

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

**DESENVOLVIMENTO DE UMA FAMÍLIA DE
REATORES ELETRÔNICOS PARA LÂMPADAS DE
MULTIVAPOR METÁLICO EMPREGANDO A TÉCNICA
DE CONEXÃO DIFERENCIAL DE CONVERSORES
CC/CC**

TESE DE DOUTORADO

Murilo Cervi

Santa Maria, RS, Brasil

2009

**DESENVOLVIMENTO DE UMA FAMÍLIA DE REATORES
ELETRÔNICOS PARA LÂMPADAS DE MULTIVAPOR
METÁLICO EMPREGANDO A TÉCNICA DE CONEXÃO
DIFERENCIAL DE CONVERSORES CC/CC**

por

Murilo Cervi

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

2009

© 2009

Todos os direitos autorais reservados a Murilo Cervi. A reprodução de partes ou do todo deste trabalho só poderá ser feita mediante autorização por escrito do autor.

Endereço: Rua Coronel Bicaco, n. 377, Bairro Centro, Catuípe, RS, 98770-000

Fone (0xx)55 3336-1250; End. Eletr: cervi@ieee.org, murilo.cervi@gmail.com

**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

**DESENVOLVIMENTO DE UMA FAMÍLIA DE REATORES
ELETRÔNICOS PARA LÂMPADAS DE MULTIVAPOR METÁLICO
EMPREGANDO A TÉCNICA DE CONEXÃO DIFERENCIAL DE
CONVERSORES CC/CC**

elaborada por
Murilo Cervi

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

COMISSÃO EXAMINADORA:

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

Alexandre Campos, Ph.D. (UFSM)
(Co-Orientador)

Alysson Raniere Seidel, Dr. (UFSM)

Mário Lúcio da Silva Martins, Dr. (UTFPR)

Marco Antônio Dalla Costa, Dr. (UCS)

Santa Maria, 25 de fevereiro de 2009.

Aos meus pais,
Antônio Lucídio e Lenir Maria,
por minha vida e formação moral.
Pelo apoio, carinho e por me ensinarem na prática,
a cada dia, o real valor da honestidade,
do caráter, do amor e do respeito.

A meus irmãos,
Jacson Roberto e Fabiano,
E às minhas cunhadas,
Taciana e Aline.

Pelo apoio, incentivo e amizade incondicionais, e
por amenizarem meus momentos de dúvidas e incertezas.

AGRADECIMENTOS

Ao Professor Ricardo Nederson do Prado pelo incentivo, orientação e grande amizade que dele recebi durante o transcorrer destes anos. Pelos valiosos conselhos e por elevar minha auto-estima sempre que necessário, e fazer acreditar em mim mesmo.

Ao Professor Alexandre Campos pela dedicação na co-orientação neste trabalho e pela amizade desenvolvida no transcorrer desse período.

Ao professor José Marcos Alonso Álvarez e aos demais amigos da *Universidad de Oviedo*, na Espanha, pelo apoio e dedicação durante os seis meses em que realizei meu estágio de doutorado naquela instituição, e pela amizade que construímos.

Aos professores de graduação e pós-graduação em Engenharia Elétrica da UFSM, pelas valiosas contribuições prestadas na minha formação profissional.

Aos funcionários do NUPEDDE e da secretaria do PPGEE, pela dedicação no auxílio à realização de muitos trabalhos.

Ao colega Tiago Bandeira Marchesan, pela forte amizade que construímos no decorrer desses anos de convivência diária, pelo apoio prestado tanto no quesito pessoal quanto no profissional, e pela participação direta e contribuições a esta tese de doutorado.

Aos colegas do GEDRE Douglas Pappis, Rafael Adaime Pinto, Rafael Eduardo da Costa, Álysson Raniere Seidel, Gustavo Weber Denardin, Marcelo Freitas, Fabio Tomm, Mauro C. Moreira, Alessandro de Oliveira, e a todos os demais colegas e amigos que fizeram e fazem parte deste grupo, pelo companheirismo, amizade e troca de conhecimentos.

Aos professores membros da banca de meu exame de qualificação e da banca de minha defesa final, que prestaram valiosas contribuições a este trabalho.

À Universidade Federal de Santa Maria, à CAPES e ao CNPq, por proporcionarem excelentes condições de trabalho e pelo suporte financeiro no decorrer desse período.

“Ler fornece ao espírito
materiais para o conhecimento,
mas só o pensar faz nosso o que lemos.”

John Locke

RESUMO

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

DESENVOLVIMENTO DE UMA FAMÍLIA DE REATORES ELETRÔNICOS PARA LÂMPADAS DE MULTIVAPOR METÁLICO EMPREGANDO A TÉCNICA DE CONEXÃO DIFERENCIAL DE CONVERSORES CC/CC

AUTOR: MURILO CERVI

ORIENTADOR: RICARDO NEDERSON DO PRADO

Data e Local da Defesa: Santa Maria, 25 de fevereiro de 2009.

Esse trabalho apresenta e analisa uma nova família de reatores eletrônicos capazes de acionar lâmpadas de multivapor metálico com tubo de descarga cerâmico. Essas lâmpadas apresentam, dentre as lâmpadas de descarga em alta pressão, a melhor qualidade do fluxo luminoso, além de se tratar de lâmpadas compactas, caracterizando-as como uma ótima alternativa a ser aplicada em sistemas de iluminação de ambientes interiores. As características das lâmpadas de descarga em alta pressão, com relação ao acionamento e controle, são avaliadas, e uma alternativa é apresentada para se alimentar tais lâmpadas de forma segura e confiável, através da utilização de conversores CC/CC operando em alta frequência para alimentar a lâmpada com uma tensão quadrada, simétrica e em baixa frequência. Dessa forma, uma família de reatores eletrônicos é apresentada, sendo que todas as topologias são derivadas da técnica de conexão diferencial de conversores CC/CC bidirecionais. O estudo de todos os sistemas propostos e implementados tem por finalidade caracterizar as principais vantagens e desvantagens do emprego de cada topologia apresentada, com relação ao dimensionamento de componentes e limitações impostas por cada topologia.

Palavras-chaves: Conexão diferencial de conversores CC/CC, 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

DESENVOLVIMENTO DE UMA FAMÍLIA DE REATORES ELETRÔNICOS PARA LÂMPADAS DE MULTIVAPOR METÁLICO EMPREGANDO A TÉCNICA DE CONEXÃO DIFERENCIAL DE CONVERSORES CC/CC

**(DEVELOPMENT OF AN ELECTRONIC BALLAST FAMILY TO SUPPLY
METAL HALIDE LAMPS USING DIFFERENTIAL CONNECTION OF
DC/DC CONVERTERS)**

AUTHOR: MURILO CERVI
ADVISOR: RICARDO NEDERSON DO PRADO
Place and Date: Santa Maria, February 25, 2009.

This work presents and analyzes a new family of electronic ballasts to supply metal halide lamps applied to interior lighting systems. These lamps present the best light quality among the high intensity discharge lamps, and its compactness results a good choice for interior lighting systems application. The electrical characteristics of the high intensity discharge lamps are evaluated, and it is presented an alternative for supplying these lamps in a safe and reliable way. This alternative consists of using high frequency DC/DC converters in order to supply the lamp with a low frequency, symmetrical square waveform. A family of electronic ballasts is presented, which all the topologies are obtained from the differential connection of DC/DC converters. The analysis of these proposed and designed systems brings the main advantages and disadvantages of using each topology, related both to the components design and to the restrictions implied by each topology.

Keywords: Differential connection of DC/DC converters, High intensity discharge lamps, electronic ballast, acoustic resonance.

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

DC	<i>Direct current</i>	(Corrente contínua)
EMI	<i>Electromagnetic interference</i>	(Interferência eletromagnética)
HID	<i>High Intensity Discharge</i>	(descarga em alta pressão)
HPS	<i>High Pressure Sodium</i>	(Vapor de sódio, em alta pressão)
IRC	Índice de reprodução de cores	
LED	<i>Light Emitting Diode</i>	(Diodo emissor de luz)
Lm	lumens	
MH	<i>Metal Halide</i>	(Multivapor metálico)
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>	(Modulação por largura de pulsos)
UPS	<i>Uninterrupted Power Source</i>	(Fonte ininterrupta de energia)

LISTA DE SÍMBOLOS

V_a	Tensão de saída de um conversor bidirecional polarizado de forma direta
V_b	Tensão de saída de um conversor bidirecional reversamente polarizado
V_{LAMP}	Tensão na lâmpada
I_{LAMP}	Corrente na lâmpada
V_{in}	Tensão contínua de alimentação de um conversor
V_{C1}	Tensão no capacitor de saída C_1
V_{C2}	Tensão no capacitor de saída C_2
L_{IG}	Indutância do enrolamento secundário do ignitor
D	Razão cíclica
D_{max}	Razão cíclica máxima
$\Delta_1-\Delta_4$	Parcela do período de comutação referente à condução dos diodos antiparalelos dos interruptores S_1-S_4
T_S	Período de comutação
f_S	Freqüência de comutação
L_{1-4}	Indutâncias utilizadas nos conversores
I_{L1-L4}	Correntes médias nos indutores L_1-L_4
L_P, L_{P1-P2}	Indutâncias dos enrolamentos primários dos transformadores flyback
L_S, L_{S1-S2}	Indutâncias dos enrolamentos secundários dos transformadores flyback
ω_{R3}	Freqüência de ressonância entre um capacitor e um indutor.

SUMÁRIO

INTRODUÇÃO	1
-------------------------	----------

Capítulo 1

LÂMPADAS DE DESCARGA EM ALTA PRESSÃO E

SISTEMAS DE ALIMENTAÇÃO	6
1.1 Introdução	6
1.2 Características Gerais	7
1.3 Processo de Ignição	8
1.4 Fenômeno da Ressonância Acústica	9
1.5 Sistemas de Alimentação para Lâmpadas HID	13
1.6 Conclusão	17

Capítulo 2

CONEXÃO DIFERENCIAL DE CONVERSORES CC/CC	19
2.1 Introdução	19
2.2 Configuração da Conexão Diferencial	19
2.3 Gerador de Sinal para Campanha de Telefone	21
2.4 Fonte Ininterrupta de Energia	22

2.5 Técnicas de Modulação	23
2.5.1 Modulação para obtenção de tensão senoidal	23
2.5.2 Modulação para obtenção de tensão quadrada	25
2.6 Defasagem entre os Conversores	26
2.7 Considerações de Projeto Relativas à Técnica de	
Modulação	28
2.8 Conclusão	29

Capítulo 3

TOPOLOGIAS PROPOSTAS	30
3.1 Introdução	30
3.2 Modulação e Fluxo de Energia	30
3.3 Topologia Derivada do Conversor Buck Bidirecional .	33
3.3.1 Etapas de Operação	35
3.4 Topologia Derivada do Conversor Boost	
Bidirecional	40
3.4.1 Etapas de Operação	41
3.5 Topologia Derivada do Conversor Buck-Boost	
Bidirecional	46
3.5.1 Etapas de Operação	46
3.6 Topologia Derivada do Conversor SEPIC	
Bidirecional	52
3.6.1 Etapas de Operação	53
3.7 Topologia Derivada do Conversor Zeta Bidirecional ..	57
3.7.1 Etapas de Operação	58

3.8 Topologia Derivada do Conversor Flyback	
Bidirecional	63
3.8.1 Etapas de Operação	64
3.9 Conclusão	68

Capítulo 4

PROJETO DAS TOPOLOGIAS	70
4.1 Introdução	70
4.2 Conversores Buck	70
4.3 Conversores Boost	76
4.4 Conversores BuckBoost	82
4.5 Conversores SEPIC	87
4.6 Conversores Zeta	94
4.7 Conversores Flyback	97
4.8 Conclusão	97

Capítulo 5

CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA E INTEGRAÇÃO DE ESTÁGIOS	99
5.1 Introdução	99
5.2 Métodos de Correção do Fator de Potência	100
5.3 Conversores Empregados na Correção do Fator de Potência	100
5.4 Integração de Estágios	102

5.5 Topologia Baseada no Emprego de Conversores	
Flyback	109
5.5.1 Integração e Compartilhamento de Interruptores	
Ativos	109
5.5.2 Estágio de Correção do Fator de Potência	
Integrado à Topologia	111
5.6 Conclusão	117

Capítulo 6

RESULTADOS EXPERIMENTAIS	118
6.1 Introdução	118
6.2 Padronização dos Projetos	118
6.3 Topologia Originada do Emprego de Conversores	
Flyback	120
6.4 Topologia com Estágio de Correção do Fator de	
Potência Integrado	127
6.5 Conclusão	135
CONCLUSÃO GERAL	136
SUJESTÕES DE TRABALHOS FUTUROS	138
REFERÊNCIAS	139
PUBLICAÇÕES DO AUTOR	145
APÊNDICE A	148
APÊNDICE B	156

INTRODUÇÃO

A importância dos sistemas de iluminação artificial na vida moderna é indiscutível. Seja em sistemas de sinalização, iluminação de monumentos ou fachadas, ou mesmo na iluminação de ambientes, tanto em interiores quanto exteriores. Não parece fácil imaginar a vida do homem moderno sem a utilização deste recurso que, mais do que beleza, traz conforto, bem estar e segurança quando empregado de maneira adequada.

Devido a essa necessidade crescente de se utilizar sistemas de iluminação artificial, e considerando que cada aplicação apresenta necessidades específicas a serem sanadas, um número cada vez maior de fontes luminosas tem surgido, apresentando as mais variadas características, tanto com relação ao formato e volume das fontes quanto às características da luz emitida ou mesmo do melhor aproveitamento da energia elétrica (Cook, 2000).

Nos sistemas de iluminação pública, por exemplo, as características mais relevantes das fontes de luz utilizadas são relativas ao aproveitamento da energia elétrica, aos custos com manutenção e reposição de lâmpadas e à intensidade do fluxo luminoso emitido. O fluxo luminoso deve ser elevado o suficiente para resultar num nível satisfatório de iluminação em uma área extensa, normalmente a distâncias significativas entre a fonte luminosa e o objeto iluminado. A diferenciação das cores dos objetos tem importância secundária nesse tipo de aplicação, que tem por principal objetivo facilitar a percepção dos objetos em si.

As lâmpadas de vapor de sódio em alta pressão (HPS) são muito empregadas em sistemas de iluminação pública (Marchesan, 2007a), por proporcionarem uma alta eficiência luminosa e apresentarem vida útil satisfatória¹

¹ A vida útil de uma lâmpada HPS pode chegar a 32.000 horas, e a eficiência luminosa obtida a partir do uso de tais lâmpadas pode atingir 150 lm/W, embora apenas nos casos de lâmpadas com potência superior a 150W. Para potências inferiores, entre 70 W e 150 W, a vida útil chega a 28.000 horas, com eficiência de 80 a 110 lm/W.

(Osram, 2009). O índice de reprodução de cores (IRC) apresentado por estas lâmpadas é relativamente baixo, e dificulta a distinção de algumas cores do espectro visível. Entretanto, isto não impossibilita a caracterização dos objetos, que é o principal requisito apresentado pela aplicação².

As lâmpadas de vapor de sódio em baixa pressão, por sua vez, proporcionam eficiência luminosa ainda superior às lâmpadas HPS. Porém, seu espectro luminoso praticamente monocromático limita muito sua gama de aplicações³. O emprego desse tipo de lâmpada apresenta-se como uma alternativa bastante viável na iluminação de estradas, rodovias, em pontes e túneis, fora do perímetro urbano (Philips, 2009).

Já em outras aplicações, como na iluminação de ambientes interiores, há uma preocupação maior com a qualidade da luz emitida, como IRC e temperatura de cor adequados. Nesses casos, o emprego das lâmpadas de vapor de sódio, em alta e baixa pressão, não é adequado. Deve-se, portanto, recorrer a outras fontes luminosas que apresentem melhor qualidade do fluxo luminoso emitido, ainda que o aproveitamento da energia elétrica seja inferior.

Por esse motivo, a utilização de lâmpadas fluorescentes tubulares é bastante difundida nesse meio (Seidel, 2004), nos casos em que se pode abrir mão do uso de fontes luminosas compactas⁴. As lâmpadas fluorescentes compactas apresentam valores mais baixos de vida útil, eficiência luminosa e IRC⁵, quando comparadas às lâmpadas fluorescentes tubulares.

Em ambientes específicos nos quais o índice de reprodução de cores é muito importante, como em salas destinadas a trabalhos artísticos ou exposições, recorre-se muitas vezes às lâmpadas incandescentes ou halógenas, que apresentam IRC de 100%, e são capazes de reproduzir todas as cores do espectro visível, sem distorção. Nesses casos, a eficiência energética apresenta-se como característica secundária.

² Índice de reprodução de cores é a capacidade que o fluxo luminoso emitido apresenta de reproduzir diferentes cores. Um IRC de 100% é característico de lâmpadas incandescentes, que são capazes de reproduzir todos os comprimentos de onda no espectro visível, assim como a luz do sol. As lâmpadas HPS são caracterizadas por apresentarem um IRC menor ou igual a 25, resultando na distorção de algumas cores.

³ O emprego de lâmpadas de vapor de sódio em baixa pressão resulta em eficiência luminosa de até 180 lm/W, com vida útil de 18.000 horas.

⁴ Os valores apresentados por um fabricante, relativo a duas lâmpadas fluorescentes tubulares de 36W, modelo T8, são apresentados: 1- IRC na faixa de 90-99, e eficiência luminosa de 80 lm/w; 2 – IRC na faixa de 80-89, e eficiência luminosa de 93 lm/w. Ambas com vida útil de aproximadamente 7.500 horas.

⁵ Lâmpadas fluorescentes compactas de potência entre 5 W e 23 W: IRC de 80-89, eficiência luminosa entre 50 e 60 lm/w e vida útil de aproximadamente 6.000 horas.

A iluminação a partir de lâmpadas incandescentes é a que mais se aproxima da iluminação natural, em um dia ensolarado. Porém, a eficiência luminosa e a vida útil características dessas lâmpadas são extremamente baixas⁶, o que causa um acréscimo significativo dos custos com iluminação, principalmente no que diz respeito ao consumo energético. Os benefícios obtidos na qualidade luminosa nem sempre justificam esse acréscimo nos custos, inviabilizando sua utilização e limitando a gama de aplicações dessas lâmpadas.

Muitas outras fontes luminosas têm surgido ao longo dos anos, como os LEDs, que são fontes luminosas compactas, resistentes a vibrações e choques mecânicos e que apresentam alta vida útil e uma gama de aplicações que aumenta a cada dia (Cervi, 2005; Rico-Secades, 2005), devido ao desenvolvimento de componentes que possibilitam obter maiores eficiência luminosa e densidade de fluxo luminoso gerado por área. Ainda, muitas pesquisas têm sido realizadas no intuito de combinar LEDs coloridos para obtenção de luz branca, ou cuja cor possa ser controlada de forma a possibilitar obtenção de qualquer comprimento de onda no espectro visível a partir de um único ponto luminoso (Muthu, 2003).

Outras fontes luminosas que estão ganhando espaço no mercado atual são as lâmpadas de multivapor metálico (MH), que são lâmpadas compactas, que apresentam tubo de descarga em alta pressão (classificadas como lâmpadas HID) e cujas características elétricas se assemelham às das lâmpadas de vapor de sódio em alta pressão (HPS). A eficiência luminosa inferior às lâmpadas HPS é compensada pela melhor qualidade do fluxo luminoso emitido, apresentando alto índice de reprodução de cores que possibilita sua aplicação em ambientes interiores⁷ (Sugimura, 1993).

A eficiência luminosa (lumens por watt), o índice de reprodução de cores e a vida útil característica destas lâmpadas são superiores aos níveis apresentados por lâmpadas fluorescentes compactas, chegando a apresentar níveis semelhantes ou mesmo superiores aos apresentados por lâmpadas fluorescentes tubulares. Dessa forma, é válido afirmar que as lâmpadas de multivapor metálico são as lâmpadas

⁶ As lâmpadas incandescentes mais usuais apresentam eficiência luminosa de aproximadamente 15 lm/w e vida útil característica de aproximadamente 1.000 horas. Algumas lâmpadas halógenas chegam a apresentar eficiência luminosa de até 25 lm/w, e vida útil de 4.000 horas.

⁷ Algumas lâmpadas de multivapor metálico com tubo de descarga cerâmico apresentam IRC compreendido na faixa de 90 a 100, com eficiência luminosa de aproximadamente 100 lm/w, e vida útil aproximada de 12.000 horas (potências superiores a 70 W). lâmpadas de 35 W apresentam níveis de IRC compreendidos entre 80 e 90, e eficiência luminosa de até 95 lm/W.

compactas com melhor balanço entre qualidade do fluxo luminoso emitido e eficiência energética, além da alta vida útil característica, quando comparadas a outras lâmpadas compactas.

Da mesma forma que as lâmpadas HPS, as lâmpadas de multivapor metálico (MH) apresentam não linearidades no seu comportamento que devem ser sanadas, com relação à ignição, alimentação e controle de potência (de Groot, 1986). O reator empregado deve ser capaz de alimentar a lâmpada de tal forma a evitar a ocorrência do fenômeno da ressonância acústica, característico das lâmpadas HID, além de outras necessidades que essas lâmpadas apresentam durante o processo de ignição (Davenport, 1985 e Yan, 2000).

Todos esses requisitos dificultam o emprego dessas lâmpadas e, conseqüentemente, sua inserção no mercado. Ainda assim, os reatores disponíveis no mercado para alimentação dessas lâmpadas são, na sua maioria, dispositivos eletromagnéticos, com peso e volume elevados devido ao emprego de componentes magnéticos operando em baixa frequência.

Nesse sentido, este trabalho tem o objetivo de apresentar uma família de reatores eletrônicos capazes de acionar lâmpadas de multivapor metálico com tubo de descarga cerâmico de baixa potência⁸, visando aplicação em ambientes interiores.

Para tal, no capítulo 1 é efetuada uma análise das principais características luminosas e elétricas dessas lâmpadas, além de um estudo sobre o fenômeno da ressonância acústica e as alternativas para evitar sua ocorrência. Algumas topologias de reatores eletrônicos para lâmpadas HID encontradas na literatura são apresentadas nesse capítulo.

No capítulo 2 é apresentada a técnica utilizada de conexão diferencial de conversores CC/CC bidirecionais em corrente e simétricos, a qual originou os conversores eletrônicos propostos neste trabalho. Algumas técnicas de modulação utilizadas, bem como as principais aplicações da conexão diferencial, são apresentadas nesse capítulo.

No capítulo 3 são apresentadas as topologias de reatores eletrônicos propostas nesse trabalho, que são originadas da técnica apresentada. As etapas de operação de cada uma dessas topologias são representadas, de maneira a

⁸ Refere-se como baixa potência às lâmpadas de 35 watts, uma vez que há lâmpadas de multivapor metálico de até 2.000 watts.

possibilitar a análise do funcionamento de cada topologia e realizar os projetos das mesmas, os quais são apresentados no capítulo 4.

O capítulo 5 traz uma abordagem da correção do fator de potência dessas topologias, que até então são tratadas como sendo alimentadas a partir de uma fonte de tensão em corrente contínua. Um método de integração de estágios através do compartilhamento de dispositivos semicondutores é apresentado, e algumas células de integração são representadas. Ainda, uma nova topologia baseada nessa técnica de integração é apresentada, juntamente com suas respectivas etapas de operação.

Os resultados experimentais obtidos a partir dessa última topologia são apresentados no capítulo 6, com o objetivo de comprovar a eficácia da técnica proposta e das considerações de projeto realizadas. Esse capítulo traz ainda os circuitos auxiliares utilizados para alimentar a lâmpada, como o circuito de comando dos interruptores ativos e o circuito auxiliar de ignição da lâmpada.

LÂMPADAS DE DESCARGA EM ALTA PRESSÃO E SISTEMAS DE ALIMENTAÇÃO

1.1 Introdução

A busca por novas fontes de iluminação é uma constante, e a medida que vão sendo descobertas novas técnicas para obtenção de luz, obtêm-se fontes luminosas com diferentes características, sendo que cada uma dessas fontes se adapta melhor a uma determinada aplicação.

Seja com relação ao rendimento luminoso apresentado, pelo tamanho e forma física, pela robustez ou pelas características do fluxo luminoso emitido, cada fonte luminosa é aperfeiçoada de forma a atingir uma gama cada vez maior de aplicações.

As características relativas ao fluxo luminoso emitido, como temperatura de cor e índice de reprodução de cores, aliadas às características físicas de cada lâmpada, indicam as aplicações a que melhor se adaptam. Já as características elétricas dessas lâmpadas indicam os requisitos básicos que se deve atender quando se trabalha com os sistemas de alimentação e controle de tais lâmpadas, resultando nas possíveis técnicas a serem empregadas na obtenção de reatores que operem as mesmas de maneira segura e confiável.

Este capítulo apresenta as principais características das lâmpadas de descarga em alta pressão, tanto físicas quanto elétricas. É realizada uma avaliação do fenômeno da ressonância acústica, bem como das principais alternativas apresentadas na literatura no intuito de se contornar esse problema e obter reatores eletrônicos que alimentem as lâmpadas de forma adequada.

1.2 Características Gerais

A principal, dentre todas as características das lâmpadas de descarga em alta pressão, é a eficiência luminosa obtida. Essa característica, aliada à sua alta vida útil, são as características que fazem com que cada vez mais pesquisadores realizem estudos com o objetivo de viabilizar sua utilização nas mais diversas aplicações, proporcionando uma redução significativa nos custos com iluminação. Porém, algumas características elétricas e luminosas limitam a inserção de tais lâmpadas no mercado.

Com relação às características luminosas, algumas lâmpadas HID apresentam índice de reprodução de cores relativamente baixo, como no caso das lâmpadas de vapor de sódio em alta pressão (HPS). Essa característica limita sua gama de aplicações, por resultar numa distorção significativa das cores visíveis, quando sob efeito do seu fluxo luminoso. Dessa forma, essas lâmpadas são adequadas para sistemas de iluminação exteriores, como em vias públicas, praças etc.

Essa limitação não é imposta a outras lâmpadas HID, como as lâmpadas de multivapor metálico, que apresentam eficiência luminosa inferior às HPS, porém com índice de reprodução de cores superior, aceitável em aplicações interiores, até mesmo em ambientes de trabalho. Porém, as características elétricas dessas lâmpadas, assim como as HPS, ainda limitam sua utilização e inserção no mercado.

O processo de ignição das lâmpadas HID é bastante complexo, sendo necessária a aplicação de um pulso de alta tensão e um controle da potência na lâmpada até que esta atinja seu estado de regime permanente de operação. Esse valor de tensão e o intervalo de tempo máximo admitido para que a potência na lâmpada atinja seu valor nominal variam de acordo com o tipo de lâmpada e potência nominal.

Segundo norma brasileira NBR IEC 1167:1997, o tempo máximo para se atingir 90% do fluxo luminoso em uma lâmpada do tipo multivapor metálico de 35 W é de 2 minutos. O pulso de tensão aplicado à lâmpada para romper o dielétrico dos gases e iniciar o processo de ignição deve ser da ordem de 2 a 4 kV quando frias. Quando aquecidas, esse pulso de tensão deve apresentar valores ainda maiores, da

ordem de 25 a 30 kV, e mesmo assim esse tipo de ignição não é indicado a todos os tipos de lâmpadas HID.

Outra característica importante dessas lâmpadas é o fenômeno da ressonância acústica, que pode ser excitado quando a potência na lâmpada apresenta uma componente em alta frequência que coincide com uma das frequências naturais do tubo de descarga. Tal fenômeno pode ser prejudicial se excitado acima de valores considerados aceitáveis, causando variações visíveis da intensidade ou temperatura de cor do fluxo luminoso emitido, redução da vida útil da lâmpada e mesmo a extinção do arco de descarga, ocasionando o desligamento da lâmpada.

Embora os diferentes tipos de lâmpadas HID apresentem características elétricas semelhantes entre si, esse trabalho trata com maior ênfase as características apresentadas pelas lâmpadas de multivapor metálico de baixa potência, por apresentarem a melhor qualidade de fluxo luminoso entre as lâmpadas HID, e cujas características físicas e luminosas viabilizam sua utilização em ambientes interiores.

1.3 Processo de Ignição

Para iniciar o processo de ignição de uma lâmpada HID é necessário aplicar um pulso de alta tensão na lâmpada para romper a rigidez dielétrica da coluna gasosa. Esse pulso deve apresentar tensão na ordem de 2 a 4 kV, por um período de tempo de aproximadamente $1 \mu\text{s}^1$ (Garcia, 2006).

A partir do momento em que a lâmpada é desligada, existe um período de resfriamento, de aproximadamente 5 minutos. A ignição da lâmpada antes desse período é chamada “reignição com a lâmpada quente”, e só é possível através da aplicação de um pulso da ordem de 25 kV (Faehnrich, 1988).

Ainda assim, muitas lâmpadas HID não são adequadas ao processo de reignição imediata, devido principalmente à proximidade dos seus pinos de conexão, o que não permite aplicar uma diferença de potencial de tal ordem.

¹ Esses valores de tensão e tempo de duração de um pulso de ignição são aproximados, e variam entre os diferentes tipos de lâmpadas HID.

Na figura 1.1 são visualizadas duas lâmpadas de multi-vapor metálico. A lâmpada da figura 1.1 (b) é chamada de “bipino”, por apresentar uma base bilateral de conexão elétrica, e possibilita o processo de reignição imediata. A lâmpada da figura 1.1 (a) não possibilita tal processo, uma vez que o pulso de alta tensão necessário poderia romper o dielétrico do ar, devido à proximidade dos pinos de conexão e da grandeza do pulso de alta tensão necessário.

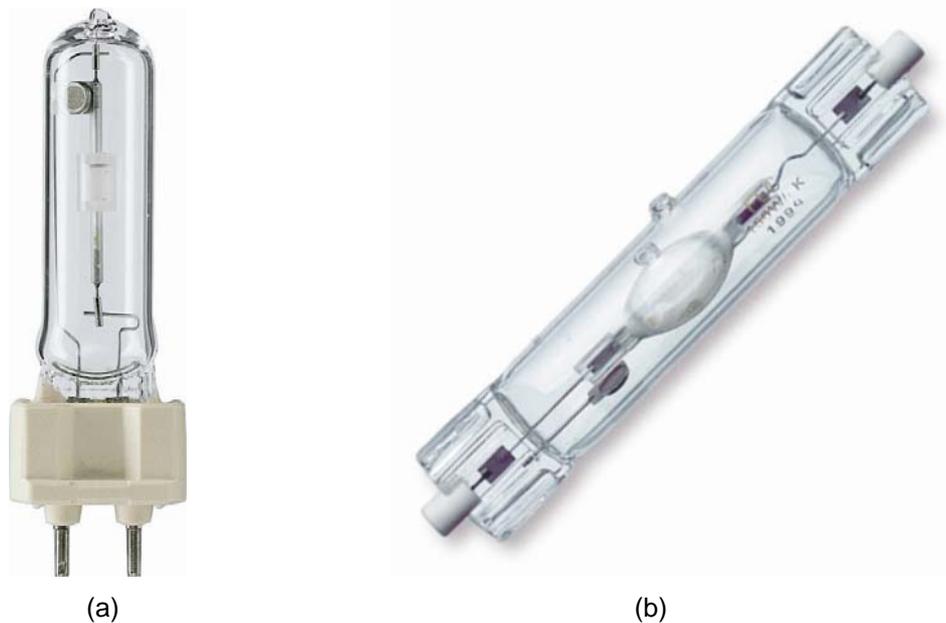


Figura 1.1 – Lâmpadas de multivapor metálico (Philips, 2009).

1.4 Fenômeno da Ressonância Acústica

O fenômeno da ressonância acústica é uma característica especialmente importante quando se trata de lâmpadas de descarga em alta pressão. Esse fenômeno ocorre devido à proximidade entre as frequências naturais do tubo de descarga e as frequências normalmente utilizadas em sistemas eletrônicos de iluminação.

A pressão dentro do tubo de descarga é diretamente proporcional à temperatura dos gases, uma vez que o volume do tubo é constante. Dessa forma, uma variação da potência instantânea aplicada à lâmpada resulta em uma variação na pressão dentro do tubo de descarga, uma vez que a temperatura é diretamente relacionada à potência da lâmpada.

Essa variação periódica da pressão pode causar uma distorção no caminho de descarga e alterações visíveis no fluxo luminoso emitido e na sua temperatura de cor. Também se observa uma redução na vida útil da lâmpada e, se esse fenômeno for excitado acima de determinado valor, pode resultar na extinção do arco de descarga, ocasionando o desligamento da lâmpada.

Os gases utilizados no tubo de descarga da lâmpada e os aspectos físicos desse tubo, como geometria, largura e volume, influenciam nas frequências naturais de ressonância, que são verificadas dentro de uma região de alta frequência, conforme descrito na figura 1.2 (Fellows, 2003).

