

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA  
CENTRO DE TECNOLOGIA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**INTEGRAÇÃO DE CONVERSORES ESTÁTICOS  
APLICADOS A SISTEMAS DE ILUMINAÇÃO  
PÚBLICA**

**TESE DE DOUTORADO**

**Tiago Bandeira Marchesan**

**Santa Maria, RS, Brasil**

**2007**

# **INTEGRAÇÃO DE CONVERSORES ESTÁTICOS APLICADOS A SISTEMAS DE ILUMINAÇÃO PÚBLICA**

**por**

**Tiago Bandeira Marchesan**

Tese apresentada ao Curso de Doutorado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Processamento de Energia: Sistemas de Iluminação, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Doutor em Engenharia Elétrica.**

**Orientador: Prof. Dr. Ricardo Nederson do Prado**

**Santa Maria, RS, Brasil**

**2007**

---

© 2007

Todos os direitos autorais reservados a Tiago Bandeira Marchesan. A reprodução de partes ou do todo deste trabalho só poderá ser feita com autorização por escrito do autor.

Endereço: Rua Duque de Caxias, n. 2600, Bairro Medianeira, Santa Maria, RS, 97060-210  
Fone (0xx)55 32218438; End. Eletr: [tiagobm@ieee.org](mailto:tiagobm@ieee.org)

---

**Universidade Federal de Santa Maria  
Centro de Tecnologia  
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica**

A Comissão Examinadora, abaixo assinada,  
aprova a Tese de Doutorado

**INTEGRAÇÃO DE CONVERSORES ESTÁTICOS APLICADOS A  
SISTEMAS DE ILUMINAÇÃO PÚBLICA**

elaborada por  
**Tiago Bandeira Marchesan**

como requisito parcial para obtenção do grau de  
**Doutor em Engenharia Elétrica**

**COMISSÃO EXAMINADORA:**

---

**Ricardo Nederson do Prado, Dr.**  
(Presidente/Orientador)

---

**Alexandre Campos, Dr. (UFSM)**  
(Co-Orientador)

---

**Arnaldo José Perin, Dr. (UFSC)**

---

**Carlos Alberto Canesin, Dr. (UNESP)**

---

**Álysson Raniere Seidel, Dr. (UPF)**

Santa Maria, 20 de dezembro de 2007.

*A formação não se constrói por acumulação  
(de cursos, de conhecimentos ou de técnicas),  
mas sim através de um trabalho de reflexividade  
crítica sobre as práticas e de (re) construção permanente  
de uma identidade pessoal. Por isso é tão importante investir  
a pessoa e dar um estatuto ao saber da experiência.  
(NÓVOA)*

*A Deus e a  
Mãe Três Vezes Admirável de Schoenstatt,  
que sempre me iluminam.*

*A minha namorada Giana,  
pelo amor e companheirismo.*

*Ao meu irmão Lucas,  
pela amizade inigualável.*



*Aos meus pais,  
Alverino e Ana Rita,  
porque são meu exemplo  
a ser seguido.*

## AGRADECIMENTOS

Ao Professor Ricardo Nederson do Prado por acreditar em minha capacidade desde a graduação e investir sua orientação e amizade durante estes nove anos de convívio.

Ao Professor Alexandre Campos, meu co-orientador neste trabalho, que sempre esteve presente para discutir novas idéias com muita dedicação e amizade.

Ao Professor Marcos Alonso e a todos os demais amigos da *Universidad de Oviedo* (Espanha), pelo apoio durante os seis meses em que realizei meu curso de doutorado naquela instituição.

Aos professores da Graduação e da Pós-Graduação que nunca pouparam esforços para transmitir seus conhecimentos.

Aos funcionários do NUPEDDE Fernando, Anacleto e Zulmar que sempre me apoiaram e contribuíram em todas as atividades práticas deste trabalho.

A Cleonice Oliveira, secretária da PPGEE, pela dedicação e responsabilidade sempre dispensadas.

Ao Marco, Cris e Gabi, meus fiéis escudeiros durante minha estada na Espanha, demonstrando serem verdadeiros amigos.

Aos colegas engenheiros Murilo Cervi, Rafael Costa, Rafael Pinto, Álysson Seidel, Douglas Pappis, Marcelo Freitas, Fabio Tomm, Mauro Moreira, Alessandro de Oliveira, Fabio Bisogno, e a todos os demais que sempre estiveram prontos para proferir seu apoio em todas as questões técnicas, e amizade que sempre me fazem retornar ao GEDRE com muita alegria para dar continuidade ao trabalho.

Aos acadêmicos do laboratório, em especial aos que trabalharam mais diretamente comigo neste trabalho, já que nenhum trabalho é realizado sozinho, e não teria sido possível sem o apoio de vocês.

Ao GEDRE que completa 10 anos, por ser minha segunda casa, e do qual tenho a honra de fazer parte há nove anos.

Meus agradecimentos a banca do exame de qualificação e da defesa final de tese, por suas valiosas contribuições na complementação deste trabalho.

A Universidade Federal de Santa Maria na qual realizei toda a minha formação, e que me deu todo o apoio para que eu chegasse até aqui.

A CAPES por ter me propiciado este curso de doutorado e um estágio no exterior que foram muito importantes a minha formação profissional e pessoal.

## **RESUMO**

Tese de Doutorado  
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica  
Universidade Federal de Santa Maria

### **INTEGRAÇÃO DE CONVERSORES ESTÁTICOS APLICADOS A SISTEMAS DE ILUMINAÇÃO PÚBLICA**

AUTOR: TIAGO BANDEIRA MARCHESAN

ORIENTADOR: RICARDO NEDERSON DO PRADO

Data e Local da Defesa: Santa Maria, 20 de dezembro de 2007.

Este trabalho apresenta uma proposta de integração de conversores estáticos para alimentação de lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão (HPS), baseando-se, fundamentalmente, na viabilidade de aplicação deste tipo de lâmpadas a sistemas de iluminação pública. Ao longo do trabalho, é discutida a viabilidade de aplicação das lâmpadas HPS ao sistema de iluminação pública existente na cidade de Santa Maria- RS, evidenciando os parâmetros técnicos necessários ao projeto e desenvolvimento de reatores eletrônicos. A abordagem do fenômeno da ressonância acústica é feita de forma consistente, avaliando-se trabalhos previamente publicados, a fim de se chegar a um método confiável para se alimentar a lâmpada HPS sem a excitação deste fenômeno. Além disso, uma análise do modelo de pequenos sinais da lâmpada traz uma visão dos principais estágios a serem empregados no reator para garantir um funcionamento estável do sistema. A metodologia de integração proposta para alimentação de lâmpadas HPS, através de reatores eletrônicos, sem a excitação do fenômeno da ressonância acústica, busca a redução de custos e a simplicidade do sistema, sem deixar de considerar os procedimentos necessários a uma operação estável e confiável.

Palavras-chaves: Iluminação Pública, Integração de Conversores Estáticos, Lâmpadas de Descarga em Alta Pressão, Reatores Eletrônicos, Ressonância Acústica.

## **ABSTRACT**

Doctoral Thesis  
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica  
Universidade Federal de Santa Maria, RS, Brasil

### **INTEGRAÇÃO DE CONVERSORES ESTÁTICOS APLICADOS A SISTEMAS DE ILUMINAÇÃO PÚBLICA (AN INTEGRATION OF STATIC CONVERTERS APPLIED TO PUBLIC LIGHTING SYSTEMS)**

AUTHOR: TIAGO BANDEIRA MARCHESAN  
ADVISOR: RICARDO NEDERSON DO PRADO  
Place and Date: Santa Maria, december 20, 2007.

This work presents a family of integrated electronic ballasts applied to the public lighting system. The electronic ballasts are designed to supply High-Pressure Sodium lamps according to the desired lamp operation characteristics. The viability of use High-Pressure Sodium lamps in the public lighting system of Santa Maria city is studied along this work. Another topic addressed, is the acoustic resonance phenomenon occurrence. It is explained based on a large number of works previously presented in the literature, in order to choose for a reliable method to supply the lamp. The incremental impedance of the High-Pressure Sodium lamp is defined in the frequency domain. This model is used to analyze the lamp and ballast interaction. The presented integrated electronic ballasts to supply High-Pressure sodium lamps take the advantage of low cost and simplicity providing a stable lamp operation.

Keywords: Acoustic Resonance Phenomenon, Electronic Ballasts, High-Pressure Sodium Lamps, Integration of Static Converters, Public Lighting.

**LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS**

APF	Alto Fator de Potência
BBFIB	<i>Buck-Boost Flyback Half-Bridge</i>
BFIB	<i>Bi-Flyback Half-Bridge</i>
BOFIB	<i>Boost Flyback Half-Bridge</i>
BUFIB	<i>Buck Flyback Half-Bridge</i>
CC	Corrente Contínua
FB	Ponte Completa
HB	Meia Ponte
HID	Descarga em Alta Pressão
HPM	Descarga de Vapor de Mercúrio
HPS	Descarga de Vapor de Sódio em Alta Pressão
ICMS	Imposto sobre Circulação de Mercadorias e Prestação de Serviços
LED	<i>Light Emitting Diode</i>
lm/W	Lumens por Watt
MH	Multi-vapor Metálico
PC	Controle de Potência ou Corrente
PFC	Correção do Fator de Potência
RELUZ	Programa Nacional de Iluminação Pública Eficiente
SFIB	<i>Sepic Flyback Half-Bridge</i>
THD	Taxa de Distorção Harmônica
ZFIB	<i>Zeta Flyback Half-Bridge</i>

## LISTA DE SÍMBOLOS

$\eta$	Rendimento
$\xi$	Constante de amortecimento
$\alpha$	Relação entre as indutâncias do estágio PFC e PC
$\beta$	Ângulo de condução da corrente no interruptor compartilhado
$\theta$	Ângulo a partir do qual a tensão da rede passa a ser maior que a tensão do barramento
$\omega_c$	Frequência de corte em rad/s
$\Delta I$	Varição da corrente
$\Delta P$	Varição da potência
$\Delta Q$	Varição da carga
$\Delta V$	Varição da tensão
$\Delta V_b$	Ondulação máxima de tensão no barramento
$C_{1-2}$	Capacitância na saída do conversor <i>Flyback</i> (estágio PC)
$C_3$	Capacitância dos conversores <i>Sepic</i> e <i>Zeta</i>
$C_b$	Capacitor de barramento
$C_f$	Capacitância do filtro de entrada
$C_{ig}$	Capacitância do ignitor
$D$	Razão cíclica
$D_1-D_4$	Diodos da Ponte Retificadora
$D_5$	Diodo dos conversores do estágio PFC
$D_6-D_7$	Diodo do conversor <i>Flyback</i> (estágio PC)

$D_{\max}$	Razão cíclica máxima
$D_{PC}$	Diodo do estágio PC
$D_{PFC}$	Diodo do estágio PFC
$E$	Fonte de tensão contínua
$f$	Frequência da rede de alimentação
$f_c$	Frequência de corte em Hz
$f_{osc}$	Frequência de oscilação
$f_s$	Frequência de comutação
$G_{Fly}(s)$	Função de transferência do conversor <i>Flyback</i>
$G_{PI}(s)$	Função de transferência do controlador Proporcional-Integral
$I_B$	Corrente média de saída do estágio PFC
$\dot{i}_B$	Corrente de saída do estágio PFC
$\dot{i}_{Bo}$	Corrente no indutor do conversor <i>Boost</i>
$\dot{i}_{Bo(pico)}$	Corrente de pico no indutor <i>Boost</i>
$\dot{i}_{Bu}$	Corrente no indutor do conversor <i>Buck</i>
$\dot{i}_{Bu(pico)}$	Corrente de pico no indutor do conversor <i>Buck</i>
$\dot{i}_{BuBo}$	Corrente no indutor do conversor <i>Buck-Boost</i>
$\dot{i}_{D_{PC}}$	Corrente no diodo $D_{PC}$
$\dot{i}_{D_{PFC}}$	Corrente no diodo $D_{PFC}$
$I_{ef_{in}}$	Corrente eficaz da rede elétrica
$I_{ef_{S1}}$	Corrente eficaz no interruptor compartilhado
$\dot{i}_{F1}$	Corrente no primário do conversor <i>Flyback</i> (estágio PFC)
$\dot{i}_{F2}$	Corrente no secundário do conversor <i>Flyback</i> (estágio PFC)
$\dot{i}_{Fly}$	Corrente no primário do conversor <i>Flyback</i> (estágio PC)
$i_{in}$	Corrente de entrada



$I_{in(pico)}$	Corrente de pico na entrada
$I_{pk}$	Corrente de pico
$i_{S1}$	Corrente no interruptor compartilhado $S_1$
$I_{S2}$	Corrente média no interruptor $S_2$
$I_{S3}$	Corrente média no interruptor $S_3$
$I_{S4}$	Corrente média no interruptor $S_4$
$i_{SP1}, i_{SP2}$	Correntes nos indutores do conversor <i>Sepic</i>
$I_x$	Corrente constante
$I_{Z1(pico)}, I_{Z2(pico)}$	Correntes de pico nos indutores do conversor <i>Zeta</i>
$i_{Z1}, i_{Z2}$	Correntes nos indutores do conversor <i>Zeta</i>
$J$	Densidade de corrente
$K$	Constante
$L_{Bo}$	Indutância do conversor <i>Boost</i>
$L_{Bu}$	Indutância do conversor <i>Buck</i>
$L_{BuBo}$	Indutância do conversor <i>Buck-Boost</i>
$L_e$	Indutância equivalente para os conversores <i>Sepic</i> e <i>Zeta</i>
$L_f$	Indutância do filtro de entrada
$L_{F1}$	Indutância do primário conversor <i>Flyback</i> (PFC)
$L_{F2}$	Indutância do secundário conversor <i>Flyback</i> (PFC)
$L_{Fly\_1}$	Indutância do primário do conversor <i>Flyback</i>
$L_{Fly\_2}$	Indutância do secundário do conversor <i>Flyback</i>
$L_{Fly\_3}$	Indutância do terciário do conversor <i>Flyback</i>
$L_{ig1}$	Indutância do primário do ignitor
$L_{ig2}$	Indutância do secundário do ignitor
$L_{S1}, L_{S2}$	Indutâncias do conversor <i>Sepic</i>

$L_{Z1}, L_{Z2}$	Indutâncias do conversor <i>Zeta</i>
$m$	Relação entre a tensão de entrada e a tensão de barramento
$n_1$	Relação de espiras do <i>Flyback</i> (estágio PFC)
$n_2$	Relação de espiras do <i>Flyback</i> (estágio PC)
$NT$	Número de triângulos considerado
$NT_{PC}$	Número de triângulos considerados para o estágio PC
$NT_{PFC}$	Número de triângulos considerados para o estágio PFC
$p$	Pólo
$P_{lamp}$	Potência da lâmpada
$R_c$	Resistência equivalente do conversor
$R_{Fly}$	Resistência do conversor <i>Flyback</i> (estágio PC)
$R_{ig}$	Resistência do ignitor
$R_{lamp}$	Resistência da lâmpada
$S_1$	Interruptor compartilhado entre os estágio PFC e PC
$S_{Bo}$	Interruptor controlado do conversor <i>Boost</i>
$S_{Bu}$	Interruptor controlado do conversor <i>Buck</i>
$S_{BuBo}$	Interruptor controlado do conversor <i>Buck-Boost</i>
$S_F$	Interruptor controlado do conversor <i>Flyback</i> (estágio PFC)
$S_{Fly}$	Interruptor controlado do conversor <i>Flyback</i> (estágio PC)
$S_{PFC}$	Interruptor controlado do estágio PFC
$S_S$	Interruptor controlado do conversor <i>Sepic</i>
$S_Z$	Interruptor controlado do conversor <i>Zeta</i>
$T$	Período da rede elétrica
$t_{des}$	Tempo de descarga
$T_S$	Período de comutação

$V_{\beta}$	Tensão a partir da qual a corrente no interruptor compartilhado passa a ser igual a corrente do estágio PC
$V_3$	Tensão no capacitor dos conversores <i>Sepic</i> e <i>Zeta</i>
$V_b$	Tensão no capacitor de barramento
$V_{C1}$	Tensão no capacitor $C_1$
$V_{C2}$	Tensão no capacitor $C_2$
$V_{carga}$	Tensão na carga
$V_g$	Valor de pico da tensão de entrada
$V_{in}$	Tensão da rede de alimentação
$V_{lamp}$	Tensão da lâmpada
$V_{REF}$	Tensão de referência
$V_{Ret}$	Tensão da entrada retificada
$V_{S1}$	Tensão máxima de bloqueio do interruptor compartilhado
$V_{SFB}$	Tensão no interruptor do conversor Ponte Completa
$V_{SHB}$	Tensão no interruptor do conversor Meia Ponte
$X_c$	Reatância do capacitor
$z$	Zero
$Z_{Carga}$	Impedância da carga
$Z_{lamp}$	Impedância da lâmpada

## SUMÁRIO

---

AGRADECIMENTOS .....	ix
RESUMO .....	xi
ABSTRACT .....	xii
LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS .....	xiii
LISTA DE SÍMBOLOS .....	xiv
SUMÁRIO .....	xix
INTRODUÇÃO .....	1

### Capítulo 1

<b>ILUMINAÇÃO PÚBLICA (CASE) .....</b>	<b>4</b>
<b>1.1 Introdução .....</b>	<b>4</b>
<b>1.2 Programa RELUZ .....</b>	<b>5</b>
<b>1.3 Estudo de caso .....</b>	<b>5</b>
1.3.1 Situação no ano de 2001 .....	5
1.3.2 Situação existente (2007) .....	7
1.3.3 Eficientização energética proposta .....	10
<b>1.4 Conclusão .....</b>	<b>12</b>

### Capítulo 2

<b>RESSONÂNCIA ACÚSTICA .....</b>	<b>14</b>
<b>2.1 Introdução .....</b>	<b>14</b>

<b>2.2 Explicação sobre o fenômeno e suas conseqüências .....</b>	<b>14</b>
<b>2.3 Métodos utilizados para não excitar o fenômeno da ressonância acústica .....</b>	<b>15</b>
2.3.1 Operação em corrente contínua (CC) .....	16
2.3.2 Operação em baixa freqüência .....	16
2.3.3 Operação em alta freqüência .....	17
2.3.4 Operação em extra-alta freqüência .....	19
<b>2.4 Conclusão .....</b>	<b>19</b>

## Capítulo 3

<b>MODELO DA LÂMPADA HPS .....</b>	<b>20</b>
<b>3.1 Introdução .....</b>	<b>20</b>
<b>3.2 Conversor utilizado para modelagem .....</b>	<b>20</b>
3.2.1 Projeto do reator eletrônico <i>Buck Full-Bridge</i> .....	21
<b>3.3 Representação matemática do modelo de pequenos sinais ....</b>	<b>23</b>
<b>3.4 Resultados experimentais para modulação de pequenos sinais .....</b>	<b>24</b>
<b>3.5 Definição de um modelo para simulação .....</b>	<b>27</b>
<b>3.6 Conclusão .....</b>	<b>29</b>

## Capítulo 4

<b>REATORES ELETRÔNICOS INTEGRADOS .....</b>	<b>30</b>
<b>4.1 Introdução .....</b>	<b>30</b>
<b>4.2 Processo de ignição de lâmpadas HPS .....</b>	<b>31</b>
<b>4.3 Estágios para alimentação de lâmpadas HPS em baixa freqüência .....</b>	<b>34</b>

4.3.1 Estágio de correção do fator de potência (PFC) .....	34
4.3.2 Estágio controle de potência (PC) .....	37
4.3.3 Estágio inversor .....	37
<b>4.4 Emprego do Inversor Meia Ponte simétrico .....</b>	<b>41</b>
<b>4.5 Reatores eletrônicos integrados para alimentação de lâmpadas HPS .....</b>	<b>43</b>
4.5.1 Metodologia de integração .....	43
4.5.2 Reator eletrônico <i>Boost Flyback Half-Bridge</i> .....	48
4.5.3 Reator eletrônico <i>Buck-Boost Flyback Half-Bridge</i> .....	52
4.5.4 Reator eletrônico <i>Sepic Flyback Half-Bridge</i> .....	55
4.5.5 Reator eletrônico <i>Bi-Flyback Half-Bridge</i> .....	59
4.5.6 Reator eletrônico <i>Zeta Flyback Half-Bridge</i> .....	66
4.5.7 Reator eletrônico <i>Buck Flyback Half-Bridge</i> .....	70
<b>4.6 Conclusão .....</b>	<b>73</b>
 <b>Capítulo 5</b>	
<b>PROJETO DOS REATORES ELETRÔNICOS PROPOSTOS .....</b>	<b>74</b>
<b>5.1 Introdução .....</b>	<b>74</b>
<b>5.2 Especificações de projeto .....</b>	<b>74</b>
<b>5.3 Projeto do filtro LC de entrada .....</b>	<b>75</b>
<b>5.4 Projeto do capacitor de saída <math>C_{1-2}</math> .....</b>	<b>76</b>
5.4.1 Projeto pelo critério da máxima ondulação de alta frequência na lâmpada .....	76
5.4.2 Análise de estabilidade para o projeto do capacitor $C_{1-2}$ .....	77
<b>5.5 Projeto do circuito ignitor .....</b>	<b>80</b>
<b>5.6 Reator eletrônico <i>Boost Flyback Half-Bridge</i> .....</b>	<b>81</b>
5.6.1 Projeto dos estágios integrados .....	81

5.6.2	Ábacos dos valores de tensão e corrente no interruptor compartilhado ( $S_1$ ) .....	86
5.6.3	Resultados experimentais .....	90
<b>5.7</b>	<b>Reator eletrônico <i>Buck-Boost Flyback Half-Bridge</i></b> .....	<b>95</b>
5.7.1	Projeto dos estágios integrados .....	95
5.7.2	Ábacos dos valores de tensão e corrente no interruptor compartilhado ( $S_1$ ) .....	99
5.7.3	Resultados experimentais .....	101
<b>5.8</b>	<b>Reator eletrônico <i>Sepic Flyback Half-Bridge</i></b> .....	<b>105</b>
5.8.1	Projeto dos estágios integrados .....	105
5.8.2	Ábacos dos valores de tensão e corrente no interruptor compartilhado ( $S_1$ ) .....	111
5.8.3	Resultados experimentais .....	111
<b>5.9</b>	<b>Reator eletrônico <i>Bi-Flyback Half-Bridge</i></b> .....	<b>118</b>
5.9.1	Projeto dos estágios integrados .....	118
5.9.2	Ábacos dos valores de tensão e corrente no interruptor compartilhado ( $S_1$ ) .....	120
5.9.3	Resultados experimentais .....	124
<b>5.10</b>	<b>Reator eletrônico <i>Zeta Flyback Half-Bridge</i></b> .....	<b>134</b>
5.10.1	Projeto dos estágios integrados .....	134
5.10.2	Ábacos dos valores de tensão e corrente no interruptor compartilhado ( $S_1$ ) .....	140
5.10.3	Resultados experimentais .....	141
<b>5.11</b>	<b>Reator eletrônico <i>Buck Flyback Half-Bridge</i></b> .....	<b>147</b>
5.11.1	Projeto dos estágios integrados .....	147
5.11.2	Ábacos dos valores de tensão e corrente no interruptor compartilhado ( $S_1$ ) .....	152
5.11.3	Resultados experimentais .....	154
<b>5.12</b>	<b>Conclusão</b> .....	<b>159</b>

## Capítulo 6

<b>ESTUDO COMPARATIVO</b> .....	161
<b>6.1 Introdução</b> .....	161
<b>6.2 Relação <math>\alpha \times m</math></b> .....	161
<b>6.3 Valores de tensão e corrente no interruptor <math>S_1</math></b> .....	161
<b>6.4 Análise dos rendimentos elétricos obtidos</b> .....	164
<b>6.5 Conclusão</b> .....	167

## Capítulo 7

<b>METODOLOGIA DE CONTROLE</b> .....	167
<b>7.1 Introdução</b> .....	167
<b>7.2 Estratégia de Controle</b> .....	168
<b>7.3 Projeto do Controlador</b> .....	170
7.3.1 Definição da planta do sistema .....	170
7.3.2 Projeto do compensador .....	171
7.3.3 Método proposto para o controle da corrente ou da potência .....	172
<b>7.4 Conclusão</b> .....	174
<b>CONCLUSÃO GERAL</b> .....	175
<b>REFERÊNCIAS</b> .....	177
<b>PUBLICAÇÕES DO AUTOR</b> .....	184
<b>APÊNDICE A</b> .....	187



## INTRODUÇÃO

---

No início do século XVIII, após a realização de várias pesquisas, consegue-se uma fonte de iluminação artificial que viria a substituir o fogo, utilizado desde os primórdios. Esta nova fonte de iluminação surge, primeiramente, através de um experimento de uma máquina de descarga em um vácuo imperfeito por volta de 1709.

Porém, a primeira lâmpada elétrica considerada comercialmente viável é criada somente no ano de 1879 por Thomas Edison nos Estados Unidos e Swan na Inglaterra. O princípio de operação daquela nova lâmpada era o aquecimento de um filamento de carbono para a produção de luz visível dando origem à lâmpada incandescente (Harris, 1993).

Desde o surgimento das primeiras lâmpadas de descarga, diversas pesquisas são feitas na busca da combinação de elementos químicos que sejam capazes de converter a descarga elétrica em luz visível, de uma maneira eficaz e duradoura.

A pesquisa e o desenvolvimento contínuo ao longo do tempo resultaram em lâmpadas de descarga com uma melhor eficácia luminosa (lm/W), apresentadas no mercado atual nos mais diversos modelos e potências. Deste modo, a utilização de lâmpadas de descarga em sistemas de iluminação tem tomado o espaço das lâmpadas incandescentes de forma crescente e definitiva. O melhor aproveitamento da energia, a possibilidade da escolha da cor da luz e a alta durabilidade apresentada por essas lâmpadas são algumas das principais vantagens destes sistemas (Bisogno, 2000).

As lâmpadas de descarga se dividem em dois grupos: as lâmpadas de descarga de baixa pressão e as lâmpadas de descarga de alta pressão. As primeiras são mais comumente conhecidas por lâmpadas fluorescentes, que são utilizadas em diversos tipos de aplicações, principalmente, em interiores comerciais e residenciais. Já o segundo grupo tem sido mais difundido pelas lâmpadas de vapor metálico, pelas lâmpadas de vapor de mercúrio, pelas lâmpadas mistas (que não necessitam reator) e pelas lâmpadas de vapor de sódio.

O surgimento das lâmpadas de vapor de mercúrio, por volta de 1930, cria uma nova opção de lâmpada para ser utilizada em sistemas de iluminação pública. Isto se deve, principalmente, ao fato desta possuir alta durabilidade, aceitável índice de reprodução de cores e boa eficácia luminosa.

No ano de 1965, devido as constantes pesquisas na área das lâmpadas de descarga, desenvolve-se a primeira lâmpada comercial de vapor de sódio de descarga em alta pressão

(HPS). A primeira versão é uma lâmpada de 400 W com uma eficácia luminosa de 100 lm/W (Groot, 1986). A grande vantagem desta sobre a lâmpada de vapor de mercúrio é de possuir uma eficácia luminosa cerca de duas vezes maior.

Desde o surgimento das primeiras lâmpadas HPS, uma enorme gama de potências foram desenvolvidas. Atualmente, no mercado, encontram-se lâmpadas que vão desde 35 W até 1000 W.

Ao longo do tempo, diversas fontes de iluminação surgiram com diferentes propósitos de aplicação. Pode-se citar as lâmpadas de multi-vapor metálico (MH), que surgiram em 1964, e que embora não possuam uma eficácia tão elevada quanto as lâmpadas HPS, têm seu espaço para aplicações onde o índice de reprodução de cores é um fator importante (Harris, 1993).

As pesquisas por novas fontes de iluminação continuam. Uma das mais recentes surgiu na década de 90, propondo a utilização de diodos emissores de luz (LEDs) em sistemas de iluminação, até então, somente utilizados como dispositivos de sinalização (Cervi, 2005).

A iluminação pública no Brasil, foco da aplicação deste trabalho, corresponde a aproximadamente 7 % da demanda nacional e a 3,3 % do consumo total de energia elétrica do país. Isto equivale a uma demanda de 2,3 GW e a um consumo de 10,2 bilhões de kWh/ano.

No Brasil, são comumente empregadas, na iluminação pública, lâmpadas de vapor de mercúrio (HPM) que, embora tenham uma elevada vida útil, não possuem uma eficácia luminosa satisfatória, quando comparadas às lâmpadas HPS existentes.

Esta é uma das razões pela qual, em junho de 2000, o Governo Federal Brasileiro lançou o programa nacional de iluminação pública eficiente (RELUZ), que, em 2002, foi prorrogado até 2010. O Programa pretende abranger até 96 % do potencial de conservação de energia da rede nacional de iluminação pública, atualmente composta de 13 milhões de pontos de iluminação, sendo que, 7,5 milhões de pontos, podem ganhar maior eficiência (Eletrobrás, 2006).

O programa RELUZ prevê, principalmente, a substituição das lâmpadas de vapor de mercúrio por lâmpadas HPS. É neste contexto que projetos e desenvolvimentos de sistemas mais eficientes, confiáveis, de baixo custo e que atendam os requisitos de operação das lâmpadas HPS vêm ao encontro das necessidades do sistema de iluminação como um todo.

Neste trabalho, faz-se um estudo da efficientização do sistema de iluminação pública da cidade de Santa Maria, RS, Brasil, através da substituição das lâmpadas HPM utilizadas por lâmpadas HPS, obedecendo aos requisitos do programa RELUZ.

As lâmpadas HPS são geralmente alimentadas por reatores eletromagnéticos. Porém, estes apresentam algumas características indesejáveis, tais como: baixa eficiência, cintilamento, ruído audível e diminuição da vida útil da lâmpada (Youn, 1996). Para resolver tais problemas, têm-se desenvolvido pesquisas na área de reatores eletrônicos para alimentação de lâmpadas de descarga em alta pressão.

A utilização de reatores eletrônicos para a alimentação de lâmpadas de descarga em baixa pressão, tais como as fluorescentes, é uma tecnologia já bem conhecida. Porém, o desenvolvimento de reatores eletrônicos para a alimentação de lâmpadas de descarga em alta pressão, como por exemplo as lâmpadas HPS, ainda encontra vários obstáculos, sendo o principal deles a ocorrência do fenômeno da ressonância acústica, o qual impossibilita a operação das lâmpadas de descarga em alta pressão por reatores eletrônicos convencionalmente empregados para a alimentação de lâmpadas fluorescentes. O fenômeno da ressonância acústica é descrito em detalhes no capítulo 2.

No capítulo 3 obtêm-se o modelo de pequenos sinais da lâmpada HPS, utilizado no projeto e simulação dos reatores propostos no capítulo 4.

No capítulo 4, propõe-se uma família de reatores eletrônicos, através da integração de conversores estáticos, que possam alimentar as lâmpadas HPS utilizadas no sistema de iluminação pública, de forma confiável, com baixo custo de instalação e manutenção, e que atendam os requisitos de operação destas lâmpadas. O projeto destas topologias integradas é mostrado em detalhes no capítulo 5, onde ábacos de projeto são traçados e resultados experimentais são apresentados, a fim de auxiliar o projetista a realizar o melhor projeto possível, dependendo da lâmpada a ser alimentada.

Por fim, no capítulo 6, realiza-se um estudo comparativo entre todas as topologias apresentadas e, no capítulo 7, propõe-se uma metodologia a ser empregada para o controle da potência ou da corrente das lâmpadas HPS, quando alimentadas por reatores eletrônicos.

## CAPÍTULO 1

# ILUMINAÇÃO PÚBLICA (*CASE*)

---

### 1.1 – Introdução

A iluminação pública é essencial à qualidade de vida nos centros urbanos, atuando como instrumento de segurança e cidadania, permitindo que as pessoas desfrutem plenamente do espaço público no período noturno.

Além de estar diretamente ligada à segurança pública no tráfego, a iluminação pública previne a criminalidade, embeleza as áreas urbanas, destaca e valoriza monumentos, prédios e paisagens, facilita a hierarquia viária, orienta percursos e auxilia o melhor aproveitamento das áreas de lazer.

A melhoria da qualidade dos sistemas de iluminação pública traduz-se em melhor imagem da cidade, favorecendo o turismo, o comércio, e o lazer noturno, disseminando a cultura do uso eficiente e racional da energia elétrica, contribuindo, assim, para o desenvolvimento social e econômico da população (Eletrobrás, 2006).

A partir da crise de energia do ano de 2001, a necessidade de implementação de programas de iluminação pública eficiente tornou-se evidente e inadiável, tendo em vista a sua principal característica: redução de demanda no horário de ponta<sup>1</sup> do sistema elétrico, devido à modernização das redes de iluminação pública.

O aumento no consumo de energia elétrica, nas últimas décadas, tem causado um grave problema no setor energético mundial, pois o aumento do fornecimento de energia não tem acompanhado a demanda do sistema. Esse aumento de consumo deve-se, principalmente, ao crescimento econômico mundial e à popularização dos equipamentos eletro-eletrônicos.

Esse problema no setor energético faz com que os órgãos governamentais venham a fomentar pesquisas, tanto na geração da energia elétrica como na efficientização do consumo da mesma, incentivando, principalmente, o desenvolvimento de equipamentos mais eficientes, a fim de otimizar o aproveitamento da energia disponível.

---

<sup>1</sup> Horário de Ponta - Período definido pela concessionária e composto por 3 (três) horas diárias consecutivas, exceção feita aos sábados, domingos e feriados nacionais, considerando as características do seu sistema elétrico (Resolução da ANEEL N.º 456, de 29 de Novembro de 2000).

Considerando que cerca de 3,3% da energia elétrica produzida no Brasil é consumida pelo sistema de iluminação pública, a implantação de lâmpadas, reatores e luminárias mais eficientes é de fundamental importância para evitar desperdícios de energia (Eletrobrás, 2006).

## **1.2 – Programa RELUZ**

O Programa Nacional de Iluminação Pública Eficiente (Reluz), criado pelo Governo Federal, visa o financiamento de projetos destinados a eficiência do sistema de iluminação pública. O programa pretende investir R\$ 2 bilhões até 2010 para tornar eficientes 5 milhões de pontos de iluminação pública e instalar mais 1 milhão de novos pontos no Brasil. Isto significará uma economia de 1.277 GWh/ano de consumo, o que equivale ao gasto aproximado de 686 mil residências brasileiras, com consumo médio de 155 kWh/mês (Eletrobrás, 2006).

Dentre as principais metas do programa está a redução das perdas e melhoria das condições operativas, disponibilidade de carga para atender novos consumidores, melhoria da imagem das cidades e das condições noturnas, minimização dos impactos ambientais decorrentes da implantação de novos empreendimentos energéticos e a criação de uma cultura de uso eficiente e racional da energia elétrica.

O programa também criou um manual de auxílio ao descarte das lâmpadas de vapor de mercúrio, substituídas com o financiamento do programa, a fim de evitar a contaminação ambiental.

## **1.3 – Estudo de Caso**

A fim de ilustrar a eficiência energética obtida pela implantação de lâmpadas HPS no sistema de iluminação pública, propõe-se um estudo de caso da cidade de Santa Maria, RS, Brasil.

### **1.3.1 – Situação no ano de 2001**

Segundo levantamento realizado no ano de 2001, pela Prefeitura Municipal de Santa Maria - RS, a cidade possuía 17.549 pontos de iluminação pública. Estes pontos, de acordo com a lâmpada utilizada, estavam distribuídos como mostra a tabela 1.1.

Observando-se os dados apresentados na tabela 1.1, tem-se uma idéia real dos tipos de lâmpadas, potências e energia consumida em cada ponto de iluminação da cidade, no ano de 2001.

O gráfico da figura 1.1 mostra a porcentagem de utilização de cada lâmpada, dando uma visão geral do sistema que estava implantado na cidade.

TABELA 1.1

LEVANTAMENTO DE DADOS – PREFEITURA MUNICIPAL DE SANTA MARIA, RS – ANO 2001

TIPO DE LÂMPADA	POTÊNCIA (W)	NÚMERO DE LÂMPADAS	RENDIMENTO DO REATOR ELETROMAGNÉTICO	TEMPO DE OPERAÇÃO DIÁRIA CONSIDERADO (h)	CONSUMO DIÁRIO (kWh)	
VAPOR	125	11.578	0,8865	12	19.589,98	
DE	250	3.033	0,8993		10.118,09	
MERCÚRIO	400	1.422	0,9091		7.508,16	
VAPOR	70	30	0,8235		30,60	
DE	250	82	0,9025		272,57	
SÓDIO	360	1.103	0,9023		5.281,16	
	400	4	0,8811		21,79	
FLUORESCENTE	40	12	0,7143		8,06	
INCANDESCENTE	100	1	-		1,20	
	150	16	-		28,80	
MISTA	160	250	-		480,00	
	250	18	-		54,00	
<b>TOTAL</b>	-	<b>17.549</b>	-		-	<b>43.394,41</b>

FONTE: PREFEITURA MUNICIPAL DE SANTA MARIA, 2001

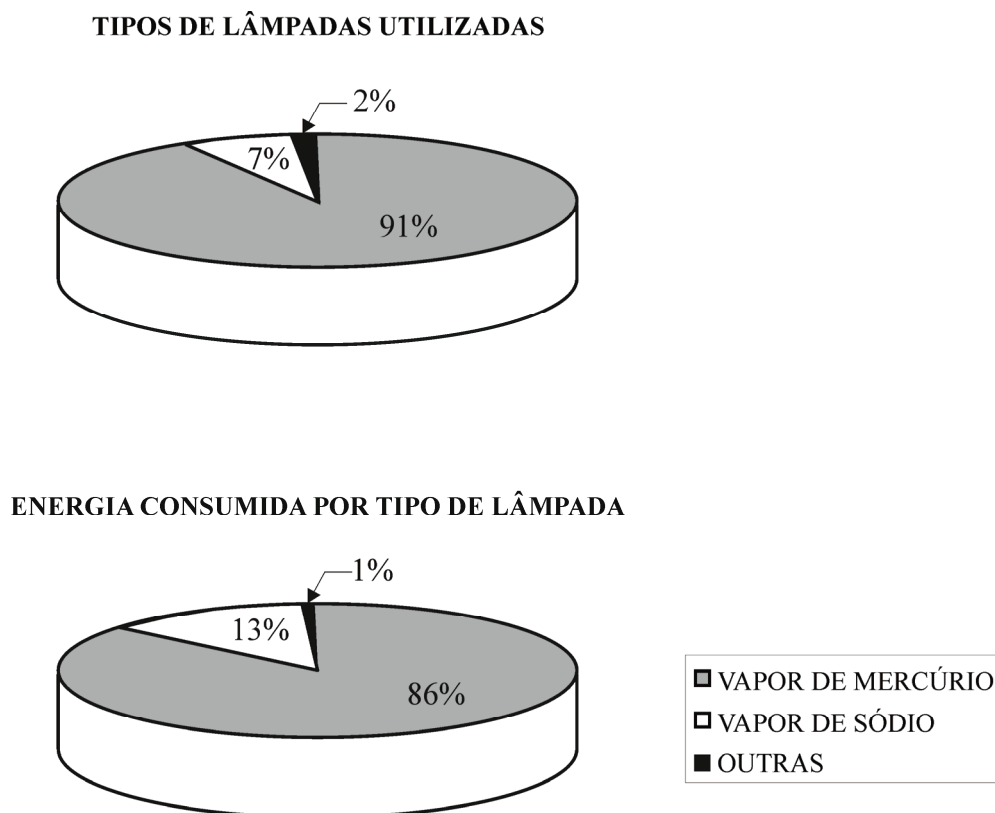
Segundo dados fornecidos pela Prefeitura Municipal da cidade de Santa Maria, o preço do kWh pago à concessionária de energia elétrica é de R\$ 0,195688, incluindo a alíquota de ICMS.

O efetivo desembolso mensal para o sistema da tabela 1.1 é apresentado na tabela 1.2.

TABELA 1.2

DESEMBOLSO MENSAL REFENTE AO GASTO COM ENERGIA ELÉTRICA – PREFEITURA MUNICIPAL DE SANTA MARIA – LEVANTAMENTO 2001

CONSUMO DIÁRIO kWh	CONSUMO MENSAL kWh	CUSTO POR kWh	DESEMBOLSO MENSAL
43.394,41	1.301.832,30	R\$ 0,195688	<b>R\$ 254.752,96</b>



**Figura 1.1** – Porcentagem de cada tipo de lâmpada empregada no sistema de iluminação pública, e parcela de energia consumida, segundo levantamento de dados no ano de 2001 – Prefeitura de Santa Maria - RS.

### 1.3.2 – Situação existente (2007)

Em agosto de 2006, a prefeitura municipal de Santa Maria - RS, através de uma parceria com a concessionária de energia elétrica local, iniciou a efficientização de cerca de 8.450 pontos de iluminação na cidade, substituindo as lâmpadas existentes por lâmpadas HPS, mantendo a equivalência luminosa.

O investimento total foi de R\$ 1.857.889,13, e os valores pagos por ponto substituído, incluindo a mão de obra, estão apresentados na tabela 1.3.

Ao final da efficientização energética, um novo levantamento do sistema foi realizado no ano de 2007.

Segundo os dados constantes no relatório de outubro de 2007, fornecido pela Prefeitura Municipal de Santa Maria, estão instaladas um total de 18.325 lâmpadas na cidade, distribuídas como mostra a tabela 1.4.

TABELA 1.3

VALORES PARA SUBSTITUIÇÃO DE LÂMPADA, REATOR E RELÉ, INCLUINDO MÃO DE OBRA

LÂMPADAS	VALOR	VALOR
	(COM TROCA DA LUMINÁRIA)	(SEM TROCA DA LUMINÁRIA)
70W	R\$ 272,35	R\$ 199,72
150W	R\$ 301,63	R\$ 220,90
250W	R\$ 318,00	R\$ 240,06

TABELA 1.4

LEVANTAMENTO DE DADOS – PREFEITURA MUNICIPAL DE SANTA MARIA, RS – ANO 2007

TIPO DE LÂMPADA	POTÊNCIA (W)	NÚMERO DE LÂMPADAS	RENDIMENTO DO REATOR ELETROMAGNÉTICO	TEMPO DE OPERAÇÃO DIÁRIA CONSIDERADO (h)	CONSUMO DIÁRIO (kWh)
VAPOR DE MERCÚRIO	125	6.670	0,8993	12	11.125,32
	250	1.116	0,8865		3.776,65
VAPOR DE SÓDIO	70	5.434	0,8750		5.216,64
	150	2.734	0,8982		5.478,96
SÓDIO	250	2.159	0,9025		7.176,73
	360	60	0,9022		287,30
FLUORESCENTE	400	94	0,8810		397,50
	40	1	0,7143		0,67
HALÓGENA	150	23	-		41,40
INCANDESCENTE	100	2	-		2,40
VAPOR METÁLICO	250	8	0,9091		26,40
MISTA	160	4	-		7,68
	250	20	-	60,00	
<b>TOTAL</b>	-	<b>18.325</b>	-	-	<b>33.597,65</b>

FONTE: PREFEITURA MUNICIPAL DE SANTA MARIA, 2007

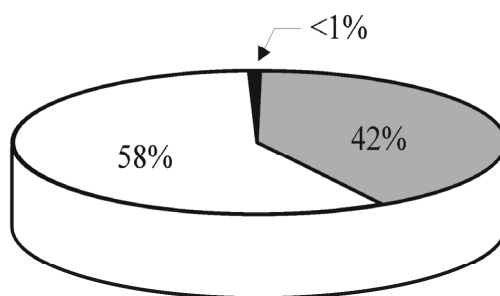
Analisando-se a tabela 1.4 tem-se uma idéia real dos tipos de lâmpadas, potências e energia consumida por lâmpada nos diferentes pontos de iluminação da cidade.

Ainda, através dos gráficos apresentados na figura 1.2, a porcentagem de utilização de cada lâmpada é apresentada, dando uma visão geral do sistema atual.

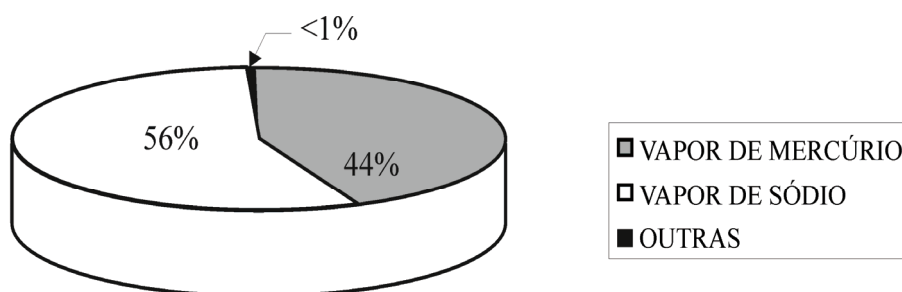
Comparando-se os gráficos da figura 1.1 (sistema em 2001) e 1.2 (sistema em 2007), nota-se um aumento significativo no número de lâmpadas HPS empregadas no sistema, o que propicia uma redução significativa no desembolso mensal da Prefeitura Municipal com o sistema de iluminação pública.



### TIPOS DE LÂMPADAS UTILIZADAS



### ENERGIA CONSUMIDA POR TIPO DE LÂMPADA



**Figura 1.2** – Porcentagem de cada tipo de lâmpada empregada no sistema de iluminação pública, e parcela de energia consumida segundo levantamento de dados no ano de 2007.

O desembolso mensal da prefeitura para o sistema em 2007 é mostrado na tabela 1.5.

**TABELA 1.5**

DESEMBOLSO MENSAL REFENTE AO GASTO COM ENERGIA ELÉTRICA – PREFEITURA MUNICIPAL DE SANTA MARIA, RS – ANO 2007

CONSUMO DIÁRIO kWh	CONSUMO MENSAL kWh	CUSTO POR kWh	DESEMBOLSO MENSAL
33.597,65	1.007.929,50	R\$ 0,195688	<b>R\$ 197.239,71</b>

Comparando-se as tabelas 1.4 (sistema em 2007) e 1.1 (sistema em 2001), constata-se uma significativa melhoria na iluminação pública em relação ao consumo de kWh, mesmo com o número de lâmpadas instaladas sendo maior no sistema atual.

A tabela 1.6 apresenta a diferença de desembolso entre os dois sistemas (2001 e 2007), a economia conseguida com a eficientização realizada e o tempo de retorno para o investimento.

TABELA 1.6

VALOR INVESTIDO NO SISTEMA E COMPARAÇÃO DE GASTOS MENSIS DOS SISTEMAS DE ILUMINAÇÃO

DESEMBOLSO MENSAL ANTERIOR (2001)	R\$ 254.752,96
DESEMBOLSO MENSAL ATUAL (2007)	R\$ 197.239,71
ECONOMIA DO SISTEMA	R\$ 57.513,25
INVESTIMENTO TOTAL	R\$ 1.857.889,13
TEMPO PARA RETORNO DO INVESTIMENTO (MESES)	32,3

Em se conhecendo o número de pontos eficientizados e de acordo com o total investido, pode-se calcular uma estimativa da porcentagem do investimento que foi gasto com a troca de luminárias, tendo como base os valores apresentados na tabela 1.3.

Constatou-se que, 5,815% do valor total investido foi gasto na compra de luminárias, o que corresponde a R\$ 102.095,11.

### 1.3.3 – Eficientização energética proposta

Apesar do investimento realizado no sistema de iluminação pública da cidade de Santa Maria - RS, ainda restam pontos de iluminação a serem eficientizados.

Para cálculo da eficientização total do sistema, supõe-se a substituição de todas as lâmpadas mistas e de vapor de mercúrio, atualmente utilizadas, por lâmpadas HPS, considerando-se que a quantidade de lumens total de cada ponto do sistema de iluminação pública existente não deva ser reduzida.

A equivalência para realização da substituição, seguindo o critério de não alteração da quantidade de lumens total do sistema, é apresentada na tabela 1.7.

TABELA 1.7

EQUIVALÊNCIA PARA SUBSTITUIÇÃO POR LÂMPADAS HPS

LÂMPADA EXISTENTE			LÂMPADA PROPOSTA		
<i>MISTA</i>			<i>HPS</i>		
Potência	Eficácia luminosa	Fluxo luminoso total	Potência	Eficácia luminosa	Fluxo luminoso total
160 W	18,8 lm/W	3.008 lm	70 W	85,8 lm/W	6.006 lm
250 W	22 lm/W	5.500 lm			
<i>VAPOR DE MERCÚRIO</i>			<i>HPS</i>		
125 W	48 lm/W	6.000 lm	70 W	85,8 lm/W	6.006 lm
250 W	50 lm/W	12.500 lm	150 W	90 lm/W	13.500 lm
400 W	55 lm/W	22.000 lm	250 W	108 lm/W	27.000 lm

Seguindo-se a tabela de equivalência (tabela 1.7), tem-se a configuração do sistema de iluminação pública proposto para a cidade de Santa Maria - RS, conforme apresentado na tabela 1.8.

De acordo com o preço do kWh já apresentado, pode-se calcular o desembolso mensal previsto para o sistema proposto de acordo com a tabela 1.9.

**TABELA 1.8**  
SISTEMA DE ILUMINAÇÃO PÚBLICA PROPOSTO – SANTA MARIA, RS, BRASIL

TIPO DE LÂMPADA	POTÊNCIA (W)	NÚMERO DE LÂMPADAS	RENDIMENTO DO REATOR ELETROMAGNÉTICO	TEMPO DE OPERAÇÃO DIÁRIA CONSIDERADO (h)	CONSUMO DIÁRIO (kWh)
VAPOR DE SÓDIO	70	12.128	0,8750	12	11.642,88
	150	3.850	0,8982		7.715,43
	250	2.159	0,9025		7.176,73
	360	60	0,9022		287,30
	400	94	0,8810		397,50
FLUORESCENTE	40	1	0,7143		0,67
HALÓGENA	150	23	-		41,40
INCANDESCENTE	100	2	-		2,40
VAPOR METÁLICO	250	8	0,9091		26,40
<b>TOTAL</b>	-	<b>18.325</b>	-	-	<b>27.290,71</b>

**TABELA 1.9**  
DESEMBOLSO MENSAL DO SISTEMA PROPOSTO – PREFEITURA MUNICIPAL DE SANTA MARIA, RS

CONSUMO DIÁRIO kWh	CONSUMO MENSAL kWh	CUSTO POR kWh	DESEMBOLSO MENSAL
27.290,71	818.721,30	R\$ 0,195688	<b>R\$ 160.213,93</b>

Com a implantação do sistema de iluminação pública proposto, tem-se uma economia mensal em gastos com energia elétrica, em relação ao sistema existente em 2007, de R\$ 37.025,78.

A tabela 1.10 apresenta os pontos de iluminação do sistema de 2007 que ainda deveriam ser substituídos segundo o modelo proposto, e seu respectivo custo de instalação.

Analisando-se o custo para a efficientização total do sistema, e levando-se em conta a estimativa de investimento para a troca de luminárias calculada anteriormente de 5,815 %, pode-se chegar aos valores da tabela 1.11, onde é apresentado o montante ainda necessário

para concluir a instalação do sistema proposto para a iluminação pública da cidade de Santa Maria.

**TABELA 1.10**  
LÂMPADAS A SEREM SUBSTITUÍDAS E SEU RESPECTIVO CUSTO

<b>TIPO DE LÂMPADA EXISTENTE</b>	<b>POTÊNCIA DAS LÂMPADAS (W)</b>	<b>POTÊNCIA DE LÂMPADA HPS PROPOSTA (W)</b>	<b>QUANTIDADE DE LÂMPADAS</b>	<b>CUSTO PARA A SUBSTITUIÇÃO, INCLUINDO MÃO DE OBRA</b>
VAPOR DE MERCÚRIO	250	150	1116	R\$ 246.524,40
	125	70	6670	R\$ 1.332.132,40
MISTA	250	70	20	R\$ 3.994,40
	160		4	R\$ 798,88
<b>CUSTO TOTAL</b>				<b>R\$ 1.583.450,08</b>

**TABELA 1.11**  
INVESTIMENTO TOTAL PARA IMPLANTAÇÃO DO SISTEMA PROPOSTO

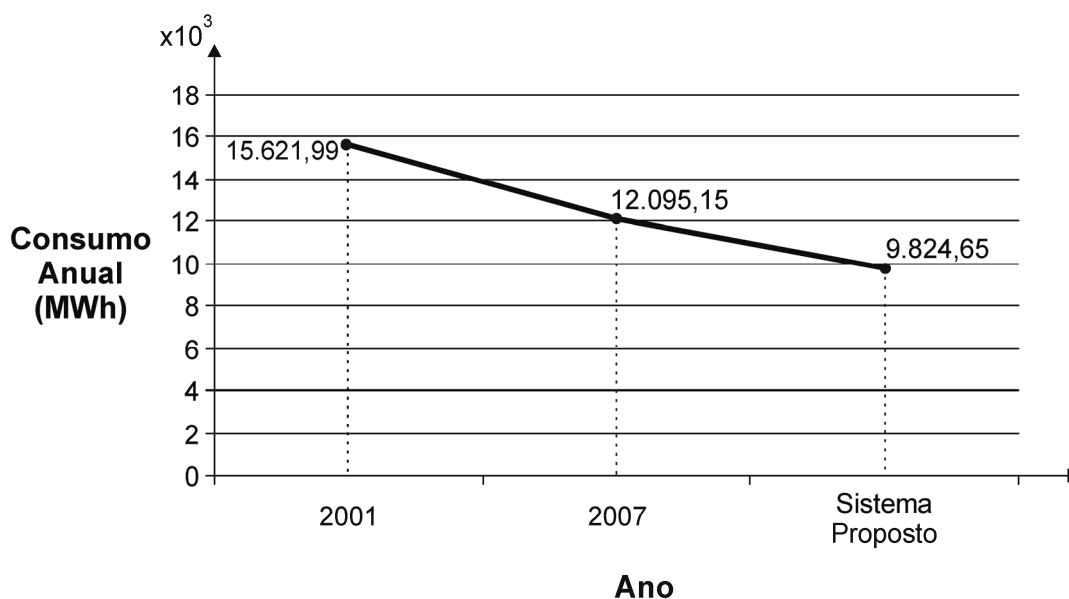
CUSTO TOTAL DAS LÂMPADAS A SEREM SUBSTITUÍDAS	R\$ 1.583.450,08
CUSTO ESTIMADO PARA INSTALAÇÃO DAS LUMINÁRIAS	R\$ 92.077,62
<b>CUSTO PARA IMPLEMENTAÇÃO DO SISTEMA PROPOSTO</b>	<b>R\$ 1.675.527,70</b>

Comparando-se os dados sobre o consumo do sistema em 2001 e o atual (2007), para a iluminação pública de Santa Maria - RS, observa-se que o investimento realizado já possibilitou uma economia de cerca de 22,58%. Com a implantação do sistema proposto uma redução no consumo de 18,77% em relação ao sistema em 2007 ainda pode ser atingida.

Estas comparações podem ser visualizadas na figura 1.3, no gráfico comparativo do consumo anual dos três sistemas.

#### **1.4 – Conclusão**

Diante das necessidades crescentes das populações e a escassez de recursos é de fundamental importância a busca de otimização da aplicação dos recursos financeiros. Um dos itens relevantes na gestão é o controle de gastos com iluminação pública, de responsabilidade, normalmente, dos órgãos públicos municipais.



**Figura 1.3** – Gráfico comparativo entre o consumo anual do sistema anterior (2001), atual (2007) e proposto.

Essa realidade exige que se utilizem sistemas mais eficientes de iluminação pública, com redução de gastos e conseqüente melhoria da eficiência.

A efficientização já realizada no ano de 2007 no sistema de iluminação pública da cidade de Santa Maria - RS proporcionou uma considerável economia para os cofres públicos, facultando o direcionamento desses valores para outras necessidades da população, além de minimizar os impactos ambientais decorrentes da implantação de novos empreendimentos de geração de energia elétrica.

Porém, no intuito de se chegar à efficientização total do sistema, um investimento aproximado de R\$ 1.675.527,70 ainda se faz necessário, pois resultará em uma economia mensal de mais R\$ 37.025,78, montante este que poderá ser redirecionado a outras esferas da administração pública.

O estudo realizado, neste capítulo, baseia-se na substituição das lâmpadas HPM por lâmpadas HPS. Um maior impacto na efficientização energética dos sistemas de iluminação pública pode ser conseguido, ainda, através da utilização de reatores eletrônicos em substituição aos eletromagnéticos convencionais. Esta substituição tem como principal vantagem a possibilidade de variação da intensidade luminosa em determinados períodos, reduzindo-se, ainda mais, o consumo do sistema. É nesta direção, que nos próximos capítulos, são propostas possíveis topologias de reatores eletrônicos para alimentação de lâmpadas HPS.

## CAPÍTULO 2

# RESSONÂNCIA ACÚSTICA

### 2.1 – Introdução

O emprego de reatores eletrônicos para a alimentação de lâmpadas fluorescentes, em alta frequência, é uma tecnologia já consolidada e difundida nos sistemas de iluminação atuais.

Cabe ressaltar que a utilização de reatores eletrônicos para a alimentação de lâmpadas de descarga em alta pressão (HID), ainda encontra algumas barreiras tecnológicas para sua efetiva consolidação no mercado, sendo a principal delas, a ocorrência do fenômeno da ressonância acústica.

Desta forma, as configurações topológicas utilizadas para alimentação de lâmpadas fluorescentes não podem ser diretamente empregadas nas lâmpadas HID. Este é um dos principais fatores que contribui para o grande emprego, ainda, de reatores eletromagnéticos na alimentação destas lâmpadas.

Portanto, para se realizar um projeto eficiente e confiável de um reator eletrônico para a alimentação de lâmpadas HID, é fundamental conhecer as causas e implicações do fenômeno da ressonância acústica.

### 2.2 – Explicação sobre o fenômeno e suas conseqüências

Todos os corpos que possuem massa e certa elasticidade podem vibrar. Vibrações que surgem a partir de excitações externas são chamadas “vibrações forçadas”. Quando uma excitação é periódica (ou oscilatória), o sistema é forçado a vibrar na frequência de excitação. Se a frequência de excitação coincidir com uma das frequências naturais do sistema, uma condição de ressonância é encontrada, e uma vibração de grande amplitude pode surgir (Sinha, 1992).

Na ressonância, a energia transferida entre a fonte de excitação e o sistema vibrante é máxima. Desta forma, uma pequena energia de excitação pode produzir grandes amplitudes de vibração, sendo uma característica indesejável à operação de lâmpadas de descarga.

O fenômeno da ressonância acústica, em lâmpadas de descarga, ocorre quando a frequência imposta, pelo reator, se aproxima de uma das frequências naturais da lâmpada, fazendo com que as ondas de pressão se tornem propagáveis e venham a provocar distúrbio no caminho de descarga (Groot, 1986).

Porém, este distúrbio só é visível se a energia relacionada à frequência de ressonância for suficientemente grande. Todavia, os efeitos da ressonância acústica são detectados mesmo quando não há modificações visíveis no caminho de descarga. Por esta razão, a identificação da ocorrência ou não da ressonância acústica através de inspeção visual não constitui uma forma adequada (Jogerius, 1984; Olsen, 2005).

Nas lâmpadas fluorescentes (lâmpadas de descarga em baixa pressão), as frequências naturais estão localizadas distantes das frequências normalmente utilizadas para sua alimentação (20 kHz – 50 kHz), contrariamente às lâmpadas HID, as quais apresentam frequências naturais localizadas nesta faixa.

Por esta razão, as configurações topológicas normalmente empregadas para alimentação de lâmpadas fluorescentes, não podem ser aplicadas diretamente às lâmpadas HID.

Mudança na cor da luz, instabilidades no caminho de descarga, flutuações na intensidade luminosa e, em situação extrema, a quebra do tubo de descarga, como mostrado na figura 2.1, são algumas das conseqüências causadas pelo fenômeno da ressonância acústica.



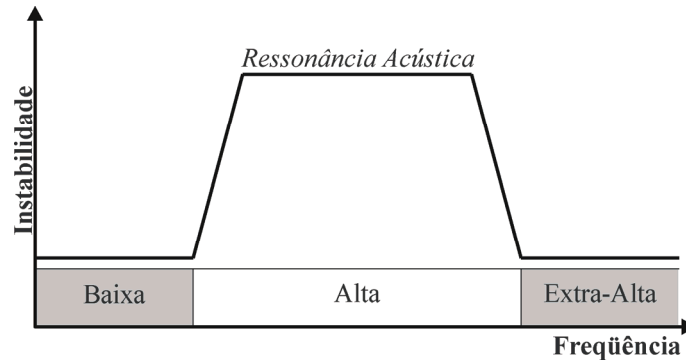
**Figura 2.1** – Tubo de descarga rompido devido ao fenômeno da ressonância acústica (lâmpada HPS 400W) (Epron, 1999).

### **2.3 – Métodos utilizados para não excitar o fenômeno da ressonância acústica**

O projeto e desenvolvimento de reatores eletrônicos para alimentação de lâmpadas HID a fim de garantir uma operação eficiente e confiável é o grande desafio dos

pesquisadores desta área. Nesta direção, diversos trabalhos tem sido publicados na literatura, propondo técnicas para não excitação deste fenômeno.

Pode-se, desta maneira, classificar os métodos apresentados tomando-se como base a figura 2.2.



**Figura 2.2** – Regiões de instabilidade de lâmpadas HID (Fellows, 2003).

### 2.3.1 – Operação em corrente contínua (CC)

Este método consiste em manter constante a potência entregue à lâmpada, evitando, assim, que uma energia aplicada em uma determinada freqüência venha a coincidir com uma das freqüências naturais da lâmpada.

A operação CC causa a deterioração excessiva de apenas um dos eletrodos (cataforese), reduzindo, drasticamente, a vida útil da lâmpada. Por esta razão, este método não é utilizado para evitar a ocorrência do fenômeno da ressonância acústica.

### 2.3.2 – Operação em baixa freqüência

Como é observado na figura 2.2, nesta faixa consegue-se uma operação estável da lâmpada. Isto explica a disseminação no uso de reatores eletromagnéticos que alimentam a lâmpada sob forma de onda senoidal em baixa freqüência.

Uma segunda opção da operação em baixa freqüência é aplicar à lâmpada uma forma de onda quadrada através do emprego de reatores eletrônicos (Có, 2002; Miaosen, 2002; Tsornng, 2002; Marques, 2003; Shen, 2003). Esta possui a vantagem de se evitar a re-ignição a cada semi-ciclo de rede, aumentar a vida útil e melhorar o conforto visual da iluminação.



Dentre os métodos utilizados no intuito de se evitar as conseqüências danosas do fenômeno da ressonância acústica, a opção de alimentar a lâmpada sob forma de onda quadrada em baixa freqüência, através da utilização de reatores eletrônicos, parece ser o método mais confiável e difundido entre os pesquisadores da área.

### 2.3.3 – Operação em alta freqüência

Na faixa de alta freqüência, normalmente utilizada para alimentação de lâmpadas fluorescentes por reatores eletrônicos, diversos métodos são também propostos para a alimentação de lâmpadas HID. Neste trabalho analisam-se alguns dos principais.

#### 2.3.3.1 – Freqüência fixa

Este método consiste na escolha de uma freqüência de operação fora das faixas de ressonância consideradas, isto é, em uma faixa livre de ressonância acústica (Batschauer, 2002; Egert, 2004).

É um método empregado, principalmente, para operação de lâmpadas HPS, pois suas zonas livres de ressonância são as maiores dentre as lâmpadas de descarga em alta pressão.

Porém, diversas são as grandezas que influenciam na localização das zonas livres de ressonância, tais como: potência da lâmpada, geometria do tubo de descarga, pressão interna do tubo e composição dos gases. Estando, ainda, estas grandezas relacionadas ao tempo de utilização da lâmpada e ao fabricante (Fellows, 2003).

Desta forma, torna-se muito difícil prever a localização destas zonas livres de ressonância durante toda a vida útil da lâmpada e para a enorme gama de lâmpadas presentes no mercado.

#### 2.3.3.2 – Método de variação de freqüência randômico

O método proposto por Laskai (1998) e Wei (2001), consiste em limitar a amplitude de cada uma das harmônicas de alta freqüência a um valor máximo através de um espalhamento de espectro, garantindo uma operação livre da ressonância acústica, enquanto a potência total da lâmpada permanece inalterada.

Os resultados experimentais obtidos por Wei (2001) e André (2003) demonstram que o presente método não é capaz de eliminar as instabilidades no arco ao longo de toda a faixa

de frequência, vindo a ser eficaz somente se a frequência central escolhida se encontrar em uma das faixas livres de ressonância. Porém, esta escolha se torna muito difícil devido a influência de diversos fatores, como os já anteriormente citados.

#### 2.3.3.3 – Identificação dos parâmetros elétricos da lâmpada

A identificação dos parâmetros elétricos da lâmpada em tempo real é utilizada para garantir uma operação livre do fenômeno da ressonância acústica. O método consiste em mudar a frequência de operação da lâmpada sempre que houver alguma alteração em uma das grandezas medidas (Caldeira, 1997; Peng, 1997; Zhou, 1999; Phuong, 1999; Hsieh, 2001).

O que deve ser levado em conta, porém, é que algumas vezes o circuito utilizado para identificação dos parâmetros não é capaz de detectar pequenos distúrbios ou, em contrapartida, pode vir a identificar variações de outra natureza que não sejam devidas à ocorrência da ressonância acústica, tais como: reflexos da variação da tensão na rede, mudança da impedância da lâmpada ao longo da vida útil, entre outras. Além disso, com a tecnologia atualmente disponível (sensores, DSP, etc), os custos de implementação se tornam elevados.

#### 2.3.3.4 – Formas de onda não-senoidais

Teoricamente, o fenômeno da ressonância acústica é causado por flutuações na potência da lâmpada em uma frequência que venha a coincidir com uma das faixas propícias à excitação do fenômeno, isto é, se as lâmpadas forem alimentadas em potência constante a ressonância acústica não ocorre (Ching, 2003).

Portanto, se a lâmpada for considerada uma resistência pura e for alimentada por uma forma de onda perfeitamente quadrada em alta frequência, não há a ocorrência do fenômeno da ressonância acústica. Todavia, em aplicações práticas, isto não é possível, pois deve-se considerar os tempos de transição da forma de onda quadrada, o que faz com que o espectro de potência não possua somente a componente contínua.

Uma outra opção é proposta por Alonso (2005) e Moraes (2007), onde a lâmpada é alimentada por uma forma de onda senoidal superposta por sua terceira harmônica. Neste caso, a potência na lâmpada não é perfeitamente constante, entretanto a interferência eletromagnética é reduzida em relação à alimentação com forma de onda quadrada em alta frequência.

Segundo os autores, com a técnica proposta não se detectou o fenômeno da ressonância acústica, porém entende-se que estudos com diferentes tipos de lâmpadas e em diferentes frequências de operação ainda devam ser realizados para comprovar a real efetividade da técnica.

#### 2.3.4 – Operação em extra-alta frequência

Como pode ser verificado na figura 2.2, nesta faixa de frequência não há a ocorrência da ressonância acústica. Alguns trabalhos foram publicados na literatura, alimentando a lâmpada nesta faixa (Gulko, 1997; Masato, 1998; Redl, 1999).

Entretanto, para se efetuar o projeto destes reatores, deve-se considerar as capacitâncias e indutâncias intrínsecas do sistema, aplicando ainda técnicas de comutação suave a fim de reduzir as perdas nos interruptores e a interferência eletromagnética.

## 2.4 – Conclusão

Neste capítulo realiza-se uma breve discussão a respeito da ocorrência da ressonância acústica em lâmpadas HID, descrevendo os principais métodos apresentados na literatura para garantir a não excitação do fenômeno e, desta forma, garantir uma operação estável da lâmpada.

Dentre as técnicas analisadas, algumas das utilizadas para operação da lâmpada em alta frequência, onde a excitação deste fenômeno é iminente, se mostram extremamente atraentes. Entretanto, necessitam de estudos e ensaios adicionais para comprovar a sua real efetividade.

Neste trabalho, opta-se, como técnica para não excitação do fenômeno da ressonância acústica, pela alimentação da lâmpada sob forma de onda quadrada em baixa frequência, pois se trata de um método já bastante difundido e com confiabilidade comprovada através de diversos trabalhos já publicados.

## CAPÍTULO 3

### MODELO DA LÂMPADA HPS

---

#### 3.1 – Introdução

Desde o surgimento das primeiras lâmpadas de descarga, diversos trabalhos têm sido desenvolvidos na busca de um modelo matemático simples e eficaz.

A característica de resistência incremental negativa torna inviável a conexão direta deste tipo de lâmpada à rede elétrica, necessitando-se de um dispositivo (reator) capaz de controlar a corrente na lâmpada, a fim de se garantir uma operação estável (Deng, 1997).

Para se efetuar, no entanto, um projeto adequado do reator é necessário obter-se uma representação matemática da impedância característica da lâmpada.

Diversos trabalhos são propostos, na literatura, para se obter um modelo matemático para as lâmpadas de descarga. Alguns modelos, no entanto, são baseados no princípio físico da descarga, o que os torna, muitas vezes, complexos para a aplicação direta no desenvolvimento de reatores (Herrick, 1980; Laskowski, 1981).

