

UNESP

UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA

CAMPUS DE ILHA SOLTEIRA

PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO

EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**“Reatores Eletrônicos para Sistemas de Iluminação com
Múltiplas Lâmpadas Tubulares Fluorescentes com
Controle de Luminosidade, Elevada Eficiência
e Elevado Fator de Potência”**

Fabio Toshiaki Wakabayashi

Orientador

Prof. Dr. Carlos Alberto Canesin

Tese submetida à Faculdade de
Engenharia – Campus de Ilha
Solteira – UNESP – como parte dos
requisitos exigidos para a obtenção
do título de **DOUTOR EM
ENGENHARIA ELÉTRICA.**

Ilha Solteira (SP), Maio de 2003.

“O orgulho de superar dificuldades por conta própria em nada se compara ao orgulho de possuir amigos dispostos a nos ajudar a transpor barreiras íngremes. Enquanto o primeiro sentimento exerce a função de alimentar o ego, o segundo encarrega-se de acalantar o coração.

De todos os ensinamentos que guardei até o presente momento, o mais valioso refere-se ao meu relacionamento pessoal com meus amigos e minha família. Não há palavras que possam descrever a sensação de cada dia de trabalho, cada refeição compartilhada, cada conversa realizada. Há apenas emoção. A mesma emoção que sinto ao alcançar patamares mais elevados, não apenas pelo feito em si, mas também pelos sorrisos e lágrimas de alegria estampados nos rostos de meus amigos

É este carinho, incondicional, que mantém a força e a obstinação necessárias para que continuemos trilhando nossos caminhos, unidos em parte de nossas crenças e desejos, na tentativa de construirmos um mundo melhor.

O tempo se encarregará de mostrar-me novos ensinamentos. Mas, certamente, nenhum será mais valioso do que a idéia de viver intensamente, sinceramente e dedicadamente cada momento ao lado de meus amigos e de minha família.

A todos aqueles que estiveram ao meu lado, física e espiritualmente, meu melhor e maior agradecimento, personificado em lágrimas sinceras de alegria. Que Deus os abençoe e permita que eu sempre possa desfrutar da companhia de todos.

Sinceramente,

Fabio Toshiaki Wakabayashi”

AGRADECIMENTOS

À UNESP – Universidade Estadual Paulista, Campus de Ilha Solteira.

Ao professor Carlos Alberto Canesin, pela orientação forte e coesa, pelo conhecimento transmitido, pela confiança inabalável depositada em mim, e principalmente pela amizade, sinceridade, companheirismo e incentivo ao longo de todos estes anos de convívio.

À FAPESP (Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de São Paulo) pelo apoio financeiro concedido a esta pesquisa, tornando possível o desenvolvimento do projeto.

Aos amigos sinceros, Flávio Alessandro S. Gonçalves, sua esposa Leuse e sua filha Emanuele, Fausto Donizeti Dantas, sua esposa Neila e sua cunhada Nelma, Rodrigo Alessandro Nunes de Oliveira e sua esposa Aline, Luci Buratti, Valmir Alves Cardoso e sua esposa Regina, Giuliano Pierre Estevan e sua esposa Célia, Daniella Gonzales Tinois da Silva e seu marido Guilherme, Fabíola Cristina de Freitas, Schirley Czernchovski, Marco Alessandro Cavalari, Roger Akio Kitamura e Marcelo José Bonato, pela amizade sincera e irrestrita, pelo constante apoio e pelos momentos de felicidade compartilhados ao longo de minha vida.

Aos professores José Carlos Rossi, Luís Carlos Origa de Oliveira e Falcondes José M. Seixas pela participação direta na minha formação técnica e pelo ininterrupto e incansável incentivo à busca de meus objetivos.

Aos professores Domingos Sávio L. Simonetti e Hélio Leães Hey por suas participações em minha Banca Examinadora de Defesa de Doutorado e por suas valorosas contribuições para o aprimoramento deste trabalho.

Aos colegas do curso de pós-graduação Uender da Costa Faria, Luiz Gustavo Wesz da Silva, Jurandir de Oliveira Soares, Ricardo Antonio Duarte e Adriano dos Santos Cardoso, por suas marcantes presenças no decorrer desta jornada.

Aos professores do Departamento de Engenharia Elétrica, Luiz Fernando Bovolato e sua esposa Mariângela, Carlos Antônio Alves, Júlio Borges de Souza, Ricardo Tokio Higuti, Dionízio Paschoareli Júnior, Aparecido Augusto de Carvalho, Marcelo Carvalho M. Teixeira, Dalgerti Lelis Milanez, Cláudio Kitano e Alexandre César R da Silva, pelo salutar convívio durante o desenvolvimento deste trabalho.

Aos professores de outros departamentos, Marco Eustáquio de Sá, Vicente Lopes Junior, Renato Bertolino Júnior e Edson Guilherme Vieira, pela amizade e constante incentivo.

Aos funcionários do Departamento de Engenharia Elétrica – FEIS – UNESP, Deoclécio Mitsuiti Kosaka e Carlos Alex S. J. Gulo, pelo suporte técnico prestado no decorrer do curso.

Aos funcionários da Seção de Pós-Graduação, Adelaide Amaral dos S. Passipieri, Maria de Fátima Sabino e Onilda Naves de Oliveira Akasaki, pelo excelente trabalho desenvolvido.

Aos funcionários do Laboratório de Engenharia Elétrica, José Aderson Anhussi, Adílson Antônio Palombo e Valdemir Chaves, pela plena disposição e pelos préstimos realizados quando da implementação laboratorial do projeto.

À minha maravilhosa família, pelo apoio emocional, pelo altruísmo, pela compreensão, pelo incentivo e por todo o amor ao longo de todos estes anos.

A Deus por conceder-me a graça de viver em meio a todos aqueles que aqui citei, permitindo-me compreender melhor o significado e a beleza da busca ininterrupta por aprimoramento espiritual.

SUMÁRIO

Lista de Tabelas	xii
Lista de Figuras	xiv
Simbologia.....	xxv
Resumo	xxxiii
Abstract.....	xxxiv

Capítulo 1

Introdução Geral

1.1 – Introdução Geral	1
------------------------------	---

Capítulo 2

Modelo da Lâmpada Fluorescente Tubular para Operação em Frequências Elevadas e com Controle de Luminosidade

2.1 – Introdução	16
2.2 – Análise Preliminar das Características da Lâmpada Fluorescente.....	18
2.3 – Modelagem da Característica V_{ef} - P_{ef} da Lâmpada Fluorescente	24
2.4 – Modelagem da Característica L_{rel} - P_{ef} da Lâmpada Fluorescente.....	27
2.5 – Comparação entre o Novo Modelo Proposto e os Dados Experimentais	29
2.6 – Conclusões	31

Capítulo 3

Nova Metodologia de Projeto para Filtros Ressonantes empregados em Reatores Eletrônicos

3.1 – Introdução	33
3.2 – Análise do Processo de Ignição imposto pelo Circuito Inversor	35
3.3 – Análise da Operação em Regime Permanente do Circuito Inversor.....	40
3.4 – Análise do Processamento de Energia através do Filtro Ressonante.....	42
3.5 – Exemplo de Projeto e Metodologia Proposta.....	46
3.6 – Comparação entre os Resultados Experimentais e a Análise Teórica	51
3.7 – Conclusões	52

Capítulo 4

Escolha do Controlador do Estágio Inversor e Adaptações Necessárias para a Operação com Múltiplas Lâmpadas Fluorescentes

4.1 – Introdução	54
4.2 – Modo UVLO (“UNDER-VOLTAGE LOCK-OUT”)	57
4.3 – Modo PREHEAT	59
4.4 – Modo IGNITION	60
4.5 – Modo DIM	61
4.6 – Modo FAULT	63
4.7 - Adaptações para o IR2159 Operando com Múltiplas Lâmpadas.....	64
4.8 – Conclusões	66

Capítulo 5

Novo Reator Eletrônico para Processamento de Potência até 200W, com Controle de Luminosidade para Múltiplas Lâmpadas Fluorescentes, utilizando Estágio Retificador Sepic ZCS-PWM

5.1 – Introdução	67
5.2 – Análise das Etapas de Funcionamento do Retificador Sepic ZCS-PWM.....	68
5.2.1 – Primeira Etapa de Funcionamento $[t_0, t_1]$	70
5.2.2 – Segunda Etapa de Funcionamento $[t_1, t_2]$	71
5.2.3 – Terceira Etapa de Funcionamento $[t_2, t_3]$	72
5.2.4 – Quarta Etapa de Funcionamento $[t_3, t_4]$	73
5.2.5 – Quinta Etapa de Funcionamento $[t_4, t_5]$	75
5.2.6 – Sexta Etapa de Funcionamento $[t_5, t_6]$	76
5.2.7 – Sétima Etapa de Funcionamento $[t_6, t_7]$	79
5.2.8 – Oitava Etapa de Funcionamento $[t_7, t_8]$	81
5.2.9 – Nona Etapa de Funcionamento $[t_8, t_9]$	81
5.3 – Análise do Processo de Bloqueio dos Interruptores Ativos do Novo Retificador Sepic ZCS-PWM.....	83
5.4 – Característica de Saída do Novo Retificador Sepic ZCS-PWM	85
5.5- Metodologia e Exemplo de Projeto.....	90
5.5.1 – Projeto do Estágio Retificador Sepic ZCS-PWM	90
5.5.2 – Projeto do Estágio Inversor Ressonante Half-Bridge	102
5.5.3 – Projeto do Circuito de Controle dos Interruptores S_H e S_L	103
5.6 – Resultados Experimentais	105
5.7 – Análise de Compatibilidade Eletromagnética.....	119
5.8 – Conclusões	125

Capítulo 6

Novo Reator Eletrônico para Processamento de Potência até 1200W, com Controle de Luminosidade para Múltiplas Lâmpadas Fluorescentes, utilizando Estágio Retificador Boost ZCS-PWM

6.1 – Introdução	127
6.2 – Análise das Etapas de Funcionamento do Retificador Boost ZCS-PWM	128
6.2.1 – Primeira Etapa de Funcionamento $[t_0, t_1]$	130
6.2.2 – Segunda Etapa de Funcionamento $[t_1, t_2]$	131
6.2.3 – Terceira Etapa de Funcionamento $[t_2, t_3]$	132
6.2.4 – Quarta Etapa de Funcionamento $[t_3, t_4]$	132
6.2.5 – Quinta Etapa de Funcionamento $[t_4, t_5]$	133
6.2.6 – Sexta Etapa de Funcionamento $[t_5, t_6]$	134
6.2.7 – Sétima Etapa de Funcionamento $[t_6, t_7]$	135
6.2.8 – Oitava Etapa de Funcionamento $[t_7, t_8]$	135
6.2.9 – Nona Etapa de Funcionamento $[t_8, t_9]$	136
6.3 – Análise do Processo de Bloqueio dos Interruptores Ativos do Novo Retificador Boost ZCS-PWM	137
6.4 – Característica de Saída do Novo Retificador Boost ZCS-PWM.....	138
6.5 – Análise do Estágio Inversor Ressonante Full-Bridge	141
6.6 – Adaptação do Circuito Integrado IR2159 para o Acionamento de um Inversor Full-Bridge	146
6.7 – Metodologia e Exemplo de Projeto.....	150
6.7.1 – Projeto do Estágio Retificador Boost ZCS-PWM.....	150
6.7.2 – Projeto do Estágio Inversor Ressonante Full-Bridge	159
6.7.3 – Projeto do Circuito de Controle dos Interruptores S_{H1} , S_{L1} , S_{H2} e S_{L2}	159

6.8 – Resultados Experimentais	161
6.9 – Análise de Compatibilidade Eletromagnética.....	176
6.10 – Conclusões.....	183
 Conclusões Gerais.....	 186
 Referências Bibliográficas	 190
 Apêndice A: A Lâmpada Fluorescente	 198
 Apêndice B: Diagramas Esquemáticos do Reator Eletrônico Proposto para Processamento de Potência até 200W	 207
B.1 – Diagrama Esquemático do Circuito de Potência.....	207
B.2 – Lista de Materiais do Circuito de Potência	208
B.3 – Diagrama Esquemático do Circuito de Comando do Estágio Retificador Sepic ZCS-PWM	209
B.4 – Lista de Materiais do Circuito de Comando do Estágio Retificador Sepic ZCS- PWM.....	210
B.5 – Diagrama Esquemático do Circuito de Comando do Estágio Inversor Half-Bridge Ressonante	211
B.6 – Lista de Materiais do Circuito de Comando do Estágio Inversor Half-Bridge Ressonante	212

Apêndice C: Diagramas Esquemáticos do Reator Eletrônico Proposto para Processamento de Potência até 1200W	213
 C.1 – Diagrama Esquemático do Circuito de Potência do Estágio Retificador Boost ZCS-PWM	 213
C.2 – Lista de Materiais do Circuito de Potência do Estágio Retificador Boost ZCS- PWM	214
C.3 – Diagrama Esquemático do Circuito de Potência do Estágio Inversor Full-Bridge Ressonante	215
C.4 – Lista de Materiais do Circuito de Potência do Estágio Inversor Full-Bridge Ressonante	215
C.5 – Diagrama Esquemático do Circuito de Comando do Estágio Retificador Boost ZCS-PWM	216
C.6 – Lista de Materiais do Circuito de Comando do Estágio Retificador Boost ZCS- PWM	217
C.7 – Diagrama Esquemático do Circuito de Comando do Estágio Inversor Full-Bridge Ressonante	218
C.8 – Lista de Materiais do Circuito de Comando do Estágio Inversor Full-Bridge Ressonante	219

LISTA DE TABELAS

Capítulo 2

Tabela 2.1 – Coeficientes de Primeiro Nível de V_{ef}	25
Tabela 2.2 – Coeficientes de Segundo Nível de V_{ef}	26
Tabela 2.3 – Coeficientes de Primeiro Nível de L_{rel}	27
Tabela 2.3 – Coeficientes de Segundo Nível de L_{rel}	28

Capítulo 5

Tabela 5.1 – Dados de entrada e saída utilizados para o projeto do novo reator eletrônico	90
Tabela 5.2 – Sumário da influência dos parâmetros C_r , β e f sobre as principais grandezas do novo retificador Sepic ZCS-PWM	100
Tabela 5.3 – Comparação entre as restrições impostas pela norma IEC61000-3-2 para equipamentos classe C e componentes harmônicas da corrente de entrada no novo reator proposto, para operação em plena carga	108
Tabela 5.4 – Resultados Obtidos para a Análise de EMC do Reator Eletrônico Proposto, sem a Inclusão de Filtro de EMI.....	122
Tabela 5.5 – Resultados Obtidos para a Análise de EMC do Reator Eletrônico Proposto com a Inclusão Filtro de EMI para Ruídos de Modo Comum.....	123

Capítulo 6

Tabela 6.1 – Dados de entrada e saída utilizados para o projeto do novo reator eletrônico	150
Tabela 6.2 – Sumário da influência dos parâmetros C_r , β e f sobre as principais grandezas do novo retificador Boost ZCS-PWM.....	158
Tabela 6.3 – Comparação entre as restrições impostas pela norma IEC61000-3-2 para equipamentos classe C e componentes harmônicas da corrente de entrada no novo reator proposto, para operação em plena carga	164
Tabela 6.4 – Resultados Obtidos para a Análise de EMC do Reator Eletrônico Proposto, após a Adoção de Técnicas de Projeto para Supressão de EMI em Conversores Estáticos.....	179
Tabela 6.5 – Resultados Finais Obtidos para a Análise de EMC do Reator Eletrônico Proposto.....	182

LISTA DE FIGURAS

Capítulo 1

Figura 1.1 – Processo de geração de luz visível em uma lâmpada fluorescente.....	2
Figura 1.2 – (a) Diagrama esquemático simplificado de reator eletrônico com estágio retificador convencional; (b) Formas de onda de tensão (v_{in}) e corrente (i_{in}) de alimentação do circuito; e (c) Espectro de frequências da corrente de alimentação do circuito.....	4
Figura 1.3 – Diagrama esquemático simplificado do clássico inversor ressonante Half-Bridge ZVS-FM, para alimentação de lâmpadas fluorescentes em elevadas frequências.....	7
Figura 1.4 – Variações topológicas da célula ZCS-PWM apresentada em [51].....	11

Capítulo 2

Figura 2.1 – Valores eficazes de tensão sobre a lâmpada fluorescente (V_{ef}), em função de P_{ef} , para diferentes valores de temperatura ambiente (T) e f_{nom}	19
Figura 2.2 – Valores relativos de iluminância (L_{rel}), para diferentes valores de temperatura ambiente (T) e f_{nom}	19
Figura 2.3 – Valores eficazes de tensão sobre a lâmpada fluorescente (V_{ef}), em função de P_{ef} , para diferentes valores de temperatura ambiente (T) e f_{nom}	20
Figura 2.4 – Valores relativos de iluminância (L_{rel}), para diferentes valores de temperatura ambiente (T) e f_{nom}	21
Figura 2.5 – Variação da frequência de operação (f) da lâmpada fluorescente, durante a ação do controle de luminosidade, para diferentes valores de T e f_{nom}	22

Figura 2.6 – Variação da corrente eficaz através da lâmpada fluorescente (I_{ef}), durante a ação do controle de luminosidade, para diferentes valores de T e f_{nom}	23
Figura 2.7 – Comparação entre a característica V_{ef} - P_{ef} para uma lâmpada fluorescente (pontos), com $f_{nom}=40kHz$ e $T=34,5^{\circ}C$, e a equação polinomial de quarto grau (linha), cujos coeficientes são obtidos utilizando um programa computacional de regressão.....	24
Figura 2.8 – Coeficientes de primeiro nível de V_{ef} em função de T	26
Figura 2.9 – Coeficientes de primeiro nível de L_{rel} em função de T	28
Figura 2.10 – Comparação entre valores experimentais (pontos) e o modelo proposto para as curvas V_{ef} - P_{ef} (linhas cheias), para diferentes valores de T	29
Figura 2.11 – Comparação entre valores experimentais (pontos) e o modelo proposto para as curvas L_{rel} - P_{ef} (linhas cheias), para diferentes valores de T	30
Figura 2.12 – Comparação entre valores experimentais (pontos) e o modelo proposto para $R_{eq}(T, P_{ef})$ (linhas cheias), para diferentes valores de T	31

Capítulo 3

Figura 3.1 – Circuito inversor ressonante Half-Bridge empregado em reatores eletrônicos com elevada frequência de operação e controle de luminosidade.....	33
Figura 3.2 – Circuito equivalente ao inversor ressonante Half-Bridge, antes da ignição da lâmpada fluorescente.	35
Figura 3.3 – Formas de ondas teóricas da tensão sobre as lâmpadas fluorescentes, antes da ignição, para diferentes valores de ω_{HB} em relação a ω_{Ceq}	39
Figura 3.4 – (a) Principais formas de onda idealizadas do inversor ressonante Half- Bridge e (b) Etapas de funcionamento, durante um período de chaveamento (T_{HB}).	40

Figura 3.5 – Circuito equivalente ao inversor ressonante Half-Bridge durante a operação em regime permanente.	42
Figura 3.6 – Variação da frequência de chaveamento em função da potência processada.....	49
Figura 3.7 – Variação da fase da corrente através de L_s em função da potência processada.....	49
Figura 3.8 – Variação do valor eficaz da corrente através de L_s , em função da potência processada.....	50
Figura 3.9 – Diagrama esquemático do circuito implementado.	51
Figura 3.10 – Variação da frequência de chaveamento em função da potência processada.....	51
Figura 3.11 – Variação da fase da corrente através de L_s em função da potência processada.....	52
Figura 3.12 – Variação do valor eficaz da corrente através de L_s , em função da potência processada.....	52

Capítulo 4

Figura 4.1 – Diagrama esquemático do circuito integrado IR2159, empregado para o controle do estágio inversor Half-Bridge ressonante.	55
Figura 4.2 – Representação do diagrama de estados envolvidos durante a operação do IR2159.	56
Figura 4.3 – Representação do digrama de tempo durante a operação do circuito inversor.	57
Figura 4.4 – Circuito de alimentação empregado no IR2159.	58
Figura 4.5 – Diagrama esquemático do circuito de imposição de pré-aquecimento.	59
Figura 4.6 – Diagrama esquemático do circuito de controle do processo de ignição da lâmpada.....	60

Figura 4.7 – Diagrama esquemático do circuito de controle de intensidade luminosa.....	62
Figura 4.8 – Diagrama esquemático do circuito de sensoriamento de corrente.	63
Figura 4.9 – Diagrama esquemático de uma aplicação típica do IR2159.....	64

Capítulo 5

Figura 5.1 – Diagrama esquemático simplificado dos circuitos de processamento de potência do reator eletrônico proposto para aplicações até 200W..	68
Figura 5.2 – Circuito simplificado utilizado para a análise do novo retificador Sepic ZCS-PWM.....	69
Figura 5.3 – (a) Principais formas de ondas idealizadas do novo retificador Sepic ZCS-PWM e(b) Etapas de funcionamento, durante o decorrer de um período genérico de chaveamento (T_i).....	70
Figura 5.4 – Corrente através do indutor ressonante L_{r2} , durante o decorrer da quarta, quinta e sexta etapas..	77
Figura 5.5 – Curvas representativas da característica de saída do novo retificador Sepic proposto, para diferentes valores de β , f e $D_{(ef)}$	88
Figura 5.6 – Variação de $\alpha_{(máx)}$ em função de C_r e f	92
Figura 5.7 – Variação de Δt_{off} em função de β e f	92
Figura 5.8 – Variação de $i_{Lr1(min)} _{\omega T_i \rightarrow 0}$ em função de C_r , β e f	93
Figura 5.9 – Variação de $i_{Lr2(min)} _{\omega T_i \rightarrow 0}$ em função de C_r , β e f	94
Figura 5.10 – Variação de $i_{S2(máx)}$ em função de C_r e f	95
Figura 5.11 – Variação de $i_{DS1(máx)}$ em função de C_r , β e f	96
Figura 5.12 – Variação de $i_{DS2(máx)}$ em função de C_r , β e f	97
Figura 5.13 – Variação de $v_{D2(máx)}$ em função de β	98

Figura 5.14 – Variação de $i_{D1(max)}$ em função de C_r , β e f .	99
Figura 5.15 – Variação de L_{r2} em função de C_r e f .	99
Figura 5.16 – Reprodução das telas do programa computacional de auxílio ao projeto de reatores eletrônicos.	104
Figura 5.17 – (a) Protótipo do reator eletrônico com controle de luminosidade, para aplicações até 200W; e (b) Detalhe do circuito de comando dos estágios retificador e inversor.	105
Figura 5.18 – Tensão de alimentação e corrente de entrada do novo reator eletrônico proposto.	106
Figura 5.19 – Espectro de frequências múltiplas da fundamental da corrente de entrada do novo reator eletrônico proposto.	107
Figura 5.20 – Resultados de tensão, corrente de entrada e espectro de frequência da corrente de entrada, para diferentes situações de carga.	109
Figura 5.21 – Variação do fator de potência do reator proposto, em função da carga conectada (variação da luminosidade do conjunto de lâmpadas).	110
Figura 5.22 – Detalhes das comutações no interruptor principal S_1 , para luminosidade máxima.	110
Figura 5.23 – Detalhes das comutações no interruptor auxiliar S_2 , para luminosidade máxima.	110
Figura 5.24 – Correntes através dos diodos da célula de comutação, para luminosidade máxima.	111
Figura 5.25 – Detalhes da evolução da ressonância nos elementos do estágio retificador, para luminosidade máxima.	112
Figura 5.26 – (a) Forma de onda da tensão de barramento CC; e (b) Detalhe do “ripple” de 120Hz, para luminosidade máxima.	112
Figura 5.27 – Detalhes das comutações nos interruptores do estágio inversor, para luminosidade máxima.	112
Figura 5.28 – Formas de onda dos elementos ressonantes de um dos conjuntos filtro / lâmpada fluorescente, para luminosidade máxima.	113

Figura 5.29 – (a) Formas de onda de tensão e corrente através de uma das lâmpadas fluorescentes; e(b) detalhe da ignição da lâmpada, para luminosidade máxima.....	113
Figura 5.30 – Detalhes das comutações no interruptor principal S_1 , para luminosidade mínima.	114
Figura 5.31 – Detalhes das comutações no interruptor auxiliar S_2 , para luminosidade mínima.	114
Figura 5.32 – Correntes através dos diodos da célula de comutação, para luminosidade mínima.	115
Figura 5.33 – Detalhes da evolução da ressonância nos elementos do estágio retificador, para luminosidade mínima.	115
Figura 5.34 – (a) Forma de onda da tensão de barramento CC; e (b) Detalhe do “ripple” de 120Hz, para luminosidade mínima.	116
Figura 5.35 – Detalhes das comutações nos interruptores do estágio inversor, para luminosidade mínima.....	116
Figura 5.36 – Formas de onda dos elementos ressonantes de um dos conjuntos filtro / lâmpada fluorescente, para luminosidade mínima.....	117
Figura 5.37 – (a) Formas de onda de tensão e corrente através de uma das lâmpadas fluorescentes; e (b) detalhe da ignição da lâmpada, para luminosidade mínima.	117
Figura 5.38 – Detalhe da partida do reator eletrônico (corrente de entrada e tensão sobre o capacitor de filtro do barramento CC).	118
Figura 5.39 – Detalhes do arranjo para ensaios de EMC.	120
Figura 5.40 – Medição de ruídos conduzidos, com detector de pico, para o novo reator eletrônico proposto, para máxima luminosidade.	121
Figura 5.41 – Filtro de EMI para ruídos conduzidos de modo comum e de modo diferencial.	121
Figura 5.42 – Medição de ruídos conduzidos, com detector de pico, para o novo reator eletrônico proposto, com filtro de EMI de modo comum, para máxima luminosidade.....	122

Figura 5.43 – Medição de ruídos conduzidos, com detector de pico, para novo reator eletrônico proposto, com filtro de EMI completo, para máxima luminosidade.....	123
Figura 5.44 – Medição de ruídos conduzidos, com detector de pico, para novo reator eletrônico proposto, com filtro de EMI completo, para mínima luminosidade.....	124

Capítulo 6

Figura 6.1 – Diagramas esquemáticos simplificados dos circuitos de processamento de potência do reator eletrônico proposto.	127
Figura 6.2 – Novo retificador Boost ZCS-PWM.	128
Figura 6.3 – Circuito simplificado utilizado para a análise do novo retificador Boost ZCS-PWM.	129
Figura 6.4 – (a) Principais formas de onda idealizadas do novo retificador Boost ZCS-PWM, e (b) Etapas de funcionamento, durante o decorrer de um período genérico de chaveamento (T_i).	130
Figura 6.5 – Curvas representativas da característica de saída do novo retificador Boost ZCS-PWM proposto, para diferentes valores de β , f e $D_{(ef)}$	140
Figura 6.6 – (a) Principais formas de onda idealizadas do inversor ressonante Full-Bridge e (b) Etapas de funcionamento, durante um período de chaveamento (T_{FB}).	142
Figura 6.7 – Resultados de simulação para diversos pontos de operação distintos.	144
Figura 6.8 – Formas de onda da tensão v_{AB} e da corrente através de L_s	145
Figura 6.9 – Circuito proposto para o isolamento dos pulsos de comando do inversor Full-Bridge.	146
Figura 6.10 – Circuito proposto para o isolamento de dois pulsos de comando do inversor Full-Bridge.	147

Figura 6.11 – (a) Detalhes das principais formas de ondas idealizadas do inversor ressonante Full-Bridge; e (b) Etapas de funcionamento, durante um dos processos de comutação dos interruptores, considerando-se atraso de bloqueio de S_{L1}	148
Figura 6.12 – Variação de $\alpha_{(máx)}$ em função de C_r e f	150
Figura 6.13 – Variação de Δt_{off} em função de β e f	152
Figura 6.14 – Variação de $i_{Lr1(mín)}\Big _{\omega T_i \rightarrow \frac{\pi}{2}}$ em função de C_r , β e f	152
Figura 6.15 – Variação de $i_{Lr2(mín)}\Big _{\omega T_i \rightarrow \frac{\pi}{2}}$ em função de C_r , β e f	153
Figura 6.16 – Variação de $i_{S2(máx)}$ em função de C_r e f	154
Figura 6.17 – Variação de $i_{DS1(máx)}$ em função de C_r , β e f	154
Figura 6.18 – Variação de $i_{DS2(máx)}$ em função de C_r , β e f	155
Figura 6.19 – Variação de $v_{D2(máx)}$ em função de β	155
Figura 6.20 – Variação de $i_{D1(máx)}$ em função de C_r , β e f	156
Figura 6.21 – Variação de L_{r2} em função de C_r e f	157
Figura 6.22 – Reprodução das telas do programa computacional de auxílio ao projeto do controlador IR2159.	160
Figura 6.23 – (a) Protótipo do reator eletrônico utilizando retificador Boost ZCS-PWM, para múltiplas lâmpadas fluorescentes, com controle de luminosidade, (b) detalhe do circuito de comando do estágio retificador; e (c) detalhe do circuito de comando do estágio inversor.	161
Figura 6.24 – Tensão de alimentação e corrente de entrada do novo reator eletrônico proposto.	163
Figura 6.25 – Espectro de frequências da corrente de entrada do novo reator eletrônico proposto.	163
Figura 6.26 – Resultados de tensão, corrente de entrada e espectro de frequência da corrente de entrada, para diferentes situações de carga.	165

Figura 6.27 – Variação do fator de potência do reator proposto, em função da carga conectada (variação da luminosidade do conjunto de lâmpadas).....	166
Figura 6.28 – Detalhes das comutações no interruptor principal S_1 , para luminosidade máxima.....	166
Figura 6.29 – Detalhes das comutações no interruptor auxiliar S_2 , para luminosidade máxima.....	166
Figura 6.30 – Correntes através dos diodos da célula de comutação, para luminosidade máxima.....	167
Figura 6.31 – Detalhes da evolução da ressonância nos elementos do estágio retificador, para luminosidade máxima.	167
Figura 6.32 – (a) Forma de onda da tensão de barramento CC; e (b) Detalhe do “ripple” de 120Hz, para luminosidade máxima.....	168
Figura 6.33 – Detalhes das comutações nos interruptores do estágio inversor, para luminosidade máxima.	169
Figura 6.34 – Forma de onda da tensão v_{AB} aplicada aos conjuntos filtro / lâmpada fluorescente, para luminosidade máxima.....	169
Figura 6.35 – Formas de onda dos elementos ressonantes de um dos conjuntos filtro / lâmpada fluorescente, para a condição de potência nominal processada nas lâmpadas (luminosidade máxima).....	170
Figura 6.36 – (a) Formas de onda de tensão e corrente através de uma das lâmpadas fluorescentes; e (b) detalhe da ignição da lâmpada, para a condição de potência nominal processada pelas lâmpadas.	170
Figura 6.37 – Detalhes das comutações no interruptor principal S_1 , para luminosidade mínima.	171
Figura 6.38 – Detalhes das comutações no interruptor auxiliar S_2 , para luminosidade mínima.	171
Figura 6.39 – Correntes através dos diodos da célula de comutação, para luminosidade mínima.	172
Figura 6.40 – Detalhes da evolução da ressonância nos elementos do estágio retificador, para luminosidade mínima.	172

Figura 6.41 – (a) Forma de onda da tensão de barramento CC; e (b) Detalhe do “ripple” de 120Hz, para luminosidade mínima.	173
Figura 6.42 – Detalhes das comutações nos interruptores do estágio inversor, para a condição de luminosidade mínima do conjunto de 15 lâmpadas.....	173
Figura 6.43 – Forma de onda da tensão v_{AB} aplicada aos conjuntos filtro / lâmpada fluorescente, para luminosidade mínima.	174
Figura 6.44 – Formas de onda dos elementos ressonantes de um dos conjuntos filtro / lâmpada fluorescente, para luminosidade mínima.....	174
Figura 6.45 – (a) Formas de onda de tensão e corrente através de uma das lâmpadas fluorescentes; e (b) detalhe da ignição da lâmpada, para a condição de luminosidade mínima.....	175
Figura 6.46 – Detalhe da partida do reator eletrônico, para a condição de luminosidade máxima do conjunto de lâmpadas (corrente de entrada e tensão sobre o capacitor de filtro do barramento CC).	175
Figura 6.47 – Arranjo laboratorial para ensaio do protótipo.....	176
Figura 6.48 – Medição de ruídos conduzidos, com detector de pico, para o novo reator eletrônico proposto, para luminosidade máxima.	177
Figura 6.49 – Capacitâncias parasitas entre dispositivos semicondutores e elementos dissipadores de calor.	177
Figura 6.50 – Técnica de redução de capacitâncias parasitas entre dispositivos semicondutores e elementos dissipadores de calor.....	178
Figura 6.51 – Técnica de redução de fluxo magnético de dispersão em núcleos magnéticos com entreferro nas pernas laterais.	178
Figura 6.52 – Medição de ruídos conduzidos, com detector de pico, para o novo reator eletrônico proposto, após adoção de medidas adicionais de supressão de EMI, para luminosidade máxima.....	179
Figura 6.53 – Filtro de EMI para ruídos conduzidos de modo comum e de modo diferencial.	180

Figura 6.54 – Medição de ruídos conduzidos, com detector de pico, para novo reator eletrônico proposto, com filtro de EMI completo, para luminosidade máxima.....	181
Figura 6.55 – Medição de ruídos conduzidos, com detector de pico, para novo reator eletrônico proposto, com filtro de EMI completo, para luminosidade mínima.	182

SIMBOLOGIA

1. SÍMBOLOS USADOS EM EXPRESSÕES MATEMÁTICAS

Símbolo	Significado	Unidade
α	Parâmetro relativo a corrente de saída normalizada	
α_{ef}	Parâmetro relativo a corrente de saída normalizada para valores eficazes de corrente e tensão	
$\alpha_{m\acute{a}x}$	Máximo valor da corrente de carga normalizada	
β	Relação entre os indutores ressonantes L_{r2} e L_{r1}	
ΔI	Ondulação de corrente (“ripple”)	A
ΔT_i	Intervalo de tempo de duração da etapa de funcionamento i	s
$\Delta t_{i(ef)}$	Intervalo de tempo de duração da etapa de funcionamento i para valores eficazes das grandezas envolvidas	s
$\Delta t_{Lr2,Cr}$	Intervalo de tempo de duração da ressonância entre L_{r2} e C_r	s
Δt_{off}	Intervalo de tempo (bloqueio dos interruptores) dentro do qual os interruptores deverão ter seus pulsos de acionamento retirados	s
$\Delta t_{S1...2}$	Intervalo de tempo de manutenção do pulso de acionamento do interruptor $S_{1...2}$	s
ΔV	Ondulação de tensão	V
ϕ	Deslocamento angular	°
η	Rendimento	
π	3,141592654	
ω_i	Frequência angular genérica	rad/s
$\dot{V}_{AB}$	Fasor da tensão V_{AB}	V
$\dot{I}_{Ls}$	Fasor da corrente através de L_s	A
arctan	Função trigonométrica arco tangente	
arccos	Função trigonométrica arco co-seno	

Símbolo	Significado	Unidade
arcsen	Função trigonométrica arco seno	
C_{eq}	Capacitor equivalente resultante de associação	F
$C_{f,p,r,s}$	Capacitor ressonante [f, p, r, s]	F
cos	Função trigonométrica co-seno	
D	Razão cíclica	
$D_{(ef)}$	Razão cíclica de comando para valores eficazes das grandezas envolvidas	
f_L	Frequência de operação da lâmpada fluorescente	Hz
f	Relação entre frequência de chaveamento do estágio retificador e f_2	
f_2	Frequência de oscilação da ressonância entre L_{r2} e C_r	Hz
f_{Ceq}	Frequência de ressonância entre L_s , C_s e C_p	Hz
f_{HB}	Frequência de chaveamento do circuito inversor (Half-Bridge)	Hz
$f_{HB(dim)}$	Frequência de chaveamento durante o processo de controle de luminosidade	Hz
f_{ign}	Relação entre a frequência de chaveamento do estágio inversor e a frequência de ressonância entre L_s e C_{eq}	
f_{nom}	Frequência de chaveamento nominal	Hz
f_{Sepic}	Frequência de chaveamento do conversor Sepic	Hz
i_{Ceq}	Corrente através de C_{eq}	A
i_{Cp}	Corrente através de C_p	A
$i_{D1...2}$	Corrente através do diodo $D_{1...2}$	A
I_{ef}	Valor eficaz de corrente através da lâmpada	A
I_{in}	Corrente de entrada	A
$I_{in(ef)}$	Valor eficaz da corrente de entrada	A
$i_{Lr1...2}$	Corrente através do indutor ressonante $L_{r1...2}$	A
$i_{Lr2(max)}$	Valor máximo da corrente através do indutor ressonante L_{r2}	A
i_{Ls}	Corrente através do indutor L_s	A
$I_{Ls(ef)}$	Valor eficaz da corrente através do indutor ressonante L_s	A
$I_{Ls(max)}$	Valor máximo da corrente através do indutor ressonante L_s	A
I_{LsA} , I_{LsB} , I_{LsC} , I_{LsD}	Corrente através do indutor ressonante do estágio inversor	A

Símbolo	Significado	Unidade
I_M	Corrente através do indutor de acumulação L_M	A
I_o	Valor médio nominal da corrente através da carga	A
$i_{S1...2}$	Corrente através do interruptor $S_{1...2}$	A
$i_{SH...SL}$	Corrente através do interruptor $S_H..S_L$	A
L_{eq}	Indutância equivalente resultante da associação em paralelo dos indutores ressonantes L_{r1} e L_{r2}	H
$L_n(T)$	Coeficientes de primeiro nível de L_{rel} com índice igual a n	
$L_{n,m}(T)$	Coeficientes de segundo nível de L_{rel} com índice de primeiro nível igual a n e de segundo nível igual a m	
$L_{r1...2}$	Indutor ressonante 1...2	H
L_{rel}	Iluminância relativa	p.u.
L_s	Indutor ressonante	H
P_{ef}	Valor eficaz de potência processada através da lâmpada	W
$P_{ef(min)}$	Valor mínimo eficaz de potência processada através da lâmpada	W
$P_{ef(nom)}$	Valor eficaz de potência nominal processada através da lâmpada.	W
$P_{nom(ef)}$	Valor eficaz de potência nominal processada através da lâmpada	W
P_o	Valor médio nominal da potência processada através da carga	W
q	Ganho estático	
$R_{lamp} = R_{eq}$	Resistência equivalente da lâmpada fluorescente	Ω
s	Frequência complexa (operador laplaciano)	
sen	Função trigonométrica seno	
T	Temperatura ambiente	$^{\circ}C$
t	Tempo	s
T_{HB}	Período de chaveamento do inversor ressonante Half-Bridge	s
t_{Hj}	Tempo	s
T_i	Período genérico de chaveamento i	s
t_i	Tempo	s
$t_{iLr(min)}$	Tempo necessário para que ambas as correntes através dos indutores ressonantes L_{r1} e L_{r2} atinjam seus valores mínimos	s
T_{Sepic}	Período de chaveamento do conversor Sepic	s
$t_{vCr(min)}$	Tempo em que a tensão sobre C_r atinge seu valor mínimo	s

Símbolo	Significado	Unidade
V_{AB}	Tensão entre os terminais a e b do Half-Bridge	V
V_{AB1}	Componente fundamental da tensão V_{AB}	V
$V_{AB1(ef)}$	Valor eficaz da tensão V_{AB1}	V
V_{Ce}	Tensão sobre o capacitor C_e	V
V_{Ceq}	Tensão sobre C_{eq}	V
$V_{Cp(max)}$	Valor máximo da tensão sobre o capacitor C_p	V
V_{Cr}	Tensão sobre o capacitor C_r	V
$V_{D1...2}$	Tensão sobre o diodo $D_{1...2}$	V
V_{ef}	Valor eficaz de tensão através da lâmpada	V
$V_{gS1...2}$	Tensão referente ao pulso de comando do interruptor $S_{1...2}$	V
$v_{gSH...SL}$	Tensão referente ao pulso de acionamento do interruptor $S_H...S_L$	V
V_{in}	Tensão de alimentação (de entrada)	V
$V_{in(ef)}$	Valor eficaz da tensão de alimentação (de entrada)	V
$V_{in(HB)}$	Tensão de entrada do conversor Half-Bridge	V
$V_{lamp(ef)}$	Valor eficaz da tensão V_{lamp}	V
V_{Ls}	Tensão sobre o indutor L_s	V
$v_n(T)$	Coefficientes de primeiro nível de V_{ef} com índice igual a n	
$v_{n,m}(T)$	Coefficientes de segundo nível de V_{ef} com índice de primeiro nível igual a n e de segundo nível igual a m	
V_o	Valor médio nominal da tensão de saída do conversor	V
V_p	Valor de pico da componente fundamental da tensão V_{AB}	V
$V_{S1...2}$	Tensão sobre o interruptor $S_{1...2}$	V
$v_{SH...SL}$	Tensão sobre o interruptor $S_H...S_L$	V
Z_{1eq}	Impedância característica equivalente do circuito formado por L_s e C_s	Ω
Z_{2eq}	Impedância característica equivalente do circuito formado por R_{lamp} e C_p	Ω
Z_T	Impedância característica total	Ω

2. SÍMBOLOS USADOS PARA REFERENCIAR ELEMENTOS EM DIAGRAMAS DE CIRCUITOS

Símbolo	Significado
C	Capacitor
D	Diodo
I	Fonte de Corrente
L	Indutor
R	Resistor
S	Interruptor Controlado
V	Fonte de Tensão

3. ACRÔNIMOS E ABREVIATURAS

Símbolo	Significado
2D	Bidimensional
3D	Tridimensional
a.C.	Antes de Cristo
CA	Corrente alternada
CC	Corrente contínua
CI	Circuito integrado
EMC	Compatibilidade Eletromagnética – <i>Electromagnetic Compatibility</i>
EMI	Interferência Eletromagnética – <i>Electromagnetic Interference</i>
FC	Fator de Crista
FEIS	Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira
FM	Modulação em Frequência – <i>Frequency Modulation</i>
FP	Fator de Potência
GE	General Electric
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistors</i>
IRC	Índice de Reprodução Cromática
LC	Associação Indutor e Capacitor
MOSFET	<i>Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor</i>
PWM	Modulação por Largura de Pulso – <i>Pulse Width Modulation</i>
RC	Associação Resistor Capacitor
SPLRI	<i>Series-Parallel Loaded Resonant Inverter</i>
TDH	Taxa de Distorção Harmônica
UNESP	Universidade Estadual Paulista
ZCS	<i>Zero Current Switching</i>
ZCZVS	<i>Zero-Current-Zero-Voltage-Switching</i>
ZVS	<i>Zero Voltage Switching</i>

4. SÍMBOLOS DE UNIDADES DE GRANDEZAS FÍSICAS DO SI (SISTEMA INTERNACIONAL DE UNIDADES)

Símbolo	Nome da Unidade
Ω	ohm
A	ampère
F	farad
H	henry
Hz	hertz
m	metro
rad/s	radianos por segundo
s	segundo
V	volt
W	watt

5. SÍMBOLOS DE UNIDADES DE GRANDEZAS FÍSICAS FORA DO SI, USADOS PELA PRÁTICA (SISTEMA INTERNACIONAL DE UNIDADES)

Símbolo	Nome da Unidade
°	grau trigonométrico
°C	graus Celsius
°F	graus Farenheit
dB	decibel

RESUMO

Este trabalho apresenta novos reatores eletrônicos com controle de luminosidade, elevados fatores de potência e elevados rendimentos, aplicados a sistemas de iluminação com múltiplas lâmpadas fluorescentes tubulares.

Um novo modelo estático para lâmpadas fluorescentes tubulares que operam em elevadas frequências é concebido, com o intuito de propiciar condições para a proposição de uma nova metodologia de projeto para filtros ressonantes LCC, empregados nos estágios de saída SPLRI (*Series-Parallel Loaded Resonant Inverter*) de reatores eletrônicos.

Os estágios retificadores dos reatores eletrônicos propostos são baseados em uma nova célula de comutação ZCS (*Zero-Current-Switching*)-PWM (*Pulse-Width-Modulation*), a qual proporciona entrada em condução ZCS e bloqueio ZCZVS (*Zero-Current-Zero-Voltage-Switching*) para os interruptores ativos. Além disso, os diodos desta célula de comutação entram em condução em ZVS (*Zero-Voltage-Switching*) e têm seus efeitos de recuperação reversa, que aparecem sobre os interruptores ativos, minimizados. Em função do emprego destas técnicas de comutações não-dissipativas, o rendimento dos estágios de entrada é elevado.

O controle dos estágios de entrada para os reatores propostos é desenvolvido através da técnica de controle por valores médios instantâneos de corrente, resultando em estruturas com reduzida taxa de distorção harmônica na corrente de entrada e, conseqüentemente, elevado fator de potência, atendendo às restrições impostas pela norma IEC 61000-3-2.

São apresentadas análises das interferências eletromagnéticas conduzidas, para as estruturas implementadas, projetando-se filtros de entrada para o pleno atendimento às normas de EMC (*Electromagnetic Compatibility*) EN55011, classe A, grupo 1.

Os estágios de saída dos reatores são compostos por clássicos inversores ressonantes ZVS em meia ponte e em ponte completa, sendo controlados através do circuito integrado IR2159, especialmente adaptado neste trabalho para operação de múltiplas lâmpadas fluorescentes tubulares.

As análises teóricas, exemplos e metodologias de projeto são apresentadas e protótipos laboratoriais são implementados com o intuito de se verificar a validade de cada estrutura proposta.

ABSTRACT

This work presents new dimmable electronic ballasts, featuring high power factor and high efficiency, applied to lighting systems with multiple tubular fluorescent lamps.

A new static model for tubular fluorescent lamps operated in high frequencies is conceived, in order to provide conditions for the proposition of a new design methodology applied to resonant LCC filters employed in electronic ballasts SPLRI (Serie-Parallel Loaded Resonant Inverter) output stages.

The rectifying stages of the proposed electronic ballasts are based on a new ZCS (Zero-Current-Switching)-PWM (Pulse-Width-Modulation) soft-commutation cell, which provides a ZCS turn-on and ZCZVS (Zero-Current-Zero-Voltage-Switching) turn-off for the active switches. Moreover, the diodes of this commutation cell present a ZVS (Zero-Voltage-Switching) turn-on and reduced reverse recovery effects on the active switches. Due to these soft-switching techniques, the efficiencies of the input stages are high.

The average input-current instantaneous values control technique is employed in the input stages proposed in this work, resulting in reduced total harmonic distortion in the input current, and high power factor, obeying the constraints imposed by IEC61000-3-2 standards.

Analyses of conducted electromagnetic interference are presented, for both implemented structures, providing conditions for designing EMI (Electromagnetic Interference) input filters in order to fit the results into the EN55011, class A, group 1 EMC (Electromagnetic Compatibility) standards.

Classical ZVS Half-Bridge and Full-Bridge resonant inverters compose the output stages of these electronic ballasts, and they are controlled by the IR2159, especially adapted in this work for an application with multiple tubular fluorescent lamps.

Theoretical analyses, design examples and methodologies are presented and laboratorial prototypes are implemented in order to promote the validation of these proposals.

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO GERAL

1.1 – INTRODUÇÃO GERAL

A possibilidade de geração de luz artificial tem propiciado conforto e segurança aos seres humanos, desde os primórdios de sua existência. O fogo foi a primeira fonte luminosa a ser controlada, vindo a ser inicialmente empregado em forma de fogueiras, seguido por tochas e velas. As primeiras velas datam de aproximadamente 3000 a.C., tendo sido utilizadas pelos antigos egípcios [1].

A invenção das primeiras lâmpadas baseadas na queima de material combustível líquido é atribuída aos antigos gregos, os quais faziam uso de pequenos recipientes com óleos vegetais para a produção de uma pequena chama [1]. Após o surgimento da indústria do petróleo, o querosene e o gás natural passaram a ser empregados como combustíveis para as lâmpadas, já popularmente empregadas como fonte de iluminação para as ruas de Londres, no decorrer do século XIX.

Contudo, no início do século XIX, mais precisamente em 1801, Sir Humphrey Davy demonstrou a possibilidade de implementação de uma lâmpada alimentada por energia elétrica, baseada no princípio de descarga elétrica [1]. No entanto, apesar do primeiro passo ter sido dado em direção a uma lâmpada de descarga, a primeira lâmpada elétrica comercializada foi do tipo incandescente, inventada de forma independente por Sir Joseph Swan, na Inglaterra, e por Thomas Alva Edison, nos Estados Unidos. Em 1879, Thomas Edison obteve a patente da lâmpada incandescente, tornando-a o sucesso que ainda é nos dias atuais [1]. De forma simplificada, a luz produzida por este tipo de lâmpada advém da incandescência produzida pela passagem de corrente elétrica através de um filamento de tungstênio, colocado no interior de um bulbo de vidro, o qual usualmente é preenchido com uma mistura de gases inertes, tais como nitrogênio e argônio, visando minimizar a evaporação do tungstênio durante a operação normal da lâmpada.

Em 1935, a companhia General Electric apresentou uma lâmpada fluorescente verde na conferência anual da Illuminating Engineering Society [2]. Na sequência, em 1938, a primeira lâmpada fluorescente comercial foi introduzida. Desde então, lâmpadas fluorescentes de diversos formatos e potências foram produzidas, fazendo com que este tipo de lâmpada se

tornasse um dos mais versáteis dispositivos de produção de luz artificial existentes atualmente. Estas lâmpadas são também conhecidas como lâmpadas de descarga a gás, uma vez que as mesmas produzem luz a partir da descarga elétrica de um arco através de um tubo preenchido com gás em baixa pressão, o qual contém átomos de mercúrio. A colisão entre elétrons do arco com elétrons dos átomos de mercúrio faz com que estes últimos sejam lançados para uma camada de valência superior, em função da absorção de energia proveniente da colisão. Quase que instantaneamente, tais elétrons retornam às camadas originais, devolvendo a energia adicional ao meio, sob a forma de radiação ultravioleta. Este tipo de radiação é invisível ao olho humano, além de poder ser prejudicial quando em elevados níveis. Entretanto, a parte interna do bulbo da lâmpada é revestida com um material genericamente chamado de fósforo, o qual possui a propriedade de converter a radiação ultravioleta em luz visível. A figura 1.1 ilustra todo o processo descrito.

Vários outros tipos de lâmpadas foram inventados, cada qual com suas próprias características e aplicações. Contudo, para ambientes residenciais e comerciais, as lâmpadas incandescentes e fluorescentes são as mais recomendadas, em função de características tais como índice de reprodução cromática (IRC), religamento instantâneo, temperatura do bulbo durante operação, entre outras.

Do ponto de vista de aproveitamento energético, ou seja, da conversão de energia elétrica em luz, é fato que as lâmpadas fluorescentes apresentam uma eficiência muito superior àquela verificada em lâmpadas incandescentes. Dados de fabricantes indicam que uma lâmpada fluorescente pode emitir 5 vezes mais lumens do que uma lâmpada incandescente, para uma mesma potência processada. Portanto, em uma comparação simplificada, uma dada área iluminada por lâmpadas incandescentes pode chegar a consumir 5 vezes mais energia elétrica em relação a uma área idêntica iluminada por lâmpadas fluorescentes, considerando-se a mesma quantidade de lumens a ser processada.

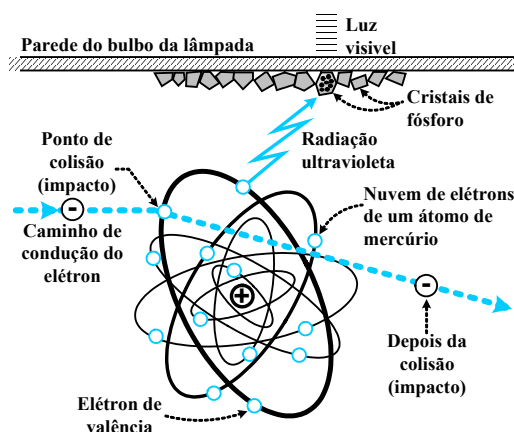


Figura 1.1 – Processo de geração de luz visível em uma lâmpada fluorescente.

Entretanto, apesar da superioridade da lâmpada fluorescente, é preciso ainda analisar o sistema de iluminação como um todo, para que se possa estabelecer a correta comparação entre a tecnologia incandescente e a tecnologia fluorescente.

No caso das lâmpadas incandescentes, seu princípio de funcionamento permite que as mesmas possam ser diretamente conectadas ao sistema de alimentação de energia elétrica, fazendo com que seu custo de implementação seja bastante reduzido. Além disso, a característica desta lâmpada é praticamente resistiva, o que faz com que seu fator de potência seja praticamente unitário. Apesar disto, grande parte da energia fornecida à lâmpada é convertida em calor e apenas uma pequena parcela desta energia é transformada em luz, fazendo com que sua eficiência luminosa resulte reduzida e tornando desaconselhável sua aplicação em grandes áreas.

As lâmpadas fluorescentes apresentam uma característica denominada de resistência negativa, ou seja, quanto maior a corrente através de si, menor será a resistência apresentada, fazendo com que a lâmpada sofra danos irreparáveis e seus filamentos sejam destruídos em questão de segundos [2]. Desta forma, a conexão entre a lâmpada fluorescente e a rede de alimentação deve ser realizada através de um dispositivo capaz de limitar a corrente a ser drenada, além de propiciar a correta ignição da lâmpada.

Tal dispositivo é denominado reator para iluminação fluorescente e, em sua configuração mais antiga e simples, é composto por um autotransformador e associação de elementos reativos, que operam na frequência da rede de alimentação em corrente alternada (CA), sendo então especificamente denominado reator magnético. A necessidade de utilização deste dispositivo encarece o custo de instalação do sistema fluorescente, em comparação com o incandescente. Ainda assim, em uma análise de médio e longo prazos, é possível concluir que a redução do consumo de energia elétrica destinada à iluminação, refletida diretamente no montante a ser pago à concessionária de energia, leva à escolha do sistema fluorescente como sendo o mais vantajoso. Some-se a isto o fato de que, segundo dados de fabricantes, as lâmpadas fluorescentes apresentam um tempo de vida útil até dez vezes maior do que o estimado para lâmpadas incandescentes.

Contudo, o uso de sistemas fluorescentes baseados em reatores magnéticos apresenta significativas desvantagens, tais como: peso e volume elevados do reator, reduzido fator de potência devido à presença de energia reativa em circulação, reduzida eficiência, ruído audível, possibilidade de ocorrência de efeito estroboscópico, entre outras.

Com o intuito de se eliminar os problemas verificados nos reatores magnéticos, ou ao menos minimizar alguns deles, novas estruturas denominadas reatores eletrônicos foram

propostas no início da década de 1980 [1]. Tais reatores são normalmente compostos por um estágio retificador de entrada associado a um estágio inversor operado em elevadas frequências, normalmente superiores a 20kHz, o qual é responsável pela alimentação propriamente dita da lâmpada fluorescente. Esta operação em elevadas frequências possibilita a incorporação de diversas vantagens. A primeira delas é a diminuição do volume e do peso dos elementos reativos necessários, seguida do aumento da eficiência luminosa (lumens/watts) da lâmpada [1 e 3], além da possibilidade de eliminação do efeito estroboscópico e do ruído audível do sistema.

No entanto, é fato que a configuração mais simples para o estágio retificador, composta por uma ponte monofásica de diodos e um filtro capacitivo de elevada capacitância, faz com que o fator de potência (FP) destes reatores seja demasiadamente reduzido, sendo genericamente da ordem de 0,6 [4]. Para estes dispositivos, o fator de potência reduzido é resultado da elevada taxa de distorção harmônica da corrente de entrada, a qual denota um aproveitamento inadequado da energia elétrica, além de causar problemas relacionados à qualidade de energia elétrica e interferências eletromagnéticas.

A figura 1.2 mostra o diagrama esquemático simplificado de um estágio retificador convencional comumente implementado em reatores atualmente comercializados no Brasil. São também mostrados resultados experimentais obtidos para um reator eletrônico comercial.

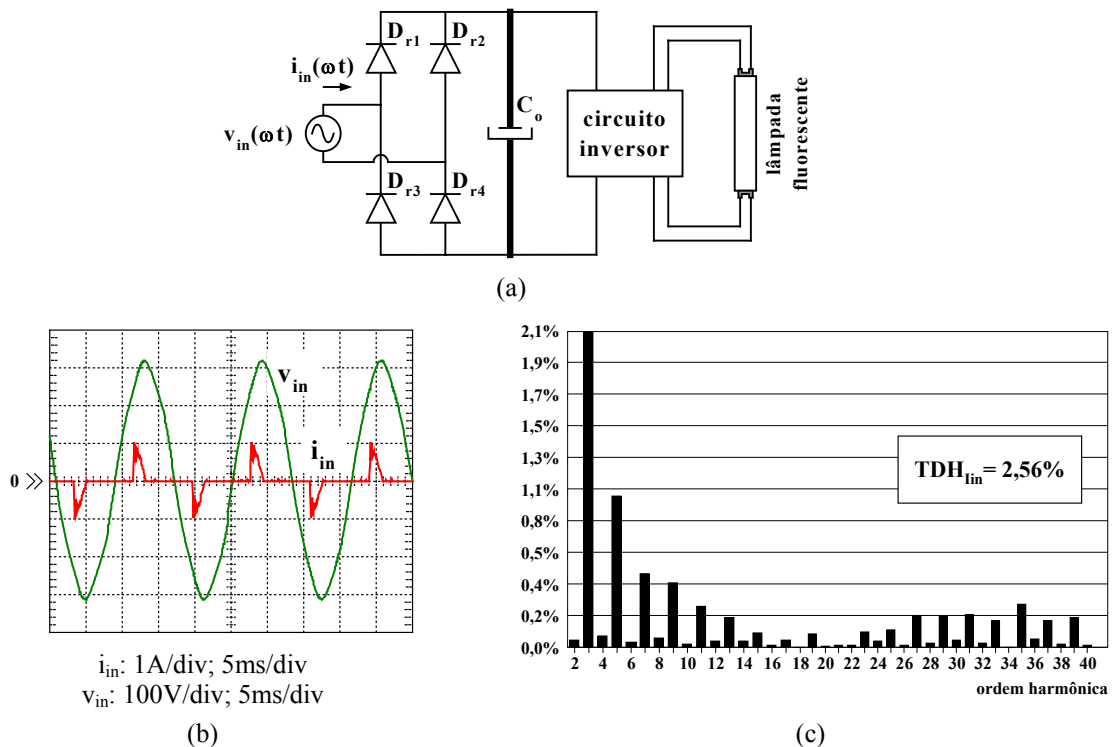


Figura 1.2 – (a) Diagrama esquemático simplificado de reator eletrônico com estágio retificador convencional; (b) Formas de onda de tensão (v_{in}) e corrente (i_{in}) de alimentação do circuito; e (c) Espectro de frequências da corrente de alimentação do circuito.

De acordo com os resultados mostrados na figura 1.2, é possível concluir que, além dos problemas de reduzido aproveitamento da energia elétrica, problemas relacionados com conceitos da área de Qualidade de Energia Elétrica também estão presentes. Apenas a título de exemplo, admitindo-se instalações onde grande número de reatores esteja operando, podem ser citadas as possibilidades de deslocamento de neutro e circulação excessiva de corrente de neutro, em função da elevada taxa de distorção harmônica, especialmente da terceira harmônica e suas múltiplas. Além disso, existe ainda a possibilidade de ocorrência de “notch” (queda abrupta da tensão instantânea de alimentação, durante o tempo de carga do filtro capacitivo), devido à elevada derivada de subida da corrente de alimentação de tais reatores, além de outros problemas relacionados à área de Compatibilidade Eletromagnética.

Inúmeros trabalhos têm sido desenvolvidos com o intuito de se propor estruturas capazes de propiciar o aumento do fator de potência de tais dispositivos, levando a um melhor aproveitamento da energia elétrica drenada da rede de alimentação em CA.

Uma primeira proposta para a elevação do fator de potência dos reatores eletrônicos consiste na utilização de diferentes topologias de filtros “valley-fill”, tais como os apresentados em [5-9]. Em função do emprego de elementos passivos, tais estruturas são geralmente consideradas simples, robustas, de custo reduzido e de elevado grau de confiabilidade. No entanto, algumas destas estruturas podem apresentar problemas com relação ao fator de crista (FC) da corrente processada através da lâmpada fluorescente, devido à variação da tensão do barramento CC ao qual é conectado o circuito inversor responsável pelo processamento da energia entregue à lâmpada. O fator de crista é definido como a relação entre o valor de pico e o valor eficaz da corrente processada através da lâmpada [10]. É fato que, quanto maior for o valor do fator de crista, maior será a depreciação dos cátodos da lâmpada, levando à diminuição do tempo de vida útil da lâmpada fluorescente. Portanto, para contornar tal problema, diferentes propostas têm sido desenvolvidas a fim de se reduzir os máximos valores de pico da corrente através da lâmpada, reduzindo-se então o valor do FC da mesma [7-13]. Tais soluções vão desde alterações nas topologias do filtro “valley-fill” até novas estratégias de controle do estágio inversor, visando compensar as alterações do valor de tensão do barramento CC.

Outra forma de se corrigir o fator de potência dos reatores eletrônicos consiste em conceber estágios retificadores baseados em conversores estáticos que operam em elevadas frequências, controlados por técnicas especiais capazes de prover elevado fator de potência à estrutura [14-18]. Tais estágios retificadores podem ainda propiciar uma tensão de barramento CC praticamente constante, levando a uma minimização do problema de FC em relação às

estruturas que empregam filtros “valley-fill”. Além disto, é possível ainda utilizar técnicas bastante eficazes para as regulações de linha e de carga, com o intuito de se otimizar a operação do reator. O uso de elevadas frequências de operação permite a redução dos elementos reativos necessários ao estágio retificador, em termos de volume, peso e custo. Contudo, o emprego de dois estágios chaveados para o processamento de energia certamente reduz a confiabilidade do sistema [19 e 20], quando comparado à proposta de uso de elementos passivos para a correção do fator de potência. Ainda assim, em função dos excelentes resultados obtidos pelo emprego das técnicas ativas de correção de FP, o uso do reator com duplo estágio é bastante difundido.

Outra linha de propostas para a correção do fator de potência dos reatores eletrônicos é baseada na concepção de conversores de estágio único, capazes de processar adequadamente a energia elétrica fornecida ao sistema, tanto do ponto de vista da rede de alimentação em CA, privilegiando conceitos de qualidade de energia elétrica (fator de potência, taxa de distorção harmônica e compatibilidade eletromagnética), quanto do ponto de vista da lâmpada fluorescente, em termos de condicionamento das grandezas de tensão e corrente entregues em seus terminais. A concepção de reatores de estágio único tem como objetivo principal reduzir custos associados à implementação das estruturas, uma vez que o número de componentes necessários é geralmente menor quando comparado a reatores convencionais de fator de potência elevado. Diversos trabalhos têm sido desenvolvidos dentro desta linha de pesquisa [19-29], sendo que a principal proposta para a integração dos estágios retificador e inversor é baseada no compartilhamento de um mesmo interruptor por ambos os estágios, propiciando a redução do número total de dispositivos semicondutores e do circuito de controle da estrutura. Entretanto, é fato que esforços adicionais de corrente são verificados nos dispositivos semicondutores empregados, levando à necessidade de utilização de dispositivos com maior capacidade de condução de corrente, podendo ainda acarretar um aumento das perdas totais do sistema. Além disso, a estratégia de controle para imposição de elevado FP fica prejudicada em função do compartilhamento do circuito de controle, podendo impossibilitar o uso de tais reatores em sistemas com variação da carga conectada ao reator e com variação da tensão de alimentação, por exemplo, dentro da faixa universal, compreendida entre 95V e 260V eficazes.

Com o desenvolvimento dos estudos de reatores eletrônicos, a possibilidade de obter controle de luminosidade em lâmpadas fluorescentes a um reduzido custo tornou-se viável. Em função disto, torna-se possível também otimizar o consumo de energia elétrica para ambientes que possuam um projeto arquitetônico adequado para aproveitamento de luz

natural. Basicamente, duas técnicas podem ser empregadas em reatores eletrônicos convencionais de duplo estágio para a obtenção do controle de luminosidade, a saber: variação da tensão de barramento CC (corrente contínua) de alimentação do estágio inversor [30 e 32] e variação da frequência de operação do estágio inversor [31-33]. Dentre tais técnicas, a variação da frequência de operação é atualmente a mais difundida, pois representa uma opção de implementação mais simples, uma vez que a necessidade de concepção de estágios retificadores capazes de operar em larga faixa de variação de tensão de barramento CC acaba limitando a escolha de estruturas adequadas. Como exemplo, pode-se citar o conversor Boost, um dos mais empregados em estágios retificadores de elevado fator de potência, o qual opera somente no modo elevador de tensão, fazendo com que a faixa de operação possível para variação de tensão de barramento CC seja relativamente estreita, implicando então em uma reduzida faixa de variação de luminosidade. Outro exemplo da limitação da escolha adequada da estrutura do reator é baseado nas topologias de estágio único, nas quais a integração entre os estágios retificador e inversor irá certamente requerer estratégias de controle bastante sofisticadas, tendo em vista o menor grau de liberdade de atuação do circuito de comando dos interruptores compartilhados entre os dois estágios.

Especificamente, com relação aos estágios inversores empregados nos reatores eletrônicos, o clássico inversor ressonante Half-Bridge ZVS-FM [34-37] é um dos mais empregados atualmente, em função de suas características de simplicidade, robustez e custo. A figura 1.3 ilustra o diagrama esquemático simplificado deste tipo de conversor.

A operação dos interruptores ocorre de forma complementar e com razão cíclica próxima a 0,5. Assim, a tensão imposta aos pontos A e B é do tipo quadrada e assimétrica, variando entre zero e $V_{in(HB)}$. O filtro composto pelos elementos L_s , C_s e C_p tem o objetivo de eliminar a componente CC e as componentes de ordens harmônicas superiores à frequência de operação desejada da tensão V_{AB} .

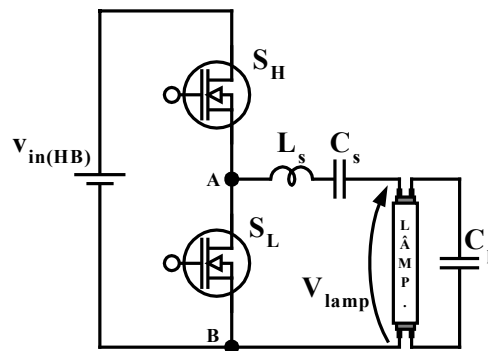


Figura 1.3 – Diagrama esquemático simplificado do clássico inversor ressonante Half-Bridge ZVS-FM, para alimentação de lâmpadas fluorescentes em elevadas frequências.

Além disto, este mesmo filtro deve ser devidamente projetado para condicionar adequadamente as grandezas de tensão e corrente a serem processadas através da lâmpada fluorescente no decorrer de sua operação, principalmente quando com controle de luminosidade. Tendo em vista que a característica da lâmpada fluorescente apresenta variações dependentes de fatores tais como potência processada e temperatura ambiente [1, 2, 38 e 39], é importante que um modelo adequado seja determinado, provendo assim a devida previsão do comportamento da carga conectada ao estágio inversor, permitindo então o desenvolvimento de um projeto adequado para o dimensionamento dos elementos empregados neste estágio.

É fato que a inclusão de técnicas de correção de FP e de técnicas de controle de luminosidade tornam os custos dos reatores eletrônicos mais elevados em relação aos dispositivos convencionais. Desta forma, para preservar todas as características do sistema de iluminação fluorescente com reatores eletrônicos de elevado FP e com controle de luminosidade, sem que os custos adicionais tornem-se fatores limitantes para sua comercialização, surgiu o conceito de reatores eletrônicos para múltiplas lâmpadas fluorescentes [40]. Tal proposta baseia-se na premissa de que o custo associado aos conversores estáticos aumenta em menor proporção que a potência processada pelos mesmos. Adicionalmente, a proposta de reatores centralizados permite que a manutenção dos mesmos seja muito mais fácil e eficaz, quando comparada a sistemas distribuídos, como os sistemas convencionais empregados atualmente.

Dentro deste contexto, este trabalho propõe a análise e implementação de reatores eletrônicos para múltiplas lâmpadas fluorescentes tubulares, englobando estruturas que apresentem rendimento e fator de potência elevados, além de controle de luminosidade do conjunto de lâmpadas.

No que diz respeito ao rendimento dos sistemas a serem analisados, é importante lembrar que, em conversores estáticos, grande parcela das perdas advém dos dispositivos semicondutores. Tais perdas podem ser divididas em dois grandes grupos, a saber: perdas por condução e perdas por comutação. Estas são diretamente afetadas pela escolha da topologia a ser implementada, bem como pela tecnologia dos dispositivos semicondutores a serem empregados.

No caso dos estágios retificadores de elevado FP, diversos estudos têm sido desenvolvidos visando o aumento do rendimento das estruturas. Para tanto, em primeiro lugar é preciso levar em conta a tecnologia dos dispositivos semicondutores a serem empregados.

Para aplicações em frequências de operação elevadas, geralmente os interruptores do tipo MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistors) representam uma escolha adequada, em função de suas características de chaveamento. Entretanto, é importante lembrar que este tipo de interruptor possui um modelo resistivo quando em condução, o que significa que suas perdas durante este processo são proporcionais ao quadrado do valor eficaz da corrente que circula através de si. Assim, para o processamento de elevados níveis de potência, nos quais os valores de corrente processada assumem valores mais significativos, as perdas por condução verificadas nos interruptores do tipo MOSFET podem culminar em uma redução substancial do rendimento global da estrutura.

Uma das formas de se contornar tal problema consiste em substituir os interruptores do tipo MOSFET por interruptores do tipo IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistors) [41]. Isto porque o modelo dos interruptores do tipo IGBT, quando em condução, é do tipo fonte de tensão, o que significa que as perdas por condução através de IGBTs são proporcionais apenas aos valores médios das correntes processadas. Entretanto, apesar do melhor desempenho dos IGBTs quanto às perdas associadas ao processo de condução de corrente, é fato que estes apresentam um efeito conhecido como “corrente de cauda” durante o processo de bloqueio [41]. Tal efeito consiste em um pequeno atraso na extinção da corrente através do semicondutor, em função da redução de sua derivada de descida, fazendo com o que o cruzamento entre a tensão e a corrente durante o bloqueio destes dispositivos seja muito mais pronunciado do que aquele verificado nos MOSFETs. Desta forma, as perdas de comutação dos IGBTs são relativamente elevadas quando comparadas às perdas de comutação verificadas em MOSFETs, quando empregados nas mesmas condições de processamento de energia. Este fato faz com que o emprego dos IGBTs seja limitado a frequências de operação inferiores às aplicadas aos MOSFETs. Vale lembrar ainda que as perdas de comutação são diretamente proporcionais à frequência de operação dos dispositivos semicondutores.

Com o intuito de se contornar tais problemas, circuitos de auxílio à comutação têm sido desenvolvidos para minimizar, ou até mesmo eliminar, as perdas durante os processos de comutação dos dispositivos semicondutores. Tais circuitos podem ser divididos em snubbers e células de comutação suave.

No caso dos snubbers, elementos acumuladores de energia (indutores e capacitores) são utilizados para suavizar as derivadas de corrente (di/dt) e de tensão (dv/dt) nos semicondutores, durante os processos de comutação. Entretanto, apesar de propiciar uma redução das perdas de comutação, algumas configurações de snubbers operam de forma dissipativa, reduzindo o impacto total de seus benefícios. Em função disto, novas

configurações de snubbers têm sido propostas, de forma que a energia acumulada nos elementos reativos possa ser transferida para a carga ou para a fonte de alimentação [42]. Tais estruturas são denominadas snubbers regenerativos e, por serem compostas apenas por elementos passivos, representam uma boa alternativa do ponto de vista de confiabilidade do circuito [43-45]. Entretanto, dependendo das condições de funcionamento destas estruturas, sua aplicação pode ser dificultada, como por exemplo em conversores que operam em grandes faixas de variação de carga e/ou da tensão de alimentação.

Quanto às células de comutação suave, seu funcionamento baseia-se, de forma geral, na utilização do princípio da ressonância para prover a suavização das derivadas de tensão e corrente envolvidas no processamento de energia através dos conversores, minimizando-se os cruzamentos entre tensão e corrente durante os processos de comutação dos dispositivos semicondutores [46]. Surgem então os conceitos de comutação em tensão nula (ZVS, Zero Voltage Switching) e comutação em corrente nula (ZCS, Zero Current Switching).

A técnica ZVS consiste basicamente na eliminação das perdas em comutação associadas ao processo de entrada em condução dos dispositivos semicondutores. Tal fato torna esta técnica apropriada para interruptores do tipo MOSFET, uma vez que as capacitâncias intrínsecas deste tipo de semicondutor podem ser adequadamente aproveitadas. Na técnica ZCS, ocorre a eliminação das perdas associadas ao processo de bloqueio dos semicondutores. Portanto, é possível afirmar que esta técnica é recomendada para os interruptores do tipo IGBT, uma vez que os efeitos da “corrente de cauda” são praticamente eliminados em função da limitação das derivadas de corrente [47 e 48].

As primeiras células de comutação suave propostas são moduladas em frequência (FM, Frequency Modulated), fato que acarreta problemas relacionados ao volume dos elementos reativos, uma vez que os mesmos devem ser dimensionados para a menor frequência de operação. Além disso, nas primeiras estruturas, a ressonância apresenta grande participação no processo de transferência de energia para a carga, resultando em elevados níveis de esforços de tensão e/ou corrente, além de acarretar perdas adicionais por condução de corrente, em função da energia reativa em circulação. Outra desvantagem deste tipo de modulação reside no fato de que os ruídos eletromagnéticos podem ser distribuídos em um espectro de frequência amplo, dificultando assim a sua filtragem. Em [49], uma nova célula ZCS é apresentada, na qual um interruptor auxiliar é utilizado para interromper o ciclo ressonante, permitindo assim que a ressonância ocorra apenas nas comutações dos interruptores principal e auxiliar. A energia transferida para a carga depende do tempo de

interrupção da ressonância, caracterizando assim uma modulação por largura de pulso (PWM, Pulse Width Modulation).

Desde então, novas células de comutação suave têm sido constantemente propostas, cada qual com características próprias de redução de esforços e simplificação da estratégia de controle. Em relação à técnica ZCS, uma célula de comutação foi proposta em [50], sendo especificamente apresentada em [51] para uma aplicação em um retificador pré-regulador Boost de elevado fator de potência para sistemas de telecomunicações, comandado pela técnica de controle de valores médios instantâneos de corrente de entrada. Resultados experimentais apresentados em [51] mostram que a correção do fator de potência da estrutura pode ser realizada, mantendo-se as características das comutações suaves nos dispositivos semicondutores, durante todo um período da rede de alimentação em CA.

Diversas outras propostas de célula ZCS-PWM aplicadas a retificadores pré-reguladores Boost surgiram na literatura, destacando-se as células analisadas em [52] e [53]. A célula apresentada em [52] é aplicada a um conversor Boost entrelaçado (“interleaved”) operando no modo de condução crítica de corrente, com o intuito de se minimizar os efeitos de recuperação reversa do diodo Boost sobre o interruptor principal. Já a célula apresentada em [53] possui um indutor ressonante em série com o caminho da corrente transferida à carga, implicando em perdas adicionais neste elemento. Portanto, para a aplicação de técnicas de controle no modo de condução contínua, com minimização dos efeitos de recuperação reversa do diodo Boost sobre os interruptores ativos, a célula apresentada em [50] ainda representa uma escolha adequada.

Neste contexto, desde a proposição da célula original [50], três diferentes versões foram sequencialmente propostas [54, 55 e 56], cada uma delas mantendo as principais características de comutação suave nos elementos semicondutores empregados e trazendo melhorias adicionais a cada modificação, com a finalidade de elevar o rendimento da estrutura e permitir a redução dos esforços nos semicondutores. A figura 1.4 mostra as diferentes topologias da célula ZCS-PWM em questão.

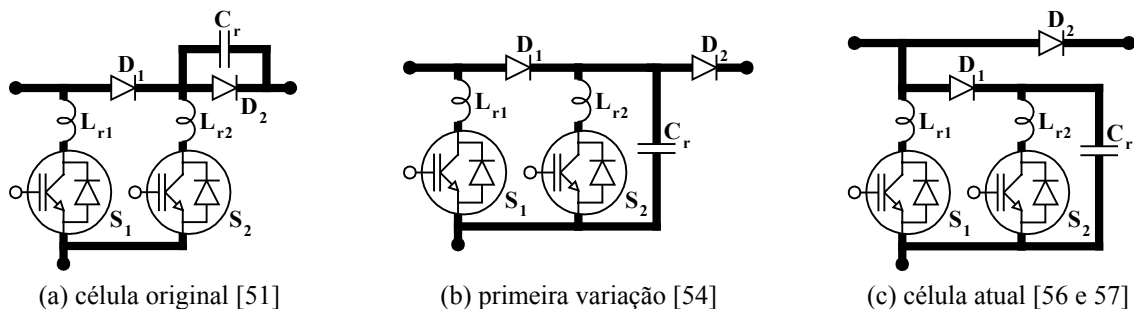


Figura 1.4 – Variações topológicas da célula ZCS-PWM apresentada em [51].

Apesar do bom desempenho verificado na topologia apresentada em [50], a célula de comutação proposta apresenta duas características que podem ser apontadas como desvantagens. A primeira delas relaciona-se com o emprego da célula em outros conversores. Conforme [54], a aplicação da célula ZCS-PWM original nos conversores Buck-Boost, Sepic e Zeta impossibilita a obtenção de isolamento “natural” através dos indutores de acumulação destas estruturas. A segunda desvantagem é verificada no próprio conversor Boost, onde é possível notar que os diodos D_1 e D_2 conduzem simultaneamente a corrente que flui da fonte de alimentação para a carga, durante a primeira e a nona etapas de funcionamento. Desta forma as perdas em condução associadas a estes componentes podem se tornar significativas, dependendo do valor da corrente processada através dos mesmos.

Em conformidade com [54], com o intuito de se eliminar a desvantagem referente à obtenção de isolamento “natural” das estruturas Buck-Boost, Sepic e Zeta, propõe-se então uma alteração na célula de comutação ZCS-PWM original. Nesta estrutura, quando comparada à célula original, a sequência das etapas de funcionamento não sofre alterações. No entanto, a ressonância ocorre sem que haja a necessidade de fluxo da corrente ressonante através do capacitor de filtro da tensão de saída, como ocorre em [51]. As formas de onda desta versão do conversor são idênticas às aquelas apresentadas para a célula original, à exceção da tensão sobre C_r . A máxima tensão sobre o capacitor ressonante é menor do que aquela verificada para o mesmo elemento na célula original, apesar do valor pico-a-pico desta tensão ter permanecido inalterado. A exemplo da célula ZCS-PWM original, resultados experimentais para um protótipo implementado confirmam a correção do fator de potência e obtenção de elevado rendimento a partir da estrutura proposta, conforme [54 e 57]. Entretanto, em comparação com a célula ZCS-PWM original, a conexão série entre os diodos D_1 e D_2 durante a etapa de transferência de energia à carga é mantida, sendo esta a sua grande desvantagem. Ainda em [57] é apresentada a aplicação desta mesma célula em um retificador Zeta, a partir do qual é possível verificar que os diodos D_1 e D_2 não conduzem de forma simultânea a corrente de carga.

Em função da aplicação explorada em [57], uma segunda variação topológica para a célula original é proposta em [55]. Esta célula é empregada em um estágio retificador Sepic ZCS-PWM de elevado fator de potência, aplicado a reatores eletrônicos para múltiplas lâmpadas fluorescentes [58]. Entretanto, tal célula de comutação exige a implementação de circuitos de acionamento (ataque de gate) isolados, implicando em maior complexidade e custo para o comando. Para solucionar tal problema, em [56] é proposta uma modificação na configuração da célula, na qual os interruptores ativos do estágio retificador apresentam

referência comum. É fato que a célula apresentada em [56] pode ser diretamente aplicada para a implementação de um retificador Boost ZCS-PWM, tendo em vista as similaridades de funcionamento com o conversor Sepic ZCS-PWM proposto.

Comparando-se as etapas de funcionamento desta célula com as etapas do conversor Boost predecessor, é possível observar que existem diferenças entre as etapas de transferência de energia à carga. Assim sendo, é fato que a eliminação da conexão série entre os diodos na versão da célula explorada em [60] representa então uma grande vantagem com relação à minimização das perdas em condução da estrutura.

Portanto, parte deste trabalho explora a aplicação da célula ZCS-PWM proposta em [60] em estágios retificadores de elevado fator de potência para reatores eletrônicos com controle de luminosidade para múltiplas lâmpadas fluorescentes.

Duas topologias diferentes são propostas para a implementação de reatores eletrônicos de elevado FP, com controle de luminosidade e rendimento elevado, sendo que cada uma apresenta características favoráveis às faixas de processamento de potência, a saber: aplicações até 200W e aplicações até 1200W.

Para o reator de 200W, foi escolhida uma estrutura composta por um retificador Sepic ZCS-PWM associado a um clássico estágio inversor ressonante Half-Bridge ZVS-FM. A modulação em frequência do estágio inversor permite o controle adequado do grau de luminosidade emitido pela lâmpada. A estratégia de controle do estágio retificador é baseada na técnica de valores médios instantâneos de corrente de entrada, a qual fornece excelentes resultados em relação à taxa de distorção harmônica (TDH) e deslocamento angular (ϕ), resultando em valores de fator de potência bastante elevados.

A escolha do retificador Sepic está relacionada a dois fatores. O primeiro refere-se à característica de fonte de corrente da entrada e de fonte de tensão da saída deste conversor. A presença do indutor de entrada permite que a técnica de correção de fator de potência no modo de condução contínuo seja aplicada, reduzindo os esforços de corrente nos dispositivos semicondutores, em relação ao emprego de técnicas de operação no modo descontínuo ou crítico, além de minimizar a necessidade de filtragem adicional da corrente de entrada para atendimento de normas de TDH, FP e interferência eletromagnética conduzida (EMI, Electromagnetic Interference). A característica de fonte de tensão da saída deste conversor permite a alimentação adequada do estágio inversor Half-Bridge a ser associado. O segundo fator que leva à escolha do conversor Sepic reside na sua capacidade de operação tanto no modo elevador de tensão quanto no modo abaixador de tensão. Em função disto, é possível escolher um ponto de operação no qual a tensão de barramento CC não necessite ser muito

elevada, ao ser considerada a possibilidade de operação na faixa universal de tensão de alimentação (95V a 260V eficazes). Assim, os interruptores empregados no estágio inversor Half-Bridge podem ser especificados de acordo com menores valores de tensão de ruptura, implicando em menores custos associados a estes componentes.

O clássico inversor ressonante Half-Bridge ZVS-FM é escolhido por se tratar de uma estrutura altamente difundida nesta aplicação. Além disso, um novo circuito integrado de controle denominado IR2159 [33], especialmente desenvolvido para o controle de luminosidade em reatores com este tipo de estágio inversor, é empregado a partir de adaptações realizadas para a operação de múltiplas lâmpadas fluorescentes.

Quanto ao reator de 1200W, em função dos níveis de potência processados, são escolhidos um estágio retificador Boost ZCS-PWM, conforme apresentado em [60], e um estágio inversor ressonante Full-Bridge ZVS-FM.

Quando comparado a um conversor Sepic nas mesmas condições de operação, o conversor Boost apresenta grandes vantagens em função dos menores esforços de tensão e corrente nos dispositivos semicondutores, além de não apresentar estágios intermediários de acumulação e transferência de energia, minimizando assim as perdas associadas ao processo de condução de corrente. A maior limitação do retificador Boost, quando comparado ao retificador Sepic, está no fato de que sua tensão de saída deve ter valor superior ao valor de pico da tensão de alimentação em CA, o que significa que, para a faixa universal de tensão de alimentação, a tensão de saída do Boost deve ser superior a 365V para que o mesmo seja operado corretamente. Tal fato implica maiores esforços de tensão sobre os interruptores do estágio inversor Full-Bridge. A estratégia de controle do retificador Boost é idêntica àquela utilizada para o retificador Sepic, baseada na técnica de controle por valores médios de corrente de entrada.

Em relação ao estágio inversor, a estrutura Full-Bridge é escolhida para reduzir os esforços de corrente em relação à utilização de um inversor Half-Bridge. Tal procedimento é importante na medida em que os interruptores empregados nos estágios inversores são do tipo MOSFETs. Assim, a redução dos valores de corrente conduzida através destes interruptores acarreta reduções significativas de perdas em condução. A exemplo da estrutura Half-Bridge do reator de 200W, o controle do inversor Full-Bridge é baseado no IR2159, sendo que o circuito de comando é devidamente adaptado para prover os pulsos corretos para o acionamento de todos os interruptores.

A partir de todas as informações preliminares apresentadas neste capítulo, informa-se que o presente trabalho é dividido em outros cinco capítulos, os quais são devidamente organizados da seguinte maneira:

- Capítulo II: proposta de um novo modelo para lâmpadas fluorescentes, no qual efeitos do controle de luminosidade e da temperatura ambiente são incorporados às curvas de tensão aplicada sobre os eletrodos e às curvas de luminosidade relativa emitida pelas lâmpadas fluorescentes;
- Capítulo III: desenvolvimento de nova metodologia completa para o projeto de filtros ressonantes a serem empregados no estágio inversor, com o intuito de prover o adequado condicionamento das grandezas de tensão e corrente a serem processadas através das lâmpadas fluorescentes, quando operando com controle de luminosidade;
- Capítulo IV: apresentação do circuito integrado de controle IR2159, dedicado ao comando dos interruptores do clássico estágio inversor ressonante Half-Bridge;
- Capítulo V : análise do novo reator eletrônico para múltiplas lâmpadas fluorescentes, para aplicações em até 200W, composto por um estágio retificador Sepic ZCS-PWM, controlado pela técnica de valores médios instantâneos de corrente de entrada, e por um clássico inversor ressonante Half-Bridge ZVS-FM, controlado pela técnica de defasagem da corrente ressonante, permitindo o controle de luminosidade;
- Capítulo VI : análise do novo reator eletrônico para múltiplas lâmpadas fluorescentes, para aplicações em até 1200W , composto por um estágio retificador Boost ZCS-PWM, controlado pela técnica de valores médios instantâneos de corrente de entrada, e por um inversor ressonante Full-Bridge ZVS-FM, também controlado pela técnica de defasagem da corrente ressonante, proporcionando o controle de luminosidade;
- Conclusões Gerais : apresentação das conclusões gerais do trabalho, em conjunto com as propostas de continuidade do mesmo.