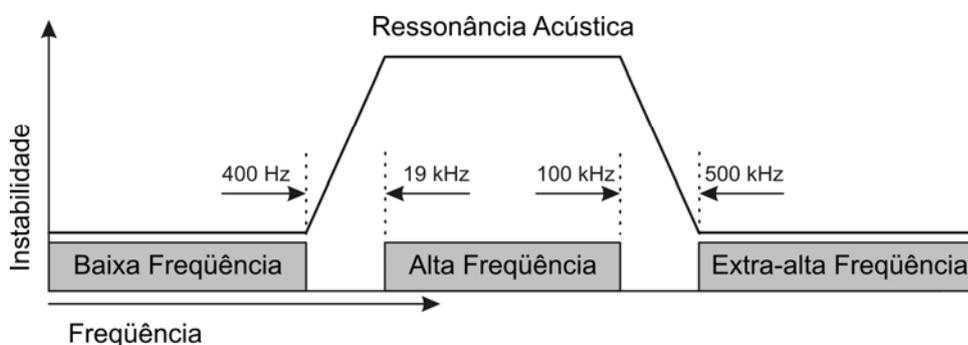


Figura 1.2 – Regiões de estabilidade da lâmpada (Fellows, 2003).

A partir da análise das regiões de estabilidade da lâmpada, verifica-se que algumas regiões de frequência podem ser utilizadas, de forma a se evitar a excitação do fenômeno da ressonância acústica.

A alimentação da lâmpada a partir de uma fonte de corrente contínua é uma dessas alternativas. Porém, o efeito conhecido como *cataforese* gera um desgaste desproporcional dos eletrodos da lâmpada, reduzindo consideravelmente sua vida útil e inviabilizando a utilização de tal alternativa.

Outra possibilidade é utilizar baixa frequência na lâmpada. Além da utilização de reatores eletromagnéticos, ou conversores operando em baixa frequência, existem alternativas como a utilização de um conversor operando em alta frequência, ligado a um inversor de baixa frequência (Reatti, 2000).

É importante ressaltar que uma lâmpada HID pode ser considerada uma resistência, quando operada por uma onda senoidal de alta frequência e em estado de regime permanente de operação. Dessa forma, sua potência é proporcional ao quadrado da corrente, com frequência igual ao dobro da mesma.

Essa característica deve ser considerada ao se projetar sistemas de alimentação para lâmpadas HID em baixa frequência. A componente de corrente aplicada à lâmpada deve possuir frequência de pelo menos uma década abaixo da frequência de excitação da ressonância acústica calculada para o tubo de descarga, de acordo com a geometria do tubo e os gases presentes.

Outra consideração referente à utilização de baixa frequência é que uma tensão senoidal, nessa faixa de frequências, resulta no processo da reignição da lâmpada a cada semi-ciclo, o que acaba por reduzir a vida útil da mesma.

A alternativa para operar a lâmpada em baixa frequência e evitar o processo de reignição é o emprego de uma onda quadrada, através da qual a curva de potência instantânea na lâmpada é praticamente constante.

Considerando-se a utilização de um conversor CC/CC operando em alta frequência para controlar a potência na lâmpada, ligado a um estágio inversor para gerar uma tensão quadrada, deve-se levar em conta que há um nível de ondulação em alta frequência dessa tensão, conforme representado na figura 1.3.

Se essa ondulação for elevada, há a possibilidade de se excitar o fenômeno da ressonância acústica. Portanto, um nível baixo de ondulação da tensão aplicada à lâmpada deve ser garantido. Por outro lado, a inversão dessa tensão deve ser suficientemente rápida a ponto de vencer a inércia dos gases da lâmpada, e evitar o processo de reignição, ou mesmo a extinção do arco de descarga.

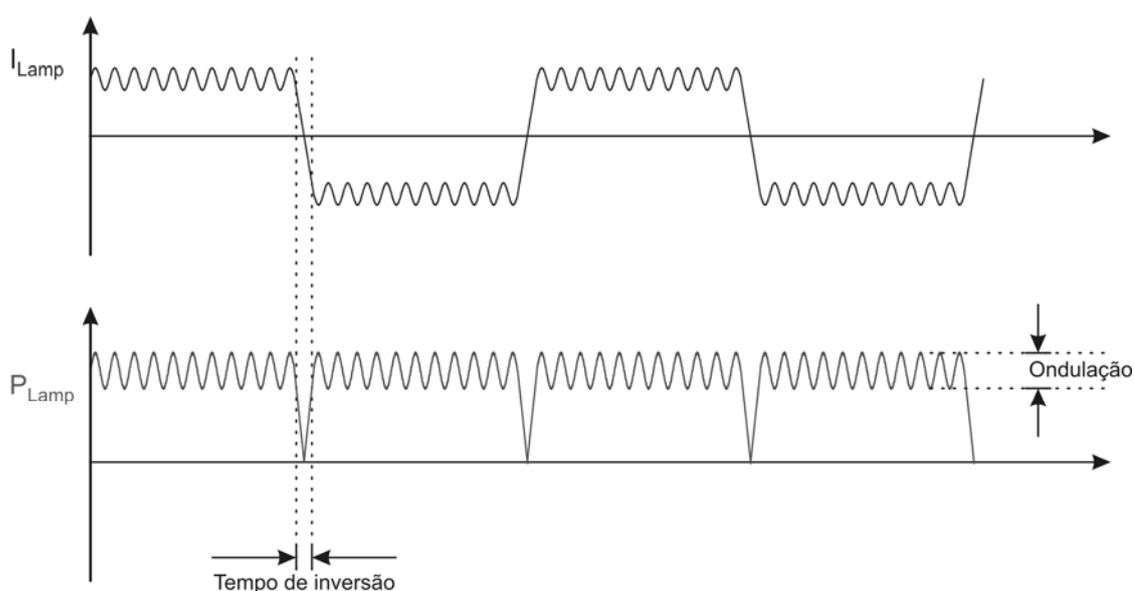


Figura 1.3 – Tempo de inversão e ondulação da potência na lâmpada.

Não há na literatura um valor estabelecido para o nível máximo de ondulação dessa tensão, que seja aceitável por todos os autores de pesquisas na área. Em Olsen (2005), é apresentado um estudo dos efeitos dessa ondulação, ao se aplicar uma tensão quadrada em baixa frequência à lâmpada. As conclusões apresentadas indicam que uma ondulação em alta frequência de 1% nessa tensão é suficiente para aumentar em 15°C a temperatura do tubo de descarga, o que é prejudicial à vida útil da lâmpada. Esse limite bastante restritivo é ocasionado pelo fato de ser utilizada uma frequência de ondulação que representa o pior caso de excitação do fenômeno da ressonância acústica para a lâmpada ensaiada. A escolha por uma frequência de comutação diferente de uma das frequências naturais do tubo de descarga possibilita utilizar uma ondulação maior.

Em Dalla Costa (2007) é efetuada uma análise do efeito visível dessa ondulação em lâmpadas novas e envelhecidas (100, 2500 e 5000 horas), através do emprego de um foto-sensor. Os resultados indicam que uma ondulação em alta frequência de 10% na tensão da lâmpada resulta em uma excitação visível da ressonância acústica apenas em poucas faixas de frequência, e essa ondulação não resulta em efeito visual significativo nas lâmpadas ensaiadas, quando compreendida na faixa de frequências entre 60 e 150 kHz. Ainda, os resultados apresentados indicam que uma ondulação de 5% da tensão nominal não resulta em ressonância acústica detectável, dentro da faixa de frequências ensaiadas (1 a 200 kHz).

O emprego de “extra-alta” frequência, que corresponde a valores compreendidos na faixa de 500 kHz a 1 MHz, apresenta-se como uma alternativa eficaz para evitar a excitação da ressonância acústica (Gulco, 1997), (Ribas, 2005), (Ray-Lee, 2006). Porém, o acréscimo das perdas de comutação e da interferência eletromagnética emitida limitam o emprego dessa faixa de frequências, principalmente em ambientes interiores e aplicações automotivas.

Alguns autores ainda propõem o emprego de alta frequência, com diferentes formas de controle que evitam que a excitação da ressonância acústica seja visível ou mesmo que comprometa o funcionamento da lâmpada ou sua vida útil.

Uma das alternativas apresentadas é operar a lâmpada em áreas consideradas livres de ressonância, com um ajuste automático da frequência. A leitura das características da lâmpada, como uma variação da impedância (Peng, 1997), possibilita detectar a ressonância, fazendo atuar um controle que altera a frequência utilizada.

Outra alternativa, apresentada em Laskai (1998), é efetuar um espalhamento das componentes de potência no espectro de frequências. Dessa forma, cada componente de potência apresenta um valor reduzido que, mesmo excitando a ressonância acústica, o faz em níveis que não proporcionam instabilidade no caminho do arco de descarga. A escolha da frequência central desse espectro de potências é efetuada de forma randômica, com o intuito de evitar que esta se encontre em uma das frequências naturais de ressonância da lâmpada.

1.5 Sistemas de Alimentação para Lâmpadas HID

Alguns sistemas de acionamento e controle de lâmpadas de descarga em alta pressão são encontrados na literatura. O emprego de sistemas eletromagnéticos é uma realidade, e torna possível a aplicação de tais lâmpadas em diferentes sistemas de iluminação na atualidade.

Porém, os sistemas eletrônicos apresentam várias vantagens, além de suas características físicas de peso e volume reduzidos. O emprego desses sistemas possibilita manter uma potência constante na lâmpada, mesmo com as variações de características provocadas pelo seu envelhecimento, e o processo de ignição pode ser mais suave, com um controle otimizado da potência na lâmpada até atingir estado de regime permanente de operação.

Essas características resultam no aumento da vida útil da lâmpada, redução da variação do fluxo luminoso e maior estabilidade da cor, com o decorrer da sua vida útil. Ainda, o uso de uma frequência acima de 60 Hz na lâmpada, ou o emprego de uma potência aproximadamente constante no tempo, elimina a ocorrência de cintilamento, que são variações periódicas do fluxo luminoso emitido e que causam cansaço visual, quando se trabalha sob tal efeito.

Dessa forma, a busca por sistemas eletrônicos confiáveis para aplicações em lâmpadas HID é crescente, uma vez que as características elétricas dessas lâmpadas ainda geram discussões no meio científico sobre quais técnicas são realmente confiáveis a ponto de serem empregadas pela indústria de componentes e sistemas eletrônicos para iluminação.

A maior parte dos sistemas eletrônicos para essas lâmpadas que se encontram na literatura fazem uso de uma onda quadrada e simétrica em baixa frequência, devido aos benefícios já mencionados.

Um reator alimentado a partir da rede elétrica que apresenta essa função é composto basicamente por três estágios distintos, apresentados na figura 1.4. O primeiro estágio é responsável pela correção do fator de potência, para que o reator esteja de acordo com as regulamentações da norma IEC 61000-3-2. O segundo estágio é responsável por limitar a corrente aplicada à lâmpada, que apresenta resistência equivalente com coeficiente negativo de temperatura. O terceiro estágio é composto por um inversor, que aplica tensão quadrada na lâmpada.

Uma topologia que apresenta esses três estágios é proposta em Hitech Electronics Co., Ltd. (2005), conforme figura 1.5.

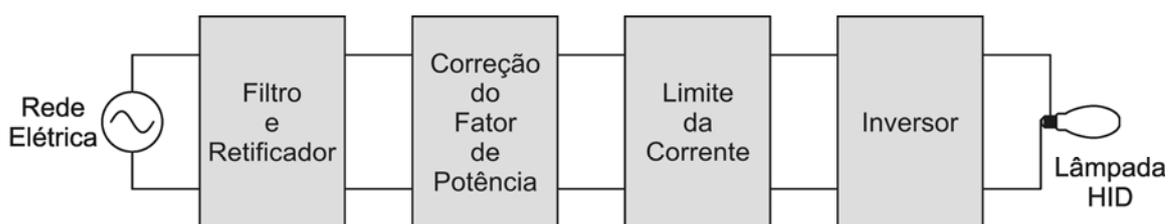


Figura 1.4 – Estágios básicos de um reator eletrônico para lâmpadas HID.

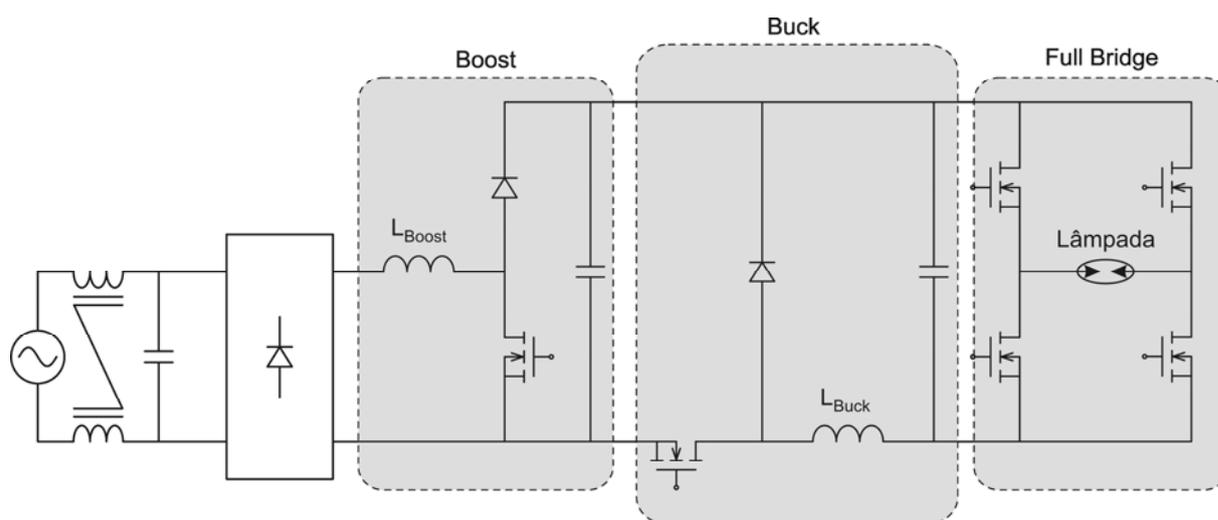


Figura 1.5 – Reator eletrônico com três estágios proposto em Hitech Electronics Co., Ltd. (2005).

Alguns autores propõem a integração desses estágios, com a finalidade de reduzir o número de componentes e os custos envolvidos na implementação do sistema. Em Liang (2008) é proposta uma topologia caracterizada pela integração dos estágios de controle de potência e de inversão, representada na figura 1.6.

O conversor Boost opera normalmente para corrigir o fator de potência da topologia. O segundo estágio é composto por um arranjo entre um conversor Buck, responsável por limitar a corrente na lâmpada, e um inversor Full Bridge.

A comutação dos MOSFETs desse segundo estágio é representada na figura 1.7, juntamente a um esboço da corrente na lâmpada. O conversor Buck opera em alta frequência através do dispositivo S_1 , durante um período de corrente positiva na lâmpada, e através de S_2 , em um período de corrente negativa. A razão cíclica de comutação desses interruptores limita a corrente na lâmpada.

Os dispositivos S_3 e S_4 são comutados de maneira a fornecer uma corrente quadrada em baixa frequência à lâmpada.

Os autores ainda propõem a conexão de dois braços “*Buck/Full Bridge*” em paralelo, ligados a um único conversor Boost para alimentar duas lâmpadas e otimizar assim o desempenho da topologia.

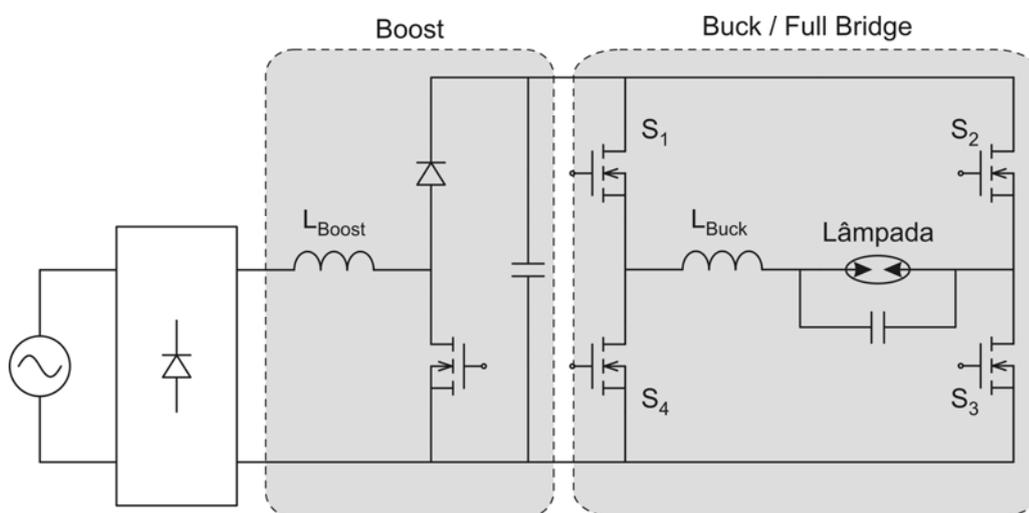


Figura 1.6 – Reator eletrônico de dois estágios proposto em Liang (2008): 2º e 3º estágios integrados.

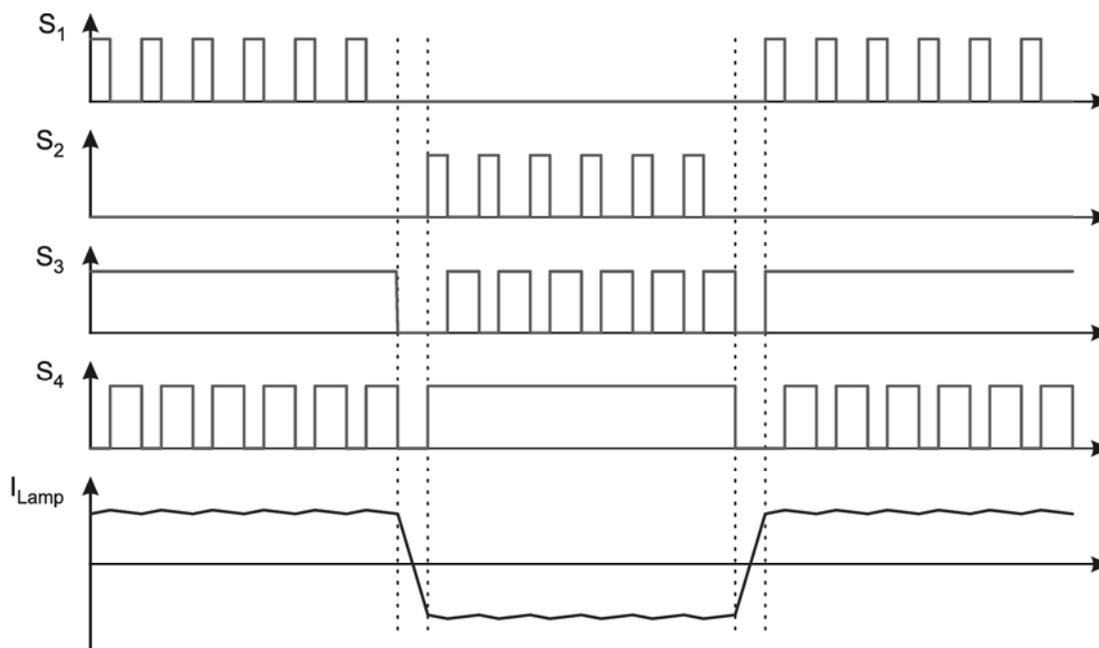


Figura 1.7 – Sinais de comutação dos MOSFETs da topologia apresentada em Liang (2008).

Outros trabalhos trazem a integração entre os dois primeiros estágios. Em Marchesan (2007a) é apresentada uma família de topologias baseadas nessa integração, através do emprego de um único dispositivo interruptor compartilhado entre os estágios de correção do fator de potência e de limite da corrente na lâmpada. Uma das topologias propostas (Marchesan, 2007b) é representada na figura 1.8. A topologia emprega um conversor Zeta para correção do fator de potência e um conversor Flyback com dois enrolamentos secundários para controle da potência, o que possibilita o emprego de um inversor do tipo meia ponte, reduzindo o número de interruptores ativos da topologia.

A comutação do interruptor S_1 é efetuada em alta frequência e com razão cíclica fixa. Esse interruptor é compartilhado entre os conversores de correção do fator de potência (Zeta) e de controle da potência na lâmpada (Flyback). Os interruptores S_2 e S_3 são comutados alternadamente, em baixa frequência, de forma a aplicar uma tensão quadrada e simétrica na lâmpada.

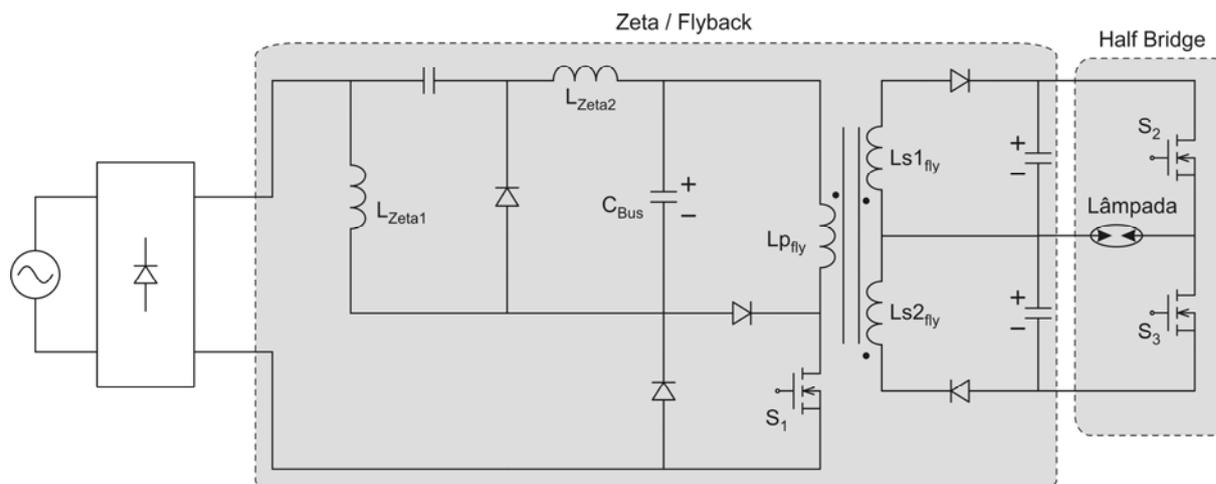


Figura 1.8 – Reator eletrônico de dois estágios proposto em Marchesan (2007b): 1º e 2º estágios integrados.

1.6 Conclusão

Neste capítulo são apresentadas as principais características das lâmpadas de descarga em alta pressão, com relação à qualidade do fluxo luminoso emitido e às características elétricas de acionamento e controle, pertinentes ao projeto e desenvolvimento de reatores eletrônicos capazes de alimentar essas lâmpadas de maneira adequada.

Dentre as lâmpadas HID, as lâmpadas de multivapor metálico apresentam os melhores resultados referentes à qualidade do fluxo luminoso emitido, e são uma alternativa interessante na aplicação em sistemas de iluminação interiores, tanto em ambientes de trabalho como em residências.

As características de eficiência luminosa obtida e vida útil apresentada por esse tipo de lâmpada se assemelham às apresentadas por lâmpadas fluorescentes tubulares, usualmente aplicadas em estabelecimentos comerciais e ambientes de trabalho. Ainda, por se tratar de lâmpadas compactas, com maior densidade de fluxo luminoso gerado por área, as lâmpadas de multivapor metálico devem se tornar mais usuais, à medida que forem desenvolvidos sistemas de acionamento e controle que também sejam compactos e que apresentem custo reduzido.

Os principais efeitos da ressonância acústica são apresentados nesse capítulo, bem como algumas alternativas para evitar que esses efeitos sejam visíveis ou danosos à lâmpada. A técnica mais difundida na literatura é a utilização de uma forma de onda quadrada e simétrica em baixa frequência. O emprego dessa técnica

apresenta-se como uma alternativa eficaz e confiável para alimentação de lâmpadas HID, por aplicar uma potência praticamente constante à lâmpada e evitar o processo de reigitação.

Dessa forma, algumas topologias propostas na literatura para alimentar uma lâmpada de descarga com tensão quadrada em baixa frequência também são apresentadas e brevemente discutidas.

CONEXÃO DIFERENCIAL DE CONVERSORES CC/CC

2.1 Introdução

A técnica de conexão diferencial de conversores CC/CC bidirecionais em corrente é bastante utilizada em sistemas ininterruptos de energia (UPS), como uma alternativa viável para se obter uma tensão senoidal de baixa frequência a partir de uma fonte de tensão em corrente contínua, normalmente uma bateria ou um conjunto de baterias interligadas.

O principal benefício apresentado por essa técnica de conexão de conversores é a possibilidade de obter uma tensão alternada de baixa frequência, a partir do emprego de conversores CC/CC unipolares, comutados em alta frequência.

Este capítulo descreve detalhadamente a técnica de conexão diferencial de conversores CC/CC, utilizada para obter as topologias propostas neste trabalho, com suas principais características de operação e técnicas de modulação.

Também são apresentadas algumas das principais topologias encontradas na literatura, juntamente a uma breve análise das mesmas.

2.2 Configuração da Conexão Diferencial

A técnica de conexão diferencial de conversores CC/CC consiste basicamente em utilizar dois conversores CC/CC quaisquer, bidirecionais em corrente e simétricos entre si, alimentados a partir de uma fonte comum, e conectados a uma única carga conforme figura 2.1.

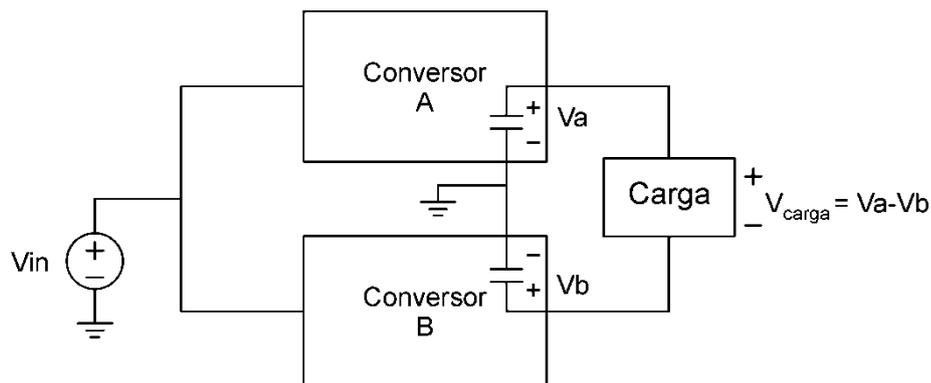


Figura 2.1 – Conversores CC/CC conectados à carga de forma diferencial.

Cada um desses conversores gera uma tensão contínua, V_a e V_b , e a carga é conectada entre essas duas saídas. Dessa forma, a tensão aplicada à carga é resultante da diferença entre as tensões de saída de cada um dos conversores envolvidos.

A modulação do sinal de comutação de um dos conversores possibilita obter uma tensão de saída variável no tempo, ou seja, o controle sob a razão cíclica e/ou frequência de comutação resulta em um controle do ganho de tensão obtido e, conseqüentemente, da tensão de saída do conversor CC/CC. Uma variação senoidal da razão cíclica de comutação de um conversor CC/CC, por exemplo, resulta em uma tensão de saída unidirecional variando senoidalmente no tempo.

Uma vez que o controle sob os ganhos de tensão de cada um desses conversores pode ser efetuado de forma independente, é possível que um conversor apresente uma tensão de saída constante, enquanto que outro apresente uma tensão variável, ou que as duas tensões de saída apresentem uma mesma variação no tempo, porém com certa defasagem entre elas. Essa defasagem possibilita obter uma tensão bipolar aplicada à carga, resultando em uma operação em quatro quadrantes do conversor.

Considerando-se uma tensão de saída do *conversor A* (V_a) maior que a tensão de saída do *conversor B* (V_b), a tensão aplicada à carga apresentará uma polaridade positiva, conforme indicado na figura 2.1. Quando, em um determinado momento, o controle sob a comutação dos conversores determinar uma tensão V_b maior que V_a , a tensão aplicada à carga passa a apresentar polaridade inversa. Se essa variação for periódica no tempo, a tensão V_{carga} assume característica alternada.

Essa modulação pode ser efetuada mantendo-se uma freqüência fixa de comutação dos interruptores, através do controle da razão cíclica. Ainda assim, a freqüência da tensão aplicada à carga não é dependente da freqüência da comutação dos interruptores, mas da modulação imposta a essa comutação. Dessa forma, a tensão aplicada à carga pode apresentar uma freqüência diferente da freqüência de comutação.

Essa conexão diferencial da carga possibilita o emprego de dois conversores CC/CC operados em alta freqüência, para obter uma tensão de baixa freqüência na carga, que depende da freqüência modulante do sinal de comutação de cada um desses conversores.

Os primeiros autores a utilizar tal técnica de configuração de conversores visavam aplicá-la em sistemas de telecomunicações, no acionamento de campainhas de telefone, ou em sistemas eletrônicos de fornecimento de energia a partir de baterias, em casos de falhas no sistema elétrico, ou seja, em sistemas ininterruptos de energia (UPS).

Alguns dos principais trabalhos nessas linhas de pesquisa são apresentados a seguir, o que traz uma abordagem da origem do emprego de conversores CC/CC ligados de forma diferencial a uma carga comum.

2.3 Gerador de Sinal para Campainha de Telefone

Um trabalho relevante envolvendo conexão diferencial de conversores CC/CC é apresentado em Cimador (1992). A topologia apresentada baseia-se no emprego de dois conversores flyback bidirecionais em corrente, conectados de forma diferencial à carga, conforme representado na figura 2.2.

O objetivo desse conversor é gerar um sinal para campainha de telefone, cuja freqüência possa ser ajustada entre 19 Hz e 26 Hz. O projeto apresentado pelos autores refere-se a um conversor de 50 VA alimentado a partir de uma fonte de tensão em corrente contínua, assumindo uma variação entre 36 V e 72 V dessa fonte, e com isolamento galvânica entre a fonte e a carga.

A comutação dos interruptores é dada a partir de um sinal modulado por largura de pulsos (PWM), sendo que a freqüência é mantida fixa e cuja razão cíclica

varia senoidalmente, de forma a se obter o requerido sinal senoidal em baixa frequência na carga.

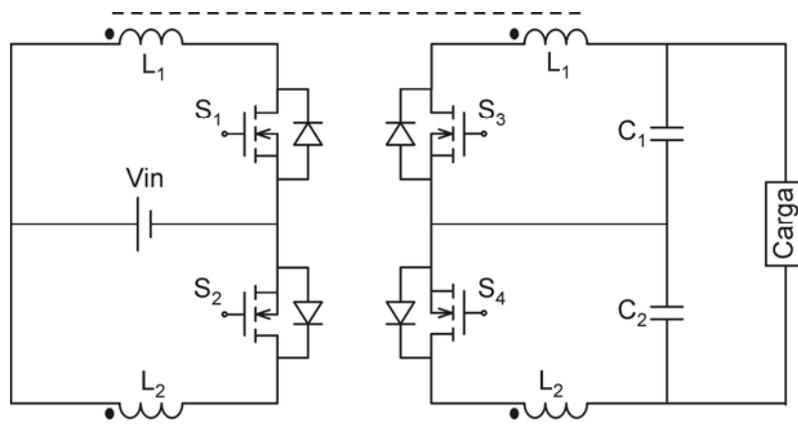


Figura 2.2 – Conversor em quatro quadrantes apresentado em Cimador (1992).

2.4 Fonte Ininterrupta de Energia

Outro trabalho envolvendo conexão diferencial de conversores CC/CC é apresentado em Skinner (1993), o qual apresenta uma topologia baseada em dois conversores flyback compartilhando o mesmo enrolamento secundário e, portanto, o mesmo núcleo magnético.

A aplicação proposta é em sistemas ininterruptos de energia (UPS), e o autor apresenta o projeto de um conversor alimentado a partir de uma fonte de tensão em corrente contínua de 36 V, para suprir uma carga resistiva de 400 W, com tensão eficaz de 240 V e frequência de 50 Hz.

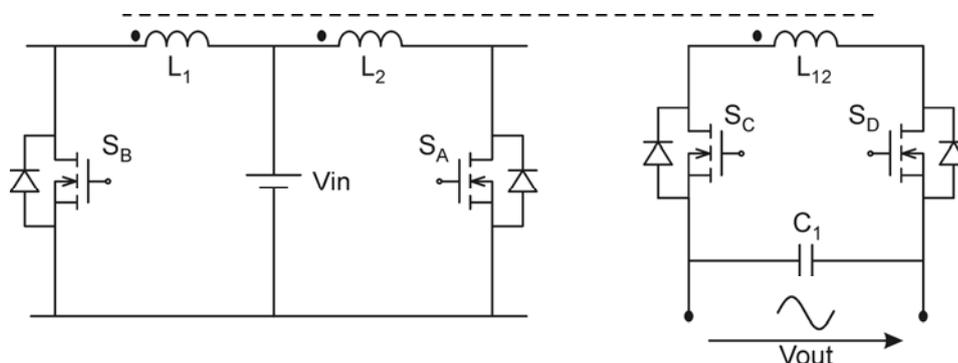


Figura 2.3 – Duplo flyback com enrolamento secundário compartilhado.

Essas duas topologias apresentadas podem ser utilizadas em outras aplicações, seja com a mesma técnica de modulação utilizada, ou com técnicas de modulação diferentes.

No apêndice A são apresentados dois conversores derivados dessas topologias. As etapas de operação e o projeto desses conversores são analisados, e alguns resultados práticos demonstram a operacionalidade da técnica de conexão diferencial de conversores CC/CC.