Dentre os modelos estudados, o modelo de pequenos sinais no domínio da frequência parece ser o mais adequado para se avaliar as características da interação reator-lâmpada, pois é simples de ser obtido e capaz de fornecer os parâmetros necessários para se efetuar um projeto adequado (Groot, 1986; Deng, 1997; Ribas, 2002; Alonso, 2005).

Neste capítulo, desenvolve-se um modelo matemático de pequenos sinais para uma lâmpada HPS de 70W, o qual é posteriormente empregado no projeto e desenvolvimento dos reatores eletrônicos propostos para o sistema de iluminação pública.

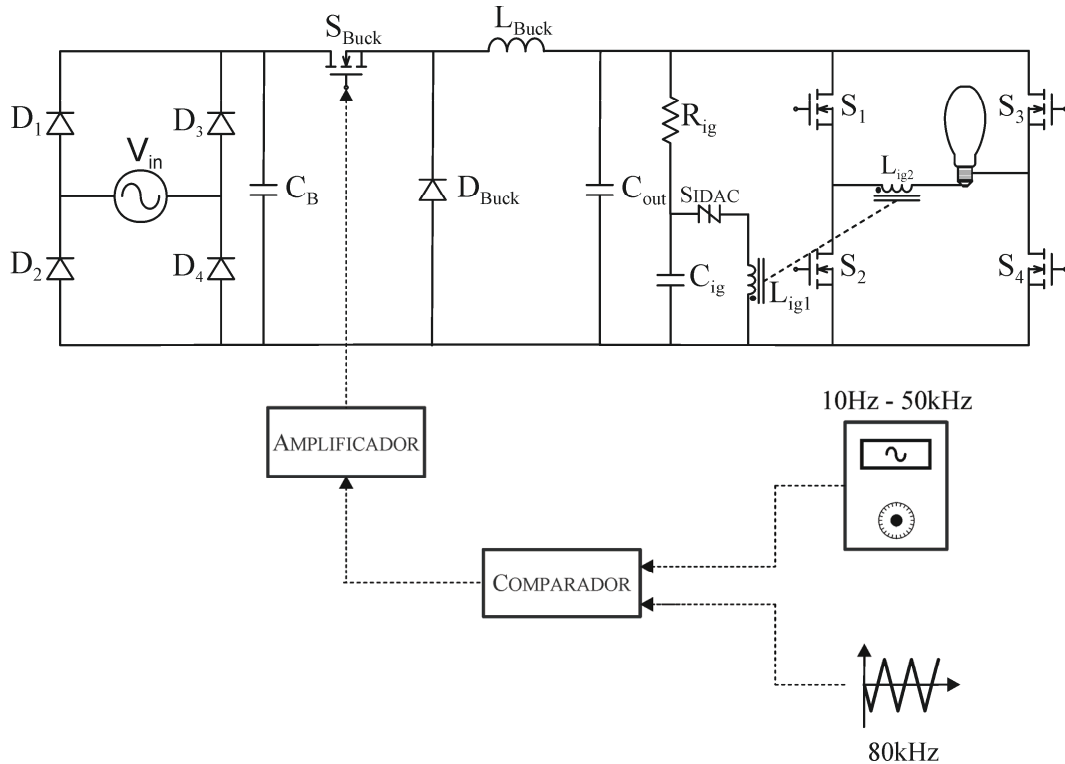
#### 3.2 – Conversor utilizado para modelagem

Para se estudar a impedância incremental da lâmpada através de um modelo de pequenos sinais, uma perturbação de pequena amplitude deve ser aplicada em torno do ponto de operação.

No trabalho desenvolvido por Hu (2001) a perturbação é aplicada considerando uma operação CC da lâmpada em regime permanente. No entanto, para desenvolvimento do

modelo de pequenos sinais proposto neste trabalho, a lâmpada é alimentada com forma de onda quadrada em baixa frequência, pois este será o ponto de operação considerado no desenvolvimento dos reatores eletrônicos propostos no capítulo 4.

Para obtenção do modelo utiliza-se a topologia apresentada na figura 3.1.



**Figura 3.1** – Conversor utilizado para obtenção do modelo da lâmpada HPS.

O reator é composto por um retificador de entrada, um conversor *Buck*, utilizado para controlar a potência na lâmpada, um inversor *Full-Bridge* responsável pela alimentação da lâmpada em baixa frequência (150Hz) com forma de onda quadrada e um ignitor, empregado a fim de garantir o pulso de alta tensão necessário ao início do processo de descarga.

A perturbação em torno do ponto de operação é injetada, conforme mostrado na figura 3.1, através de uma modulação adequada da razão cíclica do conversor *Buck*.

### 3.2.1 – Projeto do reator eletrônico *Buck Full-Bridge*

O projeto do reator eletrônico, utilizado para obtenção do modelo da lâmpada, deve obedecer a três requisitos básicos:

1) O capacitor do filtro de entrada ( $C_B$ ) deve ser projetado a fim de garantir que a ondulação da tensão da rede não interfira na obtenção do modelo real da lâmpada. Admite-se uma ondulação máxima da tensão de entrada de 5%, sendo o projeto do capacitor de barramento ( $C_B$ ) definido pela equação 3.1.

$$C_B = \frac{P_{out}}{[V_{in}^2 - (V_{in} \cdot (1 - \delta))^2] \cdot f_r \cdot \eta} = 470 \mu F \quad (3.1)$$

2) O capacitor de saída ( $C_{out}$ ) deve ser dimensionado de forma a não atenuar, significativamente, as frequências de modulação na faixa considerada (10 Hz a 50 kHz).

3) Após a ignição da lâmpada o enrolamento secundário do circuito ignitor ( $L_{ig2}$ ) é curto-circuitado, a fim de que sua indutância não interfira na obtenção do modelo, principalmente, para frequências de modulação mais elevadas.

Obedecendo-se aos três requisitos básicos anteriores, projeta-se o reator eletrônico, tendo como base os parâmetros definidos na tabela 3.1.

**TABELA 3.1**

DADOS PARA PROJETO DO REATOR ELETRÔNICO	
<b>Tensão de entrada (<math>V_{in}</math>)</b>	180V
<b>Lâmpada a ser modelada</b>	70W OSRAM VIALOX <sup>®</sup> NAV <sup>®</sup> E LONGLIFE
<b>Frequência de operação</b>	Conversor <i>Buck</i> – 80kHz
	Inversor <i>Full-Bridge</i> – 150Hz

Para projeto do indutor  $L_{Buck}$  considera-se a equação 3.2.

$$L_{Buck} = \frac{V_{Cout}^2 \cdot (1 - D_{max})}{2 \cdot P_{out} \cdot f_{op}} = 460 \mu H \quad (3.2)$$

O capacitor de saída ( $C_{out}$ ) é dimensionado de acordo com o requisito número 2, pela equação 3.3.

$$C_{out} = \frac{1}{j \cdot \omega_c \cdot X_c} \quad (3.3)$$

### 3.3 – Representação matemática do modelo de pequenos sinais

Para se efetuar o estudo da impedância incremental da lâmpada, através de um modelo de pequenos sinais, uma perturbação de pequena e suficiente amplitude deve ser aplicada em torno do ponto de operação.

Considerando a operação da lâmpada sob forma de onda quadrada em baixa frequência, pode-se definir matematicamente a perturbação no ponto de operação pela expressão 3.4.

$$v_{lamp}(t) = (V_{Cout} + \hat{v}_{mod}(t)) \cdot \frac{4}{\pi} \cdot \sum_{n=1}^n \frac{\text{sen}[(2.n-1).\omega_{sq}.t]}{2.n-1} \quad (3.4)$$

$$\text{onde, } \hat{v}_{mod}(t) = \hat{v}_m \cdot \text{cos}(\omega_m.t) \quad (3.5)$$

Associada a perturbação na tensão uma resposta em corrente na forma da equação 3.6 é esperada.

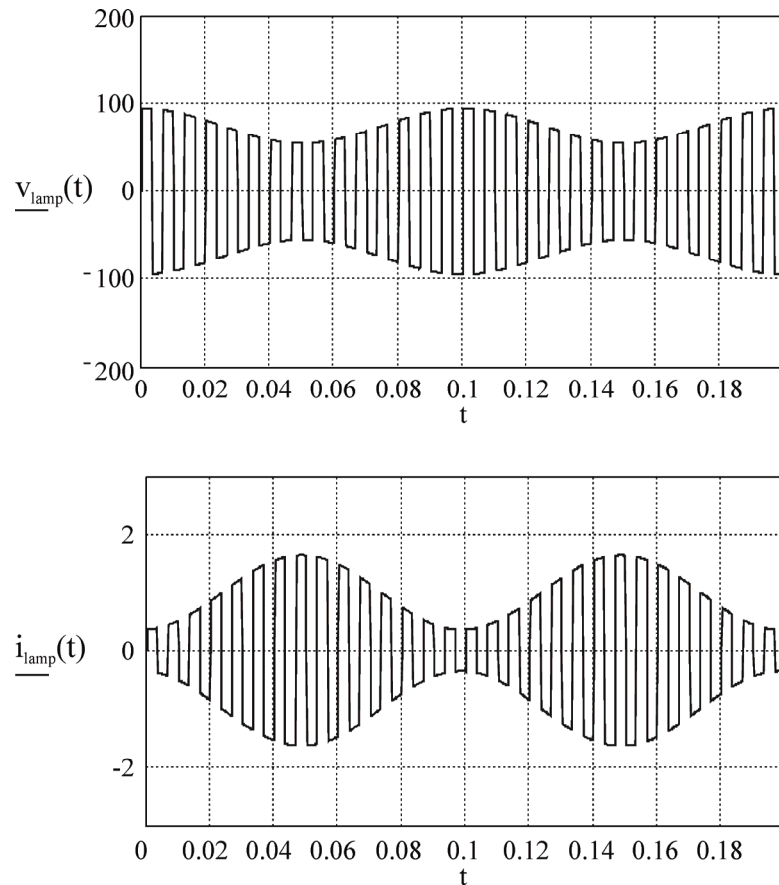
$$i_{lamp}(t) = \left( \frac{V_{Cout}}{R_{lamp}} + \hat{i}_{mod}(t) \right) \cdot \frac{4}{\pi} \cdot \sum_{n=1}^n \frac{\text{sen}[(2.n-1).\omega_{sq}.t]}{2.n-1} \quad (3.6)$$

$$\text{onde, } \hat{i}_{mod}(t) = \hat{i}_m \cdot \text{cos}(\omega_m.t - \beta) \quad (3.7)$$

Considerando-se as equações 3.5 e 3.7, pode-se escrever a impedância de pequenos sinais da lâmpada por:

$$Z_{lamp} = \frac{\hat{v}_m}{\hat{i}_m} \angle \beta \quad (3.8)$$

Na figura 3.2, apresenta-se a representação gráfica da equação 3.4 e sua resposta em corrente conforme a equação 3.6, para uma frequência de modulação de 10Hz.



**Figura 3.2** – Formas de onda de tensão e de corrente na lâmpada com modulação em 10 Hz.

### 3.4 – Resultados experimentais para modulação de pequenos sinais

Visando definir um modelo de pequenos sinais para uma lâmpada HPS de 70 W que possibilite a obtenção de sua impedância incremental característica, diversas aquisições foram realizadas para diferentes frequências de modulação, utilizando-se a topologia apresentada na figura 3.1.

Para a obtenção da impedância de pequenos sinais da lâmpada, realizam-se medições de tensão e de corrente associadas a cada frequência de modulação.

Os resultados obtidos foram analisados através do programa Mathcad<sup>®</sup>, para a obtenção do módulo e ângulo da impedância incremental da lâmpada em cada frequência de perturbação em torno do ponto de operação. Os resultados obtidos são apresentados na tabela 3.2.

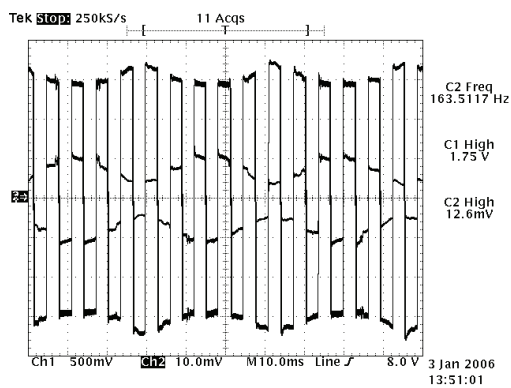
Na figura 3.3 são ilustrados dois exemplos de resultados experimentais obtidos para as frequências de modulação de 30 Hz e 2,4 kHz.



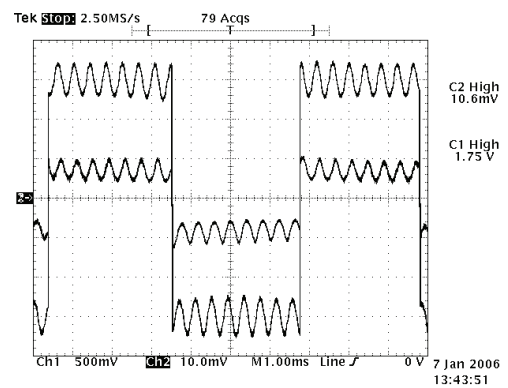
TABELA 3.2

IMPEDÂNCIA INCREMENTAL DA LÂMPADA DE 70 W OSRAM VIALOX, ASSOCIADA A FREQUÊNCIA DE MODULAÇÃO

Frequência da Perturbação Hz	$ Z_{lamp} $	$\angle Z_{lamp}^{\circ}$
10	15,678	174,62
20	15,514	175,34
30	17,305	172,87
40	15,919	170,23
50	13,537	172,36
60	16,029	170,54
80	15,986	167,45
90	14,769	166,48
100	15,824	168,27
150	13,761	171,78
200	13,883	150,13
300	14,442	141,26
400	15,352	131,64
500	17,997	111,84
600	17,586	116,38
800	20,074	103,34
900	21,486	96,92
1000	31,375	105,51
2000	46,383	79,96
5000	69,669	46,40
10.000	82,256	28,04
20.000	78,579	16,16
30.000	80,215	12,59
40.000	74,233	7,89
50.000	84,634	4,70



(a) Frequência de modulação de 30 Hz.



(b) Frequência de modulação de 2,4 kHz.

**Figura 3.3** – Resultados experimentais de tensão (25 V/div, maior amplitude) e corrente (1 A/div, menor amplitude) na lâmpada.

Com base nos resultados experimentais obtidos e de acordo com Deng (1997) e Alonso (2005), a impedância incremental da lâmpada HPS pode ser modelada no domínio da frequência em função de um ganho  $K$ , um pólo localizado no semi-plano esquerdo, e um zero localizado no semi-plano direito, caracterizando-se por uma impedância de fase não mínima, conforme define a equação 3.9.

$$Z_{lamp}(s) = K \cdot \frac{s - z}{s + p} \quad (3.9)$$

Analisando-se os resultados experimentais apresentados na tabela 3.2 para uma lâmpada HPS de 70 W (OSRAM VIALOX<sup>®</sup> NAV<sup>®</sup> E LONGLIFE) e de acordo com a equação 3.9, obtêm-se a localização do zero e do pólo, bem como o valor do ganho  $K$  que melhor caracterizam o sistema no domínio da frequência.

A figura 3.4 apresenta o diagrama de Bode com os valores de módulo e fase da impedância experimentalmente obtida para cada frequência de modulação analisada. De acordo com estes dados, pode-se realizar um traçado teórico da impedância incremental da lâmpada, o qual é definido pela equação 3.10.

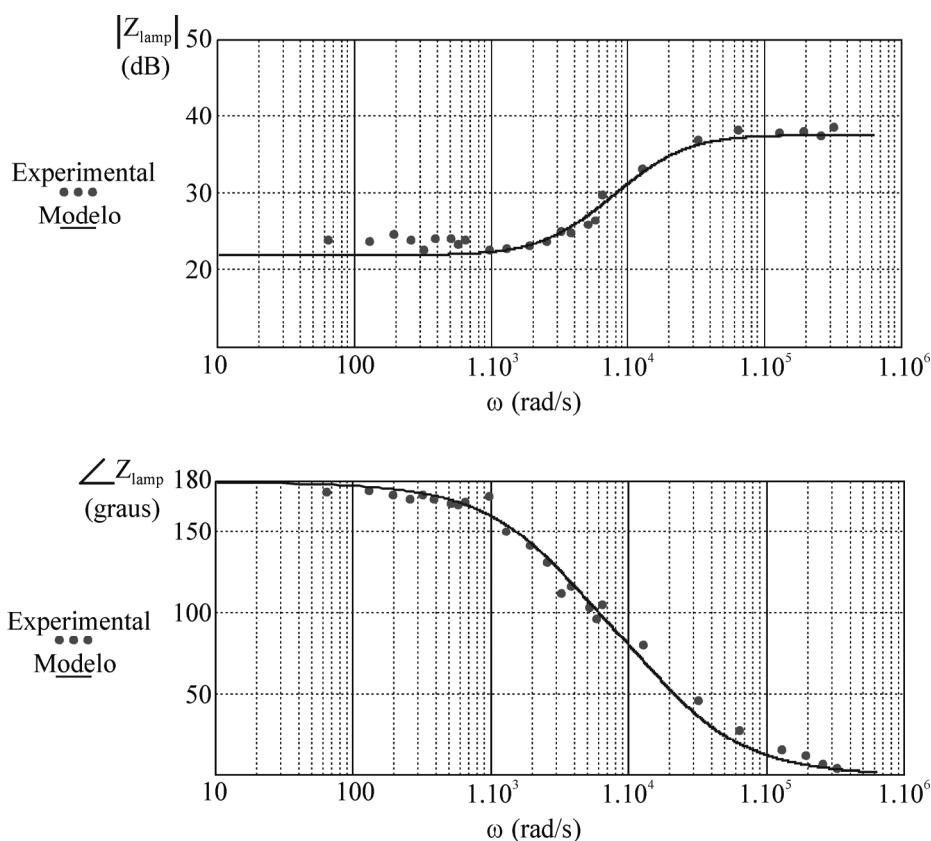
$$Z_{lamp}(s) = 75 \cdot \frac{s - 3.141,5}{s + 18.849} \quad (3.10)$$

O modelo de pequenos sinais obtido, é capaz de definir um modelo teórico com uma aproximação aceitável para a lâmpada HPS nas frequências de interesse entre 10Hz e 50kHz. Porém, algumas observações feitas experimentalmente denotam uma resposta dinâmica muito lenta (15 a 25 minutos) quando se varia a potência da lâmpada (Ribas, 2002).

Esta característica advém das altas temperaturas de operação das lâmpadas de descarga em alta pressão, que faz com que estas possuam uma dinâmica de resposta térmica muito lenta, fazendo com que abaixo da frequência de 10 Hz a lâmpada HPS não possa ser modelada por um sistema simples de um pólo e um zero. Porém, para análise de estabilidade necessária ao projeto do reator eletrônico utilizado na alimentação destes tipos de lâmpada, a aproximação feita pela equação 3.10 é suficiente.

Na operação da lâmpada em alta frequência, como se pode observar no diagrama de Bode da figura 3.4, a lâmpada possui uma característica resistiva. Isto ocorre, porque nesta faixa de frequência o período de inversão da tensão aplicada à lâmpada é muito menor que a

constante de ionização do gás. Desta forma, o plasma não tem tempo suficiente para se ionizar e se recombinar dentro de um período (Deng, 1997).



**Figura 3.4** – Diagrama de Bode dos resultados experimentais e do modelo teórico para a impedância incremental de uma lâmpada HPS de 70W.

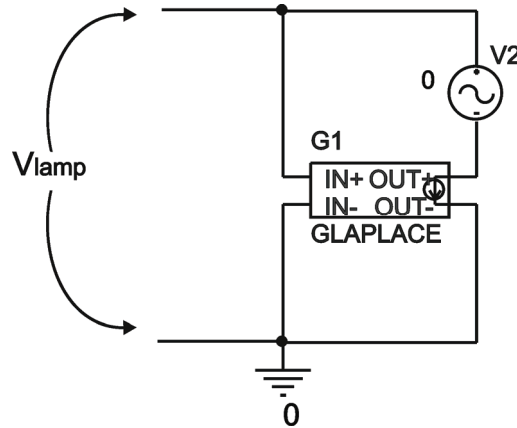
### 3.5 – Definição de um modelo para simulação

Um modelo Pspice de uma lâmpada HID é proposto por Yan (2004), visando simular as características de operação em baixa e alta frequência, bem como prever a ocorrência do fenômeno da ressonância acústica baseado em uma equação empírica da impedância da lâmpada.

O modelo proposto neste trabalho para simulação, visa avaliar as condições de estabilidade do sistema de uma forma simples, a fim de se obter uma resposta satisfatória da interação reator-lâmpada.

O modelo para simulação tem como base a impedância de pequenos sinais da lâmpada anteriormente ensaiada, descrita pela equação 3.10. A implementação do modelo nas simulações dá uma idéia mais precisa dos resultados esperados na prática.

A figura 3.5 apresenta o modelo de pequenos sinais utilizado para a realização das simulações no *software* ORCAD<sup>®</sup> dos reatores eletrônicos a serem propostos no capítulo 4.

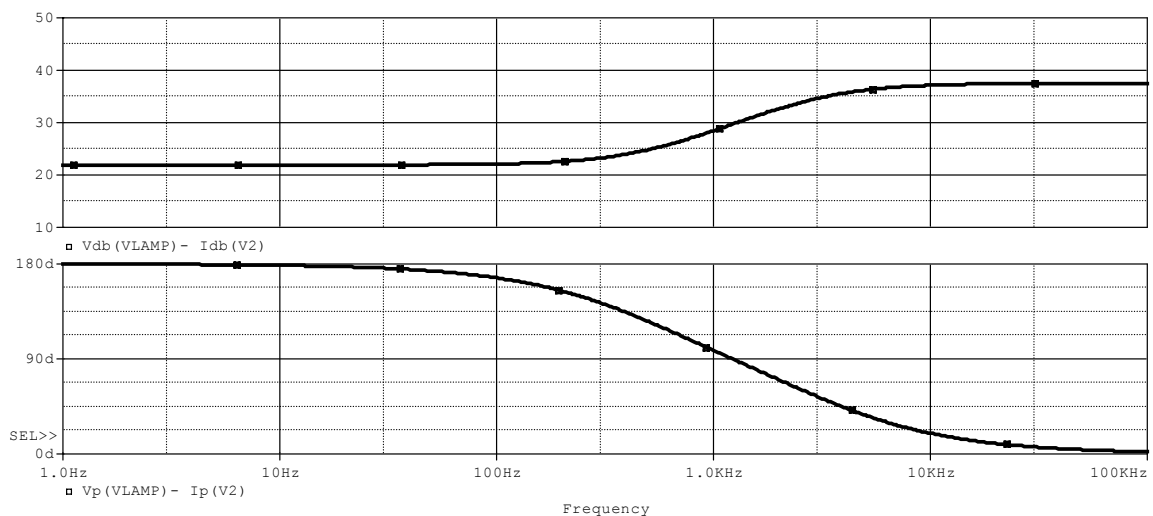


**Figura 3.5** – Modelo de pequenos sinais de uma lâmpada HPS de 70W utilizado para simulação no *software* ORCAD<sup>®</sup>.

A função *GLAPLACE* na figura 3.5 é definida pela equação 3.11. Considerando-se uma tensão aplicada  $V_{lamp}$ , obtêm-se uma resposta em corrente, definida pelo modelo de pequenos sinais implementado.

$$GLAPLACE = \frac{1}{Z_{lamp}(s)} \quad (3.11)$$

A figura 3.6 mostra o Diagrama de Bode da resposta em frequência simulada, demonstrando que os resultados estão de acordo com os experimentais previamente obtidos.



**Figura 3.6** – Resultados de simulação, no domínio da frequência, do modelo da lâmpada HPS.

### 3.6 – Conclusão

Segundo a teoria de controle, sistemas que possuem um ou mais zeros no semi-plano direito do plano “s”, no modelo de sua impedância, apresentam característica instável quando alimentados diretamente a partir de fontes de tensão não controladas.

A presença de zeros no semi-plano direito faz com que o sistema apresente pólos no semi-plano direito, tornando-se um sistema instável.

Analisando-se a equação da impedância de pequenos sinais apresentada neste capítulo, conclui-se que a operação da lâmpada de descarga HPS sem uma metodologia de controle adequada ou um dispositivo de limitação de corrente, a partir da rede elétrica, é uma tarefa inviável.

Além do modelo da lâmpada mostrar a necessidade de alimentação da lâmpada através de um reator, já bem difundida na literatura, este modelo é capaz de propiciar ao projetista uma idéia de operação da lâmpada, a fim de se efetuar um projeto confiável do reator que venha atender as condições de estabilidade do sistema como um todo.

## CAPÍTULO 4

# REATORES ELETRÔNICOS INTEGRADOS

### 4.1 – Introdução

A utilização das lâmpadas HPS vem se disseminando, principalmente, nos sistemas de iluminação pública, devido a sua alta eficácia luminosa (lm/W) e seu adequado índice de reprodução de cores (Marchesan, 2005; Sincero, 2007).

O programa RELUZ, do Governo Federal, é uma realidade da preocupação atual com a efficientização dos sistemas de iluminação pública, através da implantação de tecnologias inovadoras que visam o uso racional da energia elétrica.

Dentro desta perspectiva, dispositivos mais eficientes, confiáveis e de baixo custo que venham a alimentar lâmpadas HPS são de grande valia no desenvolvimento destes sistemas.

Atualmente, porém, no sistema de iluminação pública, são empregados reatores eletromagnéticos para a alimentação das lâmpadas HPS, os quais possuem grande peso e volume, além de não propiciarem um aproveitamento total da vida útil da lâmpada.

Este cenário ocorre devido a inexistência de reatores eletrônicos no mercado, capazes de alimentar as lâmpadas HPS com a confiabilidade que se deseja.

A redução dos custos de manutenção do sistema, com implantação de lâmpadas HPS, é uma realidade face a sua elevada vida útil (cerca de 24000h). Todavia, de nada adianta ter uma fonte de luz durável se não houver um reator capaz de propiciar o mesmo tempo de operação do sistema, sem falhas.

A substituição de reatores eletromagnéticos por eletrônicos, em sistemas de iluminação residenciais que utilizam lâmpadas fluorescentes, é um fato já consolidado no mercado consumidor atual, porém, o emprego de reatores eletrônicos para alimentação de lâmpadas HID ainda encontra-se em desenvolvimento.

Diversos são os fatores que implicam no tímido aparecimento de reatores eletrônicos para alimentação de lâmpadas HID, dentre eles, pode-se citar, principalmente, a ocorrência do fenômeno da ressonância acústica, já estudado no segundo capítulo deste trabalho.

Dentre as propostas descritas no capítulo 2 para garantir a não excitação do fenômeno da ressonância acústica, de forma não prejudicial à operação confiável da lâmpada HPS,

pode-se citar a alimentação da lâmpada com forma de onda quadrada em baixa frequência, como sendo a mais difundida entre os pesquisadores da área.

Levando-se em conta este panorama, e os diversos trabalhos já publicados por pesquisadores da área, esta foi a forma escolhida para se realizar a alimentação das lâmpadas HPS neste trabalho.

No capítulo 3, ao realizar um modelo para lâmpada HPS, conclui-se que a mesma necessita de um dispositivo de controle ou limitação de corrente a fim de garantir sua operação estável.

Portanto, a configuração convencional do reator eletrônico para alimentar a lâmpada HPS, sob forma de onda quadrada, deve conter três estágios de potência.

O primeiro estágio deve ser desenvolvido para propiciar a alimentação através de uma forma de onda quadrada em baixa frequência. Este estágio é conhecido como estágio inversor.

Um segundo deve controlar a corrente na lâmpada, pois como visto anteriormente no capítulo 3, o modelo da Lâmpada possui um zero no semi-plano direito do plano “s”, o que impede a alimentação da mesma, de maneira clássica, diretamente a partir de uma fonte de tensão.

Por último, um estágio de correção do fator de potência deve ser projetado para garantir um aproveitamento da energia com a qualidade necessária.

Além dos requisitos citados, o processo de ignição das lâmpadas HPS é um importante fator a ser analisado no desenvolvimento dos reatores propostos.

Neste capítulo, são abordados os diversos estágios necessários à alimentação de lâmpadas HPS sob forma de onda quadrada em baixa frequência, analisando-se as topologias comumente empregadas em cada estágio e propondo-se uma solução de integração de estágios de potência para alimentação de lâmpadas HPS.

## **4.2 – Processo de ignição de lâmpadas HPS**

Antes de se atingir a operação em regime permanente, um importante processo de ignição nas lâmpadas HPS deve ser levado em conta. Os requisitos do processo de ignição devem ser cuidadosamente avaliados para que não se reduza a vida útil da lâmpada e se garanta uma operação estável até o estado de regime permanente.

O início do processo de ignição denota a passagem do gás (vapor de sódio e xenônio na maioria das lâmpadas HPS) de um estado não condutor a um estado condutor. Esta

passagem é conseguida através da aplicação de um pulso de tensão de suficiente amplitude, largura e tempo de elevação (Groot, 1986).

As características do pulso de tensão necessário para iniciar o processo de ignição são definidas pela norma NBR IEC 662:1997, como pode ser visualizado na tabela 4.1 para uma lâmpada HPS de 70 W. As informações desta norma estão baseadas na prática europeia.

Um estudo completo sobre ignitores para lâmpadas HPS é apresentado por Correa (2000).

**TABELA 4.1**  
CARACTERÍSTICAS DO PULSO DE TENSÃO  
70 W HV COM IGNITOR EXTERNO NBR IEC-1130-1

<b>Amplitude</b>	1,8 – 2,5 kV
<b>Máximo tempo de elevação</b>	1,00 µs
<b>Tempo de duração</b>	1,95±0,05µs

A fim de se completar o processo de ignição, a transição para um arco estável após a aplicação do pulso de tensão, só é possível se a potência entregue à lâmpada fornecer energia suficiente aos eletrodos, a fim de colocá-los na temperatura correta de emissão, pois se a inércia na variação da temperatura dos eletrodos for muito alta, a vida útil da lâmpada será reduzida devido ao desprendimento da camada emissora de elétrons dos eletrodos (Groot, 1986).

As lâmpadas HPS convencionais utilizam o xenônio misturado ao sódio para facilitar a ignição. Do ponto de vista apenas da ignição esta é a melhor opção, uma vez que a mistura de vários gases, como argônio e xenônio, permitem a aplicação de um pulso de tensão de menor amplitude.

Entretanto, a mistura desses gases causa um decréscimo da eficácia luminosa e a redução da vida útil da lâmpada, assim sendo, somente em locais em que se deseja fazer a substituição direta de lâmpadas HPM por lâmpadas HPS é que se utiliza essa mistura de gases.

A redução da amplitude do pulso de tensão necessário ao início do processo de ignição pode ser conseguida, também, através do aquecimento do tubo de descarga por uma fonte externa. No entanto, este método é difícil de ser realizado devido aos problemas tecnológicos envolvidos (Cohen, 1974).

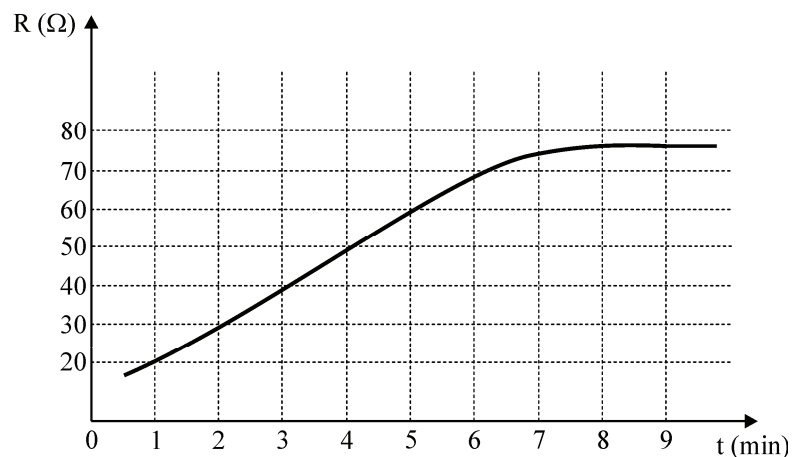
Para a ignição de lâmpadas HPS “quentes”, isto é, instantaneamente após seu desligamento, faz-se necessário um pulso de tensão com uma elevadíssima amplitude, devido



a alta pressão do vapor no interior da lâmpada, o que torna esta tarefa bastante difícil (Groot, 1986).

Um dos principais problemas do projeto de ignitores para lâmpadas HPS, alimentadas por reatores eletrônicos, é a isolação do elevado pulso de tensão necessário ao início do processo de ignição.

Um outro importante aspecto a ser analisado é a característica de impedância equivalente de uma lâmpada HPS (figura 4.1) durante o processo de ignição conhecido como período de aquecimento. Este estágio ocorre logo após a aplicação do pulso de alta tensão e surgimento do arco de descarga.



**Figura 4.1** – Variação da resistência equivalente de uma lâmpada HPS de 70 W “fria”, durante o estágio de aquecimento.

Nota-se, na figura 4.1, que a resistência equivalente da lâmpada neste estágio apresenta valores até 80% menores do que em regime permanente, denotando a grande importância de um projeto adequado do reator a fim de garantir que a corrente permaneça dentro dos limites definidos pela norma NBR IEC 662:1997, a qual define uma corrente eficaz para este estágio na faixa entre 0,98 A e 1,96 A.

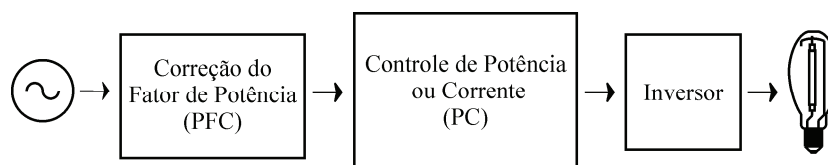
Em reatores eletrônicos, deve-se implementar uma metodologia de controle da corrente durante este estágio, como é apresentado no capítulo 5.

Basicamente, do ponto de vista do reator, no processo de ignição deve-se garantir a aplicação de um pulso de tensão conforme os requisitos da norma e um controle da corrente durante o estágio de aquecimento.

### 4.3 – Estágios para alimentação de lâmpadas HPS em baixa frequência.

Como alternativa amplamente difundida em trabalhos apresentados previamente na literatura, a operação de lâmpadas HPS sob forma de onda quadrada em baixa frequência é capaz de garantir uma operação estável da lâmpada, evitando-se, desta maneira, a excitação do fenômeno da ressonância acústica, desde que a ondulação de alta frequência proveniente do lado do conversor possa ser mantida a níveis que não sejam capazes de excitar o fenômeno de forma “prejudicial”.

No entanto, reatores eletrônicos utilizados para alimentar lâmpadas HPS sob forma de onda quadrada em baixa frequência, costumam empregar um grande número de estágios de potência, aumentando o custo e a complexidade destes sistemas, como mostra o diagrama da figura 4.2.



**Figura 4.2** – Diagrama convencional utilizado para alimentação de lâmpadas HPS sob forma de onda quadrada em baixa frequência.

#### 4.3.1 – Estágio de correção do fator de potência (PFC)

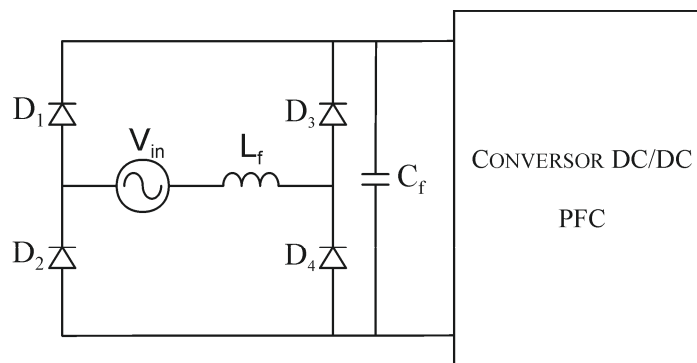
O estágio de correção do fator de potência é necessário para garantir que se atendam as regulamentações da norma IEC 61000-3-2 quanto às limitações das harmônicas de corrente injetadas na rede de energia elétrica.

Para corrigir o baixo fator de potência de reatores eletrônicos pode ser utilizado o método passivo ou ativo, sendo a diferença básica entre eles a utilização de interruptores controlados, os quais não são utilizados nos métodos passivos (Bisogno, 2001).

Como método passivo destaca-se a utilização de filtros *LC*, que devem ser projetados para uma frequência de corte de 2 a 3 vezes a frequência da rede, o que os tornam bastante volumosos, dependendo da potência do reator. Outro método passivo que se destaca é o emprego do circuito *Valley-Fill*, capaz de reduzir a distorção harmônica da entrada, porém algumas modificações devem ser estudadas a fim de que este método venha atender todos os requisitos da norma IEC 61000-3-2, como apresentado por Dalla Costa (2004).

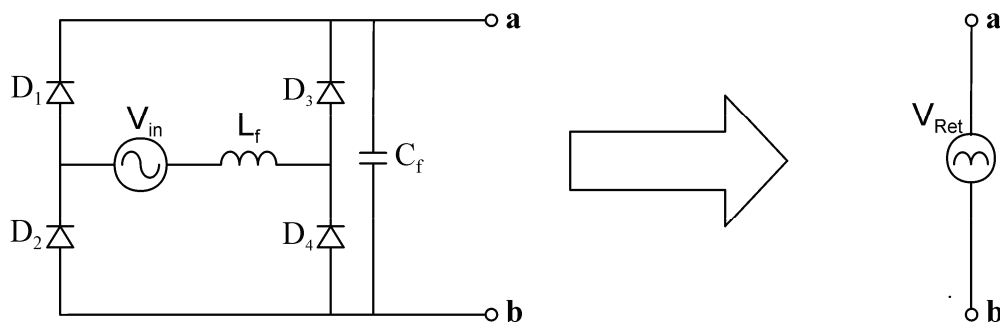
No método ativo de correção do fator de potência, empregado pela ampla maioria das topologias de reatores eletrônicos utilizadas na alimentação de lâmpadas HPS, a correção do fator de potência é realizada pelo emprego de conversores CC/CC operando no modo de condução descontínua e em alta frequência. Com este modo de operação a corrente de entrada possui uma componente de alta frequência, na forma dente de serra ou triangular, com uma envoltória de baixa frequência que segue a tensão da rede da forma mais fiel possível a fim de garantir um alto fator de potência.

Para filtrar as componentes harmônicas de alta frequência do lado do conversor para a rede é utilizado um filtro  $LC$ , porém seu projeto, diferentemente do que no método passivo de correção do fator de potência, é realizado para uma frequência de corte normalmente situada uma década abaixo da frequência de operação do conversor CC/CC, o que reduz, substancialmente, seu peso e volume em relação ao projeto para correção passiva. A configuração do filtro  $LC$  é mostrada na figura 4.3.



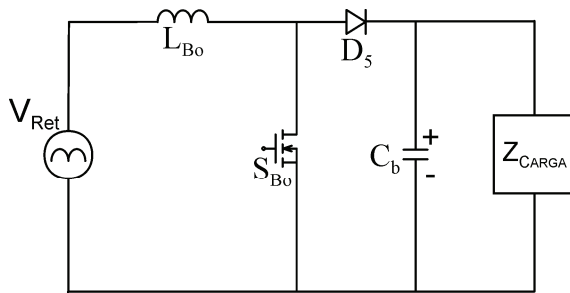
**Figura 4.3** – Configuração do filtro  $LC$  de entrada.

Os conversores CC/CC empregados para correção ativa do fator de potência são apresentados na figura 4.5, onde a tensão da rede de alimentação ( $V_{in}$ ), a ponte retificadora ( $D_1$ - $D_4$ ) e o filtro  $LC$  de entrada ( $L_f$ ,  $C_f$ ) são representados pela fonte de tensão retificada ( $V_{Ret}$ ), como mostra a figura 4.4.

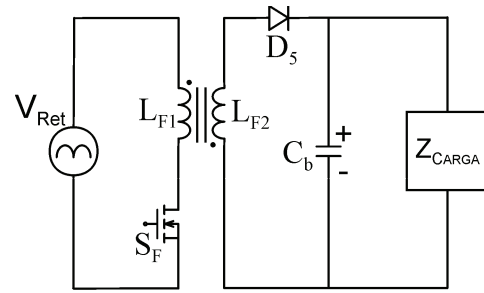


**Figura 4.4** – Representação para a tensão da rede, ponte retificadora e filtro  $LC$  de entrada.

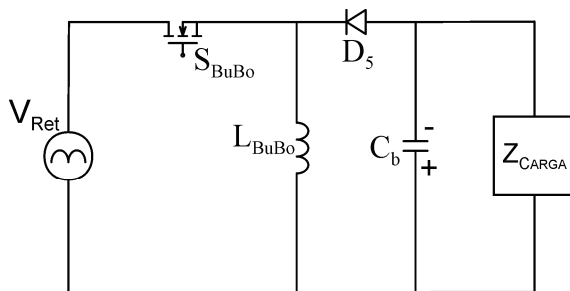
Embora os mais frequentemente utilizados no estágio de correção do fator de potência são os conversores *Boost* (Canesin, 1999; Quiao, 2001) e *Flyback* (Seidel, 2005), os conversores *Buck-Boost* (Marchesan, 2003), *Sepic* (Simonetti, 1997; Wakabayashi, 2004), *Zeta* (Marchesan, 2007) e *Buck* (Birca-Galateanu, 1988; Dalla Costa, 2005), também são empregados em algumas variações topológicas de reatores eletrônicos.



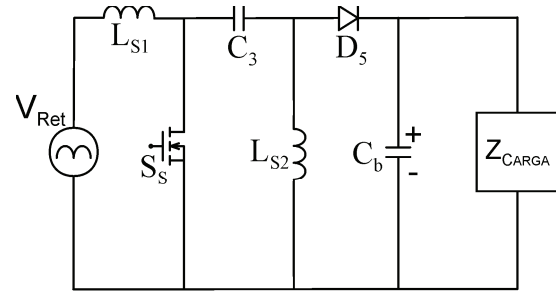
Conversor *Boost*



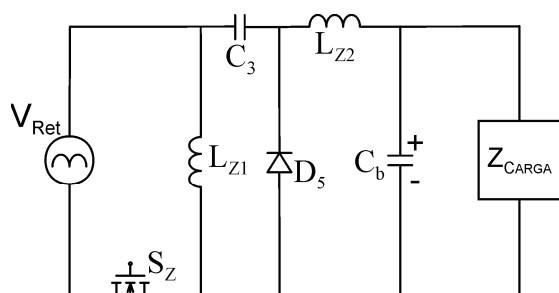
Conversor *Flyback*



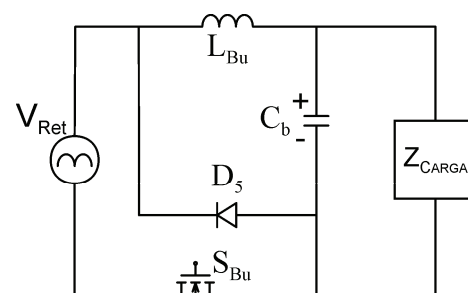
Conversor *Buck - Boost*



Conversor *Sepic*



Conversor *Zeta*



Conversor *Buck*

Figura 4.5 – Conversores CC/CC empregados no estágio de correção do fator de potência.

#### 4.3.2 – Estágio controle de potência (PC)

Devido a característica de impedância incremental negativa da lâmpada HPS, já estudada no capítulo 3, há a necessidade de se realizar um controle de potência ou corrente da lâmpada, a fim de garantir uma operação estável do sistema.

Em reatores eletrônicos, para alimentação de lâmpadas HPS sob forma de onda quadrada em baixa frequência, este controle de corrente ou potência é realizado através da inserção de um conversor CC/CC entre o estágio de correção do fator de potência e o estágio de inversão, como mostra a figura 4.2.

Dentre os conversores utilizados neste estágio, destaca-se o uso dos conversores *Buck* (Có, 2002; Miaosen, 2002) e *Flyback* (Liang, 2002; Dalla Costa, 2005).

O conversor *Buck* é largamente empregado por se apresentar como uma forma simples para se realizar o controle de corrente na lâmpada, sendo sua configuração já apresentada na figura 4.5, com a diferença que para este estágio a alimentação ocorre a partir de um barramento CC. Caracteriza-se por possuir uma tensão de saída sempre inferior a tensão de entrada. Este é o conversor empregado para efetuar o controle de corrente, no levantamento do modelo da lâmpada, realizado no capítulo 3.

O conversor *Flyback* tem como principal característica o fato de ser um conversor isolado e propiciar a obtenção de mais de uma fonte de tensão controlada na saída, o que, em algumas aplicações, pode significar uma vantagem a ser considerada. Sua configuração é a mesma utilizada no estágio de correção do fator de potência e apresentada na figura 4.5.

#### 4.3.3 – Estágio Inversor

O estágio inversor é responsável pela transformação de uma tensão CC, fornecida pelo estágio de controle de potência, em uma tensão quadrada simétrica a ser aplicada à lâmpada, definindo, também, a frequência fundamental de operação da lâmpada.

Na aplicação em reatores eletrônicos para alimentação de lâmpadas HPS em baixa frequência, normalmente emprega-se o inversor Ponte Completa (*Full-Bridge*) no estágio de inversão, sendo seu circuito mostrado na figura 4.6.

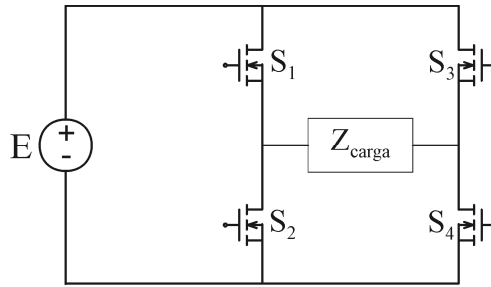


Figura 4.6 – Inversor Ponte Completa.

O inversor Ponte Completa aplica na carga uma forma de onda de tensão quadrada simétrica a partir de um barramento CC, sendo sua amplitude definida pela fonte de tensão ( $E$ ).

As etapas de operação do inversor Ponte Completa são apresentadas na figura 4.7. Como mostrado na figura, com a comutação complementar dos interruptores  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$  e  $S_4$  propicia-se o fluxo de potência na carga em ambas as direções.

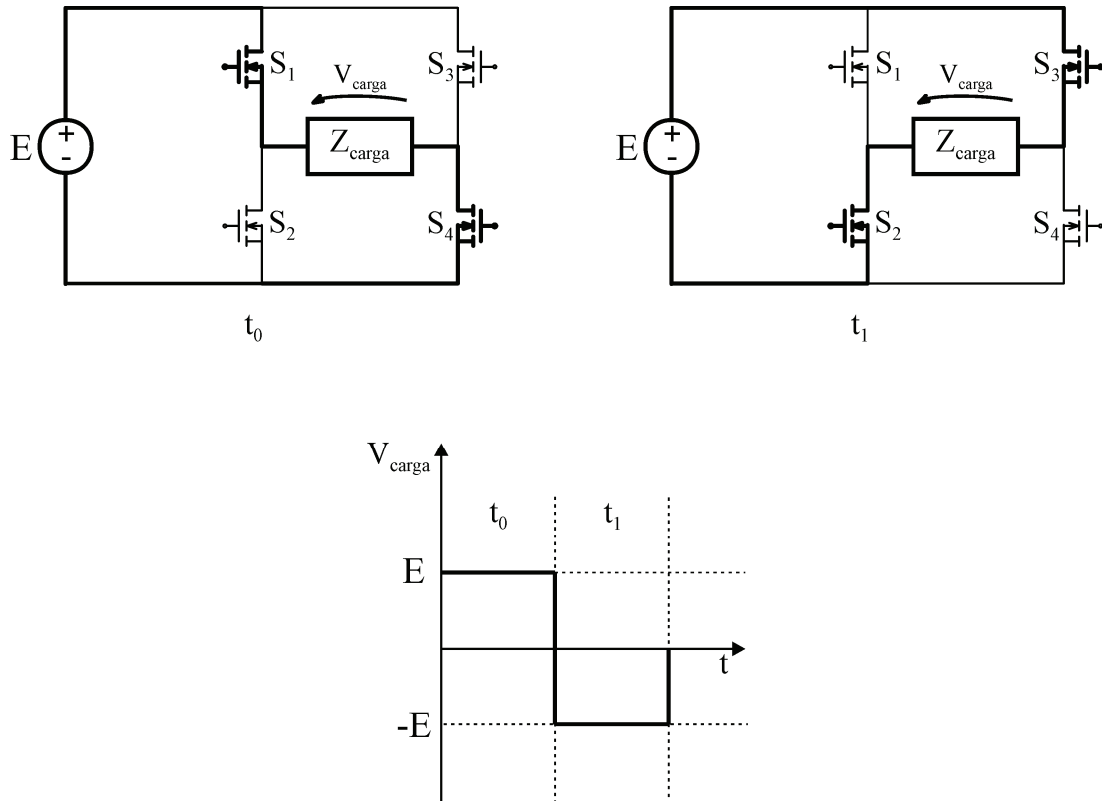
Quando os interruptores  $S_1$  e  $S_4$  conduzem, uma tensão  $E$  é aplicada na carga. De outra forma, durante a condução dos interruptores  $S_2$  e  $S_3$  aplica-se uma tensão  $-E$  na carga.

A fonte de tensão  $E$ , na figura 4.7, para aplicação em reatores eletrônicos, simboliza a tensão de saída de um conversor CC/CC utilizado no estágio de controle de potência ou corrente.

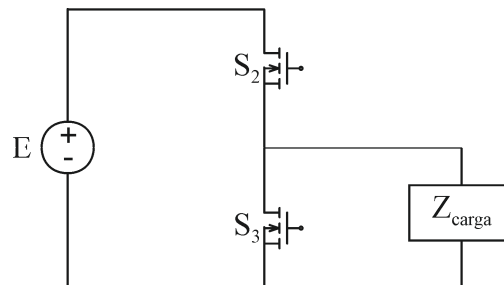
A grande desvantagem do emprego do inversor Ponte Completa em reatores eletrônicos é que o mesmo necessita de quatro interruptores controlados para obtenção de uma tensão quadrada simétrica.

Na busca pela redução do número de interruptores controlados da topologia apresentada na figura 4.6, o emprego de um inversor Meia ponte (*Half-Bridge*) traduz-se em uma solução interessante e de baixo custo para alimentação de lâmpadas HPS em baixa frequência.

O inversor Meia Ponte em sua configuração assimétrica, como apresentado na figura 4.8, é largamente empregado em reatores eletrônicos para lâmpadas fluorescentes, e, desta forma, tem seu funcionamento já bastante difundido na área de sistemas de iluminação.

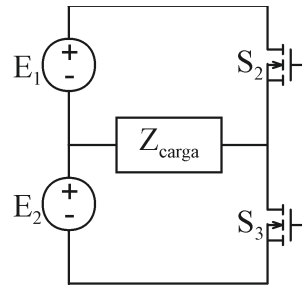


**Figura 4.7** – Etapas de operação do inversor Ponte Completa.



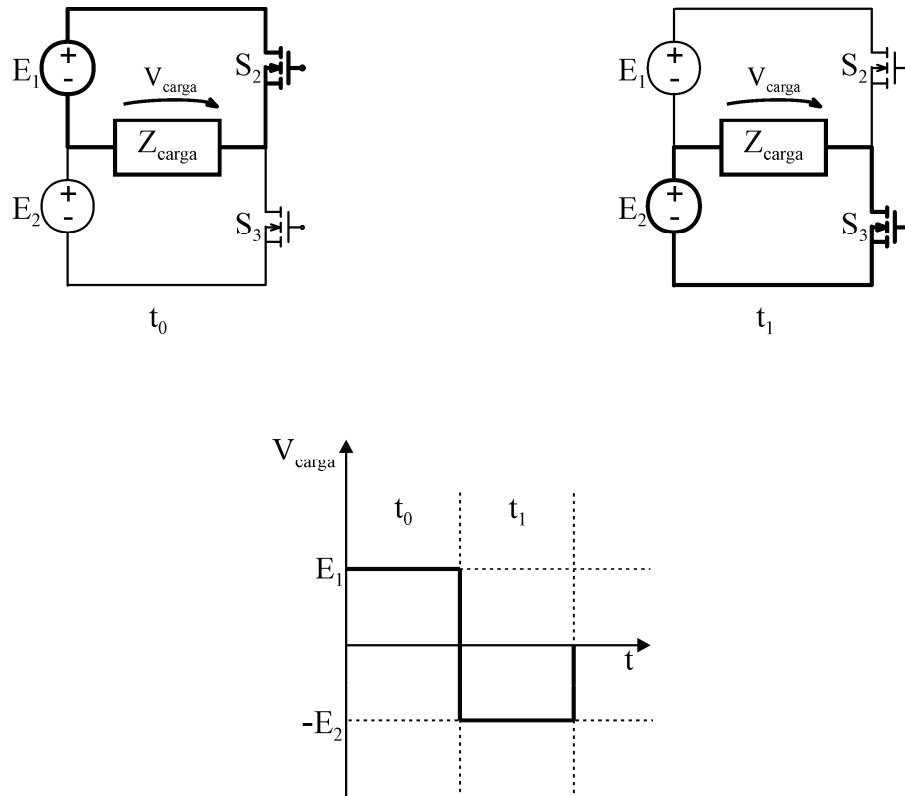
**Figura 4.8** – Inversor Meia Ponte assimétrico.

Porém, para que se consiga uma forma de onda de tensão simétrica aplicada à carga, deve-se utilizar o inversor Meia Ponte em sua configuração simétrica, necessitando-se a obtenção de duas fontes de tensão ( $E_1$  e  $E_2$ ), como mostra a figura 4.9, sendo a frequência da tensão aplicada à carga definida pela frequência de comutação dos interruptores  $S_2$  e  $S_3$ .



**Figura 4.9** – Inversor Meia Ponte simétrico.

A figura 4.10 mostra as etapas de operação para o conversor Meia Ponte Simétrico. Quando o interruptor  $S_2$  conduz, a tensão  $E_1$  é aplicada na carga, e quando  $S_3$  conduz, uma tensão  $E_2$  com polaridade inversa ao primeiro caso é aplicada na carga.



**Figura 4.10** – Etapas de operação do conversor Meia Ponte simétrico.

Embora o emprego da configuração simétrica do conversor Meia Ponte reduza o número de interruptores do estágio de inversão, para aplicação na alimentação de lâmpadas HPS faz-se necessária a obtenção de duas fontes controladas, o que vem a restringir sua aplicação.



#### 4.3.3.1 – Comparação dos valores de tensão e de corrente pelo emprego do inversor Ponte Completa ou Meia Ponte

Para realizar a análise dos valores de tensão e de corrente aos quais são submetidos os interruptores no circuito Ponte Completa e Meia Ponte para aplicação na alimentação de lâmpadas HPS, faz-se a consideração apresentada na equação 4.1.

$$E_1 = E_2 = E \quad (4.1)$$

Desta forma, analisando-se os circuitos das figuras 4.7 e 4.10, e levando-se em conta a consideração da equação 4.1, define-se o valor médio da corrente nos interruptores de ambas as configurações inversoras pela equação 4.2.

$$I_{S1} = I_{S2} = I_{S3} = I_{S4} = \frac{E}{2.Z_c \arg a} \quad (4.2)$$

A tensão de bloqueio, a que são submetidos os interruptores da configuração Ponte Completa e Meia Ponte, é definida pela equação 4.3 e 4.4, respectivamente.

$$V_{SFB} = E \quad (4.3)$$

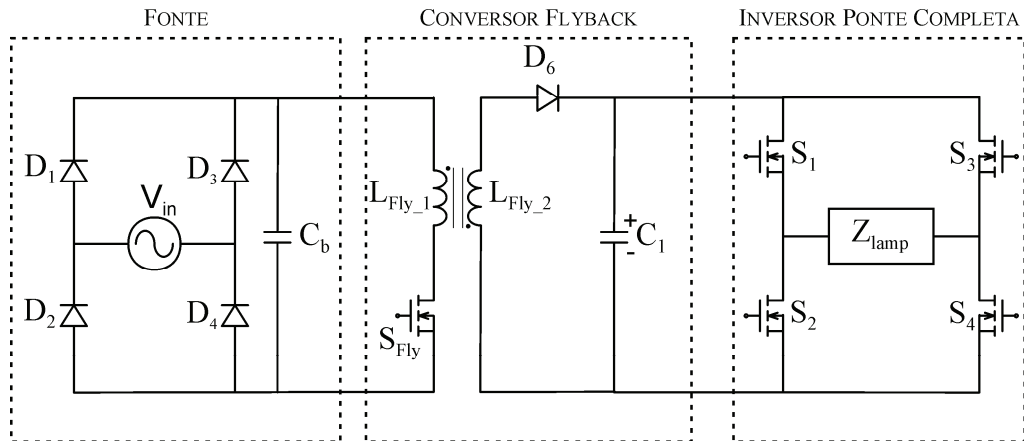
$$V_{SHB} = 2.E \quad (4.4)$$

Portanto, na utilização do inversor Meia Ponte, tem-se um valor de tensão aplicada sobre os interruptores controlados que equivale ao dobro do valor obtido na configuração Ponte Completa, sendo uma das desvantagens da utilização do conversor Meia Ponte.

#### 4.4 – Emprego do Inversor Meia Ponte simétrico.

A figura 4.11 mostra um exemplo de uma topologia com dois estágios de potência empregada em reatores eletrônicos para alimentação de lâmpadas HID (Liang, 2002).

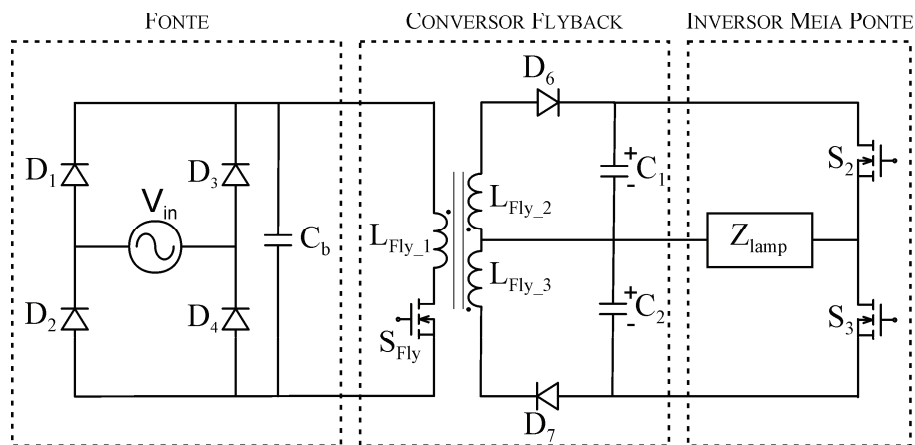
O conversor *Flyback* é utilizado no estágio de controle de potência e um inversor Ponte Completa alimenta a lâmpada sob forma de onda quadrada em baixa frequência. A topologia apresentada na figura 4.11 não possui estágio de correção do fator de potência.



**Figura 4.11** – Reator eletrônico empregando um conversor *Flyback* e um inversor Ponte Completa.

Porém, a implementação do conversor *Flyback*, no estágio de controle de potência, possibilita a obtenção de duas fontes de tensão na saída, cumprindo, desta forma, com os requisitos previamente mencionados para que se utilize um inversor Meia Ponte simétrico no estágio inversor.

Pode-se, portanto, através da obtenção de uma segunda fonte controlada na saída, implementar os estágios de controle de potência e inversão conforme a topologia apresentada na figura 4.12 (Reatti, 2000; Marchesan, 2005).



**Figura 4.12** – Reator eletrônico empregando um conversor *Flyback* e um inversor Meia Ponte.

A implementação do conversor *Flyback* no estágio de controle de potência torna possível o emprego do inversor Meia Ponte simétrico, reduzindo o número de interruptores quando comparado ao inversor Ponte Completa normalmente utilizado.

Neste trabalho, utiliza-se a configuração mostrada na figura 4.12 para se realizar o estágio de controle de potência e inversão dos reatores eletrônicos integrados propostos para alimentação de lâmpadas HPS.

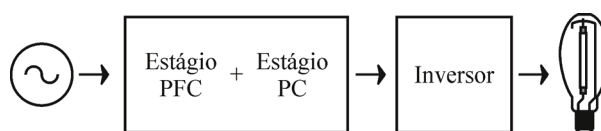
#### 4.5 – Reatores eletrônicos integrados para alimentação de lâmpadas HPS

A opção por uma alimentação da lâmpada HPS sob forma de onda quadrada em baixa frequência, para garantir uma operação confiável quanto à não ocorrência do fenômeno da ressonância acústica, faz com que o reator eletrônico a ser utilizado possua três estágios de potência, como mostra a figura 4.2.

A busca por uma configuração mais simples e de baixo custo, faz com que a integração de estágios de potência se apresente como uma alternativa extremamente interessante (Wu, 1999a; Martin, 2003; Moschopoulos, 2005; Rico-Secades, 2006; Chen, 2006; Ponce, 2006; Jang, 2006; Wang, 2007).

A redução do número de interruptores controlados obtida através da integração de estágios, além de propiciar a redução do custo, aumenta a confiabilidade do sistema.

Neste trabalho, propõe-se uma família de reatores eletrônicos que integram o estágio de correção do fator de potência e o estágio de controle de potência, como mostra a figura 4.14, através de um único interruptor controlado.



**Figura 4.14** – Integração de estágios proposta.

Os conversores analisados para utilização no estágio de correção do fator de potência são: *Boost*, *Flyback*, *Buck-Boost*, *Sepic*, *Zeta* e *Buck*. Estes conversores operam no modo de condução descontínua, e são integrados ao conversor *Flyback* empregado no estágio de controle de potência ou corrente, conforme tratado na seção anterior.

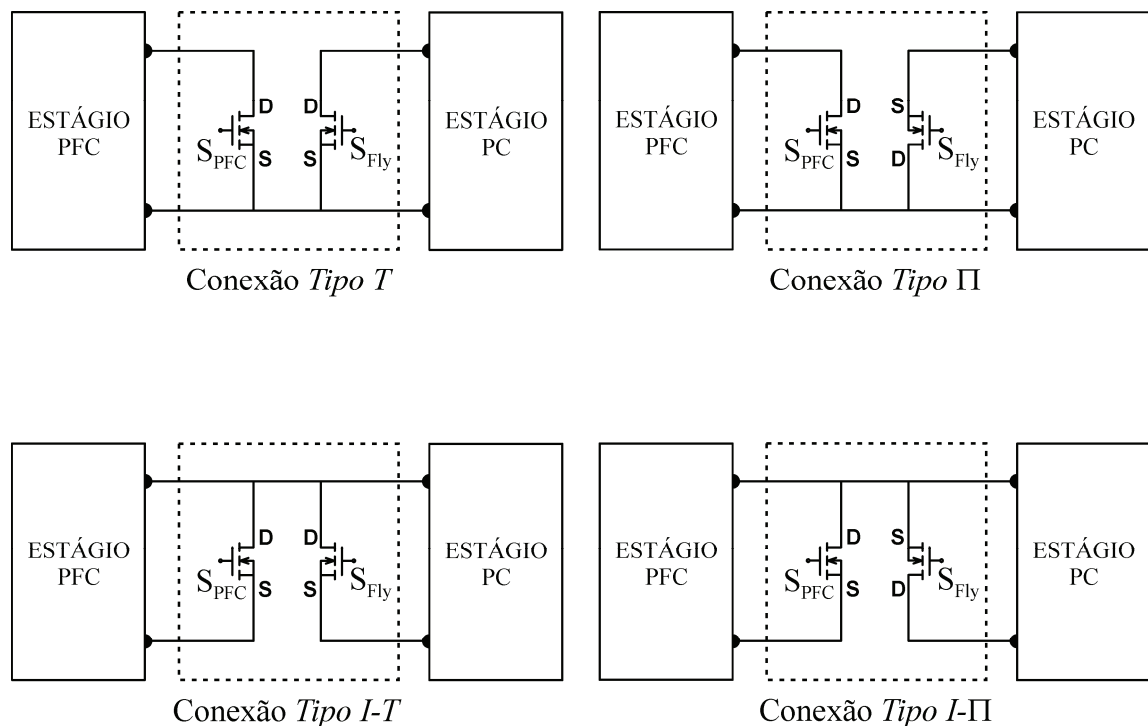
##### 4.5.1 – Metodologia de integração

A integração de conversores de potência foi objeto de estudo de muitos pesquisadores nos anos 90 (Redl, 1994; Qian, 1998; Wu, 1999b).

Wu (1998) publicou uma proposta de integração de conversores CC/CC denominada de “*graft scheme*”, na qual dois conversores CC/CC podem ser integrados se seus interruptores controlados possuírem pelo menos um ponto em comum.

Segundo sua proposta, quando dois conversores CC/CC são conectados em cascata, quatro possibilidades de ligação entre os interruptores podem ocorrer: tipo *T*, tipo *I-T* (inversa em relação ao tipo *T*), tipo *II* e tipo *I-II* (inversa em relação ao tipo *II*).

A conexão do tipo *T* ocorre quando o *Source* é o ponto em comum entre os interruptores controlados dos dois conversores conectados em cascata. De forma análoga, a conexão do tipo *I-T* é definida quando o *Dreno* é o ponto em comum. Para a conexão do tipo *II* o ponto em comum é o *Source* do interruptor controlado do primeiro conversor e o *Dreno* do segundo, isto é, a conexão é do tipo *S-D*. Na conexão do tipo *I-II*, ocorre o inverso em relação ao tipo *II*, ou seja, a ligação é *D-S*. Os quatro tipos de conexões possíveis são apresentados na figura 4.15.



**Figura 4.15** – Tipos de conexão possíveis entre os interruptores controlados de dois conversores CC/CC conectados em cascata (Wu, 1998).

A proposta deste trabalho é gerar reatores eletrônicos integrados, baseando-se em seis diferentes conversores CC/CC (*Boost*, *Flyback*, *Buck-Boost*, *Sepic*, *Zeta* e *Buck*) a serem empregados no estágio de correção do fator de potência. Estes conversores são conectados a

configuração mostrada na figura 4.12, a fim de alimentar a lâmpada com forma de onda quadrada de baixa frequência.

As seis topologias convencionais com três estágios de potência cada uma, isto é, sem a integração entre estágios, são apresentadas na figura 4.16 e 4.17.

Nota-se, através destas figuras, que sempre há um ponto em comum de conexão entre o interruptor controlado empregado no estágio de correção do fator de potência e no estágio de controle de potência.

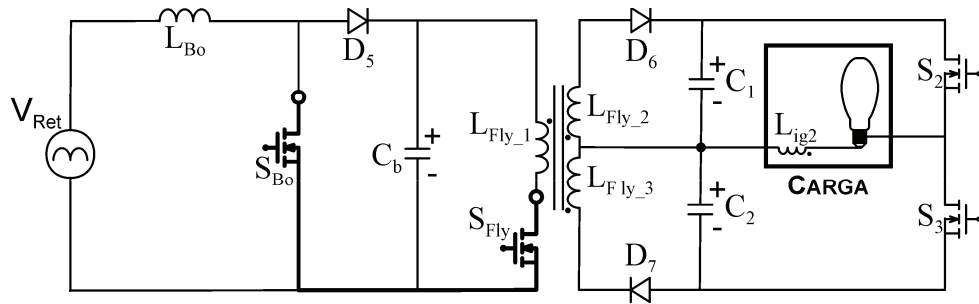
Desta forma, de acordo com a técnica proposta por Wu (1998), duas diferentes células podem ser obtidas, como mostra a figura 4.18. A cada uma delas podem ser associados os conversores CC/CC empregados no estágio de correção do fator de potência, dependendo da configuração na topologia convencional.

Os conversores com conexão do tipo  $T$  e  $I-T$  entre os interruptores controlados, em suas topologias convencionais, são integrados através da *Célula SC* e os conversores onde a conexão é do tipo  $II$  e  $I-II$ , a integração é realizada através da *Célula ST*.

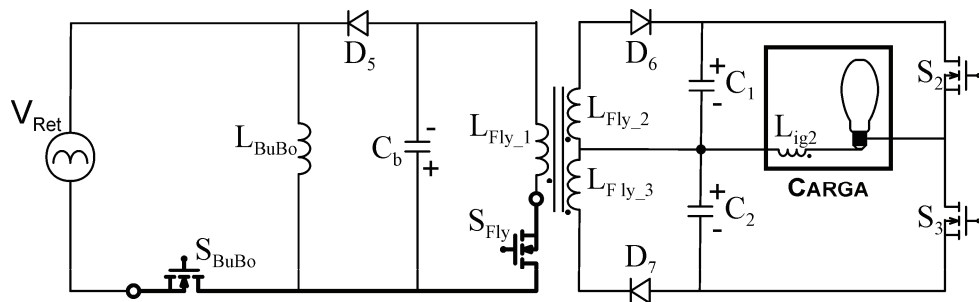
Nas integrações através da *Célula SC* o interruptor compartilhado entre os dois estágios de potência é submetido a soma das correntes dos dois estágios, isto é, a uma sobrecorrente devido ao compartilhamento. Já nas integrações através da *Célula ST* o interruptor compartilhado é submetido a uma sobretensão e a corrente que circula através do interruptor compartilhado é a maior entre os estágios integrados, e não a soma delas, como nas integrações com a *Célula SC*. Todas estas características serão mais bem avaliadas na análise detalhada de cada integração.