CAPÍTULO 2

MODELO DA LÂMPADA FLUORESCENTE TUBULAR PARA OPERAÇÃO EM FREQUÊNCIAS ELEVADAS E COM CONTROLE DE LUMINOSIDADE

2.1 – INTRODUÇÃO

É fato que o projeto adequado de reatores eletrônicos depende essencialmente do modelo adotado para a lâmpada fluorescente. É importante que o modelo retrate com boa precisão o comportamento da lâmpada mediante variações nas condições de operação, reduzindo então a necessidade de ajustes adicionais durante o processo de implementação dos reatores eletrônicos. Praticamente a totalidade dos modelos propostos para a lâmpada fluorescente é baseada em um levantamento de suas características elétricas, realizando-se diversas sessões de medição das grandezas de tensão e corrente processadas através da mesma. Este fato caracteriza um modelo do tipo “black-box”, ou seja, um modelo no qual não há maiores detalhes sobre os fenômenos físicos ocorridos durante a operação da lâmpada, tais como alteração na pressão interna do bulbo, alterações cromáticas na radiação emitida pela lâmpada, entre outros [1 e 2].

Dentro deste contexto, diversos modelos têm sido propostos para lâmpadas fluorescentes [38, 39, 61-79]. Estes modelos são geralmente divididos em dois grandes grupos, normalmente denominados como modelos estáticos e modelos dinâmicos.

De maneira geral, modelos dinâmicos são aqueles que reproduzem as variações nas formas de ondas das grandezas de tensão e corrente processadas através da lâmpada fluorescente [61, 64, 66-71, 73, 75-77]. Estes modelos fornecem condições para a investigação de interações entre o reator eletrônico e a lâmpada, permitindo a análise de possíveis instabilidades e até mesmo de fenômenos tais como o estriamento [76], quando a lâmpada é submetida a uma condição de operação de luminosidade muito baixa, próxima ao limiar de extinção do arco através da coluna de gás.

No caso de modelos estáticos, estes usualmente representam as lâmpadas fluorescentes como resistências equivalentes, em função de suas curvas características de valores eficazes de tensão e corrente (V_{ef} - I_{ef}) ou de tensão e potência (V_{ef} - P_{ef}) processada através da lâmpada

[38, 39, 63, 65, 71, 72, 74, 78 e 79]. Esta abordagem é muito mais simples do que aquela desenvolvida para os modelos dinâmicos, podendo ser utilizada para projetar reatores eletrônicos para um ponto de operação específico.

No entanto, a característica V_{ef} - I_{ef} da lâmpada fluorescente se altera de acordo com a variação da corrente através da coluna de gás, a qual é imposta devido ao controle de luminosidade. Isto significa que o modelo da lâmpada necessita ser admitido como uma resistência variável, cujo valor é função da potência processada através da mesma [38 e 61]. A curva que descreve o valor desta resistência variável pode ser obtida a partir do valor eficaz da tensão sobre a lâmpada. Com o emprego de métodos de regressão matemática, torna-se possível determinar um modelo estático para a lâmpada fluorescente, baseado em valores eficazes das grandezas processadas (tensão, corrente e potência). Portanto, o projeto dos reatores eletrônicos torna-se mais preciso, pois o emprego deste tipo de modelo fornece condições para a determinação do comportamento de variáveis importantes, tais como: faixa de variação de frequência de operação durante o controle de luminosidade [74] e fase da corrente drenada pelo conjunto filtro ressonante e lâmpada fluorescente.

Para a proposta de um modelo para lâmpadas fluorescentes, é preciso levar em conta que suas características V_{ef} - I_{ef} são fortemente alteradas de acordo com a temperatura ambiente [1, 2, 39 e 80] e, em menor escala, de acordo com a frequência nominal de operação. Um bom modelo que incorpora as influências da temperatura ambiente é apresentado em [39]. Entretanto, os efeitos de diferentes frequências nominais de operação (f_{nom}) sobre as características V_{ef} - I_{ef} são normalmente desconsiderados. Além disso, os modelos para as lâmpadas fluorescentes não incluem análises a respeito da variação do grau de luminosidade emitida em função da temperatura ambiente e da frequência de chaveamento, fato que pode interferir no projeto adequado de um sistema de iluminação fluorescente.

Desta forma, neste capítulo é apresentado um novo modelo estático para lâmpadas fluorescentes que operam em elevadas frequências com controle de luminosidade. Os efeitos advindos da temperatura ambiente e da frequência nominal de operação sobre as características V_{ef} - I_{ef} e sobre a luminosidade da lâmpada são analisados e incorporados ao modelo. Com o intuito de tornar este modelo mais simples e útil para o projeto de reatores eletrônicos, as curvas de V_{ef} - I_{ef} são substituídas por curvas de V_{ef} - P_{ef} , como apresentadas em [38], sendo P_{ef} o valor eficaz da potência processada através da lâmpada.

2.2 – ANÁLISE PRELIMINAR DAS CARACTERÍSTICAS DA LÂMPADA FLUORESCENTE

Os dados apresentados neste tópico são provenientes de medições realizadas em um lote de lâmpadas do tipo F40T12 Super Luz do Dia, fabricado pela empresa General Electric. As grandezas elétricas (tensão e corrente) necessárias foram obtidas a partir de um osciloscópio digital (Tektronix – TDS420A). Para estas medidas elétricas, levou-se em consideração a estabilização térmica do ambiente e do conjunto reator / lâmpada, sendo este tempo sempre superior a duas horas para o equilíbrio da temperatura ambiente e de no mínimo quinze minutos para cada diferente ponto de operação. Os diferentes pontos de operação que caracterizam o controle de luminosidade são obtidos a partir da variação da frequência de chaveamento do reator eletrônico, conforme [31-33]. Observa-se ainda que todos os resultados obtidos consideraram a manutenção das condições de aquecimento dos filamentos e a utilização de lâmpadas fluorescentes sem desgastes aparentes nos filamentos.

A partir de diversos ensaios experimentais realizados, vários conjuntos de dados foram obtidos, sendo cada conjunto referente a uma dada temperatura ambiente e uma dada frequência de chaveamento nominal (f_{nom}), resultando nas curvas de V_{ef} - P_{ef} mostradas na figura 2.1 e nas curvas de iluminância relativa (L_{rel}) da figura 2.2. É importante esclarecer que o modelo da lâmpada fluorescente a ser estabelecido neste capítulo baseia-se na determinação de uma resistência equivalente variável, dependente da potência ativa processada, de acordo com [38 e 61]. Assim sendo, uma vez que o modelo é admitido como sendo de característica resistiva, é possível assumir que os valores da potência ativa e da potência aparente são idênticos. Portanto, o valor da potência ativa pode ser determinado pelo produto entre os valores eficazes de tensão e corrente processados através da lâmpada.

Informa-se que os resultados experimentais foram obtidos em um ambiente blindado e com temperatura ambiente controlada (T). Os valores de iluminância foram medidos com um luxímetro digital (MLM1332 – Minipa), sendo que os dados obtidos foram normalizados (L_{rel} em [p.u.]) de acordo com valores adotados como bases (neste caso, admitindo-se 40W de potência processada através da lâmpada fluorescente, em uma operação a 40kHz de frequência de chaveamento nominal e a uma temperatura ambiente de 24°C). Adicionalmente, informa-se que sobrecargas foram impostas às lâmpadas, no intuito de se obter uma descrição mais precisa do ponto de operação de processamento de potência nominal ($P_{nom(ef)}=40W$).

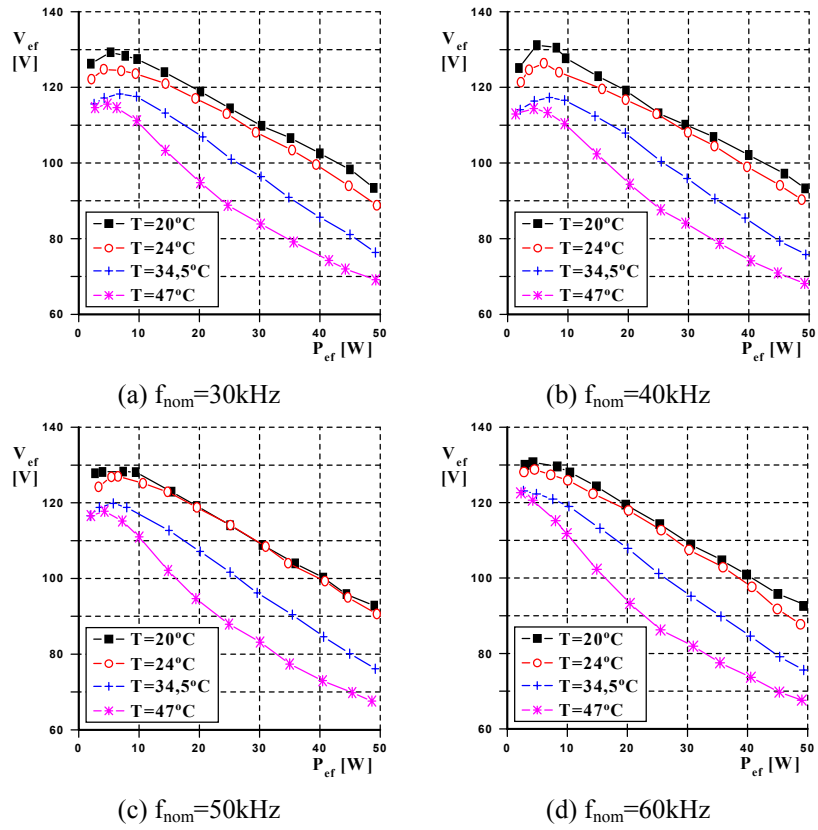


Figura 2.1 – Valores eficazes de tensão sobre a lâmpada fluorescente (V_{ef}), em função de P_{ef} , para diferentes valores de temperatura ambiente (T) e f_{nom} .

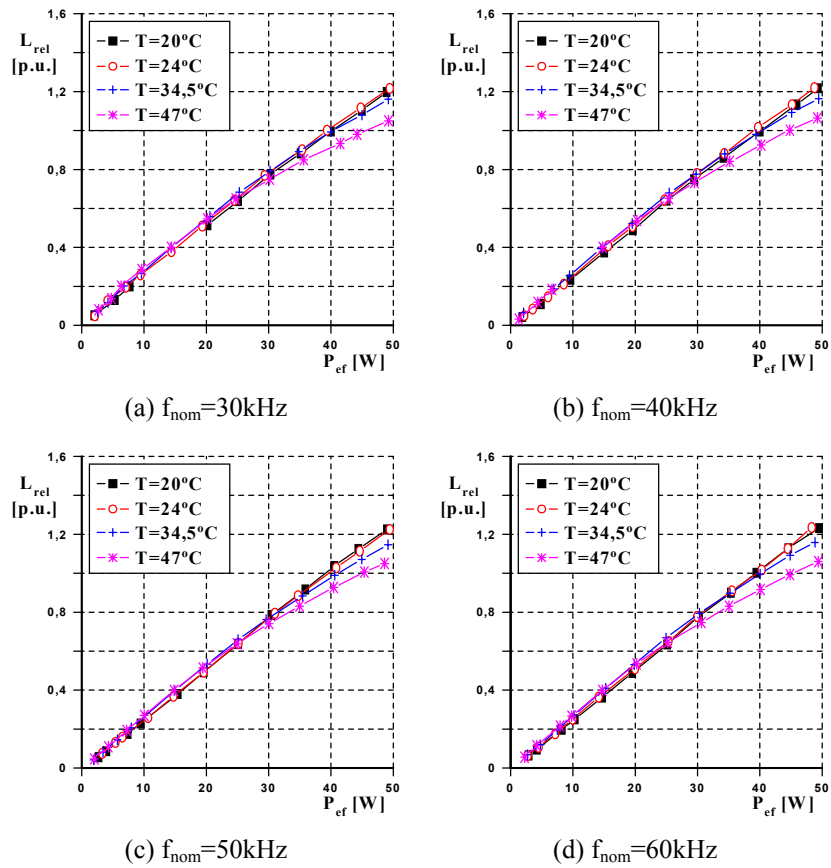


Figura 2.2 – Valores relativos de iluminância (L_{rel}), para diferentes valores de temperatura ambiente (T) e f_{nom} .

Com base nas figuras 2.1 e 2.2, é possível observar que a influência da temperatura ambiente nas características da lâmpada fluorescente é bastante pronunciada, devendo ser incluída no modelo da lâmpada para prover condições de se desenvolver um projeto preciso de reatores eletrônicos. É possível ainda concluir que as curvas V_{ef} - P_{ef} apresentam tendências de variação similares, fato que significa que elas podem ser devidamente expressas por um único tipo de equação matemática. As curvas L_{rel} - P_{ef} também apresentam a mesma característica de variação, podendo então ser descritas por apenas um tipo de expressão matemática.

A influência da temperatura nas variações de tensão de arco explica-se pela sua influência direta nas condições de pressão interna do bulbo da lâmpada fluorescente [2].

Para melhor visualizar os efeitos que a frequência nominal de operação exerce sobre as características das lâmpadas, os mesmos dados apresentados nas figuras 2.1 e 2.2 são expostos nas figuras 2.3 e 2.4.

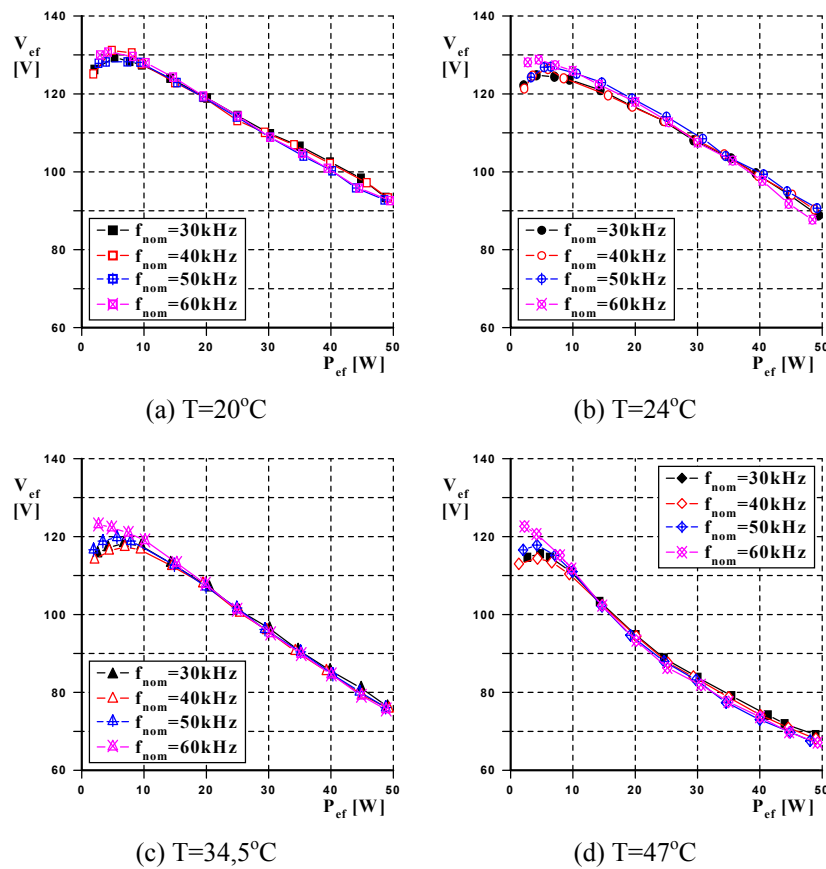


Figura 2.3 – Valores eficazes de tensão sobre a lâmpada fluorescente (V_{ef}), em função de P_{ef} , para diferentes valores de temperatura ambiente (T) e f_{nom} .

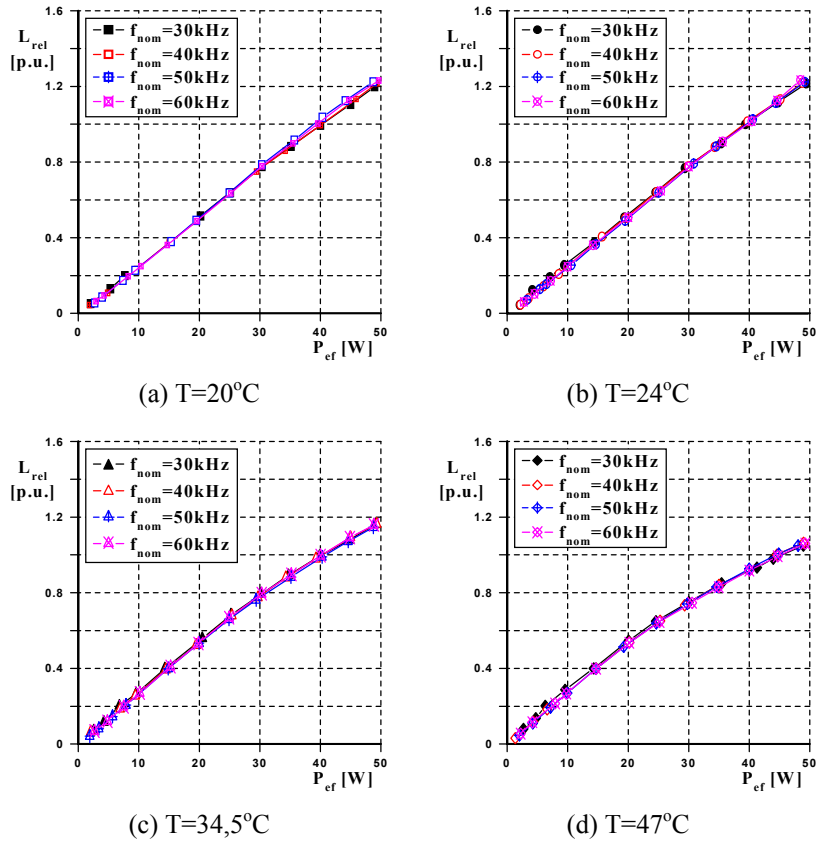


Figura 2.4 – Valores relativos de iluminância (L_{rel}), para diferentes valores de temperatura ambiente (T) e f_{nom} .

Analisando-se os gráficos mostrados nas figuras 2.3 e 2.4, pode-se concluir que, para a faixa de variação estabelecida, a influência da frequência de operação nominal da lâmpada fluorescente sobre suas características V_{ef} - P_{ef} e L_{rel} - P_{ef} é bastante reduzida, porém com maior influência para baixas potências processadas, permitindo então que seus efeitos sejam ignorados no desenvolvimento da proposta do novo modelo para lâmpadas fluorescentes tubulares.

Além das características apresentadas nas figuras 2.1 a 2.4, outros dados importantes foram obtidos no decorrer da realização das medições.

Um fenômeno interessante refere-se às alterações na potência processada através das lâmpadas, em função das diferentes temperaturas ambientes impostas para a obtenção dos resultados. Tal fato é normalmente reportado em referências básicas [1 e 2], mas dificilmente é analisado com maiores detalhes, especialmente em aplicações com controle de luminosidade. Assim, a figura 2.5 mostra curvas de frequência de operação (f) em função de P_{ef} , para diferentes valores de T e f_{nom} .

A partir da figura 2.5, é possível notar que, caso a frequência de operação da lâmpada seja mantida constante (por exemplo, em sistemas com técnicas de controle em malha aberta), a potência processada através da lâmpada fluorescente e, conseqüentemente, seu grau de

luminosidade apresentarão variações inversamente proporcionais à temperatura ambiente, levando-se em conta a faixa de variação de temperatura especificada para estes ensaios. Estudos comprovam que, para temperaturas menores do que o valor mínimo especificado para os ensaios realizados (20°C), a tendência de dependência inversamente proporcional deverá se inverter [1, 2 e 39]. Entretanto, devido a limitações do ambiente de medição e dos equipamentos de controle de temperatura, não foi possível atingir maiores faixas de variação para a temperatura ambiente. Entretanto, é importante lembrar que as lâmpadas fluorescentes são projetadas para operarem de forma ótima em uma faixa de temperatura relativamente reduzida e próxima dos valores ensaiados [1 e 2]. Portanto, os resultados aqui obtidos são de grande utilidade para a maioria dos projetos de sistemas de iluminação fluorescente.

Uma outra forma de se interpretar a figura 2.5 é admitindo-se um sistema com controle em malha fechada, no qual a potência através da lâmpada e sua luminosidade devam ser mantidas constantes. Neste contexto, é possível verificar que a frequência de operação da lâmpada fluorescente deve variar de forma inversamente proporcional à temperatura ambiente, com o intuito de impedir variações na potência processada através da lâmpada.

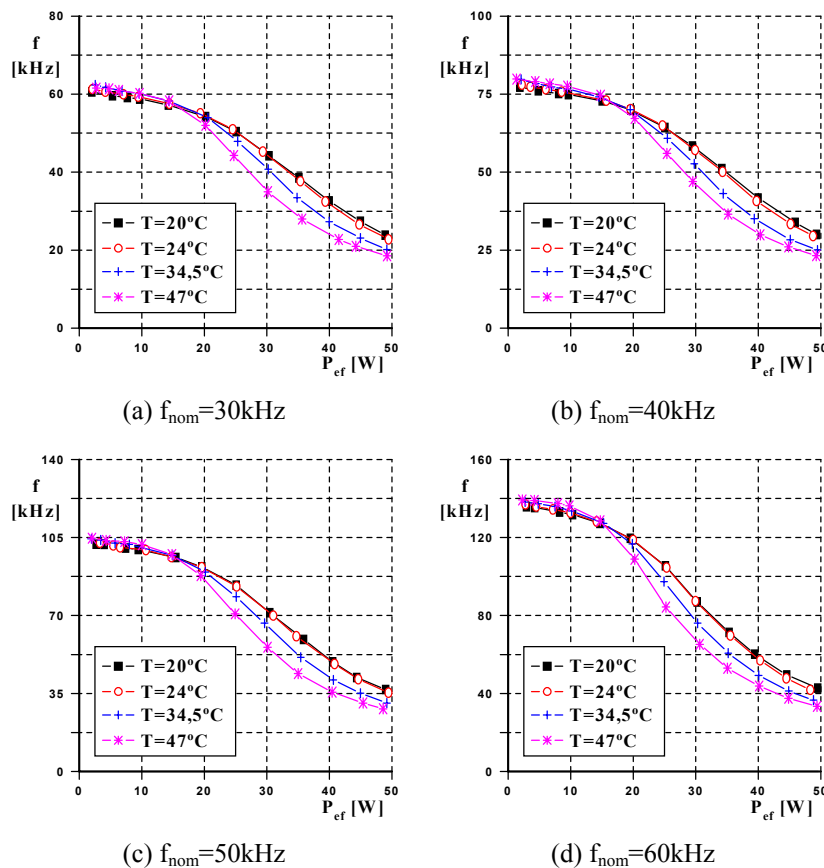


Figura 2.5 – Variação da frequência de operação (f) da lâmpada fluorescente, durante a ação do controle de luminosidade, para diferentes valores de T e f_{nom} .

Além das alterações na potência processada, é possível também investigar as mudanças ocorridas no valor eficaz da corrente através da lâmpada fluorescente em função da temperatura ambiente. A figura 2.6 mostra a variação do valor eficaz da corrente através da lâmpada em função da potência processada, para diferentes valores nominais de frequência de operação e de temperatura ambiente. Nesta figura, é possível notar que, no caso do emprego de um sistema de controle em malha fechada, visando a manutenção da potência processada, o aumento de temperatura fará com que seja necessário um maior valor eficaz de corrente. Entretanto, é fato que o processamento de níveis mais elevados de corrente é um dos fatores determinantes na redução da vida útil das lâmpadas. Portanto, para a execução de um projeto adequado de um sistema de iluminação fluorescente, especialmente quando técnicas de controle em malha fechada são empregadas, é imprescindível que os efeitos da temperatura ambiente sobre o comportamento da lâmpada sejam devidamente considerados.

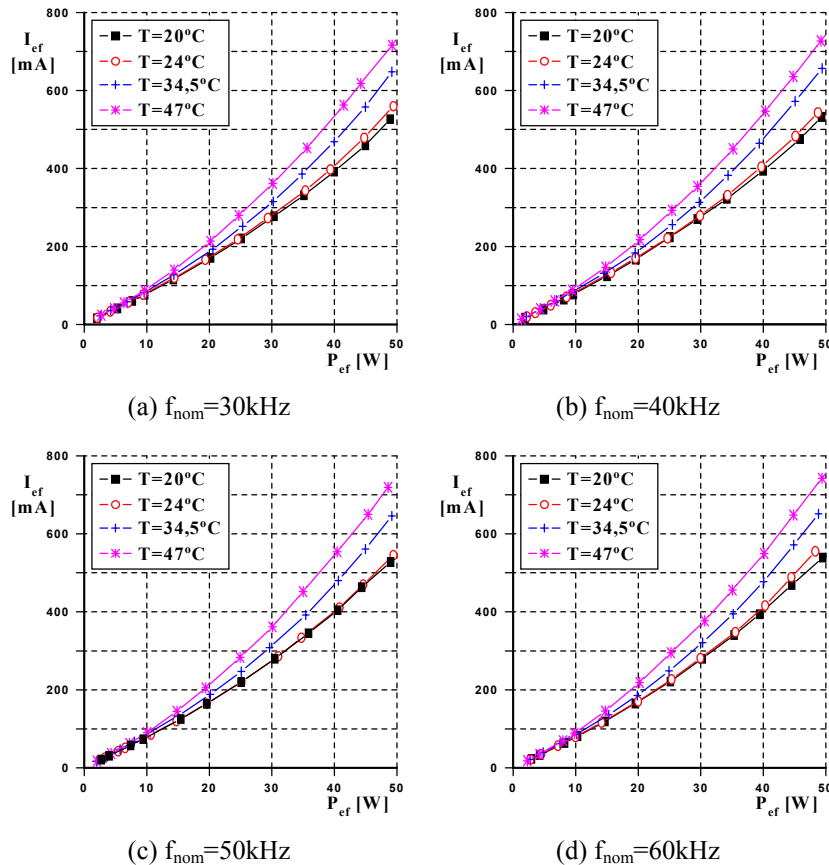


Figura 2.6 – Variação da corrente eficaz através da lâmpada fluorescente (I_{ef}), durante a ação do controle de luminosidade, para diferentes valores de T e f_{nom} .

2.3 – MODELAGEM DA CARACTERÍSTICA V_{ef} - P_{ef} DA LÂMPADA FLUORESCENTE

Alguns modelos de lâmpadas fluorescentes representam as características V_{ef} - P_{ef} (ou V_{ef} - I_{ef}) como equações lineares de primeiro grau [38 e 63]. Entretanto, é possível verificar na figura 2.1 que estas características apresentam comportamentos diferentes quando a lâmpada é submetida a condições de baixa luminosidade ($P_{ef} < 10W$) ou de valores elevados de temperatura ambiente ($T = 47^\circ C$). Assim, em [72], uma equação polinomial de quinto grau é usada para proporcionar um modelo mais preciso. Contudo, utilizando-se programas computacionais específicos [81], é possível obter uma equação polinomial de quarto grau capaz de representar os conjuntos de dados experimentais, mantendo a precisão necessária para o modelo da lâmpada fluorescente. A forma geral da equação encontrada é denotada em (2.1).

$$V_{ef}(T, P_{ef}) = v_0(T) + v_1(T) \cdot P_{ef} + v_2(T) \cdot P_{ef}^2 + v_3(T) \cdot P_{ef}^3 + v_4(T) \cdot P_{ef}^4 \quad (2.1)$$

sendo: $v_0(T)$, $v_1(T)$, $v_2(T)$, $v_3(T)$ e $v_4(T)$ denominados como coeficientes de primeiro nível.

Conforme afirmado anteriormente, os efeitos da frequência nominal de operação não serão considerados, uma vez que não são verificadas alterações suficientemente significativas nas curvas V_{ef} - P_{ef} , capazes de justificar a inclusão da grandeza f_{nom} na análise a ser desenvolvida. A figura 2.7 mostra a curva gerada (linha) a partir de (2.1), com alguns coeficientes específicos, e o conjunto de dados experimentais correspondente (pontos).

Para descrever adequadamente cada diferente conjunto de dados experimentais apresentados na figura 2.1, torna-se necessário determinar os coeficientes da equação (2.1). As variações nos valores destes coeficientes representam as alterações nas curvas V_{ef} - P_{ef} da figura 2.1. Portanto, expressando tais coeficientes como funções da temperatura ambiente, um modelo completo e preciso da lâmpada fluorescente tubular pode ser obtido.

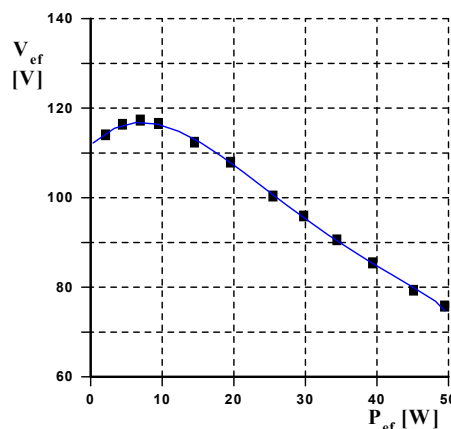


Figura 2.7 – Comparação entre a característica V_{ef} - P_{ef} para uma lâmpada fluorescente (pontos), com $f_{nom}=40kHz$ e $T=34,5^\circ C$, e a equação polinomial de quarto grau (linha), cujos coeficientes são obtidos utilizando um programa computacional de regressão.

Com o intuito de desenvolver esta regressão tridimensional (3D) (V_{ef} versus P_{ef} versus T), é possível fazer uso de duas regressões bidimensionais (2D). Desta forma, a primeira regressão 2D é aplicada para determinar as equações de V_{ef} como funções de P_{ef} , para cada diferente valor de T . Como resultado, obtém-se um conjunto de coeficientes de primeiro nível para cada valor de T . Na sequência, com o uso do mesmo programa computacional de regressão, é possível obter novas equações capazes de descrever o comportamento dos coeficientes de primeiro nível como funções de T , resultando em um novo conjunto de coeficientes, denominados de coeficientes de segundo nível. Os coeficientes de segundo nível são os últimos necessários ao modelo proposto.

A partir dos dados experimentais mostrados na figura 2.1, os coeficientes de primeiro nível são determinados através de regressões 2D, utilizando-se o programa de regressão [81]. A tabela 2.1 mostra os valores dos coeficientes, determinados de acordo com os valores correspondentes de T .

Tabela 2.1 – Coeficientes de Primeiro Nível de V_{ef}

	T [°C]			
	20	24	34,5	47
$v_0(T)$	125,5598	122,3859	115,1590	117,2896
$v_1(T)$	1,2997	1,1413	1,3317	0,3252
$v_2(T)$	-0,1373	-0,1117	-0,1385	-0,1358
$v_3(T)$	0,0034	0,0026	0,0032	0,0039
$v_4(T)$	$-2,8841 \cdot 10^{-5}$	$-2,1203 \cdot 10^{-5}$	$-2,4940 \cdot 10^{-5}$	$-3,4421 \cdot 10^{-5}$

Como comentado anteriormente, novas regressões 2D serão aplicadas, desta vez nos coeficientes de primeiro nível, a fim de se determinar expressões matemáticas capazes de reproduzir seus comportamentos como funções dos diferentes valores de T .

A figura 2.8 mostra os valores dos coeficientes de primeiro nível em função de T . As linhas sólidas traçadas nos gráficos são derivadas de curvas de regressão fornecidas pelo programa computacional.

A forma geral da equação utilizada para descrever os coeficientes de primeiro nível é do tipo equação polinomial do segundo grau, conforme (2.2).

$$v_i(T) = v_{i,0} + v_{i,1} \cdot T + v_{i,2} \cdot T^2 \quad (2.2)$$

sendo: i = índice do coeficiente de primeiro nível;

$v_i(T)$ = coeficiente de primeiro nível, e

$v_{i,0}(T)$ até $v_{i,2}(T)$ = coeficientes de segundo nível.

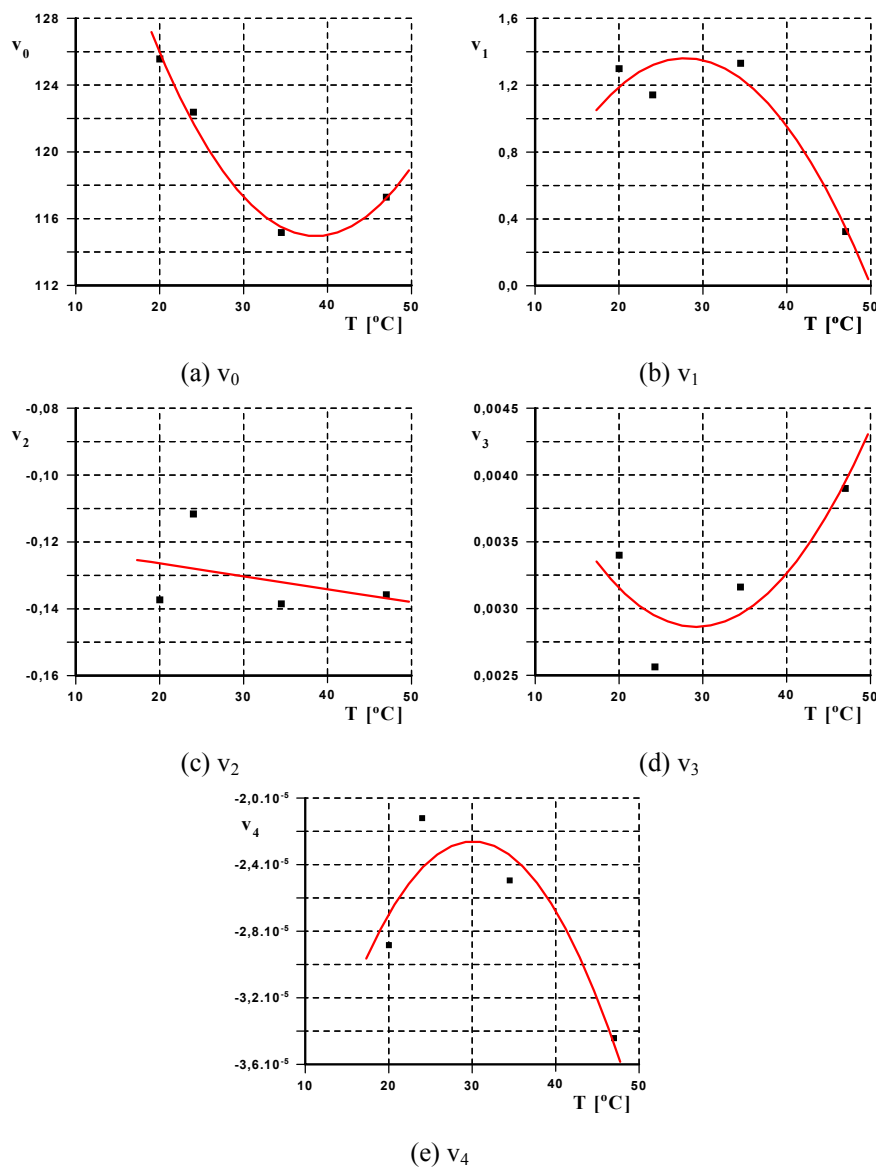


Figura 2.8 – Coeficientes de primeiro nível de V_{ef} em função de T .

Os valores dos coeficientes de segundo nível ($v_{0,0}$ até $v_{4,2}$), determinados através do programa computacional, são apresentados na tabela 2.2.

Tabela 2.2 – Coeficientes de Segundo Nível de V_{ef}

$v_{0,0}$	162,37633	$v_{1,0}$	-0,7991	$v_{2,0}$	-0,11871
$v_{0,1}$	-2,4576	$v_{1,1}$	0,1550	$v_{2,1}$	$-3,8550 \cdot 10^{-4}$
$v_{0,2}$	0,03184	$v_{1,2}$	-0,00278	$v_{2,2}$	0
$v_{3,0}$	0,0058	$v_{4,0}$	$-6,14784 \cdot 10^{-5}$		
$v_{3,1}$	$-2,0092 \cdot 10^{-4}$	$v_{4,1}$	$2,58124 \cdot 10^{-6}$		
$v_{3,2}$	$3,43775 \cdot 10^{-6}$	$v_{4,2}$	$-4,28405 \cdot 10^{-8}$		

Com o uso dos valores apresentados na tabela 2.2 e dos conjuntos de equações descritos em (2.1) e (2.2), é possível obter o novo modelo estático para a lâmpada fluorescente. Os dados apresentados na tabela 2.1 não são usados neste modelo, pois estão implícitos nos valores dos coeficientes de segundo nível.

2.4 – MODELAGEM DA CARACTERÍSTICA $L_{REL}-P_{EF}$ DA LÂMPADA FLUORESCENTE

A mesma metodologia empregada para a obtenção da equação de $V_{ef}(T, P_{ef})$ pode ser empregada para a obtenção de uma equação capaz de descrever o comportamento do grau de luminosidade relativo da lâmpada fluorescente em função da potência processada e da temperatura ambiente. De acordo com os dados apresentados nas figuras 2.2 e 2.4, pode-se optar por uma expressão de L_{rel} , em função de T e P_{ef} , com uma forma genérica de polinômio de segundo grau, conforme (2.3).

$$L_{rel}(T, P_{ef}) = L_0(T) + L_1(T) \cdot P_{ef} + L_2(T) \cdot P_{ef}^2 \quad (2.3)$$

sendo: $L_0(T)$, $L_1(T)$ e $L_2(T)$ os coeficientes de primeiro nível de L_{rel} .

Empregando-se novamente o programa, são determinados então os coeficientes de primeiro nível de L_{rel} para diferentes valores de T . A tabela 2.3 apresenta os valores calculados para estes coeficientes.

As variações dos valores dos coeficientes L_0 até L_2 em função de T são mostradas na figura 2.9. A partir desta figura, é possível notar que o comportamento destes coeficientes pode ser descrito como funções de primeiro grau em relação a T , de acordo com (2.4).

$$L_j(T) = L_{s_{j,0}} + L_{s_{j,1}} \cdot T \quad (2.4)$$

sendo: j = índice do coeficiente de primeiro nível de L_{rel} ;

$L_j(T)$ = coeficiente de primeiro nível de $L_{rel}(T, P_{ef})$; e

$L_{s_{j,0}}(T)$ até $L_{s_{j,1}}(T)$ = coeficientes de segundo nível de $L_{rel}(T, P_{ef})$.

Tabela 2.3 – Coeficientes de Primeiro Nível de L_{rel}

	T [°C]			
	20	24	34,5	47
$L_0(T)$	-108,82234	-76,10645	-99,01401	-50,83447
$L_1(T)$	161,81644	164,30821	182,0283	181,97835
$L_2(T)$	0,22603	-0,27557	-0,7928	-1,07303

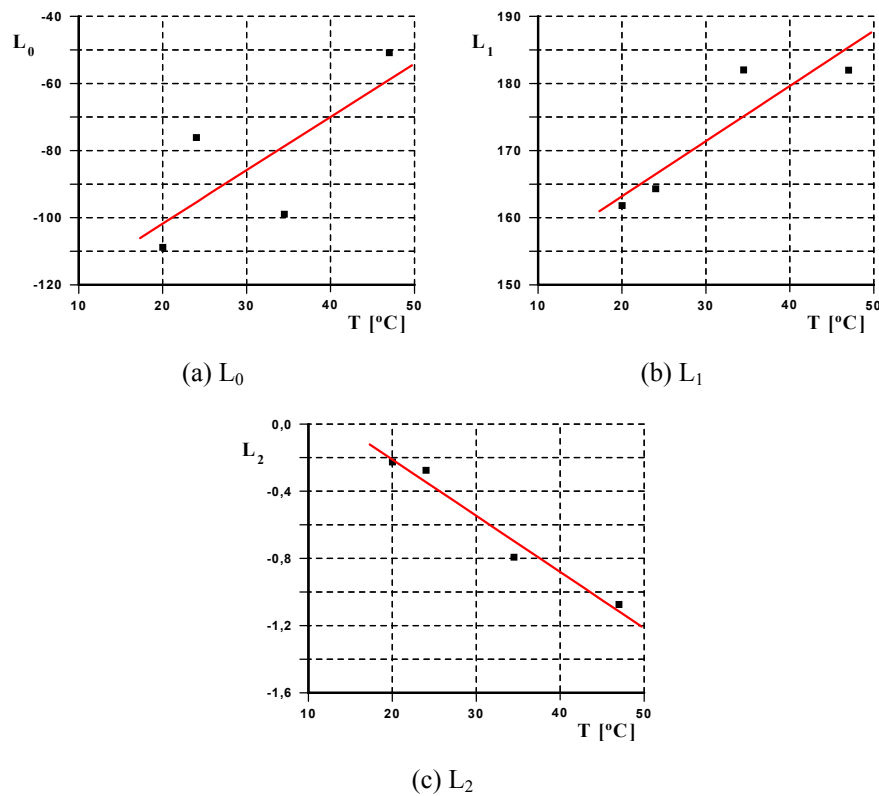


Figura 2.9 – Coeficientes de primeiro nível de L_{rel} em função de T .

Novas regressões 2D são aplicadas aos dados apresentados na tabela 2.3, possibilitando assim a determinação dos coeficientes de segundo nível, os quais são apresentados na tabela 2.4. Os dados apresentados nesta tabela e os conjuntos de equações descritos em (2.3) e (2.4) formam então um modelo matemático capaz de representar a variação do grau de luminosidade relativa das lâmpadas fluorescentes em função da potência processada e da temperatura ambiente.

Tabela 2.4 – Coeficientes de Segundo Nível de L_{rel}

$LS_{0,0}$	-133,54535
$LS_{0,1}$	1,58888
$LS_{1,0}$	146,74
$LS_{1,1}$	0,82208
$LS_{2,0}$	0,4576
$LS_{2,1}$	0,03345

2.5 – COMPARAÇÃO ENTRE O NOVO MODELO PROPOSTO E OS DADOS EXPERIMENTAIS

As figuras 2.10 e 2.11 apresentam comparações entre os dados experimentais (pontos) e as curvas geradas através do modelo proposto (linhas cheias), a partir de (2.1) a (2.4). De acordo com tais figuras, é possível constatar que o modelo apresenta boa precisão, descrevendo o comportamento da lâmpada fluorescente para uma faixa de potência processada entre 2,5W e 50W. O modelo proposto não cobre níveis extremamente reduzidos de potência ($P_{ef} < 2,5W$) porque, nestas condições particulares de operação, o fenômeno do estriamento é amplificado e torna-se visivelmente detectável.

Pequenas imprecisões podem ser verificadas neste modelo, especialmente no gráfico de V_{ef} - P_{ef} para 20°C de temperatura ambiente. Entretanto, tais imprecisões são inferiores a 2%, podendo então ser consideradas desprezíveis. Ainda assim, caso haja necessidade, ajustes empíricos adicionais podem ser realizados nos coeficientes de segundo grau, melhorando a resposta do modelo proposto.

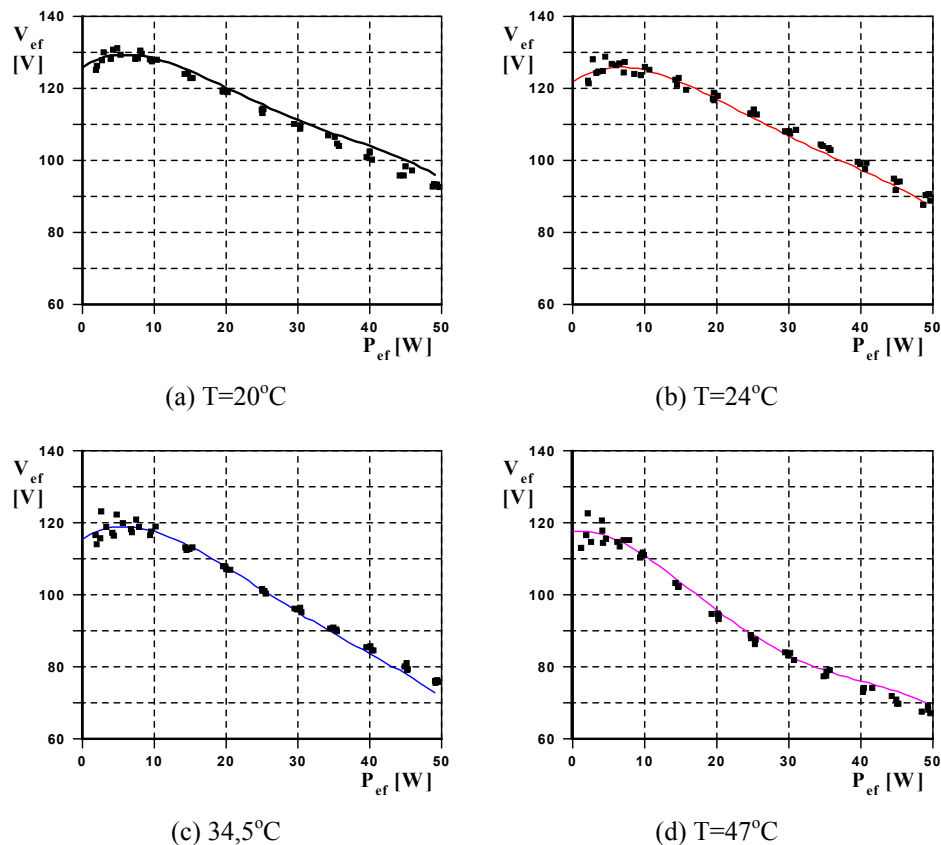
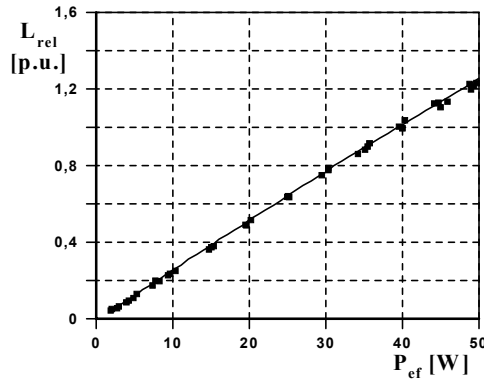
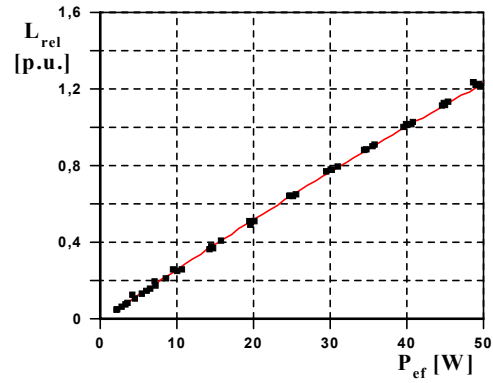


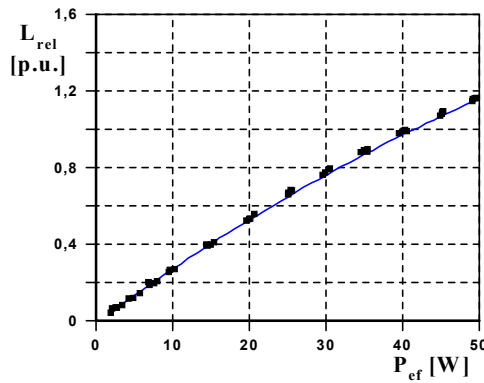
Figura 2.10 – Comparação entre valores experimentais (pontos) e o modelo proposto para as curvas V_{ef} - P_{ef} (linhas cheias), para diferentes valores de T .



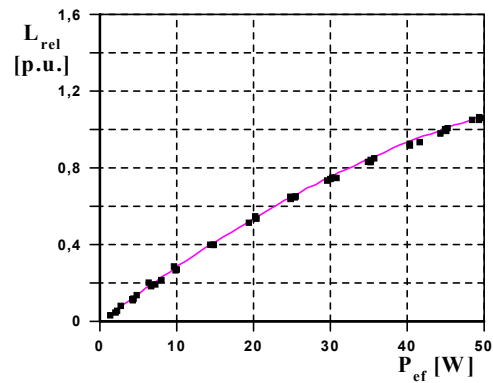
(a) T=20°C



(b) T=24°C



(c) 34,5°C



(d) T=47°C

Figura 2.11 – Comparação entre valores experimentais (pontos) e o modelo proposto para as curvas L_{rel} - P_{ef} (linhas cheias), para diferentes valores de T.

Para o projeto de reatores eletrônicos, torna-se útil obter o valor da resistência equivalente da lâmpada, tendo em vista que tal resistência pode ser utilizada em simulações para a análise das condições de operação dos reatores durante o processo de controle de luminosidade [38, 39, 61, 63, 65, 71, 78 e 79]. Tal resistência equivalente ($R_{eq}(T, P_{ef})$) pode ser facilmente obtida utilizando-se a seguinte expressão:

$$R_{eq}(T, P_{ef}) = \frac{V_{ef}^2(T, P_{ef})}{P_{ef}} \quad (2.5)$$

A figura 2.12 mostra uma comparação entre quatro diferentes conjuntos de dados experimentais (pontos) e o modelo proposto através de (2.5) (linhas cheias).

Com base na figura 2.12, pode-se verificar que a curva gerada através de (2.5) se encaixa nos dados experimentais, significando que o modelo proposto apresenta precisão suficientemente elevada para ser utilizado no processo de projeto de reatores eletrônicos com controle de luminosidade.

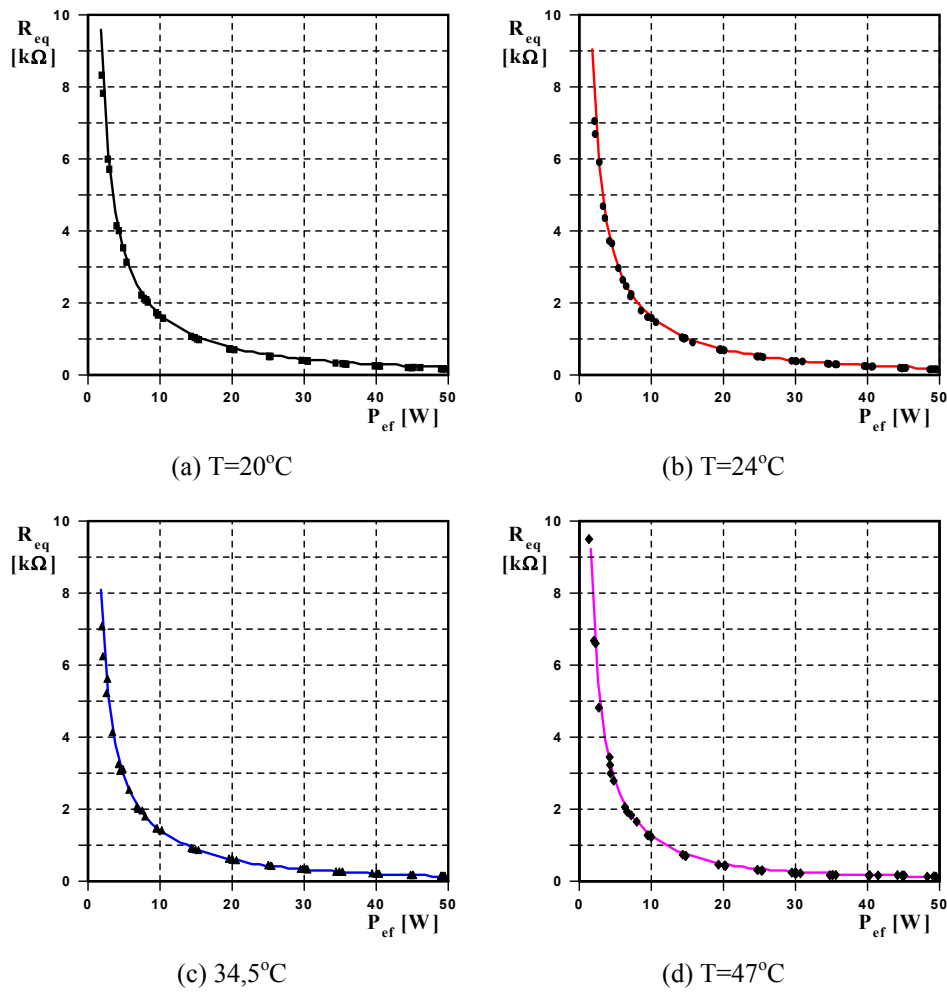


Figura 2.12 – Comparação entre valores experimentais (pontos) e o modelo proposto para $R_{eq}(T, P_{ef})$ (linhas cheias), para diferentes valores de T .

2.6 – CONCLUSÕES

Neste capítulo, apresentou-se um novo modelo estático para lâmpadas F40T12, apropriado para o projeto de reatores eletrônicos com capacidade de controle de luminosidade. Este novo modelo incorpora os efeitos da temperatura ambiente em seus parâmetros, aumentando sua precisão e confiabilidade em relação a modelos usualmente propostos na literatura. O modelo é baseado em dados experimentais coletados a partir de ensaios de lâmpada fluorescente tubular (GE – Super Luz do Dia), cuja característica V_{ef} - P_{ef} é levantada para diferentes condições de temperatura ambiente e frequência de chaveamento nominal.

O modelo proposto é concebido através de dois diferentes tipos de equações: o primeiro tipo é formado por equações capazes de descrever as características V_{ef} - P_{ef} e L_{rel} - P_{ef} da lâmpada, enquanto que o segundo tipo é composto por conjuntos de equações utilizadas

para determinar o comportamento dos coeficientes de primeiro nível em relação à variação da temperatura ambiente. Assim, os valores de V_{ef} e L_{rel} podem ser expressos como grandezas tridimensionais, ambas dependentes do valor da potência processada através da lâmpada fluorescente e do valor da temperatura ambiente.

Com o intuito de se obter um modelo que possa ser facilmente empregado em simulações para avaliação de pontos de operação de reatores eletrônicos a serem projetados, é possível definir uma resistência equivalente, cuja expressão matemática é diretamente derivada da função de $V_{ef}(T, P_{ef})$, a qual foi apresentada através de (2.5) e da figura 2.12.

De acordo com as comparações entre dados experimentais e o modelo proposto para a lâmpada fluorescente, é possível concluir que a metodologia proposta para a incorporação dos efeitos da temperatura ambiente nas expressões de V_{ef} e de L_{rel} é bastante eficiente, proporcionando boa precisão ao modelo.

CAPÍTULO 3

NOVA METODOLOGIA DE PROJETO PARA FILTROS RESSONANTES EMPREGADOS EM REATORES ELETRÔNICOS

3.1 - INTRODUÇÃO

O desenvolvimento adequado de um projeto de reator eletrônico que opera em elevadas frequências depende fundamentalmente da metodologia a ser empregada. Usualmente, os reatores eletrônicos convencionais são compostos por um clássico inversor ressonante Half-Bridge ZVS-FM conectado à lâmpada fluorescente [34, 35 e 36], conforme apresentado na figura 3.1.

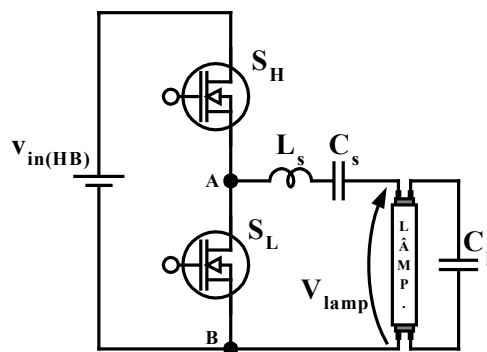


Figura 3.1 – Circuito inversor ressonante Half-Bridge empregado em reatores eletrônicos com elevada frequência de operação e controle de luminosidade.

Este circuito inversor é composto por dois interruptores bidirecionais em corrente e por um filtro ressonante tipo LCC (L_s , C_s e C_p) alimentado por uma tensão quadrada assimétrica e de elevada frequência, aplicada entre os pontos A e B. A escolha da configuração LCC (LC série / C paralelo) é fundamentada na capacidade que esta topologia possui de fornecer as características necessárias de condicionamento às grandezas de tensão e corrente fornecidas às lâmpadas fluorescentes. Tais características de condicionamento podem basicamente ser divididas em [1, 2, 34-36, 82-84]: característica de partida da lâmpada fluorescente (elevada tensão de ignição e processo de pré-aquecimento dos filamentos dos eletrodos), comutação suave nos interruptores do conversor Half-Bridge e eliminação de componente CC de corrente e tensão sobre a lâmpada fluorescente.

Diversas metodologias de projeto têm sido propostas para este tipo de circuito inversor, concentrando-se especialmente na obtenção de um procedimento capaz de propiciar

uma escolha otimizada dos elementos do filtro ressonante [30-32, 35-37, 74, 83-89]. Praticamente a totalidade destas metodologias é baseada na análise de impedâncias do circuito equivalente ao conversor, partindo do método da aproximação fundamental [85]. Apesar de se tratar de uma abordagem bastante difundida e dominada, dentre as metodologias conhecidas, nenhuma contempla plenamente a análise do filtro ressonante, omitindo importantes análises durante o processo de controle de luminosidade, tais como a obtenção da fase da corrente drenada pelo conjunto filtro e lâmpada fluorescente, ou o equacionamento do valor eficaz da corrente através do indutor ressonante, o qual é capaz de fornecer indícios de esforços de corrente em L_s e também nos dispositivos semicondutores.

Em função disto, uma nova metodologia de projeto é proposta neste capítulo, com o intuito de aprimorar a avaliação das condições de operação de reatores eletrônicos com capacidade de controle de luminosidade, antes de sua implementação.

Como afirmado anteriormente, é importante notar que a análise do funcionamento do circuito inversor deve ser realizada levando-se em consideração o comportamento do circuito para assegurar a correta ignição da lâmpada fluorescente, além de uma adequada estabilização da corrente através da mesma, durante a operação em regime permanente.

É fato que a ignição da lâmpada fluorescente ocorre em função da imposição de um elevado nível de tensão através da mesma, propiciando então a ocorrência do primeiro arco através da coluna de gás [1 e 2]. Além disso, no caso de lâmpadas do tipo partida rápida ou tipo partida com pré-aquecimento, é importante que os eletrodos da lâmpada sejam devidamente pré-aquecidos antes do início das descargas elétricas, com o intuito de evitar danos significativos que possam implicar na redução da vida útil da lâmpada [1 e 2].

Já na operação em regime permanente, o circuito inversor é projetado para fornecer condições de comutação ZVS aos interruptores ativos [34-36], além de promover a imposição de uma corrente estabilizada, cuja característica é muito similar a uma onda senoidal de elevada frequência, através da lâmpada.

Antes de iniciar a análise do circuito inversor proposto, é possível assumir algumas considerações capazes de simplificar significativamente o desenvolvimento da análise da estrutura. Tais simplificações são citadas a seguir:

- De acordo com [62 e 63], ao serem alimentadas em frequências superiores a 5kHz, as lâmpadas fluorescentes apresentam características semelhantes a uma resistência. Assim sendo, é possível proceder a análise do circuito, mantendo-se um grau de precisão adequado, admitindo-se a substituição da lâmpada fluorescente por uma resistência equivalente na qual sejam incluídos os valores de resistência dos eletrodos e da coluna de

gás, quando submetida a correntes de elevada frequência. É fato que, devido à variação da característica V_{ef} - P_{ef} da lâmpada quando esta é submetida a um processo de controle de luminosidade, um modelo adequado deve ser devidamente empregado para a obtenção de um projeto preciso e confiável. Para a análise a ser processada neste trabalho, será utilizado o modelo desenvolvido no capítulo 2.

- O conjunto formado pela fonte de tensão contínua de alimentação $V_{in(HB)}$ e pelos interruptores S_H e S_L pode ser substituído por uma fonte de tensão quadrada e assimétrica [35]. O valor do patamar superior desta forma de onda é igual a $V_{in(HB)}$, sendo que o valor do patamar inferior é igual a zero.
- Em função da característica passa-baixa do filtro ressonante LCC, é possível ainda admitir que a fonte de tensão quadrada e assimétrica assumida na aproximação anterior possa ser substituída por uma fonte de tensão senoidal e simétrica, sem que haja comprometimento da precisão necessária [35, 36 e 85]. Portanto, o valor da amplitude da fonte equivalente de tensão senoidal é igual ao valor da amplitude da componente fundamental da fonte de tensão quadrada e assimétrica.
- Como simplificação adicional, a análise é desenvolvida considerando-se apenas um conjunto de filtro ressonante e lâmpada fluorescente conectada ao circuito inversor. Tal fato é admitido uma vez que os conjuntos adicionais de filtros + lâmpadas são conectados em paralelo, modificando assim os valores de corrente processados através dos interruptores, sem, no entanto, interferir na seqüência das etapas de funcionamento e nos valores de corrente e tensão processados individualmente através de cada um dos conjuntos filtros + lâmpadas.

3.2 – ANÁLISE DO PROCESSO DE IGNIÇÃO IMPOSTO PELO CIRCUITO INVERSOR

Antes que a primeira descarga elétrica ocorra através da coluna de gás, o circuito inversor ressonante pode ser representado de acordo com a figura 3.2.

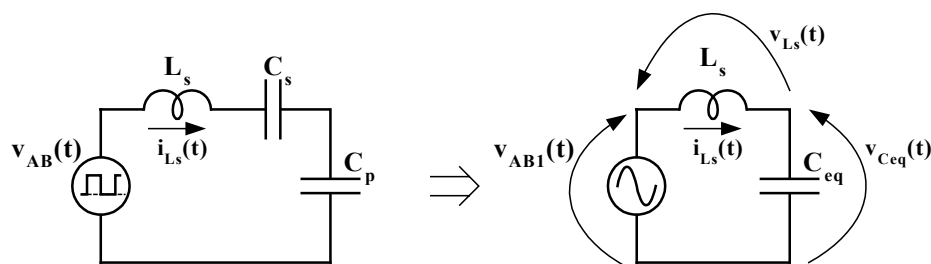


Figura 3.2 – Circuito equivalente ao inversor ressonante Half-Bridge, antes da ignição da lâmpada fluorescente.

Da figura 3.2, podem ser definidas as seguintes equações:

$$C_{eq} = \frac{C_s \cdot C_p}{C_s + C_p} ; \quad (3.1)$$

$$v_{ABl}(t) = v_{Ls}(t) + v_{Ceq}(t) . \quad (3.2)$$

Define-se ainda:

$$C_{sp} = \frac{C_s}{C_p} . \quad (3.3)$$

Das equações (3.1) e (3.3) obtém-se:

$$C_{eq} = \frac{C_s}{1 + C_{sp}} . \quad (3.4)$$

A tensão sobre o indutor L_s pode ser obtida conforme a equação (3.5).

$$v_{Ls}(t) = L_s \cdot \frac{d}{dt}(i_{Ls}(t)) \quad (3.5)$$

Do circuito apresentado na figura 3.2, é possível escrever:

$$i_{Ls}(t) = i_{Ceq}(t) . \quad (3.6)$$

A corrente através do capacitor equivalente é determinada pela seguinte equação:

$$i_{Ceq}(t) = C_{eq} \cdot \frac{d}{dt}(v_{Ceq}(t)) \quad (3.7)$$

Portanto, das equações (3.4), (3.5), (3.6) e (3.7), tem-se que:

$$v_{Ls}(t) = L_s \cdot \left(\frac{C_s}{1 + C_{sp}} \right) \cdot \frac{d^2}{dt^2}(v_{Ceq}(t)) \quad (3.8)$$

Desta forma, em função das equações (3.2) e (3.8), o circuito em análise pode ser representado pela equação diferencial (3.9).

$$v_{ABl}(t) = L_s \cdot \left(\frac{C_s}{1 + C_{sp}} \right) \cdot \frac{d^2}{dt^2}(v_{Ceq}(t)) + v_{Ceq}(t) \quad (3.9)$$

sendo $v_{ABl}(t) = V_p \cdot \text{sen}(\omega_{HB} \cdot t)$

$$\omega_{HB} = 2 \cdot \pi \cdot f_{HB}$$

f_{HB} = frequência de chaveamento do circuito inversor;

e: V_p = valor de pico da componente fundamental da tensão aplicada entre os pontos A e B da figura 3.1.

Aplicando-se a transformada de Laplace à equação (3.9), obtém-se:

$$V_p \cdot \frac{\omega_{HB}}{s^2 + \omega_{HB}^2} = s^2 \cdot L_s \cdot \left(\frac{C_s}{1 + C_{sp}} \right) \cdot V_{Ceq}(s) + V_{Ceq}(s). \quad (3.10)$$

São definidas também as seguintes equações:

$$\omega_{Ceq} = \frac{1}{\sqrt{L_s \cdot \left(\frac{C_s}{1 + C_{sp}} \right)}}; \quad (3.11)$$

$$f_{Ceq} = \frac{\omega_{Ceq}}{2 \cdot \pi}. \quad (3.12)$$

Substituindo-se a equação (3.11) em (3.10), obtém-se:

$$V_p \cdot \frac{\omega_{HB}}{s^2 + \omega_{HB}^2} = V_{Ceq}(s) \cdot \left(1 + \frac{s^2}{\omega_{Ceq}^2} \right) \quad (3.13)$$

$$V_{Ceq}(s) = V_p \cdot \left(\frac{\omega_{HB}}{s^2 + \omega_{HB}^2} \right) \cdot \left(\frac{\omega_{Ceq}^2}{s^2 + \omega_{Ceq}^2} \right) \quad (3.14)$$

A solução da equação (3.14) no domínio do tempo depende do valor das frequências angulares ω_{HB} e ω_{Ceq} . Caso as frequências sejam iguais, tal solução é representada pela equação (3.15).

$$v_{Ceq}(t) = \frac{V_p}{2} \cdot [\sin(\omega_{HB} \cdot t) - \omega_{HB} \cdot t \cdot \cos(\omega_{HB} \cdot t)] \quad (3.15)$$

Das equações (3.6), (3.7) e (3.15), é possível determinar a corrente através do indutor L_s , durante o procedimento de ignição, conforme a equação (3.16).

$$i_{Ls}(t) = \frac{V_p}{2} \cdot \left(\frac{C_s}{1 + C_{sp}} \right) \cdot [\omega_{HB}^2 \cdot t \cdot \sin(\omega_{HB} \cdot t)] \quad (3.16)$$

Da figura 3.2, tem-se que a corrente através de L_s é igual à corrente através de C_p , resultando em:

$$i_{Ls}(t) = i_{Cp}(t). \quad (3.17)$$

Além disso, a corrente através de C_p pode ser determinada através da equação (3.18).

$$i_{Cp}(t) = C_p \cdot \frac{d(v_{Cp}(t))}{dt} \quad (3.18)$$

Portanto, das equações (3.17) e (3.18), obtém-se:

$$v_{Cp}(t) = \int \frac{i_{Ls}(t)}{C_p} dt \quad (3.19)$$

$$v_{Cp}(t) = \frac{V_p}{2} \cdot \left(\frac{C_{sp}}{1 + C_{sp}} \right) \cdot [\sin(\omega_{HB} \cdot t) - \omega_{HB} \cdot t \cdot \cos(\omega_{HB} \cdot t)] \quad (3.20)$$

De forma análoga aos cálculos desenvolvidos admitindo-se $\omega_{HB} = \omega_{Ceq}$, para o caso em que estas apresentam valores diferentes, são obtidas as seguintes equações:

$$v_{Ceq}(t) = V_p \cdot \left(\frac{1}{\omega_{Ceq}^2 - \omega_{HB}^2} \right) \cdot [\omega_{Ceq}^2 \cdot \sin(\omega_{HB} \cdot t) - \omega_{HB} \cdot \omega_{Ceq} \cdot \sin(\omega_{Ceq} \cdot t)] \quad (3.21)$$

$$i_{Ls}(t) = V_p \cdot \left(\frac{C_{sp}}{1 + C_{sp}} \right) \cdot \left(\frac{\omega_{HB} \cdot \omega_{Ceq}^2}{\omega_{Ceq}^2 - \omega_{HB}^2} \right) \cdot [\cos(\omega_{HB} \cdot t) - \cos(\omega_{Ceq} \cdot t)] \quad (3.22)$$

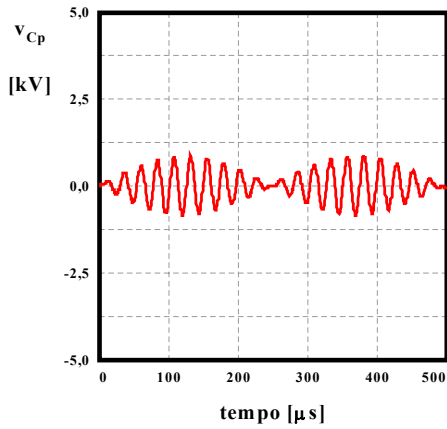
$$v_{Cp}(t) = V_p \cdot \left(\frac{C_{sp}}{1 + C_{sp}} \right) \cdot \left(\frac{\omega_{Ceq}^2}{\omega_{Ceq}^2 - \omega_{HB}^2} \right) \cdot \left[\sin(\omega_{HB} \cdot t) - \left(\frac{\omega_{HB}}{\omega_{Ceq}} \right) \cdot \sin(\omega_{Ceq} \cdot t) \right] \quad (3.23)$$

Para visualizar o comportamento do circuito inversor durante o transitório de partida, gráficos das funções definidas pelas equações (3.20) e (3.23) são apresentados na figura 3.3.

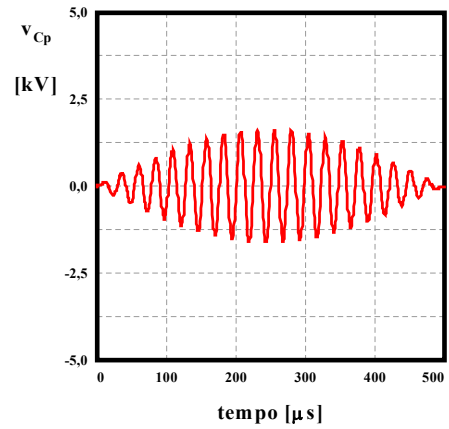
De acordo com a figura 3.3, caso a frequência de chaveamento seja igual à frequência de ressonância do circuito durante a ignição da lâmpada fluorescente, a tensão sobre o capacitor ressonante C_p , que pode ser considerada praticamente igual à tensão aplicada sobre a lâmpada, apresentará uma evolução na qual seus valores de pico tenderão a valores infinitos. Na prática, este fato significa que, caso haja uma falha na ignição da lâmpada fluorescente sem que haja interrupção do fluxo de corrente através do filtro, as tensões e correntes processadas através do circuito inversor podem assumir valores extremamente elevados, implicando em prováveis danos aos componentes envolvidos.

Ainda com base na figura 3.3, analisando-se o caso no qual as frequências ω_{HB} e ω_{Ceq} são consideradas diferentes, é possível notar a ocorrência de um fenômeno denominado “batimento”. Este fenômeno possibilita a limitação dos valores de pico da tensão processada sobre a lâmpada fluorescente. Assim sendo, supondo uma falha no processo de ignição da lâmpada, é possível assegurar que os valores de pico das tensões e correntes processadas através do circuito inversor não ultrapassem um determinado limite estabelecido no projeto, evitando assim possíveis danos aos componentes do circuito.

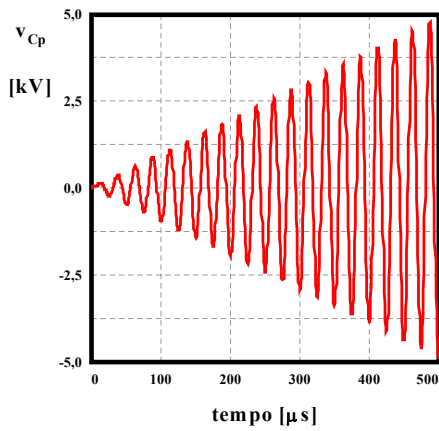
Como dito anteriormente, além de garantir a obtenção de uma tensão suficiente à ignição da lâmpada fluorescente, é importante que, antes da ocorrência da primeira descarga elétrica através da coluna de gás, o circuito inversor possibilite um adequado processo de aquecimento dos eletrodos da lâmpada, com o intuito de evitar possíveis desgastes adicionais responsáveis pela redução da vida útil.



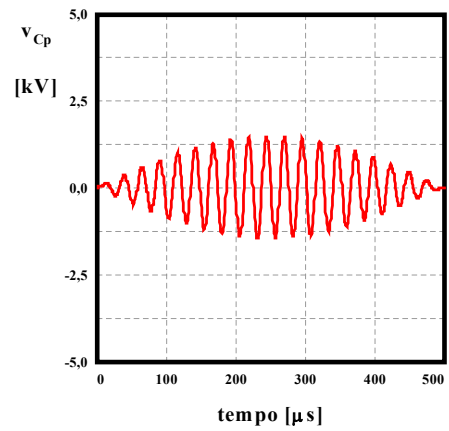
(a) $\omega_{HB} = 0,908.\omega_{Ceq}$



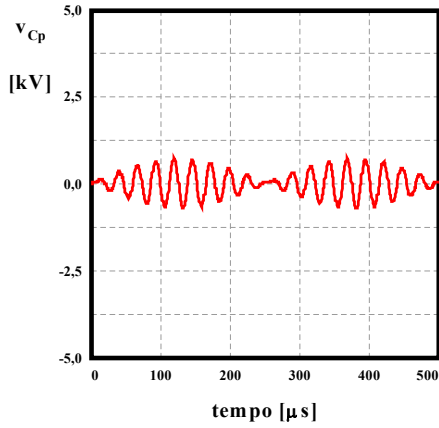
(b) $\omega_{HB} = 0,952.\omega_{Ceq}$



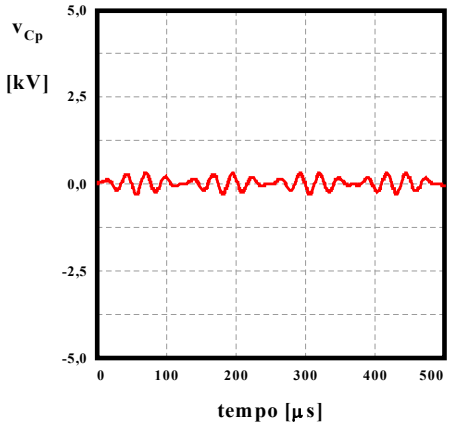
(c) $\omega_{HB} = \omega_{Ceq}$



(d) $\omega_{HB} = 1,053.\omega_{Ceq}$



(e) $\omega_{HB} = 1,110.\omega_{Ceq}$



(f) $\omega_{HB} = 1,255.\omega_{Ceq}$

Figura 3.3 – Formas de ondas teóricas da tensão sobre as lâmpadas fluorescentes, antes da ignição, para diferentes valores de ω_{HB} em relação a ω_{Ceq} .

Da análise desenvolvida para a operação do circuito inversor em uma frequência diferente da frequência de ressonância do filtro é possível concluir que, conforme a diferença entre ω_{HB} e ω_{Ceq} aumenta, os valores de pico da tensão sobre a lâmpada fluorescente diminuem. Em função disto, é possível afirmar que, controlando-se adequadamente a frequência de chaveamento dos interruptores ativos S_H e S_L , é possível estabelecer um

procedimento de aumento do tempo necessário à evolução da tensão a níveis suficientes para permitir a ignição da lâmpada. Desta forma, de acordo com uma metodologia adequada de projeto, pode-se então obter o aquecimento adequado dos eletrodos devido à circulação de corrente através dos mesmos, durante o decorrer de um período de tempo considerado apropriado.

3.3 – ANÁLISE DA OPERAÇÃO EM REGIME PERMANENTE DO CIRCUITO INVERSOR

Para a descrição do funcionamento do circuito inversor admite-se que a operação dos interruptores ativos S_H e S_L é realizada de forma complementar, sendo que cada um deles é acionado por um pulso cuja largura equivale a meio período de chaveamento.

A figura 3.4 apresenta as quatro etapas de funcionamento do inversor proposto, em conjunto com as principais formas de onda idealizadas obtidas para um período de chaveamento (T_{HB}).

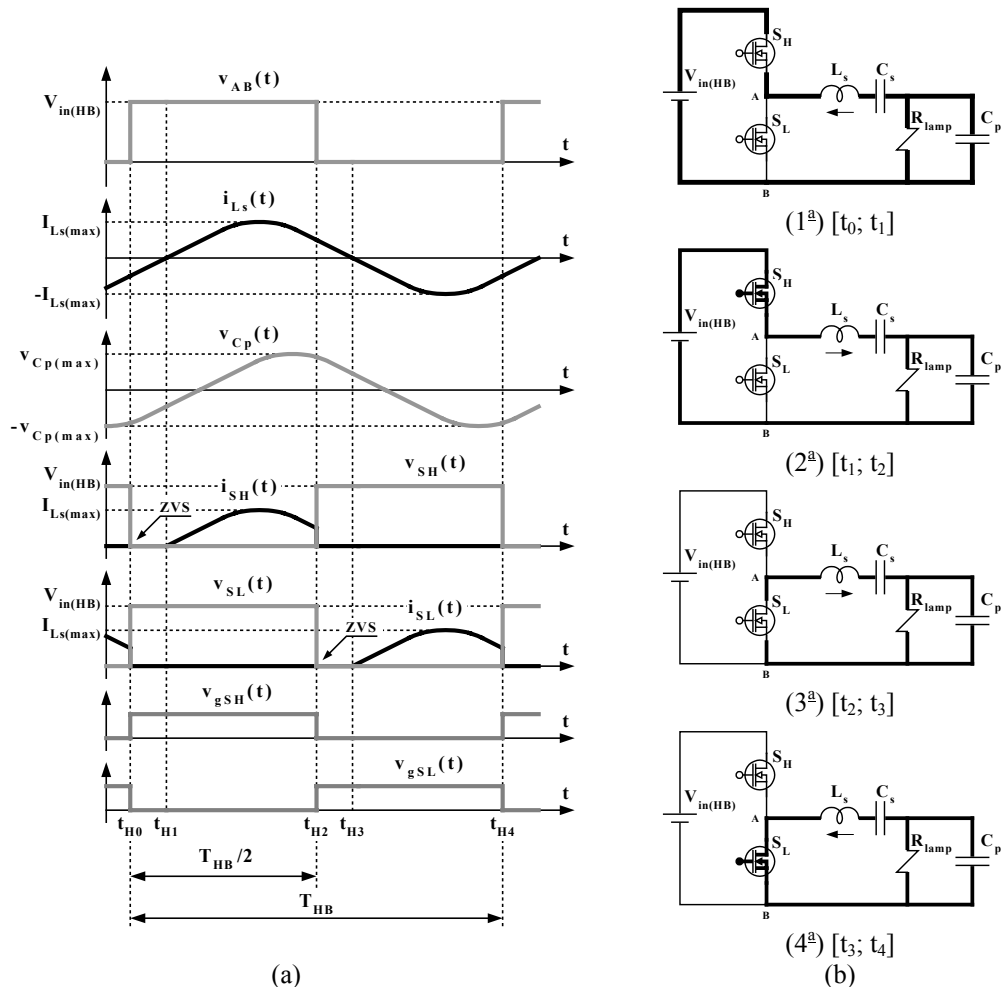


Figura 3.4 – (a) Principais formas de onda idealizadas do inversor ressonante Half-Bridge e (b) Etapas de funcionamento, durante um período de chaveamento (T_{HB}).

A seguir, as etapas de funcionamento para a operação em regime permanente são apresentadas e analisadas individualmente.

Primeira Etapa de Funcionamento [t_{H0} , t_{H1}]

Admite-se que esta etapa tem início quando o interruptor S_L é bloqueado e o interruptor S_H é comandado à condução. Entretanto, em função do sentido de fluxo da corrente $i_{Ls}(t)$, o diodo em antiparalelo de S_H é levado à condução, fazendo com que a tensão sobre os terminais de S_H seja nula. A corrente $i_{Ls}(t)$ continua a evoluir, de forma ressonante, até que se torne nula, em $t=t_{H1}$, tendendo a inverter seu sentido de fluxo e dando início à segunda etapa de funcionamento do circuito inversor.

Segunda Etapa de Funcionamento [t_{H1} , t_{H2}]

Com a inversão no sentido de fluxo da corrente $i_{Ls}(t)$, o diodo em antiparalelo de S_H é bloqueado e o interruptor S_H é efetivamente levado à condução, caracterizando uma entrada em condução ZVS. O interruptor S_H permanece conduzindo a corrente $i_{Ls}(t)$ até que, em $t=t_{H2}$, sua tensão de comando seja retirada e o interruptor S_L seja comandado à condução.

Terceira Etapa de Funcionamento [t_{H2} , t_{H3}]

Apesar do interruptor S_L ter sido comandado à condução em $t=t_{H2}$, o sentido da corrente $i_{Ls}(t)$ faz com que o diodo em antiparalelo de S_L assuma a corrente a ser processada durante este período. Isto faz com que a tensão sobre S_L seja nula durante o decorrer de toda esta etapa de funcionamento. Em $t=t_{H3}$, a corrente através de L_s inverte seu sentido de circulação, levando o diodo em antiparalelo de S_L ao bloqueio e dando início à quarta etapa de funcionamento.

Quarta Etapa de Funcionamento [t_{H3} , t_{H4}]

Em $t=t_{H3}$, o interruptor S_L passa a conduzir, caracterizando assim um processo ZVS de entrada em condução. Esta etapa dura até $t=t_{H4}$, quando a tensão de acionamento de S_L é retirada e o interruptor S_H é novamente comandado à condução, dando início a um novo ciclo de funcionamento.

3.4 – ANÁLISE DO PROCESSAMENTO DE ENERGIA ATRAVÉS DO FILTRO RESSONANTE

Em conformidade com as considerações simplificadoras assumidas, a figura 3.5 apresenta o circuito equivalente a ser analisado durante a operação em regime permanente do circuito inversor em análise.

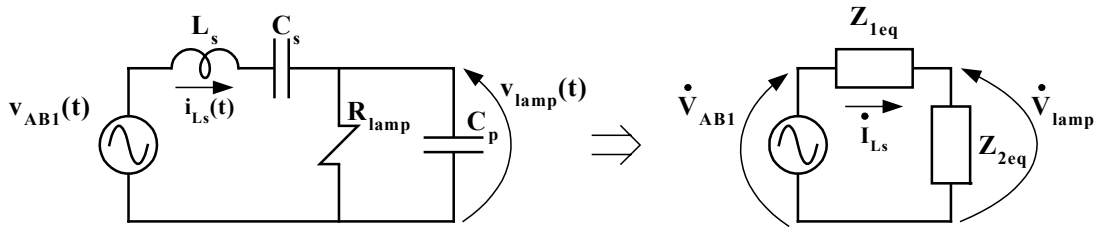


Figura 3.5 – Circuito equivalente ao inversor ressonante Half-Bridge durante a operação em regime permanente.

A partir do circuito apresentado na figura 3.5, admitindo-se que as formas de onda envolvidas no processamento de energia são puramente senoidais, é possível definir que a tensão de saída ($v_{lamp}(t)$) pode ser calculada a partir de um divisor de tensão. Podem ser definidas então as seguintes equações:

$$Z_{1eq} = j\omega_{HB} \cdot L_s + \frac{1}{j\omega_{HB} \cdot C_s} = \frac{1 + (j\omega_{HB} \cdot L_s) \cdot (j\omega_{HB} \cdot C_s)}{j\omega_{HB} \cdot C_s} \quad (3.24)$$

$$Z_{2eq} = \frac{R_{lamp} \cdot \frac{1}{j\omega_{HB} \cdot C_p}}{R_{lamp} + \frac{1}{j\omega_{HB} \cdot C_p}} = \frac{R_{lamp}}{(1 + j\omega_{HB} \cdot R_{lamp} \cdot C_p)} \quad (3.25)$$

sendo: $R_{lamp} = R_{eq}(T, P_{ef})$

e: $R_{eq}(T, P_{ef})$ definido na equação (2.5)

$$Z_T = Z_{1eq} + Z_{2eq} \quad (3.26)$$

$$Z_T = \frac{(1 - \omega_{HB}^2 \cdot L_s \cdot C_s) \cdot (1 + j\omega_{HB} \cdot R_{lamp} \cdot C_p) + j\omega_{HB} \cdot R_{lamp} \cdot C_s}{(j\omega_{HB} \cdot C_s) \cdot (1 + j\omega_{HB} \cdot R_{lamp} \cdot C_p)} \quad (3.27)$$

Do divisor de tensão apresentado na figura 3.5, obtém-se:

$$\frac{\dot{V}_{lamp}}{\dot{V}_{AB1}} = \frac{Z_{2eq}}{Z_T} = \frac{j\omega_{HB} \cdot R_{lamp} \cdot C_s}{(1 - \omega_{HB}^2 \cdot L_s \cdot C_s) + j \left[\omega_{HB} \cdot R_{lamp} \cdot (C_s + C_p - \omega_{HB}^2 \cdot L_s \cdot C_s \cdot C_p) \right]} \quad (3.28)$$

A equação (3.28) descreve então o ganho de tensão imposto pelo filtro durante a operação em regime do circuito inversor. Em função do modelo com tensão de alimentação senoidal, o módulo do ganho definido na equação (3.28) pode ser interpretado como sendo a relação entre os valores eficazes das tensões $v_{ABl}(t)$ e $v_{lamp}(t)$, resultando na equação (3.29).

$$\frac{V_{lamp}(ef)}{V_{ABl}(ef)} = \frac{\omega_{HB} \cdot R_{lamp} \cdot C_s}{\sqrt{\left(1 - \omega_{HB}^2 \cdot L_s \cdot C_s\right)^2 + \left[\omega_{HB} \cdot R_{lamp} \cdot \left(C_s + C_p - \omega_{HB}^2 \cdot L_s \cdot C_s \cdot C_p\right)\right]^2}} \quad (3.29)$$

sendo: $v_{lamp}(ef) = V_{ef}(T, P_{ef})$

e: $V_{ef}(T, P_{ef})$ definido conforme a equação (2.1)

Define-se uma relação entre a frequência de chaveamento do estágio inversor e a frequência de ressonância entre L_s e C_{eq} , conforme a equação (3.30).

$$f_{ign} = \frac{\omega_{HB}}{\omega_{Ceq}} = \frac{f_{HB}}{f_{Ceq}} \quad (3.30)$$

Das equações (3.11) e (3.30), pode-se obter o valor de L_s , como segue:

$$f_{ign} = \omega_{HB} \cdot \sqrt{L_s \cdot \left(\frac{C_s}{1 + C_{sp}}\right)} \quad (3.31)$$

$$L_s = \frac{f_{ign}^2 \cdot (1 + C_{sp})}{\omega_{HB}^2 \cdot C_{sp} \cdot C_p} \quad (3.32)$$

Substituindo-se a equação (3.32) em (3.29), tem-se:

$$\frac{V_{lamp}(ef)}{V_{ABl}(ef)} = \frac{\omega_{HB} \cdot R_{lamp} \cdot C_s}{\sqrt{\left[1 - f_{ign}^2 \cdot (1 + C_{sp})\right]^2 + \left[\omega_{HB} \cdot R_{lamp} \cdot \left(C_s + C_p - f_{ign}^2 \cdot (1 + C_{sp}) \cdot C_p\right)\right]^2}} \quad (3.33)$$

Das equações (3.3) e (3.33), pode-se escrever:

$$\frac{V_{lamp}(ef)}{V_{ABl}(ef)} = \frac{\omega_{HB} \cdot R_{lamp} \cdot C_{sp} \cdot C_p}{\sqrt{\left[1 - f_{ign}^2 \cdot (1 + C_{sp})\right]^2 + \left[\omega_{HB} \cdot R_{lamp} \cdot C_p \left(1 - f_{ign}^2 \cdot (1 + C_{sp}) + C_{sp}\right)\right]^2}} \quad (3.34)$$

De posse da equação (3.34), é possível obter o valor do parâmetro f_{ign} , utilizando-se a expressão a seguir:

$$f_{ign} = \sqrt{\frac{-F_1 + \sqrt{F_1^2 - 4 \cdot F_2 \cdot F_0}}{2 \cdot F_2}} \quad (3.35)$$

sendo: $F_0 = 1 + \left[\omega_{HB} \cdot R_{lamp} \cdot (1 + C_{sp}) \cdot C_p \right]^2 - \left(\omega_{HB} \cdot R_{lamp} \cdot C_{sp} \cdot C_p \cdot \frac{V_{ABl(ef)}}{V_{lamp(ef)}} \right)$

$$F_1 = -2 \cdot \left[1 + C_{sp} + \omega_{HB} \cdot R_{lamp} \cdot (1 + C_{sp}) \cdot C_p \right]^2$$

$$F_2 = (1 + C_{sp})^2 + \left[\omega_{HB} \cdot R_{lamp} \cdot (1 + C_{sp}) \cdot C_p \right]^2$$

De forma análoga à determinação do ganho de tensão imposto pelo filtro ressonante, é possível desenvolver uma análise da corrente $i_{Ls}(t)$ tomando-se como referência a tensão de alimentação $v_{ABl}(t)$, conforme a equação (3.36).

$$\frac{\dot{I}_{Ls}}{\dot{V}_{ABl}} = \frac{1}{Z_T} \quad (3.36)$$

Portanto, a partir das equações (3.27) e (3.36), tem-se:

$$\frac{\dot{I}_{Ls}}{\dot{V}_{ABl}} = \frac{-\omega_{HB}^2 \cdot R_{lamp} \cdot C_s \cdot C_p + j \cdot \omega_{HB} \cdot C_s}{\left(1 - \omega_{HB}^2 \cdot L_s \cdot C_s \right) + j \cdot \left[\omega_{HB} \cdot R_{lamp} \cdot (C_s + C_p - \omega_{HB}^2 \cdot L_s \cdot C_s \cdot C_p) \right]} \quad (3.37)$$

Multiplicando e dividindo a equação (3.37) pelo conjugado de seu denominador é possível obter:

$$\frac{\dot{I}_{Ls}}{\dot{V}_{ABl}} = \left(\frac{I_{LsA} \cdot I_{LsB} - I_{LsC} \cdot I_{LsD}}{I_{LsB}^2 + I_{LsD}^2} \right) + j \cdot \left(\frac{I_{LsA} \cdot I_{LsD} + I_{LsB} \cdot I_{LsC}}{I_{LsB}^2 + I_{LsD}^2} \right) \quad (3.38)$$

sendo: $I_{LsA} = \omega_{HB} \cdot C_s$

$$I_{LsB} = \omega_{HB} \cdot R_{lamp} \cdot (C_s + C_p - \omega_{HB}^2 \cdot L_s \cdot C_s \cdot C_p)$$

$$I_{LsC} = \omega_{HB}^2 \cdot R_{lamp} \cdot C_s \cdot C_p$$

$$I_{LsD} = (1 - \omega_{HB}^2 \cdot L_s \cdot C_s)$$

Partindo-se da equação (3.38) é possível determinar então o valor eficaz da corrente através do indutor L_s , como segue:

$$i_{Ls(ef)} = \sqrt{\left(\frac{I_{LsA} \cdot I_{LsB} - I_{LsC} \cdot I_{LsD}}{I_{LsB}^2 + I_{LsD}^2} \right)^2 + \left(\frac{I_{LsA} \cdot I_{LsD} + I_{LsB} \cdot I_{LsC}}{I_{LsB}^2 + I_{LsD}^2} \right)^2} \cdot V_{ABl(ef)} \quad (3.39)$$

A fase assumida pela corrente $i_{Ls}(t)$ em relação à tensão de alimentação $v_{ABl}(t)$, pode ser determinada a partir da equação (3.40).

$$\left| \frac{\dot{I}_{Ls}}{\dot{V}_{ABl}} \right| = \frac{180^\circ}{\pi} \cdot \arctan \left(\frac{I_{LsA} \cdot I_{LsD} + I_{LsB} \cdot I_{LsC}}{I_{LsA} \cdot I_{LsB} - I_{LsC} \cdot I_{LsD}} \right) \quad (3.40)$$

Com o auxílio da equação (3.40), é possível verificar qual a defasagem imposta pelo filtro ressonante à corrente $i_{Ls}(t)$, permitindo então a averiguação do tempo de condução dos diodos em anti-paralelo com os interruptores S_H e S_L e viabilizando uma melhor análise das condições de comutação ZVS do conversor.

