguintes condições serão impostas durante o projeto do inversor:

A frequência de oscilação natural durante a partida (f_{op}) será ponderada por um fator “ ρ_p ”.

Em regime permanente, para que a corrente esteja atrasada em relação a fundamental de $v_{ms2}(t)$, a frequência de ressonância em regime permanente (f_{or}) deve ser “ α ” vezes menor que a frequência de comutação (f_s).

A ponderação pelo fator “ ρ_p ”, que é menor que a unidade, permite limitar a máxima corrente dos interruptores e a tensão máxima aplicada ao circuito ressonante durante o transitório de partida. Esta característica faz com que no caso da ausência da lâmpada a corrente seja naturalmente limitada, não levando o reator a destruição. O fator “ α ” influencia o valor da distorção da corrente aplicada à lâmpada: quanto mais distante da unidade menor será o conteúdo harmônico da corrente do circuito.

Das considerações citadas podem-se definir as relações como:

$$f_{op} = \rho_p \cdot f_s \quad (2.58)$$

$$f_{or} = \alpha \cdot f_s \quad (2.59)$$

Considerando que a impedância da lâmpada, antes de estabelecido o arco, seja muito maior que a do capacitor C_r , a frequência de ressonância na partida, pode ser aproximada por:

$$f_{op} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C_r}}$$

Sendo assim, o capacitor C_r pode ser calculado por:

$$C_r = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot \rho_p \cdot f_s \cdot L} \quad (2.60)$$

Para o cálculo de C_{f1} e C_{f2} considera-se que:

$$C_{f1} = C_{f2} = 10 \cdot C_{P1}$$

Com a utilização de capacitores C_f 's elevados, e os valores dos capacitores de partida C_r 's não muito elevados, evita-se desta forma que haja um aumento de reativos processados pelos interruptores.

2.7 Resultados de Simulação

Para a comprovação prévia dos estudos realizados durante a análise matemática é realizada a etapa de simulação, onde foram realizados alguns ajustes referentes aos valores calculados dos componentes de potência, de modo a alcançar o melhor arranjo possível.

Os parâmetros para cálculos dos elementos do circuito são: frequência de comutação de 28 kHz, tensão de pico de entrada igual a 311 V senoidal, rendimento de 85% , $\alpha=0,3$ e frequência de ressonância na partida de 25 kHz.

Conforme a metodologia apresentada chegou-se aos seguintes valores para o protótipo do reator:

$$L_{in1} = L_{in2} = 7 \text{ mH}$$

$$C_{p1} = C_{p2} = 2,2 \text{ nF}$$

$$C_r = 10 \text{ nF}$$

$$C_{f1} = C_{f2} = 430 \text{ nF}$$

$$V_B = 400 \text{ V}$$

Com estes valores foi realizada a simulação. Para isso utilizou-se de uma ferramenta computacional, que neste caso é o simulador *PSIM 6.0*. Este simulador utiliza modelos ideais, o que não interfere muito no resultado final, como poderá ser comprovado ao se comparar com os resultados experimentais. O circuito simulado é apresentado na Fig. 2.12.

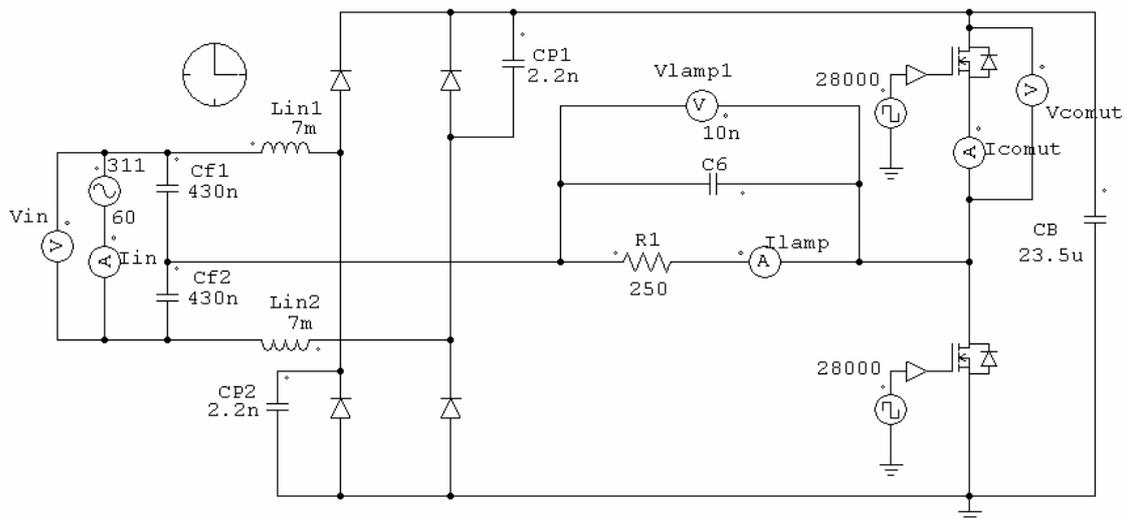


Fig. 2.12 – Circuito simulado.

A Fig. 2.13 apresenta a tensão e a corrente de entrada da fonte de alimentação. Através da simulação é possível verificar que a corrente tende a ser senoidal com uma aparente TDH de valor baixo.

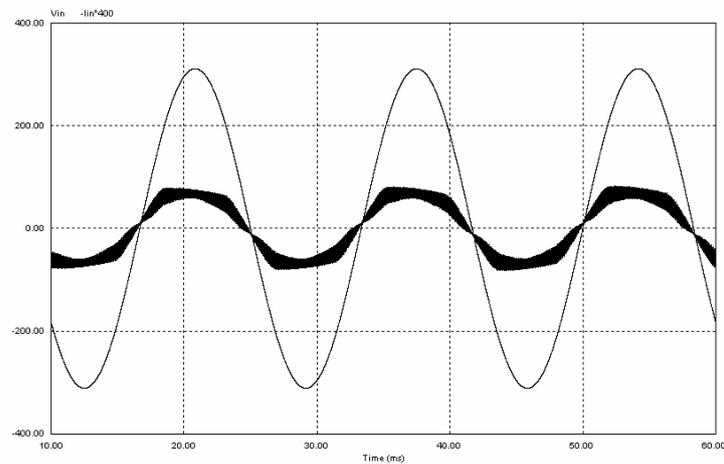


Fig. 2.13 – Tensão e corrente de entrada.

A Fig. 2.14 apresenta a corrente na lâmpada com sua envoltória em baixa frequência. Os valores de pico ficam em torno de 500mA. Através desta simulação pode-se

concluir que o valor do fator de crista estará dentro do limite, pois a ondulação em baixa frequência é pouco significativa, sendo o valor eficaz 67% do valor de pico.

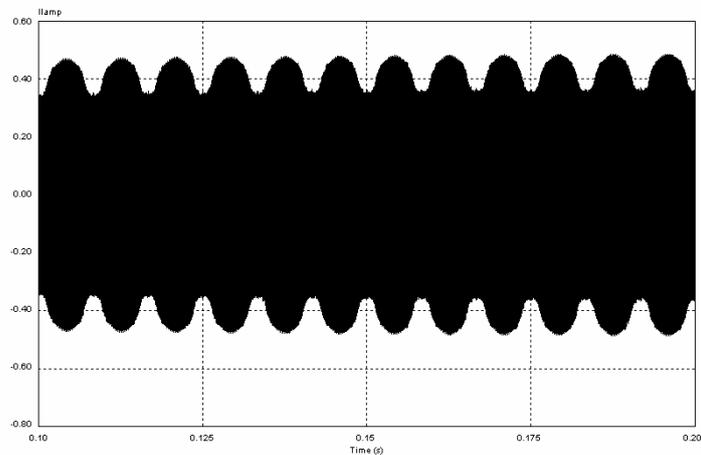


Fig. 2.14 – Corrente na lâmpada com sua envoltória em baixa frequência.

A Fig. 2.15 apresenta o detalhe da comutação em um dos interruptores do inversor. A tensão máxima no interruptor fica em torno de 500V e a corrente máxima chega a 1A.

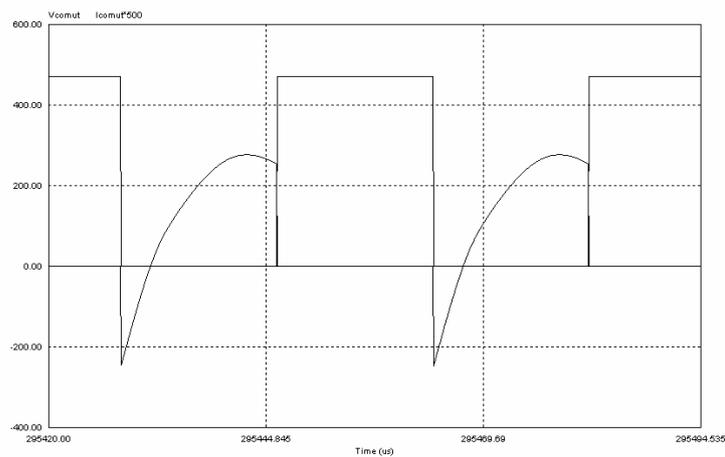


Fig. 2.15 – Detalhe da comutação em um dos interruptores.

2.8 Resultados Experimentais

Para verificação em laboratório dos resultados obtidos através da análise matemática e simulação, foi montado um protótipo para alimentar uma lâmpada tipo PL-26W. Este protótipo foi projetado com circuito auto-oscilante para o comando dos interruptores, conforme mostra a Fig. 2.16. Para o projeto do circuito de comando auto-oscilante foi usado o trabalho de [15] que está relacionado com este tipo de comando. Os transistores utilizados foram do tipo MOSFET da série IRF-830 e os indutores de entrada utilizados foram construídos com núcleo EE30/07 IP12, fio 24AWG, 250 espiras, perfazendo 7 mH.

Para lâmpadas com potência de 26 W as normas não exigem a correção do fator de potência. Porém, o intuito deste trabalho é demonstrar a viabilidade técnica da estrutura, sendo que mesmo para baixas potências a estrutura é aplicável, devido ao reduzido número de componentes.

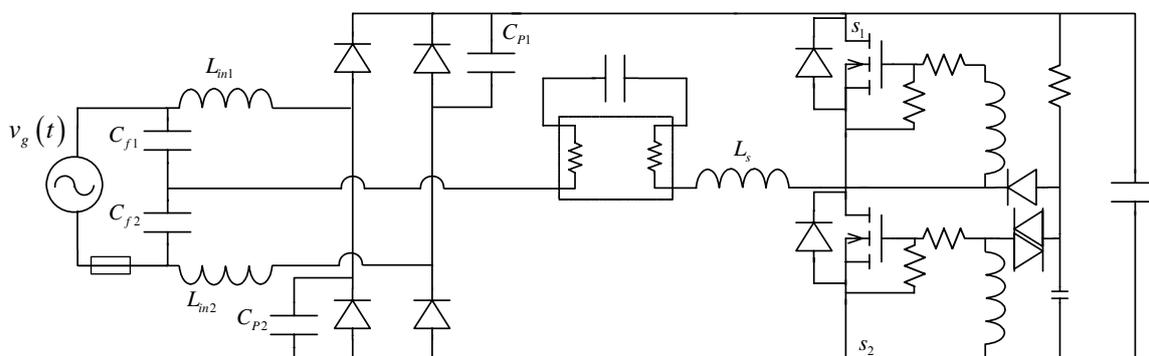


Fig. 2.16 - Circuito do protótipo montado.

Os resultados experimentais são:

$$P_{in} = 31,44 \text{ W}$$

$$P_{out} = 25,98 \text{ W}$$

$$V_B = 460 \text{ V}$$

$$\eta = 83 \%$$

$$\text{TDH} = 3,7 \%$$

$$\text{Fator de Potência} = 0,991$$

Fator de Crista=1,595

A tensão e a corrente de entrada, que tende a ser senoidal, são apresentadas na Fig. 2.17. Pode-se verificar através desta aquisição que a corrente de entrada alcança valores de pico em torno de 200mA.

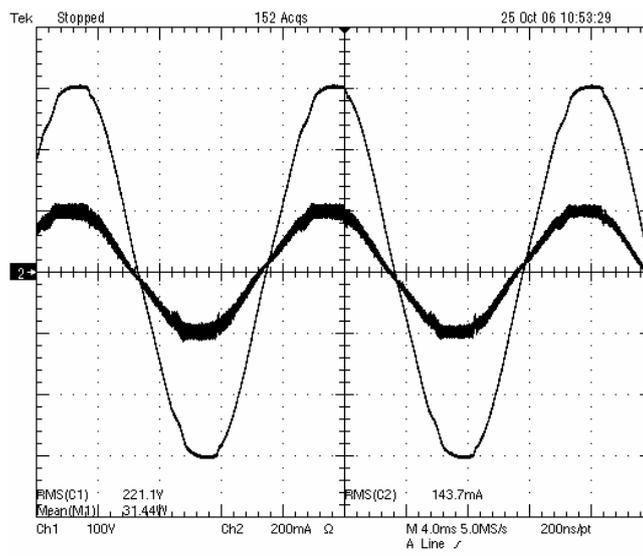


Fig. 2.17 - Tensão e corrente de entrada ($t=4\text{ms}$; $v=100\text{V/div}$; $i=200\text{mA/div}$).

O espectro harmônico da corrente de entrada, conforme os limites estabelecidos pela norma IEC 61000-3-2 Classe C é apresentado na Fig. 2.18. Pode-se notar que o reator atende à norma estabelecida, com um valor de TDH bastante baixo.

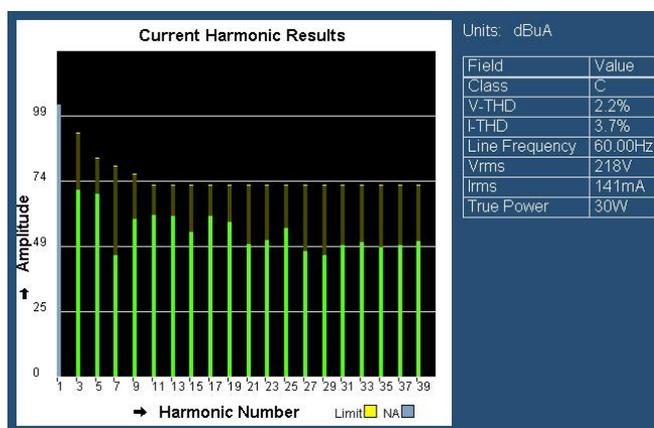


Fig. 2.18 - Espectro harmônico da corrente de entrada, conforme IEC 61000-3-2 Classe C.

O fator de crista da corrente na lâmpada é de 1,595, o que estabelece uma boa condição em vista do limite estabelecido pela norma, que é de 1,7, conforme pode ser verificado na Fig. 2.19.

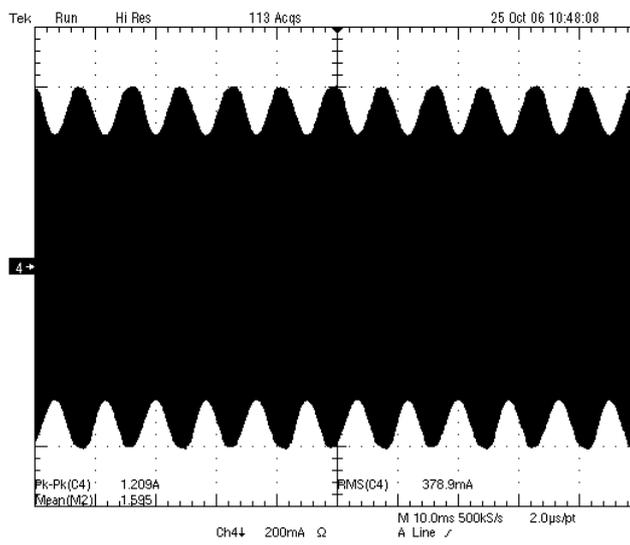


Fig. 2.19 - Corrente na lâmpada com fator de crista igual a 1,595 ($t=10\text{ms}$; $i=200\text{mA/div}$).

A tensão, a corrente e a potência da lâmpada são apresentadas na Fig. 2.20, onde se verifica que a potência fornecida fica um pouco abaixo da nominal, conforme apresentado por [2].

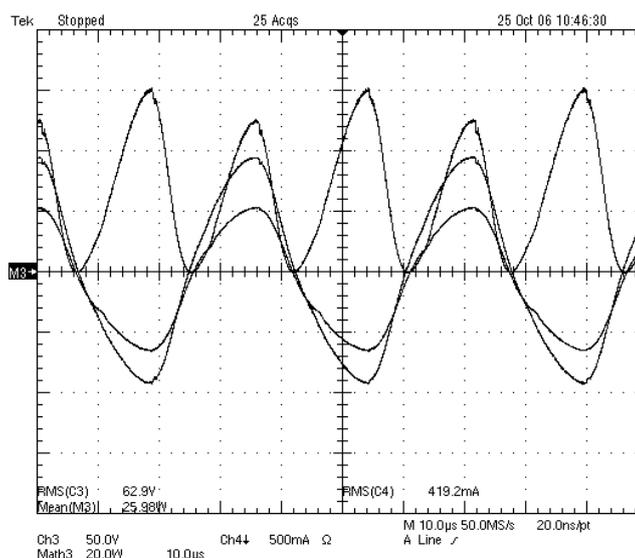


Fig. 2.20 - Tensão, corrente e potência na lâmpada ($t=10\mu\text{s/div}$; $v=50\text{V/div}$; $i=500\text{mA/div}$; $p=20\text{W/div}$).

O rendimento obtido com esta estrutura foi relativamente elevado em parte pela comutação suave na entrada em condução dos interruptores, conforme a Fig. 2.21. O rendimento do reator eletromagnético para este mesmo tipo de lâmpada é aproximadamente igual a 70%.

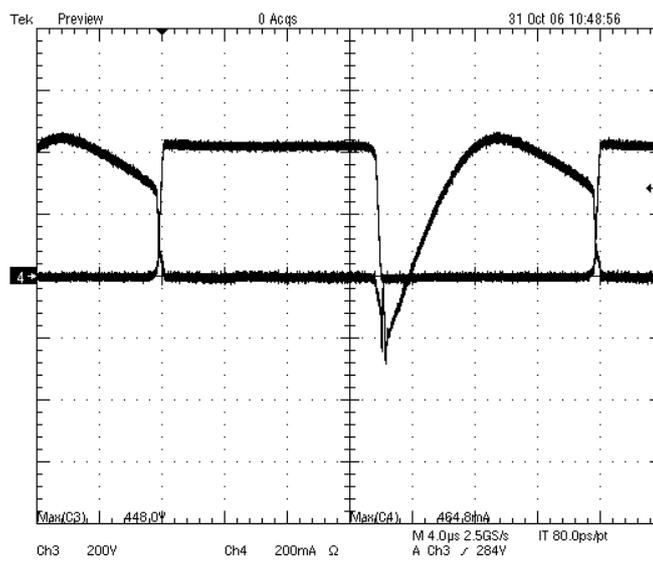


Fig. 2.21 - Tensão e corrente no interruptor durante a comutação ($t=4\mu\text{s}/\text{div}$; $v=200\text{V}/\text{div}$; $i=500\text{mA}/\text{div}$).

A Fig. 2.22 mostra o transitório da tensão de barramento durante a partida da lâmpada. Como a partida é instantânea, enquanto o arco não é estabelecido, por um período bastante pequeno, a tensão do barramento se eleva um pouco acima do valor em regime. Logo após a partida da lâmpada ocorre a diminuição da impedância da lâmpada e a conseqüente queda da tensão de barramento, conforme a Fig. 2.23.

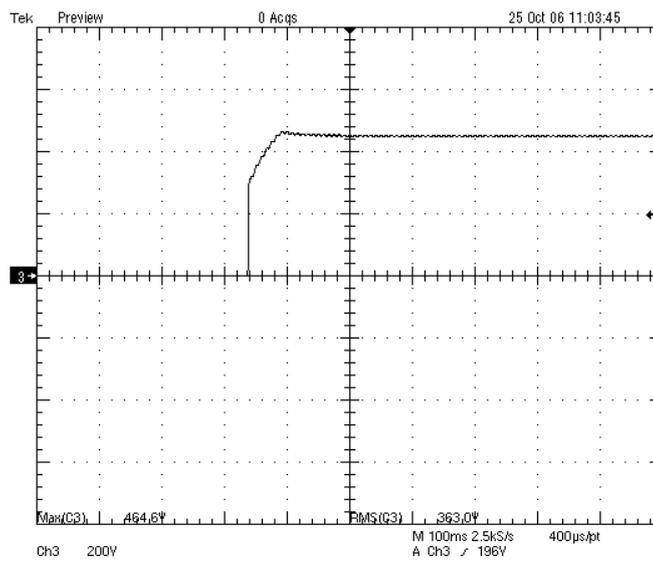


Fig. 2.22 - Tensão de barramento durante a ignição ($t=100\text{ms/div}$; $v=200\text{V/div}$).

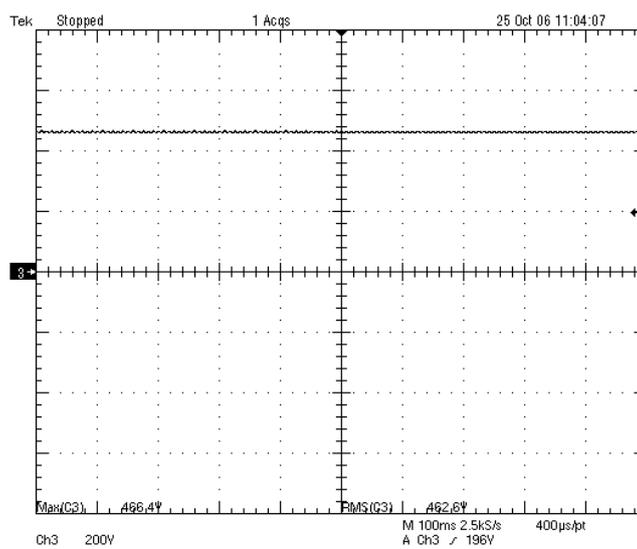


Fig. 2.23 - Tensão de barramento em regime ($t=100\text{ms/div}$; $v=200\text{V/div}$).

A partida da lâmpada é do tipo instantânea. Como a estrutura possui comando auto-oscilante e é desprovida de circuitos integrados, torna-se complexa a aplicação de pré-aquecimento programado, pois um dos focos principais desta estrutura é a redução dos custos de produção.

A Fig. 2.24 apresenta a tensão na lâmpada no momento da partida. Pode-se verificar que a partida a frio implica em altos valores máximos de tensão para que ocorra a partida da lâmpada.

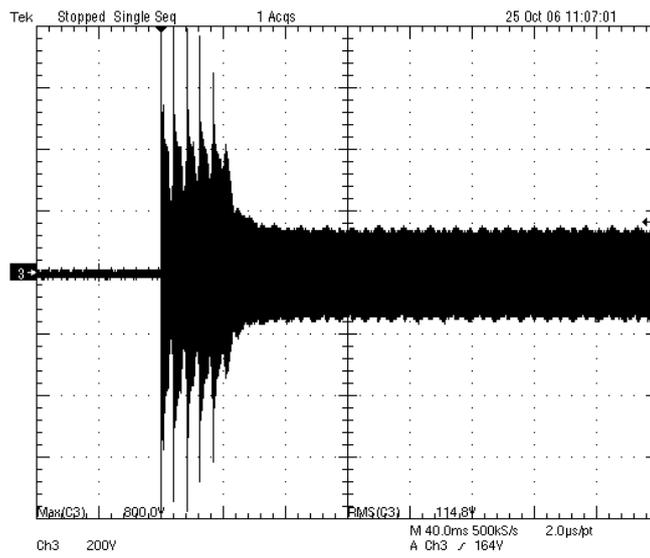


Fig. 2.24 - Tensão na lâmpada durante o processo de partida ($t=40\text{ms/div}$; $v=200\text{V/div}$).