Observando-se a figura 4.16, verifica-se que a conexão entre os interruptores controlados dos conversores CC/CC: *Boost*, *Buck-Boost* e *Sepic* e do conversor *Flyback* empregado no estágio de controle de potência na lâmpada, possuem, entre si, uma conexão do tipo  $T$  e  $I-T$  e, por esta razão, são integrados através da *Célula SC*. Enquanto que os conversores *Zeta* e *Buck* são integrados com o conversor *Flyback* através da *Célula ST*, pois a conexão entre seus interruptores no circuito convencional é do tipo  $I-II$ , como mostra a figura 4.17.

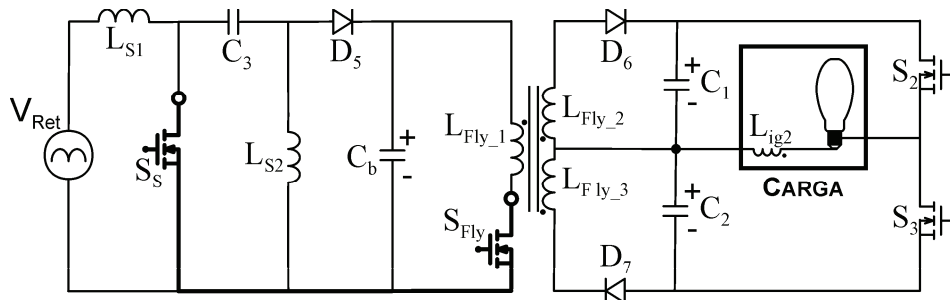
A análise do conversor *Flyback*, como estágio de correção do fator de potência, é feita em separado, visto que a característica isolada deste conversor admite uma conexão do tipo  $T$  ou do tipo  $II$  em sua configuração convencional, conforme mostra a figura 4.16, permitindo sua conexão a ambas as células (*ST* ou *SC*).



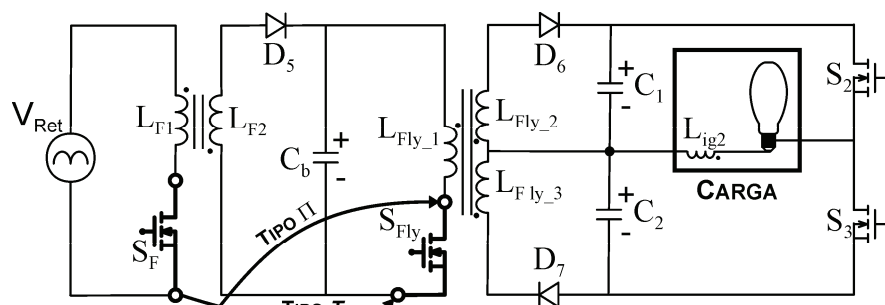
Conversor *Boost+Flyback* - Conexão tipo T



Conversor *Buck-Boost+Flyback* - Conexão tipo I-T

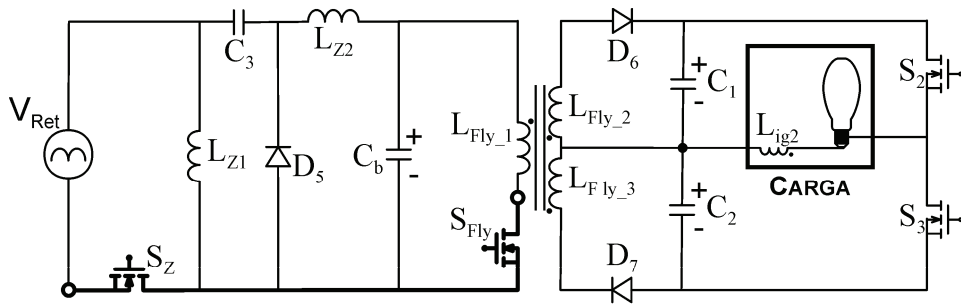


Conversor *Sepic+Flyback* - Conexão tipo T

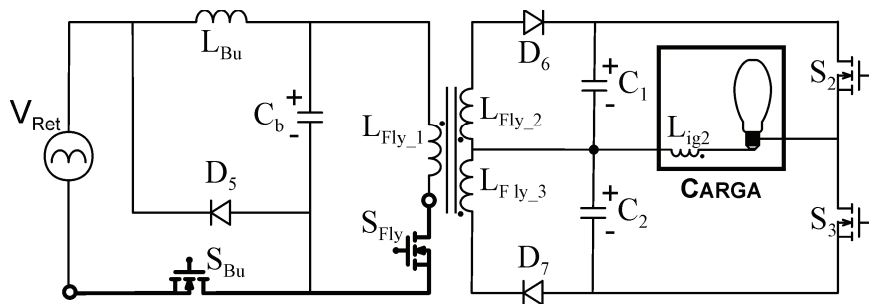


Conversor *Flyback+Flyback*

Figura 4.16 – Reatores eletrônicos convencionais com três estágios de potência.

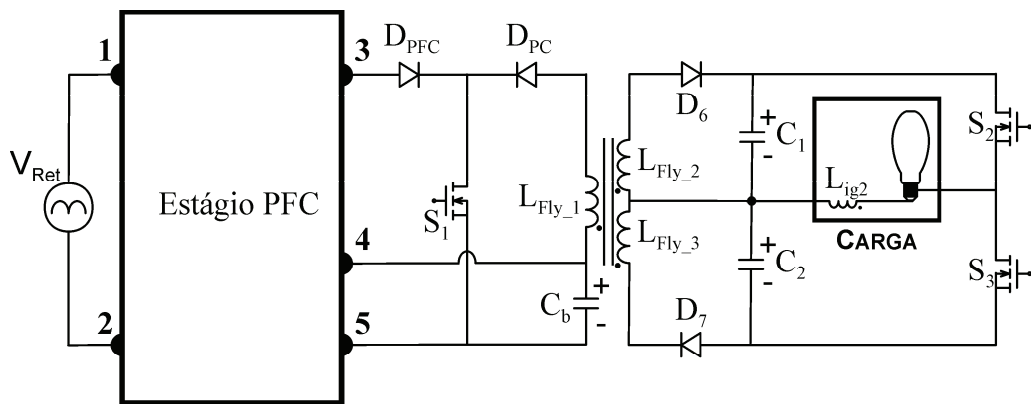


Conversor *Zeta+Flyback* - Conexão tipo I-Π

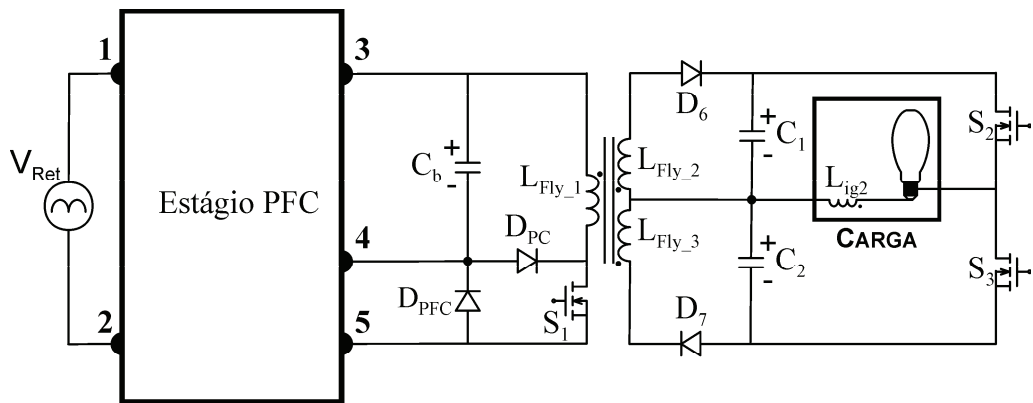


Conversor *Buck+Flyback* - Conexão tipo I-Π

Figura 4.17 – Reatores eletrônicos convencionais com três estágios de potência e conexão do tipo I-Π.



*Célula SC*



*Célula ST*

Figura 4.18 – Células básicas: *Célula SC* e *Célula ST*.

Na figura 4.19 apresenta-se as possíveis integrações com a *Célula SC* e na figura 4.20 com a *Célula ST*, dependendo do conversor a ser empregado no estágio de correção do fator de potência de cada reator eletrônico.

Nas seções que seguem, apresenta-se uma análise detalhada dos sete reatores eletrônicos propostos, fruto da metodologia de integração utilizada.

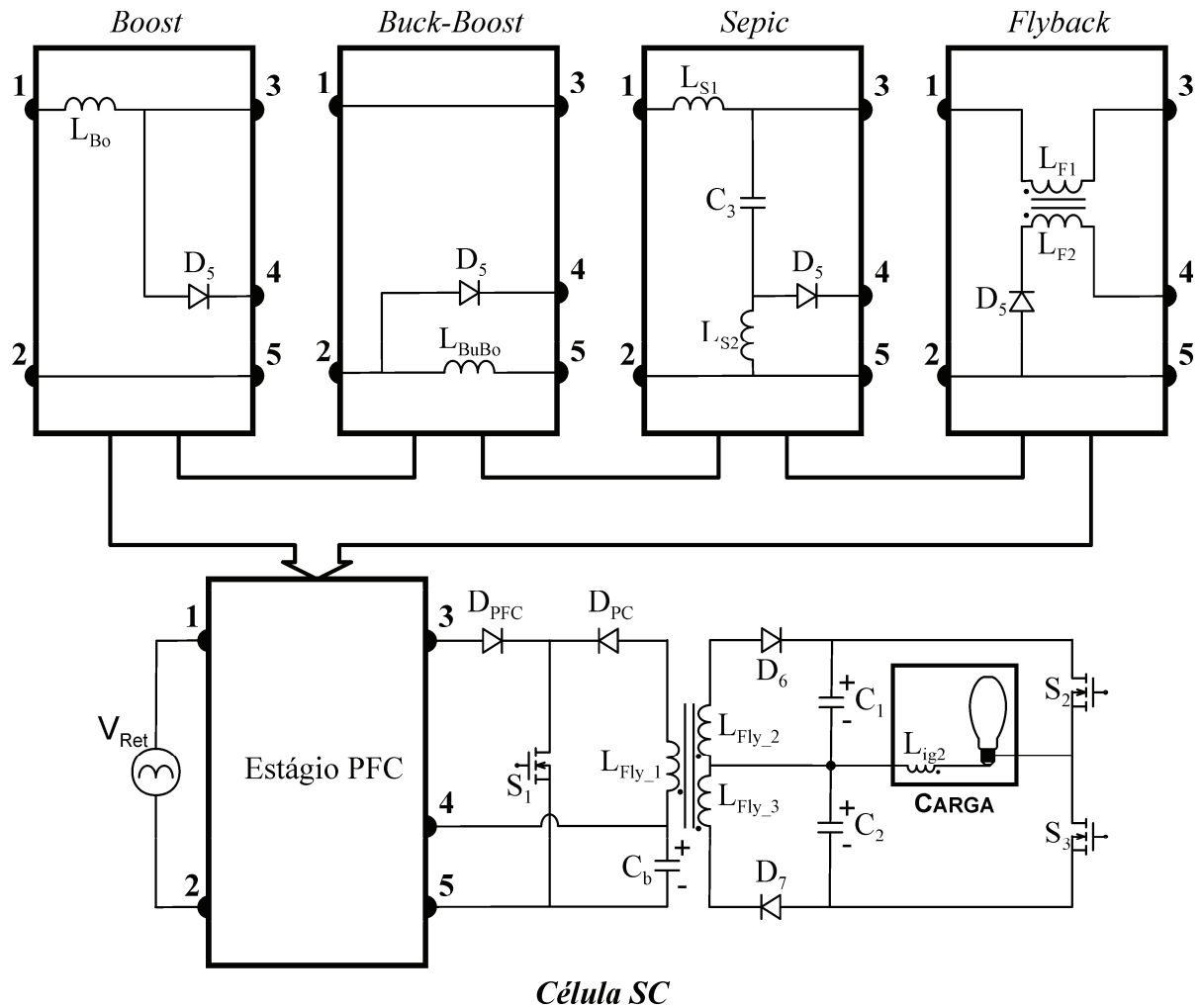


Figura 4.19 – Possibilidades de integração com a *Célula SC*.

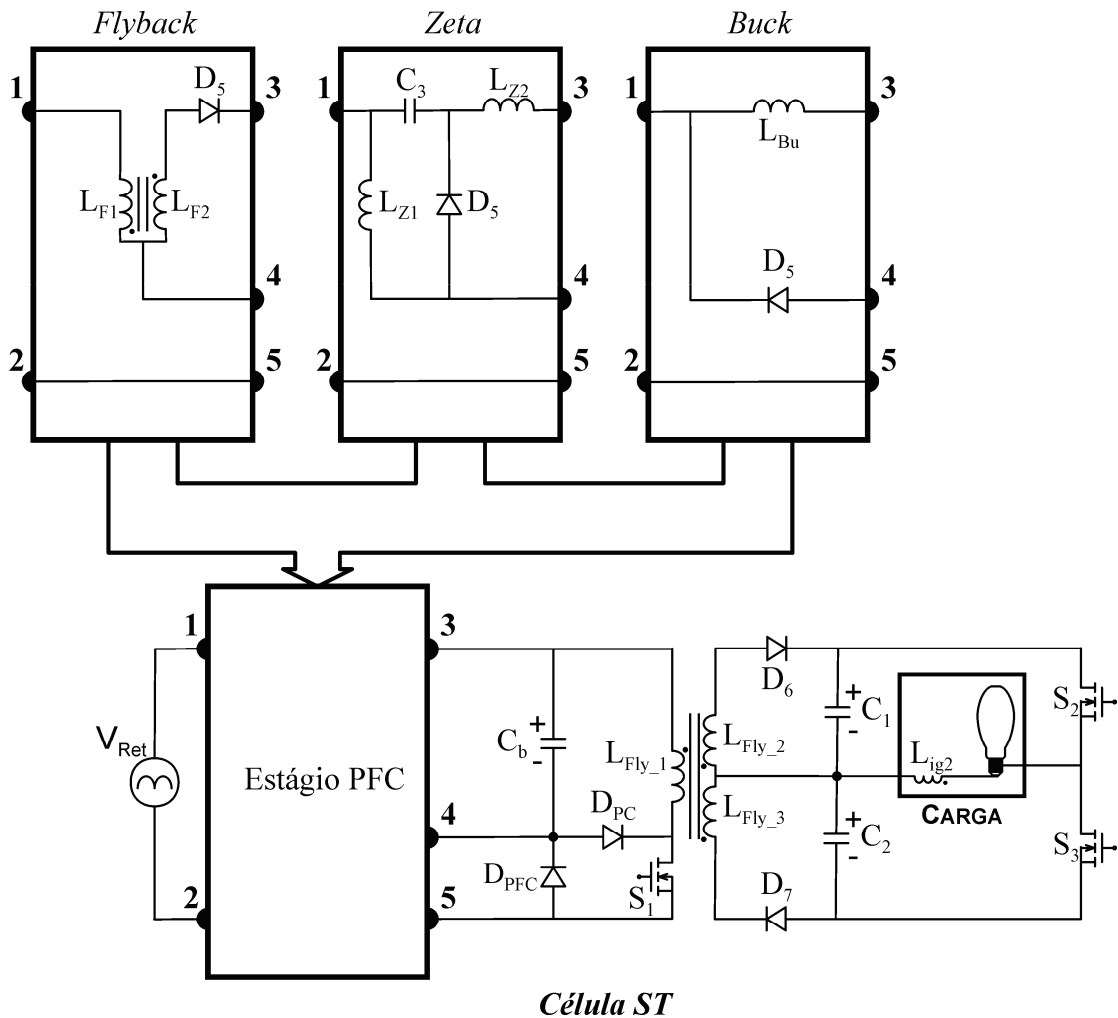
#### 4.5.2 – Reator eletrônico *Boost Flyback Half-Bridge* (BOFIB)

O reator eletrônico *Boost Flyback Half-Bridge* emprega um conversor *Boost* no estágio de correção do fator de potência e um conversor *Flyback* no estágio de controle de potência (Yang, 2005).

O conversor *Boost*, dos métodos de correção ativos, tem sido o mais empregado para correção do fator de potência em reatores eletrônicos. Isto se deve ao fato de possuir uma



configuração simples, que emprega um reduzido número de componentes, aliada a uma elevada eficiência.

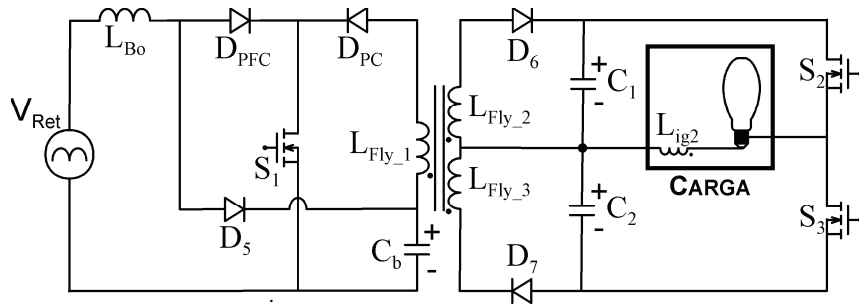


**Figura 4.20** – Possibilidades de integração com a *Célula ST*.

Porém, a tensão de saída no conversor *Boost* deve ser sempre maior que a tensão de entrada. Este fato faz com que a tensão aplicada ao estágio de controle de potência seja relativamente elevada, dependendo do valor da tensão de entrada, caracterizando-se como uma das desvantagens do emprego deste conversor.

Conforme o estudo realizado na seção anterior, o reator eletrônico que emprega o conversor *Boost* no estágio de correção do fator de potência, quando integrado, possui a característica de sobrecorrente no interruptor compartilhado.

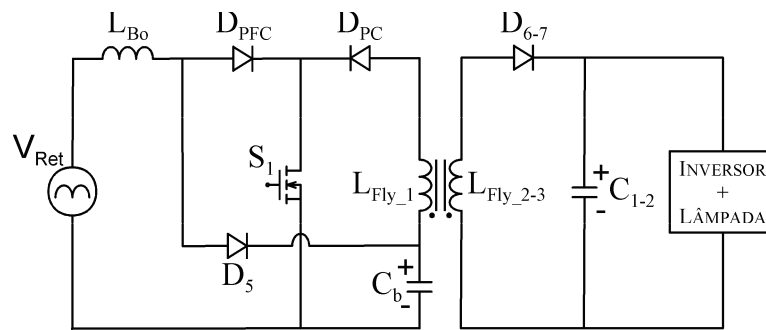
O circuito do conversor *Boost* integrado a *Célula SC* é mostrado na figura 4.21. Com a integração os interruptores  $S_{Bo}$  e  $S_{Fly}$ , são substituídos por um único interruptor  $S_1$ .



**Figura 4.21** – Reator eletrônico integrado *Boost Flyback Half-Bridge (BOFIB)*.

#### 4.5.2.1 – Princípio Operacional

O comportamento do reator eletrônico proposto é analisado considerando a simplificação mostrada na figura 4.22 e as etapas de operação apresentadas na figura 4.23.



**Figura 4.22** – Circuito *Boost Flyback Half-Bridge* simplificado.

##### 4.5.2.1.1 – Primeira etapa

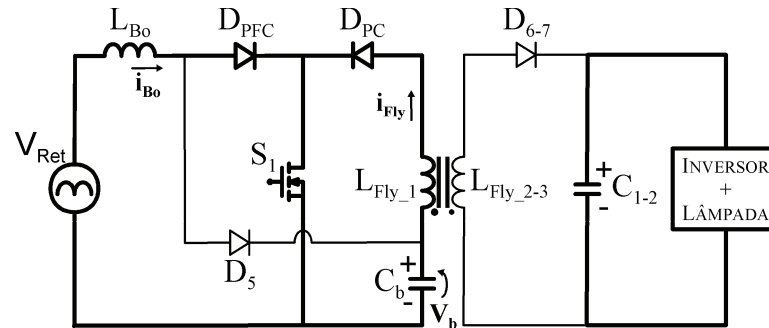
Nesta etapa, o interruptor  $S_1$  está em condução. A tensão de entrada  $V_{Ret}$  é aplicada ao indutor  $L_{Bo}$  do conversor *Boost*. Considerando-se a tensão  $V_{Ret}$  constante para um período de comutação, a corrente  $i_{Bo}$  cresce linearmente.

Simultaneamente, a tensão  $V_b$  é aplicada ao primário dos indutores acoplados do *Flyback* empregado no estágio de controle de potência, armazenando energia no campo magnético do acoplamento  $L_{Fly\_1}$  e  $L_{Fly\_2-3}$ .

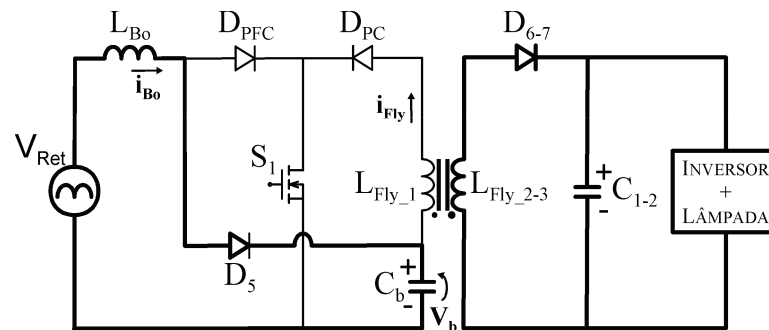
A corrente que flui pelo interruptor  $S_1$  é, portanto, a soma da corrente do estágio de correção do fator de potência e do estágio de controle de potência.

Considerando-se que a corrente  $i_{Bo}$  segue a envoltória da tensão da rede elétrica, a corrente que circula no interruptor compartilhado ( $S_1$ ) é representada teoricamente na figura 4.24 para meio período da rede.

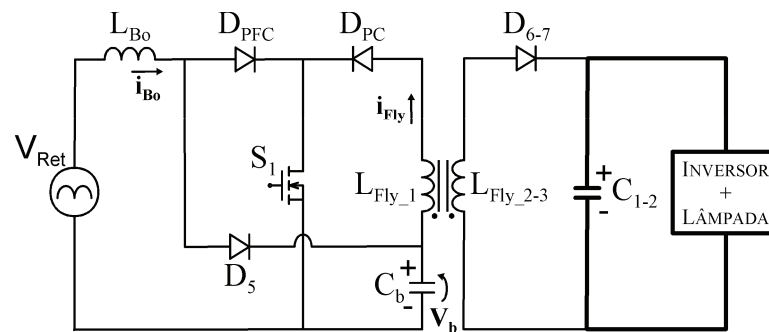
O conjunto inversor lâmpada nesta etapa de operação é alimentado pela energia armazenada no capacitor  $C_{1-2}$ .



*Primeira etapa*



*Segunda Etapa*

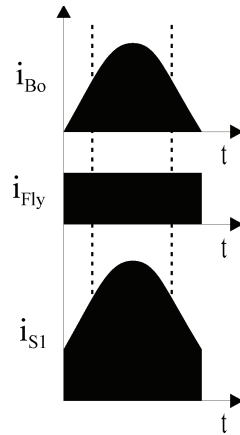


*Terceira Etapa*

**Figura 4.23** – Etapas de operação do reator eletrônico *Boost Flyback Half-Bridge*.

#### 4.5.2.1.2 – Segunda etapa

Esta etapa caracteriza-se pela não condução do interruptor  $S_1$ . A energia armazenada no indutor  $L_{Bo}$ , na primeira etapa, agora é transferida ao capacitor  $C_b$  através da diferença de potencial  $(V_b - V_{Ret})$ .



**Figura 4.24** – Representação teórica da corrente no interruptor compartilhado da configuração *Boost Flyback* para a primeira etapa de operação.

O diodo  $D_{PFC}$  encontra-se reversamente polarizado, evitando o curto-circuito do primário do conversor *Flyback*. Desta forma, a energia armazenada no acoplamento *Flyback* durante o primeiro estágio alimenta o capacitor  $C_{1-2}$  e o conjunto inversor lâmpada.

A tensão de bloqueio do interruptor  $S_1$  é a soma da tensão  $V_b$  e a tensão do capacitor  $C_{1-2}$  refletida ao primário dos indutores acoplados do *Flyback*. Esta é uma das desvantagens do emprego do conversor *Boost* no estágio de correção do fator de potência, pois o interruptor compartilhado é submetido a uma tensão de bloqueio relativamente elevada nesta etapa.

#### 4.5.2.1.3 – Terceira etapa

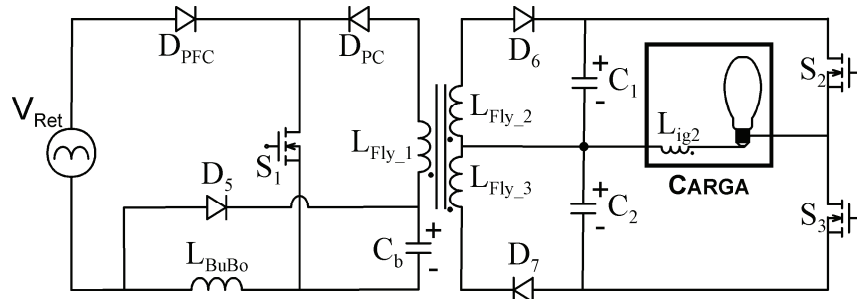
Nesta etapa o interruptor  $S_1$  continua fora de operação e toda a energia armazenada no indutor  $L_{Bo}$  e nos indutores acoplados do conversor *Flyback* já foi descarregada. O capacitor  $C_{1-2}$  alimenta o conjunto inversor lâmpada.

#### 4.5.3 – Reator eletrônico *Buck-Boost Flyback Half-Bridge* (BBFIB)

O reator eletrônico *Buck-Boost Flyback Half-Bridge* consiste de um conversor *Buck-Boost* no estágio de correção do fator de potência e um conversor *Flyback* no estágio de controle de potência, ambos operando no modo de condução descontínua.

Como proposta de integração, devido a forma de conexão dos interruptores controlados na configuração convencional, utiliza-se a *Célula SC*, substituindo-se os interruptores  $S_{BuBo}$  e  $S_{Fly}$ , por um único interruptor  $S_1$ , como mostra a figura 4.25.

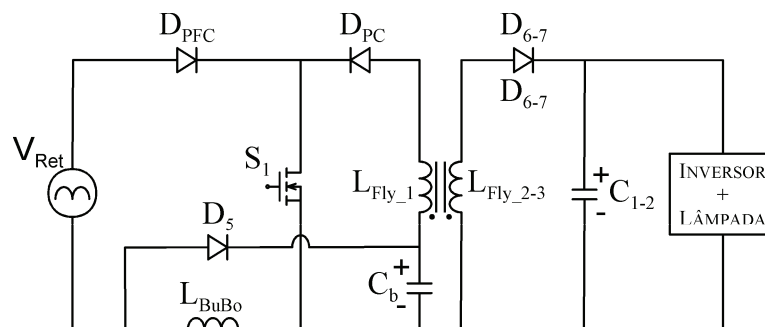
O projeto do conversor *Buck-Boost* pode ser realizado para tensões no capacitor de barramento ( $C_b$ ) maiores ou menores em relação à tensão de alimentação.



**Figura 4.25** – Reator eletrônico integrado *Buck-Boost Flyback Half-Bridge (BBFIB)*.

#### 4.5.3.1 – Princípio Operacional

Para a análise do princípio operacional, simplifica-se a topologia como mostra a figura 4.26. As etapas de operação são apresentadas na figura 4.27.

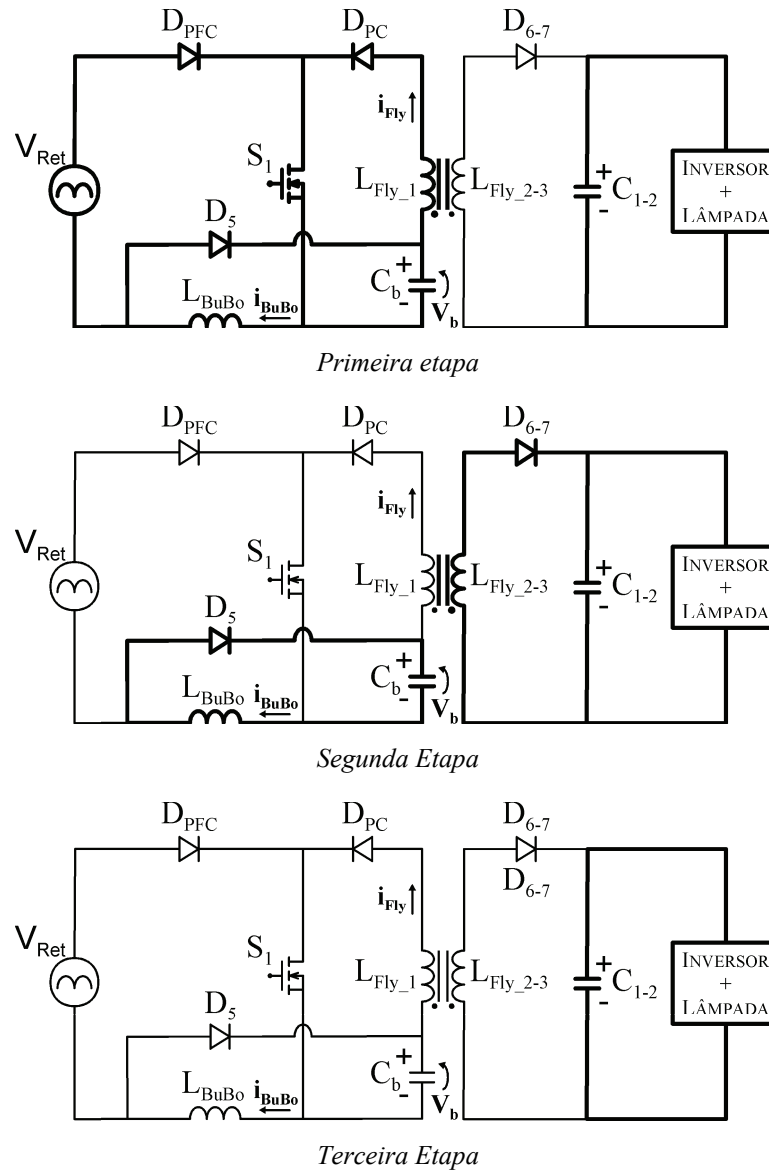


**Figura 4.26** – Circuito *Buck-Boost Flyback Half-Bridge* simplificado.

##### 4.5.3.1.1 – Primeira etapa

Esta etapa é caracterizada pela condução do interruptor compartilhado  $S_1$ . A tensão de entrada retificada  $V_{Ret}$  é aplicada ao indutor  $L_{BuBo}$ , fazendo com que sua corrente ( $i_{BuBo}$ ) cresça linearmente. Da mesma forma, a tensão do capacitor de barramento ( $V_b$ ) é aplicada ao primário dos indutores acoplados do conversor *Flyback*. Desta forma, a corrente que circula pelo interruptor  $S_1$  é a soma da corrente do estágio de correção do fator de potência e do controle de potência.

Durante esta etapa de operação o conjunto inversor lâmpada é alimentado pela energia do capacitor  $C_{1-2}$ .



**Figura 4.27** – Etapas de operação do reator eletrônico *Buck-Boost Flyback Half-Bridge*.

#### 4.5.3.1.2 – Segunda etapa

Nesta etapa, o interruptor  $S_1$  encontra-se bloqueado. Portanto, a energia armazenada no campo magnético do indutor  $L_{BuBo}$  descarrega-se linearmente no capacitor  $C_b$  e a energia dos indutores acoplados do *Flyback* alimenta o capacitor  $C_{1-2}$  e o conjunto inversor lâmpada.

A tensão de bloqueio do interruptor  $S_1$  neste estágio é a soma da tensão de entrada  $V_{Ret}$  com a tensão do capacitor de barramento ( $V_b$ ).

#### 4.5.3.1.3 – Terceira etapa

Esta etapa é característica do modo de operação descontínua dos conversores *Buck-Boost* e *Flyback* empregados no estágio de correção do fator de potência e controle de potência, respectivamente. Nela, o interruptor  $S_I$  ainda encontra-se bloqueado e a energia armazenada no indutor do conversor *Buck-Boost* e nos indutores acoplados do conversor *Flyback* já foi totalmente descarregada. O conjunto inversor lâmpada é alimentado pela energia do capacitor  $C_{1-2}$ .

Esta etapa tem um tempo de duração relativamente curto se comparado com a primeira e segunda etapas anteriormente descritas.

#### 4.5.4 – Reator eletrônico *Sepic Flyback Half-Bridge* (SFIB)

O reator eletrônico *Sepic Flyback Half-Bridge*, caracteriza-se, em sua composição clássica, pela utilização de um conversor *Sepic* no estágio de correção do fator de potência e do conversor *Flyback* no estágio de controle de potência. Sua configuração clássica para alimentação de lâmpadas HPS em baixa frequência é mostrada na figura 4.16.

Embora o conversor *Sepic* não seja comumente empregado na correção do fator de potência, por possuir a presença de dois elementos reativos ( $C_3$  e  $L_{S2}$ ) a mais do que os conversores comumente utilizados, em algumas aplicações sua utilização torna-se interessante.

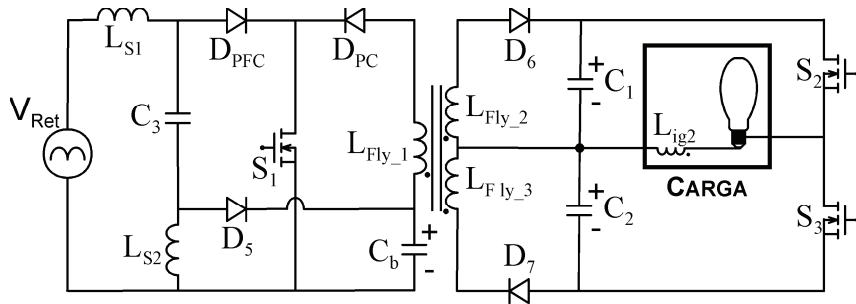
Dentre as principais vantagens da utilização do conversor *Sepic* está a grande variação da tensão de saída admitida e a pequena corrente de partida devido a posição do capacitor de acoplamento  $C_3$  (Pomilio, 2004).

Para realizar-se a integração, da mesma forma que nos reatores eletrônicos apresentados anteriormente, faz-se a substituição dos interruptores  $S_S$  e  $S_{Fly}$  por um interruptor  $S_I$  utilizando-se a célula de integração por sobrecorrente (*Célula SC*).

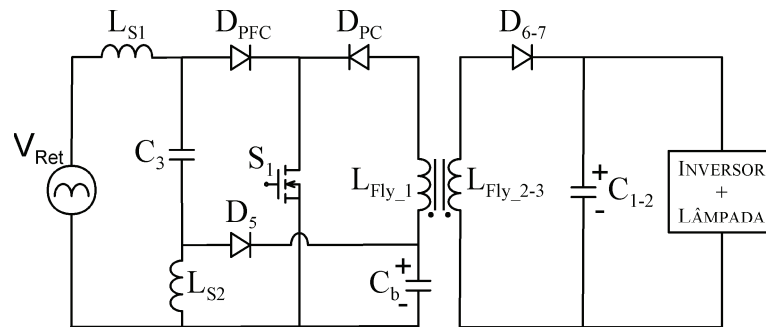
A topologia integrada é mostrada na figura 4.28.

##### 4.5.4.1 – Princípio Operacional

Para a análise do princípio operacional do reator eletrônico integrado empregando o conversor *Sepic*, podem-se fazer algumas simplificações e representar o circuito na forma da figura 4.29.



**Figura 4.28** – Reator eletrônico integrado *Sepic Flyback Half-Bridge (SFIB)*.



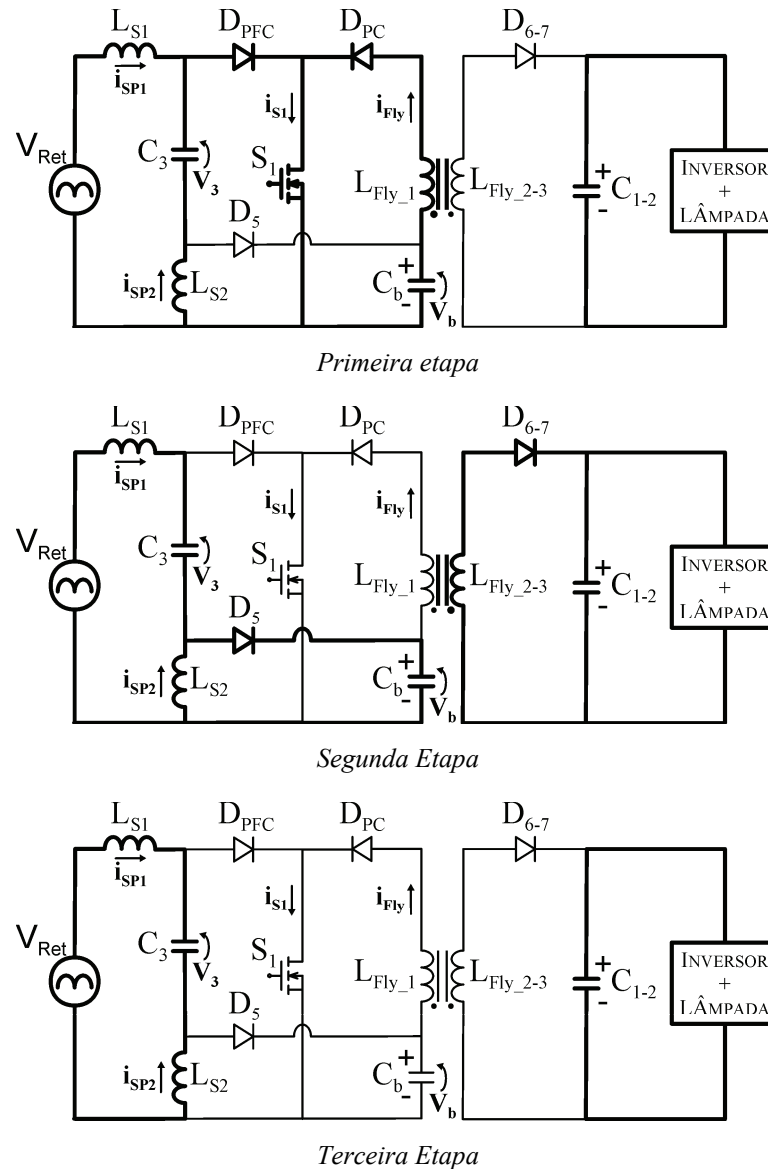
**Figura 4.29** – Circuito *Sepic Flyback Half-Bridge* simplificado.

As etapas de operação são apresentadas na figura 4.30 e ilustradas através das formas de onda teóricas da figura 4.31.

#### 4.5.4.1.1 – Primeira etapa (I)

Esta etapa é definida pela condução do interruptor  $S_1$ . Como característica do conversor *Sepic*, a tensão de entrada ( $V_{Ret}$ ) é igual a tensão  $V_3$ . Desta forma, a tensão de entrada ( $V_{Ret}=V_3$ ) é aplicada a ambos os indutores do conversor *Sepic* ( $L_{S1}$  e  $L_{S2}$ ) fazendo com que a corrente cresça linearmente. Simultaneamente, a tensão  $V_b$  é aplicada a  $L_{Fly_1}$  carregando os indutores acoplados do conversor *Flyback*. Nesta etapa, a corrente que flui pelo interruptor compartilhado é a soma das correntes  $i_{SP1}$ ,  $i_{SP2}$  e  $i_{Fly}$ , como pode ser visualizado na *Etapa I* de operação da figura 4.31.





**Figura 4.30** – Etapas de operação do reator eletrônico Sepic *Flyback Half-Bridge*.

#### 4.5.4.1.2 – Segunda etapa (II)

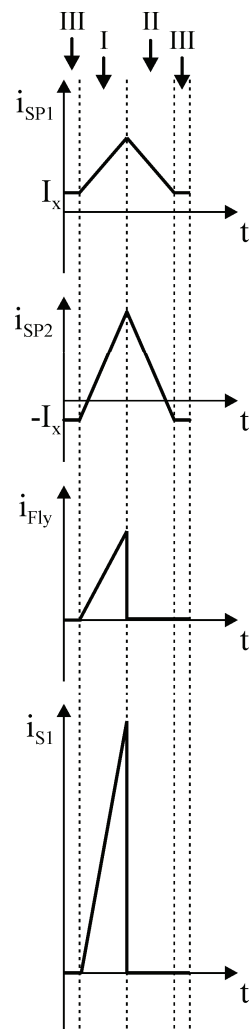
Na segunda etapa, o interruptor  $S_1$  está bloqueado. As correntes  $i_{SP1}$  e  $i_{SP2}$  decrescem linearmente através do diodo  $D_5$ , como mostrado na *Etapa II* de operação da figura 4.31. A indutância  $L_{S1}$  é projetada para ser maior que  $L_{S2}$ . Desta forma, como ambas as indutâncias são submetidas a mesma tensão de descarga ( $V_b$ ) a corrente  $i_{SP2}$  chega a zero antes que  $i_{SP1}$  e então torna-se negativa até que  $i_{SP1} = -i_{SP2}$ . Neste momento, o diodo  $D_5$  pára de conduzir e a *Etapa III* de operação é iniciada, como mostra a figura 4.31.

Do ponto de vista do estágio de controle de potência, a energia armazenada nos indutores acoplados do *Flyback* no primeiro estágio é transferida agora ao capacitor  $C_{1-2}$  e ao conjunto inversor lâmpada.

#### 4.5.4.1.3 – Terceira etapa (III)

Esta é uma etapa de roda livre. O diodo  $D_5$  está bloqueado e como a tensão  $V_{Ret}=V_3$  a corrente em ambos os indutores do conversor *Sepic* é constante ( $I_x$ ). Esta etapa caracteriza o modo de operação em condução descontínua do conversor *Sepic*.

O conjunto inversor lâmpada é alimentado pelo capacitor  $C_{1-2}$ .



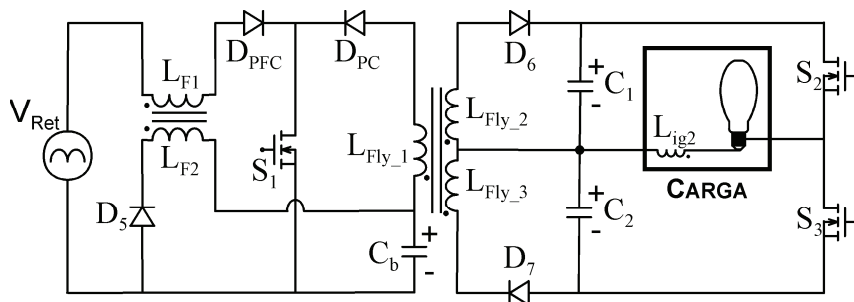
**Figura 4.31** – Formas de onda teóricas para a topologia integrada que utiliza os conversores *Sepic* e *Flyback*.

#### 4.5.5 – Reator eletrônico *Bi-Flyback Half-Bridge* (BFIB)

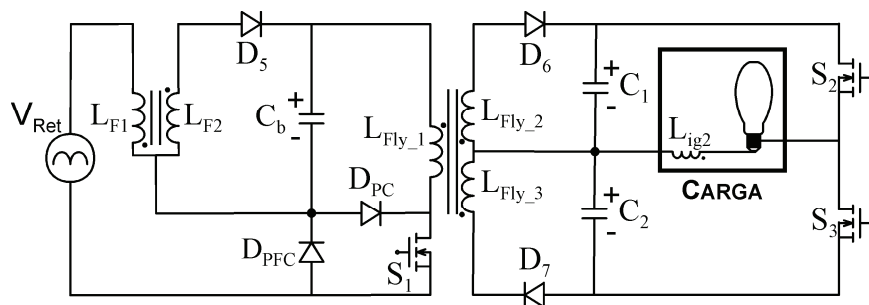
O reator eletrônico convencional *Bi-Flyback Half-Bridge* (BFIB) emprega dois conversores *Flyback*.

Como apresentado na seção 4.5.1, a configuração convencional de dois conversores *Flyback* conectados em cascata apresenta duas formas de integração possíveis. Na primeira delas, realizada utilizando-se a *Célula SC*, o interruptor compartilhado é submetido a sobrecorrente em relação à configuração convencional e na segunda forma de integração, através da *Célula ST*, o interruptor compartilhado é submetido a uma sobretensão. Desta forma, a diferença básica entre as duas formas de integração do conversor *Flyback* é a característica de tensão e corrente a que são submetidos os diodos  $D_{PFC}$ ,  $D_{PC}$  e o interruptor compartilhado  $S_1$ , uma vez que, além das duas configurações possuírem o mesmo número de componentes, a característica de tensão e corrente nos demais é exatamente igual.

As duas configurações do reator eletrônico empregando dois conversores *Flyback* para a configuração de sobrecorrente (conexão com a *Célula SC*) e de sobretensão (conexão com a *Célula ST*), no interruptor compartilhado, são apresentadas nas figuras 4.32 e 4.33, respectivamente.



**Figura 4.32** – Reator eletrônico integrado *Bi-Flyback Half-Bridge* com sobrecorrente no interruptor compartilhado (BFIB-SC).

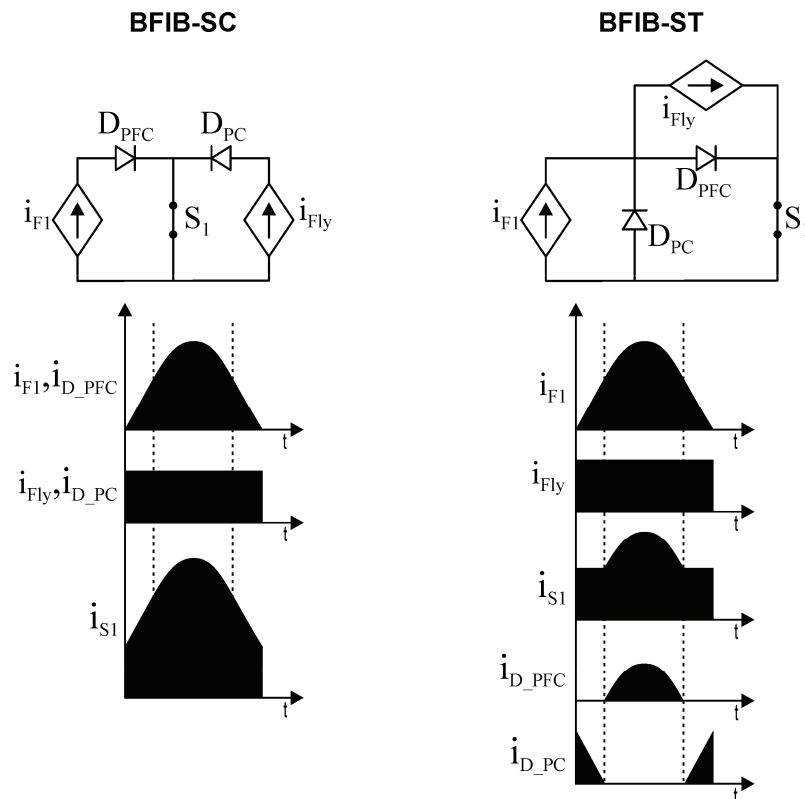


**Figura 4.33** – Reator eletrônico integrado *Bi-Flyback Half-Bridge* com sobretensão no interruptor compartilhado (BFIB-ST).

No intuito de visualizar como a corrente se distribui nos diodos  $D_{PFC}$ ,  $D_{PC}$  e no interruptor compartilhado  $S_1$ , para ambas as configurações, apresentam-se os circuitos equivalentes e as formas de onda teóricas da figura 4.34.

Como pode ser observado, na integração por sobrecorrente (*BFIB-SC*), o interruptor compartilhado conduz a soma das correntes de ambos os estágios de potência, e a corrente nos diodos  $D_{PFC}$  e  $D_{PC}$  é igual a  $i_{F1}$  e  $i_{Fly}$ , respectivamente. Por outro lado, na integração por sobretensão (*BFIB-ST*), a corrente no interruptor compartilhado é a maior entre as correntes dos dois estágios de potência em cada instante, e não a soma delas como na configuração anterior, e os diodos  $D_{PFC}$  e  $D_{PC}$  somente conduzem a diferença entre  $i_{F1}$  e  $i_{Fly}$ .

Para uma melhor análise de ambas as configurações, suas etapas de operação são analisadas nas seções que seguem.

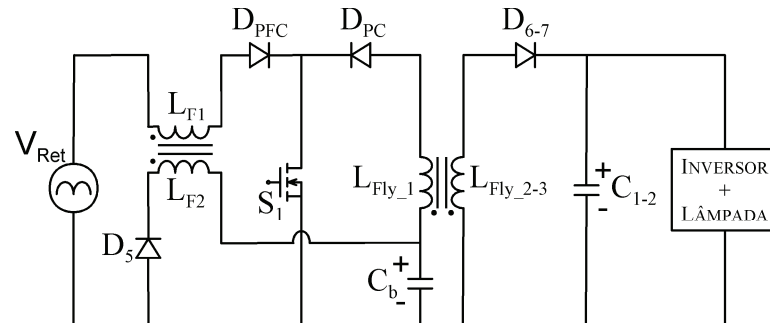


**Figura 4.34** – Circuito equivalente e formas de ondas teóricas para os dois modos de integração dos conversores *Flyback* (*BFIB-SC* e *BFIB-ST*).

#### 4.5.5.1 – Princípios operacionais do reator eletrônico *Bi-Flyback Half-Bridge* com integração através da *Célula SC*.

Para a análise dos princípios operacionais representa-se o circuito do reator *BFIB-SC* na forma da figura 4.35.

Ambos os conversores *Flyback* empregados operam no modo de condução descontinua.



**Figura 4.35** – Circuito *BFIB-SC* simplificado.

A operação do reator eletrônico *BFIB-SC* pode ser dividida em três etapas como mostra a figura 4.36.

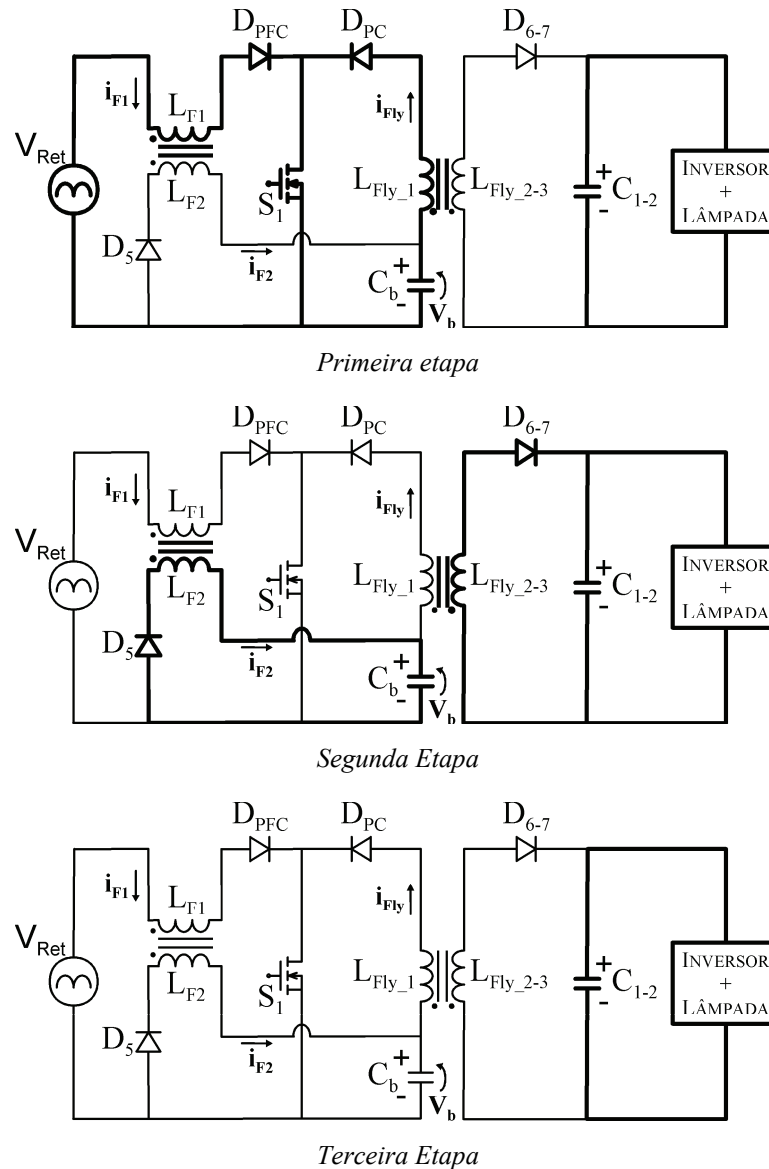
#### 4.5.5.1.1 – Primeira etapa

Esta etapa é caracterizada pela condução do interruptor  $S_1$ . A tensão de entrada  $V_{Ret}$  é aplicada ao indutor acoplado  $L_{F1}$ , ao mesmo tempo que a tensão  $V_b$  é aplicada ao indutor acoplado  $L_{Fly_1}$ . Ambas as correntes  $i_{F1}$  e  $i_{Fly}$  crescem linearmente pela aplicação de  $V_{Ret}$  e  $V_b$ , respectivamente. Desta forma, devido a conexão realizada entre os dois conversores *Flyback*, a corrente do interruptor compartilhado  $S_1$  é a soma das corrente provenientes dos dois estágios de potência.

Durante esta etapa, a alimentação da lâmpada é realizada através da energia acumulada no capacitor  $C_1$  ou  $C_2$ , dependendo de qual interruptor do inversor encontra-se em condução.

#### 4.5.5.1.2 – Segunda etapa

Nesta etapa de operação o interruptor  $S_1$  encontra-se bloqueado. A energia armazenada nos indutores acoplados do estágio de correção do fator de potência é transferida ao capacitor de barramento ( $C_b$ ), enquanto que a energia armazenada nos indutores acoplados do estágio de controle de potência é transferida aos capacitores  $C_1$  ou  $C_2$  e ao conjunto inversor lâmpada.



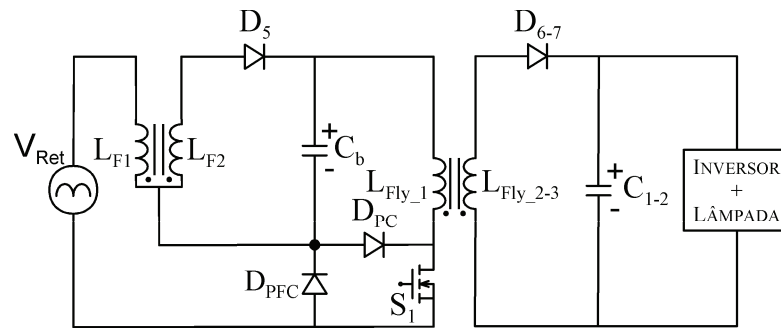
**Figura 4.36** – Etapas de operação do reator eletrônico *BFIB-SC*.

#### 4.5.5.1.3 – Terceira etapa

Esta etapa é característica do modo de operação descontínua dos conversores *Flyback* empregados. Nela, toda a energia armazenada nos acoplamentos de ambos os *Flybacks* já foi descarregada e o interruptor  $S_1$  ainda não entrou em condução novamente. Desta forma, a energia armazenada no capacitor  $C_1$  ou  $C_2$  é que alimenta o conjunto inversor lâmpada. Isto é,  $i_{F1} = i_{F2} = i_{Fly} = i_{SI} = 0$ .

#### 4.5.5.2 – Princípios operacionais do reator eletrônico *Bi-Flyback Half-Bridge* com integração através da *Célula ST*.

Seguindo-se o mesmo padrão de análise para o princípio operacional do reator eletrônico *BFIB-ST*, realiza-se a simplificação do circuito como mostra a figura 4.37.



**Figura 4.37** – Circuito *BFIB-ST* simplificado.

As etapas de operação do reator eletrônico *BFIB-ST* são divididas em quatro, como mostra a figura 4.38. O acréscimo de mais uma etapa em relação à configuração anterior ocorre devido ao fato que durante a condução do interruptor  $S_I$ , dependendo de qual das correntes dos dois estágios de potência é maior ( $i_{F1}$  ou  $i_{Fly}$ ), pode ocorrer a primeira ou a segunda etapa da figura 4.38.

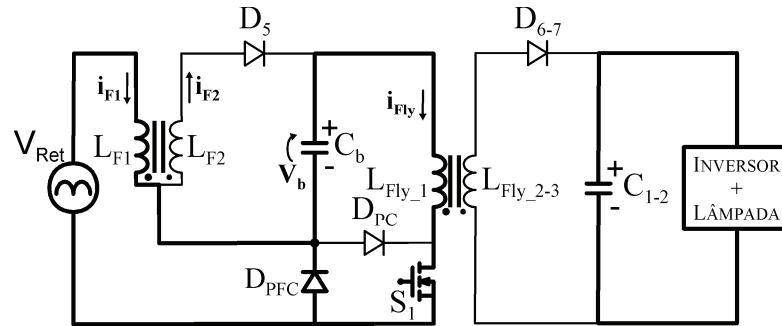
##### 4.5.5.2.1 – Primeira (I) e segunda (II) etapa

Estas etapas são caracterizadas pela condução de  $S_I$ . A tensão de entrada  $V_{Ret}$  é aplicada ao indutor acoplado  $L_{F1}$ , e, simultaneamente, a tensão  $V_b$  é aplicada ao indutor acoplado  $L_{Fly\_1}$ . Ambas as correntes  $i_{F1}$  e  $i_{Fly}$  crescem linearmente devido a aplicação de  $V_{Ret}$  e  $V_b$ , respectivamente. Porém, ao contrário da configuração anterior, somente a maior das correntes circula pelo interruptor compartilhado e não a soma delas.

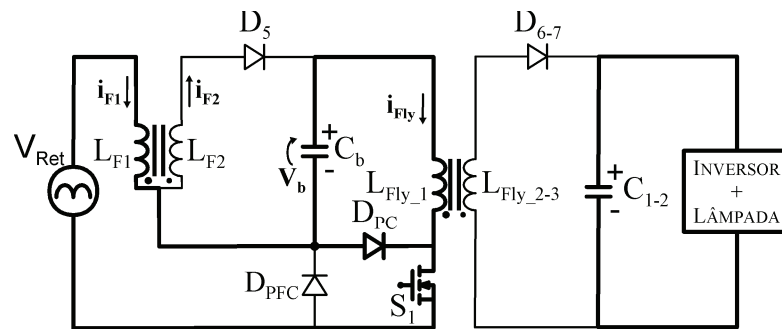
Como pode ser visualizado através das formas de onda teóricas da figura 4.39, se  $i_{Fly} > i_{F1}$ , o que ocorre quando a tensão de entrada está próxima de sua passagem por zero, a corrente que circula por  $S_I$  é  $i_{Fly}$  e o circuito opera como na primeira etapa da figura 4.38. Porém, se  $i_{Fly} < i_{F1}$  a corrente em  $S_I$  é igual a  $i_{F1}$  e a configuração das correntes no circuito é a mostrada na segunda etapa da figura 4.38.

Desta forma, dependendo do ponto de operação ao longo da variação da tensão de entrada em que o sistema se encontra, a primeira ou a segunda etapa podem ocorrer.

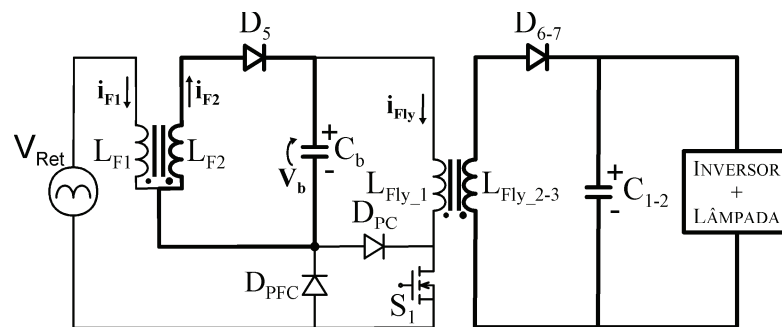
Outra hipótese possível, é que na operação em regime permanente a corrente  $i_{Fly}$  seja sempre maior que  $i_{F1}$ , desta forma, apenas a primeira etapa do sistema aconteceria durante a condução de  $S_1$ . A alimentação da lâmpada durante a condução do interruptor  $S_1$  é realizada através da energia acumulada no capacitor  $C_1$  ou  $C_2$ .



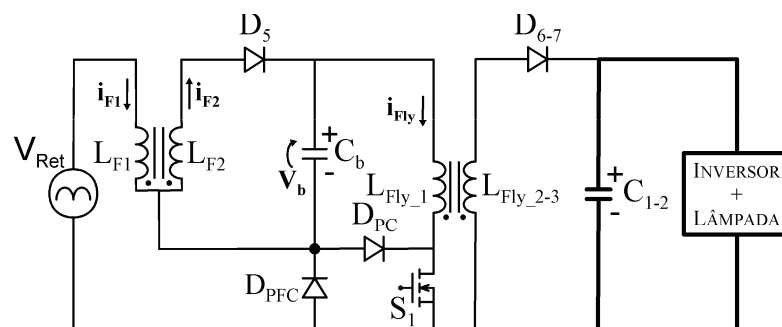
Primeira etapa



Segunda etapa



Terceira Etapa



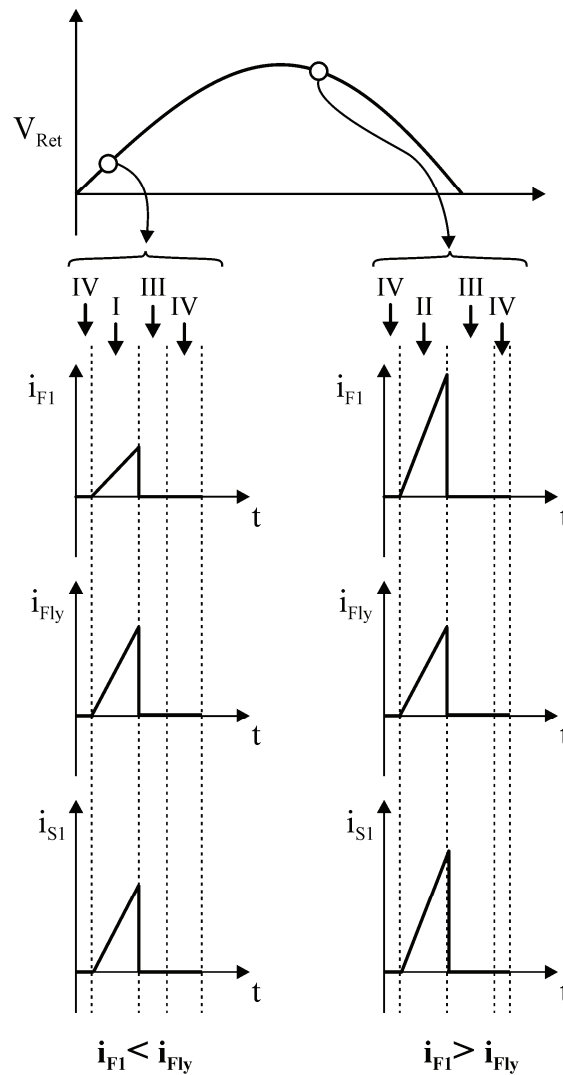
Quarta Etapa

Figura 4.38 – Etapas possíveis de operação do reator eletrônico *BFIB-ST*.



#### 4.5.5.2.2 – Terceira etapa (III)

Nesta etapa de operação o interruptor  $S_I$  encontra-se bloqueado. A energia armazenada nos indutores acoplados do estágio de correção do fator de potência é transferida ao capacitor de barramento ( $C_b$ ), enquanto a energia armazenada nos indutores acoplados do estágio de controle de potência é transferida aos capacitores  $C_1$  ou  $C_2$  e ao conjunto inversor lâmpada.



**Figura 4.39** – Formas de onda teóricas para o reator eletrônico *BFIB-ST*.

#### 4.5.5.2.3 – Quarta etapa (IV)

Esta etapa é característica do modo de operação descontínua dos conversores *Flyback* empregados. Nela, toda a energia armazenada nos acoplamentos de ambos os *Flybacks* já foi descarregada e o interruptor  $S_I$  ainda não entrou em condução novamente. Desta forma, a

energia armazenada no capacitor  $C_1$  ou  $C_2$  é que alimenta o conjunto inversor lâmpada. Isto é,  $i_{F1} = i_{F2} = i_{Fly} = i_{S1} = 0$ .

#### 4.5.6 – Reator eletrônico *Zeta Flyback Half-Bridge* (ZFIB)

O emprego do conversor *Zeta* no estágio de correção do fator de potência tem como principal característica que seu modo de conexão com o conversor *Flyback*, na configuração convencional, permite sua integração através da *Célula ST*. Do ponto de vista das perdas em condução no interruptor compartilhado ( $S_1$ ) esta é uma vantagem, visto que a corrente no interruptor compartilhado desta configuração é a maior entre os dois estágios de potência, da mesma forma que acontece na configuração *BFIB-ST*, e não a soma delas.

O conversor *Zeta* opera no modo de condução descontínua a fim de garantir o elevado fator de potência do reator eletrônico (Péres, 1994). Sua topologia integrada para alimentação da lâmpada HPS é mostrada na figura 4.40.

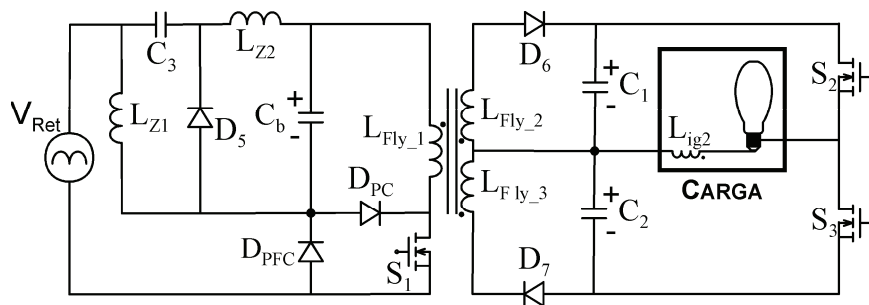


Figura 4.40 – Reator eletrônico integrado *Zeta Flyback Half-Bridge* (ZFIB).

##### 4.5.6.1 – Princípio Operacional

Para a análise do princípio operacional do reator eletrônico integrado empregando o conversor *Zeta*, faz-se as mesmas simplificações das topologias anteriormente apresentadas, como mostra a figura 4.41.

Da mesma forma que na configuração *BFIB-TS*, a forma de integração do conversor *Zeta* faz com que durante a condução do interruptor  $S_1$  duas diferentes etapas possam ocorrer fazendo com que a configuração *ZFIB* possua quatro etapas possíveis de operação, como apresenta a figura 4.42, e que podem ser melhor visualizadas através das formas de onda teóricas da figura 4.43.

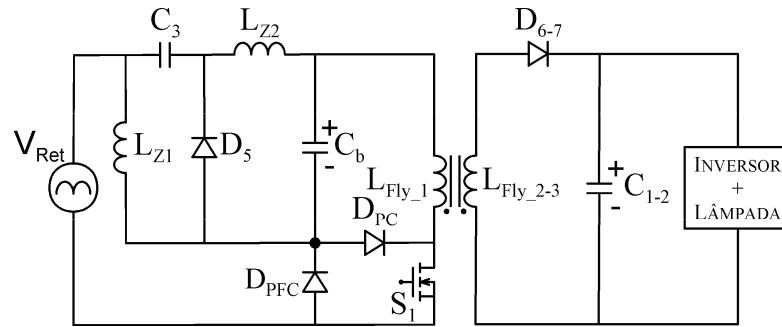


Figura 4.41 – Circuito Zeta Flyback Half-Bridge simplificado.

#### 4.5.6.1.1 – Primeira (I) e segunda (II) etapa.

As etapas de operação *I* ou *II* são definidas durante a condução do interruptor  $S_1$ . A tensão  $V_3$  é igual a  $V_b$ . Desta forma, a tensão de entrada  $V_{Ret}$  é aplicada a ambos os indutores do conversor Zeta ( $L_{Z1}$  e  $L_{Z2}$ ).

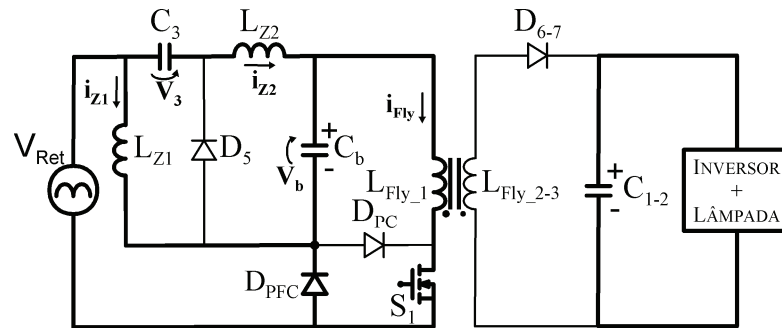
As correntes  $i_{Z1}$  e  $i_{Z2}$  aumentam linearmente. Simultaneamente, a tensão  $V_b$  é aplicada a  $L_{Fly_1}$ , carregando os indutores acoplados do conversor Flyback. Quando  $(i_{Z1}+i_{Z2}) < i_{Fly}$ , o conversor opera segundo a primeira etapa apresentada na figura 4.42. Por outro lado, quando  $(i_{Z1}+i_{Z2}) > i_{Fly}$ , a segunda etapa de operação irá ocorrer.