A nova metodologia proposta deve também fornecer condições de avaliação adequada da variação de frequência necessária para promover o controle de luminosidade desejado. Desta forma, partindo-se da equação (3.29), na qual é definido o ganho de tensão a ser imposto pelo filtro ressonante, é possível obter o valor necessário da frequência de chaveamento, em função da potência a ser processada. O desenvolvimento da equação (3.29), tomando-se ω_{HB} como variável de análise, resulta em uma equação de sexto grau, expressa em (3.41).

$$1 + a_1 \cdot \omega_{HB(dim)}^2 + a_2 \cdot \omega_{HB(dim)}^4 + a_3 \cdot \omega_{HB(dim)}^6 = 0 \quad (3.41)$$

$$\text{sendo: } a_1 = R_{lamp}^2 \cdot (C_p + C_s)^2 - R_{lamp}^2 \cdot C_s^2 \cdot \left(\frac{V_{ABl(ef)}}{V_{lamp(ef)}} \right)^2 - 2 \cdot L_s \cdot C_s$$

$$a_2 = (L_s \cdot C_s)^2 - 2 \cdot R_{lamp}^2 \cdot (C_p + C_s) \cdot L_s \cdot C_s \cdot C_p$$

$$a_3 = (R_{lamp} \cdot L_s \cdot C_s \cdot C_p)^2$$

A solução da equação (3.41) resulta em seis diferentes raízes, das quais apenas duas possuem significado físico. Destas duas raízes, apenas uma pode ser considerada como resposta correta, em função do modo de operação de controle de luminosidade escolhido (menor luminosidade com maior frequência de chaveamento). Desta forma, a equação (3.42) representa o valor da frequência de chaveamento durante o processo de controle de luminosidade, para a obtenção da potência desejada.

$$f_{HB(dim)} = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt[3]{\frac{\sqrt[3]{b_1 + b_2}}{6 \cdot a_3} - \frac{2 \cdot (3 \cdot a_1 \cdot a_3 - a_2^2)}{3 \cdot a_3 \cdot \sqrt[3]{b_1 + b_2}} - \frac{a_2}{3 \cdot a_3}} \quad (3.42)$$

$$\text{sendo: } b_1 = 36 \cdot a_1 \cdot a_2 \cdot a_3 - 108 \cdot a_3^2 - 8 \cdot a_2^3$$

$$b_2 = 12 \cdot a_3 \cdot \sqrt{3 \cdot (4 \cdot a_1^3 \cdot a_3 - a_1^2 \cdot a_2^2 - 18 \cdot a_1 \cdot a_2 \cdot a_3 + 27 \cdot a_3^2 - 4 \cdot a_2^3)}$$

É importante lembrar que, conforme o modelo da lâmpada proposto no capítulo 2, os parâmetros $V_{lamp(ef)}$ e R_{lamp} são expressos como funções da potência processada através da lâmpada (P_{ef}), e da temperatura ambiente (T). Portanto, o valor de $f_{HB(dim)}$ é determinado em função dos parâmetros do modelo adotado para a lâmpada.

Com a análise do filtro ressonante plenamente desenvolvida e com o modelo da lâmpada fluorescente devidamente determinado, pode-se então desenvolver um exemplo de projeto para demonstrar a metodologia completa proposta para o reator eletrônico com estágio inversor Half-Bridge e filtro ressonante LCC (LC série / C paralelo).

3.5 – EXEMPLO DE PROJETO E METODOLOGIA PROPOSTA

Para o exemplo de projeto a ser desenvolvido, são adotados os seguintes dados de entrada e saída:

$$P_{ef(nom)}=40W,$$

$$P_{ef(min)}=2,5W,$$

$$V_{in(HB)}=310V,$$

$$f_{HB(nom)}=40kHz.$$

$$T=24^{\circ}C.$$

O primeiro passo da metodologia de projeto consiste em determinar o ganho de tensão a ser imposto pelo filtro ressonante para o processamento de potência nominal na lâmpada, denotado pela relação entre o valor eficaz da tensão sobre a lâmpada fluorescente ($v_{lamp(ef)}=V_{ef}(T,P_{ef})$) e o valor eficaz da componente fundamental da tensão aplicada sobre os pontos A e B da figura 3.1.

É fato que a tensão quadrada aplicada a tais pontos pode ser representada pela equação (3.43).

$$v_{AB}(t) = \frac{2}{\pi} \cdot V_{in(HB)} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{\sin((2.n-1) \cdot \omega_{HB} \cdot t)}{(2.n-1)} \right] \quad (3.43)$$

Assim, a componente fundamental da tensão $v_{AB}(t)$ pode ser representada pela equação (3.44), fazendo-se $n=1$, resultando em:

$$v_{AB1}(t) = \frac{2}{\pi} \cdot V_{in(HB)} \cdot \sin(\omega_{HB} \cdot t) \quad (3.44)$$

Portanto, os valores de pico e eficaz da componente fundamental da tensão sobre os pontos A e B são obtidos das equações (3.45) e (3.46), respectivamente.

$$V_p = \frac{2}{\pi} \cdot V_{in(HB)} \quad (3.45)$$

$$V_{AB1(ef)} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot V_{in(HB)} \quad (3.46)$$

Assim, o ganho de tensão é calculado conforme a equação (3.47):

$$\frac{V_{\text{lamp(ef)}}}{V_{\text{ABl(ef)}}} = \frac{\sqrt{2} \cdot \pi}{2} \cdot \frac{V_{\text{lamp(ef)}}}{V_{\text{in(HB)}}} \quad (3.47)$$

O valor de $V_{\text{lamp(ef)}}$ para o processamento da potência nominal deve ser determinado através da equação (2.1) proposta para o modelo da lâmpada fluorescente. Desta forma, com os dados de entrada e saída adotados, tem-se:

$$V_{\text{lamp(ef)}} = 96,67V$$

$$\frac{V_{\text{lamp(ef)}}}{V_{\text{ABl(ef)}}} = \frac{\sqrt{2} \cdot \pi}{2} \cdot \frac{96,67V}{310V} = 0,693$$

Após o cálculo do ganho de tensão, devem ser adotados valores para os capacitores C_s e C_p . A adoção de tais valores é realizada de forma que a relação C_{sp} , apresentada na equação (3.3), resulte em valores superiores a 10. Tal imposição ocorre porque o capacitor C_s tem a simples função de retirar o nível CC da tensão assimétrica aplicada entre os pontos A e B, sem que a ressonância entre os elementos L_s e C_p fique descaracterizada. Portanto, são admitidos:

$$C_s = 100nF \text{ e } C_p = 6,8nF$$

Devem também ser determinados os valores de ω_{HB} e de R_{lamp} para o processamento de potência nominal. Tem-se então:

$$\omega_{HB(\text{nom})} = 252 \cdot 10^3 \text{ rad/s}$$

Do modelo de resistência equivalente da lâmpada fluorescente, apresentado no capítulo 2, obtém-se:

$$R_{\text{lamp(nom)}} = 235\Omega$$

Definidos os valores anteriores, determina-se então o valor do parâmetro f_{ign} , de acordo com a equação (3.35), resultando em:

$$f_{\text{ign}} = 0,751$$

De posse dos parâmetros até aqui determinados, é possível averiguar a tensão sobre os terminais da lâmpada fluorescente durante o processo de ignição. Para tanto, as equações (3.23) e (3.30) são utilizadas para descrever a tensão $v_{Cp}(t)$, que é praticamente igual à tensão sobre a lâmpada fluorescente. Tem-se então:

$$v_{Cp}(t) = V_p \cdot \left(\frac{C_{sp}}{1 + C_{sp}} \right) \cdot \left(\frac{1}{1 - f_{\text{ign}}^2} \right) \cdot \left[\sin(\omega_{HB} \cdot t) - f_{\text{ign}} \cdot \sin(\omega_{Ceq} \cdot t) \right] \quad (3.48)$$

Da equação (3.48) é possível notar que o valor máximo de $v_{Cp}(t)$ é atingido quando $\text{sen}(\omega_{HB} \cdot t) = 1$ e $\text{sen}(\omega_{Ceq} \cdot t) = -1$, possibilitando a definição da equação (3.49).

$$v_{Cp(\text{máx})} = \frac{2}{\pi} \cdot V_{in(HB)} \cdot \left(\frac{C_{sp}}{1 + C_{sp}} \right) \cdot \left| \frac{(1 + f_{ign})}{(1 - f_{ign}^2)} \right| \quad (3.49)$$

Dos dados de entrada e saída adotados, obtém-se:

$$v_{Cp(\text{máx})} = 765V.$$

Caso a evolução da tensão sobre a lâmpada fluorescente durante o processo de ignição seja considerada satisfatória (superior ao valor necessário à ignição), procede-se então com a determinação dos parâmetros restantes. Em caso contrário, sugere-se a adoção de um novo valor para C_p , ou até mesmo para f_{HB} , caso exista tal possibilidade, até que se atinja uma condição considerada adequada. Na seqüência, determina-se o valor de L_s a partir da equação (3.32), obtendo-se:

$$L_s = 1,36mH.$$

Finalmente, para completar o projeto do filtro ressonante do circuito inversor, realiza-se o cálculo da fase imposta à corrente através de L_s , utilizando-se a equação (3.40). Com base nos dados adotados e calculados, tem-se:

$$\left| \frac{\dot{I}_{Ls}}{\dot{V}_{ABI}} \right| = -49,96^\circ$$

Vale lembrar que é justamente esta defasagem que garante a condição de comutação ZVS aos interruptores S_H e S_L . Se o valor determinado não for considerado adequado, deve-se reiniciar o projeto do filtro, alterando-se o valor de C_p ou de f_{HB} , caso seja possível, até que valores satisfatórios sejam devidamente obtidos.

Após a determinação dos elementos ressonantes e dos parâmetros para operação nominal, é possível ainda realizar uma análise do comportamento de determinadas variáveis em função da imposição de controle de luminosidade, tais como: frequência de chaveamento, fase e valor eficaz da corrente drenada pelo conjunto filtro e lâmpada. Tal análise é facilmente obtida com a incorporação do modelo da lâmpada fluorescente, proposto no Capítulo 2, às equações das variáveis em questão.

Portanto, com os dados de entrada e saída definidos anteriormente e com as equações (3.42) e (2.1), pode-se determinar a faixa de variação necessária da frequência de chaveamento para a obtenção do controle de luminosidade desejado. A figura 3.6 ilustra a

variação da frequência de chaveamento necessária para a variação da potência processada através da lâmpada.

Da figura 3.6, observa-se que, para a faixa de operação acima de 20W, o processamento de potência através da lâmpada fluorescente possui uma relação quase linear com a frequência de chaveamento. Conforme a potência vai decrescendo, para a região abaixo de 20W, a curva demonstra uma tendência de redução de sua inclinação, o que significa que uma maior variação de potência é conseguida através de uma menor variação de frequência de chaveamento, em comparação com a faixa de operação acima de 20W.

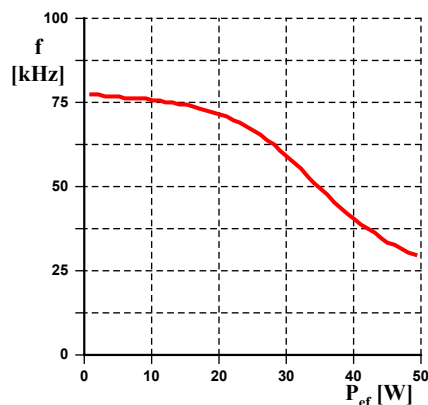


Figura 3.6 – Variação da frequência de chaveamento em função da potência processada.

Com relação à fase da corrente drenada pelo conjunto filtro ressonante e lâmpada fluorescente, o emprego das equações (2.5) e (3.40) leva à obtenção do gráfico mostrado na figura 3.7.

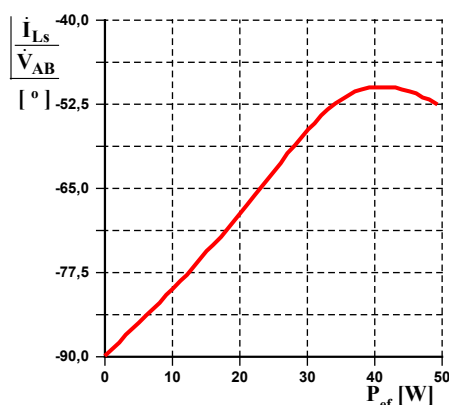


Figura 3.7 – Variação da fase da corrente através de L_s em função da potência processada.

Observa-se na figura 3.7 que a fase da corrente drenada pelo conjunto filtro e lâmpada varia linearmente com a potência processada no decorrer de praticamente toda a faixa de processamento de potência, lembrando que o exemplo de projeto foi concebido para uma potência nominal de 40W.

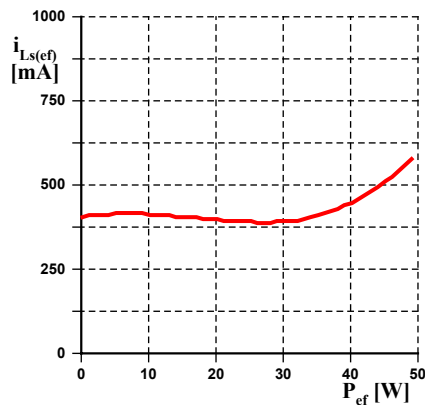


Figura 3.8 – Variação do valor eficaz da corrente através de L_s , em função da potência processada.

Finalmente, é possível verificar, com base nas equações (2.10) e (3.39), o comportamento do valor eficaz da corrente drenada pelo conjunto filtro e lâmpada. A figura 3.8 mostra o gráfico do valor eficaz da corrente através de L_s , em função da potência processada através da lâmpada.

Um fato bastante interessante, verificado através da figura 3.8, baseia-se na reduzida variação do valor eficaz da corrente através do indutor ressonante, durante toda a faixa de variação da potência processada através da lâmpada fluorescente. Conclui-se então que o aumento da frequência de chaveamento neste tipo de sistema acarreta redução da corrente através da lâmpada, mas não conduz à redução dos valores de pico da corrente através de L_s . Na realidade, a alteração na frequência de chaveamento promove uma alteração no valor da impedância do conjunto filtro e lâmpada, fazendo com que a potência ativa entregue à lâmpada seja reduzida, enquanto que a potência reativa drenada pelo capacitor C_p seja aumentada. Uma vez que a alimentação deste circuito é realizada por uma fonte de tensão constante ($V_{in(HB)}$), a potência ativa drenada da mesma pode ser reduzida sem que haja redução do valor eficaz da corrente entregue ao circuito ($i_{Ls(ef)}$), bastando apenas que o valor médio da corrente drenada de $V_{in(HB)}$ torne-se menor.

No entanto, é importante lembrar que os esforços de corrente através do indutor ressonante e, conseqüentemente, através dos dispositivos semicondutores são dependentes do valor eficaz da corrente, o qual é mantido praticamente no mesmo patamar. Tendo em vista que os interruptores ativos utilizados no inversor Half-Bridge são do tipo MOSFET, com perdas em condução sensíveis ao quadrado dos valores eficazes de corrente processada através de si, então o rendimento da estrutura tende a se reduzir para as condições de baixa luminosidade (menor potência ativa de saída e perdas em condução praticamente constantes). Além disso, uma vez que a condição de baixa luminosidade é atingida com frequências de

chaveamento superiores à frequência nominal, tem-se ainda a possibilidade de incremento das perdas em comutação, por menores que estas sejam.

3.6 – COMPARAÇÃO ENTRE OS RESULTADOS EXPERIMENTAIS E A ANÁLISE TEÓRICA

A validação da análise teórica desenvolvida deve ser realizada através da comparação entre resultados experimentais e valores previstos pela análise teórica. Assim sendo, um protótipo laboratorial foi implementado com os dados obtidos no exemplo de projeto apresentado no tópico anterior. A figura 3.9 mostra o diagrama esquemático do protótipo implementado.

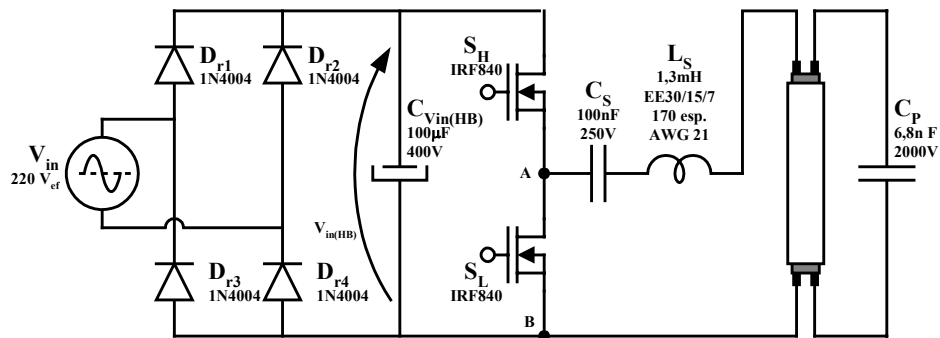


Figura 3.9 – Diagrama esquemático do circuito implementado.

As figuras 3.10, 3.11 e 3.12 mostram, respectivamente, os dados experimentais (pontos) obtidos para as variações da frequência de chaveamento, da fase e do valor eficaz da corrente através de L_s , para uma operação do reator eletrônico em uma faixa de 2,5W a 50W de potência processada através da lâmpada fluorescente. Nestas mesmas figuras, os valores teóricos fornecidos pela metodologia de projeto proposta (linhas cheias) são também expostos para permitir a devida comparação entre todos os valores.

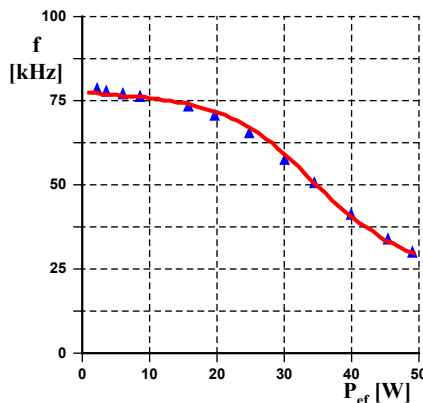


Figura 3.10 – Variação da frequência de chaveamento em função da potência processada.

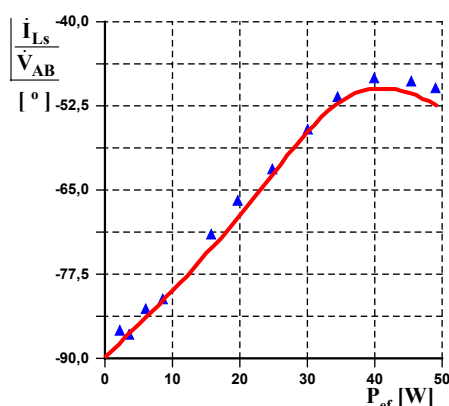


Figura 3.11 – Variação da fase da corrente através de L_s em função da potência processada.

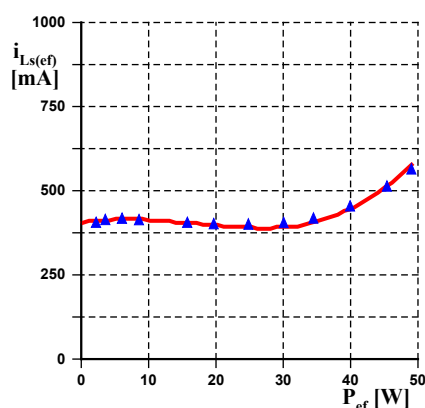


Figura 3.12 – Variação do valor eficaz da corrente através de L_s , em função da potência processada.

Analisando as figuras 3.10, 3.11 e 3.12, é possível verificar que os valores fornecidos pelas equações propostas neste trabalho são bastante próximos aos valores determinados experimentalmente, significando então que a metodologia desenvolvida para o projeto de reatores eletrônicos é satisfatória. Além disso, ficou comprovado experimentalmente que os valores eficazes da corrente processada através do indutor ressonante não sofrem grandes alterações quando da variação da potência processada através da lâmpada fluorescente.

3.7 – CONCLUSÕES

Neste capítulo foi apresentada uma nova metodologia de projeto para o filtro ressonante empregado no estágio inversor de reatores eletrônicos com capacidade de controle de luminosidade.

Com o emprego desta metodologia, aliada ao modelo da lâmpada fluorescente proposto no capítulo 2, torna-se possível determinar o comportamento de diversas variáveis do sistema, dentre as quais destacam-se: frequência de chaveamento durante o controle de luminosidade, fase e valor eficaz da corrente através do indutor ressonante.

A confrontação entre os valores obtidos através das equações propostas e os resultados experimentais do protótipo implementado evidencia a validade da análise desenvolvida neste capítulo.

Adicionalmente, é possível constatar que o valor eficaz da corrente através do indutor ressonante não decresce com a redução da potência processada através da lâmpada. Tal fato ocorre porque o controle de luminosidade é baseado na defasagem imposta a esta corrente, em relação à tensão quadrada assimétrica aplicada ao conjunto filtro e lâmpada. Em outras palavras, para o caso analisado, quanto maior a defasagem entre estas duas grandezas, mais indutivo se torna o circuito e menor é a potência ativa processada através do mesmo.

Portanto, o valor médio da corrente drenada da fonte de tensão de alimentação diminui na mesma proporção da potência processada na lâmpada, enquanto que seu valor eficaz não acompanha esta mesma tendência, devido ao aumento da energia reativa que circula através de C_p . A consequência mais grave desta constatação reside na possibilidade de redução significativa do rendimento do estágio inversor, conforme a luminosidade é diminuída. Isto ocorre porque as perdas por condução nos dispositivos semicondutores empregados (MOSFETs) são proporcionais ao quadrado do valor eficaz das correntes que circulam através dos mesmos. Uma vez que estes valores eficazes são reduzidos com uma proporção menor do que a potência processada através das lâmpadas, as perdas em condução nos semicondutores tornar-se-ão relativamente elevadas, deteriorando o rendimento global da estrutura.

CAPÍTULO 4

ESCOLHA DO CONTROLADOR DO ESTÁGIO INVERSOR E ADAPTAÇÕES NECESSÁRIAS PARA A OPERAÇÃO COM MÚLTIPLAS LÂMPADAS FLUORESCENTES

4.1 - INTRODUÇÃO

O grande desenvolvimento nos estudos dos reatores eletrônicos tem suas bases fixadas nas vantagens que este dispositivo apresenta sobre dispositivos similares magnéticos, conforme abordado no capítulo 1. Dentre tais vantagens, destaca-se a capacidade de controle do grau de luminosidade da lâmpada fluorescente a partir de estratégias de comando dos conversores chaveados que compõem o reator eletrônico [30-33 e 37].

O controle de luminosidade de lâmpadas fluorescentes pode ser obtido a partir da variação da tensão do barramento CC que alimenta o estágio inversor [30 e 32], ou a partir da variação da frequência de chaveamento do inversor [30 e 31]. Como afirmado no capítulo 1, o projeto de reatores eletrônicos com controle de luminosidade por variação da tensão do barramento CC pode tornar-se mais complexo, na medida em que seja necessário atender a determinados requisitos, tais como aplicações para grandes faixas de variação de luminosidade (carga) e/ou aplicações para a faixa universal de tensão de alimentação (95V a 260V eficazes). Já com relação à técnica de controle de luminosidade através da variação da frequência de chaveamento do estágio inversor, é possível afirmar que a mesma propicia maior flexibilidade ao projeto, uma vez que o estágio retificador pode ser projetado praticamente de forma independente ao estágio inversor.

Na maioria dos trabalhos desenvolvidos na área de controle de luminosidade por variação da frequência de chaveamento do estágio inversor, o comando dos interruptores é geralmente implementado em malha aberta. Para operar em malha fechada, em [33] é apresentado um novo circuito integrado (CI), denominado IR2159, capaz de prover recursos de controle bastante sofisticados, tais como procedimento de pré-aquecimento programável, proteção de sobre-corrente, controle de luminosidade através do sensoramento da defasagem imposta à corrente através do conjunto filtro ressoante + lâmpada fluorescente, além de inúmeras outras proteções.

Em função da superioridade deste CI em relação aos outros disponíveis para acionamentos de circuitos inversores Half-Bridge para reatores eletrônicos, este trabalho explora a adaptação do IR2159 para uma aplicação em sistemas de iluminação com múltiplas lâmpadas fluorescentes, com controle de luminosidade para todo o conjunto. Por se tratar de um CI ainda pouco difundido aqui no Brasil, este capítulo aborda alguns aspectos básicos do funcionamento do IR2159, visando prestar esclarecimentos mínimos necessários ao entendimento da operação.

A descrição do funcionamento deste controlador é inteiramente baseada em [90]. É importante informar que o controle de luminosidade promovido através do emprego do IR2159 é baseado no controle da fase entre a corrente entregue aos conjuntos filtro+lâmpada ($i_{Ls}(t)$) e a tensão aplicada sobre os mesmos ($v_{AB}(t)$).

A figura 4.1 apresenta o diagrama esquemático do controlador.

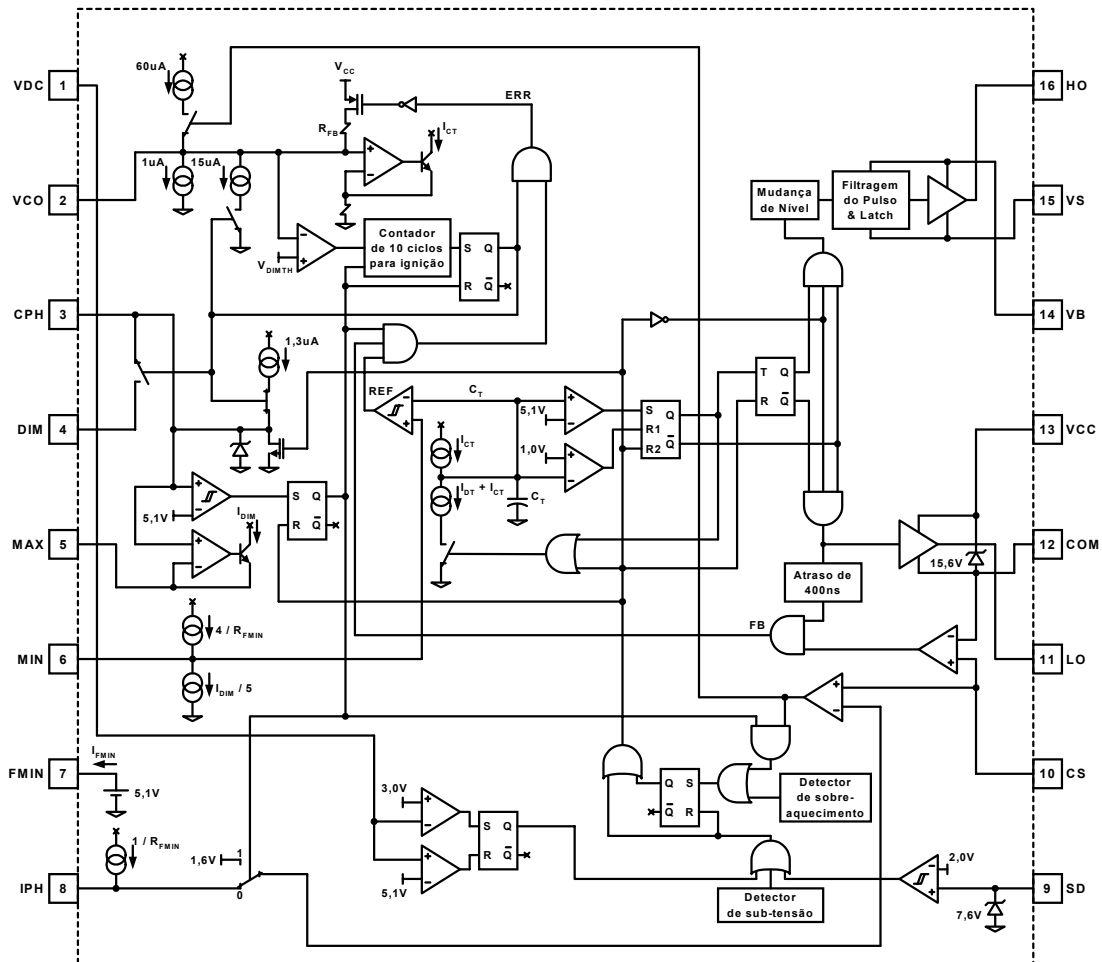


Figura 4.1 – Diagrama esquemático do circuito integrado IR2159, empregado para o controle do estágio inversor Half-Bridge ressonante.

De acordo com [33] e conforme verificado no capítulo 3, através da figura 3.7, a potência processada através da lâmpada fluorescente possui uma relação linear e diretamente proporcional à fase medida entre a corrente entregue ao conjunto e a tensão $v_{AB}(t)$. Assim sendo, para impor a variação da fase em questão, sem que haja modificação dos elementos do conjunto filtro+lâmpada, o controlador IR2159 promove a variação da frequência de chaveamento dos interruptores do estágio inversor, fazendo com que a impedância característica do sistema seja alterada.

Desta forma, com o controle adequado da frequência de operação do estágio inversor, obtém-se variação na potência processada através da lâmpada, permitindo assim o controle da intensidade luminosa emitida.

Na figura 4.2 é mostrado o diagrama de estados do circuito integrado, permitindo uma melhor compreensão de seu princípio de funcionamento. De acordo com a figura 4.2.a, é possível notar que o CI apresenta cinco modos sequenciais de atuação, durante o decorrer da operação normal de uma lâmpada fluorescente.

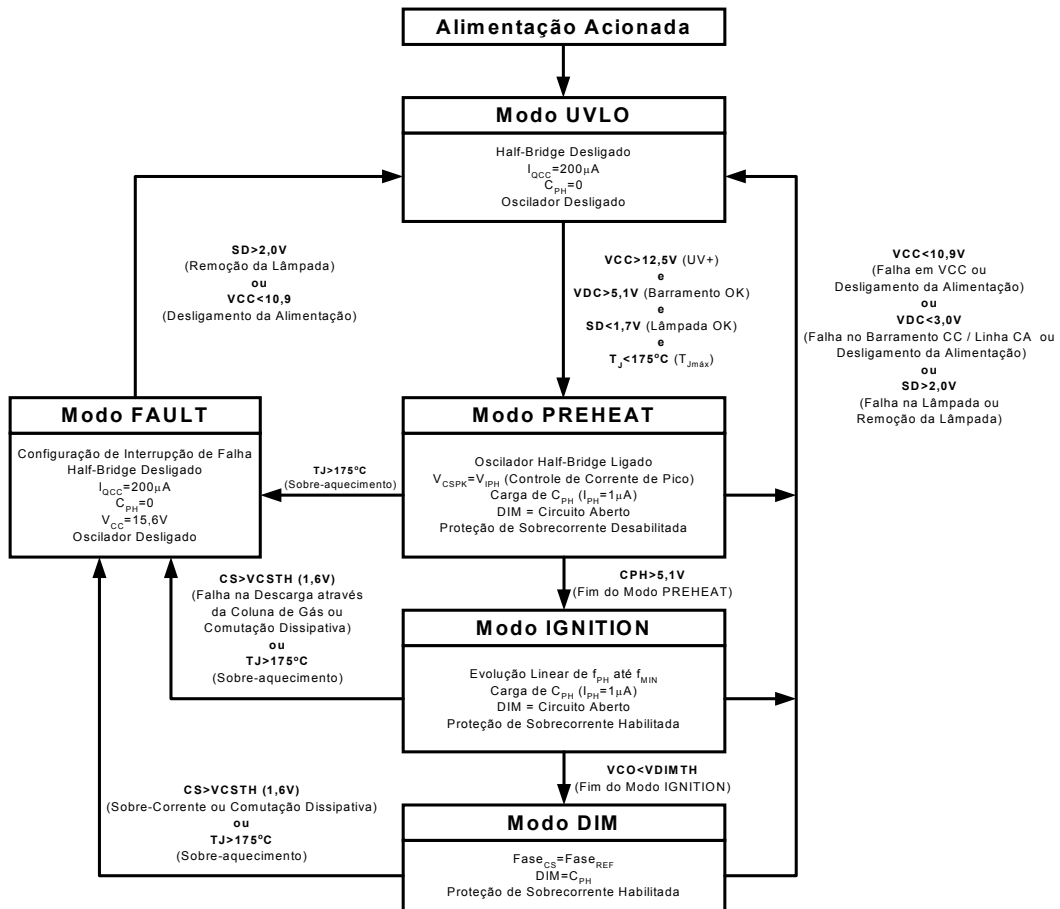


Figura 4.2 – Representação do diagrama de estados envolvidos durante a operação do IR2159.

A figura 4.3 mostra o diagrama de tempo da operação do IR2159.

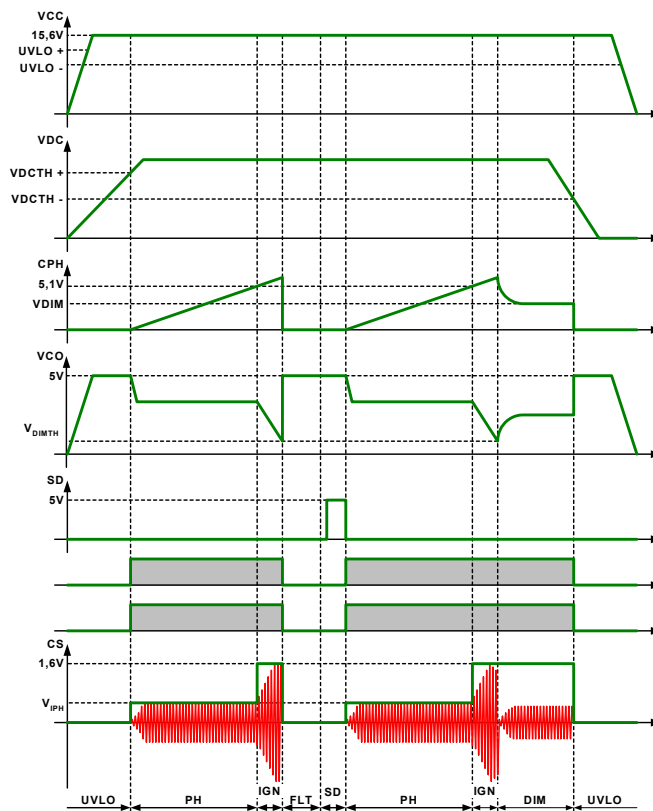


Figura 4.3 – Representação do digrama de tempo durante a operação do circuito inversor.

Em seguida, cada um dos modos de operação apresentados nas figuras 4.2 e 4.3 será descrito com maiores detalhes.

4.2 – Modo UVLO (“UNDER-VOLTAGE LOCK-OUT”)

Este modo de operação é destinado à manutenção de uma corrente quiescente inferior a $200\mu\text{A}$, para garantir que o CI esteja plenamente funcional antes que os circuitos de ataque dos interruptores superior e inferior sejam ativados. Uma sugestão do fabricante do CI para a obtenção de uma fonte de tensão de alimentação eficiente é baseada na utilização da corrente de partida do IR2159 em conjunto com um “charge-pump” advindo do estágio de saída do reator eletrônico. O diagrama esquemático deste circuito e a característica da tensão sobre o capacitor de alimentação, no decorrer do processo de partida do IR2159, são mostrados na figura 4.4.

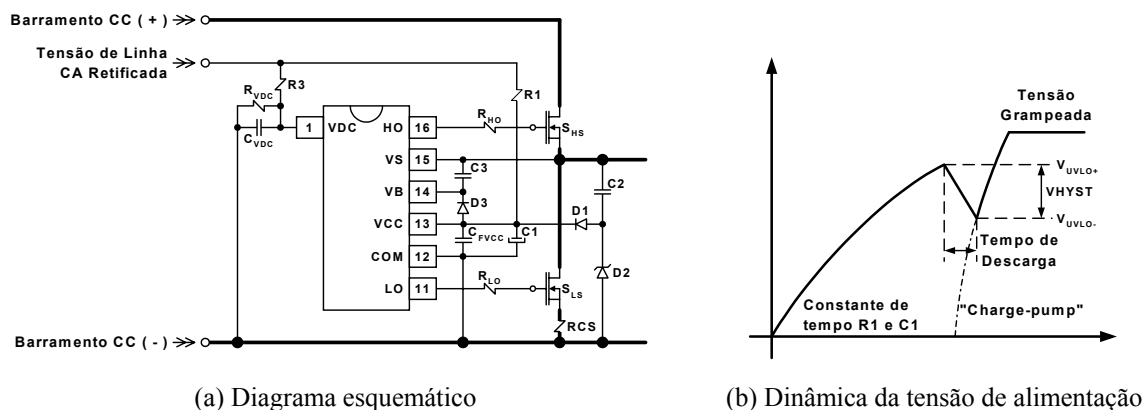


Figura 4.4 – Circuito de alimentação empregado no IR2159.

De acordo com a figura 4.4, o capacitor C_1 é carregado pela corrente através do resistor R_1 menos a corrente de partida drenada pelo CI. Uma vez que a tensão sobre C_1 atinge o valor limite para partida e a tensão no pino VDC tenha excedido 5,1V, o CI é ativado e as saídas HO e LO começam a oscilar. O capacitor C_1 começa a descarregar em função do aumento da requisição de corrente de operação. Durante o ciclo de descarga, a corrente advinda do “charge-pump” carrega C_1 em um valor acima da tensão mínima de operação e um diodo zener interno ao IR2159 grampeia a tensão em 15,6V, passando então a ser esta a fonte de alimentação do CI. Um diodo “bootstrap” e um capacitor constituem a alimentação para o circuito de disparo do interruptor superior.

No decorrer deste modo de operação, as saídas dos circuitos de disparo dos interruptores superior e inferior não possuem sinais, o pino VCO é internamente alimentado com 5V, implicando na imposição da máxima frequência de chaveamento, e o pino CPH é curto-circuitado internamente ao pino COM, inicializando o tempo de pré-aquecimento.

Além da necessidade de um valor mínimo de tensão no pino VCC, a tensão em VDC deve ser superior a 5,1V para que as saídas HO e LO comecem a oscilar. O divisor resistivo formado por R_3 e R_{VDC} e associado ao capacitor C_{VDC} serve para a detecção de quedas na tensão fornecida pela alimentação em CA, fato que poderia causar a extinção do arco através da lâmpada fluorescente antes que o CI fosse adequadamente reinicializado. A detecção da tensão de alimentação em CA do reator eletrônico permite que o sistema seja devidamente desligado antes que a tensão seja reduzida a níveis que impossibilitem a ocorrência das descargas através da lâmpada, além de reinicializar adequadamente o CI quando do retorno da tensão de linha a níveis normais de operação.

4.3 – MODO PREHEAT

De acordo com a figura 4.2, o IR2159 entra no Modo PREHEAT quando VCC excede o limiar UVLO+ e VDC excede 5,1V. HO e LO começam a oscilar na máxima frequência de operação com razão cíclica de 50% e tempo morto de $2\mu\text{s}$, predefinedo internamente. O pino CPH é desconectado de COM e uma fonte de corrente interna de $1\mu\text{A}$ carrega o capacitor externo de temporização em C_{ph} de forma linear, conforme figura 4.5.

Uma fonte de corrente interna de $1\mu\text{A}$ descarrega lentamente o capacitor externo no pino VCO e a tensão neste pino começa a decrescer. Isto reduz a frequência, a qual, para frequências de operação superiores à da ressonância, aumenta a corrente de carga. Quando a tensão de pico medida no pino CS, produzida por uma porção da corrente de carga que flui através de um sensor resistivo externo (R_{cs}), excede o nível de tensão no pino IPH, uma fonte de corrente interna de $60\mu\text{A}$ é conectada ao pino VCO e o capacitor é carregado.

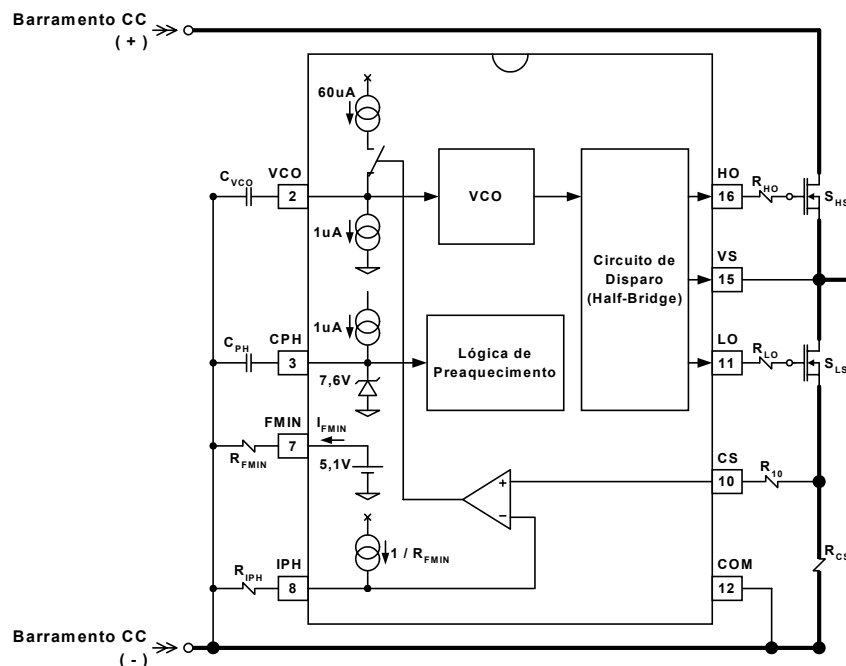


Figura 4.5 – Diagrama esquemático do circuito de imposição de pré-aquecimento.

Isto força o aumento da frequência e a redução da corrente de carga. Quando a tensão no pino CS decresce a níveis inferiores a I_{PH} , a fonte de corrente de $60\mu\text{A}$ é desconectada e a frequência decresce novamente.

Esta realimentação mantém a corrente de pico de pré-aquecimento regulada para a configuração programada pelo usuário no pino IPH, durante o tempo de pré-aquecimento.

4.4 – Modo IGNITION

O modo IGNITION tem início quando a tensão no pino CPH excede 5V, conforme figura 4.3. A tensão de referência da regulação da corrente de pico é desconectada da configuração programada pelo usuário no pino IPH e é conectada a um limiar mais alto, de 1,6V.

A rampa de ignição é então iniciada, conforme o capacitor C_{VCO} é descarregado linearmente através de uma fonte interna de corrente de $1\mu A$, de acordo com a figura 4.6.

A frequência decresce linearmente em direção à frequência de ressonância do filtro do estágio de saída do reator eletrônico, fazendo com que a tensão sobre a lâmpada e a corrente de carga aumentem. A frequência continua a decrescer até que ocorra a ignição da lâmpada ou o limite de corrente do IR2159 seja atingido. Caso o limite de corrente seja atingido, o IR2159 entra no Modo FAULT. O limiar de 1,6V em conjunto com o resistor de sensoriamento no pino CS determina o máximo valor de pico de corrente de ignição permitido (e, conseqüentemente, a tensão de pico de ignição) do estágio de saída do reator eletrônico. A corrente de pico de ignição não deve exceder às máximas taxas de corrente permitidas aos MOSFETs ou IGBTs do estágio de saída, e o indutor ressonante não deve saturar em momento algum.

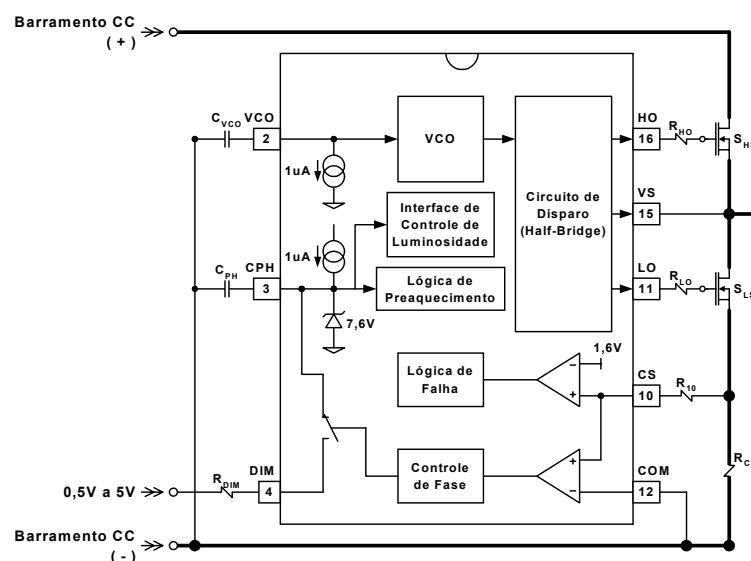


Figura 4.6 – Diagrama esquemático do circuito de controle do processo de ignição da lâmpada.

Após a ignição da lâmpada, a frequência continua a decrescer até a tensão no pino VCO atingir o valor V_{DIMTH} , de acordo com a figura 4.3, correspondendo à mínima frequência de operação imposta pelo resistor externo no pino FMIN, levando o IR2159 ao modo DIM e a malha de controle de fase a ser fechada.

Para uma ignição confiável com mínimo “flash” de partida, o resistor em FMIN deve ser configurado para 5kHz abaixo da frequência de ignição ou da frequência para 100% da luminosidade da lâmpada, qualquer que seja menor.

Quando a tensão no pino VCO decresce a níveis inferiores a V_{DIMTH} , o IR2159 entra no Modo DIM. A malha de controle de fase é fechada e a fase da corrente de carga é regulada contra a entrada de controle do usuário no pino DIM.

Para controlar a taxa com a qual a configuração de controle de luminosidade muda a partir da máxima luminosidade para uma dada configuração do usuário (tempo IGNITION→DIM), o pino DIM é conectado internamente ao pino CPH quando o IR2159 entra no Modo DIM. O resistor no pino DIM (R_{DIM}) descarrega o capacitor no pino CPH até a configuração de controle de luminosidade imposta pelo usuário.

O resistor R_{DIM} pode ser selecionado para uma constante de tempo rápida para minimizar a quantidade de flashes visíveis sobre a lâmpada logo após a ignição, ou para uma constante de tempo longa tal que a luminosidade decresça suave e linearmente até a configuração desejada pelo usuário. Entretanto, caso o tempo IGNITION→DIM seja muito rápido, a malha pode responder mais rápido que a constante de ionização da lâmpada (ms) causando “overshoot” em VCO. Isto pode resultar em uma frequência mais elevada do que a frequência para mínima luminosidade, podendo extinguir o arco através da lâmpada. O capacitor no pino CPH apresenta múltiplas funções, tais como imposição do tempo de pré-aquecimento, imposição da taxa de excursão após a ignição (em conjunto com o resistor R_{DIM}), além de servir como um capacitor de filtro no pino DIM durante o controle de luminosidade, para aumentar a imunidade a ruídos de alta frequência e minimizar o número de componentes necessários.

4.5 – Modo DIM

Para regular a potência da lâmpada, o erro entre a fase de referência e a fase da corrente do estágio de saída força C_{VCO} a conduzir a frequência em uma direção apropriada, conforme determinada pela função de transferência do estágio de saída, de tal forma que o erro é forçado a zero. Uma fonte de corrente interna de $15\mu A$ é conectada ao pino VCO

durante o Modo DIM para descarregar o capacitor C_{VCO} e reduzir a frequência até o travamento, conforme figura 4.7.

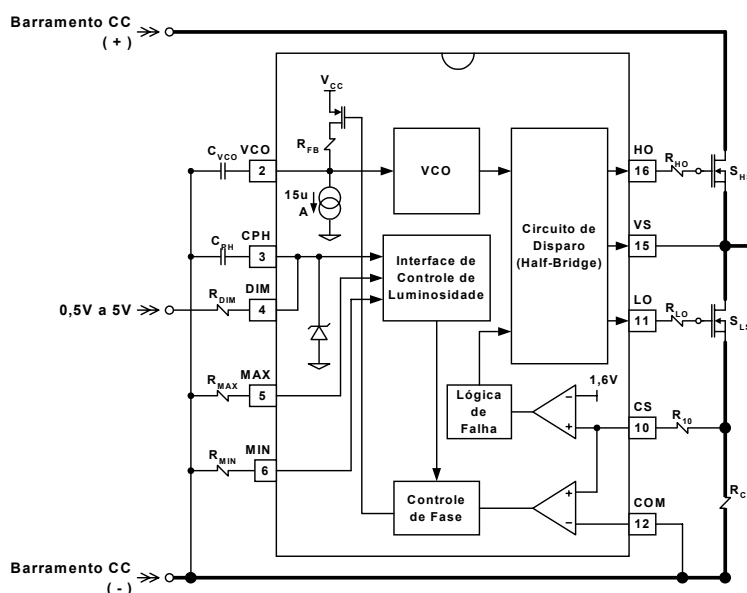


Figura 4.7 – Diagrama esquemático do circuito de controle de intensidade luminosa.

Uma vez que o travamento é alcançado, o detector de fase envia pulsos curtos a um PMOS dreno-aberto que carrega o capacitor em VCO através de um resistor interno (R_{FB}), a cada vez que um pulso de erro ocorre. Esta ação aciona o integrador na entrada de VCO, para manter a fase da corrente do estágio de saída exatamente travada e em fase com a referência.

O IR2159 inclui uma interface para o controle analógico da potência da lâmpada. A entrada do pino DIM requer uma tensão na faixa de 0,5V a 5V, com 5V correspondendo à mínima defasagem (máxima potência processada pela lâmpada). A saída da interface de controle de intensidade é a tensão no pino MIN, a qual é comparada com a tensão do capacitor interno de temporização (C_T) para produzir uma fase de referência digital independente da frequência. O tempo de carga de C_T de 1V até 5,1V determina o tempo de acionamento dos “drivers de gate” de saída HO e LO e correspondem a -180° de defasagem possível na corrente de carga (menos o tempo-morto). Para a faixa de variação de 0° a 90° , a tensão no pino MIN é limitada entre 1V e 3V, usando os pinos MIN e MAX. Um resistor externo no pino MAX programa a referência de mínima defasagem, correspondendo a 5V no pino DIM, e um resistor externo no pino MIN configura a defasagem máxima (mínima potência processada pela lâmpada), correspondendo a 0,5V no pino DIM.

Durante o controle de luminosidade, o circuito de sensoriamento de corrente, apresentado na figura 4.8, detecta sobre-correntes (que podem ocorrer durante comutação

dissipativa dos interruptores do estágio inversor) e passagens por zero (para medir a fase da corrente total de carga). Para rejeitar qualquer ruído de chaveamento que possa ocorrer no acionamento do interruptor da parte inferior do Half-Bridge, um circuito digital de anulação de corrente sensoriada reduz a zero o sinal do comparador de detecção de passagem por zero por 400ns após LO tornar-se ativo.

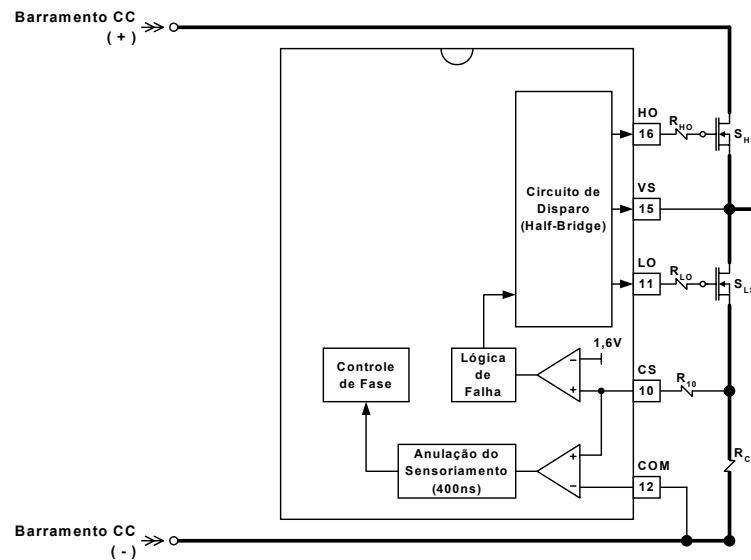


Figura 4.8 – Diagrama esquemático do circuito de sensoriamento de corrente.

O tempo interno de supressão reduz ligeiramente a faixa de controle de intensidade luminosa, quando operando em defasagem mínima (máxima potência processada pela lâmpada). O resistor de programação externa no pino MAX deve ser escolhido de tal forma que a mínima defasagem seja imposta com uma margem de segurança em relação ao tempo de anulação. Um resistor em série (R_{10}) é necessário para limitar a quantidade de corrente fornecida pelo pino CS quando a tensão sobre R_{CS} torna-se inferior a $-0,7V$. Um capacitor de filtro no pino CS pode ser necessário devido a outras possíveis fontes assíncronas de ruído, presentes no sistema do reator eletrônico.

4.6 – MODO FAULT

Durante o controle de intensidade luminosa, o circuito de regulação da corrente de pico, ativo durante o pré-aquecimento e a ignição, é desabilitado. Caso haja a ocorrência de comutação com tensão não-nula na saída do Half-Bridge, elevados “spikes” de corrente serão formados. Uma falha no filamento da lâmpada, lâmpadas em fim de vida-útil, remoção de lâmpada ou um tempo morto menor do que o requerido para a comutação podem causar comutação dissipativa.

Caso a tensão de pico no pino CS exceda 1,6V em qualquer momento durante o controle de intensidade, o IR2159 entra no Modo FAULT e as saídas dos circuitos de disparo de ambos os MOSFETs, HO e LO, são desligadas. A redução da tensão de alimentação em VCC abaixo de 10,9V ou a imposição de tensão superior a 2,0V no pino SD irá conduzir o IR2159 ao Modo PREHEAT.

4.7 - ADAPTAÇÕES PARA O IR2159 OPERANDO COM MÚLTIPLAS LÂMPADAS

Em função da descrição apresentada da operação do IR2159, a figura 4.9 mostra o diagrama esquemático para a implementação de uma aplicação típica para este controlador.

No decorrer dos estudos do IR2159, foi constatado que a metodologia de projeto apresentada pelo fabricante [90] não é aplicada a quaisquer pontos de operação. Via de regra, a metodologia proposta em [90] apresenta falhas na determinação dos valores de frequência de chaveamento e defasagem angular da corrente através do indutor ressonante. Tendo em vista que todos os parâmetros programáveis do CI são determinados de acordo com tais grandezas, então o projeto do CI fica completamente comprometido, inviabilizando sua implementação. Neste contexto, foram conduzidas tentativas de imposição de valores de frequência de chaveamento e defasagem angular da corrente, determinados através da metodologia proposta no capítulo 3, para o cálculo dos parâmetros externos do IR2159, obtendo-se sucesso para os pontos de operação especificados.

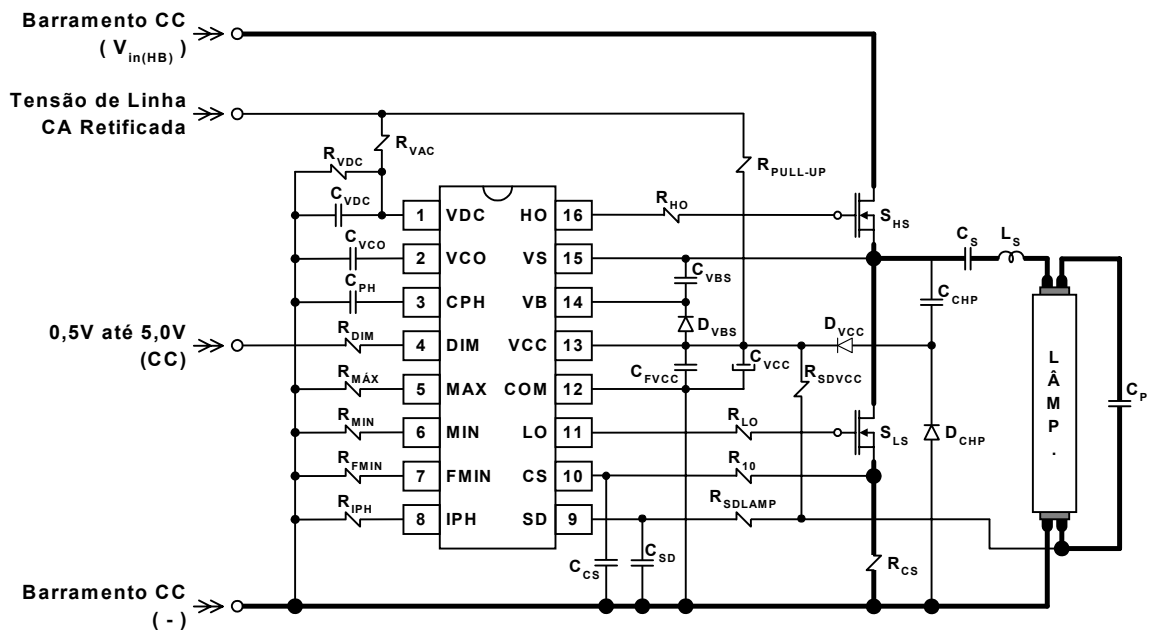


Figura 4.9 – Diagrama esquemático de uma aplicação típica do IR2159.

Provavelmente em função das limitações apresentadas pela metodologia proposta em [90], o fabricante do CI lançou um programa computacional destinado ao projeto de controladores para reatores eletrônicos, no final de 2002 [91]. Com o uso deste programa, os resultados de frequência de chaveamento e defasagem angular da corrente tornam-se consistentes. Informa-se ainda que tais resultados aproximam-se muito dos resultados obtidos com a metodologia desenvolvida no capítulo 3.

Como proposto neste trabalho, o IR2159 será analisado para se verificar sua adaptação no acionamento de múltiplas lâmpadas fluorescentes. O emprego do IR2159 para controle em sistemas de múltiplas lâmpadas fluorescentes se dará mediante alterações nas configurações de alguns de seus parâmetros externos, como se verificará nos capítulos seguintes.

Em primeiro lugar, em aplicações em níveis de potência mais elevados, os dispositivos semicondutores certamente serão de maiores capacidades do que os normalmente empregados em reatores de 40W. Assim, maiores cargas deverão ser drenadas do CI para o correto acionamento dos interruptores, exigindo então especial atenção para os elementos de alimentação do CI e de ataque de “gate”. Experimentalmente, foi constatado que semicondutores de maior capacidade de processamento de tensão e corrente exigem o aumento dos valores de C_{CHP} e C_{VBS} , capacitâncias responsáveis pelo fornecimento de energia à alimentação do CI.

Na seqüência, em função da configuração de múltiplas lâmpadas, deve-se desabilitar o sinal de “shut-down” do circuito de comando, bastando para tanto eliminar a conexão entre a lâmpada fluorescente e os resistores R_{SDLAMP} e R_{SDVCC} , conectando-os à referência do circuito. Em [92], é apresentada uma opção para a habilitação do sinal de “shut-down”, de acordo com a inclusão de um circuito auxiliar de detecção de operação das lâmpadas. Entretanto, tal alternativa pode tornar-se inviável quando da implementação de sistemas de iluminação fluorescente com grande número de lâmpadas, em função do elevado número de componentes requeridos.

Para sistemas de controle de intensidade luminosa com um grande número de lâmpadas fluorescentes, o IR2159 será também adaptado para acionamento dos interruptores de um circuito inversor em ponte completa. Neste caso, o circuito de comando com o IR2159 sofrerá diversas adaptações, como se verificará no capítulo 6.

Por fim, uma vez que o sensor de corrente do CI é baseado em um “shunt”, é importante regular seu valor para a devida carga a ser processada. A especificação do “shunt” a ser empregado irá depender dos valores de pico da corrente que flui através de si, além obviamente da dissipação de potência prevista para este tipo de sensor.

4.8 – CONCLUSÕES

Este capítulo foi destinado a apresentar o funcionamento de um novo circuito integrado de comando de estágios inversores Half-Bridge aplicados a reatores eletrônicos com controle de luminosidade.

O circuito integrado em questão, denominado IR2159, apresenta diversas características singulares, dentre elas: uma série de sistemas de proteção, possibilidade de programação do tempo de pré-aquecimento dos filamentos dos eletrodos e possibilidade de imposição do controle de luminosidade em malha fechada.

Incoerências foram detectadas na metodologia de projeto proposta pelo fabricante, impossibilitando a conclusão de projetos para quaisquer pontos de operação genéricos. No entanto, com o desenvolvimento da metodologia apresentada no capítulo 3 e o lançamento de um programa computacional de cálculo de parâmetros, por parte do fabricante, possibilitou a correção dos problemas, resultando em um procedimento de projeto relativamente simples e rápido.

Finalmente, são apresentadas as considerações para a adaptação do circuito integrado de comando para aplicações em sistemas de múltiplas lâmpadas fluorescentes com controle de luminosidade, sendo que detalhes destas adaptações serão apresentados nos capítulos 5 e 6.

CAPÍTULO 5

NOVO REATOR ELETRÔNICO PARA PROCESSAMENTO DE POTÊNCIA ATÉ 200W, COM CONTROLE DE LUMINOSIDADE PARA MÚLTIPLAS LÂMPADAS FLUORESCENTES, UTILIZANDO ESTÁGIO RETIFICADOR SEPIC ZCS-PWM

5.1 – INTRODUÇÃO

Conforme afirmado no capítulo 1 deste trabalho, a proposta de implementação de reatores para processamento de até 200W é concebida a partir da utilização de um novo retificador Sepic ZCS-PWM acoplado a um clássico estágio inversor Half-Bridge ressonante.

O estágio retificador é composto por um conversor Sepic CA-CC, controlado pela técnica de valores médios instantâneos de corrente de entrada [18]. A célula de comutação empregada no conversor Sepic é composta de dois interruptores ativos bidirecionais (S_1 e S_2), dois diodos (D_1 e D_2), dois pequenos indutores ressonantes (L_{r1} e L_{r2}) e um capacitor ressonante (C_r). Esta célula propicia aos interruptores ativos a entrada em condução de forma ZCS e o bloqueio em tensão e corrente nulas (ZCZVS, Zero-Current-Zero-Voltage-Switching). Os diodos desta estrutura entram em condução de forma ZVS e têm minimizados os seus efeitos de recuperação reversa sobre os interruptores ativos.

Com relação ao estágio inversor Half-Bridge ressonante, os interruptores ativos apresentam entrada em condução do tipo ZVS. Os conjuntos filtros / lâmpadas são todos conectados em paralelo e alimentados por uma tensão quadrada assimétrica, advinda do modo de operação do estágio inversor. O controle do estágio inversor é baseado no circuito integrado IR2159 [90], especialmente projetado para o controle da intensidade luminosa das lâmpadas fluorescentes, baseando-se na técnica de variação de fase da corrente drenada pelos conjuntos filtro / lâmpada através da variação da frequência de chaveamento [33].

A figura 5.1 mostra o diagrama esquemático simplificado do reator eletrônico proposto.

Além da análise teórica desenvolvida, são também apresentados resultados experimentais obtidos a partir de um protótipo laboratorial implementado do reator eletrônico proposto.

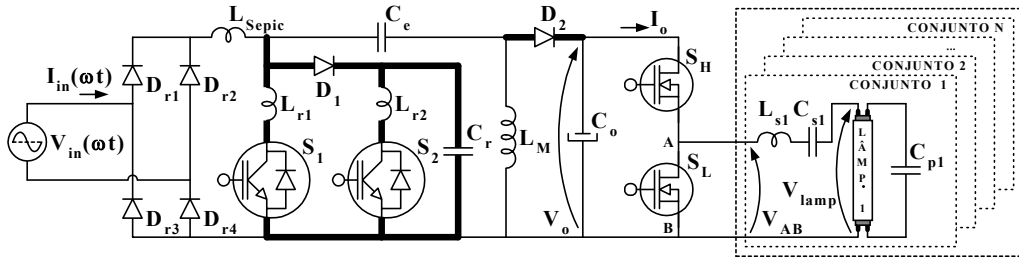


Figura 5.1 – Diagrama esquemático simplificado dos circuitos de processamento de potência do reator eletrônico proposto para aplicações até 200W.

5.2 – ANÁLISE DAS ETAPAS DE FUNCIONAMENTO DO RETIFICADOR SEPIC ZCS-PWM

A análise do conversor Sepic proposto pode ser simplificada, mantendo-se um grau de precisão satisfatório, assumindo-se as seguintes condições:

- Todos os componentes são ideais, ou seja:
 - Os elementos reativos são considerados puros, sem a presença de elementos parasitas, tais como resistências série e capacitâncias entre enrolamentos;
 - Os dispositivos semicondutores são assumidos como sendo curtos-circuitos quando em condução e circuitos abertos quando bloqueados. Além disso, os efeitos relacionados às capacitâncias intrínsecas e às tensões de junção são desprezados. Por fim, considera-se que a entrada em condução e o bloqueio dos semicondutores ocorrem de forma instantânea.
- A frequência de operação do conversor (f_{Sepic}) é muito mais elevada que a frequência de oscilação da rede (f_{rede}) de alimentação em CA. Assim sendo, é possível considerar que a fonte de tensão senoidal de alimentação ($V_{\text{in}}(\omega t)$) do conversor Sepic é praticamente constante e de valor igual a $V_{\text{in}}(\omega T_i)$ no decorrer de um período genérico de chaveamento ($T_i = T_{\text{Sepic}}$), sendo:

$$V_{\text{in}}(\omega t) = \sqrt{2} \cdot V_{\text{in(ef)}} \cdot \text{sen}(\omega t); \quad (5.1)$$

$V_{\text{in(ef)}}$ = valor eficaz da tensão de alimentação.

- A associação da fonte de alimentação senoidal ($V_{\text{in}}(\omega t)$) com a ponte de diodos e o indutor de entrada do conversor (L_{Sepic}) pode ser substituída por uma fonte de corrente senoidal retificada de valor constante e igual a $|I_{\text{in}}(\omega T_i)|$ durante um período genérico de chaveamento (T_i), sendo:

$$|I_{\text{in}}(\omega T_i)| = \sqrt{2} \cdot I_{\text{in(ef)}} \cdot |\text{sen}(\omega T_i)|; \quad (5.2)$$

$I_{\text{in(ef)}}$ = valor eficaz da corrente de entrada.

- A indutância de acumulação L_M é admitida de valor elevado o suficiente para que o elemento possa ser considerado como uma fonte de corrente, cujo valor $I_M(\omega T_i)$ é assumido como sendo constante durante um período genérico de chaveamento (T_i).
 - O valor médio da corrente $I_M(\omega T_i)$, considerando-se um ciclo de operação da rede alimentação em CA, é numericamente igual ao valor médio I_o da corrente processada através da carga conectada à saída do conversor, conforme a equação (5.3):

$$I_o = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} I_M(\omega T_i) d\omega T_i \quad (5.3)$$

sendo:

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} \quad (5.4)$$

I_o = valor médio nominal da corrente através da carga;

V_o = valor médio nominal da tensão de saída do conversor;

P_o = valor médio nominal da potência processada através da carga.

- A capacitância de acumulação C_e também é assumida como suficientemente elevada para ser substituída por uma fonte de tensão constante, de valor $V_{Ce}(\omega T_i) = |V_{in}(\omega T_i)|$, durante um período genérico de chaveamento (T_i).
- A tensão de saída do conversor é considerada constante e de valor igual a V_o .

Desta forma, o circuito a ser analisado pode ser representado pela figura 5.2.

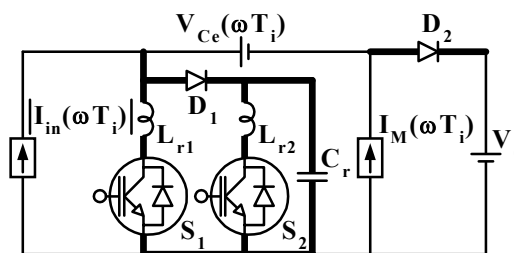


Figura 5.2 – Circuito simplificado utilizado para a análise do novo retificador Sepic ZCS-PWM.

As etapas de funcionamento do retificador Sepic proposto são mostradas na figura 5.3, em conjunto com as principais formas de ondas idealizadas através dos elementos ressonantes e através dos dispositivos semicondutores.

Na sequência, todas as etapas de funcionamento do retificador proposto são descritas de forma detalhada. São apresentadas também as principais equações relacionadas com a evolução das formas de ondas através dos elementos ressonantes.

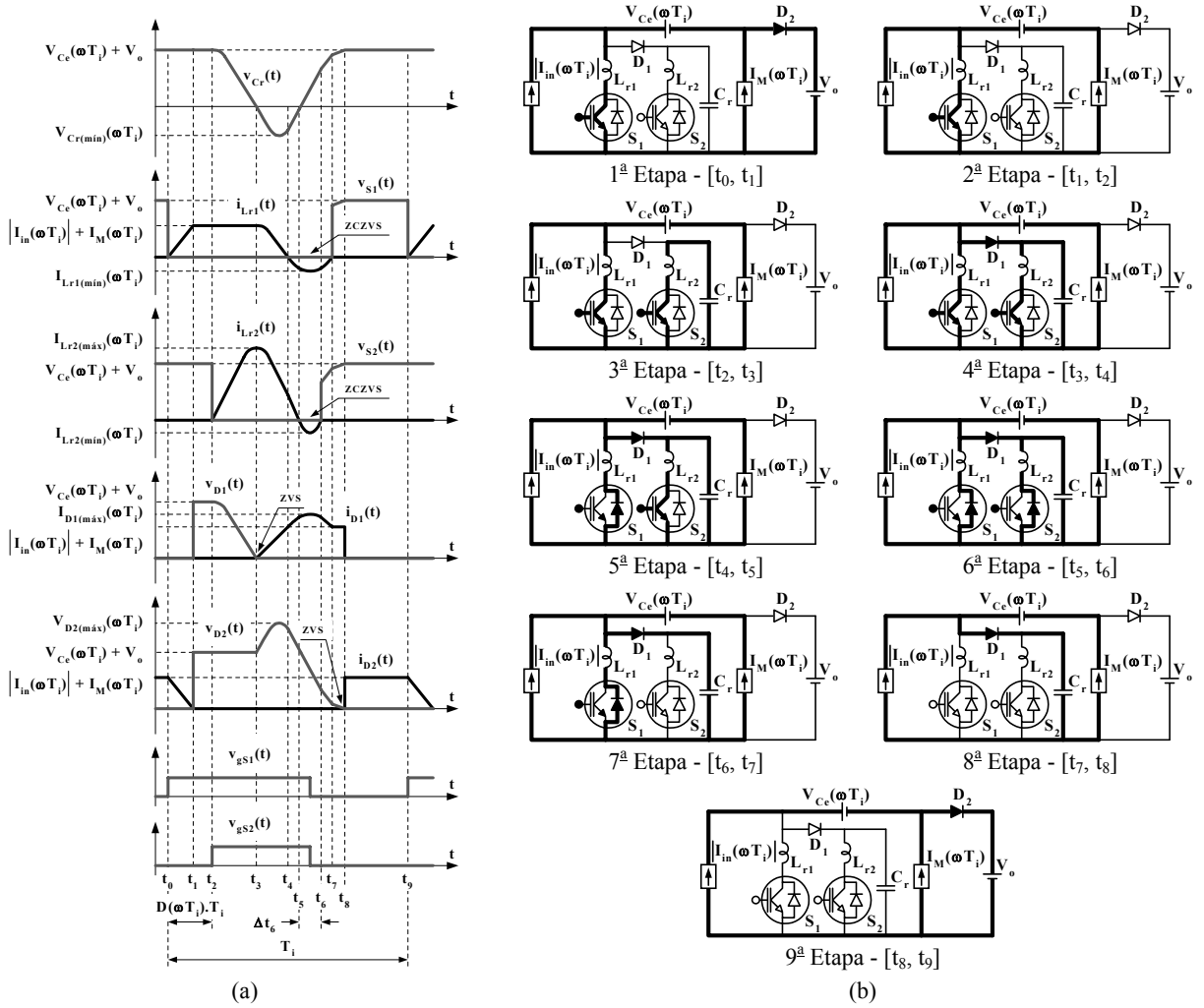


Figura 5.3 – (a) Principais formas de ondas idealizadas do novo retificador Sepic ZCS-PWM e (b) Etapas de funcionamento, durante o decorrer de um período genérico de chaveamento (T_i).

5.2.1 – Primeira Etapa de Funcionamento $[t_0, t_1]$

Antes do início desta etapa, assume-se que os interruptores S_1 e S_2 estão bloqueados, o mesmo ocorrendo com o diodo D_1 . Além disso, o diodo D_2 conduz a somatória das correntes de alimentação e do indutor de acumulação, ou seja, $|I_{in}(\omega T_i)| + I_M(\omega T_i)$. Desta forma, as correntes através dos indutores ressonantes ($i_{Lr1}(\omega T_i, t)$ e $i_{Lr2}(\omega T_i, t)$) são nulas e a tensão sobre o capacitor ressonante ($v_{C_r}(\omega T_i, t)$) é igual à soma da tensão sobre C_e e da tensão de saída, ou seja, $V_{C_e}(\omega T_i) + V_o$.

Assim sendo, as condições iniciais desta etapa de funcionamento podem ser descritas conforme o seguinte conjunto de equações:

$$\begin{cases} i_{Lr1}(\omega T_i, t_0) = 0 \\ i_{Lr2}(\omega T_i, t_0) = 0 \\ v_{C_r}(\omega T_i, t_0) = V_{C_e}(\omega T_i) + V_o \end{cases} \quad (5.5)$$

O início desta etapa ocorre quando o interruptor S_1 é acionado, em $t=t_0$. A entrada em condução de S_1 ocorre de forma suavizada, uma vez que a corrente que fluirá através deste componente não é assumida instantaneamente, em função da presença de L_{r1} no caminho série. Desta forma, pode-se considerar que a entrada em condução de S_1 ocorre de forma ZCS.

No decorrer desta etapa, a corrente através de L_{r1} ($i_{Lr1}(\omega T_i, t)$) aumenta linearmente. O diodo D_1 e o interruptor S_2 permanecem bloqueados, fazendo com que a corrente através de L_{r2} e a tensão sobre C_r não sofram alterações, mantendo seus respectivos valores iniciais até o fim desta etapa. A evolução das tensões e correntes processadas através dos elementos ressonantes é descrita de acordo com o conjunto de equações (5.6):

$$\begin{cases} i_{Lr1}(\omega T_i, t) = \frac{(V_{ce}(\omega T_i) + V_o)}{L_{r1}} \cdot t \\ i_{Lr2}(\omega T_i, t) = 0 \\ v_{Cr}(\omega T_i, t) = V_{ce}(\omega T_i) + V_o \end{cases} \quad (5.6)$$

Em $t=t_1$, toda a corrente que flui para a saída ($|I_{in}(\omega T_i)| + I_M(\omega T_i)$) é desviada para o ramo de L_{r1} , fazendo com que D_2 seja bloqueado e dando início à segunda etapa de funcionamento. Portanto, o intervalo de tempo de duração desta etapa ($\Delta t_1(\omega T_i) = t_1 - t_0$) pode ser calculado com o auxílio da equação (5.7), como segue:

$$|I_{in}(\omega T_i)| + I_M(\omega T_i) = \frac{(V_{ce}(\omega T_i) + V_o)}{L_{r1}} \cdot \Delta t_1; \quad (5.7)$$

$$\Delta t_1(\omega T_i) = \frac{1}{\omega_2} \cdot \frac{\alpha(\omega T_i)}{\beta}; \quad (5.8)$$

sendo:

$$\alpha(\omega T_i) = \frac{|I_{in}(\omega T_i)| + I_M(\omega T_i)}{V_{ce}(\omega T_i) + V_o} \cdot \sqrt{\frac{L_{r2}}{C_r}}; \quad (5.9)$$

$$\beta = \frac{L_{r2}}{L_{r1}}; \quad (5.10)$$

$$\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_{r2} \cdot C_r}}; \quad (5.11)$$

ω_2 = frequência angular de oscilação da ressonância entre L_{r2} e C_r .

5.2.2 – Segunda Etapa de Funcionamento [t_1 , t_2]

As condições iniciais desta etapa são:

$$\begin{cases} i_{Lr1}(\omega T_i, t_1) = |I_{in}(\omega T_i)| + I_M(\omega T_i) \\ i_{Lr2}(\omega T_i, t_1) = 0 \\ v_{Cr}(\omega T_i, t_1) = V_{Ce}(\omega T_i) + V_o \end{cases} \quad (5.12)$$

Durante o decorrer desta etapa, o interruptor S_1 é mantido em condução, enquanto que o interruptor S_2 e os diodos D_1 e D_2 permanecem bloqueados. Desta forma, no decorrer desta etapa, não ocorrem alterações nos valores de corrente e tensão processados através dos elementos ressonantes, implicando no seguinte conjunto de equações:

$$\begin{cases} i_{Lr1}(\omega T_i, t) = |I_{in}(\omega T_i)| + I_M(\omega T_i) \\ i_{Lr2}(\omega T_i, t) = 0 \\ v_{Cr}(\omega T_i, t) = V_{Ce}(\omega T_i) + V_o \end{cases} \quad (5.13)$$

O encerramento desta etapa de funcionamento ocorre quando o interruptor S_2 é comandado à condução, em $t=t_2$, com o intuito de iniciar o processo de ressonância para garantir a obtenção de comutações não-dissipativas tanto em S_1 quanto em S_2 . Para determinar a duração desta etapa, deve-se definir que a razão cíclica de comando, denominada $D(\omega T_i)$, é um parâmetro que representa a fração de tempo em que o interruptor S_1 encontra-se em condução sem que o capacitor C_r tenha iniciado seu processo de ressonância.

Desta forma, de acordo com as formas de ondas idealizadas apresentadas na figura 5.3, tem-se:

$$D(\omega T_i) = \frac{\Delta t_1(\omega T_i) + \Delta t_2(\omega T_i)}{T_{Sepic}} \quad (5.14)$$

$$\Delta t_2(\omega T_i) = D(\omega T_i) \cdot T_i - \Delta t_1(\omega T_i) \quad (5.15)$$

É importante salientar que a razão cíclica de comando é alterada a cada período de chaveamento, segundo uma lógica adequada fornecida pela técnica de controle escolhida, para que a regulação da tensão sobre a carga seja realizada corretamente.

5.2.3 – Terceira Etapa de Funcionamento [t_2, t_3]

Uma vez que no decorrer da segunda etapa de funcionamento não existem alterações nas tensões e correntes através dos elementos ressonantes, as condições iniciais da terceira etapa são idênticas àquelas apresentadas no conjunto de equações (5.12).

A entrada em condução do interruptor S_2 pode ser considerada como sendo do tipo ZCS, uma vez que o indutor L_{r2} impõe uma dada derivada à subida da corrente através deste dispositivo, de forma similar ao fato ocorrido no processo de acionamento do interruptor S_1 .

Nesta etapa inicia-se a ressonância entre o indutor L_{r2} e o capacitor C_r , fazendo com que a corrente $i_{Lr2}(\omega T_i, t)$ e a tensão $v_{Cr}(\omega T_i, t)$ oscilem com uma frequência angular igual a ω_2 , definida pela equação (5.11). Com relação a $i_{Lr1}(\omega T_i, t)$, informa-se que seu valor não sofre alteração durante esta etapa. O conjunto de equações (5.16) representa o comportamento das correntes através dos indutores L_{r1} e L_{r2} e da tensão sobre o capacitor C_r .

$$\begin{cases} i_{Lr1}(\omega T_i, t) = |I_{in}(\omega T_i)| + I_M(\omega T_i) \\ i_{Lr2}(\omega T_i, t) = \frac{|I_{in}(\omega T_i)| + I_M(\omega T_i)}{\alpha(\omega T_i)} \cdot \sin(\omega_2 t) \\ v_{Cr}(\omega T_i, t) = (V_{Ce}(\omega T_i) + V_o) \cdot \cos(\omega_2 t) \end{cases} \quad (5.16)$$

A tensão sobre o capacitor C_r evolui de acordo com uma função cossenoidal, partindo do valor $V_{Ce}(\omega T_i) + V_o$, até tornar-se nula em $t=t_3$. Neste instante, o diodo D_1 é levado à condução de forma ZVS, dando início à quarta etapa de funcionamento.