2.5 Técnicas de Modulação

Como mencionado anteriormente, a correta modulação da comutação dos conversores resulta na forma de onda e frequência da tensão aplicada à carga. Os trabalhos apresentados em Cimador (1992) e Skinner (1993) visam aplicações cuja tensão na carga deve ser senoidal em baixa frequência, o que vale dizer que a técnica de modulação utilizada em ambos os casos pode ser a mesma.

A aplicação sugerida nesse trabalho utiliza a conexão diferencial para obtenção de uma tensão quadrada em baixa frequência, com o objetivo de alimentar uma lâmpada de descarga em alta pressão. Dessa forma, uma outra técnica de modulação deve ser empregada

O princípio de funcionamento de cada uma dessas técnicas de modulação mencionadas é apresentado a seguir.

2.5.1 Modulação para obtenção de tensão senoidal

Cimador (1990) apresenta uma técnica empregada para obter tensão senoidal de baixa frequência, conhecida como PWM senoidal. Trata-se de uma variação senoidal da razão cíclica de comutação dos dispositivos interruptores dos conversores envolvidos. Para tal, é necessária a combinação entre um sinal triangular e um senoidal, para obter a correta razão cíclica em cada instante de tempo.

Essa variação ocorre em baixa freqüência, e é descrita na figura 2.4¹. A comutação dos interruptores é efetuada em alta freqüência, apresentando uma modulação senoidal em baixa freqüência.

Os sinais de comando S_1 e S_2 , na figura 2.4, representam a comutação de dois interruptores em um conversor bidirecional, de forma que a tensão de saída desse conversor resulte em uma tensão senoidal unidirecional, V_o .

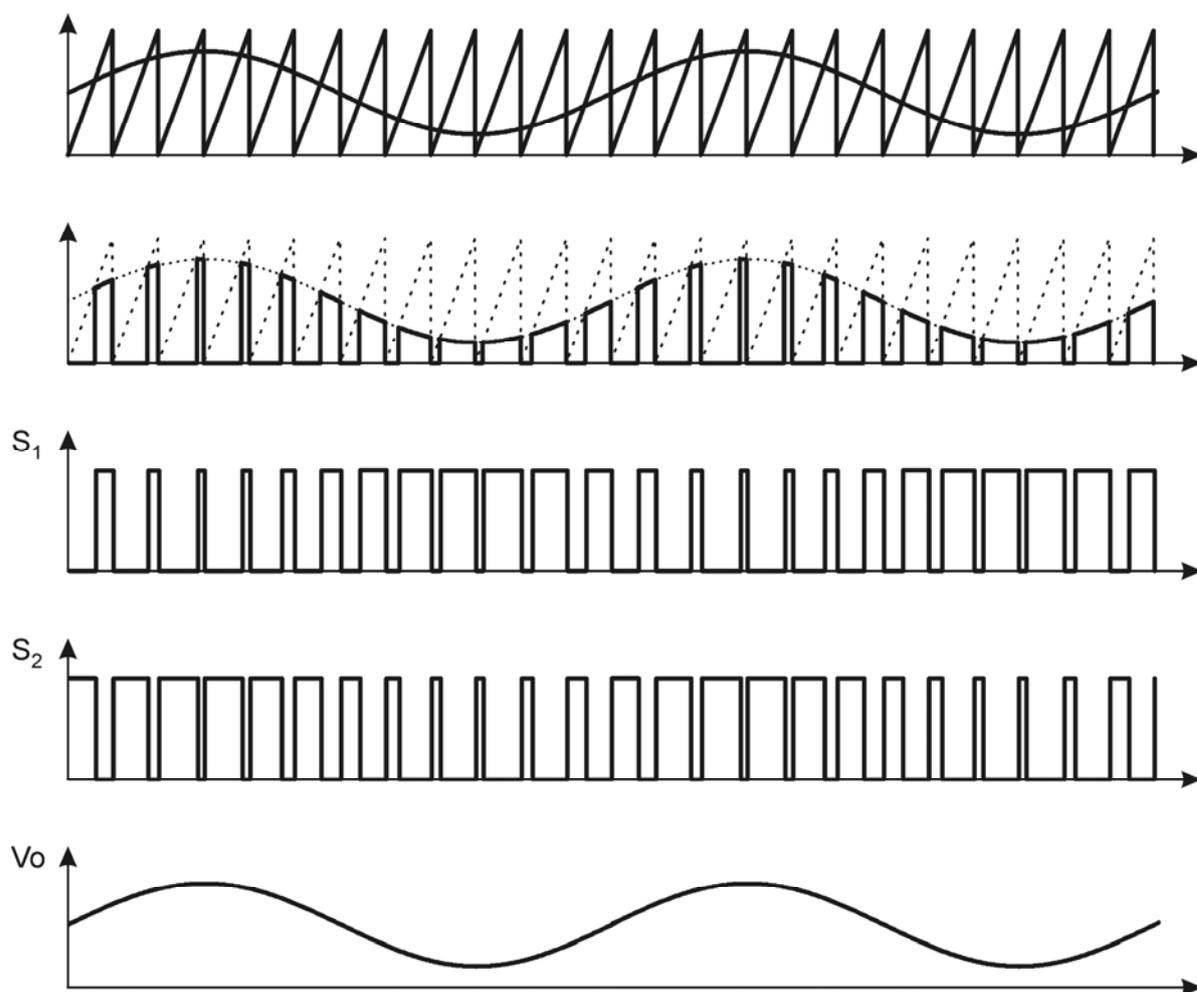


Figura 2.4 – Modulação senoidal de um conversor CC/CC bidirecional.

¹ A figura 2.4 é essencialmente teórica, e tem por finalidade descrever o método utilizado no controle da razão cíclica de comutação dos interruptores. Não há qualquer preocupação com escalas de tempo, uma vez que a freqüência da onda senoidal deve ser aproximadamente 1.000 (mil) vezes menor que a freqüência da onda triangular, o que impossibilitaria a visualização de ambas as formas de onda em um mesmo gráfico.

2.5.2 Modulação para obtenção de tensão quadrada

De forma semelhante aos conversores utilizados para obter de uma tensão senoidal, a técnica correta de modulação utilizada para se obter uma tensão quadrada em baixa frequência deve apresentar uma componente de baixa frequência, ou uma frequência de modulação do sinal de alta frequência.

Nesse caso, um dos interruptores do conversor CC/CC é comutado em alta frequência durante um semi-ciclo da tensão de saída, e o outro interruptor não é comutado, fazendo com que o conversor opere na sua forma de polarização direta. Para que a tensão de saída seja alterada, a comutação é invertida de forma que o conversor passe a operar na sua forma de polarização reversa, conforme verificado na figura 2.5.

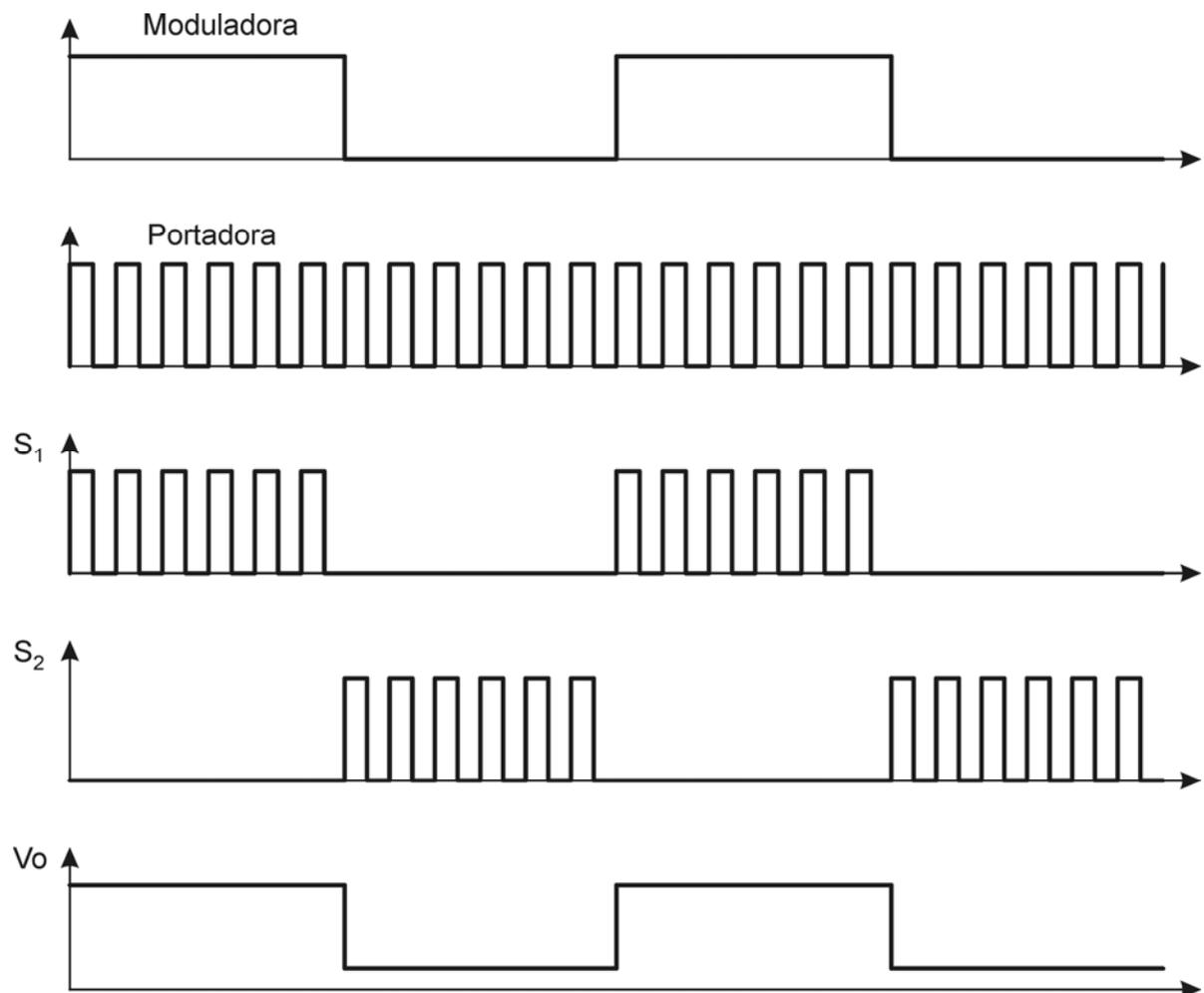


Figura 2.5 – Sinal de comando para tensão de saída quadrada.

Nesse tipo de modulação, um sinal de comando com razão cíclica definida e invariante no tempo é utilizado em cada semi-ciclo da tensão de saída do conversor. Essa característica torna mais simples a implementação do circuito de comando, que é obtido através de uma combinação lógica entre a moduladora e a portadora, sendo que a moduladora apresenta a frequência da tensão na lâmpada, e a portadora carrega informação de frequência de comutação e razão cíclica dos conversores.

2.6 Defasagem entre os Conversores

As técnicas de modulação dos conversores bidirecionais em corrente, supracitadas, dizem respeito à comutação de um único conversor CC/CC, e resultam em uma tensão variável no tempo, porém unipolar.

Os requisitos para se obter uma tensão alternada na carga são, além do uso da conexão diferencial de dois conversores, que estes estejam defasados no tempo entre si.

Na figura 2.6 (a) e (b) são apresentadas diferenças entre ondas senoidais unipolares de mesma amplitude e defasadas entre si de 90° e 180° , respectivamente. Considerando-se que V_a representa a tensão de saída de um dos conversores, e V_b a tensão de saída do outro conversor, a conexão diferencial desses conversores resulta na tensão indicada $V_a - V_b$, que representa a tensão aplicada à carga.

A análise dessas formas de onda demonstra que, em se tratando de conexão diferencial de conversores CC/CC, uma defasagem de 180° na comutação dos conversores resulta na máxima amplitude da tensão na carga, bem como no máximo valor eficaz dessa tensão.

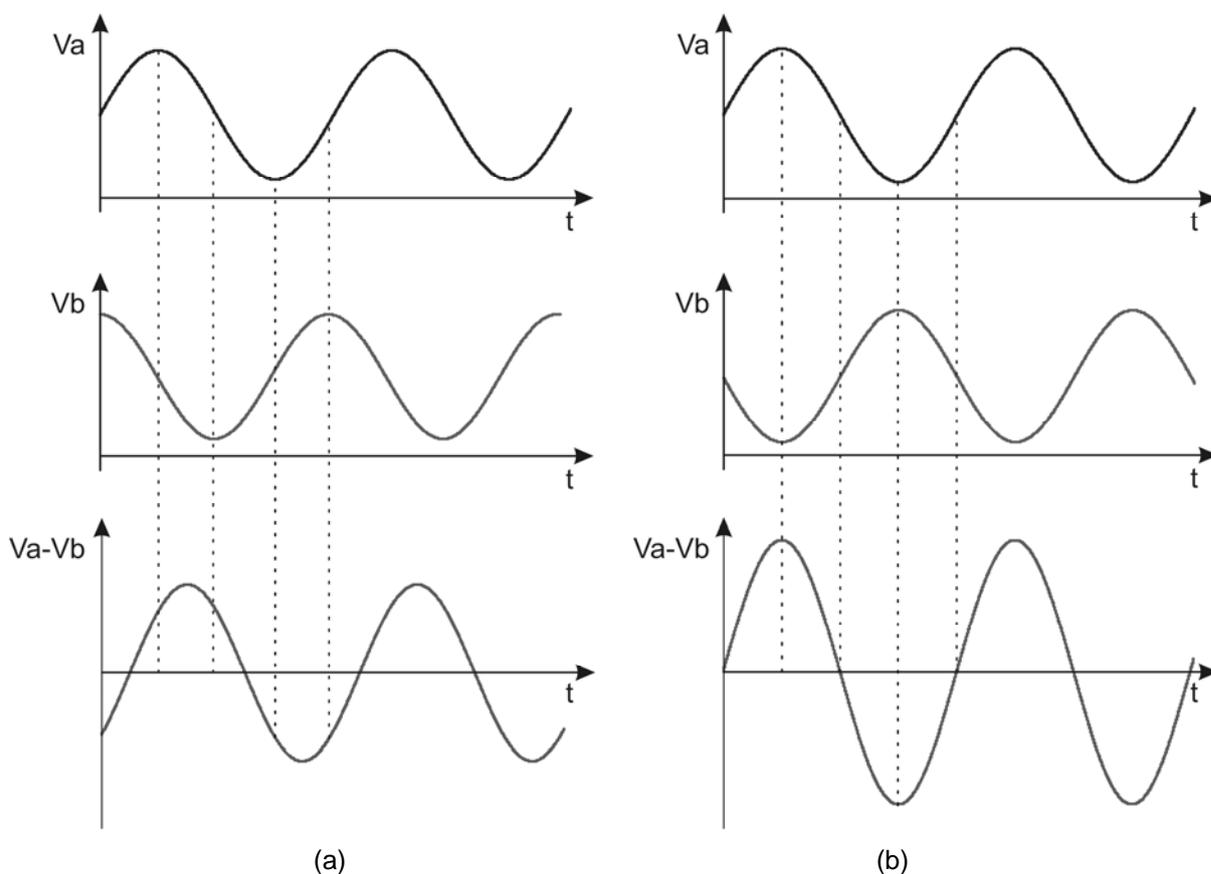


Figura 2.6 – Defasagem entre conversores com modulação senoidal (a) 90° e (b) 180° .

No caso de uma modulação quadrada, uma defasagem diferente de 180° não resulta em alteração da amplitude da tensão aplicada à carga. Tampouco é obtida uma tensão quadrada e simétrica na carga, sendo que esta apresenta três níveis, conforme verifica-se na figura 2.7. Vale ressaltar que a defasagem de 180° entre os conversores, além de resultar em tensão quadrada e simétrica, implica no máximo valor eficaz da tensão na carga.

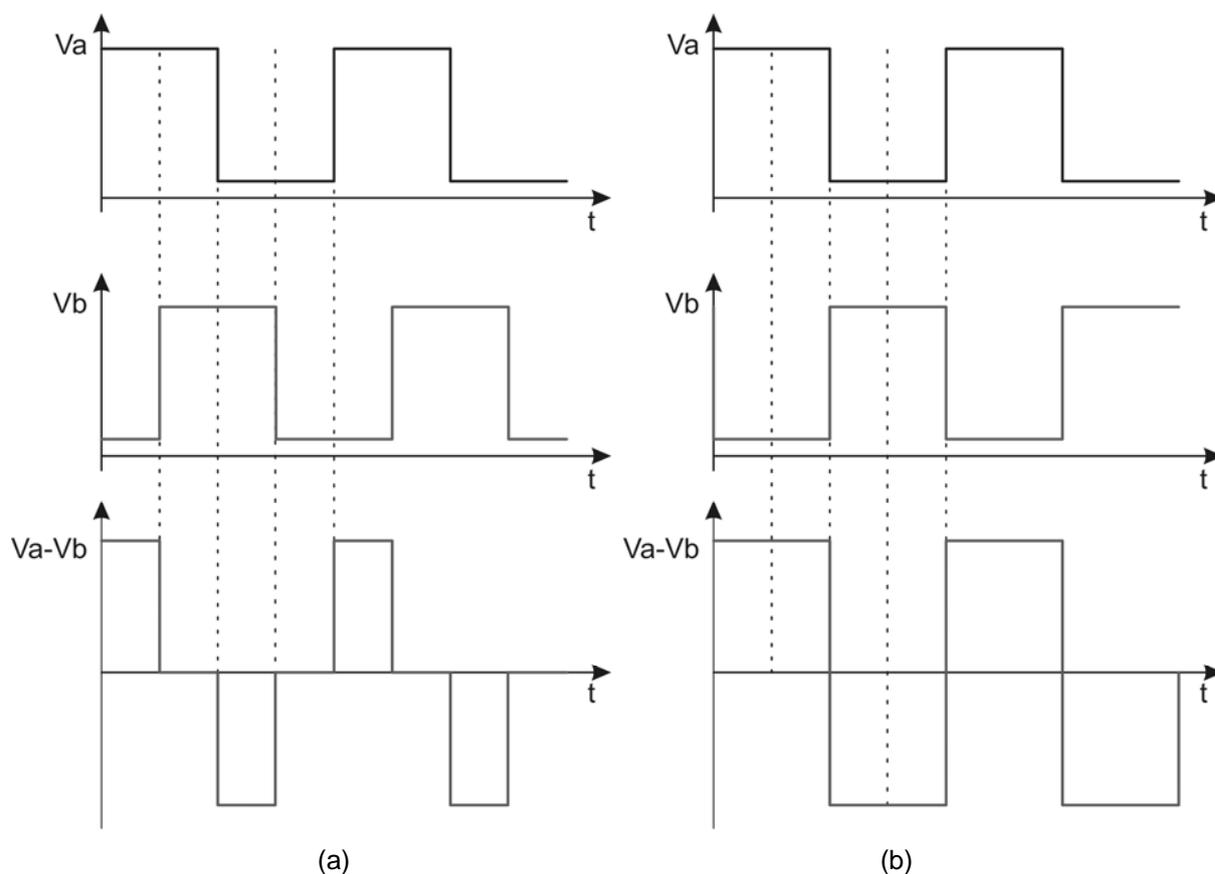


Figura 2.7 – Defasagem entre conversores com modulação quadrada (a) 90° e (b) 180° .

2.7 Considerações de Projeto Relativas à Técnica de Modulação

O emprego de uma ou outra técnica de modulação resulta em considerações distintas na análise de projeto e etapas de operação dos conversores envolvidos.

No caso da modulação senoidal, os dois interruptores de um mesmo conversor bidirecional são comutados com razões cíclicas complementares entre si, em cada período de comutação. Dessa forma, em uma topologia que emprega a conexão diferencial de dois conversores bidirecionais, comutados de acordo com a modulante senoidal, há sinal de gatilho em cada um dos interruptores, em todos os períodos de comutação, como verificado nos sinais S_1 e S_2 da figura 2.4.

A análise do ganho de tensão de uma topologia que utiliza tal técnica de modulação é efetuada através das características estáticas dos conversores utilizados, e a variação da razão cíclica em torno de 0,5 resulta na tensão aplicada à carga.

Nesse caso, a aplicação de uma razão cíclica fixa e igual a 0,5 resulta em uma tensão nula na carga, mesmo com defasagem de 180° entre os conversores.

Porém, no caso da modulação quadrada, essa análise não é válida, uma vez que a comutação dos interruptores não é efetuada de forma complementar em um período de comutação. Deve-se, portanto, analisar a configuração da topologia em um semi-período da tensão da carga, durante o qual a razão cíclica de comutação é fixa.

Ainda que se utilize razão cíclica de comutação igual a 0,5, a tensão aplicada à carga será diferente de zero, para uma modulante quadrada.

Uma análise mais detalhada do projeto de conversores utilizando essa técnica de modulação é apresentada no capítulo 3 desse trabalho.

2.8 Conclusão

Este capítulo apresenta a técnica de conexão diferencial de conversores CC/CC, que possibilita obter uma tensão em baixa frequência através do emprego de conversores comutados em alta frequência.

Algumas topologias encontradas na literatura são apresentadas, no intuito de descrever a operacionalidade da técnica utilizada, bem como as diferentes aplicações nas quais a conexão diferencial é empregada.

Os trabalhos descritos justificam o emprego da técnica de conexão diferencial de conversores CC/CC, por tratar-se de aplicações onde se faz necessária a obtenção de tensão em baixa frequência, a partir de uma fonte de alimentação em corrente contínua.

Essa técnica mostra-se uma ferramenta adequada à aplicação proposta nesse trabalho, com o intuito de se aplicar uma tensão quadrada na lâmpada, sem a necessidade de um estágio de inversão da tensão.

TOPOLOGIAS PROPOSTAS

3.1 Introdução

Este capítulo apresenta uma família de reatores eletrônicos para lâmpadas de multivapor metálico, obtidos a partir da técnica de conexão diferencial de conversores CC/CC, e utilizando uma mesma técnica de modulação em todas as topologias.

Os conversores são comutados em alta frequência, com uma modulação que permite obter uma tensão quadrada, simétrica e de baixa frequência na lâmpada, garantindo que o fenômeno da ressonância acústica não seja excitado acima de um valor limite de segurança.

As etapas de operação de cada uma das topologias são descritas nesse capítulo, de acordo com a modulação utilizada, justificando o uso da técnica da conexão diferencial de conversores CC/CC para essa aplicação.

3.2 Modulação e Fluxo de Energia

Os sinais de comando dos interruptores são modulados de forma a se obter uma tensão quadrada, simétrica e de baixa frequência. Para isso, os dois conversores envolvidos operam com um ângulo de defasagem de 180° entre si, resultando em fluxos de energia inversos.

Durante o intervalo de tempo referente a um semi-ciclo de tensão positiva na lâmpada, um conversor opera em sua forma de polarização direta, transferindo energia da fonte à carga, como é o caso do *conversor A*, na figura 3.1. Nesse mesmo intervalo de tempo, o outro conversor é polarizado reversamente, transferindo energia da carga à fonte, como no caso do *conversor B*, na figura 3.1.

Nesse intervalo de tempo, a tensão de saída do *conversor A* (V_a) é maior que a tensão de saída do *conversor B* (V_b), e sendo a tensão na lâmpada dada em (3.1), esta assume polaridade positiva durante o referido período.

$$V_{LAMP} = V_a - V_b \quad (3.1)$$

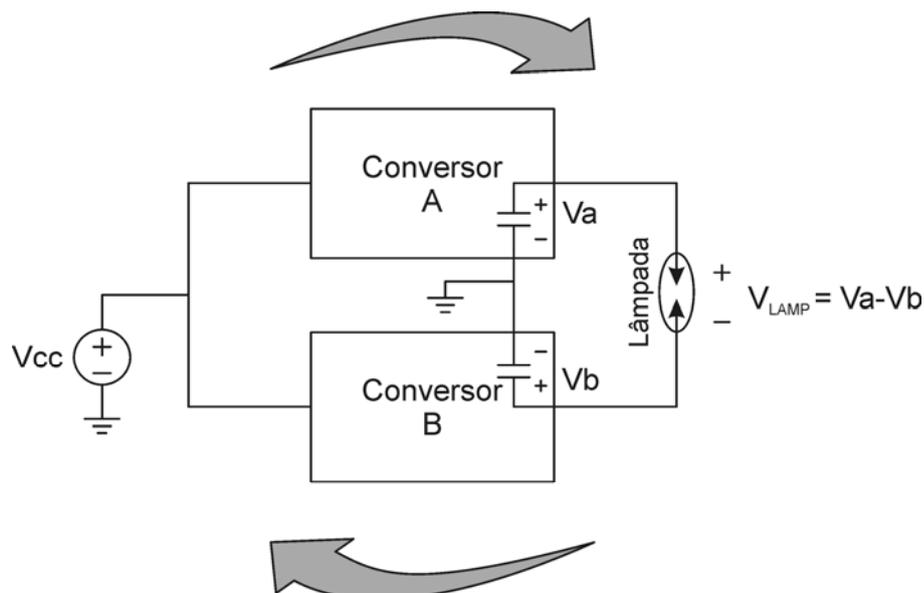


Figura 3.1 – Fluxo de energia – período de tensão positiva na lâmpada.

Em um segundo intervalo de tempo, correspondente a outro semi-ciclo de tensão na lâmpada, a comutação dos conversores se inverte, como se observa na figura 3.2. Nesse caso, o *conversor A* é polarizado reversamente, transferindo energia da carga à fonte de alimentação, enquanto que o *conversor B* opera na sua forma de polarização direta, transferindo energia da fonte à carga. Nesse período, a tensão V_b é maior que V_a , e a tensão na lâmpada apresenta uma polaridade inversa à do primeiro semi-ciclo.

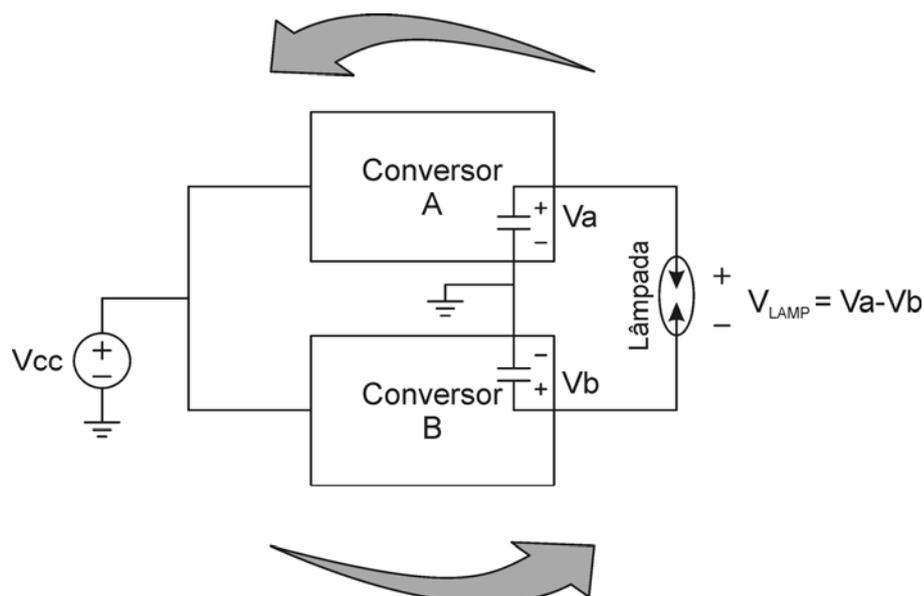


Figura 3.2 – Fluxo de energia – período de tensão negativa na lâmpada.

A característica de simetria entre os dois conversores resulta em uma amplitude de tensão na lâmpada que não se altera nesses dois períodos. Assim, a tensão na lâmpada apresenta uma forma de onda quadrada e simétrica, e sua potência instantânea é aproximadamente constante, conforme verificado na figura 3.3.

Utilizando-se essa técnica de modulação e a conexão diferencial de conversores CC/CC, torna-se possível obter várias topologias de reatores eletrônicos para lâmpadas de descarga em alta pressão, de acordo com o conversor empregado. As topologias apresentadas e analisadas nesse trabalho são as seguintes: Buck, Boost, Buck-Boost, SEPIC e Zeta. Também é apresentada a topologia Buck-Boost isolado, ou Flyback, por se tratar de um conversor bastante empregado em reatores eletrônicos, e proporcionar a redução de dispositivos interruptores ativos em relação a outras topologias.

Todas as topologias são analisadas considerando-se o modo de condução descontínua, uma vez que se pretende efetuar

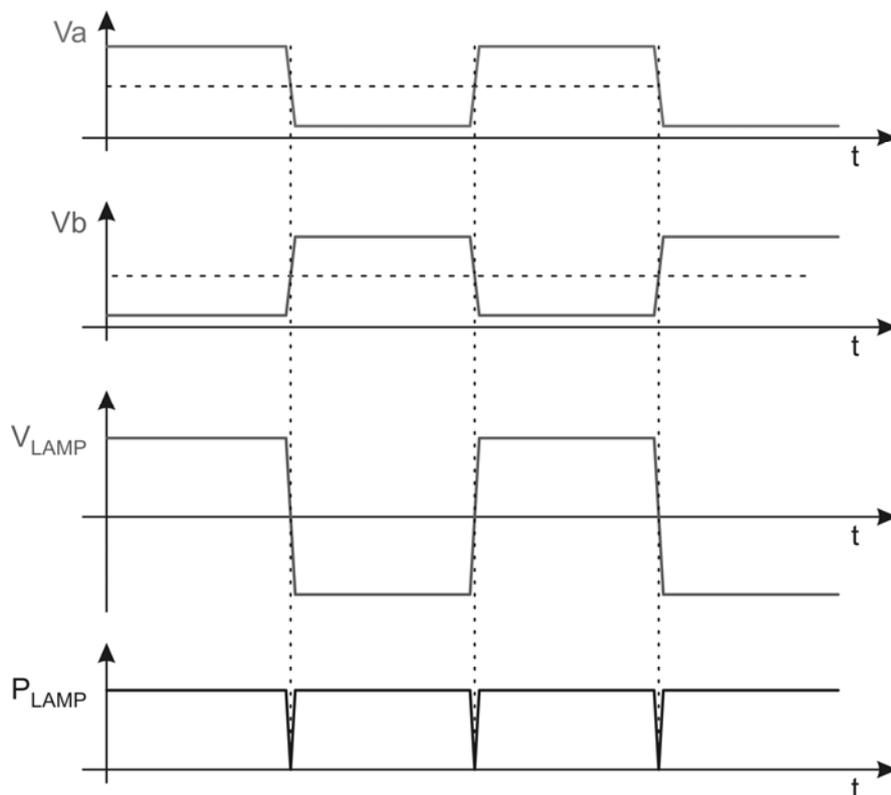


Figura 3.3 – Tensão nas saídas dos conversores e potência na lâmpada.

3.3 Topologia Derivada do Conversor Buck Bidirecional

A primeira topologia analisada baseia-se no emprego de dois conversores Buck bidirecionais em corrente e simétricos, conectados a uma carga comum de forma diferencial.

Um conversor Buck bidirecional em corrente é apresentado na figura 3.4, e difere de um conversor Buck clássico pelo fato de apresentar dois interruptores bidirecionais em corrente, ao invés de dois interruptores unidirecionais em corrente.

A comutação do interruptor S_3 possibilita a inversão do fluxo de energia no conversor, através do diodo antiparalelo do dispositivo S_1 . Nessa etapa, o conversor opera como um conversor Boost clássico, tendo como fonte de energia a tensão da carga, e transferindo energia à fonte de tensão V_{cc} , conforme figura 3.5.

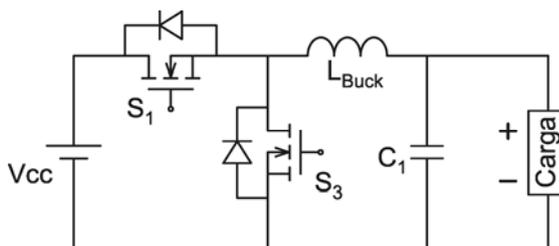


Figura 3.4 – Conversor Buck bidirecional em corrente.

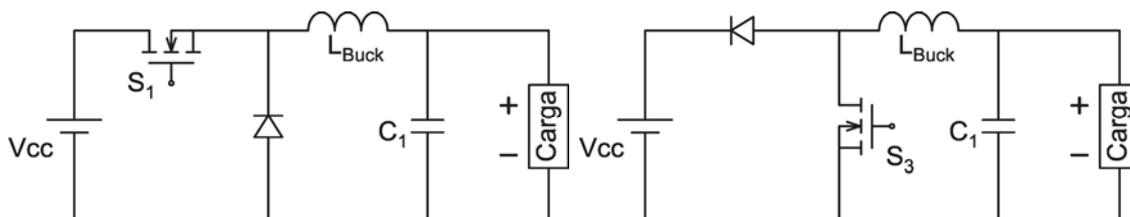


Figura 3.5 – Modos de polarização de um conversor Buck bidirecional - direta e reversa.

Conectando-se dois conversores Buck bidirecionais em corrente de forma diferencial à carga, obtêm-se a topologia representada na figura 3.6.