As duas etapas de operação podem ser melhor compreendidas através das formas de onda teóricas da figura 4.43. No caso de  $(i_{Z1}+i_{Z2}) < i_{Fly}$ , a corrente no interruptor compartilhado ( $S_1$ ) é  $i_{Fly}$ , o que ocorre próximo à passagem por zero da tensão da rede. Todavia, se  $(i_{Z1}+i_{Z2}) > i_{Fly}$ , o que pode ocorrer próximo ao pico da tensão da rede, a corrente por  $S_1$  é a soma  $i_{Z1}+i_{Z2}$ .

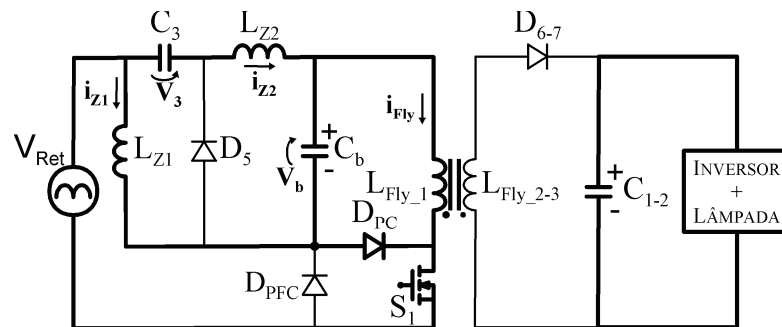
Durante esta etapa o conjunto inversor lâmpada é alimentado pela energia armazenada nos capacitores  $C_{1-2}$ .

#### 4.5.6.1.2 – Terceira etapa (III)

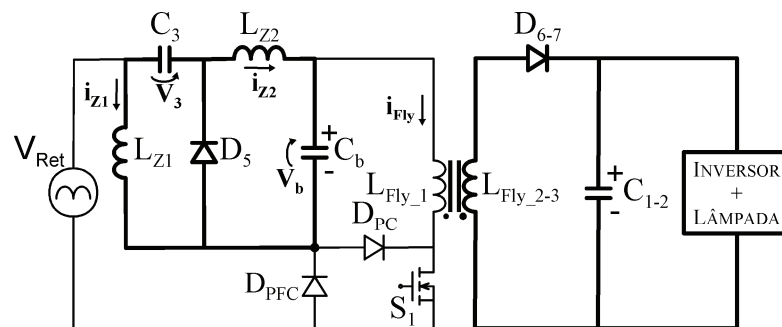
Nesta etapa o interruptor  $S_1$  está bloqueado. As correntes  $i_{Z1}$  e  $i_{Z2}$  decrescem linearmente através do diodo  $D_5$ , como pode ser visualizado através das formas de onda teóricas da figura 4.43. O valor da indutância  $L_{Z1}$  é projetado para ser menor que a de  $L_{Z2}$ . Desta forma, como ambos são submetidos a mesma tensão de descarga ( $V_3=V_b$ ). A corrente  $i_{Z1}$  chega a zero mais rapidamente que  $i_{Z2}$ , e, torna-se negativa até que  $i_{Z2}=-i_{Z1}$ . Neste instante, o diodo  $D_5$  sai de condução e inicia-se a etapa IV.



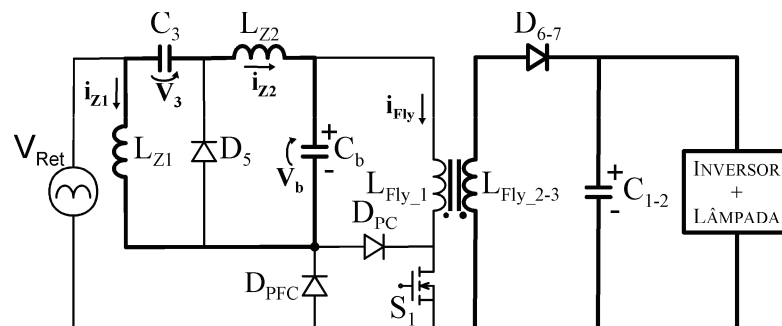
*Primeira etapa*



*Segunda Etapa*



*Terceira Etapa*



*Quarta Etapa*

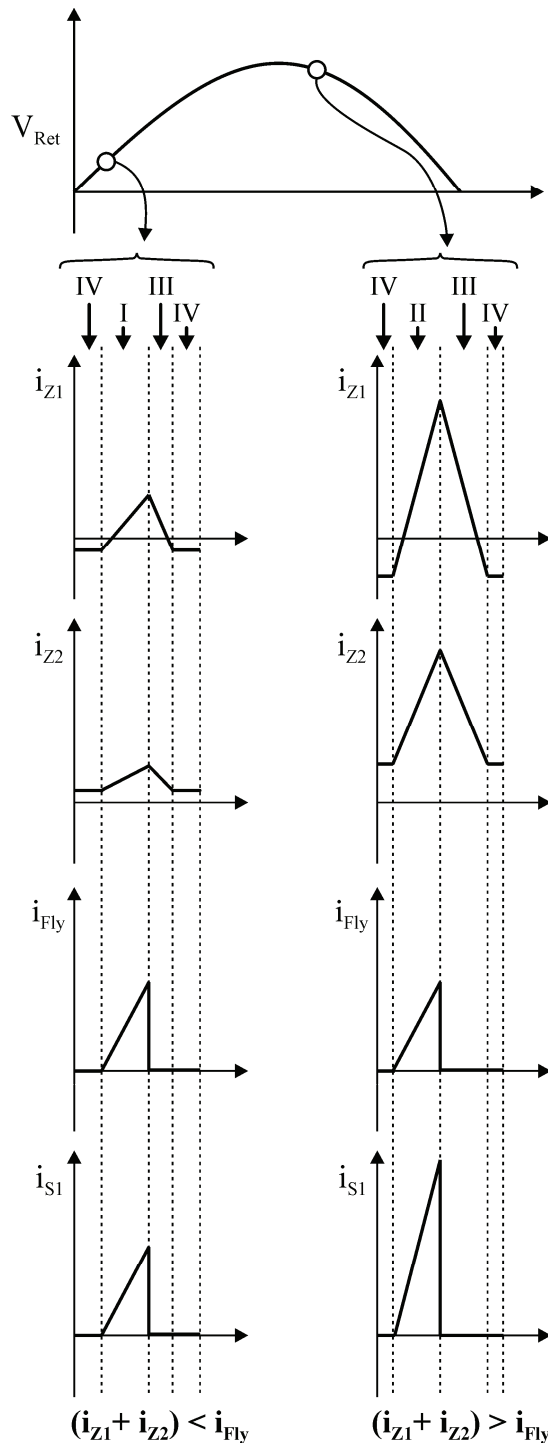
**Figura 4.42** – Etapas de operação do reator eletrônico *Zeta Flyback Half-Bridge*.

No estágio de controle de potência, a energia acumulada nos indutores acoplados do conversor *Flyback* é agora descarregada no capacitor  $C_{1-2}$  e no conjunto inversor lâmpada.

## 4.5.6.1.3 – Quarta etapa (IV)

Esta é uma etapa de roda livre. O diodo  $D_5$  está bloqueado e como a tensão  $V_b=V_3$ , a corrente em ambos os indutores do conversor *Zeta* é constante.

Nesta etapa, o conjunto inversor lâmpada é alimentado pela energia armazenada no capacitor  $C_{1-2}$ .



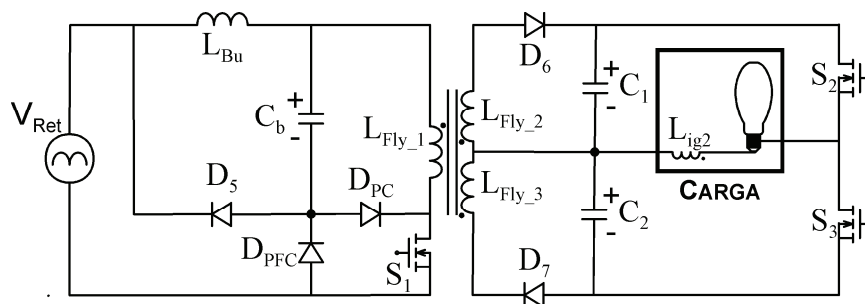
**Figura 4.43** – Formas de onda teóricas para a topologia *Zeta Flyback Half-Bridge*.

#### 4.5.7 – Reator eletrônico *Buck Flyback Half-Bridge* (BUFIB)

Aplicando-se a técnica de integração descrita anteriormente, e, baseando-se no tipo de conexão do circuito convencional do reator eletrônico *Buck Flyback Half-Bridge*, mostrado na figura 4.17, realiza-se a integração dos conversores *Buck* e *Flyback* através da *Célula ST*, da mesma forma que nos reatores *BFIB-ST* e *ZFIB* apresentados anteriormente.

Diferentemente das duas topologias já apresentadas, para garantir um elevado fator de potência do reator eletrônico através do emprego do conversor *Buck* no estágio de correção do fator de potência, deve-se escolher tensões de barramento ( $V_b$ ) que sejam relativamente “baixas” em relação ao pico da tensão da rede ( $V_{Ret}$ ), isto é, a correção do fator de potência com o emprego do conversor *Buck* é totalmente dependente da relação entre a tensão de entrada do conversor ( $V_{Ret}$ ) e a tensão de saída ( $V_b$ ). Isto faz com que o conversor *Buck* tenha seu uso muito restrito na correção do fator de potência, uma vez que introduz uma zona de corrente nula na entrada, quando a tensão de entrada ( $V_{Ret}$ ) é menor que a tensão de barramento ( $V_b$ ) (Pomilio, 2004).

A topologia resultante da integração dos conversores *Buck* e *Flyback* é apresentada na figura 4.44.



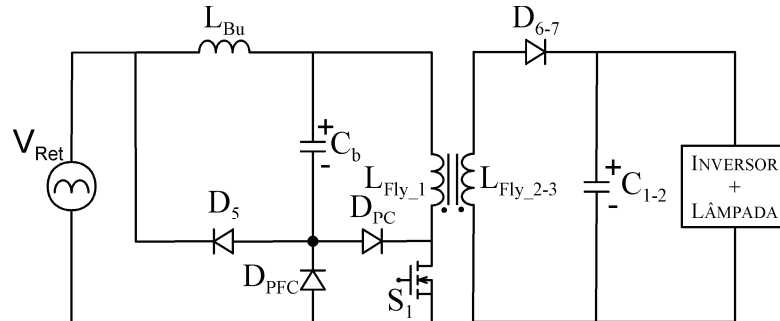
**Figura 4.44** – Reator eletrônico integrado *Buck Flyback Half-Bridge* (BUFIB).

##### 4.5.7.1 – Princípio Operacional

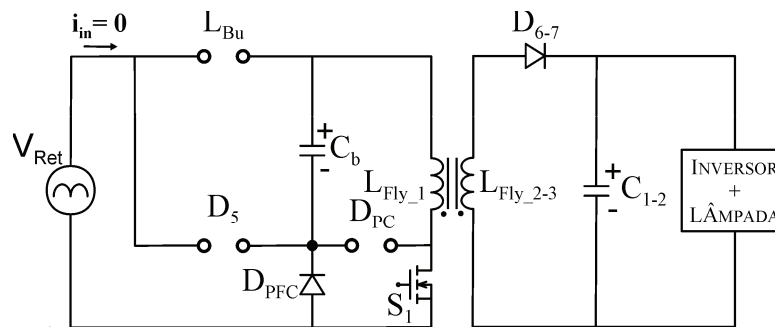
Considerando a simplificação do circuito mostrada na figura 4.45, pode-se realizar a análise das etapas de operação do reator eletrônico *BUFIB*.

No intervalo de tempo em que a tensão da rede ( $V_{Ret}$ ) é menor que a tensão no capacitor de barramento ( $V_b$ ), a indutância do conversor *Buck* ( $L_{Bu}$ ) não é energizada e, desta forma, a corrente proveniente da fonte de entrada  $V_{Ret}$  é igual a zero, como mostra a figura 4.46. Neste intervalo, somente o conversor *Flyback* encontra-se em operação e a energia é

transferida, a cada comutação do interruptor compartilhado, do capacitor de barramento ( $C_b$ ) para o conjunto inversor lâmpada.



**Figura 4.45** – Circuito *Buck Flyback Half-Bridge* simplificado.



**Figura 4.46** – Operação do reator eletrônico integrado *Buck Flyback Half-Bridge* para  $V_{Ret} < V_b$ .

As etapas de operação para a condição em que  $V_{Ret} > V_b$  são apresentadas na figura 4.47, e descritas nas seções que seguem.

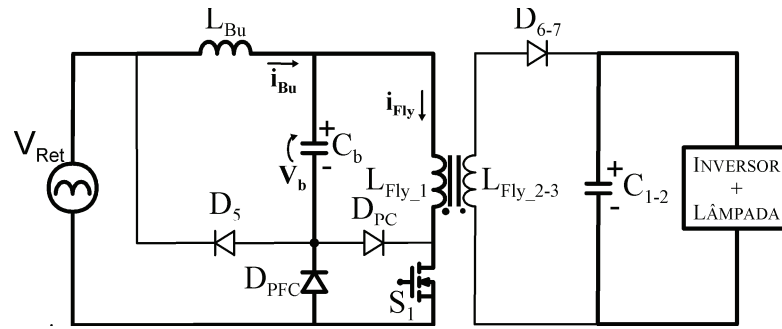
#### 4.5.7.1.1 – Primeira (I) e segunda (II) etapa.

As etapas de operação *I* ou *II* são definidas durante a condução do interruptor  $S_1$ . A diferença ( $V_{Ret} - V_b$ ) é aplicada ao indutor  $L_{Bu}$ , ao mesmo tempo que a tensão do barramento ( $V_b$ ) é aplicada ao indutor acoplado  $L_{Fly_1}$ . Ambas as correntes,  $i_{Bu}$  e  $i_{Fly}$  crescem linearmente.

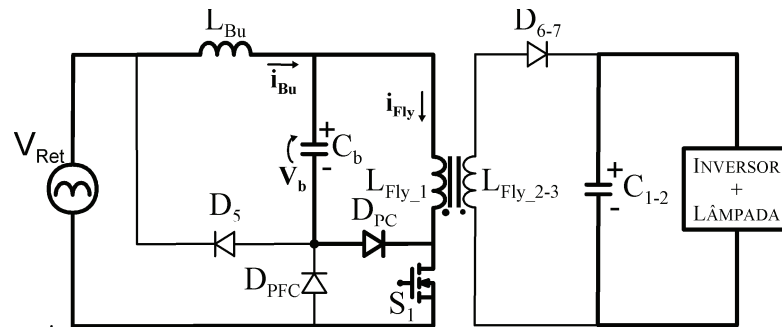
Dependendo do ponto de operação do conversor ao longo da variação da tensão de entrada, dois casos podem ocorrer:  $i_{Bu} < i_{Fly}$  ou  $i_{Bu} > i_{Fly}$ .

Se  $i_{Bu} < i_{Fly}$ , as correntes na topologia são distribuídas como mostra a primeira etapa de operação da figura 4.47. Porém, se  $i_{Bu} > i_{Fly}$ , a distribuição das correntes ocorre conforme a segunda etapa de operação.

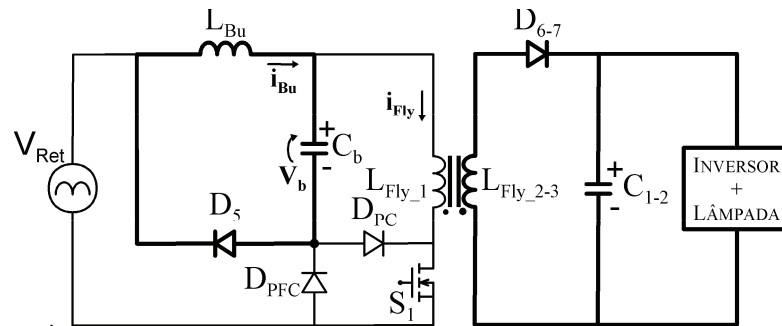
Para alimentação do conjunto inversor lâmpada, nesta etapa, utiliza-se a energia armazenada nos capacitores  $C_{1-2}$ .



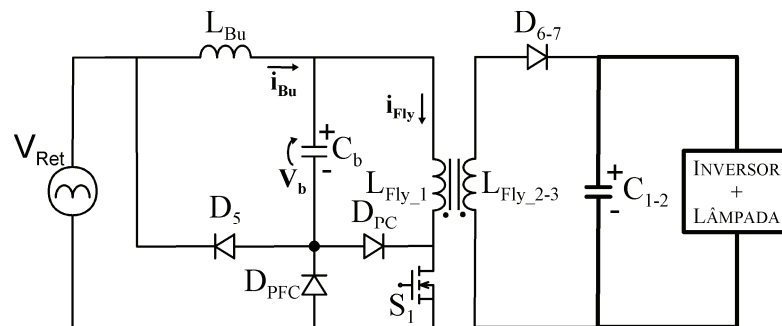
*Primeira etapa*



*Segunda Etapa*



*Terceira Etapa*



*Quarta Etapa*

**Figura 4.47** – Etapas de operação do reator eletrônico *Buck Flyback Half-Bridge*.



#### 4.5.7.1.2 – Terceira etapa (III)

Nesta etapa o interruptor  $S_1$  está fora de condução. A energia armazenada no indutor  $L_{Bu}$  é transferida ao capacitor de barramento ( $C_b$ ), e, para o estágio de controle de potência, a energia dos indutores acoplados do conversor *Flyback* alimenta o conjunto inversor lâmpada.

#### 4.5.7.1.3 – Quarta etapa (IV)

Nesta etapa toda a energia armazenada no indutor  $L_{Bu}$  do estágio de correção do fator de potência e nos indutores acoplados do estágio de controle de potência já foi descarregada. Desta forma,  $i_{Bu}=i_{Fly}=0$  e a lâmpada é alimentada pela energia dos capacitores  $C_1$  ou  $C_2$ , dependendo qual o interruptor do inversor que está conduzindo.

### 4.6 – Conclusão

Este capítulo apresenta uma metodologia de integração para a geração de uma família de reatores eletrônicos que visam a alimentação de lâmpadas HPS com forma de onda quadrada em baixa frequência e, desta forma, não excitando o fenômeno da ressonância acústica, garantindo uma operação estável da lâmpada.

Os reatores eletrônicos propostos integram o estágio de correção do fator de potência e o estágio de controle de potência através da utilização de um único interruptor. Os conversores empregados no estágio de correção do fator de potência são: *Boost*, *Buck-Boost*, *Sepic*, *Flyback*, *Zeta* e *Buck*. Estes conversores são integrados ao conversor *Flyback* utilizado no estágio de controle de potência da lâmpada.

Os conversores dos dois estágios de potência são integrados com características de sobrecorrente ou sobretensão no interruptor compartilhado, dependendo do conversor empregado no estágio de correção do fator de potência.

Ambos os estágios de correção do fator de potência e controle de potência operam no modo de condução descontínua, dispensando malha de controle de corrente nestes estágios e possibilitando a operação do circuito em malha aberta.

A utilização do conversor *Flyback* no estágio de controle de potência possibilita o emprego do inversor Meia Ponte para alimentação da lâmpada em baixa frequência, o que reduz o número de interruptores controlados se comparado ao inversor Ponte Completa comumente utilizado.

## CAPÍTULO 5

### **PROJETO DOS REATORES ELETRÔNICOS PROPOSTOS**

---

#### **5.1 – Introdução**

A integração de etapas de potência mostra ser uma solução eficiente na redução da complexidade e, por conseguinte, dos custos dos reatores eletrônicos. Porém, esta integração deve estar atrelada a um projeto adequado, para que as vantagens possam ser percebidas e utilizadas de maneira efetiva.

Este capítulo tem por objetivo realizar o projeto dos sete reatores eletrônicos propostos, abordando, principalmente, através de equações e ábacos, os valores de tensão e de corrente a que é submetido o interruptor compartilhado entre os dois estágios de potência.

Baseando-se no modelo da lâmpada HPS apresentado no capítulo 3, desenvolve-se, ainda, um projeto detalhado do capacitor de saída ( $C_1$  e  $C_2$ ) do conversor *Flyback* empregado no estágio de controle de potência, tendo em conta a estabilidade de operação do reator em regime permanente e a não excitação do fenômeno da ressonância acústica.

São apresentados os resultados experimentais para as sete possibilidades de integração dos reatores, validando os resultados obtidos através das equações de projetos e ábacos do capítulo.

#### **5.2 – Especificações de Projeto**

Os reatores eletrônicos integrados são projetados segundo as especificações apresentadas na tabela 5.1.

Todas as topologias são projetadas para uma tensão de entrada de 220 V eficazes, 60 Hz, para alimentação de uma lâmpada HPS de 70 W. A variação entre os parâmetros de projeto para as topologias é a mínima possível, a fim de garantir a análise comparativa que é apresentada no capítulo 6 deste trabalho.

A tensão de barramento ( $V_b$ ) é escolhida para que todos os conversores operem com razão cíclica máxima em torno de 0,3, com exceção do reator eletrônico que emprega o

conversor *Boost* no estágio de correção do fator de potência, no qual a razão cíclica máxima escolhida é 0,2.

No apêndice A deste trabalho, o projeto dos reatores eletrônicos *BFIB-ST*, *BFIB-SC* e *ZFIB* também é realizado para uma tensão de entrada de 110 V eficazes, 50 Hz, e é apresentado juntamente com seus resultados experimentais para alimentação de uma lâmpada de Multi-Vapor Metálico de 35W.

**TABELA 5.1**

ESPECIFICAÇÕES DE PROJETO

TENSÃO DA REDE DE ALIMENTAÇÃO	220 V EFICAZES, 60 Hz	
LÂMPADA HPS	70 W OSRAM VIALOX <sup>®</sup> NAV <sup>®</sup> E LONGLIFE	
FREQÜÊNCIA DE OPERAÇÃO DOS CONVERSORES INTEGRADOS	60 kHz	
FREQÜÊNCIA DE OPERAÇÃO DO ESTÁGIO INVERSOR	150 Hz	
	BOOST	410 V
	BUCK-BOOST	
TENSÃO DO CAPACITOR DE BARRAMENTO (V <sub>b</sub> )	SEPIC FLYBACK ZETA	140 V
	BUCK	95 V

### 5.3 – Projeto do filtro LC de entrada

O filtro de entrada é projetado para atenuar as harmônicas de alta frequência do lado do conversor para a rede de alimentação a fim de garantir a característica de alto fator de potência da topologia.

A frequência de corte do filtro de entrada ( $f_c$ ) é normalmente projetada uma década abaixo da frequência de comutação ( $f_s$ ) (Bisogno, 2001).

Portanto,

$$f_c = \frac{f_s}{10}. \quad (5.1)$$

A função de transferência do filtro LC no domínio da frequência é dada por:

$$G_f(s) = \frac{1}{L_f \cdot C_f} \cdot \frac{1}{s^2 + \frac{1}{C_f \cdot R_c} \cdot s + \frac{1}{L_f \cdot C_f}} \quad (5.2)$$

Comparando-se a função de transferência do filtro  $LC$  com a equação característica de segunda ordem apresentada na equação 5.3, pode-se definir o valor do capacitor e do indutor do filtro de entrada pelas equações 5.4 e 5.5, respectivamente.

$$G(s) = \frac{\omega_c^2}{s^2 + 2 \cdot \xi \cdot \omega_c \cdot s + \omega_c^2} \quad (5.3)$$

$$C_f = \sqrt{\frac{1}{4 \cdot \xi^2 \cdot R_c^2 \cdot \omega_c^2}} \quad (5.4)$$

$$L_f = \frac{1}{\omega_c^2 \cdot C_f} \quad (5.5)$$

Define-se a resistência equivalente do conversor ( $R_c$ ), pela equação 5.6.

$$R_c = \frac{V_{in,pk}}{I_{pk}} \quad (5.6)$$

Onde:

$$I_{pk} = \frac{V_{in,pk} \cdot D}{L \cdot f_s} \quad (5.7)$$

#### **5.4 – Projeto do capacitor de saída $C_{L-2}$ considerando a máxima ondulação de alta frequência admitida na potência da lâmpada e o critério de estabilidade.**

##### **5.4.1 – Projeto pelo critério da máxima ondulação de alta frequência na lâmpada**

Muitos autores, na literatura, afirmam que não excitam o fenômeno da ressonância acústica para ondulações de alta frequência na lâmpada abaixo de 5% (Dalla Costa, 2007).

Porém, estudos realizados por Jongerius (1984) e Olsen (2005) mostram que não há um valor limite máximo da ondulação de alta frequência abaixo do qual se pode garantir a não ocorrência do fenômeno.

Olsen (2005) mediu o efeito da ressonância acústica em lâmpadas de multi-vapor metálico para uma ondulação de alta frequência na lâmpada abaixo de 1%.

Entretanto, sabe-se que mantendo-se a ondulação de alta frequência na lâmpada abaixo de 5%, os distúrbios no caminho de descarga não são visíveis (Groot, 1986).

Desta forma, como ressonâncias acústicas não visíveis afetam a operação e principalmente a vida útil da lâmpada de descarga de alta pressão?

Esta é uma questão, ainda, carente de respostas. Não há, na comunidade científica, um consenso a respeito do valor máximo da ondulação de alta frequência que deve ser permitida para a alimentação de lâmpadas HID. Neste projeto, o capacitor  $C_{1-2}$  é projetado para uma ondulação de alta frequência de aproximadamente 2%.

Portanto, o projeto dos capacitores  $C_1$  e  $C_2$ , pelo critério da máxima ondulação de alta frequência, é definido pela equação 5.8, considerando a lâmpada como uma resistência pura em alta frequência, como apresentado no capítulo 3.

$$\Delta P = \frac{\Delta V^2}{R_{lamp}} \quad (5.8)$$

Onde:

$$C_1 = C_2 = \frac{I_{lamp} \cdot D}{f_s \cdot \Delta V} \cong 3,3 \mu F \quad (5.9)$$

#### 5.4.2 – Análise de estabilidade para projeto do capacitor $C_{1-2}$

Na seção 5.4.1, realizou-se o projeto do capacitor  $C_{1-2}$  pelo critério da máxima ondulação de alta frequência permitida. Porém, esta não é uma condição suficiente para definição da capacitância  $C_{1-2}$ . O projeto do capacitor  $C_{1-2}$  deve obedecer também ao critério de estabilidade do sistema.

No capítulo 3, define-se a impedância de pequenos sinais da lâmpada HPS por:

$$Z_{lamp}(s) = K \cdot \frac{s-z}{s+p} \quad (5.10)$$

No estágio de controle de potência de todos os reatores eletrônicos integrados propostos emprega-se o conversor *Flyback* operando no modo de condução descontínua, que tem sua função de transferência de pequenos sinais definida pela equação 5.11. (Erickson, 1999).

$$G_{Fly}(s) = \frac{Gd_0}{1 + \frac{s}{\omega_p}} \quad (5.11)$$

Onde,

$$Gd_0 = \frac{V_L}{D} \quad (5.12)$$

e,

$$\omega_p = \frac{2}{Z_{lamp}(s) \cdot C_{1-2}} \quad (5.13)$$

Desta forma, pode-se reescrever a equação 5.11 por:

$$G_{Fly}(s) = \frac{\frac{V_L}{D}}{1 + \frac{[Z_{lamp}(s) \cdot C_{1-2}] \cdot s}{2}} \quad (5.14)$$

Substituindo-se a equação 5.10 na equação 5.14, tem-se:

$$G_{Fly}(s) = \frac{2 \cdot V_L}{D \cdot C_{1-2} \cdot K} \cdot \frac{s+p}{s^2 + \left( \frac{2}{C_{1-2} \cdot K} - z \right) \cdot s + \frac{2 \cdot p}{C_{1-2} \cdot K}} \quad (5.15)$$

A equação 5.15 define a função de transferência de pequenos sinais do conversor *Flyback* operando no modo de condução descontínua com o modelo da impedância incremental da lâmpada, definido na equação 5.10, inserido ao sistema.

Pelo critério de estabilidade de *Routh-Hurwitz*, para sistemas que apresentam equações características de 2ª ordem, a estabilidade pode ser determinada diretamente por inspeção. Um polinômio apresentará todas as suas raízes no semi-plano esquerdo do plano “s”, se e somente se, todos os coeficientes do polinômio apresentarem o mesmo sinal algébrico (Hey, 1997).

Portanto, se todos os coeficientes do polinômio da equação 5.15 forem positivos, então todos os pólos da equação característica apresentam parte real negativa e, portanto, o sistema é estável.

Desta forma, pode-se inferir que, para garantir a estabilidade do sistema,

$$\frac{2}{C_{1-2}.K} - z > 0 \quad (5.16)$$

e,

$$\frac{2.p}{C_{1-2}.K} > 0. \quad (5.17)$$

Considerando os valores de  $K = 75$ ,  $z = 3.141,5$  rad/s e  $p = 18.849,0$  rad/s definidos no capítulo 3 através dos resultados experimentais para a lâmpada HPS ensaiada, a análise para a obtenção do valor máximo do capacitor  $C_{1-2}$  que garante a estabilidade do sistema é realizada através da equação 5.16.

Substituindo-se os valores de “K” e “z” na equação 5.16, tem-se que para garantir a estabilidade do sistema,

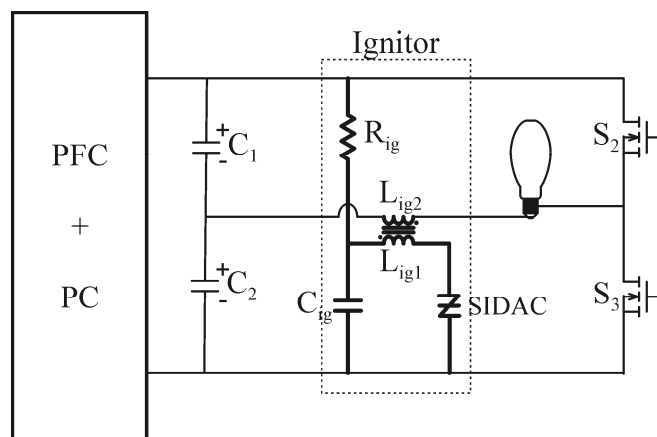
$$C_{1-2} < 8,49 \mu F . \quad (5.18)$$

Para valores de capacitores  $C_{1-2}$  acima dos definidos na equação 5.18 o sistema se torna instável. Deve-se, portanto, realizar um contraponto entre a maior ondulação de alta frequência que será permitida à lâmpada e o maior valor de capacitor que garante a estabilidade do sistema.

### 5.5 – Projeto do circuito ignitor

Para se efetuar a ignição da lâmpada HPS, faz-se necessário a aplicação de um pulso de tensão com parâmetros definidos pela norma NBR IEC662:1997. Portanto, deve-se projetar um circuito ignitor, para os reatores eletrônicos integrados propostos, que atenda aos requisitos da norma.

O circuito proposto para aplicação do pulso de alta tensão na lâmpada a fim de iniciar o processo de ignição é mostrado na figura 5.1.



**Figura 5.1** – Circuito de ignição empregado aos reatores eletrônicos integrados propostos.

Quando o reator eletrônico é ligado, o circuito passa a operar sem carga, visto que a lâmpada é considerada um circuito aberto antes que o processo de ignição se inicie. Conseqüentemente, a tensão dos capacitores  $C_1$  e  $C_2$  começa a se elevar, devido a operação dos estágios de correção do fator de potência e de controle de potência.

Desta forma, o crescimento da tensão em  $C_1$  e  $C_2$  faz com que o capacitor  $C_{ig}$  se carregue através do resistor  $R_{ig}$ . Quando a tensão de  $C_{ig}$  atinge a tensão de avalanche do *SIDAC*, essa é aplicada ao primário do transformador de pulso, o qual possui uma relação de espiras de ordem elevada, possibilitando a ignição da lâmpada através de um pulso de alta tensão.

Durante a operação em regime permanente a soma das tensões dos capacitores  $C_1$  e  $C_2$  não mais atinge a tensão de avalanche do *SIDAC*, e, portanto, o circuito ignitor não influencia no funcionamento do reator. Porém, o secundário do transformador de pulso permanece em série com a lâmpada, mas sua impedância pode ser desconsiderada.

O projeto dos componentes do circuito ignitor é realizado conforme Correa (2000), tendo seus valores apresentados na tabela 5.2.



TABELA 5.2

VALORES DOS COMPONENTES PARA O CIRCUITO IGNITOR

$R_{ig}$	100 k $\Omega$
$C_{ig}$	47 nF
$L_{ig1}$	7 $\mu$ H
$L_{ig2}$	540 $\mu$ H
SIDAC	MKP1V240

## 5.6 – Reator eletrônico *Boost Flyback Half-Bridge* (BOFIB)

### 5.6.1 – Projeto dos estágios integrados

As correntes e tensões referenciadas durante o projeto do reator eletrônico *BOFIB*, são apresentadas na figura 5.2.

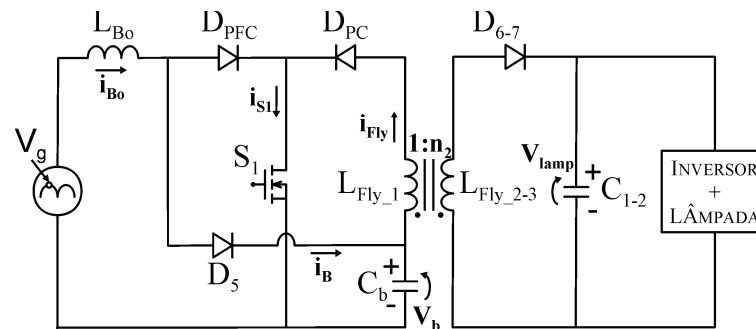


Figura 5.2 – Tensões e correntes para o projeto do reator eletrônico *BOFIB*.

Define-se a corrente de pico no indutor ( $L_{Bo}$ ) do conversor *Boost* pela equação 5.19.

$$I_{Bo(pico)} = \frac{V_g}{L_{Bo}} \cdot D \cdot T_S \quad (5.19)$$

Como o conversor *Flyback* opera no modo de condução descontínua, este pode ser emulado por uma resistência, cujo valor é calculado pela equação:

$$R_{Fly} = \frac{2 \cdot L_{Fly\_1} \cdot f_s}{D^2} \quad (5.20)$$

Para definir a tensão ( $V_b$ ) no capacitor de barramento, sabendo-se que a corrente média pelo capacitor ( $C_b$ ) é igual a zero, pode-se escrever a equação 5.21.

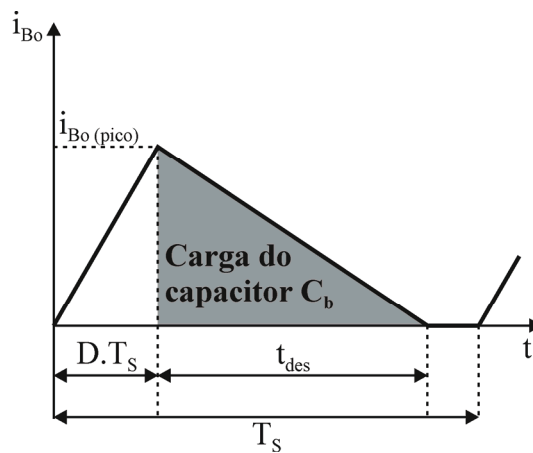
$$V_b = I_B \cdot R_{Fly} \quad (5.21)$$

A corrente média ( $I_B$ ) em  $R_{Fly}$  é definida pela equação 5.22.

$$I_B = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} \frac{I_{Bo(\text{pico})} \cdot t_{des}}{2} \cdot \frac{1}{T_s} \cdot dt \quad (5.22)$$

Onde o tempo de descarga ( $t_{des}$ ) da energia armazenada no indutor  $L_{Bo}$  durante a condução de  $S_I$ , como apresenta a figura 5.2.1, é definido pela equação do balanço de energia 5.23.

$$\frac{V_g}{L_{Bo}} \cdot D \cdot T_s = \frac{V_b - V_g}{L_{Bo}} \cdot t_{des} \quad (5.23)$$



**Figura 5.2.1** – Diagrama da corrente  $i_{Bo}$  para um período de comutação.

Isolando-se o tempo de descarga ( $t_{des}$ ) na equação 5.23 e substituindo-se na equação 5.22, considerando que a tensão de entrada varia senoidalmente com o tempo, obtêm-se a equação 5.24.

$$I_B = \frac{V_g^2 \cdot D^2 \cdot T_s}{2 \cdot \pi \cdot L_{Bo}} \cdot \int_0^{\pi} \frac{\text{sen}^2(\omega t)}{V_b - V_g \cdot \text{sen}(\omega t)} \cdot d\omega t \quad (5.24)$$

Considerando, ainda,

$$\frac{V_g}{V_b} = m \quad (5.25)$$

e

$$\int_0^{\pi} \frac{m \cdot \text{sen}^2(\omega t)}{1 - m \cdot \text{sen}(\omega t)} = -2 - \frac{\pi}{m} + \frac{2}{m \cdot \sqrt{1 - m^2}} \cdot \left( \frac{\pi}{2} + a \text{sen}(m) \right) = Y(m) \quad (5.26)$$

a equação 5.24 pode ser escrita como mostra a equação 5.27.

$$I_B = \frac{V_g \cdot D^2 \cdot Y(m)}{2 \cdot \pi \cdot L_{Bo} \cdot f_s} \quad (5.27)$$

Substituindo-se agora, a equação 5.20 e 5.27 em 5.21 e considerando que:

$$\frac{L_{Bo}}{L_{Fly\_1}} = \alpha, \quad (5.28)$$

obtêm-se a equação 5.29.

$$\alpha = \frac{m}{\pi} \cdot Y(m) \quad (5.29)$$

Desta forma, observando-se a equação 5.29, conclui-se que a tensão de barramento ( $V_b$ ), para uma tensão de entrada ( $V_g$ ), quando ambos os conversores integrados operam no modo de condução descontínua, somente depende da relação entre a indutância  $L_{Bo}$  e  $L_{Fly\_1}$ , sendo independente da razão cíclica ( $D$ ), da frequência de operação ( $f_s$ ), e da carga.

A figura 5.3 apresenta o gráfico de  $\alpha$  em função de  $m$ . Para  $V_g=311V$  e uma tensão de barramento  $V_b=140V$ , pode-se obter a relação  $\alpha=0,895$  entre as indutâncias de ambos os conversores integrados.

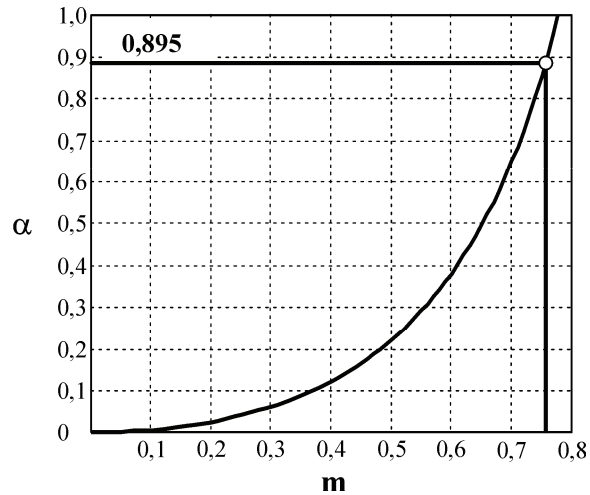


Figura 5.3 – Relação  $\alpha \times m$  para a configuração *BOFIB*.

A razão cíclica máxima, para garantir o modo de operação descontínua do conversor *Boost*, é definida pela equação 5.30.

$$D = \frac{m-1}{m} \quad (5.30)$$

Seguindo-se o mesmo processo de análise realizado na equação 5.21, pode-se definir,

$$\frac{P_{lamp}}{\eta} = V_b \cdot I_B, \quad (5.31)$$

e, substituindo-se a equação 5.27 em 5.31, pode-se definir a indutância *Boost* ( $L_{Bo}$ ), para uma eficiência estimada  $\eta=85\%$ , pela equação 5.32.

$$L_{Bo} = \frac{V_g \cdot V_b \cdot D^2 \cdot Y(m)}{2 \cdot \pi \cdot P_{lamp} \cdot f_s} \cdot \eta = 616 \mu H \quad (5.32)$$

Para calcular a indutância primária do conversor *Flyback* ( $L_{Fly\_1}$ ), utiliza-se a relação definida na equação 5.28.

Desta forma, tem-se:

$$L_{Fly\_1} = \frac{L_{Bo}}{\alpha} = 689 \mu H \quad (5.33)$$

Resta, ainda, calcular a indutância secundária do conversor *Flyback* ( $L_{Fly\_2-3}$ ). Para tanto, deve-se primeiramente projetar a relação de espiras ( $n_2$ ), a fim de garantir o modo de operação em condução descontínua deste conversor.

A relação de espiras ( $n_2$ ) definida para a condição crítica em que

$$t_{des} = (1-D).T_s, \quad (5.34)$$

é calculada pela equação 5.35.

$$n_2 = \frac{(1-D)}{D} \cdot \frac{V_{lamp}.m}{V_g} = 0,726 \quad (5.35)$$

E a indutância  $L_{Fly\_2-3}$  do conversor *Flyback* pode ser definida por:

$$L_{Fly\_2-3} = L_{Fly\_1} \cdot (n_2)^2 = 363 \mu H \quad (5.36)$$

Para o projeto do capacitor de barramento ( $C_b$ ), utiliza-se uma ondulação máxima de tensão permitida ( $r=5\%$ ). A tensão pico-a-pico ( $\Delta V_b$ ) no capacitor de barramento é definida por:

$$\Delta V_b = \frac{\Delta Q}{C_b} = \frac{1}{2 \cdot \omega \cdot C_b} \cdot \int_0^\pi |i_B - I_B| \cdot dt, \quad (5.37)$$

onde,

$$\frac{\Delta V_b}{V_b} = r. \quad (5.38)$$

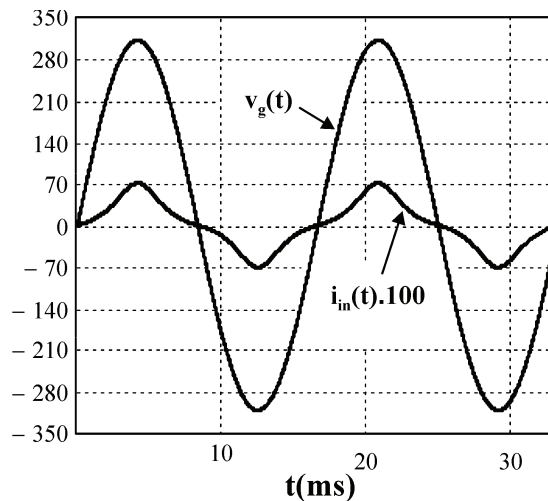
Por fim, a capacitância  $C_b$  é calculada pela equação 5.39.

$$C_b = \frac{(\pi - 1)}{8 \cdot \pi^2} \cdot \frac{D^2 \cdot m \cdot Y(m)}{f \cdot f_s \cdot L_{Bo} \cdot r} \cong 27 \mu F . \quad (5.39)$$

As equações 5.40 e 5.41, plotadas no gráfico da figura 5.4, definem respectivamente a tensão e a corrente de entrada do conversor *Boost*.

$$v_g(t) = V_g \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (5.40)$$

$$i_{in}(t) = \frac{1}{2} \cdot \frac{D^2 \cdot V_g}{L_{Bo} \cdot f_s} \cdot \frac{\text{sen}(\omega t)}{1 - m \cdot |\text{sen}(\omega t)|} \quad (5.41)$$



**Figura 5.4** – Gráfico teórico da tensão e da corrente de entrada para o conversor *BOFIB*.

Segundo Pomílio (2004), o fator de potência de entrada para o conversor *Boost* pode ser teoricamente obtido através do gráfico da figura 5.5.

Considerando-se a relação ( $m$ ) entre o pico da tensão de entrada ( $V_g$ ) e a tensão do barramento ( $V_b$ ), o valor teórico do fator de potência de entrada é 0,964, conforme pode ser visualizado na figura 5.5.

### 5.6.2 – Ábacos dos valores de tensão e de corrente no interruptor compartilhado ( $S_I$ )

Um dos principais parâmetros a ser analisado em todas as integrações propostas são os esforços de tensão e de corrente aos quais é submetido o interruptor compartilhado ( $S_I$ ) entre o estágio de correção do fator de potência e o estágio de controle de potência.

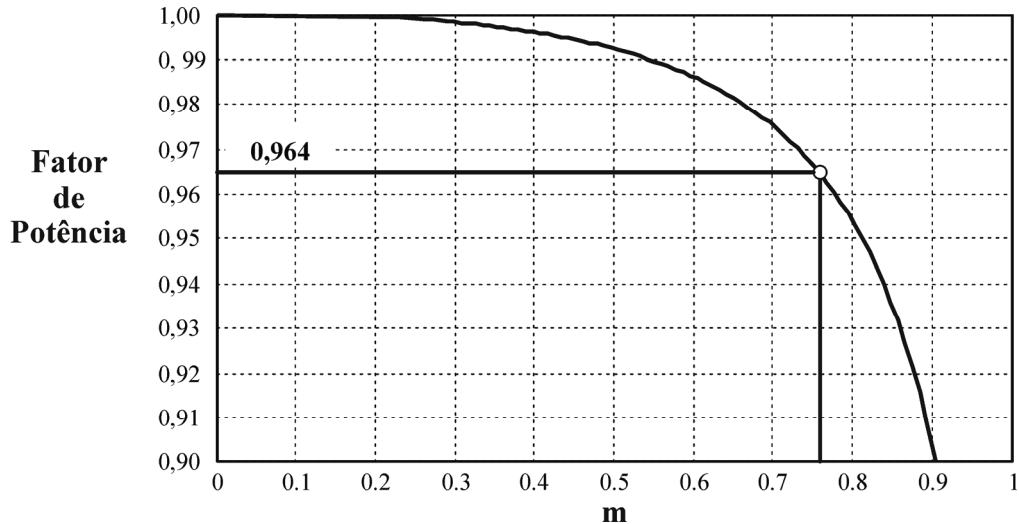


Figura 5.5 – Gráfico do fator de potência de entrada em função de  $m$ .

A criação de ábacos que possibilitem desenvolver um projeto, tendo em vista a corrente eficaz (perdas em condução) e a tensão máxima de bloqueio às quais é submetido o interruptor compartilhado, é de suma importância devido à forma como estão constituídas as topologias propostas.

Porém, o traçado destes ábacos deve depender do menor número de parâmetros possíveis, a fim de garantir uma liberdade do projetista que prime sempre pela escolha do melhor projeto.

O cálculo da corrente eficaz no interruptor compartilhado  $S_1$  não é uma tarefa fácil, visto que é dado pela soma da corrente dos dois estágios de potência, e que possui uma componente de alta frequência, definida pela frequência de comutação de  $S_1$ , cuja envoltória é caracterizada pela tensão da rede elétrica, como mostra a figura 5.6.

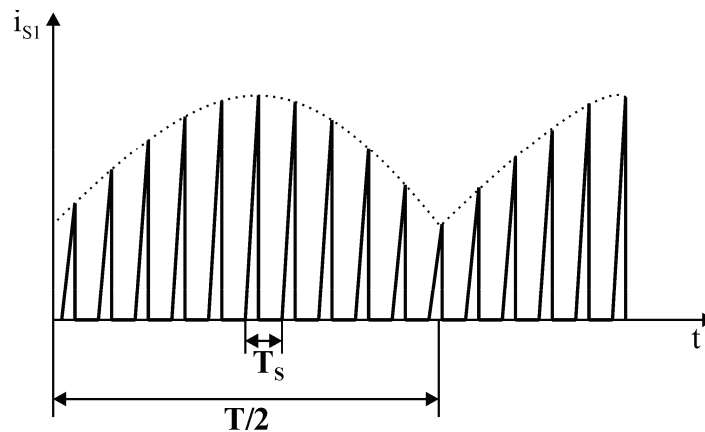


Figura 5.6 – Definição da corrente em  $S_1$ .

A corrente eficaz em  $S_I$  é calculada considerando-se a soma quadrática dos valores eficazes de cada um dos “triângulos” apresentados na figura 5.6, tendo em vista sua variação na “altura” ao longo da variação da tensão da rede.

Desta forma, a primeira variável a ser definida é a relação entre o período de comutação ( $T_s$ ) e meio período da rede elétrica ( $T$ ), para se definir o número de triângulos ( $NT$ ) a ser considerado.

Tendo em vista que o período  $T$  é calculado por:

$$T = \frac{1}{f}, \quad (5.42)$$

o valor de  $NT$  é calculado pela equação 5.43, e a corrente eficaz no interruptor compartilhado  $S_I$  é então definida pela equação 5.44.

$$NT = \frac{1}{2.f.T_s} \quad (5.43)$$

$$I_{efS1} = \sqrt{2.f \cdot \sum_{n=1}^{NT} \int_0^{D.T_s} \left[ \left[ \frac{V_b}{L_{Fly\_1}} + \frac{V_g \cdot \text{sen}[2.\pi.f.(n.T_s)]}{L_{Bo}} \right] \cdot t \right]^2 dt} \quad (5.44)$$

Substituindo-se as equações 5.32 e 5.33 em 5.44, obtêm-se a equação 5.45.

$$I_{efS1} = 2 \cdot \frac{P_{lamp}}{V_b \cdot Y(m) \cdot \eta} \cdot \sqrt{\frac{2}{3} \cdot \frac{f}{f_s \cdot D} \cdot \sum_{n=1}^{NT} [Y(m) + \pi \cdot \text{sen}[2.\pi.f.(n.T_s)]]^2} \quad (5.45)$$

A tensão de bloqueio de  $S_I$  é calculada pela equação 5.46.

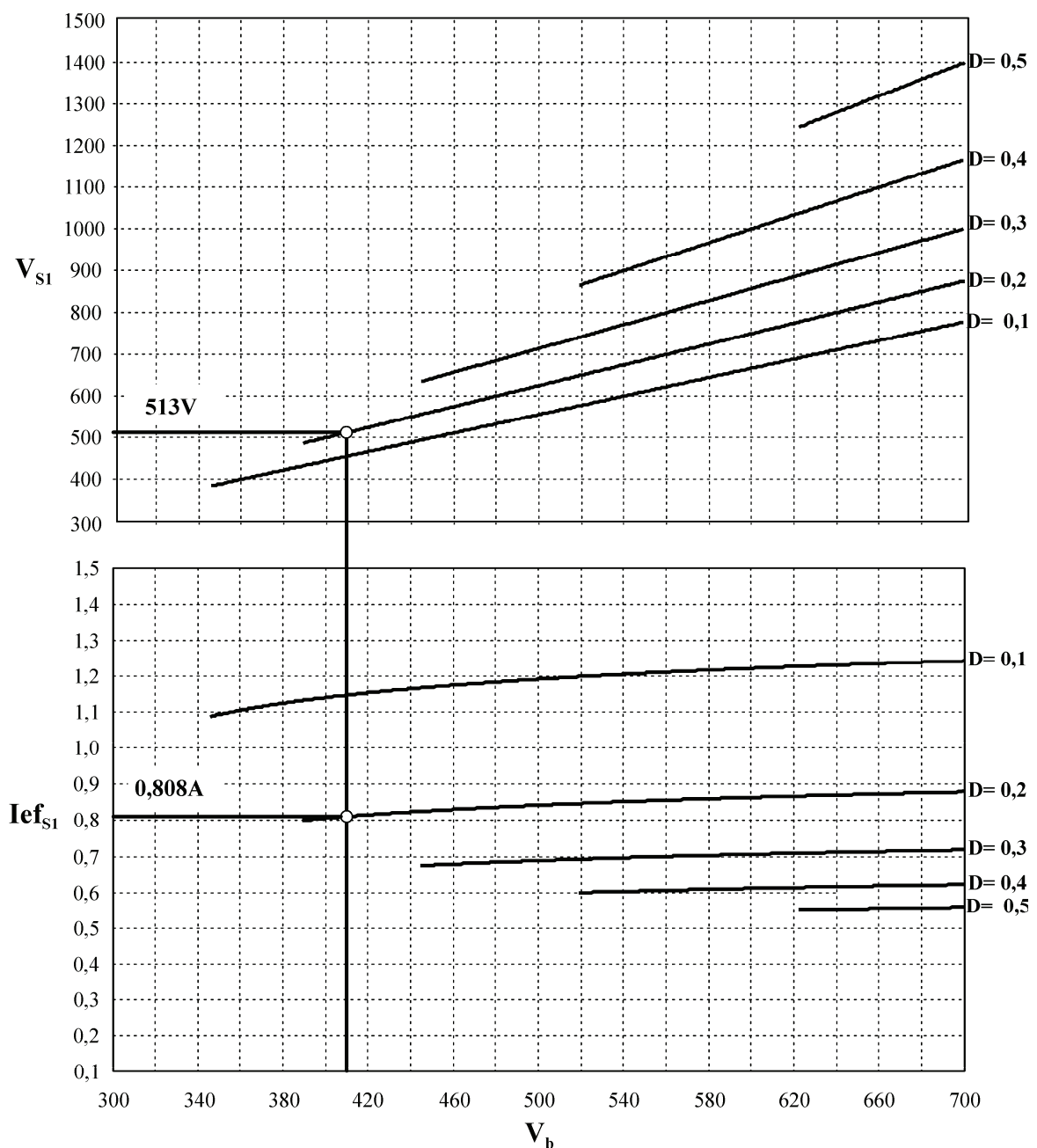
$$V_{S1} = V_b + \frac{V_{lamp}}{n_2} \quad (5.46)$$

Através da substituição da equação 5.35 em 5.46, obtêm-se a equação simplificada 5.47.



$$V_{S1} = \frac{V_b}{1-D} \quad 5.47$$

Através das equações 5.45 e 5.47, pode-se traçar os ábacos da figura 5.7 para determinar a tensão de bloqueio e a corrente eficaz do interruptor compartilhado em função da tensão de barramento ( $V_b$ ) e da razão cíclica ( $D$ ). O traçado destes ábacos respeita as condições de razão cíclica máxima para garantir o modo de condução descontínua impostas pela equação 5.3.



**Figura 5.7** – Ábacos para projeto da tensão e corrente no interruptor compartilhado do reator eletrônico BOFIB.

Os únicos parâmetros que precisam ser definidos para o traçado dos ábacos da figura 5.7 são as características da rede elétrica, a lâmpada utilizada, a frequência de comutação escolhida e a eficiência estimada do conversor. Pelo fato de que estes são parâmetros normalmente definidos previamente pelo projetista, os ábacos permitem a estes avaliar, de maneira eficiente, as características de tensão e de corrente em  $S_1$  antes da realização do projeto final.

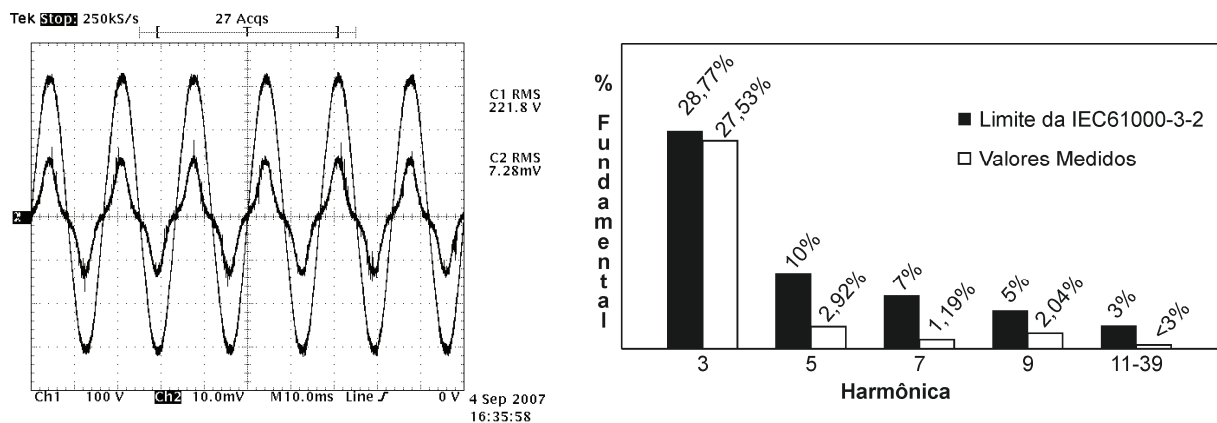
Os valores teóricos da corrente eficaz e da tensão máxima de bloqueio no interruptor  $S_1$  para o projeto desenvolvido são apontados na figura 5.7.

### 5.6.3 – Resultados experimentais

Esta seção apresenta os resultados experimentais para o reator eletrônico *BOFIB* projetado na seção 5.6.1, a fim de comprovar os valores teóricos de tensão e de corrente calculados através dos ábacos da figura 5.7, bem como validar a integração de estágios de potência proposta.

Na figura 5.8 pode-se visualizar as formas de onda de tensão e de corrente de entrada para o reator eletrônico *BOFIB* com a análise harmônica da corrente de entrada comparando com os limites da IEC 61000-3-2. As formas de onda de tensão e corrente demonstram estar de acordo com as formas de onda teóricas da figura 5.4.

O cálculo do fator de potência, obtido através do resultado experimental, é realizado com o auxílio de um algoritmo desenvolvido no programa Mathcad<sup>®</sup>, considerando um total de 30.000 pontos de aquisição. O valor do fator de potência medido, para esta integração, é de 0,958.



**Figura 5.8** – Tensão e corrente de entrada (100 V/div, 500 mA/div, 10 ms) e análise harmônica da corrente de entrada.

A tensão e a corrente, bem como a forma de onda de potência na lâmpada, são apresentadas na figura 5.9 e 5.10, respectivamente.

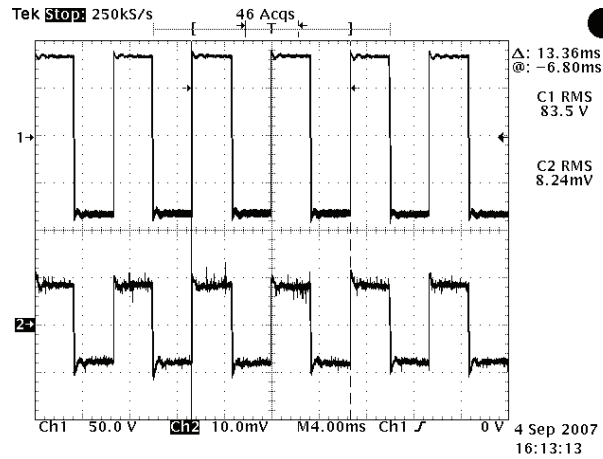


Figura 5.9 – Tensão (traço superior) e corrente (traço inferior) na lâmpada (50 V/div, 1 A/div, 4 ms).

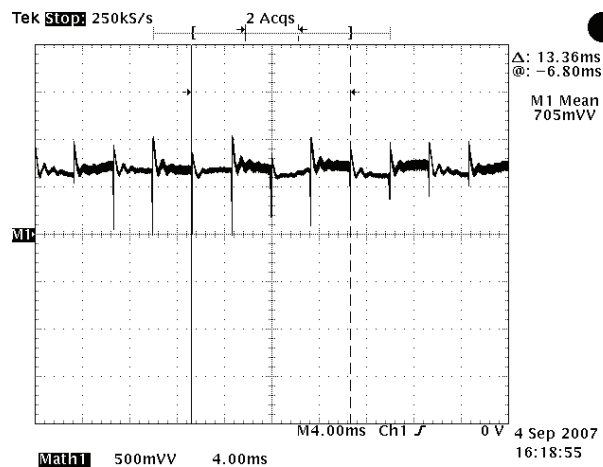


Figura 5.10 – Potência na lâmpada (50 W/div, 4 ms).

As figuras 5.11, 5.12 e 5.13 mostram as formas de onda para o interruptor compartilhado  $S_1$ .

Na figura 5.11, parte superior direita, mostra-se que o valor eficaz da corrente medido é de 0,810A, considerando-se a escala da ponteira de corrente de 1A/div. Este valor medido através do resultado experimental está de acordo com o valor teórico obtido através dos ábacos da figura 5.7.

Nas figuras 5.12 e 5.13, pode-se visualizar a tensão e a corrente, em alta frequência, no interruptor compartilhado ( $S_1$ ), onde são realizadas medições do tempo de condução ( $D.T_s=3,4 \mu s$ ) e do período de comutação ( $T_s=16,6 \mu s$ ). Através destes valores, pode-se calcular uma razão cíclica  $D$  de operação em torno de 0,2.

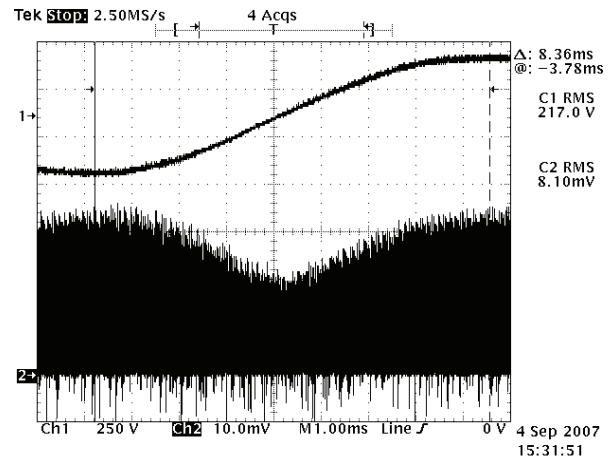


Figura 5.11 – Tensão de entrada e corrente no interruptor  $S_1$  (250 V/div, 1 A/div), 1 ms.

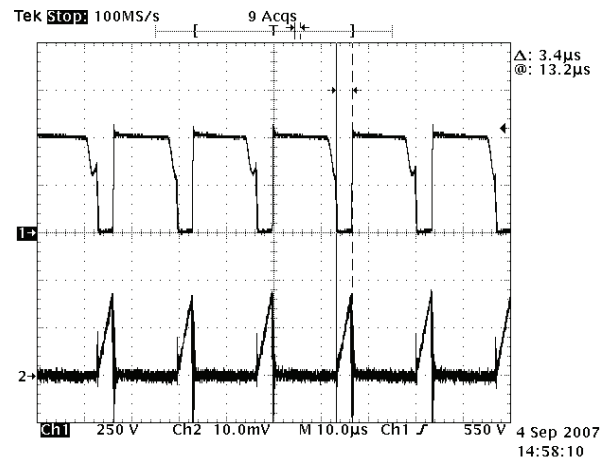


Figura 5.12 – Tensão e corrente no interruptor  $S_1$  (250 V/div, 2 A/div, 10  $\mu$ s), medição de  $D.T_s$ .

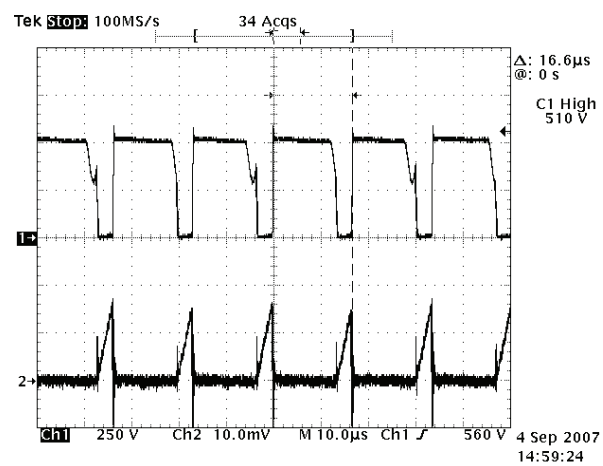


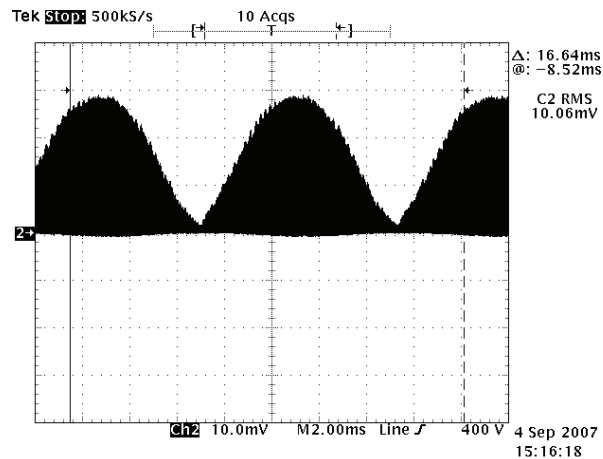
Figura 5.13 – Tensão e corrente no interruptor  $S_1$  (250 V/div, 2 A/div, 10  $\mu$ s), medição de  $T_s$ .

No canto direito da figura 5.13, também é mostrado o valor máximo da tensão de bloqueio a que é submetido o interruptor  $S_I$ . O valor medido está de acordo com o definido previamente através dos ábacos da seção anterior.

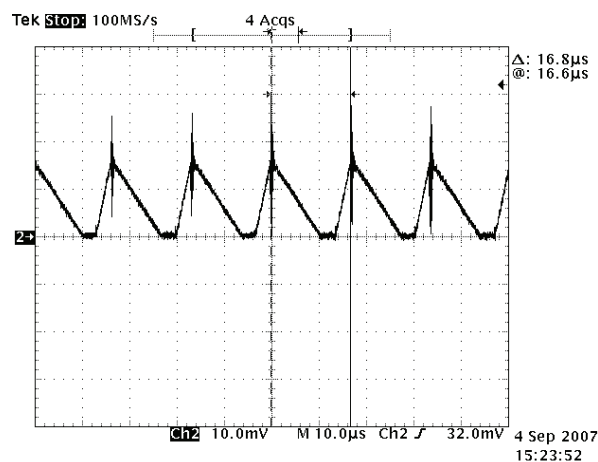
A corrente no indutor  $L_{Bo}$  do conversor *Boost* em baixa e alta frequência é apresentada, respectivamente, nas figuras 5.14 e 5.15. E a corrente  $i_{Fly}$  do conversor *Flyback* é apresentada em baixa frequência na figura 5.16 e em alta frequência na figura 5.17.

A tensão ( $V_b$ ), no capacitor de barramento, conforme mostra a figura 5.18, está de acordo com a teoricamente definida para esta integração.

O rendimento elétrico medido, através dos resultados experimentais, é de 87,36 %, utilizando-se, para o interruptor integrado  $S_I$ , o *COOLMOS SPW17N80C2*, que possui uma resistência em condução de 290m $\Omega$  a 25°C.



**Figura 5.14** – Envoltória da corrente no indutor  $L_{Bo}$  do conversor *Boost* (500 mA/div, 2 ms).



**Figura 5.15** – Corrente no indutor  $L_{Bo}$  do conversor *Boost* em alta frequência (1 A/div, 10  $\mu$ s).

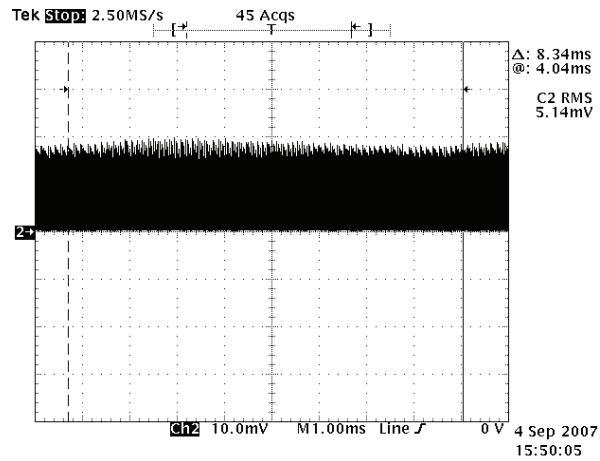


Figura 5.16 – Corrente no primário dos indutores acoplados do *Flyback* em baixa frequência (1 A/div, 1 ms).

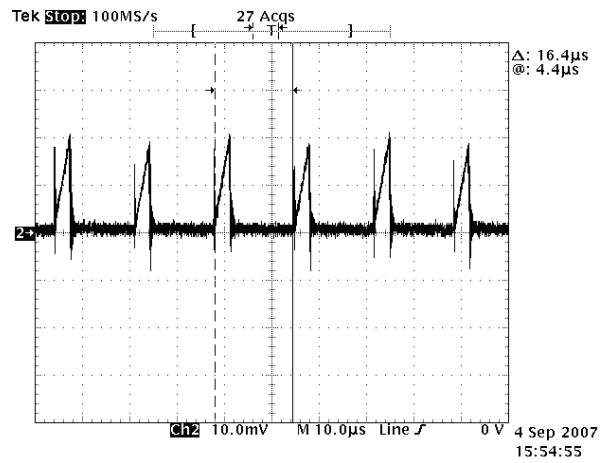


Figura 5.17 – Corrente no primário dos indutores acoplados do *Flyback* em alta frequência (1A/div, 10  $\mu$ s).

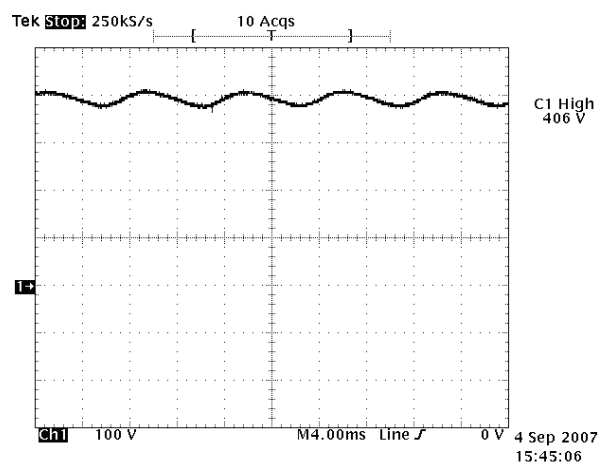


Figura 5.18 – Tensão no capacitor de barramento  $C_b$  (100 V/div, 4 ms).