O intervalo de tempo de duração desta etapa de funcionamento ($\Delta t_3(\omega T_i) = t_3 - t_2$) pode ser obtido utilizando-se a equação (5.17).

$$0 = (V_{Ce}(\omega T_i) + V_o) \cdot \cos(\omega_2 \Delta t_3(\omega T_i)) \quad (5.17)$$

$$\Delta t_3(\omega T_i) = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{1}{\omega_2} \quad (5.18)$$

É possível notar, na equação (5.18), que o intervalo de tempo de duração da terceira etapa não depende de ωT_i . Ao final desta etapa, a corrente através de L_{r2} atinge seu máximo valor positivo, que pode ser determinado pela equação (5.19).

$$i_{Lr2(máx)}(\omega T_i) = \frac{|I_{in}(\omega T_i)| + I_M(\omega T_i)}{\alpha(\omega T_i)} \quad (5.19)$$

5.2.4 – Quarta Etapa de Funcionamento [t_3, t_4]

De acordo com a análise desenvolvida para a terceira etapa de funcionamento, as condições iniciais referentes a esta etapa podem ser representadas pelo conjunto das seguintes equações:

$$\begin{cases} i_{Lr1}(\omega T_i, t_3) = |I_{in}(\omega T_i)| + I_M(\omega T_i) \\ i_{Lr2}(\omega T_i, t_3) = \frac{|I_{in}(\omega T_i)| + I_M(\omega T_i)}{\alpha(\omega T_i)} \\ v_{Cr}(\omega T_i, t_3) = 0 \end{cases} \quad (5.20)$$

A entrada em condução do diodo D_1 , em $t = t_3$, faz com que o indutor L_{r1} passe a trocar energia com os outros elementos ressonantes. Para maior simplificação da análise, é possível admitir que a ressonância passa a ocorrer entre o capacitor C_r e um indutor equivalente, denominado L_{eq} , resultante da associação em paralelo dos indutores ressonantes L_{r1} e L_{r2} . O valor de L_{eq} é determinado a partir da equação (5.21).

$$L_{eq} = \frac{L_{r1} \cdot L_{r2}}{L_{r1} + L_{r2}} \quad (5.21)$$

Em função da inserção do indutor L_{r1} no processo de ressonância, a frequência angular de oscilação com a qual a energia é trocada entre os elementos ressonantes é definida pela equação (5.22).

$$\omega_{eq} = \frac{1}{\sqrt{L_{eq} \cdot C_r}} \quad (5.22)$$

As correntes através dos indutores ressonantes e a tensão sobre o capacitor ressonante são definidas pelo conjunto de equações (5.23), durante esta etapa.

$$\begin{cases} i_{Lr1}(\omega T_i, t) = \left[|I_{in}(\omega T_i)| + I_M(\omega T_i) \right] \cdot \left[1 + \frac{\beta \cdot (\cos(\omega_{eq} t) - 1)}{\alpha(\omega T_i) \cdot (1 + \beta)} \right] \\ i_{Lr2}(\omega T_i, t) = \left[|I_{in}(\omega T_i)| + I_M(\omega T_i) \right] \cdot \frac{\beta + \cos(\omega_{eq} t)}{\alpha(\omega T_i) \cdot (1 + \beta)} \\ v_{Cr}(\omega T_i, t) = - \left[\frac{|I_{in}(\omega T_i)| + I_M(\omega T_i)}{\alpha(\omega T_i)} \right] \cdot \sqrt{\frac{L_{eq}}{C_r}} \cdot \sin(\omega_{eq} t) \end{cases} \quad (5.23)$$

O término desta etapa de funcionamento ocorre quando a corrente através de L_{r1} torna-se nula, tendendo a inverter seu sentido de fluxo, em $t = t_4$. Desta forma, para determinar o tempo de duração desta etapa ($\Delta t_4(\omega T_i) = t_4 - t_3$), faz-se uso da equação (5.24).

$$0 = \left(|I_{in}(\omega T_i)| + I_M(\omega T_i) \right) \cdot \left(1 + \frac{\beta \cdot (\cos(\omega_{eq} \Delta t_4) - 1)}{\alpha(\omega T_i) \cdot (1 + \beta)} \right) \quad (5.24)$$

$$\Delta t_4(\omega T_i) = \frac{1}{\omega_{eq}} \arccos \left(1 - \frac{\alpha(\omega T_i) \cdot (1 + \beta)}{\beta} \right) \quad (5.25)$$

Da equação (5.25) é possível determinar uma restrição a ser atendida para a correta evolução das etapas de funcionamento, uma vez que:

$$-1 < \left(1 - \frac{\alpha(\omega T_i) \cdot (1 + \beta)}{\beta} \right) < 1. \quad (5.26)$$

Assim sendo, obtém-se a inequação a seguir:

$$\alpha(\omega T_i) < \frac{2\beta}{(1+\beta)}. \quad (5.27)$$

Ao final desta etapa, em $t=t_4$, o valor da corrente através do indutor L_{r2} e da tensão sobre o capacitor C_r são expressos pelas seguintes equações:

$$i_{Lr2}(\omega T_i, t_4) = \frac{(|I_{in}(\omega T_i)| + I_M(\omega T_i))}{\alpha(\omega T_i)} \cdot \left(1 - \frac{\alpha(\omega T_i)}{\beta}\right) \quad (5.28)$$

$$v_{Cr}(\omega T_i, t_4) = \frac{(V_{Ce}(\omega T_i) + V_o)}{\beta} \cdot \sqrt{\alpha(\omega T_i) \cdot (2\beta - \alpha(\omega T_i) - \alpha(\omega T_i) \cdot \beta)} \quad (5.29)$$

Uma vez que a corrente $i_{Lr2}(\omega T_i, t_4)$ é considerada de valor positivo, de acordo com a seqüência das etapas de funcionamento mostrada na figura 5.3, torna-se necessário então que:

$$\left(1 - \frac{\alpha(\omega T_i)}{\beta}\right) > 0 \quad (5.30)$$

Portanto, uma nova restrição é definida, conforme a inequação (5.31).

$$\alpha(\omega T_i) < \beta \quad (5.31)$$

5.2.5 – Quinta Etapa de Funcionamento [t_4 , t_5]

Como condições iniciais para esta etapa de funcionamento, tem-se:

$$\begin{cases} i_{Lr1}(\omega T_i, t_4) = 0 \\ i_{Lr2}(\omega T_i, t_4) = \frac{(|I_{in}(\omega T_i)| + I_M(\omega T_i))}{\alpha(\omega T_i)} \cdot \left(1 - \frac{\alpha(\omega T_i)}{\beta}\right) \\ v_{Cr}(\omega T_i, t_4) = \frac{(V_{Ce}(\omega T_i) + V_o)}{\beta} \cdot \sqrt{\alpha(\omega T_i) \cdot (2\beta - \alpha(\omega T_i) - \alpha(\omega T_i) \cdot \beta)} \end{cases} \quad (5.32)$$

A inversão do sentido de fluxo da corrente $i_{Lr1}(\omega T_i, t)$, em $t=t_4$, faz com que o diodo anti-paralelo do interruptor S_1 seja levado à condução. Assim, é possível notar que a corrente através do interruptor S_1 é nula, da mesma forma que a tensão aplicada sobre seus terminais, criando então condições para um bloqueio de forma ZCZVS.

Apesar da mudança de etapa de funcionamento, não há alterações na configuração do circuito em relação à etapa anterior, uma vez que a ressonância continua ocorrendo entre os elementos L_{r1} , L_{r2} e C_r .

Portanto, as equações que regem a evolução das formas de onda das correntes através dos indutores ressonantes e da tensão sobre o capacitor ressonante são as mesmas definidas pelo conjunto de equações (5.23), para a quarta etapa de funcionamento.

A corrente $i_{Lr2}(\omega T_i, t)$ continua decrescendo, até tornar-se nula, em $t=t_5$, e tender a inverter seu sentido de fluxo. Assim, da equação da corrente $i_{Lr2}(\omega T_i, t)$, obtém-se:

$$0 = \left(|I_{in}(\omega T_i)| + I_M(\omega T_i) \right) \cdot \frac{(\beta + \cos(\omega_{eq} t_5))}{\alpha(\omega T_i) \cdot (1 + \beta)} \quad (5.33)$$

$$t_5 = \frac{1}{\omega_{eq}} \cdot \arccos(-\beta) \quad (5.34)$$

Da equação (5.34) obtém-se mais uma restrição a ser satisfeita para a correta evolução da ressonância, conforme mostra a inequação (5.35):

$$\beta < 1 \quad (5.35)$$

O tempo definido pela equação (5.34) equivale ao tempo decorrido a partir do início da quarta etapa de funcionamento. Portanto, para que se obtenha o intervalo de tempo relacionado apenas à duração da quinta etapa, basta subtrair $\Delta t_4(\omega T_i)$ do valor de t_5 , de acordo com a equação (5.36):

$$\Delta t_5(\omega T_i) = t_5 - \Delta t_4(\omega T_i) \quad (5.36)$$

$$\Delta t_5(\omega T_i) = \frac{1}{\omega_{eq}} \cdot \left(\arccos(-\beta) - \arccos\left(1 - \frac{\alpha(\omega T_i) \cdot (1 + \beta)}{\beta}\right) \right) \quad (5.37)$$

No instante do término desta etapa, em $t=t_5$, os valores da corrente $i_{Lr1}(\omega T_i, t)$ e da tensão $v_{Cr}(\omega T_i, t)$ são obtidos através das equações (5.38) e (5.39), respectivamente.

$$i_{Lr1}(\omega T_i, t_5) = \left(|I_{in}(\omega T_i)| + I_M(\omega T_i) \right) \cdot \left(1 - \frac{\beta}{\alpha(\omega T_i)} \right) \quad (5.38)$$

$$v_{Cr}(\omega T_i, t_5) = -\left(V_{Ce}(\omega T_i) + V_o \right) \cdot \sqrt{1 - \beta} \quad (5.39)$$

5.2.6 – Sexta Etapa de Funcionamento [t_5 , t_6]

De acordo com a análise da quinta etapa de funcionamento, as condições iniciais desta etapa são descritas pelo conjunto de equações (5.40).

$$\begin{cases} i_{Lr1}(\omega T_i, t_5) = \left(|I_{in}(\omega T_i)| + I_M(\omega T_i) \right) \cdot \left(1 - \frac{\beta}{\alpha(\omega T_i)} \right) \\ i_{Lr2}(\omega T_i, t_5) = 0 \\ v_{Cr}(\omega T_i, t_5) = -\left(V_{Ce}(\omega T_i) + V_o \right) \cdot \sqrt{1 - \beta} \end{cases} \quad (5.40)$$

No início desta etapa, em $t=t_5$, a corrente $i_{Lr2}(\omega T_i, t)$ inverte seu sentido, levando o diodo anti-paralelo do interruptor S_2 à condução. Tendo em vista que a corrente $i_{Lr1}(\omega T_i, t)$ permanece fluindo através do diodo anti-paralelo do interruptor S_1 , tem-se então que ambos os interruptores apresentam condições para serem bloqueados de forma ZCZVS. Desta forma, com o intuito de simplificar a lógica de comando a ser implementada, admite-se que ambos os interruptores deverão ser bloqueados simultaneamente, durante o decorrer desta etapa de funcionamento.

É possível notar que o circuito equivalente utilizado para análise não apresenta modificação alguma quando comparado aos circuitos equivalentes da quarta e quinta etapas de funcionamento. Desta forma, conclui-se que o comportamento das tensões e correntes através dos elementos ressonantes continuam a obedecer ao conjunto de equações (5.23), definido na quarta etapa de funcionamento.

Esta etapa de funcionamento termina quando a corrente $i_{Lr2}(\omega T_i, t)$ retorna a zero, fazendo com que o ramo de L_{r2} não faça mais parte do circuito. Assim, a tensão sobre os terminais do interruptor S_2 passa a ser igual à tensão sobre o capacitor C_r . Uma forma simples de se determinar o tempo de duração desta etapa de funcionamento consiste na análise da ressonância ocorrida na quarta, quinta e sexta etapas, conforme a figura 5.4.

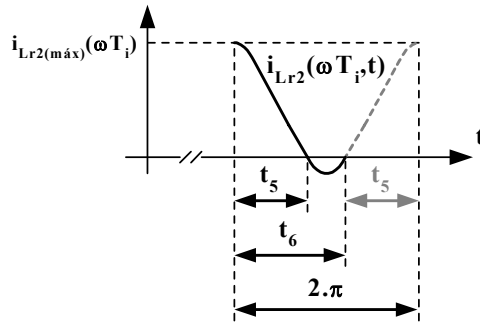


Figura 5.4 – Corrente através do indutor ressonante L_{r2} , durante o decorrer da quarta, quinta e sexta etapas.

Com base na figura 5.4, admitindo a hipótese de que a ressonância poderia continuar a ocorrer após $t=t_6$, tem-se que:

$$\omega_{eq} \cdot t_5 + \omega_{eq} \cdot t_6 = 2\pi \quad (5.41)$$

$$t_6 = \frac{1}{\omega_{eq}} \cdot (2\pi - \arccos(-\beta)) \quad (5.42)$$

Uma vez que os valores de t_5 e t_6 têm como referência o início da quarta etapa de funcionamento, pode-se então definir:

$$\Delta t_6(\omega T_i) = t_6 - t_5 \quad (5.43)$$

$$\Delta t_6(\omega T_i) = \frac{2}{\omega_{eq}} \cdot (\pi - \arccos(-\beta)) \quad (5.44)$$

O valor da corrente $i_{Lr1}(\omega T_i, t)$ no final desta etapa de funcionamento é idêntico ao seu valor no início da mesma, de acordo com a equação (5.45).

$$i_{Lr1}(\omega T_i, t_6) = (|I_{in}(\omega T_i)| + I_M(\omega T_i)) \cdot \left(1 - \frac{\beta}{\alpha(\omega T_i)}\right) \quad (5.45)$$

Com relação à tensão $v_{Cr}(\omega T_i, t)$, seu valor em $t=t_6$ é definido pela equação (5.46).

$$v_{Cr}(\omega T_i, t_6) = (V_{Ce}(\omega T_i) + V_o) \cdot \sqrt{1-\beta} \quad (5.46)$$

É importante notar que os valores mínimos de $i_{Lr1}(\omega T_i, t)$, $i_{Lr2}(\omega T_i, t)$ e de $v_{Cr}(\omega T_i, t)$ ocorrem durante a evolução da ressonância entre os elementos L_{r1} , L_{r2} e C_r , no decorrer da quarta, quinta e sexta etapas. Portanto, tais valores podem ser determinados derivando-se o conjunto de equações (5.23) em relação ao tempo e igualando-se o resultado a zero, para determinar o tempo necessário para que cada grandeza atinja seu ponto de mínimo. Assim sendo, obtém-se:

$$\begin{cases} \frac{d(i_{Lr1}(\omega T_i, t))}{dt} = -\frac{(|I_{in}(\omega T_i)| + I_M(\omega T_i))}{\alpha(\omega T_i)} \cdot \frac{\beta}{(1+\beta)} \cdot \omega_{eq} \cdot \sin(\omega_{eq} t) \\ \frac{d(i_{Lr2}(\omega T_i, t))}{dt} = -\frac{(|I_{in}(\omega T_i)| + I_M(\omega T_i))}{\alpha(\omega T_i)} \cdot \frac{1}{(1+\beta)} \cdot \omega_{eq} \cdot \sin(\omega_{eq} t) \\ \frac{d(v_{Cr}(\omega T_i, t))}{dt} = -\frac{(|I_{in}(\omega T_i)| + I_M(\omega T_i))}{\alpha(\omega T_i)} \cdot \sqrt{\frac{L_{eq}}{C_r}} \cdot \omega_{eq} \cdot \cos(\omega_{eq} t) \end{cases} \quad (5.47)$$

$$\begin{cases} -\frac{(|I_{in}(\omega T_i)| + I_M(\omega T_i))}{\alpha(\omega T_i)} \cdot \frac{\beta}{(1+\beta)} \cdot \omega_{eq} \cdot \sin(\omega_{eq} t) = 0 \\ -\frac{(|I_{in}(\omega T_i)| + I_M(\omega T_i))}{\alpha(\omega T_i)} \cdot \frac{1}{(1+\beta)} \cdot \omega_{eq} \cdot \sin(\omega_{eq} t) = 0 \\ -\frac{(|I_{in}(\omega T_i)| + I_M(\omega T_i))}{\alpha(\omega T_i)} \cdot \sqrt{\frac{L_{eq}}{C_r}} \cdot \omega_{eq} \cdot \cos(\omega_{eq} t) = 0 \end{cases} \quad (5.48)$$

As equações referentes ao ponto de mínimo das correntes através dos indutores ressonantes apresentam soluções idênticas, uma vez que ambas evoluem de acordo com a mesma função $\sin(\omega_{eq} t)$. Assim, o tempo necessário para que ambas as correntes atinjam seus valores mínimos é definido pela equação (5.49).

$$t_{iLr(\min)} = \frac{\pi}{\omega_{eq}} \quad (5.49)$$

Em relação ao ponto de mínimo da tensão sobre o capacitor ressonante, seu valor é determinado pela equação (5.50).

$$t_{vCr(\min)} = \frac{\pi}{2\omega_{eq}} \quad (5.50)$$

Dessa forma, os valores mínimos de $i_{Lr1}(\omega T_i, t)$, $i_{Lr2}(\omega T_i, t)$ e de $v_{Cr}(\omega T_i, t)$ são calculados através das equações (5.51), (5.52) e (5.53), respectivamente.

$$i_{Lr1(\min)}(\omega T_i) = -\left(|I_{in}(\omega T_i)| + I_M(\omega T_i)\right) \cdot \left(\frac{2\beta}{\alpha(\omega T_i) \cdot (1+\beta)} - 1\right) \quad (5.51)$$

$$i_{Lr2(\min)}(\omega T_i) = -\frac{\left(|I_{in}(\omega T_i)| + I_M(\omega T_i)\right) \cdot (1-\beta)}{\alpha(\omega T_i) \cdot (1+\beta)} \quad (5.52)$$

$$v_{Cr(\min)}(\omega T_i) = -\frac{\left(|I_{in}(\omega T_i)| + I_M(\omega T_i)\right)}{\alpha(\omega T_i)} \cdot \sqrt{\frac{L_{eq}}{C_r}} \quad (5.53)$$

5.2.7 – Sétima Etapa de Funcionamento [t_6 , t_7]

Esta etapa de funcionamento apresenta as seguintes condições iniciais:

$$\begin{cases} i_{Lr1}(\omega T_i, t_6) = \left(|I_{in}(\omega T_i)| + I_M(\omega T_i)\right) \cdot \left(1 - \frac{\beta}{\alpha(\omega T_i)}\right) \\ i_{Lr2}(\omega T_i, t_6) = 0 \\ v_{Cr}(\omega T_i, t_6) = (V_{Ce}(\omega T_i) + V_o) \cdot \sqrt{(1-\beta)} \end{cases} \quad (5.54)$$

Com a extinção da corrente através do ramo de L_{r2} , em $t=t_6$, tem início então a sétima etapa de funcionamento. Durante esta etapa, a ressonância passa a ocorrer entre o indutor L_{r1} e o capacitor C_r , com uma frequência angular de oscilação definida pela equação (5.55).

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_{r1} \cdot C_r}} \quad (5.55)$$

As correntes através dos indutores ressonantes e a tensão sobre o capacitor ressonante passam a ser descritas de acordo com o conjunto de equações (5.56).

$$\begin{cases} i_{Lr1}(\omega T_i, t) = \frac{\left(|I_{in}(\omega T_i)| + I_M(\omega T_i)\right)}{\alpha(\omega T_i)} \cdot \left(\sqrt{\beta \cdot (1-\beta)} \cdot \sin(\omega_1 t) - \beta \cdot \cos(\omega_1 t) + \alpha(\omega T_i)\right) \\ i_{Lr2}(\omega T_i, t) = 0 \\ v_{Cr}(\omega T_i, t) = (V_{Ce}(\omega T_i) + V_o) \cdot \left(\sqrt{(1-\beta)} \cdot \cos(\omega_1 t) + \sqrt{\beta} \cdot \sin(\omega_1 t)\right) \end{cases} \quad (5.56)$$

Ao final desta etapa, em $t=t_7$, a corrente $i_{Lr1}(\omega T_i, t)$ torna-se nula, levando o diodo anti-paralelo de S_1 ao bloqueio e encerrando totalmente o ciclo de ressonância. Desta forma, o intervalo de tempo de duração desta etapa pode ser determinado a partir da equação (5.57).

$$0 = \frac{(|I_{in}(\omega T_i)| + I_M(\omega T_i))}{\alpha(\omega T_i)} \cdot (\sqrt{\beta(1-\beta)} \cdot \text{sen}(\omega_1 \Delta t_7) - \beta \cdot \cos(\omega_1 \Delta t_7) + \alpha(\omega T_i)) \quad (5.57)$$

$$\Delta t_7(\omega T_i) = \frac{1}{\omega_1} \cdot \arcsen \left(\sqrt{\beta - \alpha^2(\omega T_i)} - \alpha(\omega T_i) \cdot \sqrt{\frac{(1-\beta)}{\beta}} \right) \quad (5.58)$$

Por fim, a tensão sobre o capacitor ressonante em $t=t_7$ é determinada pela equação (5.59).

$$v_{Cr}(\omega T_i, t_7) = (V_{Ce}(\omega T_i) + V_o) \cdot (\sqrt{(1-\beta)} \cdot \cos(\omega_1 \Delta t_7(\omega T_i)) + \sqrt{\beta} \cdot \text{sen}(\omega_1 \Delta t_7(\omega T_i))) \quad (5.59)$$

Pode-se definir que:

$$A_1(\omega T_i) = \sqrt{\beta} \cdot \text{sen}(\omega_1 \Delta t_7(\omega T_i)) \quad (5.60)$$

$$A_1(\omega T_i) = \sqrt{\beta} \cdot \text{sen} \left(\arcsen \left(\sqrt{\beta - \alpha^2(\omega T_i)} - \alpha(\omega T_i) \cdot \sqrt{\frac{(1-\beta)}{\beta}} \right) \right) \quad (5.61)$$

$$A_1(\omega T_i) = \sqrt{\beta} \cdot \left(\sqrt{\beta - \alpha^2(\omega T_i)} - \alpha(\omega T_i) \cdot \sqrt{\frac{(1-\beta)}{\beta}} \right) \quad (5.62)$$

Define-se também:

$$A_2(\omega T_i) = \sqrt{(1-\beta)} \cdot \cos(\omega_1 \Delta t_7(\omega T_i)) \quad (5.63)$$

$$A_2(\omega T_i) = \sqrt{(1-\beta)} \cdot \cos \left(\arcsen \left(\sqrt{\beta - \alpha^2(\omega T_i)} - \alpha(\omega T_i) \cdot \sqrt{\frac{(1-\beta)}{\beta}} \right) \right) \quad (5.64)$$

$$A_2(\omega T_i) = \sqrt{(1-\beta)} \cdot \sqrt{1 - \left(\sqrt{\beta - \alpha^2(\omega T_i)} - \alpha(\omega T_i) \cdot \sqrt{\frac{(1-\beta)}{\beta}} \right)^2} \quad (5.65)$$

Portanto, a equação (5.59) pode ser escrita da seguinte forma:

$$v_{Cr}(\omega T_i, t_7) = (V_{Ce}(\omega T_i) + V_o) \cdot (A_1(\omega T_i) + A_2(\omega T_i)) \quad (5.66)$$

5.2.8 – Oitava Etapa de Funcionamento [t_7, t_8]

Da análise desenvolvida para a sétima etapa de funcionamento obtém-se que as condições iniciais da oitava etapa são as seguintes:

$$\begin{cases} i_{Lr1}(\omega T_i, t_7) = 0 \\ i_{Lr2}(\omega T_i, t_7) = 0 \\ v_{Cr}(\omega T_i, t_7) = (V_{Ce}(\omega T_i) + V_o) \cdot (A_1(\omega T_i) + A_2(\omega T_i)) \end{cases} \quad (5.67)$$

Com a extinção da corrente através de L_{r1} , o diodo D_1 assume completamente a corrente $|I_{in}(\omega T_i)| + I_M(\omega T_i)$, fazendo com que o capacitor C_r passe a ser carregado de forma linear. Além disso, no decorrer desta etapa, a tensão sobre os terminais de S_1 é igual ao valor da tensão $v_{Cr}(\omega T_i, t)$, o mesmo ocorrendo com a tensão sobre os terminais de S_2 .

Durante esta etapa, o conjunto de equações (5.68) descreve a evolução das formas de onda através dos elementos ressonantes.

$$\begin{cases} i_{Lr1}(\omega T_i, t) = 0 \\ i_{Lr2}(\omega T_i, t) = 0 \\ v_{Cr}(\omega T_i, t) = \frac{(|I_{in}(\omega T_i)| + I_M(\omega T_i))}{C_r} \cdot t + (V_{Ce}(\omega T_i) + V_o) \cdot (A_1(\omega T_i) + A_2(\omega T_i)) \end{cases} \quad (5.68)$$

Esta etapa termina em $t=t_8$, quando a tensão sobre C_r atinge o valor $V_{Ce}(\omega T_i) + V_o$. Neste instante, o diodo D_1 é bloqueado, enquanto que o diodo D_2 é levado à condução de forma ZVS. Assim, a determinação da duração desta etapa de funcionamento é feita de acordo com a equação (5.69).

$$(V_{Ce}(\omega T_i) + V_o) = \frac{(|I_{in}(\omega T_i)| + I_M(\omega T_i))}{C_r} \cdot \Delta t_8(\omega T_i) + (V_{Ce}(\omega T_i) + V_o) \cdot (A_1(\omega T_i) + A_2(\omega T_i)) \quad (5.69)$$

$$\Delta t_8(\omega T_i) = \frac{1}{\alpha(\omega T_i) \cdot \omega_2} \cdot [1 - (A_1(\omega T_i) + A_2(\omega T_i))] \quad (5.70)$$

5.2.9 – Nona Etapa de Funcionamento [t_8, t_9]

O conjunto de equações (5.71) descreve as condições iniciais desta etapa de funcionamento.

$$\begin{cases} i_{Lr1}(\omega T_i, t_8) = 0 \\ i_{Lr2}(\omega T_i, t_8) = 0 \\ v_{Cr}(\omega T_i, t_8) = V_{Ce}(\omega T_i) + V_o \end{cases} \quad (5.71)$$

Durante o decorrer desta etapa, as grandezas $i_{Lr1}(\omega T_i, t)$, $i_{Lr2}(\omega T_i, t)$ e $v_{Cr}(\omega T_i, t)$ não sofrem alterações em seus valores, permitindo então que as equações que descrevem o comportamento de tais grandezas sejam escritas como a seguir:

$$\begin{cases} i_{Lr1}(\omega T_i, t) = 0 \\ i_{Lr2}(\omega T_i, t) = 0 \\ v_{Cr}(\omega T_i, t) = V_{Ce}(\omega T_i) + V_o \end{cases} \quad (5.72)$$

A entrada em condução do diodo D_2 faz com que as correntes advindas da fonte de alimentação e do indutor de acumulação fluam diretamente para a saída do conversor, tornando esta a principal etapa de transferência de energia à carga.

Esta etapa de funcionamento só é encerrada no momento em que o interruptor S_1 é novamente comandado à condução, de forma ZCS, dando início a um novo ciclo de chaveamento. A duração da nona etapa de funcionamento pode ser determinada de acordo com a equação (5.73).

$$\Delta t_9(\omega T_i) = T_{Sepic} - \left(\sum_{n=1}^8 \Delta t_n(\omega T_i) \right) \quad (5.73)$$

A partir da equação (5.73) e das equações referentes aos intervalos de tempos de duração das etapas de funcionamento, obtém-se:

$$\Delta t_9(\omega T_i) = \frac{1 - D(\omega T_i)}{f_{Sepic}} - \frac{1}{\omega_2} \cdot B(\omega T_i) \quad (5.74)$$

$$\text{sendo: } B(\omega T_i) = A_0(\omega T_i) - \frac{1}{\alpha(\omega T_i)} \cdot (A_1(\omega T_i) + A_2(\omega T_i)) + A_3(\omega T_i) \quad (5.75)$$

$$A_0(\omega T_i) = \frac{1}{\alpha(\omega T_i)} + \frac{\pi}{2} + \frac{2\pi}{\sqrt{1+\beta}} \quad (5.76)$$

$$A_3(\omega T_i) = \frac{1}{\sqrt{\beta}} \cdot \arcsen \left(\sqrt{(\beta - \alpha^2(\omega T_i))} - \alpha(\omega T_i) \cdot \frac{\sqrt{1-\beta}}{\beta} \right) - \frac{1}{\sqrt{1+\beta}} \cdot \arccos(-\beta) \quad (5.77)$$

5.3 – ANÁLISE DO PROCESSO DE BLOQUEIO DOS INTERRUPTORES ATIVOS DO NOVO RETIFICADOR SEPIC ZCS-PWM

A análise das etapas de funcionamento do novo retificador Sepic ZCS-PWM conduz a algumas restrições a serem atendidas para a correta evolução das tensões e correntes através dos elementos ressonantes, de forma a propiciar as condições necessárias à obtenção das comutações suaves, conforme desejado. Tais restrições são apresentadas pelas inequações (5.31) e (5.35), respectivamente transcritas a seguir:

$$\alpha(\omega T_i) < \beta$$

$$\beta < 1$$

De acordo com a equação (5.10), o parâmetro β representa a relação entre as indutâncias de L_{r2} e de L_{r1} . A restrição imposta pela inequação (5.31) garante que, durante o decorrer da ressonância entre L_{r1} , L_{r2} e C_r , a corrente $i_{Lr1}(\omega T_i, t)$ irá inverter seu sentido de fluxo antes que o mesmo ocorra com $i_{Lr2}(\omega T_i, t)$. Já a restrição imposta pela inequação (5.35) implica que o valor da indutância de L_{r2} deverá ser menor do que a indutância de L_{r1} . Assim sendo, a frequência de ressonância ω_2 será maior do que a frequência de ressonância ω_1 , fazendo com que a ressonância entre L_{r2} e C_r termine mais rapidamente do que a ressonância entre L_{r1} e C_r . Desta forma, ficam adequadamente compostas as etapas de funcionamento referentes ao novo retificador Sepic ZCS-PWM.

Adicionalmente, é importante notar que o parâmetro $\alpha(\omega T_i)$ varia de acordo com as evoluções da corrente e da tensão de alimentação retificadas. Levando-se em consideração que a técnica de controle a ser adotada irá proporcionar a obtenção de uma corrente de entrada com defasagem angular desprezível e com taxa de distorção harmônica bastante reduzida, para a análise de $\alpha(\omega T_i)$ pode-se admitir como aproximação que a corrente de entrada é puramente senoidal e em fase com a tensão de alimentação. Como uma aproximação adicional, considera-se que a corrente $I_M(\omega T_i)$ apresenta uma variação similar a uma onda senoidal retificada, cujo valor médio é igual à corrente I_o através da carga, resultando na equação (5.78).

$$I_M(\omega T_i) = \frac{\pi}{2} \cdot I_o \cdot |\sin(\omega T_i)| \quad (5.78)$$

Finalmente, em função das aproximações adotadas para a tensão sobre o capacitor de acumulação C_e e para a corrente que circula através do indutor de acumulação L_M , o

parâmetro $\alpha(\omega T_i)$, originalmente definido pela equação (5.9), pode ser também descrito pela equação (5.79).

$$\alpha(\omega T_i) = \frac{\sqrt{2} \cdot I_{in(ef)} \cdot |\sin(\omega T_i)| + \frac{\pi}{2} \cdot I_o \cdot |\sin(\omega T_i)|}{\sqrt{2} \cdot V_{in(ef)} \cdot |\sin(\omega T_i)| + V_o} \cdot \sqrt{\frac{L_{r2}}{C_r}} \quad (5.79)$$

Analisando-se a equação (5.79), é possível concluir que o máximo valor de $\alpha(\omega T_i)$ ocorre quando a tensão $|V_{in}(\omega T_i)|$ e as correntes $|I_{in}(\omega T_i)|$ e $I_M(\omega T_i)$ atingem seus valores máximos, em $\omega T_i = \pi/2$, implicando então na equação (5.80).

$$\alpha_{\max} = \frac{\sqrt{2} \cdot I_{in(ef)} + \frac{\pi}{2} \cdot I_o}{\sqrt{2} \cdot V_{in(ef)} + V_o} \cdot \sqrt{\frac{L_{r2}}{C_r}} \quad (5.80)$$

É fato que, caso o máximo valor de $\alpha(\omega T_i)$ atenda à restrição imposta pela inequação (5.31), todos os valores de $\alpha(\omega T_i)$ também o farão. Assim, a inequação (5.81) pode substituir a restrição imposta pela inequação (5.31), garantindo assim o correto funcionamento do circuito durante o decorrer de um ciclo de rede de CA.

$$\alpha_{\max} < \beta \quad (5.81)$$

Outro parâmetro a ser analisado é o tempo de duração da ressonância entre L_{r2} e C_r . Em conformidade com a análise das etapas de funcionamento, o tempo de ressonância entre estes dois elementos pode ser obtido através da equação (5.82).

$$\Delta t_{Lr2, Cr} = \Delta t_3 + t_6 \quad (5.82)$$

$$\Delta t_{Lr2, Cr} = \frac{1}{\omega_2} \cdot \left(\frac{\pi}{2} + \frac{2 \cdot \pi - \arccos(-\beta)}{\sqrt{1+\beta}} \right) \quad (5.83)$$

De acordo com a equação (5.83), é possível notar que o intervalo de tempo destinado à ressonância entre L_{r2} e C_r não sofre alterações em função das variações da tensão de alimentação e da corrente de entrada, mantendo-se constante durante todo um período da rede de alimentação em CA.

Para completar a análise da comutação ZCS do novo retificador proposto, resta ainda obter os intervalos de tempo relacionados à condução dos interruptores S_1 e S_2 . Como afirmado na análise das etapas de funcionamento, o bloqueio de ambos os interruptores deverá ser realizado simultaneamente durante o decorrer da sexta etapa. Desta forma, o intervalo de tempo dentro do qual os interruptores deverão ter seus pulsos de acionamento retirados é definido pela equação (5.84).

$$\Delta t_{off} = \Delta t_6(\omega T_i) \quad (5.84)$$

$$\Delta t_{\text{off}} = \frac{2}{\omega_{\text{eq}}} \cdot (\pi - \arccos(-\beta)) \quad (5.85)$$

Para o projeto do comando dos interruptores, admitir-se-á que o bloqueio dos mesmos ocorre na metade da sexta etapa de funcionamento. Portanto, em conformidade com a figura 5.3, o intervalo de tempo de manutenção do pulso de acionamento do interruptor S_1 é definido de acordo a equação (5.86).

$$\Delta t_{S1}(\omega T_i) = \Delta t_1(\omega T_i) + \Delta t_2(\omega T_i) + \Delta t_3(\omega T_i) + t_6 - \frac{\Delta t_{\text{off}}}{2} \quad (5.86)$$

$$\Delta t_{S1}(\omega T_i) = \frac{D(\omega T_i)}{f_{\text{Sepic}}} + \frac{\pi}{\omega_2} \cdot \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{\sqrt{(1+\beta)}} \right) \quad (5.87)$$

Por fim, o intervalo de tempo referente à manutenção do pulso de acionamento de S_2 pode ser obtido através da equação (5.88).

$$\Delta t_{S2}(\omega T_i) = \Delta t_3(\omega T_i) + t_6 - \frac{\Delta t_{\text{off}}}{2} \quad (5.88)$$

$$\Delta t_{S2}(\omega T_i) = \frac{\pi}{\omega_2} \cdot \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{\sqrt{(1+\beta)}} \right) \quad (5.89)$$

5.4 – CARACTERÍSTICA DE SAÍDA DO NOVO RETIFICADOR SEPIC ZCS-PWM

A característica de saída (q), também denominada de ganho estático, do novo retificador Sepic ZCS-PWM é definida como sendo a relação entre o valor nominal da tensão de saída e o valor eficaz da tensão de alimentação, conforme a equação (5.90).

$$q = \frac{V_o}{V_{\text{in(ef)}}} \quad (5.90)$$

Admitindo-se, como consideração simplificadora, que o conversor não apresenta perdas no processamento da energia, pode-se assumir que a equação (5.91) é válida.

$$V_{\text{in(ef)}} \cdot I_{\text{in(ef)}} = V_o \cdot I_o \quad (5.91)$$

Desta forma, a equação (5.90) pode ser escrita na forma da equação (5.92).

$$q = \frac{I_{\text{in(ef)}}}{I_o} \quad (5.92)$$

Adequando-se a análise das etapas de funcionamento para valores médios e eficazes das grandezas envolvidas, pode-se assumir que o valor médio da corrente $I_M(\omega T_i)$ é expresso pela equação (5.93):

$$I_o = \frac{1}{T_{Sepic}} \cdot \left[\int_0^{\Delta t_{l(ef)}} \left((I_{in(ef)} + I_o) - i_{Lr1(ef)}(t) \right) dt + \int_0^{\Delta t_{9(ef)}} (I_{in(ef)} + I_o) dt \right] \quad (5.93)$$

$$I_o = \frac{1}{T_{Sepic}} \cdot \left[\int_0^{\Delta t_{l(ef)}} (I_{in(ef)} + I_o) dt - \int_0^{\Delta t_{l(ef)}} i_{Lr1(ef)}(t) dt + \int_0^{\Delta t_{9(ef)}} (I_{in(ef)} + I_o) dt \right] \quad (5.94)$$

sendo:

$$i_{Lr1(ef)}(t) = \frac{(V_{in(ef)} + V_o)}{L_{r1}} \cdot t \quad (5.95)$$

$$\Delta t_{l(ef)} = \frac{1}{\omega_2} \cdot \frac{\alpha_{(ef)}}{\beta} \quad (5.96)$$

$$\Delta t_{9(ef)} = \frac{1 - D_{(ef)}}{f_{Sepic}} - \frac{1}{\omega_2} \cdot \left[A_{0(ef)} - \frac{1}{\alpha_{(ef)}} \cdot (A_{1(ef)} + A_{2(ef)}) + A_{3(ef)} \right] \quad (5.97)$$

$D_{(ef)}$ = razão cíclica de comando para valores eficazes das grandezas envolvidas

$$\alpha_{(ef)} = \frac{I_{in(ef)} + I_o}{V_{in(ef)} + V_o} \cdot \sqrt{\frac{L_{r2}}{C_r}} \quad (5.98)$$

$$A_{0(ef)} = \frac{1}{\alpha_{(ef)}} + \frac{\pi}{2} + \frac{2 \cdot \pi}{\sqrt{(1 + \beta)}} \quad (5.99)$$

$$A_{1(ef)} = \sqrt{\beta} \cdot \left(\sqrt{\beta - \alpha_{(ef)}^2} - \alpha_{(ef)} \cdot \sqrt{\frac{(1 - \beta)}{\beta}} \right) \quad (5.100)$$

$$A_{2(ef)} = \sqrt{(1 - \beta)} \cdot \sqrt{1 - \left(\sqrt{\beta - \alpha_{ef}^2} - \alpha_{ef} \cdot \sqrt{\frac{(1 - \beta)}{\beta}} \right)^2} \quad (5.101)$$

$$A_{3(ef)} = \frac{1}{\sqrt{\beta}} \cdot \arcsen \left(\sqrt{(\beta - \alpha_{ef}^2)} - \alpha_{(ef)} \cdot \frac{\sqrt{(1 - \beta)}}{\beta} \right) - \frac{1}{\sqrt{(1 + \beta)}} \cdot \arccos(-\beta) \quad (5.102)$$

A solução da equação (5.94) depende do desenvolvimento das funções integrais nela envolvidas. Portanto, para a primeira função integral, tem-se:

$$\int_0^{\Delta t_{l(ef)}} (I_{in(ef)} + I_o) dt = (I_{in(ef)} + I_o) \cdot \Delta t_{l(ef)} \quad (5.103)$$

$$\int_0^{\Delta t_{1(ef)}} (I_{in(ef)} + I_o) dt = (I_{in(ef)} + I_o) \cdot \frac{1}{\omega_2} \cdot \frac{\alpha_{(ef)}}{\beta} \quad (5.104)$$

Para a segunda integral:

$$\int_0^{\Delta t_{1(ef)}} i_{Lr1(ef)}(t) dt = \frac{(V_{in(ef)} + V_o)}{L_{r1}} \cdot \Delta t_{1(ef)}^2 \quad (5.105)$$

$$\int_0^{\Delta t_{1(ef)}} i_{Lr1(ef)}(t) dt = \frac{(I_{in(ef)} + I_o)}{2} \cdot \frac{1}{\omega_2} \cdot \frac{\alpha_{(ef)}}{\beta} \quad (5.106)$$

Para a terceira integral:

$$\int_0^{\Delta t_{9(ef)}} (I_{in(ef)} + I_o) dt = (I_{in(ef)} + I_o) \cdot \Delta t_{9(ef)} \quad (5.107)$$

$$\int_0^{\Delta t_{9(ef)}} (I_{in(ef)} + I_o) dt = (I_{in(ef)} + I_o) \cdot \left[\frac{1 - D_{(ef)}}{f_{Sepic}} - \frac{1}{\omega_2} \cdot \left(A_{0(ef)} - \frac{1}{\alpha_{(ef)}} \cdot (A_{1(ef)} + A_{2(ef)}) + A_{3(ef)} \right) \right] \quad (5.108)$$

Desta forma, a partir das equações (5.94), (5.104), (5.106) e (5.108), obtém-se:

$$I_o = (I_{in(ef)} + I_o) \cdot \left[1 - D_{(ef)} - \frac{f_{Sepic}}{\omega_2} \cdot \left(A_{0(ef)} - \frac{1}{\alpha_{(ef)}} \cdot (A_{1(ef)} + A_{2(ef)}) + A_{3(ef)} - \frac{\alpha_{(ef)}}{2\beta} \right) \right] \quad (5.109)$$

$$\text{sendo:} \quad \omega_2 = 2\pi \cdot f_2 \quad (5.110)$$

f_2 = frequência de oscilação da ressonância entre L_{r2} e C_r .

Por fim, o ganho estático é expresso através da equação (5.111).

$$q = \frac{\left[D_{(ef)} + \frac{f}{2\pi} \cdot \left(A_{0(ef)} - \frac{1}{\alpha_{(ef)}} \cdot (A_{1(ef)} + A_{2(ef)}) + A_{3(ef)} - \frac{\alpha_{(ef)}}{2\beta} \right) \right]}{1 - \left[D_{(ef)} + \frac{f}{2\pi} \cdot \left(A_{0(ef)} - \frac{1}{\alpha_{(ef)}} \cdot (A_{1(ef)} + A_{2(ef)}) + A_{3(ef)} - \frac{\alpha_{(ef)}}{2\beta} \right) \right]} \quad (5.111)$$

$$\text{sendo:} \quad f = \frac{f_{Sepic}}{f_2} \quad (5.112)$$

Define-se ainda:

$$F(\alpha_{(ef)}, \beta, f, D_{(ef)}) = \left[D_{(ef)} + \frac{f}{2\pi} \cdot \left(A_{0(ef)} - \frac{1}{\alpha_{(ef)}} \cdot (A_{1(ef)} + A_{2(ef)}) + A_{3(ef)} - \frac{\alpha_{(ef)}}{2\beta} \right) \right] \quad (5.113)$$

Assim, é possível expressar a equação (5.111) da seguinte forma:

$$q = \frac{F(\alpha_{(ef)}, \beta, f, D_{(ef)})}{1 - F(\alpha_{(ef)}, \beta, f, D_{(ef)})} \quad (5.114)$$

Partindo-se das equações (5.111) e (5.112), é possível obter-se o valor de $D_{(ef)}$, de acordo com a equação (5.115).

$$D_{(ef)} = \frac{q}{1+q} - \left[\frac{f}{2\pi} \cdot \left(A_{0(ef)} - \frac{1}{\alpha_{(ef)}} \cdot (A_{1(ef)} + A_{2(ef)}) + A_{3(ef)} - \frac{\alpha_{(ef)}}{2\beta} \right) \right] \quad (5.115)$$

A análise do ganho estático deste conversor pode ser melhor desenvolvida a partir do traçado de gráficos de $(q \times \alpha_{(ef)})$, mostrados na figura 5.5, variando-se os valores dos parâmetros β , f e $D_{(ef)}$ para que suas influências possam ser devidamente visualizadas.

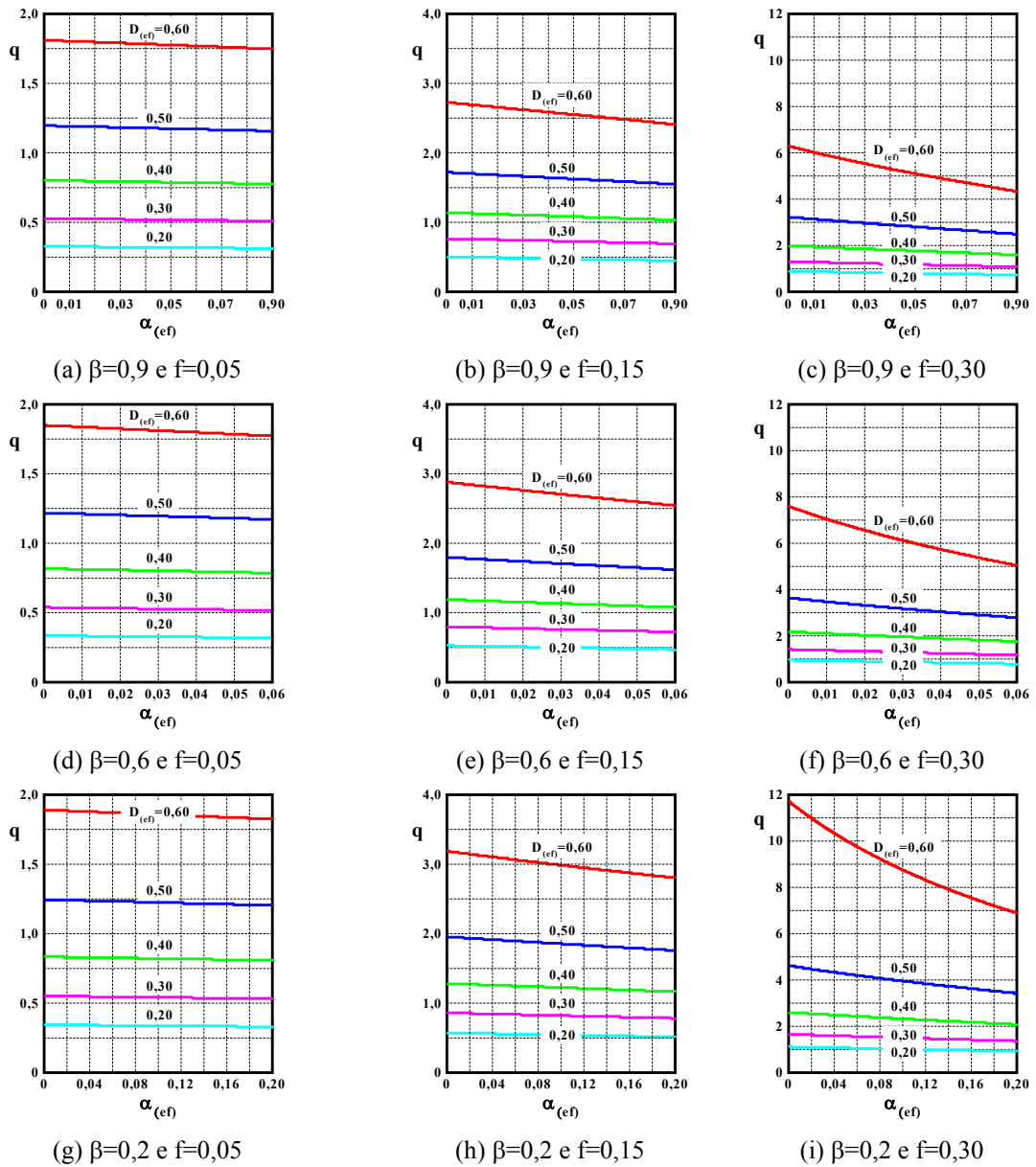


Figura 5.5 – Curvas representativas da característica de saída do novo retificador Sepic proposto, para diferentes valores de β , f e $D_{(ef)}$.

Analisando-se a figura 5.5, é possível notar que valores reduzidos para o parâmetro β associados a elevados valores do parâmetro f fazem com que a característica de saída do conversor apresente variação considerável, fato que denota um aumento da característica ressonante no processo de transferência de energia à carga.

Considerando-se que o valor eficaz da tensão de alimentação é constante, uma vez que esta é fornecida pela rede de CA, pode-se admitir que o ganho estático descreve o comportamento da tensão de saída em função da variação de $\alpha_{(ef)}$ e dos parâmetros β , f e $D_{(ef)}$. Tendo em vista que $\alpha_{(ef)}$ pode ser considerado como um parâmetro de carga normalizado, então os gráficos de q traduzem a regulação da tensão de saída do conversor em função da variação da carga. Sendo assim, é interessante que seja escolhida uma curva na qual a variação de q não seja muito acentuada, para uma dada faixa de variação de $\alpha_{(ef)}$, garantindo assim uma boa regulação da tensão de saída para uma dada variação de carga desejada. Para tanto, pode-se recorrer a uma escolha de elevados valores para β em conjunto com reduzidos valores para f , fato que reduz a influência da ressonância sobre a característica de saída do conversor. Entretanto, é preciso levar em consideração o fato de que elevados valores de β implicam em um aumento do valor de L_{r2} em relação a L_{r1} , podendo conduzir a um aumento do volume e do peso do elemento a ser implementado.

Além disso, valores muito reduzidos de f podem resultar em frequências de ressonância extremamente elevadas, podendo causar problemas relacionados à interferência eletromagnética e também a perdas nos elementos magnéticos envolvidos. Adicionalmente, elevadas frequências de ressonância resultam em reduzidos intervalos de tempo disponíveis para o bloqueio dos interruptores ativos. Em casos extremos, tal fato pode ser considerado como sendo uma condição adicional a ser atendida para a realização da implementação prática, tendo em vista que o processo de bloqueio dos interruptores ativos pode eventualmente necessitar de mais tempo do que o disponibilizado para a sexta etapa de funcionamento.

5.5 - METODOLOGIA E EXEMPLO DE PROJETO

Em função da análise desenvolvida para os estágios retificador e inversor desta nova estrutura, é proposta então uma metodologia de projeto adequada para a adoção e determinação dos parâmetros necessários à implementação. Para o desenvolvimento de um exemplo de projeto, com o intuito de demonstrar a metodologia proposta, são adotados os seguintes parâmetros de entrada e saída:

Tabela 5.1 - Dados de entrada e saída utilizados para o projeto do novo reator eletrônico

Valor eficaz nominal da tensão de alimentação ($V_{in(ef)}$)	90V a 260V
Frequência de oscilação da rede de alimentação em CA (f_{rede})	60Hz
Frequência de chaveamento do retificador Sepic (f_{Sepic})	50kHz
Valor médio nominal da tensão no barramento CC ($V_{o(nom)}$)	250V
Frequência de chaveamento nominal do inversor Half-Bridge (f_{HB})	50kHz
Temperatura ambiente nominal de operação da lâmpada fluorescente (T)	25°C
Intervalo de tempo mínimo de duração do processo de pré-aquecimento (Δt_{ign})	500ms
Valor de pico-a-pico da tensão de ignição da lâmpada fluorescente (V_{ign})	800V _{pk-pk}
Eficiência mínima adotada para o estágio retificador de entrada, em porcentagem ($\eta\%$)	95%
Valor nominal da potência de saída do novo reator proposto (cinco lâmpadas fluorescentes T12-40W)	200W

5.5.1 – PROJETO DO ESTÁGIO RETIFICADOR SEPIC ZCS-PWM

O cálculo dos elementos ressonantes do retificador Sepic é feito a partir da adoção de valores para os parâmetros $\alpha_{m\acute{a}x}$, β e f . Utilizando-se as equações de definição de tais parâmetros, obtém-se os valores a serem implementados. Entretanto, é preciso lembrar que a capacitância a ser utilizada deve ser tal que possa ser encontrada comercialmente, ou ao menos composta por associação de capacitâncias de valor comercial. Assim sendo, ao invés de adotar um valor para $\alpha_{m\acute{a}x}$, recomenda-se que seja inicialmente adotado um valor para C_r . Após a determinação dos parâmetros ressonantes, verifica-se então se o valor de $\alpha_{m\acute{a}x}$

resultante não infringe nenhuma das restrições impostas durante a análise das etapas de funcionamento.

Os critérios para a adoção de valores para os parâmetros C_r , β e f são estabelecidos em função de considerações relacionadas à implementação de um protótipo experimental. Em outras palavras, devem ser analisados:

- a evolução adequada do processo de ressonância;
- a regulação da tensão de saída do conversor, em função da variação da carga;
- os esforços de tensão e corrente envolvidos nos elementos ressonantes e nos dispositivos semicondutores; e
- o volume dos indutores a serem implementados.

Portanto, na sequência serão apresentados os comentários relacionados às influências dos parâmetros a serem adotados sobre os fatores que devem ser levados em conta para que o conversor seja projetado corretamente.

5.5.1.1 – Análise da Evolução da Ressonância

A análise da evolução adequada da ressonância é realizada a partir da avaliação de algumas grandezas, a saber: o valor de $\alpha_{\text{máx}}$, o valor do intervalo de tempo Δt_{off} destinado ao bloqueio dos interruptores ativos e, por fim, o menor valor negativo assumido pelas correntes através dos indutores ressonantes.

Em função das equações (5.11), (5.80), (5.110) e (5.112), o parâmetro $\alpha_{\text{máx}}$, pode ser definido como segue:

$$\alpha_{\text{máx}} = \frac{\sqrt{2} \cdot I_{\text{in(ef)}} + \frac{\pi}{2} \cdot I_o}{\sqrt{2} \cdot V_{\text{in(ef)}} + V_o} \cdot \frac{f}{(2 \cdot \pi \cdot f_{\text{Sepic}}) \cdot C_r} \quad (5.116)$$

Assim, em função dos dados de entrada e saída adotados neste exemplo de projeto, é possível traçar gráficos para facilitar a análise do comportamento de $\alpha_{\text{máx}}$ em função de determinados valores de f e C_r , como mostra a figura 5.6.

Com base na figura 5.6, é possível notar claramente que, para um dado valor de C_r , um aumento do valor de f implica diretamente em um aumento de $\alpha_{\text{máx}}$. Entretanto, fixando-se um valor de f e incrementando-se o valor de C_r , nota-se que o valor de $\alpha_{\text{máx}}$ decresce. Tais observações são importantes na medida em que, devido à restrição imposta pela inequação (5.81), quanto maior for o valor de $\alpha_{\text{máx}}$, maior deverá ser o valor adotado para β , fato que implica no aumento das indutâncias necessárias, podendo significar um aumento no volume físico dos indutores.

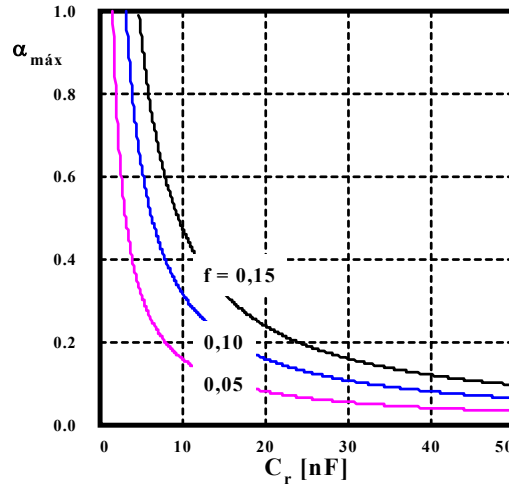


Figura 5.6 – Variação de $\alpha_{(máx)}$ em função de C_r e β .

Com relação a Δt_{off} , a partir das equações (5.10), (5.11), (5.22), (5.85), (5.110) e (5.112), pode-se escrever:

$$\Delta t_{off} = \frac{1}{2\pi\sqrt{1+\beta}} \cdot \frac{f}{f_{Sepic}} \cdot [\pi - \arccos(-\beta)] \quad (5.117)$$

O gráfico da equação (5.117) é mostrado na figura 5.7.

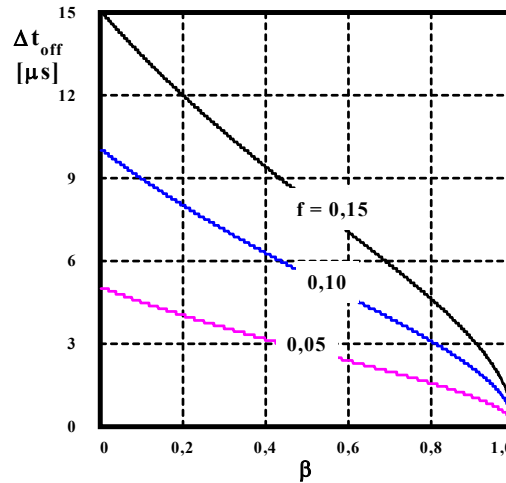


Figura 5.7 – Variação de Δt_{off} em função de β e f .

Analisando-se a figura 5.7, é possível verificar que quanto maior for o valor do parâmetro β , menor será o intervalo de tempo disponível para a retirada dos pulsos de comando dos interruptores ativos. Em relação à influência do parâmetro f , percebe-se que incrementos em seu valor permitem o aumento de Δt_{off} , conforme esperado, pois maiores valores de f significam menores valores de frequência de ressonância f_2 e, obviamente, maiores intervalos de tempo para a evolução das grandezas ressonantes.

Finalmente, realiza-se a análise da inversão do sentido das correntes através dos indutores ressonantes, com o intuito de se garantir um comportamento adequado, mesmo frente a pequenas variações no valor das indutâncias em função da presença de elementos parasitas, quando da implementação do protótipo experimental. Para tanto, deve-se então garantir que as correntes que fluem através dos diodos anti-paralelos de S_1 e S_2 não sejam demasiadamente reduzidas. Das equações (5.9), (5.10), (5.11), (5.51), (5.52), (5.110) e (5.112) são obtidas as novas equações referentes aos valores mínimos atingidos pelas correntes através dos indutores ressonantes.

$$i_{Lr1(\min)}(\omega T_i) = \left(|I_{in}(\omega T_i)| + I_M(\omega T_i) \right) - 4 \cdot \pi \cdot \frac{f_{\text{Sepic}}}{f} \cdot (V_{Ce}(\omega T_i) + V_o) \cdot \left(\frac{\beta}{1+\beta} \right) \cdot C_r \quad (5.118)$$

$$i_{Lr2(\min)}(\omega T_i) = 2 \cdot \pi \cdot \frac{f_{\text{Sepic}}}{f} \cdot (V_{Ce}(\omega T_i) + V_o) \cdot \left(\frac{\beta-1}{1+\beta} \right) \cdot C_r \quad (5.119)$$

Para o conversor Sepic, os menores patamares de inversão das correntes ressonantes, tanto para $i_{Lr1}(\omega T_i, t)$ quanto para $i_{Lr2}(\omega T_i, t)$, irão ocorrer para $\omega T_i \rightarrow 0$. Assim sendo, das equações (5.118) e (5.119) podem ser escritas as equações (5.120) e (5.121), respectivamente, as quais serão utilizadas para garantir a inversão das correntes através de L_{r1} e L_{r2} .

$$i_{Lr1(\min)} \Big|_{\omega T_i \rightarrow 0} = -4 \cdot \pi \cdot \frac{f_{\text{Sepic}}}{f} \cdot V_o \cdot \left(\frac{\beta}{1+\beta} \right) \cdot C_r \quad (5.120)$$

$$i_{Lr2(\min)} \Big|_{\omega T_i \rightarrow 0} = 2 \cdot \pi \cdot \frac{f_{\text{Sepic}}}{f} \cdot V_o \cdot \left(\frac{\beta-1}{1+\beta} \right) \cdot C_r \quad (5.121)$$

A figura 5.8 mostra o comportamento de $i_{Lr1(\min)} \Big|_{\omega T_i \rightarrow 0}$, em função de variações nos parâmetros C_r , β e f .

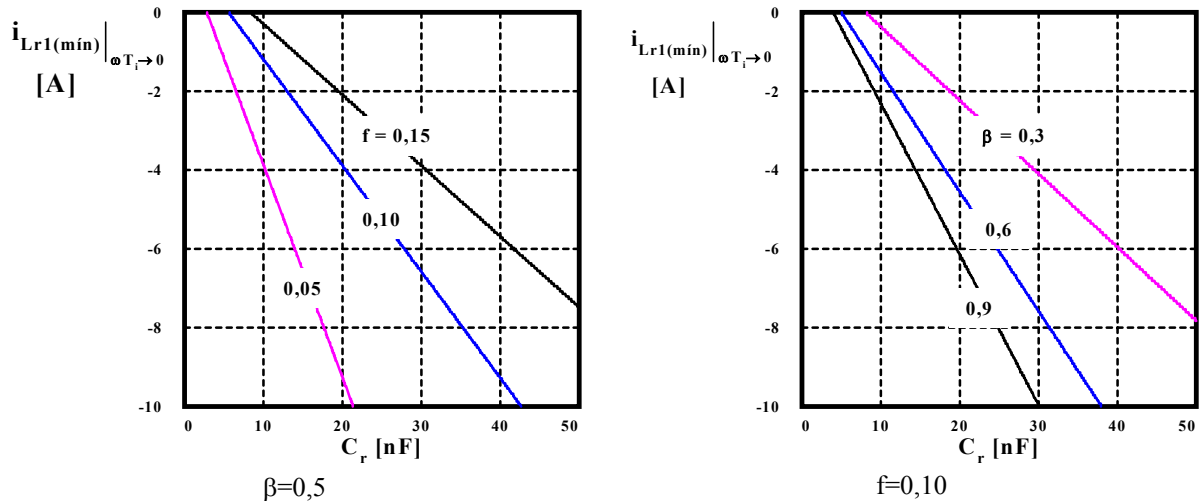


Figura 5.8 – Variação de $i_{Lr1(\min)} \Big|_{\omega T_i \rightarrow 0}$ em função de C_r , β e f .

Da análise da figura 5.8, conclui-se que o aumento do valor de C_r e/ou do valor de β conduz $i_{Lr1(inv)}$ a valores cada vez mais negativos. Entretanto, o aumento do parâmetro f implica na redução dos valores negativos de $i_{Lr1(mín)}|_{\omega T_i \rightarrow 0}$.

Com relação a $i_{Lr2(mín)}|_{\omega T_i \rightarrow 0}$, a figura 5.9 apresenta a evolução de seus valores em função dos parâmetros C_r , β e f .

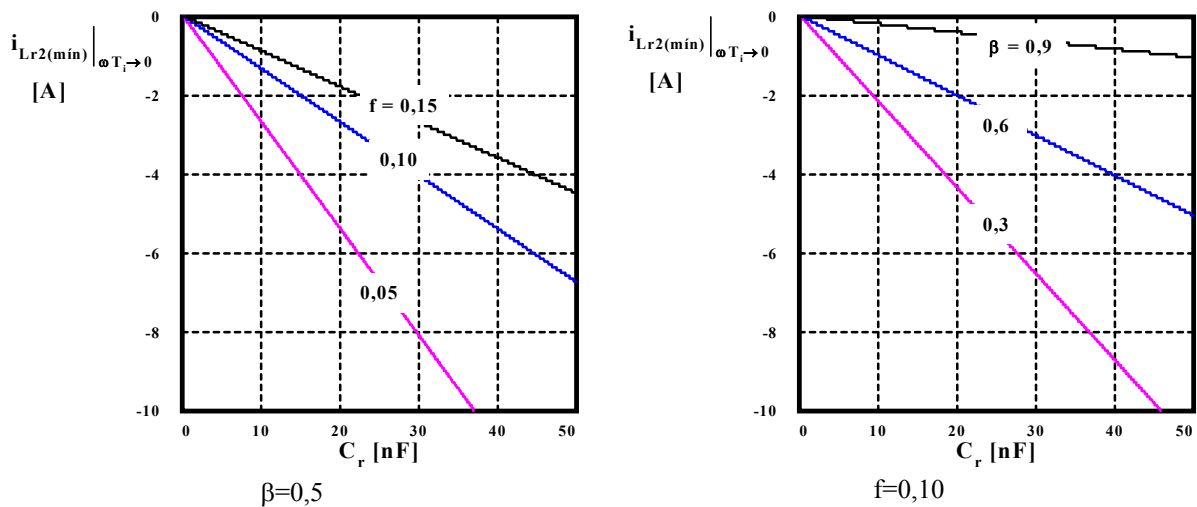


Figura 5.9 – Variação de $i_{Lr2(mín)}|_{\omega T_i \rightarrow 0}$ em função de C_r , β e f .

É possível notar na figura 5.9 que o valor negativo de $i_{Lr2(mín)}|_{\omega T_i \rightarrow 0}$ tende a diminuir, conforme os valores de β e/ou f são incrementados. Além disso, observa-se que o aumento de C_r induz a maiores valores de corrente inversa através de L_{r2} .

5.5.1.2 – Análise da Regulação da Tensão de Saída

A regulação da tensão de saída do conversor Sepic é avaliada a partir das curvas de ganho estático, conforme apresentado no item 5.4. Os comentários acerca da escolha adequada dos parâmetros β e f , apresentados anteriormente no referido item, devem ser considerados em conjunto com as avaliações apresentadas nesta metodologia de projeto proposta, com o intuito de se estabelecer um compromisso entre a operação do conversor e os esforços processados através de seus elementos.

5.5.1.3 – Análise dos Esforços de Tensão e Corrente nos Dispositivos Semicondutores

Os esforços de tensão e corrente nos dispositivos semicondutores envolvidos também devem ser devidamente estimados, permitindo a escolha dos melhores componentes

destinados à aplicação em questão. A partir das etapas de funcionamento apresentadas na figura 5.3 e do equacionamento desenvolvido ao longo do item 5.2, podem ser obtidas as equações que descrevem os esforços de tensão e corrente aos quais os semicondutores estarão submetidos.

Os esforços de tensão e corrente nos interruptores S_1 e S_2 são dados pelas seguintes equações:

$$v_{S1}(\omega T_i) = |V_{in}(\omega T_i)| + V_o \quad (5.122)$$

$$v_{S2}(\omega T_i) = |V_{in}(\omega T_i)| + V_o \quad (5.123)$$

$$i_{S1}(\omega T_i) = |I_{in}(\omega T_i)| + I_M(\omega T_i) \quad (5.124)$$

$$i_{S2}(\omega T_i) = i_{Lr2(máx)}(\omega T_i) \quad (5.125)$$

Nota-se que apenas $i_{S2}(\omega T_i)$ apresenta variação em função dos parâmetros C_r , β e f . Com base nas equações (5.9), (5.11), (5.19), (5.110) e (5.112), é possível reescrever a equação (5.125) da seguinte forma:

$$i_{S2}(\omega T_i) = 2 \cdot \pi \cdot \frac{f_{Sepic}}{f} \cdot (|V_{in}(\omega T_i)| + V_o) \cdot C_r \quad (5.126)$$

Das equações (5.122), (5.123), (5.125) e (5.126), nota-se que os máximos esforços de tensão e corrente serão atingidos para $\omega T_i \rightarrow \pi/2$, resultando em:

$$v_{S1(máx)} = v_{S2(máx)} = \sqrt{2} \cdot V_{in(ef)} + V_o \quad (5.127)$$

$$i_{S1(máx)} = \sqrt{2} \cdot I_{in(ef)} + \frac{\pi}{2} \cdot I_o \quad (5.128)$$

$$i_{S2(máx)} = 2 \cdot \pi \cdot \frac{f_{Sepic}}{f} \cdot (\sqrt{2} \cdot V_{in(ef)} + V_o) \cdot C_r \quad (5.129)$$

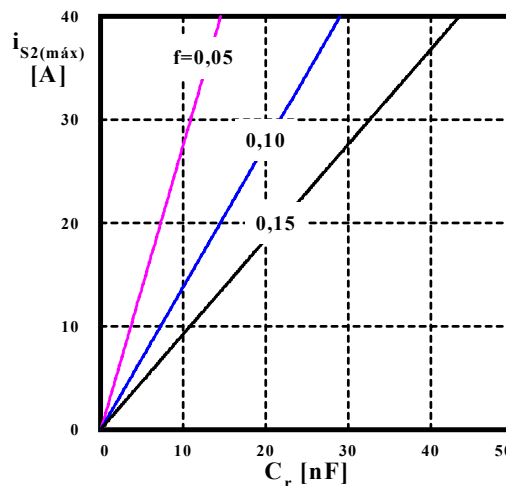


Figura 5.10 – Variação de $i_{S2(máx)}$ em função de C_r e f .

A figura 5.10 mostra o comportamento da máxima corrente através do interruptor S_2 , em função dos parâmetros C_r e f .

Analisando-se a figura 5.10, verifica-se que $i_{S2(máx)}$ possui relação diretamente proporcional a C_r e inversamente proporcional a f .

Adicionalmente, devem ser avaliados os esforços de corrente através dos diodos anti-paralelos de S_1 e S_2 . Tendo em vista que as parcelas negativas das correntes $i_{Lr1}(\omega T_i, t)$ e $i_{Lr2}(\omega T_i, t)$ fluem através destes diodos, deve-se então determinar quais são seus máximos valores. Para tanto, considerando a análise da evolução da ressonância, basta utilizar as equações (5.118) e (5.119), fazendo-se $\omega T_i \rightarrow \pi/2$, fornecendo:

$$i_{DS1(máx)} = -i_{Lr1(mín)} \Big|_{\omega T_i \rightarrow \frac{\pi}{2}} \quad (5.130)$$

$$i_{DS2(máx)} = -i_{Lr2(mín)} \Big|_{\omega T_i \rightarrow \frac{\pi}{2}} \quad (5.131)$$

Das equações (5.118), (5.119), (5.130) e (5.131), pode-se obter:

$$i_{DS1(máx)} = \left(\sqrt{2} \cdot I_{in(ef)} + \frac{\pi}{2} \cdot I_o \right) - 4 \cdot \pi \cdot \frac{f_{Sepic}}{f} \cdot (\sqrt{2} \cdot V_{in(ef)} + V_o) \cdot \left(\frac{\beta}{1+\beta} \right) \cdot C_r \quad (5.132)$$

$$i_{DS2(máx)} = 2 \cdot \pi \cdot \frac{f_{Sepic}}{f} \cdot (\sqrt{2} \cdot V_{in(ef)} + V_o) \cdot \left(\frac{\beta-1}{1+\beta} \right) \cdot C_r \quad (5.133)$$

As variações dos valores de $i_{DS1(máx)}$ e $i_{DS2(máx)}$ são mostradas nas figuras 5.11 e 5.12, respectivamente, para diferentes valores de C_r , β e f .

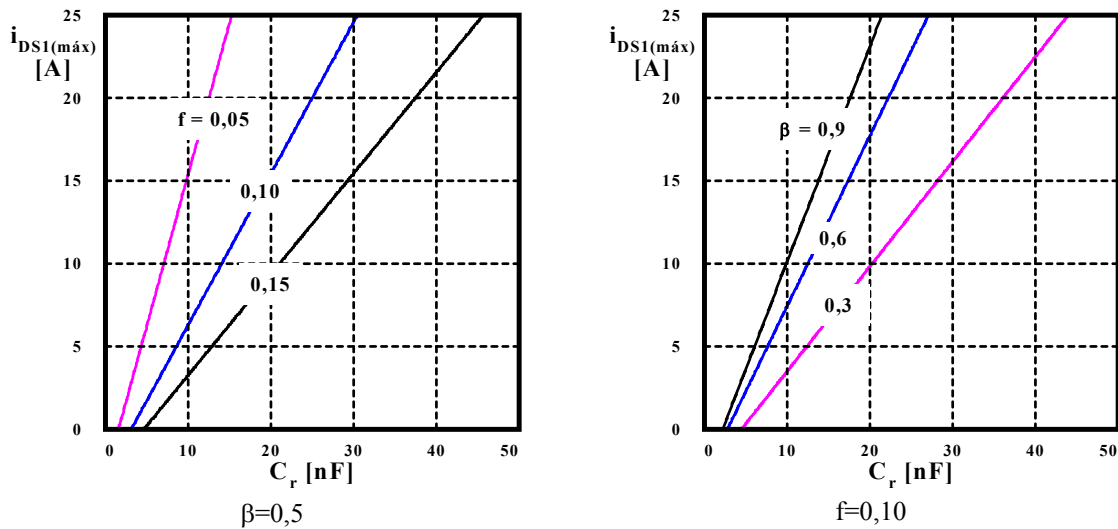


Figura 5.11 – Variação de $i_{DS1(máx)}$ em função de C_r , β e f .

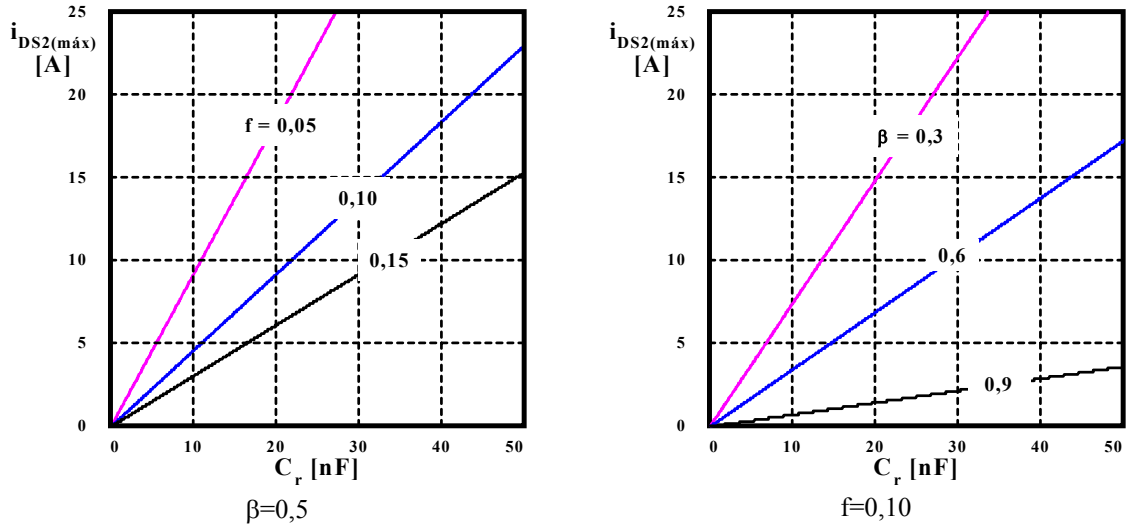


Figura 5.12 – Variação de $i_{DS2(máx)}$ em função de C_r , β e f .

Uma vez que $i_{DS1(máx)}$ e $i_{DS2(máx)}$ advêm de $i_{Lr1(mín)}$ e $i_{Lr2(mín)}$, respectivamente, tem-se que os parâmetros C_r , β e f apresentam a mesma influência sobre os valores das correntes em questão. Assim, um aumento em C_r é responsável por um aumento nos valores de pico das correntes através de D_{S1} e D_{S2} . Em relação ao parâmetro f , observa-se que $i_{DS1(máx)}$ e $i_{DS2(máx)}$ têm seus valores reduzidos à medida que f é incrementado. Por fim, $i_{DS1(máx)}$ apresenta um comportamento diretamente proporcional a β , enquanto que $i_{DS2(máx)}$ varia de forma inversamente proporcional a β .

Quanto aos diodos D_1 e D_2 , os esforços de tensão e corrente aos quais os mesmos estão submetidos podem ser determinados através das seguintes equações:

$$v_{D1}(\omega T_i) = |V_{in}(\omega T_i)| + V_o \quad (5.134)$$

$$v_{D2}(\omega T_i) = (|V_{in}(\omega T_i)| + V_o) - v_{Cr(mín)}(\omega T_i) \quad (5.135)$$

$$i_{D1}(\omega T_i) = (|I_{in}(\omega T_i)| + I_M(\omega T_i)) - i_{Lr1(mín)}(\omega T_i) \quad (5.136)$$

$$i_{D2}(\omega T_i) = |I_{in}(\omega T_i)| + I_M(\omega T_i) \quad (5.137)$$

Nota-se então que apenas $v_{D2}(\omega T_i)$ e $i_{D1}(\omega T_i)$ apresentam variação em função dos parâmetros ressonantes. Das equações (5.9), (5.118), (5.135) e (5.136) são obtidas as seguintes expressões:

$$v_{D2}(\omega T_i) = (|V_{in}(\omega T_i)| + V_o) \cdot \left(1 + \frac{\sqrt{1+\beta}}{(1+\beta)} \right) \quad (5.138)$$

$$i_{D1}(\omega T_i) = 4.\pi.\frac{f_{Sepic}}{f}.\left(|V_{in}(\omega T_i)| + V_o\right).\left(\frac{\beta}{1+\beta}\right).C_r \quad (5.139)$$

Portanto, os máximos esforços de tensão e corrente nos diodos D_1 e D_2 ocorrem quando $\omega T_i \rightarrow \pi/2$, resultando em:

$$v_{D1(máx)} = \sqrt{2}.V_{in(ef)} + V_o \quad (5.140)$$

$$v_{D2(máx)} = \left(\sqrt{2}.V_{in(ef)} + V_o\right).\left(1 + \frac{\sqrt{1+\beta}}{(1+\beta)}\right) \quad (5.141)$$

$$i_{D1(máx)} = 4.\pi.\frac{f_{Sepic}}{f}.\left(\sqrt{2}.V_{in(ef)} + V_o\right).\left(\frac{\beta}{1+\beta}\right).C_r \quad (5.142)$$

$$i_{D2(máx)} = \sqrt{2}.I_{in(ef)} + \frac{\pi}{2}.I_o \quad (5.143)$$

A figura 5.13 mostra o máximo esforço de tensão no diodo D_2 , em função da variação no parâmetro β .

Nota-se, na figura 5.13, que o esforço de tensão sobre o diodo D_2 é inversamente proporcional ao valor de β .

A variação dos máximos esforços de corrente através do diodo D_1 é mostrada na figura 5.14, em função dos parâmetros C_r , β e f .

A análise da figura 5.14 permite concluir que o valor de $i_{D1(máx)}$ varia de forma diretamente proporcional aos valores de C_r e de β . Entretanto, $i_{D1(máx)}$ apresenta variação inversamente proporcional ao parâmetro f .

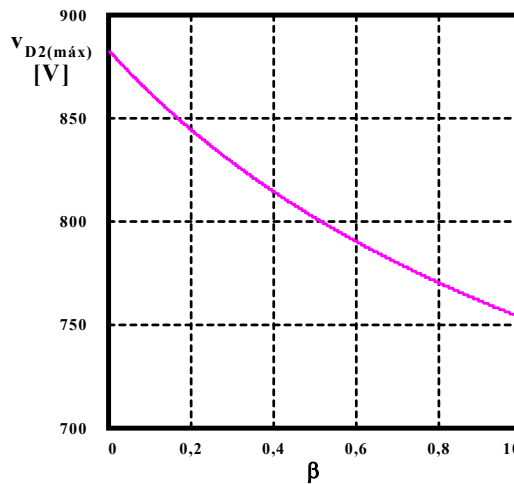


Figura 5.13 – Variação de $v_{D2(máx)}$ em função de β .

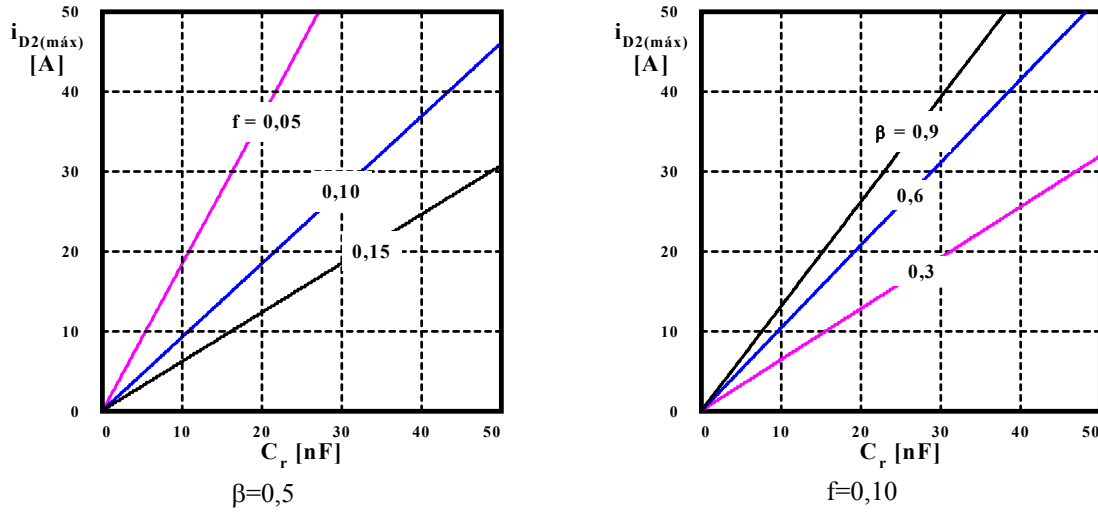


Figura 5.14 – Variação de $i_{D1(máx)}$ em função de C_r , β e f .

5.5.1.4 – Análise das Indutâncias Ressonantes.

A determinação do valor de L_{r2} pode ser realizada a partir das equações (5.11), (5.110) e (5.112), resultando em:

$$L_{r2} = \frac{f^2}{(2.\pi.f_{Sepic})^2 . C_r} \quad (5.144)$$

Quanto ao valor de L_{r1} , este pode ser determinado através da equação (5.10), como segue:

$$L_{r1} = \frac{L_{r2}}{\beta} \quad (5.145)$$

Portanto, a avaliação dos elementos magnéticos pode ser realizada com base apenas em L_{r2} , uma vez que a relação entre o valor deste e o valor de L_{r1} é linear e proporcional ao fator $1/\beta$. Desta forma, a figura 5.15 mostra a variação da indutância de L_{r2} em função dos parâmetros C_r e f .

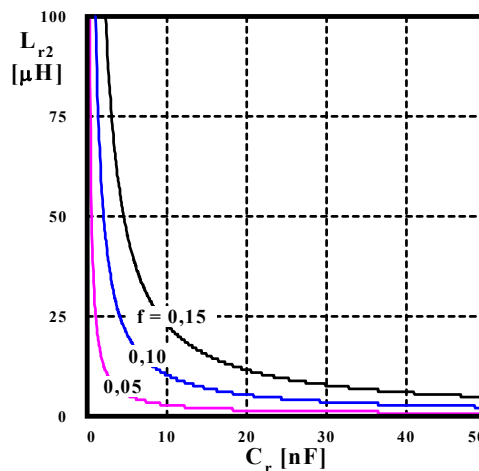


Figura 5.15 – Variação de L_{r2} em função de C_r e f .

Com base no gráfico da figura 5.15, verifica-se que o aumento de C_r acarreta a diminuição de L_{r2} , enquanto que o aumento de f é responsável pela elevação de L_{r2} .

5.5.1.5 – Influência dos Parâmetros C_r , β e f .

Na tabela 5.2, apresenta-se um sumário das influências dos parâmetros C_r , β e f sobre as principais grandezas analisadas para o projeto do novo retificador Sepic ZCS-PWM.

Tabela 5.2 - Sumário da influência dos parâmetros C_r , β e f sobre as principais grandezas do novo retificador Sepic ZCS-PWM

		Parâmetro		
		C_r	β	f
G r a n d e z a	$\alpha_{\text{máx}}$	I	X	D
	Δt_{off}	X	I	D
	$i_{Lr1(\text{mín})} \Big _{\omega T_i \rightarrow 0}$	D	D	I
	$i_{Lr2(\text{mín})} \Big _{\omega T_i \rightarrow 0}$	D	I	I
	Regulação de V_o	X	D	I
	$v_{S1(\text{máx})}$	X	X	X
	$v_{S2(\text{máx})}$	X	X	X
	$i_{S1(\text{máx})}$	X	X	X
	$i_{S2(\text{máx})}$	D	X	I
	$i_{DS1(\text{máx})}$	D	D	I
	$i_{DS2(\text{máx})}$	D	I	I
	$v_{D1(\text{máx})}$	X	X	X
	$v_{D2(\text{máx})}$	X	I	X
	$i_{D1(\text{máx})}$	D	D	I
	$i_{D2(\text{máx})}$	X	X	X
	L_{r1}	I	I	D
	L_{r2}	I	X	D
D: diretamente proporcional I: inversamente proporcional X: sem influência				

Para ilustrar a utilidade dos dados apresentados na tabela 5.2, pode-se admitir um exemplo fictício, no qual todos os requisitos de projeto foram atendidos, com exceção do volume físico do indutor L_{r1} , que resultou relativamente elevado.

Com o intuito de refazer o projeto para adequar o valor de L_{r1} , torna-se útil estimar rapidamente o impacto das alterações necessárias ao projeto. Da tabela 5.2, tem-se que a redução de L_{r1} pode ser obtida de três formas distintas, a saber: aumentando-se o valor de C_r ; aumentando-se o valor de β ; ou reduzindo-se o valor de f .

Pode-se admitir também uma combinação de ações relacionadas às três formas de redução de L_{r1} , alterando os parâmetros aos pares, ou até mesmo alterando todos os parâmetros simultaneamente. No entanto, para simplificar a explicação, opta-se pela alteração individual de cada parâmetro.

No caso de incremento do valor de C_r , com base na tabela 5.2 pode-se notar que o novo projeto, quando comparado ao atual, irá apresentar redução de L_{r1} , L_{r2} e de $\alpha_{\text{máx}}$. Além disso, a inversão das correntes através de L_{r1} e L_{r2} será maior, assegurando a manutenção das condições de comutação ZCS. Entretanto, nota-se também que os esforços de corrente nos componentes S_2 , D_{S1} , D_{S2} e D_1 irão aumentar. As demais grandezas permanecerão inalteradas.

Considerando-se a segunda opção, o aumento do valor de β implica ainda no incremento da inversão da corrente através de L_{r1} , na melhora da regulação de tensão de saída e na redução dos esforços de corrente através de D_{S2} e dos esforços de tensão sobre D_2 . Apesar disto, a inversão de corrente através de L_{r2} tem seu patamar reduzido, juntamente com o tempo disponível para o bloqueio dos interruptores. Adicionalmente, os esforços de corrente através de D_{S1} e de D_1 tornam-se maiores. As outras grandezas permanecem conforme o projeto original.

Admitindo a adoção da última opção, na qual f tem seu valor diminuído, observa-se que o valor de $\alpha_{\text{máx}}$ reduz-se, em conjunto com o valor de L_{r2} . Nota-se também que a regulação da tensão de saída apresenta menor variação em função de alterações na carga conectada. Além disso, as inversões das correntes através de L_{r1} e L_{r2} serão incrementadas. Em contrapartida, o intervalo de tempo Δt_{off} tem seu valor reduzido, enquanto que os esforços de corrente através de S_2 , D_{S1} , D_{S2} e D_1 tornam-se maiores, quando comparados ao projeto original. As grandezas restantes não apresentam modificação.

5.5.1.6 – Cálculo dos Parâmetros do Novo Retificador Sepic ZCS-PWM

Com base nas considerações apresentadas, são adotados então os seguintes parâmetros para o projeto do retificador Sepic ZCS-PWM:

$$C_r=11,2\text{nF} \ (2 // 5,6\text{nF}); \beta=0,5 \text{ e } f=0,105.$$

Através das equações (5.10), (5.11), (5.80), (5.110) e (5.112) são obtidos os seguintes valores:

$$L_{r1}=20\mu\text{H}; L_{r2}=10\mu\text{H} \text{ e } \alpha_{\text{máx}}=0,328.$$

A partir dos valores acima determinados, verifica-se que as restrições impostas pelas inequações (5.35) e (5.81) são devidamente atendidas.

O indutor de entrada do retificador Sepic é projetado de forma que o “ripple” máximo da corrente de entrada seja inferior a 10% de seu valor de pico. A metodologia proposta para o dimensionamento desta indutância é apresentada em [93], a partir da qual obtém-se:

$$L_{\text{Sepic}}=5\text{mH}$$

Com relação ao projeto dos elementos acumuladores de energia L_M e C_e , informa-se que a metodologia utilizada para seu dimensionamento é apresentada em [93]. O valor da indutância de L_M é obtido de forma que o máximo “ripple” da corrente através dos mesmos não ultrapasse o limite de 20% de seu valor de pico. Portanto:

$$L_M=5\text{mH}$$

De acordo com [94 e 95], a determinação do valor da capacitância de C_e deve levar em conta um compromisso existente entre a necessidade de reduzido “ripple” de elevada frequência na tensão sobre seus terminais e reduzida distorção harmônica na corrente de entrada do retificador. Assim, adota-se:

$$C_e=2200\text{nF}$$

A determinação do filtro de saída do retificador segue a metodologia proposta em [93], resultando em:

$$C_o=1360\mu\text{F} \text{ (2 capacitores de } 680\mu\text{F} \text{ associados em paralelo)}$$

Finalmente, informa-se que a metodologia para a determinação dos núcleos de ferrite e dos números de espiras a serem utilizados é apresentada em [93].

O circuito de comando a ser utilizado para o controle desta nova estrutura baseia-se na técnica de valores médios instantâneos de corrente de entrada. Para tanto, utiliza-se o circuito integrado UC3854, cuja metodologia de projeto dos parâmetros externos é apresentada em [18]. A lógica de composição dos pulsos de acionamento dos interruptores ativos é idêntica à lógica proposta em [60].