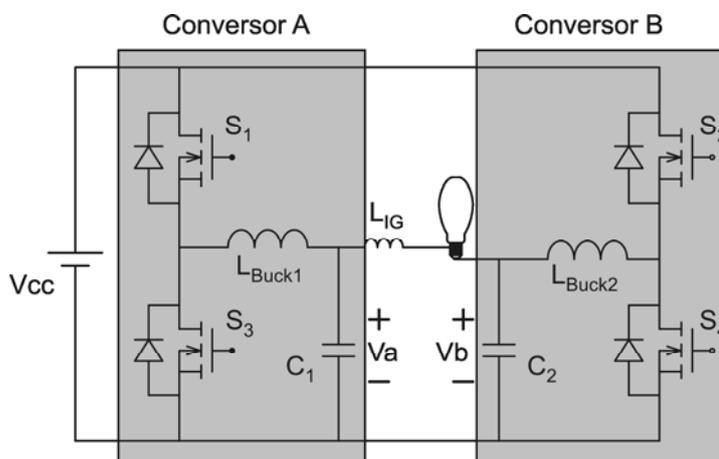


Figura 3.6 – Conexão diferencial de conversores Buck bidirecionais.

Nessa análise, a carga é composta por uma lâmpada em série com um indutor L_{IG} . Essa indutância representa o enrolamento secundário do transformador de pulsos do circuito ignitor, e não apresenta efeito considerável no comportamento do sistema, quando operado no seu estado de regime permanente.

3.3.1 Etapas de Operação

A análise das etapas de operação dessa topologia é efetuada considerando-se inicialmente um intervalo de tensão positiva na lâmpada, ou seja, o *conversor A*, da figura 3.6, opera no seu modo de polarização direta, transferindo energia da fonte à carga, enquanto que o *conversor B* é reversamente polarizado.

Dessa forma, os dispositivos S_1 e S_4 são comutados em alta freqüência, enquanto que os gatilhos dos interruptores S_2 e S_3 são mantidos com nível zero de tensão. A figura 3.7 representa o circuito equivalente da topologia, durante esse intervalo de tensão na lâmpada. Os interruptores S_2 e S_3 são representados por seus diodos em antiparalelo D_{S2} e D_{S3} .

Durante esse intervalo de tempo, as etapas de operação da topologia são apresentadas na figura 3.8.

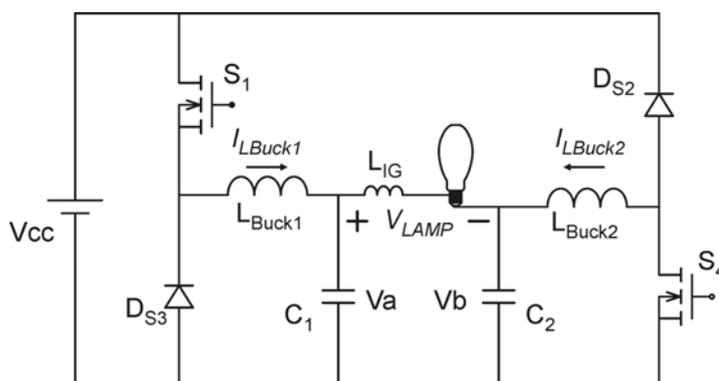


Figura 3.7 – Circuito equivalente – período de tensão positiva na lâmpada.

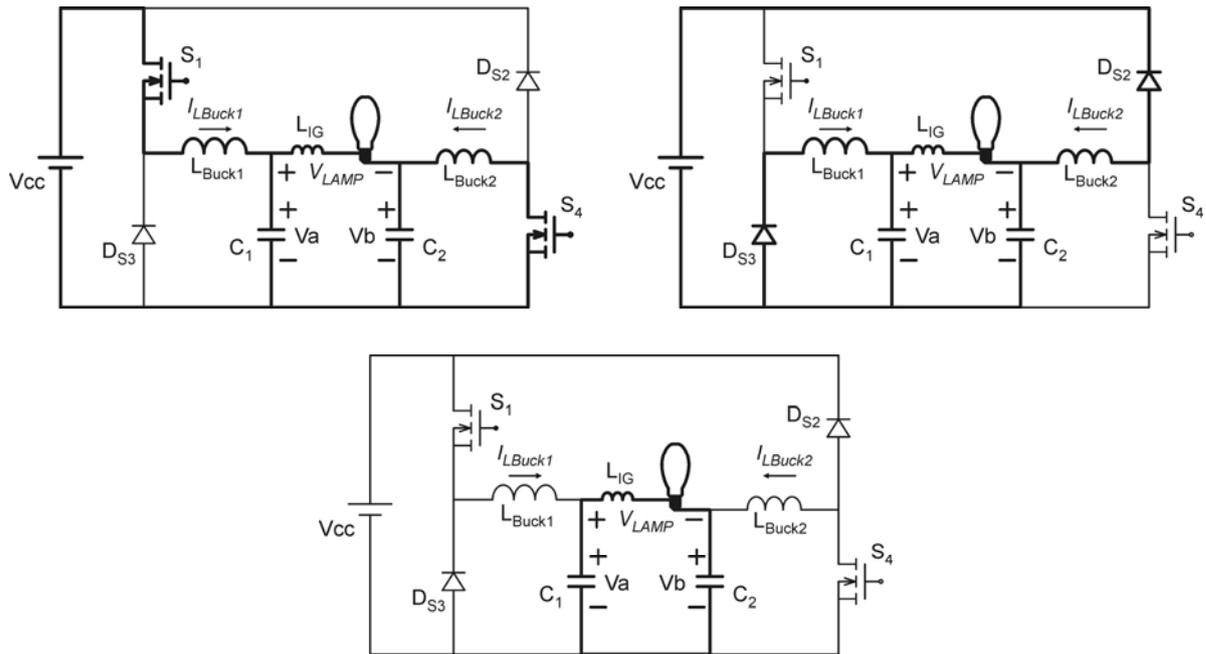


Figura 3.8 – Etapas de operação – período de tensão positiva na lâmpada.

Em uma primeira etapa, os interruptores S_1 e S_4 estão conduzindo, e os diodos D_{S2} e D_{S3} estão em estado bloqueado. Os indutores L_{Buck1} e L_{Buck2} armazenam energia de acordo com (3.2) e (3.3). As tensões aplicadas sobre esses indutores e suas respectivas formas de onda de corrente são representadas na figura 3.9.

$$V_{LBuck1} = V_{cc} - V_a \quad (3.2)$$

$$V_{LBuck2} = -V_b \quad (3.3)$$

Em uma segunda etapa de operação, os interruptores S_1 e S_4 são bloqueados através de seu sinal de comando. Os diodos D_{S2} e D_{S3} entram em estado de condução, e o indutor L_{Buck1} descarrega sua energia sobre o capacitor C_1 , enquanto que o indutor L_{Buck2} descarrega sua energia na fonte de tensão V_{cc} , de acordo com (3.4) e (3.5). Esta segunda etapa ocorre até que as correntes sobre os indutores L_{Buck1} e L_{Buck2} sejam nulas, quando se inicia a terceira etapa de operação, descrita na figura 3.8, e que caracteriza o modo de condução descontínua da topologia. Nesta terceira etapa, todos os interruptores estão em estado de bloqueio.

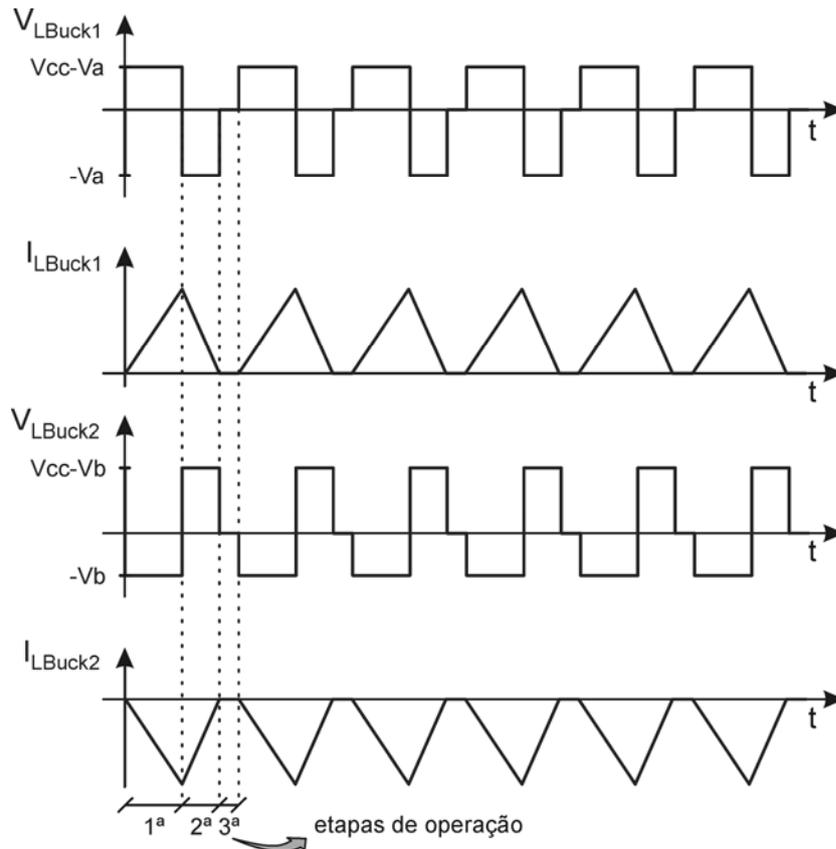


Figura 3.9 – Tensão e corrente nos indutores L_{Buck} – período de tensão positiva na lâmpada.

$$V_{LBuck1} = -Va \quad (3.4)$$

$$V_{LBuck2} = Vcc - Vb \quad (3.5)$$

A inversão da tensão na lâmpada é obtida através da comutação, em alta frequência, dos interruptores S_2 e S_3 , mantendo-se os interruptores S_1 e S_4 bloqueados. Nesse estágio, o fluxo de energia se inverte nos dois conversores envolvidos, e a tensão de saída Vb passa a ser maior que Va . As etapas de operação correspondentes a esse período de tensão na lâmpada são apresentadas na figura 3.10, e as respectivas formas de onda de tensão e corrente nos indutores são representadas na figura 3.11.

As envoltórias das formas de onda de tensão e corrente nos indutores são representadas na figura 3.12, que representa o comportamento da topologia em estado de regime permanente e considerando-se a frequência da tensão na lâmpada.

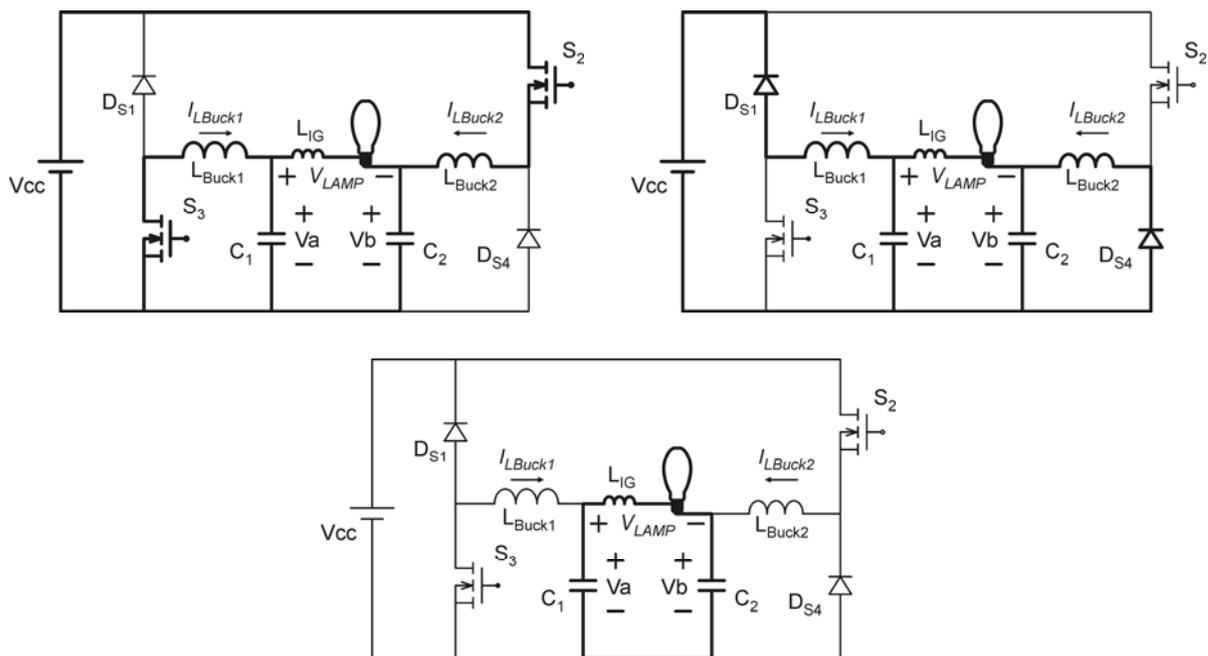


Figura 3.10 – Etapas de operação – período de tensão negativa na lâmpada.

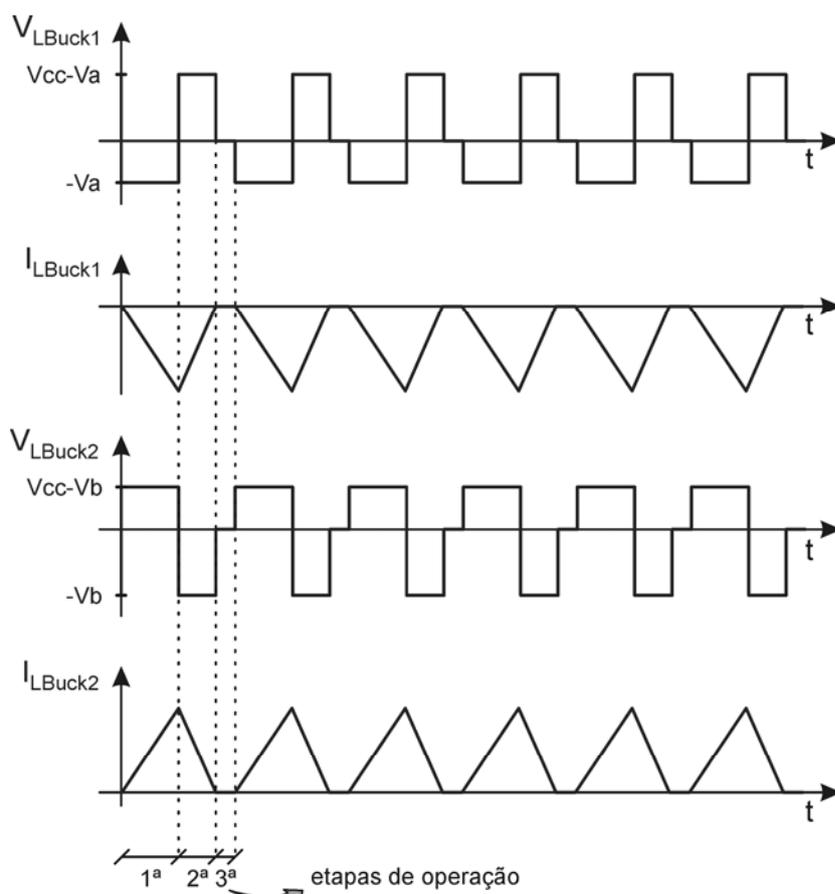


Figura 3.11 – Tensão e corrente nos indutores L_{Buck} – período de tensão negativa na lâmpada.

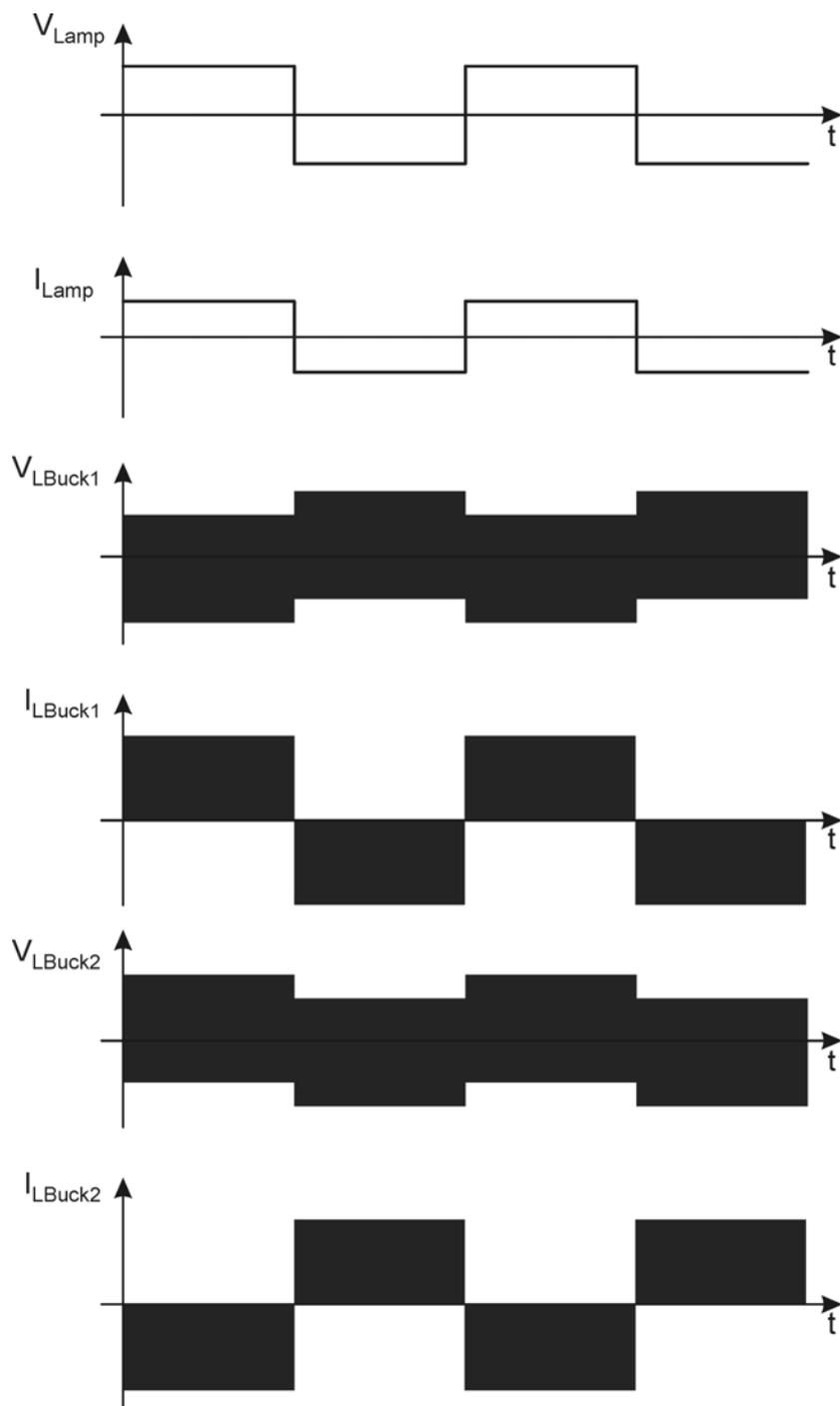


Figura 3.12 – Tensão e corrente nos indutores L_{Buck} – baixa frequência.

3.4 Topologia Derivada do Conversor Boost Bidirecional

Outra topologia apresentada é baseada no emprego de dois conversores Boost bidirecionais em corrente e simétricos, conectados à lâmpada de forma diferencial.

Um conversor Boost bidirecional em corrente é apresentado na figura 3.13, e na figura 3.14 é apresentada a topologia originada desse conversor para alimentar uma lâmpada de descarga em alta pressão, empregando a conexão diferencial de dois conversores Boost bidirecionais.

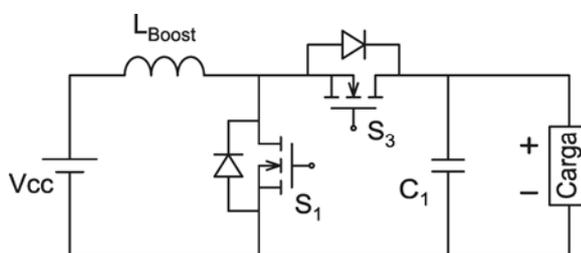


Figura 3.13 – Conversor Boost bidirecional em corrente.

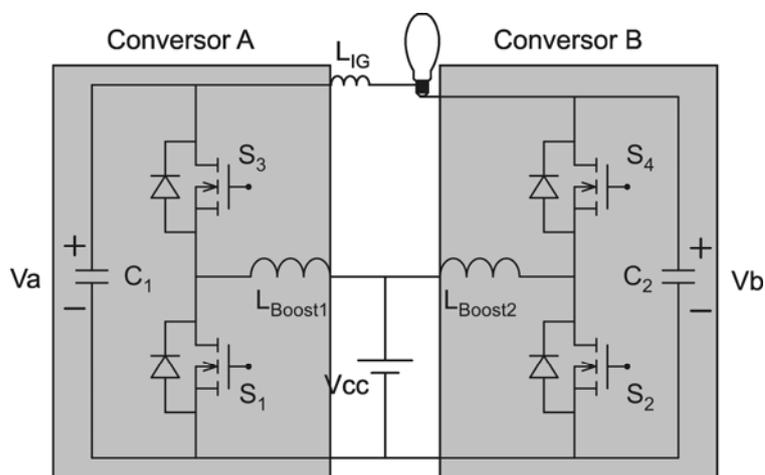


Figura 3.14 – Conexão diferencial de conversores Boost bidirecionais.

Da mesma forma que na topologia anterior, a carga é composta por uma lâmpada em série com um indutor L_{IG} , que representa o enrolamento secundário de um transformador de pulsos utilizado para iniciar o processo de ignição da lâmpada.

3.4.1 Etapas de Operação

Em um período de tensão positiva na lâmpada, o *conversor A*, da figura 3.14, opera no seu modo de polarização direta, transferindo energia da fonte de alimentação à carga, enquanto que o *conversor B* opera na sua forma de polarização reversa.

Assim, os dispositivos S_1 e S_4 são comutados em alta freqüência, enquanto que os gatilhos dos interruptores S_2 e S_3 são mantidos com nível zero de tensão, e o conversor pode ser simplificado segundo a representação da figura 3.15.

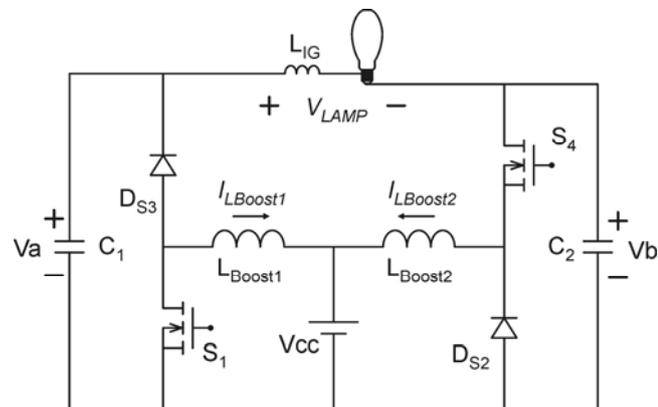


Figura 3.15 – Circuito equivalente – período de tensão positiva na lâmpada.

Durante esse intervalo de tempo, as etapas de operação da topologia são apresentadas na figura 3.16. Em uma primeira etapa, os interruptores S_1 e S_4 encontram-se em estado de condução, e os diodos D_{S2} e D_{S3} estão bloqueados. Os indutores L_{Boost1} e L_{Boost2} armazenam energia segundo (3.6) e (3.7).

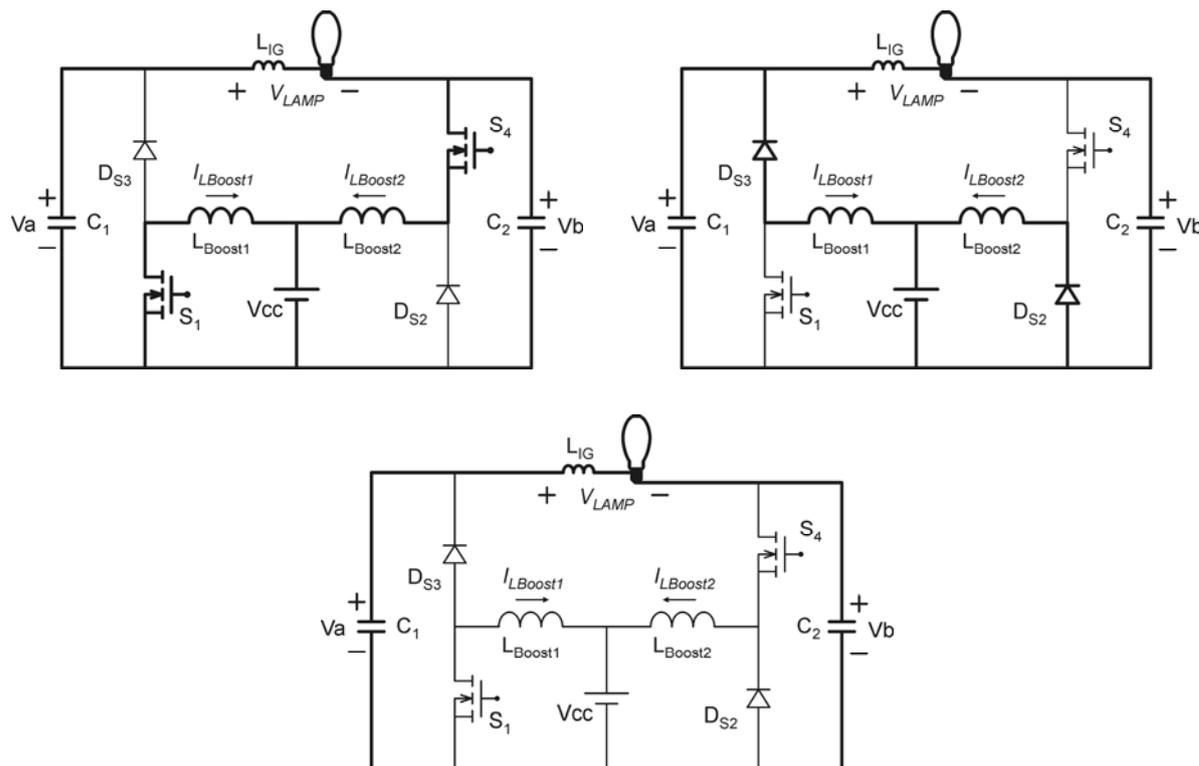


Figura 3.16 – Etapas de operação – período de tensão positiva na lâmpada.

$$V_{L_{Boost1}} = V_{CC} \quad (3.6)$$

$$V_{L_{Boost2}} = V_{CC} - V_b \quad (3.7)$$

Em uma segunda etapa de operação, os interruptores S_1 e S_4 são bloqueados através de seu sinal de comando, e os diodos D_{S2} e D_{S3} entram em estado de condução. O indutor L_{Boost1} descarrega sua energia sobre o capacitor de saída C_1 , enquanto que o indutor L_{Boost2} descarrega sua energia na fonte de tensão V_{cc} , de acordo com (3.8) e (3.9).

Uma terceira etapa de operação ocorre quando o conversor opera no modo de condução descontínua, e é caracterizada pelo estado de bloqueio dos quatro interruptores. As tensões aplicadas sobre esses indutores durante as três etapas de operação descritas são representadas na figura 3.17.

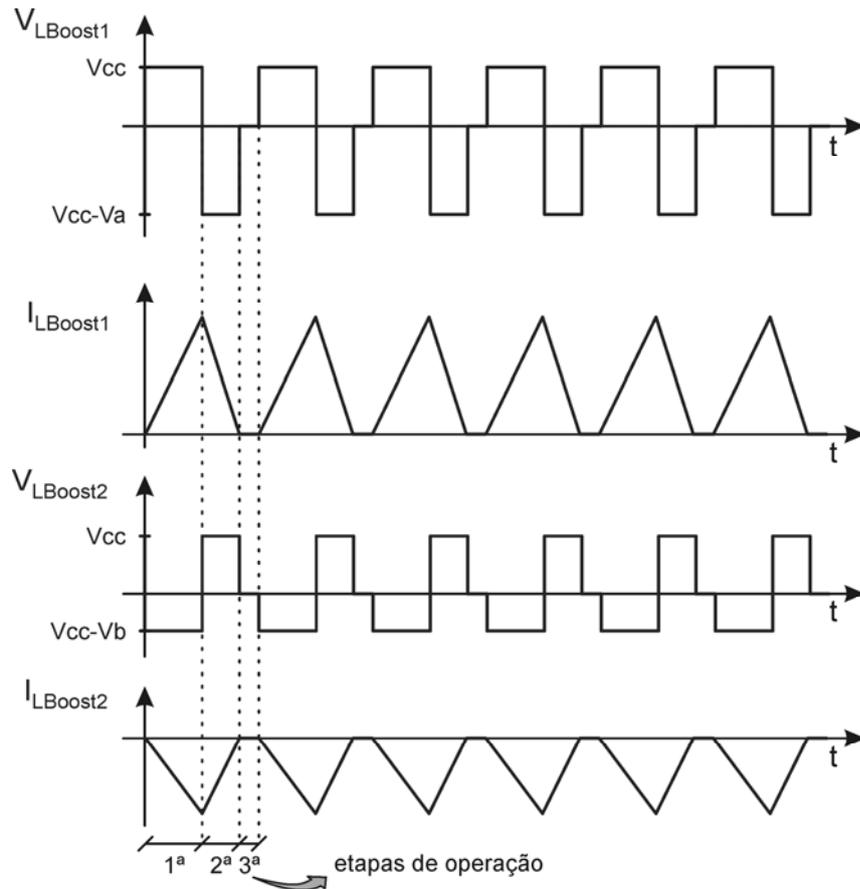


Figura 3.17 – Tensão e corrente nos indutores L_{Boost} – período de tensão positiva na lâmpada.

$$V_{L_{Boost1}} = V_{CC} - V_a \quad (3.8)$$

$$V_{L_{Boost2}} = V_{CC} \quad (3.9)$$

A inversão da tensão na lâmpada é obtida através da comutação, em alta frequência, dos interruptores S_2 e S_3 , mantendo-se os interruptores S_1 e S_4 bloqueados. Dessa forma, o fluxo de energia se inverte nos dois conversores envolvidos, e a tensão de saída V_b passa a ser maior que V_a . As etapas de operação correspondentes a esse período de tensão negativa na lâmpada são apresentadas na figura 3.18, e as formas de onda de tensão e corrente sobre os indutores, durante esse período, são representadas na figura 3.19.

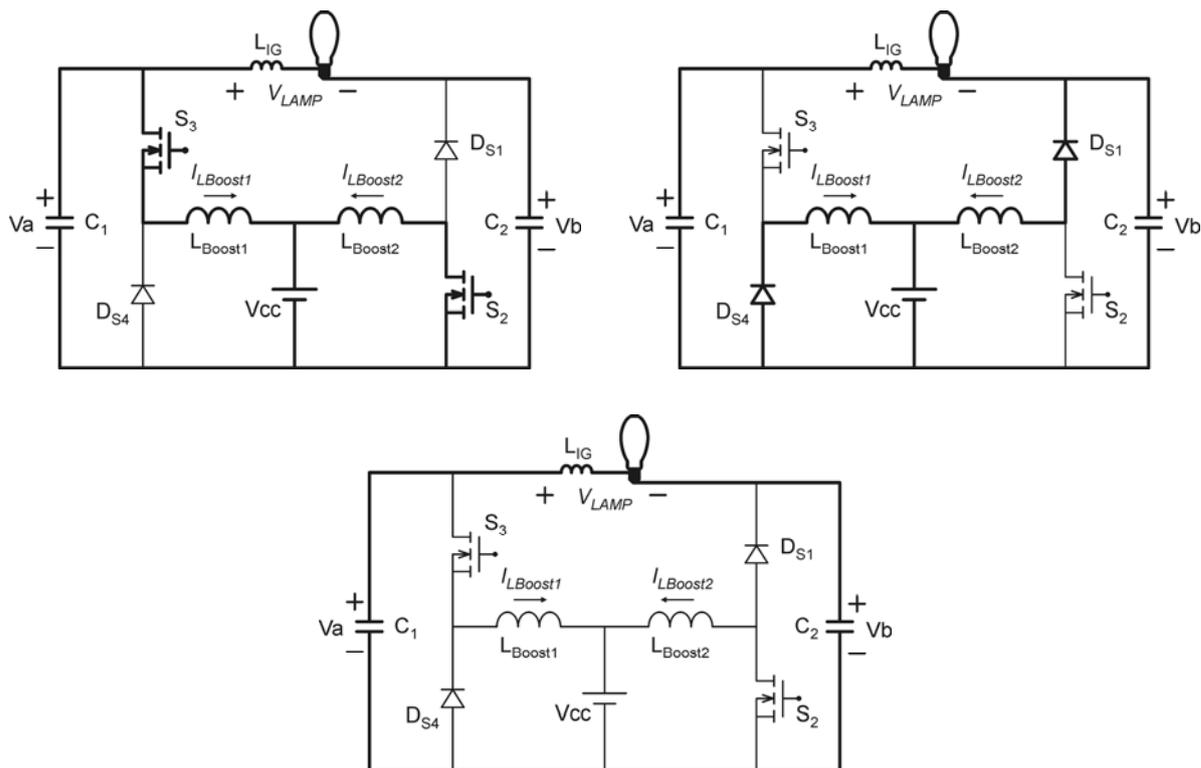


Figura 3.18 – Etapas de operação – período de tensão negativa na lâmpada.