## 5.7 – Reator eletrônico *Buck-Boost Flyback Half-Bridge* (BBFIB)

### 5.7.1 – Projeto dos estágios integrados

As simbologias das correntes e tensões que serão utilizadas durante o projeto do reator eletrônico *BBFIB*, são apresentadas na figura 5.19.

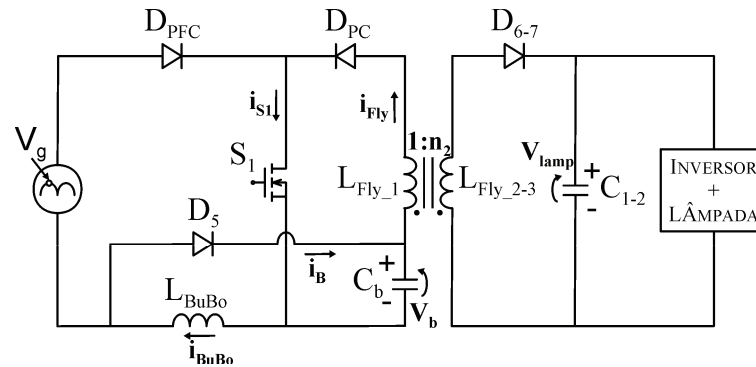


Figura 5.19 – Tensões e correntes para o projeto do reator eletrônico *BBFIB*.

O valor de pico da corrente no indutor ( $L_{BuBo}$ ) do conversor *Buck-Boost* é definido pela equação 5.48.

$$I_{BuBo(pico)} = \frac{V_g}{L_{BuBo}} \cdot D \cdot T_S \quad (5.48)$$

Da mesma forma que no projeto do reator eletrônico empregando o conversor *Boost* no estágio de correção do fator de potência, busca-se definir uma relação entre  $\alpha$  e  $m$  que venha a facilitar o projeto dos conversores integrados. A variável  $\alpha$  é definida para este projeto como mostra a equação 5.49.

$$\alpha = \frac{L_{BuBo}}{L_{Fly\_1}} \quad (5.49)$$

A definição da resistência equivalente do conversor *Flyback* ( $R_{Fly}$ ), e da tensão no capacitor de barramento ( $V_b$ ), são calculadas empregando-se as mesmas equações 5.20 e 5.21 já apresentadas.

Desta forma, a equação 5.50 define o valor médio da corrente ( $I_B$ ) na resistência  $R_{Fly}$ .

$$I_B = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} \frac{I_{BuBo(pico)} \cdot t_{des}}{2} \cdot \frac{1}{T_s} \cdot dt \quad (5.50)$$

O tempo de desmagnetização ( $t_{des}$ ) é calculado com base no balanço de energia, através da equação 5.51. Para o conversor *Buck-Boost*, durante a descarga da energia armazenada no indutor  $L_{BuBo}$ , a tensão aplicada é  $V_b$ .

$$\frac{V_g}{L_{BuBo}} \cdot D \cdot T_s = \frac{V_b}{L_{BuBo}} \cdot t_{des} \quad (5.51)$$

Isolando-se  $t_{des}$  na equação 5.51 e substituindo-se na equação 5.50, juntamente com a definição de  $I_{BuBo(pico)}$  da equação 5.48, pode-se representar  $I_B$  da forma da equação 5.52.

$$I_B = \frac{V_g^2 \cdot D^2 \cdot T_s}{2 \cdot \pi \cdot V_b \cdot L_{BuBo}} \cdot \int_0^{\pi} \text{sen}^2(\omega t) \cdot d\omega t \quad (5.52)$$

Ainda, considerando que  $V_g/V_b = m$ , pode-se reescrever a equação 5.52, como mostra a equação 5.53.

$$I_B = \frac{V_g \cdot m \cdot D^2}{4 \cdot L_{BuBo} \cdot f_s} \quad (5.53)$$

A relação  $\alpha \times m$  é definida pela equação 5.54, substituindo-se 5.53 e 5.20 em 5.21 e tendo em conta a relação apresentada na equação 5.49.

$$\alpha = \frac{m^2}{2} \quad (5.54)$$

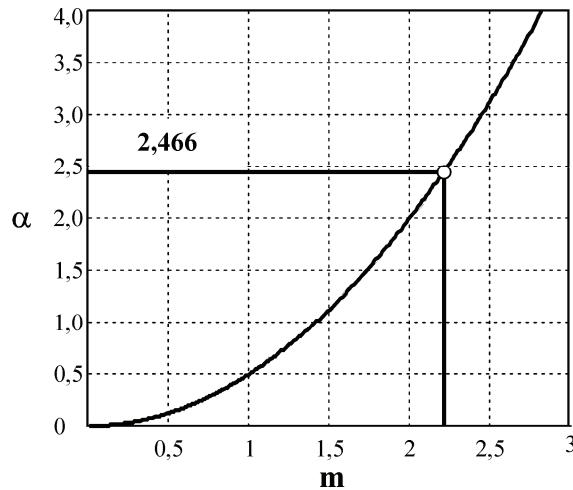
Pode-se concluir, novamente, através da equação 5.54, que a tensão do barramento ( $V_b$ ), para uma determinada tensão da rede de alimentação, somente depende da relação ( $\alpha$ ) entre as indutâncias  $L_{Bubo}$  e  $L_{Fly_1}$ .

O gráfico para a relação  $\alpha$  versus  $m$  é mostrado na figura 5.20. Como se pode observar, o valor de  $m$  pode assumir valores maiores ou menores que um, pois a tensão do



barramento ( $V_b$ ), para o conversor *Buck-Boost*, pode ser projetada para valores maiores ou menores que a tensão de entrada ( $V_g$ ).

Considerando  $V_g= 311$  e  $V_b=140$ , para este projeto  $\alpha= 2,466$  é obtido através do gráfico da figura 5.20.



**Figura 5.20** – Relação  $\alpha$  versus  $m$  para a configuração *BBFIB*.

A definição da razão cíclica máxima, para garantir o modo de operação em condução descontínua, do conversor *Buck-Boost*, é mostrada na equação 5.55.

$$D = \frac{1}{m+1} \quad (5.55)$$

Substituindo-se a equação 5.53 em 5.31, e supondo uma eficiência  $\eta=85\%$ , a indutância  $L_{BuBo}$  é calculada através da equação 5.56.

$$L_{BuBo} = \frac{V_g^2 \cdot D^2}{4 \cdot P_{lamp} \cdot f_s} \cdot \eta = 439 \mu H \quad (5.56)$$

Para calcular a indutância primária do conversor *Flyback* ( $L_{Fly\_1}$ ) utiliza-se a relação definida na equação 5.49.

Desta forma, tem-se:

$$L_{Fly\_1} = \frac{L_{BuBo}}{\alpha} = 178 \mu H . \quad (5.57)$$

Para calcular a indutância secundária ( $L_{Fly_{2-3}}$ ) do conversor *Flyback*, utiliza-se a mesma equação 5.36 apresentada no projeto anterior.

A relação de espiras  $n_2= 1,25$  é calculada a partir da equação 5.35, para garantir o modo de operação em condução descontínua do conversor *Flyback*, para uma razão cíclica ( $D$ ) igual a 0,3 e uma tensão do barramento  $V_b= 140$  V.

Substituindo-se, agora, o valor de  $n_2$  na equação 5.36, calcula-se  $L_{Fly_{2-3}}= 279$   $\mu$ H.

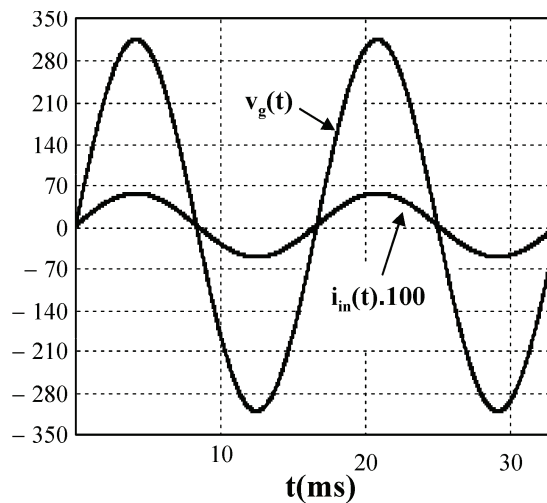
Resta, ainda, projetar o capacitor de barramento ( $C_b$ ) para uma ondulação máxima de tensão permitida ( $r=5\%$ ). Isto pode ser realizado seguindo o mesmo princípio de equacionamento das equações 5.37 e 5.38.

O capacitor  $C_b$  é calculado como mostra a equação 5.58.

$$C_b = \frac{m^2}{8 \cdot \pi} \cdot \frac{D^2}{f \cdot f_s \cdot L_{BuBo} \cdot r} \cong 220 \mu F \quad (5.58)$$

Na figura 5.21 apresentam-se as formas de onda teóricas para a tensão e a corrente de entrada do conversor *Buck-Boost*, onde a tensão é definida pela equação 5.40 e a corrente é representada por:

$$i_{in}(t) = \frac{1}{2} \cdot \frac{D^2 \cdot V_g}{L_{BuBo} \cdot f_s} \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (5.59)$$



**Figura 5.21** – Formas de onda teóricas de tensão e a corrente de entrada para a configuração *BBFIB*.

Nota-se, através das formas de onda teóricas da figura 5.21, que o conversor *Buck-Boost* é capaz de emular uma característica de carga resistiva pura, ao contrário do conversor *Boost*, visto anteriormente. Este fato, determina uma característica teórica de fator de potência unitário na entrada.

### 5.7.2 – Ábacos dos valores de tensão e de corrente no interruptor compartilhado ( $S_1$ )

Os ábacos de tensão e de corrente eficaz no interruptor compartilhado  $S_1$ , para a integração do conversor *Buck-Boost* à *Célula SC*, baseiam-se na mesma metodologia de projeto apresentada anteriormente para o conversor *Boost*. A corrente eficaz no interruptor compartilhado para o conversor *Buck-Boost* é definida pela equação 5.60.

$$I_{efS1} = \sqrt{2 \cdot f \cdot \sum_{n=1}^{NT} \int_0^{D \cdot T_s} \left[ \left[ \frac{V_b}{L_{Fly\_1}} + \frac{V_g \cdot \text{sen}[2 \cdot \pi \cdot f \cdot (n \cdot T_s)]}{L_{BuBo}} \right] \cdot t \right]^2 \cdot dt} \quad (5.60)$$

Substituindo-se as equações 5.56 e 5.57 em 5.60, o valor eficaz da corrente no interruptor compartilhado é definido por:

$$I_{efS1} = 2 \cdot \frac{P_{lamp}}{V_b \cdot V_g \cdot \eta} \cdot \sqrt{\frac{2}{3} \cdot \frac{f}{f_s \cdot D} \cdot \sum_{n=1}^{NT} [V_g + 2 \cdot V_b \cdot \text{sen}[2 \cdot \pi \cdot f \cdot (n \cdot T_s)]]^2} \quad (5.61)$$

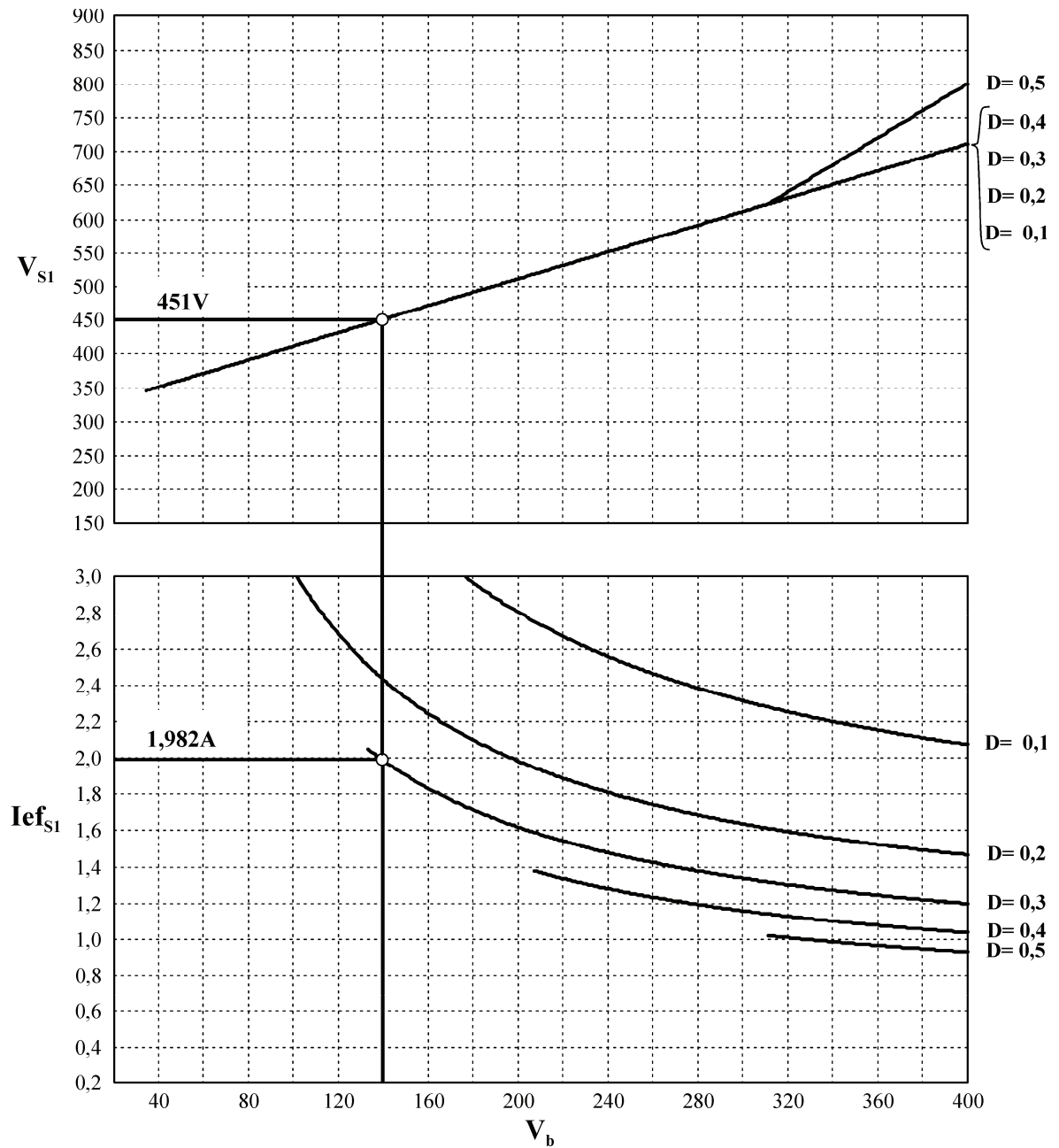
A tensão de bloqueio, a qual é submetido o interruptor  $S_1$ , depende da tensão de entrada ( $V_g$ ), da tensão de barramento ( $V_b$ ) e da razão cíclica ( $D$ ), como mostra a equação 5.62.

$$V_{S1} = \max \left[ (V_g + V_b), \frac{V_b}{1 - D} \right] \quad (5.62)$$

A tensão de bloqueio depende do projeto realizado, sendo a maior entre as duas tensões definidas na equação 5.62.

Com base nas equações 5.61 e 5.62 são traçados os ábacos de projeto da figura 5.22. Novamente, como no projeto anterior, os únicos parâmetros que devem ser definidos para o traçado dos ábacos, são as características da rede elétrica, a lâmpada utilizada, a frequência de comutação escolhida e a eficiência estimada do conversor.

O traçado destes ábacos respeita as condições de razão cíclica máxima para garantir o modo de condução descontínua impostas pela equação 5.55. Através deles, obtêm-se uma corrente eficaz  $I_{efSI}=1,982$  A e uma tensão máxima de bloqueio  $V_{SI}=451$  V para a especificações de projeto previamente descritas.



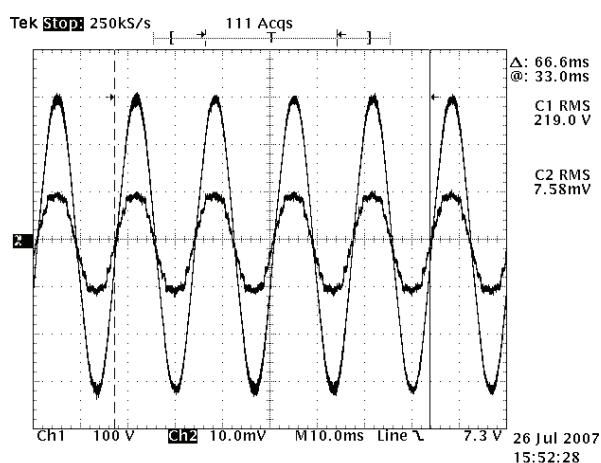
**Figura 5.22** – Ábacos para projeto da tensão e corrente no interruptor compartilhado do reator eletrônico *BBFIB*.

### 5.7.3 – Resultados experimentais

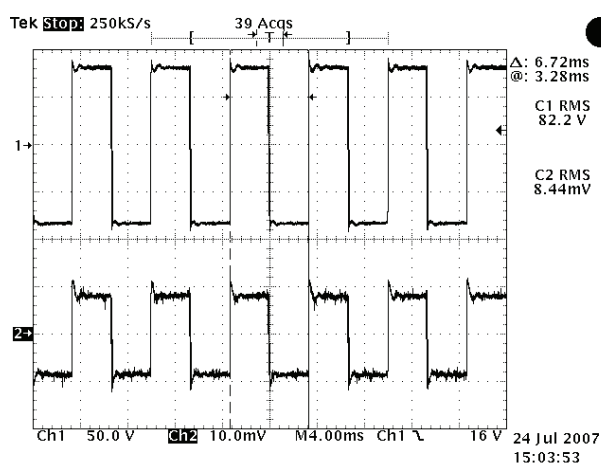
Nesta seção são apresentados os resultados experimentais para o reator eletrônico *BBFIB* a fim de validar a metodologia de projeto mostrada anteriormente.

A figura 5.23 apresenta as formas de onda de tensão e de corrente na entrada, onde um fator de potência de 0,993 é medido.

Na figura 5.24, pode-se visualizar a forma de onda quadrada (150Hz) de tensão e de corrente na lâmpada, que tem por finalidade a não excitação do fenômeno da ressonância acústica.



**Figura 5.23** – Tensão e corrente de entrada (100 V/div, 500 mA/div, 10 ms).



**Figura 5.24** – Tensão (traço superior) e corrente (traço inferior) na lâmpada (50 V/div, 1 A/div, 4 ms).

A forma de onda de potência na lâmpada é apresentada na figura 5.25. A potência constante na lâmpada evita o processo de re-ignição, comum na alimentação de lâmpadas de descarga por reatores eletromagnéticos.

Na figura 5.26 apresenta-se a medição do valor de corrente eficaz no interruptor compartilhado, calculado por:

$$I_{efS1} = \frac{9,56mV}{10mV} \cdot 2A = 1,912A. \quad 5.63$$

O valor experimental obtido está de acordo com o valor teórico, previamente definido, pelo ábaco da figura 5.22.

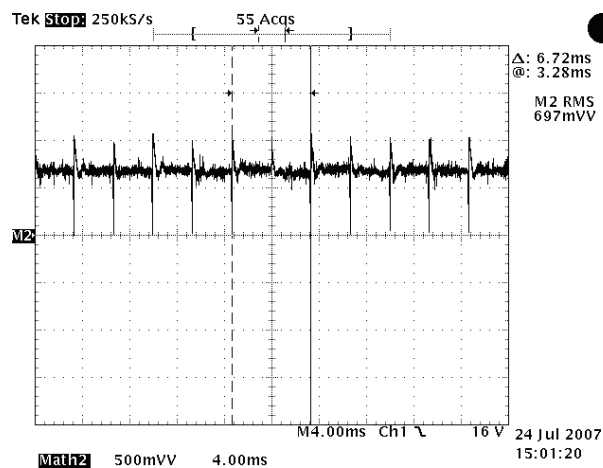


Figura 5.25 – Potência na lâmpada (50 W/div, 4 ms).

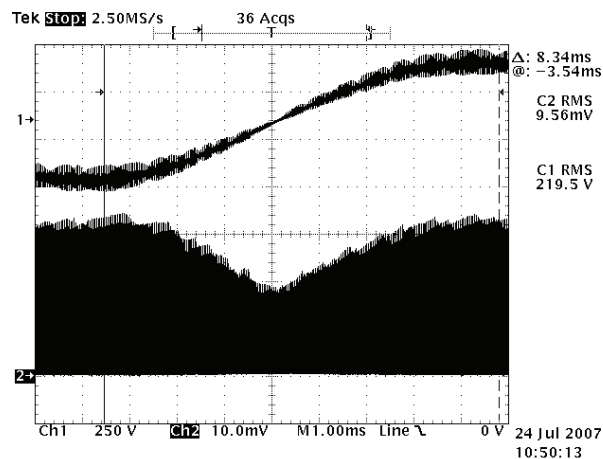


Figura 5.26 – Tensão de entrada e corrente no interruptor  $S_1$  (250 V/div, 2 A/div), 1 ms.

Ainda, a tensão e a corrente no interruptor  $S_1$ , em alta frequência, são mostradas nas figuras 5.27 e 5.28, onde o tempo de condução  $D \cdot T_s = 5 \mu s$  e o período de comutação  $T_s = 16,8 \mu s$  resultam em uma razão cíclica ( $D$ ), calculada, de aproximadamente 0,3.

A figura 5.29 mostra a envoltória da forma de onda de corrente no indutor  $L_{BuBo}$ . A corrente em alta frequência neste indutor é mostrada na figura 5.30, juntamente com a forma de onda de tensão no interruptor  $S_I$ . Através desta forma de onda, pode-se visualizar a tensão máxima de bloqueio medida para o interruptor compartilhado.

As correntes do estágio de controle de potência na lâmpada são visualizadas para diferentes tempos de aquisição nas figuras 5.31 e 5.32.

A tensão no capacitor de barramento ( $V_b$ ) é mostrada na figura 5.33. A medição realizada mostra uma tensão  $V_b=139$  V.

O rendimento elétrico, medido através dos resultados experimentais, para esta integração, é de 84,52 %.

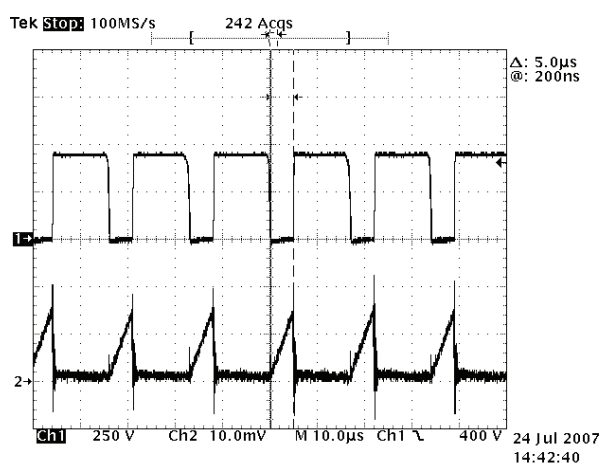


Figura 5.27 – Tensão e corrente no interruptor  $S_I$  (250 V/div, 5 A/div, 10 μs), medição de  $D.T_s$ .

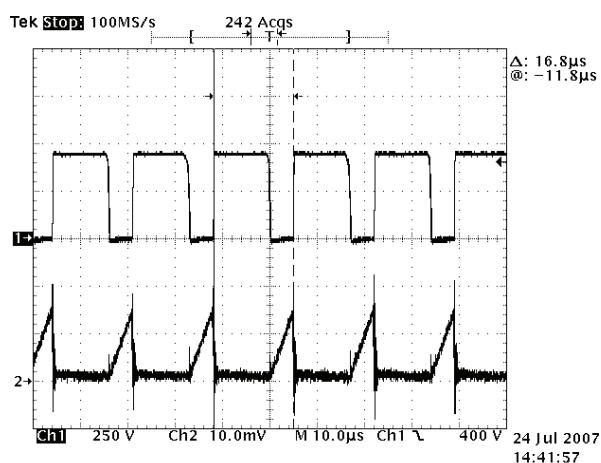


Figura 5.28 – Tensão e corrente no interruptor  $S_I$  (250 V/div, 5 A/div, 10 μs), medição de  $T_s$ .

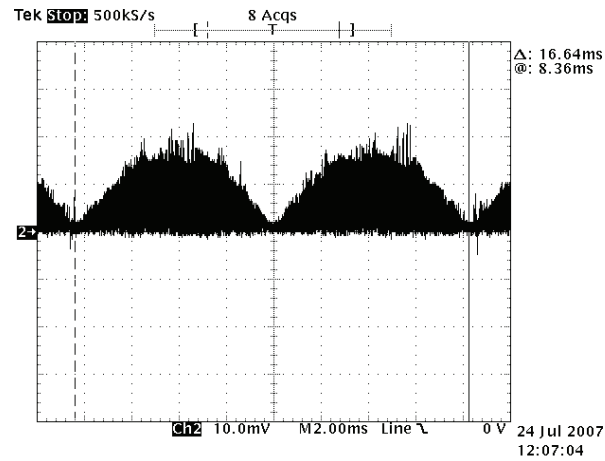


Figura 5.29 – Envoltória da corrente no indutor  $L_{BuBo}$  do conversor *Buck-Boost* (2 A/div, 2 ms).

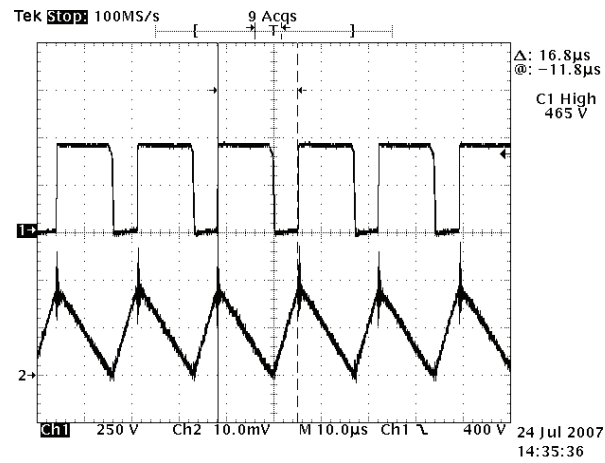


Figura 5.30 – Tensão no interruptor  $S_1$  e corrente no indutor  $L_{BuBo}$ . (250 V/div, 2 A/div, 10  $\mu$ s).

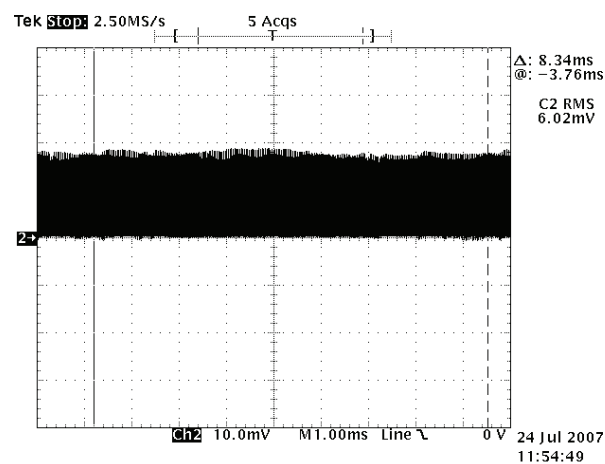


Figura 5.31 – Corrente no primário dos indutores acoplados do *Flyback* em baixa frequência (2 A/div, 1 ms).



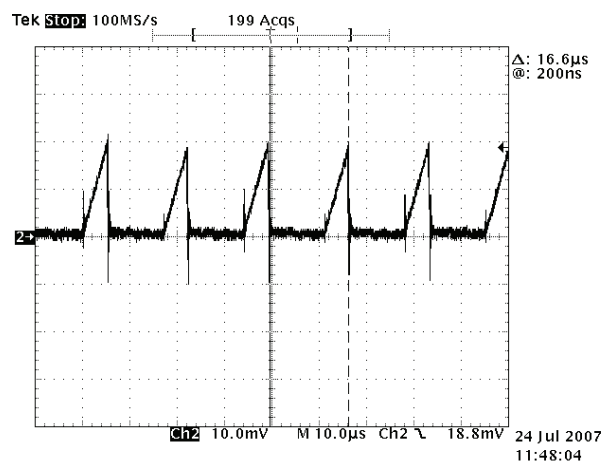


Figura 5.32 – Corrente no primário dos indutores acoplados do *Flyback* em alta frequência (2 A/div, 10  $\mu$ s).

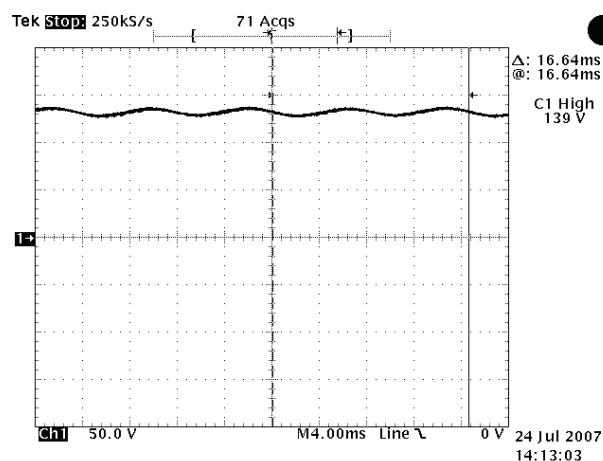


Figura 5.33 – Tensão no capacitor de barramento  $C_b$  (50 V/div, 4 ms).

## 5.8 – Reator eletrônico *Sepic Flyback Half-Bridge* (SFIB)

### 5.8.1 – Projeto dos estágios integrados

As simbologias das correntes e das tensões que serão utilizadas durante o projeto do reator eletrônico *SFIB*, são apresentadas na figura 5.34.

Com base nas etapas de funcionamento para o conversor *Sepic*, apresentadas no capítulo 4, realizam-se as simplificações apresentadas na figura 5.35, considerando-se que  $V_g = V_3$ .

Para a *Etapa I* de funcionamento, caracterizada pela condução do interruptor  $S_1$ , o circuito é analisado considerando-se uma indutância equivalente ( $L_e$ ), dada pela combinação em paralelo dos dois indutores do conversor *Sepic* ( $L_e = L_{S1} // L_{S2}$ ), uma vez que durante esta etapa os dois indutores são submetidos a mesma tensão  $V_g$ .

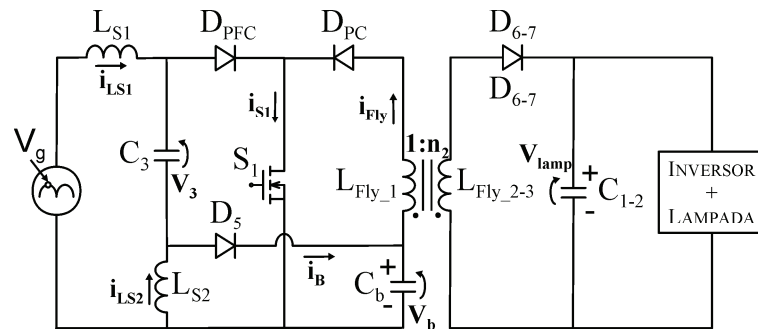


Figura 5.34 – Tensões e correntes para o projeto do reator eletrônico SFIB.

Na *Etapa II*, durante a descarga da energia armazenada nos indutores do conversor *Sepic*, caracterizada pela saída de condução do interruptor  $S_1$ , em ambos os indutores é aplicada a tensão do barramento ( $V_b$ ).

Pode-se, então, associar o projeto do conversor *Sepic* ao do conversor *Buck-Boost* definido na seção anterior, supondo que  $L_{BuBo}=L_e$ .

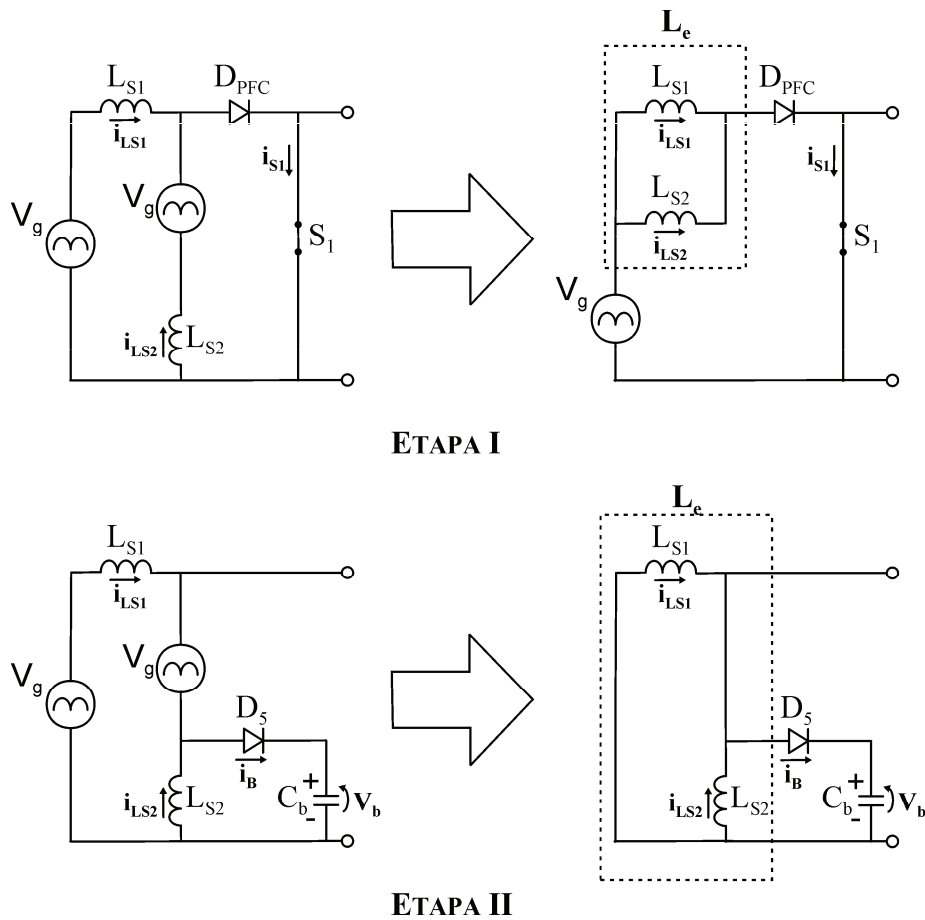


Figura 5.35 – Simplificações para as etapas de operação do conversor *Sepic*.

Desta forma a indutância equivalente ( $L_e$ ) é definida pela equação 5.64.

$$L_e = L_{BuBo} = \frac{V_g^2 \cdot D^2}{4 \cdot P_{lamp} \cdot f_s} \cdot \eta = 439 \mu H \quad (5.64)$$

A corrente  $I_B$  para o conversor *Sepic* é definida por:

$$I_B = \frac{V_g \cdot m \cdot D^2}{4 \cdot L_e \cdot f_s} \quad (5.65)$$

E, considerando-se,

$$\alpha = \frac{L_e}{L_{Fly\_1}} \quad (5.66)$$

a relação  $\alpha$  versus  $m$ , é idêntica a do conversor *Buck-Boost*, representada pela equação 5.67.

$$\alpha = \frac{m^2}{2} = 2,467 \quad (5.67)$$

Para calcular  $L_{Fly\_1}$ , substitui-se o valor de  $\alpha$  encontrado na equação 5.67, e o valor de  $L_e$  da equação 5.64, na equação 5.66. Desta forma, obtêm-se:

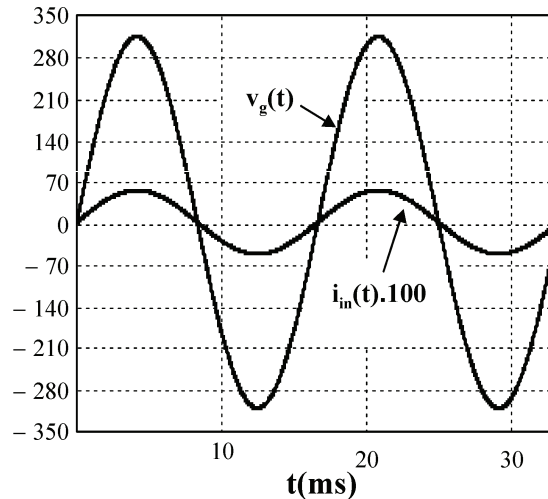
$$L_{Fly\_1} = \frac{L_e}{\alpha} = 178 \mu H \quad (5.68)$$

O projeto para a indutância secundária do conversor *Flyback* ( $L_{Fly\_2-3}$ ) é realizado empregando-se as equações 5.35 e 5.36, para uma razão cíclica  $D=0,3$  e uma tensão  $V_b=140$  V, obtendo-se  $L_{Fly\_2-3}= 279 \mu H$ .

As características de tensão e de corrente na fonte de alimentação, considerando-se o emprego de um filtro *LC* na entrada do conversor *Sepic*, são as mesmas apresentadas na seção anterior, e mostradas novamente no gráfico da figura 5.36.

Porém, a corrente de entrada, agora, é definida pela equação 5.69.

$$i_{in}(t) = \frac{1}{2} \cdot \frac{D^2 \cdot V_g}{L_e \cdot f_s} \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (5.69)$$



**Figura 5.36** – Formas de onda teóricas de tensão e de corrente de entrada para a configuração *SFIB*.

Resta, ainda, projetar os indutores  $L_{S1}$ ,  $L_{S2}$  e o capacitor  $C_3$ . Para o projeto do indutor  $L_{S1}$ , deve-se considerar a máxima variação ( $\Delta I$ ) admitida para a corrente  $i_{LS1}$ , em relação ao pico da corrente de entrada ( $I_{in\_pico}$ ).

A corrente  $I_{in\_pico}$  é definida por:

$$I_{in(pico)} = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_g \cdot D^2 \cdot T_s}{L_e}, \quad (5.70)$$

e  $\Delta I$  é calculado pela equação 5.71.

$$\Delta I = \frac{V_g}{L_{S1}} \cdot D \cdot T_s \quad (5.71)$$

Representando-se a variação da corrente em  $L_{S1}$ , como mostra a equação 5.72, o indutor  $L_{S1}$  é calculado através da equação 5.73.

$$r_s = \frac{\Delta I}{I_{in(pico)}} \quad (5.72)$$

$$L_{S1} = \frac{2 \cdot L_e}{D \cdot r_s} \quad (5.73)$$

E, ainda, substituindo-se a equação 5.64 em 5.73, tem-se:

$$L_{S1} = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_g^2 \cdot D}{f_s \cdot P_{lamp} \cdot r_s} \cdot \eta \quad (5.74)$$

Considerando-se que a indutância equivalente  $L_e$  é o paralelo das indutâncias  $L_{S1}$  e  $L_{S2}$ , a indutância  $L_{S2}$  pode ser definida como mostra a equação 5.75.

$$L_{S2} = \frac{L_e \cdot L_{S1}}{L_{S1} - L_e} \quad (5.75)$$

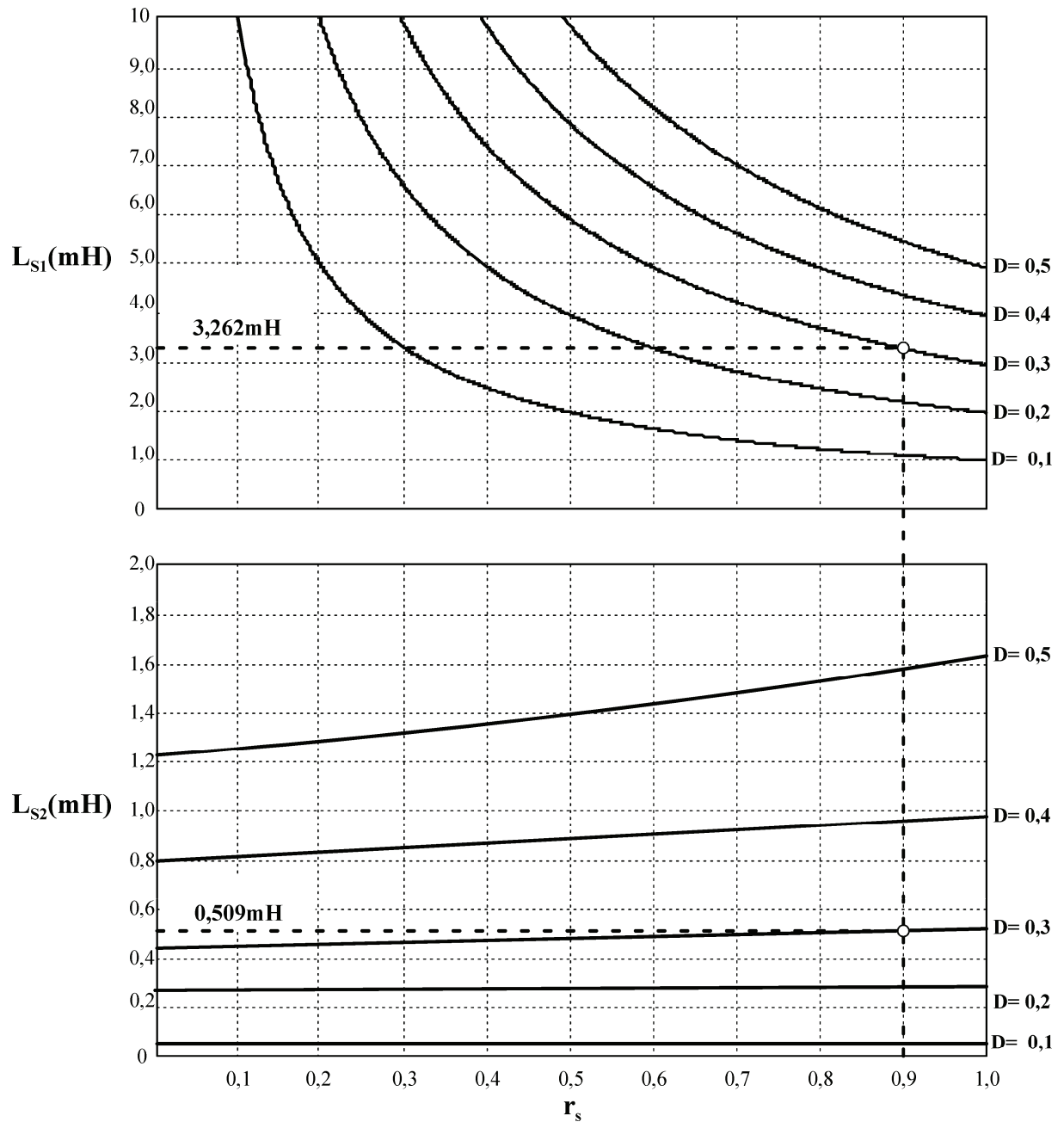
Novamente, substituindo-se a equação 5.64 e 5.74 em 5.75, a indutância  $L_{S2}$  é representada pela equação 5.76.

$$L_{S2} = \frac{V_g^2 \cdot D^2}{2 \cdot f_s \cdot P_{lamp}} \cdot \frac{\eta}{(2 - D \cdot r_s)} \quad (5.76)$$

As equações 5.74 e 5.76 permitem a construção dos ábacos de projeto da figura 5.37. Através destes ábacos, é possível realizar o projeto das indutâncias  $L_{S1}$  e  $L_{S2}$ , em função da variação máxima de corrente em  $L_{S1}$  e da razão cíclica ( $D$ ).

Para o projeto do capacitor  $C_3$  duas características devem ser consideradas:

1. sua capacitância deve ser suficientemente grande para que o mesmo se comporte como uma fonte de tensão constante durante um período de comutação;
2. como,  $V_g = V_3$ , este deve ser projetado para acompanhar as variações da tensão da rede elétrica.



**Figura 5.37** – Ábacos de projeto para  $L_{S1}$  e  $L_{S2}$  em função da variação de corrente em  $L_{S1}$  e da razão cíclica ( $D$ ) de projeto.

Desta forma, a capacitância  $C_3$  é calculada com base na frequência de oscilação ( $f_{osc}$ ) entre  $C_3$  e  $L_{S2}$ . Sendo projetado para uma frequência de oscilação dada por:

$$f_{osc} = \frac{f_s}{3}, \quad (5.77)$$

O capacitor  $C_3$  é, então, calculado através da equação 5.78.

$$C_3 = \frac{1}{L_{S2} \cdot (2\pi \cdot f_{osc})^2} \cong 100nF \quad 5.78$$

O cálculo do capacitor de barramento ( $C_b$ ) é realizado utilizando-se a equação 5.58, previamente definida. Através desta equação,  $C_b=220 \mu F$  é calculado.

### 5.8.2 – Ábacos dos valores de tensão e corrente no interruptor compartilhado ( $S_I$ )

O projeto dos ábacos de tensão e corrente para a integração do conversor *Sepic* ao conversor *Flyback* é idêntico ao projeto realizado para o conversor *Buck-Boost*.

Portanto, na figura 5.38, apresentam-se novamente os ábacos de projeto utilizados, a fim de confrontar os valores de tensão e de corrente para o interruptor compartilhado ( $S_I$ ), com os obtidos nos resultados experimentais para esta integração.

### 5.8.3 – Resultados experimentais

Nesta seção apresentam-se alguns resultados experimentais, a fim de comprovar a metodologia de projeto descrita anteriormente para o reator eletrônico *SFIB*.

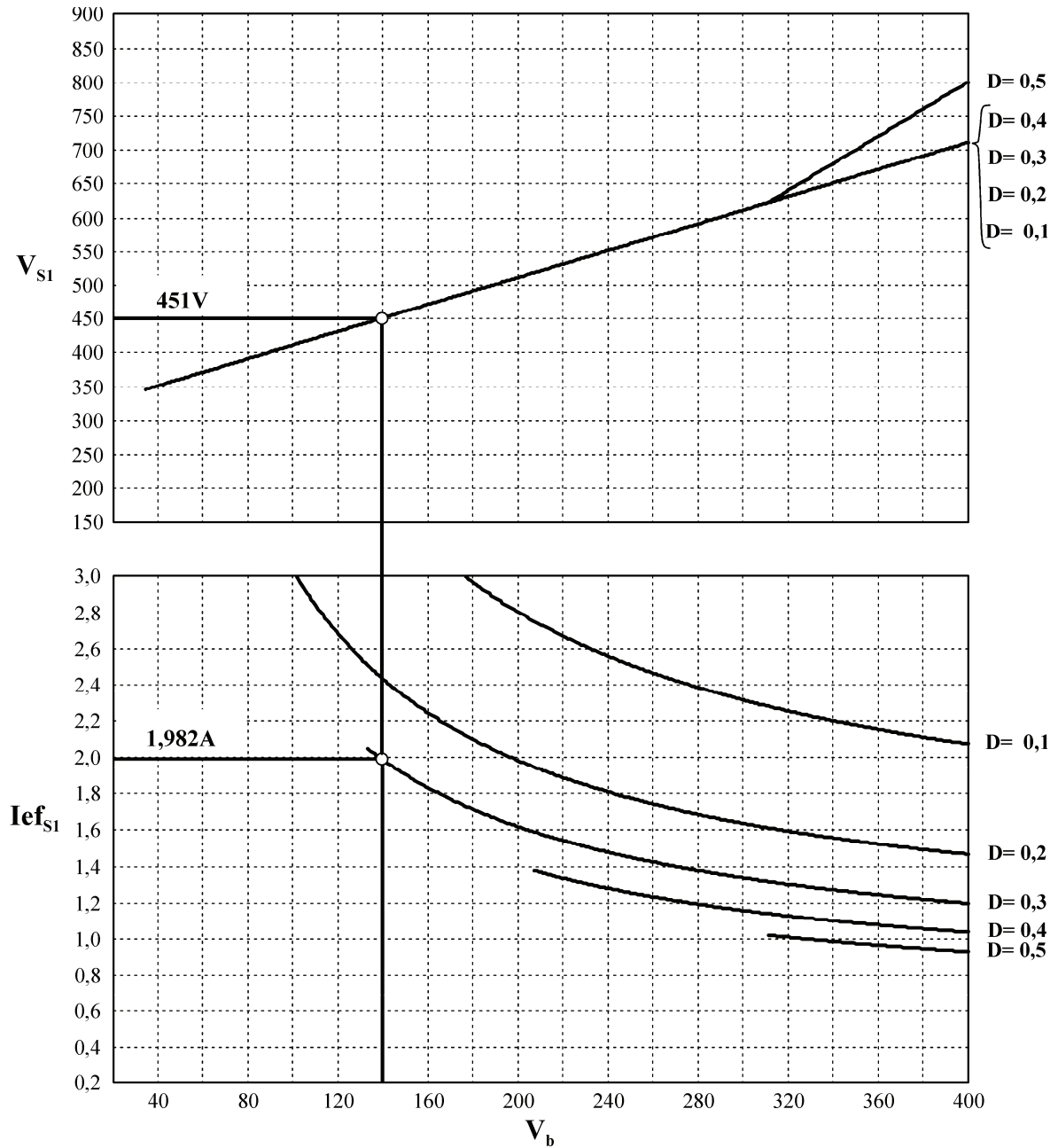
A figura 5.39 mostra a forma de onda de tensão e corrente na entrada. O fator de potência medido é de 0,985.

As formas de onda de tensão, de corrente e de potência na lâmpada são apresentadas nas figuras 5.40 e 5.41.

Com base nas formas de onda das figuras 5.39 e 5.41, e, considerando-se o fator de potência de 0,985, o rendimento elétrico medido é de 81,75 %.

Para comprovar os cálculos realizados na seção anterior, a figura 5.42 apresenta a medição da corrente eficaz no interruptor  $S_I$ . Utilizando-se a equação 5.79, verifica-se que o valor eficaz da corrente é de 1,912A, o que demonstra estar de acordo com o previamente calculado.

$$I_{efS1} = \frac{9,56mV}{10mV} \cdot 2A = 1,912A. \quad (5.79)$$



**Figura 5.38** – Ábacos para projeto da tensão e corrente no interruptor compartilhado do reator eletrônico *SFIB*.

Nas figuras 5.43 e 5.44 apresenta-se as formas de onda de tensão e de corrente no interruptor compartilhado  $S_I$ . Através das medições de  $D.T_s=5 \mu s$  e  $T_s=17 \mu s$ , calcula-se uma razão cíclica ( $D$ ) de operação de aproximadamente 0,3.

A envoltória da corrente no indutor  $L_{S1}$  e sua componente de alta frequência, para uma variação máxima,  $r_s=0,90$ , são apresentadas, respectivamente, nas figuras 5.45 e 5.46.

As figuras 5.47 e 5.48 apresentam a corrente no indutor  $L_{S2}$  para diferentes tempos de aquisição.



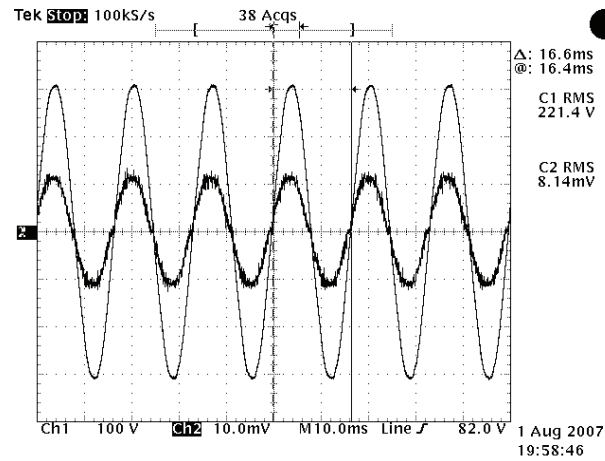


Figura 5.39 – Tensão e corrente de entrada (100 V/div, 500 mA/div, 10 ms).

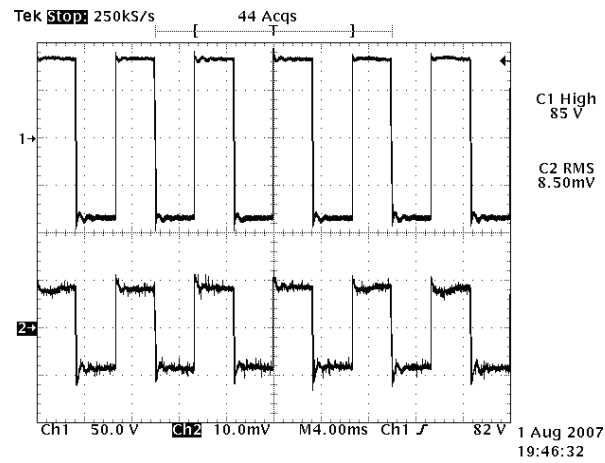


Figura 5.40 – Tensão (traço superior) e corrente (traço inferior) na lâmpada (50 V/div, 1 A/div, 4 ms).

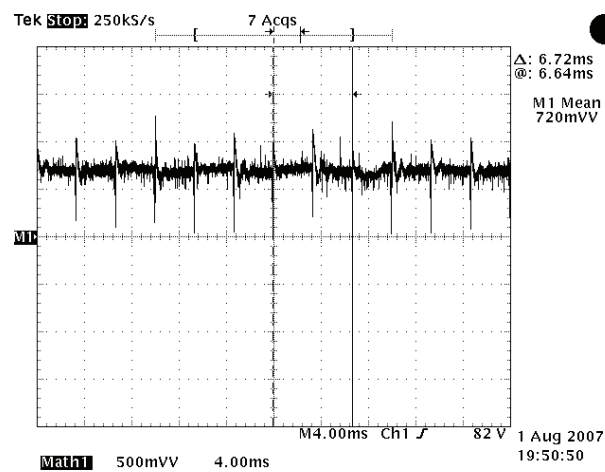


Figura 5.41 – Potência na lâmpada (50 W/div, 4 ms).

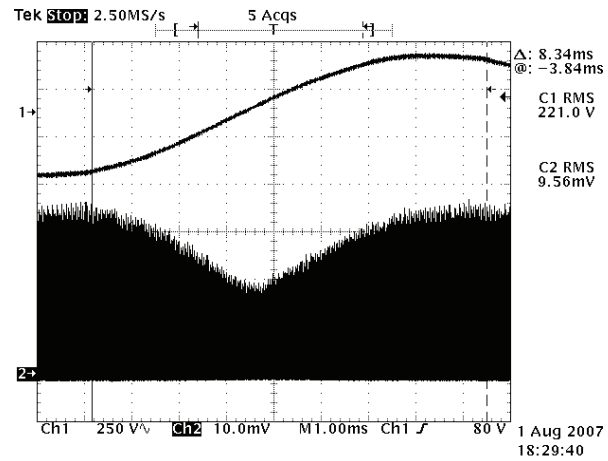


Figura 5.42 – Tensão de entrada e corrente no interruptor  $S_1$  (250 V/div, 2 A/div), 1 ms.

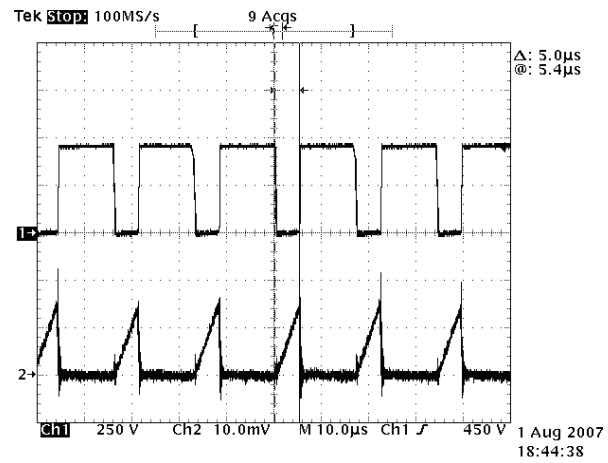


Figura 5.43 – Tensão e corrente no interruptor  $S_1$  (250 V/div, 5 A/div, 10  $\mu$ s), medição de  $D.T_s=5 \mu$ s.

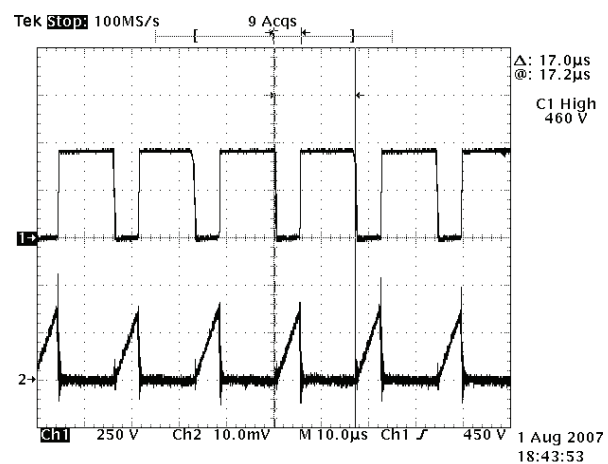


Figura 5.44 – Tensão e corrente no interruptor  $S_1$  (250 V/div, 5 A/div, 10  $\mu$ s), medição de  $T_s$ .

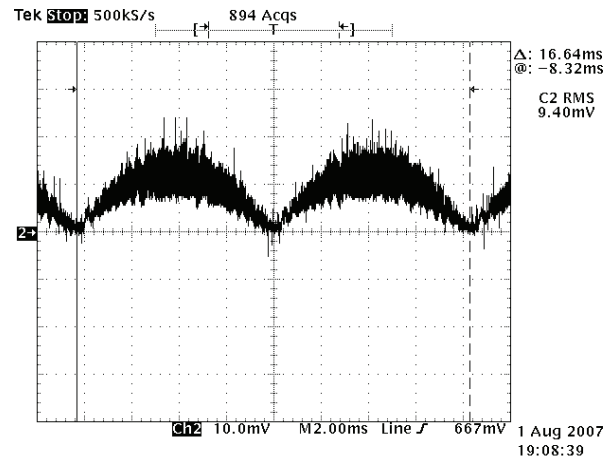


Figura 5.45 – Envoltória da corrente no indutor  $L_{S1}$  do conversor *Sepic* (500 mA/div, 2 ms).

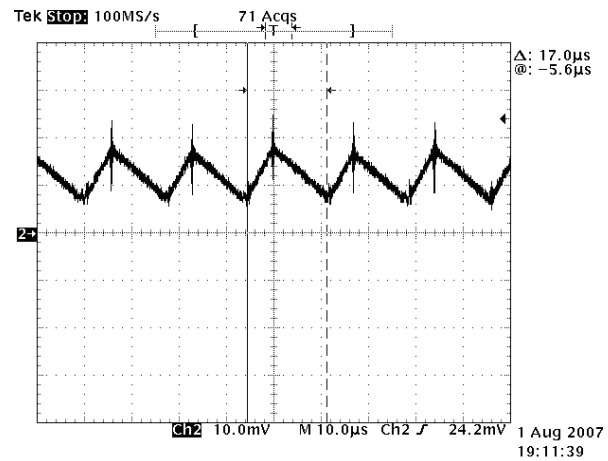


Figura 5.46 – Corrente em alta frequência no indutor  $L_{S1}$  do conversor *Sepic* (500 mA/div, 10  $\mu$ s).

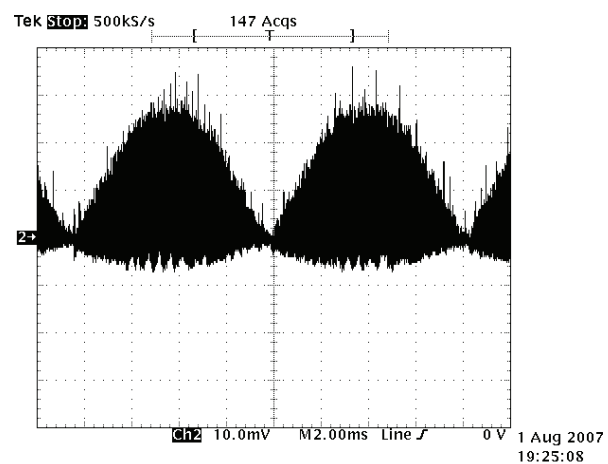
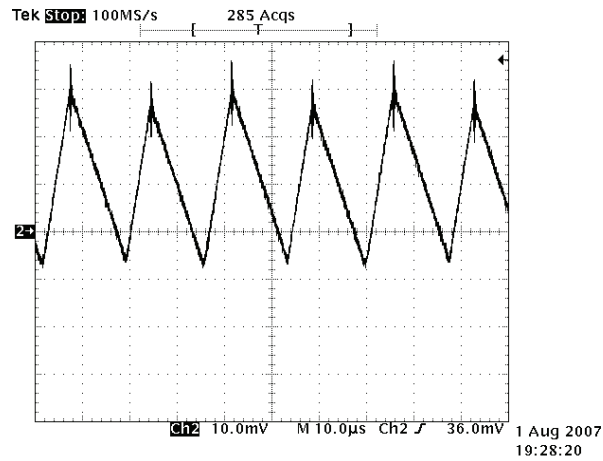
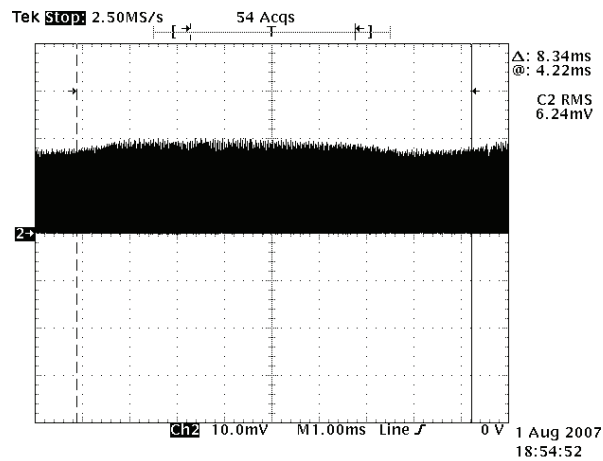


Figura 5.47 – Envoltória da corrente no indutor  $L_{S2}$  do conversor *Sepic* (1 A/div, 2 ms).

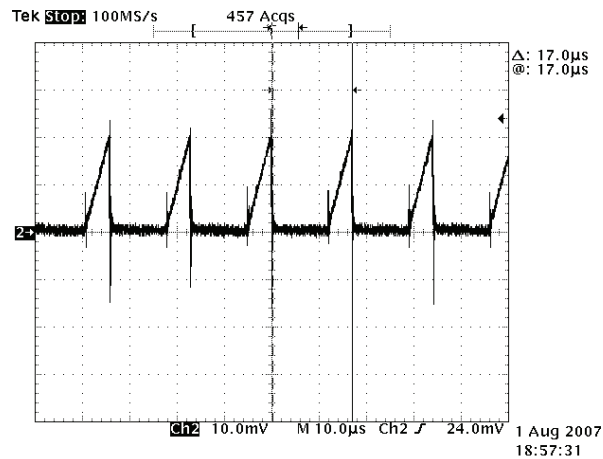


**Figura 5.48** – Corrente em alta frequência no indutor  $L_{S2}$  do conversor *Sepic* (1 A/div, 10  $\mu$ s).

As características de corrente do estágio de controle de potência são apresentadas nas figuras 5.49 e 5.50.



**Figura 5.49** – Corrente no primário dos indutores acoplados do *Flyback* em baixa frequência (2 A/div, 1 ms).



**Figura 5.50** – Corrente no primário dos indutores acoplados do *Flyback* em alta frequência (2 A/div, 10  $\mu$ s).

A tensão ( $V_b$ ) no capacitor de barramento é mostrada na figura 5.51. A forma de onda apresenta uma pequena ondulação na frequência de 120Hz, sendo seus efeitos desprezíveis na alimentação da lâmpada HPS.

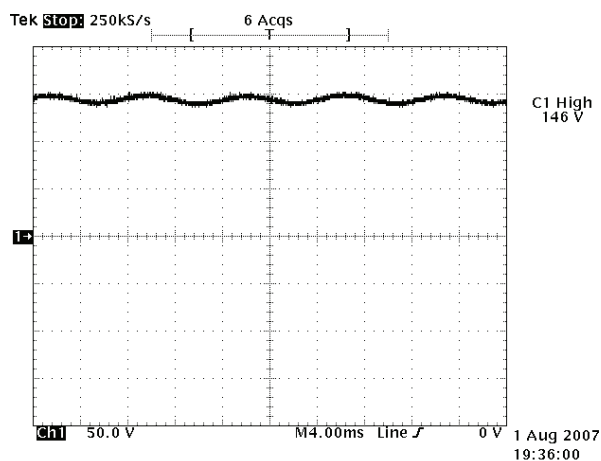


Figura 5.51 – Tensão no capacitor de barramento  $C_b$  (50 V/div, 4 ms).

A forma de onda de tensão, apresentada na figura 5.52, mostra que as condições de projeto descritas anteriormente para o capacitor  $C_3$  são totalmente satisfeitas, visto que, como pode ser observado na figura, a tensão  $V_3$  segue a variação da tensão da rede  $V_g$ .

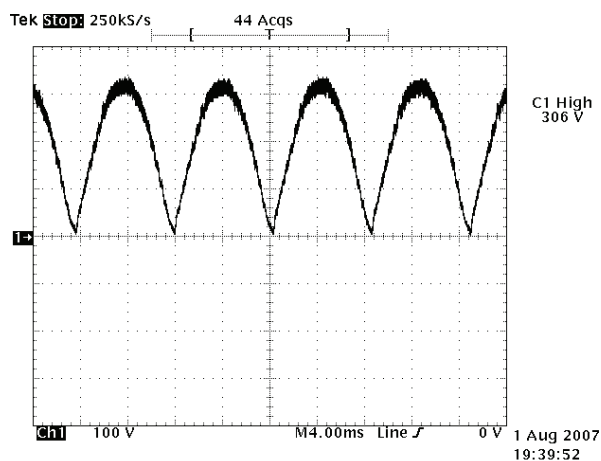


Figura 5.52 – Tensão no capacitor de barramento  $C_3$  (100 V/div, 4 ms).

## 5.9 – Reator eletrônico *Bi-Flyback Half-Bridge* (BFIB)

### 5.9.1 – Projeto dos estágios integrados

Na integração de dois conversores *Flyback*, como apresentado na metodologia de integração do capítulo 4, duas formas de conexão podem ser realizadas. Na primeira delas, chamada de *BFIB-SC*, o interruptor compartilhado é submetido a soma das correntes do estágio de correção do fator de potência e de controle de potência. Na segunda, chamada de *BFIB-ST*, o interruptor conduz apenas a maior corrente entre os dois estágios em cada instante de tempo.

O tipo de integração realizada, entretanto, somente altera as características de tensão e de corrente dos diodos  $D_{PFC}$  e  $D_{PC}$  e do interruptor  $S_1$ . As tensões e as correntes dos outros componentes da topologia permanecem totalmente inalterados.

Desta forma, as indutâncias e as capacitâncias empregadas em ambos os tipos de conexão, podem ser projetadas utilizando-se as mesmas equações.

Nas figuras 5.53 e 5.54 são apresentados os dois tipos de conexão para o reator eletrônico *BFIB*, juntamente com a simbologia de projeto a ser empregada.

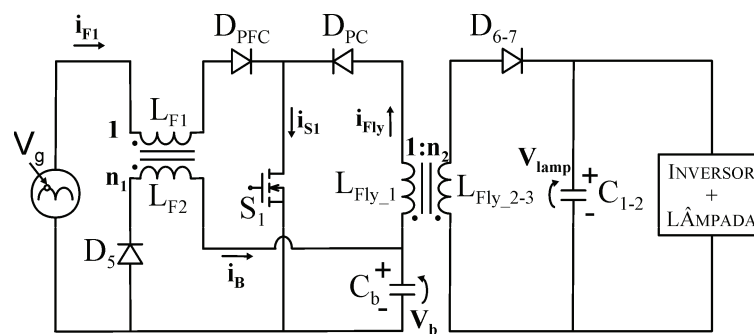


Figura 5.53 – Tensões e correntes para o projeto do reator eletrônico *BFIB-SC*.

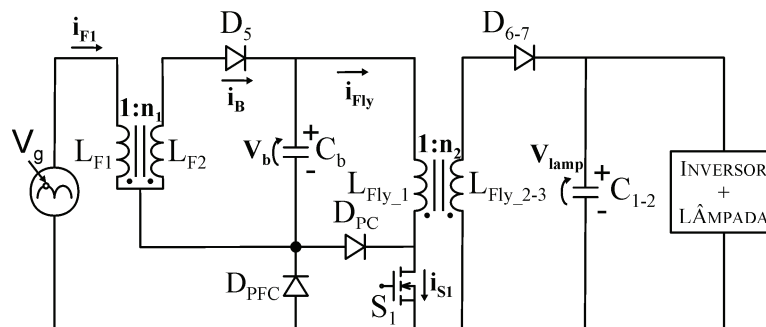


Figura 5.54 – Tensões e correntes para o projeto do reator eletrônico *BFIB-ST*.

Para simplificar a análise de ambas as integrações, define-se, como nos projetos anteriores, os seguintes parâmetros:

$$m = \frac{V_g}{V_b}, \quad (5.80)$$

$$\alpha = \frac{L_{F1}}{L_{Fly\_1}}. \quad (5.81)$$

A equação 5.82 define a razão cíclica máxima para garantir o modo de condução descontínua do conversor *Flyback*, empregado no estágio de correção do fator de potência.

$$D = \frac{1}{m \cdot n_1 + 1} \quad (5.82)$$

Neste projeto o valor de  $n_1=1$ , definindo-se, desta forma, uma relação de espiras unitária para o conversor *Flyback* empregado no estágio de correção do fator de potência, com o objetivo de reduzir as perdas que surgem devido a valores elevados de indutâncias de dispersão.