Também foram realizados ensaios na esfera de integração (OL IS-3900, fabricada pela Optronic Laboratories), onde foram obtidas medições de fluxo luminoso na lâmpada PL-26W. Utilizou-se não somente o protótipo montado mas, também, para efeito de comparação, um reator eletromagnético comercial.

Primeiramente, no reator eletromagnético, foi aplicada a tensão nominal da rede e, a partir dos valores obtidos nesta primeira medição, foram realizadas diversas medições utilizando o protótipo operando em alta frequência e com correção do fator de potência. Os resultados são apresentados na Tabela 2.1.

Tabela 2.1 - Dados coletados na esfera de integração.

	COMERCIAL	PROTÓTIPO		
V_{in} (V)	220	207	220	240
P_{in} (W)	29,25	17,80	25,10	31,70
P_{Lamp} (W)	20,43	15,89	23,10	26,96
Rendimento (η)	0,69	0,89	0,92	0,85
Fluxo Luminoso (lm)	1.165	1.166	1.547	1.645
(lm/W)	57,02	73,38	66,97	61,01

Através dos dados apresentados na Tabela 2.1, pode-se verificar que o mesmo fluxo luminoso apresentado pelo reator eletromagnético comercial é obtido pelo protótipo com uma potência bastante inferior (alimentado em 207 V). Outro ponto bastante interessante é que, ao aplicar a potência nominal projetada (23 W) para a lâmpada com o protótipo do reator eletrônico, obtém-se um maior rendimento da estrutura (alimentado em 220 V). Neste caso foi utilizado um interruptor MOSFET da série IRF-740, com resistência de condução menor.

O fluxo luminoso para a potência nominal projetada (23 W) é 33% mais elevado que o reator eletromagnético comercial, comprovando a tese apresentada em [2].

Na última medição, pode se notar que com o aumento da potência já não é mais tão significativo o aumento do fluxo luminoso, o que comprova a aplicação da potência de 23 W como a melhor opção, pois se obtém o fluxo luminoso nominal da lâmpada (1.548 lm).

2.9 Conclusão

Uma nova topologia de reator eletrônico para lâmpadas fluorescentes foi apresentada. Através de conceitos consagrados dentro da área de projetos, e também utilizando-se novas técnicas de integração, foi possível chegar a uma nova estrutura, onde as boas características das estruturas anteriores foram preservadas e novas características foram incorporadas, tais como: simplicidade, redução de componentes e consequente redução de custos e de tamanho.

A topologia proposta foi analisada e um protótipo foi implementado para verificação das reais possibilidades da estrutura. Foi constatado que o reator, com comando auto-oscilante, apresenta grandes possibilidades de introdução no mercado de lâmpadas fluorescentes compactas com correção do fator de potência, pois obedece a todas as especificações da norma IEC 61000-3-2 Classe C.

Os objetivos do trabalho foram alcançados visto que foi possível a construção de um reator com o mínimo de componentes e consequente baixo custo de produção, obedecendo as normas vigentes e contribuindo para a manutenção da qualidade de energia fornecida pela concessionária.

Capítulo 3 - Reator CIC-CPPFC Para Duas Lâmpadas do Tipo T8-16W

3.1 Introdução

Nesta seção apresenta-se o reator para duas lâmpadas fluorescentes do tipo T8-16W. Esta nova topologia aparece como uma evolução da topologia apresentada no capítulo anterior, sendo que agora o foco principal neste capítulo é a operação com duas lâmpadas, baseado no conceito CIC-CPPFC “Continuous Input Current – Charge Pump Power Factor Correction”.

Seguindo os mesmos critérios aplicados no capítulo anterior a ênfase foi dada na busca por estruturas com reduzido número de componentes e que apresentem resultados compatíveis com as normas vigentes, sendo também possível o seu aproveitamento na indústria.

Neste estudo serão apresentadas a evolução topológica, proveniente do capítulo anterior, o princípio de funcionamento, as etapas de operação, o equacionamento e os resultados experimentais alcançados com as devidas análises.

3.2 Topologia Proposta

A topologia proposta neste capítulo é uma evolução da apresentada no capítulo anterior, onde foi possível integrar diversas funções em alguns poucos elementos de potência. Na topologia proposta no capítulo anterior e na estrutura deste capítulo a principal e mais significativa ausência é a do indutor “ballast”, elemento que aparece em série com a lâmpada e é responsável pelo processo de partida e limitação da corrente na lâmpada.

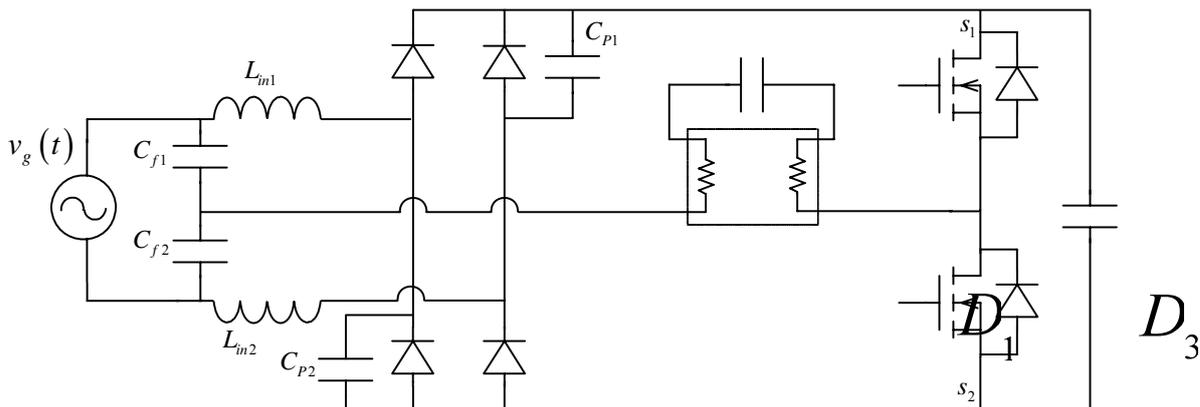


Fig. 3.1 – Topologia proposta no capítulo anterior para uma lâmpada.

Com base na estrutura da Fig. 3.1, a tentativa de fornecer energia para duas lâmpadas em paralelo com esta mesma estrutura não seria possível pois, no momento em que uma das lâmpadas partisse, a sua tensão reduziria significativamente, impedindo que a outra atingisse tensão suficiente para a partida e, mesmo que as duas lâmpadas partissem simultaneamente, a impedância das duas lâmpadas seria diferente e as correntes drenadas por elas teriam valores razoavelmente diferentes, provocando diferença significativa de potência entre elas.

Para resolver tal problema, foi introduzido um capacitor em série com cada lâmpada, de modo a impedir que a tensão sobre a lâmpada que partisse depois não seja tão reduzida, e que a impedância mais significativa seja a da própria capacitância introduzida, levando a uma igualdade de potências entre as duas lâmpadas.

Na Fig. 3.2 é apresentada a topologia proposta neste capítulo. Pode-se notar claramente que esta topologia apresenta um número bastante reduzido de componentes, o que também proporciona grande possibilidade de compactação, e significa baixos investimentos na estrutura mecânica de acoplamento do reator na luminária.

A partir da topologia proposta será realizada uma análise a fim de se obter as etapas de funcionamento e os equacionamentos matemáticos com a metodologia apresentada por [16], onde é possível obter os valores dos elementos de potência, respeitando a condição de fator de potência unitário e as boas qualidades do CIC-CPPFC já apresentadas no capítulo anterior.

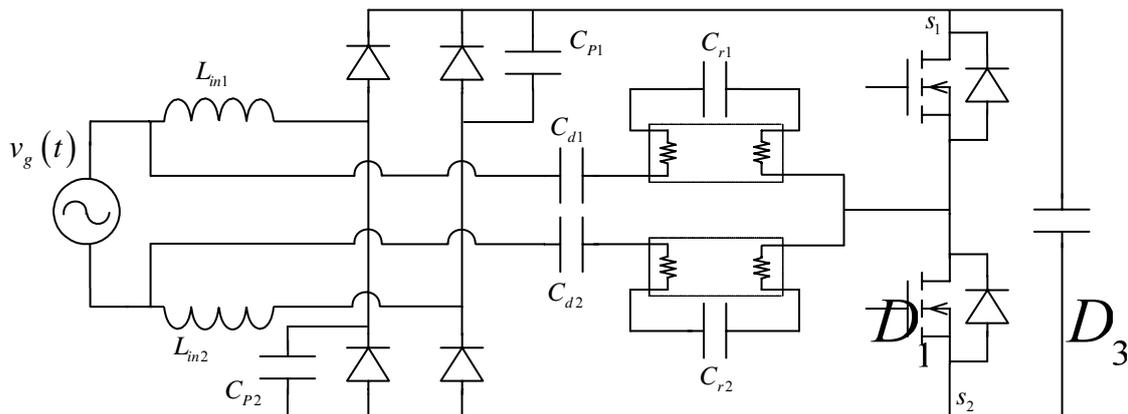


Fig. 3.2 – Topologia proposta para duas lâmpadas.

3.3 Princípio de Funcionamento

O princípio de funcionamento da topologia apresentada neste capítulo é análogo ao apresentado no capítulo anterior. Sendo assim, o princípio de funcionamento do circuito é o mesmo para o semi-ciclo positivo e negativo da rede. Também em função da simetria do circuito, dentro de um período de comutação em alta frequência, apresenta-se apenas metade das etapas de um período de comutação, dentro do semi-ciclo positivo da rede.

Durante a descrição das etapas de funcionamento e da etapa de equacionamento, foram consideradas para a análise do circuito algumas simplificações:

- A ondulação da tensão V_B (tensão sobre C_B) será desprezada;
- A tensão nos terminais da fonte de entrada $v_g(t)$ será considerada constante durante um período de comutação;
- A corrente de entrada será considerada constante em todo período de comutação;
- As correntes dos circuitos ressonantes serão consideradas fontes de correntes igualmente ideais;
- Todos os componentes serão considerados ideais.

Ressalta-se novamente que nesta nova topologia o indutor normalmente colocado em série com a lâmpada (indutor ballast) não está sendo utilizado devido à possibilidade

dos indutores de entrada L_{in1} e L_{in2} poderem assumir várias finalidades: filtragem da corrente de entrada, limitar a corrente da lâmpada e atuar no processo de ignição da lâmpada.

3.4 Etapas de operação

1ª Etapa – ($t_0 \sim t_1$): Na etapa que antecedeu esta, a corrente na carga estava no sentido oposto, provocando a passagem de corrente pelo diodo D_{T1} .

A 1ª etapa inicia exatamente quando a corrente na carga inverte de sentido e passa a circular pelo interruptor T_1 . A tensão sobre os capacitores C_{p1} e C_{p2} é igual a tensão de barramento, o que coloca os diodos D_1 e D_4 em condução.

Esta etapa termina quando a corrente que circula por C_B e L_{in2} chega a zero e inverte de sentido e o capacitor C_{p1} é descarregado, levando o diodo D_4 ao bloqueio natural.

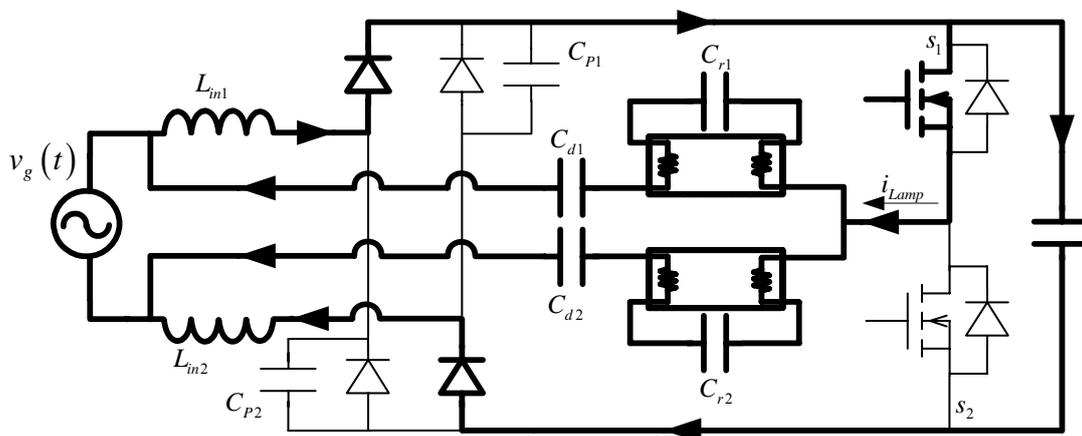


Fig. 3.3 - 1ª Etapa de operação.

2ª Etapa – ($t_1 \sim t_2$): Em t_1 , a corrente de carga continua no mesmo sentido e circulando por T_1 , mas o sentido da corrente que circulava pelo capacitor C_B e L_{in2} inverte de sentido e passa agora a circular não mais por D_4 e sim por C_{p1} . O diodo D_1 também

está conduzindo a mesma corrente que o indutor de entrada L_{in1} , sendo a corrente de carga a soma das correntes provenientes dos indutores L_{in1} e L_{in2} .

A partir deste instante, começa a ocorrer a variação de carga de C_{p1} , reduzindo a tensão em seus terminais. A tensão sobre L_{in1} e L_{in2} varia de acordo com a tensão do capacitor C_{p1} , fazendo com que estes elementos entrem em ressonância.

Esta etapa termina quando o interruptor T_1 é comandado a bloquear.

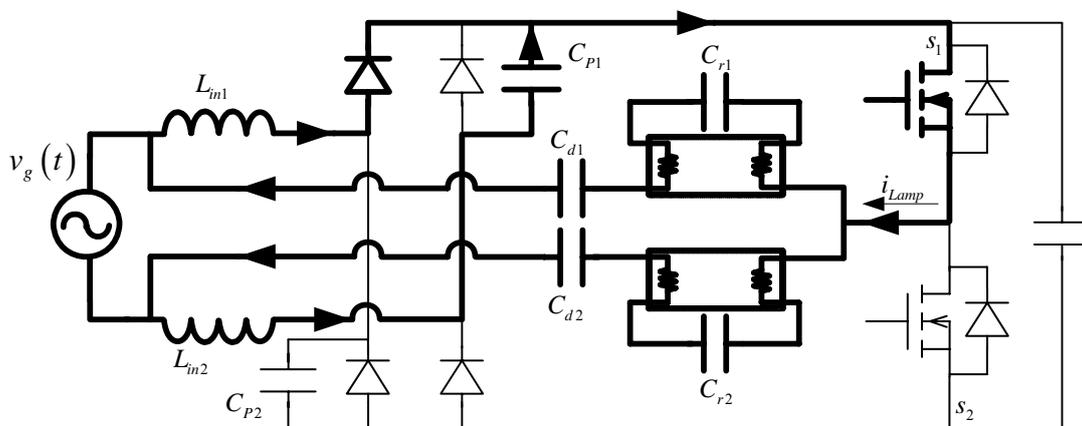


Fig. 3.4 - 2ª Etapa de operação.

3ª Etapa – ($t_2 \sim t_3$): Em t_2 , o interruptor T_1 é comandado a bloquear e, como as correntes de carga não podem variar instantaneamente, o diodo D_{T2} passa a conduzir a corrente de carga. O diodo D_1 continua conduzindo a mesma corrente que o indutor de entrada L_{in1} , sendo a corrente de carga ainda a soma das correntes provenientes dos indutores L_{in1} e L_{in2} . A corrente de carga continua no mesmo sentido da etapa anterior.

Esta etapa termina quando a corrente no indutor L_{in2} chega a zero e inverte de sentido.

D_2 D_4

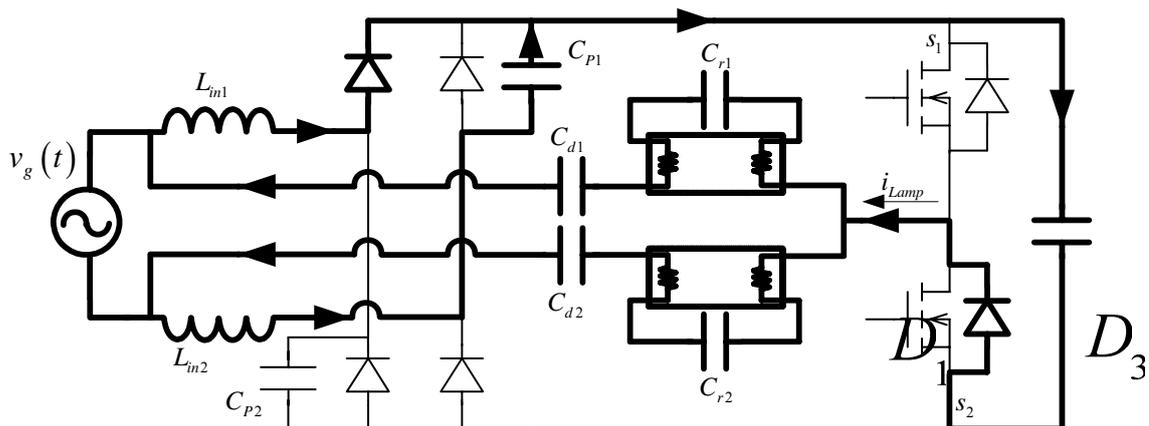


Fig. 3.5 - 3ª Etapa de operação.

4ª Etapa – ($t_3 \sim t_4$): Esta etapa inicia quando a corrente em L_{in2} chega a zero e inverte de sentido e inicia o processo de carga do capacitor C_{p1} . As demais correntes permanecem no mesmo sentido quando comparadas com a etapa anterior, inclusive a corrente de carga. Durante esta etapa o interruptor T_2 é comandado a conduzir, caracterizando a comutação ZVS.

Esta etapa termina quando a corrente de carga chega a zero e inverte de sentido.

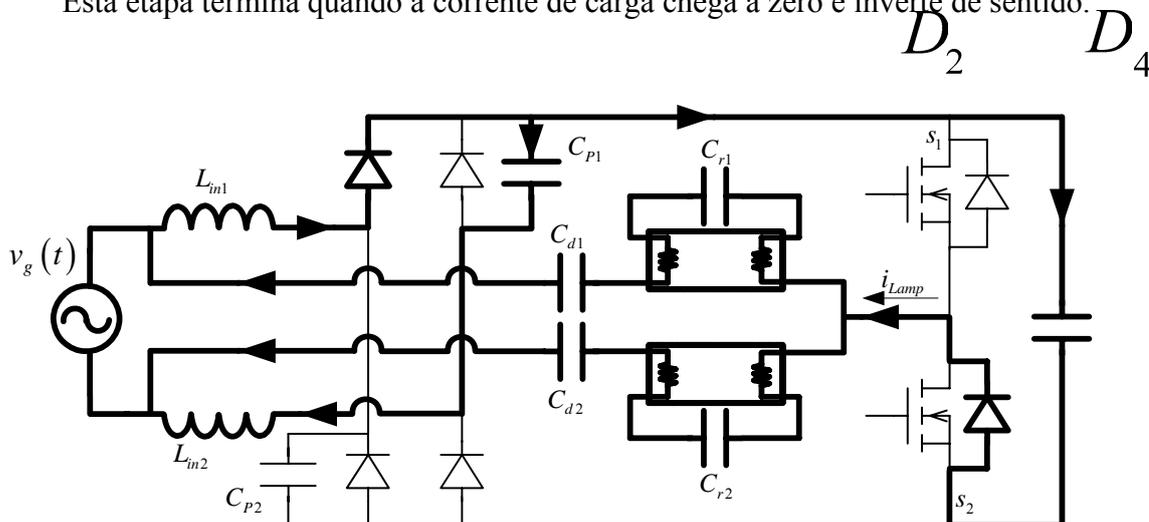


Fig. 3.6 - 4ª Etapa de operação.

5ª Etapa – ($t_4 \sim t_5$): Em t_4 , a corrente de carga chega a zero e inverte de sentido quando comparada com a etapa anterior, sendo conduzida nesta etapa pelo interruptor T_2 , que foi colocado em condução na etapa anterior. Nesta etapa ocorre circulação de corrente pelos diodos D_1 e D_4 .

Esta etapa termina quando a corrente no capacitor C_B e no indutor L_{in1} chega a zero, e o capacitor C_{P2} inicia o processo de descarga, e leva o diodo D_1 ao bloqueio natural.

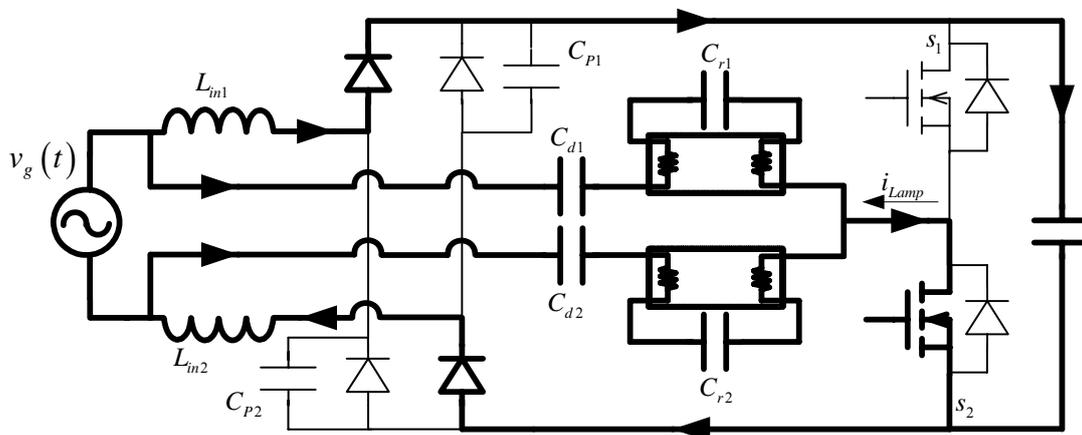


Fig. 3.7 - 5ª Etapa de operação.

6ª Etapa – ($t_5 \sim t_6$): Esta etapa se inicia quando a corrente que circula por L_{in1} e D_3 inverte de sentido e passa a circular também pelo capacitor C_{P2} , iniciando o processo de descarga. A corrente de carga continua no mesmo sentido da etapa anterior.

A partir deste instante, começa a ocorrer a variação de carga de C_{P2} , reduzindo a tensão em seus terminais. A tensão sobre L_{in1} e L_{in2} varia de acordo com a tensão do capacitor C_{P2} , fazendo com que estes elementos entrem em ressonância.

Esta etapa termina quando o interruptor T_2 é comandado a bloquear.

D_2 D_4

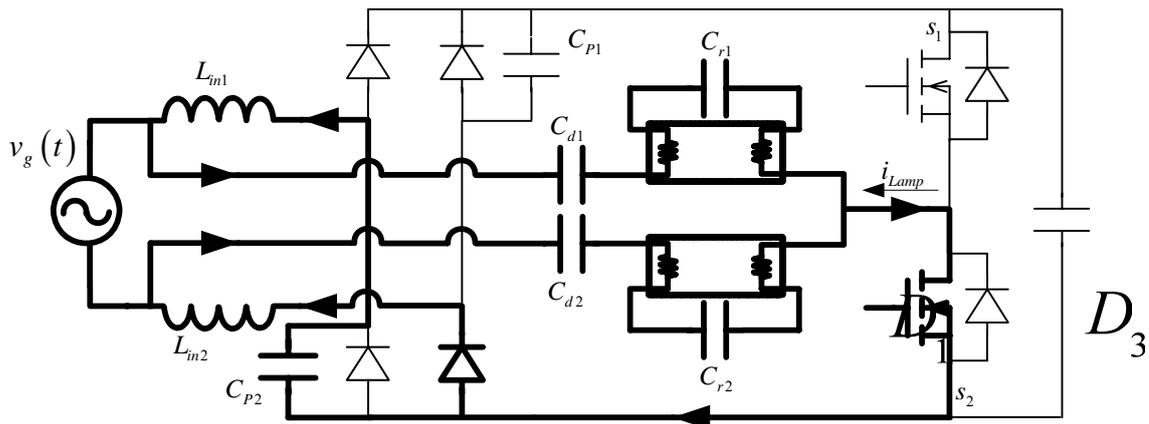


Fig. 3.8 - 6ª Etapa de operação.