5.5.2 – PROJETO DO ESTÁGIO INVERSOR RESSONANTE HALF-BRIDGE

O projeto do estágio inversor ressonante é realizado de acordo com a metodologia apresentada no capítulo 3, mais precisamente no tópico 3.5. De acordo com os dados de

entrada e saída adotados na tabela 5.1 e adotando-se $C_s=100\text{nF}$ e $C_p=6,8\text{nF}$, é possível obter-se os seguintes resultados:

$$V_{\text{lamp(ef)}} = 95\text{V}$$

$$\frac{V_{\text{lamp(ef)}}}{V_{\text{ABl(ef)}}} = \frac{\sqrt{2} \cdot \pi}{2} \cdot \frac{95\text{V}}{250\text{V}} = 0,845$$

$$\omega_{\text{HB(nom)}} = 314 \cdot 10^3 \text{ rad/s}$$

$$R_{\text{lamp(nom)}} = 226\Omega$$

$$f_{\text{ign}} = 0,735$$

$$V_{\text{Cp(máx)}} = 580\text{V}.$$

$$L_s = 835\mu\text{H}.$$

$$\left| \frac{\dot{I}_{Ls}}{\dot{V}_{ABl}} \right| = -40,47^\circ$$

$$f_{\text{máx}} = 93,15\text{kHz}$$

5.5.3 – PROJETO DO CIRCUITO DE CONTROLE DOS INTERRUPTORES S_H E S_L

Para o controle dos interruptores ativos do inversor Half-Bridge, foi escolhido o circuito integrado IR 2159, em função das características descritas no capítulo 4. Conforme afirmado no capítulo 4, o projeto dos parâmetros externos programáveis deste CI é realizado a partir de um programa computacional fornecido pelo fabricante (IR – International Rectifier). Assim, com os dados de entrada e saída definidos na Tabela 5.1 e com os valores dos elementos ressonantes do filtro, obtém-se os resultados mostrados na figura 5.16.

Comparando-se os valores mostrados na figura 5.16, especialmente os valores de frequência nominal de chaveamento, máxima frequência de chaveamento, defasagem angular, resistência equivalente da lâmpada e máxima frequência de chaveamento, com os valores fornecidos pela metodologia proposta no capítulo 3, é possível notar que os resultados são bastante próximos. Conclui-se então serem válidos ambos os processos de cálculo.

Observa-se finalmente que o programa da IR somente foi disponibilizado no final de 2002, conforme figura 5.16.c, quando todo o processo matemático do capítulo 3 já se encontrava desenvolvido, devido inconsistências na metodologia de projeto para o IR2159

apresentada em “application notes” deste fabricante [90]. Em outras palavras, durante o desenvolvimento inicial do projeto dos parâmetros externos do IR2159, utilizando-se a metodologia proposta em [90], inconsistências foram encontradas e, através de e-mail, o fabricante foi notificado. Após todo o desenvolvimento realizado no capítulo 3, somente no final de 2002 a IR providenciou o software referenciado [91].

Outputs L 0.835mH, C 6.8nF

Operating Points

Preheat Frequency	91.6	kHz
Ignition Frequency	73.1	kHz
100% Frequency	48.6	kHz
1% Frequency	93.6	kHz
Resonance Frequency	66.8	kHz
Preheat Voltage	180.7	Vpk
Ignition Current	2.5	Apk
Lamp Resistance 100%	248.5	Ohm
Lamp Resistance 1%	3403.1	Ohm

PFC Components

PFC Inductor	0.8	mH
Max PFC Current	1.6	Apk

PFC Input Power

☐ Fix Input Power 40 W

Phase Angle

PhiMax	-38.1	Deg
PhiMin	-89.6	Deg

Tank Components

☒ Fix	L	0.835	mH
☒ Fix	C	6.8	nF

(a)

Inputs

Operating Points

Preheat Frequency	91.6	kHz
Ignition Frequency	73.1	kHz
100% Frequency	48.6	kHz
1% Frequency	93.6	kHz
Ignition Current	2.5	Apk

Phase Angle

PhiMax	-38.1	Deg
PhiMin	-89.6	Deg

Lamp Preheat

Preheat Time	0.5	Sec
Preheat Current	0.5	A

IR21592 Components

RCS	0.62	Ohm
Rlmin	27	K Ohm
Rlph	12	K Ohm
Rmax	9.1	K Ohm
Rmin	20	K Ohm
Cph	0.13	uF

☐ Match to E12 Series
☒ Match to E24 Series

(b)

About Ballast Designer

Ballast Designer
Version 3.0.40

[Amber Valley Software](#)

Algorithm Design: Thomas J Ribarich, Peter Green
 Design Consultants: John J Ribarich, John E Parry
 Project Management: Cecilia Contenti

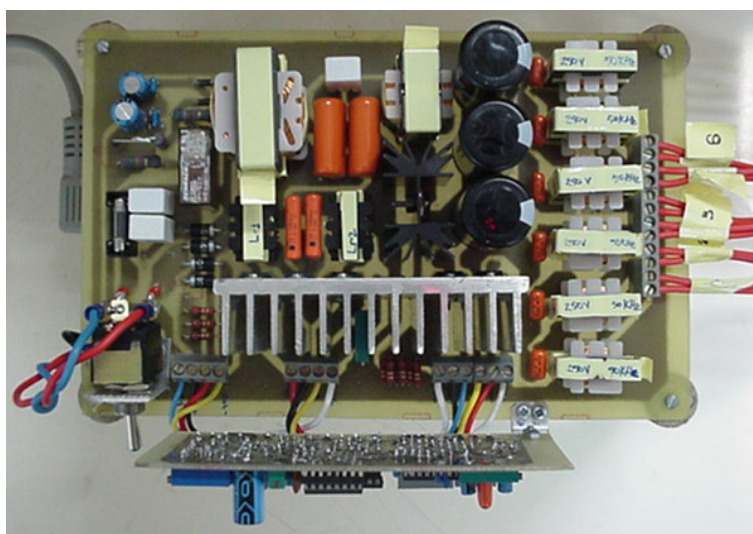
IRPLBDA1 © International Rectifier Corporation 2002

(c)

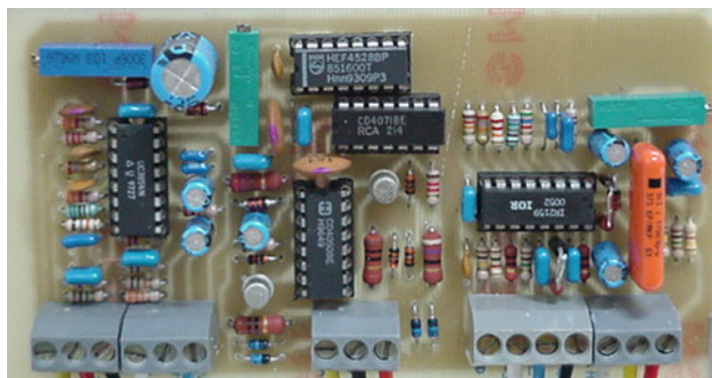
Figura 5.16 – Reprodução das telas do programa computacional de auxílio ao projeto de reatores eletrônicos.

5.6 – RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A figura 5.17 mostra uma fotografia do protótipo implementado, considerando-se ainda a possibilidade de alimentação de seis lâmpadas fluorescentes, ou seja, três calhas reflexivas com duas lâmpadas F40T12 em cada uma delas. Os diagramas esquemáticos referentes aos circuitos de potência e de comando do reator proposto são apresentados no apêndice B deste trabalho.



(a)



(b)

Figura 5.17 – (a) Protótipo do reator eletrônico com controle de luminosidade, para aplicações até 200W; e (b) Detalhe do circuito de comando dos estágios retificador e inversor.

Apesar do projeto do novo reator ser concebido para operação dentro da faixa universal de tensão de alimentação (90V a 260V, em valores eficazes), os resultados experimentais apresentados foram obtidos para uma tensão de alimentação de 127V, visando avaliar o desempenho do protótipo para a condição de alimentação nominal em rede monofásica. Tal procedimento é adotado com o objetivo de averiguar o comportamento do novo reator na condição de maior processamento de corrente nominal através do circuito.

Em função do controle de luminosidade empregado neste reator, os resultados experimentais são divididos em duas partes, a saber: resultados para luminosidade máxima e resultados para luminosidade mínima do conjunto de lâmpadas.

A figura 5.18 mostra os resultados experimentais de tensão de alimentação e corrente de entrada do novo reator, obtidos a partir de um protótipo laboratorial implementado.

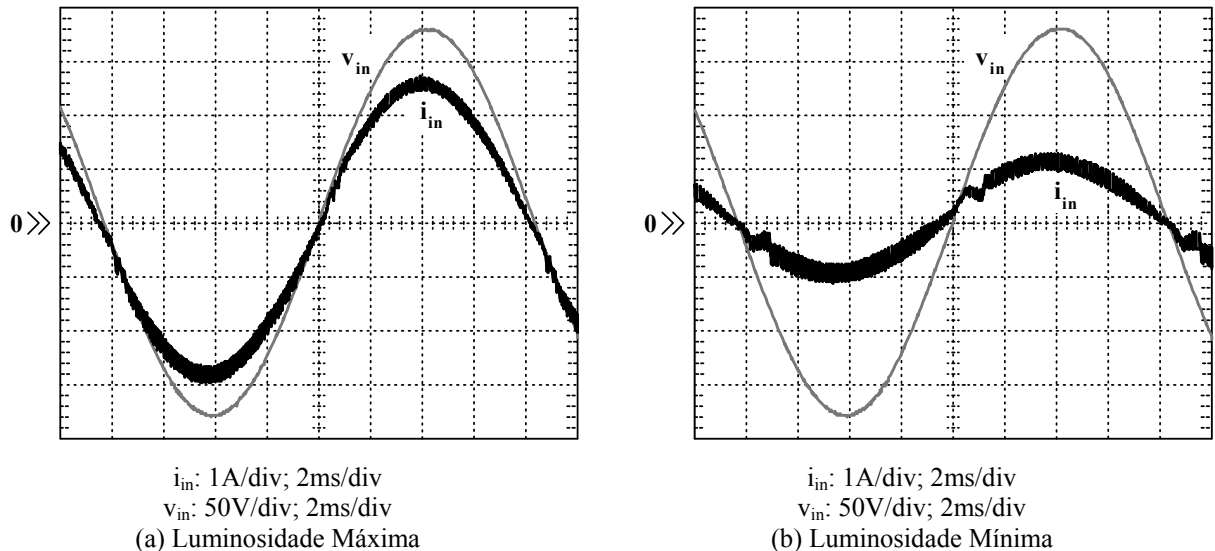


Figura 5.18 – Tensão de alimentação e corrente de entrada do novo reator eletrônico proposto.

Com base na figura 5.18, é possível verificar que a defasagem angular é praticamente nula entre a corrente de entrada drenada da rede e a tensão de alimentação em CA. A reduzida distorção harmônica da corrente de entrada, tanto para a condição de luminosidade máxima quanto para luminosidade mínima, denotada pelos espectros de frequências mostrados na figura 5.19, faz com que o fator de potência desta estrutura resulte bastante elevado. Os valores medidos de taxa de distorção harmônica e fator de potência são os seguintes:

Luminosidade máxima do conjunto de lâmpadas:

$TDH_{I_{in}}=2,56\%$ (para uma TDH na tensão de alimentação igual a 0,53%)

F.P.=0,999

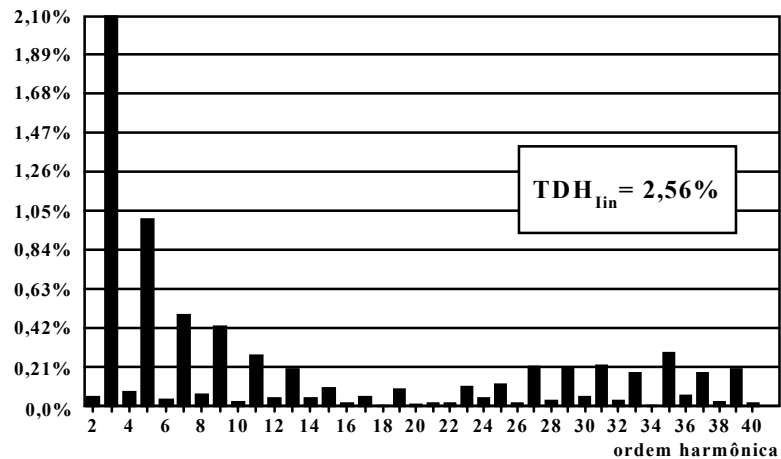
$\phi_{I_{in}}=2,65^\circ$ (em avanço)

Luminosidade mínima do conjunto de lâmpadas:

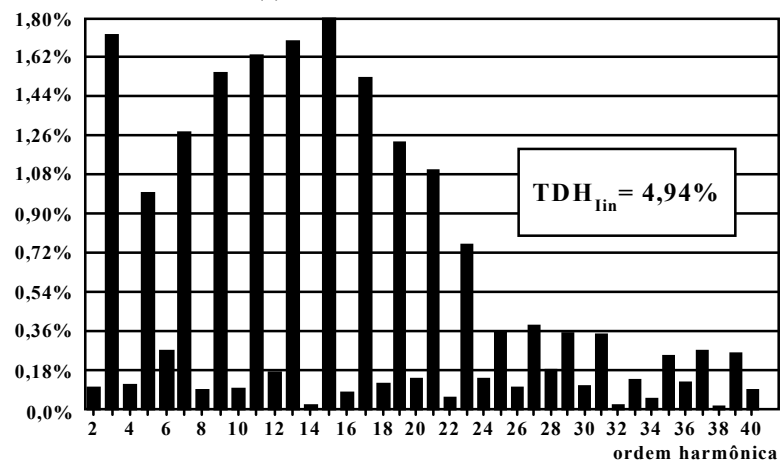
$TDH_{I_{in}}=4,94\%$ (para uma TDH na tensão de alimentação igual a 0,56%)

F.P.=0,976.

$\phi_{I_{in}}=7,34^\circ$ (em avanço)



(a) Luminosidade Máxima



(b) Luminosidade Mínima

Figura 5.19 – Espectro de frequências múltiplas da fundamental da corrente de entrada do novo reator eletrônico proposto.

É possível verificar que a redução da luminosidade do conjunto de lâmpadas leva a um aumento percentual das componentes harmônicas de ordem superior na corrente de entrada, além do aumento do deslocamento angular em relação à tensão de alimentação, reduzindo o fator de potência da estrutura. Entretanto, a variação do valor de fator de potência em função da carga processada é comumente verificada em conversores operados no modo de condução contínua, conforme [94].

Da análise das formas de onda da corrente de entrada, apresentadas na figura 5.18, é possível obter-se uma comparação com os valores máximos permitidos pela norma IEC61000-3-2 para equipamentos pertencentes à classe C, referentes a dispositivos destinados a aplicações em sistemas de iluminação, conforme a tabela 5.3.

De acordo com a tabela 5.3, verifica-se que o novo reator eletrônico proposto enquadra-se integralmente em todas as restrições de componentes harmônicas impostas pela norma IEC61000-3-2.

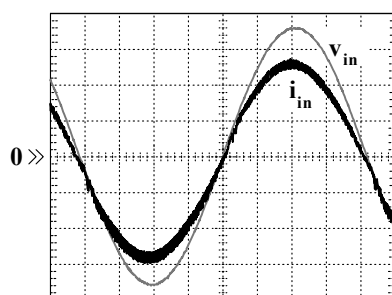
Tabela 5.3 - Comparação entre as restrições impostas pela norma IEC61000-3-2 para equipamentos classe C e componentes harmônicas da corrente de entrada no novo reator proposto, para operação em plena carga

Ordem Harmônica	Valores máximos permitidos pela norma IEC 61000-3-2 para equipamento classe C ([%] da componente fundamental da corrente de entrada)	Valores medidos Carga Nominal ([%] da componente fundamental da corrente de entrada)
2	2	0,05
3	$30.\lambda (*) = 29,94$	2,10
5	10	1,10
7	7	0,45
9	5	0,40
$11 \leq n \leq 39$	3	$\ll 3$
(*) λ é o fator de potência medido para o circuito		

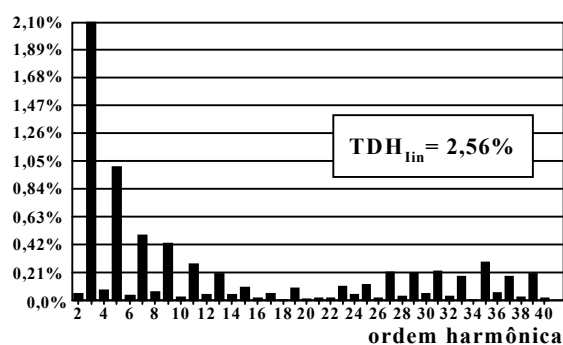
Para uma melhor avaliação do comportamento do FP da estrutura, diferentes condições de carga foram ensaiadas, fornecendo os resultados mostrados na figura 5.20. Conforme constatado na figura 5.19, os resultados apresentados na figura 5.20 confirmam a tendência de elevação do conteúdo harmônico em função do decréscimo da potência processada.

Da análise dos dados apresentados na figura 5.20, é possível obter-se um gráfico do FP deste novo reator eletrônico em função da variação de carga conectada. Tal gráfico é mostrado na figura 5.21. Com base nesta figura, é possível concluir que o fator de potência da estrutura é bastante elevado, mesmo para condições de operação em cargas reduzidas.

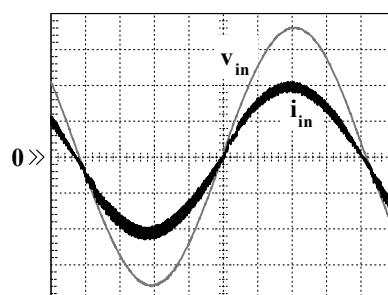
Além do elevado fator de potência, o reator foi concebido para prover uma operação com elevado rendimento em função das técnicas de comutação não-dissipativa empregadas nos estágios retificador e inversor.



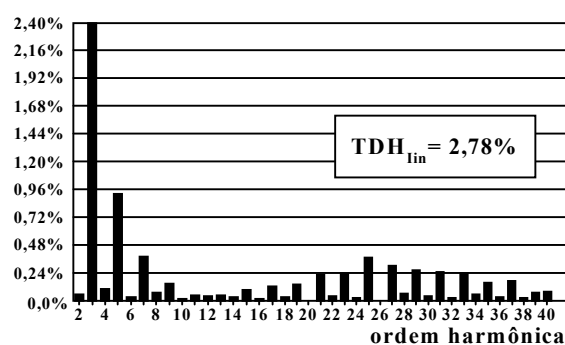
i_{in} : 1A/div; 2ms/div
 v_{in} : 50V/div; 2ms/div



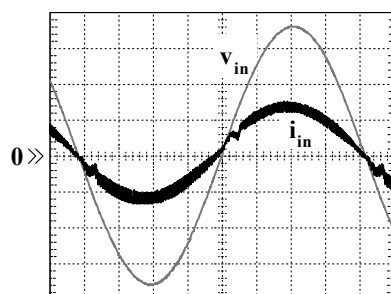
(a) Luminosidade máxima



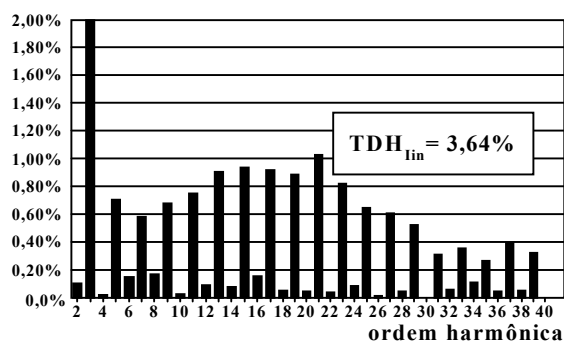
i_{in} : 1A/div; 2ms/div
 v_{in} : 50V/div; 2ms/div



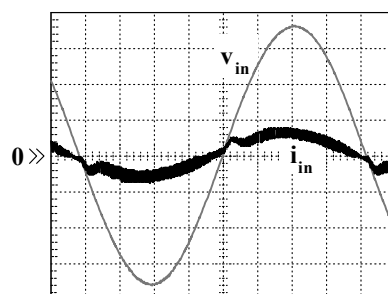
(b) 65% da luminosidade máxima



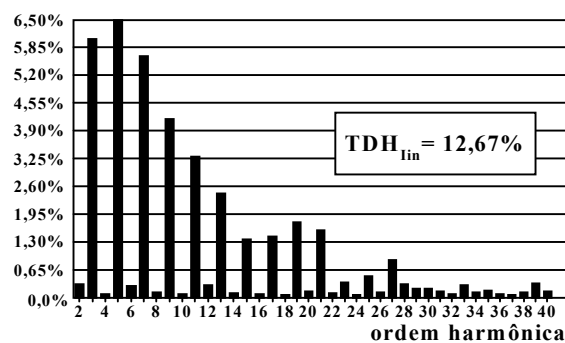
i_{in} : 1A/div; 2ms/div
 v_{in} : 50V/div; 2ms/div



(c) 35% da luminosidade máxima



i_{in} : 1A/div; 2ms/div
 v_{in} : 50V/div; 2ms/div



(d) a vazio

Figura 5.20 – Resultados de tensão, corrente de entrada e espectro de freqüência da corrente de entrada, para diferentes situações de carga.

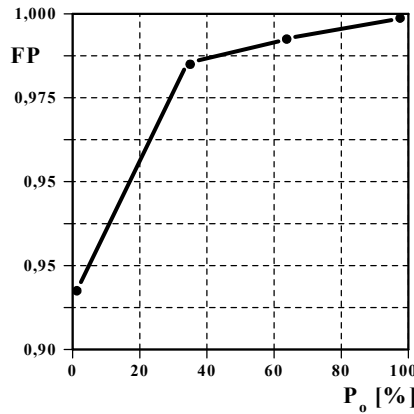
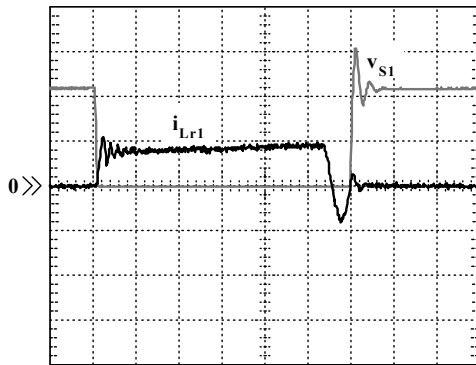


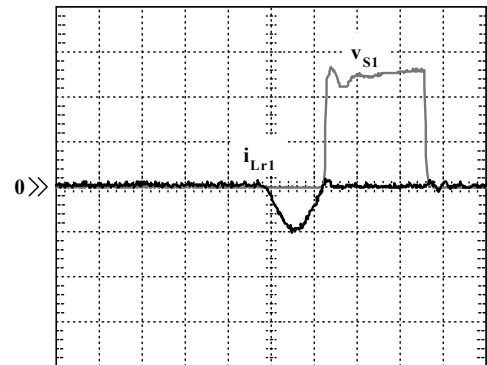
Figura 5.21 – Variação do fator de potência do reator proposto, em função da carga conectada (variação da luminosidade do conjunto de lâmpadas).

Assim sendo, as figuras 5.22 e 5.23 mostram detalhes das comutações dos interruptores ativos S_1 e S_2 do estágio retificador, cujas aquisições foram realizadas para diferentes valores instantâneos da tensão de alimentação e processamento de luminosidade máxima através do conjunto de lâmpadas fluorescentes.



i_{Lr1} : 5A/div; 2 μ s/div
 v_{S1} : 200V/div; 2 μ s/div

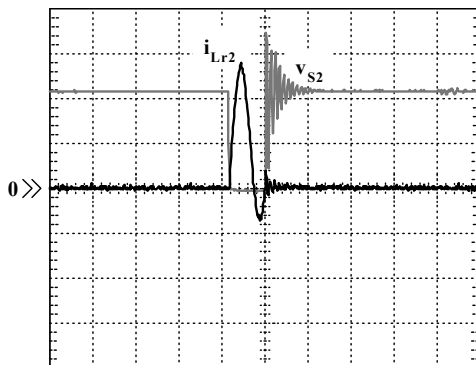
(a) $V_{in}(\omega t) \cong V_{in(pk)}$



i_{Lr1} : 5A/div; 1 μ s/div
 v_{S1} : 200V/div; 1 μ s/div

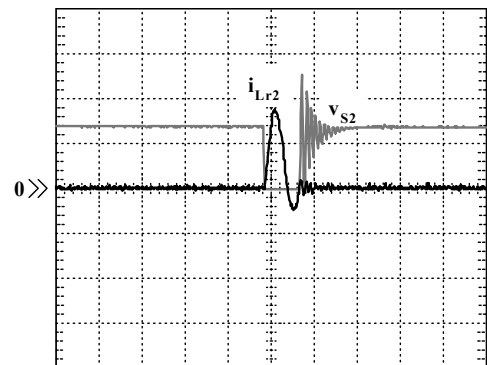
(b) $V_{in}(\omega t) \cong 0$

Figura 5.22 – Detalhes das comutações no interruptor principal S_1 , para luminosidade máxima.



i_{Lr2} : 5A/div; 2 μ s/div
 v_{S2} : 200V/div; 2 μ s/div

(a) $V_{in}(\omega t) \cong V_{in(pk)}$



i_{Lr2} : 5A/div; 2 μ s/div
 v_{S2} : 200V/div; 2 μ s/div

(b) $V_{in}(\omega t) \cong 0$

Figura 5.23 – Detalhes das comutações no interruptor auxiliar S_2 , para luminosidade máxima.

Analisando as figuras 5.22 e 5.23, é possível notar que as comutações suaves ocorrem adequadamente, conforme esperado. Com base nestas figuras, conclui-se que todas as comutações são preservadas no decorrer de um período de rede de alimentação em CA, propiciando elevado rendimento à estrutura.

Além dos interruptores ativos, é preciso ainda verificar o comportamento dos diodos da célula de comutação. Informa-se que não foi possível obter detalhes das comutações em tais dispositivos pois a inserção da ponteira de tensão do osciloscópio nos terminais dos diodos provocou instabilidades no conversor. De qualquer maneira, as formas de onda das correntes processadas através dos diodos são apresentadas na figura 5.24, para a condição de processamento de luminosidade máxima.

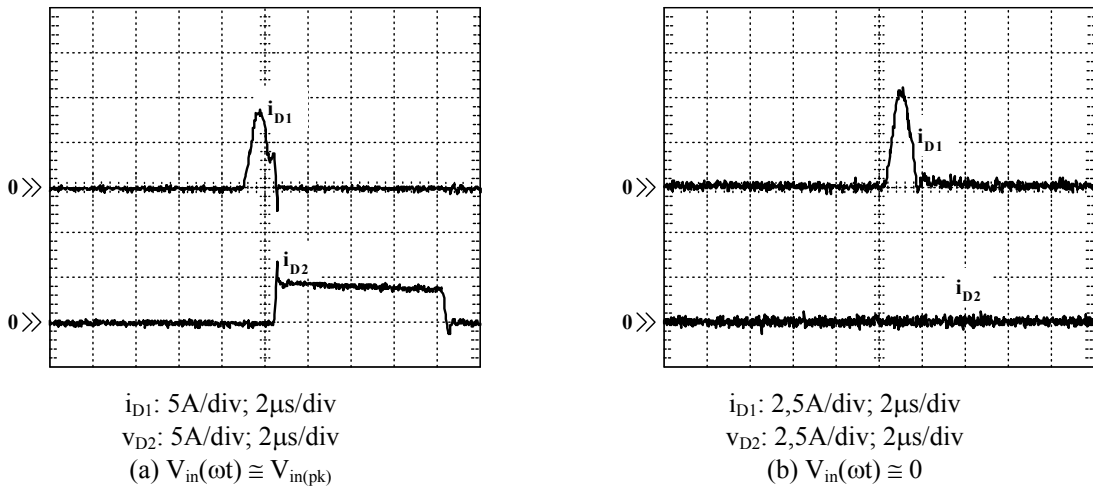
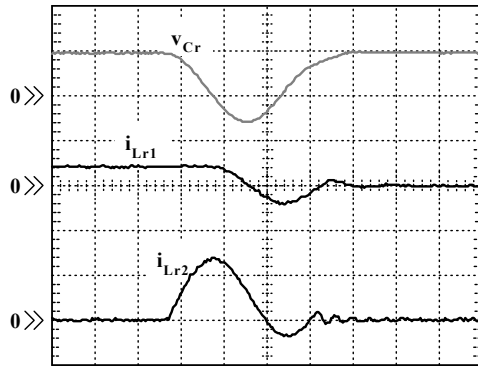


Figura 5.24 – Correntes através dos diodos da célula de comutação, para luminosidade máxima.

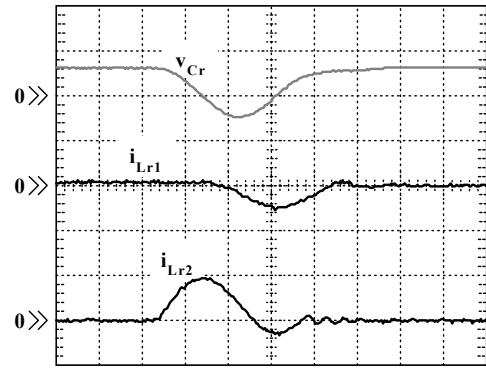
Da figura 5.24, é possível notar que os diodos não conduzem simultaneamente a corrente transferida à carga, comprovando então a eliminação de uma das principais desvantagens da célula de comutação apresentada em [50].

A figura 5.25 mostra detalhes dos processos de ressonância, obtidos para diferentes valores instantâneos de tensão de alimentação. Desta figura, pode-se concluir que a ressonância ocorre, conforme esperado, no decorrer de todo um período de rede de alimentação em CA.

A forma de onda da tensão no barramento CC do reator eletrônico e um detalhe de seu “ripple” de 120Hz são mostrados na figura 5.26, para a condição de luminosidade máxima. É possível observar que o “ripple” de tensão é bastante reduzido em relação ao valor médio da tensão entregue ao estágio inversor. Tal constatação é importante, na medida em que grandes variações instantâneas dos valores de tensão do barramento CC podem prejudicar o desempenho do controlador empregado para o estágio inversor.

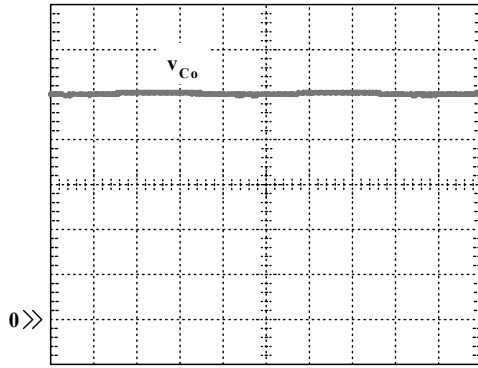


v_{Cr} : 500V/div; 500ns/div
 i_{Lr1} : 10A/div; 500ns/div
 i_{Lr2} : 10A/div; 500ns/div
 (a) $V_{in}(\omega t) \cong V_{in(pk)}$

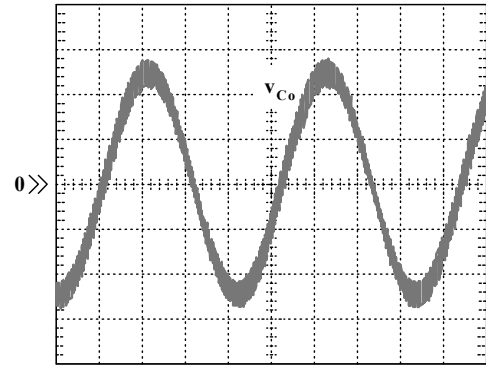


v_{Cr} : 500V/div; 500ns/div
 i_{Lr1} : 10A/div; 500ns/div
 i_{Lr2} : 10A/div; 500ns/div
 (b) $V_{in}(\omega t) \cong 0$

Figura 5.25 – Detalhes da evolução da ressonância nos elementos do estágio retificador, para luminosidade máxima.



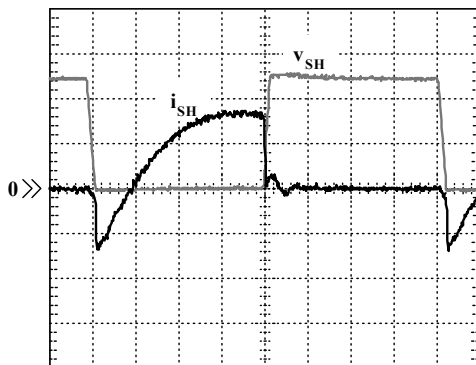
v_{Co} : 50V/div; 2ms/div
 (a)



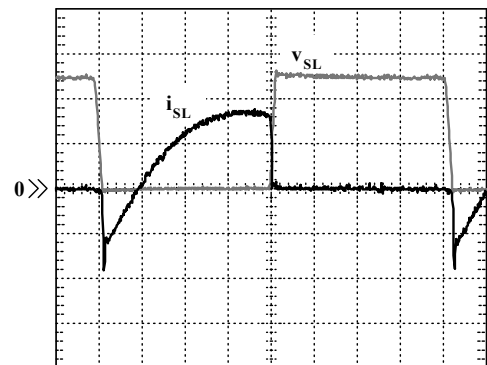
v_{Co} : 500mV/div; 2ms/div
 (b)

Figura 5.26 – (a) Forma de onda da tensão de barramento CC; e (b) Detalhe do “ripple” de 120Hz, para luminosidade máxima.

As formas de onda relacionadas com as comutações dos interruptores do estágio inversor são mostradas na figura 5.27, para a condição de luminosidade máxima.



i_{SH} : 2A/div; 2μs/div
 v_{SH} : 100V/div; 2μs/div
 (a)



i_{SL} : 2A/div; 1μs/div
 v_{SL} : 100V/div; 1μs/div
 (b)

Figura 5.27 – Detalhes das comutações nos interruptores do estágio inversor, para luminosidade máxima.

Da figura 5.27, é possível constatar a ocorrência de comutações do tipo ZVS nos semicondutores empregados no estágio inversor.

A figura 5.28 mostra as formas de onda associadas aos elementos ressonantes de um dos conjuntos filtro / lâmpada fluorescente, para luminosidade máxima processada através do conjunto de lâmpadas. Nesta figura é possível notar claramente que o capacitor C_s se encarrega de barrar a passagem da componente CC da corrente para os terminais da lâmpada fluorescente.

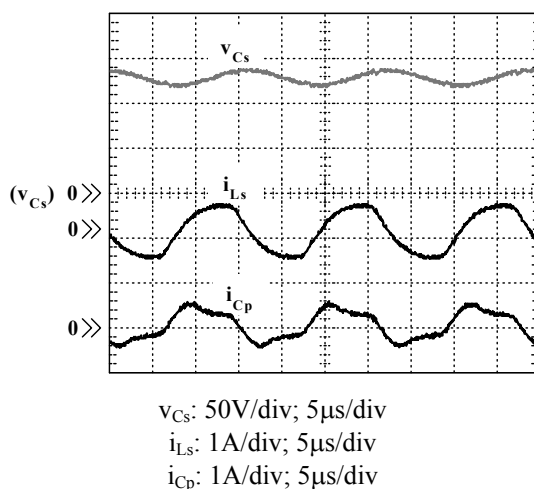
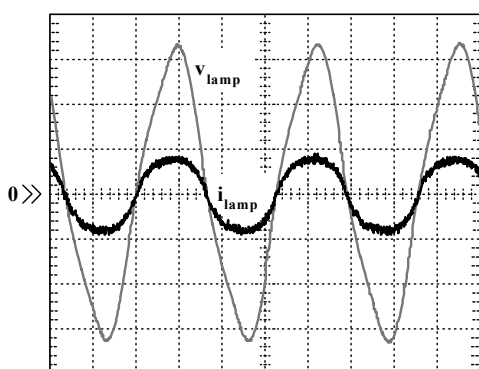


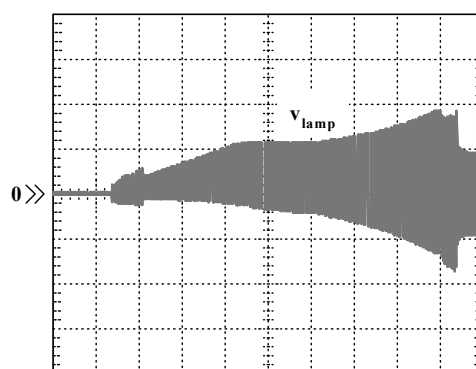
Figura 5.28 – Formas de onda dos elementos ressonantes de um dos conjuntos filtro / lâmpada fluorescente, para luminosidade máxima.

A figura 5.29.a mostra as formas de onda de tensão e corrente através de uma das lâmpadas fluorescentes, enquanto que a figura 5.29.b mostra a tensão sobre uma das lâmpadas durante seu processo de ignição, para luminosidade máxima.



v_{lamp} : 50V/div; 5 μ s/div
 i_{lamp} : 500mA/div; 5 μ s/div

(a)



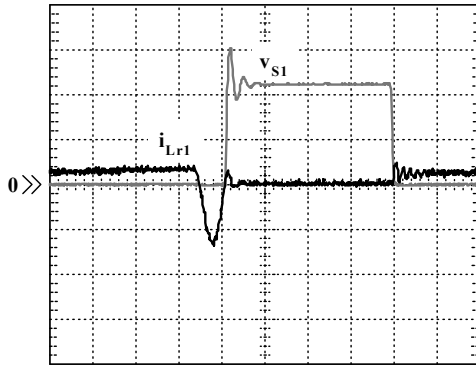
v_{lamp} : 200V/div; 200ms/div

(b)

Figura 5.29 – (a) Formas de onda de tensão e corrente através de uma das lâmpadas fluorescentes; e (b) detalhe da ignição da lâmpada, para luminosidade máxima.

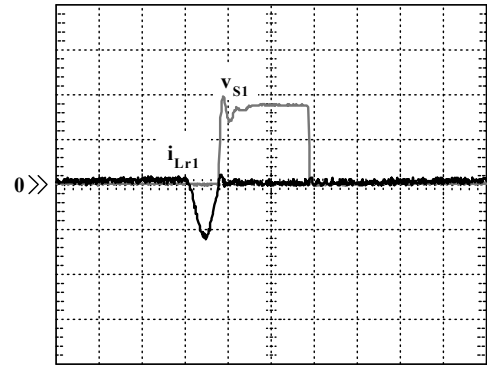
Da figura 5.29 é possível verificar a operação adequada do reator, tanto em regime permanente quanto durante a ignição da lâmpada. Informa-se que o tempo de pré-aquecimento e ignição resultou relativamente elevado (cerca de 1,5s) em função de ajustes necessários ao controlador IR2159, com o intuito de se propiciar a ignição simultânea de todo o conjunto de lâmpadas fluorescentes.

Constatada a operação adequada do reator eletrônico quando em processamento de luminosidade máxima através do conjunto de lâmpadas fluorescentes, resta avaliar seu comportamento para a condição de luminosidade mínima. Desta forma, as figuras 5.30 e 5.31 mostram os resultados obtidos para as comutações nos interruptores principal e auxiliar do estágio retificador, considerando-se luminosidade mínima.



i_{Lr1} : 5A/div; 2 μ s/div
 v_{S1} : 200V/div; 2 μ s/div

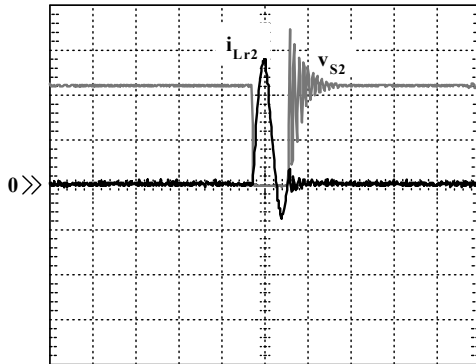
(a) $V_{in}(\omega t) \cong V_{in(pk)}$



i_{Lr1} : 5A/div; 2 μ s/div
 v_{S1} : 200V/div; 2 μ s/div

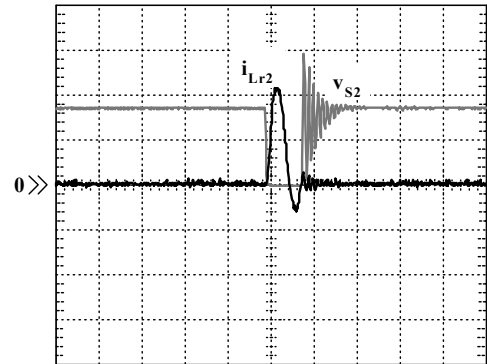
(b) $V_{in}(\omega t) \cong 0$

Figura 5.30 – Detalhes das comutações no interruptor principal S_1 , para luminosidade mínima.



i_{Lr2} : 5A/div; 2 μ s/div
 v_{S2} : 200V/div; 2 μ s/div

(a) $V_{in}(\omega t) \cong V_{in(pk)}$



i_{Lr2} : 5A/div; 2 μ s/div
 v_{S2} : 200V/div; 2 μ s/div

(d) $V_{in}(\omega t) \cong 0$

Figura 5.31 – Detalhes das comutações no interruptor auxiliar S_2 , para luminosidade mínima.

A exemplo do ocorrido para a condição de processamento de luminosidade máxima, as comutações nos interruptores S_1 e S_2 são preservadas durante todo o período de rede de alimentação em CA. Comparando-se a figura 5.23 com a figura 5.31, nota-se que a forma de

onda da corrente através de L_{r2} permanece praticamente inalterada, conforme esperado, fornecendo indícios de manutenção das perdas em condução neste ramo, mesmo para a condição de processamento de luminosidade mínima. Tal fato ocorre porque a energia destinada à ressonância é fixa, independentemente dos valores processados de corrente de carga.

A figura 5.32 mostra as formas de onda das correntes através de D_1 e D_2 , para a condição de luminosidade mínima. Constata-se que os diodos da célula de comutação ZCS-PWM preservam a característica de não conduzirem conjuntamente a corrente de carga, possibilitando uma redução de perdas em condução em relação à célula proposta em [50].

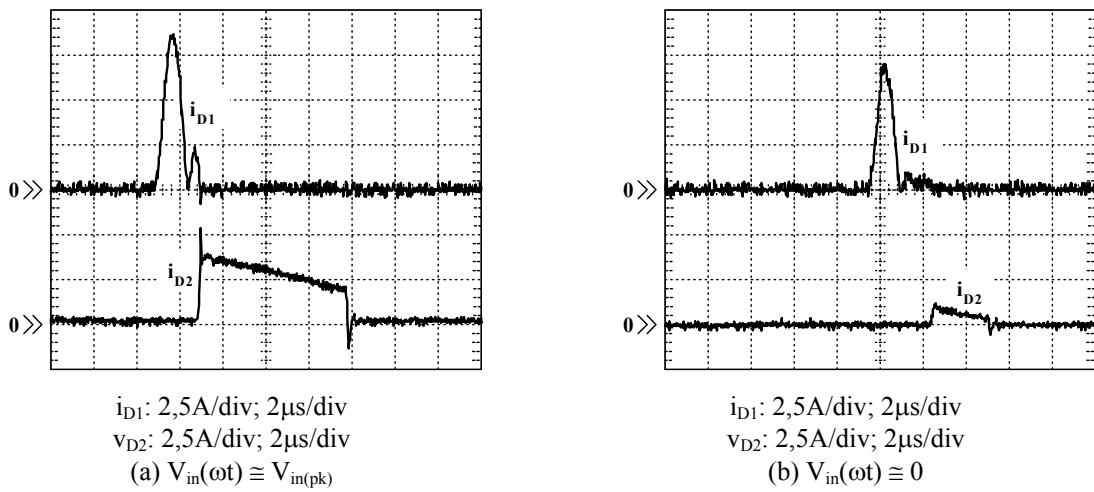


Figura 5.32 – Correntes através dos diodos da célula de comutação, para luminosidade mínima.

A evolução da ressonância através dos elementos do estágio retificador é mostrada na figura 5.33. Comparando-se esta figura com a figura 5.25, é possível observar que todas as características da ressonância são devidamente mantidas.

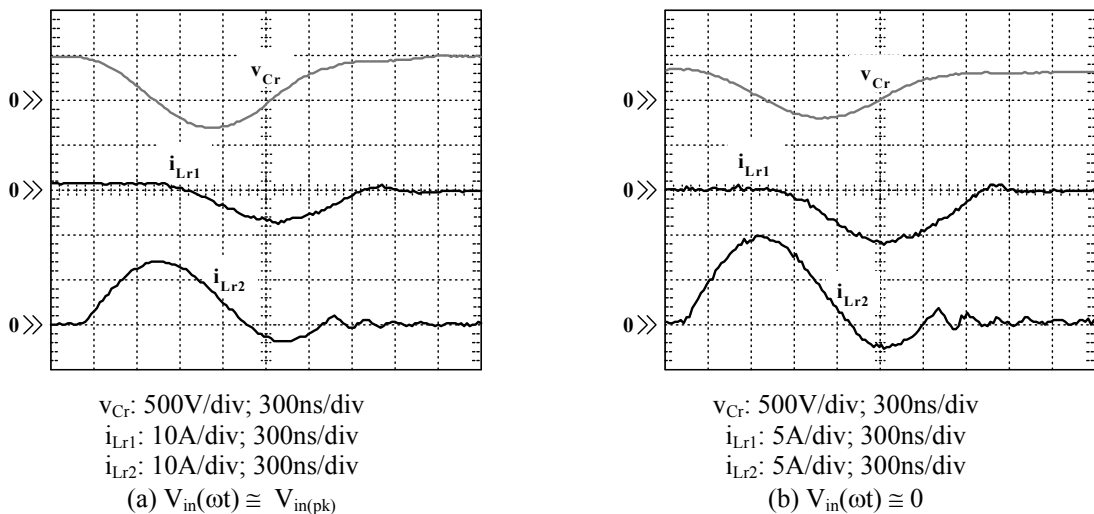


Figura 5.33 – Detalhes da evolução da ressonância nos elementos do estágio retificador, para luminosidade mínima.

A figura 5.34 mostra a tensão de barramento CC do reator eletrônico, para a condição de processamento de luminosidade mínima.

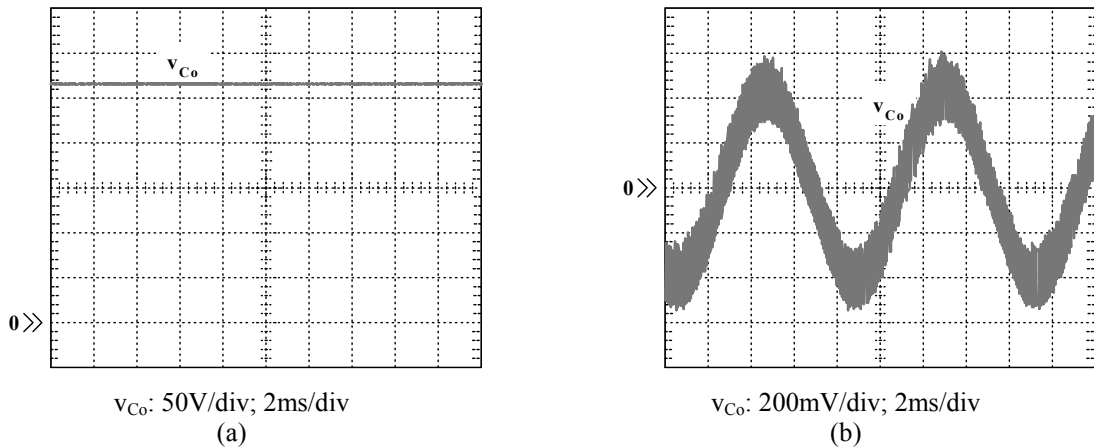


Figura 5.34 – (a) Forma de onda da tensão de barramento CC; e (b) Detalhe do “ripple” de 120Hz, para luminosidade mínima.

É possível verificar que a tensão de barramento CC sofre um pequeno aumento com a redução da carga processada, conforme esperado. Em relação ao “ripple” de 120Hz, quando comparado à situação de luminosidade máxima, nota-se uma substancial redução em seu valor.

As formas de onda das comutações dos interruptores do estágio inversor são mostradas na figura 5.35. Analisando-se esta figura, nota-se que as comutações ZVS são devidamente preservadas. Comparando-se esta figura com a figura 5.27, é possível ainda visualizar a mudança de fase da corrente processada, fato denotado pela alteração nas proporções de tempo de circulação da corrente através do sentido direto e reverso dos interruptores.

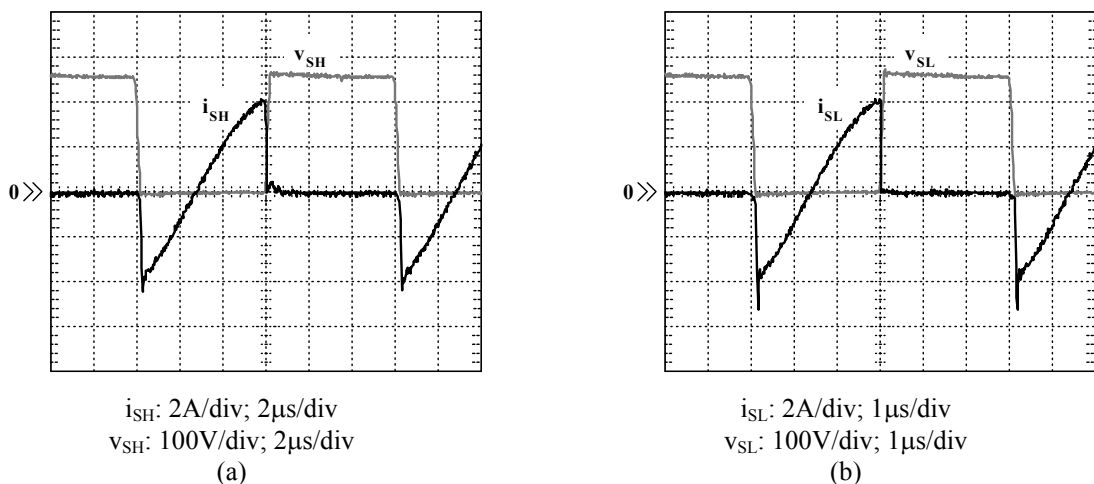
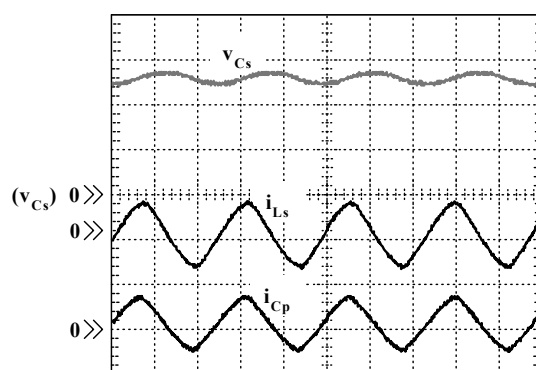


Figura 5.35 – Detalhes das comutações nos interruptores do estágio inversor, para luminosidade mínima.

As formas de onda ressonantes associadas a um dos conjuntos filtro / lâmpada são mostradas na figura 5.36.



v_{Cs} : 50V/div; 5 μ s/div

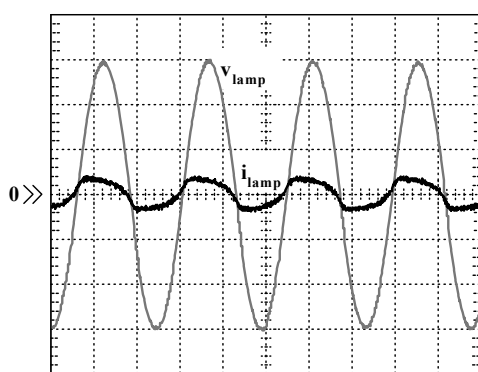
i_{Ls} : 1A/div; 5 μ s/div

i_{Cp} : 1A/div; 5 μ s/div

Figura 5.36 – Formas de onda dos elementos ressonantes de um dos conjuntos filtro / lâmpada fluorescente, para luminosidade mínima.

Nesta figura, é importante notar que as correntes através do indutor série (L_s) e através do capacitor paralelo (C_p) são muito semelhantes. Tal fato ocorre porque, com o aumento da frequência de chaveamento do estágio inversor, a reatância do capacitor C_p tem seu valor reduzido, tornando-se um caminho preferencial para a corrente, em relação à lâmpada fluorescente. Além disso, as variações da característica da lâmpada fluorescente fazem com que sua resistência equivalente torne-se extremamente elevada para condições de luminosidade mínima. Assim sendo, o controle de luminosidade através da variação da frequência de chaveamento do estágio inversor é responsável por uma redistribuição do fluxo de reativos dentro do conjunto filtro / lâmpada, conforme previamente afirmado no capítulo 3.

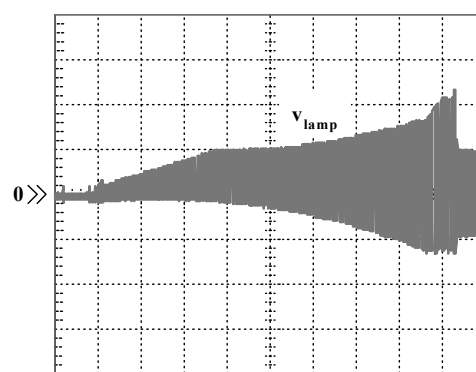
A figura 5.37 mostra as formas de onda de tensão e corrente através da lâmpada fluorescente, assim como um detalhe da ignição da mesma, para a condição de processamento de luminosidade mínima.



v_{lamp} : 50V/div; 5 μ s/div

i_{lamp} : 500mA/div; 5 μ s/div

(a)



v_{lamp} : 200V/div; 200ms/div

(b)

Figura 5.37 – (a) Formas de onda de tensão e corrente através de uma das lâmpadas fluorescentes; e (b) detalhe da ignição da lâmpada, para luminosidade mínima.

Da figura 5.37.a, é possível notar o reduzido valor de corrente que flui através da lâmpada, caracterizando a redução da potência processada e do grau de luminosidade emitido. Em relação à ignição da lâmpada, é possível verificar que quase não há diferenças entre as evoluções verificadas para carga nominal e carga mínima. Tal fato é devido à forma de operação do controlador IR2159, o qual promove a ignição para uma condição de luminosidade máxima. O CI passa a operar na condição de luminosidade ajustada pelo usuário do sistema somente após o estabelecimento do arco através da lâmpada fluorescente, garantindo assim as condições de ignição para quaisquer situações de luminosidade pré-programadas.

Apenas para finalizar o conjunto de resultados apresentados para o reator eletrônico proposto neste capítulo, a figura 5.38 mostra detalhes da corrente de entrada do reator, durante a partida.

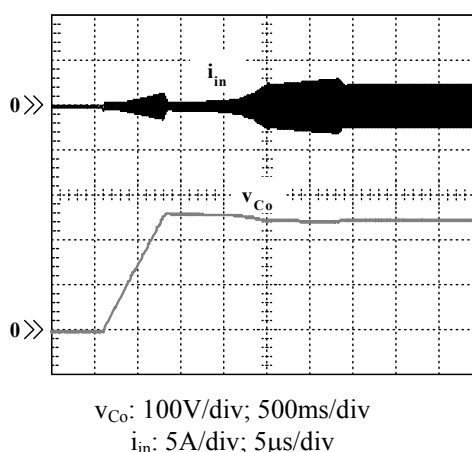


Figura 5.38 – Detalhe da partida do reator eletrônico (corrente de entrada e tensão sobre o capacitor de filtro do barramento CC).

Em conformidade com os resultados apresentados nesta figura, é possível concluir que o reator proposto não apresenta problemas relacionados com corrente de “inrush” durante a partida. Tal fato já era esperado, também porque a estrutura Sepic adotada para o estágio retificador possui uma capacitância de acumulação em série com o caminho para a capacitância de barramento CC. Uma vez que a capacitância de acumulação é via de regra muito inferior à capacitância empregada no barramento CC, a associação série destes elementos faz com que a capacitância resultante seja suficientemente pequena para evitar que elevadas correntes de “inrush” sejam drenadas da rede de alimentação em CA, durante o processo de partida do reator. Entretanto, como pode ser verificado nos diagramas esquemáticos apresentados no apêndice B deste trabalho, utilizou-se um circuito adicional de controle de “inrush”, para se garantir quaisquer condições de partida.

5.7 – ANÁLISE DE COMPATIBILIDADE ELETROMAGNÉTICA

Além dos testes realizados a respeito do fator de potência e taxa de distorção harmônica da corrente de entrada, é importante que testes de compatibilidade eletromagnética (EMC, Electromagnetic Compatibility) sejam realizados, visando à adequação do protótipo a normas que permitam sua utilização sem maiores restrições operacionais.

Em função do equipamento de análise de EMC (E7402A), disponível no Laboratório de Eletrônica de Potência da Faculdade de Engenharia – Campus de Ilha Solteira (FEIS-UNESP), é possível realizar medições de ruídos eletromagnéticos conduzidos, cuja banda de frequências compreende a faixa entre 150kHz e 30MHz.

Informa-se que, durante o procedimento de concepção do protótipo laboratorial, diversas técnicas de projeto, voltadas à supressão de ruídos conduzidos, foram empregadas [96-98]. A maioria das técnicas de minimização de EMI aplicadas ao protótipo do reator eletrônico é baseada em [96].

Cuidados foram tomados em relação à disposição (*layout*) dos componentes sobre a placa de circuito impresso (PCI), optando-se por uma configuração linear do circuito de potência com o circuito de comando implementado em PCI adicional, posicionada na lateral do conversor, conforme mostrado na fotografia da figura 5.17.a. De acordo com [96], a configuração linear é capaz de possibilitar minimização do acoplamento de ruídos entre os circuitos chaveados e as conexões de entrada e saída do conversor.

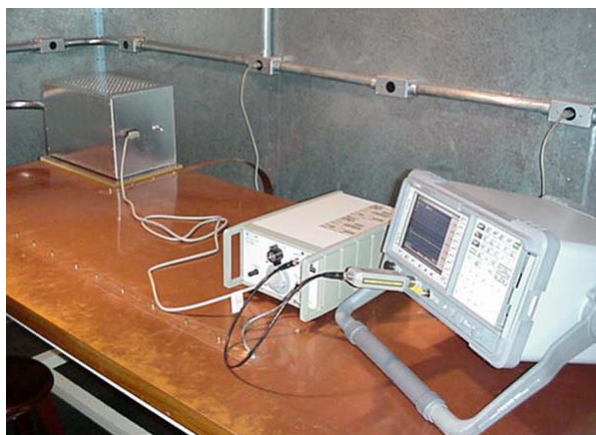
Especial atenção foi dedicada à configuração das trilhas que conduzem elevadas correntes e sinais com elevados níveis de derivadas de corrente (di/dt) e de tensão (dv/dt). A configuração destas trilhas foi realizada de forma que estas apresentassem o menor comprimento possível, minimizando o acoplamento de ruídos.

Trilhas largas e com reduzido espaçamento entre si foram destinadas às conexões dos terminais de capacitores.

Os circuitos de amortecimento (*snubbers*) empregados nos IGBTs do retificador Sepic foram posicionados da maneira mais próxima possível aos terminais de coletor e emissor dos interruptores. Além disso, os elementos dos *snubbers* foram dispostos de tal forma que propiciassem a transposição de fluxo magnético, evitando assim composição de antenas.

Finalmente, a montagem do protótipo laboratorial levou em consideração a máxima redução do comprimento dos terminais de todos os componentes utilizados, visando minimizar as indutâncias parasitas relacionadas aos mesmos.

Na figura 5.39 encontram-se as fotos para o arranjo do ensaio de EMC, no laboratório de interferências eletromagnéticas conduzidas, de acordo com as normas de análise para tais interferências. Observa-se que foi desenvolvida uma blindagem de EMI irradiada genérica, de dimensões suficientes para abrigar protótipos de volume elevado, facilitando-se os ensaios de EMC, uma vez que os filtros de modo comum necessitam da referência de “terra” (massa de referência) para seu acoplamento.



(a) Visão geral da montagem



(b) Detalhe da blindagem genérica para EMI irradiada.

Figura 5.39 – Detalhes do arranjo para ensaios de EMC.

Uma vez que o conceito de reator para múltiplas lâmpadas fluorescentes é bastante novo, optou-se por realizar sua adequação mediante a norma relativa a equipamentos do tipo fonte chaveada. Portanto, a norma escolhida para a análise de compatibilidade eletromagnética foi a EN55011, classe A, grupo 1, destinada a produtos industriais, científicos ou médicos, utilizados em estabelecimentos não-domésticos.

A figura 5.40 mostra uma reprodução da tela do analisador de espectro, após a realização da primeira medição de compatibilidade eletromagnética.

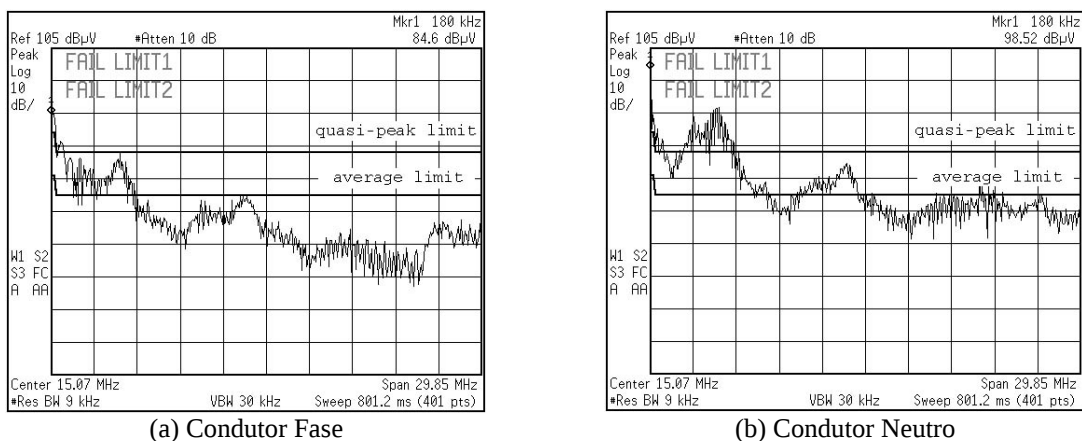


Figura 5.40 – Medição de ruídos conduzidos, com detector de pico, para o novo reator eletrônico proposto, para máxima luminosidade.

De acordo com a figura 5.40, o protótipo projetado não atende à norma de EMC especificada. Torna-se necessário então compor um filtro adequado para suprimir o ruído indesejado. Para tanto, escolhe-se a configuração mais simples de filtro de supressão de EMI, conforme a figura 5.41.

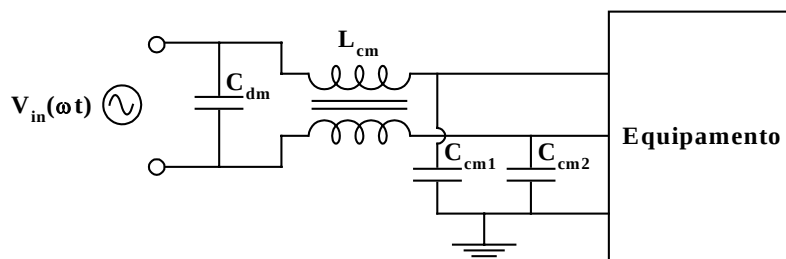


Figura 5.41 – Filtro de EMI para ruídos conduzidos de modo comum e de modo diferencial.

O ajuste dos parâmetros do filtro é realizado a partir do uso de um programa computacional concebido especificamente para auxílio de projetos de filtros para EMI, o qual é denominado Westbay Compufilt Lite [99]. Contudo, antes do uso do programa, é preciso identificar os ruídos de modo conduzido e de modo diferencial.

A partir das medições realizadas, obtém-se os dados da tabela 5.4, na qual constam as frequências e as atenuações requeridas para o enquadramento do reator dentro da norma especificada. As diferenças nos níveis de ruído presentes na medição fornecem indícios da existência tanto de ruídos de modo comum quanto de modo diferencial. Optou-se por iniciar o projeto do filtro de EMI pelo seu ramo de modo comum (L_{cm} , C_{cm1} e C_{cm2}).

Com os dados da tabela 5.4 e com o uso do programa computacional citado, foram determinados os seguintes valores:

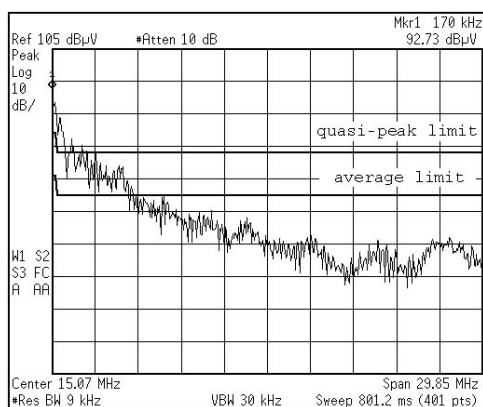
$$L_{cm} = 450\mu\text{H} \text{ e } C_{cm1} = C_{cm2} = 33\text{nF}.$$

Tabela 5.4 - Resultados Obtidos para a Análise de EMC do Reator Eletrônico Proposto, sem a Inclusão de Filtro de EMI

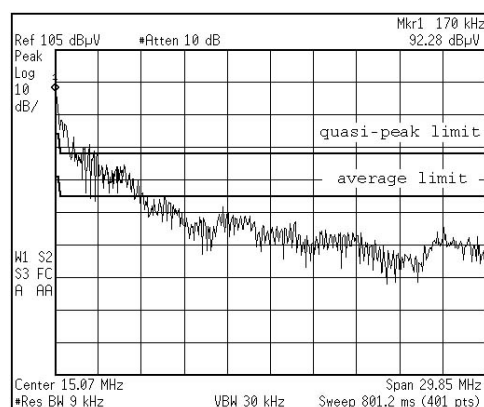
f [MHz]	Atenuação Necessária [dB]	
	Condutor Fase	Condutor Neutro
0,180	18,45	32,51
0,350	15,60	16,57
0,550	10,90	16,1
0,750	14,87	13,70
1,200	4,35	0
4,850	1,035	16,42

Observa-se que com o analisador de EMC E7402A, os processos de medição dos valores de pico, de quase-pico e médios são automáticos e, com os limites estabelecidos de acordo com a norma especificada (limites presentes na tela, apresentados nas figuras 5.40 até 5.44), é possível a verificação automática de atendimento, ou não, a esta norma.

Após a implementação do filtro apenas com sua configuração de modo comum, novas medições foram realizadas, fornecendo os resultados mostrados na figura 5.42 e na tabela 5.5. Comparando-se os resultados obtidos para os condutores fase e neutro, é possível perceber que os níveis de atenuação requeridos para ambos passam a ser muito parecidos, indicando então a atuação do filtro de modo comum implementado. Assim sendo, o próximo passo de ajuste do filtro de EMI é dado em direção ao ramo de modo diferencial (C_{dm}).



(a) Condutor Fase



(b) Condutor Neutro

Figura 5.42 – Medição de ruídos conduzidos, com detector de pico, para o novo reator eletrônico proposto, com filtro de EMI de modo comum, para máxima luminosidade.

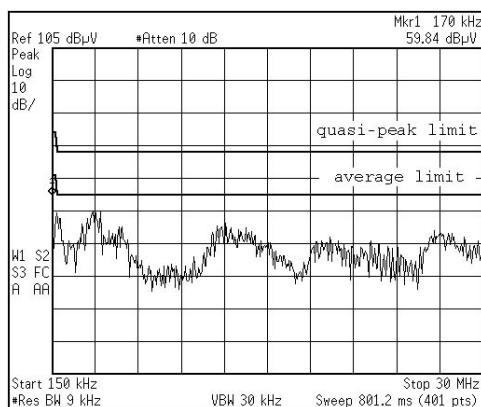
Tabela 5.5 - Resultados Obtidos para a Análise de EMC do Reator Eletrônico Proposto com a Inclusão Filtro de EMI para Ruídos de Modo Comum

f [MHz]	Atenuação Necessária [dB]	
	Condutor Fase	Condutor Neutro
0,180	27,54	26,77
0,350	20,74	20,84
0,550	19,65	19,96
0,750	21,44	21,98
1,200	7,79	7,95
4,850	0	1,94

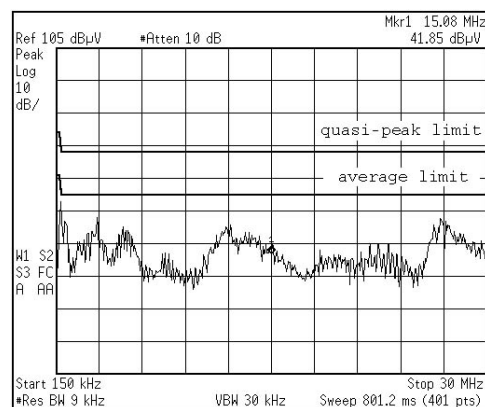
A partir dos dados da tabela 5.5, pode-se novamente utilizar o programa computacional para calcular o valor do filtro de modo diferencial necessário para o enquadramento do reator na norma selecionada. O valor da capacitância do filtro de modo diferencial recomendado pelo programa é:

$$C_{dm} = 680nF.$$

Em uma primeira medição com o filtro composto pelos seus dois ramos (comum e diferencial), foi possível perceber que praticamente a totalidade dos sinais se enquadrava dentro da norma, à exceção de um sinal sintonizado em 180kHz, o qual ultrapassava o nível máximo permitido em cerca de 5dB. Optou-se então por aumentar a capacitância C_{dm} , procedendo-se novamente com diversos ensaios de EMC, até que a norma fosse atendida através de uma associação em paralelo com outro componente idêntico. Procedeu-se então nova medição completa do protótipo, culminando nos resultados apresentados na figura 5.43.



(a) Condutor Fase



(b) Condutor Neutro

Figura 5.43 – Medição de ruídos conduzidos, com detector de pico, para novo reator eletrônico proposto, com filtro de EMI completo, para máxima luminosidade.

Analisando a figura 5.43, conclui-se então que o reator agora atende às normas de EMC especificadas, em todas as suas restrições. A metodologia para o projeto do filtro através do uso do programa computacional fornece bons resultados, apesar de sua simplicidade.

Para finalizar o conjunto de resultados obtidos para o novo reator eletrônico, a figura 5.44 mostra resultados de uma medição realizada para condição de processamento de mínima luminosidade. Nesta figura, é possível notar que o reator proposto continua atendendo às normas impostas, dispensando ajustes adicionais para o filtro projetado.

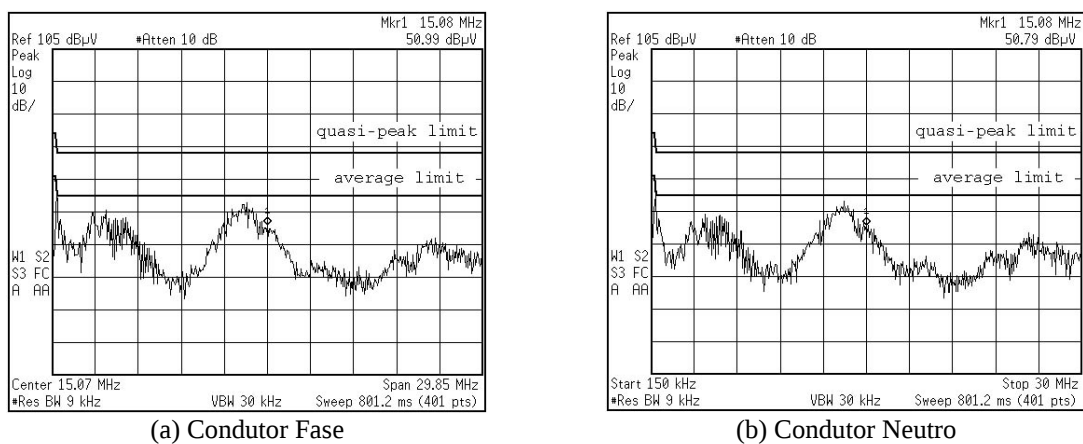


Figura 5.44 – Medição de ruídos conduzidos, com detector de pico, para novo reator eletrônico proposto, com filtro de EMI completo, para mínima luminosidade.

5.8 – CONCLUSÕES

Neste capítulo foi apresentado um novo reator eletrônico com controle de luminosidade, destinado a sistemas de iluminação com múltiplas lâmpadas fluorescentes, para aplicações até 200W. Em função dos resultados obtidos, pode-se concluir inicialmente que a estrutura apresentou resultados bastante satisfatórios.

A técnica de controle por valores médios instantâneos de corrente de entrada empregada no estágio retificador resultou em ótimos resultados relacionados com a correção do fator de potência do reator. Foi possível verificar a imposição de uma forma de onda de elevada “qualidade” à corrente de entrada, além do atendimento integral às restrições impostas pela norma IEC61000-3-2 para equipamentos classe C, destinados a aplicações em sistemas de iluminação. Além disso, a avaliação da variação de carga mostrou que o fator de potência não sofre alterações suficientemente grandes para caracterizar a deterioração do aproveitamento de energia elétrica.

A célula de comutação suave empregada no estágio retificador proposto permitiu que a entrada em condução dos interruptores ativos ocorresse de forma ZCS, enquanto que o bloqueio dos mesmos foi desenvolvido de forma ZCZVS. Adicionalmente, informa-se que os diodos de equalização e de saída da célula desempenham processos de entrada em condução do tipo ZVS, além de apresentar reduzidos efeitos de recuperação reversa sobre os interruptores ativos. Verifica-se ainda que os processos de comutação desempenhados pelos dispositivos semicondutores são mantidos durante todo o ciclo de oscilação da rede de alimentação em CA.

Comparando-se o retificador Sepic original [93] com a estrutura retificadora proposta neste trabalho, é possível notar a ocorrência de duas grandes modificações relacionadas às novas posições do diodo de equalização.

No retificador original, os diodos de equalização e de saída associam-se em série durante as etapas de transferência de energia para a carga, conduzindo toda a corrente destinada à saída do conversor, implicando em perdas em condução relacionadas a tais componentes. Na nova célula proposta, a conexão série destes elementos é eliminada fazendo com que as perdas em condução dos diodos sejam inferiores. Entretanto, na nova estrutura, o interruptor principal conduz a soma das correntes advindas da entrada e do indutor de acumulação, similarmente a um conversor Sepic convencional, fato que não é observado

quando da utilização da célula original, resultando em um aumento de esforços de corrente através destes interruptores.

A nova configuração da célula de comutação faz com que os esforços de tensão sobre os interruptores ativos sejam idênticos àqueles encontrados em um conversor Sepic convencional. Na célula original, tais esforços são dependentes dos parâmetros ressonantes adotados e costumam resultar demasiadamente elevados [93].

Em relação ao circuito inversor utilizado no reator, nota-se que a entrada em condução dos interruptores ocorreu de forma ZVS, conforme esperado. O filtro ressonante empregado promoveu uma ótima estabilização da corrente fornecida à lâmpada. Os resultados obtidos para o controlador IR2159 aplicado a sistemas de iluminação com múltiplas lâmpadas fluorescentes podem ser considerados muito bons. O controle de luminosidade foi devidamente verificado em todas as lâmpadas alimentadas pelo sistema, sem que houvesse nenhum comprometimento da estabilidade do mesmo. A adequação da operação do IR2159 para aplicações em sistemas de múltiplas lâmpadas mostrou-se viável, sendo necessárias apenas modificações mínimas em relação a um projeto desenvolvido para uma única lâmpada.

Finalmente, a análise de compatibilidade eletromagnética do reator foi realizada. Os primeiros resultados obtidos violaram a norma EN55011, fazendo com que fosse necessária a adição de um filtro de EMI ao conversor. O projeto deste filtro é desenvolvido de forma empírica, através de uma metodologia relativamente simples, analisando-se a evolução na redução dos níveis de EMI através de sucessivas medições com o analisador de EMC, até o pleno atendimento à norma especificada. O resultado final, alcançado após a inclusão do filtro, mostrou-se bastante satisfatório.

Em síntese, tem-se neste capítulo o desenvolvimento de um reator eletrônico para múltiplas lâmpadas fluorescentes tubulares, com completo controle do nível de luminosidade, atendendo às normas IEC61000-3-2, classe C e EN55011, classe A, grupo 1.

CAPÍTULO 6

NOVO REATOR ELETRÔNICO PARA PROCESSAMENTO DE POTÊNCIA ATÉ 1200W, COM CONTROLE DE LUMINOSIDADE PARA MÚLTIPLAS LÂMPADAS FLUORESCENTES, UTILIZANDO ESTÁGIO RETIFICADOR BOOST ZCS-PWM

6.1 – INTRODUÇÃO

De acordo com a proposta do trabalho, um novo reator eletrônico destinado ao processamento de energia para grandes cargas de iluminação é desenvolvido neste capítulo. A estrutura proposta para este reator é apresentada na figura 6.1.

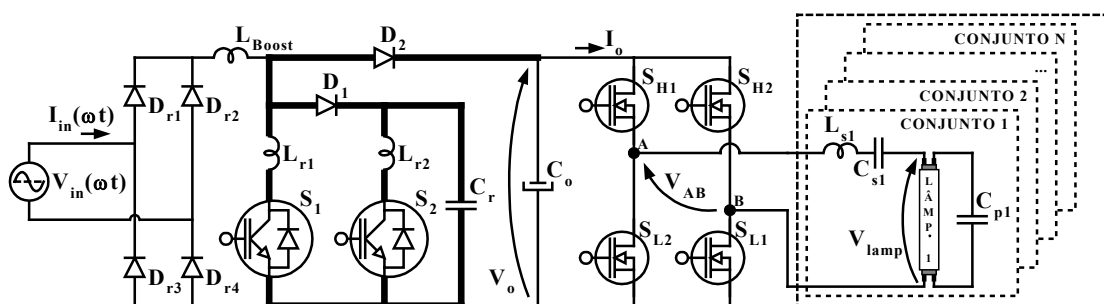


Figura 6.1 – Diagramas esquemáticos simplificados dos circuitos de processamento de potência do reator eletrônico proposto.

Conforme afirmado no capítulo 1, a escolha dos conversores Boost e Full-Bridge é realizada em função dos níveis de corrente e tensão a serem processados.

A célula de comutação utilizada no estágio retificador Boost é idêntica àquela analisada para a aplicação em 200W, apresentada no capítulo 5, preservando todas as características de comutação suave verificadas no estágio retificador Sepic ZCS-PWM. A técnica de controle por valores médios instantâneos de corrente é utilizada para garantir a obtenção de reduzida taxa de distorção harmônica na corrente drenada da rede de CA, além de reduzida defasagem angular em relação à tensão de alimentação, resultando em elevado fator de potência.

No estágio inversor Full-Bridge ressonante, os interruptores são acionados aos pares (S_{H1}/S_{L1} e S_{H2}/S_{L2}) e de forma complementar, fazendo com que seu princípio de funcionamento seja muito similar ao verificado para o inversor Half-Bridge ressonante. Os

processos de entrada em condução de todos os interruptores ocorrem em tensão nula. Destaca-se que, devido à alimentação simétrica (tensão quadrada entre os pontos A e B) do filtro ressonante, o capacitor C_s assume agora a função de bloquear reduzidos valores de corrente CC que possam eventualmente surgir em função de desequilíbrios no acionamento dos interruptores. A técnica de controle por imposição de fase da corrente (IR2159) é utilizada para comandar os interruptores deste inversor Full-Bridge, com base em adaptações a serem implementadas. Observa-se que o controlador IR2159 não é naturalmente desenvolvido para acionamento de interruptores na configuração em ponte completa deste estágio inversor. Neste sentido, custos adicionais para o circuito de controle do inversor estarão envolvidos para a adaptação do mesmo.

6.2 – ANÁLISE DAS ETAPAS DE FUNCIONAMENTO DO RETIFICADOR BOOST ZCS-PWM

A figura 6.2 mostra o novo retificador Boost ZCS-PWM proposto.

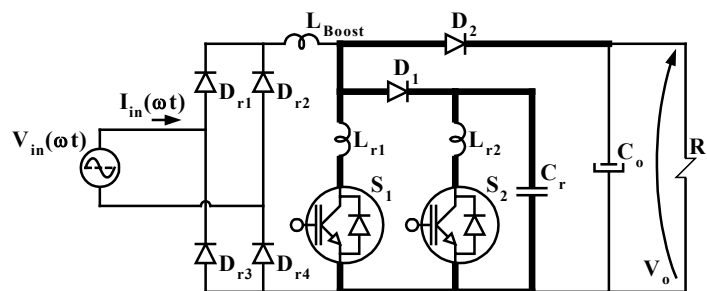


Figura 6.2 – Novo retificador Boost ZCS-PWM.

De forma análoga à análise desenvolvida para o conversor Sepic apresentado no capítulo anterior, a simplificação da análise da estrutura Boost depende da adoção das seguintes condições:

- Os componentes são ideais, em conformidade com a definição apresentada para os componentes do conversor Sepic.
- O conversor é operado em uma frequência muito superior (f_{Boost}) àquela imposta pela rede de alimentação em CA (f_{rede}), permitindo que a tensão senoidal de alimentação do conversor Boost ($V_{in}(\omega t)$, definida de acordo com a equação (5.1)) seja considerada praticamente constante e de valor igual a $V_{in}(\omega T_i)$ no decorrer de um período genérico de chaveamento ($T_i = T_{Boost}$).
- O indutor de entrada (L_{Boost}) é projetado de tal forma que sua associação com a fonte de alimentação e a ponte de diodos possa ser considerada como uma fonte de corrente

senoidal e retificada, de valor $|I_{in}(\omega T_i)|$ constante (cuja magnitude e fase são definidas segundo a equação (5.2)) no decorrer de um período genérico de chaveamento T_i .

- A tensão de saída do conversor é considerada constante e de valor igual a V_o .

Desta forma, o circuito a ser analisado pode ser representado pela figura 6.3.

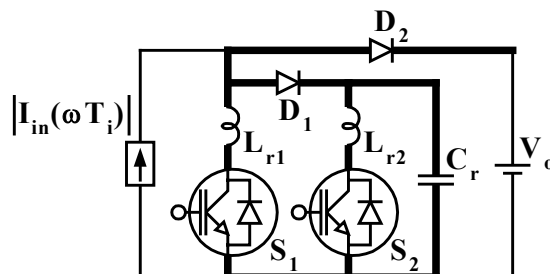


Figura 6.3 – Circuito simplificado utilizado para a análise do novo retificador Boost ZCS-PWM.

É importante notar que a operação de uma célula de comutação de um conversor Boost é geralmente semelhante à operação da mesma célula em um conversor Sepic, apesar dos processos de transferência de energia serem completamente diferentes. Tal fato pode ser claramente verificado comparando-se a figura 5.3 com a figura 6.4, na qual são mostradas as principais formas de onda idealizadas e as etapas de funcionamento do novo retificador Boost ZCS-PWM, durante um período genérico de chaveamento ($T_i = T_{Boost}$).

Na figura 6.4 é possível verificar que os processos de entrada em condução dos interruptores S_1 e S_2 ocorrem de forma ZCS, no início da primeira e terceira etapas, respectivamente. Além disso, seus bloqueios ocorrem de forma simultânea, no decorrer da sexta etapa de funcionamento, quando há condições para a realização de comutações do tipo ZCZVS. Adicionalmente, os diodos D_1 e D_2 são levados à condução de forma ZVS, no início da quarta e nona etapas, respectivamente.

Ainda comparando-se as figuras 5.3 e 6.4 é possível constatar a extrema similaridade entre as formas de ondas processadas através do circuito, sendo que suas diferenças residem nas magnitudes das grandezas, como por exemplo:

- No conversor Sepic são verificados patamares de tensão com valor $V_{Ce}(\omega T_i) + V_o$, enquanto que no conversor Boost, os patamares de tensão equivalentes apresentam valor igual a V_o , denotando assim uma independência da variação promovida pela oscilação senoidal da rede de alimentação em CA.
- Os patamares de corrente $|I_{in}(\omega T_i)| + I_M(\omega T_i)$, referentes ao conversor Sepic, são substituídos por patamares de corrente cujos valores são iguais a $|I_{in}(\omega T_i)|$ no conversor Boost em questão.

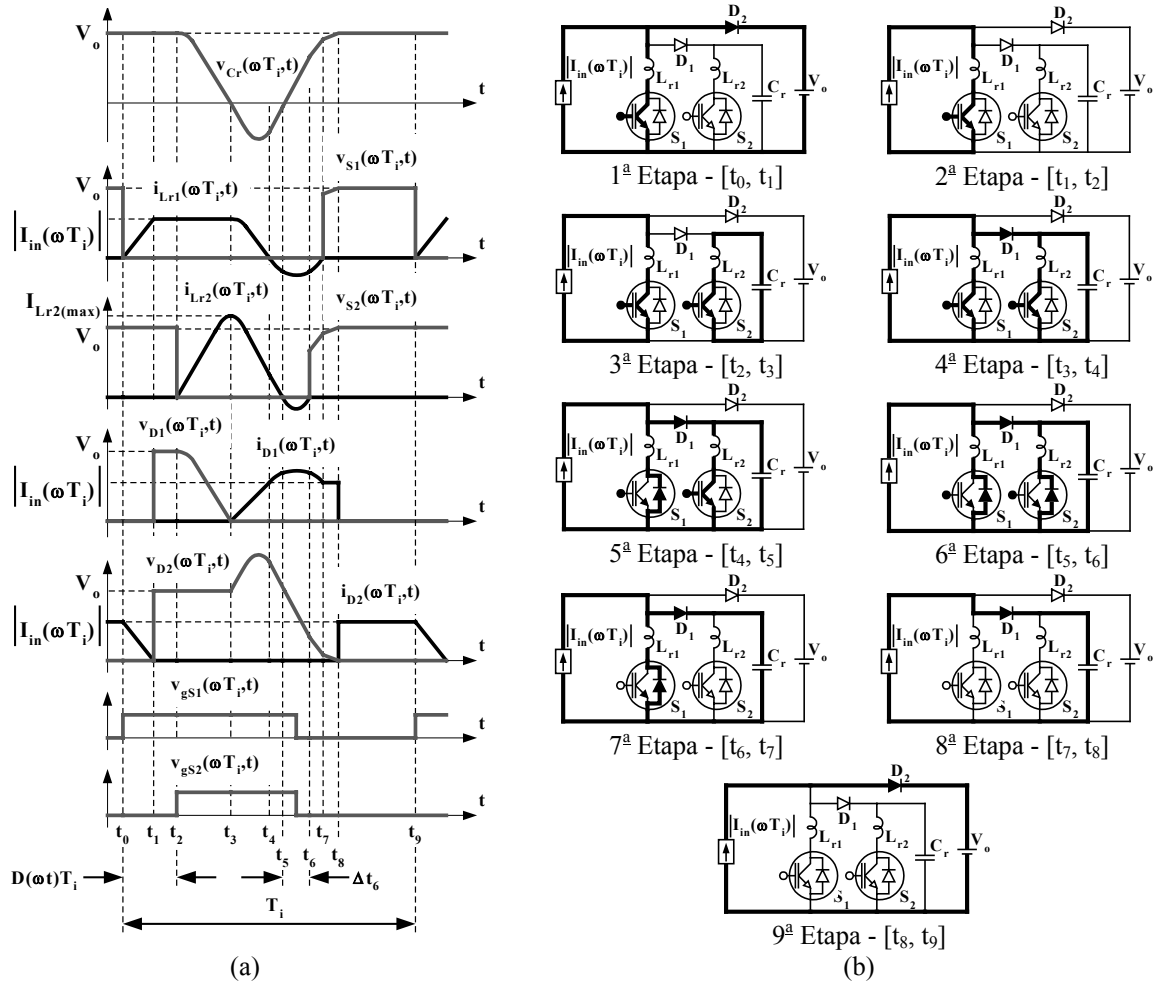


Figura 6.4 – (a) Principais formas de onda idealizadas do novo retificador Boost ZCS-PWM, e (b) Etapas de funcionamento, durante o decorrer de um período genérico de chaveamento (T_i).