Com a consideração de  $n_1=1$ , o equacionamento do conversor *Flyback* é o mesmo do conversor *Buck-Boost*, sendo que, na aplicação convencional, o primeiro tem a vantagem de garantir um isolamento entre a entrada e a saída, característica essa perdida quando se realiza a integração de etapas.

Utilizando, portanto, a mesma seqüência de equacionamento do conversor *Buck-Boost*, os valores de projeto obtidos para o conversor *Flyback* são mostrados na tabela 5.3.

**TABELA 5.3**

VALORES DOS COMPONENTES PARA A INTEGRAÇÃO *BI-FLYBACK*

$L_{F1}=L_{F2}$	439 $\mu$ H
$C_b$	220 $\mu$ F
$L_{Fly\_1}$	178 $\mu$ H
$L_{Fly\_2-3}$	279 $\mu$ H

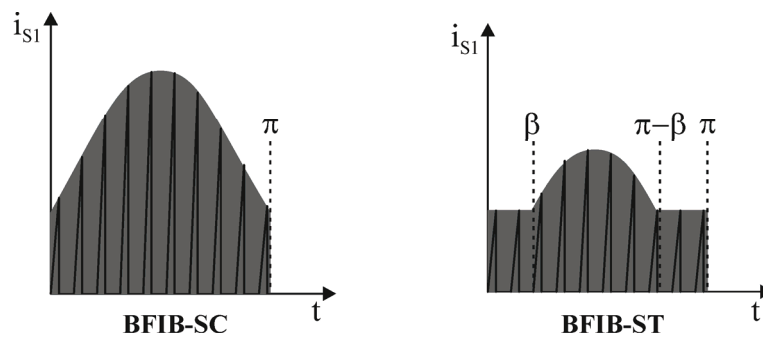
### 5.9.2 – Ábacos dos valores de tensão e de corrente no interruptor compartilhado ( $S_I$ )

A análise do valor máximo da tensão de bloqueio e do valor eficaz da corrente as quais é submetido o interruptor  $S_I$ , para ambas as configurações, é muito importante, uma vez que é a principal característica que diferencia os dois modos de conexão (sobrecorrente ou sobretensão).

Além disso, esta análise permite definir a escolha da melhor configuração a ser empregada, dependendo da aplicação que se deseja.

Outro fator importante é a possibilidade de escolha do interruptor compartilhado que melhor se aplica a cada caso.

A análise de cada uma das configurações deve ser feita em separado, pois como mostra a figura 5.55, a corrente no interruptor compartilhado não é a mesma para ambas as configurações.



**Figura 5.55** – Formas de onda teóricas de corrente para as configurações *BFIB-SC* e *BIFIB-ST*.

#### 5.9.2.1 – Ábacos para a configuração *BFIB-SC*

Nesta configuração, o valor eficaz da corrente no interruptor compartilhado é a soma quadrática dos valores eficazes dos dois estágios de potência, e pode ser definido diretamente através da equação 5.83.

$$I_{efS1} = \sqrt{2 \cdot f \cdot \sum_{n=1}^{NT} \int_0^{D \cdot T_s} \left[ \frac{V_b}{L_{Fly\_1}} + \frac{V_g \cdot \text{sen}[2 \cdot \pi \cdot f \cdot (n \cdot T_s)]}{L_{F1}} \right]^2 \cdot t} \cdot dt \quad (5.83)$$

Simplificando a equação anterior, a seguinte equação é obtida:



$$I_{efS1} = 2 \cdot \frac{P_{lamp}}{V_b \cdot V_g \cdot \eta} \cdot \sqrt{\frac{2}{3} \cdot \frac{f}{f_s \cdot D} \cdot \sum_{n=1}^{NT} [V_g + 2V_b \cdot \text{sen}[2\pi \cdot f \cdot (nT_s)]]^2} \quad (5.84)$$

A tensão máxima de bloqueio a qual o interruptor compartilhado  $S_1$  é submetido, pode ser uma das descritas nas equações 5.85 e 5.86, dependendo de qual delas for maior.

Se  $V_g > V_b$  a tensão máxima de bloqueio é calculada através da equação 5.85. Por outro lado, se  $V_g < V_b$  a equação 5.86 deve ser utilizada.

$$V_{S1} = \frac{V_g}{1-D} \quad (5.85)$$

$$V_{S1} = \frac{V_b}{1-D} \quad (5.86)$$

Os ábacos de projeto para a corrente eficaz e máxima tensão de bloqueio no interruptor compartilhado são traçados com base nas equações 5.84, 5.85 e 5.86, como mostra a figura 5.56.

#### 5.9.2.2 – Ábacos para a configuração *BFIB-ST*

Pelo fato de, nesta configuração, apenas a maior corrente entre os dois estágios de potência circular pelo interruptor compartilhado, em cada instante de tempo, a corrente em  $S_1$  depende do ângulo de condução  $\beta$ , mostrado na figura 5.55.

Durante o intervalo  $[0, \beta]$  e  $[(\pi - \beta), \pi]$ , o interruptor  $S_1$  conduz a corrente do estágio de controle de potencia, e durante o intervalo  $[\beta, (\pi - \beta)]$ , o interruptor conduz a corrente do estágio de correção do fator de potência.

O ângulo  $\beta$  depende da relação  $m$ , como mostra a equação 5.87.

$$\beta = \arcsen\left(\frac{m}{2}\right) \quad (5.87)$$

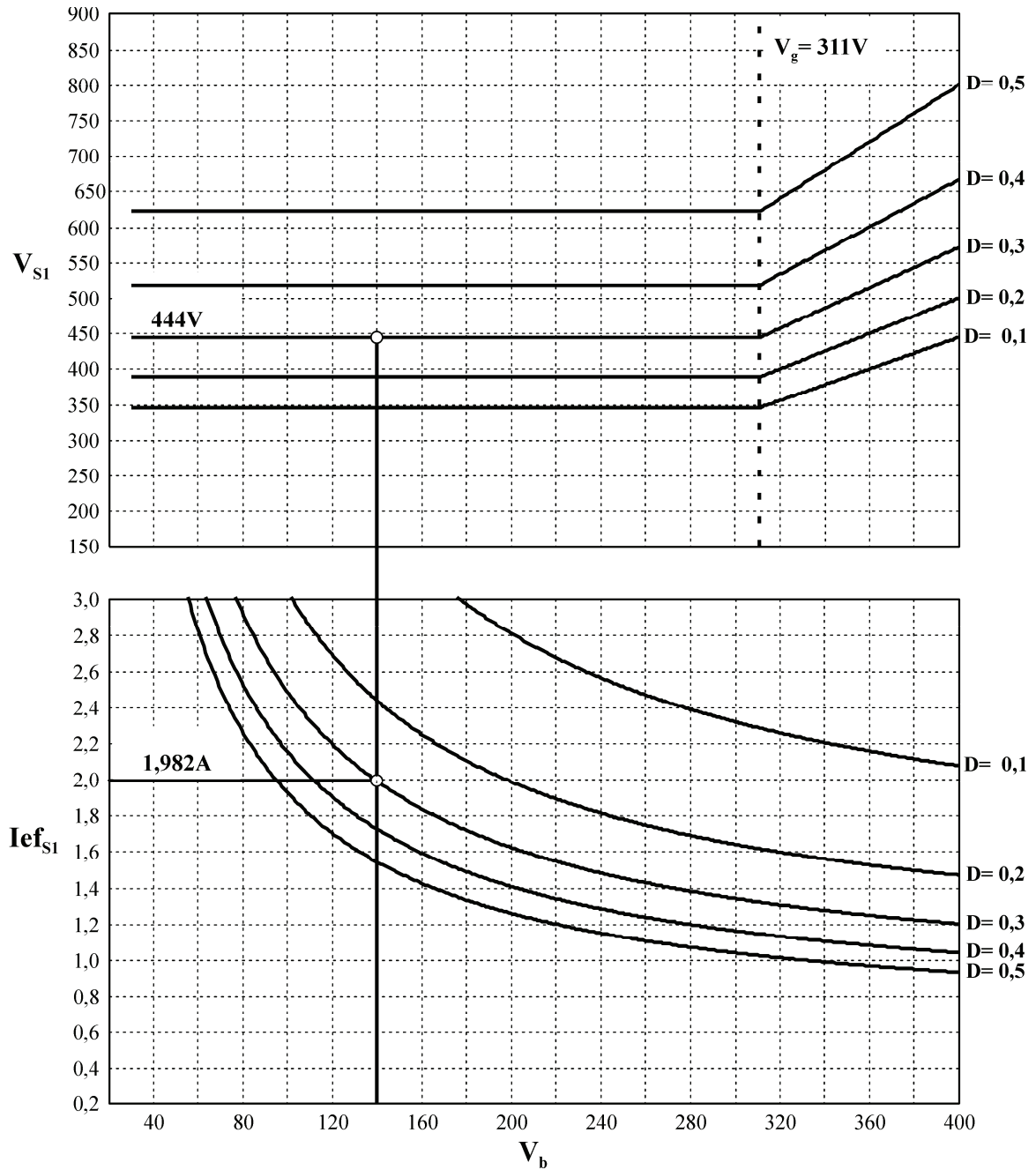


Figura 5.56 – Ábacos para projeto da tensão e corrente no interruptor compartilhado do reator eletrônico BFIB-SC.

O valor de  $\beta$  está em radianos, sendo que a representação de  $\beta$ , em segundos, é dada por:

$$T_\beta = \frac{\beta}{\omega} \tag{5.88}$$

Desta forma, para  $m \leq 2$ , a corrente eficaz no interrupto  $S_1$  é definida por:

$$I_{ef_{S1}} = \sqrt{(I_{ef_{PC}})^2 + (I_{ef_{PFC}})^2} \quad (5.89)$$

Onde,  $I_{ef_{PC}}$  é o valor eficaz da corrente no interruptor compartilhado durante o estágio de controle de potência, e  $I_{ef_{PFC}}$  é o valor eficaz durante o estágio de correção do fator de potência, definidos respectivamente nas equações 5.90 e 5.91.

$$I_{ef_{PC}} = \sqrt{2 \cdot f \cdot \sum_{n=1}^{NT_{PC}} \int_0^{D \cdot T_s} \left( \frac{V_b}{L_{Fly\_1}} \cdot t \right)^2 \cdot dt} \quad (5.90)$$

$$I_{ef_{PFC}} = \sqrt{2 \cdot f \cdot \sum_{n=1}^{NT_{PFC}} \int_0^{D \cdot T_s} \left[ \frac{V_g \cdot \text{sen}[2 \cdot \pi \cdot f \cdot (T_\beta + n \cdot T_s)]}{L_{F1}} \cdot t \right]^2 \cdot dt} \quad (5.91)$$

O número de “triângulos” considerados,  $NT_{PC}$  e  $NT_{PFC}$ , é calculado por:

$$NT_{PC} = \frac{2 \cdot T_\beta}{T_s}, \quad (5.92)$$

$$NT_{PFC} = \frac{\pi - 2 \cdot \beta}{\omega \cdot T_s}. \quad (5.93)$$

Resolvendo-se, agora, as integrais e simplificando as equações 5.90 e 5.91, as equações 5.94 e 5.95 podem ser definidas.

$$I_{ef_{PC}}^2 = \frac{8 \cdot NT_{PC} \cdot P_{lamp}^2}{3 \cdot V_b^2 \cdot f_s \cdot D \cdot \eta^2} \quad (5.94)$$

$$I_{ef_{PFC}}^2 = \frac{16 \cdot P_{lamp}^2}{3 \cdot V_g^2 \cdot f_s \cdot D \cdot \eta^2} \cdot \sum_{n=1}^{NT_{PFC}} [\text{sen}(2 \cdot \pi \cdot f \cdot (T_\beta + n \cdot T_s))]^2 \quad (5.95)$$

Se,  $m > 2$  ( $V_b < V_\beta$ ), a corrente do estágio de controle de potência, em regime permanente, é sempre maior que a corrente do estágio de correção do fator de potência. Neste

caso, a corrente no interruptor  $S_1$  é sempre igual a corrente do estágio de controle de potência, sendo seu valor eficaz definido por:

$$I_{eficaz_{PC}} = \frac{2.P_{lamp}}{V_b \cdot \eta \cdot \sqrt{3} \cdot D} \quad (5.96)$$

Outro ponto importante a ser definido é o valor da máxima tensão de bloqueio, do interruptor  $S_1$ , para esta conexão (*BFIB-ST*).

Desta forma, desconsiderando a indutância de dispersão dos indutores acoplados do *Flyback*, pode-se definir este parâmetro através da equação 5.96.1.

$$V_{S1} = V_g + V_b + \frac{V_b}{n_1} + \frac{V_{lamp}}{n_2} \quad (5.96.1)$$

Simplificando-se a equação anterior, tem-se:

$$V_{S1} = \frac{V_g + V_b}{1 - D}. \quad (5.96.2)$$

Os ábacos de projeto para esta integração são apresentados na figura 5.57.

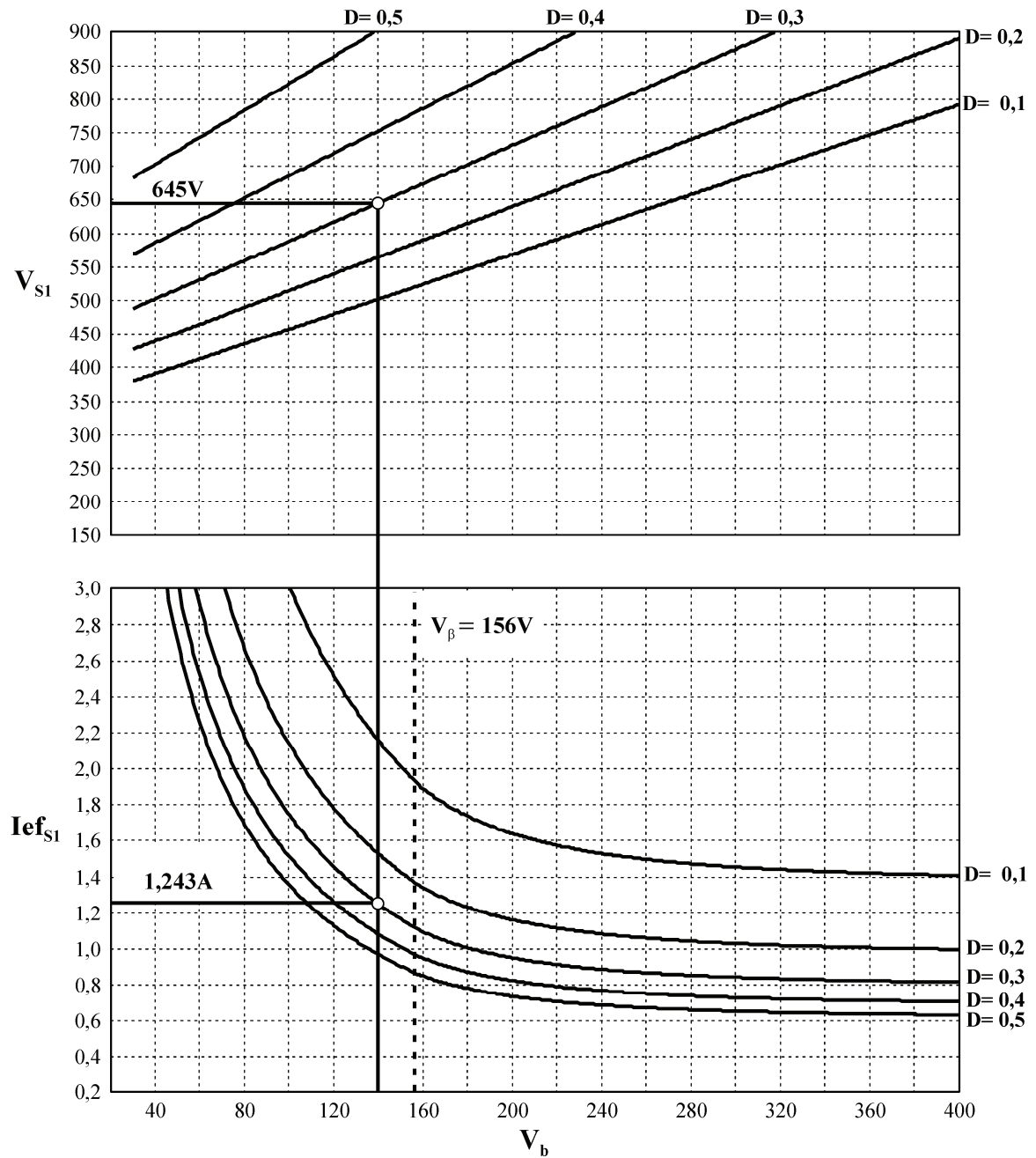
### 5.9.3 – Resultados experimentais

Os resultados experimentais apresentados nesta seção validam as integrações *BFIB-SC* e *BFIB-ST*, projetadas na seção 5.9.1, e demonstram as principais diferenças entre as características de tensão e corrente no interruptor  $S_1$  para ambas as configurações.

As características de entrada e de saída são as mesmas para as duas configurações, sendo apresentadas nas figuras 5.58, 5.59 e 5.60, para a configuração *BFIB-SC* e 5.61, 5.62 e 5.63 para a configuração *BFIB-ST*. O fator de potência medido para ambas as configurações é de 0,991.

O rendimento elétrico medido através destes resultados experimentais é de 84,53 % para a integração *BFIB-SC* e 91,63 % para a topologia *BFIB-ST*. O maior rendimento para a topologia *BFIB-ST* pode ser explicado pelo fato do valor da corrente eficaz no interruptor

compartilhado ser menor para esta configuração, como pode ser visualizado nos ábacos da seção anterior, o que acarreta em menores perdas durante a condução do interruptor  $S_1$ .



**Figura 5.57** – Ábacos para projeto da tensão e da corrente no interruptor compartilhado do reator eletrônico *BFIB-ST*.

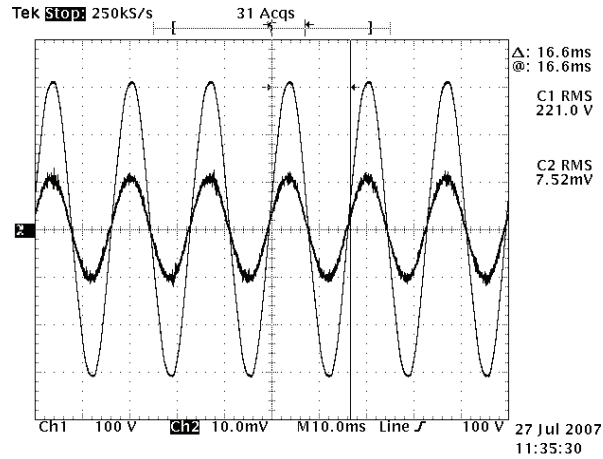


Figura 5.58 – Tensão e corrente de entrada – configuração *BFIB-SC* (100 V/div, 500 mA/div, 10 ms).

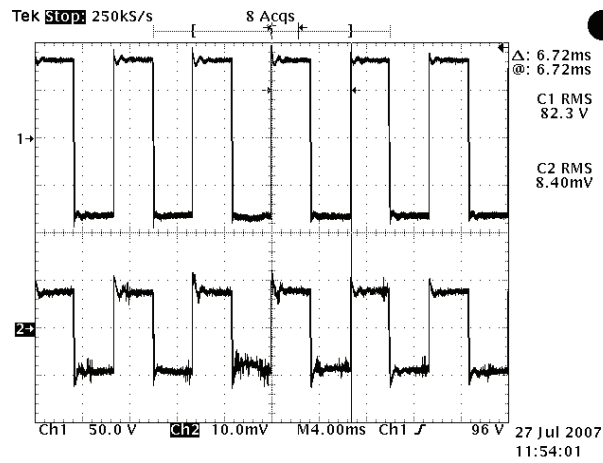


Figura 5.59 – Tensão (traço superior) e corrente (traço inferior) na lâmpada – configuração *BFIB-SC* (50 V/div, 1 A/div, 4 ms).

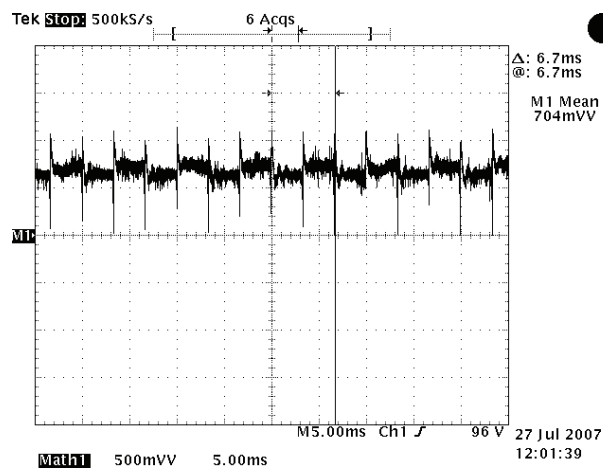


Figura 5.60 – Potência na lâmpada – configuração *BFIB-SC* (50 W/div, 4 ms).

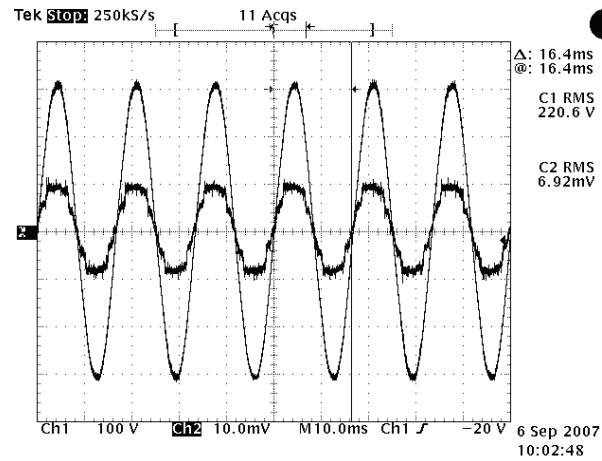


Figura 5.61 – Tensão e corrente de entrada – configuração *BFIB-ST* (100 V/div, 500 mA/div, 10 ms).

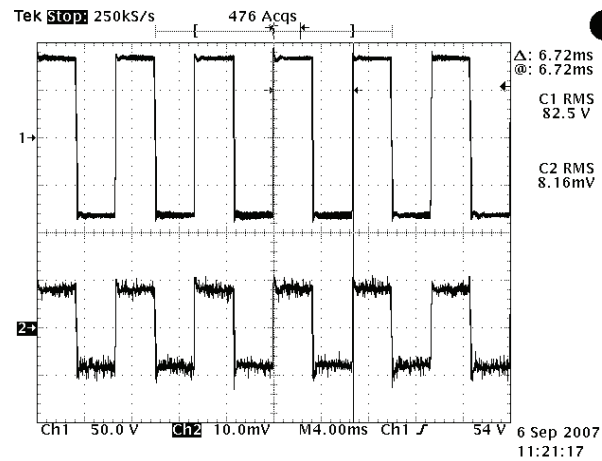


Figura 5.62 – Tensão (traço superior) e corrente (traço inferior) na lâmpada – configuração *BFIB-ST* (50 V/div, 1 A/div, 4 ms).

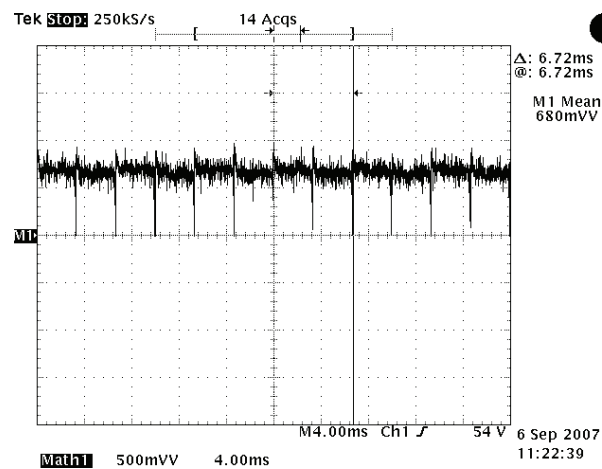


Figura 5.63 – Potência na lâmpada – configuração *BFIB-ST* (50 W/div, 4 ms).

A envoltória da tensão e da corrente no interruptor compartilhado para ambas as integrações são mostradas nas figuras 5.64 e 5.65.

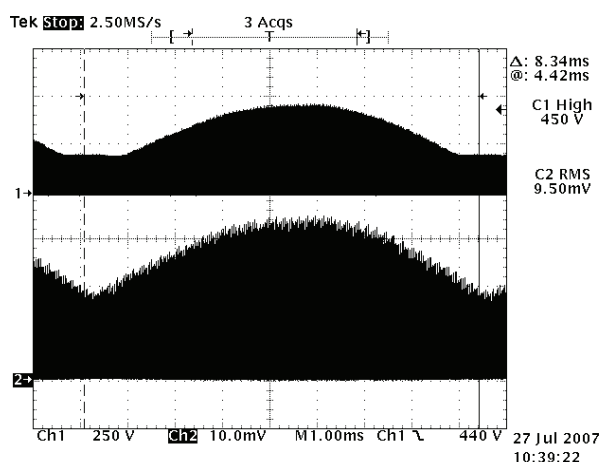
Na figura 5.64, que retrata a tensão e a corrente em  $S_1$  para a integração  $BFIB-SC$ , pode-se notar que a corrente no interruptor é a soma das correntes dos dois estágios de potência ( $PFC$  e  $PC$ ). Já a corrente em  $S_1$  para a configuração  $BFIB-ST$ , é apenas a corrente do estágio de controle de potência, visto que, para este projeto,  $m > 2$ , sendo uma das condições descritas anteriormente para que pelo interruptor  $S_1$ , em regime permanente, apenas circule a corrente do estágio de controle de potência. As correntes eficazes, no interruptor  $S_1$ , para a configuração  $BFIB-SC$  e  $BFIB-ST$  são calculadas, com base nos resultados experimentais, através das equações que seguem:

$$I_{ef_{BFIB-SC}} = \frac{9.50mV \cdot 2A}{10mV} = 1,9A, \quad 5.97$$

$$I_{ef_{BFIB-ST}} = \frac{5.98mV \cdot 2A}{10mV} = 1,196A. \quad 5.98$$

Os resultados medidos para a máxima tensão de bloqueio e corrente eficaz no interruptor compartilhado, está de acordo com os teoricamente obtidos através dos ábacos de projeto da seção anterior.

A tensão e a corrente em  $S_1$  são mostradas também, em alta frequência, nas figuras 5.66 e 5.67.



**Figura 5.64** – Tensão e corrente no interruptor  $S_1$  – configuração  $BFIB-SC$  (250 V/div, 2 A/div, 1 ms).



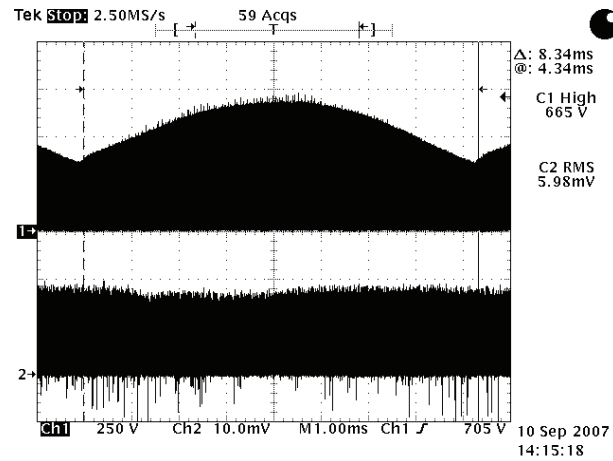


Figura 5.65 – Tensão e corrente no interruptor  $S_1$  – configuração *BFIB-ST* (250 V/div, 2 A/div, 1 ms).

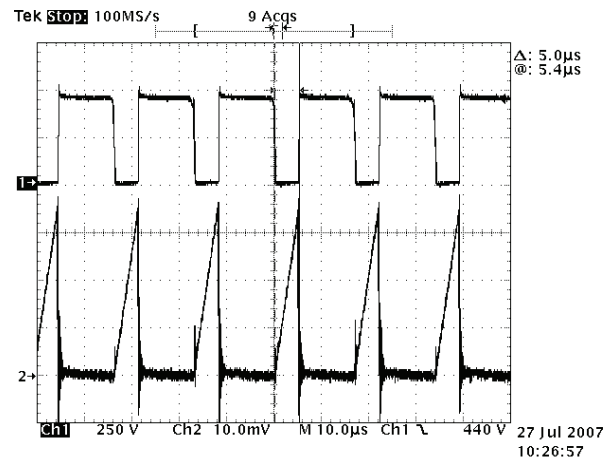


Figura 5.66 – Tensão e corrente no interruptor  $S_1$  – configuração *BFIB-SC* (250 V/div, 2 A/div, 10 μs),  
medição de  $D.T_s$ .

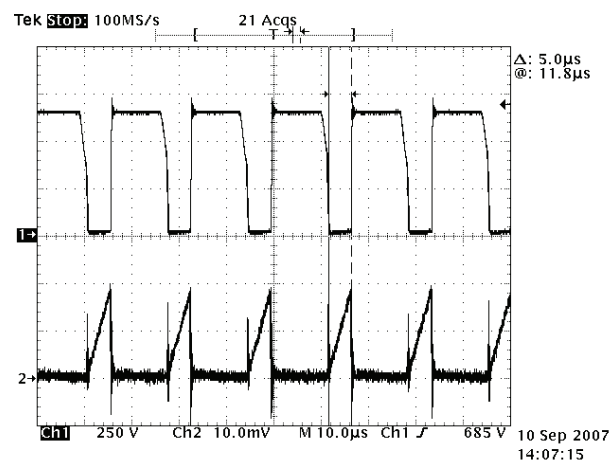


Figura 5.67 – Tensão e corrente no interruptor  $S_1$  – configuração *BFIB-ST* (250 V/div, 2 A/div, 10 μs),  
medição de  $D.T_s$ .

A corrente para o conversor *Flyback* empregado no estágio de correção do fator de potência é mostrada nas figuras 5.68, 5.69, 5.70 e 5.71, para ambas as configurações, e com diferentes tempos de aquisição.

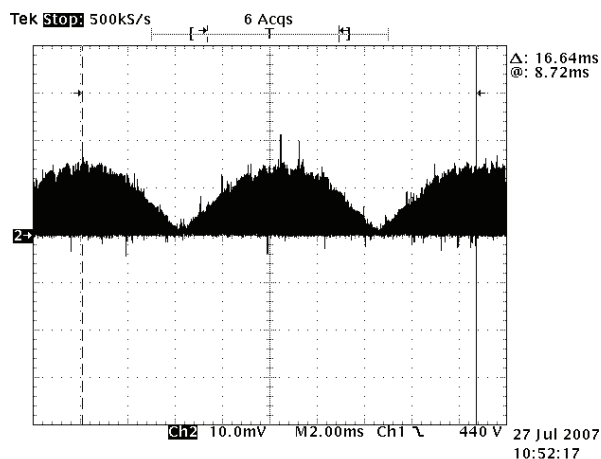


Figura 5.68 – Envolvória da corrente no indutor  $L_{FI}$  – configuração *BFIB-SC* (2 A/div, 2 ms).

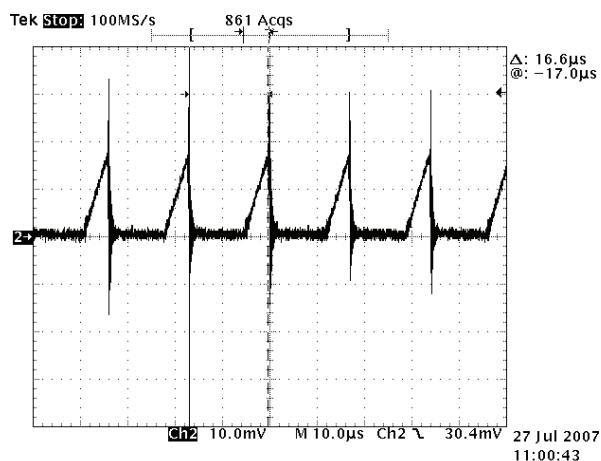


Figura 5.69 – Corrente no indutor  $L_{FI}$  – configuração *BFIB-SC*. (2 A/div, 10 µs).

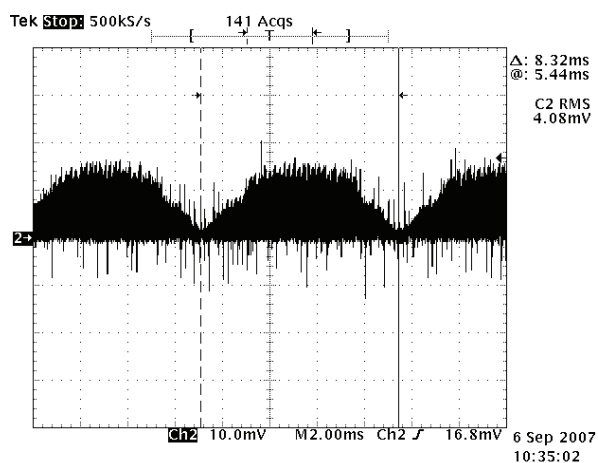
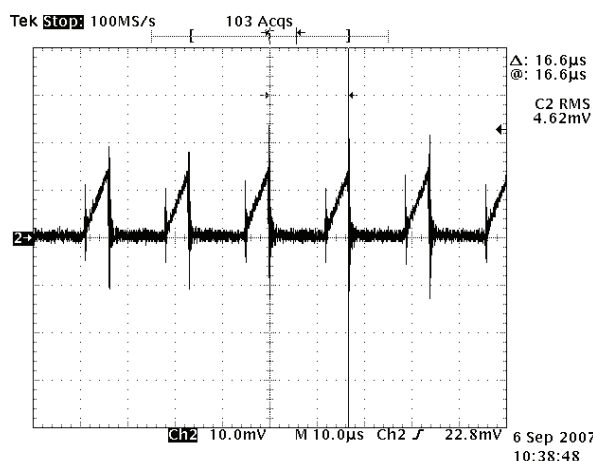


Figura 5.70 – Envolvória da corrente no indutor  $L_{FI}$  – configuração *BFIB-ST* (2 A/div, 2 ms).



**Figura 5.71** – Corrente no indutor  $L_{FI}$  – configuração  $BFIB-ST$ . (2 A/div, 10  $\mu$ s).

Nas figuras 5.72, 5.73, 5.74 e 5.75 apresenta-se as formas de onda de corrente para o conversor *Flyback* empregado no estágio de controle de potência. Observa-se que a corrente eficaz medida na figura 5.74, para a configuração  $BFIB-ST$ , é praticamente igual a corrente medida no interruptor compartilhado, caracterizando, assim, que o interruptor, nesta configuração, apenas conduz a corrente do estágio de controle de potência.

Ainda, na figura 5.76 é apresentada a envoltória da corrente no diodo  $D_{PC}$  para a configuração  $BFIB-ST$ , pelo qual circula a diferença entre as correntes dos dois estágios de potência ( $i_{Fly} - i_{FI}$ ).

A tensão no barramento ( $V_b$ ), para ambas as configurações, está representada nas figuras 5.77 e 5.78.

No apêndice A deste trabalho, apresenta-se o projeto e resultados experimentais para as configurações  $BFIB-SC$  e  $BFIB-ST$ , com uma tensão de entrada  $V_g=155$  V, para alimentar uma lâmpada MH de 35 W. Neste projeto,  $m < 2$  e, desta forma, pode-se visualizar nas formas de onda experimentais que a corrente que circula pelo interruptor compartilhado  $S_I$ , para a configuração  $BFIB-ST$ , é a maior entre as correntes dos dois estágios de potência, em cada instante de tempo, e não somente a do estágio de controle de potência, como apresentado nos resultados experimentais do projeto anterior.

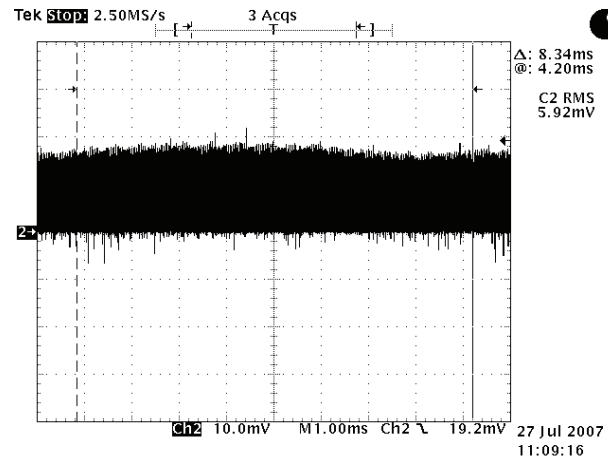


Figura 5.72 – Envoltória da corrente  $i_{F1}$  – configuração *BFIB-SC* (2 A/div, 1 ms).

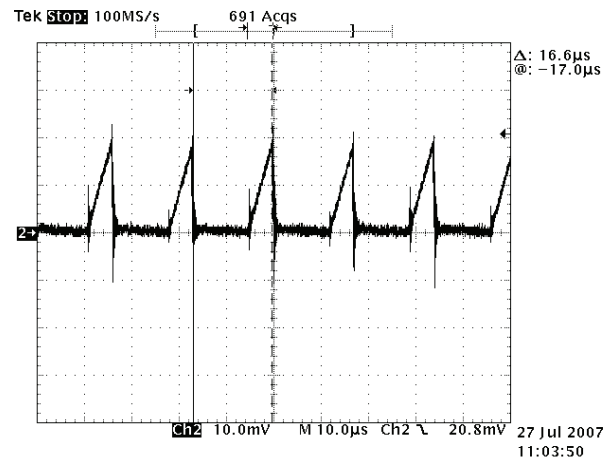


Figura 5.73 – Corrente  $i_{F1}$  em alta frequência – configuração *BFIB-SC* (2 A/div, 10  $\mu$ s).

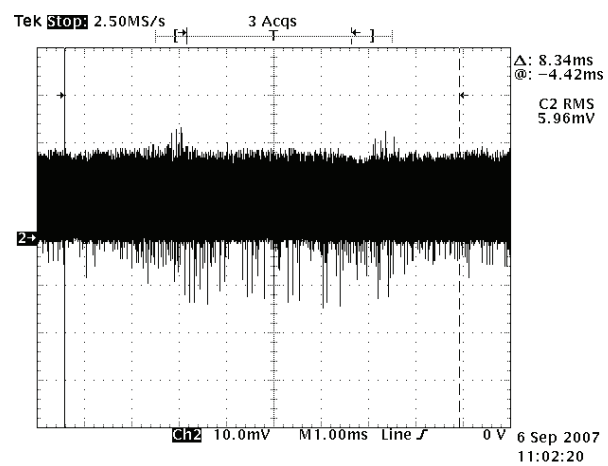


Figura 5.74 – Envoltória da corrente  $i_{F1}$  – configuração *BFIB-ST* (2 A/div, 1 ms).

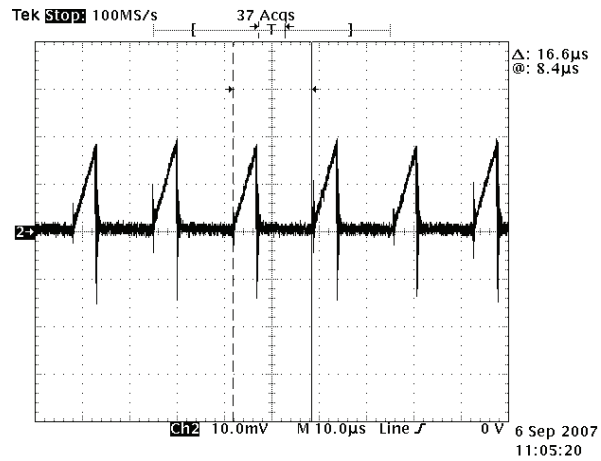


Figura 5.75 – Corrente  $i_{F1}$  em alta frequência – configuração *BFIB-ST* (2 A/div, 10 μs).

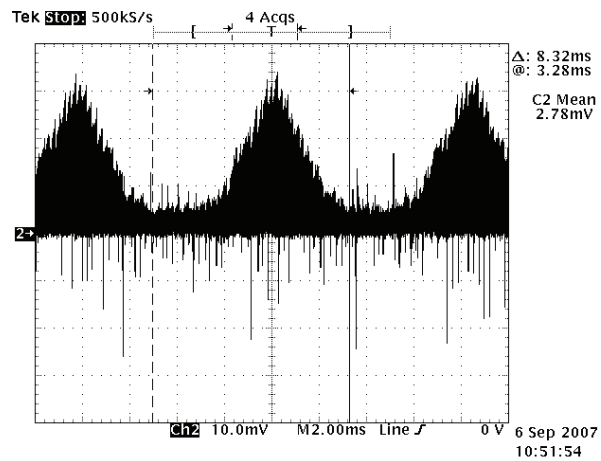


Figura 5.76 – Corrente no diodo  $D_{PC}$  – configuração *BFIB-ST* (1 A/div, 2 ms).

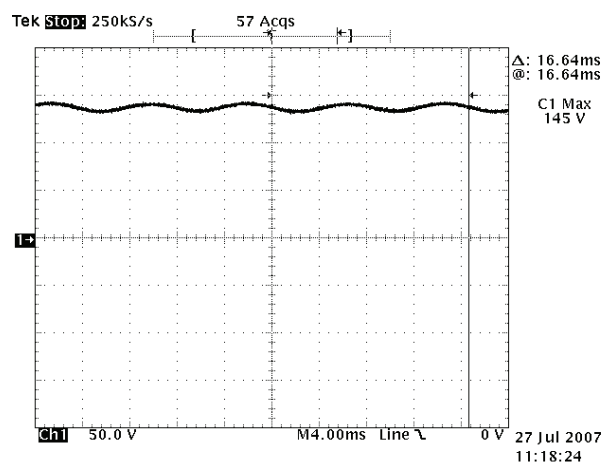


Figura 5.77 – Tensão no capacitor de barramento  $C_b$  – configuração *BFIB-SC* (50 V/div, 4 ms).

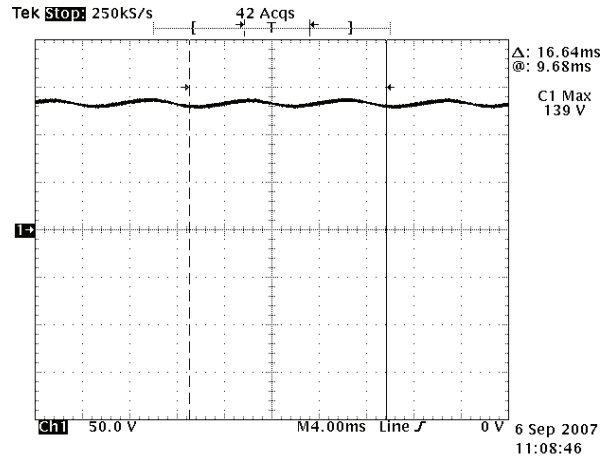


Figura 5.78 – Tensão no capacitor de barramento  $C_b$  – configuração *BFIB-ST* (50 V/div, 4 ms).

## 5.10 – Reator eletrônico *Zeta Flyback Half-Bridge* (ZFIB)

### 5.10.1 – Projeto dos estágios integrados

A simbologia das tensões e das correntes que serão referenciadas durante o equacionamento da integração do conversor *Zeta* é apresentada na figura 5.79.

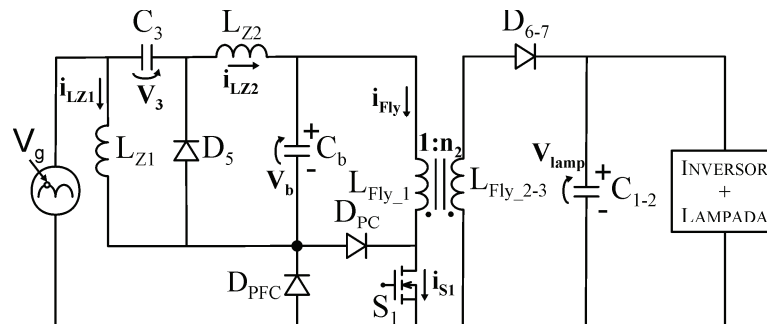


Figura 5.79 – Tensões e correntes para o projeto do reator eletrônico *ZFIB*.

A integração do conversor *Zeta*, ao estágio de controle de potência, ocorre através da *Célula ST*, caracterizando-se como uma integração que apresenta sobretensão no interruptor compartilhado  $S_1$ , seguindo o mesmo princípio do reator eletrônico *BFIB-ST*.

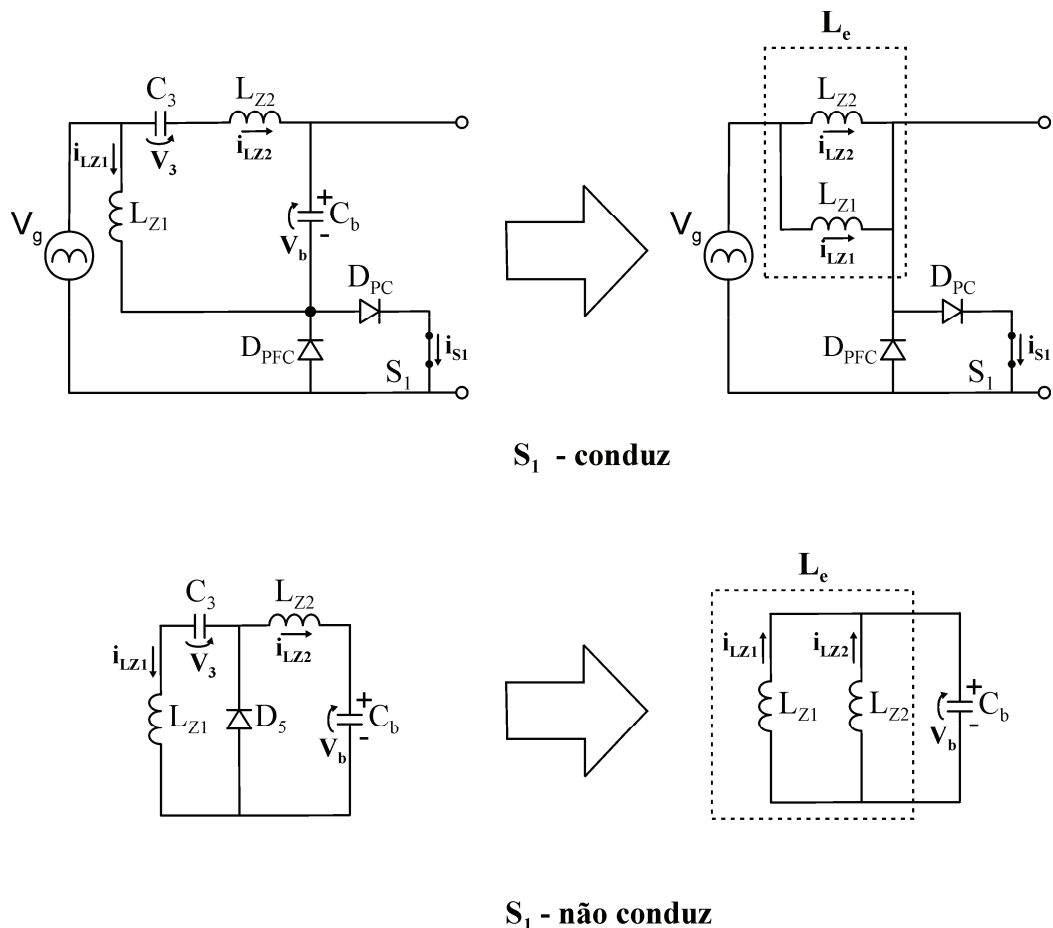
Para que se possa analisar melhor o projeto dos conversores *Zeta* e *Flyback* integrados, representa-se, na figura 5.80, uma simplificação das duas primeiras etapas de operação do conversor *Zeta*, da mesma forma que o realizado para o conversor *Sepic* na integração por sobrecorrente.

A simplificação realizada só é possível uma vez que  $V_b = V_3$  para a operação do conversor *Zeta* em regime permanente.

Nota-se, através da representação simplificada da figura 5.80, que ambos os indutores do conversor *Zeta* carregam-se com uma tensão  $V_g$  aplicada, e descarregam-se sob uma tensão  $V_b$ . Desta forma, como realizado para o conversor *Sepic*, pode-se projetar o conversor *Zeta* valendo-se de uma indutância equivalente  $L_e$ , resultante da conexão em paralelo de ambos os indutores  $L_{Z1}$  e  $L_{Z2}$ , e definida na equação 5.99.

Ainda, a corrente de entrada do conversor *Zeta* obedece a lei senoidal, emulando uma carga resistiva, levando, idealmente a um fator de potência unitário (Pomilio, 2004).

$$L_e = \frac{L_{Z1} \cdot L_{Z2}}{L_{Z1} + L_{Z2}} \quad (5.99)$$



**Figura 5.80** – Simplificações para as duas primeiras etapas de operação do conversor *Zeta*.

Pelo fato das tensões de carga e descarga a que é submetida a indutância resultante,  $L_e$ , serem as mesma do conversor *Sepic*, pode-se projetá-la através da equação 5.100.

$$L_e = \frac{V_g^2 \cdot D^2}{4 \cdot P_{lamp} \cdot f_s} \cdot \eta = 439 \mu H \quad (5.100)$$

Observando-se, agora, as formas de onda teóricas de corrente, apresentadas na figura 5.81, para os indutores  $L_{Z1}$  e  $L_{Z2}$ , determinam-se as seguintes equações de projeto para a condução do interruptor  $S_I$ :

$$I_{Z1(pico)} = -I_x + \frac{V_g \cdot D \cdot T_s}{L_{Z1}}, \quad (5.101)$$

$$I_{Z2(pico)} = I_x + \frac{V_g \cdot D \cdot T_s}{L_{Z2}}, \quad (5.102)$$

e, para o período de não condução de  $S_I$ :

$$i_{Z1} = I_{Z1(pico)} - \frac{V_b}{L_{Z1}} \cdot t_{des}, \quad (5.103)$$

$$i_{Z2} = I_{Z2(pico)} - \frac{V_b}{L_{Z2}} \cdot t_{des}. \quad (5.104)$$

Para definir o tempo de descarga ( $t_{des}$ ), a fim de garantir o modo de operação descontínua do conversor Zeta, faz-se o seguinte equacionamento:

$$i_{Z2} = -i_{Z1} \quad (5.105)$$

$$I_{Z2(pico)} - \frac{V_b}{L_{Z2}} \cdot t_{des} = -I_{Z1(pico)} - \frac{V_b}{L_{Z1}} \cdot t_{des} \quad (5.106)$$

$$t_{des} = \frac{V_g}{V_b} \cdot D \cdot T_s \quad (5.107)$$

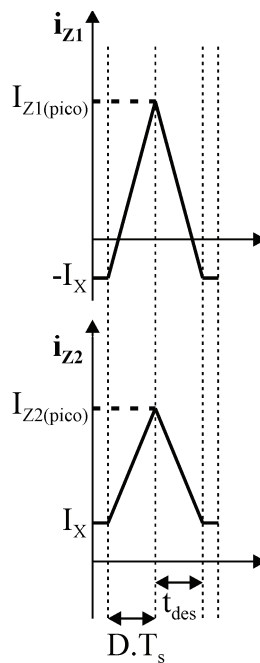


Considerando-se,

$$m = \frac{V_g}{V_b}, \quad (5.108)$$

e a variação senoidal da tensão de entrada. O tempo de descarga  $t_{des}$  é representado pela equação 5.109.

$$t_{des} = m.D.T_s .sen(\omega t) \quad (5.109)$$



**Figura 5.81** – Formas de onda teóricas de corrente para  $L_{z1}$  e  $L_{z2}$ .

Para o pico da tensão da rede, a razão cíclica máxima ( $D$ ), a fim de garantir a condução descontínua do conversor *Zeta*, é equacionada pela condição:

$$(1-D).T_s = t_{des} . \quad (5.110)$$

E, desta forma,

$$D = \frac{1}{m+1} . \quad (5.111)$$

Para o cálculo de  $I_B$ , deve-se considerar:

$$I_B = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \frac{1}{2} \cdot \frac{V_g}{L_e} \cdot D \cdot T_s \cdot t_{des} \cdot dt . \quad (5.112)$$

Simplificando a equação 5.112, obtêm-se:

$$I_B = \frac{V_g \cdot m \cdot D^2}{4 \cdot L_e \cdot f_s} . \quad (5.113)$$

Para a operação do conversor *Zeta*, como descrito no capítulo 4,  $L_{Z2} > L_{Z1}$ , onde  $L_{Z2}$  é projetado para a variação máxima admitida na corrente de alimentação do capacitor  $C_b$ .

Considerando-se,

$$i_B = I_{B(pico)} \cdot \text{sen}^2(\omega t) , \quad (5.114)$$

e,

$$I_{B(pico)} = \frac{V_g \cdot m \cdot D^2}{2 \cdot f_s \cdot L_e} , \quad (5.115)$$

a variação máxima de corrente em  $L_{Z2}$  é calculada com base na equação 5.116.

$$r_s = \frac{\Delta I}{I_{B(pico)}} , \quad (5.116)$$

Onde,  $\Delta I$  é definido por:

$$\Delta I = \frac{V_g}{L_{Z2}} \cdot D \cdot T_s . \quad (5.117)$$

Substituindo-se 5.115 e 5.117 na equação 5.116 obtêm-se a equação 5.118.

$$r_s = \frac{2.L_e}{m.L_{Z2}.D} \quad (5.118)$$

Considerando-se que o capacitor  $C_b$  deve ser projetado para filtrar a componente de baixa frequência da rede elétrica, no projeto do conversor *Zeta* para o estágio de correção do fator de potência, não se necessita ser rigoroso quanto a máxima variação de corrente permitida em  $L_{Z2}$ . Portanto para este projeto  $r_s=0,9$  é utilizado, e substituindo-se  $L_e$  na equação 5.119,  $L_{Z2}$  pode ser definido por:

$$L_{Z2} = \frac{V_g^2.D}{2.f_s.m.P_{lamp}.r_s} . \eta = 1,44mH \quad (5.119)$$

E, agora, substituindo-se  $L_{Z2}$  na equação 5.99, pode-se calcular a indutância  $L_{Z1}$  através da equação 5.120.

$$L_{Z1} = \frac{V_g^2.D^2.\eta}{2.f_s.P_{lamp}} . \frac{1}{(2-D.m.r_s)} = 603\mu H \quad (5.120)$$

O capacitor  $C_3$ , para o conversor *Zeta*, é projetado através da equação 5.121, para que o mesmo apresente baixa ondulação de tensão na frequência de comutação, de modo a garantir que a condição,  $V_3=V_b$ , seja satisfeita. A frequência de oscilação ( $f_{osc}$ ) escolhida é um terço da frequência de comutação ( $f_s$ ).

$$C_3 = \frac{1}{L_{Z1}.(2.\pi.f_{osc})^2} \cong 100nF \quad (5.121)$$

A característica  $\alpha$  versus  $m$ , para o conversor *Zeta*, é a mesma apresentada para as integrações com os conversores *Buck-Boost*, *Sepic* e *Flyback*. Desta forma, o projeto do conversor *Flyback*, empregado no estágio de controle de potência, é igual ao apresentado para essas integrações, obtendo-se  $L_{Fly\_1} = 178 \mu H$  e  $L_{Fly\_2-3} = 280 \mu H$ .

O capacitor de barramento ( $C_b$ ) para uma ondulação máxima de tensão permitida ( $r=5\%$ ) é calculado através da equação 5.122.

$$C_b = \frac{m^2 \cdot D^2}{8 \cdot \pi \cdot L_e \cdot f \cdot f_s \cdot r} \cong 200 \mu F \quad (5.122)$$

### 5.10.2 – Ábacos dos valores de tensão e de corrente no interruptor compartilhado ( $S_I$ )

A metodologia de equacionamento, empregada para os ábacos da figura 5.82, é a mesma descrita no projeto do reator eletrônico *BFIB-ST*, tendo em vista que esta integração, e a previamente descrita, possuem característica de sobretensão no interruptor compartilhado, sendo integradas através da *Célula ST*.

A corrente eficaz no interruptor compartilhado  $S_I$  é calculada através das equações 5.89 e 5.96, empregadas para o cálculo do conversor *BFIB-ST*.

A condição  $V_\beta$ , marcada no ábaco da figura 5.82, representa o limite entre a condução, por parte do interruptor compartilhado, da corrente do estágio de controle de potência ou da maior entre as correntes dos dois estágios de potência em cada instante.

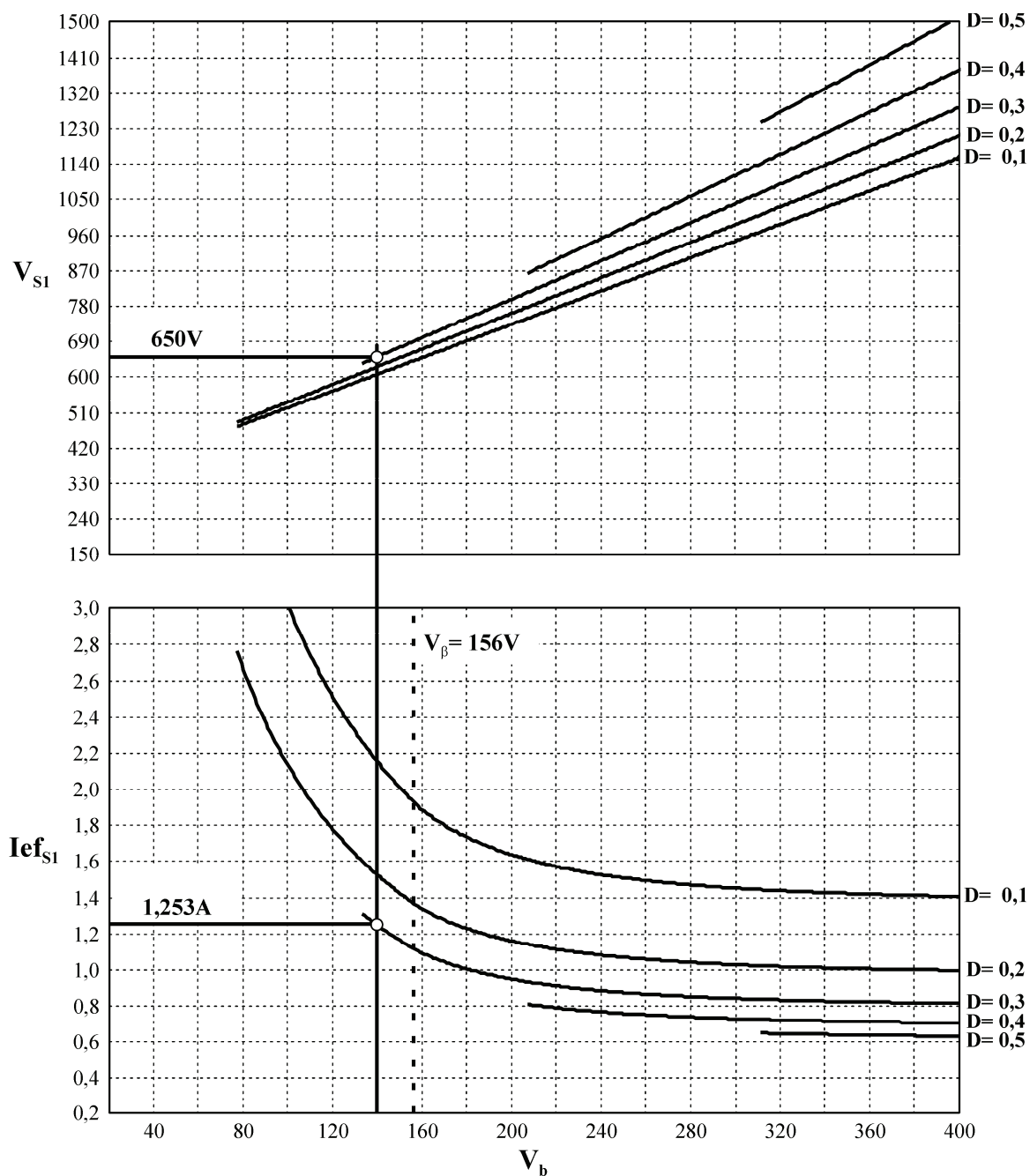
Para  $V_\beta < 156V$  a corrente do estágio de controle de potência é sempre maior que a corrente do estágio de correção do fator de potência, já para  $V_\beta > 156V$ , dependendo do ponto de operação ao longo da variação senoidal da tensão da rede, a corrente do estágio de correção do fator de potência ou do estágio de controle de potência pode ser maior.

A tensão máxima de bloqueio a que é submetido o interruptor compartilhado para o conversor *Zeta*, é definida por:

$$V_{S1} = V_g + V_3 + V_b + \frac{V_{lamp}}{n_2} \quad (5.123)$$

Simplificando-se a equação 5.123, obtêm-se a equação 5.124.

$$V_{S1} = V_g + V_b + \frac{V_b}{1-D} \quad (5.124)$$



**Figura 5.82** – Ábacos para o projeto da tensão e da corrente no interruptor compartilhado do reator eletrônico *ZFIB*.

### 5.10.3 – Resultados experimentais

Nesta seção são apresentados os resultados experimentais para o reator eletrônico *ZFIB*.

A figura 5.83 apresenta a forma de onda de tensão e de corrente de entrada, onde um fator de potência de 0,992 é medido.

A tensão, corrente e potência na lâmpada são apresentadas nas figuras 5.84 e 5.85.

Com base nas formas de onda das figuras 5.83 e 5.85 e, considerando-se o fator de potência medido, o rendimento obtido para esta configuração é de 85,84 %.

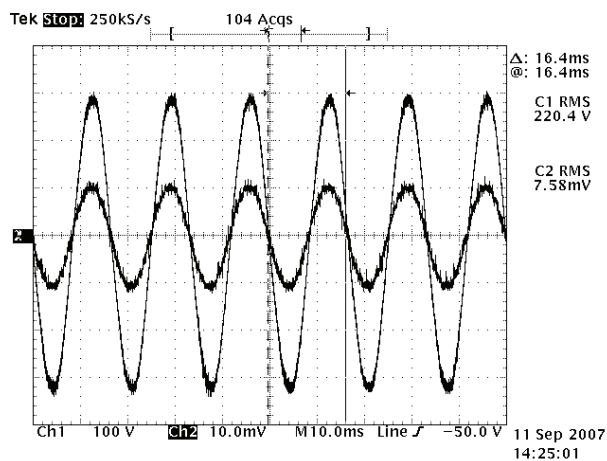


Figura 5.83 – Tensão e corrente de entrada (100 V/div, 500 mA/div, 10 ms).

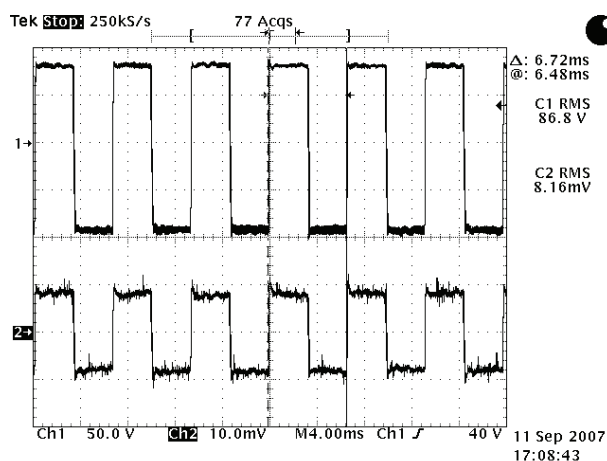


Figura 5.84 – Tensão (traço superior) e corrente (traço inferior) na lâmpada (50 V/div, 1 A/div, 4 ms).

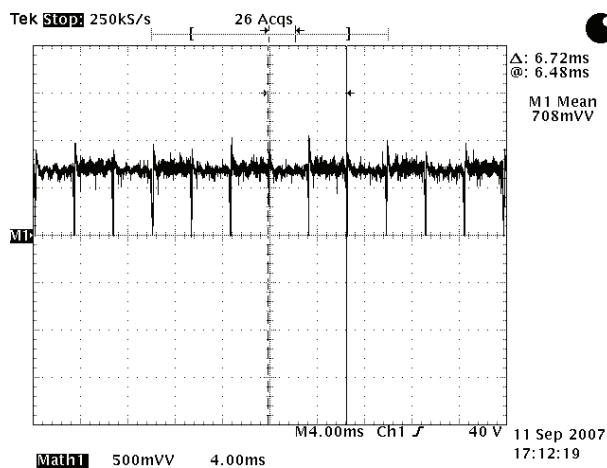
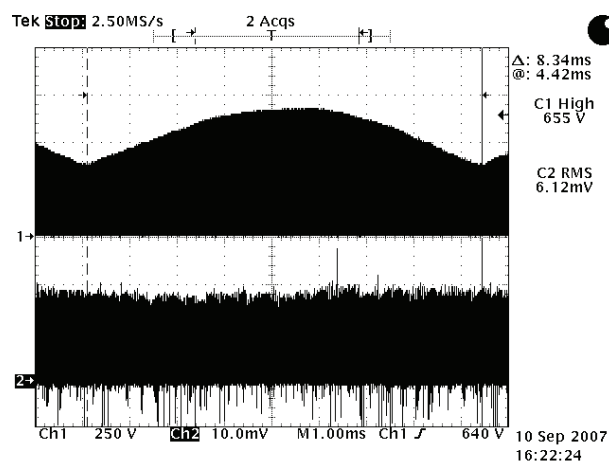


Figura 5.85 – Potência na lâmpada (50 W/div, 4 ms).

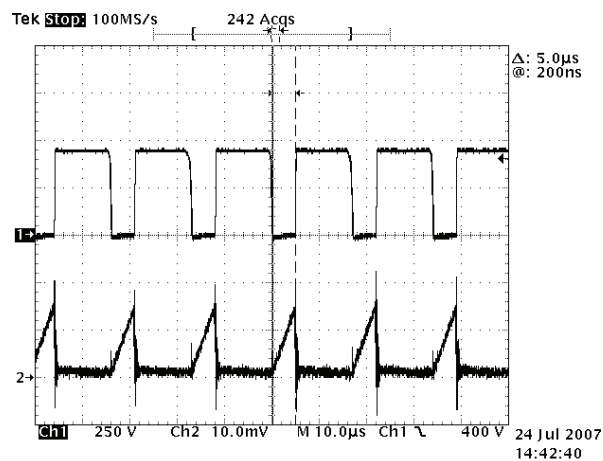
Na figura 5.86 apresenta-se a envoltória da tensão e da corrente no interruptor  $S_1$ . O valor da corrente eficaz pode ser calculado através da equação 5.125 e comprova os valores teóricos obtidos, anteriormente, através dos ábacos.

A tensão e a corrente no interruptor  $S_1$ , em alta frequência, são mostradas na figura 5.87.

$$I_{efS1} = \frac{6,12mV}{10mV} \cdot 2A = 1,224A \quad (5.125)$$



**Figura 5.86** – Tensão e corrente no interruptor  $S_1$  (250 V/div, 2 A/div), 1 ms.



**Figura 5.87** – Tensão e corrente no interruptor  $S_1$  (250 V/div, 2 A/div, 10  $\mu$ s), medição de  $D.T_s$ .

As correntes nos indutores  $L_{Z1}$ ,  $L_{Z2}$  e  $L_{Z3}$  são apresentadas para diferentes tempos de aquisição nas figuras de 5.88 a 5.93.

Analisando-se as aquisições das figuras 5.86 e 5.92, observa-se que a corrente do interruptor compartilhado  $S_1$ , para este projeto, é igual a do estágio de controle de potência.

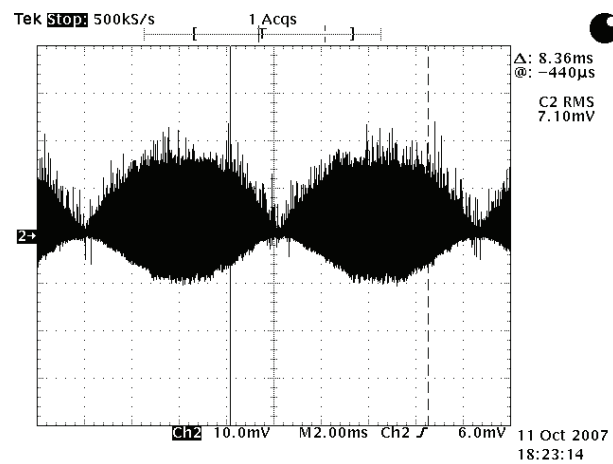


Figura 5.88 – Envolvória da corrente no indutor  $L_{Z1}$  do conversor *Zeta* (1 A/div, 2 ms).

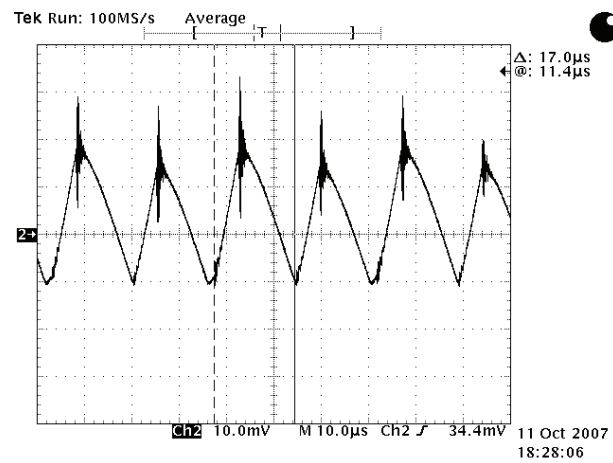


Figura 5.89 – Corrente no indutor  $L_{Z1}$  do conversor *Zeta* (1 A/div, 10 μs).