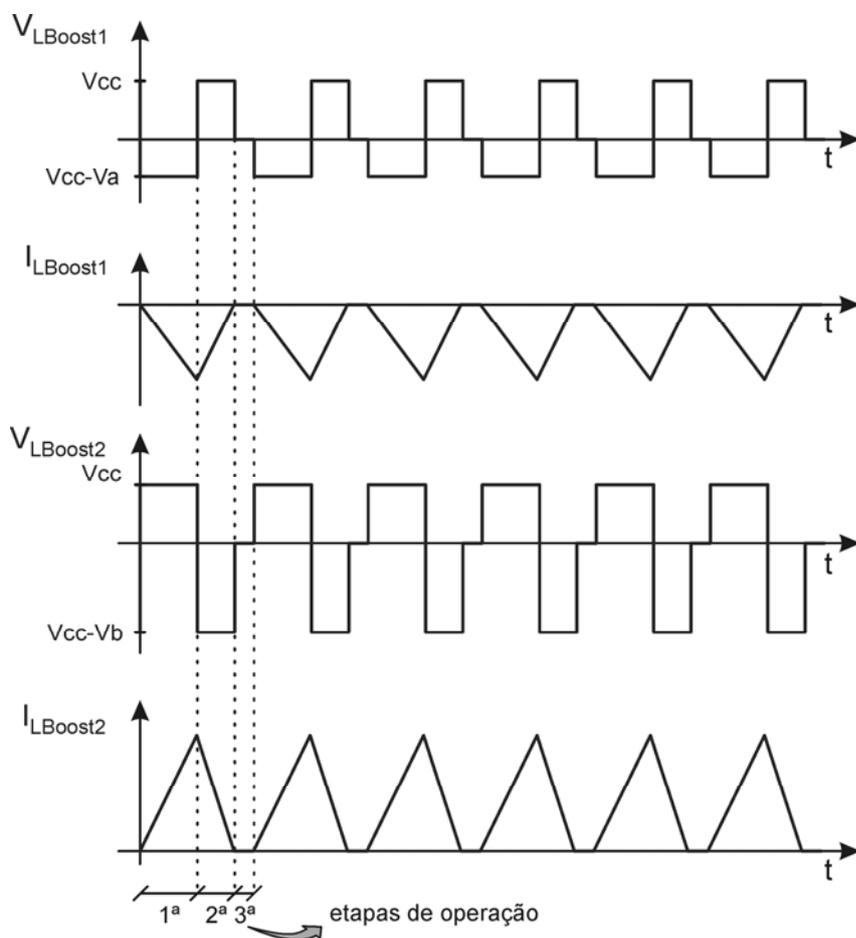


Figura 3.19 – Tensão e corrente nos indutores L_{Boost} – período de tensão negativa na lâmpada.

A figura 3.20 apresenta as envoltórias das tensões e correntes sobre os indutores L_{Boost1} e L_{Boost2} , que caracteriza o comportamento dos conversores em regime permanente, quando polarizados de forma direta e reversa, de acordo com a polaridade da tensão na lâmpada.

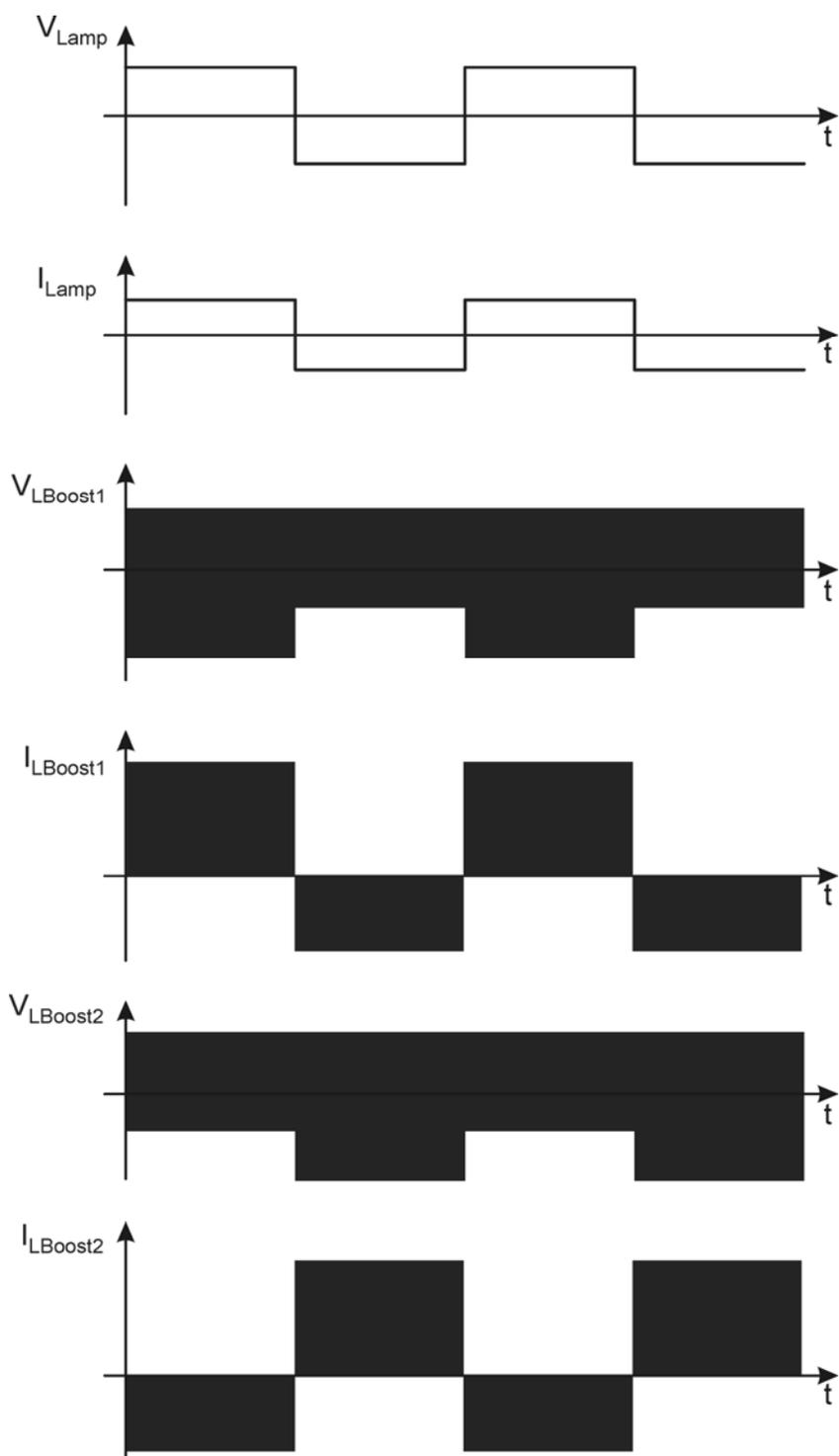


Figura 3.20 – Tensão e corrente nos indutores L_{Boost} – baixa frequência.

3.5 Topologia Derivada do Conversor Buck-Boost Bidirecional

Outra topologia apresentada baseia-se no emprego de dois conversores Buck-Boost bidirecionais em corrente e simétricos entre si, conectados à lâmpada de forma diferencial.

Um conversor Buck-Boost bidirecional em corrente é apresentado na figura 3.21, e na figura 3.22 é apresentada a topologia originada desse conversor para alimentação de uma lâmpada de descarga em alta pressão.

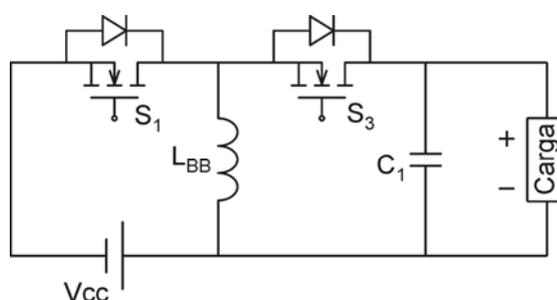


Figura 3.21 – Conversor Buck-Boost bidirecional em corrente.

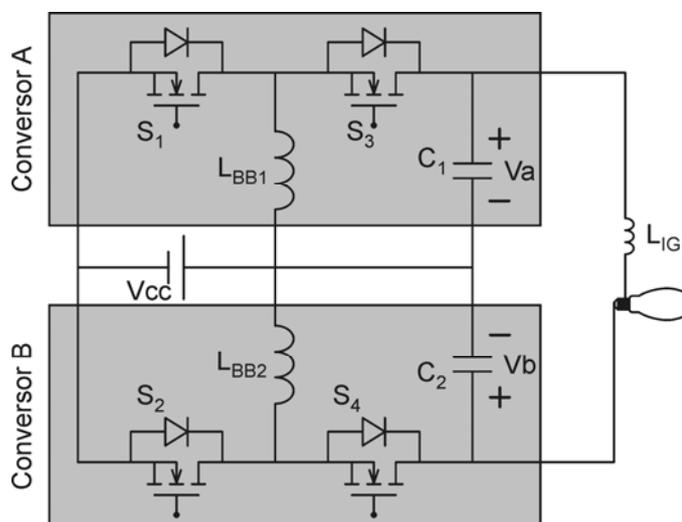


Figura 3.22 – Conexão diferencial de conversores Buck-Boost bidirecionais.

3.5.1 Etapas de Operação

Em um período de tensão positiva na lâmpada, o *conversor A*, da figura 3.22, opera no seu modo de polarização direta, transferindo energia da fonte à carga, enquanto que o *conversor B* opera na sua forma de polarização reversa.

Dessa forma, os dispositivos S_1 e S_4 são comutados em alta freqüência, enquanto que os interruptores S_2 e S_3 são mantidos em estado de bloqueio, e o conversor pode ser simplificado para a representação da figura 3.23.

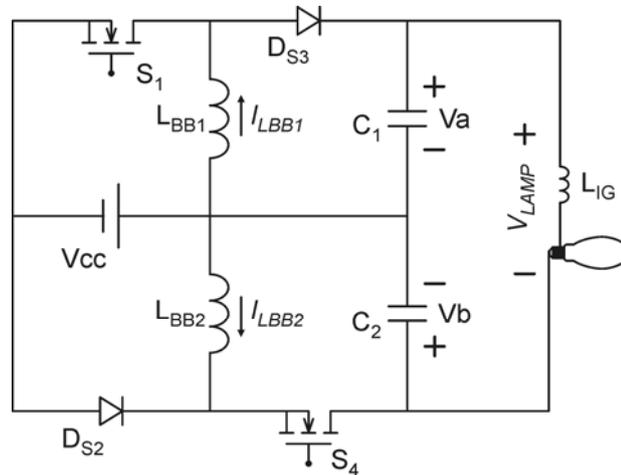


Figura 3.23 – Circuito equivalente – período de tensão positiva na lâmpada.

Durante esse intervalo de tempo, as etapas de operação da topologia são apresentadas na figura 3.24.

Em uma primeira etapa, os interruptores S_1 e S_4 encontram-se em estado de condução, os diodos D_{S2} e D_{S3} estão bloqueados, e os indutores L_{BB1} e L_{BB2} armazenam energia de acordo com (3.10) e (3.11).

$$V_{L_{BB1}} = V_{CC} \quad (3.10)$$

$$V_{L_{BB2}} = -V_b \quad (3.11)$$

Em uma segunda etapa de operação, os interruptores S_1 e S_4 são bloqueados através de seu sinal de comando, e os diodos D_{S2} e D_{S3} entram em estado de condução. O indutor L_{BB1} passa a descarregar sua energia sobre o capacitor de saída C_1 , enquanto que o indutor L_{BB2} descarrega sua energia na fonte de tensão V_{CC} , segundo (3.12) e (3.13). Uma terceira etapa de operação ocorre quando os conversores operam em modo de condução descontínua, e é

caracterizada pelo bloqueio dos interruptores e ausência de corrente nos indutores do conversor.

$$V_{LBB1} = -V_a \quad (3.12)$$

$$V_{LBB2} = V_{CC} \quad (3.13)$$

As tensões e correntes sobre os indutores L_{BB} são apresentadas na figura 3.25, caracterizando as três etapas de operação descritas, para um período de tensão positiva na lâmpada.

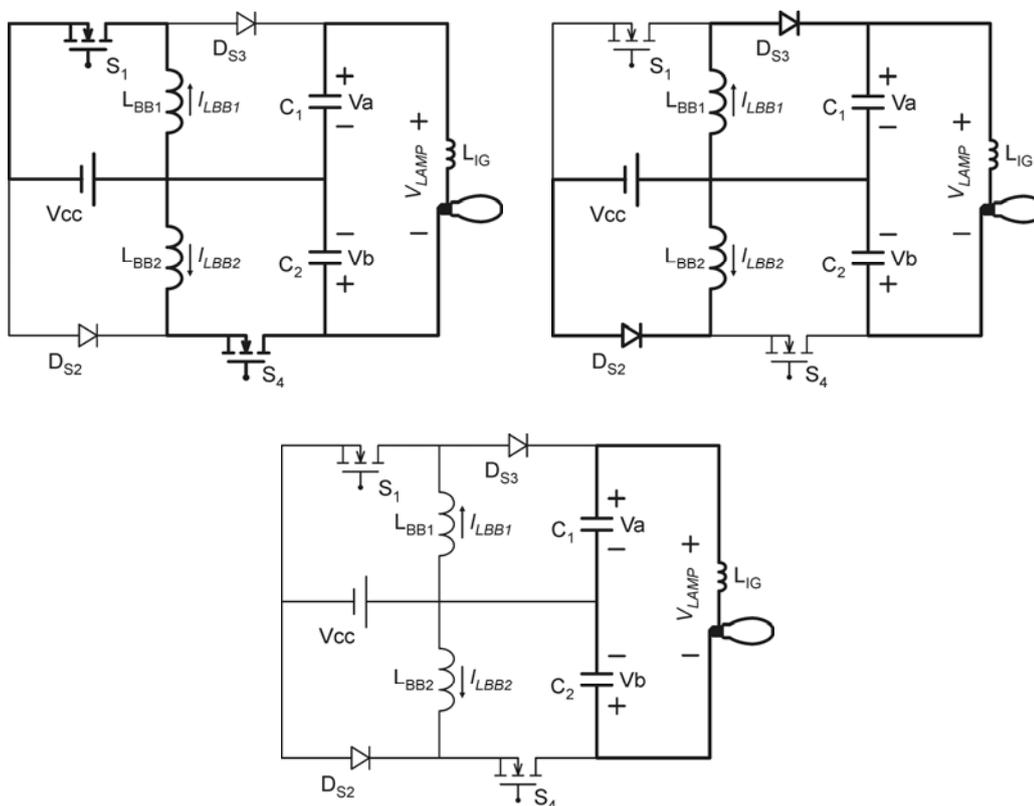


Figura 3.24 – Etapas de operação – período de tensão positiva na lâmpada.

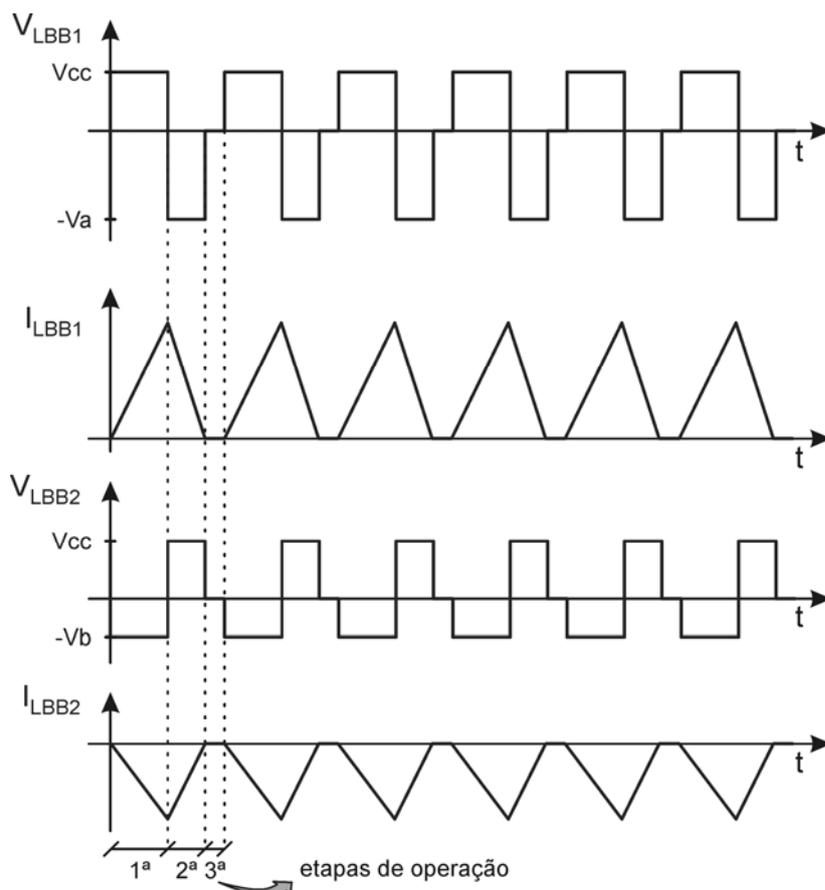


Figura 3.25 – Tensão e corrente nos indutores L_{BB} – período de tensão positiva na lâmpada.

A inversão da tensão na lâmpada é obtida através da comutação, em alta frequência, dos interruptores S_2 e S_3 , mantendo-se os interruptores S_1 e S_4 bloqueados. Nesse estágio, o fluxo de energia se inverte nos dois conversores envolvidos, e a tensão de saída V_b passa a ser maior que V_a . As etapas de operação correspondentes a esse intervalo de tempo são apresentadas na figura 3.26, e as tensões e correntes sobre os indutores L_{BB} são apresentadas na figura 3.27.

As envoltórias das tensões e correntes sobre esses indutores L_{BB1} e L_{BB2} são apresentadas na figura 3.28, que caracteriza os modos de operação direta e reversa de cada conversor Buck-Boost, de acordo com a polaridade da tensão na lâmpada.

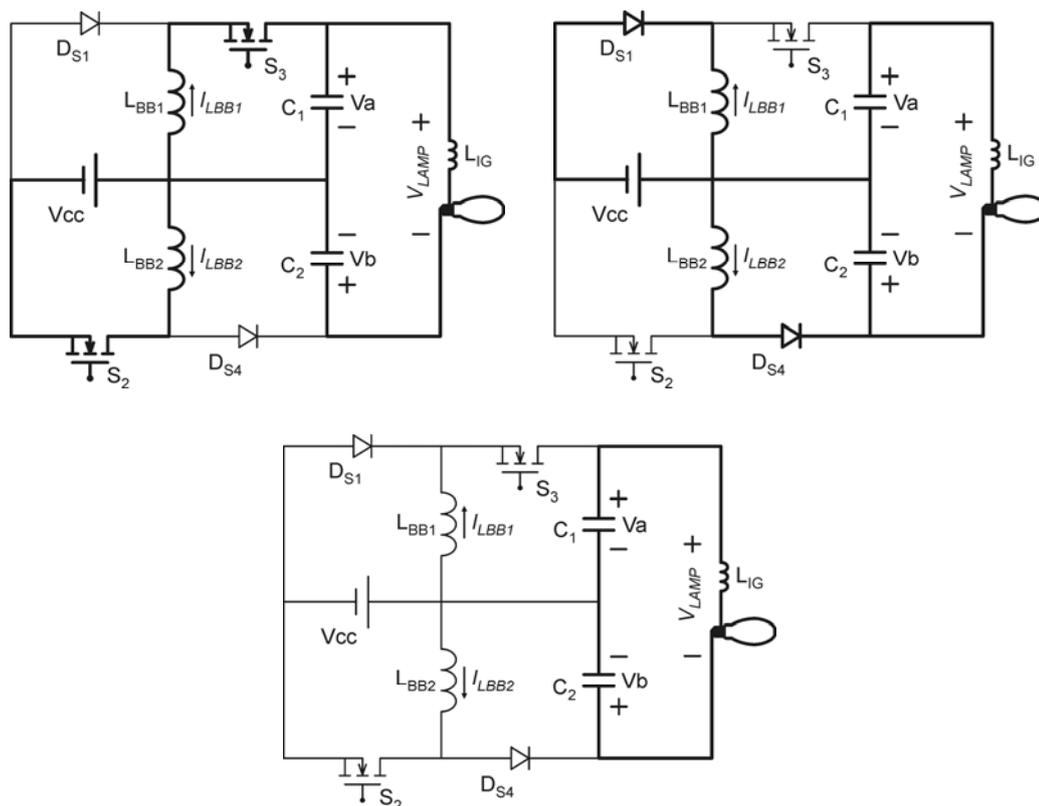


Figura 3.26 – Etapas de operação – período de tensão negativa na lâmpada.

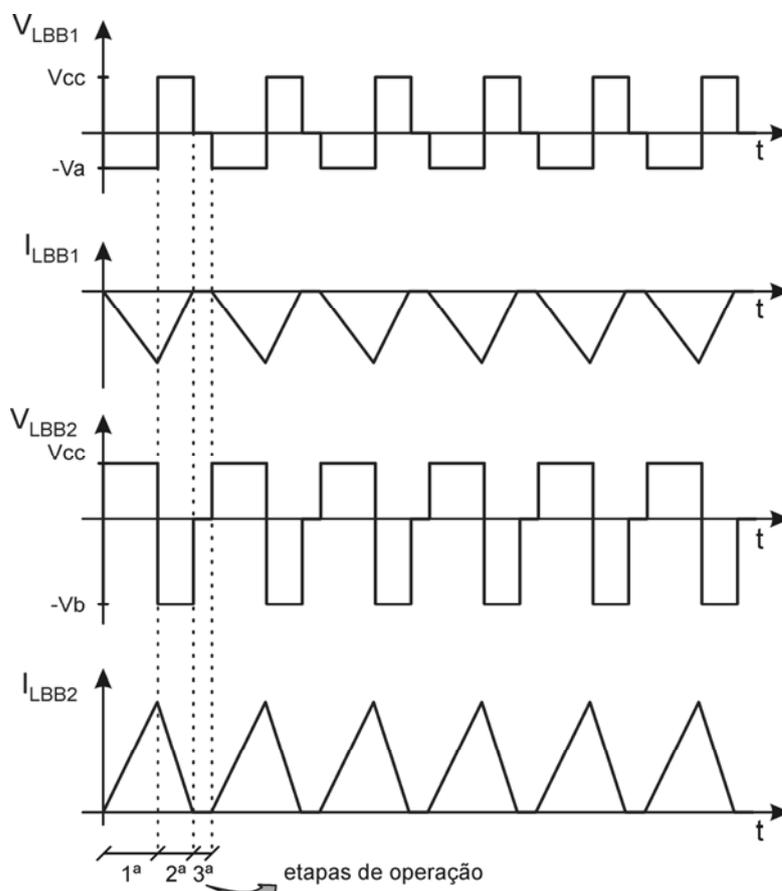


Figura 3.27 – Tensão e corrente nos indutores L_{BB} – período de tensão negativa na lâmpada.

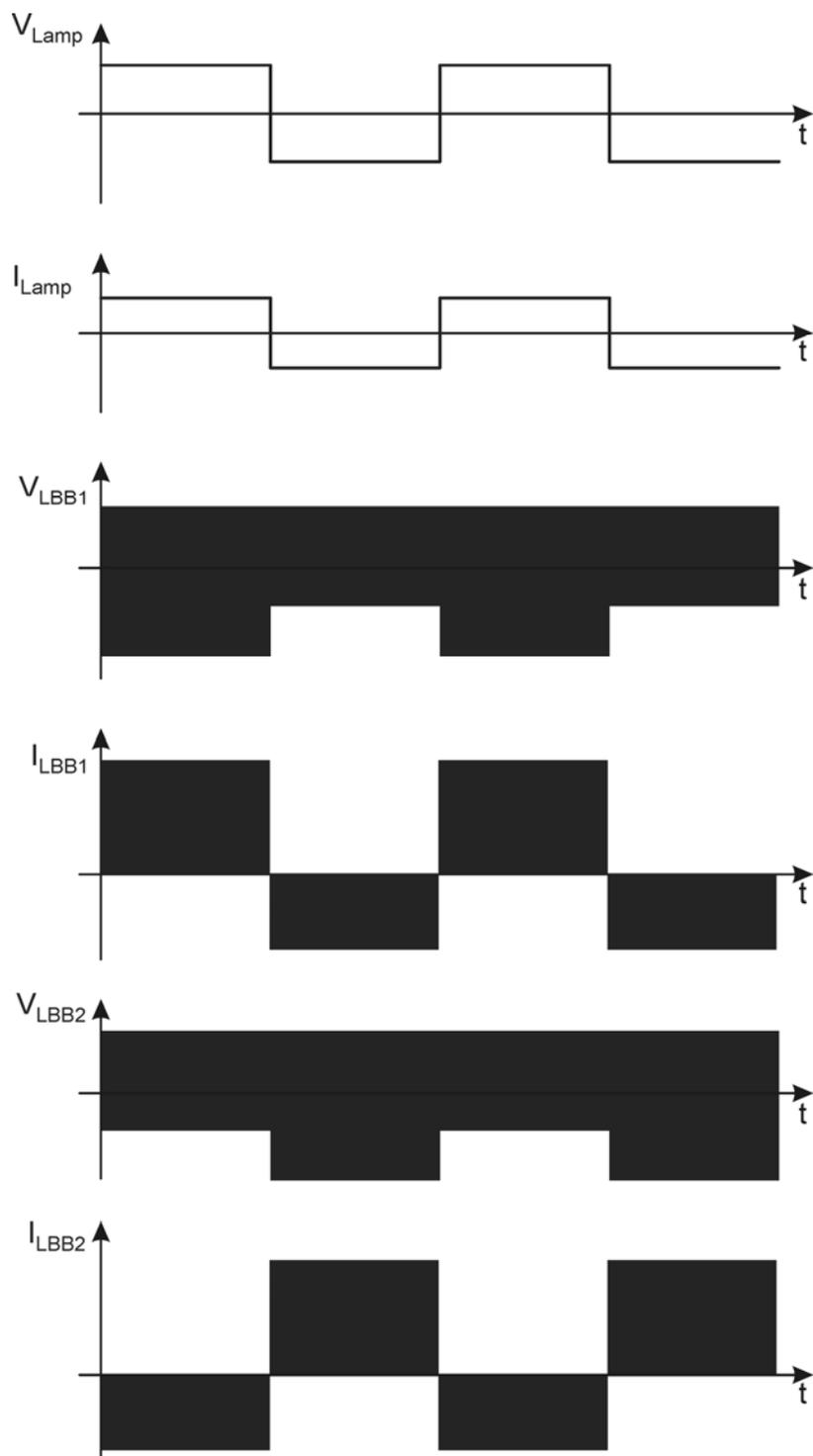


Figura 3.28 – Tensão e corrente nos indutores L_{BB} – baixa frequência.

3.6 Topologia Derivada do Conversor SEPIC Bidirecional

Utilizando-se conversores SEPIC bidirecionais em corrente e simétricos, é possível obter outra topologia para alimentar lâmpadas de descarga em alta pressão, através da conexão diferencial desses conversores.

Um conversor SEPIC bidirecional em corrente é apresentado na figura 3.29, e na figura 3.30 é apresentada a topologia originada do emprego de dois conversores SEPIC bidirecionais conectados de forma diferencial para alimentar uma lâmpada HID.

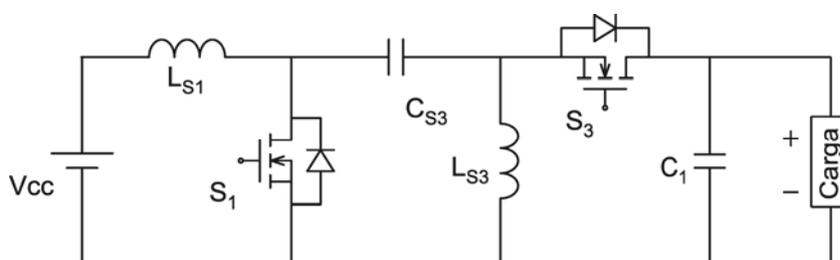


Figura 3.29 – Conversor SEPIC bidirecional em corrente.

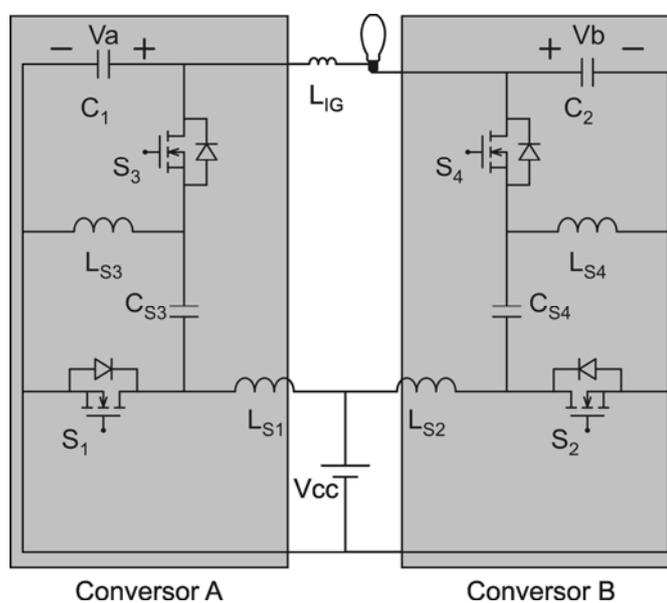


Figura 3.30 – Conexão diferencial de conversores SEPIC bidirecionais.

3.6.1 Etapas de Operação

As etapas de operação dessa topologia são apresentadas a seguir, sendo que as etapas descritas na figura 3.31 representam um período de tensão positiva na lâmpada, com a tensão V_a maior que V_b . Durante o período de comutação dos interruptores S_1 e S_4 , as tensões e correntes sobre os indutores L_{S1} , L_{S2} , L_{S3} e L_{S4} são representadas na figura 3.32.

A primeira etapa corresponde ao período de condução desses interruptores S_1 e S_4 , durante o qual os diodos D_{S2} e D_{S3} encontram-se em estado de bloqueio, e as tensões aplicadas aos indutores L_{S1} e L_{S3} são descritas em (3.14) e (3.15).

$$V_{LS1} = V_{LS3} = V_{cc} \quad (3.14)$$

$$V_{LS2} = V_{LS4} = -V_b \quad (3.15)$$

A partir do bloqueio desses interruptores, os diodos em antiparalelo de D_{S2} e D_{S3} entram em condução, caracterizando a segunda etapa de operação, durante a qual as tensões sobre os indutores são indicadas em (3.16) e (3.17).

$$V_{LS1} = V_{LS3} = -V_a \quad (3.16)$$

$$V_{LS2} = V_{LS4} = V_{cc} \quad (3.17)$$

Esses diodos são bloqueados a partir do momento em que as correntes sobre os indutores L_{S1} e L_{S3} assumem valores iguais em módulo, porém com sentido contrário, da mesma forma que as correntes sobre os indutores L_{S2} e L_{S4} . Esta terceira etapa de operação caracteriza o modo de condução descontínua da topologia e é descrita na figura 3.31, na qual a tensão sobre os indutores é considerada nula.

Para tais avaliações, as tensões sobre os capacitores C_{S3} e C_{S4} são consideradas constantes e iguais à V_{cc} durante todo o período de comutação.

As etapas de operação durante um período de tensão negativa na lâmpada, com a tensão de saída V_b maior que V_a , são representadas na figura 3.33, e as tensões e correntes sobre os indutores L_S são representadas na figura 3.34, durante esse período de tensão na lâmpada.

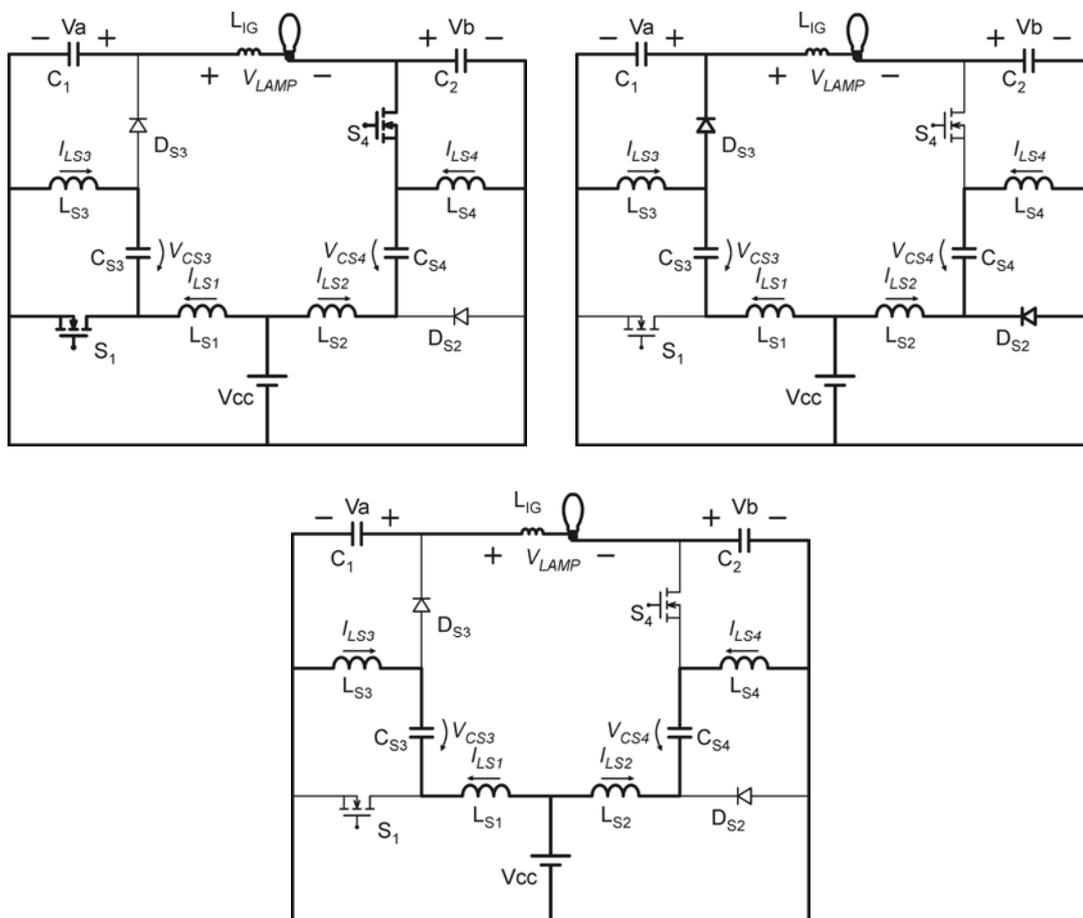


Figura 3.31 – Etapas de operação – período de tensão positiva na lâmpada.