7ª Etapa - ($t_6 \sim t_7$): Em t_6 , como a corrente de carga não pode variar instantaneamente, o diodo D_{T1} passa a conduzir a corrente de carga. O processo de descarga do capacitor C_{P2} , iniciado na etapa anterior, continua. A corrente de carga permanece no mesmo sentido da etapa anterior.

Esta etapa termina quando a corrente no indutor L_{in1} chega a zero e inverte de sentido.

D_2 D_4

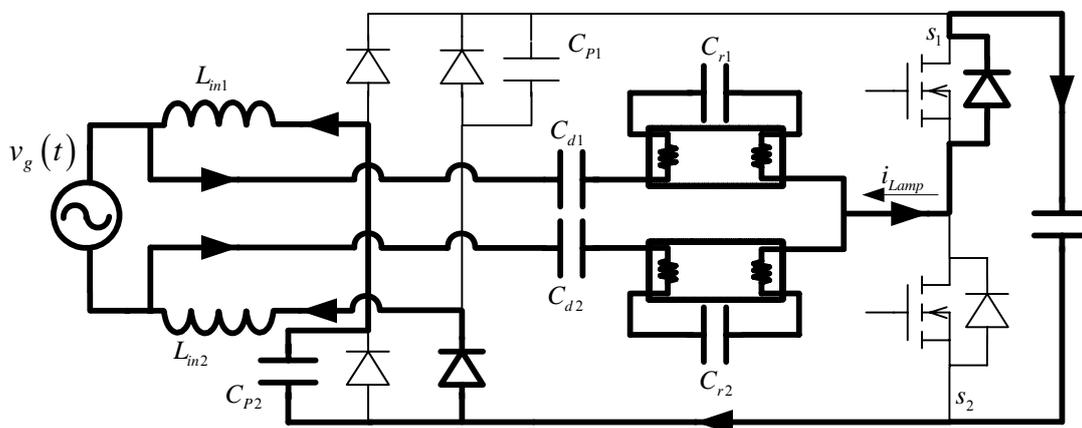


Fig. 3.9 - 7ª Etapa de operação.

8ª Etapa - ($t_7 \sim t_8$): Esta etapa inicia quando a corrente em L_{in1} chega a zero e inverte de sentido, e inicia o processo de recarga do capacitor C_{P1} . As demais correntes permanecem no mesmo sentido, quando comparadas com a etapa anterior, inclusive a

corrente de carga. Durante esta etapa o interruptor T_1 é comandado a conduzir, caracterizando a comutação ZVS.

Esta etapa termina quando a corrente de carga chega a zero e inverte de sentido.

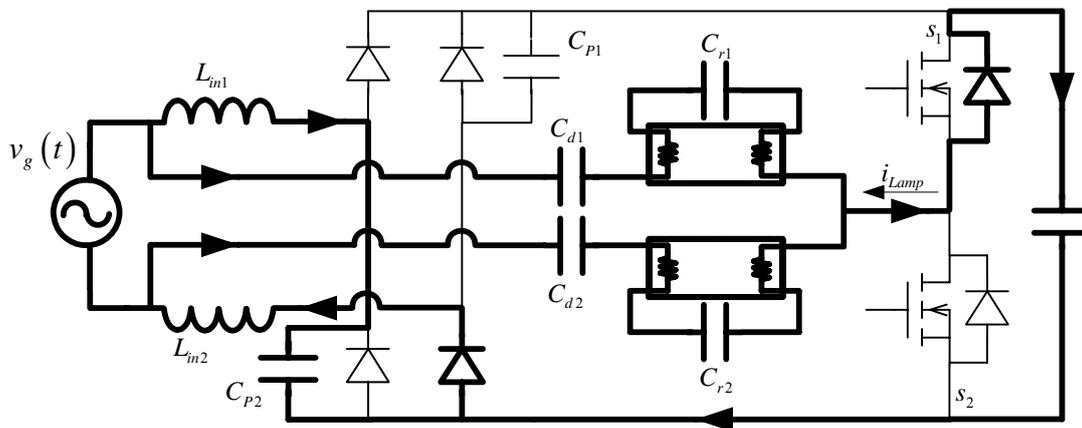


Fig. 3.10 - 8ª Etapa de operação.

A partir disto inicia-se um novo ciclo de operação.

 D_1
 D_3
 D_2
 D_4

3.5 Formas de Onda

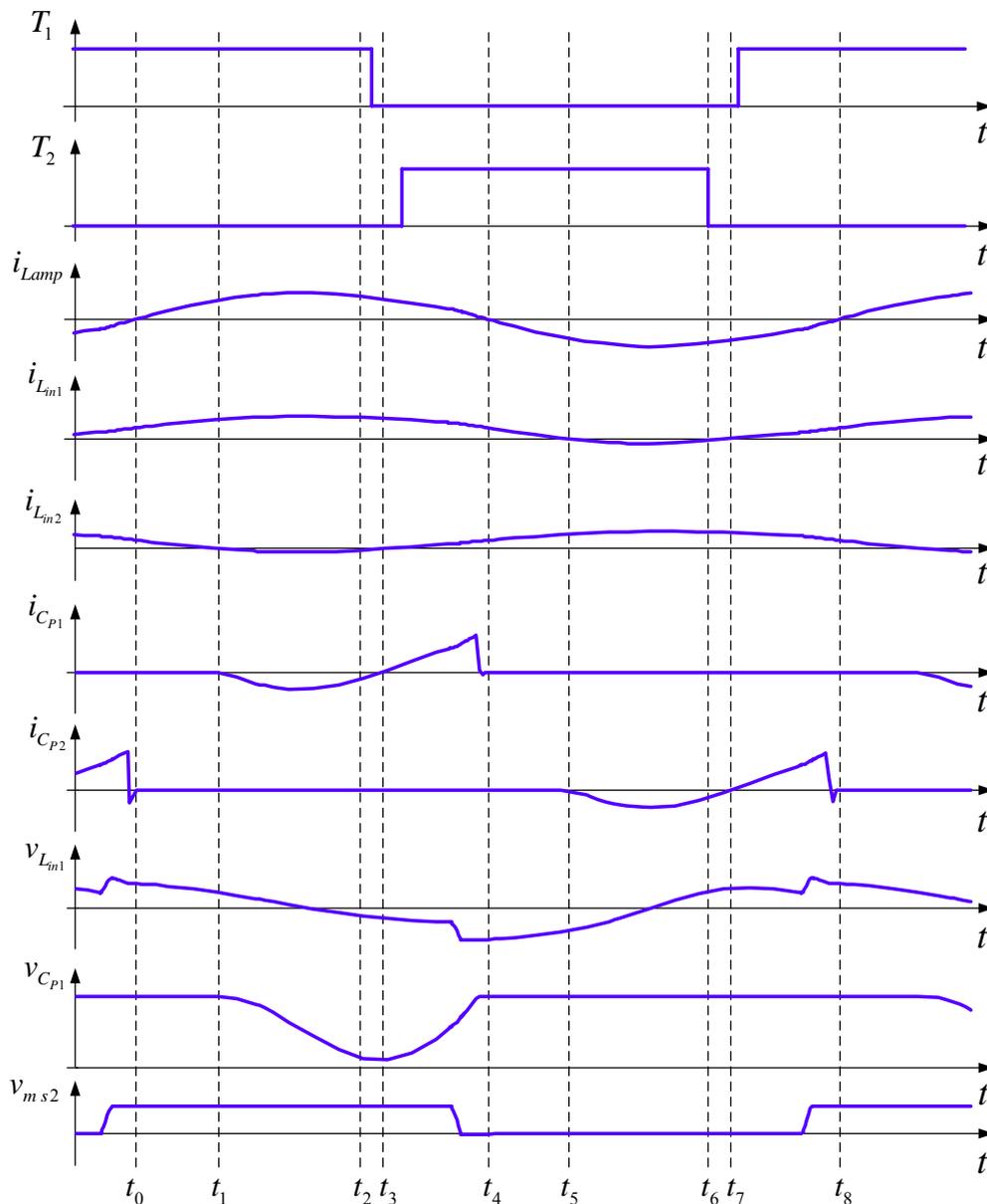


Fig. 3.11 – Formas de onda do reator para duas lâmpadas.

3.6 Análise Matemática

A análise matemática para este reator é baseada na análise proposta no capítulo anterior, onde foi realizada uma análise através da observação das etapas de operação.

Através desta análise será possível efetuar o dimensionamento dos principais elementos de potência do circuito. Como o circuito é simétrico, não há a necessidade de analisar todas as etapas de operação. Sendo assim, serão analisadas somente as etapas entre os tempos t_1 e t_5 . Neste intervalo de tempo, ocorre a variação de carga no capacitor C_{P1} , permitindo que as equações definidas nestas etapas determinem os valores dos capacitores C_{P1} e C_{P2} e dos indutores L_{in1} e L_{in2} . Como a variação de carga do capacitor C_{P1} é idêntica à variação de C_{P2} , não há necessidade de se repetir a análise para o intervalo de tempo onde ocorre esta variação. Portanto as equações que determinam C_{P1} são as mesmas que definem C_{P2} , e as que determinam L_{in1} são as mesmas que definem L_{in2} .

3.6.1 Considerações

$$v_g(t) = V_p \cdot \sin(\omega \cdot t) \quad (3.1)$$

$$i_{Lamp}(t) = I_{P\,Lamp} \cdot \sin(\omega_s \cdot t + \theta) \quad (3.2)$$

$$v_{Lin1}(t) = L_{in1} \cdot \frac{di_{Lin1}(t)}{dt} \quad (3.3)$$

$$v_{Lin2}(t) = L_{in2} \cdot \frac{di_{Lin2}(t)}{dt} \quad (3.4)$$

$$i_{CP1}(t) = C_{P1} \cdot \frac{dv_{CP1}(t)}{dt} \quad (3.5)$$

$$i_{CP2}(t) = C_{P2} \cdot \frac{dv_{CP2}(t)}{dt} \quad (3.6)$$

3.6.2 Condições iniciais

$$i_{Lamp}(0) = I_{P\,Lamp} \cdot \sin(\theta) \quad (3.7)$$

$$i_{CP1}(0) = 0 \quad (3.8)$$

$$i_{CP2}(0) = 0 \quad (3.9)$$

$$v_{CP1}(0) = V_B \quad (3.10)$$

$$v_{CP2}(0) = V_B \quad (3.11)$$

3.6.3 Intervalo de t_1 a t_4

Neste intervalo a tensão sobre o capacitor C_{P1} é:

$$v_{CP1}(t) = |v_g(t)| - v_{Lin1}(t) - v_{Lin2}(t) \quad (3.12)$$

Substituindo as equações (3.3) e (3.4) em (3.12) tem-se:

$$v_{CP1}(t) = |v_g(t)| - L_{in1} \cdot \frac{di_{Lin1}(t)}{dt} - L_{in2} \cdot \frac{di_{Lin2}(t)}{dt} \quad (3.13)$$

Derivando-se a equação (3.13) tem-se:

$$\frac{dv_{CP1}(t)}{dt} = -L_{in1} \cdot \frac{d^2i_{Lin1}(t)}{dt^2} - L_{in2} \cdot \frac{d^2i_{Lin2}(t)}{dt^2} \quad (3.14)$$

Aplicando-se a primeira Lei de Kirchhoff tem-se:

$$i_{Lin1}(t) = i_{CP1}(t) + i_{Lamp}(t) \quad (3.15)$$

Derivando-se a equação (3.15) tem-se:

$$\frac{di_{CP1}(t)}{dt} = \frac{di_{Lin1}(t)}{dt} - \omega_s \cdot I_{PLamp} \cdot \cos(\omega_s \cdot t + \theta) \quad (3.16)$$

Sabendo-se que:

$$i_{Lin2}(t) = i_{CP1}(t) \quad (3.17)$$

E que:

$$\frac{di_{Lin2}(t)}{dt} = \frac{di_{CP1}(t)}{dt} \quad (3.18)$$

Fazendo as devidas substituições obtém-se:

$$i_{Lin1}(t) + C_{P1} \cdot (L_{in1} + L_{in2}) \cdot \frac{d^2i_{Lin1}(t)}{dt^2} = (1 - C_{P1} \cdot L_{in2} \cdot \omega_s^2) \cdot I_{PLamp} \cdot \sin(\omega_s \cdot t + \theta) \quad (3.19)$$

Aplicando as seguintes simplificações:

$$L_{in1} + L_{in2} = L \quad (3.20)$$

$$C_{P1} = C_{P2} = C \quad (3.21)$$

Obtém-se:

$$i_L(t) + C \cdot L \cdot \frac{d^2i_L(t)}{dt^2} = (1 - \frac{C \cdot L}{2} \cdot \omega_s^2) \cdot I_{PLamp} \cdot \sin(\omega_s \cdot t + \theta) \quad (3.22)$$

Fazendo:

$$I_{Lamp} = (1 - \frac{C \cdot L}{2} \cdot \omega_s^2) \cdot I_{PLamp} \quad (3.23)$$

Tem-se a equação diferencial de segunda ordem, na forma representativa da corrente nas indutâncias de entrada:

$$i_L(t) + C \cdot L \cdot \frac{d^2 i_L(t)}{dt^2} = I_{Lamp} \cdot \sin(\omega_s \cdot t + \theta) \quad (3.24)$$

Resolvendo a equação diferencial (3.24), encontra-se a função para a corrente nas indutâncias de entrada:

$$i_L(t) = I_{Lamp} \cdot \sin(\theta) \cdot \cos(\omega_0 \cdot t) + \left(\frac{|v_g(t)| - V_B}{Z_0} \right) \cdot \sin(\omega_0 \cdot t) + K \quad (3.25)$$

Onde:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C \cdot L}}, \quad C = \frac{1}{Z_0 \cdot \omega_0}, \quad Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \text{ e}$$

$$K = \frac{\omega_0^2}{\omega_0^2 - \omega_s^2} \cdot I_{Lamp} \cdot \left[\sin(\omega_s \cdot t + \theta) - \sin(\theta) \cdot \cos(\omega_0 \cdot t) - \frac{\omega_s}{\omega_0} \cdot \cos(\theta) \cdot \sin(\omega_0 \cdot t) \right] \quad (3.26)$$

3.6.4 Intervalo de t_4 a t_5

Neste intervalo tem-se:

$$-|v_g(t)| + L \cdot \frac{di_L(t)}{dt} + V_B = 0 \quad (3.27)$$

A partir da equação (3.23) chega-se a:

$$\int_{i_L(t_4)}^{i_L(t_5)} di_L(t) = \frac{|v_g(t)| - V_B}{L} \cdot \int_{t_4}^{t_5} dt \quad (3.28)$$

E a seguinte expressão:

$$i_L(t) = \frac{|v_g(t)| - V_B}{L} \cdot (t - t_4) + i_L(t_4) \quad (3.29)$$

3.6.5 Cálculo da corrente média no indutor

$$I_{Lmed} = \frac{1}{T_r} \cdot \int_0^{t_2} i_L(t) \cdot dt + \frac{1}{T_r} \cdot \int_{t_2}^{t_3} i_L(t) \cdot dt \quad (3.30)$$

Para $t_1 < t < t_5$ tem-se as seguintes considerações, integrais e suas respectivas soluções:

$$\alpha = \frac{\omega_0}{\omega_s}, t = \frac{\phi}{\omega_s}, \Rightarrow dt = \frac{d\phi}{\omega_s} \text{ e } \omega_s \cdot T_s = 2\pi$$

$$\text{E aproximando } t_4 = \frac{T_s}{3}, t_5 = \frac{T_s}{2} \text{ e } i_L(t_4) = I_P = 2 \cdot \frac{P_0}{V_P}.$$

A corrente média nas indutâncias de entrada, durante o período de comutação é dada por:

$$I_{Lmed} = \left[\frac{|v_g(t)| - V_B}{2\pi \cdot \alpha \cdot Z_0} - \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{\alpha^2 - 1} \cdot I_{Lamp} \cdot \cos(\theta) \right] \cdot [1 - \cos(\alpha \cdot \pi)] + \frac{1}{\pi} \cdot \frac{\alpha^2}{\alpha^2 - 1} \cdot I_{Lamp} \cdot \cos(\theta) + \frac{I_{Lamp} \cdot \sin(\theta) \cdot \sin(\alpha \cdot \pi)}{2\pi} \left[\frac{1}{\alpha} - \frac{\alpha}{\alpha^2 - 1} \right] + \frac{|v_g(t)| - V_B}{L} \cdot \frac{T_s}{72} + \frac{P_0}{3 \cdot V_P} \quad (3.31)$$

Fazendo $\theta = 0$ tem-se:

$$I_{Lmed} = |v_g(t)| \cdot \left[\frac{T_s}{72 \cdot L} + \frac{1 - \cos(\alpha \cdot \pi)}{2\pi \cdot \alpha \cdot Z_0} \right] + K_1 \quad (3.32)$$

$$K_1 = -V_B \cdot \left[\frac{T_s}{72 \cdot L} + \frac{1 - \cos(\alpha \cdot \pi)}{2\pi \cdot \alpha \cdot Z_0} \right] + \frac{1}{\pi} \cdot \frac{\alpha^2}{\alpha^2 - 1} \cdot I_{Lamp} + \left[\frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{\alpha^2 - 1} \cdot I_{Lamp} \right] \cdot [1 - \cos(\alpha \cdot \pi)] + \frac{P_0}{3 \cdot V_P}$$

O fator de potência é unitário quando $K_1 = 0$, logo:

$$0 = -V_B \cdot \left[\frac{T_s}{72 \cdot L} + \frac{1 - \cos(\alpha \cdot \pi)}{2\pi \cdot \alpha \cdot Z_0} \right] + \frac{1}{\pi} \cdot \frac{\alpha^2}{\alpha^2 - 1} \cdot I_{Lamp} + \left[\frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{\alpha^2 - 1} \cdot I_{Lamp} \right] \cdot [1 - \cos(\alpha \cdot \pi)] + \frac{P_0}{3 \cdot V_P}$$

Trabalhando-se a equação tem-se que:

$$I_{Lamp} = \frac{\pi \cdot (\alpha^2 + 1)}{\alpha^2} \cdot \left[V_B \cdot \left[\frac{1}{72 \cdot L \cdot f_s} + \frac{1 - \cos(\alpha \cdot \pi)}{2\pi \cdot \alpha \cdot Z_0} \right] - \frac{P_0}{3 \cdot V_P} - \left[\frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{\alpha^2 - 1} \cdot I_{Lamp} \right] \cdot [1 - \cos(\alpha \cdot \pi)] \right]$$

E

$$V_B = \frac{\left[\frac{1}{\pi} \cdot \frac{\alpha^2}{\alpha^2 - 1} \cdot I_{Lamp} + \left[\frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{\alpha^2 - 1} \cdot I_{Lamp} \right] \cdot [1 - \cos(\alpha \cdot \pi)] + \frac{P_0}{3 \cdot V_P} \right]}{\left[\frac{T_s}{72 \cdot L} + \frac{1 - \cos(\alpha \cdot \pi)}{2\pi \cdot \alpha \cdot Z_0} \right]} \quad (3.33)$$

3.6.6 Metodologia de Projeto

$$p_{in}(t) = |v_g(t)| \cdot i_g(t)$$

$$i_g(t) = i_{Lin1}(t) + \frac{i_{Lamp}(t)}{2} = i_{Lin2}(t) - \frac{i_{Lamp}(t)}{2}$$

$$i_g(t) = \frac{i_{Lin1}(t) + \frac{i_{Lamp}(t)}{2} + i_{Lin2}(t) - \frac{i_{Lamp}(t)}{2}}{2}$$

$$i_{Lin1}(t) = i_{Lin2}(t) = i_L(t)$$

$$i_g(t) = i_L(t)$$

$$P_{in}(t) = |v_g(t)| \cdot i_L(t)$$

A potência média de entrada e obtida da seguinte maneira:

$$P_{in} = \frac{1}{t} \cdot \int_0^t |v_g(t)| \cdot i_L(t) \cdot dt \quad (3.34)$$

Logo:

$$P_{in} = |v_g(t)|^2 \cdot \left[\frac{T_s}{72 \cdot L} + \frac{1 - \cos(\alpha \cdot \pi)}{2\pi \cdot \alpha \cdot Z_0} \right] \quad (3.35)$$

3.6.7 Cálculo de C

$$C = \left(\frac{2 \cdot P_0}{\eta \cdot V_P^2 \cdot f_s} - \frac{1}{72 \cdot L \cdot f_s^2} \right) \cdot \frac{1}{1 - \cos(\alpha \cdot \pi)} \quad (3.36)$$

$$C_{P1} = C_{P2} = C$$

3.6.8 Cálculo de L

$$L = \frac{\eta \cdot V_P^2}{8 \cdot P_0 \cdot f_s} \cdot \left[\frac{1 - \cos(\alpha \cdot \pi)}{\pi^2 \cdot \alpha^2} + \frac{1}{18} \right] \quad (3.37)$$

$$L_{in1} + L_{in2} = L$$

$$L_{in1} = L_{in2} = \frac{L}{2}$$

3.6.9 Cálculo dos Elementos do Circuito Ressonante

A Fig. 3.12 mostra o circuito equivalente para o tanque ressonante e a tensão entre os terminais “m” e “s₂”. O projeto do circuito ressonante é realizado para valores

próximos da tensão de barramento, sendo a tensão v_{ms2} de pico a pico igual à tensão de barramento CC.

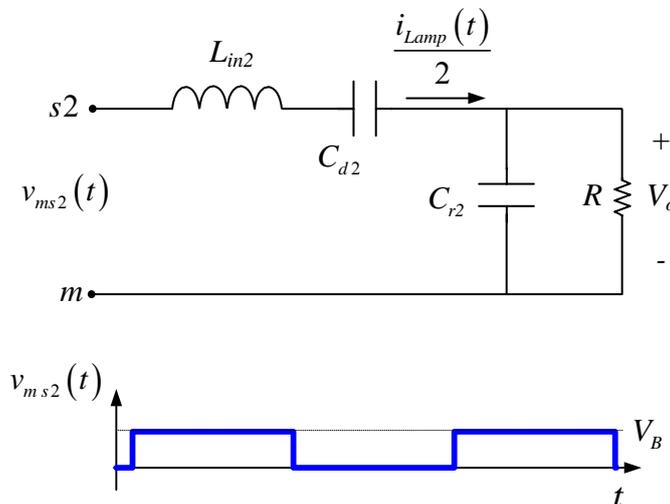


Fig. 3.12 - Circuito ressonante equivalente e tensão aplicada.