Desta forma, em plena concordância com as simplificações e comparações realizadas, torna-se possível afirmar que toda a análise desenvolvida para o conversor Sepic, incluindo seu equacionamento, pode ser adaptada de forma simples ao conversor Boost, bastando para tanto substituir os valores referentes aos patamares de tensão ($V_{Ce}(\omega T_i) + V_o$) e corrente ($|I_{in}(\omega T_i)| + I_M(\omega T_i)$) por seus equivalentes (V_o e $|I_{in}(\omega T_i)|$, respectivamente). Portanto, as equações adaptadas para o novo conversor Boost são apresentadas na sequência.

6.2.1 – Primeira Etapa de Funcionamento $[t_0, t_1]$

Admite-se que antes do início desta etapa, os interruptores S_1 e S_2 estão bloqueados e o diodo D_2 conduz a corrente advinda da fonte de alimentação diretamente à carga. Admite-se também que o capacitor C_r encontra-se carregado com uma tensão cujo valor é igual a V_o . A etapa tem início quando o interruptor ativo principal S_1 é comandado à condução, de forma ZCS, em $t=t_0$.

Condições iniciais:

$$\begin{cases} i_{Lr1}(\omega T_i, t_0) = 0 \\ i_{Lr2}(\omega T_i, t_0) = 0 \\ v_{Cr}(\omega T_i, t_0) = V_o \end{cases} \quad (6.1)$$

Equações de variação de tensão e corrente nos elementos ressonantes:

$$\begin{cases} i_{Lr1}(\omega T_i, t) = \frac{V_o}{L_{r1}} \cdot t \\ i_{Lr2}(\omega T_i, t) = 0 \\ v_{Cr}(\omega T_i, t) = V_o \end{cases} \quad (6.2)$$

Intervalo de tempo de duração da primeira etapa:

$$\Delta t_{s1}(\omega T_i) = \frac{1}{\omega_2} \cdot \frac{\alpha(\omega T_i)}{\beta} \quad (6.3)$$

sendo:

$$\alpha(\omega T_i) = \frac{|I_{in}(\omega T_i)|}{V_o} \cdot \sqrt{\frac{L_{r2}}{C_r}} \quad (6.4)$$

$$\beta = \frac{L_{r2}}{L_{r1}} \quad (6.5)$$

$$\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_{r2} \cdot C_r}} \quad (6.6)$$

ω_2 = frequência angular de oscilação da ressonância entre L_{r2} e C_r .

6.2.2 – Segunda Etapa de Funcionamento [t_1 , t_2]

Após a corrente $|I_{in}(\omega T_i)|$ ser completamente assumida pelo ramo de L_{r1} , em $t=t_1$, levando o diodo D_2 ao bloqueio, tem início a segunda etapa de funcionamento.

Condições iniciais:

$$\begin{cases} i_{Lr1}(\omega T_i, t_1) = |I_{in}(\omega T_i)| \\ i_{Lr2}(\omega T_i, t_1) = 0 \\ v_{Cr}(\omega T_i, t_1) = V_o \end{cases} \quad (6.7)$$

Equações de variação de tensão e corrente nos elementos ressonantes:

$$\begin{cases} i_{Lr1}(\omega T_i, t) = |I_{in}(\omega T_i)| \\ i_{Lr2}(\omega T_i, t) = 0 \\ v_{Cr}(\omega T_i, t) = V_o \end{cases} \quad (6.8)$$

Intervalo de tempo de duração da segunda etapa:

$$\Delta t_2(\omega T_i) = D(\omega T_i) \cdot T_i - \Delta t_1(\omega T_i) \quad (6.9)$$

sendo:

$$D(\omega T_i) = \text{razão cíclica de comando}$$

6.2.3 – Terceira Etapa de Funcionamento $[t_2, t_3]$

As condições iniciais desta etapa são idênticas àsquelas definidas pelo conjunto de equações (6.7). Esta etapa de funcionamento tem início quando o interruptor S_2 é comandado à condução, em $t=t_2$, de forma ZCS.

Equações de variação de tensão e corrente nos elementos ressonantes:

$$\begin{cases} i_{Lr1}(\omega T_i, t) = |I_{in}(\omega T_i)| \\ i_{Lr2}(\omega T_i, t) = \frac{|I_{in}(\omega T_i)|}{\alpha(\omega T_i)} \cdot \text{sen}(\omega_2 t) \\ v_{Cr}(\omega T_i, t) = V_o \cdot \cos(\omega_2 t) \end{cases} \quad (6.10)$$

Intervalo de tempo de duração da terceira etapa:

$$\Delta t_3(\omega T_i) = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{1}{\omega_2} \quad (6.11)$$

De acordo com a figura 6.4, o valor máximo da corrente através do indutor ressonante L_{r2} ocorre ao final desta etapa, e seu valor é obtido através da equação (6.12).

$$i_{Lr2(\text{máx})}(\omega T_i) = \frac{|I_{in}(\omega T_i)|}{\alpha(\omega T_i)} \quad (6.12)$$

6.2.4 – Quarta Etapa de Funcionamento $[t_3, t_4]$

Em $t=t_3$, a tensão sobre o capacitor C_r torna-se nula fazendo com que o diodo D_1 entre em condução de forma ZVS, dando início à quarta etapa de funcionamento. Durante esta etapa, a ressonância ocorre entre os elementos L_{r1} , L_{r2} e C_r .

Condições iniciais:

$$\begin{cases} i_{Lr1}(\omega T_i, t_3) = |I_{in}(\omega T_i)| \\ i_{Lr2}(\omega T_i, t_3) = \frac{|I_{in}(\omega T_i)|}{\alpha(\omega T_i)} \\ v_{Cr}(\omega T_i, t_3) = 0 \end{cases} \quad (6.13)$$

Equações de variação de tensão e corrente nos elementos ressonantes:

$$\begin{cases} i_{Lr1}(\omega T_i, t) = |I_{in}(\omega T_i)| \cdot \left(1 + \frac{\beta \cdot (\cos(\omega_{eq} t) - 1)}{\alpha(\omega T_i) \cdot (1 + \beta)} \right) \\ i_{Lr2}(\omega T_i, t) = |I_{in}(\omega T_i)| \cdot \frac{(\beta + \cos(\omega_{eq} t))}{\alpha(\omega T_i) \cdot (1 + \beta)} \\ v_{Cr}(\omega T_i, t) = -\frac{|I_{in}(\omega T_i)|}{\alpha(\omega T_i)} \cdot \sqrt{\frac{L_{eq}}{C_r}} \cdot \text{sen}(\omega_{eq} t) \end{cases} \quad (6.14)$$

sendo

$$L_{eq} = \frac{L_{r1} \cdot L_{r2}}{L_{r1} + L_{r2}} \quad (6.15)$$

$$\omega_{eq} = \frac{1}{\sqrt{L_{eq} \cdot C_r}} \quad (6.16)$$

Intervalo de tempo de duração da quarta etapa:

$$\Delta t_4(\omega T_i) = \frac{1}{\omega_{eq}} \arccos \left(1 - \frac{\alpha(\omega T_i) \cdot (1 + \beta)}{\beta} \right) \quad (6.17)$$

De forma análoga à análise do retificador Sepic ZCS-PWM, nesta etapa de funcionamento é estabelecida a primeira restrição de projeto a ser obedecida, expressa pela inequação (6.18).

$$\alpha(\omega T_i) < \beta \quad (6.18)$$

6.2.5 – Quinta Etapa de Funcionamento [t₄, t₅]

Em t=t₄, a corrente através do indutor L_{r1} inverte seu sentido de fluxo, levando o diodo em antiparalelo de S₁ à condução e dando início à quinta etapa de funcionamento.

Condições iniciais:

$$\begin{cases} i_{Lr1}(\omega T_i, t_4) = 0 \\ i_{Lr2}(\omega T_i, t_4) = \frac{|I_{in}(\omega T_i)|}{\alpha(\omega T_i)} \cdot \left(1 - \frac{\alpha(\omega T_i)}{\beta} \right) \\ v_{Cr}(\omega T_i, t_4) = \frac{V_o}{\beta} \cdot \sqrt{\alpha(\omega T_i) \cdot (2\beta - \alpha(\omega T_i) - \alpha(\omega T_i) \cdot \beta)} \end{cases} \quad (6.19)$$

Uma vez que a ressonância continua a ocorrer entre os elementos L_{r1}, L_{r2} e C_r, as equações de variação de tensão e corrente nos elementos ressonantes são idênticas àquelas definidas pelo conjunto de equações (6.14).

Intervalo de tempo de duração da quinta etapa:

$$t_5 = \frac{1}{\omega_{eq}} \cdot \arccos(-\beta) \quad (6.20)$$

$$\Delta t_5(\omega T_i) = t_5 - \Delta t_4(\omega T_i) \quad (6.21)$$

$$\Delta t_5(\omega T_i) = \frac{1}{\omega_{eq}} \cdot \left(\arccos(-\beta) - \arccos\left(1 - \frac{\alpha(\omega T_i) \cdot (1 + \beta)}{\beta}\right) \right) \quad (6.22)$$

Durante esta etapa de funcionamento surge a segunda restrição de projeto a ser atendida, conforme a inequação (6.23).

$$\beta < 1 \quad (6.23)$$

6.2.6 – Sexta Etapa de Funcionamento $[t_5, t_6]$

No início desta etapa, em $t=t_5$, a corrente através do indutor L_{r2} inverte seu sentido de fluxo, fato que leva à condução o diodo em antiparalelo de S_2 .

Condições iniciais:

$$\begin{cases} i_{Lr1}(\omega T_i, t_5) = |I_{in}(\omega T_i)| \cdot \left(1 - \frac{\beta}{\alpha(\omega T_i)}\right) \\ i_{Lr2}(\omega T_i, t_5) = 0 \\ v_{Cr}(\omega T_i, t_5) = -V_o \cdot \sqrt{1 - \beta} \end{cases} \quad (6.24)$$

A exemplo do ocorrido na quinta etapa de funcionamento, não há modificações na evolução da ressonância, que continua ocorrendo entre L_{r1} , L_{r2} e C_r . Desta forma, as definições do conjunto de equações (6.14) permanecem válidas no decorrer desta etapa.

Intervalo de tempo de duração da sexta etapa:

$$t_6 = \frac{1}{\omega_{eq}} \cdot (2\pi - \arccos(-\beta)) \quad (6.25)$$

$$\Delta t_6(\omega T_i) = t_6 - t_5 \quad (6.26)$$

$$\Delta t_6(\omega T_i) = \frac{2}{\omega_{eq}} \cdot (\pi - \arccos(-\beta)) \quad (6.27)$$

Durante a ocorrência da ressonância entre L_{r1} , L_{r2} e C_r , as correntes $i_{Lr1}(\omega T_i, t)$ e $i_{Lr2}(\omega T_i, t)$ e a tensão $v_{Cr}(\omega T_i, t)$ atingem seus valores mínimos. Tais valores podem ser determinados através das seguintes equações:

$$i_{Lr1min}(\omega T_i) = -|I_{in}(\omega T_i)| \cdot \left(\frac{2\beta}{\alpha(\omega T_i) \cdot (1+\beta)} - 1 \right) \quad (6.28)$$

$$i_{Lr2min}(\omega T_i) = -\frac{|I_{in}(\omega T_i)|}{\alpha(\omega T_i)} \cdot \frac{(1-\beta)}{(1+\beta)} \quad (6.29)$$

$$v_{Cmin}(\omega T_i) = -\frac{|I_{in}(\omega T_i)|}{\alpha(\omega T_i)} \cdot \sqrt{\frac{L_{eq}}{C_r}} \quad (6.30)$$

6.2.7 – Sétima Etapa de Funcionamento [t₆, t₇]

Ao final da sexta etapa de funcionamento, em t=t₆, a corrente i_{Lr2}(ωT_i,t) inverte novamente seu sentido de fluxo, levando o diodo em antiparalelo de S₂ ao bloqueio. Assim, no decorrer desta etapa a ressonância é realizada entre os elementos L_{r1} e C_r.

Condições iniciais:

$$\begin{cases} i_{Lr1}(\omega T_i, t_6) = |I_{in}(\omega T_i)| \cdot \left(1 - \frac{\beta}{\alpha(\omega T_i)} \right) \\ i_{Lr2}(\omega T_i, t_6) = 0 \\ v_{Cr}(\omega T_i, t_6) = V_o \cdot \sqrt{(1-\beta)} \end{cases} \quad (6.31)$$

Equações de variação de tensão e corrente nos elementos ressonantes:

$$\begin{cases} i_{Lr1}(\omega T_i, t) = \frac{|I_{in}(\omega T_i)|}{\alpha(\omega T_i)} \cdot \left(\sqrt{\beta \cdot (1-\beta)} \cdot \sin(\omega_1 t) - \beta \cdot \cos(\omega_1 t) + \alpha(\omega T_i) \right) \\ i_{Lr2}(\omega T_i, t) = 0 \\ v_{Cr}(\omega T_i, t) = V_o \cdot \left(\sqrt{(1-\beta)} \cdot \cos(\omega_1 t) + \sqrt{\beta} \cdot \sin(\omega_1 t) \right) \end{cases} \quad (6.32)$$

sendo $\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_{r1} \cdot C_r}} \quad (6.33)$

Intervalo de tempo de duração da sétima etapa:

$$\Delta t_7(\omega T_i) = \frac{1}{\omega_1} \cdot \arcsen \left(\sqrt{\beta - \alpha^2(\omega T_i)} - \alpha(\omega T_i) \cdot \sqrt{\frac{(1-\beta)}{\beta}} \right) \quad (6.34)$$

6.2.8 – Oitava Etapa de Funcionamento [t₇, t₈]

Em t=t₇, a corrente i_{Lr1}(ωT_i,t) tem seu sentido de fluxo invertido, fazendo com que o diodo em antiparalelo de S₁ seja levado ao bloqueio. Com o fim do processo de ressonância, o

capacitor C_r é carregado de forma linear, por uma corrente constante de valor igual a $|I_{in}(\omega T_i)|$.

Condições iniciais:

$$\begin{cases} i_{Lr1}(\omega T_i, t_7) = 0 \\ i_{Lr2}(\omega T_i, t_7) = 0 \\ v_{Cr}(\omega T_i, t_7) = V_o \cdot (A_1(\omega T_i) + A_2(\omega T_i)) \end{cases} \quad (6.35)$$

sendo:

$$A_1(\omega T_i) = \sqrt{\beta} \cdot \left(\sqrt{\beta - \alpha^2(\omega T_i)} - \alpha(\omega T_i) \cdot \sqrt{\frac{(1-\beta)}{\beta}} \right) \quad (6.36)$$

$$A_2(\omega T_i) = \sqrt{(1-\beta)} \cdot \sqrt{1 - \left(\sqrt{\beta - \alpha^2(\omega T_i)} - \alpha(\omega T_i) \cdot \sqrt{\frac{(1-\beta)}{\beta}} \right)^2} \quad (6.37)$$

Equações de variação de tensão e corrente nos elementos ressonantes:

$$\begin{cases} i_{Lr1}(\omega T_i, t) = 0 \\ i_{Lr2}(\omega T_i, t) = 0 \\ v_{Cr}(\omega T_i, t) = \frac{|I_{in}(\omega T_i)|}{C_r} \cdot t + V_o \cdot (A_1(\omega T_i) + A_2(\omega T_i)) \end{cases} \quad (6.38)$$

Intervalo de tempo de duração da oitava etapa:

$$\Delta t_8(\omega T_i) = \frac{1}{\alpha(\omega T_i) \cdot \omega_2} \cdot [1 - (A_1(\omega T_i) + A_2(\omega T_i))] \quad (6.39)$$

6.2.9 – Nona Etapa de Funcionamento $[t_8, t_9]$

No momento em que a tensão sobre o capacitor C_r atinge o valor V_o , em $t=t_8$, o diodo D_1 é bloqueado e o diodo D_2 é levado à condução de forma ZVS. Esta é a principal etapa de transferência de energia para a carga.

Condições iniciais:

$$\begin{cases} i_{Lr1}(\omega T_i, t_8) = 0 \\ i_{Lr2}(\omega T_i, t_8) = 0 \\ v_{Cr}(\omega T_i, t_8) = V_o \end{cases} \quad (6.40)$$

Equações de variação de tensão e corrente nos elementos ressonantes:

$$\begin{cases} i_{Lr1}(\omega T_i, t) = 0 \\ i_{Lr2}(\omega T_i, t) = 0 \\ v_{Cr}(\omega T_i, t) = V_o \end{cases} \quad (6.41)$$

Intervalo de tempo de duração da quarta etapa:

$$\Delta t_9(\omega T_i) = \frac{1-D(\omega T_i)}{f_{\text{Boost}}} - \frac{1}{\omega_2} \cdot B(\omega T_i) \quad (6.42)$$

sendo:
$$B(\omega T_i) = A_0(\omega T_i) - \frac{1}{\alpha(\omega T_i)} \cdot (A_1(\omega T_i) + A_2(\omega T_i)) + A_3(\omega T_i) \quad (6.43)$$

$$A_0(\omega T_i) = \frac{1}{\alpha(\omega T_i)} + \frac{\pi}{2} + \frac{2\pi}{\sqrt{(1+\beta)}} \quad (6.44)$$

$$A_3(\omega T_i) = \frac{1}{\sqrt{\beta}} \cdot \arcsen \left(\sqrt{(\beta - \alpha^2(\omega T_i))} - \alpha(\omega T_i) \cdot \frac{\sqrt{(1-\beta)}}{\beta} \right) - \frac{1}{\sqrt{(1+\beta)}} \cdot \arccos(-\beta) \quad (6.45)$$

6.3 – ANÁLISE DO PROCESSO DE BLOQUEIO DOS INTERRUPTORES ATIVOS DO NOVO RETIFICADOR BOOST ZCS-PWM

Dando continuidade às adaptações realizadas nas equações definidas para o retificador Sepic ZCS-PWM, com o intuito de que as mesmas possam ser aplicadas ao retificador Boost ZCS-PWM, inicia-se então a análise das condições para a obtenção da evolução das etapas de funcionamento conforme descritas no item 6.2.

Em função da variação instantânea do parâmetro $\alpha(\omega T_i)$, deve-se determinar seu valor máximo para que uma restrição de projeto adequada seja devidamente imposta. Em função de sua definição, o parâmetro $\alpha(\omega T_i)$ varia diretamente com relação à corrente de entrada do conversor. Tendo-se em vista que a técnica de controle escolhida para a correção do fator de potência da estrutura (controle por valores médios instantâneos de corrente) irá impor a esta corrente uma forma de onda senoidal e em fase com a tensão de alimentação, é possível concluir que o valor máximo de $\alpha(\omega T_i)$ irá ser obtido quando da passagem de $V_{in}(\omega t)$ por seu valor máximo. Assim sendo, pode-se definir:

$$\alpha_{\text{máx}} = \frac{\sqrt{2} \cdot I_{in(ef)}}{V_o} \cdot \sqrt{\frac{L_{r2}}{C_r}} \quad (6.46)$$

$$\alpha_{\text{máx}} < \beta \quad (6.47)$$

Portanto, a correta operação do retificador Boost pode ser garantida mediante o atendimento das restrições impostas pelas inequações (6.23) e (6.47).

O tempo de duração da ressonância envolvendo os elementos L_{r2} e C_r é definido conforme a equação (6.48).

$$\Delta t_{Lr2,Cr} = \Delta t_3(\omega T_i) + t_6 \quad (6.48)$$

$$\Delta t_{Lr2,Cr} = \frac{1}{\omega_2} \cdot \left(\frac{\pi}{2} + \frac{2\pi - \arccos(-\beta)}{\sqrt{1+\beta}} \right) \quad (6.49)$$

Além disso, o intervalo de tempo destinado ao bloqueio dos interruptores S_1 e S_2 é definido como segue:

$$\Delta t_{off} = \Delta t_6(\omega T_i) \quad (6.50)$$

$$\Delta t_{off} = \frac{2}{\omega_{eq}} \cdot (\pi - \arccos(-\beta)) \quad (6.51)$$

Finalmente, os intervalos de tempo de acionamento dos interruptores S_1 e S_2 são determinados conforme as seguintes equações:

$$\Delta t_{S1}(\omega T_i) = \Delta t_1(\omega T_i) + \Delta t_2(\omega T_i) + \Delta t_3(\omega T_i) + t_6 - \frac{\Delta t_{off}}{2} \quad (6.52)$$

$$\Delta t_{S1}(\omega T_i) = \frac{D(\omega T_i)}{f_{Boost}} + \frac{\pi}{\omega_2} \cdot \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{\sqrt{(1+\beta)}} \right) \quad (6.53)$$

$$\Delta t_{S2}(\omega T_i) = \Delta t_3(\omega T_i) + t_6 - \frac{\Delta t_{off}}{2} \quad (6.54)$$

$$\Delta t_{S2}(\omega T_i) = \frac{\pi}{\omega_2} \cdot \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{\sqrt{(1+\beta)}} \right) \quad (6.55)$$

6.4 – CARACTERÍSTICA DE SAÍDA DO NOVO RETIFICADOR BOOST ZCS-PWM

Analogamente ao conversor Sepic ZCS-PWM, a característica de saída (q) do conversor Boost ZCS-PWM pode ser obtida através da seguinte equação:

$$q = \frac{V_o}{V_{in(ef)}} \quad (6.56)$$

Desconsiderando-se as perdas no processamento de energia através do conversor, podem ser escritas as equações a seguir:

$$V_{in(ef)} \cdot I_{in(ef)} = V_o \cdot I_o \quad (6.57)$$

$$q = \frac{I_{in(ef)}}{I_o} \quad (6.58)$$

O valor médio da corrente de saída do conversor Boost ZCS-PWM pode ser obtido através da equação (6.59).

$$I_o = \frac{1}{T_{\text{Sepic}}} \cdot \left[\int_0^{\Delta t_{1(\text{ef})}} \left((I_{\text{in}(\text{ef})}) - i_{Lr1(\text{ef})}(t) \right) dt + \int_0^{\Delta t_{9(\text{ef})}} (I_{\text{in}(\text{ef})}) dt \right] \quad (6.59)$$

sendo:

$$\Delta t_{1(\text{ef})} = \frac{1}{\omega_2} \cdot \frac{\alpha_{(\text{ef})}}{\beta} \quad (6.60)$$

$$\Delta t_{9(\text{ef})} = \frac{1 - D_{(\text{ef})}}{f_{\text{Sepic}}} - \frac{1}{\omega_2} \cdot \left[A_{0(\text{ef})} - \frac{1}{\alpha_{(\text{ef})}} \cdot (A_{1(\text{ef})} + A_{2(\text{ef})}) + A_{3(\text{ef})} \right] \quad (6.61)$$

$D_{(\text{ef})}$ = razão cíclica de comando para valores eficazes das grandezas envolvidas

$$\alpha_{(\text{ef})} = \frac{I_{\text{in}(\text{ef})}}{V_o} \cdot \sqrt{\frac{L_{r2}}{C_r}} \quad (6.62)$$

$$A_{0(\text{ef})} = \frac{1}{\alpha_{(\text{ef})}} + \frac{\pi}{2} + \frac{2\pi}{\sqrt{(1+\beta)}} \quad (6.63)$$

$$A_{1(\text{ef})} = \sqrt{\beta} \cdot \left(\sqrt{\beta - \alpha_{(\text{ef})}^2} - \alpha_{(\text{ef})} \cdot \sqrt{\frac{(1-\beta)}{\beta}} \right) \quad (6.64)$$

$$A_{2(\text{ef})} = \sqrt{(1-\beta)} \cdot \sqrt{1 - \left(\sqrt{\beta - \alpha_{\text{ef}}^2} - \alpha_{\text{ef}} \cdot \sqrt{\frac{(1-\beta)}{\beta}} \right)^2} \quad (6.65)$$

$$A_{3(\text{ef})} = \frac{1}{\sqrt{\beta}} \cdot \arcsen \left(\sqrt{(\beta - \alpha_{\text{ef}}^2)} - \alpha_{(\text{ef})} \cdot \frac{\sqrt{(1-\beta)}}{\beta} \right) - \frac{1}{\sqrt{(1+\beta)}} \cdot \arccos(-\beta) \quad (6.66)$$

A solução das integrais da equação (6.59) resultam na equação (6.67).

$$I_o = I_{\text{in}(\text{ef})} \cdot \left[1 - D_{(\text{ef})} - \frac{f_{\text{Boost}}}{\omega_2} \cdot \left(A_{0(\text{ef})} - \frac{1}{\alpha_{(\text{ef})}} \cdot (A_{1(\text{ef})} + A_{2(\text{ef})}) + A_{3(\text{ef})} - \frac{\alpha_{(\text{ef})}}{2\beta} \right) \right] \quad (6.67)$$

sendo:

$$\omega_2 = 2\pi \cdot f_2 \quad (6.68)$$

f_2 = frequência de oscilação da ressonância entre L_{r2} e C_r .

Desta forma, a equação (6.56) pode ser expressa da seguinte forma:

$$q = \frac{1}{1 - F(\alpha_{(\text{ef})}, \beta, f, D_{(\text{ef})})} \quad (6.69)$$

sendo:

$$F(\alpha_{(\text{ef})}, \beta, f, D_{(\text{ef})}) = \left[D_{(\text{ef})} + \frac{f}{2\pi} \cdot \left(A_{0(\text{ef})} - \frac{1}{\alpha_{(\text{ef})}} \cdot (A_{1(\text{ef})} + A_{2(\text{ef})}) + A_{3(\text{ef})} - \frac{\alpha_{(\text{ef})}}{2\beta} \right) \right] \quad (6.70)$$

$$f = \frac{f_{\text{Boost}}}{f_2} \quad (6.71)$$

Além disto, das equações (6.58) e (6.67), obtém-se:

$$D_{(\text{ef})} = \frac{q-1}{q} - \left[\frac{f}{2\pi} \cdot \left(A_{0(\text{ef})} - \frac{1}{\alpha_{(\text{ef})}} \cdot (A_{1(\text{ef})} + A_{2(\text{ef})}) + A_{3(\text{ef})} - \frac{\alpha_{(\text{ef})}}{2\beta} \right) \right] \quad (6.72)$$

Finalmente, procede-se a análise da característica de saída do retificador Boost ZCS-PWM, de forma similar à análise desenvolvida para o retificador Sepic ZCS-PWM. Assim sendo, os gráficos mostrados na figura 6.5 representam a variação de q em função de $\alpha_{(\text{ef})}$, obtida para vários valores de β , f e $D_{(\text{ef})}$.

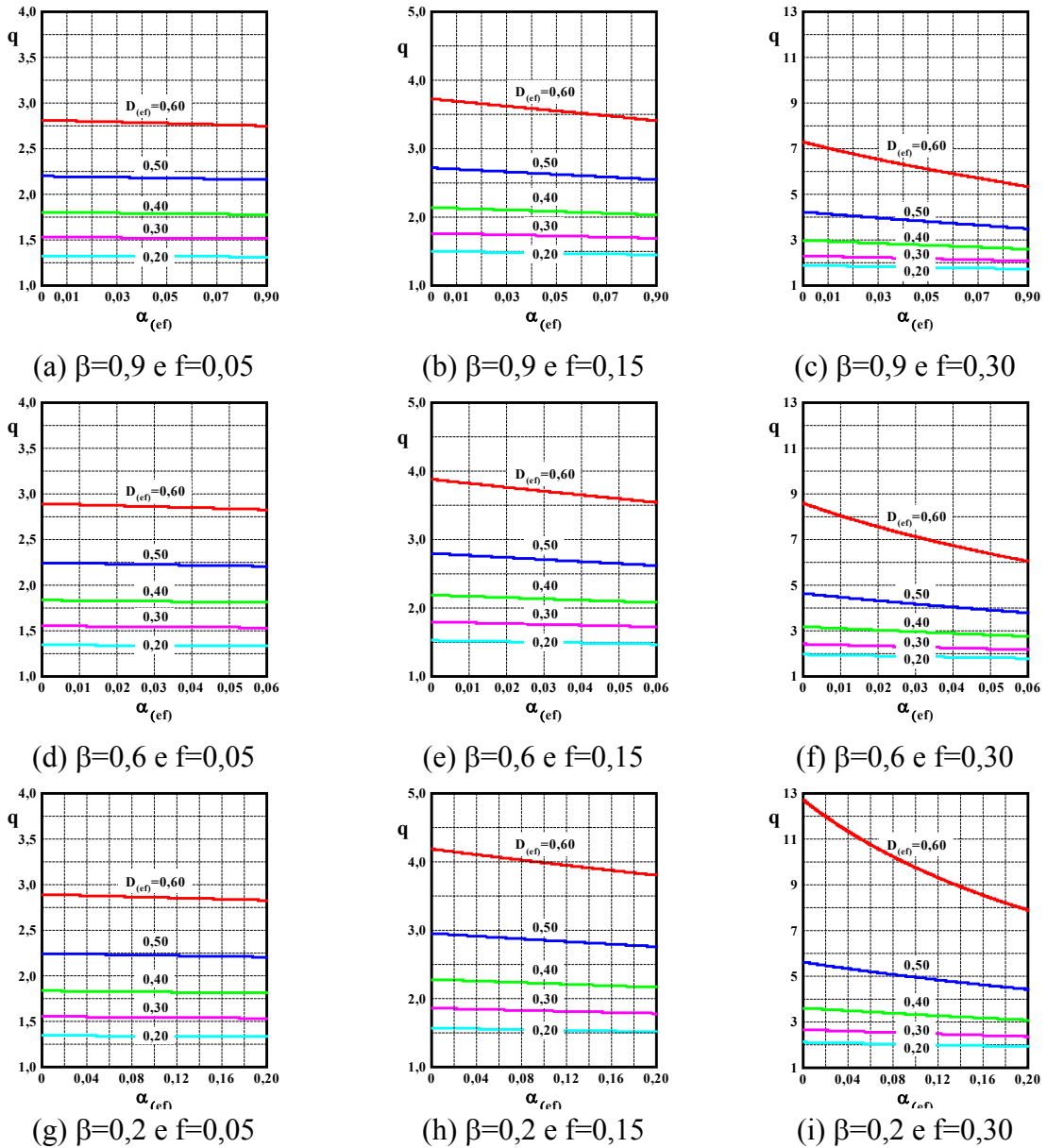


Figura 6.5 – Curvas representativas da característica de saída do novo retificador Boost ZCS-PWM proposto, para diferentes valores de β , f e $D_{(\text{ef})}$.

Da figura 6.5, nota-se que o comportamento da característica de saída do conversor Boost ZCS-PWM apresenta similaridades com o comportamento da característica de saída do conversor Sepic ZCS-PWM, no que diz respeito às influências dos parâmetros β , f e $D_{(ef)}$. A grande diferença reside no fato de que o conversor Boost ZCS-PWM opera apenas no modo elevador de tensão ($q>1$), conforme esperado, como denotam os gráficos de $(q \times \alpha_{(ef)})$.

Partindo-se de uma análise mais apurada da figura 6.5, a exemplo do ocorrido com o conversor Sepic ZCS-PWM, a influência dos parâmetros ressonantes sobre a característica de saída do conversor é amplificada conforme os valores do parâmetro β vão sendo reduzidos e/ou os valores de f são incrementados.

Considerando que a tensão de alimentação, fornecida pela rede em CA, é constante em valores eficazes, pode-se afirmar que o parâmetro q representa a regulação da tensão de saída do conversor. Assim sendo, esta regulação de tensão apresenta um comportamento mais próximo daquele verificado em um conversor PWM convencional quando são escolhidos elevados valores de β em conjunto com reduzidos valores de f . Contudo, de forma similar ao conversor Sepic ZCS-PWM, valores de β devem ser escolhidos com a intenção de se evitar o aumento desnecessário do volume do indutor L_{r2} em relação ao indutor L_{r1} , da mesma forma que valores de f devem ser cuidadosamente adotados para que se evitem problemas relacionados com o aumento da frequência de ressonância entre L_{r2} e C_r , tais como perdas nos elementos magnéticos e/ou aumento de ruídos de origem eletromagnética.

6.5 – ANÁLISE DO ESTÁGIO INVERSOR RESSONANTE FULL-BRIDGE

Conforme afirmado no tópico 6.1, o modo de funcionamento escolhido para o estágio inversor Full-Bridge é baseado na operação complementar de pares de interruptores. Assim, as etapas de funcionamento do inversor proposto decorrem conforme a figura 6.6, considerando-se:

$$\begin{cases} L_s = L_{s1} = \dots = L_{sn} \\ C_s = C_{s1} = \dots = C_{sn} \\ C_p = C_{p1} = \dots = C_{pn} \end{cases}$$

De acordo com a figura 6.6, admitindo-se uma comparação com a figura 3.4, é possível notar que, do ponto de vista do conjunto filtro / lâmpada fluorescente, a única diferença entre os estágios reside na forma de onda da tensão v_{AB} .

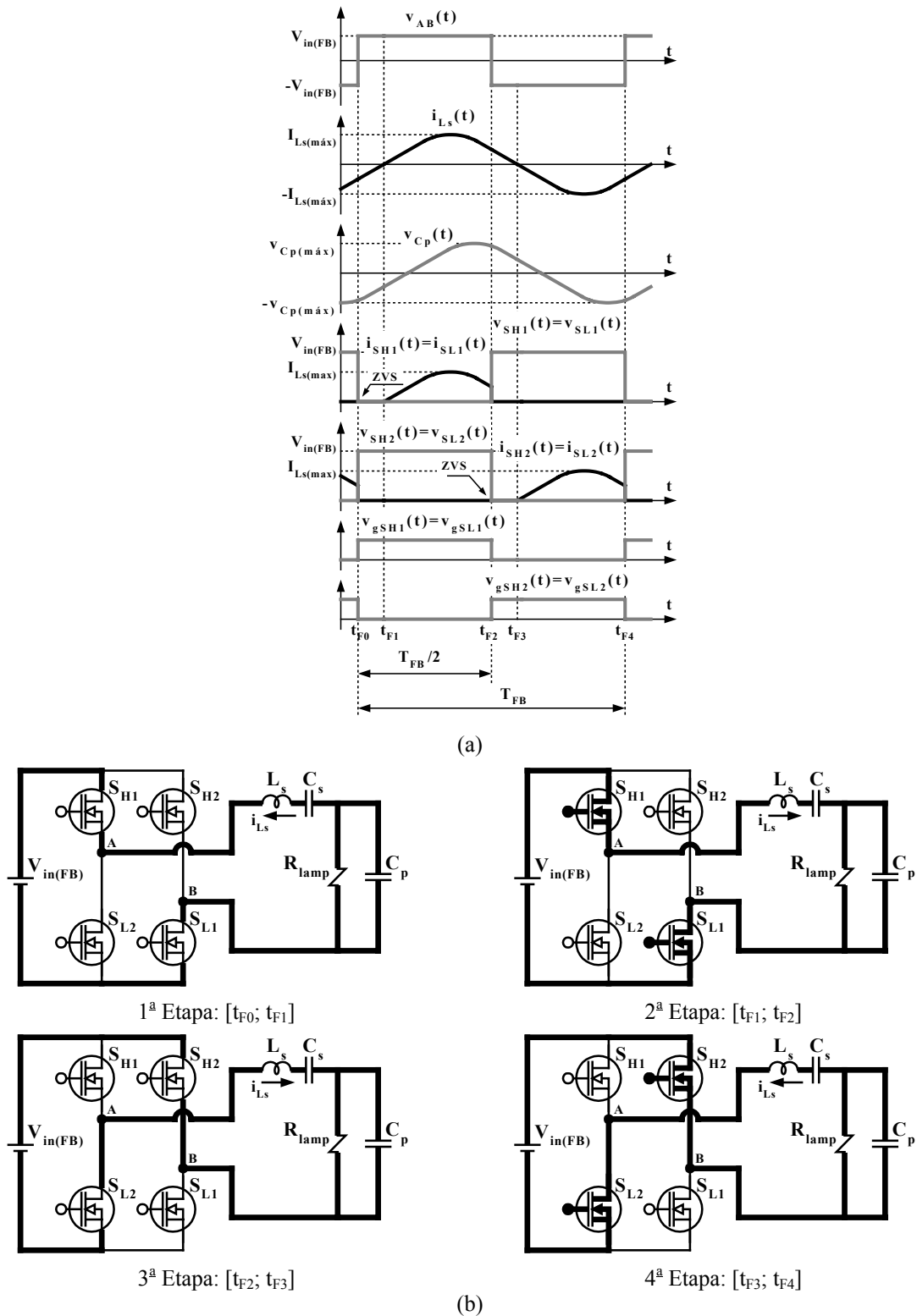


Figura 6.6 – (a) Principais formas de onda idealizadas do inversor ressonante Full-Bridge e (b) Etapas de funcionamento, durante um período de chaveamento (T_{FB}).

Para o circuito Half-Bridge, a tensão aplicada sobre os pontos A e B possui forma de onda assimétrica em relação ao eixo das tensões, exigindo então que o filtro desempenhe o papel de barrar a circulação da componente de nível CC da corrente através da lâmpada. Já no caso da estrutura Full-Bridge, é possível perceber que a forma de onda da tensão apresenta

simetria tanto no eixo do tempo quanto no eixo da tensão. Assim, o filtro LCC empregado no inversor Full-Bridge possui como principal função a atenuação das componentes de ordem superior das grandezas de corrente e tensão a serem entregues à lâmpada. De qualquer forma, níveis de tensão CC podem aparecer, em função de desequilíbrios no acionamento dos interruptores do inversor Full-Bridge, o que significa que o filtro C_s ainda deverá manter sua característica de supressor de níveis CC de corrente.

A exemplo da adaptação da metodologia de projeto do conversor Sepic ZCS-PWM para o conversor Boost ZCS-PWM, as semelhanças entre os inversores Half-Bridge e Full-Bridge permitem que ambos compartilhem das mesmas equações de projeto, bastando para tanto, apenas dedicar especial atenção aos valores de tensão e corrente a serem processados. Assim, todas as equações desenvolvidas para o projeto do inversor Half-Bridge são plenamente aplicáveis ao inversor Full-Bridge. A única alteração requerida reside na adoção do valor da tensão v_{AB} para o cálculo dos elementos ressonantes. A partir da figura 6.6, nota-se que a tensão v_{AB} varia entre os valores $-V_{in(FB)}$ e $+V_{in(FB)}$. Desta maneira, em analogia a (3.43) a tensão quadrada e simétrica v_{AB} pode ser representada por (6.73).

$$v_{AB}(t) = \frac{4}{\pi} \cdot V_{in(FB)} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{\sin((2.n-1) \cdot \omega_{FB} \cdot t)}{(2.n-1)} \right] \quad (6.73)$$

Assim, sua componente fundamental resulta em:

$$v_{AB1}(t) = \frac{4}{\pi} \cdot V_{in(HB)} \cdot \sin(\omega_{HB} \cdot t) \quad (6.74)$$

Com o valor de v_{AB1} corrigido através da equação 6.74, toda a metodologia desenvolvida no capítulo 3 pode ser diretamente aplicada para o projeto dos filtros ressonantes a serem empregados no inversor Full-Bridge.

Uma outra consideração interessante pode ser feita a partir deste ponto. De acordo com os resultados apresentados nos capítulos 3 e 5, é possível verificar que o valor eficaz da corrente através de cada indutor ressonante do filtro de saída do inversor não diminui conforme a potência processada na lâmpada é reduzida. Assim sendo, o rendimento do inversor Full-Bridge certamente será deteriorado na condição de processamento de mínima potência, pois os dispositivos semicondutores utilizados são do tipo MOSFET, com perdas proporcionais aos valores eficazes de corrente.

Em uma análise superficial, projetistas inexperientes podem sugerir a adoção de tensões de barramento CC maiores, com o intuito de se reduzir, na mesma proporção, os valores de corrente processada para uma dada potência de saída desejada. Entretanto, é

importante saber que, desprezando-se alterações em função de mudanças na temperatura ambiente, o ponto de operação de uma lâmpada fluorescente é único, ou seja, o processamento de uma dada potência através da lâmpada fluorescente só é possível mediante a imposição de um único par de grandezas de tensão e corrente. Além disso, é imprescindível lembrar que o processo de transferência de energia à lâmpada ocorre de forma ressonante, em função dos filtros conectados ao sistema inversor. Assim, o aumento da tensão de barramento CC simplesmente obrigará o projetista a alterar os valores do filtro, de forma a balancear o fluxo de energia ativa e reativa, levando a lâmpada ao ponto de operação característico para a potência desejada.

Resultados de simulações realizadas para diferentes parâmetros do filtro LCC do inversor Full-Bridge, com diferentes tensões de barramento CC, operando uma carga correspondente a trinta lâmpadas fluorescentes de 40W cada uma, comprovam que apenas o valor médio da corrente drenada do barramento CC é modificado em relação à tensão de barramento CC, sendo que o valor eficaz da mesma permanece constante. Uma vez que os MOSFETs são dispositivos semicondutores com perdas em condução sensíveis aos valores eficazes de corrente, então não há sentido em buscar tensões de barramento CC excessivamente elevadas, com o intuito de se reduzir as perdas em condução relacionadas aos interruptores. Adicionalmente, é preciso levar em conta que a necessidade do emprego de MOSFETs de elevadas tensões de ruptura certamente torna o projeto de maior custo e poderá, inclusive, aumentar as perdas em condução devido a tais dispositivos apresentarem maiores R_{DSon} (resistência dreno-source em condução).

A figura 6.7 mostra alguns dos resultados das simulações realizadas, observando-se que todos os elementos dos trinta filtros LCC, para as trinta lâmpadas, são idênticos.

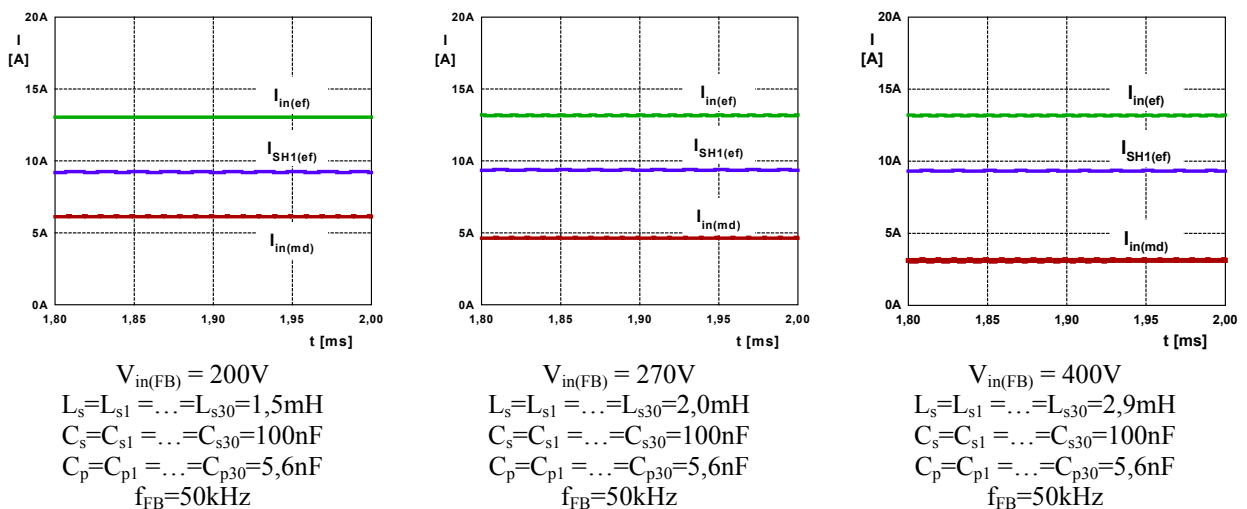


Figura 6.7 – Resultados de simulação para diversos pontos de operação distintos.

Com base na figura 6.7, é possível constatar que, quando a tensão de barramento CC é aumentada, o valor médio da corrente drenada deste barramento sofre uma redução de mesma proporção. Portanto, no barramento de 200V, o valor médio da corrente drenada é exatamente o dobro do valor médio da corrente drenada do barramento de 400V. Entretanto, os valores eficazes da corrente drenada do barramento e da corrente processada através dos interruptores praticamente não sofrem alterações. Para explicar tal fato, basta observar as formas de onda das correntes através dos indutores ressonantes, mostradas na figura 6.8.

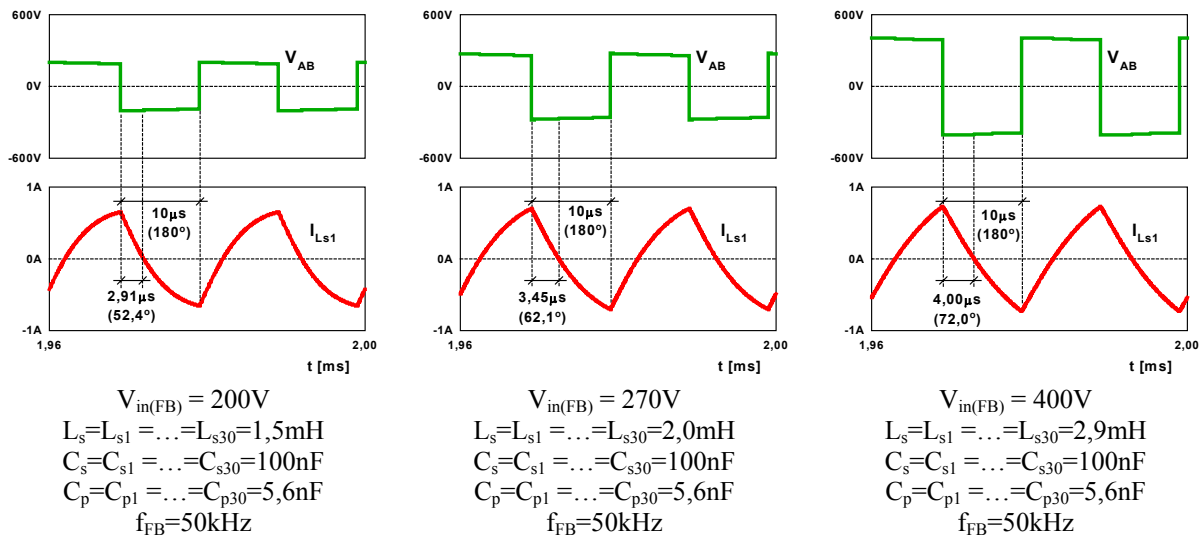


Figura 6.8 – Formas de onda da tensão v_{AB} e da corrente através de L_s .

A metodologia de projeto proposta conduz à determinação do filtro ressonante de forma que a correta transferência de energia à lâmpada fluorescente seja devidamente processada. Para os casos analisados, é possível perceber, com o auxílio da figura 6.8, que a forma e os valores de pico das correntes através dos indutores ressonantes são bastante semelhantes, levando obviamente à obtenção de valores eficazes muito próximos. A diferença entre tais correntes reside nas defasagens que as mesmas apresentam em relação à tensão v_{AB} . É possível observar que quanto maior o valor de pico-a-pico de v_{AB} , maiores serão os valores das indutâncias-série e maior será a defasagem promovida pelo filtro. Isto ocorre porque, como já dito anteriormente, a corrente e a tensão na lâmpada fluorescente possuem valores nominais fixos, quaisquer que sejam os valores nominais de tensão do barramento CC. Assim sendo, o que ocorre é um ajuste no valor da impedância do filtro ressonante, promovido pela própria metodologia de projeto proposta no capítulo 3, de forma a preservar as características da corrente e da tensão a serem entregues à lâmpada.

Conclui-se então que o aumento da tensão de barramento CC não constitui técnica eficaz para redução de perdas nos dispositivos semicondutores empregados no estágio Full-Bridge.

6.6 – ADAPTAÇÃO DO CIRCUITO INTEGRADO IR2159 PARA O ACIONAMENTO DE UM INVERSOR FULL-BRIDGE

Como uma primeira tentativa para a implementação do circuito de comando do inversor Full-Bridge, utilizou-se um circuito baseado em opto-acopladores para promover o isolamento dos pulsos originais. Entretanto, durante a fase de teste dos circuitos de isolamento, estes mostraram-se muito sensíveis a ruídos, fazendo com que os pulsos gerados à saída dos circuitos de ataque de “gate” não fossem adequados para a operação do inversor Full-Bridge.

Na seqüência, para garantir maior imunidade aos ruídos verificados na implementação com opto-acopladores, implementou-se um circuito conforme a figura 6.9, no qual são utilizados transformadores de pulso para a obtenção dos sinais de comando isolados dos interruptores.

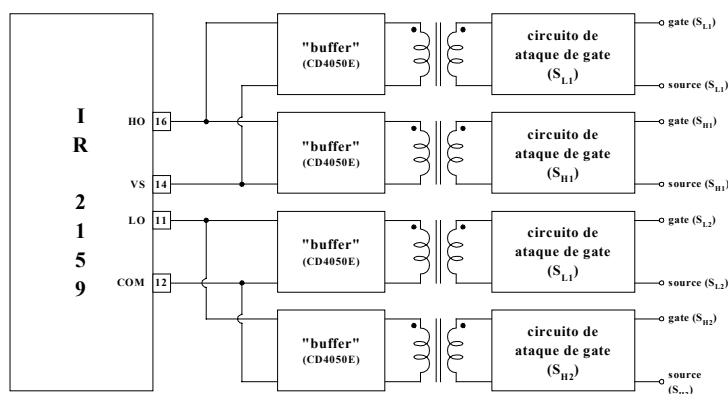


Figura 6.9 – Circuito proposto para o isolamento dos pulsos de comando do inversor Full-Bridge.

Apesar do IR2159 fornecer 2 pulsos que poderiam ser utilizados para o acionamento de dois dos quatro interruptores do inversor Full-Bridge, propôs-se um circuito de isolamento que forneça os quatro pulsos de comando, a fim de se evitar diferenças significativas entre os mesmos, em função da ocorrência de prováveis atrasos entre os pulsos originais e os pulsos gerados após o isolamento.

Nesta nova versão da placa de comando, foram realizados testes iniciais para a verificação da correta obtenção dos pulsos, a partir de um circuito IR2159 acionando um

inversor Half-Bridge. As entradas dos circuitos isoladores foram conectadas aos pinos LO, VS, HO e COM, de acordo com a figura 3.22 e os pulsos foram devidamente verificados.

Como esperado, observou-se também um pequeno atraso entre o pulso na saída do circuito isolador e o pulso gerado pelo IR2159 da ordem de 250ns.

Apesar do correto funcionamento do circuito isolador, o conversor Full-Bridge não pôde ser devidamente operado. A inserção do circuito isolador fez com que os pulsos de comando não fossem obtidos adequadamente, levando à queima dos interruptores do inversor Full-Bridge. Um dos prováveis fatores para tal comportamento é a sensibilidade do controlador IR2159 aos novos elementos conectados. Há de se lembrar que o pino VS (referência do pulso gerado no pino HO) também está conectado ao circuito inversor e ao circuito “bootstrap”, responsável pela alimentação do pulso gerado no pino HO. Assim sendo, interações entre o circuito isolador e o controlador IR2159 provavelmente ocorreram, ocasionando a entrada em condução dos interruptores de forma indevida.

Na tentativa de solucionar tal problema, foi proposta então a utilização de circuitos isoladores para apenas dois interruptores, como mostra a figura 6.10.

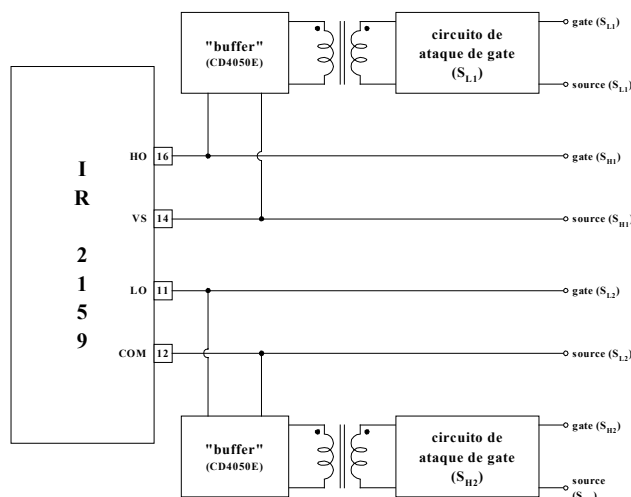


Figura 6.10 – Circuito proposto para o isolamento de dois pulsos de comando do inversor Full-Bridge.

Assim, de acordo com a figura 6.10, os pinos HO, VS, LO e COM do IR2159 são conectados a dois interruptores posicionados em um dos lados do Full-Bridge, como se estivessem acionando um inversor Half-Bridge convencional, enquanto que os pulsos advindos dos circuitos isoladores são conectados aos outros dois interruptores restantes.

Em um sistema convencional, os atrasos existentes entre os pulsos de acionamento dos pares de interruptores (S_{H1}/S_{L1} e S_{H2}/S_{L2}) podem ser considerados indesejáveis, devido à

possibilidade de funcionamento inadequado da estrutura. Entretanto, o inversor ressonante proposto apresenta uma característica que impede a ocorrência de maiores problemas de operação, considerando-se atrasos da ordem de grandeza verificada nos testes preliminares (200ns).

A figura 6.11 mostra as principais formas de onda e etapas de funcionamento associadas à comutação dos interruptores de um inversor Full-Bridge, levando em consideração a ocorrência de atrasos entre os pulsos de acionamento, neste caso, o atraso de bloqueio de S_{L1} .

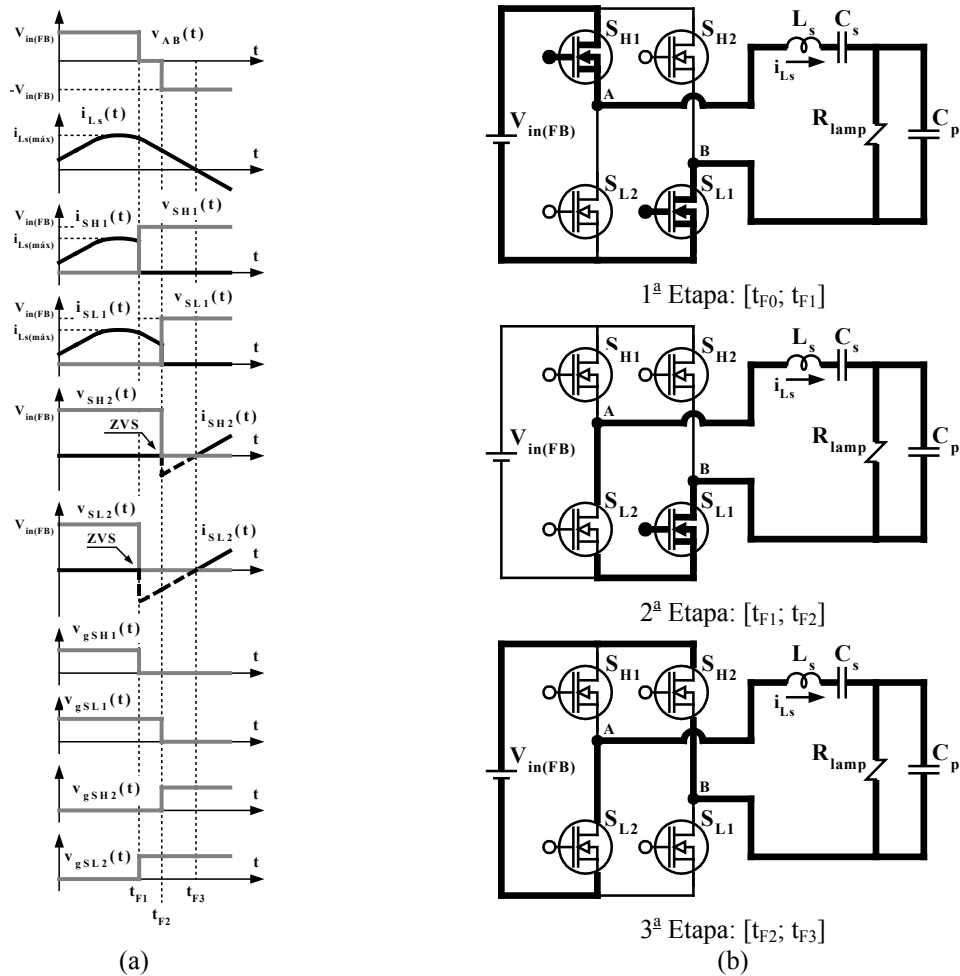


Figura 6.11 – (a) Detalhes das principais formas de ondas idealizadas do inversor ressonante Full-Bridge; e (b) Etapas de funcionamento, durante um dos processos de comutação dos interruptores, considerando-se atraso de bloqueio de S_{L1} .

Comparando-se a figura 6.11 com a figura 6.6, a qual descreve o funcionamento de um inversor Full-Bridge ressonante com acionamento sincronizado dos interruptores, é possível notar o surgimento de uma etapa de funcionamento adicional, observada entre o

bloqueio de S_{H1} e o bloqueio de S_{L1} . Esta etapa caracteriza o funcionamento de um circuito de roda-livre, formado pela condução conjunta de S_{L1} e o diodo intrínseco de S_{L2} .

Em função desta nova etapa, nota-se que a tensão $v_{AB}(t)$ assume uma configuração de três níveis ($V_{in(FB)}$, 0, $-V_{in(FB)}$), resultando na redução de seu valor eficaz, quando comparado ao sistema com pulsos sincronizados apresentado na figura 6.6. Apesar disto, é importante lembrar que os atrasos que originam a segunda etapa, mostrada na figura 6.11, foram nos testes preliminares da ordem de 200ns. Tendo em vista que, em função da especificação do projeto, a máxima frequência de chaveamento do circuito inversor não deverá ultrapassar 100kHz, então a redução no valor eficaz de $v_{AB}(t)$ não é suficiente para alterar significativamente a operação do filtro ressonante.

A figura 6.11 mostra apenas o detalhe dos desligamentos de S_{H1} e S_{L1} . Entretanto, os interruptores S_{H2} e S_{L2} apresentam o mesmo comportamento quando da retirada de seus pulsos de acionamento, totalizando assim a ocorrência de seis etapas de funcionamento.

Nota-se então que, apesar da possibilidade de atrasos entre os pulsos e do surgimento de duas novas etapas de funcionamento, a operação do inversor Full-Bridge ressonante é preservada, permitindo a obtenção de comutação suave do tipo ZVS para todos os interruptores envolvidos.

Definida a estrutura de comando a ser utilizada, foi montado o protótipo experimental para a verificação da validade da análise teórica desenvolvida.

6.7 METODOLOGIA E EXEMPLO DE PROJETO

Para validar a análise desenvolvida e apresentar uma metodologia de projeto, um protótipo é implementado com os seguintes dados de entrada e saída:

Tabela 6.1 - Dados de entrada e saída utilizados para o projeto do novo reator eletrônico

Valor eficaz nominal da tensão de alimentação ($V_{in(ef)}$)	90V a 260V
Frequência de oscilação da rede de alimentação em CA (f_{rede})	60Hz
Frequência de chaveamento do retificador Boost (f_{Boost})	50kHz
Valor médio nominal da tensão no barramento CC ($V_{o(nom)}$)	370V
Frequência de chaveamento nominal do inversor Full-Bridge (f_{FB})	50kHz
Temperatura ambiente nominal de operação da lâmpada fluorescente (T)	25°C
Intervalo de tempo mínimo de duração do processo de pré-aquecimento (Δt_{ign})	500ms
Valor de pico-a-pico da tensão de ignição da lâmpada fluorescente (V_{ign})	800V _{pk-pk}
Eficiência mínima adotada para o estágio retificador de entrada, em porcentagem ($\eta\%$)	95%
Valor nominal da potência de saída do novo reator proposto (trinta lâmpadas fluorescentes T12-40W)	1200W

6.7.1 – PROJETO DO ESTÁGIO RETIFICADOR BOOST ZCS-PWM

O projeto do retificador Boost é realizado de acordo com as mesmas considerações apresentadas para o retificador Sepic. Portanto, os elementos ressonantes são calculados a partir da adoção de valores para os parâmetros C_r , β e f .

Os critérios utilizados para a adoção de tais parâmetros permanecem sendo os mesmos estabelecidos no item 5.5.1, ou seja, devem ser analisadas: a evolução do processo de ressonância, a regulação da tensão de saída do conversor, os esforços de tensão e corrente nos dispositivos semicondutores envolvidos e o volume dos indutores a serem implementados. A seguir, cada uma destas grandezas é resumidamente apresentada, sendo que os comentários realizados no item 5.5.1 são plenamente aplicáveis para o projeto do conversor Boost.

6.7.1.1 – Análise da Evolução da Ressonância

Partindo-se das equações (6.6), (6.46), (6.68) e (6.71) pode-se escrever o valor de $\alpha_{\text{máx}}$ conforme segue:

$$\alpha_{\text{máx}} = \frac{\sqrt{2} \cdot I_{\text{in(ef)}}}{V_o} \cdot \frac{f}{(2 \cdot \pi \cdot f_{\text{Boost}}) \cdot C_r} \quad (6.75)$$

A figura 6.12 apresenta o comportamento de $\alpha_{\text{máx}}$ frente a variações nos parâmetros C_r e f .

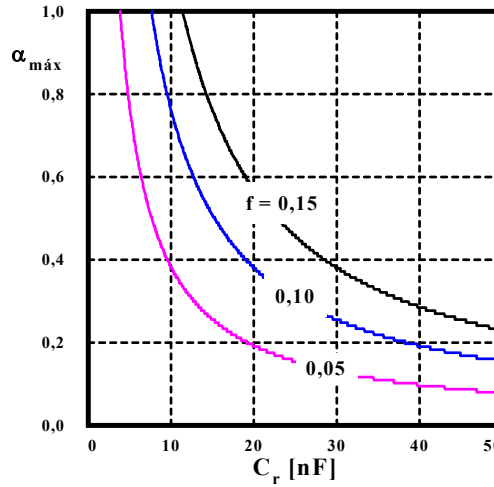


Figura 6.12 – Variação de $\alpha_{(\text{máx})}$ em função de C_r e f .

Analisando-se a figura 6.12, conclui-se que $\alpha_{\text{máx}}$ apresenta variação inversamente proporcional a C_r e diretamente proporcional a f .

As equações (6.5), (6.6), (6.15), (6.16) e (6.51) permitem determinar o intervalo de tempo disponível ao bloqueio dos interruptores S_1 e S_2 conforme a equação (6.76).

$$\Delta t_{\text{off}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{1 + \beta}} \cdot \frac{f}{f_{\text{Boost}}} \cdot [\pi - \arccos(-\beta)] \quad (6.76)$$

O gráfico de Δt_{off} em função de β e f é mostrado na figura 6.13.

Com base na figura 6.13, Δt_{off} apresenta um comportamento inversamente proporcional a β e diretamente proporcional a f .

Os menores patamares de inversão das correntes através de L_{r1} e L_{r2} podem ser obtidos a partir das equações (6.4), (6.5), (6.6), (6.28), (6.29), (6.68) e (6.71). É importante lembrar que, para o retificador Boost ZCS-PWM, a menor inversão das correntes através de L_{r1} e L_{r2} ocorre para $\omega T_i \rightarrow \pi/2$. Desta forma, podem ser definidas as equações (6.77) e (6.78).

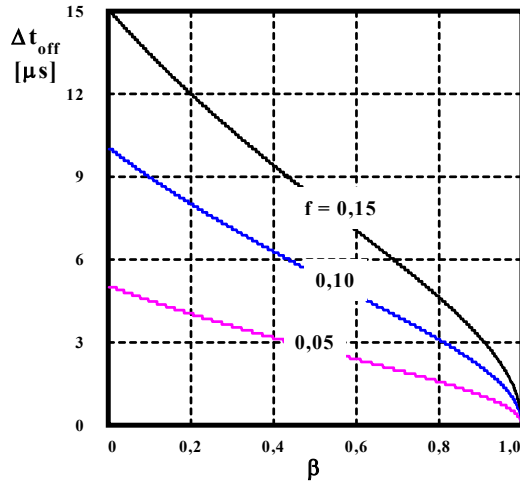


Figura 6.13 – Variação de Δt_{off} em função de β e f .

$$i_{Lr1(min)} \Big|_{\omega T_i \rightarrow \frac{\pi}{2}} = \sqrt{2} \cdot I_{in(ef)} - 4 \cdot \pi \cdot \frac{f_{Boost}}{f} \cdot V_o \cdot \left(\frac{\beta}{1+\beta} \right) \cdot C_r \quad (6.77)$$

$$i_{Lr2(min)} \Big|_{\omega T_i \rightarrow \frac{\pi}{2}} = 2 \cdot \pi \cdot \frac{f_{Boost}}{f} \cdot V_o \cdot \left(\frac{\beta-1}{1+\beta} \right) \cdot C_r \quad (6.78)$$

As figuras 6.14 e 6.15 mostram, respectivamente, a variação dos menores patamares de inversão das correntes ressonantes através de L_{r1} e L_{r2} , em função dos parâmetros C_r , β e f .

Da figura 6.14, verifica-se que a inversão da corrente através de L_{r1} torna-se mais pronunciada quando C_r e/ou β têm seus valores incrementados. Já o aumento do parâmetro f leva a uma redução do valor da grandeza em questão.

Quanto à inversão da corrente através de L_{r2} , denotada na figura 6.15, observa-se que esta apresenta uma relação diretamente proporcional a C_r e inversamente proporcional a β e f .

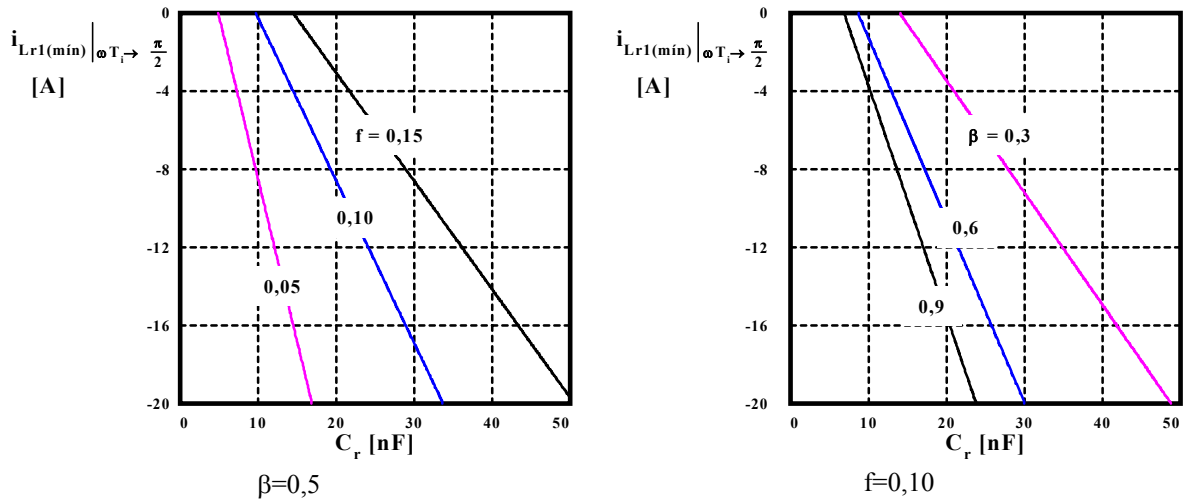
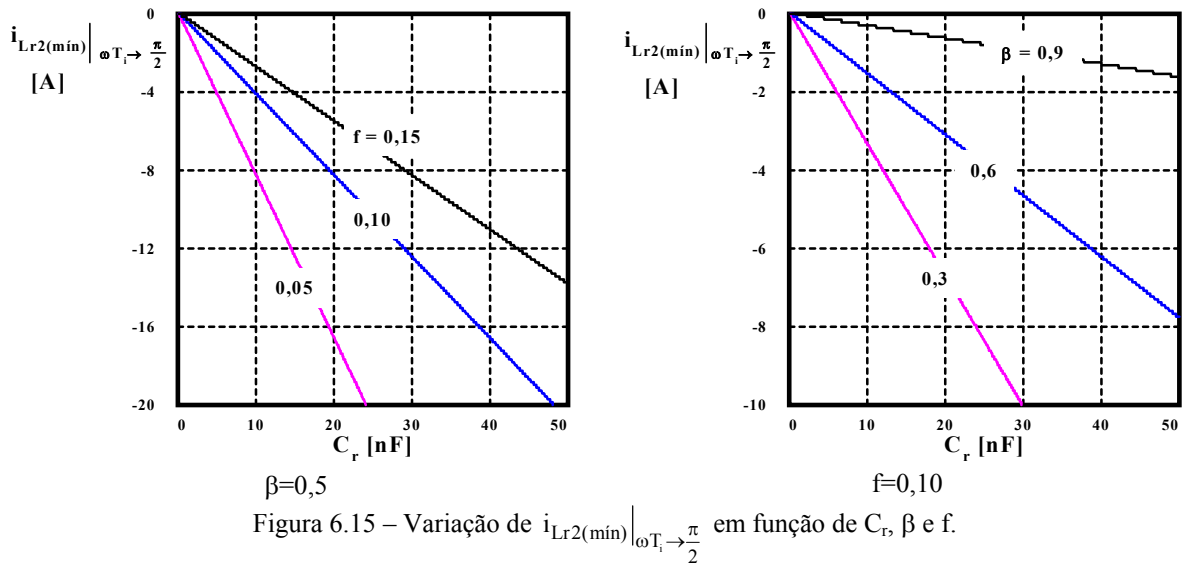


Figura 6.14 – Variação de $i_{Lr1(min)} \Big|_{\omega T_i \rightarrow \frac{\pi}{2}}$ em função de C_r , β e f .



6.7.1.2 – Análise da Regulação da Tensão de Saída

Conforme a análise desenvolvida no item 6.4, a regulação da tensão de saída do retificador Boost, em função de uma dada variação de carga, apresenta melhor desempenho quando elevados valores de β são escolhidos em conjunto com reduzidos valores de f . Entretanto, os valores de β e f devem ser cuidadosamente adotados, tendo em vista a necessidade de adequação de várias outras grandezas a restrições de implementação prática, como por exemplo, esforços nos dispositivos semicondutores.

6.7.1.3 – Análise dos Esforços de Tensão e Corrente nos Dispositivos Semicondutores

Em relação aos interruptores S_1 e S_2 , os máximos esforços de tensão e corrente são determinados com base nas equações seguintes:

$$v_{S1(máx)} = v_{S2(máx)} = V_o \quad (6.79)$$

$$i_{S1(máx)} = \sqrt{2} \cdot I_{in(ef)} \quad (6.80)$$

$$i_{S2(máx)} = 2 \cdot \pi \cdot \frac{f_{Boost}}{f} \cdot V_o \cdot C_r \quad (6.81)$$

O gráfico da máxima corrente através de S_2 , em função dos parâmetros C_r e f , é mostrado na figura 6.16.

É possível concluir, com base na figura 6.16, que $i_{S2(máx)}$ apresenta comportamento diretamente proporcional a C_r e inversamente proporcional a f .

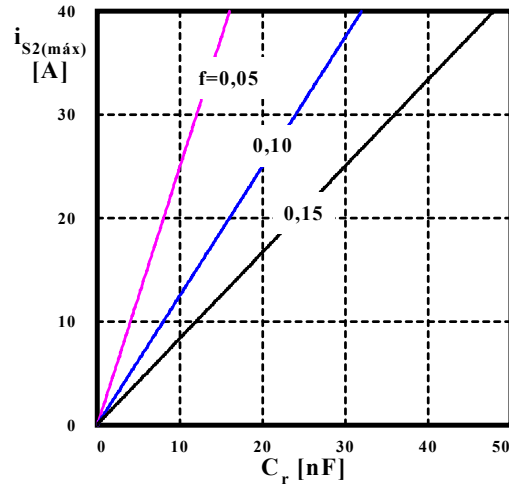


Figura 6.16 – Variação de $i_{S2(máx)}$ em função de C_r e f .

Ainda em relação aos interruptores S_1 e S_2 , devem ser determinados os valores das correntes máximas através de seus diodos antiparalelos. Os esforços máximos através destes componentes ocorrem para $\omega T_i \rightarrow 0$, sendo descritos pelas seguintes equações:

$$i_{DS1(máx)} = 4 \cdot \pi \cdot \frac{f_{Boost}}{f} \cdot \left(\frac{\beta}{1+\beta} \right) \cdot V_o \cdot C_r \quad (6.82)$$

$$i_{DS2(máx)} = 2 \cdot \pi \cdot \frac{f_{Boost}}{f} \cdot \left(\frac{\beta-1}{1+\beta} \right) \cdot V_o \cdot C_r \quad (6.83)$$

As figuras 6.17 e 6.18 mostram a variação dos esforços de corrente através de D_{S1} e D_{S2} , em função dos parâmetros C_r , β e f . Analisando a figura 6.17, conclui-se que $i_{DS1(máx)}$ apresenta relação diretamente proporcional aos parâmetros C_r e β e inversamente proporcional ao parâmetro f . Já a figura 6.18 denota que $i_{DS2(máx)}$ é diretamente proporcional ao parâmetro C_r e inversamente proporcional aos parâmetros β e f .

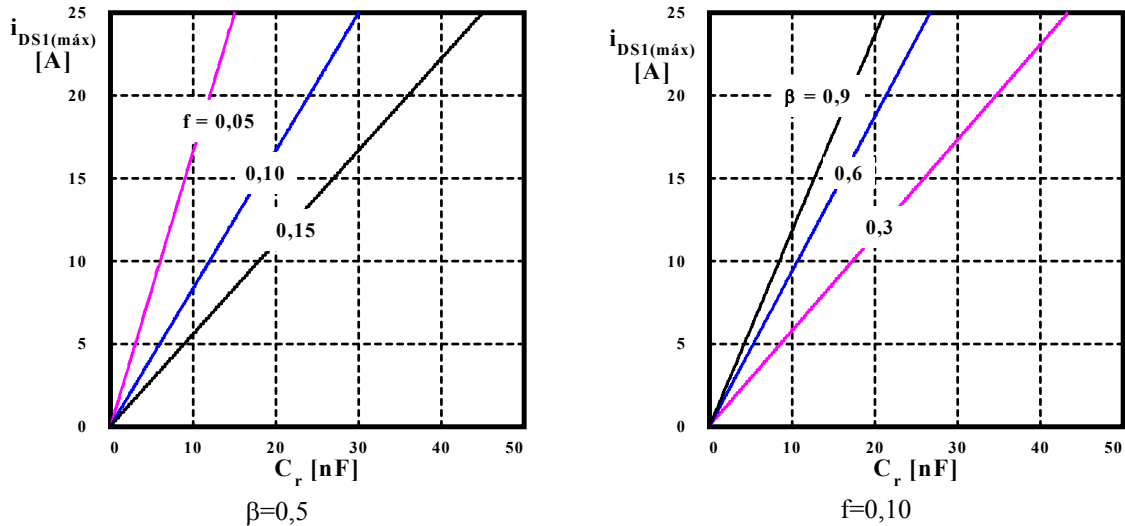


Figura 6.17 – Variação de $i_{DS1(máx)}$ em função de C_r , β e f .

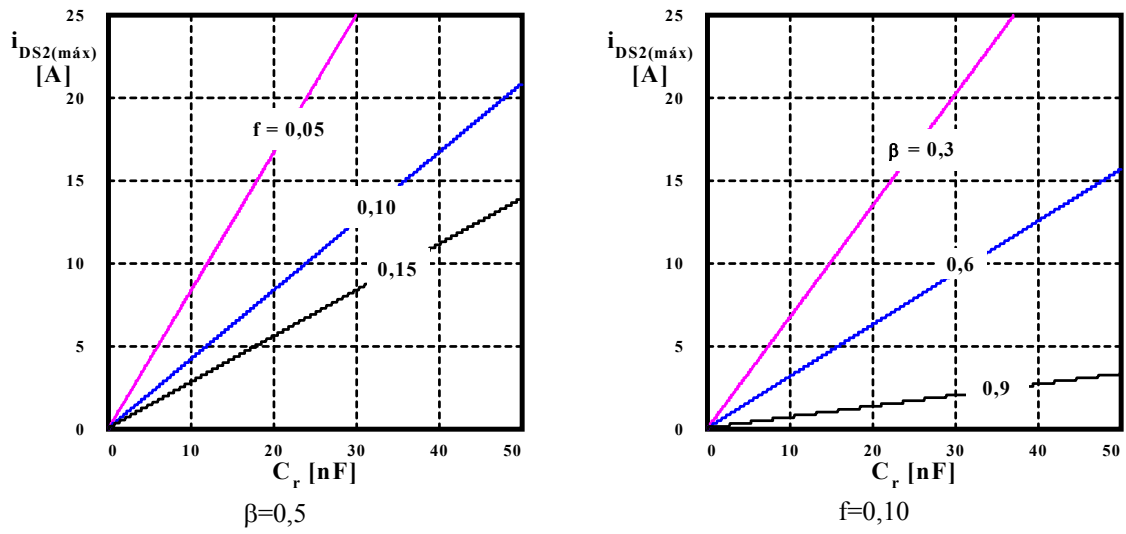


Figura 6.18 – Variação de $i_{DS2(máx)}$ em função de C_r , β e f .

Por fim, os esforços máximos de tensão e corrente nos diodos D_1 e D_2 são obtidos das equações a seguir:

$$v_{D1(máx)} = V_o \quad (6.84)$$

$$v_{D2(máx)} = V_o \cdot \left(1 + \frac{\sqrt{1+\beta}}{(1+\beta)} \right) \quad (6.85)$$

$$i_{D1(máx)} = 4 \cdot \pi \cdot \frac{f_{Boost}}{f} \cdot V_o \cdot \left(\frac{\beta}{1+\beta} \right) \cdot C_r \quad (6.86)$$

$$i_{D2(máx)} = \sqrt{2} \cdot I_{in(ef)} \quad (6.87)$$

O comportamento de $v_{D2(máx)}$ em relação a variações em β é mostrado na figura 6.19, como segue:

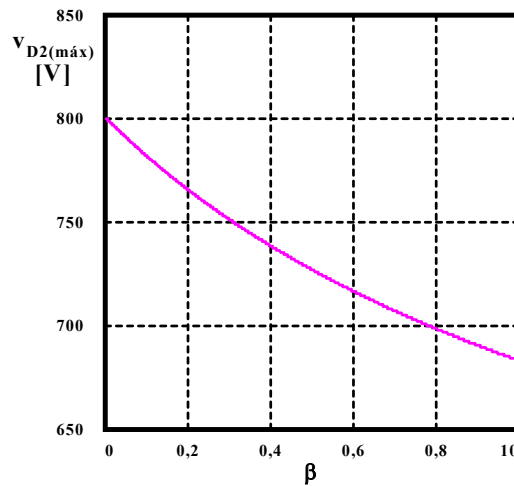


Figura 6.19 – Variação de $v_{D2(máx)}$ em função de β .

Da figura 6.19, conclui-se que o esforço de tensão no diodo D_2 é inversamente proporcional ao valor de β .

O máximo esforço de corrente através do diodo D_1 é mostrado na figura 6.20, em função dos parâmetros C_r , β e f .

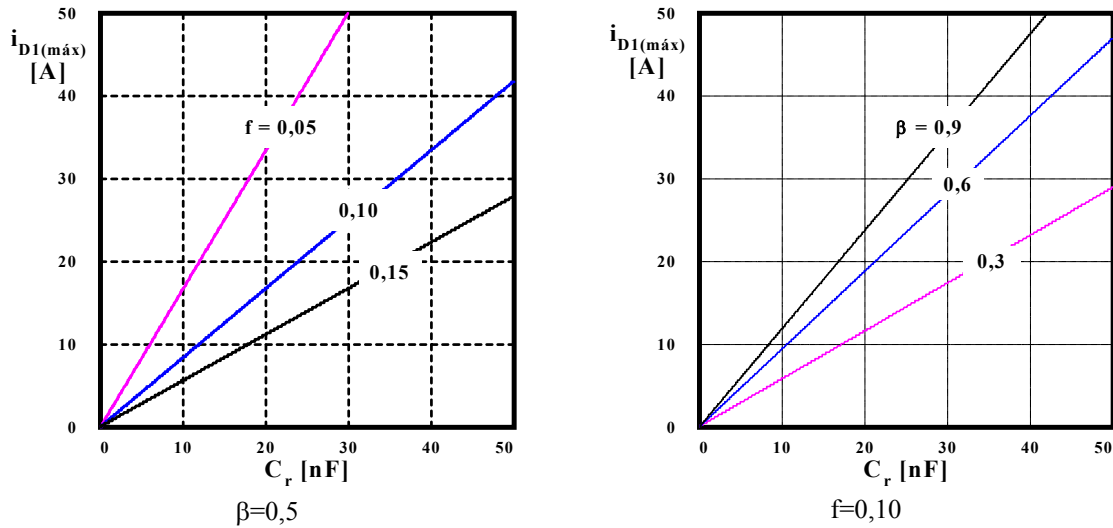


Figura 6.20 – Variação de $i_{D1(max)}$ em função de C_r , β e f .

A análise da figura 6.20 permite verificar que $i_{D1(max)}$ comporta-se de forma diretamente proporcional aos parâmetros C_r e a β e de forma inversamente proporcional ao parâmetro f .

6.7.1.4 – Análise das Indutâncias Ressonantes

As indutâncias L_{r1} e L_{r2} são determinadas segundo as equações (6.88) e (6.89), respectivamente.

$$L_{r1} = \frac{L_{r2}}{\beta} \quad (6.88)$$

$$L_{r2} = \frac{f^2}{(2.\pi.f_{Boost})^2.C_r} \quad (6.89)$$

A equação (6.88) mostra a relação direta e linear existente entre L_{r1} e L_{r2} , dependente do parâmetro β .

Já a equação (6.89) torna explícito que L_{r2} apresenta relação inversamente proporcional a C_r e diretamente proporcional a f .

A figura 6.21 mostra o gráfico de L_{r2} em função dos parâmetros C_r e f , no qual podem ser confirmadas as afirmações acerca das relações de proporcionalidade entre L_{r2} e os parâmetros C_r e f .

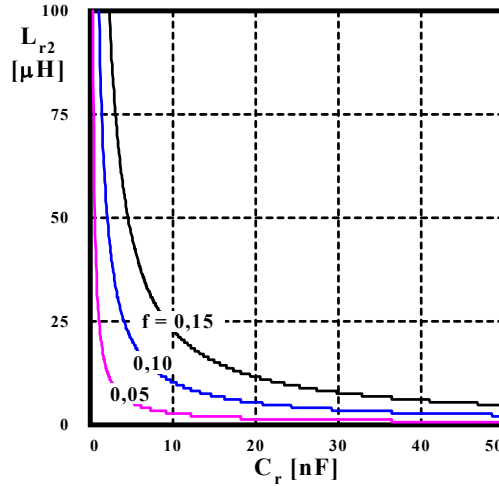


Figura 6.21 – Variação de L_{r2} em função de C_r e f .

6.7.1.5 – Influência dos Parâmetros C_r , β e f .

A exemplo da análise desenvolvida para o retificador Sepic ZCS-PWM, a tabela 6.2 resume qualitativamente os efeitos das variações dos parâmetros C_r , β e f sobre as principais grandezas de projeto do retificador Boost ZCS-PWM.

Comparando-se a tabela 6.2 com a tabela 5.2, nota-se que a relação qualitativa entre as grandezas e os parâmetros foi preservada, permitindo que os comentários tecidos no item 5.5.1.5 sejam plenamente aplicáveis à forma de utilização da tabela 6.2.

6.7.1.6 – Cálculo dos Parâmetros do Novo Retificador Boost ZCS-PWM

Partindo dos comentários realizados para o projeto do retificador Boost ZCS-PWM, são adotados os seguintes parâmetros:

$$C_r = 33 \text{ nF}; \beta = 0,77 \text{ e } f = 0,128.$$

Com o uso das equações (6.4), (6.5), (6.6), (6.68) e (6.71), os seguintes valores são calculados:

$$L_{r1} = 6,5 \mu\text{H}; L_{r2} = 5 \mu\text{H} \text{ e } \alpha_{\text{máx}} = 0,726.$$

Analisando-se os valores de $\alpha_{\text{máx}}$ e β , nota-se que as restrições impostas para a obtenção de comutação ZCS, descritas pelas inequações (6.18) e (6.23), são devidamente atendidas, possibilitando o prosseguimento do projeto.

Tabela 6.2 - Sumário da influência dos parâmetros C_r , β e f sobre as principais grandezas do novo retificador Boost ZCS-PWM

		Parâmetro		
		C_r	β	F
G r a n d e z a	$\alpha_{\text{máx}}$	I	X	D
	Δt_{off}	X	I	D
	$i_{Lr1(\text{mín})} \Big _{\omega T_i \rightarrow \frac{\pi}{2}}$	D	D	I
	$i_{Lr2(\text{mín})} \Big _{\omega T_i \rightarrow \frac{\pi}{2}}$	D	I	I
	Regulação de V_o	X	D	I
	$v_{S1(\text{máx})}$	X	X	X
	$v_{S2(\text{máx})}$	X	X	X
	$i_{S1(\text{máx})}$	X	X	X
	$i_{S2(\text{máx})}$	D	X	I
	$i_{DS1(\text{máx})}$	D	D	I
	$i_{DS2(\text{máx})}$	D	I	I
	$v_{D1(\text{máx})}$	X	X	X
	$v_{D2(\text{máx})}$	X	I	X
	$i_{D1(\text{máx})}$	D	D	I
	$i_{D2(\text{máx})}$	X	X	X
	L_{r1}	I	I	D
	L_{r2}	I	X	D
D: diretamente proporcional I: inversamente proporcional X: sem influência				

O indutor de entrada do retificador Boost é determinado segundo metodologia apresentada em [57], especificando-se que o “ripple” da corrente de entrada não deva ultrapassar o valor de 10% de seu valor de pico. Desta forma, obtém-se:

$$L_{\text{Boost}} = 1 \text{ mH.}$$

O filtro de saída é dimensionado para que o “ripple” de alta frequência sobre a tensão de saída não ultrapasse 2% de seu valor CC nominal, segundo metodologia proposta em [57], resultando em:

$$C_o = 680 \mu\text{F.}$$

Finalmente, o circuito de comando dos interruptores S_1 e S_2 é baseado na técnica de controle por valores médios instantâneos de corrente. O circuito integrado utilizado é o UC3854, cuja metodologia de projeto advém de [18]. A lógica de composição dos pulsos de acionamento dos interruptores S_1 e S_2 é idêntica àquela utilizada para o retificador Sepic ZCS-PWM descrito no capítulo 5.