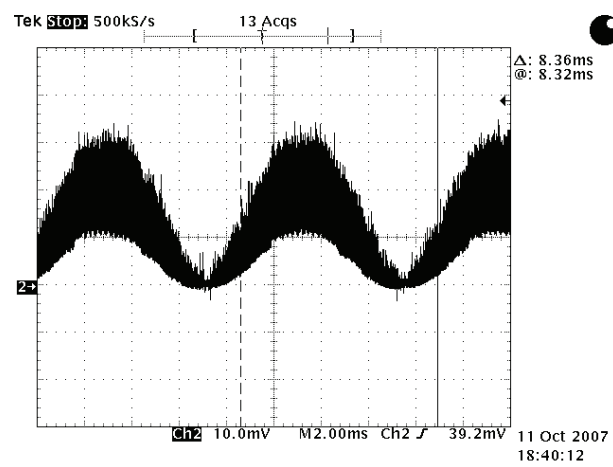


Figura 5.90 – Envolvória da corrente no indutor  $L_{Z2}$  do conversor *Zeta* (1 A/div, 2 ms).



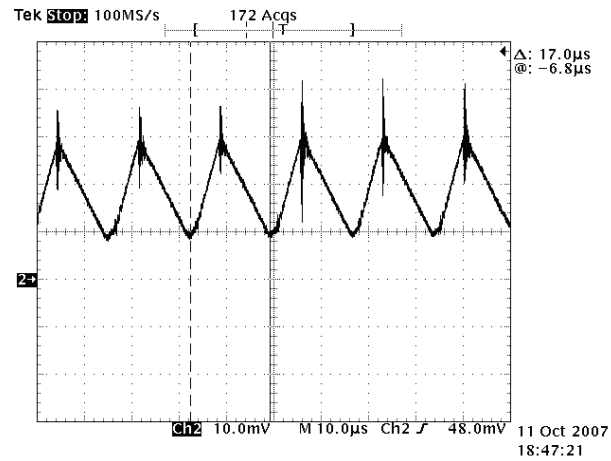


Figura 5.91 – Corrente no indutor  $L_{22}$  do conversor *Zeta* (1 A/div, 10 µs).

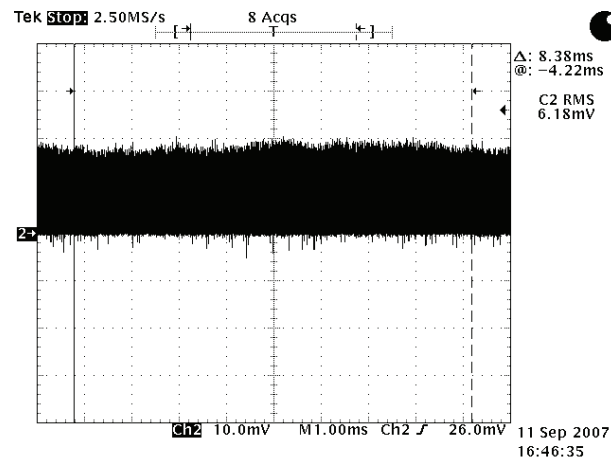


Figura 5.92 – Corrente no primário dos indutores acoplados do *Flyback* em baixa frequência (2 A/div, 1 ms).

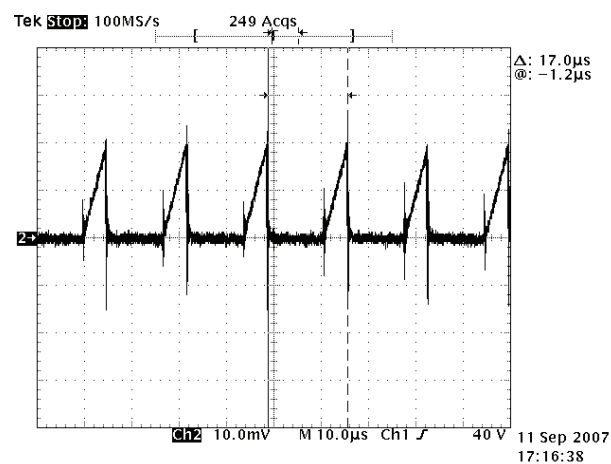


Figura 5.93 – Corrente no primário dos indutores acoplados do *Flyback* em alta frequência (2 A/div, 10 µs).

A corrente no diodo  $D_{PC}$  é dada pela diferença entre as correntes do estágio de correção do fator de potência e do estágio de controle de potência, como mostra a figura 5.94.

No diodo  $D_{PFC}$  a corrente, em regime permanente, é igual a zero, uma vez que para este projeto a corrente do estágio de controle de potência é sempre maior que a corrente do estágio de correção do fator de potência.

A figura 5.95 apresenta a forma de onda da tensão no capacitor de barramento ( $V_b=138\text{ V}$ ), onde o valor medido condiz com o valor de projeto de 140 V.

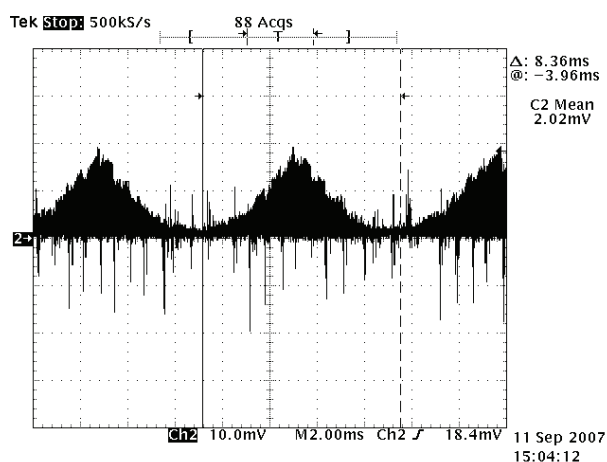


Figura 5.94 – Envoltória de corrente no diodo  $D_{PC}$  (2 A/div, 2 ms).

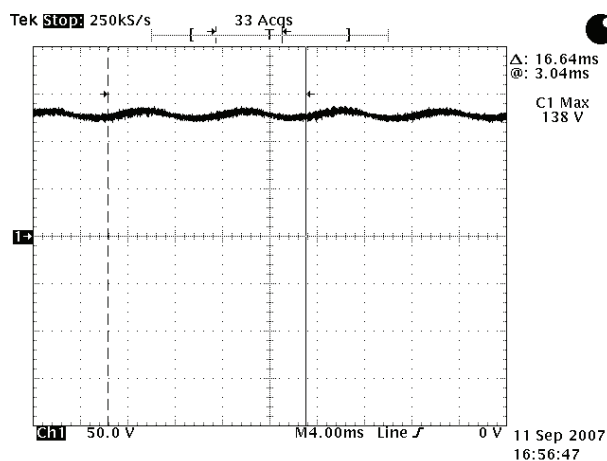


Figura 5.95 – Tensão no capacitor de barramento  $C_b$  (50 V/div, 4 ms).

## 5.11 – Reator eletrônico *Buck Flyback Half-Bridge* (BUFIB)

### 5.11.1 – Projeto dos estágios integrados

O conversor *Buck* é integrado a *Célula ST*, da mesma forma que os reatores eletrônicos *BFIB-ST* e *ZFIB*. Seu projeto é realizado conforme a simbologia das tensões e correntes apresentadas na figura 5.96.

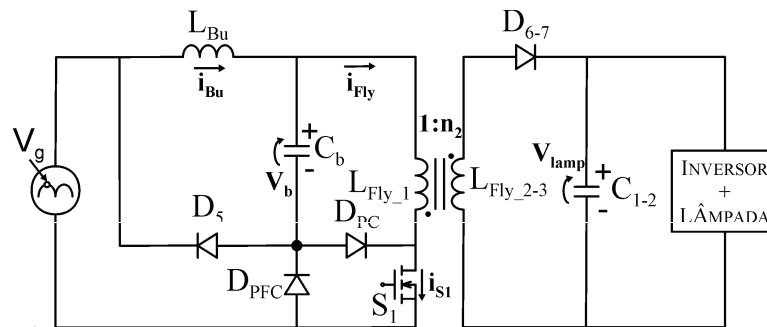


Figura 5.96 – Tensões e correntes para o projeto do reator eletrônico *BUFIB*.

Para o conversor *Buck*, a condição de corrente em  $L_{Bu}$  diferente de zero ( $i_{bu} \neq 0$ ), está condicionada ao fato de que a tensão de entrada seja maior que a tensão de barramento ( $V_b$ ).

A corrente de pico no indutor do conversor *Buck* é definida por:

$$I_{Bu(pico)} = \frac{V_g - V_b}{L_{Bu}} \cdot D \cdot T_s \quad (5.126)$$

A carga do indutor  $L_{bu}$  ocorre sob uma tensão aplicada, dada pela diferença entre a tensão de entrada e a tensão do barramento. Na descarga, porém, a tensão aplicada é  $V_b$ . Desta forma pode-se calcular o tempo de descarga ( $t_{des}$ ) através da equação 5.127.

$$\frac{V_g - V_b}{L_{Bu}} \cdot D \cdot T_s = \frac{V_b}{L_{Bu}} \cdot t_{des} \quad (5.127)$$

Isolando-se  $t_{des}$  na equação 5.127, obtêm-se:

$$t_{des} = (m - 1) \cdot D \cdot T_s, \quad (5.128)$$

onde,

$$m = \frac{V_g}{V_b}. \quad (5.129)$$

Agora, considerando a variação senoidal da tensão de entrada, pode-se escrever  $t_{des}$  da forma:

$$t_{des} = [m \cdot \text{sen}(\omega t) - 1] D \cdot T_s. \quad (5.130)$$

O valor da corrente média  $I_B$ , que é igual ao valor da corrente média  $I_{Fly}$ , pode ser definido por:

$$I_B = \frac{1}{\pi} \cdot \int_{\theta}^{\pi-\theta} \frac{I_{Bu(pico)} \cdot (D \cdot T_s + t_{des})}{2} \cdot \frac{1}{T_s} \cdot dt, \quad (5.131)$$

onde  $\theta$  é o ângulo de condução a partir do qual a tensão da rede passa a ser maior que a tensão de barramento ( $V_b$ ).

Substituindo-se a equação 5.126 na 5.131, tem-se:

$$I_B = \frac{V_b \cdot D^2 \cdot T_s}{2 \cdot \pi \cdot L_{Bu}} \cdot \int_{\theta}^{\pi-\theta} m \cdot \text{sen}(\omega t) \cdot [m \cdot \text{sen}(\omega t) - 1] d\omega t, \quad (5.132)$$

onde  $\theta$  é definido por:

$$\theta = \arcsen\left(\frac{1}{m}\right). \quad (5.133)$$

Assim, equacionando-se 5.133, a corrente média  $I_B$  é definida pela equação 5.134.

$$I_B = \frac{V_b \cdot D^2}{2 \cdot \pi \cdot L_{Bu} \cdot f_s} \cdot \left[ -m \cdot \sqrt{1 - \frac{1}{m^2}} + \frac{1}{2} \cdot \pi \cdot m^2 - m^2 \cdot \arcsen\left(\frac{1}{m}\right) \right] \quad (5.134)$$

Considerando-se, agora,

$$V_b = I_B \cdot R_{Fly}, \quad (5.135)$$

e,

$$R_{Fly} = \frac{2 \cdot L_{Fly\_1} \cdot f_s}{D^2}, \quad (5.136)$$

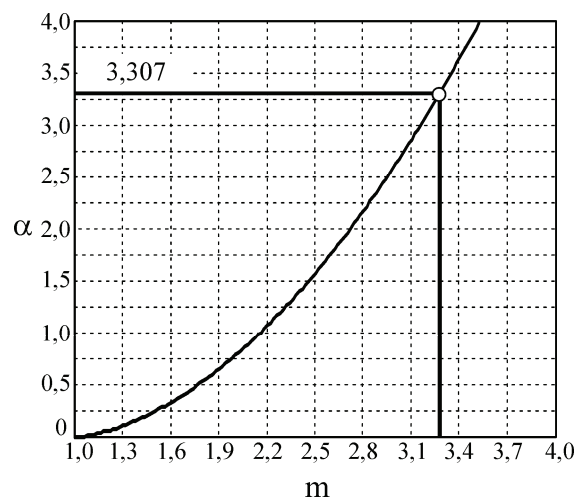
encontra-se uma relação,  $\alpha$  versus  $m$ , para o conversor *Buck* integrado ao conversor *Flyback* dada por:

$$\alpha = \frac{m}{\pi} \cdot \left[ \frac{\pi \cdot m}{2} - \sqrt{1 - \frac{1}{m^2}} - m \cdot \text{asen} \left( \frac{1}{m} \right) \right], \quad (5.137)$$

onde,

$$\alpha = \frac{L_{Bu}}{L_{Fly\_1}}. \quad (5.138)$$

A equação 5.137 é apresentada graficamente na figura 5.97.



**Figura 5.97** – Relação  $\alpha$  versus  $m$  para o projeto do reator eletrônico *BUFIB*.

Para definir as indutâncias do conversor *Flyback*, empregado no estágio de controle de potência, deve-se primeiro calcular a relação de espiras do conversor *Flyback*, a fim de garantir a operação do conversor no modo de condução descontínua.

Portanto,  $n_2$  calculado pela equação do balanço de energia, é definido por:

$$\frac{V_b}{L_{Fly\_1}} \cdot D \cdot T_s = \frac{V_{lamp}}{L_{Fly\_2-3}} \cdot (1-D) \cdot T_s \cdot n_2, \quad (5.139)$$

e,

$$n_2 = \frac{(1-D)}{D} \cdot \frac{V_{lamp} \cdot m}{V_g} = 1,795. \quad (5.140)$$

A indutância  $L_{Fly\_1}$  do conversor *Flyback* é calculada pela equação 5.141. E, através da relação de espiras encontrada na equação 5.140 é possível projetar  $L_{Fly\_2-3}$  através da equação 1.142.

$$L_{Fly\_1} = \frac{V_b^2 \cdot D^2}{2 \cdot P_{lamp} \cdot f_s} \cdot \eta \quad (5.141)$$

$$L_{Fly\_2-3} = L_{Fly\_1} \cdot n_2^2 \quad (5.142)$$

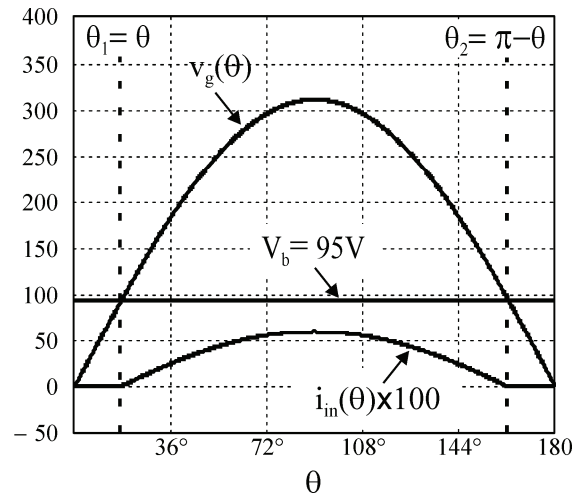
Agora, com base na relação  $\alpha$  obtida do gráfico da figura 5.97, define-se  $L_{Bu}$  por:

$$L_{Bu} = \alpha \cdot L_{Fly\_1} = 282 \mu H \quad (5.143)$$

Para plotar a corrente de entrada do conversor *Buck*, deve-se considerar que a corrente  $i_{Bu}$  é diferente de zero, somente, e quando  $V_g > V_b$ . Portanto, através da equação 5.133, define-se o ângulo  $\theta = 17,78^\circ$ .

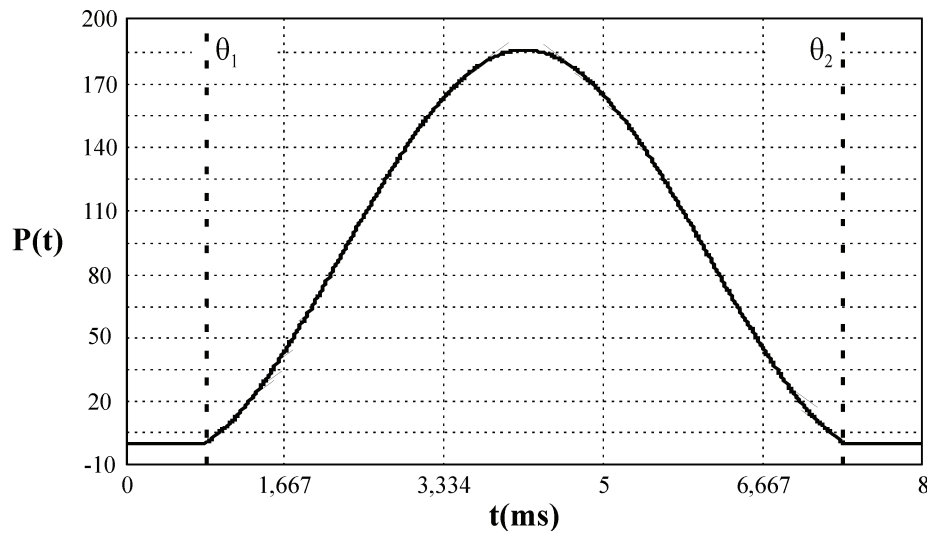
A corrente de entrada é, então, definida para o intervalo de  $\theta_1$  a  $\theta_2$ , como mostra a figura 5.98, pela equação 5.144.

$$i_{in}(t) = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_g \cdot \text{sen}(\omega t) - V_b}{L_{Bu} \cdot f_s} \cdot D^2 \quad (5.144)$$



**Figura 5.98** – Tensão e corrente de entrada do conversor *Buck* para meio período da rede elétrica.

O gráfico da potência ativa instantânea de entrada é apresentado na figura 5.99. A potência média na entrada pode ser definida pelo cálculo da média da potência ativa instantânea, como mostra a equação 5.145.



**Figura 5.99** – Gráfico da potência ativa instantânea de entrada do conversor *Buck*.

$$P_W = \frac{2}{T} \cdot \int_0^{\frac{T}{2}} P(t) \cdot dt = 82,35W \quad (5.145)$$

Calculando o valor eficaz da corrente de entrada, pela equação 5.146, sem considerar a componente de alta frequência, uma vez que se emprega um filtro *LC* na entrada do conversor *Buck*, pode-se calcular a potência aparente de entrada pela equação 5.147.

$$I_{ef_{in}} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \int_{\theta_1}^{\theta_2} \left( \frac{1}{2} \cdot \frac{V_g \cdot \text{sen}(\omega t) - V_b}{f_s \cdot L_{Bu}} \cdot D^2 \right)^2 \cdot d\omega t} \quad (5.146)$$

$$P_{ap} = \frac{V_g}{\sqrt{2}} \cdot I_{ef_{in}} = 84,03 VA \quad (5.147)$$

Com base nas equações 5.145 e 5.147, um fator de potência teórico de 0,98 é calculado através da relação entre a potência ativa e a potência aparente.

O cálculo da capacitância  $C_b$  é realizado para uma ondulação máxima de tensão no barramento de  $r=0.06$ , através da equação 5.148.

$$C_b = \frac{D^2}{8 \cdot \pi^2 \cdot f \cdot f_s \cdot L_{Bu} \cdot r} \cdot \int_0^{\pi} [m \cdot \text{sen}(\omega t) \cdot (m \cdot \text{sen}(\omega t) - 1)] - I_B \cdot d\omega t \cong 470 \mu F \quad (5.148)$$

### 5.11.2 – Ábacos dos valores de tensão e de corrente no interruptor compartilhado ( $S_I$ )

Da mesma forma que na integração *BFIB-ST* e *ZFIB*, o conversor *Buck* é integrado através da *Célula ST*, isto é, a cada instante de tempo apenas a maior entre as correntes do estágio de correção do fator de potência e do estágio de controle de potência, circula pelo interruptor compartilhado.

Portanto, para que se possa equacionar o valor eficaz de corrente em  $S_I$ , dependendo do valor da tensão de barramento ( $V_b$ ) e da razão cíclica ( $D$ ), deve-se calcular, primeiramente, o ângulo  $\beta$ , definido como o ângulo limite entre a condução, pelo interruptor  $S_I$ , da corrente do estágio de correção do fator de potência ou da corrente do estágio de controle de potência.

Para definir  $\beta$ , deve-se considerar o ponto ao longo da variação da tensão da rede em que as correntes de ambos os estágios de potência são iguais, isto é,



$$\frac{V_g \cdot \text{sen}(\beta) - V_b}{L_{Bu}} \cdot D \cdot T_s = \frac{V_b}{L_{Fly}} \cdot D \cdot T_s. \quad (5.149)$$

Isolando-se  $\beta$  na equação 5.149, tem-se:

$$\beta = \arcsen\left(\frac{\alpha + 1}{m}\right). \quad (5.150)$$

O ângulo  $\beta$  está em radianos e pode ser representado em segundos por:

$$T_\beta = \frac{\beta}{\omega}. \quad (5.151)$$

Desta forma, para

$$\frac{\alpha + 1}{m} \leq 1, \quad (5.152)$$

a corrente no interruptor compartilhado  $S_I$ , em cada instante de tempo, é a maior entre as correntes dos dois estágios de potência integrados, equacionada empregando-se o mesmo método previamente proposto para a integração *BFIB-ST*, obtendo-se a equação 5.153.

$$I_{efS1} = \frac{2 \cdot P_{lamp}}{V_b^2 \cdot \alpha \cdot \eta} \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot f}{3 \cdot f_s \cdot D} \left[ \sum_{n=1}^{NT_{PFC}} [V_g \cdot \text{sen}(\omega \cdot (T_\beta + n \cdot T_s)) - V_b]^2 + 2 \cdot \alpha^2 \cdot V_b^2 \cdot NT_{PC} \right]} \quad (5.153)$$

O número de “triângulos” considerados,  $NT_{PFC}$  e  $NT_{PC}$ , é calculado por:

$$NT_{PFC} = \frac{\pi - 2 \cdot \beta}{\omega \cdot T_s}, \quad (5.154)$$

$$NT_{PC} = \frac{T_\beta}{T_s}. \quad (5.155)$$

Se,

$$\frac{\alpha + 1}{m} > 1, \quad (5.156)$$

a corrente do estágio de controle de potência, em regime permanente, é sempre maior que a corrente do estágio de correção do fator de potência, sendo seu valor eficaz definido por:

$$I_{efS1} = \frac{2 \cdot P_{lamp}}{V_b \cdot \eta \cdot \sqrt{3} \cdot D}. \quad (5.157)$$

A tensão máxima de bloqueio para o interruptor compartilhado  $S_I$  é calculada pela equação 5.158.

$$V_{S1} = V_g + \frac{V_b}{1 - D} \quad (5.158)$$

A figura 5.100 mostra os ábacos de projeto que possibilitam a definição dos valores de corrente eficaz e de tensão máxima de bloqueio, no interruptor  $S_I$ , para a integração *BUFIB*.

Através dos ábacos, pode-se notar que, para uma tensão  $V_{\beta} < 130$  V, a corrente do estágio de controle de potência é sempre maior que a do estágio de correção do fator de potência.

Outra característica interessante que pode ser observada no ábaco da figura 5.100, é que para uma tensão de entrada  $V_g = 311$  V, a tensão máxima de barramento ( $V_b$ ), para a qual o fator de potência teórico está acima de 0,92, é de 170 V.

### 5.11.3 – Resultados experimentais

As figuras 5.101, 5.102 e 5.103 apresentam as características de entrada e de saída da integração proposta. Ainda, na figura 5.101, realiza-se a análise harmônica da corrente de entrada em comparação com os limites da IEC 61000-3-2.

O rendimento elétrico obtido através das medições realizadas nas formas de onda das figuras 5.101 e 5.103 é de 87,50 %, considerando-se um fator de potência medido de 0,978.

A fim de comprovar os resultados obtidos, através dos ábacos da corrente eficaz e da máxima tensão de bloqueio do interruptor compartilhado, é apresentado o resultado experimental da figura 5.104.

Através das medições realizadas, o valor da corrente eficaz no interruptor compartilhado, com base nas escalas utilizadas para a medição, é calculado por:

$$I_{ef_{S1}} = \frac{8,96mV}{10mV} \cdot 2A = 1,792A \quad (5.159)$$

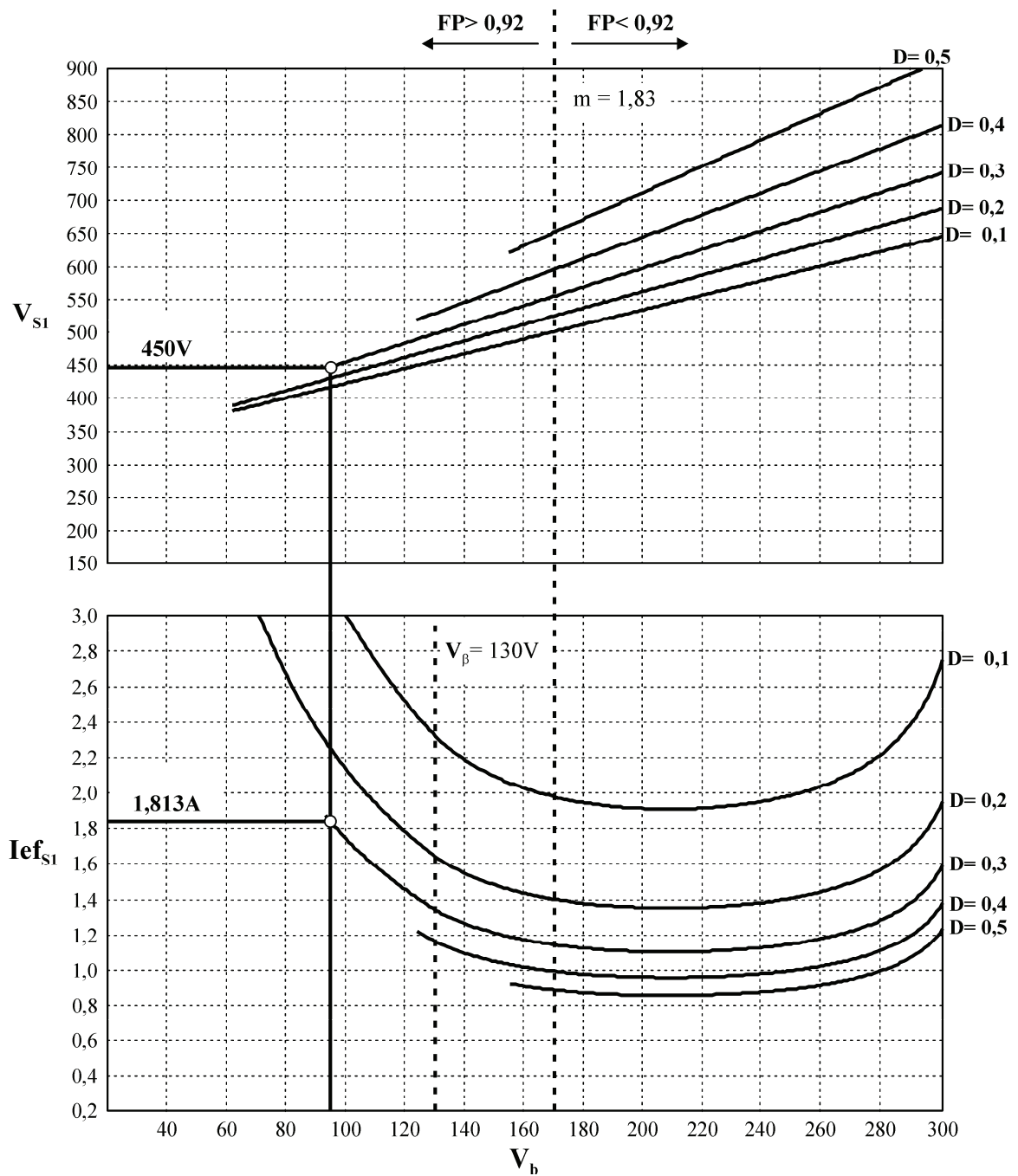


Figura 5.100 – Ábacos para projeto da tensão e da corrente no interruptor compartilhado do reator eletrônico *BUFIB*.

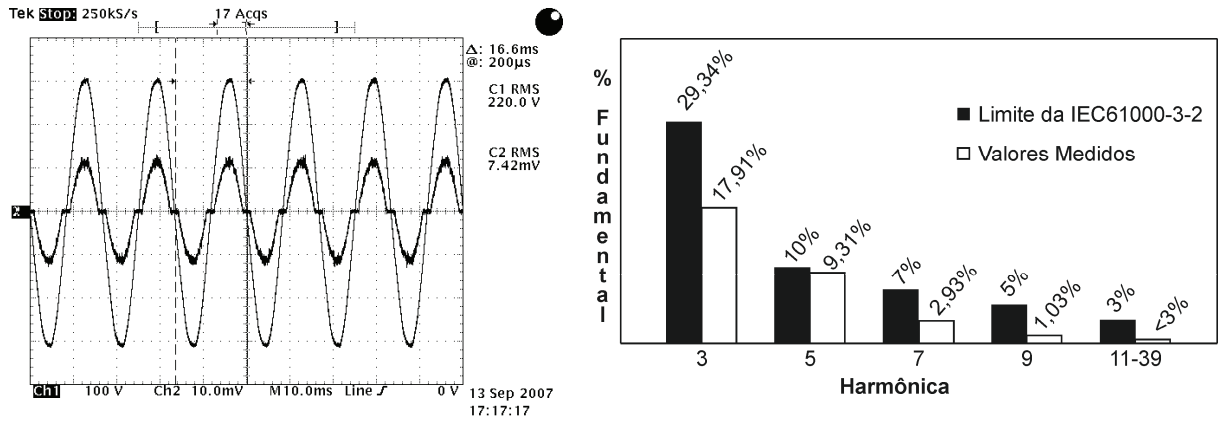


Figura 5.101 – Tensão e corrente de entrada (100 V/div, 500 mA/div, 10 ms) e análise harmônica da corrente de entrada.

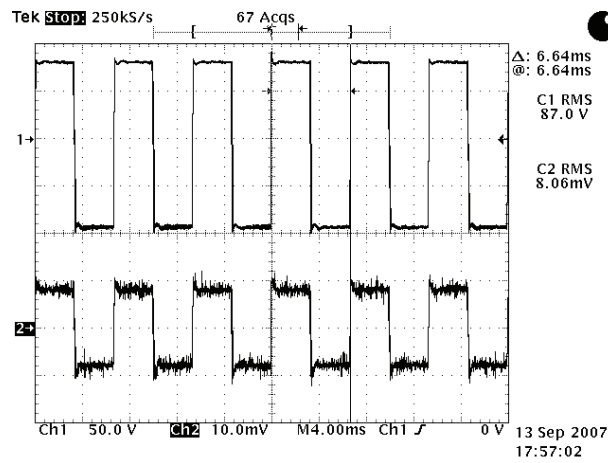


Figura 5.102 – Tensão (traço superior) e corrente (traço inferior) na lâmpada (50 V/div, 1 A/div, 4 ms).

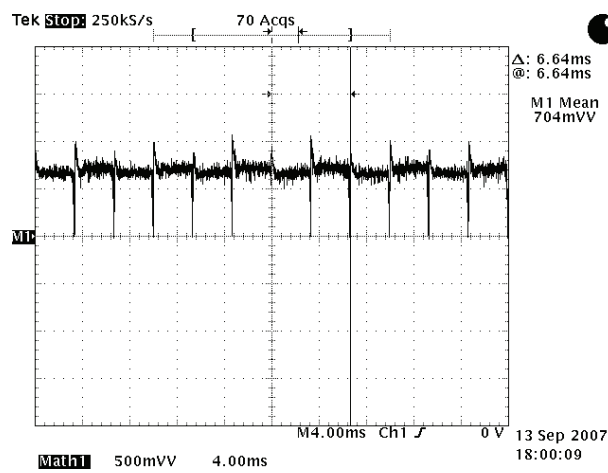


Figura 5.103 – Potência na lâmpada (50 W/div, 4 ms).

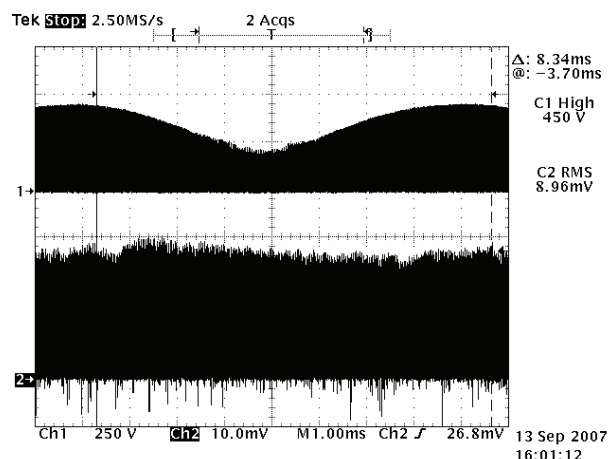


Figura 5.104 – Tensão e corrente no interruptor  $S_1$  (250 V/div, 2 A/div, 1 ms).

A tensão e a corrente no interruptor  $S_1$ , para uma escala de tempo de 10  $\mu$ s/div, é apresentada na figura 5.105.

A corrente  $i_{Bu}$ , em baixa e alta frequência, é mostrada nas figuras 5.106 e 5.107. Na figura 5.106, observa-se que há um intervalo de tempo onde a corrente  $i_{Bu}$  é igual a zero. Isto se deve ao fato de que neste intervalo de tempo, a tensão de entrada é menor que a tensão de barramento.

As formas de onda de corrente para o conversor *Flyback*, empregado no estágio de controle de potência na lâmpada, são apresentadas para diferentes tempos de aquisição nas figuras 5.108 e 5.109. Nota-se que a corrente eficaz, medida na figura 5.108, é igual a corrente eficaz medida para o interruptor compartilhado. Desta forma, conclui-se que para este projeto, a condição da equação 5.156 é estabelecida.

Ainda, a forma de onda da figura 5.110 mostra tensão de barramento ( $V_b$ ).

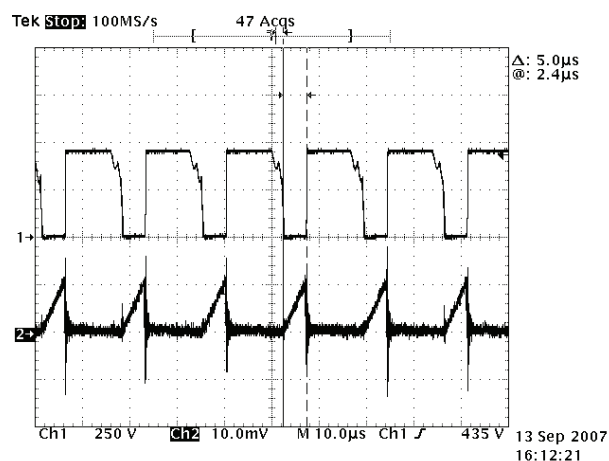


Figura 5.105 – Tensão e corrente no interruptor  $S_1$  (250 V/div, 5 A/div, 10  $\mu$ s), medição de  $D.T_s=5 \mu$ s.

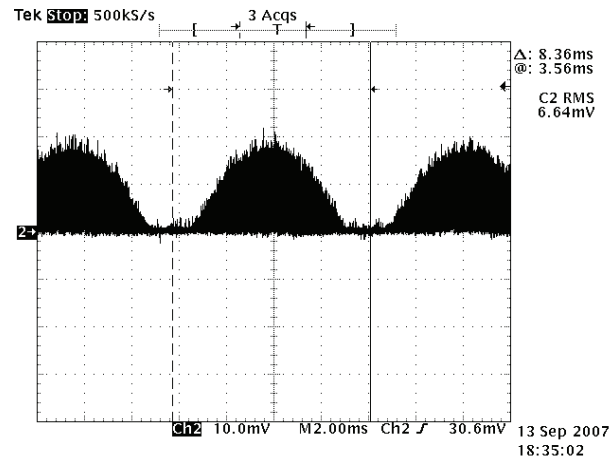


Figura 5.106 – Envoltória da corrente no indutor  $L_{Bu}$  do conversor *Buck* (2 A/div, 2 ms).

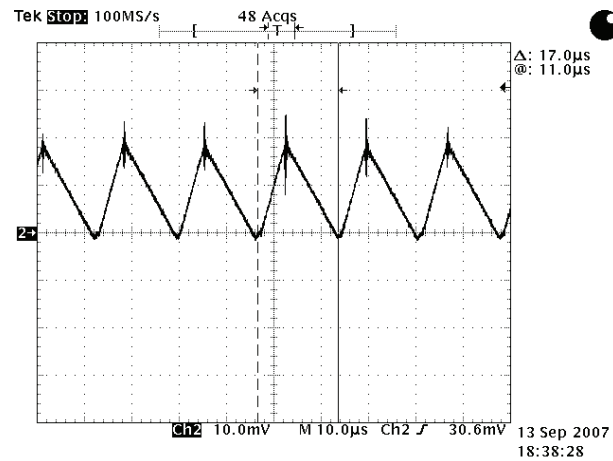


Figura 5.107 – Corrente em alta frequência no indutor  $L_{Bu}$  do conversor *Buck* (2 A/div, 10 μs).

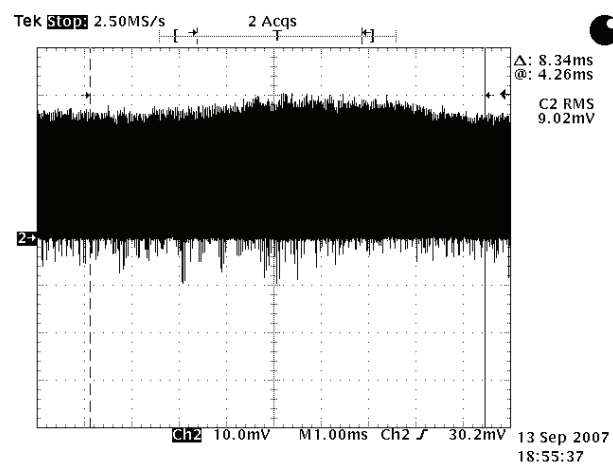


Figura 5.108 – Corrente no primário dos indutores acoplados do *Flyback* em baixa frequência (2 A/div, 1 ms).

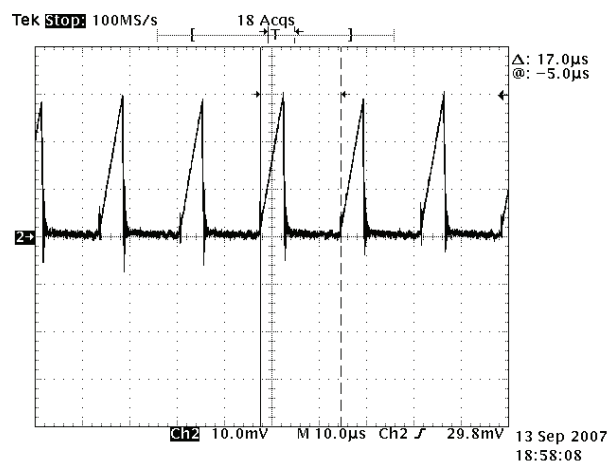


Figura 5.109 – Corrente no primário dos indutores acoplados do *Flyback* em alta frequência (2 A/div, 10  $\mu$ s).

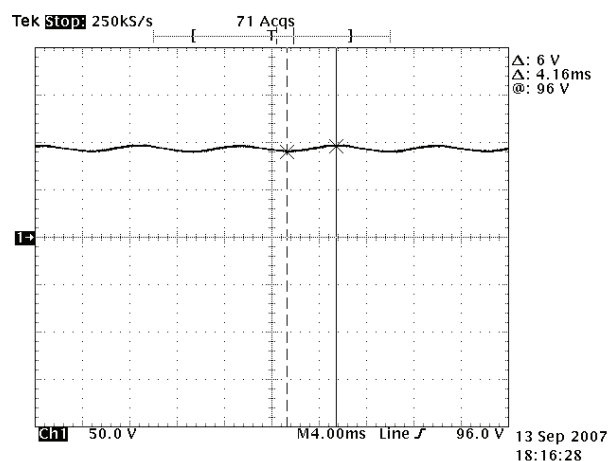


Figura 5.110 – Tensão no capacitor de barramento  $C_b$  (50 V/div, 4 ms).

## 5.12 – Conclusão

Este capítulo apresenta uma metodologia de projeto para as integrações propostas no capítulo anterior. É apresentado o equacionamento detalhado de todas as topologias e os resultados experimentais obtidos mostram coerência com os teoricamente demonstrados.

Ábacos de projeto, para os valores de tensão máxima de bloqueio e corrente eficaz no interruptor compartilhado, são traçados em função da tensão de barramento ( $V_b$ ) e da razão cíclica ( $D$ ).

As características prévias, necessárias para se efetuar o traçado dos ábacos de projeto são: a lâmpada a ser utilizada, as características da rede de alimentação, a frequência de operação dos estágios integrados e o rendimento estimado. Estas são características que costumam ser previamente definidas pelo projetista. Desta forma, os ábacos demonstraram ser

uma ferramenta essencial, possibilitando a escolha do melhor projeto sob o ponto de vista do interruptor compartilhado.

Os gráficos da relação  $\alpha$  versus  $m$ , mostram que a tensão de barramento de todas as topologias propostas, quando operando no modo de condução descontínua, somente depende da relação entre as indutâncias do estágio de correção do fator de potência e do estágio de controle de potência.

Os resultados experimentais apresentados demonstram a viabilidade dos reatores eletrônicos propostos para a alimentação de lâmpadas HPS, tornando-os uma forma simples, eficaz e de baixo custo para a aplicação no sistema de iluminação pública.

No próximo capítulo, um estudo comparativo será realizado entre os resultados obtidos individualmente neste capítulo. E ainda, no apêndice deste trabalho são apresentados os ábacos de projeto e resultados experimentais para os reatores eletrônicos *ZFIB*, *BFIB-ST* e *BFIB-SC*, projetados para alimentar uma lâmpada de Multi-Vapor Metálico de 35 W, apresentando uma outra aplicação para as topologias propostas.



## CAPÍTULO 6

### ESTUDO COMPARATIVO

---

#### 6.1 – Introdução

Este capítulo tem por objetivo reunir os resultados obtidos nos capítulos anteriores, para as topologias em separado, no intuito de realizar uma análise comparativa entre as integrações propostas.

Observa-se que a integração de estágios, de maneira geral, resulta numa compactação do sistema, tornando-o mais simples, confiável e de baixo custo para alimentação de lâmpadas HPS, empregadas, principalmente, no sistema de iluminação pública.

Os principais aspectos a serem analisados, quando se realiza a integração de etapas, são a tensão e a corrente a que será submetido o interruptor compartilhado em cada uma das topologias integradas. Portanto, reunir todos os resultados obtidos, permite efetuar uma comparação global das integrações propostas.

#### 6.2 – Relação $\alpha$ versus $m$

A tabela 6.1 mostra a relação  $\alpha$  versus  $m$  para as topologias propostas, dependendo do conversor empregado no estágio de correção do fator de potência.

Esta relação demonstra que a tensão de barramento ( $V_b$ ), somente depende da tensão de entrada ( $V_g$ ) e da relação entre as indutâncias dos estágios de potência integrados.

A relação  $\alpha$  versus  $m$  para todas as topologias pode ser encontrada através do gráfico da figura 6.1, traçado com base nas equações da tabela 6.1.

#### 6.3 – Valores de tensão e de corrente no interruptor compartilhado ( $S_I$ )

O conhecimento dos valores de tensão e de corrente a que são submetidos os interruptores compartilhados em cada uma das topologias permite um dimensionamento mais adequado do interruptor a ser utilizado, possibilitando uma redução das perdas em condução ou comutação, dependendo das características de cada topologia.

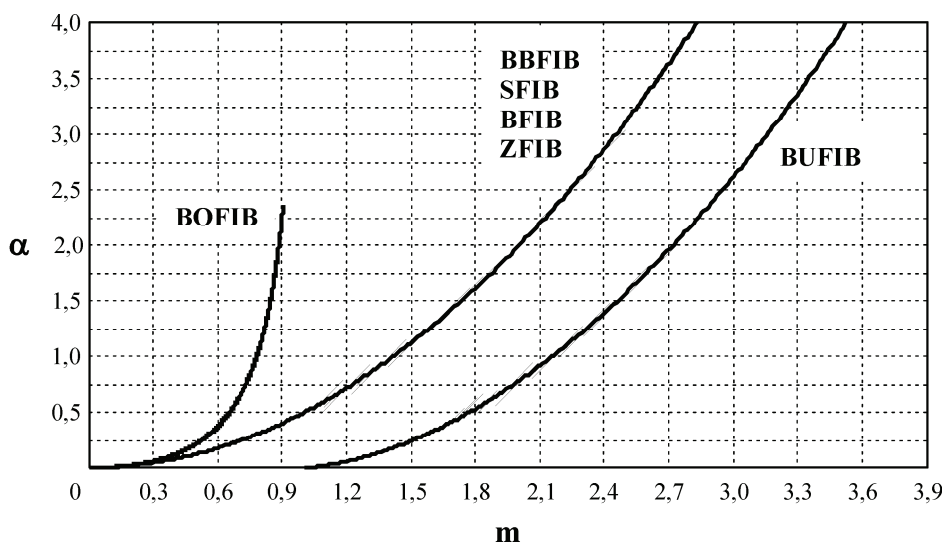


Figura 6.1 – Relação  $\alpha$  x  $m$  para todas as integrações.

TABELA 6.1

RELAÇÃO  $\alpha$  VERSUS  $m$  PARA OS REATORES ELETRÔNICOS INTEGRADOS

<b>BOFIB</b>	$\alpha = \frac{m}{\pi} \left[ -2 - \frac{\pi}{m} + \frac{2}{m \cdot \sqrt{1-m^2}} \cdot \left( \frac{\pi}{2} + \arcsen(m) \right) \right]$
<b>BBFIB</b>	
<b>SFIB</b>	
<b>BFIB-SC</b>	$\alpha = \frac{m^2}{2}$
<b>BFIB-ST</b>	
<b>ZFIB</b>	
<b>BUFIB</b>	$\alpha = \frac{m}{\pi} \left[ \frac{\pi \cdot m}{2} - \sqrt{1 - \frac{1}{m^2}} - m \cdot \arcsen\left(\frac{1}{m}\right) \right]$

No capítulo anterior, os ábacos traçados para cada uma das integrações, permitem uma avaliação prévia das características de tensão e corrente em  $S_I$ .

Na tabela 6.2, a corrente eficaz e a tensão *dreno-source* teóricas, representam os valores obtidos através dos ábacos de projeto, enquanto, os valores medidos, representam os obtidos através dos resultados experimentais.

Com base nestes valores algumas observações podem ser realizadas:

- o projeto teórico, realizado através dos ábacos, apresenta resultados condizentes com os obtidos na implementação prática, o que vem validar a metodologia proposta;

2. embora o reator *BOFIB* seja uma topologia que possui a característica de sobrecorrente no interruptor compartilhado, a corrente em  $S_I$  é menor que nas topologias integradas através da *Célula ST*. Isto ocorre porque a tensão de barramento ( $V_b=410$  V) considerada no projeto, é cerca de três vezes maior que a tensão considerada para as outras integrações, uma vez que para o *Boost* a condição,  $V_g < V_b$ , deve ser respeitada;
3. o conversor *Buck*, embora tenha sido integrado através da *Célula ST*, possui um valor de corrente eficaz bastante elevado no interruptor  $S_I$ , caracterizando um aumento das perdas em condução no interruptor compartilhado, pois em contraponto com o caso anterior a tensão de barramento do conversor Buck influencia diretamente no fator de potência de entrada e, desta forma, é projetada para  $V_b=95$  V;
4. nas topologias *BBFIB*, *SFIB* e *BFIB-SC*, a corrente eficaz no interruptor compartilhado é cerca de 740 mA maior que nas topologias integradas através da *Célula ST* (*BFIB-ST*, *ZFIB*), porém a tensão de bloqueio é cerca de 200 V menor, considerando  $V_b=140$  V para todas estas integrações.

TABELA 6.2

ANÁLISE DA TENSÃO DRENO-SOURCE E CORRENTE EFICAZ NO INTERRUPTOR COMPARTILHADO  $S_I$ 

TOPOLOGIA	VALOR DA CORRENTE EFICAZ TEÓRICA	VALOR DA CORRENTE EFICAZ MEDIDA	VALOR DA TENSÃO DRENO-SOURCE TEÓRICA	VALOR DA TENSÃO DRENO-SOURCE MEDIDA
<b>BOFIB</b>	0,808 A	0,810 A	513 V	510 V
<b>BBFIB</b>	1,982 A	1,912 A	451 V	465 V
<b>SFIB</b>	1,982 A	1,912 A	451 V	460 V
<b>BFIB-SC</b>	1,982 A	1,900 A	444 V	450 V
<b>BFIB-ST</b>	1,243 A	1,196 A	645 V	665 V
<b>ZFIB</b>	1,243 A	1,224 A	650 V	655 V
<b>BUFIB</b>	1,813 A	1,792 A	450 V	450 V

O projeto dos conversores integrados através das *Células SC* ou *Célula ST* demonstram características de sobrecorrente ou sobretensão no interruptor compartilhado, porém, isto não significa que diferentes parâmetros de projetos não venham a possibilitar uma

comparação de resultados de corrente e/ou tensão não condizentes com a célula a qual se realizou a integração, como é o caso do conversor *Boost*.

Os conversores integrados foram projetados seguindo-se as mesmas especificações, com exceção do reator eletrônico *BOFIB* e *BUFIB*, como apresentado no capítulo anterior. No entanto, esta condição não garante que o ponto de operação, resultante destas especificações, seja o melhor possível para cada integração, isto é, diferentes especificações de projeto podem gerar diferentes análises comparativas quanto a tensão e a corrente no interruptor compartilhado.

#### 6.4 – Análise dos rendimentos elétricos obtidos

A tabela 6.3 mostra os valores de fator de potência e rendimento elétrico medidos para todos os reatores eletrônicos integrados.

Todas as medições foram realizadas através dos resultados experimentais, adquiridos utilizando o osciloscópio *Tektronix*<sup>®</sup> *TDS430A*, conectado a uma sonda de corrente *Tektronix*<sup>®</sup> *TM502A* e a uma sonda diferencial de tensão *Tektronix*<sup>®</sup> *P5200*, para um total de 30.000 pontos de aquisição. Um algoritmo desenvolvido no programa *Mathcad*<sup>®</sup>, auxiliou na análise dos resultados.

Todas as topologias empregam, para o interruptor compartilhado ( $S_1$ ), o *COOLMOS SPW17N80C2*, que possui uma resistência em condução de 290m $\Omega$  a 25°C.

**TABELA 6.3**

FATOR DE POTÊNCIA E RENDIMENTO PARA AS SETE TOPOLOGIAS IMPLEMENTADAS				
TOPOLOGIA	POTÊNCIA DE ENTRADA	FATOR DE POTÊNCIA	POTÊNCIA DE SAÍDA	RENDIMENTO DESCONSIDERANDO FONTES AUXILIARES
<b>BOFIB</b>	80,70 W	0,958	70,50 W	87,36 %
<b>BBFIB</b>	82,47 W	0,993	69,70 W	84,52 %
<b>SFIB</b>	88,08 W	0,985	72,02 W	81,75 %
<b>BFIB-SC</b>	83,29 W	0,994	70,40 W	84,53 %
<b>BFIB-ST</b>	74,21 W	0,991	68,00 W	91,63 %
<b>ZFIB</b>	82,59 W	0,992	70,90 W	85,84 %
<b>BUFIB</b>	80,46 W	0,978	70,40 W	87,50 %

O reator eletrônico *BFIB-ST* é o que possui melhor rendimento elétrico entre todas as topologias analisadas. Embora o reator *BOFIB* seja o que apresenta menores perdas em condução no interruptor compartilhado, como mostra a tabela 6.2.

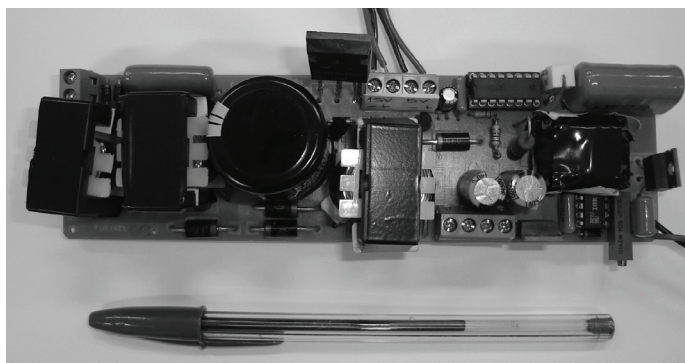
Dois são os principais fatores que fazem com que o reator *BOFIB*, embora apresente as menores perdas em condução, não possua o melhor rendimento. A primeira é que a corrente nos diodos  $D_{PFC}$  e  $D_{PC}$  é maior para esta topologia do que para a topologia *BFIB-ST*. Outro fator, a ser considerado, é que no projeto do conversor *Boost* a tensão de barramento é 410V, enquanto que a tensão da lâmpada é 80V, portanto o conversor *Flyback*, empregado no estágio de controle de potência, possui uma relação de espiras relativamente alta, causando um aumento das perdas neste conversor.

Dentre as topologias ensaiadas, a que apresenta menor rendimento é a que emprega o conversor *Sepic* no estágio de correção do fator de potência. A utilização de dois indutores neste conversor é uma das desvantagens que aumentam suas perdas.

Embora o conversor *Zeta* também empregue dois indutores em sua configuração, sua integração é realizada através da *Célula ST*, e, desta forma, as perdas em condução no interruptor compartilhado são menores do que na configuração *SFIB*.

A correção do fator de potência para o conversor *Buck* tem dependência direta com a tensão de barramento ( $V_b$ ). Portanto, para garantir um fator de potência acima de 0,92, a relação  $m$ , entre o pico da tensão de entrada ( $V_g$ ) e a tensão de barramento ( $V_b$ ), deve ser maior que 1,83, o que resultaria em uma tensão de barramento máxima de projeto para a condição de alimentação em 110 V eficazes de aproximadamente 85 V. Desta forma, pode-se inferir que o emprego do conversor *Buck* é mais adequado para tensões de alimentação de 220V eficazes.

Na figura 6.2, apresenta-se o protótipo do reator eletrônico *BFIB-ST*, sem as fontes auxiliares. Escolheu-se prototipar esta topologia, pois é a que apresenta melhor rendimento elétrico quando consideradas as especificações de projeto previamente apresentadas.



**Figura 6.2** – Foto do protótipo do reator eletrônico *BFIB-ST*.

## 6.5 – Conclusão

Através da análise comparativa, realizada neste capítulo, é possível confrontar os resultados obtidos, teoricamente, através dos ábacos do capítulo anterior e certificar sua validade no projeto das topologias integradas.

A comparação entre os rendimentos elétricos obtidos, mostra que o reator eletrônico *BFIB-ST* é o que possui a melhor eficiência, porém o reator *BOFIB* é o que possui a menor corrente eficaz no interruptor compartilhado e a topologia *BFIB-SC* é a que apresenta menor tensão de bloqueio teórica no interruptor  $S_1$ .

Portanto, a escolha da melhor topologia a ser empregada deve estar sempre aliada a uma análise criteriosa de todos os parâmetros, dependendo, fundamentalmente, das especificações de projeto.

## CAPÍTULO 7

### METODOLOGIA DE CONTROLE

#### 7.1 – Introdução

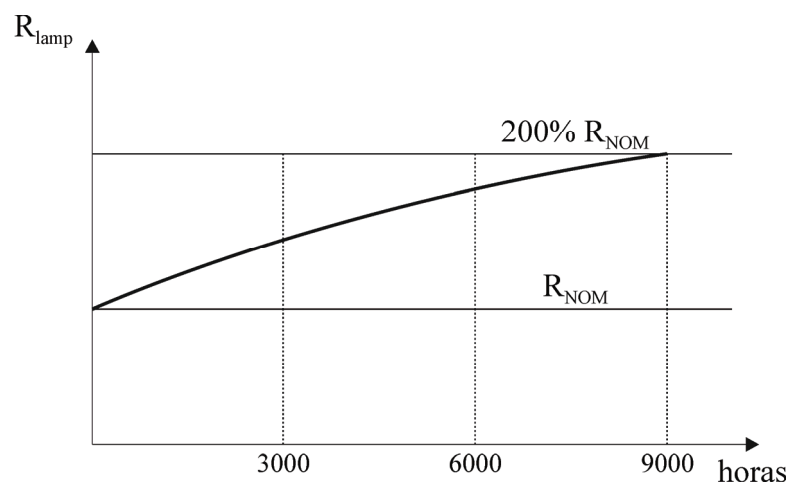
Uma das características das lâmpadas de descarga em alta pressão, entre as quais se inclui a lâmpada HPS, é a variação de sua resistência equivalente durante o processo de ignição, conhecido como processo de aquecimento (*warm-up*).

Conforme visto no capítulo 4, e ilustrado na figura 4.1, durante este período de aquecimento, a resistência equivalente da lâmpada apresenta valores até 80% menores do que em regime permanente.

Desta forma, neste intervalo, o reator deve ser projetado para limitar a corrente na lâmpada dentro dos limites estabelecidos pela norma NBR IEC 662:1997.

Um outro aspecto a ser considerado é que, além da variação da resistência durante o processo de aquecimento, as lâmpadas de descarga em alta pressão também apresentam mudança em sua resistência de acordo com seu tempo de utilização, como mostra a figura 7.1.

Segundo Garcia (2004), a resistência em regime permanente de uma lâmpada de descarga em alta pressão pode aumentar em até 100% após 9.000 horas de uso.



**Figura 7.1** – Variação da resistência da lâmpada em regime permanente de acordo com o tempo de uso (Garcia, 2004).

Estas duas características de variação da resistência da lâmpada, tanto durante o processo de aquecimento, quanto durante seu período de vida útil, fazem com que se deva implementar uma técnica de controle aos reatores eletrônicos anteriormente propostos, para que se garanta uma operação da lâmpada de acordo com as normas, e propicie-se, assim, um maior aproveitamento de sua vida útil.

Neste capítulo, apresenta-se, portanto, uma análise teórica do sistema de controle a ser implementado nos reatores eletrônicos integrados propostos.

## 7.2 – Estratégia de controle

Para se efetuar o controle da corrente ou da potência, faz-se necessária a medição da tensão e da corrente na lâmpada. A figura 7.2, mostra a configuração básica proposta para a realização das medições de tensão e de corrente nas topologias integradas através da *Célula ST*.

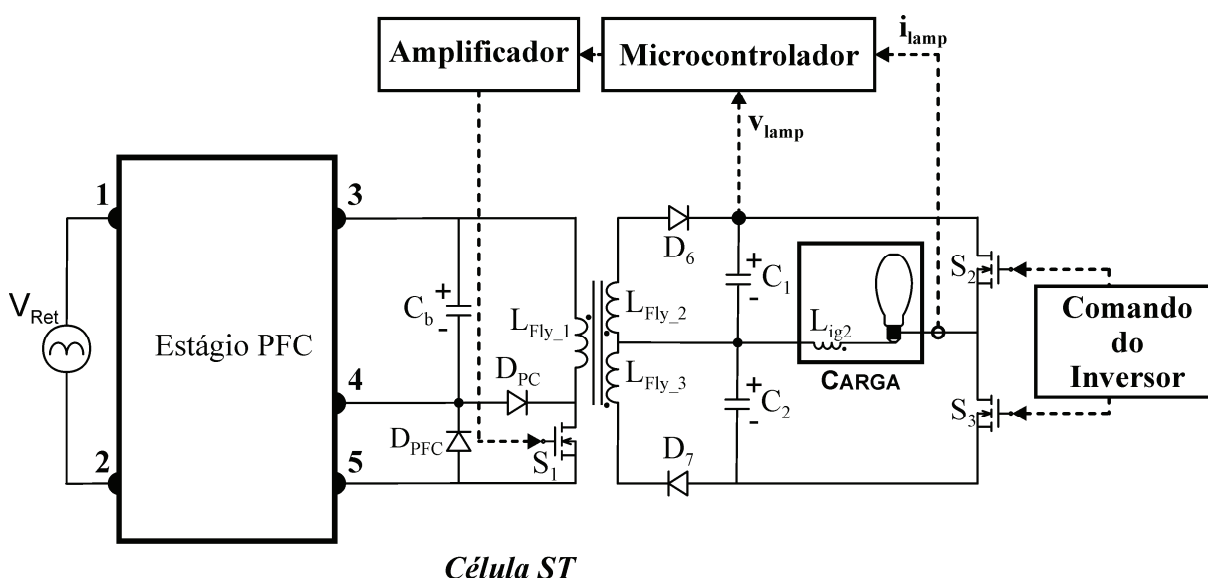
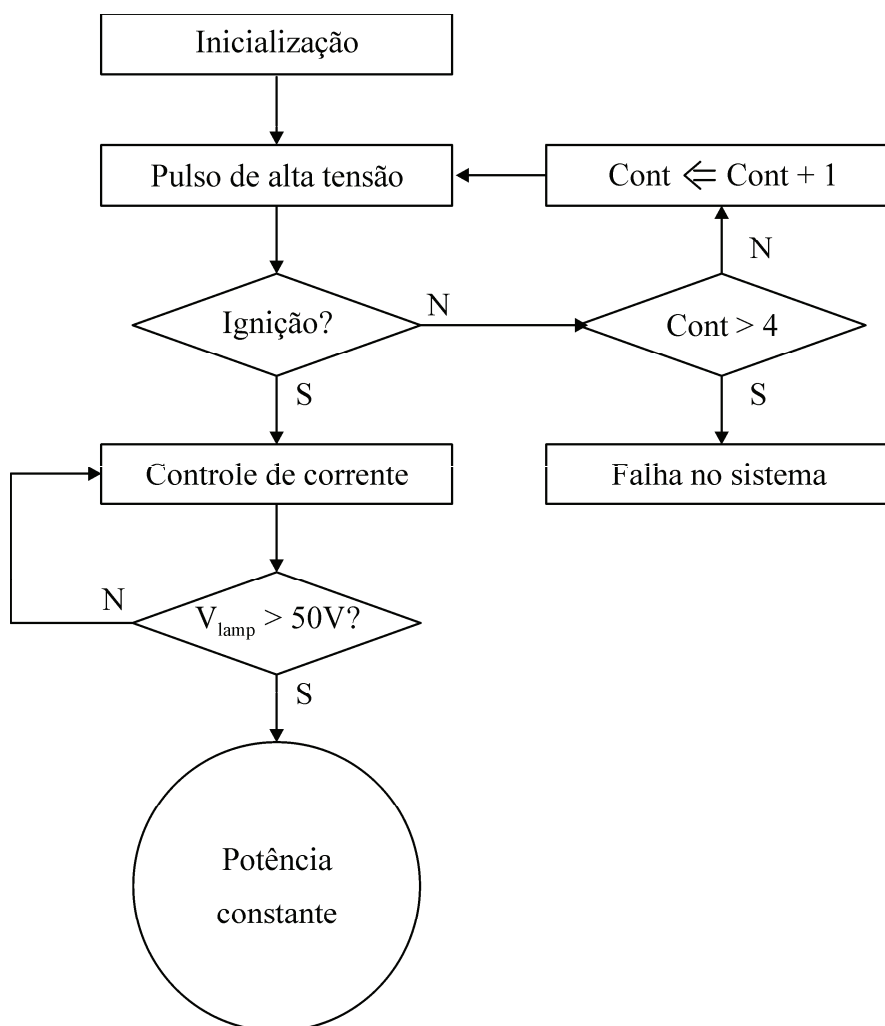


Figura 7.2 – Configuração proposta.

O comando do estágio inversor, de baixa frequência, independe da metodologia de controle empregada, operando, portanto, com frequência e tempos de condução dos interruptores pré-definidos e invariáveis. A potência ou corrente na lâmpada é controlada, desta forma, através da variação da razão cíclica do interruptor compartilhado  $S_1$ .

O diagrama proposto para garantir um controle de corrente durante o processo de aquecimento e manter a potência constante em regime permanente é mostrado na figura 7.3.





**Figura 7.3** – Diagrama do programa a ser implementado no microcontrolador.

Após a aplicação do pulso de alta-tensão, pelo circuito ignitor, conforme mostrado no capítulo 4, o decréscimo da resistência da lâmpada faz com que a corrente da mesma aumente drasticamente. Através deste aumento de corrente é possível detectar se ocorreu ou não a ignição da lâmpada. Conforme pode ser visualizado no diagrama da figura 7.3, caso a ignição não ocorra, o programa permite cinco tentativas para a ignição.

Uma vez iniciado o processo de descarga, o sistema passa a controlar a corrente na lâmpada durante o estágio de aquecimento, até que a tensão sobre a lâmpada seja de 50 V. A corrente é mantida constante em um valor de referência igual a 1,4 A, o que garante uma potência na lâmpada de 70 W quando a tensão aplicada a lâmpada atingir 50 V.

Neste instante, passa-se a um modo de controle de potência, mantendo-a constante durante todo o período de operação em regime permanente.

### 7.3 – Projeto do controlador

Para se efetuar o controle da corrente na lâmpada durante o processo de ignição (aquecimento) e manter a potência constante em regime permanente, é necessário projetar um controlador designado para tais funções.

Para isto, é fundamental que se conheça as características da planta (conjunto reator-lâmpada) e, com base nelas, projetar uma lei de controle adequada.

#### 7.3.1 – Definição da planta do sistema

Tendo em vista que todos os reatores eletrônicos integrados propostos empregam o conversor *Flyback* no estágio de controle de potência, tem-se, na equação 7.1, a função de transferência a ser analisada.

$$G_{Fly}(s) = \frac{2 \cdot V_{lamp}}{D \cdot C_{1-2} \cdot K} \cdot \frac{s + p}{s^2 + \left( \frac{2}{C_{1-2} \cdot K} - z \right) s + \frac{2 \cdot p}{C_{1-2} \cdot K}} \quad (7.1)$$

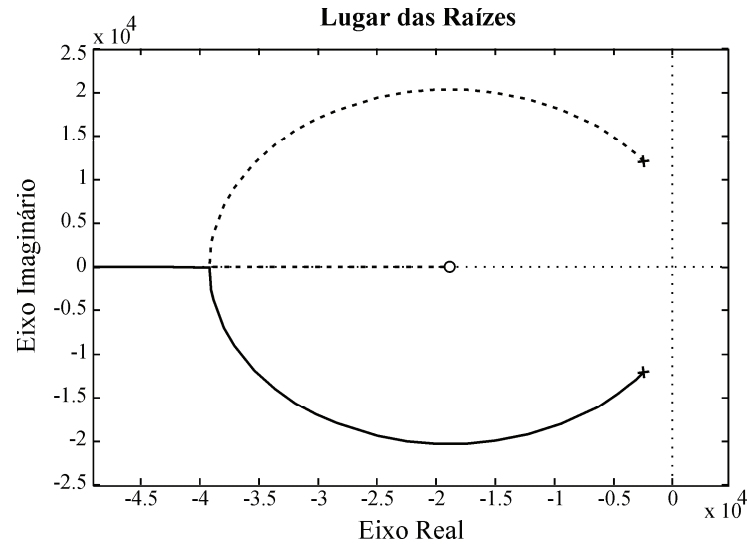
Considerando-se os valores de  $V_{lamp} = 75V$ ;  $D = 0,3$ ;  $C_{1-2} = 3,3\mu F$  e os valores para o modelo da lâmpada previamente definidos no capítulo 3, obtêm-se a planta do sistema no domínio da frequência conforme apresentado na equação 7.2.

$$G_{Fly}(s) = 2,02 \cdot 10^6 \cdot \frac{(s + 18.850)}{s^2 + 4.939 \cdot s + 1,523 \cdot 10^8} \quad (7.2)$$

Com base na equação 7.2, pode-se traçar o gráfico do lugar das raízes do sistema, como mostra a figura 7.4.

Nota-se que todos os pólos e zeros do sistema estão localizados no semi-plano esquerdo do plano “s”.

Portanto, para os valores de  $D$ ,  $V_{lamp}$  e  $C_{1-2}$  considerados, o sistema é estável, como já era previsto, devido as análises feitas e aos resultados práticos obtidos anteriormente, como demonstrado no capítulo 5.



**Figura 7.4** – Gráfico do lugar das raízes do conjunto reator-lâmpada.

### 7.3.2 – Projeto do compensador

Conhecendo-se a planta do sistema, deve-se, agora, projetar o compensador, cujo principal objetivo é garantir erro nulo em regime permanente, a fim de controlar a corrente durante o processo de ignição e manter a potência na lâmpada constante em regime permanente.

Com base nestes requisitos, o controlador empregado é o compensador proporcional integral, cuja função de transferência é mostrada na equação 7.3.