Utilizando equações para divisão de tensão, obtém-se a equação de ganho para o circuito equivalente, que é dada por:

$$\frac{V_o}{V_{ms2}} = \frac{1}{1 + \frac{X_{C_{d2}}}{X_{C_{r2}}} - \frac{X_{L_{in2}}}{X_{C_{r2}}} + j \left[\frac{X_{L_{in2}}}{R} - \frac{X_{C_{d2}}}{R} \right]} \quad (3.38)$$

Durante o transitório de partida, a lâmpada é considerada como sendo uma impedância infinita, sendo representada pela equação:

$$V_B \cdot \text{sen}(\omega_s \cdot t) = L_{in2} \cdot C_{r2} \cdot \frac{d^2}{dt^2} \cdot v_{C_{r2}}(t) + v_{C_{r2}}(t) \quad (3.39)$$

A solução desta equação diferencial depende da relação entre a frequência de comutação e a frequência de ressonância da rede LC da carga. A frequência de ressonância da carga LC é dada pela seguinte equação:

$$f_{op} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_{in2} \cdot C_{eq}}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_{in2} \cdot \frac{C_{d2} \cdot C_{r2}}{C_{d2} + C_{r2}}}} \quad (3.40)$$

Para uma frequência de comutação igual à frequência de ressonância, a solução da equação diferencial para condições iniciais nulas é dada por:

$$V_{C_{r2}} = \frac{V_B}{2} \cdot \text{sen}(\omega_{op} \cdot t) - \frac{V_B \cdot \omega_{op}}{2} \cdot \cos(\omega_{op} \cdot t) \cdot t$$

A corrente no indutor L_{m2} é descrita matematicamente por:

$$i_{L_{m2}}(t) = \frac{1}{2} \cdot C_{r2} \cdot V_B \cdot \omega_{op}^2 \cdot \text{sen}(\omega_{op} \cdot t) \cdot t$$

Tanto a tensão como a corrente tendem ao infinito com o passar do tempo. Como a lâmpada fluorescente possui uma tensão de ignição elevada, definida pela sua geometria, potência e pressão, este comportamento poderia ser utilizado para garantir a partida. Assim que é atingida a tensão de ignição, a impedância da lâmpada cai bruscamente, caracterizando o final da etapa transitória.

Caso a frequência de comutação diferir da frequência de ressonância, a solução da equação diferencial é dada por:

$$v_{C_{r2}}(t) = \frac{V_B}{(L_{m2} \cdot C_{r2} \cdot \omega_s^2 - 1)} \cdot \left(\frac{\omega_s}{\omega_{op}} \text{sen}(\omega_{op} \cdot t) - \text{sen}(\omega_s \cdot t) \right)$$

A corrente no indutor pode ser expressa por:

$$i_{L_{m2}}(t) = \frac{V_B}{L_{m2} \cdot C_{r2} \cdot \omega_s^2 - 1} \cdot (\cos(\omega_{op} \cdot t) - \cos(\omega_s \cdot t))$$

A frequência de comutação deve ser maior que a frequência de ressonância, caracterizando o fenômeno de batimento. Quanto menor for a diferença entre as frequências, maiores serão os valores de tensão e de corrente atingidos para um mesmo período de tempo. Adotando-se a frequência de comutação como sendo maior que a frequência de ressonância, a corrente $i_{L_{m2}}(t)$ se desenvolve atrasada em relação à componente fundamental da tensão $v_{ms2}(t)$.

O projeto do inversor está associado à escolha dos componentes a partir de algumas considerações diante do número de variáveis livres no sistema, entre elas, as frequências de ressonância e a de comutação.

Para o projeto dos elementos do circuito ressonante as seguintes condições serão impostas durante o projeto do inversor:

A frequência de oscilação natural durante a partida (f_{op}) será ponderada por um fator “ ρ_p ”.

Em regime permanente, para que a corrente esteja atrasada em relação a fundamental de $v_{ms2}(t)$, a frequência de ressonância em regime permanente (f_{or}) deve ser “ α ” vezes menor que a frequência de comutação (f_s).

A ponderação pelo fator “ ρ_p ”, que é menor que a unidade, permite limitar a máxima corrente dos interruptores e a tensão máxima aplicada ao circuito ressonante durante o transitório de partida. Esta característica faz com que no caso da ausência da lâmpada a corrente seja naturalmente limitada não levando o reator a destruição. O fator “ α ” influencia o valor da distorção da corrente aplicada à lâmpada: quanto mais distante da unidade menor será o conteúdo harmônico da corrente do circuito.

Das considerações citadas podem-se definir as relações como:

$$f_{op} = \rho_p \cdot f_s \quad (3.41)$$

$$f_{or} = \alpha \cdot f_s \quad (3.42)$$

Considerando que a impedância da lâmpada, quando estabelecido o arco, seja muito menor que a do capacitor C_r , a frequência de ressonância na partida, pode ser aproximada por:

$$f_{or} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_{in2} \cdot C_{d2}}}$$

Sendo assim, o capacitor C_{d2} pode ser calculado por:

$$C_{d2} = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot \alpha^2 \cdot f_s^2 \cdot L_{in2}} \quad (3.43)$$

$$C_{d1} = C_{d2}$$

Para que a impedância do conjunto lâmpada e capacitor C_{r2} , seja razoavelmente menor que a impedância do capacitor C_{d2} , faz-se:

$$C_{r2} = 2 \cdot C_{d2}$$

$$C_{d1} = C_{d2}$$

3.7 Resultados de Simulação

Para comprovação dos resultados obtidos na análise matemática é realizada a simulação do circuito, de modo a obter um projeto otimizado, para que a etapa de implementação seja menos trabalhosa, tendo em vista que os reatores do tipo “Charge-pump” nem sempre tem uma resposta muito similar ao projetado, em virtude da grande dificuldade do equacionamento.

Os parâmetros para o cálculo dos elementos do circuito são: frequência de comutação de 50kHz, tensão de pico de entrada igual a 311V senoidal, rendimento de 85%, $\alpha = 0,3$ e frequência de ressonância na partida de 45 kHz.

Conforme a metodologia apresentada chegou-se aos seguintes valores para o protótipo do reator:

$$L_{in1} = L_{in2} = 4,25 \text{ mH}$$

$$C_{p1} = C_{p2} = 2,2 \text{ nF}$$

$$C_{r1} = C_{r2} = 10 \text{ nF}$$

$$C_{d1} = C_{d2} = 6,2 \text{ nF}$$

$$V_B = 500 \text{ V}$$

Com os valores obtidos, foi realizada a simulação. Para isso se utiliza novamente o simulador *PSIM 6.0*. Conforme citado anteriormente, este simulador utiliza modelos ideais, o que não interfere muito no resultado final, como poderá ser comprovado neste projeto, ao se comparar com os resultados experimentais. O circuito simulado é apresentado na Fig. 3.13.

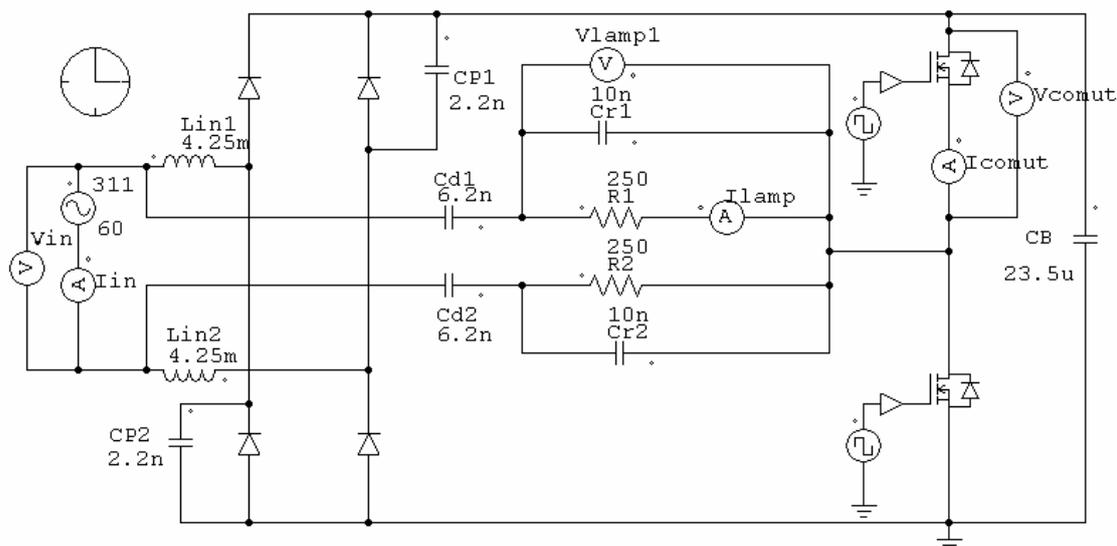


Fig. 3.13 – Circuito simulado.

A Fig. 3.14 apresenta a tensão e a corrente de entrada da fonte de alimentação. Através desta simulação é possível verificar que a TDH será baixa, apesar de estar concentrada em faixas altas de frequência.

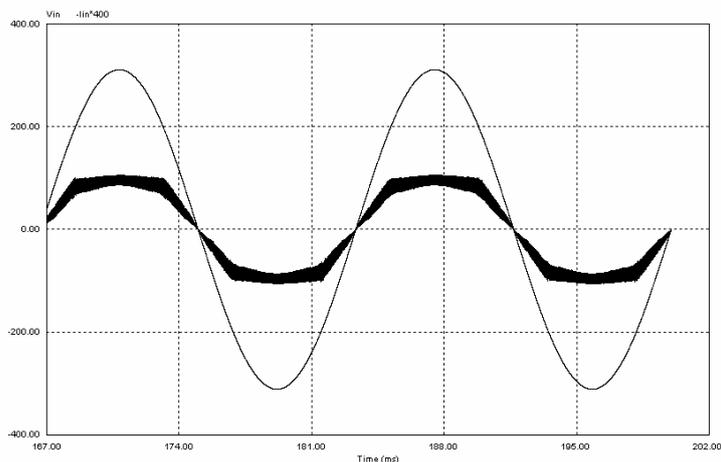


Fig. 3.14 – Tensão e corrente de entrada.

A Fig. 3.15 apresenta a corrente em uma das lâmpadas com sua envoltória em baixa frequência, os valores de pico ficam em torno de 300mA e pode se concluir através

da pouca ondulação em baixa frequência que o valor do fator de crista estará dentro do limite.

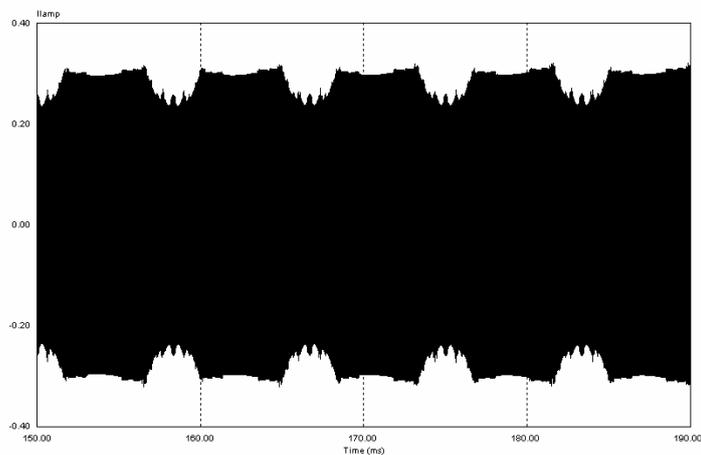


Fig. 3.15 – Corrente na lâmpada com sua envoltória em baixa frequência.

A Fig. 3.16 apresenta o detalhe da comutação em um dos interruptores do inversor. A tensão máxima no interruptor fica em torno de 450V e a corrente máxima chega a 1A.

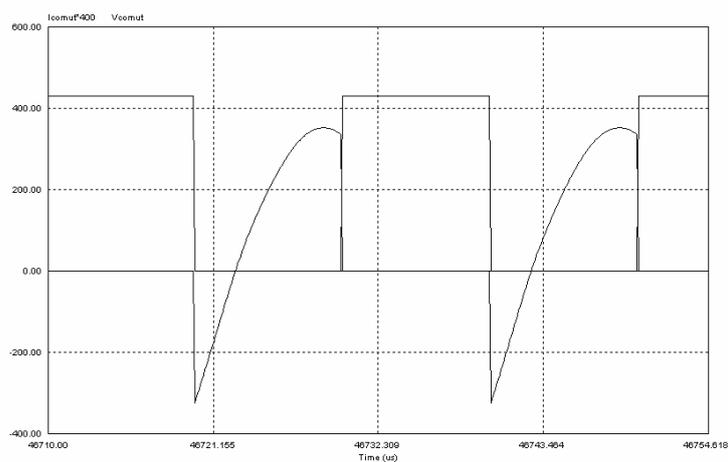


Fig. 3.16 – Detalhe da comutação em um dos interruptores.

3.8 Resultados Experimentais

Para verificação experimental dos resultados obtidos através da metodologia, análise matemática e simulação computacional, foi desenvolvido e implementado um protótipo para alimentar duas lâmpadas do tipo T8-16W.

A técnica de correção do fator de potência apresentada neste capítulo foi aplicada em um protótipo que utiliza um circuito com frequência fixa para o comando dos interruptores, onde através do CI IR-2153 são gerados os pulsos de comando dos interruptores no estágio inversor de saída. Os transistores utilizados foram do tipo MOSFET da série IRF-840.

Os indutores de entrada utilizados foram construídos com núcleo EE30/14 IP12, 23AWG, 120 espiras, resultando em 4,25 mH.

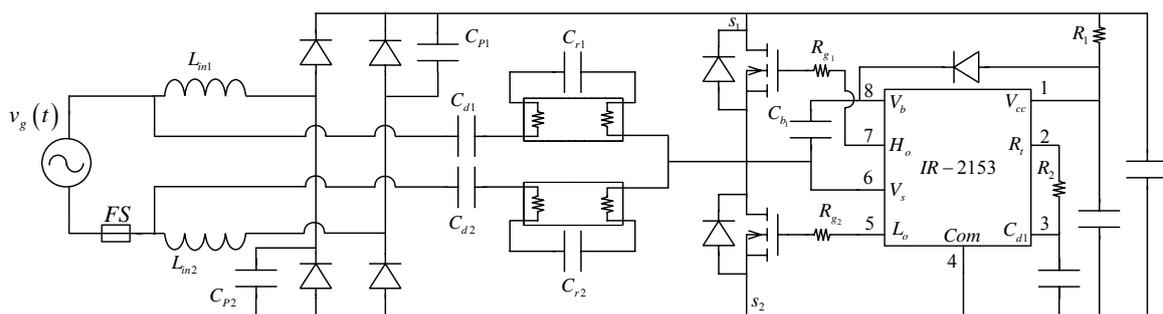


Fig. 3.17 – Circuito do reator para duas lâmpadas T8-16W com frequência fixa.

Os resultados experimentais são:

$$P_{in} = 38,29 \text{ W}$$

$$P_{out} = 31,42 \text{ W (considerando a soma das lâmpadas)}$$

$$V_B = 500\text{V}$$

$$\eta = 82 \%$$

$$\text{TDH} = 11 \%$$

$$\text{Fator de Potência} = 0,986$$

$$\text{Fator de Crista} = 1,678$$

$$D_1 \quad D_3$$

A tensão e a corrente de entrada, são apresentadas na Fig. 3.18. Pela aquisição é possível verificar que a corrente de entrada possui seu valor eficaz em torno de 180mA e alcança valor de pico em torno de 240mA.

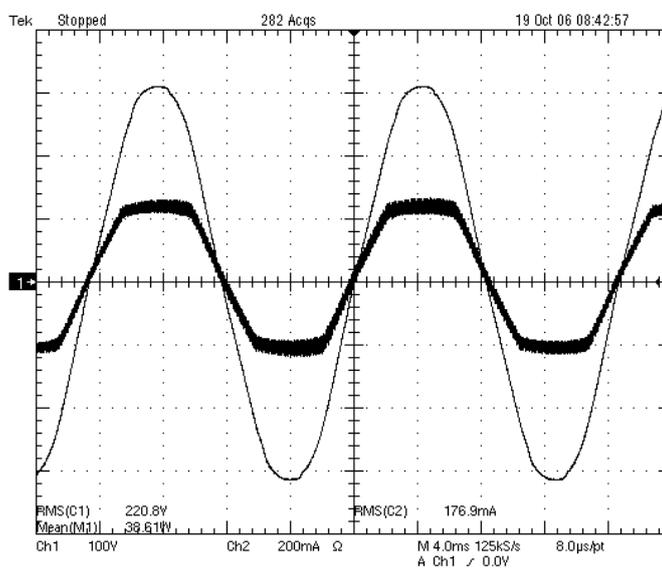


Fig. 3.18 - Tensão e corrente de entrada ($t=4\text{ms}$; $v=100\text{V/div}$; $i=200\text{mA/div}$).

O espectro harmônico da corrente de entrada, conforme os limites estabelecidos pela norma IEC 61000-3-2 Classe C, é apresentado na Fig. 3.19. Pode se notar que o reator atende à norma estabelecida.

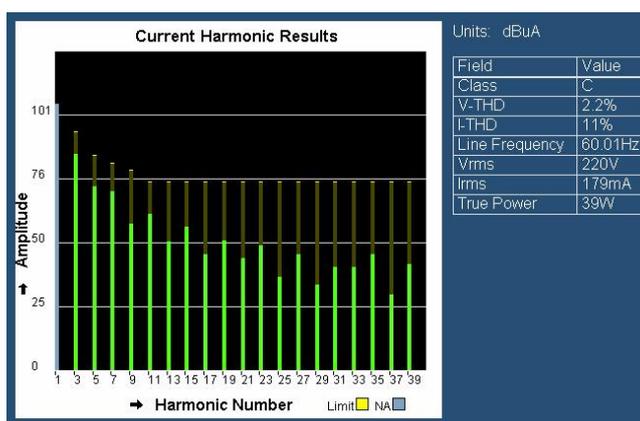


Fig. 3.19 - Espectro harmônico da corrente de entrada, conforme IEC 61000-3-2 Classe C.

O fator de crista na lâmpada é de 1,678, obedecendo o limite da norma, que é de 1,7, conforme pode ser verificado na Fig. 3.20.

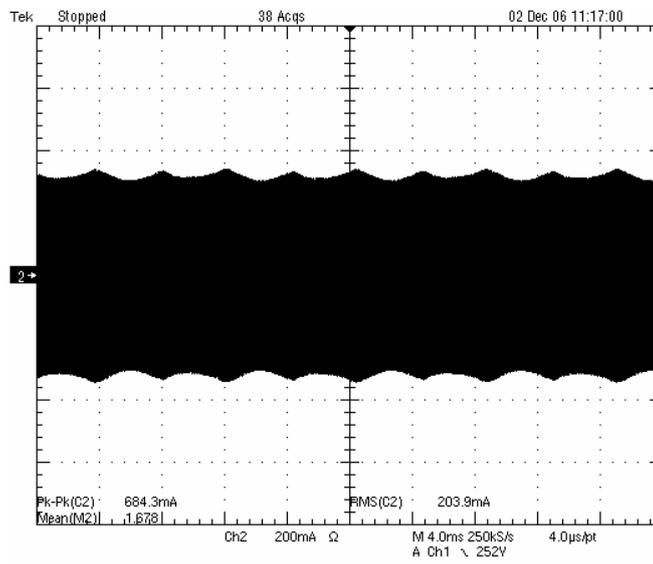


Fig. 3.20 - Corrente na lâmpada com fator de crista igual a 1,678 ($t=4\mu\text{s}$; $i=200\text{mA/div}$).

A tensão, a corrente e a potência da lâmpada são apresentadas na Fig. 3.21.

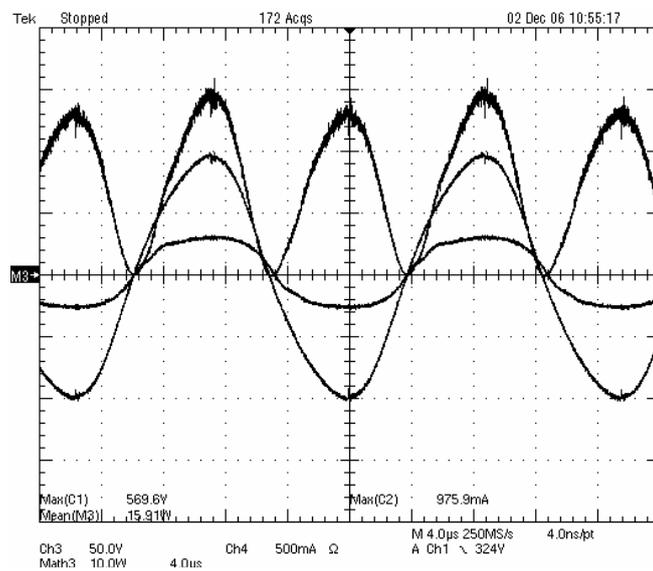


Fig. 3.21 - Tensão, corrente e potência na lâmpada ($t=4\mu\text{s}$; $v=100\text{V/div}$; $i=200\text{mA/div}$; $p=10\text{W/div}$).

O rendimento obtido com esta estrutura foi de cerca de 82%, em parte pela comutação suave na entrada em condução dos interruptores, conforme a Fig. 3.22. O

rendimento do reator eletromagnético para este mesmo tipo de lâmpada é aproximadamente igual a 70%.

Mas este valor de rendimento ainda não é muito atraente, em virtude do alto valor da corrente nos interruptores.

A partida da lâmpada é do tipo rápida. Como a estrutura foi implementada utilizando frequência fixa no estágio inversor, e também foi utilizado o circuito integrado IR-2153, foi possível obter partida rápida para este reator, ressaltando que esta característica é bastante importante do ponto de vista da conservação e manutenção da vida útil da lâmpada.

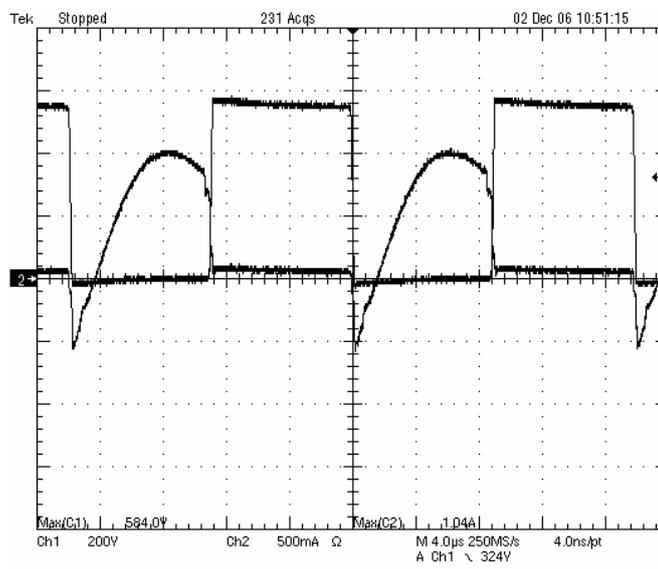


Fig. 3.22 - Tensão e corrente no interruptor durante a comutação ($t=4\mu\text{s}/\text{div}$; $v=200\text{V}/\text{div}$; $i=500\text{mA}/\text{div}$).

A Fig. 3.23 mostra a tensão de barramento durante o transitório de partida das lâmpadas. Enquanto o arco não é estabelecido, a tensão do barramento fica constante e aproximadamente igual a 550 V, este valor de tensão de barramento também não é atraente. Logo após a partida da segunda lâmpada ocorre a diminuição da impedância da lâmpada e a conseqüente queda da tensão de barramento, conforme a Fig. 3.24. Esta tensão de barramento elevada ocasiona uma redução de rendimento, o que pode ser contornado utilizando um interruptor MOSFET da série IRFB16N60L, que possui resistência de condução reduzida de 0,46 Ω e tensão dreno-source de 600 V.