6.7.2 - PROJETO DO ESTÁGIO INVERSOR RESSONANTE FULL-BRIDGE

Conforme afirmado anteriormente, o projeto do inversor Full-Bridge é inteiramente baseado na metodologia proposta para o inversor Half-Bridge, bastando apenas considerar o valor de V_{AB1} como sendo definido por (6.74). Desta forma, a partir dos dados da tabela 6.1, são obtidos os seguintes resultados:

$$C_s = C_{s1} = \dots = C_{s30} = 100\text{nF}$$

$$C_p = C_{p1} = \dots = C_{p30} = 6,8\text{nF}$$

$$V_{\text{lamp(ef)}} = 95\text{V}$$

$$\frac{V_{\text{lamp(ef)}}}{V_{AB1(\text{ef})}} = \frac{\sqrt{2} \cdot \pi}{4} \cdot \frac{95\text{V}}{370\text{V}} = 0,285$$

$$\omega_{\text{HB(nom)}} = 314 \cdot 10^3 \text{ rad/s}$$

$$R_{\text{lamp(nom)}} = 226\Omega$$

$$f_{\text{ign}} = 1,279$$

$$V_{\text{Cp(máx)}} = 1625\text{V}$$

$$L_s = L_{s1} = \dots = L_{s30} = 2,55\text{mH}$$

$$\left| \frac{\dot{I}_{Ls}}{\dot{V}_{AB1}} \right| = -75,11^\circ$$

$$f_{\text{máx}} = 74,09\text{kHz}$$

6.7.3 – PROJETO DO CIRCUITO DE CONTROLE DOS INTERRUPTORES S_{H1} , S_{L1} , S_{H2} E S_{L2}

O controlador empregado para acionar o inversor Full-Bridge é o IR2159, implementado com algumas adaptações, conforme comentários tecidos no item 6.6.

A especificação dos parâmetros externos do controlador é realizada com o auxílio do programa computacional fornecido pelo fabricante [91], em conformidade com os resultados apresentados no item 6.7.2, conforme metodologia de projeto apresentada no capítulo 3.

Assim, de acordo com os dados da tabela 6.1 e item 6.7.2, são obtidos os resultados mostrados na figura 6.22.

De posse dos parâmetros apresentados, procede-se então a implementação do protótipo.

Outputs | L 2,55mH, C 6,8nF

Operating Points	
Preheat Frequency	64,3 kHz
Ignition Frequency	48,2 kHz
100% Frequency	52,6 kHz
2% Frequency	75,0 kHz
Resonance Frequency	38,2 kHz
Preheat Voltage	257,4 Vpk
Ignition Current	1,6 Apk
Lamp Resistance 100%	261,6 Ohm
Lamp Resistance 2%	179,1 Ohm

PFC Components	
PFC Inductor	1,1 mH
Max PFC Current	1,6 Apk

PFC Input Power
☐ Fix Input Power 40 W

Phase Angle	
PhiMax	-75,0 Deg
PhiMin	-89,7 Deg

Tank Components
☒ Fix L 2,55 mH
☒ Fix C 6,8 nF

(a)

Inputs

Operating Points	
Preheat Frequency	64,3 kHz
Ignition Frequency	48,2 kHz
100% Frequency	52,6 kHz
2% Frequency	75,0 kHz
Ignition Current	1,6 Apk

Phase Angle	
PhiMax	-75,0 Deg
PhiMin	-89,7 Deg

Lamp Preheat
 Preheat Time 1 Sec
 Preheat Current 0,5 A

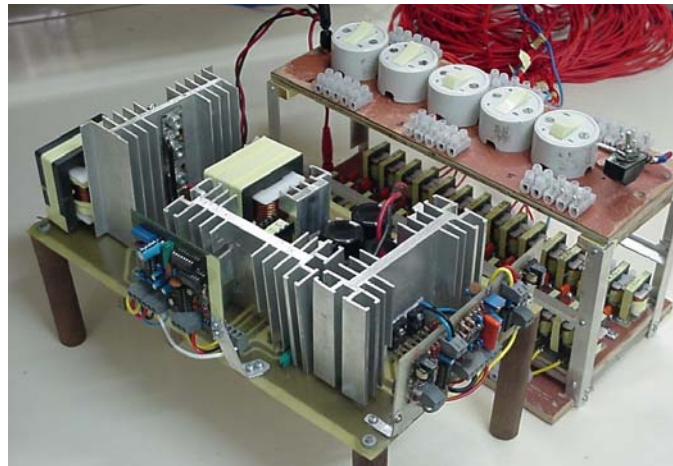
IR21592 Components	
RCS	1 Ohm
Rfmin	27 K Ohm
Riph	20 K Ohm
Rmax	9,1 K Ohm
Rmin	20 K Ohm
Cph	0,27 uF

☐ Match to E12 Series
☒ Match to E24 Series

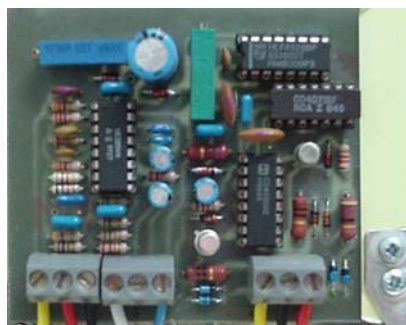
Figura 6.22 – Reprodução das telas do programa computacional de auxílio ao projeto do controlador IR2159.

6.8 – RESULTADOS EXPERIMENTAIS

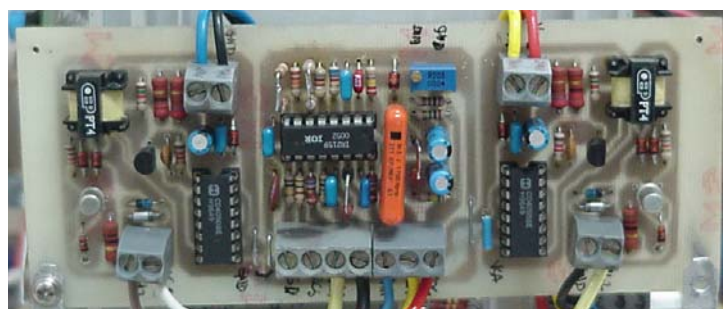
A figura 6.23 apresenta fotografias do protótipo implementado, com detalhes para os circuitos de controle. Os diagramas esquemáticos dos circuitos de potência e de comando são apresentados no apêndice C deste trabalho.



(a)



(b)



(c)

Figura 6.23 – (a) Protótipo do reator eletrônico utilizando retificador Boost ZCS-PWM, para múltiplas lâmpadas fluorescentes, com controle de luminosidade, (b) detalhe do circuito de comando do estágio retificador; e (c) detalhe do circuito de comando do estágio inversor.

Durante a execução dos ensaios para processamento da carga nominal do sistema, diversas dificuldades foram encontradas para a correta adaptação do IR2159 à aplicação com múltiplas lâmpadas fluorescentes. Os parâmetros que definem a operação do IR2159 são, em sua maioria, interligados das mais diversas formas. Como exemplo, pode-se citar que

parâmetros destinados ao controle da operação em regime também servem para estabelecer o tempo de pré-aquecimento das lâmpadas.

Além disto, para determinadas condições de operação, o controlador perde parte de suas funções, impossibilitando seu pleno uso. Em função da interligação dos parâmetros, as possíveis combinações de ajustes são de difícil avaliação, exigindo demorados procedimentos para habilitar todas suas funções. Em virtude de todas estas dificuldades, até o presente momento só foi possível realizar o acionamento de 15 lâmpadas fluorescentes, ou seja, metade da carga prevista na proposta inicial, com controle pleno de luminosidade.

Observa-se que a operação com plena carga em 1200W (30 lâmpadas) é possível, entretanto, até o momento, sem atuação plena do controle de luminosidade. Estudos em continuidade a este trabalho deverão buscar soluções para este problema. Neste contexto, observa-se que o conversor retificador Boost foi implementado para 1200W, e como já explorado em diversos artigos [51, 57 e 60], não existirão restrições de operação para o mesmo neste nível de potência. A restrição encontra-se localizada no funcionamento pleno do IR2159, originalmente desenvolvido para operação de uma única lâmpada fluorescente e acionamento de interruptores na configuração inversora em meia ponte.

Na sequência, serão apresentados então os resultados obtidos para o protótipo implementado, considerando-se meia carga para o conversor Boost (cerca de 600W) como carga nominal para a operação desejada do estágio de saída. O valor eficaz da tensão de alimentação empregada durante os ensaios foi de 127V, possibilitando a avaliação do protótipo sob a condição de maior processamento de corrente nominal através do circuito retificador de entrada Boost ZCS-PWM.

Resultados experimentais de tensão de alimentação e corrente de entrada do novo reator proposto são mostrados na figura 6.24.

Com base na figura 6.24, verifica-se a elevada “qualidade” da forma de onda da corrente processada. Os espectros de frequência das correntes são apresentados na figura 6.25. Nesta figura, é possível verificar que a redução da carga leva a um aumento da distorção harmônica em termos percentuais.

Como resultados para as formas de onda da figura 6.24, tem-se:
Luminosidade máxima do conjunto de lâmpadas (600W – 15 lâmpadas):
 $TDH_{lin}=2,26\%$ (para uma TDH na tensão de alimentação igual a 0,63%)
 $F.P.=0,993$
 $\phi_{lin}=3,38^\circ$ (em avanço)

Luminosidade mínima do conjunto de lâmpadas:

$TDH_{lin}=4,58\%$ (para uma TDH na tensão de alimentação igual a 0,61%)

F.P.=0,955.

$\phi_{lin}=11,8^\circ$ (em avanço)

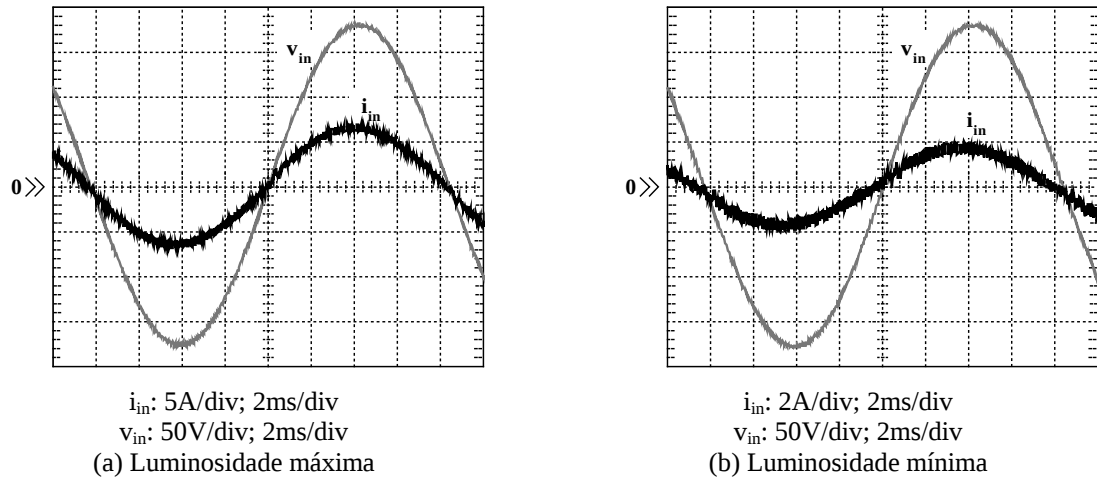
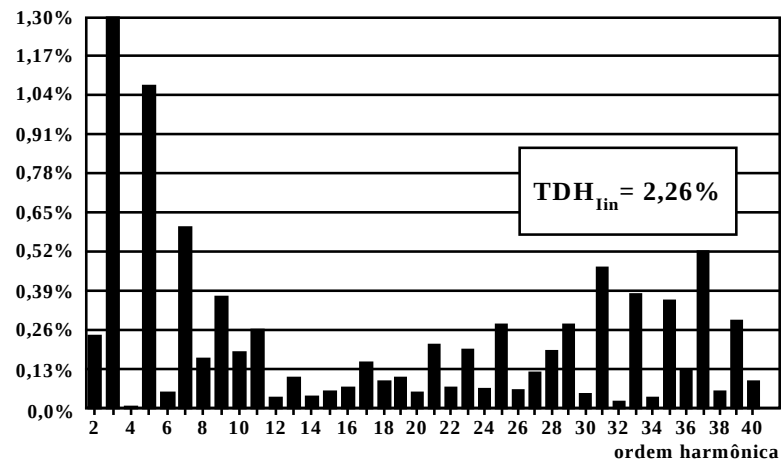
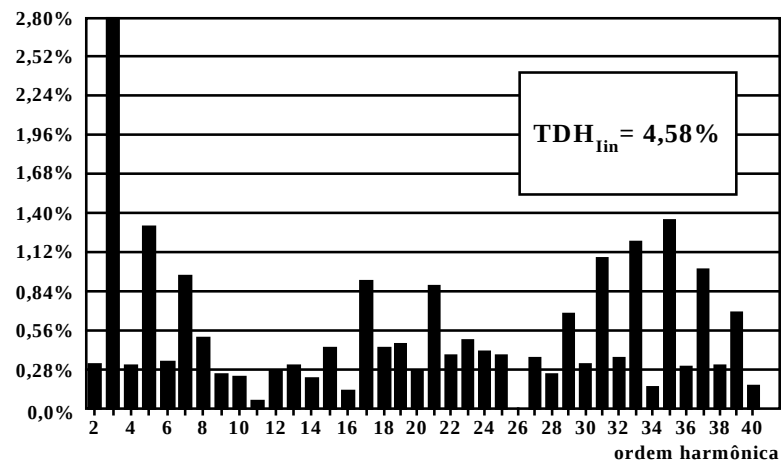


Figura 6.24 – Tensão de alimentação e corrente de entrada do novo reator eletrônico proposto.



(a) Luminosidade máxima



(b) Luminosidade mínima

Figura 6.25 – Espectro de frequências da corrente de entrada do novo reator eletrônico proposto.

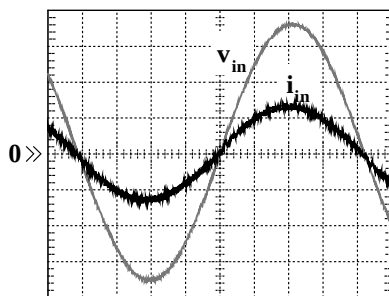
Analisando-se as formas de onda da figura 6.24, pode-se estabelecer uma comparação com os limites impostos pela norma IEC61000-3-2 para equipamentos classe C, destinados a aplicações em sistemas de iluminação. A tabela 6.3 mostra tal comparação. Nota-se, a partir desta tabela, que os resultados enquadram-se na norma com grande folga.

Tabela 6.3 - Comparação entre as restrições impostas pela norma IEC61000-3-2 para equipamentos classe C e componentes harmônicas da corrente de entrada no novo reator proposto, para operação em plena carga

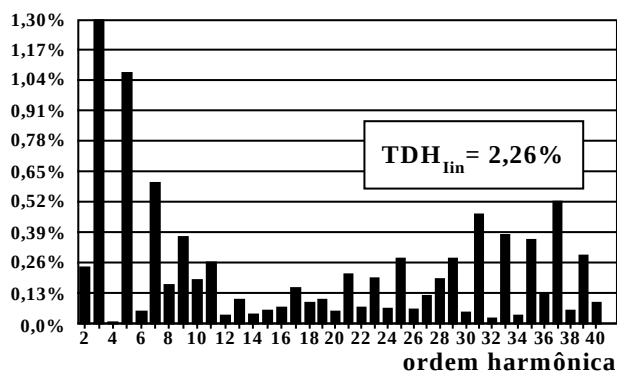
Ordem Harmônica	Valores máximos permitidos pela norma IEC 61000-3-2 para equipamento classe C ([%] da componente fundamental da corrente de entrada)	Valores medidos Luminosidade máxima(600W) ([%] da componente fundamental da corrente de entrada)
2	2	0,28
3	$30.\lambda (*) = 29,94$	1,30
5	10	1,12
7	7	0,61
9	5	0,38
$11 \leq n \leq 39$	3	$\ll 3$
(*) λ é o fator de potência medido para o circuito		

Com o intuito de se melhorar a avaliação do FP da estrutura, resultados experimentais obtidos para diferentes condições de processamento de carga são mostrados na figura 6.26. A partir destes resultados, é possível traçar uma curva de FP em função da variação da carga do reator proposto. O gráfico da figura 6.27 mostra o comportamento do FP desta estrutura.

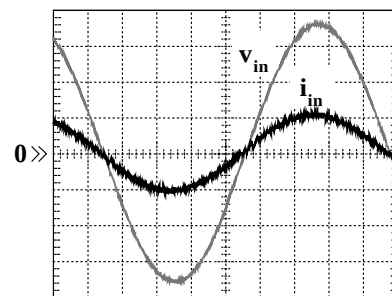
Da figura 6.27, nota-se que o FP da estrutura sofre brusca queda para valores abaixo de 35% da condição de luminosidade máxima do conjunto de 15 lâmpadas . Apesar da deterioração do valor do FP para cargas muito reduzidas, é fato que, na prática, os pontos de operação mais comuns deverão se concentrar na faixa compreendida entre 40% a 100% da potência nominal.



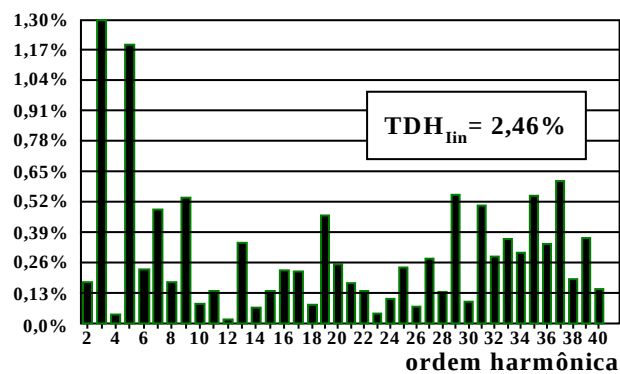
i_{in} : 5A/div; 2ms/div
 v_{in} : 50V/div; 2ms/div



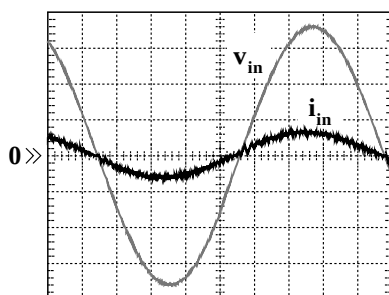
(a) Luminosidade máxima



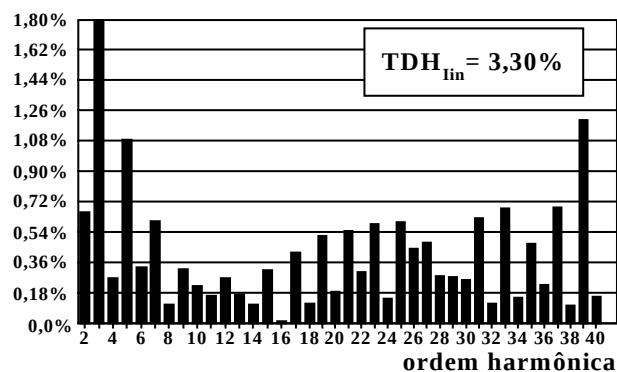
i_{in} : 5A/div; 2ms/div
 v_{in} : 50V/div; 2ms/div



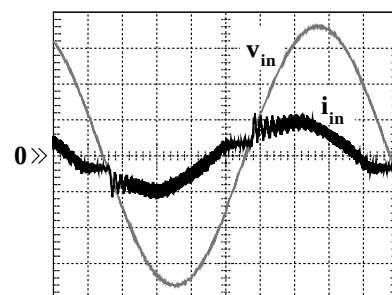
(b) 65% da luminosidade máxima



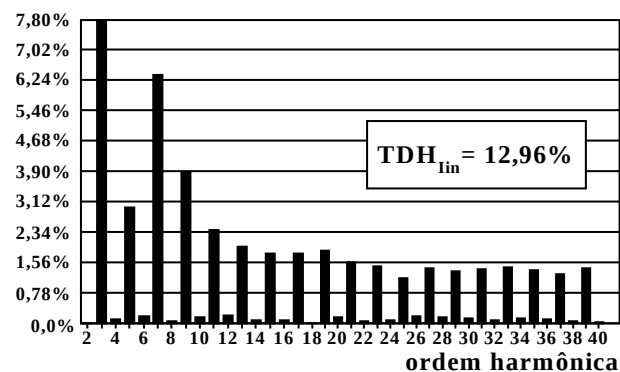
i_{in} : 5A/div; 2ms/div
 v_{in} : 50V/div; 2ms/div



(c) 35% da luminosidade máxima



i_{in} : 500mA/div; 2ms/div
 v_{in} : 50V/div; 2ms/div



(d) a vazio

Figura 6.26 – Resultados de tensão, corrente de entrada e espectro de frequência da corrente de entrada, para diferentes situações de carga.

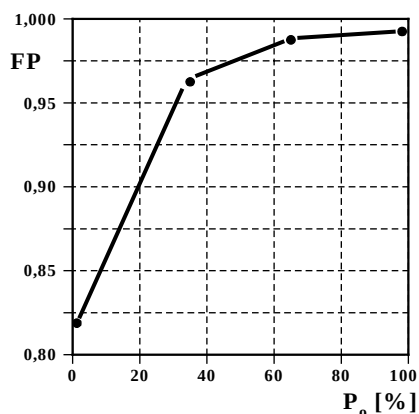
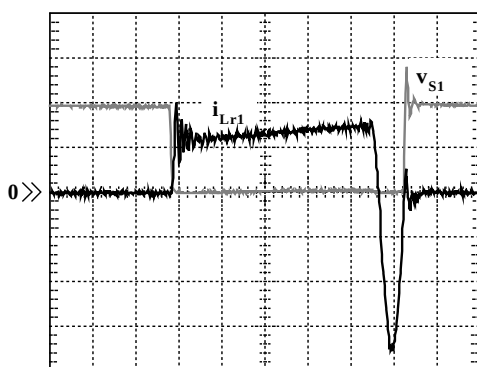


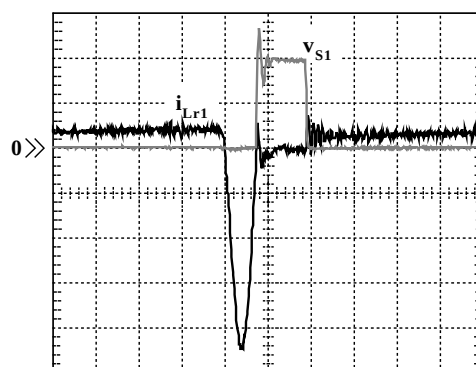
Figura 6.27 – Variação do fator de potência do reator proposto, em função da carga conectada (variação da luminosidade do conjunto de lâmpadas).

Em relação às comutações dos dispositivos semicondutores, as figuras 6.28 e 6.29 apresentam detalhes dos processos associados aos interruptores ativos, para a condição de processamento de luminosidade máxima do conjunto de lâmpadas. As comutações do interruptor principal são mostradas na figura 6.28, enquanto que a figura 6.29 mostra detalhes das comutações do interruptor auxiliar.



i_{Lr1} : 5A/div; 2 μ s/div
 v_{S1} : 200V/div; 2 μ s/div

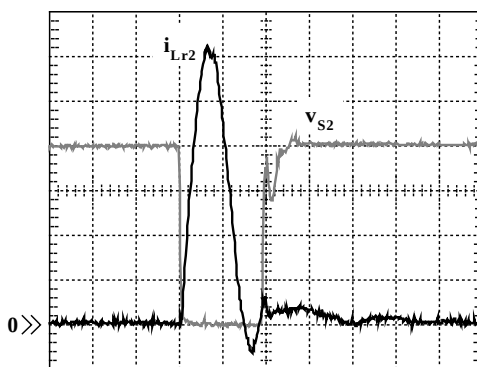
(a) $V_{in}(\omega t) \cong V_{in(pk)}$



i_{Lr1} : 5A/div; 2 μ s/div
 v_{S1} : 200V/div; 2 μ s/div

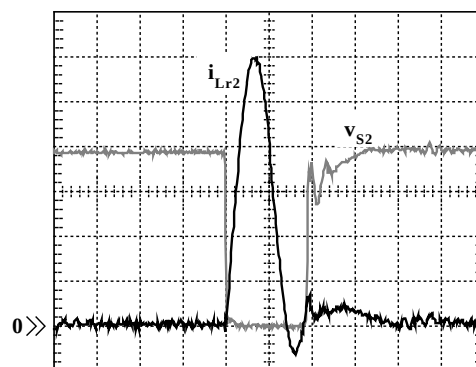
(b) $V_{in}(\omega t) \cong 0$

Figura 6.28 – Detalhes das comutações no interruptor principal S_1 , para luminosidade máxima.



i_{Lr2} : 5A/div; 1 μ s/div
 v_{S2} : 100V/div; 1 μ s/div

(a) $V_{in}(\omega t) \cong V_{in(pk)}$



i_{Lr2} : 5A/div; 1 μ s/div
 v_{S2} : 100V/div; 1 μ s/div

(b) $V_{in}(\omega t) \cong 0$

Figura 6.29 – Detalhes das comutações no interruptor auxiliar S_2 , para luminosidade máxima.

Das figuras 6.28 e 6.29, é possível concluir que os processos de comutação suave são preservados no decorrer de todo um período de rede de CA.

Em relação aos diodos da célula de comutação, a figura 6.30 mostra as formas de onda das correntes através destes dispositivos.

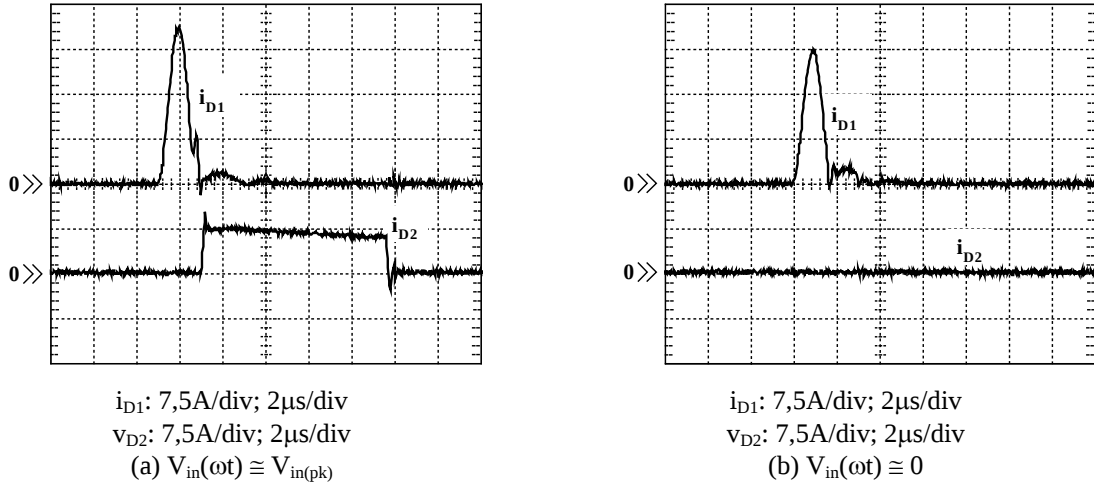


Figura 6.30 – Correntes através dos diodos da célula de comutação, para luminosidade máxima.

A partir da figura 6.30, pode-se verificar que os diodos não conduzem simultaneamente a corrente transferida à carga. Em função dos níveis de corrente e tensão envolvidos na operação deste conversor, a eliminação da conexão série dos diodos da célula original [50] representa um grande avanço em termos de redução de perdas em condução.

A figura 6.31 mostra detalhes dos processos de ressonância, obtidos para diferentes valores instantâneos de tensão de alimentação. Com base nesta figura, nota-se que as formas de onda das ressonâncias são preservadas no decorrer da variação instantânea da tensão de alimentação.

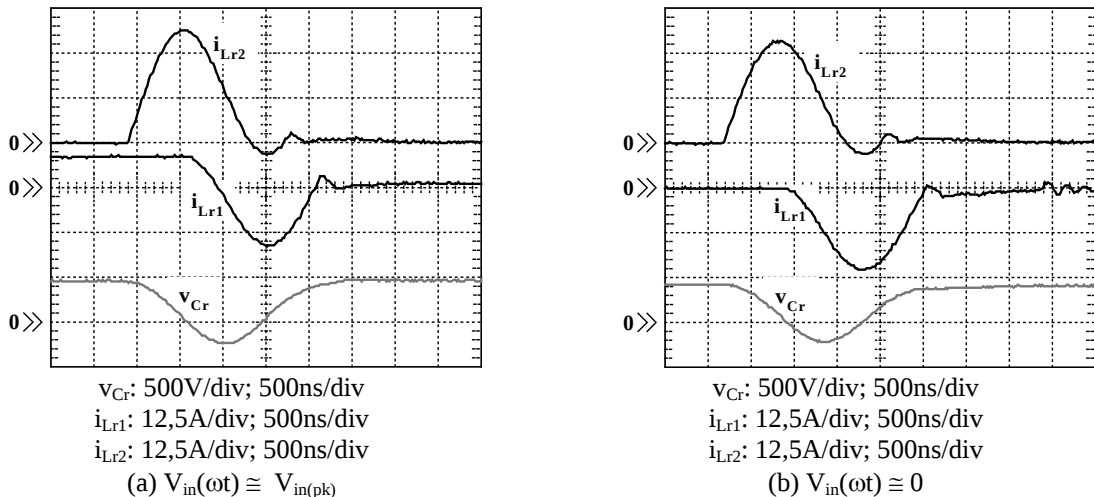


Figura 6.31 – Detalhes da evolução da ressonância nos elementos do estágio retificador, para luminosidade máxima.

Em relação à tensão de barramento CC, a figura 6.32 mostra a forma de onda durante o processamento de meia carga (cerca de 600W). Na figura 6.32.b, é mostrado um detalhe do “ripple” de 120Hz desta tensão. De acordo com os resultados, pode-se concluir que o desempenho do controlador do estágio retificador é bastante satisfatório.

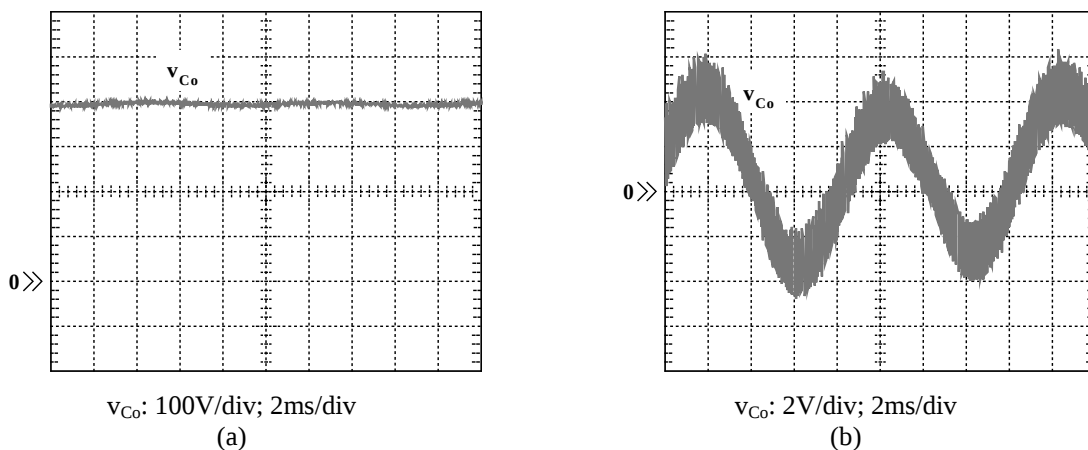


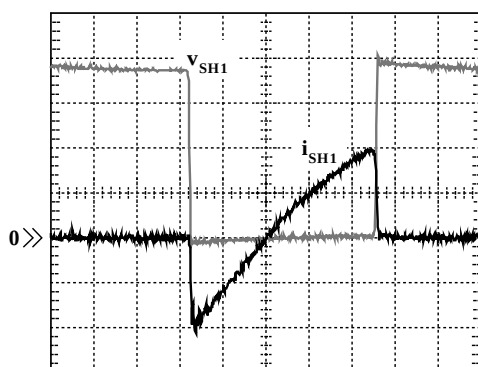
Figura 6.32 – (a) Forma de onda da tensão de barramento CC; e (b) Detalhe do “ripple” de 120Hz, para luminosidade máxima.

A figura 6.33 mostra detalhes das comutações dos quatro interruptores do estágio inversor Full-Bridge.

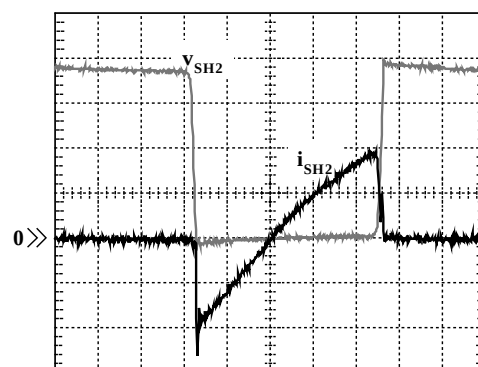
A partir dos resultados obtidos na figura 6.33, verifica-se a ocorrência de comutações suaves nos quatro interruptores do estágio inversor. Com base nesta figura, nota-se claramente o correto acionamento dos interruptores, proporcionado pelo circuito de comando proposto no item 6.6.

A forma de onda da tensão v_{AB} é mostrada na figura 6.34. Nesta figura, é possível verificar que a transição entre os patamares positivo e negativo da tensão ocorre de forma contínua, sem que esta tensão assuma uma característica de três níveis. Tal fato significa que o circuito de comando mostrou-se suficientemente rápido para não interferir no modo de operação previsto para o estágio inversor.

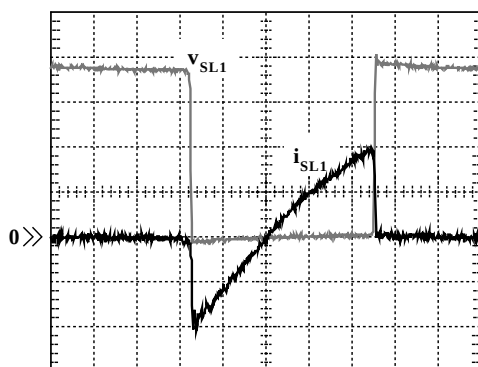
A figura 6.35 mostra as formas de onda das grandezas de tensão e corrente processadas através de um dos filtros ressonantes conectados à saída do estágio inversor. Analisando a figura em questão, torna-se possível concluir que o capacitor C_s apresenta reduzidos níveis de tensão em seus terminais, permitindo então o uso de componentes de menor classe de isolamento elétrica, em relação aos capacitores empregados nas aplicações com inversores Half-Bridge.



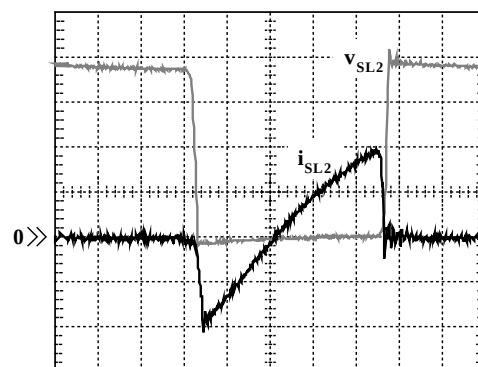
i_{SH1} : 2A/div; 2 μ s/div
 v_{SH1} : 100V/div; 2 μ s/div
 (a)



i_{SH2} : 2A/div; 1 μ s/div
 v_{SH2} : 100V/div; 1 μ s/div
 (b)

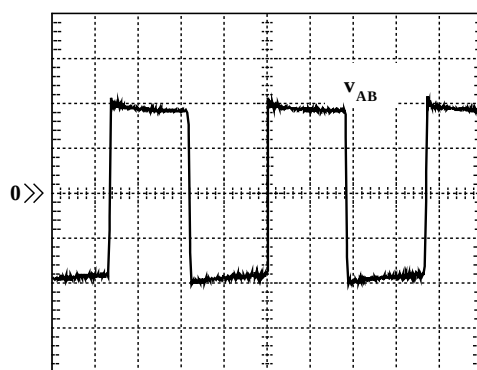


i_{SL1} : 2A/div; 2 μ s/div
 v_{SL1} : 100V/div; 2 μ s/div
 (c)



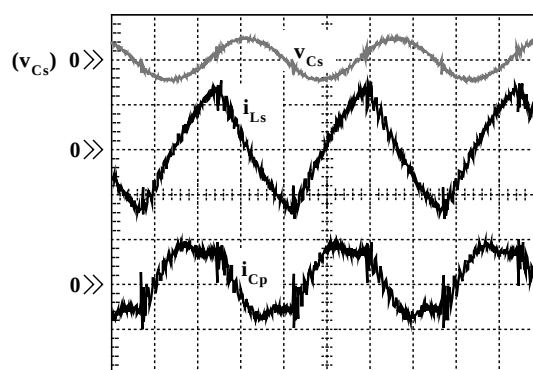
i_{SL2} : 2A/div; 1 μ s/div
 v_{SL2} : 100V/div; 1 μ s/div
 (d)

Figura 6.33 – Detalhes das comutações nos interruptores do estágio inversor, para luminosidade máxima.



v_{AB} : 200V/div; 5 μ s/div

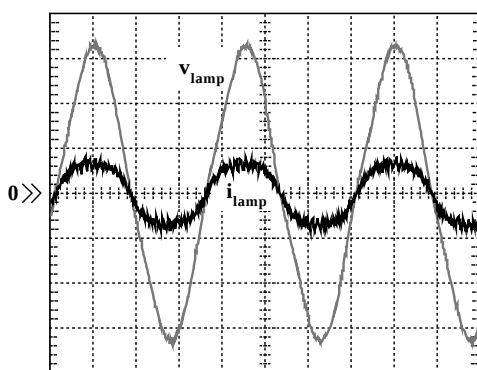
Figura 6.34 – Forma de onda da tensão v_{AB} aplicada aos conjuntos filtro / lâmpada fluorescente, para luminosidade máxima.



v_{Cs} : 20V/div; 5 μ s/div
 i_{Ls} : 500mA/div; 5 μ s/div
 i_{Cp} : 500mA/div; 5 μ s/div

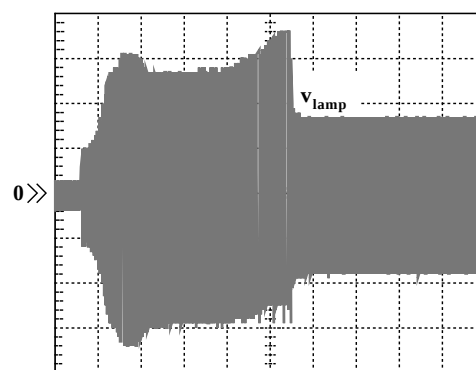
Figura 6.35 – Formas de onda dos elementos ressonantes de um dos conjuntos filtro / lâmpada fluorescente, para a condição de potência nominal processada nas lâmpadas (luminosidade máxima).

Em relação à lâmpada fluorescente, a figura 6.36.a mostra as formas de onda de tensão e corrente processadas durante a operação com potência nominal nas lâmpadas, ou seja, nível de iluminação máximo para o conjunto de 15 lâmpadas de 40W. Já a figura 6.36.b mostra a evolução da tensão sobre os terminais de uma das lâmpadas, no decorrer de seu processo de ignição.



v_{lamp} : 50V/div; 5 μ s/div
 i_{lamp} : 500mA/div; 5 μ s/div

(a)



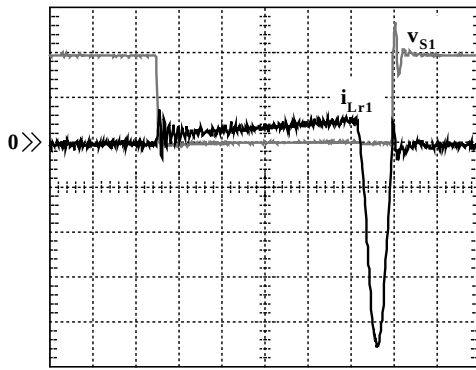
v_{lamp} : 200V/div; 200ms/div
 (b)

Figura 6.36 – (a) Formas de onda de tensão e corrente através de uma das lâmpadas fluorescentes; e (b) detalhe da ignição da lâmpada, para a condição de potência nominal processada pelas lâmpadas.

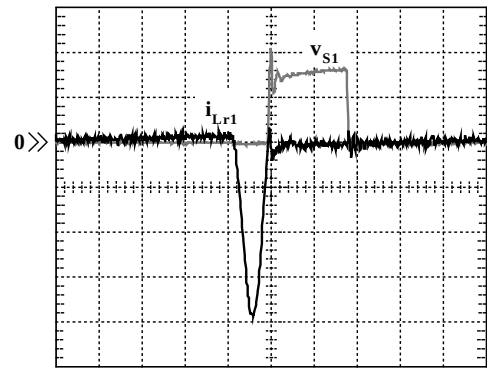
Partindo-se dos resultados da figura 6.36, pode-se afirmar que o reator proposto opera adequadamente, promovendo a estabilização da corrente através da lâmpada fluorescente durante a operação em regime, além de propiciar a evolução adequada da tensão sobre os terminais da mesma, garantindo assim a ocorrência de preaquecimento e de ignição adequada das lâmpadas.

Uma vez que o reator é concebido para promover a variação da intensidade luminosa das lâmpadas fluorescentes, resta então a apresentação dos resultados relacionados com este modo de operação.

Desta forma, as figuras 6.37 e 6.38 apresentam os resultados obtidos para as comutações nos interruptores principal e auxiliar do estágio retificador Boost ZCS-PWM quando do processamento de potência mínima, ou seja, nível de iluminação mínimo para o conjunto de 15 lâmpadas fluorescentes de 40W.

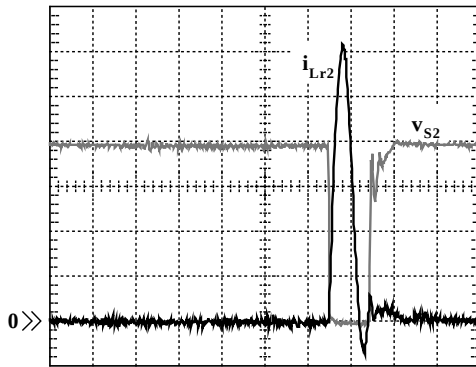


i_{Lr1} : 5A/div; 2 μ s/div
 v_{S1} : 200V/div; 2 μ s/div
 (a) $V_{in}(\omega t) \cong V_{in(pk)}$

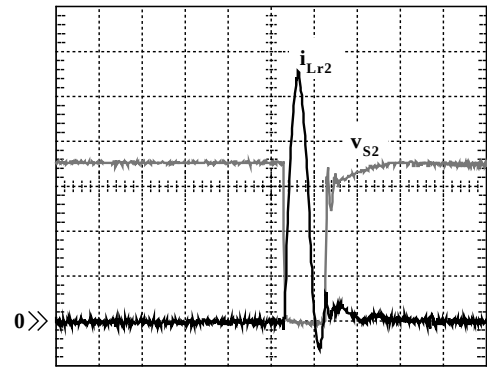


i_{Lr1} : 5A/div; 2 μ s/div
 v_{S1} : 200V/div; 2 μ s/div
 (b) $V_{in}(\omega t) \cong 0$

Figura 6.37 – Detalhes das comutações no interruptor principal S_1 , para luminosidade mínima.



i_{Lr2} : 5A/div; 2 μ s/div
 v_{S2} : 200V/div; 2 μ s/div
 (a) $V_{in}(\omega t) \cong V_{in(pk)}$

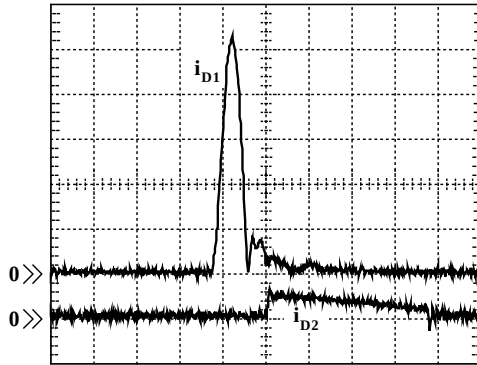


i_{Lr2} : 5A/div; 2 μ s/div
 v_{S2} : 200V/div; 2 μ s/div
 (b) $V_{in}(\omega t) \cong 0$

Figura 6.38 – Detalhes das comutações no interruptor auxiliar S_2 , para luminosidade mínima.

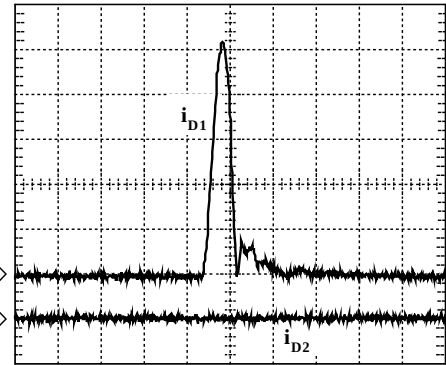
Das figuras 6.37 e 6.38, constata-se que as comutações são devidamente mantidas no decorrer de um período de rede de alimentação CA, mesmo quando em condições de processamento de carga mínima.

As formas de ondas das correntes através dos diodos da célula são mostradas na figura 6.39, para diferentes valores instantâneos de tensão de alimentação.



i_{D1} : 2,5A/div; 2 μ s/div
 v_{D2} : 2,5A/div; 2 μ s/div

(a) $V_{in}(\omega t) \cong V_{in(pk)}$



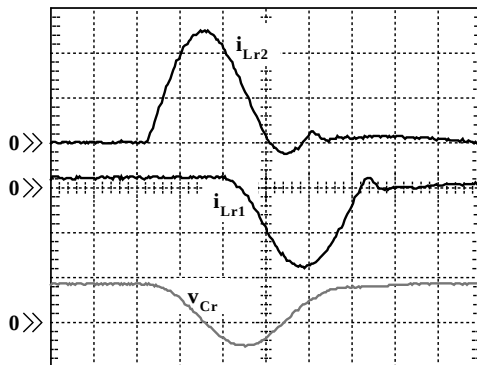
i_{D1} : 2,5A/div; 2 μ s/div
 v_{D2} : 2,5A/div; 2 μ s/div

(b) $V_{in}(\omega t) \cong 0$

Figura 6.39 – Correntes através dos diodos da célula de comutação, para luminosidade mínima.

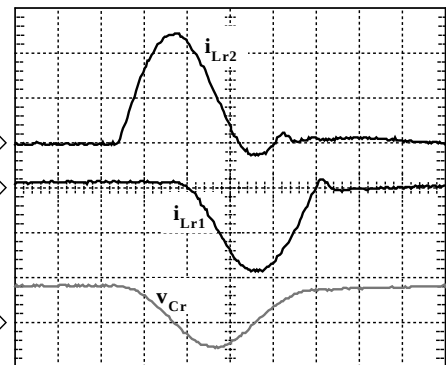
Uma vez mais é possível verificar que D_1 e D_2 não estão associados em série, garantindo assim a ocorrência de menores níveis de perdas relacionadas ao processo de condução de corrente.

Em relação aos parâmetros ressonantes do estágio retificador, a figura 6.40 mostra as formas de onda processadas nestes elementos. Nesta figura, é possível notar que as formas de onda evoluem adequadamente.



v_{Cr} : 500V/div; 500ns/div
 i_{Lr1} : 12,5A/div; 500ns/div
 i_{Lr2} : 12,5A/div; 500ns/div

(a) $V_{in}(\omega t) \cong V_{in(pk)}$



v_{Cr} : 500V/div; 500ns/div
 i_{Lr1} : 12,5A/div; 500ns/div
 i_{Lr2} : 12,5A/div; 500ns/div

(b) $V_{in}(\omega t) \cong 0$

Figura 6.40 – Detalhes da evolução da ressonância nos elementos do estágio retificador, para luminosidade mínima.

A tensão de barramento CC e um detalhe de seu “ripple” de 120Hz são mostrados na figure 6.41. É possível notar que, nesta situação de reduzida luminosidade, o valor de pico-a-pico do “ripple” torna-se bastante reduzido, conforme esperado.

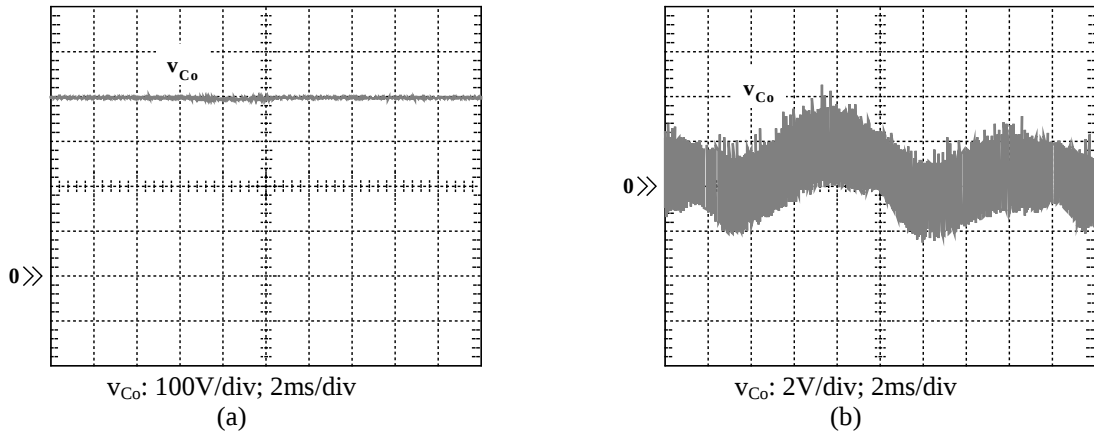


Figura 6.41 – (a) Forma de onda da tensão de barramento CC; e (b) Detalhe do “ripple” de 120Hz, para luminosidade mínima.

Detalhes das comutações nos interruptores do estágio inversor são apresentados na figura 6.42, para a situação de processamento de carga mínima, ou seja, mínimo nível de iluminação. As formas de onda mostradas na figura 6.42 comprovam a manutenção do funcionamento adequado do circuito de controle de luminosidade. Nota-se também que as características de comutação suave continuam sendo devidamente mantidas.

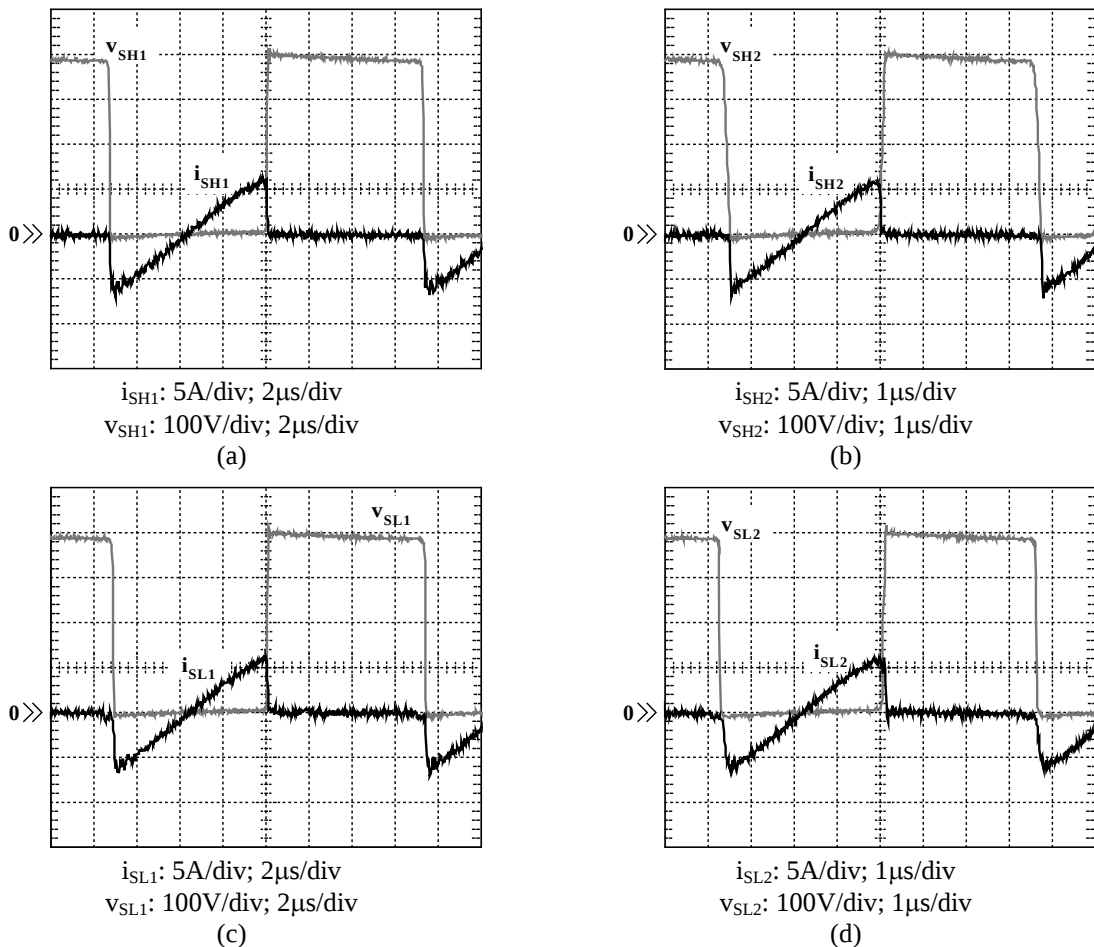


Figura 6.42 – Detalhes das comutações nos interruptores do estágio inversor, para a condição de luminosidade mínima do conjunto de 15 lâmpadas.

A tensão v_{AB} é mostrada na figura 6.43. Uma vez mais, conforme já verificado na condição de processamento de potência nominal através do conjunto de lâmpadas (máximo nível de iluminação), o circuito implementado para o acionamento dos interruptores do estágio inversor fornece bons resultados, ou seja, as adaptações realizadas no controlador não interferem em seu funcionamento.

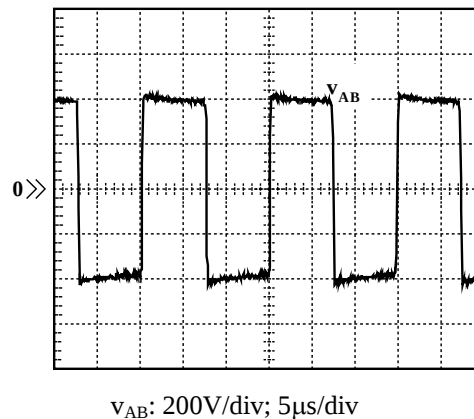


Figura 6.43 – Forma de onda da tensão v_{AB} aplicada aos conjuntos filtro / lâmpada fluorescente, para luminosidade mínima.

Em relação aos parâmetros ressonantes do filtro de saída, a figura 6.44 mostra as formas de onda de tensão e corrente processadas durante a operação em carga mínima. De acordo com esta figura, é possível observar que as correntes através de L_s e de C_p assumem valores próximos, denotando então o desvio para C_p da corrente que, na situação de maior intensidade luminosa, era destinada à lâmpada fluorescente, caracterizando assim um rearranjo dos fluxos de energia ativa e reativa através do sistema.

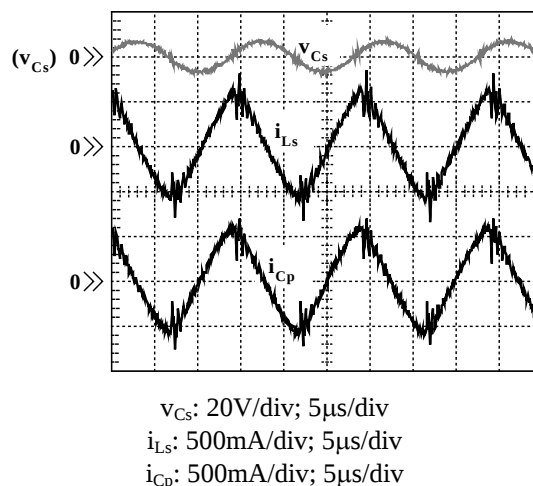


Figura 6.44 – Formas de onda dos elementos ressonantes de um dos conjuntos filtro / lâmpada fluorescente, para luminosidade mínima.

Finalmente, a figura 6.45 mostra as formas de onda de tensão e corrente através da lâmpada fluorescente, assim como um detalhe de sua ignição, para a condição de processamento de luminosidade mínima.

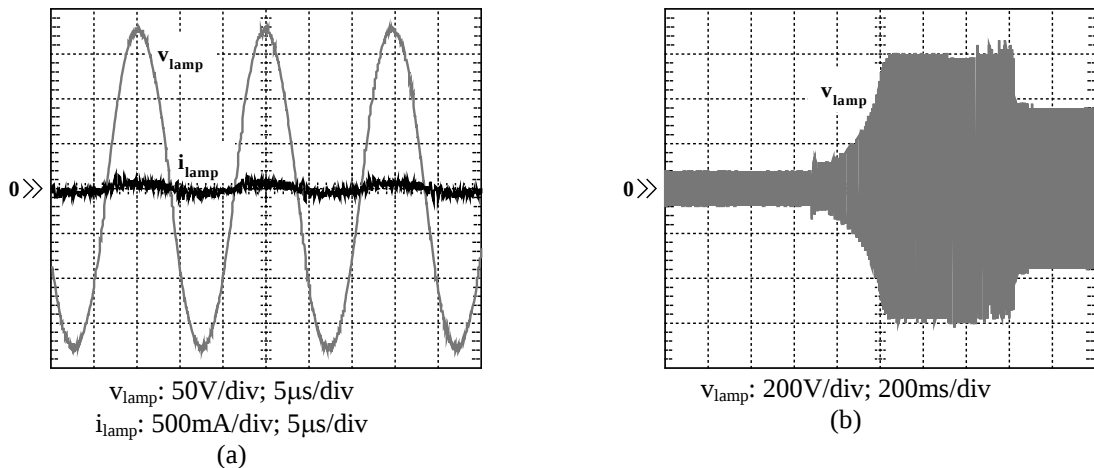


Figura 6.45 – (a) Formas de onda de tensão e corrente através de uma das lâmpadas fluorescentes; e (b) detalhe da ignição da lâmpada, para a condição de luminosidade mínima.

Da figura 6.45.a, verifica-se a reduzida corrente através da lâmpada fluorescente, caracterizando assim a redução de sua luminosidade. Da figura 6.45.b, nota-se que a ignição ocorre de forma similar à condição de carga nominal, ou seja, luminosidade máxima. Tal fato já era esperado, uma vez que o controlador realiza a partida da lâmpada para uma situação de luminosidade máxima, para só então habilitar o controle de luminosidade para a condição especificada. O nível mínimo de iluminação refere-se ao processamento de cerca de 10% (cerca de 4W) da potência processada em condições nominais na lâmpada (40W).

Como último resultado relacionado à operação normal do reator proposto, a figura 6.46 apresenta um detalhe da corrente de entrada do reator, durante o processo de ignição conjunta das 15 lâmpadas fluorescentes, na condição de luminosidade máxima.

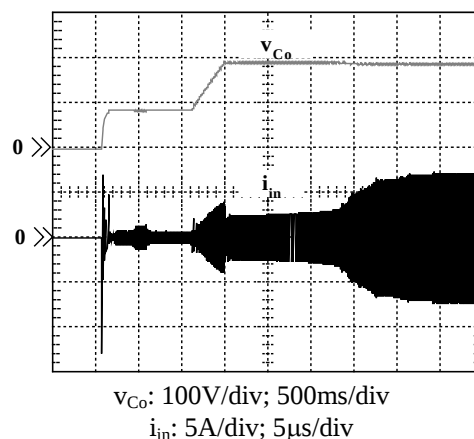


Figura 6.46 – Detalhe da partida do reator eletrônico, para a condição de luminosidade máxima do conjunto de lâmpadas (corrente de entrada e tensão sobre o capacitor de filtro do barramento CC).

De acordo com a figura 6.46, pode-se notar que, diferentemente do ocorrido com o reator de 200W, a estrutura proposta neste capítulo realmente necessita de um sistema adicional para controle da corrente de “inrush”. Para o caso em questão, optou-se por um arranjo simples, composto por resistores e um relé, conforme diagrama esquemático apresentado no apêndice C deste trabalho.

A figura 6.47 mostra uma fotografia do arranjo laboratorial para ensaio do protótipo proposto neste capítulo.



Figura 6.47 – Arranjo laboratorial para ensaio do protótipo.

6.9 – ANÁLISE DE COMPATIBILIDADE ELETROMAGNÉTICA

A exemplo dos testes desenvolvidos para o reator eletrônico apresentado no capítulo 5, testes de compatibilidade eletromagnética foram realizados para o reator eletrônico para múltiplas lâmpadas com estágio retificador Boost ZCS-PWM.

Informa-se que técnicas para minimização de EMI foram empregadas no projeto do protótipo laboratorial deste reator para múltiplas lâmpadas. Tais técnicas são idênticas às aquelas aplicadas ao protótipo apresentado no capítulo 5.

O ensaio de EMC foi realizado de acordo com o mesmo arranjo utilizado para o reator do capítulo 5, mostrado na figura 5.39, utilizando-se inclusive a mesma blindagem genérica para EMI irradiada.

Uma vez mais, a norma escolhida para a análise de compatibilidade eletromagnética foi a EN55011, classe A, grupo 1, destinada a produtos industriais, científicos ou médicos, utilizados em estabelecimentos não-domésticos.

A figura 6.48 mostra os resultados obtidos na primeira medição de EMC do reator proposto neste capítulo.

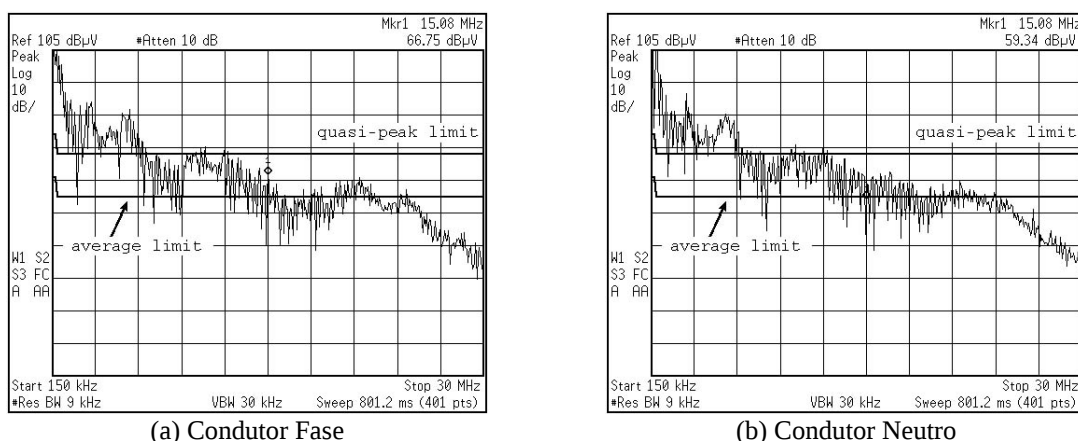


Figura 6.48 – Medição de ruídos conduzidos, com detector de pico, para o novo reator eletrônico proposto, para luminosidade máxima.

De acordo com a figura 6.48, é possível verificar que o nível de ruídos é bastante elevado. Antes de dar início a um projeto de filtro de EMI para o reator eletrônico, optou-se por implementar algumas técnicas adicionais de minimização de EMI em conversores chaveados.

Foi realizada a conexão de todos os dissipadores de calor ao condutor “terra” do sistema de alimentação, visando possibilitar a ação destes elementos como blindagem adicional do circuito de potência.

Adicionalmente, o cabo de energia que liga a saída do estágio inversor Full-Bridge ao conjunto de filtros ressonantes foi blindado, através de um tubo metálico, sendo que o mesmo foi também conectado ao condutor “terra” do sistema de alimentação.

É fato que as capacitâncias parasitas entre dissipadores e dispositivos semicondutores podem constituir caminho para o fluxo de correntes de modo comum, uma vez que os dissipadores encontram-se devidamente aterrados, conforme figura 6.49.

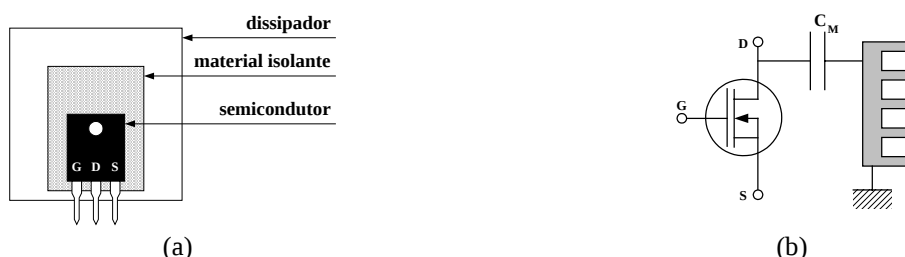
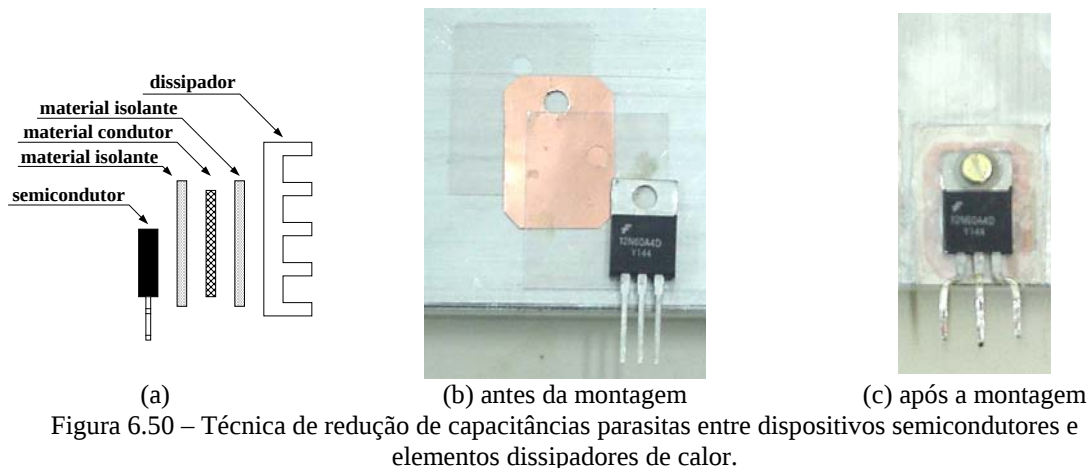
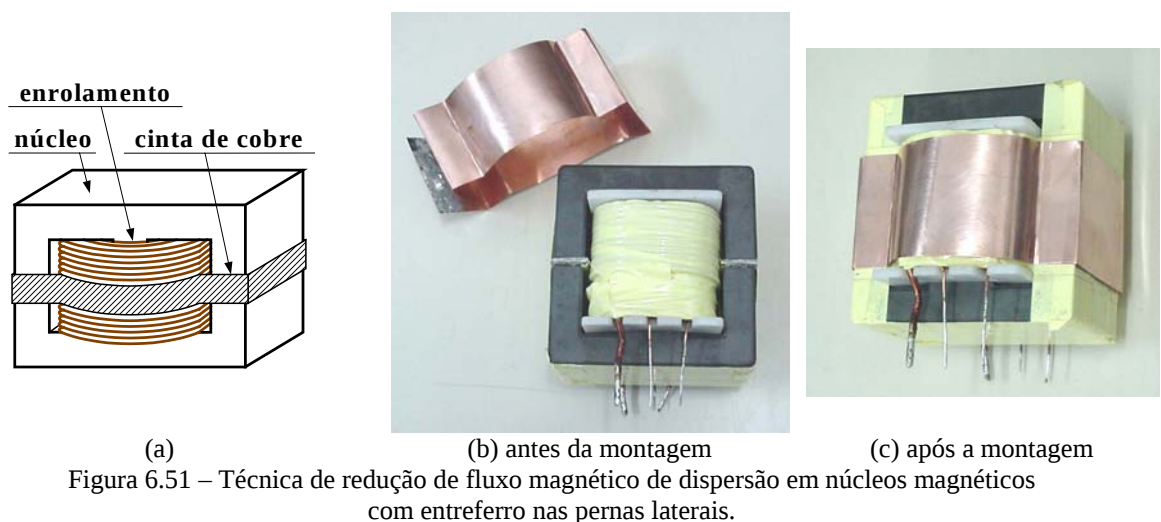


Figura 6.49 – Capacitâncias parasitas entre dispositivos semicondutores e elementos dissipadores de calor.

Com o objetivo de minimizar as capacitâncias parasitas existentes, é possível utilizar uma placa de material condutor posicionada entre o dispositivo semicondutor e o elemento dissipador. Assim sendo, é necessário que duas lâminas de material isolante sejam utilizadas, sendo uma delas posicionada entre o semicondutor e a placa condutora, e a outra colocada entre a placa condutora e o dissipador, como mostra a figura 6.50.



Por fim, a região do entreferro do indutor Boost de entrada foi envolta com uma lâmina de cobre conectada ao condutor “terra” do sistema de alimentação, com o objetivo de se constituir uma blindagem para o fluxo magnético de dispersão deste elemento, conforme mostrado na figura 6.51.



Após a adoção das medidas adicionais de minimização de ruídos de EMI citadas, uma nova medição foi realizada, resultando nos gráficos mostrados na Figura 6.52.

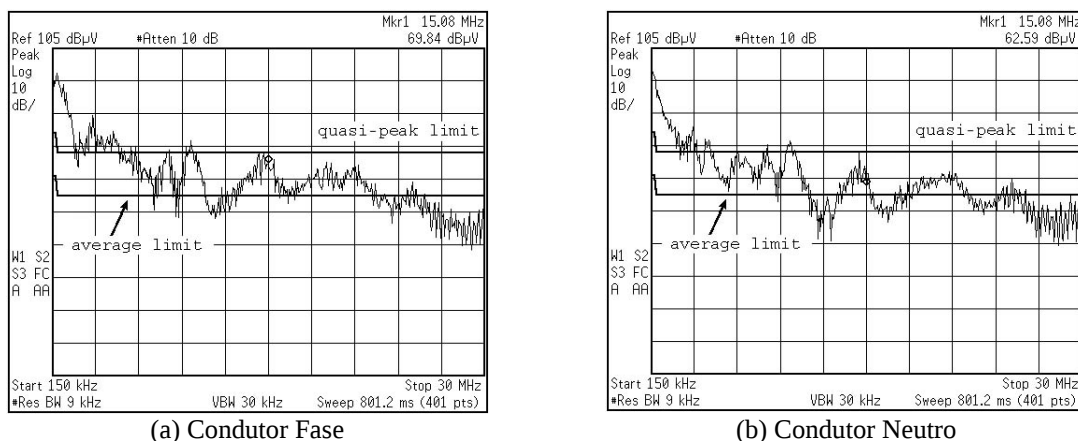


Figura 6.52 – Medição de ruídos conduzidos, com detector de pico, para o novo reator eletrônico proposto, após adoção de medidas adicionais de supressão de EMI, para luminosidade máxima.

Comparando-se os resultados das figuras 6.51 e 6.52, é possível notar a significativa redução nos níveis de ruídos emitidos pelo reator. Nota-se também que os sinais de elevadas frequências, próximos à faixa de 30MHz, sofreram pequenas amplificações. No entanto, estes sinais ainda encontram-se suficientemente atenuados para continuarem a atender à norma especificada.

A partir deste ponto, após a aplicação das diversas técnicas de projeto de circuitos de conversores chaveados para minimização de EMI, dá-se início ao projeto do filtro de EMI, o qual deverá ser conectado à entrada do reator com o objetivo de torna-lo compatível com a norma especificada. Com base em medições automáticas realizadas pelo analisador de espectro, são obtidos os dados da tabela 6.4.

Tabela 6.4 - Resultados Obtidos para a Análise de EMC do Reator Eletrônico Proposto, após a Adoção de Técnicas de Projeto para Supressão de EMI em Conversores Estáticos

f [MHz]	Atenuação Necessária [dB]	
	Condutor Fase	Condutor Neutro
0,600	36,7	31,584
2,950	21,215	18,32
4,450	13,90	11,257
6,030	6,343	5,983
8,250	5,85	6,84
9,700	7,036	7,836
14,450	4,62	4,17
19,260	1,074	0

O projeto do filtro de EMI é realizado a partir do emprego do programa computacional Westbay Compufilt Lite [99]. Em função dos elevados valores de atenuação requeridos, conforme os dados da tabela 6.4, o programa computacional indica que um filtro de configuração simples, como o empregado no capítulo 5, não é suficiente para possibilitar a adequação à norma especificada. Nesta situação, o próprio programa computacional fornece configurações alternativas mais complexas, capazes de fornecer níveis mais elevados de atenuação. Para o reator proposto neste capítulo, escolhe-se então uma configuração de filtro de EMI de duplo estágio, conforme mostra a figura 6.53.

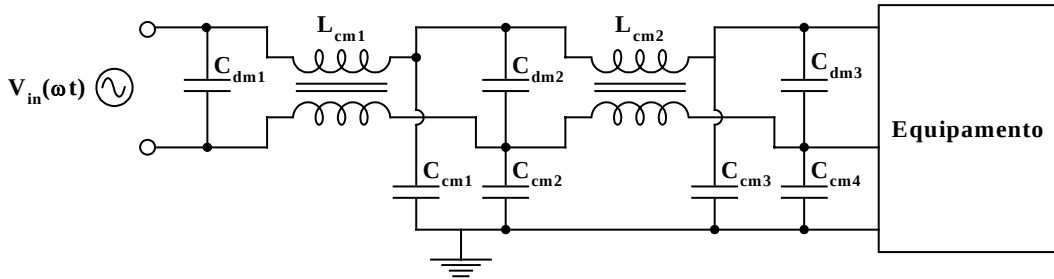


Figura 6.53 – Filtro de EMI para ruídos conduzidos de modo comum e de modo diferencial.

De acordo com resultados fornecidos pelo programa computacional, os parâmetros do filtro de EMI devem ser os seguintes:

$$L_{cm1} = L_{cm2} = 800\mu\text{H};$$

$$C_{cm1} = C_{cm2} = C_{cm3} = C_{cm4} = 18\text{nF};$$

$$C_{dm1} = C_{dm2} = C_{dm3} = 680\text{nF}.$$

O filtro mostrado na figura 6.53 foi implementado e conectado à entrada do protótipo do reator proposto. Em medição realizada no protótipo com o filtro de entrada da figura 6.53, foi possível verificar que, apesar da maioria dos sinais atender à norma especificada, as faixas do espectro de frequências situadas abaixo de 3MHz e entre 10MHz e 14MHz ainda continham sinais que requeriam atenuação da ordem de 7dB, aproximadamente.

Assim sendo, foi feita a opção de aumentar, de forma alternada e gradativa, os valores das capacitâncias de modo diferencial e de modo comum, até que fosse verificado o atendimento à norma especificada. Após diversos ajustes, cada qual acompanhado de novas medições, foi possível alcançar o atendimento da norma através dos seguintes valores de capacitância:

$$C_{cm3} = C_{cm4} = 56\text{nF};$$

$$C_{dm1} = 1,5\mu\text{F}.$$

Os resultados obtidos para o reator eletrônico após o ajuste do filtro de EMI são mostrados na figura 6.54.

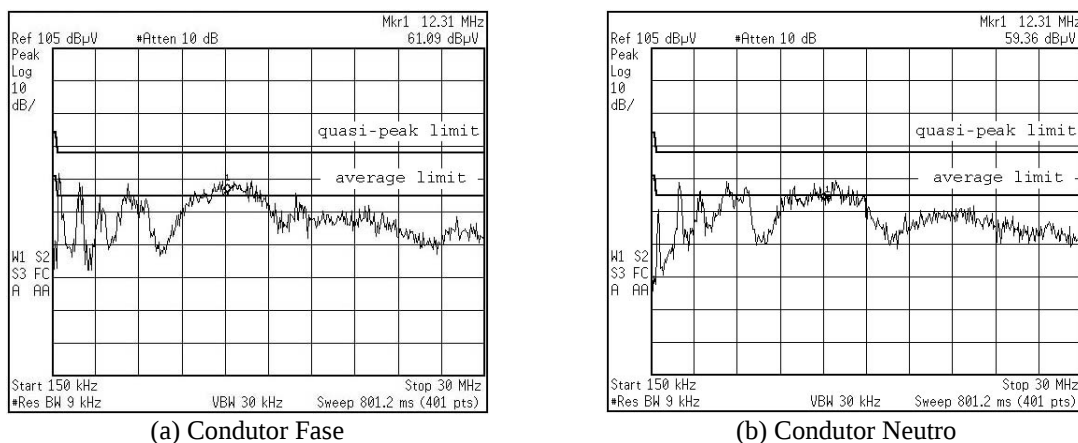


Figura 6.54 – Medição de ruídos conduzidos, com detector de pico, para novo reator eletrônico proposto, com filtro de EMI completo, para luminosidade máxima.

É possível notar que, visualmente, alguns pontos ultrapassam o limite estabelecido para valores médios de ruídos conduzidos. Entretanto, é importante lembrar que a aquisição dos resultados da figura 6.54 foi realizada empregando-se o detector de valores de pico dos sinais de interferência eletromagnética conduzida, como mostra a inscrição “PEAK” no canto superior esquerdo da tela reproduzida na figura 6.54.

O equipamento de análise de EMC utilizado para a realização das medições possibilita avaliar valores de quase pico e valores médios de forma automática, bastando selecionar os valores de frequência desejados e apertar o botão relacionado à execução das medições. Assim, em uma fase de pré-certificação de EMI, como esta desenvolvida para o reator eletrônico proposto, é possível realizar uma rápida avaliação da conformidade do protótipo, sem a necessidade da detecção dos valores de quase-pico e dos valores médios dos ruídos distribuídos em todo o espectro de frequência compreendido pela norma (150kHz até 30MHz), o que exigiria ensaios extremamente demorados.

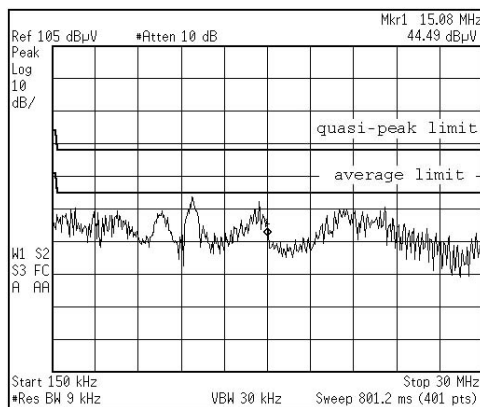
Assim, após selecionar os pontos referentes aos valores de pico que ultrapassavam o limite estabelecido para valores médios, realizou-se a avaliação dos mesmos em termos de valores de quase-pico e valores médios. O resultado obtido é resumidamente mostrado na tabela 6.5.

Os valores negativos fornecidos pela análise realizada automaticamente pelo equipamento de avaliação de EMC indicam que os sinais apresentados na tabela 6.5 estão em plena conformidade com a norma especificada. Tendo em vista que o restante dos sinais, distribuídos ao longo da faixa de frequência compreendida pela norma (150kHz até 30MHz), possui amplitude inferior àquelas verificadas para os sinais da tabela 6.5, pode-se concluir que todo o espectro encontra-se em conformidade com a norma EN55011, classe A, grupo 1.

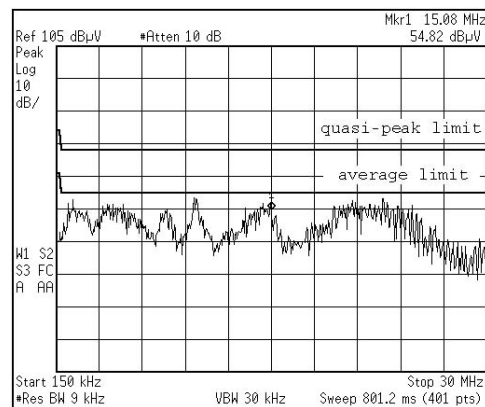
Tabela 6.5 - Resultados Finais Obtidos para a Análise de EMC do Reator Eletrônico Proposto

Condutor	f [MHz]	“Distância” entre os valores estabelecidos pela norma e os valores medidos através do equipamento de análise de EMC [dB]	
		Valores de Quase-Pico	Valores Médios
Fase	0,630	-4,03	-1,84
	2,098	-10,166	-6,253
	5,37	-14,15	-6,02
	12,063	-7,96	-2,23
Neutro	2,102	-7,422	-5,951
	5,362	-10,051	-4,52
	11,335	-9,73	-3,867
	12,61	-7,88	-2,18

Para completar o conjunto de resultados relacionados aos testes de compatibilidade eletromagnética, a figura 6.55 mostra resultados relacionados à condição de processamento de luminosidade mínima através do conjunto de lâmpadas fluorescentes. É possível notar que todos os sinais distribuídos dentro do espectro de frequência possuem valores inferiores àqueles estabelecidos pela norma especificada. Desta forma, conclui-se que o filtro de EMI conectado à entrada do reator não necessita de novos ajustes adicionais.



(a) Condutor Fase



(b) Condutor Neutro

Figura 6.55 – Medição de ruídos conduzidos, com detector de pico, para novo reator eletrônico proposto, com filtro de EMI completo, para luminosidade mínima.

6.10 – CONCLUSÕES

Este capítulo foi dedicado à apresentação de um novo reator eletrônico aplicável a sistemas de iluminação com múltiplas lâmpadas fluorescentes, visando o processamento de níveis de potência superiores a 1kW.

Em função dos elevados níveis de potência a serem processados neste reator, foi proposto então o uso de um novo estágio retificador Boost ZCS-PWM acoplado a um inversor ressonante Full-Bridge. A técnica de controle escolhida para o comando do retificador Boost é a técnica de controle por valores médios instantâneos de corrente.

O retificador Boost proposto neste trabalho é baseado na mesma célula de comutação ZCS-PWM analisada para o retificador Sepic apresentado no capítulo 5. Devido à similaridade existente entre o funcionamento dos novos conversores ZCS-PWM Boost e Sepic, foi possível adaptar toda a análise desenvolvida anteriormente para o retificador Sepic, de maneira simples e direta, ao novo retificador Boost. Em relação ao estágio inversor ressonante Full-Bridge, houve também a possibilidade de adaptar, de forma rápida e simples, toda a metodologia desenvolvida no capítulo 3 para o inversor ressonante Half-Bridge.

Desta forma, a estrutura proposta para o novo reator eletrônico propiciou condições para a obtenção de comutação suave em todos os dispositivos semicondutores envolvidos. No estágio retificador, os interruptores ativos S_1 e S_2 são comandados à condução de forma ZCS e são bloqueados de forma ZCZVS. Já os diodos D_1 e D_2 são levados à condução de forma ZVS, além de apresentarem reduzidos efeitos de recuperação reversa sobre os interruptores ativos S_1 e S_2 . Por fim, os interruptores do estágio inversor Full-Bridge são comandados à condução de forma ZVS.

Para o retificador Boost ZCS-PWM, a célula de comutação empregada apresentou melhorias em relação à célula da qual foi derivada [57], uma vez que possibilitou a eliminação da conexão série entre os diodos D_1 e D_2 , apontada como principal desvantagem para o processamento de elevados níveis de corrente, quando as perdas em condução relacionadas aos dispositivos semicondutores tornam-se significativas. A técnica de controle por valores médios instantâneos de corrente proporciona a obtenção de uma corrente de entrada com reduzida distorção harmônica e, conseqüentemente, elevado fator de potência, atendendo plenamente às restrições da norma IEC61000-3-2. Adicionalmente, as comutações suaves do estágio retificador são mantidas durante todo o ciclo de rede em CA, permitindo a obtenção de elevado rendimento para este estágio.

Em relação ao controle do estágio inversor, as adaptações propostas neste trabalho

permitem o emprego de um controlador bastante sofisticado para aplicações em sistemas fluorescentes com controle de luminosidade. Uma vez que o controlador IR2159 é especialmente desenvolvido para sistemas com estágio inversor do tipo Half-Bridge, operando uma única lâmpada fluorescente, a ocorrência de dificuldades no ajuste de seus parâmetros externos programáveis já era esperada.

Os testes com o novo reator foram iniciados com um pequeno número de lâmpadas fluorescentes, com o objetivo de se promover a correta estabilização do sistema antes de se incrementar a carga. Na medida em que o sistema era ensaiado e levado à estabilidade por meio de ajustes empíricos nos parâmetros externos do controlador, uma nova condição de carga (superior à anterior) era testada. Tal procedimento teve o objetivo de testar a sensibilidade do controlador em relação a um sistema de maior carga, além de permitir o monitoramento da influência de cada um de seus parâmetros externos programáveis sobre o funcionamento do sistema de múltiplas lâmpadas fluorescentes. No entanto, na medida em que a carga era aumentada, adicionando-se apenas uma lâmpada ao conjunto previamente testado, os ajustes dos parâmetros externos tornavam-se mais complexos e menos efetivos.

Grande parte da dificuldade de ajuste de tais parâmetros advém do fato de que um único parâmetro é geralmente responsável pela regulação de mais de uma função do controlador. Assim, a título de exemplo, caso o sistema apresentasse dificuldades na ignição das lâmpadas, determinados ajustes nos parâmetros externos poderiam sanar o problema da ignição e criar outro tipo de problema, como por exemplo a perda da condição de controle de luminosidade, ou uma restrição na faixa de controle da mesma.

Uma vez que o principal objetivo deste trabalho era explorar por completo as funções de pré-aquecimento, ignição e controle de luminosidade do IR2159, exaustivos testes foram conduzidos com o intuito de se aplicar o comando a um sistema de iluminação com o maior número possível de lâmpadas, até um limite de trinta unidades. Contudo, infelizmente os testes realizados permitiram, até o momento, o acionamento de apenas metade do conjunto de lâmpadas originalmente proposto para este trabalho. Por conta disto, os resultados apresentados neste capítulo estão limitados a um total de quinze lâmpadas fluorescentes, ou seja, metade da carga nominal proposta para o estágio de entrada retificador. Como prováveis soluções técnicas para o problema, podem ser citadas duas possibilidades:

- (a) utilização de múltiplos estágios inversores de menor potência, com configuração em meia ponte, conectados ao barramento CC do conversor Boost, possibilitando o emprego do IR2159 em uma configuração, por exemplo, de acionamento independente para três conjuntos idênticos de dez lâmpadas;

- (b) desenvolvimento de um sistema de condicionamento de sinais, basicamente composto por filtros, para melhorar a interface entre o IR2159 e as grandezas a serem medidas no sistema.