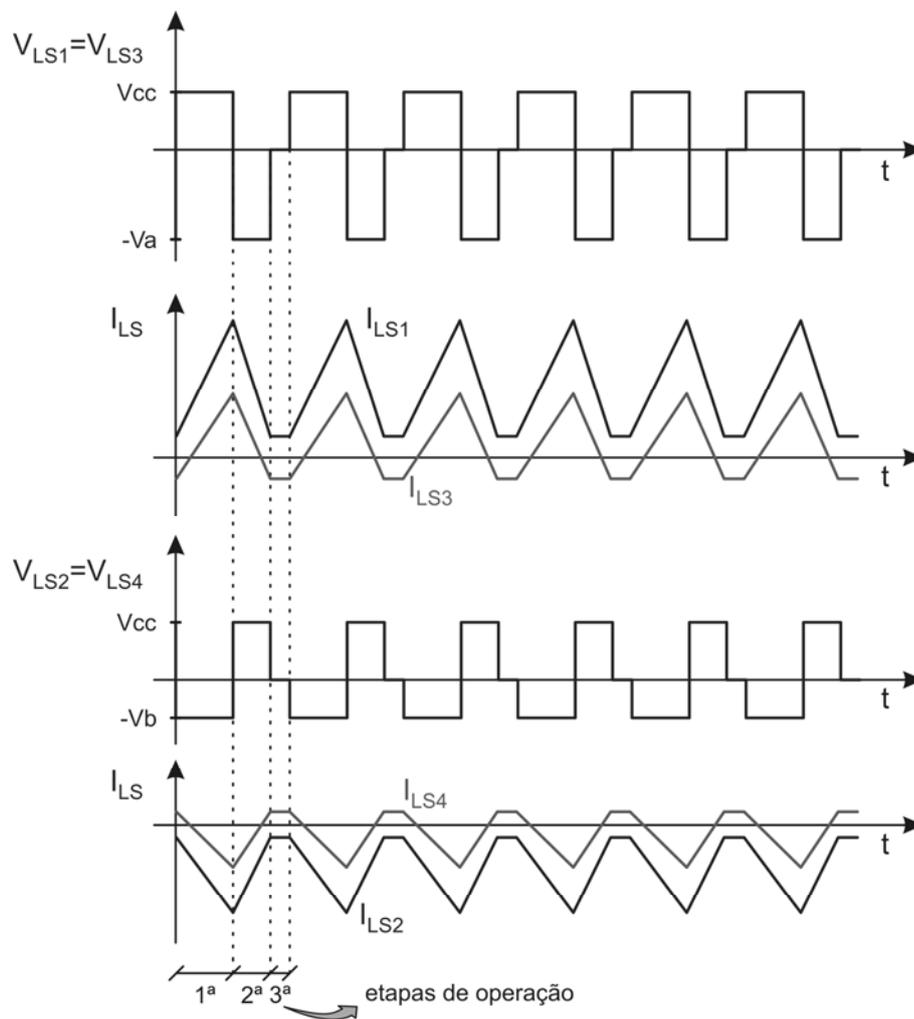


Figura 3.32 – Tensão e corrente nos indutores L_S – período de tensão positiva na lâmpada.

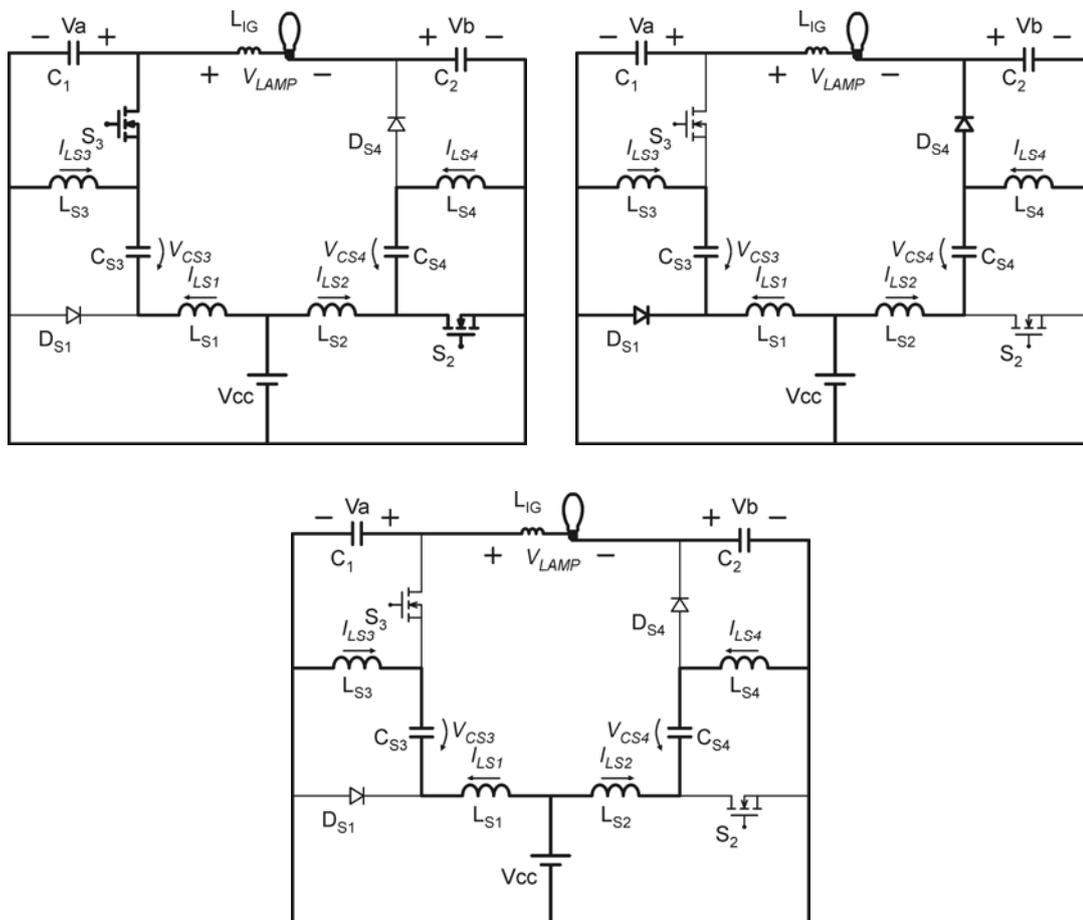


Figura 3.33 – Etapas de operação – período de tensão negativa na lâmpada.

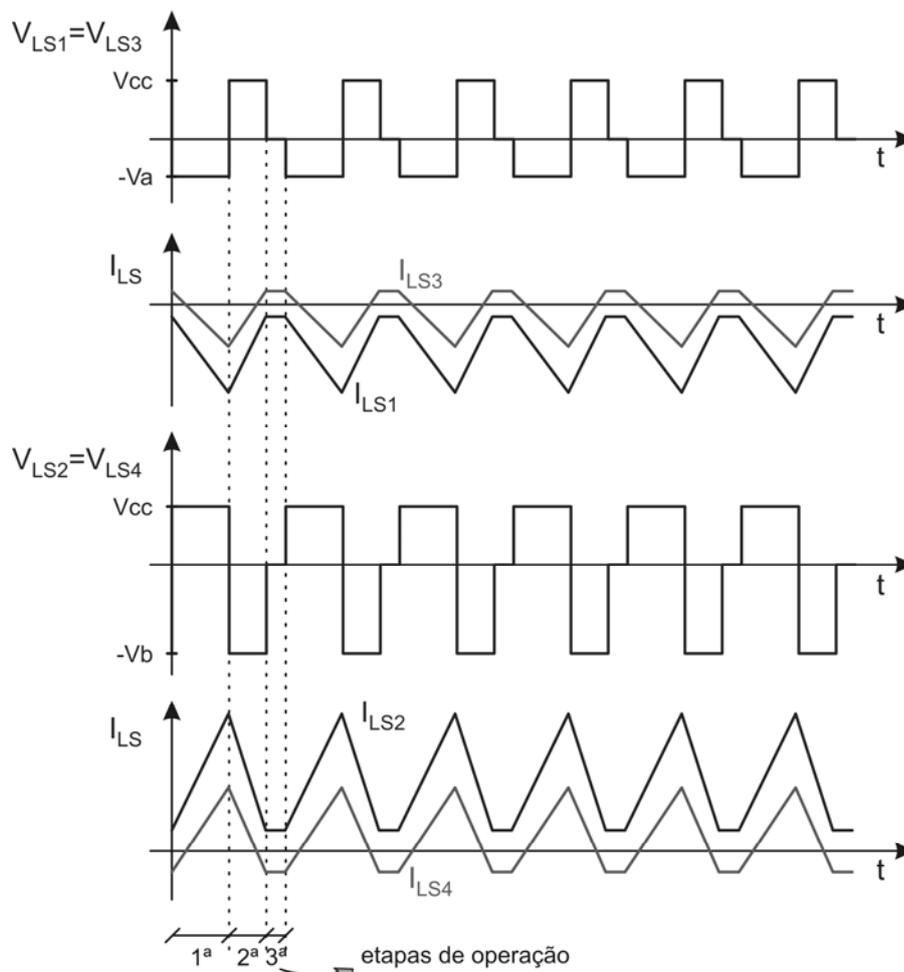


Figura 3.34 – Tensão e corrente nos indutores L_S – período de tensão negativa na lâmpada.

3.7 Topologia Derivada do Conversor Zeta Bidirecional

Outra topologia apresentada é baseada no emprego de dois conversores Zeta bidirecionais em corrente e simétricos, conectados à lâmpada de forma diferencial.

Um conversor Zeta bidirecional em corrente é apresentado na figura 3.35, e na figura 3.36 é apresentada a topologia originada desse conversor para alimentar uma lâmpada de descarga em alta pressão, através da conexão diferencial de conversores simétricos.

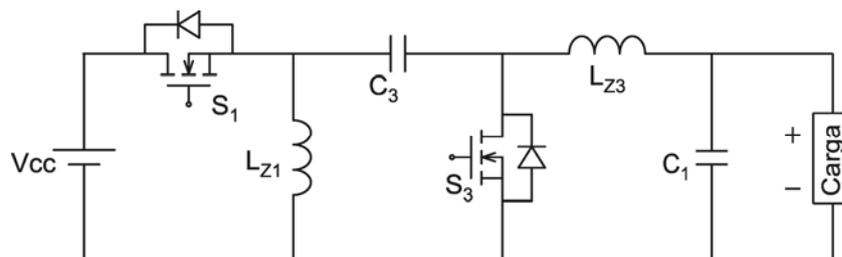


Figura 3.35 – Conversor Zeta bidirecional em corrente.

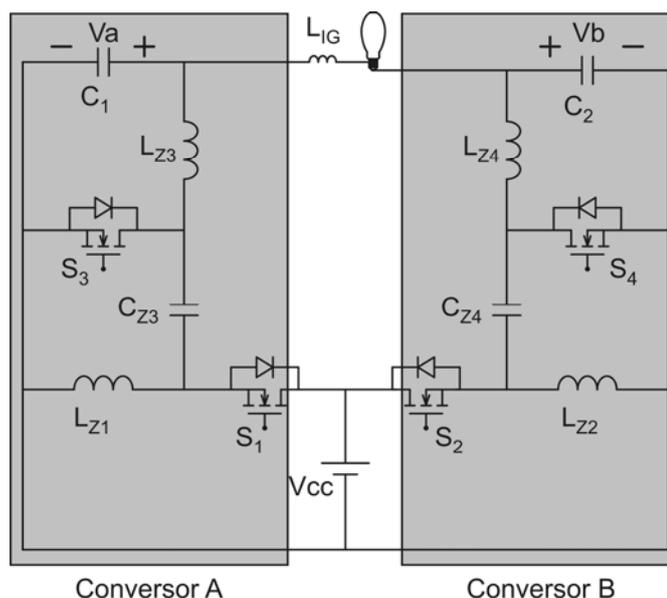


Figura 3.36 – Conexão diferencial de conversores Zeta bidirecionais.

3.7.1 Etapas de Operação

As etapas de operação dessa topologia são apresentadas a seguir, sendo que o período de tensão positiva na lâmpada, com tensão V_a maior que V_b , é caracterizado pela comutação dos interruptores S_1 e S_4 , enquanto que os sinais de comando de S_2 e S_3 são mantidos em nível zero de tensão.

A primeira etapa de operação ocorre durante o período de condução dos interruptores S_1 e S_4 . Durante esse intervalo de tempo, os dispositivos D_{S2} e D_{S3} são mantidos bloqueados pelas tensões reversas aplicadas sobre eles, e as tensões sobre os indutores da topologia são apresentadas em (3.18) e (3.19).

$$V_{LZ1} = V_{LZ3} = V_{cc} \quad (3.18)$$

$$V_{LZ2} = V_{LZ4} = -Vb \quad (3.19)$$

A segunda etapa de operação ocorre a partir do momento em que S1 e S4 são bloqueados, a partir do sinal de comando desses dispositivos. DS2 e DS3 são diretamente polarizados, e as tensões sobre os indutores passam a ser as apresentadas em (3.20) e (3.21).

$$V_{LZ1} = V_{LZ3} = -Va \quad (3.20)$$

$$V_{LZ2} = V_{LZ4} = Vcc \quad (3.21)$$

Esta etapa ocorre até que as correntes sobre os indutores L_{Z1} e L_{Z3} atinjam valores equivalentes em módulo, porém em sentido contrário. O mesmo ocorre com as correntes sobre L_{Z2} e L_{Z4} , impondo a terceira etapa de operação da topologia, que caracteriza o modo de condução descontínuo.

Todas as etapas de operação, durante um período de tensão positiva na lâmpada, são representadas na figura 3.37, e as tensões e correntes sobre os indutores L_{Z1} , L_{Z2} , L_{Z3} e L_{Z4} , durante esse período, são representadas na figura 3.38.

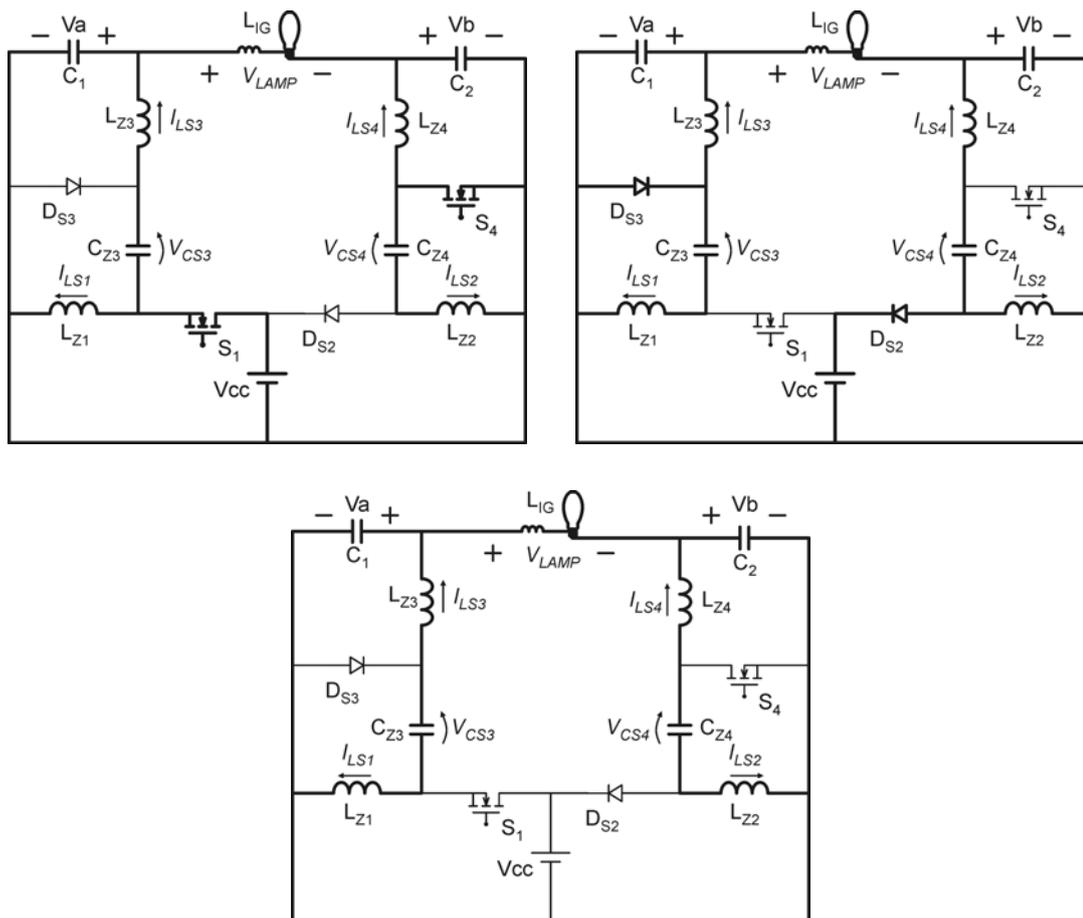


Figura 3.37 – Etapas de operação – período de tensão positiva na lâmpada.

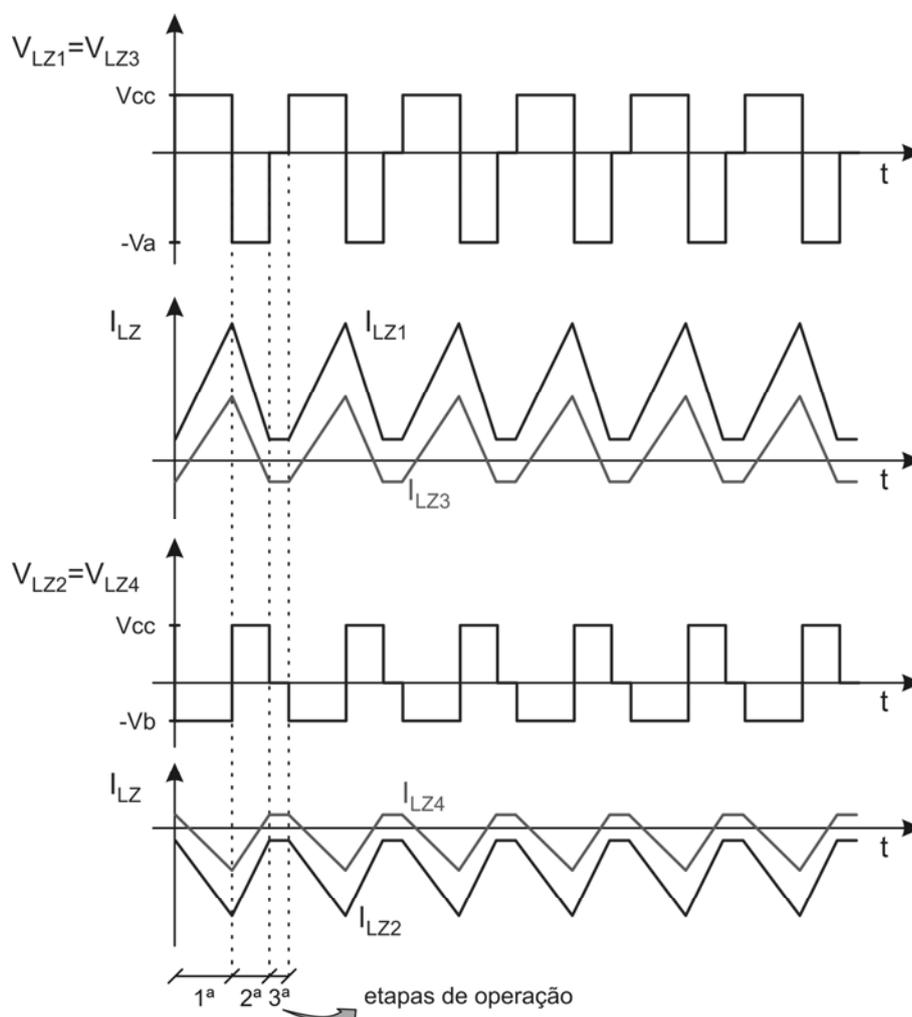


Figura 3.38 – Tensão e corrente nos indutores L_z – período de tensão positiva na Lâmpada.

As etapas de operação durante um período de tensão negativa na lâmpada, com a tensão de saída V_b maior que V_a , e caracterizado pela comutação dos interruptores S_2 e S_3 , são apresentadas na figura 3.39. Durante esse período, as tensões e correntes sobre os indutores L_{z1} , L_{z2} , L_{z3} e L_{z4} são representados na figura 3.40.

As tensões sobre os capacitores C_{z3} e C_{z4} são consideradas constantes e iguais à tensão de saída de cada conversor, em um período de comutação, ou seja, a tensão sobre o capacitor C_{z3} é igual à V_a , e a tensão sobre o capacitor C_{z4} é igual à V_b . Dessa forma, as tensões sobre cada um desses capacitores são consideradas constantes para um período de tensão na lâmpada, e se alteram a cada inversão da tensão na lâmpada.

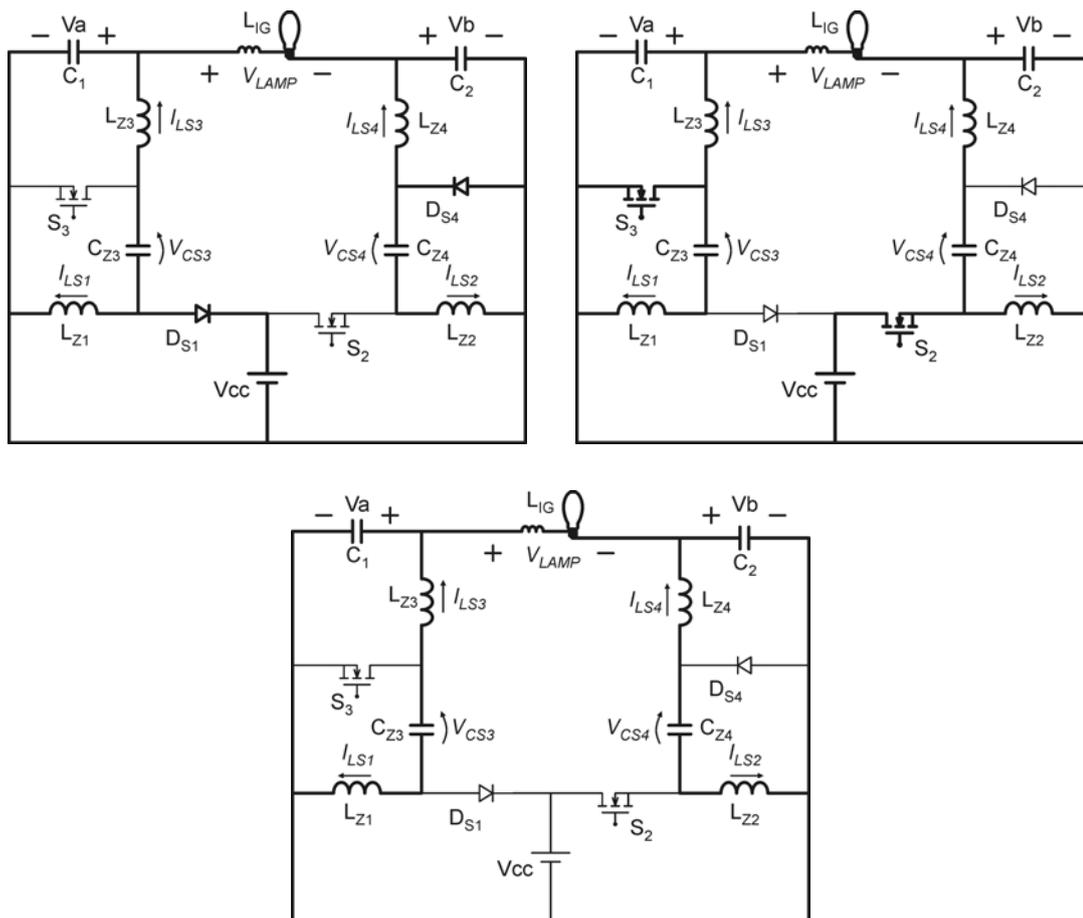


Figura 3.39 – Etapas de operação – período de tensão negativa na lâmpada.

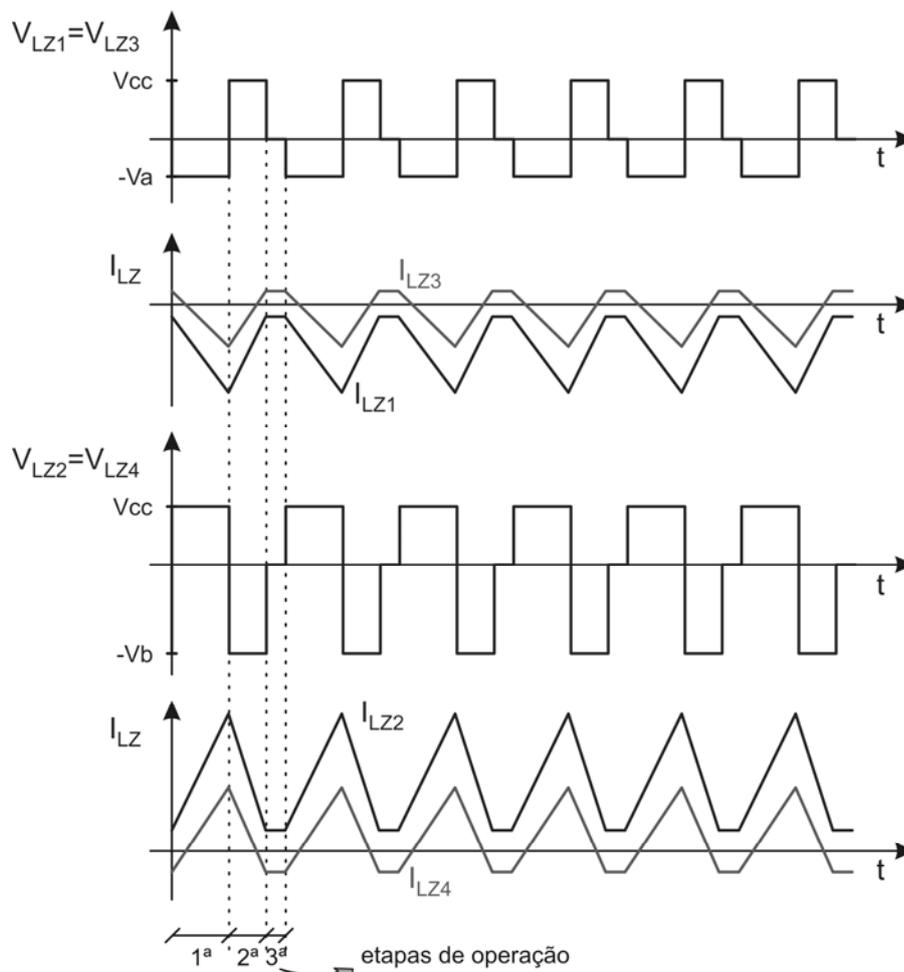


Figura 3.40 – Tensão e corrente nos indutores L_z – período de tensão negativa na lâmpada.

3.8 Topologia Derivada do Conversor Flyback Bidirecional

O conversor Buck-Boost isolado, também conhecido como conversor Flyback, é um dos conversores CC/CC mais difundidos em sistemas eletrônicos de alimentação de cargas não-lineares, principalmente em aplicações que requerem isolamento galvânica entre a fonte de alimentação e a carga. Dessa forma, o uso desse conversor também é apresentado neste trabalho.

Um conversor Flyback bidirecional em corrente é apresentado na figura 3.41, e na figura 3.42 é apresentada a topologia originada desse conversor para alimentar uma lâmpada de descarga em alta pressão.

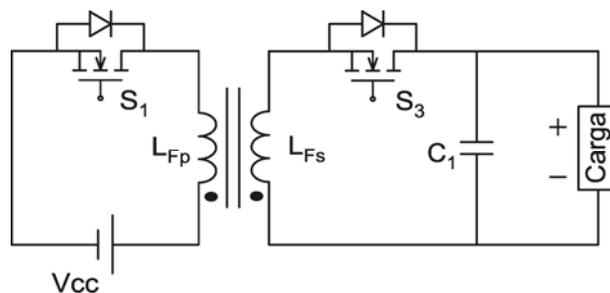


Figura 3.41 – Conversor Flyback bidirecional em corrente.

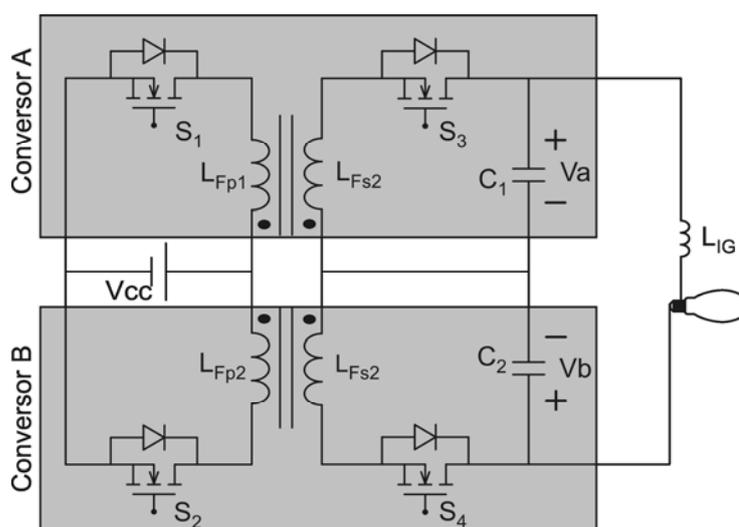


Figura 3.42 – Conexão diferencial de conversores Flyback bidirecionais.

3.8.1 Etapas de Operação

As etapas de operação dessa topologia são semelhantes às etapas apresentadas para a topologia baseada em conversores Buck-Boost. Na figura 3.43 são apresentadas as etapas de operação para um período de tensão positiva na lâmpada, durante o qual os interruptores S_1 e S_4 estão sendo comutados em alta frequência e não há sinal de gatilho nos interruptores S_2 e S_3 .

As tensões e correntes sobre os enrolamentos dos transformadores Flyback são descritas em (3.22) e (3.23), para uma primeira etapa de operação, na qual os interruptores S_1 e S_4 encontram-se em estado de condução, e os dispositivos D_{S2} e D_{S3} estão bloqueados pela tensão de polarização reversa aplicada sobre estes.

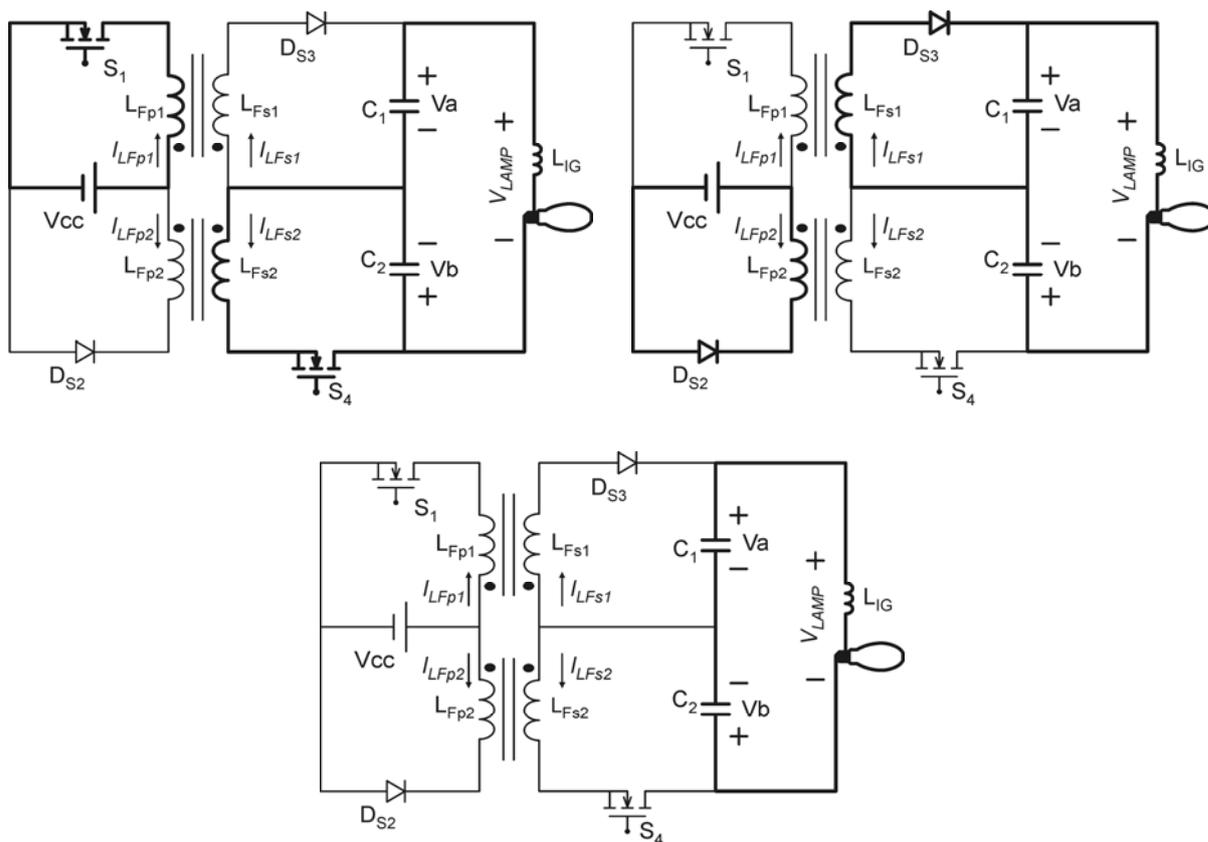


Figura 3.43 – Etapas de operação – período de tensão positiva na lâmpada.