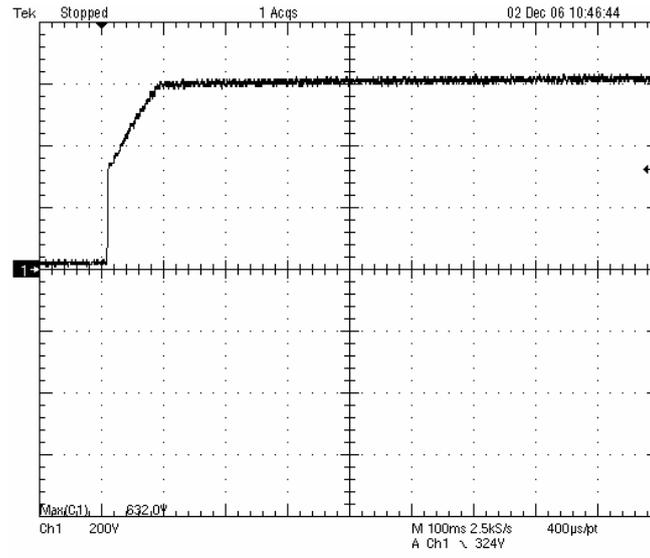


Fig. 3.23 - Tensão de barramento na partida ($t=100\text{ms/div}$; $v=200\text{V/div}$).

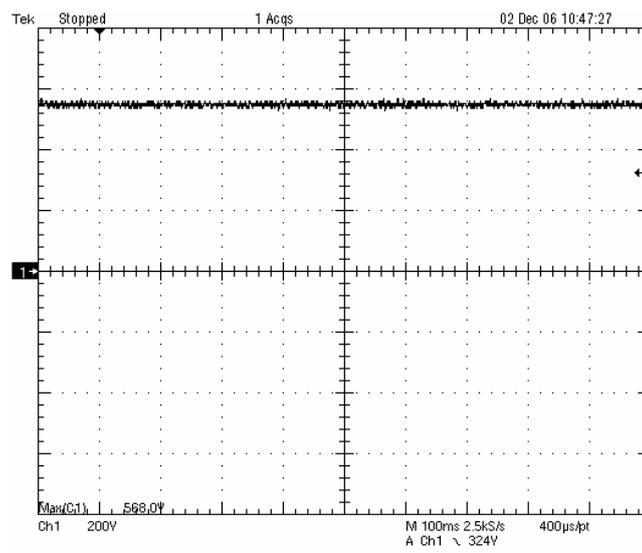


Fig. 3.24 - Tensão de barramento em regime ($t=100\text{ms/div}$; $v=200\text{V/div}$).

Na Fig. 3.25 são apresentadas as tensões nas lâmpadas durante o processo de partida. Pode-se notar claramente o momento em que a primeira lâmpada parte, pois a tensão sobre ela cai bruscamente, mas a tensão sobre a segunda lâmpada ainda é suficiente para a partida e, com isso, consegue partir também. Já em regime as duas lâmpadas atingem quase que o mesmo valor de tensão.

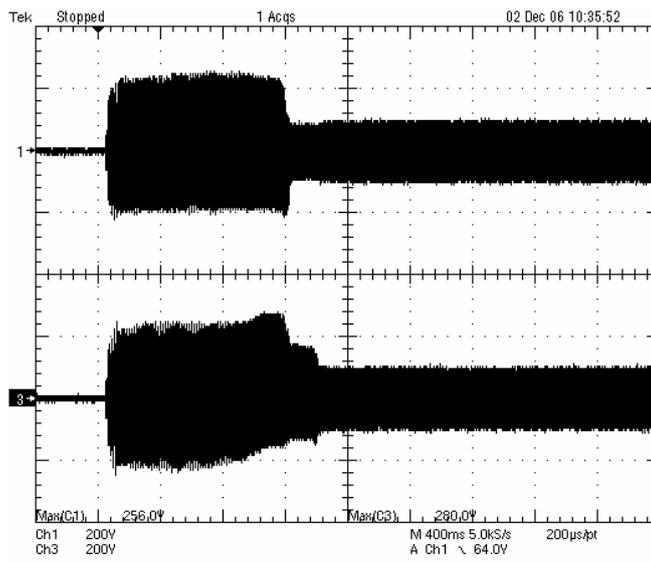


Fig. 3.25 – Tensão nas duas lâmpadas durante o processo de partida ($t=400\text{ms}/\text{div}$; $v=200\text{V}/\text{div}$).

Por fim, na Fig. 3.26 são apresentadas as formas de onda da tensão e da corrente nas duas lâmpadas com os respectivos valores de potência.

Deve-se considerar que para obtenção da equalização de potências entre as lâmpadas foi necessário medir as capacitâncias C_{d1} e C_{d2} , utilizando um par com a mínima diferença, esta diferença pode provocar um desbalanço de potência entre as duas lâmpadas, sendo esta característica não muito desejável.

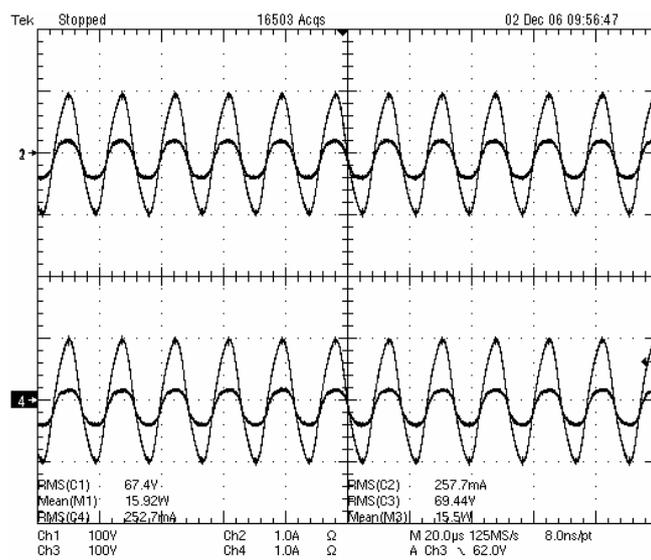


Fig. 3.26 – Tensão e corrente nas duas lâmpadas ($t=10\mu\text{s}/\text{div}$; $v=100\text{V}/\text{div}$; $i=1\text{A}/\text{div}$).

3.9 Conclusão

Foi apresentada, neste capítulo, uma solução para o reator com duas lâmpadas fluorescentes tubulares do tipo T8-16W. A estrutura é bastante interessante do ponto de vista econômico, pois contém o mesmo número de componentes que a estrutura apresentada no capítulo anterior. Mesmo com algumas pequenas imperfeições, como a tensão de barramento elevada e a grande dependência das capacitâncias em série no balanço de potência, a topologia foi proposta, analisada e testada com a confecção de um protótipo.

A topologia utilizou conceitos importantes dentro da área de projetos de reatores eletrônicos e também foi possível a descoberta de novas possibilidades de arranjo dos componentes passivos para fornecer energia não apenas para uma única lâmpada, mas também para duas lâmpadas.

A estrutura foi testada através de um protótipo com frequência fixa de comando dos interruptores do estágio do inversor de saída. Foi verificado que a estrutura obedece aos critérios impostos pelas normas nacionais e internacionais, sendo assim uma ótima opção para futuros estudos em aplicações comerciais.

Capítulo 4 - Reator CIC-CPPFC Para Duas Lâmpadas do Tipo T8-32W

4.1 Introdução

Neste capítulo será apresentado o reator para duas lâmpadas fluorescentes do tipo T8-32W. Esta topologia é uma evolução da topologia apresentada no capítulo 2, sendo que o foco principal neste capítulo é o mesmo do capítulo 3, que consiste na operação com duas lâmpadas. Na estrutura deste capítulo o indutor “ballast” não é retirado e, em comparação ao reator apresentado no capítulo 3, é retirado nesta estrutura o capacitor C_d . Também é realizado o acoplamento dos indutores de entrada. A topologia apresentada nesta seção é baseada no conceito CIC-CPPFC “Continuous Input Current – Charge Pump Power Factor Correction”.

Seguindo os mesmos critérios aplicados nos capítulos anteriores, a ênfase desta estrutura também foi dada na busca por estruturas com reduzido número de componentes e que apresentem resultados compatíveis com as normas vigentes, sendo também possível o seu aproveitamento na indústria.

No estudo desta nova estrutura para operação com duas lâmpadas, serão apresentadas a evolução topológica, proveniente dos capítulos anteriores, o princípio de funcionamento, e as etapas de operação, sendo este desenvolvimento praticamente análogo aos capítulos anteriores. O equacionamento e os resultados experimentais alcançados com as devidas análises são apresentados como forma de comprovação da metodologia.

4.2 Topologia Proposta

O objetivo principal deste estudo é trazer uma nova solução para um reator que fornece energia para duas lâmpadas. No capítulo anterior o problema do paralelismo entre as duas lâmpadas foi resolvido através da inserção de um capacitor em série com cada uma

das lâmpadas. Porém, aquela estrutura não garante uma potência igual para cada uma das lâmpadas, em função da alta dependência dos valores das capacitância em série com a lâmpada.

Agora, parte-se da estrutura apresentada no capítulo 2 (Fig. 4.1), aonde tinha sido retirado o indutor “ballast” e a sua função foi transferida para os indutores de entrada. Neste caso, para resolver o problema do paralelismo entre as duas lâmpadas volta-se a incluir o indutor “ballast” em série com cada lâmpada e a retirar o capacitor C_u , que estava em série com a carga na solução anterior. Ainda visando a diminuição de componentes passivos, acopla-se os dois indutores de entrada em um único núcleo.

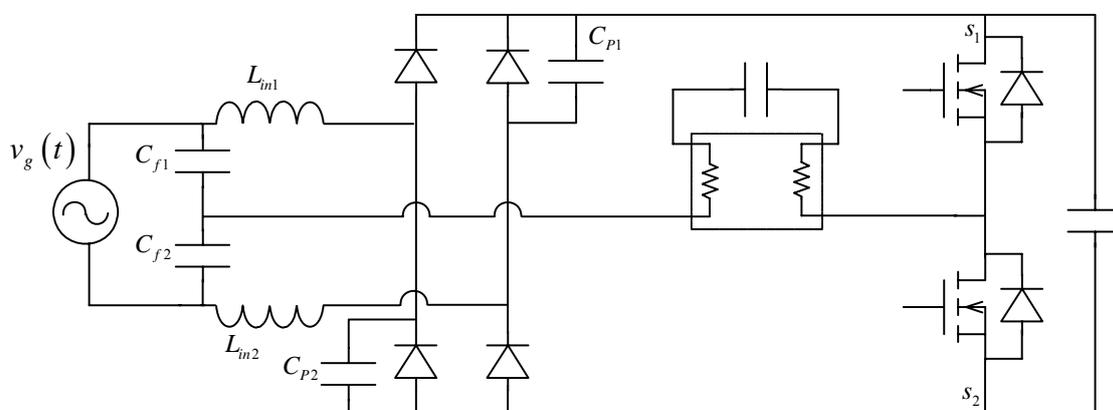


Fig. 4.1 – Estrutura proposta no capítulo 2.

Na Fig. 4.2 é apresentada a topologia proposta neste capítulo. Pode-se notar claramente que esta topologia também apresenta um número bastante reduzido de componentes, apesar de ter sido incluído dois novos componentes. Mas, os dois indutores de entrada, da estrutura base, agora se usam um único núcleo, diminuindo o espaço e o custo em relação ao uso de dois componentes. O reator proporciona grande possibilidade de compactação, o que também significa, como nas estruturas apresentadas anteriormente, baixos investimentos na estrutura mecânica de acoplamento do reator na luminária.

A partir da topologia proposta, será realizada uma análise a fim de se obter as etapas de funcionamento e os equacionamentos matemáticos.

Os equacionamentos matemáticos, juntamente com a metodologia já apresentada nos capítulos anteriores, serão de extrema importância para se obter os valores dos

elementos de potência, respeitando a condição de fator de potência unitário e mantendo as boas qualidades do CIC-CPPFC já apresentadas nos capítulos anteriores.

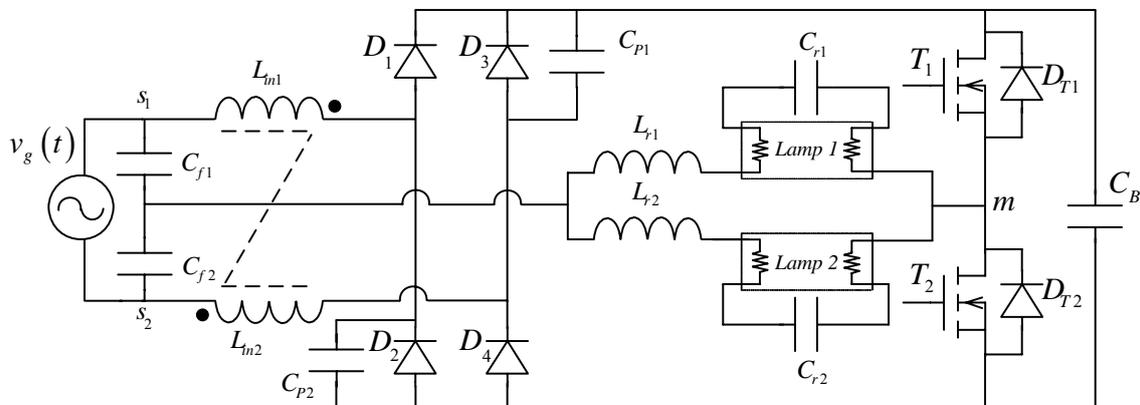


Fig. 4.2 – Estrutura proposta para duas lâmpadas.

4.3 Princípio de Funcionamento

O princípio de funcionamento desta topologia é análogo às topologias apresentadas nos capítulos anteriores. Sendo assim, o princípio de funcionamento do circuito é o mesmo para os semi-ciclos positivo e negativo da rede. Também, em função da simetria do circuito dentro de um período de comutação em alta frequência, apresenta-se apenas metade das etapas de um período de comutação dentro do semi-ciclo positivo da rede.

Durante a descrição das etapas de funcionamento e da etapa de equacionamento, algumas simplificações foram consideradas para a análise do circuito:

- A ondulação da tensão V_B (tensão sobre C_B) será desprezada;
- A tensão nos terminais da fonte de entrada $v_g(t)$ será considerada constante durante um período de comutação;
- A corrente de entrada será considerada constante em todo período de comutação (condução contínua);
- As correntes dos circuitos ressonantes serão consideradas fontes de correntes igualmente ideais;
- Todos os componentes serão considerados ideais.

Nesta topologia o indutor ballast é recolocado em série com a lâmpada, incorporando novamente as funções de limitação da corrente em regime permanente e participando no processo de partida. Sendo assim, os indutores de entrada L_{in1} e L_{in2} ocupam apenas as funções de filtro de entrada e indutor “Charge-pump”.

4.4 Etapas de operação

1ª Etapa – ($t_0 \sim t_1$): Na etapa anterior a corrente na carga evoluía no sentido oposto, provocando a passagem de corrente pelo diodo D_{T1} .

A 1ª etapa inicia exatamente quando a corrente na carga inverte de sentido e passa a circular pelo interruptor T_1 . A tensão sobre os capacitores C_{P1} e C_{P2} é igual à tensão de barramento, o que coloca os diodos D_1 e D_4 em condução.

Esta etapa termina quando a corrente que circula por C_B e L_{in2} chega a zero e inverte de sentido, levando o diodo D_4 ao bloqueio natural. Também, é iniciado o processo de descarga do capacitor C_{P1} .

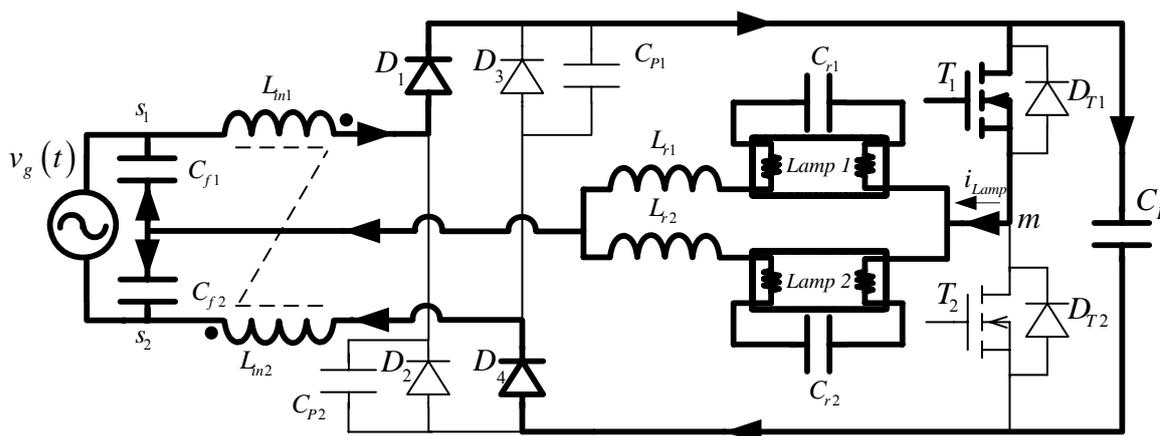


Fig. 4.3 - 1ª Etapa de operação.

2ª Etapa – ($t_1 \sim t_2$): A corrente de carga nesta etapa continua no mesmo sentido e circulando por T_1 , mas a corrente que circulava pelo capacitor C_B e L_{in2} inverte de sentido

e passa agora a circular não mais por D_4 e sim por C_{p1} . O diodo D_1 continua conduzindo a mesma corrente que o indutor de entrada L_{in1} , sendo a corrente de carga a soma das correntes provenientes dos indutores L_{in1} e L_{in2} .

A partir deste instante, começa a ocorrer a variação de carga de C_{p1} , reduzindo a tensão em seus terminais. A tensão sobre L_{in1} e L_{in2} varia de acordo com a tensão do capacitor C_{p1} , fazendo com que estes elementos entrem em ressonância.

Esta etapa termina quando o interruptor T_1 é comandado a bloquear e interrompe a circulação de corrente pelo mesmo.

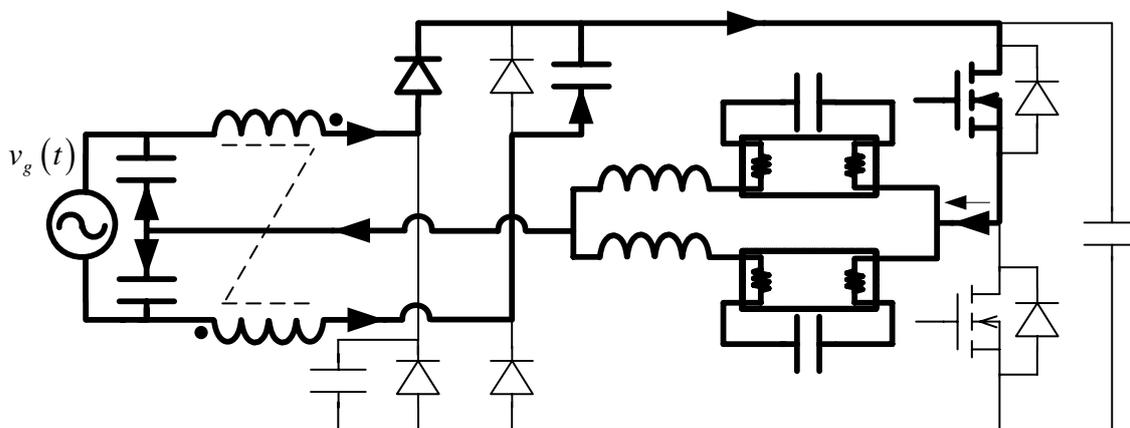


Fig. 4.4 - 2ª Etapa de operação.

3ª Etapa – ($t_2 \sim t_3$): Em t_2 , o interruptor T_1 é comandado a bloquear e, como as correntes de carga não podem variar instantaneamente, o diodo D_{T2} passa a conduzir a corrente de carga, juntamente com o capacitor de barramento C_B . Nesta etapa o diodo D_1 continua conduzindo a mesma corrente que o indutor de entrada L_{in1} , sendo a corrente de carga ainda a soma das correntes provenientes dos indutores L_{in1} e L_{in2} . A corrente de carga preserva o mesmo sentido da etapa anterior.

Durante esta etapa o interruptor T_2 é comandado a conduzir, caracterizando a comutação ZVS.

Esta etapa termina quando a corrente no indutor L_{in2} chega a zero e inverte de sentido.

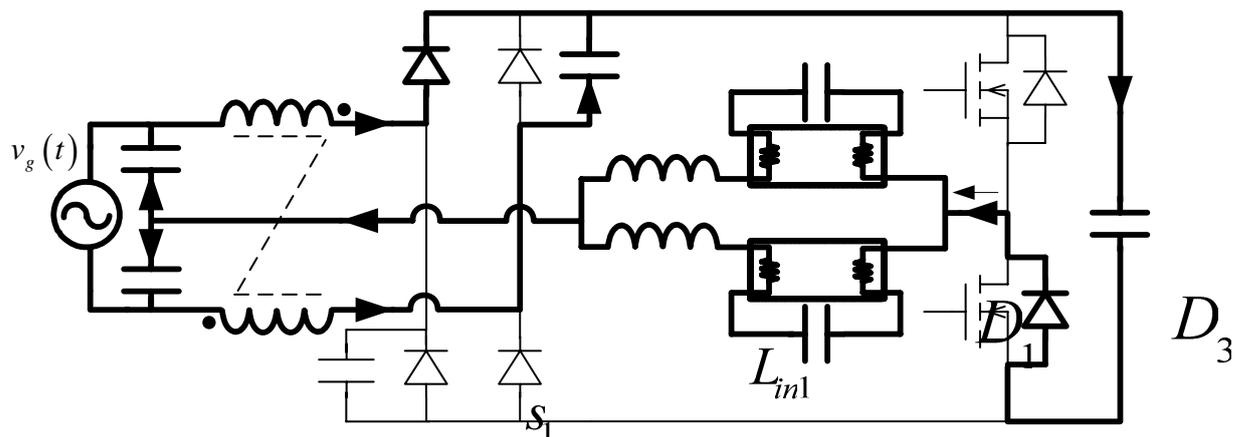


Fig. 4.5 - 3ª Etapa de operação.

4ª Etapa – ($t_3 \sim t_4$): Esta etapa inicia quando a corrente em L_{in2} chega a zero e inverte de sentido. Com isso inicia-se o processo de carga do capacitor C_{p1} através da corrente que circula por L_{in2} . As demais correntes permanecem no mesmo sentido quando comparadas com a etapa anterior, inclusive a corrente de carga.

Esta etapa termina quando a corrente de carga chega a zero e inverte de sentido.

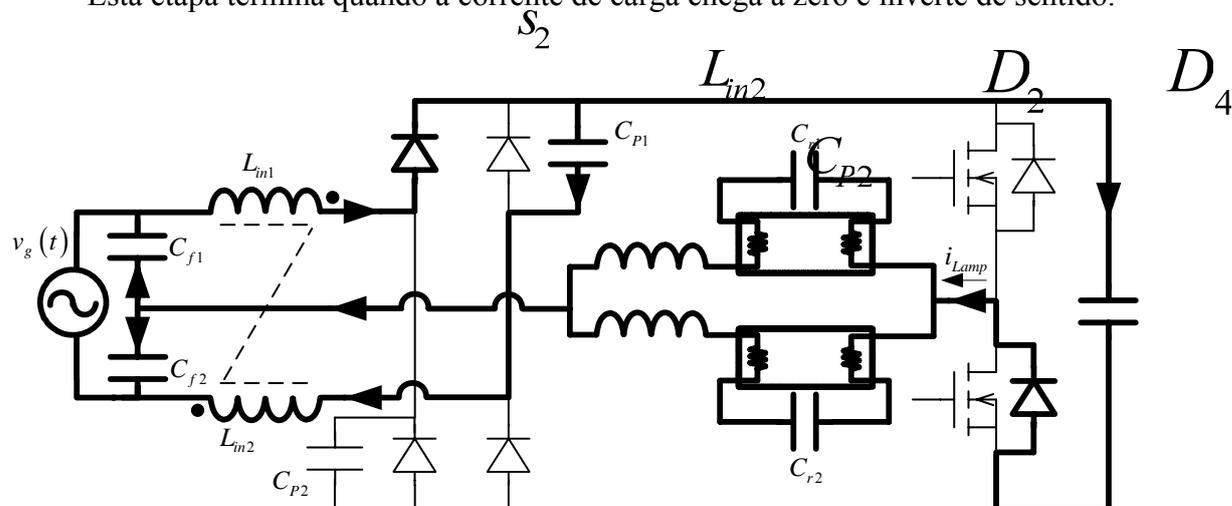


Fig. 4.6 - 4ª Etapa de operação.