Entretanto, é importante lembrar que as possibilidades consideradas incutem custos adicionais ao sistema, fato que pode reduzir o interesse por este tipo de sistema. Neste sentido, uma vez que o acionamento com pleno controle de luminosidade para quinze lâmpadas fluorescentes F40T12 está devidamente demonstrado, pode-se afirmar que a proposta (a) será factível, apesar dos custos (três estágios Half-Bridge com seus controles, com o IR2159, independentes). Observa-se ainda que substituir o sensor resistivo tipo shunt por elementos tipo sensor de efeito “hall”, adicionados aos seus sistemas de condicionamento e filtragem dos sinais sensorados, levam também ao aumento de custos, ainda maiores que aqueles da proposta (a) anterior.

Em relação aos testes de compatibilidade eletromagnética realizados no reator proposto, é possível constatar que o emprego de técnicas de projeto para supressão de EMI em conversores estáticos constitui uma ferramenta bastante eficaz, devendo ser extensivamente aplicada antes do início de um projeto de filtro de EMI. A especificação dos componentes do filtro de EMI é realizada através de um programa computacional especialmente desenvolvido para esta finalidade. No entanto, ajustes adicionais são usualmente necessários, tendo sido desenvolvidos de forma empírica a partir da avaliação de sucessivas medições realizadas com o analisador de EMC, proporcionando o atendimento da norma especificada.

Como conclusão final deste capítulo, é importante lembrar que, comercialmente, a aplicação do IR2159 tem se limitado a sistemas com, no máximo, duas lâmpadas fluorescentes. Portanto, a aplicação desenvolvida neste trabalho é pioneira no uso de um controlador com possibilidade de operação em malha fechada para grandes conjuntos de lâmpadas fluorescentes.

Finalmente, observa-se que a melhor opção seria mesmo aplicações distribuídas com reatores para múltiplas lâmpadas. Por exemplo, admitindo-se um conjunto de até quatorze lâmpadas fluorescentes, ou seja, sete calhas refletoras com duas lâmpadas F40T12 em cada uma delas, a proposta se justifica ainda pela versatilidade que seria conferida ao controle de luminosidade, o qual poderia ser distribuído e realizado em um menor conjunto de lâmpadas, de forma independente, além dos aspectos de confiabilidade e robustez destas estruturas de menores potências (cerca de 560W, considerando-se quatorze lâmpadas F40T12).

CONCLUSÕES GERAIS

Este trabalho apresenta novas estruturas de reatores eletrônicos com elevados rendimentos e fatores de potência, com controle de luminosidade, aplicados a sistemas de iluminação com múltiplas lâmpadas fluorescentes tubulares.

Visando o desenvolvimento adequado do projeto das estruturas, parte deste trabalho foi dedicada à proposição e análise de um novo modelo estático para lâmpadas fluorescentes tubulares que operam em elevadas frequências e submetidas a processos de controle de luminosidade. Neste novo modelo, efeitos da temperatura ambiente são considerados na determinação do comportamento da lâmpada, fato que promove o aumento da confiabilidade deste modelo em relação a outros normalmente propostos na literatura. Além das características elétricas da lâmpada, definidas a partir das grandezas de tensão, corrente e potência processadas, o modelo aborda também a análise de intensidade luminosa relativa emitida pela lâmpada mediante diferentes condições de potência processada e temperatura ambiente, fornecendo um importante dado adicional para projetistas da área de luminotécnica. O modelo é baseado em múltiplos processos de regressão matemática, com o intuito de se obter uma equação matemática capaz de descrever corretamente o comportamento da lâmpada.

Além disso, antes de iniciar a análise dos conversores empregados nos novos reatores, este trabalho também apresenta contribuição em relação à proposição de uma nova metodologia de projeto para os elementos ressonantes dos filtros conectados aos estágios inversores, responsáveis pela adequação das grandezas de tensão e corrente a serem processadas através da lâmpada. O emprego desta nova metodologia proposta, em conjunto com o modelo da lâmpada fluorescente apresentado no capítulo 2, é capaz de resultar em uma poderosa ferramenta de projeto de filtros LCC (LC série / C paralelo) empregados em reatores eletrônicos, sendo que suas principais características são: precisão, simplicidade e capacidade de previsão de variáveis tais como: frequência de chaveamento para controle de luminosidade, fase e valor eficaz da corrente drenada do barramento CC pelo conjunto filtro / lâmpada fluorescente.

Apresenta-se ainda um estudo preliminar das características do circuito integrado de controle denominado IR2159, a partir do qual é possível realizar o controle de luminosidade de uma lâmpada fluorescente tubular. Comentários são apresentados acerca das adaptações

necessárias para o emprego deste controlador em um sistema com controle de luminosidade de múltiplas lâmpadas fluorescentes.

A primeira aplicação de reatores para múltiplas lâmpadas fluorescentes é realizada para um conjunto de cinco lâmpadas F40T12, totalizando 200W de potência. O reator proposto é formado pela associação de um novo estágio retificador Sepic ZCS-PWM com um clássico inversor ressonante Half-Bridge.

O conversor Sepic é composto por uma célula de comutação ZCS-PWM, derivada de [57], capaz de prover entrada em condução em corrente nula e bloqueio em tensão e corrente nulas para os interruptores ativos, além de entrada em condução em tensão nula para os diodos, com a minimização de seus efeitos de recuperação reversa sobre os interruptores ativos. Adicionalmente, esta nova versão da célula elimina a principal desvantagem da célula original, que é a associação série entre dois diodos de potência durante o processo de transferência de energia para a carga. A técnica de controle por valores médios instantâneos de corrente de entrada é empregada no estágio retificador para prover a obtenção de uma corrente de entrada com reduzida taxa de distorção harmônica, resultando em elevado fator de potência para a estrutura, atendendo plenamente à norma IEC61000-3-2.

A aplicação do controle de luminosidade através do emprego do IR2159 é obtida com êxito, permitindo então a obtenção de um sistema bastante versátil e de elevado desempenho.

Adicionalmente, realiza-se uma análise de compatibilidade eletromagnética para este reator, dentro da qual é proposta a inserção de um filtro de EMI, necessário para que o dispositivo se enquadre dentro da norma de EMC EN55011, classe A, grupo 1.

Finalmente, é proposta uma aplicação de reatores para múltiplas lâmpadas fluorescentes tubulares, objetivando o processamento de níveis de potência superiores a 1kW. Devido aos níveis de potência propostos, a topologia escolhida para o reator é composta por um estágio retificador Boost ZCS-PWM associado a um estágio inversor Full-Bridge ressonante.

A célula de comutação empregada no conversor Boost é idêntica àquela analisada para o conversor Sepic, permitindo então que toda a análise desenvolvida no capítulo 5 para a célula ZCS-PWM seja plenamente aproveitada no projeto do conversor Boost. Quanto ao conversor Full-Bridge, sua análise é praticamente idêntica à análise desenvolvida para o conversor Half-Bridge, permitindo assim o aproveitamento de toda a metodologia de projeto desenvolvida no capítulo 3. O controle do estágio retificador Boost é também realizado através da técnica de valores médios instantâneos de corrente, permitindo a obtenção de

reduzida taxa de distorção harmônica para a corrente de entrada e elevado fator de potência para a estrutura, atendendo com folga as restrições impostas pela IEC61000-3-2.

O controlador IR2159 é adaptado para o comando de uma estrutura Full-Bridge, permitindo assim o controle de luminosidade de grandes cargas de iluminação. Entretanto, o ajuste dos parâmetros externos do IR2159 mostrou-se extremamente complexo, impedindo que a carga nominal (1200W) pudesse ser obtida. O reator mostrou-se plenamente funcional para a alimentação conjunta de até 15 lâmpadas fluorescentes (cerca de 600W). Após este limite, o IR2159 perde parte de suas funções, impedindo o pleno aproveitamento de seus recursos, principalmente o controle de luminosidade, o que não justificaria seu emprego para a carga nominal previamente proposta.

Uma análise de compatibilidade eletromagnética foi desenvolvida, evidenciando a importância do emprego de técnicas de projeto para supressão de EMI em conversores estáticos. Além disto, foi necessário projetar um filtro de EMI para que os ruídos fossem devidamente atenuados, permitindo que este novo reator também pudesse atender à norma de EMC especificada (EN55011, classe A, grupo 1).

Em função de todos os resultados obtidos neste trabalho, diferentes linhas de pesquisa podem ser apontadas como sendo recomendadas para a continuidade dos trabalhos. Em primeiro lugar, é possível admitir-se uma abordagem diferenciada quanto ao IR2159 aplicado ao estágio inversor Full-Bridge. Tal abordagem consistiria de uma proposta de condicionamento de sinais com o intuito de se melhorar a interface entre o IR2159 e as grandezas a serem medidas, na tentativa de se aumentar a imunidade do controlador a eventuais ruídos advindos do reator, os quais podem interferir no funcionamento adequado do CI.

Uma outra alternativa, também voltada para o emprego do IR2159 em sistemas de múltiplas lâmpadas fluorescentes, seria empregar múltiplas estruturas Half-Bridge conectadas ao barramento CC do estágio retificador Boost ZCS-PWM. Tal opção provavelmente reduziria os problemas com o acerto dos parâmetros externos do IR2159, permitindo assim a elevação da potência processada, na tentativa de se obter uma relação de custo benefício melhor para o protótipo.

Na seqüência, existe a possibilidade de se investir em outra técnica de controle de luminosidade, tal como o controle da tensão de barramento CC ao qual está conectado o estágio inversor. Neste sentido, a tendência fica voltada à proposição e análise de estágios retificadores e técnicas de controle, de tal forma que seja possível desenvolver um reator com elevado fator de potência para larga faixa de variação de carga, capaz de atender ainda às

exigências de pré-aquecimento dos eletrodos, ignição e estabilização da corrente através da lâmpada.

Uma outra linha de propostas relaciona-se com o estudo de compatibilidade eletromagnética de sistemas de iluminação fluorescente de elevadas potências, operados em elevadas frequências. Dentro deste contexto, seriam desenvolvidas metodologias de projeto otimizadas para filtros de EMI, bem como o estudo de interações entre estes sistemas de iluminação e equipamentos suscetíveis a ruídos desta natureza.

Como uma última alternativa de continuidade dos trabalhos, pode-se optar pela proposição de sistemas inteligentes de controle de luminosidade, nos quais seriam desenvolvidos controladores especiais, através do uso de microprocessadores, ou processadores lógicos digitais (DSP – digital signal processors) e/ou dispositivos lógicos programáveis FPGA (Field Programmable Gate Array).

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] M. S. Rea, “The IESNA Lighting Handbook – Reference and Application”, ninth edition, 2000, Illuminating Engineering Society, CD-ROM;
- [2] J. L. Lindsey, “Applied Illumination Engineering”, second edition, 1996, Ed. Prentice Hall;
- [3] E. E. Hammer, “High Frequency Characteristics of Fluorescent Lamps up to 500kHz”, Journal of IES, winter, 1987, pp. 52-61;
- [4] R. N. Marques e H. A. C. Braga, “Performance of Commercial Electronic Ballasts sold in Brazil”, anais do 4º INDUSCON, 2000, pp. 602-606;
- [5] J. Spangler, B. Hussain, e A. K. Behera, “Electronic Fluorescent Ballast using Power Factor Correction Techniques for Loads greater than 300Watts” anais do 6º IEEE APEC, 1991, pp. 393-399;
- [6] M. H. Kheraluwala e S. A. El-Hamamsy, “Modified Valley Fill High Power Factor Electronic Ballast for Compact Fluorescent Lamps”, anais do 26º IEEE PESC, 1995, pp. 10-14;
- [7] Y. Youn, G. Chae e G. Cho, “A Unity Power Factor Electronic Ballast for Fluorescent Lamp having Improved Valley Fill and Valley Boost Converter”, anais do 28º IEEE PESC, 1997, pp. 53-59;
- [8] G. Chae, T. Ryoo e G. Cho, “Electronic Ballast with Modified Valley Fill and Charge Pump Capacitor for Prolonged Filaments Preheating and Power Factor Correction”, anais do 30º IEEE PESC, 1999, pp. 1097-1102;
- [9] R. N. Marques e H. A. C. Braga, “Valley-Fill Filters Applied to Electronic Ballasts”, anais do 4º INDUSCON, 2000, pp. 611-616;
- [10] P. N. Wood, “Fluorescent Ballast Design Using Passive P.F.C. and Crest Factor Control”, anais do 33º IEEE IAS Annual Meeting, 1998, pp. 2076-2081;
- [11] R. N. Marques e H. A. C. Braga, “Improved Crest Factor Valley Fill Filters Applied to Low Power and Low Cost Electronic Ballasts”, anais do 6º COBEP, 2001, pp. 835-840;
- [12] J. Song, J. Song, I. Choy e J. Choi, “Improving Crest Factor of Electronic Ballast-Fed Fluorescent Lamp Current Using Pulse Frequency Modulation”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 48, nº 5, Outubro, 2001, pp. 1015-1024;
- [13] R. N. Marques e H. A. C. Braga, “Valley Fill Filter Derived Electronic Ballasts – A Comparative Study”, anais do 5º INDUSCON, 2002, CD-ROM;

- [14] S. Ahmed, "Controlled On-Time Power Factor Correction Circuit with Input Filter", M. S. Thesis, VPEC, Virginia (USA), Maio – 1990
- [15] R. Redl, e B. P. Erisman, "Reducing Distortion in Peak-Current-Controlled Boost Power-Factor Correctors", anais do 9^o IEEE APEC, 1994, pp. 576-583
- [16] D. Maksimovic, "Design of the Clamped-Current High-Power-Factor Boost Rectifier", anais do 9^o IEEE APEC, 1994, pp. 584 – 590
- [17] R. Redl, "Low-Cost Line Harmonic Reduction", IEEE APEC Seminar 7, 1995, 71 pgs
- [18] P. C. Todd, "UC3854 Controlled Power Factor Correction Circuit Design", Application note U-134, Unitrode
- [19] M. A. C6, D. S. L. Simonetti e J. L. F. Vieira, "High-Power-Factor Electronic Ballast Operating in Critical Conduction Mode", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 13, n^o 1, Janeiro, 1998, pp. 93-101;
- [20] J. Quian, F. C. Lee e N. Onishi, "New Charge Pump Power-Factor-Correction Electronic Ballast with a Wide range of Line Input Voltage", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 14, n^o 1, Janeiro, 1999, pp. 193-201;
- [21] J. A. Alves, A. J. Perin e I. Barbi, "An Electronic Ballast with High Power factor for Compact Fluorescent Lamps", anais do 31^o IEEE IAS Annual Meeting, 1996, pp. 2129-2135
- [22] M. H. Kheraluwala, S. A. El-Hamamsy e D. J. Kachmarik, "Multi-Resonant Boost High Power factor Electronic Ballast for Compact Fluorescent Lamps", anais do 28^o IEEE PESC, 1997, pp. 60-65;
- [23] J. Qian, F. C. Lee e T Yamauchi, "Analysis, Design, and Experiments of a High-Power-Factor Electronic Ballast", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 34, n^o 3, Maio / Junho, 1998, pp. 616-624;
- [24] A. J. Calleja, J. M. Alonso, E. L6pez, J. Ribas, J. A. Mart6nez e M. Rico-Secades, "Analysis and Experimental Results of a Single-Stage High-Power-Factor Electronic Ballast Based on Flyback Converter", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 14, n^o 6, Novembro, 1999, pp. 998-1006;
- [25] M. Brumatti, C. Z. Resende, D. S. L. Simonetti e J. L. F. Vieira, "Reator Eletr6nico Auto Oscilante de Alto Fator de Pot6ncia com Indutores Acoplados" anais do 13^o CBA, 2000, pp. 1951-1956;
- [26] T. F. Wu, Y. C. Wu, J. Y. Su e C. C. Chen, "Design Considerations for Optimum Dimming in Single-Stage Electronic Ballasts", anais do 35^o IEEE IAS Annual Meeting, 2000, pp. 3374-3381;

- [27] R. N. Prado, A. R. Seidel, F. E. Bisogno e T. B. Marchezan, “Comparisons Among Electronic Ballasts Topologies with High Power Factor”, anais do 16^o IEEE APEC, 2001, pp. 651-657;
- [28] F. Tao, Q. Zhao, F. C. Lee e N. Onishi, “Single-Stage Power-Factor-Correction Electronic Ballast with a Wide Continuous Dimming Control for Fluorescent Lamps”, anais do 32^o IEEE PESC, 2001, pp. 926-931;
- [29] C. S. Lin e C. L. Chen, “A Novel Single-Stage Push-Pull Electronic Ballast with High Input Power Factor”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 48, n^o 4, Agosto, 2001, pp. 770-776;
- [30] C. S. Moo, H. L. Cheng, T. F. Lin e H. C. Yen, “Designing a Dimmable Electronic Ballast with Voltage Control for Fluorescent Lamp”, anais do IEEE ISIE’99, 1999, pp. 786-791;
- [31] C. S. Moo, H. L. Cheng, H. N. Chen e H. C. Yen, “Designing a Dimmable Electronic Ballast with Frequency Control”, anais do 14^o IEEE APEC, 1999, pp. 727-733;
- [32] Y. K. E. Ho, S. T. S. Lee, H. S. H. Chung e S. Y. Hui, “A Comparative Study on Dimming Control Methods for Electronic Ballasts”, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 16, n^o 6, Novembro, 2001, pp. 828-836;
- [33] J. Adams, T. J. Ribarich e J. J. Ribarich, “A New Control IC for Dimmable High-Frequency Electronic Ballasts”, anais do 14^o IEEE APEC, 1999, pp. 713-719;
- [34] R. L. Steigerwald, “A Comparison of half-Bridge Resonant Converter Topologies”, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 3, n^o 2, Outubro, 1988, pp. 174-182;
- [35] M. K. Kazimierczuk e W. Szaraniec, “Electronic Ballast for Fluorescent Lamps”, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 8, n^o 4, Outubro, 1993, pp. 386-395;
- [36] M. C. Cosby Jr. e R. M. Nelms, “A Resonant Inverter for Electronic Ballast Applications”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 41, n^o 4, Agosto, 1994, pp. 418-425;
- [37] T. J. Ribarich e J. J. Ribarich, “A New Procedure for High-Frequency Electronic Ballast Design”, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 37, n^o 1, Janeiro / Fevereiro, 2001, pp. 262-267;
- [38] C. S. Moo, Y. C. Chuang, Y. H. Huang e H. N. Chen, “Modeling of Fluorescent Lamps for Dimmable Electronic Ballasts”, anais do 32^o IEEE IAS Annual Meeting, 1996, pp. 2231-2236;

- [39] C. S. Moo, H. C. Yen, Y. C. Hsieh e C. R. Lee, “A Fluorescent Lamp Model for High-Frequency Electronic Ballasts”, anais do 36^o IEEE IAS Annual Meeting, 2000, pp. 3361-3366;
- [40] R. Gules, E. U. Simões, e I. Barbi, “A 1.2kW Electronic Ballast for Multiple Lamps, with Dimming Capability and High Power-Factor”, anais do 14^o IEEE APEC, 1999, pp. 720-726.
- [41] “IGBT Characteristics”, Application Note an0983, International Rectifier, <http://www.irf.com>;
- [42] F. V. P. Robinson e B. W. Williams, “Systematic Design of Dissipative and Regenerative Snubbers”, anais do 25^o IEEE IAS Annual Meeting, 1989, pp. 1320-1327;
- [43] L. R. Barbosa, E. Coelho, L. C. Freitas, J. B.. Vieira Jr. e V. J. Farias, “A Family of Soft-Single-Switched Converters with Low Voltage and Current Stresses”, anais do 28^o IEEE PESC, 1997, pp. 1192-1197;
- [44] L. R. Barbosa, J. B.. Vieira Jr., L. C. Freitas e V. J. Farias, “An Evolution of Regenerative Snubber Circuits”, anais do 31^o IEEE PESC, 2000, pp. 620-627;
- [45] V. A. Bonfá, P. J. M. Menegáz, J. L. F. Vieira e D. S. L. Simonetti, “Múltiplas Alternativas de Snubber Regenerativo Aplicadas aos Conversores Sepic e Cuk”, anais do 14^o CBA, 2002, pp. 1623-1629;
- [46] E. E. Buchanan e E. J. Miller, “Resonant Switching Power Conversion Technique”, anais do 6^o IEEE PESC, 1975, pp. 188-193
- [47] R. Rangan, D. Y. Chen, J. Yang e J. Lee, “Application of Insulated Gate Bipolar Transistor to Zero-Current Switching Converters”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.4, no.1, 1989, pp. 02-07;
- [48] F. C. Lee, K. Wang, G. Hua e D. Borojevic, “A Comparative Study of Switching Losses of IGBTs under Hard-Switching, Zero-Voltage-Switching and Zero-Current-switching”, anais do 25^o IEEE PESC, 1994, pp. 1196-1204;
- [49] T. A. Meynard, Y. Cheron e H. Foch, “Generalization of the Resonant Switch Concept: Structures and Performance”, anais do EPE’87, 1987, pp. 239-244;
- [50] C. A. Canesin e I. Barbi, “Comparison of Experimental Losses among Six Different Topologies for a 1.6kW Boost Converter, using IGBTs”, anais do 26^o IEEE PESC, 1995, pp. 1265-1271;
- [51] C. A. Canesin e I. Barbi, “Um Novo Pré-Regulador com Elevado Fator de potência e Comutação ZCS-PWM para Fontes de Alimentação de Sistemas de Telecomunicações”, anais do 4^o COBEP, 1997, pp. 153-158;

- [52] C. M. O. Stein, J. R. Pinheiro, H. L. Hey, “Application of the ZCS-Auxiliary Commutation Circuits in Interleaved Boost Converters operating in Critical Conduction Mode”, anais do 15^o IEEE APEC, 2000, CD-ROM;
- [53] H. Choi e B. H. Cho, “Zero-Current-Switching (ZCS) Power Factor Pre-regulator (PFP) with Reduced Conduction Losses”, anais do 17^o IEEE APEC, 2002, CD-ROM;
- [54] F. T. Wakabayashi e C. A. Canesin, “A New Family of Zero-Current-Switching PWM Converters and a Novel HPF-ZCS-PWM Boost Rectifier”, anais do 14^o IEEE APEC, 1999, pp. 605-611;
- [55] F. T. Wakabayashi e C. A. Canesin, “Novel High-Power-Factor Isolated Electronic Ballast for Multiple Tubular Fluorescent Lamps”, anais do 36^o IEEE IAS Annual Meeting, 2001, CD-ROM;
- [56] F. T. Wakabayashi, M. J. Bonato e C. A. Canesin, “Novel High-Power-Factor ZCS-PWM Preregulators”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 48, n^o 2, 2001, pp. 322-333;
- [57] F. T. Wakabayashi e C. A. Canesin, “A High Efficiency HPF-ZCS-PWM Sepic for Electronic Ballast with Multiple Tubular Fluorescent Lamps”, anais do 17^o IEEE APEC, 2002, pp. 924- 930;
- [58] F. T. Wakabayashi e C. A. Canesin, “Novo Reator Eletrônico com Elevado Fator de Potência para Múltiplas Lâmpadas Fluorescentes Tubulares”, Revista Eletrônica de Potência, vol. 6, n^o 1, 2001, pp. 16-24;
- [59] M. J. Bonato, F. T. Wakabayashi e C. A. Canesin, “A Novel Voltage Step Down/Up ZCS-PWM Zeta Converter”, anais do 35^o IEEE IAS Annual Meeting, 2000, in CD-ROM.;
- [60] F. T. Wakabayashi e C. A. Canesin, “Retificador Pré-Regulador Boost com Elevados Fator de Potência e Rendimento, para Sistemas de Telecomunicações”, Revista Eletrônica de Potência, vol. 7, n^o 1, Novembro 2002, pp. 71-78;
- [61] U. Mader and P. Horn, “A Dynamic Model for the Electrical Characteristics of Fluorescent Lamps”, anais do 28^o IEEE IAS Annual Meeting, 1992 , pp. 1928-1934;
- [62] M. Gulko e S. Ben-Yaakov, “Current-Sourcing Parallel-Resonance Inverter (CS-PPRI): Theory and Application as a Fluorescent Lamp Driver”, anais do 8^o IEEE APEC, 1993 , pp. 411-417;
- [63] T. F. Wu, J. C. Hung e T. H. Yu, “A PSpice Circuit Model for Low-Pressure Gaseous Discharge Lamps Operating at High Frequencies”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 44, n^o 3, Junho, 1997, pp. 428-431;

- [64] K. J. Tseng, "Dynamic Model of Fluorescent Lamp Implemented in PSpice", anais do PCC'97, 1997, pp. 859-864;
- [65] S. Ben-Yaakov, "Modeling the High-Frequency Behavior of a Fluorescent Lamp: A Comment on "A PSpice Circuit Model for Low-Pressure Gaseous Discharge Lamps Operating at High Frequencies"", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 45, nº 6, Dezembro, 1998, pp. 947-950;
- [66] L. Wang e S. C. Kuo, "Modeling of High-Frequency Fluorescent Lamp using EMTP", anais do 29º IEEE PESC, 1998, pp.1744-1748;
- [67] T. Liu, K. J. Tseng e D. M. Vilathgamuwa, "A PSpice Model for the Electrical Characteristics of Fluorescent Lamps", anais do 29º IEEE PESC, 1998, pp.1749-1754;
- [68] T. J. Ribarich e J. J. Ribarich, "A New High-Frequency Fluorescent Lamp Model", anais do 34º IEEE IAS Annual Meeting, 1998, pp. 2094-2098;
- [69] P. Zhu e S. Y. R. Hui, "Modeling of a High-Frequency Operated Fluorescent Lamp in an Electronic Ballast Environment", IEE Proceedings on Science, Measurements and Technology, vol. 145, nº 3, Maio, 1998, pp. 111-116;
- [70] M. Sun e B. L. Hesterman, "PSpice High-Frequency Dynamic Fluorescent Lamp Model", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 13, no. 2, Março, 1998, pp. 261-272;
- [71] S. Ben-Yaakov, M. Shvartsas e S. Glozman, "Statics and Dynamics of Fluorescent Lamps Operating at High Frequency: Modeling and Simulation", anais do 14º IEEE APEC, 1999, pp. 467-472;
- [72] N. Onishi, T. Shiomi, A. Okude and T. Yamauchi, "A Fluorescent Lamp Model for High Frequency Wide Range Dimming Electronic Ballast Simulation", anais do 14º IEEE APEC, 1999, pp. 1001-1005;
- [73] C. W. Yi, Y. J. Kim, "Modeling Fluorescent Lamp for Electronic Ballast", anais do PIEMC'2000, 2000, pp. 1451-1455;
- [74] A. T. K. Ng, W. H. Ki, P. K. T. Mok e J. K. O. Sin, "Lamp Modeling for Design of Dimmable Electronic Ballast", anais do 31º IEEE PESC, 2000, pp. 1358-1362;
- [75] G. W. Chang, S. K. Chen e G. Chen, "Harmonic Domain Modeling of Fluorescent Lamp with Electromagnetic Ballast", anais do Power Engineering Society Summer Meeting, 2001, pp. 267-270;
- [76] G. C. Hsieh, C. H. Lin, "Harmonized Strategy for Breaking the Striations in the Fluorescent Lamp", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 48, no. 2, Abril, 2001, pp. 352-366;

- [77] H. H. Cardoso, R. N. Marques, P. G. Barbosa e H. A. C. Braga, “Modelos de Lâmpada Fluorescente visando Simulação no PSpice”, anais do 14^o CBA, 2002, pp. 473-479;
- [78] M. Cervi, A. R. Seidel, F. E. Bisogno, R. N. Prado, “Fluorescent Lamp Model Employing Tangent Approximation”, anais do 33^o IEEE PESC, 2002, pp. 187-191;
- [79] M. Cervi, A. R. Seidel, F. E. Bisogno, R. N. Prado, “Fluorescent Lamp Model Based on the Equivalent Resistance Variation”, anais do 38^o IEEE IAS Annual Meeting, 2002, pp. 680-684;
- [80] E. E. Hammer, “Effects of Ambient Temperature on the Performance of Bent Tube Fluorescent Lamps”, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 25, no. 2, Março / Abril, 1989, pp. 216-223;
- [81] Origin 7.0 Evaluation/Demo Software, Originlab, <http://www.originlab.com>;
- [82] W. R. Alling, “Important Design Parameters for Solid-State Ballasts”, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 25, no 2, Março / Abril, 1989, pp. 203-207;
- [83] A. K. S. Bhat, C. Wei-qun, “Analysis, Selection, and Design of Resonant Inverters for Electronic Ballasts”, anais do 25^o IEEE PESC, 1994, pp. 796-804;
- [84] F. E. Bisogno, A. R. Seidel, R. Holsbach e R. N. Prado, “Resonant Filter Applications in Electronic Ballast”, anais do 37^o IEEE IAS Annual Meeting, 2002, pp. 348-354;
- [85] M. C. Cosby e R. M. Nelms, “Design a Parallel-Loaded Resonant Inverter for an Electronic Ballast Using the Fundamental Approximation”, anais do 8^o IEEE APEC, 1993, pp. 418-423;
- [86] Z. Li, P. K. T. Mok, W. H. Ki e J. K. O. Sin, “A Simple Method to Design Resonant Circuits of Electronic Ballast for Fluorescent Lamps”, anais do IEEE-ISCAS’97, 1997, pp. 1744-1747;
- [87] R. N. Prado, A. R. Seidel, F. E. Bisogno, M. A. D. Costa, “A Design Method for Electronic Ballast for Fluorescent Lamps”, anais do 26^o IEEE IECON, 2000, pp. 2279-2284;
- [88] T. J. Liang, C. A. Cheng, W. B. Shyu e J. F. Chen, “Design Procedure for Resonant Components of Fluorescent Lamps Electronic Ballast Based on Lamp Model”, IEEE-PEDS’01, 2001, pp. 618-622;
- [89] C. A. Cheng, T. J. Liang, C. M. Chuang e J. F. Chen, “A novel Method of Using Second-Order Lamp Model to Design Dimmable Fluorescent Lamps Electronic Ballast”, anais do 27^o IECON, 2001, pp. 1033-1037
- [90] “IR2159/IR21591 – Dimming Ballast Control IC”, Data Sheet n^o PD60169-C, International Rectifier, <http://www.irf.com>;

- [91] “Ballast Designer – version 3.0.40”, programa computacional, <http://www.irf.com>;
- [92] T. Ribarich, E. Thompson, A. Mathur, “IR21571: Dual Lamp Ballast: Parallel Configuration”, Application Note an1019, International Rectifier, <http://www.irf.com>;
- [93] Kitamura, R. A., “Pré-regulador retificador abaixador de tensão com comutação não dissipativa e fator de potência elevado, através da técnica de controle por corrente média imposta”, Dissertação de Mestrado, Universidade Estadual Paulista – Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira, Ilha Solteira(SP), Março-1999;
- [94] G. Spiazzi and P. Mattavelli, “Design criteria for power factor preregulators based on Sepic and Cuk converters in continuous conduction mode”, Anais do IEEE Industry Applications Society, 1994, pp. 1084-1089;
- [95] D. S. L. Simonetti, J. Sebastián e J. Uceda, “The Discontinuous Conduction Mode Sepic and Cuk Power Factor Preregulators: Analysis and Design”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 44, no 5, Outubro, 1997, pp. 630-637;
- [96] G. Spiazzi, “Electromagnetic Compatibility”, Curso apresentado na Universidade Estadual de Campinas – UNICAMP, Campinas (SP), material de apoio disponível para download em: <http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/emc.html>;
- [97] L. Rossetto, S. Buso e G. Spiazzi, “Conducted EMI Issues in a Boost PFC Design”, anais do 20º IEEE INTELEC, 1998, pp. 188-195;
- [98] G. Spiazzi e J. A. Pomílio, “Interaction between EMI Filter and Power Factor Preregulators with Average Current Control: Analysis and Design Considerations”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 46, nº 3, Junho, 1999, pp. 577-584;
- [99] “Westbay Compufilt Lite – version 2.0”, programa computacional, <http://www.westbay.ndirect.co.uk>;
- [100] R. J. Gilleskie, “The Interaction of Electronic Ballasts with lighting and other Controls”, anais do 27º IEEE IAS Annual Meeting, 1992, pp. 1868-1871;
- [101] W. A. Anderson, E. E. Hammer e A. Serres, “The interaction of Infra-Red Controls and Electronic Compact Fluorescent Lamps”, anais do 30º IEEE IAS Annual Meeting, 1995, pp. 2066-2068;
- [102] R. Narasimhan, M. D. Audeh e J. M. Kahn, “Effect of Electronic-Ballast Fluorescent Lighting on Wireless Infrared Links”, anais do ICC’96, 1996, pp.1213-1219;
- [103] S. Kataoka e K. Atagi, “Preventing IR Interference Between Infrared Waves Emitted by High-Frequency Fluorescent Lighting Systems and Infrared Remote Controls”, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 33, nº 1, Janeiro / Fevereiro, 1997, pp. 239-245.

APÊNDICE A

A LÂMPADA FLUORESCENTE

Em termos construtivos, uma lâmpada fluorescente genérica pode ser dividida em cinco partes distintas, genericamente apresentadas na figura A.1 e descritas como seguem [1 e 2]:

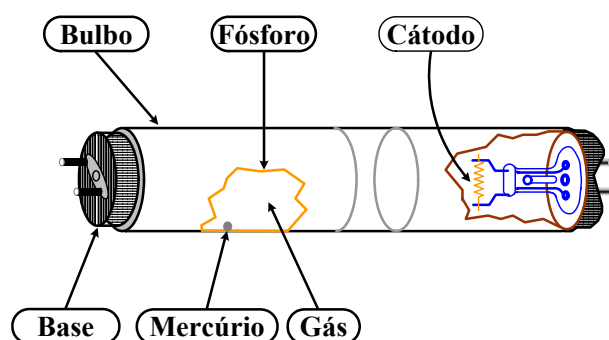


Figura A.1 – Constituição básica de uma lâmpada fluorescente genérica.

- 1) Bases: Têm por objetivo propiciar a conexão elétrica entre a lâmpada e o reator, além de proporcionar sustentação mecânica adequada para que a lâmpada seja acoplada a uma devida luminária;
- 2) Bulbo: Invólucro de vidro, responsável pelo acondicionamento das partes “funcionais” da lâmpada fluorescente, fornecendo um ambiente controlável para a descarga elétrica e para a emissão de radiação ultravioleta. É apresentado em diversos tamanhos e formatos, tornando sua aplicação bastante versátil;
- 3) Eletrodos: Também conhecidos como cátodos, são posicionados em cada uma das extremidades do bulbo, agindo como terminais para o arco elétrico. Os cátodos são cobertos com uma mistura de óxidos alcalinos, tipicamente óxido de cálcio, bário e estrôncio, o que aumenta a emissão de elétrons livres. Tais elétrons formam o arco, colidindo com os elétrons dos átomos de mercúrio e permitindo a emissão de radiação ultravioleta. De acordo com seu modo de operação, podem ser designados como cátodos frios ou cátodos quentes. Eletrodos do tipo cátodo frio podem consistir de cilindros de metal com extremidades vedadas. Lâmpadas de cátodo frio operam com algumas centenas de miliampères, com elevado valor de queda de tensão de cátodo (tensão necessária para a criação de íons e o conseqüente fluxo de elétrons), superior a 50V. Normalmente, para

aplicações em iluminação, lâmpadas de cátodo frio são empregadas em telas de cristal líquido, tais como telas de notebooks, visores de câmeras fotográficas digitais, entre outros. Eletrodos do tipo cátodo quente são geralmente constituídos de um filamento de tungstênio enrolado em forma de espiral, assumindo um formato similar ao filamento encontrado em lâmpadas incandescentes. Durante a operação da lâmpada de cátodo quente, a espiral e sua cobertura de óxidos atingem temperaturas de aproximadamente 1100°C , onde a combinação espiral-cobertura emite grandes quantidades de elétrons com uma reduzida queda de tensão de cátodo, da ordem de dez a doze volts. Em função da menor queda de tensão de cátodo, resultando em maior eficiência, a maioria das lâmpadas fluorescentes é desenvolvida para este tipo de operação

- 4) Gás de Preenchimento: As descargas entre os cátodos das lâmpadas são obtidas através da ionização do gás de mercúrio contido dentro do bulbo, o qual é mantido a baixas pressões. Em conjunto com o gás de mercúrio, uma combinação de outros gases também é introduzida no bulbo, para facilitar a ignição da descarga elétrica. Tipicamente, as lâmpadas fluorescentes do tipo padrão utilizam argônio como principal elemento do gás de preenchimento, associado ainda a outros gases, tais como xenônio, neônio ou criptônio. Esta mistura de gases é facilmente ionizada quando a tensão é aplicada aos terminais da lâmpada, proporcionando um caminho para o arco.
- 5) Fósforo: É o elemento de conversão de parte da radiação ultravioleta, emitida pelos elétrons dos átomos de mercúrio, em luz visível. Vale lembrar que a radiação ultravioleta possui um comprimento de onda compreendido entre 100nm e 400nm, enquanto que o comprimento de onda da luz visível situa-se entre 380nm e 780nm. É possível notar que parte da radiação classificada como ultravioleta, acima de 380nm, é também considerada como luz visível. Fósforo é uma designação genérica para elementos que são excitados pela radiação ultravioleta e são capazes de irradiar a energia com comprimentos de onda na faixa de luz visível. Tais elementos são compostos cristalinos inorgânicos de pureza química excepcionalmente elevada e de composição controlada, aos quais são adicionadas pequenas quantidades de substâncias denominadas “ativadores”, visando transformá-los em materiais fluorescentes eficientes. Basicamente, o fósforo absorve energia da radiação ultravioleta e responde com a emissão de energia na forma de luz visível. A figura A.2 ilustra uma curva de fluorescência de um fósforo típico, mostrando também a faixa de comprimento de onda da energia de excitação do mesmo.

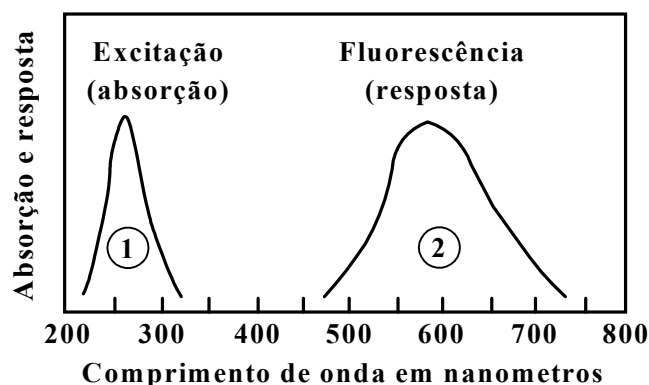


Figura A.2 – Bandas de excitação e fluorescência para uma lâmpada fluorescente.

De acordo com [1], nas lâmpadas fluorescentes, apenas uma pequena parcela da energia total fornecida à lâmpada é convertida em luz visível. Isto porque, neste tipo de lâmpada, a radiação na faixa de comprimento de onda de luz visível é obtida mediante três processos distintos de conversão de energia. O primeiro processo consiste em converter energia elétrica em energia cinética através da aceleração de partículas eletricamente carregadas. Na sequência, tais partículas transferem parte desta energia aos elétrons dos átomos de mercúrio, através das colisões, os quais, por sua vez, emitem energia na forma de radiação eletromagnética, particularmente na faixa de comprimento de onda da radiação ultravioleta. Por fim, no terceiro processo de conversão, esta energia excita a camada de fósforo que cobre a superfície interna do bulbo, sendo então convertida em luz visível. No decorrer de cada processo de conversão, uma parte da energia é naturalmente perdida. A figura A.3 mostra a distribuição percentual de energia convertida em uma lâmpada fluorescente do tipo “branca fria”. Com base nesta figura, 3% da energia total é diretamente convertida em luz visível, enquanto que 53% são empregados para a obtenção de radiação ultravioleta e 44% são transformados diretamente em calor. Cerca de dois terços da energia aplicada à radiação ultravioleta é também convertida em calor, enquanto que o terço restante, cerca de 18% da energia total de entrada, é convertida também em luz visível. Toda a energia convertida em calor distribui-se então nas formas de calor dissipado (42% da energia total) e radiação infravermelha (37% da energia total).

A geração de radiação infravermelha pode tornar-se um problema [1,100-103], na medida que diversos aparelhos eletrônicos são acionados por sistemas de controle remoto que utilizam este tipo de radiação, geralmente empregando receptores de infravermelho para portadoras com frequências entre 33kHz e 40kHz [1, 103].

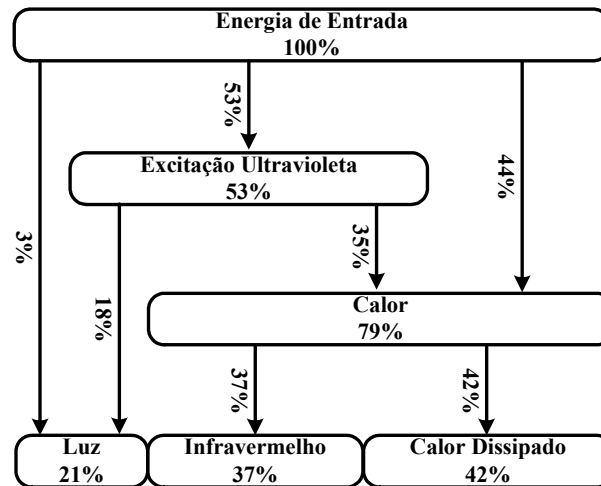


Figura A.3 – Valores percentuais de energia relacionados a cada um dos processos de conversão ocorridos dentro da lâmpada fluorescente.

Para minimizar ou até mesmo eliminar tal problema, é sugerido em [101, 103] que os reatores eletrônicos devam ser operados em frequências fundamentais inferiores a 33kHz ou superiores a 40kHz, incluindo-se ainda nesta limitação as componentes harmônicas significativas de ordem superior.

Em função desta recomendação, é possível observar que cuidados adicionais deverão ser tomados para o projeto de reatores eletrônicos com controle de luminosidade, através da variação da frequência de operação. Uma vez que a redução da intensidade luminosa é conseguida através do aumento da frequência de operação, torna-se prudente então escolher pontos de operação com frequência de chaveamento nominal superior a 40kHz, evitando-se assim a faixa de operação dos receptores de radiação infravermelha comumente difundidos nos aparelhos com controle remoto.

Uma importante consideração acerca da operação de lâmpadas fluorescentes em elevadas frequências reside no aumento da eficiência luminosa (relação lumens/watts) quando em comparação com lâmpadas fluorescentes operadas nas frequências típicas das redes de alimentação em CA (50Hz ou 60Hz). Estudos indicam que o grau de luminosidade das lâmpadas operadas em frequências superiores a 20kHz pode ser incrementado em cerca de 12%, em relação àquelas lâmpadas operadas em 60Hz, para uma mesma potência processada [1 - 3], conforme mostra a figura A.4. Para valores de frequência de operação superiores a 20kHz, o aumento da luminosidade não é significativo, podendo então ser desprezado. Conforme dito anteriormente, a operação em frequências superiores a 20kHz permite ainda a redução do volume e peso dos elementos reativos empregados no reator eletrônico, além da eliminação do ruído audível emitido por tal dispositivo.

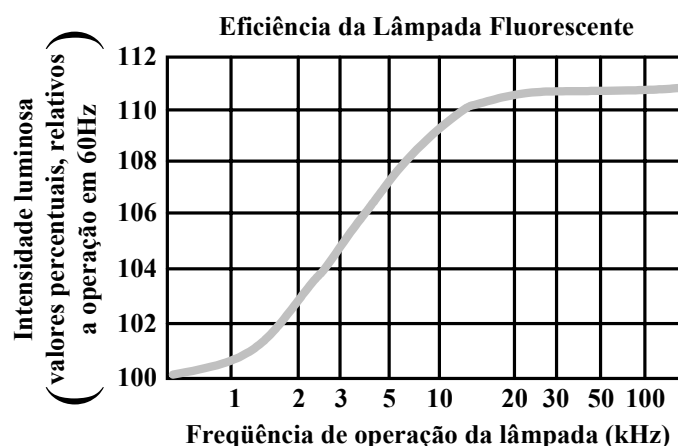


Figura A.4 – Ganho relativo do grau de luminosidade de uma lâmpada fluorescente, em função de sua frequência de operação.

Um fator importante a ser considerado na análise da operação da lâmpada fluorescente é o efeito da temperatura ambiente sobre a luminosidade emitida [1 e 2]. A luminosidade emitida pela lâmpada fluorescente depende da pressão do vapor de mercúrio contido no bulbo, que por sua vez depende obviamente da temperatura. Além da alteração na luminosidade, a temperatura ambiente é também responsável por alterações nas características elétricas da lâmpada fluorescente [39], fazendo com que o valor da potência processada através de si seja alterado, no caso do emprego de reatores eletrônicos operados em malha aberta de controle. A figura A.5 mostra uma curva típica de luminosidade relativa em função da temperatura ambiente [1], em conjunto com curvas de potência processada e eficiência luminosa. É possível notar que, para o exemplo em questão, a temperatura ótima de operação é obtida em torno de 40°C na parede do bulbo, onde a eficiência luminosa é máxima. Diferentes tipos de lâmpadas fluorescentes apresentam diferentes curvas de luminosidade em função da temperatura ambiente. Entretanto, todas as curvas seguem o mesmo padrão, apresentando um ponto ótimo de operação e regiões de depreciação para temperaturas inferiores e superiores ao valor ótimo.

Além das características de operação das lâmpadas fluorescentes, é também imprescindível tecer comentários a respeito da vida útil das mesmas. Em relação à vida útil das lâmpadas de cátodo quente, que são as mais difundidas comercialmente, é possível afirmar que esta é determinada em função da taxa de perda da cobertura de material emissivo depositado nos eletrodos [1].

Parte desta cobertura é retirada dos filamentos durante cada ignição da lâmpada e parte é perdida por evaporação no decorrer da operação normal da lâmpada.

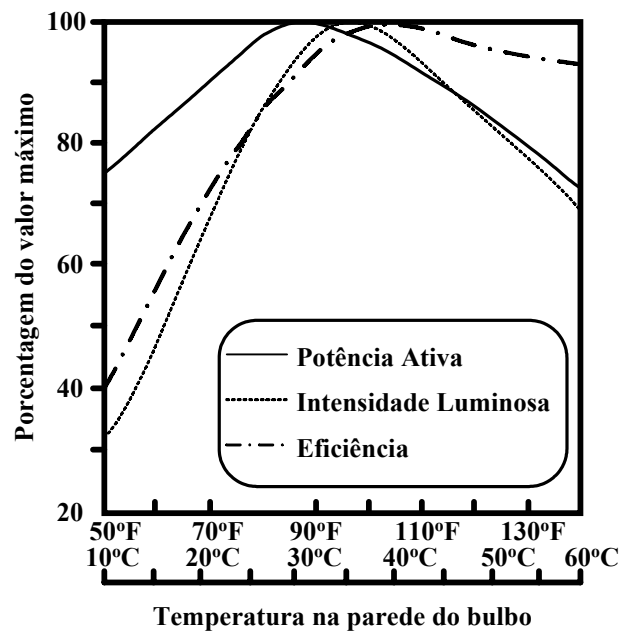


Figura A.5 – Curvas típicas de luminosidade, potência processada e eficiência luminosa, em função da temperatura do bulbo.

O fim da vida útil da lâmpada é atingido quando a cobertura de material emissivo é totalmente removida de um ou de ambos os eletrodos, ou quando a cobertura restante torna-se não-emissiva. Assim sendo, a frequência com a qual a lâmpada fluorescente de cátodo quente é levada à ignição afeta diretamente seu tempo de vida útil. O valor médio nominal de vida útil das lâmpadas fluorescentes é geralmente obtido para ciclos de operação de três horas consecutivas após cada ignição. A figura A.6 ilustra uma curva típica de vida útil de lâmpada fluorescente, na qual os valores foram normalizados adotando-se o tempo de vida útil para ciclos de operação de três horas consecutivas como sendo 100%. É possível notar que quanto maior o tempo do ciclo de operação, após a ignição, maior é a vida útil da lâmpada.

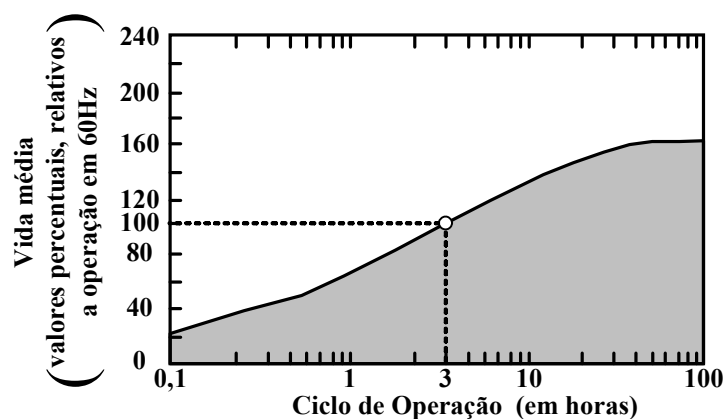


Figura A.6 – Curva de vida média percentual de uma lâmpada fluorescente em função do número de horas dos ciclos de operação.

Uma vez que a ignição desempenha importante papel na determinação da vida útil das lâmpadas fluorescentes, torna-se importante então realizar algumas observações acerca deste processo. É importante observar que as lâmpadas fluorescentes são divididas basicamente em três tipos, a saber: lâmpadas de partida com pré-aquecimento, lâmpadas de partida instantânea e lâmpadas de partida rápida [2]. É importante compreender que, de maneira geral, a ignição das lâmpadas fluorescentes envolve dois processos. No primeiro, os eletrodos são aquecidos, de forma a facilitar a emissão de elétrons livres. Na sequência, o segundo processo consiste em impor tensão suficiente entre os terminais da lâmpada, proporcionando a ionização do gás e o devido fluxo de elétrons livres através do caminho determinado pelo arco elétrico entre os eletrodos.

As primeiras lâmpadas fluorescentes comercializadas eram do tipo partida com pré-aquecimento. À época, na década de 1930, existiam apenas reatores magnéticos, os quais deveriam então prover o aquecimento adequado dos eletrodos e a tensão de ignição necessária à ocorrência da descarga elétrica através do tubo. Este processo de ignição requer alguns segundos para ser completado.

No decorrer da década de 1940, mais precisamente em 1944, a lâmpada de partida instantânea foi concebida com o intuito de eliminar o atraso de acionamento característico das lâmpadas de partida com pré-aquecimento. Nas lâmpadas de partida instantânea, a ignição ocorre imediatamente após a aplicação de um nível de tensão suficientemente elevado entre os terminais, da ordem de 400V a 1000V. Entretanto, os reatores magnéticos utilizados naquela época para a operação destas lâmpadas costumavam apresentar maior volume, maior nível de ruído audível e maiores perdas internas de potência, quando comparados aos reatores magnéticos empregados em lâmpadas de partida com pré-aquecimento.

Em 1952, em função das desvantagens apresentadas pelos sistemas de iluminação fluorescente até então existentes, foi desenvolvida a lâmpada de partida rápida, capaz de combinar as vantagens dos dois sistemas fluorescentes antecessores. A ignição deste tipo de lâmpada ocorre em um intervalo de tempo da ordem de poucas centenas de milissegundos e com uma tensão inferior àquela requerida pelas lâmpadas de partida instantânea. Os reatores magnéticos desenvolvidos para a operação das lâmpadas de partida rápida eram menores, mais baratos e bem menos ruidosos do que os reatores usados para a operação de lâmpadas de partida instantânea.

Com o advento dos reatores eletrônicos, algumas destas considerações, tais como volume e ruído audível, perderam seu significado. Além disso, o processo de ignição pode ser regulado das mais diversas formas, sendo possível obter qualquer um dos três procedimentos

citados (pré-aquecimento, partida instantânea e partida rápida). De qualquer forma, as lâmpadas de partida rápida são atualmente as mais difundidas comercialmente. Entretanto, é importante alertar que, no Brasil, muitos fabricantes de reatores eletrônicos têm comercializado estruturas de partida instantânea, em função de seu menor custo, para serem empregados em lâmpadas de partida rápida. Estudos indicam que tais reatores provocam redução de até 25% da vida útil de lâmpadas de partida rápida, com base em ciclos de operação de três horas consecutivas após cada ignição [1]. Tal fato torna evidente e necessária a proposição de uma política mais severa de fiscalização e de proteção aos direitos do consumidor.

Por fim, a nomenclatura utilizada para a designação das lâmpadas fluorescentes varia de acordo com seu tipo (pré-aquecimento, partida instantânea e partida rápida), sendo que o tipo denominado partida rápida é subdividido em lâmpadas de 40W e abaixo, lâmpadas de 800mA e lâmpadas de 1500mA.

Para compreender mais facilmente o sistema de nomenclaturas, os exemplos a seguir são adotados [2]:

Lâmpadas tubulares de partida com pré-aquecimento:

F4T5/CW

F	4	T	5	CW
↑	↑	↑	↑	↑
Fluorescente	Potência [W]	Formato do Bulbo (tubular)	Diâmetro [oitavos de polegadas]	cor

Lâmpadas tubulares de partida instantânea:

F96T12/CW

F	96	T	12	CW
↑	↑	↑	↑	↑
Fluorescente	Comprimento* [polegadas]	Formato do Bulbo (tubular)	Diâmetro do bulbo [oitavos de polegadas]	Cor

- exceto para F40T12/IS e F40T17/IS, onde o primeiro número representa potência em watts e “IS” significa “Instant Start”.

Lâmpadas tubulares de partida rápida (40W e abaixo)

F30T12/RS/CW

F	30	T*	12*	RS*	CW
↑	↑	↑	↑	↑	↑
Fluorescente	Potência [W]	Formato do Bulbo (tubular)	Diâmetro [oitavos de polegadas]	“Rapid-Start”	Cor

- omitido para lâmpadas padrão de 40W

Lâmpadas tubulares de partida rápida (800mA)

F96T12/HO/CW

F	96	T	12	HO	CW
↑	↑	↑	↑	↑	↑
Fluorescente	Comprimento [polegadas]	Formato do Bulbo (tubular)	Diâmetro [oitavos de polegadas]	“High Output”	Cor

Lâmpadas tubulares de partida rápida (1500mA)

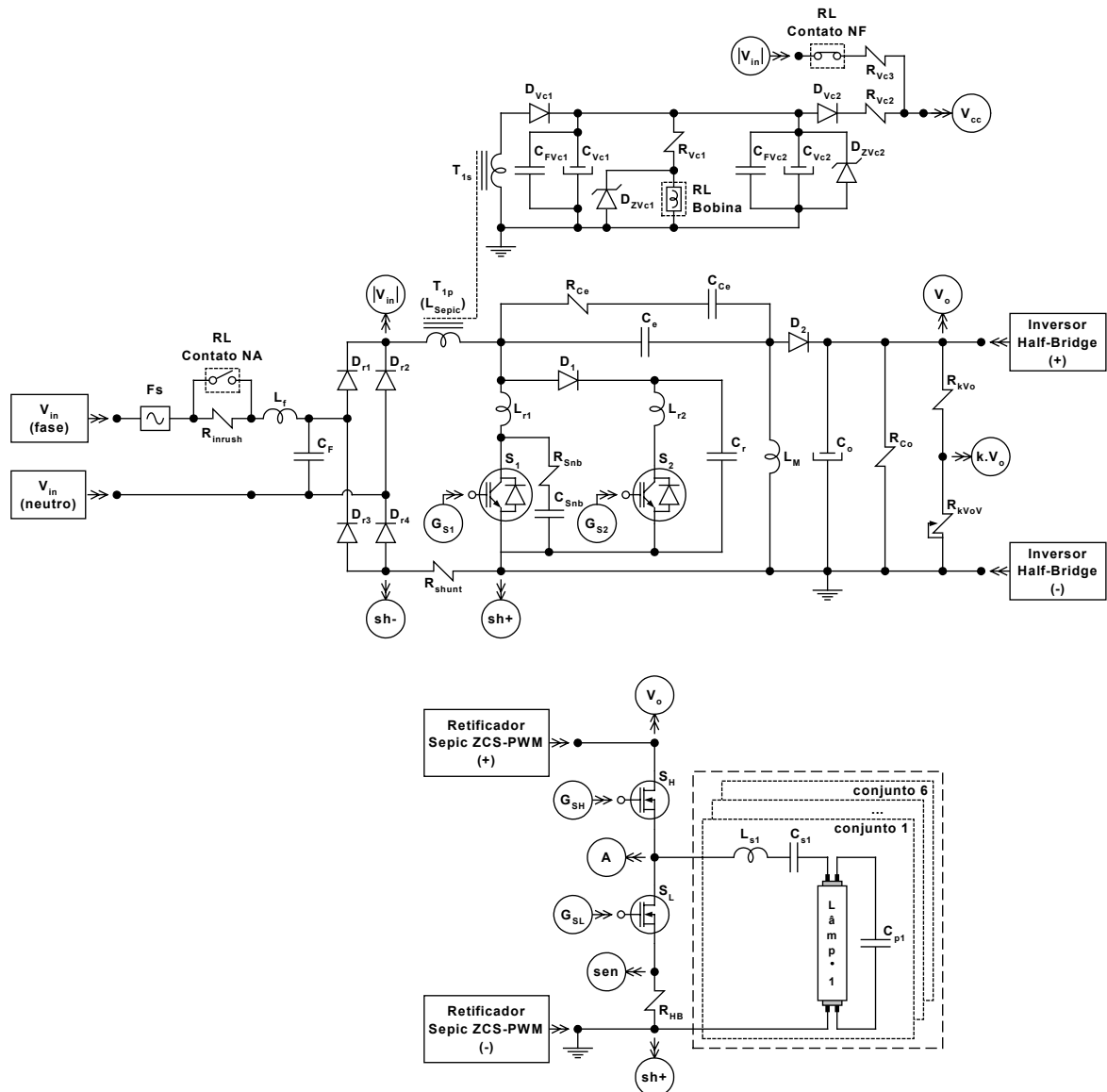
F48T12/CW/1500

F	48	T	12	CW	1500
↑	↑	↑	↑	↑	↑
Fluorescente	Comprimento [polegadas]	Formato do Bulbo (tubular)	Diâmetro [oitavos de polegadas]	Cor	Corrente [mA]

APÊNDICE B

DIAGRAMAS ESQUEMÁTICOS DO REATOR ELETRÔNICO PROPOSTO PARA PROCESSAMENTO DE POTÊNCIA ATÉ 200W

B.1 – DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DO CIRCUITO DE POTÊNCIA



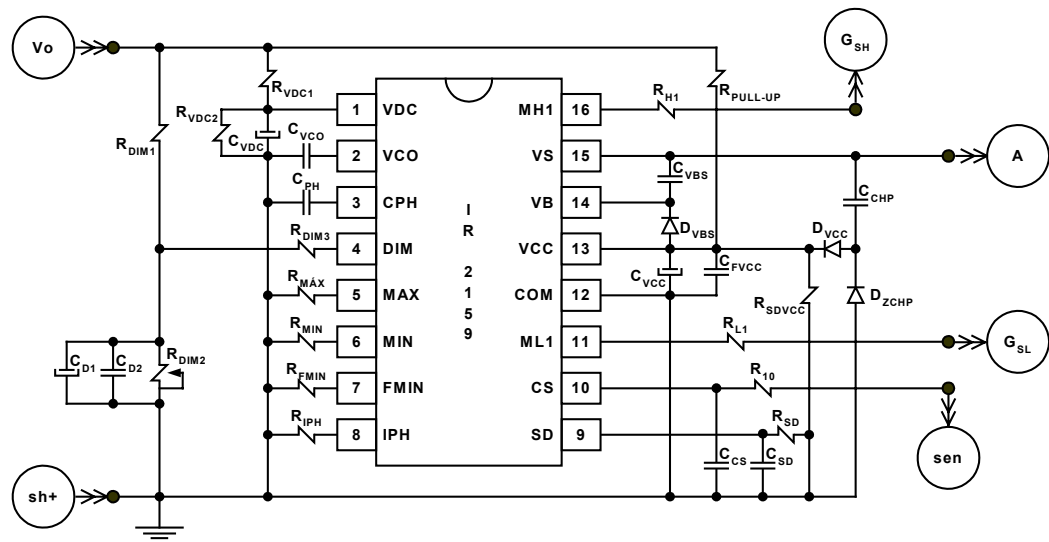
B.2 – LISTA DE MATERIAIS DO CIRCUITO DE POTÊNCIA

Componente	Designação	Especificação
Capacitores	C_{Snb}	330pF; 1,6kV; polipropileno
	C_r	2 // 5,6nF; 1,7kV; MKP
	$C_{p1}, \dots, C_{p6}$	6,8nF; 1,7kV; MKP
	C_e, C_{Ce}	2,2μF; 400V; polipropileno
	C_{FVc1}, C_{FVc2}	100nF
	$C_{s1}, \dots, C_{s6}$	100nF; 250V; MKT
	C_f	470nF; 250V; MKT
	C_{Vc1}	100μF; 63V; eletrolítico
	C_{Vc2}	220μF; 63V; eletrolítico
	C_o	3 // 680μF; 250V; eletrolítico
Diodos	D_{Vc1}, D_{Vc2}	1N4937
	D_{ZVc1}	zener; 15V; 1W
	D_{ZVc2}	zener; 24V; 1W
	$D_{r1}, \dots, D_{r4}$	1N5408
	D_1, D_2	RHRP8100
Fusíveis	F_s	3A; cápsula de vidro
Indutores e Transformadores	L_{r2}	10μH; EE30/14; Litz 27xAWG32; 8esp.
	L_{r1}	20μH; EE30/14; Litz 18xAWG32; 11esp.
	L_f	2mH; Fe-Si; Litz 3xAWG23; 100esp.
	$L_{s1}, \dots, L_{s6}$	835μH; EE30/7; Litz 2xAWG28; 155esp.
	T_1	EE55 primário (L_{Sepic}): 2,5mH; Litz 3xAWG23; 180esp. secundário: Litz 3xAWG29; 20esp.
	L_M	5mH; EE42/20; Litz 2xAWG23; 140esp.
Interruptores	S_1, S_2	HGTP7N60A4D
	S_H, S_L	IRF740
Relés	RL	RP420012
Resistores	R_{HB}	6 // 1Ω; 1W
	R_{shunt}	3 // 1Ω; 3W
	R_{inrush}	2 // 22Ω; 5W
	R_{Vcc2}	220Ω; 3W
	R_{Snb}	180Ω; 5W
	R_{Ce}	220Ω; 5W
	R_{Vcc1}	680Ω; 3W
	R_{Vcc3}	15kΩ; 3W
	R_{kVoV}	trimpot; 20kΩ
	R_{Co}	2 // 220kΩ
	R_{kVo}	330kΩ

B.4 – LISTA DE MATERIAIS DO CIRCUITO DE COMANDO DO ESTÁGIO RETIFICADOR SEPIC ZCS-PWM

Componente	Designação	Especificação
Capacitores	C_{PK}	100pF
	C_{DR}	150pF
	C_{CP}	390pF
	C_{CZ}, C_{TC}	1nF
	C_T	2 // 2,2nF
	$C_{F15V}, C_{F24V}, C_{FF1}, C_{VF}$	100nF
	C_{FF2}	470nF
	C_{SS}, C_{REF}	1 μ F; 63V; eletrolítico
	C_{15V}	22 μ F; 63V; eletrolítico
	C_{24V}	220 μ F; 63V; eletrolítico
Diodos	$D_{S1a}, D_{S1b}, D_{S1c}, D_{S2a}$	1N4148
	$D_{Z1}, D_{ZS1a}, D_{ZS1b}, D_{ZS2a}, D_{ZS2b}$	zener; 15V; 0,5W
Resistores	R_{S1c}, R_{S2b}	10 Ω ; 2W
	R_{S1b}	47 Ω ; 2W
	R_{15V}	270 Ω ; 2W
	R_{S1a}, R_{S2a}	1,2k Ω
	R_{P2}	2,2k Ω
	R_{CL}, R_{MO}	3,3k Ω
	R_{SET}	5,6k Ω
	R_{P1}	15k Ω
	R_{FF3}	18k Ω
	R_{TC}	trimpot; 20k Ω
	R_{ENA}	22k Ω
	R_{Cz}	27k Ω
	R_{VS}	33k Ω
	R_{FF2}	76,8k Ω ; resistor de precisão
	R_{B1}	100k Ω
	R_{VF}	220k Ω
	R_{VAC}	470k Ω
	R_{FF1}	1M Ω
Transístores	Q_{S1}, Q_{S2}	2N2907

B.5 – DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DO CIRCUITO DE COMANDO DO ESTÁGIO INVERSOR HALF-BRIDGE RESSONANTE



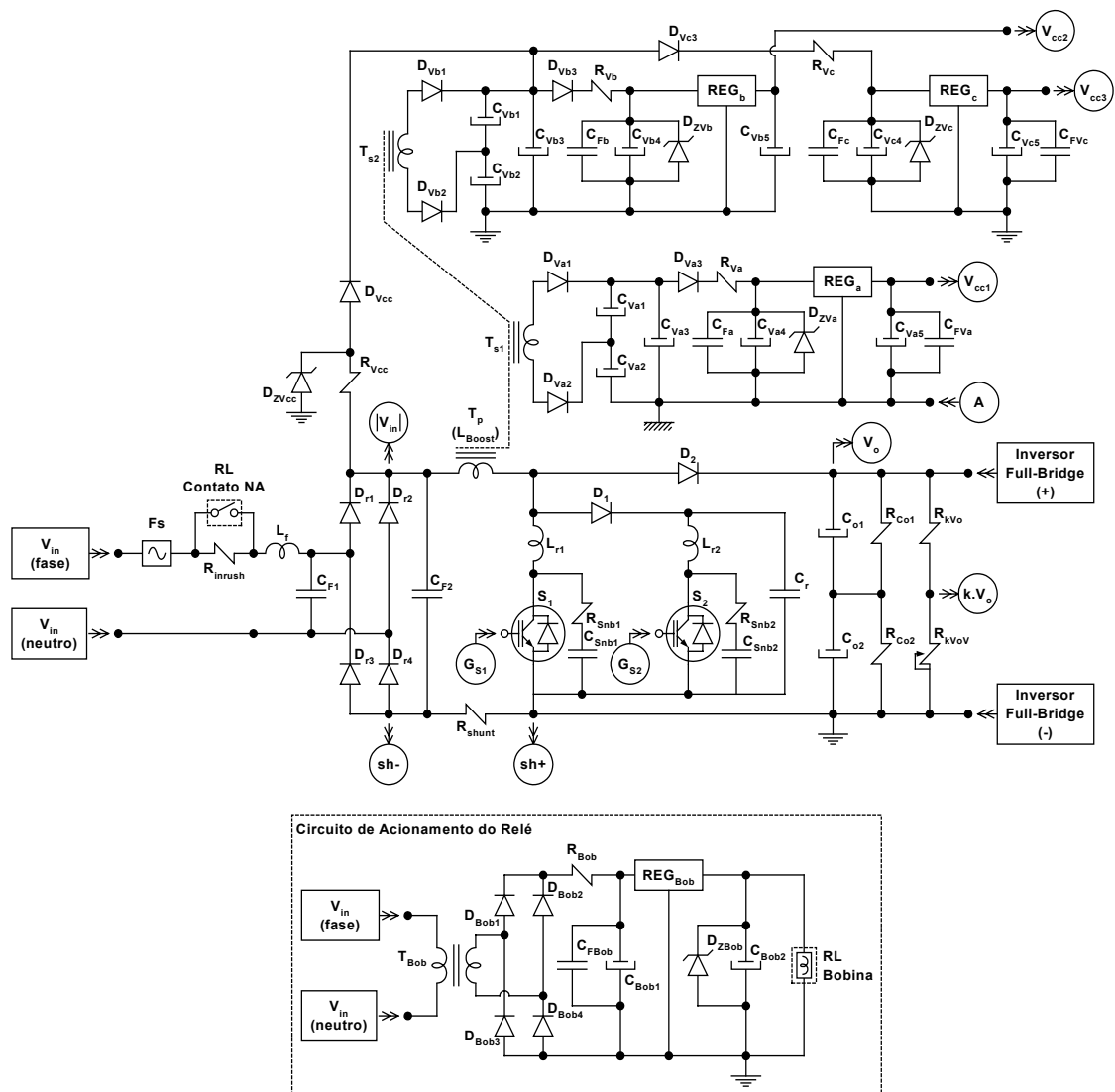
B.6 – LISTA DE MATERIAIS DO CIRCUITO DE COMANDO DO ESTÁGIO INVERSOR HALF-BRIDGE RESSONANTE

Componente	Designação	Especificação
Capacitores	C_{CS}	470pF
	C_{CHP}	3,3nF; 1,7kV; MKP
	$C_{D2}, C_{FVCC}, C_{VBS}, C_{SD}$	100nF
	C_{PH}	220nF
	C_{VCO}	470nF
	C_{D1}, C_{VDC}, C_{VCC}	1 μ F; 63V; eletrolítico
Diodos	D_{VBS}, D_{VCC}	1N4937
	D_{ZCHP}	zener; 15V; 1W
Resistores	R_{H1}, R_{L1}	10 Ω ; 2W
	R_{10}	1,2k Ω
	R_{DIM3}	5,6k Ω
	$R_{MÁX}$	7,68k Ω ; resistor de precisão
	R_{IPH}	12k Ω
	R_{DIM2}	trimpot; 20k Ω
	$R_{MÍN}$	22k Ω
	$R_{FMÍN}$	27k Ω
	R_{SD}, R_{VDC2}	100k Ω
	$R_{PULL-UP}$	150k Ω
	$R_{DIM1}, R_{VDC1}, R_{SDVCC}$	1M Ω

APÊNDICE C

DIAGRAMAS ESQUEMÁTICOS DO REATOR ELETRÔNICO PROPOSTO PARA PROCESSAMENTO DE POTÊNCIA ATÉ 1200W

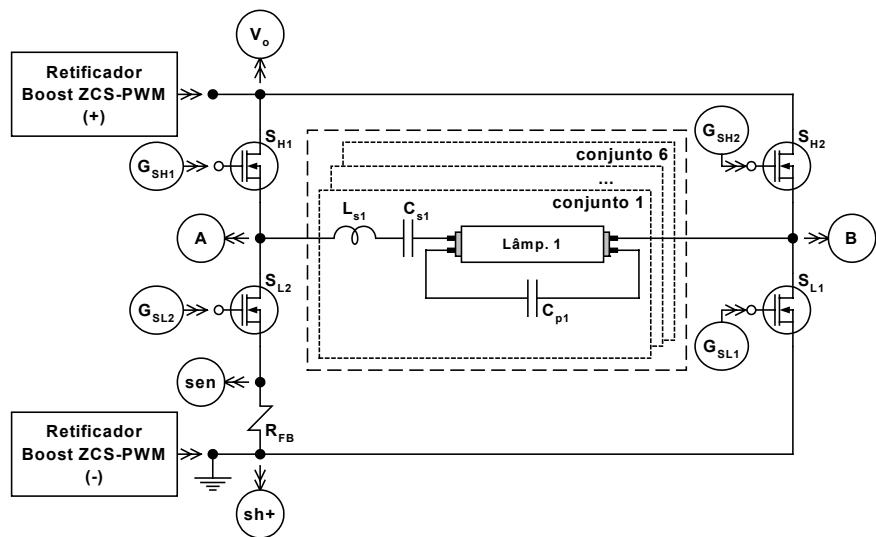
C.1 – DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DO CIRCUITO DE POTÊNCIA DO ESTÁGIO RETIFICADOR BOOST ZCS-PWM



C.2 – LISTA DE MATERIAIS DO CIRCUITO DE POTÊNCIA DO ESTÁGIO RETIFICADOR BOOST ZCS-PWM

Componente	Designação	Especificação
Capacitores	C_{Snb1}, C_{Snb2}	330pF; 1,6kV; polipropileno
	C_r	33nF; 1,4kV; MKP
	$C_{FBob}, C_{Fa}, C_{Fb}, C_{Fc}, C_{FVa}, C_{FVb}, C_{FVc}$	100nF
	C_{F1}, C_{F2}	2,2μF; 400V; polipropileno
	$C_{Va1}, C_{Va2}, C_{Vb1}, C_{Vb2}$	22μF; 63V; eletrolítico
	$C_{Bob2}, C_{Va5}, C_{Vb5}, C_{Vc5}, C_{Bob1}, C_{Va3}, C_{Vc3}, C_{Va4}, C_{Vb4}, C_{Vc4}, C_{Vb3}$	47μF; 25V; eletrolítico
		220μF; 63V; eletrolítico
		2//220μF; 63V; eletrolítico
	C_{o1}, C_{o2}	2 // 680μF; 250V; eletrolítico
Diodos	$D_{Bob1}, \dots, D_{Bob4}$	1N4148
	D_{ZBob}	zener; 12V; 1W
	$D_{ZVa}, D_{ZVb}, D_{ZVc}$	zener; 28V; 1W
	D_{ZVcc}	zener; 30V; 1W
	$D_{Vcc}, D_{Va1}, D_{Va2}, D_{Va3}, D_{Vb1}, D_{Vb2}, D_{Vb3}, D_{Vc3}$	1N4937
	D_{r1}, D_{r2}	SKR26/08
	D_{r3}, D_{r4}	SKN26/08
	D_1, D_2	RHRP8100
Fusíveis	Fs	10A; cápsula de vidro
Indutores e Transformadores	L_{r2}	5μH; ETD39; Litz 60xAWG32; 6esp.
	L_{r1}	6,5μH; ETD39; Litz 45xAWG32; 7esp.
	L_f	1,8mH; Fe-Si; AWG12; 30esp.
	T_{Bob}	127V / 24V opção: 220V / 24V EE65/39
	T	primário (L_{Boost}): 1mH; AWG12; 60esp. secundário 1: AWG20; 6esp. secundário 2: AWG20; 6esp.
Interruptores	S_1, S_2	HGTP12N60A4D
Relés	RL	RP420012
Reguladores de Tensão	REG _{Bob}	LM340T12
	REG _a , REG _b , REG _c	LM7824CT
Resistores	R_{shunt}	20 // 1Ω; 3W
	R_{inrush}	2 // 22Ω; 10W
	R_{Snb1}, R_{Snb2}	100Ω; 5W
	R_{Bob}	150Ω; 3W
	R_{Va}, R_{Vb}, R_{Vc}	220Ω; 3W
	R_{Ce}	220Ω; 5W
	R_{Vcc}	10kΩ; 2W
	R_{kVoV}	trimpot; 20kΩ
	R_{Co1}, R_{Co2}	100kΩ
	R_{kVo}	470kΩ

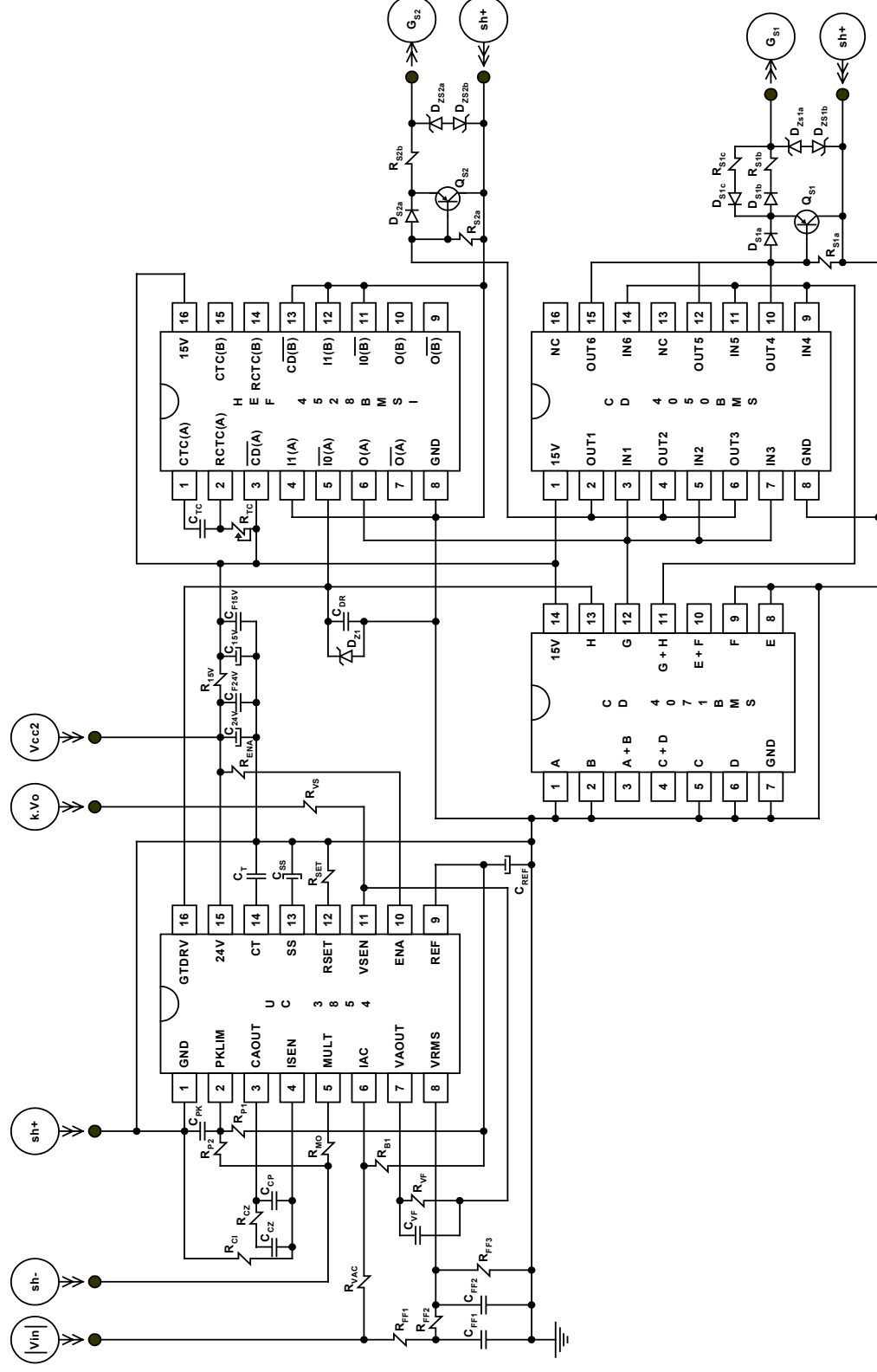
C.3 – DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DO CIRCUITO DE POTÊNCIA DO ESTÁGIO INVERSOR FULL-BRIDGE RESSONANTE



C.4 – LISTA DE MATERIAIS DO CIRCUITO DE POTÊNCIA DO ESTÁGIO INVERSOR FULL-BRIDGE RESSONANTE

Componente	Designação	Especificação
Capacitores	$C_{s1}, \dots, C_{s30}$	100nF; 250V; MKT
	$C_{p1}, \dots, C_{p30}$	6,8nF; 1,7kV; MKP
Indutores	$L_{s1}, \dots, L_{s30}$	2,55mH; EE30/7; Litz 2xAWG28; 250esp.
Resistores	R_{FB}	15 // 1Ω; 2W

C.5 – DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DO CIRCUITO DE COMANDO DO ESTÁGIO RETIFICADOR BOOST ZCS-PWM

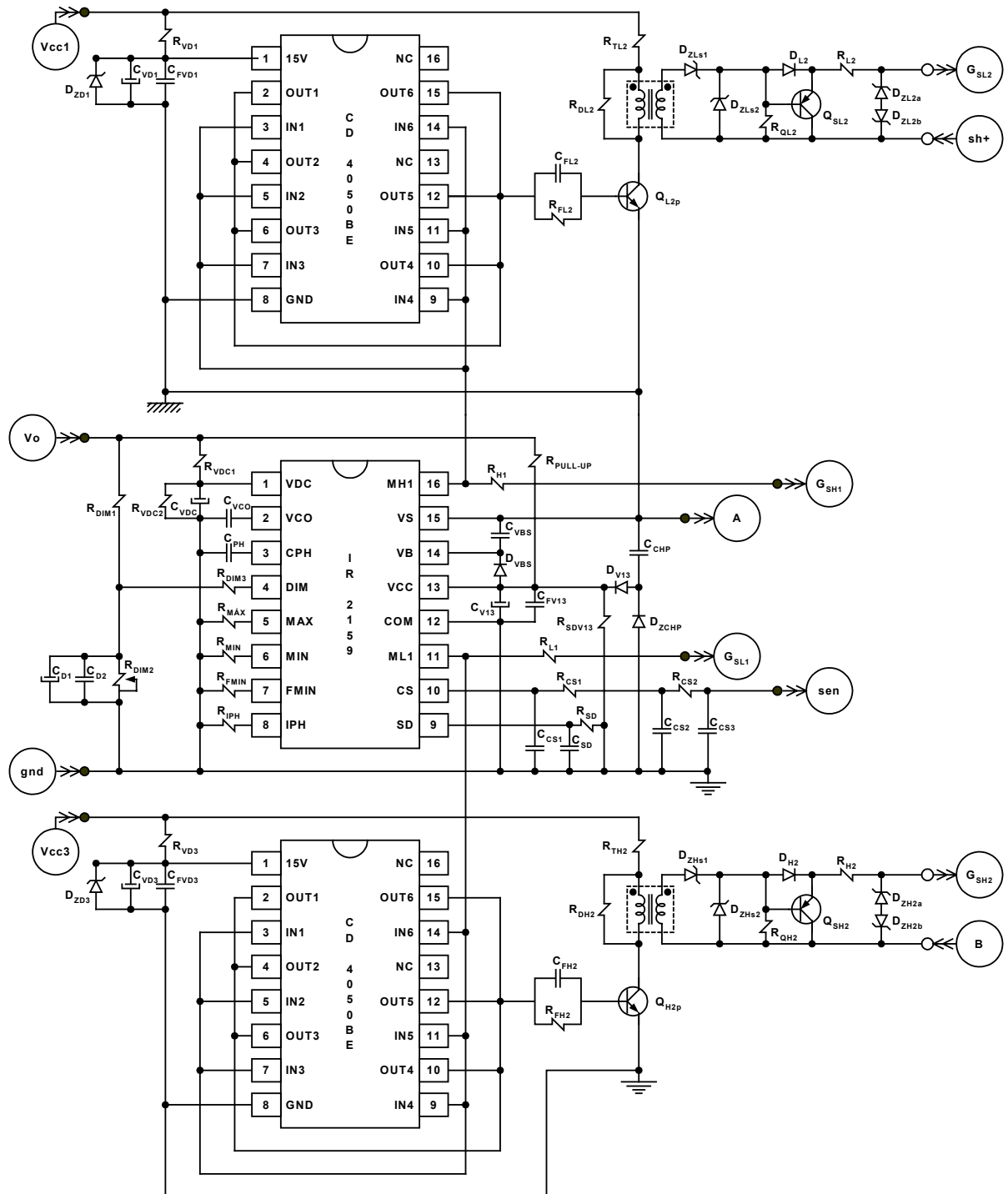


C.6 – LISTA DE MATERIAIS DO CIRCUITO DE COMANDO DO ESTÁGIO RETIFICADOR BOOST ZCS-PWM

Componente	Designação	Especificação
Capacitores	C_{PK}	100pF
	C_{DR}	150pF
	C_{CP}	390pF
	C_{CZ}, C_{TC}	1nF
	C_T	2 // 2,2nF
	$C_{F15V}, C_{F24V}, C_{FF1}, C_{VF}$	100nF
	C_{FF2}	470nF
	C_{SS}, C_{REF}	1 μ F; 63V; eletrolítico
	C_{15V}	22 μ F; 63V; eletrolítico
	C_{24V}	220 μ F; 63V; eletrolítico
Diodos	$D_{S1a}, D_{S1b}, D_{S1c}, D_{S2a}$	1N4148
	$D_{Z1}, D_{ZS1a}, D_{ZS1b}, D_{ZS2a}, D_{ZS2b}$	zener; 15V; 0,5W
Resistores	R_{S1c}, R_{S2b}	10 Ω ; 2W
	R_{S1b}	47 Ω ; 2W
	R_{15V}	270 Ω ; 2W
	R_{S1a}, R_{S2a}	1,2k Ω
	R_{P2}	2,2k Ω
	R_{CL}, R_{MO}	3,3k Ω
	R_{SET}	5,6k Ω
	R_{P1}	15k Ω
	R_{FF3}	18k Ω
	R_{TC}	trimpot; 20k Ω
	R_{ENA}, R_{VS}	22k Ω
	R_{Cz}	27k Ω
	R_{FF2}	82k Ω
	R_{B1}	100k Ω
	R_{VF}	150k Ω
	R_{VAC}	470k Ω
	R_{FF1}	1M Ω
Transístores	Q_{S1}, Q_{S2}	2N2907

C.7 – DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DO CIRCUITO DE COMANDO DO ESTÁGIO

INVERSOR FULL-BRIDGE RESSONANTE



C.8 – LISTA DE MATERIAIS DO CIRCUITO DE COMANDO DO ESTÁGIO INVERSOR FULL-BRIDGE RESSONANTE

Componente	Designação	Especificação
Capacitores	C_{CS3}	100pF
	C_{D2}, C_{CS1}	220pF
	C_{CS2}	470pF
	C_{CHP}	3,3nF; 1,7kV; MKP
	C_{VCO}	47nF
	$C_{PH}, C_{SD}, C_{FVD1}, C_{FVD3}$	100nF
	C_{VBS}	470nF
	C_{D1}, C_{VDC}, C_{V13}	1 μ F; 63V; eletrolítico
	C_{VD1}, C_{VD3}	22 μ F; 63V; eletrolítico
Diodos	D_{L2}, D_{H2}	1N4148
	D_{VBS}, D_{V13}	1N4937
	$D_{ZL2a}, D_{ZL2b},$ D_{ZH2a}, D_{ZH2b}	zener; 15V; 0,5W
	$D_{ZCHP}, D_{ZD1}, D_{ZD3},$	zener; 15V; 1W
	D_{ZHS2}, D_{ZLS2}	zener; 24V; 1W
	D_{ZHS1}, D_{ZLS1}	zener; 30V; 1W
Resistores	R_{H1}, R_{L1}	6,8 Ω ; 1W
	R_{H2}, R_{L2}	10 Ω ; 2W
	R_{TH2}, R_{TL2}	22 Ω ; 2W
	R_{VD1}, R_{VD3}	270 Ω ; 2W
	$R_{CS1}, R_{CS2}, R_{FH2}, R_{FL2}$	1,2k Ω
	R_{DH2}, R_{DL2}	1,5k Ω
	R_{QH2}, R_{QL2}	1,8k Ω
	R_{DIM3}	5,6k Ω
	$R_{MÁX}$	8,2k Ω
	R_{IPH}	22k Ω + 3,3k Ω
	R_{DIM2}	trimpot; 20k Ω
	$R_{MÍN}$	22k Ω + 8,2 k Ω
	$R_{FMÍN}$	22k Ω
	R_{SD}	100k Ω
	$R_{PULL-UP}$	150k Ω
	R_{VDC2}	220k Ω
	R_{VDC1}, R_{SDV13}	1M Ω
	R_{DIM1}	1M Ω + 470k Ω
Transistores	Q_{H2p}, Q_{L2p}	BC637
	Q_{SH2}, Q_{SL2}	2N2907