A segunda etapa de operação ocorre quando é retirado o sinal de gatilho dos interruptores S_1 e S_4 . Os dispositivos D_{S2} e D_{S3} são polarizados diretamente, e as tensões sobre os enrolamentos dos indutores acoplados são descritas em (3.24) e (3.25), para esta segunda etapa de operação, e representadas na figura 3.44, para esse período de tensão positiva na lâmpada.

$$V_{LFp1} = V_{CC} \quad (3.22)$$

$$V_{LFp2} = -V_b \quad (3.23)$$

$$V_{LFp1} = V_{CC} \quad (3.24)$$

$$V_{LFp2} = -V_b \quad (3.25)$$

Na figura 3.45 são apresentadas as etapas de operação dessa topologia durante um período de tensão negativa na lâmpada, com a comutação dos interruptores S_2 e S_3 . As tensões e correntes sobre os enrolamentos dos transformadores Flyback que caracterizam um período de tensão negativa na lâmpada são representadas na figura 3.46.

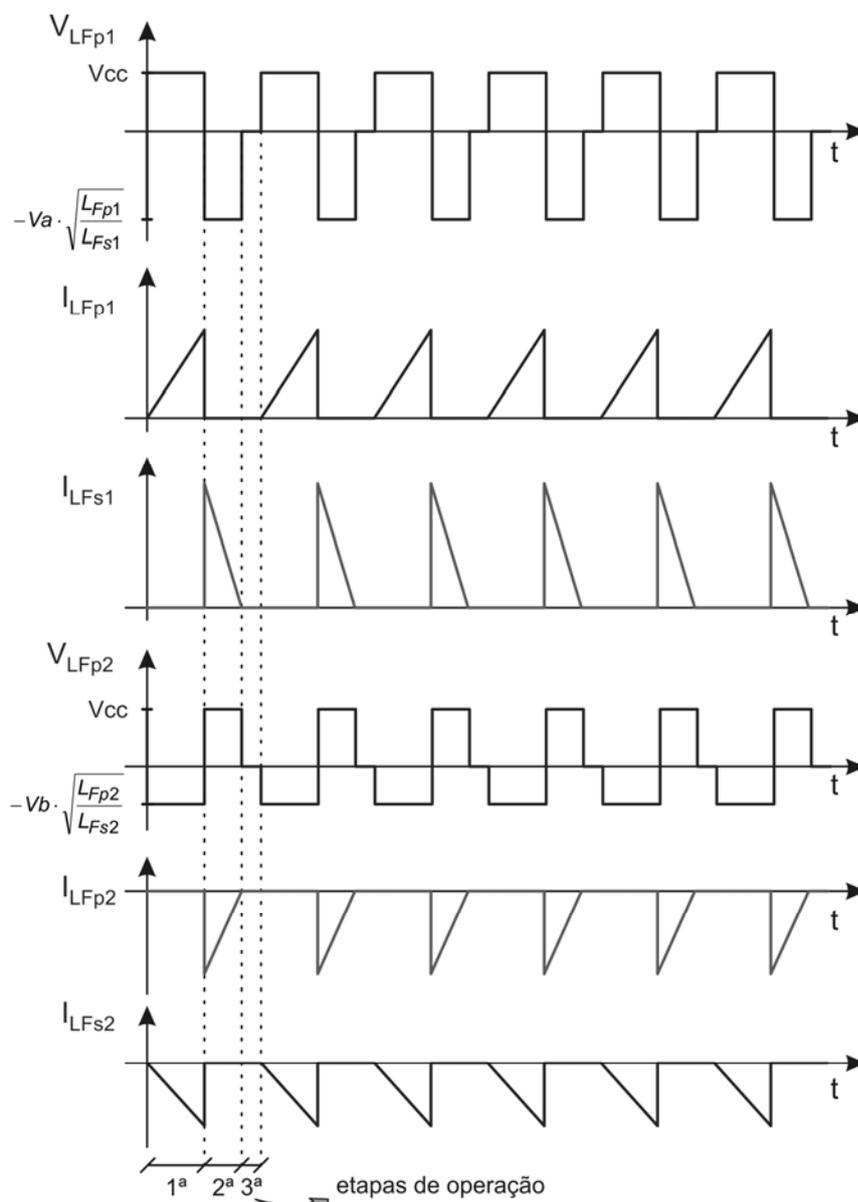


Figura 3.44 – Tensão e corrente nos enrolamentos dos transformadores Flyback – período de tensão positiva na lâmpada.

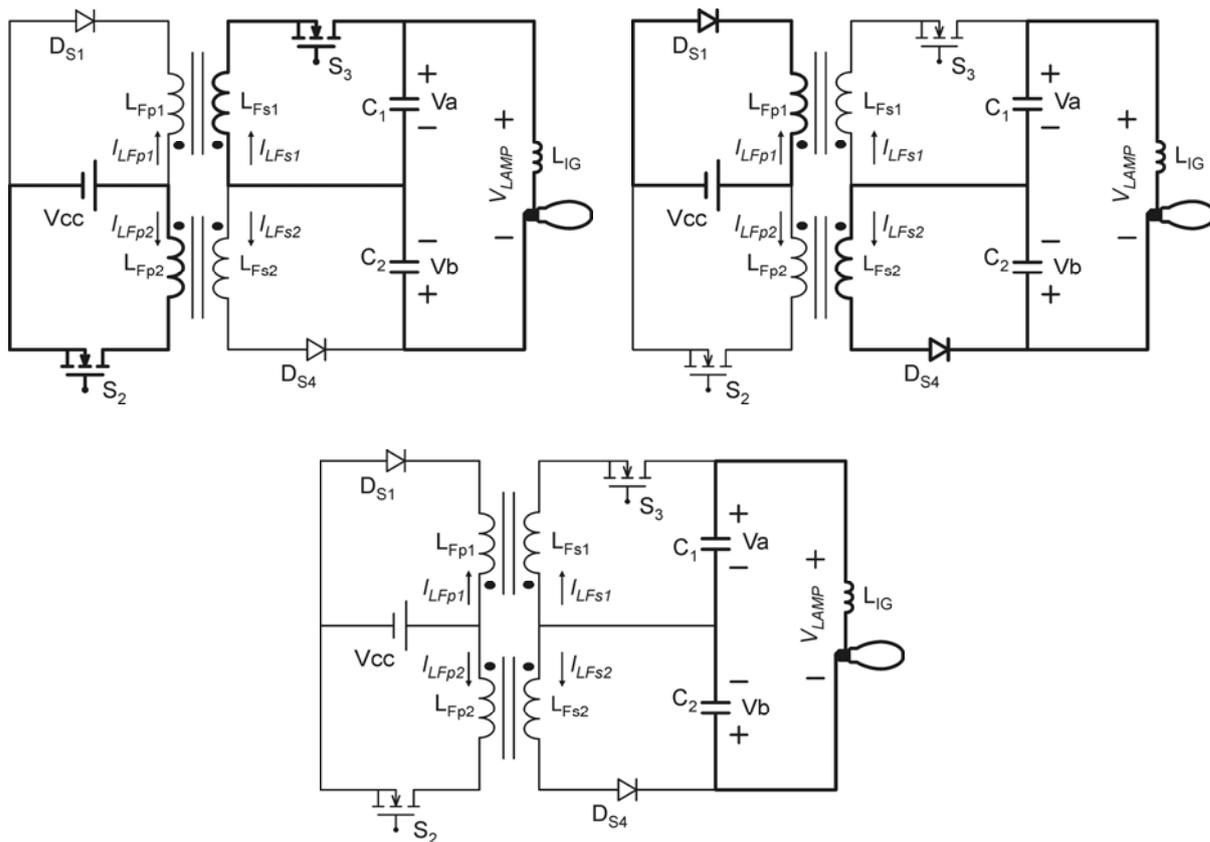


Figura 3.45 – Etapas de operação – período de tensão negativa na lâmpada.

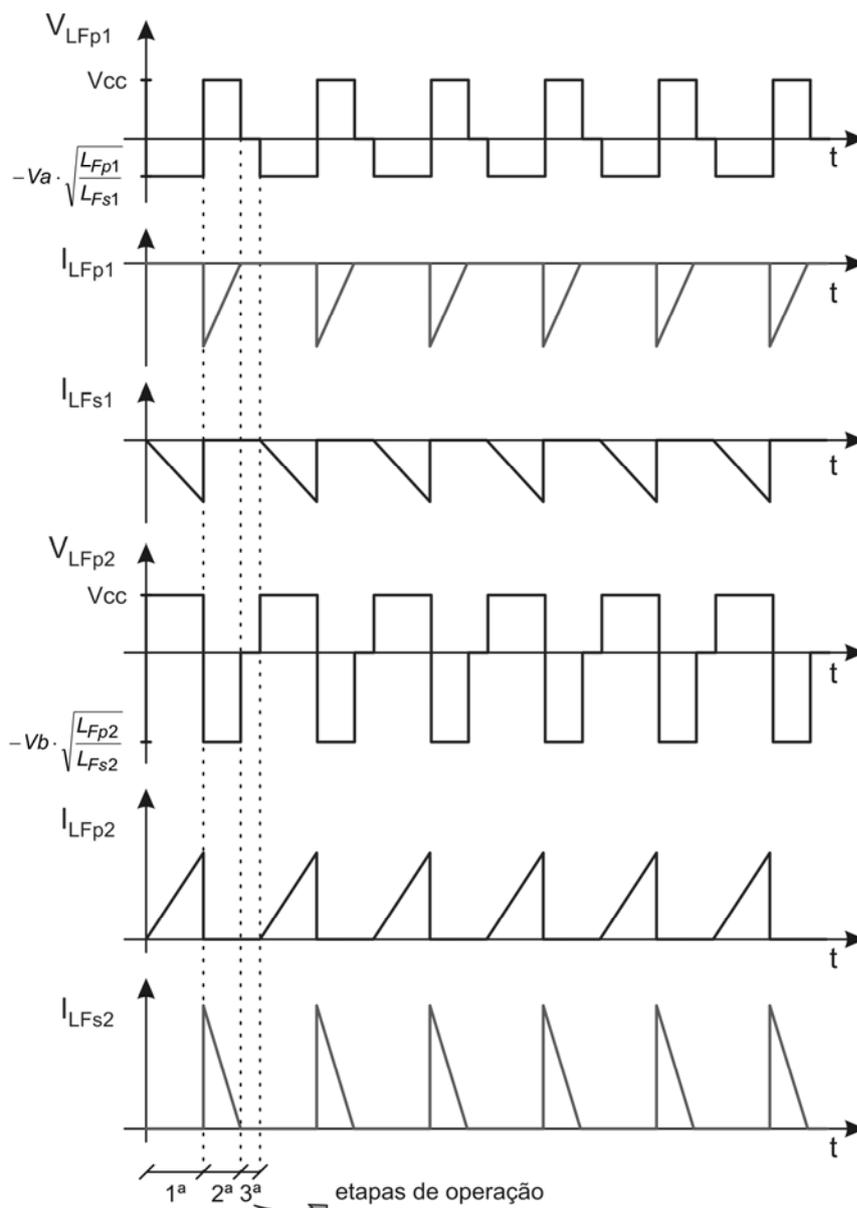


Figura 3.46 – Tensão e corrente nos enrolamentos dos transformadores Flyback – período de tensão negativa na lâmpada.

3.9 Conclusão

Este capítulo apresenta uma família de topologias de reatores eletrônicos para alimentação de lâmpadas de descarga em alta pressão, com tensão quadrada em baixa frequência. Todas as topologias são derivadas da técnica de conexão diferencial de conversores CC/CC bidirecionais em corrente, e empregam a mesma técnica de modulação quadrada.

O princípio de operação de cada topologia é apresentado e analisado, através das etapas de operação características nos períodos de tensão positiva e negativa na lâmpada.

As formas de onda de tensão e corrente sobre os elementos magnéticos envolvidos auxiliam no projeto de cada topologia, além de descrever as características de cada etapa de operação.

PROJETO DAS TOPOLOGIAS

4.1 Introdução

Este capítulo traz o projeto das topologias apresentadas nesse trabalho, considerando-se uma fonte de alimentação em corrente contínua. As equações características de cada topologia são apresentadas, de acordo com as etapas de operação descritas previamente, e a influência de alguns distúrbios e limitações impostas por cada conversor utilizado são avaliadas.

A modulação dos conversores, apresentada nesse trabalho, tem o objetivo de alimentar uma carga com tensão quadrada em baixa frequência e corrente limitada. Dessa forma, considerando-se meio ciclo da tensão da carga, esses conversores geram uma tensão em corrente contínua em suas respectivas saídas, podendo ser projetados através de métodos clássicos de projeto de conversores CC/CC.

Uma vez que a carga está conectada de forma diferencial à saída dos conversores utilizados, e que ambos apresentam as mesmas características de comutação, há uma inter-relação entre seus projetos, e estes não podem ser efetuados de maneira independente.

4.2 Conversores Buck

A topologia originada do emprego de conversores Buck bidirecionais em corrente para alimentar lâmpadas HID é apresentada na figura 4.1, com as respectivas polaridades adotadas para as correntes e tensões.

O projeto de tal topologia é efetuado considerando-se o meio período de tensão positiva na lâmpada. Dessa forma, o projeto considera inicialmente que a

tensão V_a é maior que V_b , e os dispositivos interruptores S_1 e S_4 são comutados simultaneamente em alta frequência.

Essa consideração é efetuada no projeto de todas as topologias apresentadas, e a análise da operação dos conversores durante um período de tensão negativa na lâmpada é análoga, uma vez que os conversores são simétricos entre si.

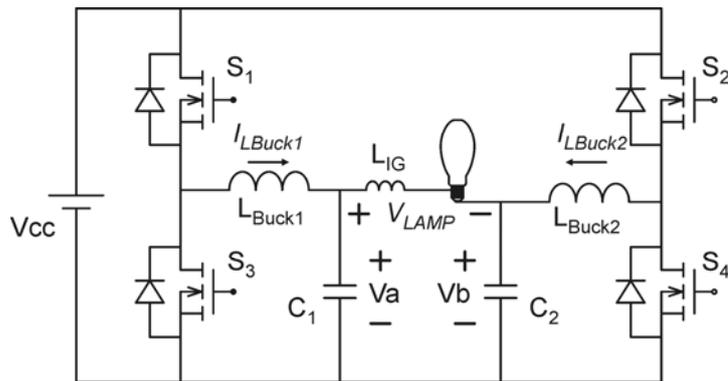


Figura 4.1 – Polaridades adotadas – topologia originada de conversores Buck bidirecionais.

De acordo com as etapas de operação apresentadas no capítulo anterior para essa topologia, as tensões aplicadas aos indutores L_{Buck1} e L_{Buck2} durante o período de condução dos dispositivos S_1 e S_4 , são indicadas em (4.1) e (4.2), e representam o armazenamento de energia, ou magnetização, por parte destes.

$$V_{LBuck1} = V_{CC} - V_a \quad (4.1)$$

$$V_{LBuck2} = -V_b \quad (4.2)$$

A partir do momento em que tais interruptores são bloqueados, a energia armazenada em cada indutor é descarregada através dos diodos em antiparalelo dos interruptores S_2 e S_3 . As tensões aplicadas aos indutores são apresentadas em (4.3) e (4.4), durante esse intervalo de tempo.

$$V_{LBuck1} = -V_a \quad (4.3)$$

$$V_{LBuck2} = V_{cc} - V_b \quad (4.4)$$

Para que cada conversor opere no modo de condução descontínua, os requisitos apresentados em (4.5) e (4.6) devem ser atendidos.

$$\frac{(V_{cc} - V_a) \cdot D \cdot T_s}{L_{Buck1}} = \frac{V_a \cdot \Delta_3 \cdot T_s}{L_{Buck1}} \quad (4.5)$$

$$\frac{V_b \cdot D \cdot T_s}{L_{Buck2}} = \frac{(V_{cc} - V_b) \cdot \Delta_2 \cdot T_s}{L_{Buck2}} \quad (4.6)$$

Onde T_s representa o período de comutação, $D \cdot T_s$ representa o período de condução dos interruptores S_1 e S_4 ; e $\Delta_2 \cdot T_s$ e $\Delta_3 \cdot T_s$ representam o período de condução dos diodos em antiparalelo dos interruptores S_2 e S_3 , respectivamente.

Essas igualdades são reescritas em (4.7) e (4.8).

$$V_{cc} \cdot D = V_a \cdot (D + \Delta_3) \quad (4.7)$$

$$V_{cc} \cdot \Delta_2 = V_b \cdot (D + \Delta_2) \quad (4.8)$$

Considerando-se que a corrente média em cada capacitor de saída C_1 e C_2 deve ser nula, a corrente média na lâmpada é descrita em (4.9), e reescrita em (4.10).

$$I_{Lamp} = I_{LBuck1} \cdot (D + \Delta_3) = -I_{LBuck2} \cdot (D + \Delta_2) \quad (4.9)$$

$$(V_{cc} - V_a) \cdot \frac{D \cdot T_s}{2 \cdot L_{Buck1}} \cdot (D + \Delta_3) = V_b \cdot \frac{D \cdot T_s}{2 \cdot L_{Buck2}} \cdot (D + \Delta_2) \quad (4.10)$$

Onde I_{LBuck1} e I_{LBuck2} representam as correntes médias nos indutores L_{Buck1} e L_{Buck2} , respectivamente.

Uma vez que os conversores CC/CC são simétricos, seus componentes também devem obedecer a essa simetria. Dessa forma, (4.10) é simplificada em (4.12), de acordo com a igualdade em (4.11).

$$L_{Buck1} = L_{Buck2} = L_{Buck} \quad (4.11)$$

$$(V_{cc} - V_a) \cdot (D + \Delta_3) = V_b \cdot (D + \Delta_2) \quad (4.12)$$

Assim, a combinação de (4.7) com (4.12) resulta em (4.13) que, comparada a (4.8), comprovam a igualdade apresentada em (4.14), que é resultado da simetria entre os conversores envolvidos.

$$V_{cc} \cdot (D + \Delta_3) - V_{cc} \cdot D = V_b \cdot (D + \Delta_2) \quad (4.13)$$

$$\Delta_3 = \Delta_2 = \Delta \quad (4.14)$$

A tensão na lâmpada é descrita em (4.15).

$$V_{Lamp} = V_a - V_b \quad (4.15)$$

Igualando-se a razão cíclica em (4.7) e (4.8), obtém-se a igualdade apresentada em (4.16). Substituindo-se então V_b , em função de V_{Lamp} e V_a , resulta na tensão V_{Lamp} , em (4.18).

$$D = \frac{V_a \cdot \Delta}{V_{cc} - V_a} = \frac{(V_{cc} - V_b) \cdot \Delta}{V_b} \quad (4.16)$$

$$\frac{V_a}{V_{cc} - V_a} = \frac{(V_{cc} - V_a + V_{Lamp})}{V_a - V_{Lamp}} \quad (4.17)$$

$$V_{Lamp} = 2 \cdot V_a - V_{cc} \quad (4.18)$$

O gráfico da figura 4.2 apresenta a variação das tensões de saída V_a e V_b , em função da tensão de entrada V_{cc} , para a tensão nominal da lâmpada utilizada $V_{Lamp} = 85V$. O emprego de conversores Buck implica que a tensão de entrada deve ser maior que a tensão aplicada á lâmpada, e essa limitação é indicada na figura 4.2.

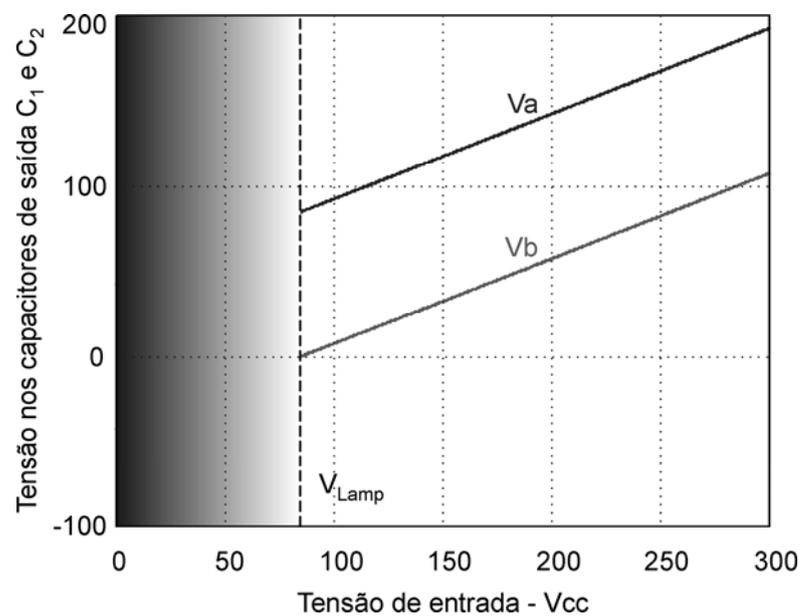


Figura 4.2 – Tensões de saída V_a e V_b , em relação à tensão de entrada V_{cc} .

A partir desses valores de tensão e de (4.7) e (4.8), é possível definir o valor de razão cíclica máxima admitida pelo conversor, para que satisfaça o critério estabelecido em (4.19), e garantir o modo de operação descontínua dos conversores. A razão cíclica máxima admitida é característica do modo de operação crítica dos conversores, e é descrita em (4.20). A figura 4.3 apresenta os modos de operação da topologia, em termos da razão cíclica de comutação dos interruptores e da tensão de entrada V_{cc} .

$$D_{max} + \Delta_{max} = 1 \quad (4.19)$$

$$D_{\max} = \frac{V_a}{V_{cc}} \quad (4.20)$$

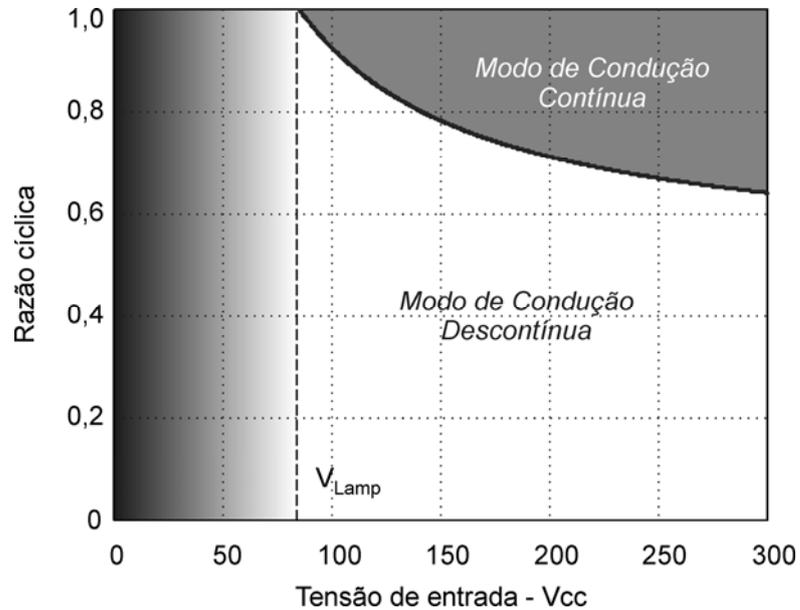


Figura 4.3 – Modos de condução da topologia originada de conversores Buck.

O próximo passo do projeto é calcular o valor das indutâncias L_{Buck1} e L_{Buck2} , representados por L_{Buck} , e que é obtido a partir do equacionamento da corrente de entrada do conversor, de acordo com (4.21) e (4.22). A indutância L_{Buck} é representada na figura 4.4, em função da tensão V_{cc} , e de acordo com (4.23).

$$I_{in} = I_{LBuck1} \cdot \frac{D \cdot T_s}{T_s} + I_{LBuck2} \cdot \frac{\Delta \cdot T_s}{T_s} \quad (4.21)$$

$$I_{in} = \frac{(V_{cc} - V_a) \cdot D \cdot T_s}{2 \cdot L_{Buck}} \cdot D - \frac{V_b \cdot D \cdot T_s}{2 \cdot L_{Buck}} \cdot \Delta \quad (4.22)$$

$$L_{Buck} = \frac{D \cdot T_s}{2 \cdot I_{in}} \cdot [(V_{cc} - V_a) \cdot D - V_b \cdot \Delta] \quad (4.23)$$

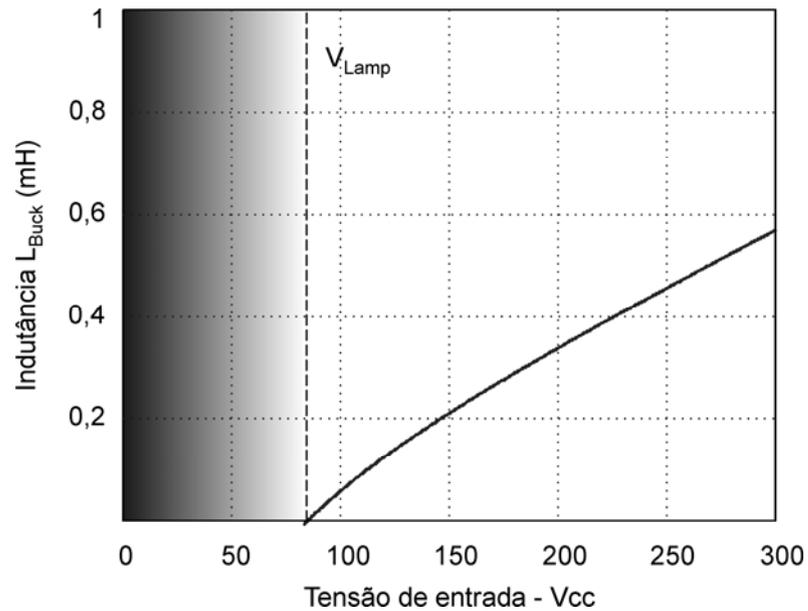


Figura 4.4 – Indutância L_{Buck} , em função da tensão de entrada V_{cc} .

4.3 Conversores Boost

A topologia originada do emprego de conversores Boost bidirecionais em corrente para alimentar lâmpadas HID é apresentada na figura 4.5, com as respectivas polaridades adotadas para as correntes e tensões.

De acordo com as etapas de operação apresentadas no capítulo anterior para essa topologia, e considerando-se um período de tensão positiva na lâmpada, as tensões aplicadas aos indutores L_{Boost1} e L_{Boost2} , durante o período de condução dos dispositivos S_1 e S_4 são indicadas em (4.24) e (4.25), respectivamente.

$$V_{L_{Boost1}} = V_{cc} \quad (4.24)$$

$$V_{L_{Boost2}} = V_{cc} - V_b \quad (4.25)$$

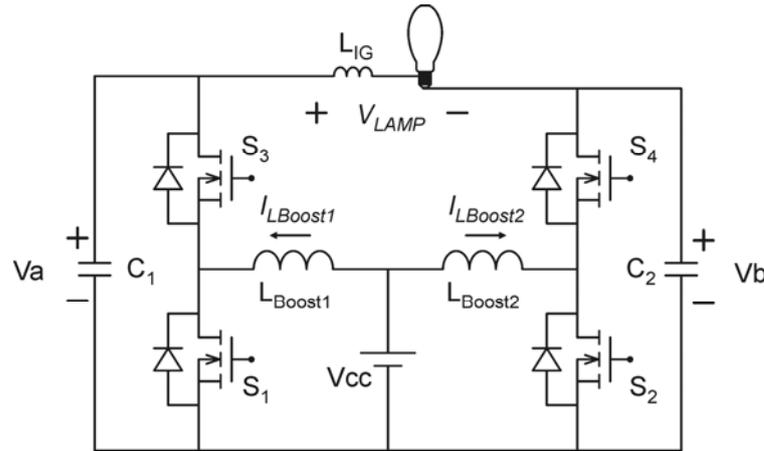


Figura 4.5 – Polaridades adotadas – topologia originada de conversores Boost bidirecionais.

A partir do momento em que tais interruptores são bloqueados, a energia armazenada em cada indutância é descarregada através dos diodos em antiparalelo dos interruptores S_2 e S_3 . As tensões aplicadas aos magnéticos são apresentadas em (4.26) e (4.27), durante esse intervalo de tempo.

$$V_{L_{Boost1}} = V_{CC} - V_a \quad (4.26)$$

$$V_{L_{Boost2}} = V_{CC} \quad (4.27)$$

Para que cada conversor opere no modo de condução descontínua, os requisitos apresentados em (4.28) e (4.29) devem ser atendidos.

$$\frac{V_{CC} \cdot D \cdot T_s}{L_{Boost1}} = \frac{(V_a - V_{CC}) \cdot \Delta_3 \cdot T_s}{L_{Boost1}} \quad (4.28)$$

$$\frac{(V_{CC} - V_b) \cdot D \cdot T_s}{L_{Boost2}} = \frac{-V_{CC} \cdot \Delta_2 \cdot T_s}{L_{Boost2}} \quad (4.29)$$

Onde $D \cdot T_s$ representa o período de condução dos interruptores S_1 e S_4 ; e $\Delta_2 \cdot T_s$ e $\Delta_3 \cdot T_s$ representam o período de condução dos diodos em antiparalelo dos interruptores S_2 e S_3 , respectivamente.

Essas equações são reescritas em (4.30) e (4.31).

$$V_{cc} \cdot (D + \Delta_3) = V_a \cdot \Delta_3 \quad (4.30)$$

$$V_{cc} \cdot (D + \Delta_2) = V_b \cdot D \quad (4.31)$$

Considerando-se que a corrente média em cada capacitor de saída C_1 e C_2 deve ser nula, a corrente média na lâmpada é descrita em (4.32), e reescrita em (4.33).

$$I_{Lamp} = I_{LBoost1} \cdot \Delta_3 = -I_{LBoost2} \cdot D \quad (4.32)$$

$$V_{cc} \cdot \frac{D \cdot T_s}{2 \cdot L_{Boost1}} \cdot \Delta_3 = (V_b - V_{cc}) \cdot \frac{D \cdot T_s}{2 \cdot L_{Boost2}} \cdot D \quad (4.33)$$

Onde $I_{LBoost1}$ e $I_{LBoost2}$ representam as correntes médias nos indutores L_{Boost1} e L_{Boost2} , respectivamente.

A simetria entre os conversores CC/CC implica na igualdade apresentada em (4.34), e (4.33) é simplificada em (4.35).

$$L_{Boost1} = L_{Boost2} = L_{Boost} \quad (4.34)$$

$$V_{cc} \cdot \Delta_3 = (V_b - V_{cc}) \cdot D \quad (4.35)$$

As equações (4.31) e (4.35) resultam em (4.36) que comprova a igualdade apresentada em (4.37), resultante da simetria entre os conversores.

$$V_{cc} \cdot \Delta_3 = V_{cc} \cdot (D + \Delta_2) - V_{cc} \cdot D \quad (4.36)$$

$$\Delta_3 = \Delta_2 = \Delta \quad (4.37)$$

A tensão na lâmpada é descrita em (4.38).

$$V_{Lamp} = Va - Vb \quad (4.38)$$

Igualando-se a razão cíclica em (4.30) e (4.31), obtém-se a igualdade apresentada em (4.39). Substituindo-se então Vb , de acordo com (4.38), resulta na tensão V_{Lamp} apresentada em (4.41).

$$D = \frac{(Va - Vcc) \cdot \Delta}{Vcc} = \frac{Vcc \cdot \Delta}{Vb - Vcc} \quad (4.39)$$

$$\frac{Va - Vcc}{Vcc} = \frac{Vcc}{Va - V_{Lamp} - Vcc} \quad (4.40)$$

$$V_{Lamp} = \frac{Va^2 - 2 \cdot Va \cdot Vcc}{Va - Vcc} \quad (4.41)$$

O gráfico da figura 4.6 apresenta a variação das tensões de saída Va e Vb , em função da tensão de entrada Vcc , para a tensão nominal da lâmpada utilizada $V_{Lamp} = 85V$. No caso de conversores Boost, não há limitação da tensão de entrada. Porém, uma tensão de entrada elevada resulta em níveis elevados das tensões de saída Va e Vb , e o rendimento da topologia é penalizado.