5ª Etapa – ($t_4 \sim t_5$): Em t_4 a corrente de carga chega a zero e inverte de sentido, sendo conduzida nesta etapa pelo interruptor T_2 que foi colocado em condução na etapa anterior. Nesta etapa ocorre circulação de corrente pelos diodos D_1 e D_4 .

Esta etapa termina quando a corrente no capacitor C_B e no indutor L_{in1} chega a zero, e o capacitor C_{P2} inicia o processo de descarga, o que leva o diodo D_1 ao bloqueio natural.

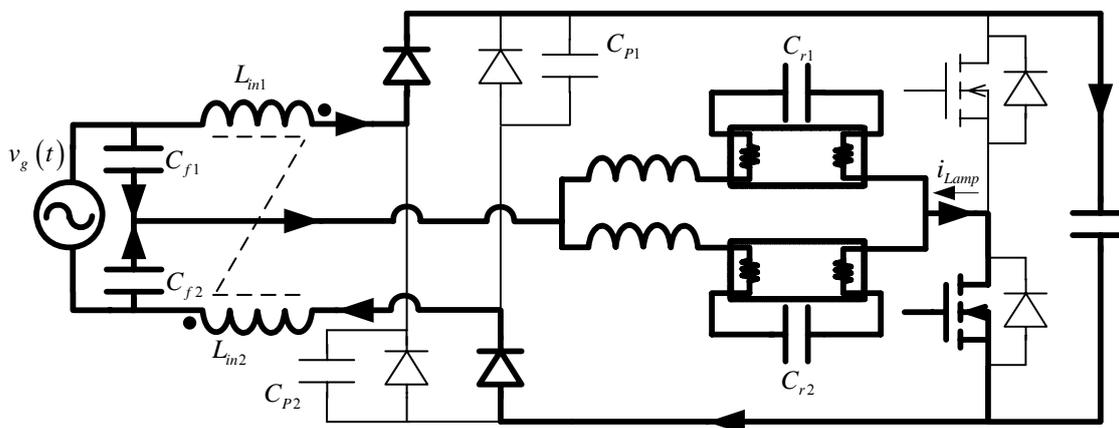


Fig. 4.7 - 5ª Etapa de operação.

6ª Etapa – ($t_5 \sim t_6$): Esta etapa se inicia quando a corrente que circula por L_{in1} e C_B ³ D_1 inverte de sentido e passa a circular também pelo capacitor C_{P2} , iniciando o processo de descarga. A corrente de carga continua no mesmo sentido da etapa anterior.

A partir deste instante, começa a ocorrer a variação de carga de C_{P2} , reduzindo a tensão em seus terminais. A tensão sobre L_{in1} e L_{in2} varia de acordo com a tensão do capacitor C_{P2} , fazendo com que estes elementos entrem em ressonância.

Esta etapa termina quando o interruptor T_2 é comandado a bloquear.

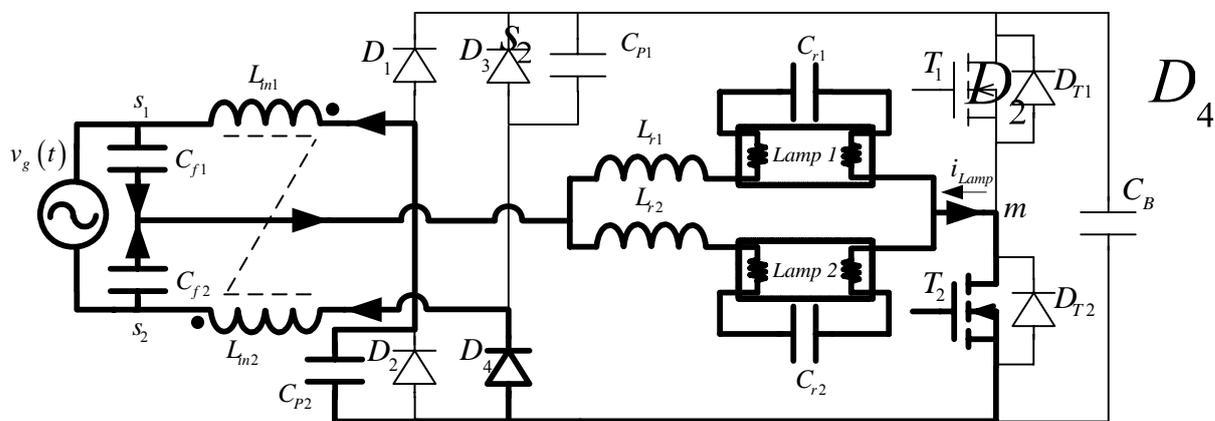


Fig. 4.8 - 6ª Etapa de operação.

7ª Etapa – ($t_6 \sim t_7$): Em t_6 , como a corrente de carga não pode variar instantaneamente, o diodo D_{T1} passa a conduzir a corrente de carga. Continua o processo de descarga do capacitor C_{P2} , iniciado na etapa anterior. A corrente de carga permanece no mesmo sentido da etapa anterior.

Durante esta etapa o interruptor T_1 é comandado a conduzir, caracterizando a comutação ZVS.

Esta etapa termina quando a corrente no indutor L_{in1} chega a zero e inverte de sentido.

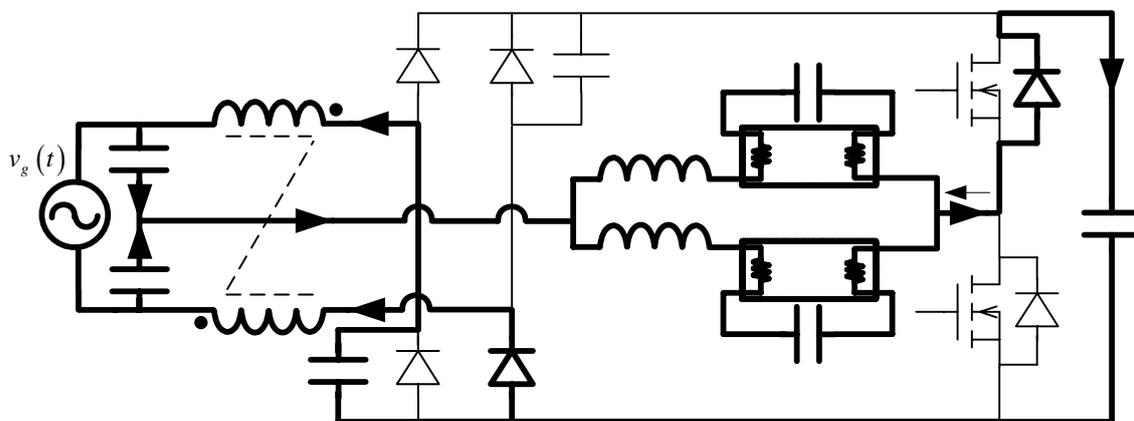
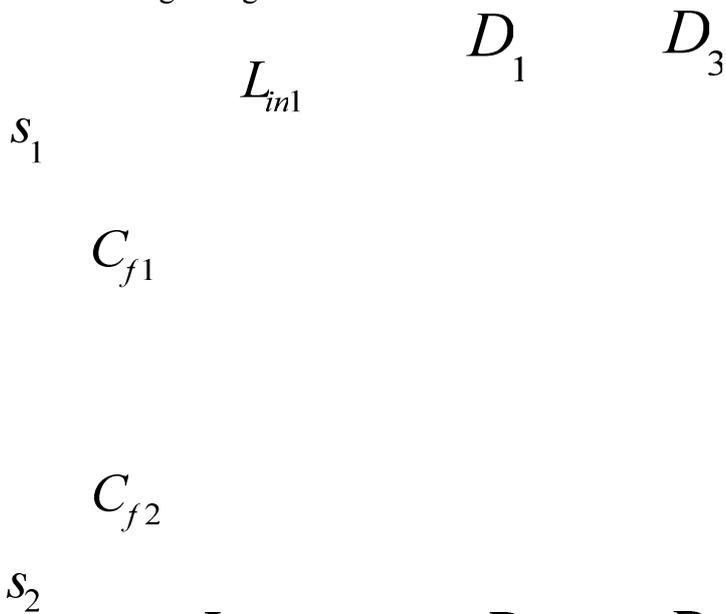


Fig. 4.9 - 7ª Etapa de operação.

8ª Etapa – ($t_7 \sim t_8$): Em t_7 , esta etapa inicia quando a corrente em L_{in1} chega a zero e inverte de sentido, e inicia o processo de recarga do capacitor C_{P1} . As demais correntes permanecem no mesmo sentido quando comparadas com a etapa anterior, inclusive a corrente de carga.

Esta etapa termina quando a corrente de carga chega a zero e inverte de sentido.



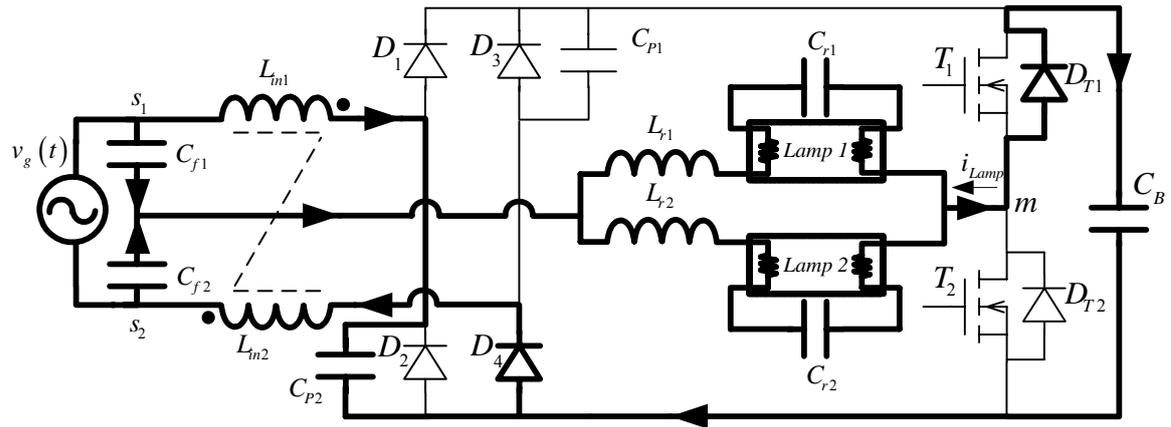


Fig. 4.10 - 8ª Etapa de operação.

4.5 Formas de Onda

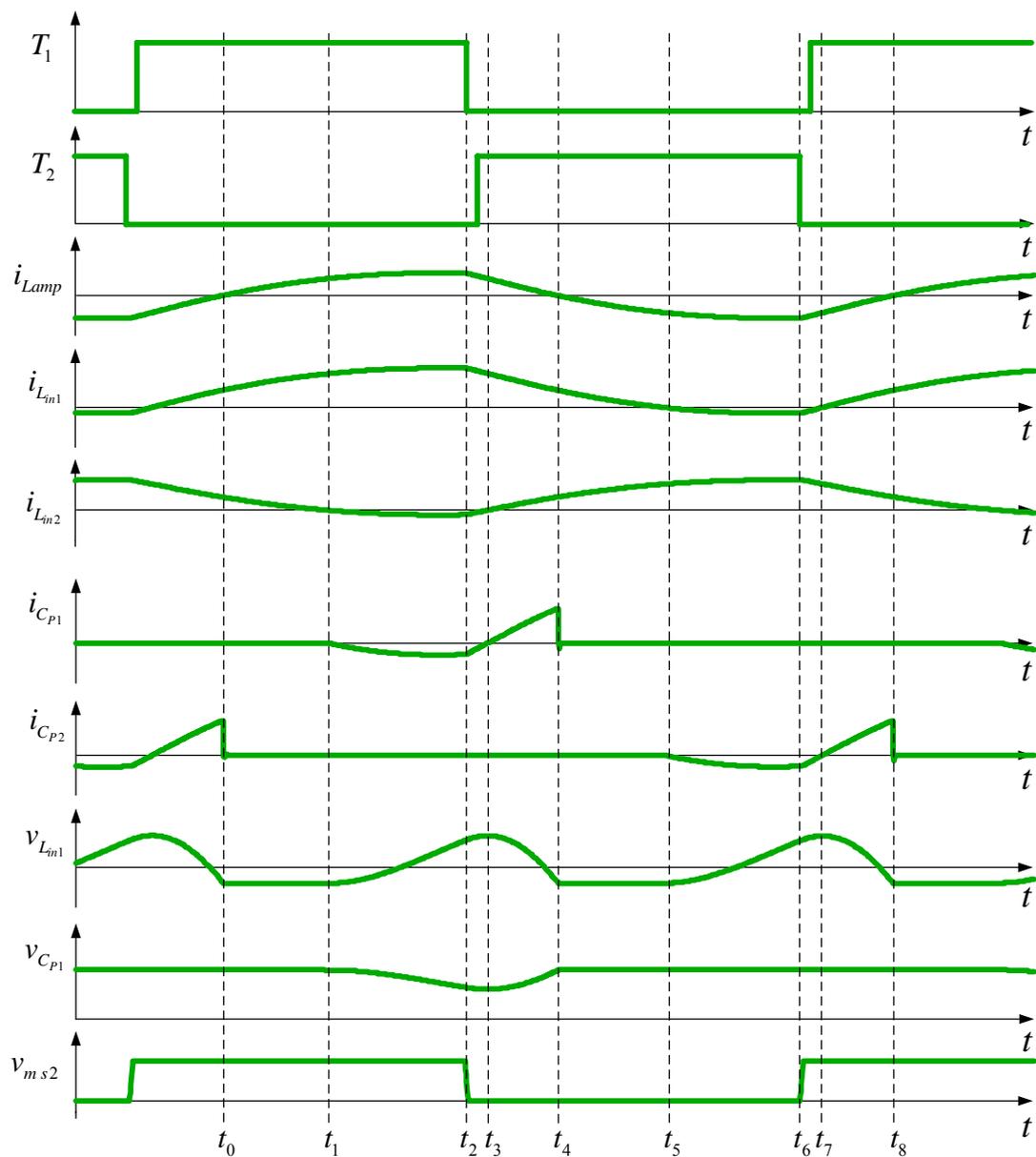


Fig. 4.11 – Formas de onda da estrutura proposta.

4.6 Análise Matemática

A análise matemática foi realizada através da observação das etapas de operação do reator, a partir do qual se podem obter as equações que melhor representam o seu

funcionamento. Estas equações propiciam a determinação dos principais parâmetros do reator.

Em função da simetria do circuito, não há a necessidade de se analisar todas as etapas de operação, sendo que algumas das etapas são repetitivas para tal finalidade, não afetando os resultados dos valores a serem calculados.

Para esta análise matemática serão utilizadas as etapas compreendidas entre os instantes t_1 e t_4 . Neste intervalo de tempo ocorre a variação de carga do capacitor C_{P1} , permitindo que as equações definidas nestas etapas determinem os valores dos capacitores C_{P1} e C_{P2} e dos indutores L_{in1} e L_{in2} . Como a variação de carga do capacitor C_{P1} é idêntica à variação de C_{P2} , não há a necessidade de se repetir a análise para o intervalo de tempo onde ocorre esta variação. Portanto, as equações que determinam C_{P1} são as mesmas que definem C_{P2} , e as que determinam L_{in1} são as mesmas que definem L_{in2} .

4.6.1 Considerações

$$v_g(t) = V_p \cdot \sin(\omega \cdot t) \quad (4.1)$$

$$i_{Lamp}(t) = I_{P\ Lamp} \cdot \sin(\omega_s \cdot t + \theta) \quad (4.2)$$

$$v_{Lin1}(t) = L_{in1} \cdot \frac{di_{Lin1}(t)}{dt} \quad (4.3)$$

$$v_{Lin2}(t) = L_{in2} \cdot \frac{di_{Lin2}(t)}{dt} \quad (4.4)$$

$$i_{CP1}(t) = C_{P1} \cdot \frac{dv_{CP1}(t)}{dt} \quad (4.5)$$

$$i_{CP2}(t) = C_{P2} \cdot \frac{dv_{CP2}(t)}{dt} \quad (4.6)$$

4.6.2 Condições iniciais

$$i_{Lamp}(0) = I_{P\ Lamp} \cdot \sin(\theta) \quad (4.7)$$

$$i_{CP1}(0) = 0 \quad (4.8)$$

$$i_{CP2}(0) = 0 \quad (4.9)$$

$$v_{CP1}(0) = V_B \quad (4.10)$$

$$v_{CP2}(0) = V_B \quad (4.11)$$

4.6.3 Intervalo de t_I a t_A

Neste intervalo a tensão sobre o capacitor C_{P1} é:

$$v_{CP1}(t) = |v_g(t)| - v_{Lin1}(t) - v_{Lin2}(t) \quad (4.12)$$

Em função do acoplamento entre as indutância de entrada, tem-se:

$$v_{Lin2}(t) = v_{Lin1}(t) \quad (4.13)$$

Substituindo a equação anterior na equação da tensão no capacitor C_{P1} , tem-se:

$$v_{CP1}(t) = |v_g(t)| - 2 \cdot L_{in1} \cdot \frac{di_{Lin1}(t)}{dt} \quad (4.14)$$

Derivando-se a equação da tensão no capacitor C_{P1} , tem-se:

$$\frac{dv_{CP1}(t)}{dt} = -2 \cdot L_{in1} \cdot \frac{d^2 i_{Lin1}(t)}{dt^2} \quad (4.15)$$

Aplicando-se a primeira Lei de Kirchhoff, tem-se:

$$i_{Lin1}(t) = i_{CP1}(t) + i_{Lamp}(t) \quad (4.16)$$

$$i_{Lin1}(t) - i_{CP1}(t) = i_{Lamp}(t) \quad (4.17)$$

$$i_{Lin1}(t) - C_{P1} \cdot \frac{dv_{CP1}(t)}{dt} = i_{Lamp}(t) \quad (4.18)$$

Substituindo a equação (4.15) em (4.17), tem-se:

$$i_{Lin1}(t) + 2 \cdot L_{in1} \cdot C_{P1} \cdot \frac{d^2 i_{CP1}(t)}{dt^2} = I_{PLamp} \cdot \sin(\omega_s \cdot t + \theta) \quad (4.19)$$

Resolvendo a equação diferencial de segunda ordem acima, é possível obter uma expressão para a corrente na indutância de entrada:

$$i_{Lin1}(t) = I_{PLamp} \cdot \sin(\theta) \cdot \cos(\omega_0 \cdot t) + \left(\frac{|v_g(t)| - V_B}{Z_0} \right) \cdot \sin(\omega_0 \cdot t) + K \quad (4.20)$$

Onde:

$$K = \frac{\omega_0^2}{\omega_0^2 - \omega_s^2} \cdot I_{PLamp} \cdot \left[\sin(\omega_s \cdot t + \theta) - \sin(\theta) \cdot \cos(\omega_0 \cdot t) - \frac{\omega_s}{\omega_0} \cdot \cos(\theta) \cdot \sin(\omega_0 \cdot t) \right] \quad (4.21)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_{P1} \cdot L_{in1}}}, \quad C_{P1} = \frac{1}{Z_0 \cdot \omega_0} \quad e \quad Z_0 = \sqrt{\frac{L_{in1}}{C_{P1}}} \quad (4.22)$$

Aplicando-se algumas considerações:

$$\alpha = \frac{\omega_0}{\omega_s}; \quad t = \frac{\theta}{\omega_s}, \quad \Rightarrow dt = \frac{d\theta}{\omega_s} \quad e \quad \omega_s \cdot T_s = 2\pi \quad (4.23)$$

E supondo os seguintes valores para os intervalos de tempo utilizados:

$$t_1 = 0 \quad e \quad t_4 = \frac{T_s}{3} \quad (4.24)$$

A expressão para a corrente média na indutância de entrada é dada por:

$$I_{Linmed} = \frac{|v_g(t)| - V_B}{\pi \cdot \alpha \cdot Z_0} \cdot \left[1 - \cos\left(\alpha \cdot \frac{2\pi}{3}\right) \right] + \frac{I_{PLamp} \cdot \sin(\theta) \cdot \sin\left(\alpha \cdot \frac{2\pi}{3}\right)}{\pi} \left[\frac{1}{\alpha} - \frac{\alpha}{\alpha^2 - 1} \right] + \quad (4.25)$$

$$+ \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{\alpha^2 - 1} \cdot I_{PLamp} \cdot \cos(\theta) \cdot \left[2 \cdot \alpha^2 - \left[1 - \cos\left(\alpha \cdot \frac{2\pi}{3}\right) \right] \right]$$

Para $\theta = 0$, tem-se:

$$I_{Linmed} = |v_g(t)| \cdot \left[\frac{1 - \cos\left(\alpha \cdot \frac{2\pi}{3}\right)}{\pi \cdot \alpha \cdot Z_0} \right] + K \quad (4.26)$$

$$K = -V_B \cdot \left[\frac{1 - \cos\left(\alpha \cdot \frac{2\pi}{3}\right)}{\pi \cdot \alpha \cdot Z_0} \right] + \left[\frac{2 \cdot \alpha^2 - \left[1 - \cos\left(\alpha \cdot \frac{2\pi}{3}\right) \right]}{2\pi \cdot (\alpha^2 - 1)} \right] \cdot I_{PLamp}$$

Conforme a condição do fator de potência unitário $K = 0$ tem-se:

$$0 = -V_B \cdot \left[\frac{1 - \cos\left(\alpha \cdot \frac{2\pi}{3}\right)}{\pi \cdot \alpha \cdot Z_0} \right] + \left[\frac{2 \cdot \alpha^2 - \left[1 - \cos\left(\alpha \cdot \frac{2\pi}{3}\right) \right]}{2\pi \cdot (\alpha^2 - 1)} \right] \cdot I_{PLamp} \quad (4.27)$$

A partir da equação anterior é possível obter uma expressão para o valor de pico da corrente na lâmpada:

$$I_{PLamp} = \frac{2 \cdot (\alpha^2 - 1)}{2 \cdot \alpha^2 - \left[1 - \cos\left(\alpha \cdot \frac{2\pi}{3}\right) \right]} \cdot \left[V_B \cdot \left[\frac{1 - \cos\left(\alpha \cdot \frac{2\pi}{3}\right)}{\alpha \cdot Z_0} \right] \right] \quad (4.28)$$

E também para a tensão de barramento:

$$V_B = \frac{\left[\frac{2 \cdot \alpha^2 - \left[1 - \cos\left(\alpha \cdot \frac{2\pi}{3}\right) \right]}{2 \cdot (\alpha^2 - 1)} \right] \cdot I_{PLamp}}{\left[\frac{1 - \cos\left(\alpha \cdot \frac{2\pi}{3}\right)}{\alpha \cdot Z_0} \right]} \quad (4.29)$$

4.6.4 Metodologia de Projeto

Com a condição do fator de potência unitário tem-se que:

$$P_{in} = |v_g(t)|^2 \cdot \left[\frac{1 - \cos\left(\alpha \cdot \frac{2\pi}{3}\right)}{\alpha \cdot Z_0} \right] \quad (4.30)$$

4.6.5 Cálculo de C_{P1} e C_{P2}

Considerações:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_{P1} \cdot L_{in1}}}$$

$$C_{P1} = \frac{1}{Z_0 \cdot \omega_0}$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_{in1}}{C_{P1}}}$$

$$P_0 = \eta \cdot P_{in}$$

$$|v_g(t)| = \frac{V_P}{\sqrt{2}}$$

$$C_{P1} = \left(\frac{P_0}{2 \cdot \eta \cdot V_P^2 \cdot f_s} \right) \cdot \frac{1}{1 - \cos\left(\alpha \cdot \frac{2\pi}{3}\right)} \quad (4.31)$$

$$C_{P2} = C_{P1} \quad (4.32)$$

4.6.6 Cálculo de L_{in1} e L_{in2}

Considerações:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_{P1} \cdot L_{in1}}} = \alpha \cdot \omega_s$$

$$\omega_s = 2 \cdot \pi \cdot f_s$$

$$L_{in1} = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot \alpha^2 \cdot f_s^2 \cdot C_{P1}} \quad (4.33)$$

Substituindo o valor de C_{P1} tem-se:

$$L_{in1} = \frac{\eta \cdot V_p^2 \cdot \left(1 - \cos\left(\alpha \cdot \frac{2\pi}{3}\right)\right)}{2 \cdot \pi^2 \cdot \alpha^2 \cdot P_0 \cdot f_s} \quad (4.34)$$

$$L_{in2} = L_{in1} \quad (4.35)$$

4.6.7 Cálculo dos Elementos do Circuito Ressonante

A Fig. 4.12 mostra o circuito equivalente para o tanque ressonante e a tensão entre os terminais “m” e “s2”. O projeto do circuito ressonante é para valores próximos da tensão de barramento, sendo a tensão v_{ms2} de pico a pico igual a tensão de barramento CC.