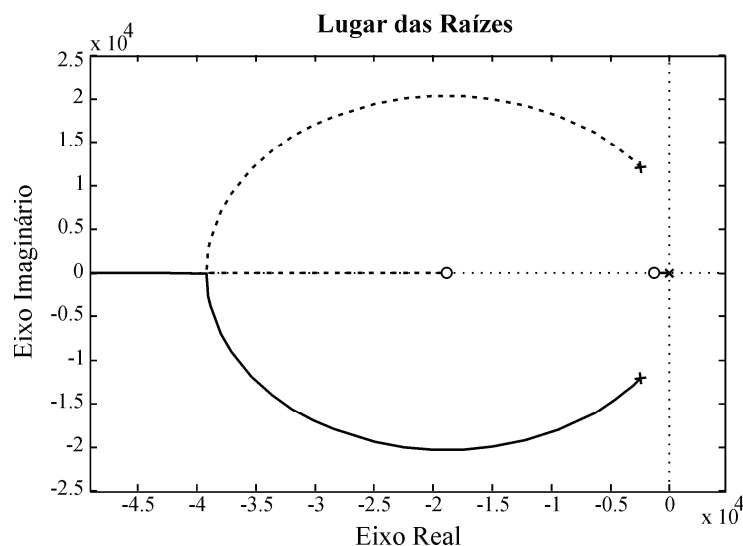
$$G_{PI}(s) = K_p + \frac{K_I}{s} \quad (7.3)$$

Com base na equação 7.2, a qual descreve o modelo da planta do conjunto reator-lâmpada, e a função de transferência do compensador proporcional integral apresentada na equação 7.3, pode-se definir a função de transferência de malha fechada, do sistema compensado, como sendo,

$$G_{Fly\_PI}(s) = \frac{K \cdot K_p \cdot (s + z) \cdot \left( s + \frac{K_I}{K_p} \right)}{s \cdot (s + p_1) \cdot (s + p_2) + K \cdot K_p \cdot (s + z) \cdot \left( s + \frac{K_I}{K_p} \right)} \quad (7.4)$$

Observando-se a dinâmica de variação da resistência da lâmpada durante o processo de aquecimento e de acordo com seu tempo de uso, pode-se projetar o compensador proporcional integral de forma a permitir uma resposta dinâmica relativamente lenta, de acordo com as variações dos parâmetros a serem controlados e, desta forma, evita-se que a alocação do pólo e do zero do compensador venha a interferir no lugar das raízes da planta do conjunto reator-lâmpada. Adotando-se, portanto,  $K_I=1$  e  $K_p=0,001$ , para o projeto do compensador.

O gráfico do lugar das raízes e a resposta ao degrau unitário do sistema compensado, mostrados nas figuras 7.5 e 7.6, respectivamente, demonstram que os resultados obtidos para o controlador projetado estão de acordo com as características necessárias ao controle de corrente ou de potência na lâmpada.



**Figura 7.5** – Gráfico do lugar das raízes do sistema compensado.

### 7.3.3 – Método proposto para o controle da corrente ou da potência

Com base nas características da planta do sistema apresentadas na equação 7.2, projetou-se um compensador proporcional integral, a fim de garantir que as condições de controle de corrente ou potência em função da variação da resistência da lâmpada sejam atendidas.

Porém, a função de transferência do sistema reator-lâmpada, definida na equação 7.2, relaciona a tensão de saída do conversor *Flyback*, empregado no estágio de correção do fator de potência dos reatores eletrônicos propostos, com as variações necessárias à razão cíclica do interruptor principal  $S_I$  a fim de garantir uma tensão constante na lâmpada.

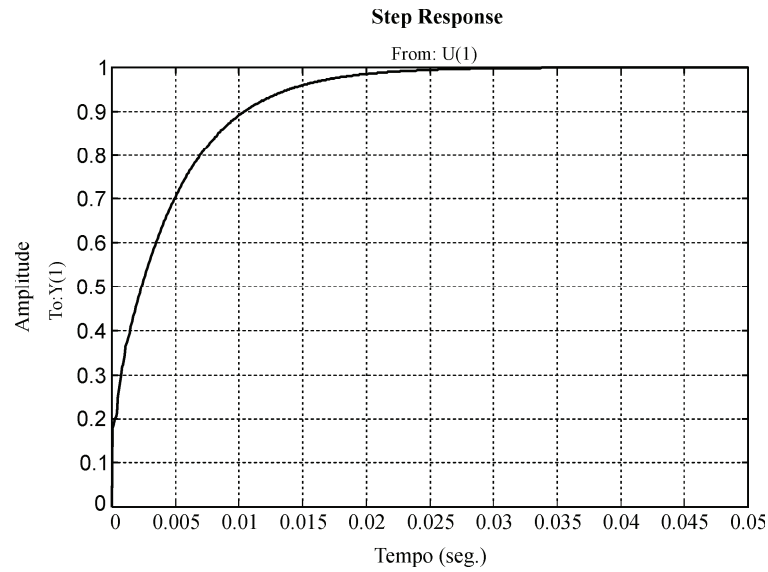


Figura 7.6 – Resposta ao degrau unitário do sistema compensado.

Portanto, para se realizar o controle de corrente ou potência deve-se fazer uma adequação no sistema de forma a possibilitar o controle das variáveis de interesse.

As figuras 7.7 e 7.8 mostram o diagrama de blocos do método proposto para controle da corrente durante o estágio de aquecimento da lâmpada e da potência durante o estado de regime permanente, respectivamente.

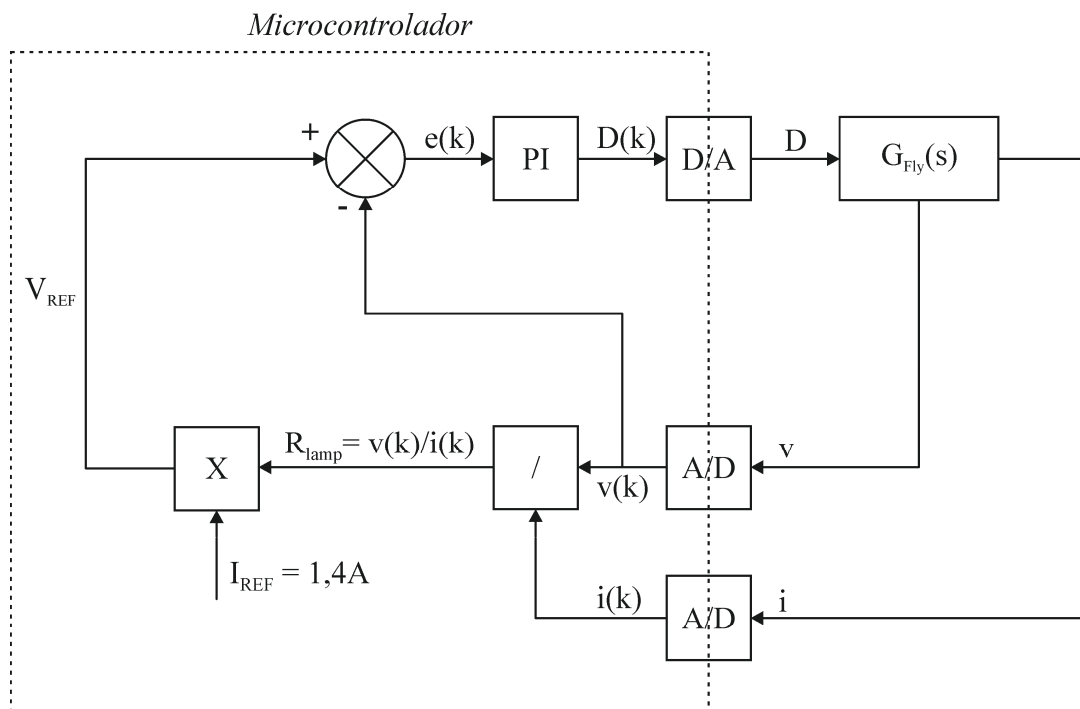
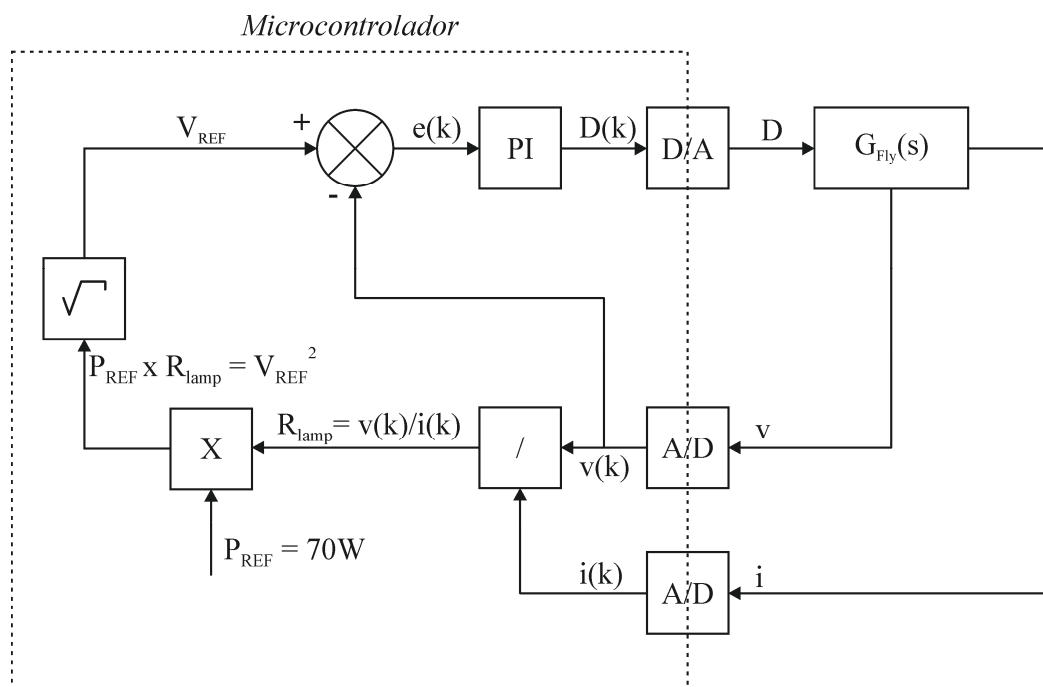


Figura 7.7 – Diagrama de blocos para o controle por corrente.



**Figura 7.8** – Diagrama de blocos para o controle por potência.

Em ambos os casos, a tensão e a corrente na lâmpada são medidas, calculando-se a resistência na lâmpada no instante da medição ( $R_{lamp}$ ). A potência ( $P_{REF}$ ) ou corrente ( $I_{REF}$ ) de referência é, então, multiplicada pela resistência da lâmpada calculada, resultando em um valor de tensão de referência ( $V_{REF}$ ), como pode ser observado nos diagramas de blocos. O valor da tensão medida é, então, comparado ao valor da tensão de referência calculado, efetuando-se, portanto, um controle indireto da corrente ou potência na lâmpada.

#### 7.4 – Conclusão

Neste capítulo propõe-se uma metodologia teórica de controle da corrente na lâmpada durante o período de aquecimento e da potência em regime permanente, de forma a atender aos requisitos da norma NBR IEC662:1997 e propiciar um maior aproveitamento de sua vida útil.

Faz-se o projeto do compensador a ser empregado, com base no modelo da lâmpada apresentado no capítulo 3 e da função de transferência do conversor *Flyback*, empregado no estágio de controle de potência de todos os reatores eletrônicos propostos no capítulo 4.

A estratégia de controle teórica para o processo de ignição e operação em regime permanente é apresentada, bem como os diagramas de blocos a serem implementados para que se possa controlar a potência e a corrente na lâmpada a partir do cálculo de sua resistência em tempo real.

## CONCLUSÃO GERAL

A utilização de lâmpadas HPS nos sistemas de iluminação pública, mostra-se como uma opção altamente favorável devido a sua elevada eficácia luminosa, aliada a uma longa vida útil e um índice de reprodução de cores aceitável para a aplicação em questão.

O estudo de substituição do sistema existente, que utiliza lâmpadas HPM, por um sistema baseado em lâmpada HPS, mostra-se viável e atrativo. Além disso, o Governo Federal, através do programa RELUZ, financia projetos de melhoramentos no sistema de iluminação pública existente, sempre no intuito de reduzir gastos e preservar o meio ambiente.

No atual cenário, porém, para a alimentação das lâmpadas HPS, dissemina-se a utilização do reator eletromagnético. Isto se deve, principalmente, aos entraves tecnológicos e ao elevado custo de produção das soluções eletrônicas existentes.

Um dos problemas a ser resolvido é a não excitação da ressonância acústica, fenômeno comum às lâmpadas de descarga em alta pressão, quando alimentadas em alta frequência, isto é, nas frequências comumente empregadas para reatores eletrônicos na alimentação de lâmpadas fluorescentes.

Várias técnicas, propostas na literatura, foram estudadas para garantir a não excitação do fenômeno da ressonância acústica, definindo-se a técnica de alimentar a lâmpada sob forma de onda quadrada em baixa frequência como sendo a mais confiável e, por isso, amplamente difundida entre os pesquisadores da área.

Na busca pelo projeto de um reator eletrônico adequado para alimentar a lâmpada sob forma de onda quadrada em baixa frequência e, desta forma, evitar a excitação do fenômeno da ressonância acústica, as características de impedância da lâmpada devem ser conhecidas, visando-se realizar um projeto adequado do reator eletrônico.

Por esta razão, no capítulo 3, um modelo de pequenos sinais da lâmpada HPS é obtido através da aquisição de resultados experimentais para diferentes frequências de modulação. O modelo obtido possibilita avaliar a interação reator-lâmpada.

O reator eletrônico convencional para a alimentação da lâmpada HPS, sob forma de onda quadrada em baixa frequência, possui três estágios de potência, o que denota um elevado número de interruptores controlados.

A solução de integração de estágios surge, portanto, como uma possibilidade de compactação do sistema, tornando-o mais simples, confiável, e reduzindo seu custo de

produção. Neste intuito, no capítulo 4, propõe-se uma metodologia de integração dos estágios de correção do fator de potência e de controle de potência para alimentação das lâmpadas HPS e, no capítulo 5, o projeto de todas as integrações é realizado em detalhes, onde ábacos de projeto são propostos para avaliar, principalmente, os esforços a que é submetido o interruptor compartilhado entre os estágios de potência. Os resultados experimentais obtidos neste capítulo demonstram a viabilidade das integrações propostas.

Ainda, no capítulo 6, o estudo comparativo realizado permite confrontar os resultados obtidos para cada topologia, em separado apresentados no capítulo 5.

As características de variação da resistência equivalente da lâmpada HPS durante o estágio de aquecimento (*warm-up*) e ao longo de sua vida útil, faz com que seja necessário propor uma metodologia de controle, capaz de atender aos requisitos de alimentação da lâmpada e, desta forma, propiciar um maior aproveitamento de sua vida útil. Portanto, no capítulo 7, apresenta-se o estudo teórico de uma metodologia de controle digital a ser aplicada aos reatores eletrônicos integrados propostos. A opção por um controle digital é ligada ao fato do mesmo propiciar a interligação de reatores eletrônicos através de uma rede de comunicação de dados, o que representa um grande benefício para os sistemas de iluminação pública.

De forma geral, o trabalho realizado procura abordar os aspectos da implantação de lâmpadas HPS no sistema de iluminação pública, desde o estudo da viabilidade econômica até o projeto final de reatores eletrônicos integrados.

Como proposta de continuação deste trabalho está à implementação prática da metodologia de controle teórica, projetando, ainda, fontes auxiliares de alimentação e proteções a fim de transformar os protótipos em produtos.



## REFERÊNCIAS

- [1] ALONSO, J. M. et al. **Evaluation of High-Frequency Sinusoidal Waveform Superposed with Third Harmonic for Stable Operation of Metal Halide Lamps.** IEEE Transactions on Industry Applications, v.41, p. 721-727, May 2005.
- [2] ALONSO, J. M.; DALLA COSTA, M. A.; RAMOS, J. A.; **Dynamic Modelling of Discharge Lamps Through Step Response.** Electronics Letters, v.41, p. 1078-1080, Sept. 2005.
- [3] ANDRÉ, A. S. **Sistema Eletrônico para Lâmpadas de Vapor de Sódio de Alta Pressão.** Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2003.
- [4] BATSCHAUER, A. L. **Projeto de Reatores Eletrônicos para Lâmpadas de Vapor de Sódio de Alta Pressão de 250W e 400W.** Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2002.
- [5] BIRCA-GALATEANU, S.; **Buck-Flyback DC-DC converter.** IEEE Transactions on Aerospace and Electronic System, v.24, p. 800-807, 1988.
- [6] BISOGNO F. E. et al. **A Boost Push-Pull Electronic Ballast with a Single Switch.** Annual Conference of IEEE Industrial Electronic Society, v.2, p. 971-976, 2000.
- [7] BISOGNO, F. E. **Topologia para Iluminação Fluorescente Utilizando Conversor Boost Push-Pull Integrado com um Único Interruptor.** Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2001.
- [8] CALDEIRA, P. et al. **Controller for a Gas Discharge Lamp with Variable Inverter Frequency and with Lamp Power and Bus Voltage Control.** US Patent Number, 5,623,187; 1997.
- [9] CANESIN C. A.; BARBI I. **A Novel Single-Phase ZCS-PWM High-Power-Factor Boost Rectifier.** IEEE Transactions on Power Electronics, v.14, p.629-635, 1999.
- [10] CERVI, M. **Rede de Iluminação Semicondutora para Aplicação Automotiva.** Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2005.

- [11] CHEN R. T.; CHEN Y. Y. **Single-Stage Push-Pull Boost Converter With Integrated Magnetics and Input Current Shaping Technique.** IEEE Transactions on Power Electronics, v.21, p. 1193-1203, 2006.
- [12] CHING, R. L.; KUAN, H. C.; CHIN, S. M. **Operating Characteristics of Small-Wattage Metal Halide Lamps with Square Wave Current from 50Hz to 50kHz.** Conference Records of Industry Applications Society Annual Meeting, v.2, p. 1030-1035, 2003.
- [13] CÓ, M. A. et al. **Microcontrolled Electronic Gear for Low Wattage Metal Halide (MH) and High-Pressure Sodium (HPS) Lamps.** Conference Records of Industry Applications Society Annual Meeting, v.3, p. 1863-1868, 2002.
- [14] COHEN, S. et al. **Heat Starting of High Pressure Sodium Lamp.** Journal Illumination Engineering Society, v.3, p. 330-335, 1974.
- [15] CORREA, A. F. **Estudo de Ignitores de Pulsos Superpostos para Lâmpadas de Vapor de Sódio de Alta Pressão.** Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, São Paulo, 2000.
- [16] DALLA COSTA M. A. et al. **A Novel Low-Cost Electronic Ballast to Supply Metal Halide Lamps.** Conference Records of Industry Applications Society Annual Meeting, v.2, p. 1198-1204, 2005.
- [17] DALLA COSTA M. A. et al. **Acoustic-Resonance Characterization of Low-Wattage Metal-Halide Lamps,** IEEE Transactions on Plasma Science, v.35, p.43-58, 2007.
- [18] DALLA COSTA, M. A. **Reator Eletrônico Auto-Oscilante com Alto Fator de Potência para Alimentação de Quatro Lâmpadas Fluorescentes Independentes.** Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2004.
- [19] DENG. E.; CUK, S. **Negative Incremental Impedance and Stability of Fluorescent Lamps.** Applied Power Electronics Conference and Exposition, v.2, p. 1050-1056, 1997.
- [20] EGERT, F. A.; **Reator Eletrônico Auto-Oscilante para uma Lâmpada de Vapor de Sódio de Alta Pressão.** Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2004.

- [21] ELETROBRÁS - Ministério de Minas e Energia. Programa RELUZ. Disponível em: <[http://www.eletronbras.com.br/EM\\_Programas\\_Reluz/default.asp](http://www.eletronbras.com.br/EM_Programas_Reluz/default.asp)>. Acesso: 15 jun. 2006.
- [22] EPRON, S. **Étude et Effets des Oscillations Acoustiques Dans Les Lampes à Décharge Haute Pression**. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Université Paul Sabatier (Toulouse III), Toulouse, França, 1999.
- [23] ERICKSON R. W.; MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals of Power Electronics**. 2nd ed. Kluwer Academic Publishers, United States of America, 1999.
- [24] FELLOWS, M. W. **A Study of the High Intensity Discharge Lamp – Electronic Ballast Interface**. Conference Records of Industry Applications Society Annual Meeting, v.2, p. 1043-1048, 2003.
- [25] GARCIA, J. G. et al. **New Control Strategy in Square-Wave Inverters for Low Wattage Metal Halide Lamps Supply to Avoid Acoustic Resonances**. Applied Power Electronics Conference and Exposition, v.2, p. 984-990, 2004.
- [26] GROOT, J.; VAN VLIET, J. **The High-Pressure Sodium Lamp**. 1st ed. Mac Millan Educational, London, 1986.
- [27] GULKO, M.; BEN-YAAKOV, S. **A MHz Electronic Ballast for Automotive Type HID Lamps**. Power Electronics Specialists Conference, v.1, p. 597-605, 1997.
- [28] HARRIS, J. B. **Electric Lamps, Past and Present**. IEE Engineering Science and Education Journal, p. 161-170, Agosto 1993.
- [29] HERRICK, P. R. **Mathematical Models for High-Intensity Discharge Lamps**. IEEE Transactions on Industry Applications, v.16, p. 648-654, Sept. 1980.
- [30] HEY H. L. **Apostila de Sistemas de Controle I**. Projeto Reenge, Departamento de Eletrônica e Computação, Universidade Federal de Santa Maria, 1997.
- [31] HSIEH, Y. C. et al. **Detection of Acoustic Resonance in Metal Halide Lamps**. IEEE International Symposium on Industrial Electronics, v.2, p. 881-885, 2001.
- [32] HU, Y. **Analysis and Design of High-Intensity-Discharge Lamp Ballast for Automotive Headlamp**. Dissertação (Master of Science in Electrical Engineering) – Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, 2001.
- [33] JANG Y.; DILLMAN D. L.; JOVANOVIC M. M. **A New Soft-Switched PFC Boost Rectifier with Integrated Flyback Converter for Stand-by Power**. IEEE Transactions on Power Electronics, v.21, p.66-72, 2006.

- [34] JONGERIUS, M. J.; RAS, A. J.; VREHEN, Q. H. **Optogalvanic Detection of Acoustic Resonances in a High-Pressure Sodium Discharge**. *Journal of Applied Physics*, v.55, p. 2685-2692, April 1984.
- [35] LASKAI, L.; ENJETI P. N.; PITEL, I. J. **White-Noise Modulation of High Frequency High Intensity Discharge Lamp Ballasts**. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v.34, p. 597-605, May 1998.
- [36] LASKOWSKI, E. L.; DONOGHUE, J. F. **A Model of Mercury Arc Lamp's Terminal V-I Behavior**. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v.17, p. 419-426, July 1981.
- [37] LIANG T. et al. **Investigation on Transient and Steady-State Characteristics with Electronic Ballast of Automotive HID Lamps**. *Power Electronics Specialists Conference*, v.4, p. 1651-1655, 2002.
- [38] MARCHESAN T. B. et al. **Integrated Zeta-Flyback Electronic Ballast to Supply High-Intensity Discharge Lamps**. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v.54, p.2918-2921, 2007.
- [39] MARCHESAN, T. B. et al. **Buck-Boost Push-Pull High Power Factor Electronic Ballast**. *Power Electronics Specialists Conference*, v.1, p. 457-462, 2003.
- [40] MARCHESAN, T. B. et al. **Double-Flyback Half-Bridge Electronic Ballast to Supply HPS Lamps**. *IEEE Industrial Electronics Society Annual Conference*, v.1, p.798-802, 2005.
- [41] MARQUES, L. S. B.; PERIN, A. J. **Boost Inverter Intended as a Solution to Drive a HID Lamp**. *Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência*, p. 618-621, 2003.
- [42] MARTIN, F. J. F. et al. **Analysis and Design of a High Power Factor, Single-Stage Electronic Ballast for High-Intensity Discharge Lamps**. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v.18, p.558 – 569, 2003.
- [43] MASATO, H. O. et al. **Megahertz Operation of Voltage-Fed Inverter for HID Lamps Using Distributed Constant Line**. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v.34, p. 747-751, May 1998.
- [44] MIAOSEN, S.; ZHAOMING, Q.; PENG, F. Z. **A Novel Two-Stage Acoustic Resonance Free Electronic Ballast for HID Lamps**. *Conference Records of Industry Applications Society Annual Meeting*, v.3, p. 1869-1874, 2002.

- [45] MORAIS, et al. **Avoidance in High Pressure Sodium Lamps Via Third Harmonic Injection in a PWM Inverter-Based Electronic Ballast.** IEEE Transactions on Power Electronics, v.22, May 2007.
- [46] MOSCHOPOULOS, G.; JAIN P. **Single-Phase Single-Stage Power-Factor Corrected Converter Topology.** IEEE Transactions on Industrial Electronics, v.52, p.23-35, 2005.
- [47] OLSEN, J.; MOSKOWITZ, W. P. **Detrimental Effect of a Small Amount of Ripple in a Metal Halide System.** Conference Records of Industry Applications Society Annual Meeting, v.3, p. 1581-1587, 2005.
- [48] PENG, H. et al. **Evaluation of Acoustic Resonance in Metal Halide (MH) Lamps and an Approach to Detect its Occurrence.** Conference Records of Industry Applications Society Annual Meeting, v.3, p. 2276-2283, 1997.
- [49] PERES A.; MARTINS D. C.; BARBI I. **ZETA Converter Applied in Power Factor Correction.** Power Electronics Specialists Conference, v.2, p.1152-1157, 1994.
- [50] PHUONG, T. H. **Electronic Ballast for a High Intensity Discharge Lamp with Automatic Acoustic Resonance Avoidance.** US Patent Number 5,942,860. Aug. 1999.
- [51] POMILIO J. A. **Pré-Reguladores de Fator de Potência (Apostila).** Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, Universidade Estadual de Campinas, 2004.
- [52] PONCE, M. et al. **High-Efficient Integrated Electronic Ballast for Compact Fluorescent Lamps.** IEEE Transactions on Power Electronics, v.21, p.532-542, 2006.
- [53] PRADO, R. N. **Projeto de Conversores estáticos (Apostila).** Departamento de Eletrônica de Potência e Controle, Universidade Federal de Santa Maria, 2003.
- [54] QIAN J.; ZHAO Q.; LEE F. C. **Single-Stage Single-Switch Power-Factor-Correction AC/DC Converters with DC-bus Voltage Feedback for Universal Line Applications.** IEEE Transactions on Power Electronics, v.13, 1998.
- [55] QIAO, C. M.; SMEDLEY K. M. **A Topology Survey of Single-stage Power Factor Corrector with a Boost Type Input-Current-Shaper.** IEEE Transactions on Power Electronics, v.16, p. 360-368, 2001.
- [56] REATTI A. **Low-Cost High Power-Density Electronic Ballast for Automotive HID Lamp.** IEEE Transactions on Power Electronics, v.15, p. 361-368, March 2000.

- [57] REDL R.; BALOGH L.; SOKAL N. O. **A New Family of Single-Stage Isolated Power-Factor Correctors with Fast Regulation of the Output Voltage.** Power Electronics Specialists Conference, p.1137-1144, 1994.
- [58] REDL, R.; PAUL, J. D. **A New High-Frequency and High Efficiency Electronic Ballast for HID Lamps: Topology, Analysis, Design, and Experimental Results.** Applied Power Electronics Conference and Exposition, v.1, p. 486-492, 1999.
- [59] RIBAS, J. et al. **Small Signal Dynamic Characterization of HID Lamps.** Conference Records of Industry Applications Society Annual Meeting, v.2, p. 1489-1493, 2002.
- [60] RICO-SECADES M., et al. **Low Cost Electronic Ballast for a 36-W Fluorescent Lamp Based on a Current-Mode-Controlled Boost Inverter for a 120-V DC Bus Power Distribution.** IEEE Transactions on Power Electronics, v.21, p.1099-1106, 2006.
- [61] SEIDEL, et al. **A Practical Comparison Among High-Power-Factor Electronic Ballast with Similar Ideas.** IEEE Transactions on Industry Applications, v.41, p. 1574-1583, Nov. 2005.
- [62] SHEN, M.; QIAN, Z.; PENG, F. Z. **Design a Two-Stage Low-Frequency Square-Wave Electronic Ballasts for HID Lamps.** IEEE Transactions on Industry Applications, v.39, p.424-430, March 2003.
- [63] SIMONETTI, D. S. L.; SEBASTIÁN, J.; UCEDA J. **The Discontinuous Conduction Mode Sepic and Cuk Power Factor Preregulators: Analysis and Design.** IEEE Transactions on Industrial Electronics, v.44, p. 630-637, Oct. 1997.
- [64] SINCERO G. C. R.; PERIN A. J. **High Pressure Sodium Lamp High Power Factor Electronic Ballasts Using AC-AC Converters.** IEEE Transactions on Power Electronics, v.22, p.804-814, 2007.
- [65] SINHA, D. N. **Acoustic Resonance Spectroscopy (ARS).** IEEE Potentials, v.11, p.10-13, 1992.
- [66] TSORNG-JUU, L. et al. **Investigation on Transient and Steady-State Characteristics with Electronic Ballast of Automotive HID Lamps.** Power Electronics Specialists Conference, v.4, p. 1651-1655, 2002
- [67] WAKABAYASHI F. T.; CANESIN C. A. **Dimmable Electronic Ballast with High Power Factor Sepic Preregulator, for Multiple Tubular Fluorescent Lamps.** Power Electronics Specialists Conference, v.5, p.4043-4049, 2004.

- [68] WANG, C. M. **A Novel Single-Switch Single-Stage Electronic Ballast with High Input Power Factor.** IEEE Transactions on Power Electronics, v.22, May 2007.
- [69] WEI, Y.; HO, Y. K. E.; HUI, S. Y. R. **Stability Study and Control Methods for Small-Wattage High-Intensity-Discharge (HID) Lamps.** IEEE Transactions on Industry Applications, v.37, p. 1522-1530, Sept. 2001.
- [70] WU T. F.; CHEN Y. K. **A Systematic and Unified Approach to Modeling PWM DC/DC Converters Based on the Graft Scheme.** IEEE Transactions on Industrial Electronics, v.45, p.88-98, 1998.
- [71] WU T. F.; CHEN Y. K. **Analysis and Design of an Isolated Single-Stage Converter Achieving Power-Factor Correction and Fast Regulation.** IEEE Transactions on Industrial Electronics, v.46, p.759-767, 1999a.
- [72] WU T. F.; CHEN Y. K. **Modeling of Single-Stage Converters With High Power Factor and Fast Regulation.** IEEE Transactions on Industrial Electronics, v.46, p.585-593, 1999b.
- [73] YAN, W; HUI S. Y. **An Improved High-Intensity Discharge Lamp Model Including Acoustic Resonant Effect on the Lamp Arc Resistance.** IEEE Transactions on Power Electronics, v.19, p. 1661-1667, Nov. 2004.
- [74] YANG, Y.; QIAN, Z.; WU, X. **A Novel Single-Stage Low-Frequency Square-Wave Electronic Ballast for Metal Halide Lamps.** Applied Power Electronics Conference and Exposition, v.2, p. 1048-1052, 2005.
- [75] YOUN, Y. S.; CHO, G. H. **Regenerative Signal Amplifying Gate Driver of Self-Excited Electronic Ballast for High Pressure Sodium (HPS) Lamp.** Power Electronics Specialists Conference, p. 993-998, 1996.
- [76] ZHOU, J.; MA, L.; QIAN, Z. **A Novel Method for Testing Acoustic Resonance of HID Lamps.** Applied Power Electronics Conference and Exposition, v.1, p. 480-485, 1999.

## PUBLICAÇÕES DO AUTOR

---

- [1] MARCHESAN, T. B., COSTA, M. A. D., ALONSO, J. M., PRADO, R. N. **Integrated Zeta-Flyback Electronic Ballast to Supply High Intensity Discharge Lamps.** IEEE Transactions on Industrial Electronics. , v.54, p. 2918 – 2921, 2007.
- [2] MARCHESAN, T. B., SEIDEL, Á. R., BISOGNO, F. E., PRADO, R. N. **A practical comparison among high-power-factor electronic ballasts with similar ideas.** IEEE Transactions on Industry Applications. , v.41, p.1574 - 1583, 2005.
- [3] MARCHESAN, T. B., SEIDEL, Á. R., BISOGNO, F. E., PRADO, R. N. **Comparativo entre Reatores com Alto Fator de Potência para a Iluminação Fluorescente.** Revista Brasileira de Eletrônica de Potência (SOBRAEP). , v.8, p.9 - 16, 2003.
- [4] DALLA COSTA, M. A., ALONSO, M. A., MARCHESAN, T. B., CERVI, M., PRADO, R. N. **Generalized Analysis and Comparison of High-Power-Factor Integrated Topologies to Supply Metal Halide Lamps with Low Frequency Square Waveform.** IEEE Industry Applications Conference Annual Meeting, v.1. p.484-489, 2007.
- [5] CERVI, M., MARCHESAN, T. B., CAMPOS, A., PRADO, R. N. **A Comparative Analysis of HID Lamp Electronic Ballasts Based on Differential Connection of Two DC-DC Converters.** IEEE Industry Applications Conference Annual Meeting, v.1. p.457-462, 2007.
- [6] MARCHESAN, T. B., DALLA COSTA, M. A., ALONSO, M., PRADO, R. N. **Analysis and Design of the Integrated Zeta-Flyback Converter as a High-Power-Factor Electronic Ballast for HID Lamps.** IEEE Industry Applications Conference Annual Meeting, v.1. p.3047-3052, 2007.
- [7] MARCHESAN, T. B., DALLA COSTA, PERDIGÃO, M., M. A., ALONSO, M., PRADO, R. N. **Two Flyback-Based Integrated Converters for the Implementation of LFSW Electronic Ballasts.** IEEE Industry Applications Conference Annual Meeting, v.1. p.463-470, 2007.



- [8] PINTO, R. A., COSTA, R. E., MARCHESAN, T. B., CAMPOS, A., PRADO, R. N. **Power Control of HPS Lamps in a Public Lighting System with Remote Management.** IX Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência, v.1, p. 227-232, 2007.
- [9] KIRSTEN, L. A., PIAZZA J., MARCHESAN, T. B., CERVI, M., CAMPOS, A., PRADO, R. N. **Electronic Ballast to Supply HPS Lamps with Low Frequency Square Waveform in Public Lighting Systems.** IX Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência, v.1, p. 204-208, 2007.
- [10] TOMM, F. L., MARCHESAN, T. B., CAMPOS, A., PRADO, R. N. **A Chopper-based Electronic Ballast to Supply HID Lamps.** IX Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência, v.1, p. 79-84, 2007.
- [11] MARCHESAN, T. B., DALLA COSTA, PERDIGÃO, M., M. A., ALONSO, M., PRADO, R. N. **Analysis and Design of Two Flyback-Based Integrated Converters for the Implementation of LFSW Electronic Ballasts.** IX Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência, v.1, p. 71-78, 2007.
- [12] MARCHESAN, T. B., DALLA COSTA, M. A., ALONSO, M., PRADO, R. N. **Integrated Zeta-Flyback Converter as a High-Power-Factor Electronic Ballast Designed to Supply HID Lamps.** IX Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência, v.1, p. 65-70, 2007.
- [13] CERVI, M., MARCHESAN, T. B., CAMPOS, A., PRADO, R. N. **Electronic Ballast to Supply HID Lamps Based on Differential Connection of Two DC/DC Converters.** IEEE Industry Applications Conference Annual Meeting, v.3. p.1081 – 1085, 2006
- [14] MARCHESAN, T. B., CERVI, M., CAMPOS, A., PRADO, R. N. **A Family of Electronic Ballasts Integrating Power Factor Correction and Power Control Stages to Supply HPS Lamps.** IEEE Industry Applications Conference Annual Meeting, v.3. p.1107 – 1112, 2006.
- [15] CERVI, M., MARCHESAN, T. B., MOREIRA, M., CAMPOS, A., PRADO, R. N. **Electronic Ballast Based on Differential Connection to Supply HID Lamps.** Congresso Brasileiro de Automática, v.1. p.2129 – 2133, 2006.
- [16] CERVI, M., MARCHESAN, T. B., MOREIRA, M., CAMPOS, A., PRADO, R. N. **Electronic Ballast Based on Differential Connection to Supply HID Lamps.** Congresso Brasileiro de Automática, v.1. p.2129 – 2133, 2006.

- [17] MARCHESAN, T. B., CERVI, M., CAMPOS, A., PRADO, R. N. **Power Factor Correction and Power Control Stages Integration to Supply HPS Lamps.** Seminário Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación, v.1, 2006
- [18] MARCHESAN, T. B., PAPPIS, D., CERVI, M., CAMPOS, A., PRADO, R. N. **An Electronic Ballast to Supply Automotive HID Lamps in Low Frequency Square Waveform.** IEEE Industry Society Application Annual Meeting, 2005.
- [19] MARCHESAN, T. B., PAPPIS, D., PINTO, R. A., COSTA, R. E., CAMPOS, A., PRADO, R. N. **Double-flyback half-bridge electronic ballast to supply HPS lamps.** IEEE Industry Society Application Annual Meeting, 2005.
- [20] MARCHESAN, T. B., SILVA, M. F., PAPPIS, D., COSTA, R. E., CAMPOS, A., PRADO, R. N. **Low Frequency High Power Factor Electronic Ballast to Supply HPS Lamps** VIII Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência, 2005.

Para demais publicações do autor acessar o currículo Lattes.

## APÊNDICE A

### RESULTADOS EXPERIMENTAIS PARA LÂMPADAS DE MULTI-VAPOR METÁLICO DE 35W

#### A.1 – Especificações de projeto

Na tabela A.1 são mostradas as especificações de projeto para os resultados experimentais dos reatores *BFIB-SC*, *BFIB-ST* e *ZFIB*.

**TABELA A.1**  
ESPECIFICAÇÕES DE PROJETO

TENSÃO DA REDE DE ALIMENTAÇÃO	110 V RMS, 50Hz
LÂMPADA MH	35W PHILIPS MASTER COLOUR CDM-T
FREQÜÊNCIA DE OPERAÇÃO DOS CONVERSORES INTEGRADOS	80 kHz
FREQÜÊNCIA DE OPERAÇÃO DO ESTÁGIO INVERSOR	400 Hz
TENSÃO DO CAPACITOR DE BARRAMENTO ( $V_b$ )	100V
RAZÃO CÍCLICA ( $D$ )	0,4

Para estas especificações de projeto,  $m \leq 2$ , e, portanto, a corrente no interruptor compartilhado é a maior entre as correntes do estágio de correção do fator de potência e do estágio de controle de potência a cada instante.

A relação  $\alpha$ , de acordo com as especificações de projeto, é definida na figura A.1.

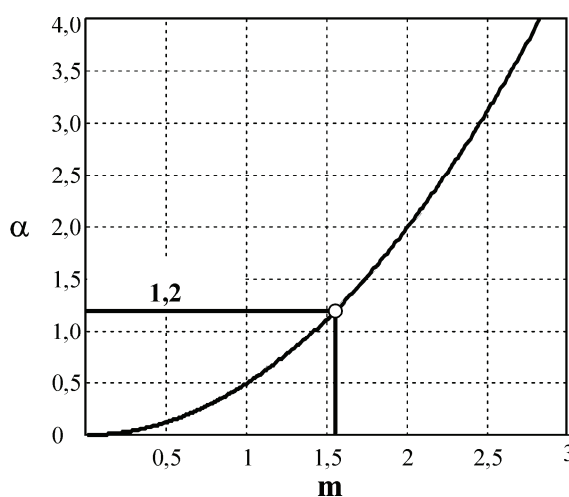
#### A.2 – Reatores eletrônicos *BIFIB-SC* e *BFIB-ST*

Os ábacos de projeto para a tensão máxima de bloqueio e corrente eficaz no interruptor compartilhado  $S_I$  são apresentados para as configurações *BFIB-SC* e *BIFIB-ST*, respectivamente, nas figuras A.2 e A.3.

Os valores das indutâncias e capacitâncias para este projeto são apresentados na tabela A.2.

**TABELA A.2**  
VALORES DAS INDUTÂNCIAS E CAPACITÂNCIAS EMPREGADAS NO PROJETO

$L_{F1}=L_{F2}$	278 $\mu$ H
$L_{FLY\_1}$	232 $\mu$ H
$L_{FLY\_2}=L_{FLY\_3}$	348 $\mu$ H
$C_b$	100 $\mu$ F
$C_{1-2}$	220nF



**Figura A.1** – Relação  $\alpha$  versus  $m$  para os reatores *BFIB-SC*, *BFIB-ST* e *ZFIB*.

Os resultados experimentais mostrados nas figuras que seguem, validam a implementação das topologias integradas *BFIB-SC* e *BFIB-SC* para a alimentação de uma lâmpada MH de 35 W.

Nas figuras A.4, A.5, A.6 e A.7, as características de entrada e de saída de ambas as topologias são apresentadas; o fator de potência medido é de 0,996.

Na figura A.8 pode ser observado que a soma das correntes entre os dois estágios de potência circula pelo interruptor  $S_1$  (*BFIB-SC*), e não apenas a maior delas como mostra a figura A.9, para a configuração *BFIB-ST*. A tensão máxima de bloqueio no interruptor compartilhado para ambas as configurações é mostrada nas figuras A.10 e A.11 e mostram estar de acordo com a previamente definida através dos ábacos de projeto.

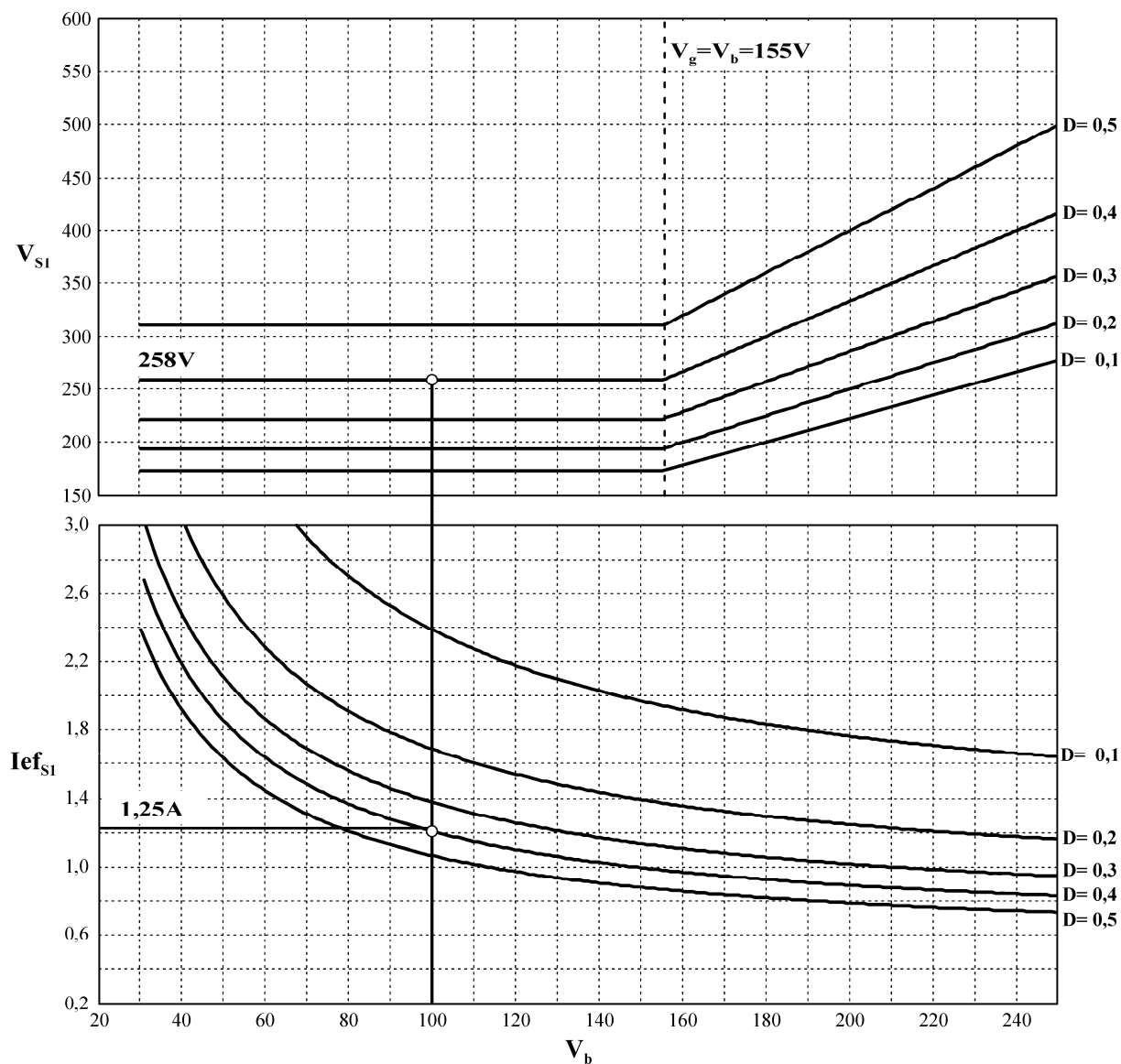
O interruptor compartilhado utilizado em ambas as topologias é o *MOSFET IRFPE50*, obtendo-se um rendimento de 81% para a topologia *BFIB-SC* e 85% para a topologia *BFIB-*

*ST*. As perdas no interruptor compartilhado, medidas através de resultados de simulação, para ambas as topologias, são apresentadas na tabela A.3.

O menor rendimento da configuração *BFIB-SC* é explicado através dos resultados da tabela A.3, devido as maiores perdas em condução no interruptor  $S_1$ .

**TABELA A.3**  
PERDAS MEDIDAS NO INTERRUPTOR  $S_1$  ATRAVÉS DE RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

TOPOLOGIA	PERDAS EM CONDUÇÃO	PERDAS EM COMUTAÇÃO
BFIB-SC	1,88 W	0,22 W
BFIB-ST	0,66 W	0,49 W



**Figura A.2** – Ábacos de projeto da topologia para o interruptor compartilhado da topologia *BFIB-SC*.

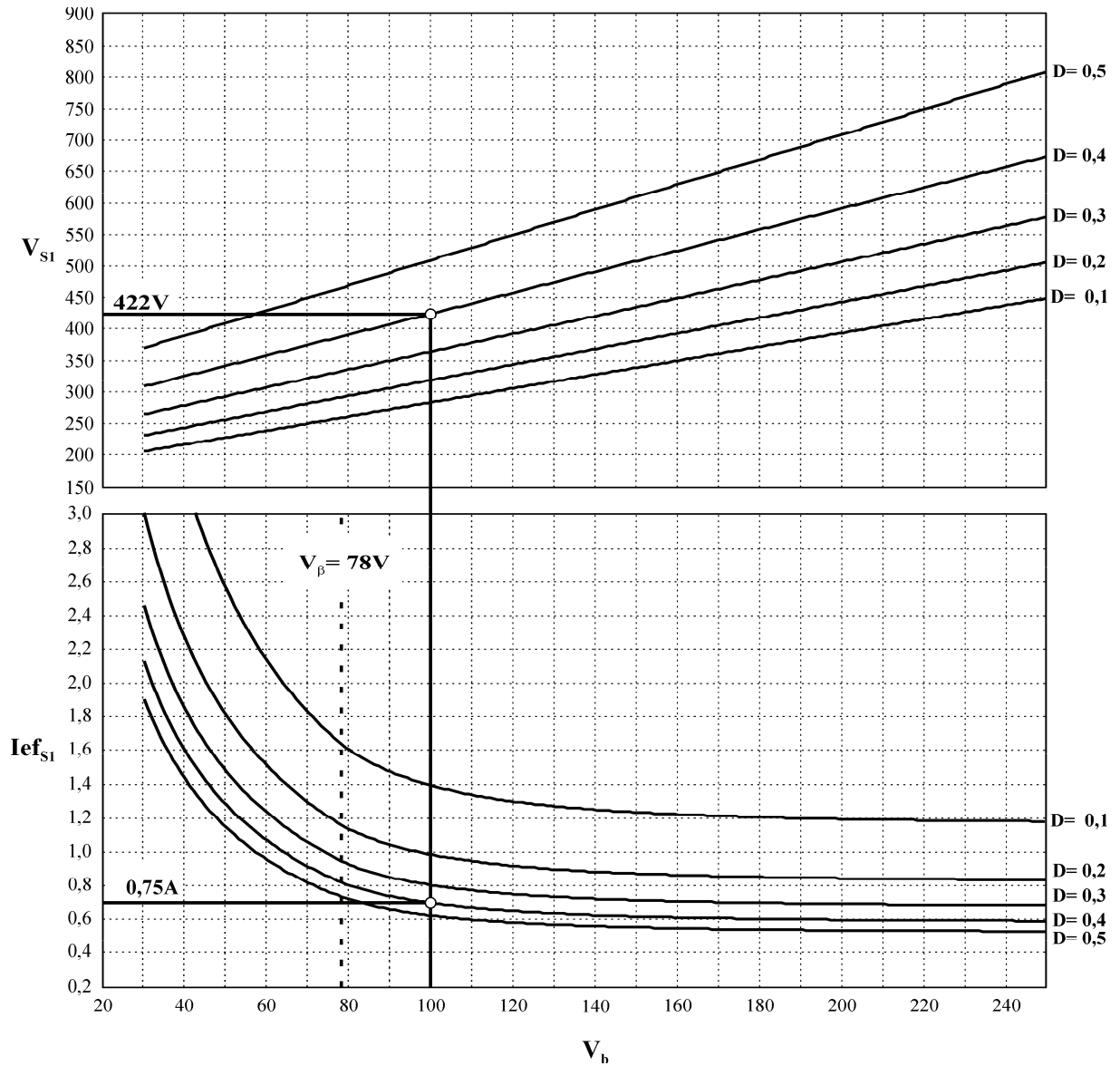


Figura A.3 – Ábacos de projeto da topologia para o interruptor compartilhado da topologia *BFIB-ST*.

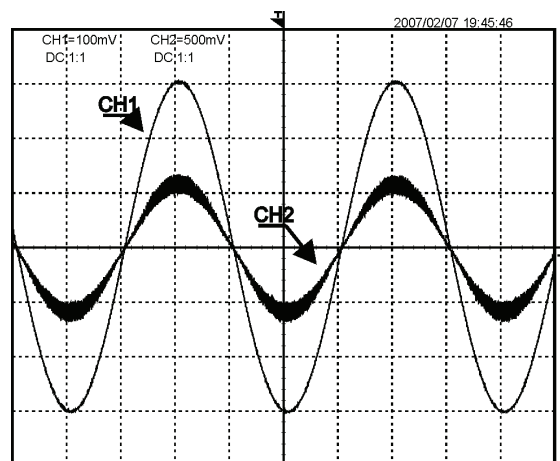


Figura A.4 – Tensão (CH1- 50V/div) e corrente (CH2- 500mA/div) de entrada, 5ms – *BFIB-SC*.

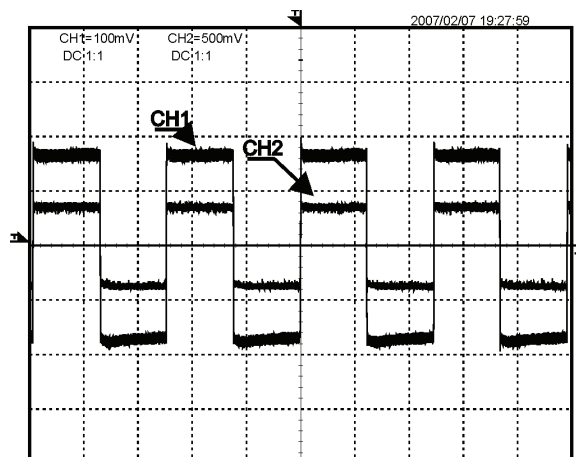


Figura A.5 – Tensão (CH1- 50V/div) e corrente (CH2- 500mA/div) na lâmpada, 1ms – *BFIB-SC*.

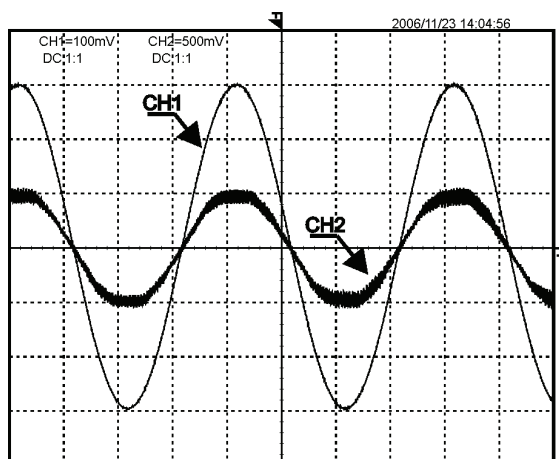


Figura A.6 – Tensão (CH1- 50V/div) e corrente (CH2- 500mA/div) de entrada, 5ms – *BFIB-ST*.

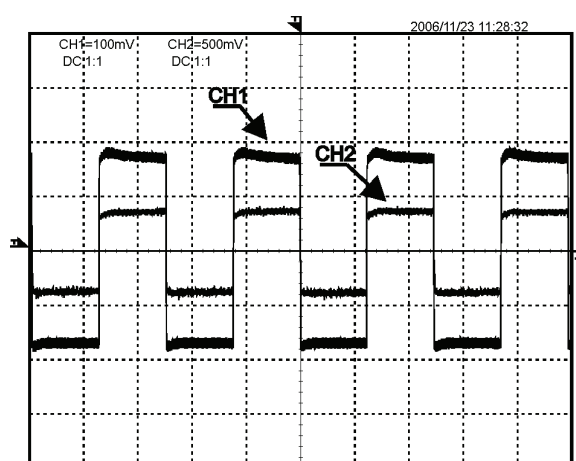
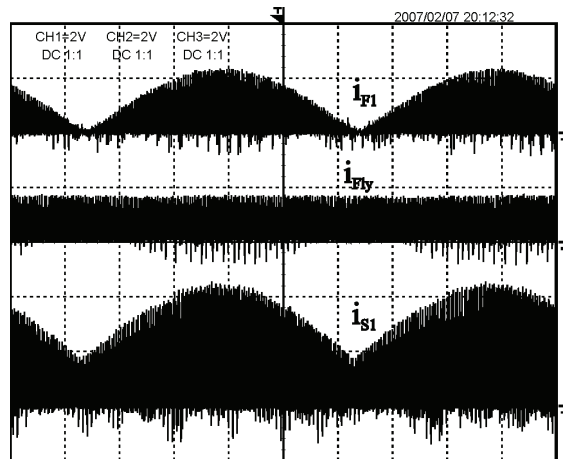
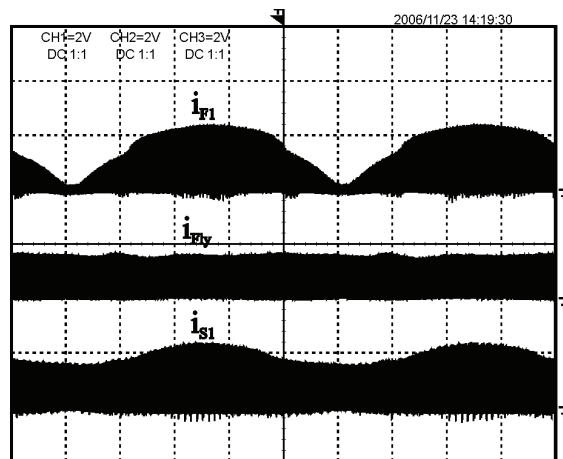


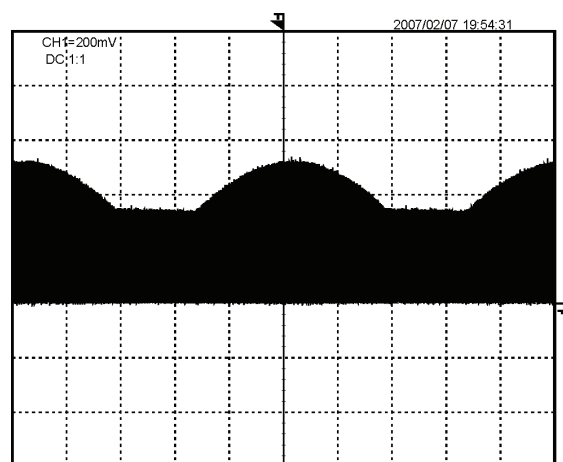
Figura A.7 – Tensão (CH1- 50V/div) e corrente (CH2- 500mA/div) na lâmpada, 1ms – *BFIB-ST*.



**Figura A.8** – Correntes: Estágio PFC ( $i_{F1} - 2A/div$ ), estágio PC ( $i_{Fly} - 2A/div$ ) e no interruptor ( $i_{S1} - 2A/div$ ),  
2ms – *BFIB-SC*.



**Figura A.9** – Correntes: Estágio PFC ( $i_{F1} - 2A/div$ ), estágio PC ( $i_{Fly} - 2A/div$ ) e no interruptor ( $i_{S1} - 2A/div$ ),  
2ms – *BFIB-ST*.



**Figura A.10** – Tensão (100V/div) no interruptor compartilhado  $S_1$ , 2ms – *BFIB-SC*.



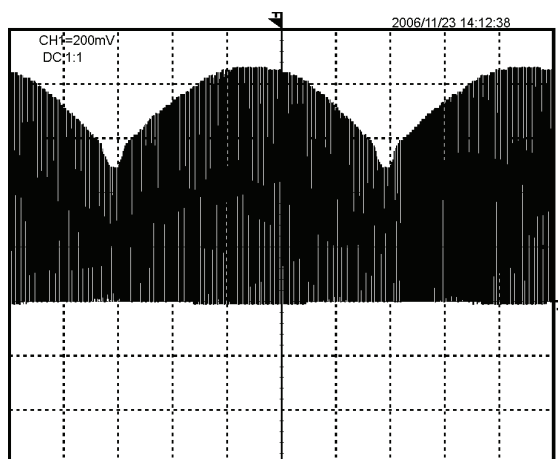


Figura A.11 – Tensão (100V/div) no interruptor compartilhado  $S_1$ , 2ms – *BFIB-ST*.

### A.3 – Reator eletrônico *ZFIB*

Os valores das indutâncias e capacitâncias para este projeto são apresentados na tabela A.4.

TABELA A.4

VALORES DAS INDUTÂNCIAS E CAPACITÂNCIAS EMPREGADAS NO PROJETO

$L_{Z1}$	362 $\mu$ H
$L_{Z2}$	1mH
$L_{FLY\_1}$	232 $\mu$ H
$L_{FLY\_2} = L_{FLY\_3}$	348 $\mu$ H
$C_b$	100 $\mu$ F
$C_{1-2}$	220nF

Os valores teóricos da tensão de bloqueio e da corrente eficaz no interruptor  $S_1$  são calculados através do ábaco da figura A.12.

Com o intuito de comprovar o funcionamento do reator *ZFIB* para alimentação de uma lâmpada MH de 35W, são apresentados os resultados experimentais que seguem.

A figura A.13 mostra a tensão e a corrente de entrada, onde um fator de potência de 0,998 é medido. Na figura A.14 mostra-se a tensão e a corrente na lâmpada (400Hz).

A corrente no interruptor compartilhado é apresentada na figura A.15. Como pode ser visualizado através desta figura, a corrente no interruptor  $S_1$  é sempre a maior entre os

estágios de potência integrados. A corrente e a tensão, em detalhe, no interruptor  $S_1$  são mostradas na figura A.16.

Nas figuras A.17 e A.18 são mostradas, respectivamente, as correntes nos indutores do conversor Zeta ( $L_{Z1}$  e  $L_{Z2}$ ) e a tensão de barramento ( $V_b$ ).

O indutor  $L_{Z2}$  é projetado para uma variação máxima da corrente em alta frequência de 800mA.

O rendimento elétrico medido para este projeto é de 83%.

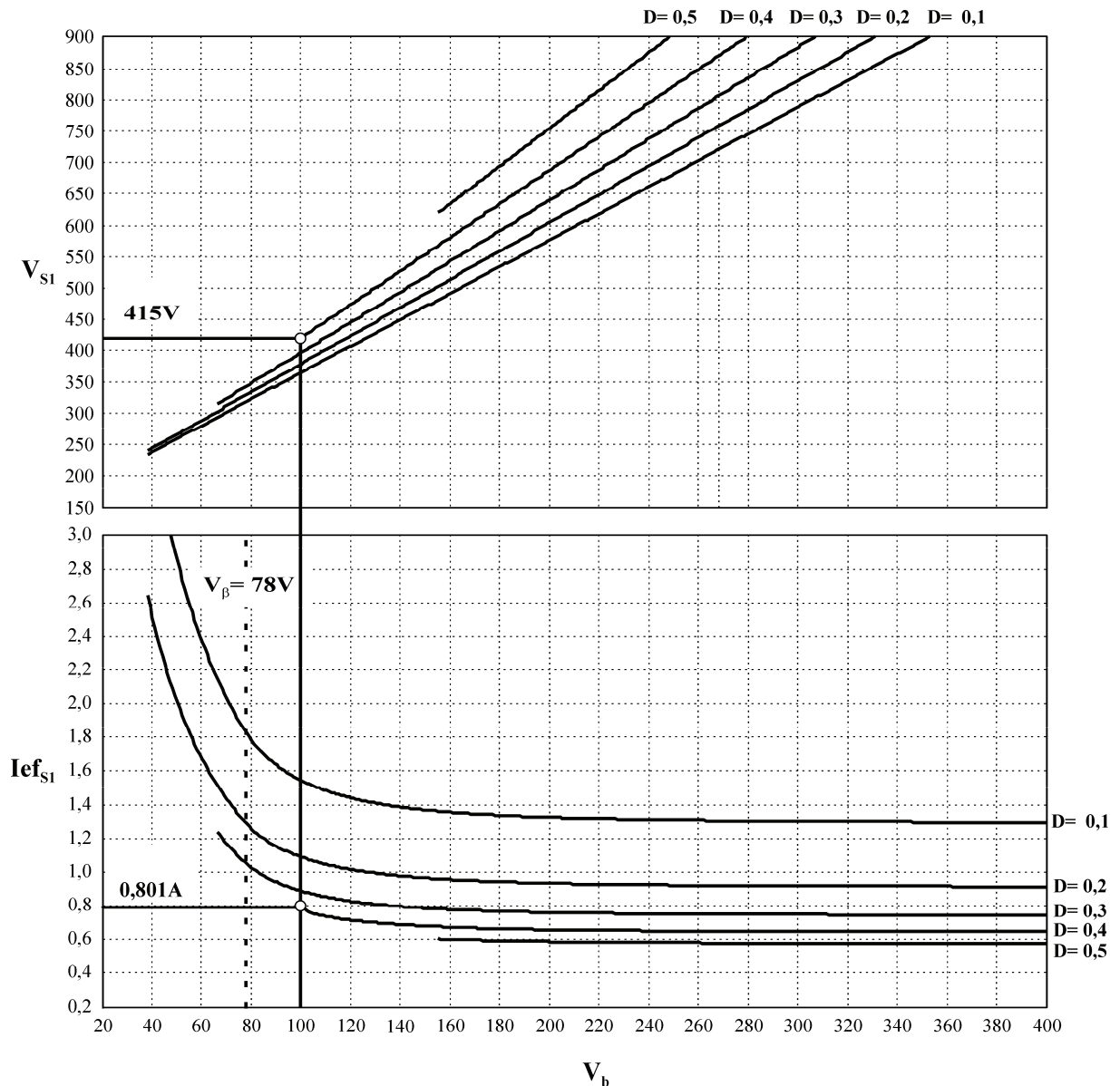


Figura A.12 – Ábacos de projeto da topologia para o interruptor compartilhado da topologia ZFIB.

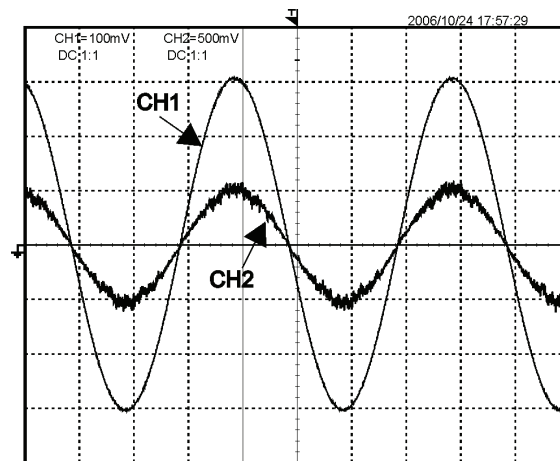


Figura A.13 – Tensão (CH1- 50V/div) e corrente (CH2- 500mA/div) de entrada, 5ms.

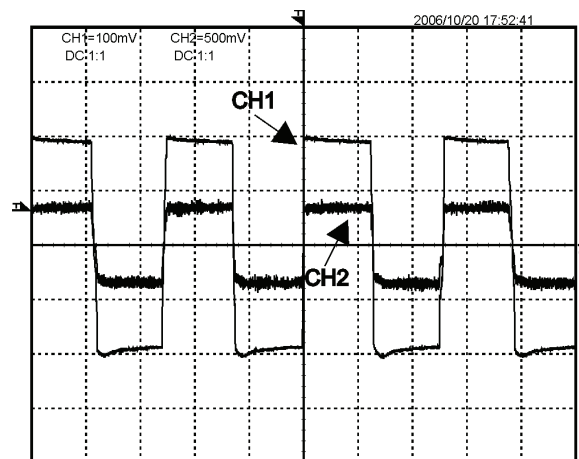


Figura A.14 – Tensão (CH1- 50V/div) e corrente (CH2- 500mA/div) na lâmpada, 1ms.

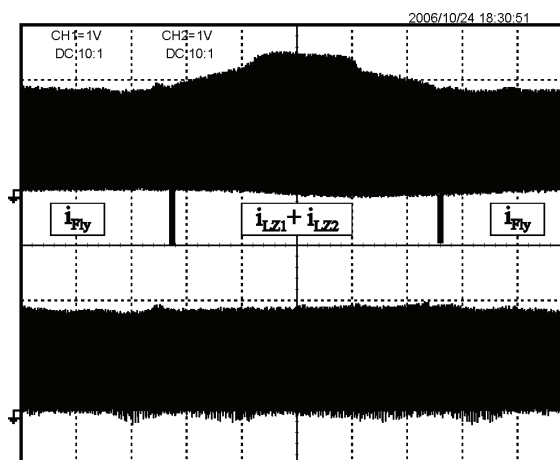


Figura A.15 – Corrente no interruptor compartilhado (traço superior – 1A/div) e corrente no primário do conversor *Flyback* (traço inferior- 1A/div), 1ms.

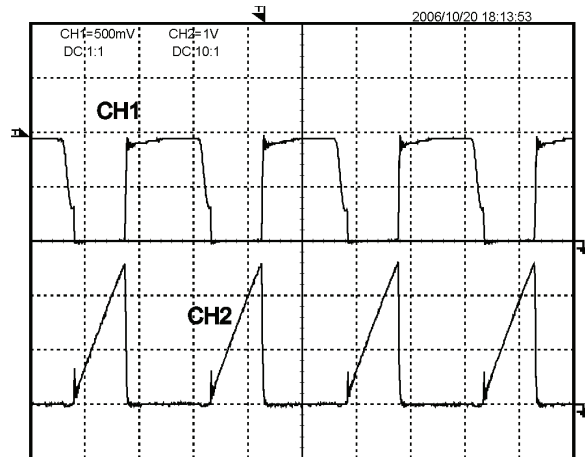


Figura A.16 – Tensão (CH1- 250V/div) e corrente (CH2- 1A/div) no interruptor compartilhado, 5 $\mu$ s.

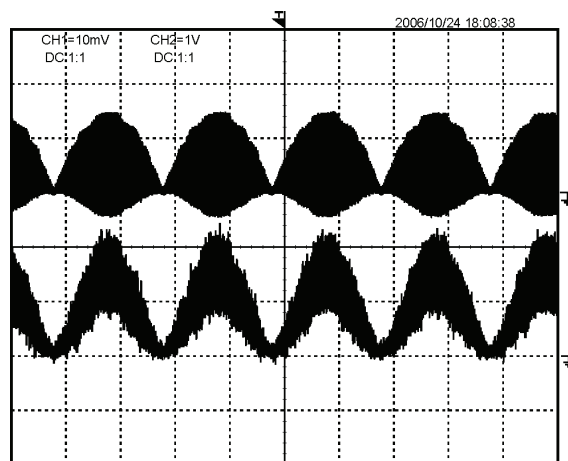


Figura A.17 – Corrente no indutor  $L_{Z1}$  (traço superior – 1A/div) e  $L_{Z2}$  (traço inferior- 500mA/div), 5ms.

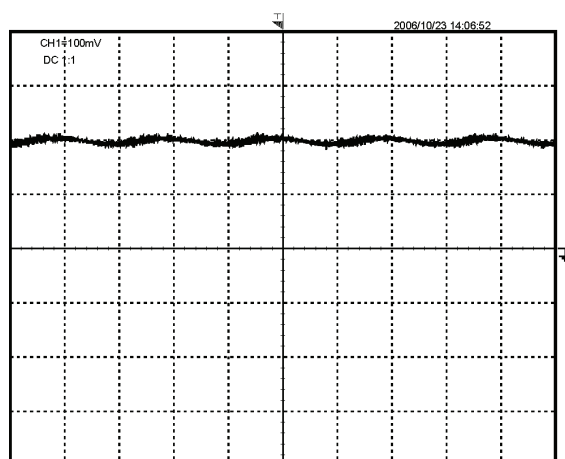


Figura A.18 – Tensão (50V/div) no capacitor de barramento ( $C_b$ ), 5ms.