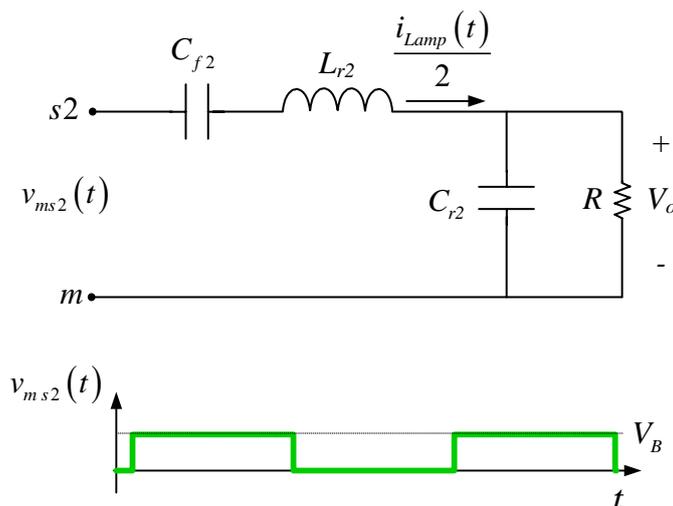


Fig. 4.12 – Circuito ressonante equivalente e tensão aplicada.

Utilizando equações para divisão de tensão, obtém-se a equação de ganho para o circuito equivalente, que é dada por:

$$\frac{V_o}{V_{ms2}} = \frac{1}{1 + \frac{X_{C_{f2}}}{X_{C_{r2}}} - \frac{X_{L_{r2}}}{X_{C_{r2}}} + j \left[\frac{X_{L_{r2}}}{R} - \frac{X_{C_{f2}}}{R} \right]} \quad (4.36)$$

A impedância da lâmpada, durante o transitório de partida, é considerada como sendo infinita, sendo representada pela equação diferencial abaixo:

$$V_B \cdot \text{sen}(\omega_s \cdot t) = L_{r2} \cdot C_{r2} \cdot \frac{d^2}{dt^2} \cdot v_{C_{r2}}(t) + v_{C_{r2}}(t)$$

Durante o processo de partida da lâmpada, a solução desta equação diferencial depende da relação entre a frequência de comutação e a frequência de ressonância da rede LC da carga. A frequência de ressonância da carga LC é dada pela seguinte equação:

$$f_{op} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_{r2} \cdot C_{eq}}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_{r2} \cdot \frac{C_{f2} \cdot C_{r2}}{C_{f2} + C_{r2}}}} \quad (4.37)$$

Caso a frequência de comutação seja igual à frequência de ressonância, a solução da equação diferencial para condições iniciais nulas é dada por:

$$V_{C_{r2}} = \frac{V_B}{2} \cdot \text{sen}(\omega_{op} \cdot t) - \frac{V_B \cdot \omega_{op}}{2} \cdot \cos(\omega_{op} \cdot t) \cdot t$$

A corrente no indutor L_{r2} é descrita matematicamente por:

$$i_{L_{r2}}(t) = \frac{1}{2} \cdot C_{r2} \cdot V_B \cdot \omega_{op}^2 \cdot \text{sen}(\omega_{op} \cdot t) \cdot t$$

Tanto a tensão como a corrente da carga, tendem ao infinito com o passar do tempo. Como a lâmpada fluorescente possui uma tensão de ignição elevada, ou seja, para que se estabeleça o arco, que é definida pela sua geometria, potência e pressão, este comportamento poderia ser utilizado para garantir a partida. Assim que é atingida a tensão de ignição, a impedância da lâmpada cai bruscamente, caracterizando o final da etapa transitória de partida.

Caso a frequência de comutação diferir da frequência de ressonância da carga, a solução da equação diferencial é dada por:

$$v_{C_{r2}}(t) = \frac{V_B}{(L \cdot C_{r2} \cdot \omega_s^2 - 1)} \cdot \left(\frac{\omega_s}{\omega_{op}} \text{sen}(\omega_{op} \cdot t) - \text{sen}(\omega_s \cdot t) \right)$$

A corrente no indutor pode ser expressa por:

$$i_{Lr2}(t) = \frac{V_B}{L \cdot C_{r2} \cdot \omega_s^2 - 1} \cdot (\cos(\omega_{op} \cdot t) - \cos(\omega_s \cdot t))$$

A frequência de comutação deve ser maior que a frequência de ressonância, caracterizando o fenômeno de batimento. Quanto menor for a diferença entre as frequências, maiores serão os valores de tensão e de corrente atingidos para um mesmo período. Adotando-se a frequência de comutação como sendo maior que a frequência de ressonância, a corrente $i_{Lr2}(t)$ se desenvolve atrasada em relação à componente fundamental da tensão $v_{ms2}(t)$.

O projeto do inversor está associado à escolha dos componentes a partir de algumas considerações diante do número de variáveis livres no sistema, entre elas, as frequências de ressonância e a de comutação.

Para o projeto dos elementos do circuito ressonante as seguintes condições serão impostas durante o projeto do inversor:

A frequência de oscilação natural durante a partida (f_{op}) será ponderada por um fator “ ρ_p ”.

Em regime permanente, para que a corrente esteja atrasada em relação a fundamental de $v_{ms2}(t)$, a frequência de ressonância em regime permanente (f_{or}) deve ser “ α ” vezes menor que a frequência de comutação (f_s).

A ponderação pelo fator “ ρ_p ”, que é menor que a unidade, permite limitar a máxima corrente dos interruptores e a tensão máxima aplicada ao circuito ressonante durante o transitório de partida. Esta característica faz com que, no caso da ausência da lâmpada, a corrente seja naturalmente limitada, não levando o reator a destruição. O fator “ α ” influencia o valor da distorção da corrente aplicada à lâmpada: quanto mais distante da unidade menor será o conteúdo harmônico da corrente do circuito.

Das considerações citadas podem-se definir as relações como:

$$f_{op} = \rho_p \cdot f_s \quad (4.38)$$

$$f_{or} = \alpha \cdot f_s \quad (4.39)$$

Considerando que a impedância da lâmpada, quando estabelecido o arco, seja muito menor que a do capacitor C_r , a frequência de ressonância na partida, pode ser aproximada por:

$$f_{or} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_{r2} \cdot C_{f2}}} \quad (4.40)$$

Se os capacitores de entrada C_{f1} e C_{f2} forem escolhidos com valor muito maior que os capacitores “*Charge-pump*”, tem-se:

$$C_{f1} = C_{f2} = 10 \cdot C_{P1} \quad (4.41)$$

Sendo assim, o indutor L_{r2} pode ser calculado através da equação (4.40):

$$L_{r2} = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot \alpha^2 \cdot f_s^2 \cdot C_{f2}} \quad (4.42)$$

$$L_{r1} = L_{r2} \quad (4.43)$$

Substituindo-se as equações (4.39) e (4.40) em (4.38) obtém-se uma expressão para o cálculo do capacitor C_{r2} :

$$C_{r2} = \frac{C_{f2}}{\frac{\rho_p^2}{\alpha^2} - 1} \quad (4.44)$$

$$C_{r1} = C_{r2} \quad (4.45)$$

Com a utilização de capacitores C_f ’s elevados, e os valores dos capacitores de partida C_r ’s não muito elevados, evita-se desta forma que haja um aumento de reativos processados pelos interruptores.

4.7 Resultados de Simulação

Para comprovação dos estudos realizados durante a análise matemática é realizada a simulação, onde alguns ajustes referentes aos valores calculados dos componentes de potência são necessários. Como já citado anteriormente isso é resultado do problema da dificuldade de equacionamento dos reatores tipo “*Charge-pump*”, sendo que o ajuste é feito para que se obtenha o melhor arranjo possível.

Os parâmetros para cálculos dos elementos do circuito são: frequência de comutação de 28 kHz, tensão de pico de entrada igual a 311V senoidal, rendimento de 85% , $\alpha=0,6$ e frequência de ressonância na partida de 25 kHz.

Conforme a metodologia apresentada chegou-se aos seguintes valores para o protótipo do reator:

$$L_{in1} = L_{in2} = 2,5 \text{ mH}$$

$$C_{p1} = C_{p2} = 18 \text{ nF}$$

$$C_{r1} = C_{r2} = 15 \text{ nF}$$

$$C_{f1} = C_{f2} = 180 \text{ nF}$$

$$V_B = 350 \text{ V}$$

A partir dos valores obtidos, foi realizada a simulação, sendo que utiliza-se novamente o simulador *PSIM 6.0*. O circuito simulado é apresentado na Fig. 3.13.

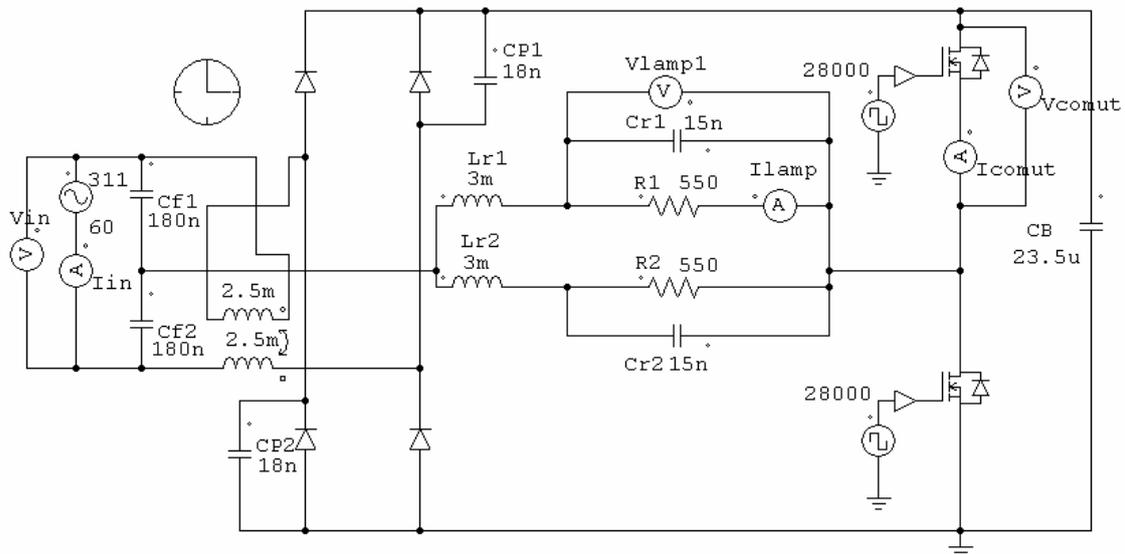


Fig. 4.13 – Circuito simulado.

A Fig. 4.14 apresenta a tensão e a corrente de entrada da fonte de alimentação, onde a forma de onda da corrente tende a ser senoidal, acompanhando a tensão de entrada, o que poderá ser comprovado com os resultados experimentais. Apesar da componente em alta frequência bastante pronunciada, pode se concluir que a TDH será baixa.

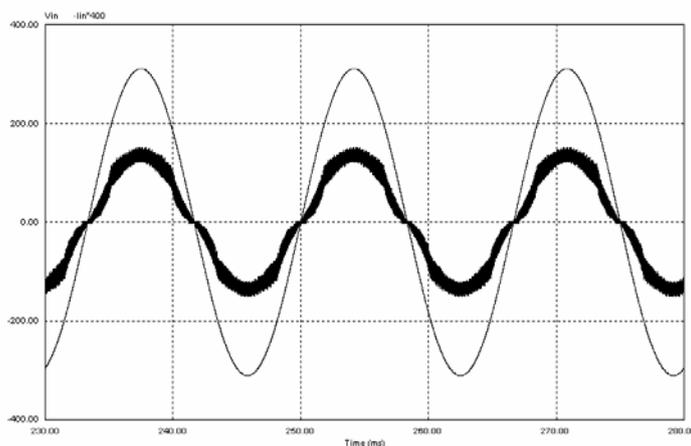


Fig. 4.14 – Tensão e corrente de entrada.

A Fig. 4.15 apresenta a corrente na lâmpada com sua envoltória em baixa frequência, os valores de pico ficam em torno de 300mA e pode-se estimar que o valor do fator de crista estará dentro do limite estabelecido pela norma, pois a diferença entre o valor de pico e eficaz ficou em torno de 64%.

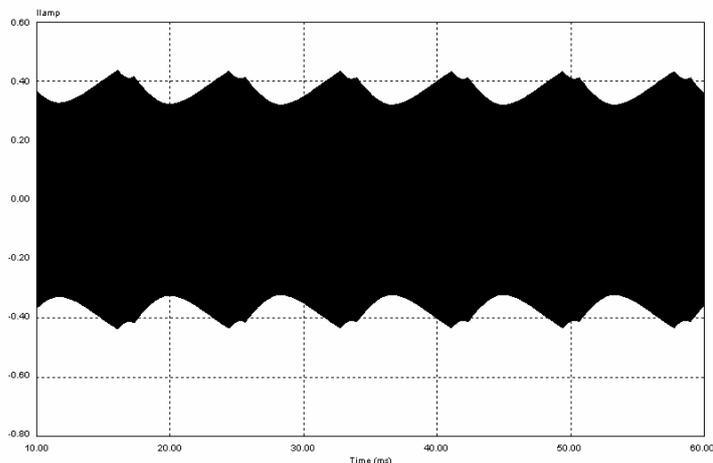


Fig. 4.15 – Corrente na lâmpada com sua envoltória em baixa frequência.

A Fig. 4.16 apresenta o detalhe da comutação em um dos interruptores do inversor. A tensão máxima no interruptor fica em torno de 350 V e a corrente máxima chega a 1,5 A.

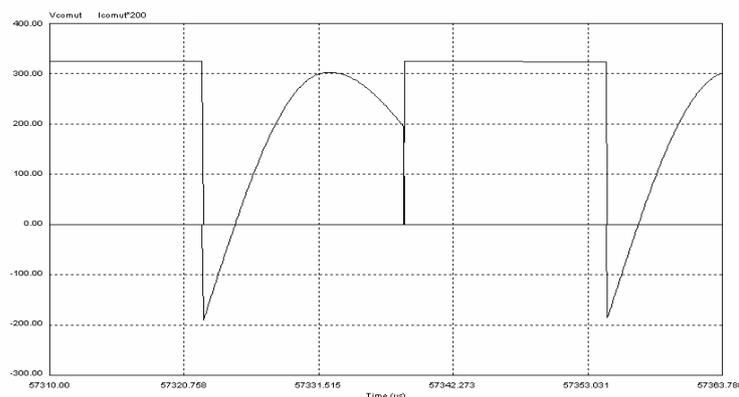


Fig. 4.16 – Detalhe da comutação em um dos interruptores.

4.8 Resultados Experimentais

Para verificar experimentalmente os resultados obtidos através da metodologia, análise matemática e simulação, foi desenvolvido e implementado um protótipo para alimentar duas lâmpadas do tipo T8-32W.

A técnica de correção do fator de potência apresentada neste capítulo foi aplicada em um protótipo que utiliza um circuito com frequência fixa para o comando dos interruptores, aonde através do circuito integrado IR-2153 são gerados os pulsos de comando dos interruptores no estágio inversor de saída.

Os transistores utilizados no estágio inversor foram do tipo MOSFET IRF-740. Os indutores de entrada utilizados neste protótipo utilizaram apenas um núcleo EE30/14 IP12, fio 24AWG, 70 espiras para cada enrolamento, e os indutores ballast foram construídos em núcleo NC15/06 IP12, fio 26AWG, 53 espiras.

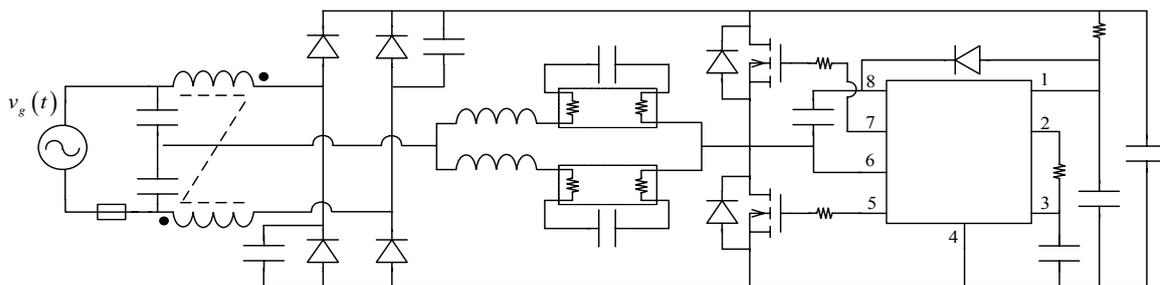


Fig. 4.17 - Circuito do reator para duas lâmpadas T8-32W com frequência fixa.

Os resultados experimentais são:

$$P_{in} = 63,56 \text{ W}$$

$$P_{out} = 56,2 \text{ W (Considerando a soma das potências nas lâmpadas)}$$

$$V_B = 340 \text{ V}$$

$$\eta = 88 \%$$

$$\text{TDH} = 11 \%$$

$$\text{Fator de Potência} = 0,992$$

$$\text{Fator de Crista} = 1,618$$

A tensão e a corrente de entrada, que tende a ser senoidal, são apresentadas na Fig. 4.18. Pode-se observar que o valor da corrente de entrada chega a valores de pico em torno de 500mA.

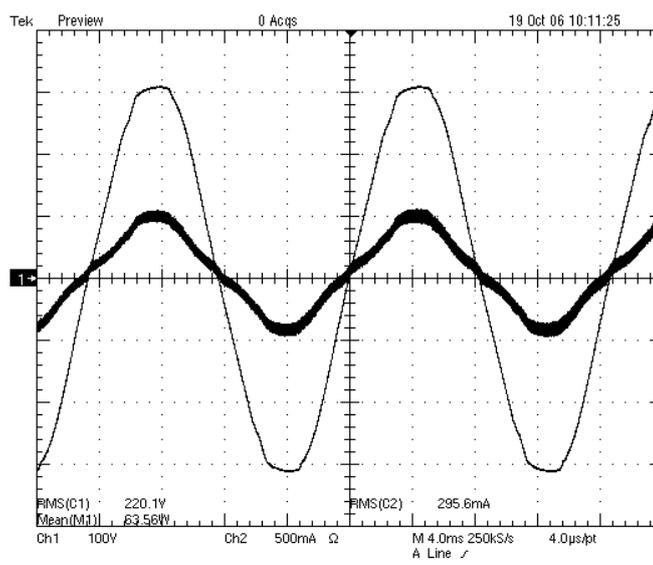


Fig. 4.18 - Tensão e corrente de entrada ($t=4\text{ms}$; $v=100\text{V/div}$; $i=500\text{mA/div}$).

O espectro harmônico da corrente de entrada, conforme os limites estabelecidos pela norma IEC 61000-3-2 Classe C é apresentado na Fig. 4.19. Pode-se notar que o reator atende à norma estabelecida, sendo este um dos pré-requisitos necessários para a colocação deste tipo de reator no mercado.

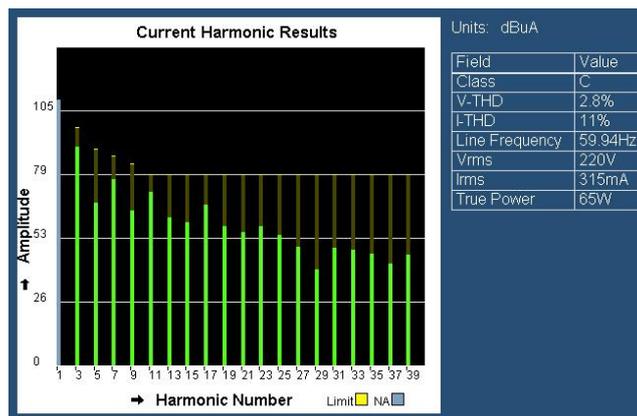


Fig. 4.19 - Espectro harmônico da corrente de entrada, conforme IEC 61000-3-2 Classe C.

O fator de crista da corrente na lâmpada é de 1,618, ficando abaixo do valor máximo estabelecido pela norma, que é de 1,7, conforme pode ser verificado na Fig. 4.20. A corrente na lâmpada chega a valores de pico em torno de 300mA.

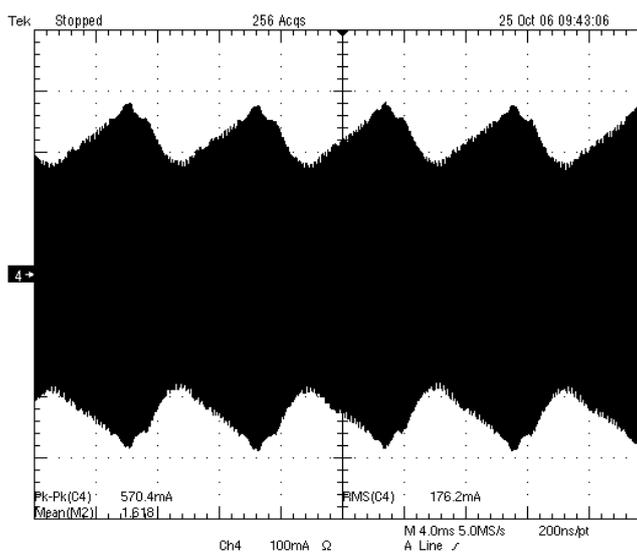


Fig. 4.20 - Corrente na lâmpada com fator de crista igual a 1,618 ($t=4\text{ms}$; $i=100\text{mA/div}$).

Na Fig. 4.21 são apresentadas a tensão, a corrente e a potência da lâmpada, onde é possível verificar que a potência fornecida diretamente para a lâmpada fica um pouco abaixo da nominal, conforme a teoria apresentada por [2].

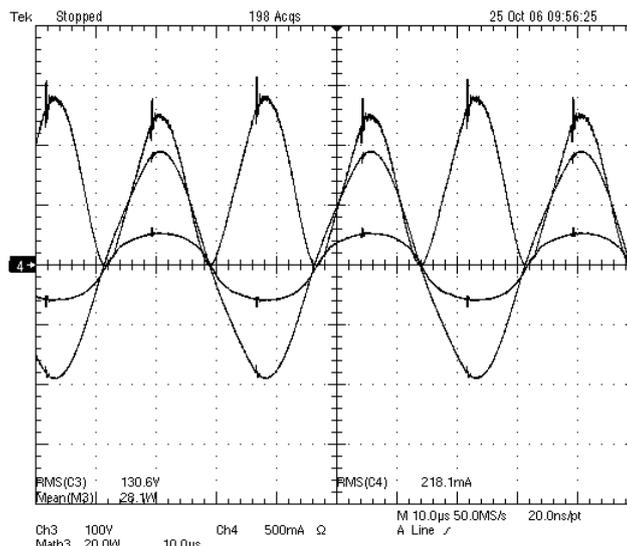


Fig. 4.21 - Tensão, corrente e potência na lâmpada ($t=10\mu\text{s}$; $v=100\text{V/div}$; $i=500\text{mA/div}$; $p=20\text{W/div}$).

Na Fig. 4.22 é apresentado o detalhe da comutação em um dos interruptores do estágio inversor. Pode-se notar que a comutação é suave na entrada em condução, melhorando o rendimento da estrutura.

A partida da lâmpada é do tipo rápida. Como a estrutura foi implementada utilizando frequência fixa no estágio inversor, e também foi utilizado o circuito integrado IR-2153, foi possível obter partida rápida para este reator, ressaltando que esta característica é bastante importante do ponto de vista da conservação e manutenção da vida útil da lâmpada.

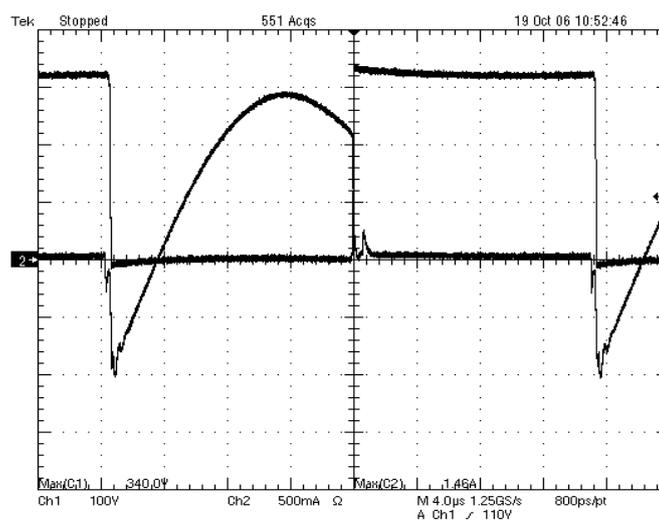


Fig. 4.22 - Tensão e corrente no interruptor durante a comutação ($t=4\mu\text{s/div}$; $v=100\text{V/div}$; $i=500\text{mA/div}$).

A Fig. 4.23 mostra a tensão de barramento durante o transitório de partida das lâmpadas. Enquanto o arco não é estabelecido, a tensão do barramento fica constante e aproximadamente igual a 400V. Logo após a partida da segunda lâmpada ocorre a diminuição da impedância da lâmpada e a conseqüente queda da tensão de barramento, conforme a Fig. 4.24.

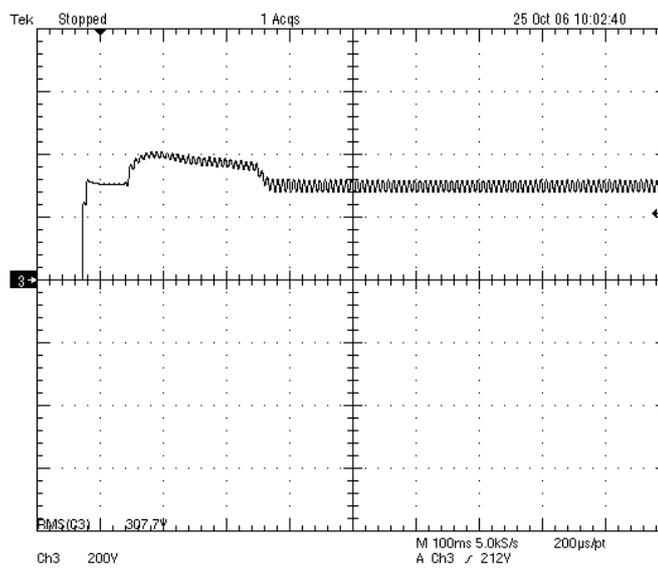


Fig. 4.23 - Tensão de barramento na partida ($t=100\text{ms/div}$; $v=200\text{V/div}$).

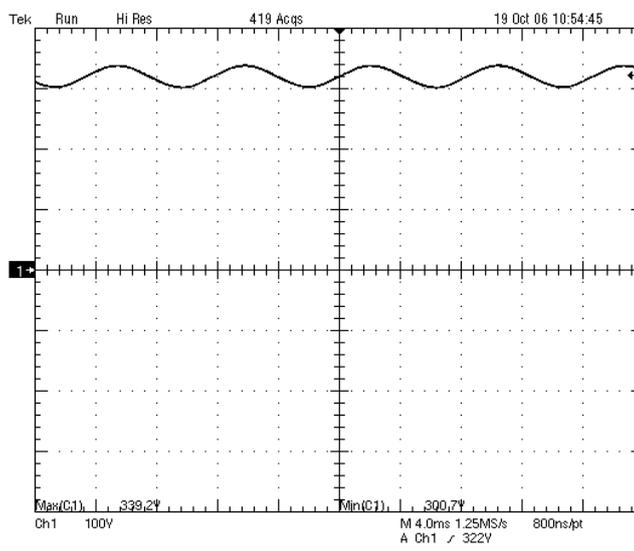


Fig. 4.24 - Tensão de barramento em regime ($t=4\text{ms/div}$; $v=100\text{V/div}$).

Na Fig. 4.25 são apresentadas as tensões nas lâmpadas durante o processo de partida. Pode-se notar claramente o momento em que a primeira lâmpada parte, pois a

tensão sobre ela cai bruscamente, mas a tensão sobre a segunda lâmpada ainda é suficiente para a partida e com isso também consegue partir. Já em regime as duas lâmpadas atingem quase que o mesmo valor de tensão.

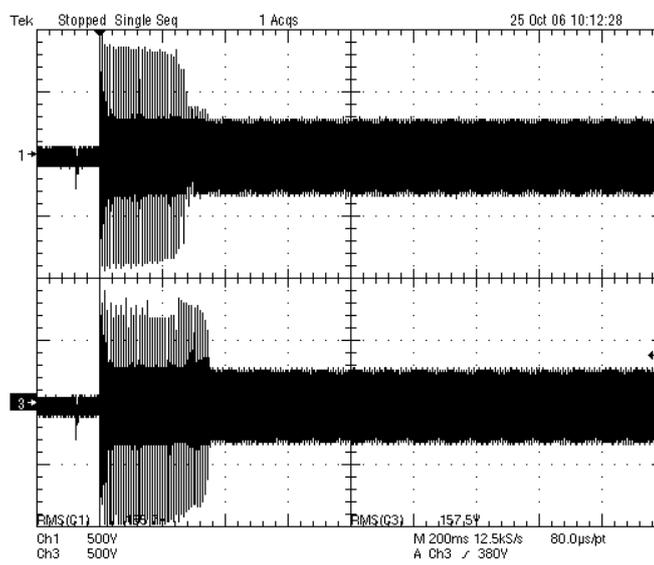


Fig. 4.25 - Tensão nas duas lâmpadas durante o processo de partida ($t=200\text{ms/div}$; $v=500\text{V/div}$).

E na Fig. 4.26 são apresentadas as tensões e correntes nas duas lâmpadas, com os respectivos valores de potência para cada uma.

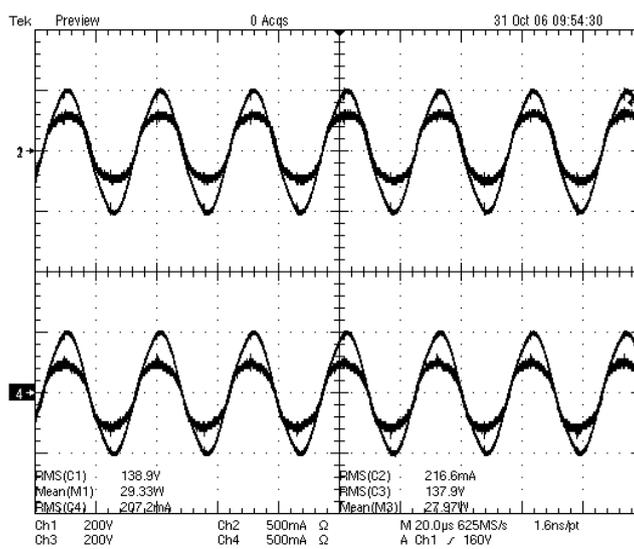


Fig. 4.26 - Tensão e corrente nas duas lâmpadas ($t=20\mu\text{s/div}$; $v=200\text{V/div}$; $i=500\text{mA/div}$).

4.9 Conclusão

Neste capítulo foi apresentada mais uma solução para um reator eletrônico capaz de fornecer energia para duas lâmpadas do tipo T8-32W. Apesar de possuir um componente de potência a mais que o reator apresentado no capítulo anterior, esta solução apresentou uma resposta bem mais satisfatória em termos de valores máximos de corrente e de tensão nos interruptores, o que pode proporcionar o uso de componentes com menor capacidade, ocorrendo uma redução de custos neste quesito. Além disto, a circulação de um menor valor de corrente possibilita um aumento do rendimento. Para que se tenha realmente um valor de custo final, deve-se fazer uma análise completa dos diversos custos de produção envolvidos, o que não é o escopo deste trabalho. Mas, a topologia apresentada neste capítulo, comparada com outras soluções já sendo comercializadas, apresenta-se como uma ótima opção para introdução no mercado.

O protótipo montado em laboratório com frequência fixa foi testado e analisado conforme a norma internacional. Através dos resultados experimentais pode-se afirmar que a estrutura conseguiu alcançar todos os requisitos impostos pelas normas.

Para melhoria de custos e continuidade do trabalho pode-se realizar a troca do comando em frequência fixa por um comando auto-oscilante, o que levaria a uma nova redução nos custos de produção de um produto final.

Capítulo 5 - Conclusão Geral

Este trabalho apresentou novas topologias para reatores eletrônicos com alto fator de potência aplicados a lâmpadas fluorescentes, utilizando o conceito “Charge-pump”, mais especificamente o conceito “Continuous Input Current – Charge Pump Power Factor Correction” (CIC-CPPFC).

No capítulo introdutório foram apresentados: uma breve justificativa para os objetivos principais do trabalho, os aspectos positivos da utilização dos reatores eletrônicos e uma breve evolução dos reatores eletrônicos utilizando o conceito “Charge-pump”. O trabalho teve como base a continuidade do trabalho de [1], onde diversas topologias foram apresentadas como solução para reatores eletrônicos, sendo que neste trabalho foram implementadas algumas destas topologias.

No capítulo 2 iniciou-se o trabalho com a apresentação da estrutura para reator eletrônico de uma lâmpada fluorescente. Foi utilizada a lâmpada fluorescente do tipo PL-26W, com ponto único de conexão. Foi realizado um estudo evolutivo, onde se apresentou as diversas topologias predecessoras até chegar à topologia proposta neste capítulo. As etapas de operação e o princípio de funcionamento foram detalhados para que se realizasse a análise matemática do problema. A partir da análise matemática foi possível obter as equações que fornecessem os valores dos elementos principais de potência e com estes valores foram realizadas simulações por computador. Como consequência dos resultados obtidos com as simulações, houve um refinamento dos valores dos elementos principais e, de posse disso, foi construído um protótipo para verificação dos princípios estabelecidos. Os resultados experimentais mostraram que a topologia proposta tem grandes possibilidades de inserção no mercado, visto que conseguiu fornecer energia para uma lâmpada com um mínimo de componentes, e obedeceu a todos os limites impostos pelas normas nacionais e internacionais.

Na seqüência do estudo, foi apresentada no capítulo 3 a estrutura para reator eletrônico de duas lâmpadas fluorescentes. Foi utilizada a lâmpada fluorescente tubular T8-16W. Como no capítulo anterior, todas as etapas desde a evolução topológica até a implementação de um protótipo foram realizadas com sucesso. O que mais se destacou neste capítulo é que foi possível utilizar uma estrutura com o mesmo número de

componentes da estrutura que utilizava apenas uma lâmpada, em uma estrutura para duas lâmpadas. Observa-se que, se com uma lâmpada a estrutura já era interessante, com duas lâmpadas a viabilidade de utilização tornou-se maior ainda. Nesta estrutura os elementos de potência ficaram nos limites de utilização, o que levou a propor a estrutura apresentada no capítulo seguinte.

Algumas das desvantagens da estrutura proposta no capítulo 3 é a dificuldade de equalização de potência, o que depende muito dos valores de capacitância em série com as lâmpadas, e o baixo rendimento devido as correntes elevadas que circulam nos interruptores e elevada tensão durante o processo de partida.

No capítulo 4 foi apresentada uma outra solução para o reator eletrônico de duas lâmpadas fluorescentes. Neste caso foi utilizada a lâmpada fluorescente tubular T8-32W e, como nos capítulos anteriores todas as etapas de projeto foram realizadas com sucesso. Esta solução veio como parte da complementação da topologia proposta no capítulo 3, onde encontrou-se algumas desvantagens e alguns elementos trabalharam no limite de operação. Esta nova topologia apresentou-se altamente viável apesar de ter sido incluído mais um elemento de potência no circuito, onde o aumento do rendimento destaca-se entre as vantagens adquiridas. Mas, mesmo assim, a estrutura possui um número bastante reduzido de componentes e tem grandes possibilidades de inserção no mercado.

Os objetivos principais deste trabalho, que foram o desenvolvimento de topologias que utilizassem o mínimo de componentes possíveis respeitando as normas nacionais e internacionais, e tendo como princípio a conservação da qualidade da energia fornecida pela concessionária, foram alcançados.

Como sugestão para continuidade do trabalho, propõe-se a utilização de comando auto-oscilante nas duas últimas estruturas e o uso de transistores bipolares no lugar dos transistores MOSFET. Isto tornaria as estruturas com custo muito reduzido, aumentando o rendimento e viabilizando em definitivo as soluções propostas.

Capítulo 6 - Referências Bibliográficas

- [1] NASCIMENTO, C. B., “*Estruturas de Reatores Eletrônicos com Elevado Fator de Potência*”, Tese de Doutorado, INEP – UFSC, 2005.
- [2] COATON, J. R. & MARSDEN, A. M., “*Lamps and lighting*”, fourth edition, Arnold, 1997.
- [3] GOORSKEY, S., SMITH, A. & WANG, K., “*Home Energy Briefs 2 Lighting*”, Rocky Mountain Institute, 2004.
- [4] ANDRÉ, A. S., “*Reator Eletrônico para Duas Lâmpadas Fluorescentes de 110W com Controle de luminosidade e Alto Fator de Potência*”, Dissertação de Mestrado, INEP – UFSC, 1997.
- [5] BONALDO, S. A., “*Desenvolvimento de Novas Topologias de Circuitos Eletrônicos com Controle de Intensidade Luminosa Para Iluminação Fluorescente*”, Dissertação de Mestrado, UFSM, 1998.
- [6] ALVES, J. A., PERIN, A. J., BARBI, I., “*An Electronic Ballast with High Power Factor for Compact Fluorescent Lamp*”, IEEE Industry Application Society – Annual Meeting, pp. 2129 – 2135, 1996.
- [7] HAMMER, E. E., MCGOWAN, T. K., “*Characteristics of Various F40 Fluorescent Systems at 60 Hz and High Frequency*”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 21, No. 1, pp. 11 – 16, 1985.
- [8] RAY, W. F., DAVIS, R. M., “*The Definition and Importance of Power Factor for Power Electronic Converters*”, Proc. European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), pp. 799 – 805, 1989.
- [9] MAEHARA, M., “*Inversor Device for Stable, High Power Factor Input Current Supply*”, United States Patent 5.274.540 ,1993.
- [10] MOISIN M. S. et al., “*Ballast Circuit for Fluorescent Lamp*”, United States Patent 5.691.606, 1997.
- [11] QIAN, J., LEE, F. C., “*New Charge Pump Power Factor Correction Electronic Ballast with a Wide Range of Line Input Voltage*”, IEEE Industry Application Society – Annual Meeting, p. 2299 – 2306, 1997.

- [12] QIAN, J., LEE, F. C., “*Charge Pump Power - Factor - Correction Technologies Part I: Concept and Principle*”, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 15, no. 1, pp. 121 – 129, 2000.
- [13] QIAN, J., LEE, F. C., “*Charge Pump Power - Factor - Correction Technologies Part II: Ballast Applications*”, IEEE Transactions on Power Electronics, vo. 15, no. 1, pp. 130 – 139, 2000.
- [14] QIAN, J., LEE, F. C., “*A New Continuous Input Current Charge Pump Power Factor Correction (CIC-CPPFC) Electronic Ballast*”, IEEE Industry Application Society – Annual Meeting, pp. 2299 – 2306, 1997.
- [15] ARAUJO, M. V. A., “*Inversor Auto-Oscilante com Pré-Regulador Buck-Boost Integrado Aplicado em Reatores para Lâmpadas Fluorescente*”, Dissertação de Mestrado, INEP-UFSC, 1999.
- [16] NASCIMENTO, C. B., BUTTENDORFF, J. M., PEREIRA, E. I., PERIN, A. J., “*Reator Eletrônico Com Circuito Simétrico Para Correção Do Fator De Potência*”, Congresso Brasileiro de Automática, 2004.
- [17] NASCIMENTO, C. B., PEREIRA, E. I., PERIN, A. J., “*Low Cost High Factor Electronic Ballast with no Input Filter*”, 36th Annual IEEE Power Electronic Specialists Conference, pp. 1100 – 1106, 2005.
- [18] POSTIGLIONE, C. S., “*Conversor CA-CC de Estágio Único com Correção do Fator de Potência*”, Dissertação de Mestrado, INEP – UFSC, 2006.
- [19] PEREIRA, E. I., PERIN, A. J., “*Electronic Ballast for Fluorescent lamps with the PFC Stage Integrated to the Resonant Inverter*”, The 7th Brazilian Power Electronics Conference, pp. 392 – 397, 2003.
- [20] PEREIRA, E. I., NASCIMENTO, C. B. & PERIN, A. J., “*Electronic ballast for fluorescent lamps with the PFC stage integrated with the resonant inverter*”, 2004 35th Annual IEEE Power Electronic Specialists Conference, pp. 4050 – 4056.
- [21] PEREIRA, E. I., “*Reator Eletrônico com Estágio de Correção do Fator de Potência Integrado com o Inversor Ressonante*”, Dissertação de mestrado, INEP – UFSC, 2003.
- [22] WAKABAYASHI, F. T., DANTAS, F. D., PINTO, J. O. P. & CANESIN, C. A., “*Fluorescent Lamp Model based on Equivalent Resistances, Considering the Effects of Dimming Operation*”, IEEE 36th Conference on Power Electronics Specialists, pp.1136 – 1141, 2005.

- [23] WAKABAYASHI, F. T., DANTAS, F. D., PINTO, J. O. P. & CANESIN, C. A., “*Prediction of Voltage Over Electrodes’ Filaments of Fluorescent Lamps During Dimming Operation*”, Industrial Electronics Society IECON 32nd Annual Conference of IEEE, pp.803 – 808, 2005.
- [24] MARTINS, D. C. & BARBI, I., “*Teoria Fundamental da Eletrônica de Potência*”, Apostila do Curso de Eletrônica de Potência II, INEP, Florianópolis, Março, 2001.
- [25] GREFF, D. S., “*Estudo e Desenvolvimento de Sistemas Eletrônicos com Estágios Integrados e Alto Fator de Potência Para Alimentação de Lâmpadas Fluorescentes*”, Dissertação de Mestrado, UFSM, 1999.
- [26] ALVES, J. A., “*Reator Eletrônico Para Lâmpadas Fluorescentes Compactas com Alto Fator de Potência*”, Dissertação de Mestrado, 1996.
- [27] SILVA JUNIOR, P. A., “*Sistema Eletrônico Para Iluminação Fluorescente – Análise, Projeto, Implementação*”, Dissertação de mestrado, 1994.
- [28] KAISER, W., “*Conversor Eletrônico de Elevada Eficiência Para Alimentação de Lâmpadas Fluorescentes Tubulares – Uma Metodologia de Projeto*”, Tese de Doutorado, USP, 1988.
- [29] www.osram.com.br, Acesso e Download de manuais técnicos fornecidos gratuitamente em 26 de junho de 2006.
- [30] PRADO, R. N., SEIDEL, A. R., BISOGNO, F. E. & COSTA, M. A. D., “*A Design Method for Electronic Ballast for Fluorescent Lamps*”, Industrial Electronics Society IECON 2000, 26th Annual Conference of the IEEE, Volume 4, pp.2279 – 2284, 2000.
- [31] SEIDEL, A. R., BISOGNO, F. E., MARCHESAN, T. B. & PRADO, R. N., “*Designing a Self-Oscillating Electronic Ballast With Bipolar Transistor*”, Industry Applications Conference, 37th IAS Annual Meeting., Volume 2, pp.1078 – 1083, 2002.
- [32] Norma ABNT 14417, “*Reatores Eletrônicos Alimentados em Corrente Alternada Para Lâmpadas Fluorescentes Tubulares – Prescrições Gerais e de Segurança*”, Julho 1998.
- [33] Norma ABNT 14418, “*Reatores Eletrônicos Alimentados em Corrente Alternada Para Lâmpadas Fluorescentes Tubulares – Prescrições de Desempenho*”, Julho 1998.

- [34] INTERNATIONAL STANDARD IEC 61.000-3-2, “*Electromagnetic Compatibility (EMC) – Part 3 – 2: Limits – Limits for harmonic current emissions (equipment input current $\leq 16 A$ per phase)*”, Third edition, November, 2005.
- [35] Portaria nº 188 do INMETRO de 09 de Novembro de 2004, Ministério do Desenvolvimento, Indústria e Comércio Exterior - MDIC.
- [36] Portaria nº 132 do INMETRO de 12 de Junho de 2006, Ministérios de Estado de Minas e Energia, da Ciência e Tecnologia, e do Desenvolvimento, Indústria e Comércio Exterior.
- [37] XAVIER, P. A. C., FERREIRA FILHO, A. L. & OLIVEIRA, M. A. G., “*Avaliação Técnica e Econômica de Reatores Eletrônicos*”, Revista Eletricidade Moderna, pp.48 – 63, Julho de 2006.
- [38] YOKOZEKI, I., KATO, Y., OKAMURA, Y., KURATANI, T., OHKITA, M. & TAKAHASHI, N., “*An Electronic Ballast Using Back-Boost Converter*”, Research Note, J. Light & Vis. Env., Vol.29, No.1, pp. 34 – 38, The Illuminating Engineering Institute of Japan, 2005.
- [39] YOKOZEKI, I., KATO, Y., OKAMURA, Y., KURATANI, T., OHKITA, M. & TAKAHASHI, N., “*Development of Electronic Ballast for a Compact Lamp Based on the Neutral-Point-Type Back-Boost Inverter*”, Research Note, J. Light & Vis. Env., Vol.29, No.2, pp. 12 – 16, The Illuminating Engineering Institute of Japan, 2005.