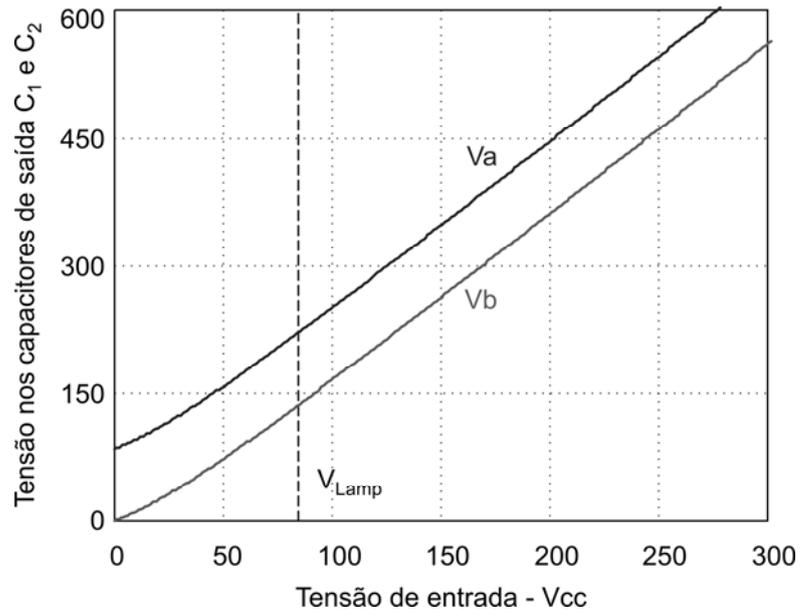


Figura 4.6 – Tensões de saída V_a e V_b , em relação à tensão de entrada V_{cc} .

A partir desses valores de tensão e das equações (4.30) e (4.31), é possível definir o valor de razão cíclica máxima admitida pelo conversor, para que satisfaça o critério estabelecido em (4.42), e garantir o modo de operação descontínua dos conversores. A razão cíclica máxima, característica do modo de operação crítica dos conversores, é descrita em (4.43), e a figura 4.7 representa os modos de operação dessa topologia, em termos da tensão de entrada V_{cc} , e da razão cíclica de comutação dos interruptores.

$$D_{\max} + \Delta_{\max} = 1 \quad (4.42)$$

$$D_{\max} = \frac{V_{cc}}{V_b} \quad (4.43)$$

O próximo passo do projeto é calcular o valor das indutâncias L_{Boost1} e L_{Boost2} , representados por L_{Boost} , e que é obtido a partir do equacionamento da corrente de entrada do conversor, de acordo com (4.44) e (4.45). A indutância L_{Boost} é representada na figura 4.8, em função da tensão V_{cc} , e de acordo com (4.46).

$$I_{in} = (I_{L_{\text{Boost1}}} + I_{L_{\text{Boost2}}}) \cdot (D + \Delta) \quad (4.44)$$

$$I_{in} = \left[\frac{V_{cc} \cdot D \cdot T_s}{2 \cdot L_{Boost}} + \frac{(V_{cc} - V_b) \cdot D \cdot T_s}{2 \cdot L_{Boost}} \right] \cdot (D + \Delta) \quad (4.45)$$

$$L_{Boost} = \frac{D \cdot T_s}{2 \cdot I_{in}} \cdot (2 \cdot V_{cc} - V_b) \cdot (D + \Delta) \quad (4.46)$$

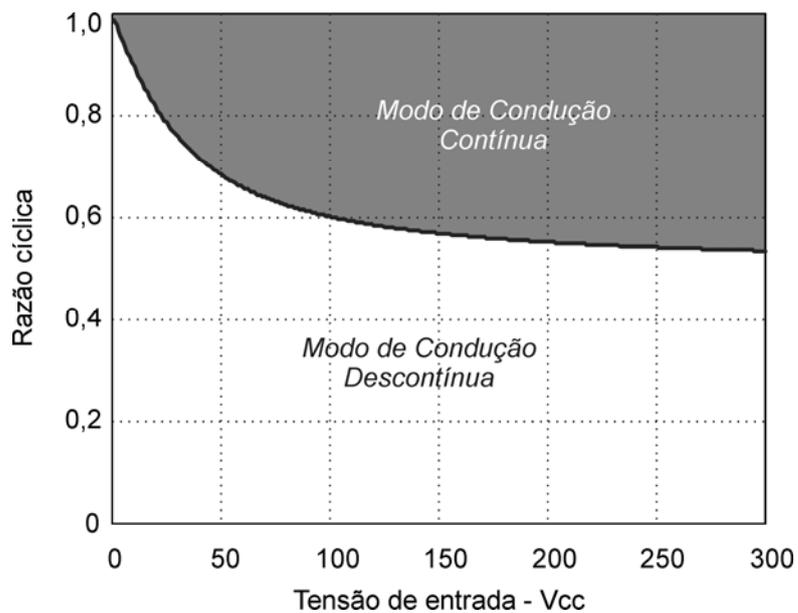


Figura 4.7 – Modos de condução da topologia originada de conversores Boost.

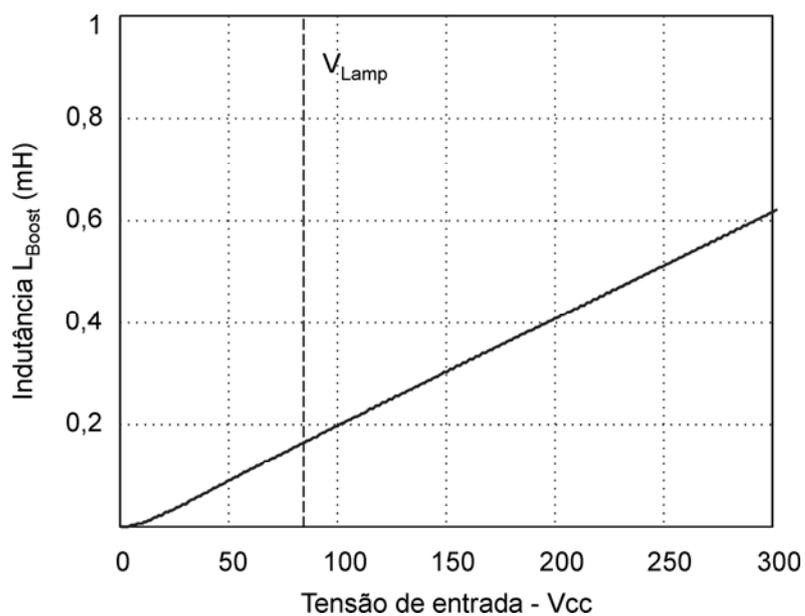


Figura 4.8 – Indutância L_{Boost} , em função da tensão de entrada V_{cc} .

4.4 Conversores Buck-Boost

A topologia baseada no emprego de conversores Buck-Boost bidirecionais em corrente para alimentar lâmpadas HID é apresentada na figura 4.9, com as respectivas polaridades adotadas para as correntes e tensões.

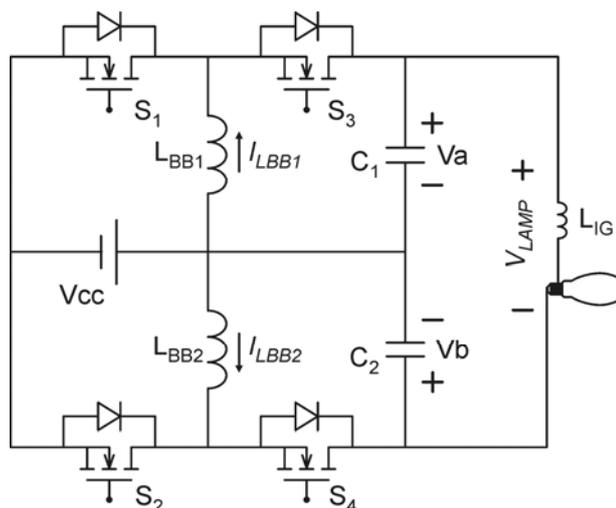


Figura 4.9 – Polaridades adotadas – topologia originada de conversores Buck-Boost bidirecionais.

Segundo as etapas de operação apresentadas no capítulo anterior para essa topologia, as tensões aplicadas aos indutores L_{BB1} e L_{BB2} , durante o período de condução dos dispositivos S_1 e S_4 são indicadas em (4.47) e (4.48), respectivamente.

$$V_{LBB1} = V_{CC} \quad (4.47)$$

$$V_{LBB2} = -V_b \quad (4.48)$$

A partir do momento que tais interruptores são bloqueados, a energia armazenada em cada magnético é descarregada através dos diodos em antiparalelo dos interruptores S_2 e S_3 , e as tensões aplicadas aos magnéticos são apresentadas em (4.49) e (4.50).

$$V_{LBB1} = -V_a \quad (4.49)$$

$$V_{LBB2} = V_{cc} \quad (4.50)$$

Considerando que os conversores operam no modo de condução descontínua, os requisitos apresentados em (4.51) e (4.52) devem ser atendidos.

$$\frac{V_{cc} \cdot D \cdot T_s}{L_{BB1}} = \frac{V_a \cdot \Delta_3 \cdot T_s}{L_{BB1}} \quad (4.51)$$

$$\frac{V_b \cdot D \cdot T_s}{L_{BB2}} = \frac{V_{cc} \cdot \Delta_2 \cdot T_s}{L_{BB2}} \quad (4.52)$$

Onde $D \cdot T_s$ representa o período de condução dos interruptores S_1 e S_4 ; e $\Delta_2 \cdot T_s$ e $\Delta_3 \cdot T_s$ representam o período de condução dos diodos em antiparalelo dos interruptores S_2 e S_3 , respectivamente.

Essas igualdades são reescritas em (4.53) e (4.54).

$$V_{cc} \cdot D = V_a \cdot \Delta_3 \quad (4.53)$$

$$V_b \cdot D = V_{cc} \cdot \Delta_2 \quad (4.54)$$

Considerando-se que a corrente média em cada capacitor de saída C_1 e C_2 é nula, a corrente média na lâmpada é descrita em (4.55), e esta igualdade é reescrita em (4.56).

$$I_{Lamp} = I_{LBB1} \cdot \Delta_3 = -I_{LBB2} \cdot D \quad (4.55)$$

$$V_{cc} \cdot \frac{D \cdot T_s}{2 \cdot L_{BB1}} \cdot \Delta_3 = V_b \cdot \frac{D \cdot T_s}{2 \cdot L_{BB2}} \cdot D \quad (4.56)$$

Onde $I_{L_{BB1}}$ e $I_{L_{BB2}}$ representam as correntes médias nos indutores L_{BB1} e L_{BB2} , respectivamente.

A simetria ente os conversores implica na igualdade apresentada em (4.57), e (4.56) é simplificada em (4.58).

$$L_{BB1} = L_{BB2} = L_{BB} \quad (4.57)$$

$$V_{cc} \cdot \Delta_3 = V_b \cdot D \quad (4.58)$$

Assim, a comparação de (4.58) com (4.54) resulta na igualdade apresentada em (4.59), que é resultado da simetria entre os conversores envolvidos.

$$\Delta_3 = \Delta_2 = \Delta \quad (4.59)$$

A tensão na lâmpada é descrita em (4.60).

$$V_{Lamp} = V_a - V_b \quad (4.60)$$

Igualando-se a razão cíclica em (4.53) e (4.54), obtém-se a igualdade apresentada em (4.61). Substituindo-se então V_b , em função de V_{Lamp} e V_a , a tensão V_{Lamp} é obtida em (4.63).

$$D = \frac{V_a \cdot \Delta}{V_{cc}} = \frac{V_{cc} \cdot \Delta}{V_b} \quad (4.61)$$

$$V_a \cdot (V_a - V_{Lamp}) = V_{cc}^2 \quad (4.62)$$

$$V_{Lamp} = \frac{V_a^2 - V_{cc}^2}{V_a} \quad (4.63)$$

O gráfico da figura 4.10 apresenta a variação das tensões de saída V_a e V_b , em função da tensão de entrada V_{cc} , para a tensão nominal da lâmpada utilizada.

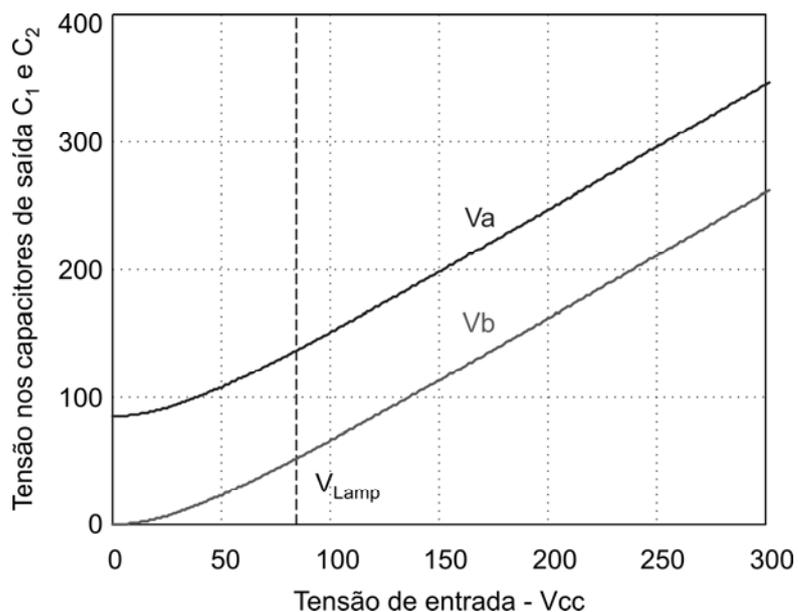


Figura 4.10 – Tensões de saída V_a e V_b , em relação à tensão de entrada V_{cc} .

O valor de razão cíclica máxima admitida pelo conversor, para satisfazer o critério estabelecido em (4.64), é definido em (4.65), a partir de (4.53). Essa razão cíclica máxima é característica do modo de operação crítica dos conversores. Os modos de operação contínua e descontínua são representados na figura 4.11, em relação à tensão de entrada V_{cc} e à razão cíclica de comutação dos interruptores.

$$D_{max} + \Delta_{max} = 1 \quad (4.64)$$

$$D_{max} = \frac{V_a}{V_{cc} + V_a} \quad (4.65)$$

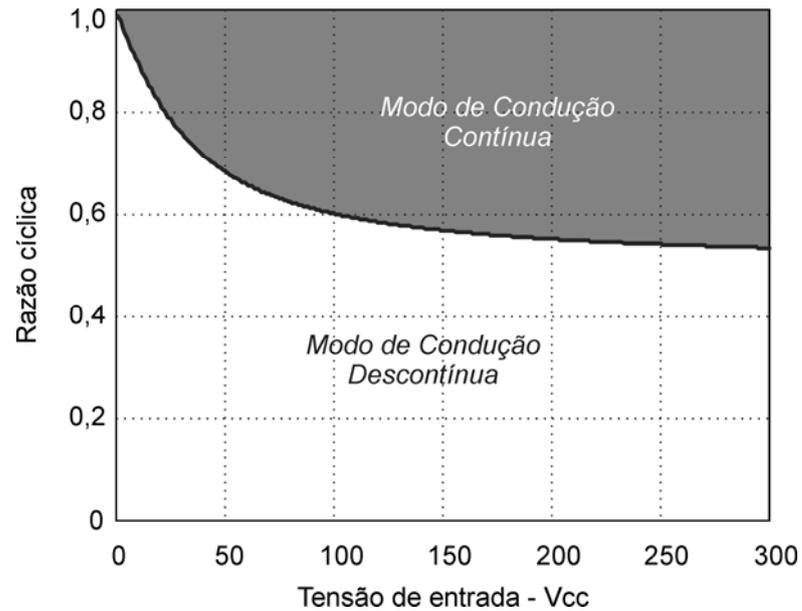


Figura 4.11 – Modos de condução da topologia originada de conversores Buck-Boost.

O valor das indutâncias L_{BB1} e L_{BB2} é representado por L_{BB} , e é obtido a partir do equacionamento da corrente de entrada do conversor, de acordo com (4.66) e (4.67). A indutância L_{BB} é representada na figura 4.12, em função da tensão V_{cc} , e de acordo com (4.68).

$$I_{in} = I_{LBB1} \cdot \frac{D \cdot T_s}{T_s} + I_{LBB2} \cdot \frac{\Delta \cdot T_s}{T_s} \quad (4.66)$$

$$I_{in} = \frac{V_{cc} \cdot D \cdot T_s}{2 \cdot L_{BB}} \cdot D - \frac{V_{cc} \cdot \Delta \cdot T_s}{2 \cdot L_{BB}} \cdot \Delta \quad (4.67)$$

$$L_{BB} = \frac{V_{cc} \cdot T_s}{2 \cdot I_{in}} \cdot (D^2 - \Delta^2) \quad (4.68)$$

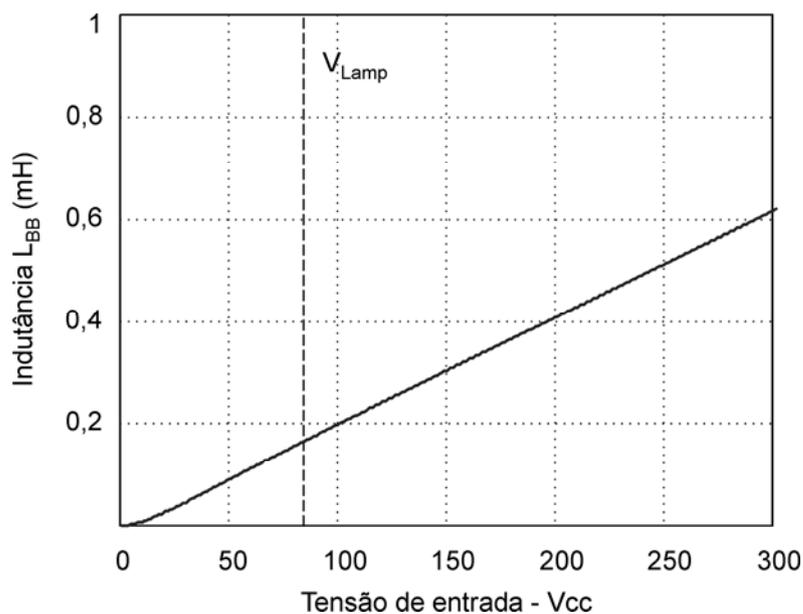


Figura 4.12 – Indutância L_{BB} , em função da tensão de entrada V_{cc} .

4.5 Conversores SEPIC

A topologia originada do emprego de conversores SEPIC bidirecionais em corrente para alimentar lâmpadas HID é apresentada na figura 4.13, com as respectivas polaridades adotadas para as correntes e tensões.

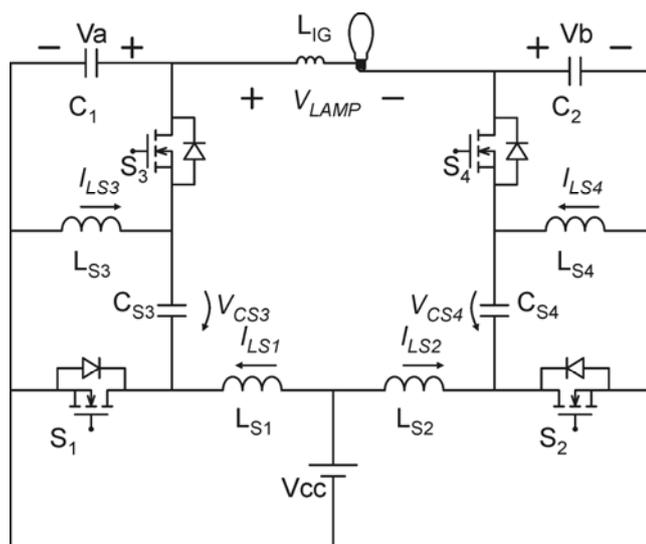


Figura 4.13 – Polaridades adotadas – topologia originada de conversores SEPIC bidirecionais.

De acordo com as etapas de operação apresentadas no capítulo anterior para essa topologia, as tensões aplicadas aos indutores L_{S1} e L_{S2} , durante o período de condução dos dispositivos S_1 e S_4 , são indicadas em (4.70) e (4.71). Para efeitos de projeto, as tensões sobre os capacitores C_{S3} e C_{S4} são consideradas constantes durante esse intervalo de tempo, de acordo com (4.69).

$$V_{CS3} = V_{CS4} = V_{cc} \quad (4.69)$$

$$V_{LS1} = V_{LS3} = V_{cc} \quad (4.70)$$

$$V_{LS2} = V_{LS4} = -V_b \quad (4.71)$$

A partir do momento que tais interruptores são bloqueados, a energia armazenada em cada magnético é descarregada através dos diodos em antiparalelo dos interruptores S_2 e S_3 . As tensões aplicadas aos magnéticos são apresentadas em (4.72) e (4.73), durante esse intervalo de tempo.

$$V_{LS1} = V_{LS3} = -V_a \quad (4.72)$$

$$V_{LS2} = V_{LS4} = V_{cc} \quad (4.73)$$

Como as indutâncias L_{S1} e L_{S3} são submetidas às mesmas condições, estas comportam-se como duas indutâncias conectadas em paralelo, e o mesmo ocorre com as indutâncias L_{S2} e L_{S4} . Por este motivo, são utilizadas duas indutâncias auxiliares L_{ES1} e L_{ES2} no projeto dessa topologia. A primeira representa a conexão em paralelo das indutâncias L_{S1} e L_{S3} , conforme (4.74), e a segunda representa o arranjo paralelo das indutâncias L_{S2} e L_{S4} , de acordo com (4.75)

$$L_{ES1} = \frac{L_{S1} \cdot L_{S3}}{L_{S1} + L_{S3}} \quad (4.74)$$

$$L_{ES2} = \frac{L_{S2} \cdot L_{S4}}{L_{S2} + L_{S4}} \quad (4.75)$$

Onde L_{ES1} e L_{ES2} representam as indutâncias equivalentes dos conversores.

Para que os conversores operem no modo de condução descontínua, os requisitos apresentados em (4.76) e (4.77) devem ser atendidos.

$$\frac{V_{cc} \cdot D \cdot T_s}{L_{ES1}} = \frac{V_a \cdot \Delta_3 \cdot T_s}{L_{ES1}} \quad (4.76)$$

$$\frac{V_b \cdot D \cdot T_s}{L_{ES2}} = \frac{V_{cc} \cdot \Delta_2 \cdot T_s}{L_{ES2}} \quad (4.77)$$

Onde $D \cdot T_s$ representa o período de condução dos interruptores S_1 e S_4 ; e $\Delta_2 \cdot T_s$ e $\Delta_3 \cdot T_s$ representam o período de condução dos diodos em antiparalelo dos interruptores S_2 e S_3 , respectivamente.

Essas igualdades são simplificadas em (4.78) e (4.79).

$$V_{cc} \cdot D = V_a \cdot \Delta_3 \quad (4.78)$$

$$V_b \cdot D = V_{cc} \cdot \Delta_2 \quad (4.79)$$

Sendo nula a corrente média em cada capacitor de saída C_1 e C_2 , a corrente média na lâmpada é descrita em (4.80), que implica na igualdade apresentada em (4.81).

$$I_{Lamp} = I_{LES1} \cdot \Delta_3 = -I_{LES2} \cdot D \quad (4.80)$$

$$V_{cc} \cdot \frac{D \cdot T_s}{2 \cdot L_{ES1}} \cdot \Delta_3 = V_b \cdot \frac{D \cdot T_s}{2 \cdot L_{ES2}} \cdot D \quad (4.81)$$

Onde I_{LES1} e I_{LES2} representam as correntes médias nas indutâncias auxiliares L_{ES1} e L_{ES2} , respectivamente.

A igualdade apresentada em (4.82) é imposta pela característica de simetria entre os conversores, e resulta que a igualdade (4.81) é simplificada em (4.83).

$$L_{ES1} = L_{ES2} = L_{ES} \quad (4.82)$$

$$V_{cc} \cdot \Delta_3 = V_b \cdot D \quad (4.83)$$

Comparando-se (4.83) com (4.79), obtém-se a igualdade apresentada em (4.84), que é resultado da simetria entre os conversores envolvidos.

$$\Delta_3 = \Delta_2 = \Delta \quad (4.84)$$

A tensão na lâmpada é descrita em (4.85).

$$V_{Lamp} = V_a - V_b \quad (4.85)$$

Igualando-se a razão cíclica em (4.78) e (4.79), obtém-se a igualdade apresentada em (4.86). Substituindo-se então V_b , de acordo com (4.85), resulta na tensão V_{Lamp} , em (4.88).

$$D = \frac{V_a \cdot \Delta}{V_{cc}} = \frac{V_{cc} \cdot \Delta}{V_b} \quad (4.86)$$

$$\frac{V_a}{V_{cc}} = \frac{V_{cc}}{V_a - V_{Lamp}} \quad (4.87)$$

$$V_{Lamp} = \frac{V_a^2 - V_{cc}^2}{V_a} \quad (4.88)$$

O gráfico da figura 4.14 apresenta a variação das tensões de saída V_a e V_b , em função da tensão de entrada V_{cc} , para a tensão nominal da lâmpada utilizada.

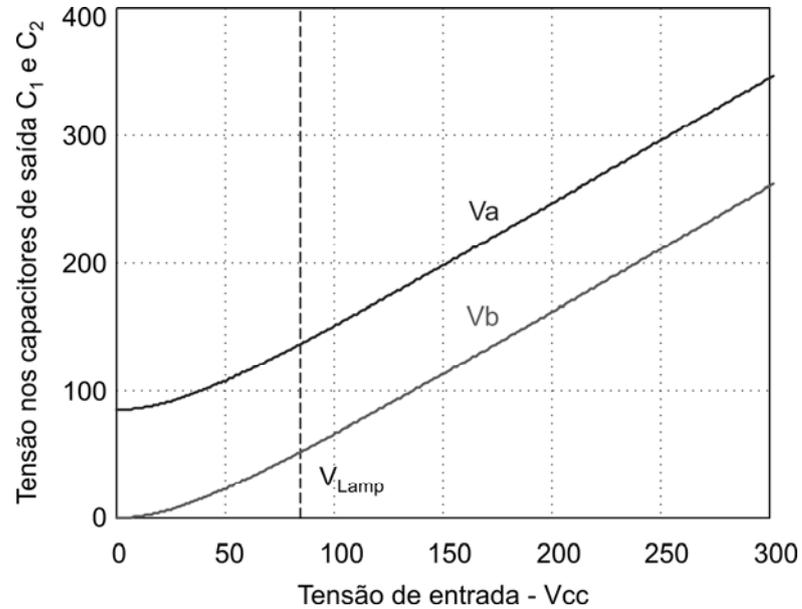


Figura 4.14 – Tensões de saída V_a e V_b , em relação à tensão de entrada V_{cc} .

O valor da razão cíclica máxima admitida pelo conversor para satisfazer o critério estabelecido na equação (4.89), e garantir o modo de operação descontínua dos conversores, é apresentado em (4.90), de acordo com (4.78). Essa razão cíclica máxima é característica do modo de operação crítica dos conversores, e os modos de operação da topologia são representados na figura 4.15, em relação à tensão de entrada e à razão cíclica de comutação dos interruptores.

$$D_{\max} + \Delta_{\max} = 1 \quad (4.89)$$

$$D_{\max} = \frac{V_a}{V_{cc} + V_a} \quad (4.90)$$

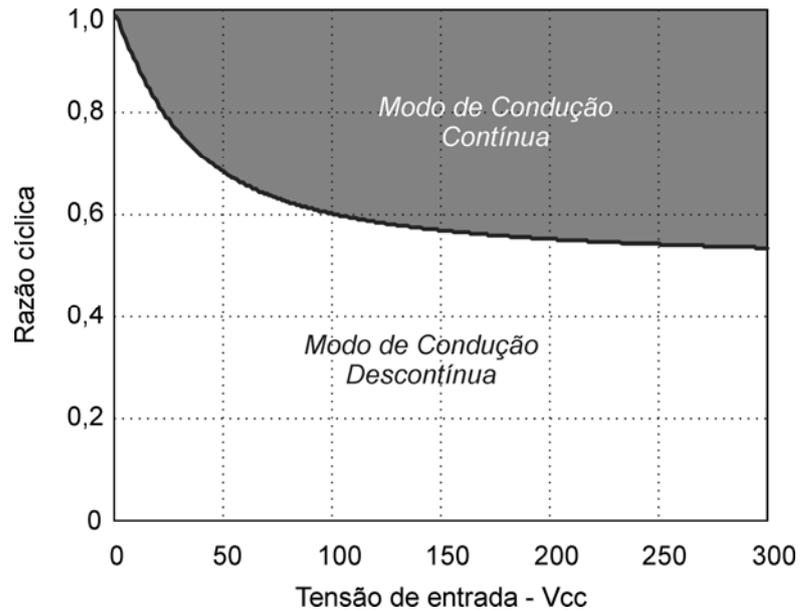


Figura 4.15 – Modos de condução da topologia originada de conversores SEPIC.

O valor das indutâncias L_{ES1} e L_{ES2} , representados por L_{ES} , é apresentado em (4.93), a partir do equacionamento da corrente de entrada do conversor, em conformidade com (4.91) e (4.92).

$$I_{in} = (I_{LES1} + I_{LES2}) \cdot (D + \Delta) \quad (4.91)$$

$$I_{in} = \left(\frac{V_{cc} \cdot D \cdot T_s}{2 \cdot L_{ES}} - \frac{V_b \cdot D \cdot T_s}{2 \cdot L_{ES}} \right) \cdot (D + \Delta) \quad (4.92)$$

$$L_{ES} = \frac{D \cdot T_s}{2 \cdot I_{in}} \cdot (V_{cc} - V_b) \cdot (D + \Delta) \quad (4.93)$$

A corrente no capacitor de desacoplamento C_{S3} é apresentada em (4.94), que estabelece a igualdade de (4.95).

$$I_{CS3} = I_{LS1} \cdot \Delta - I_{LS3} \cdot D \quad (4.94)$$

$$\frac{V_{cc} \cdot D \cdot T_s}{2 \cdot L_{S1}} \cdot \Delta = \frac{V_{cc} \cdot D \cdot T_s}{2 \cdot L_{S3}} \cdot D \quad (4.95)$$

Dessa forma, a relação entre as indutâncias L_{S1} e L_{S3} é obtida em (4.96), que possibilita o cálculo dos valores dessas indutâncias, com o auxílio de (4.74).

$$L_{S3} = L_{S1} \cdot \frac{D}{\Delta} = L_{S1} \cdot \frac{V_a}{V_{cc}} \quad (4.96)$$

Os capacitores de desacoplamento C_{S3} e C_{S4} são projetados de forma a manter uma tensão aproximadamente constante durante um período de comutação. Isso implica que a frequência de ressonância entre C_{S3} e L_{S3} , apresentada em (4.97), deve ser menor que a frequência de comutação do conversor.

$$\omega_{RS3} = \sqrt{\frac{1}{C_{S3} \cdot L_{S3}}} \quad (4.97)$$

As indutâncias de L_{ES1} e L_{ES3} são representadas na figura 4.16, em função da tensão V_{cc} .

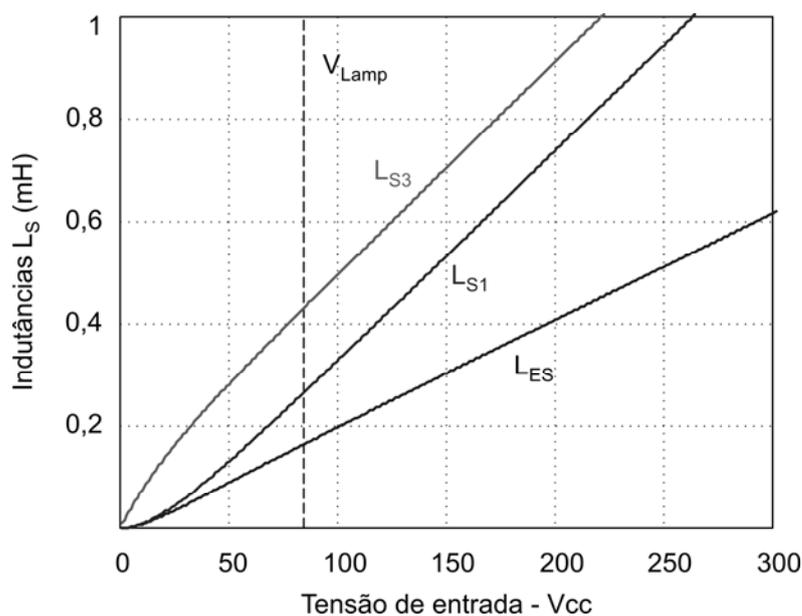


Figura 4.16 – Indutâncias L_{S1} e L_{S3} , em função da tensão de entrada V_{cc} .

4.6 Conversores Zeta

A topologia originada do emprego de conversores Zeta bidirecionais em corrente para alimentar lâmpadas HID é apresentada na figura 4.17, com as respectivas polaridades adotadas para as correntes e tensões.

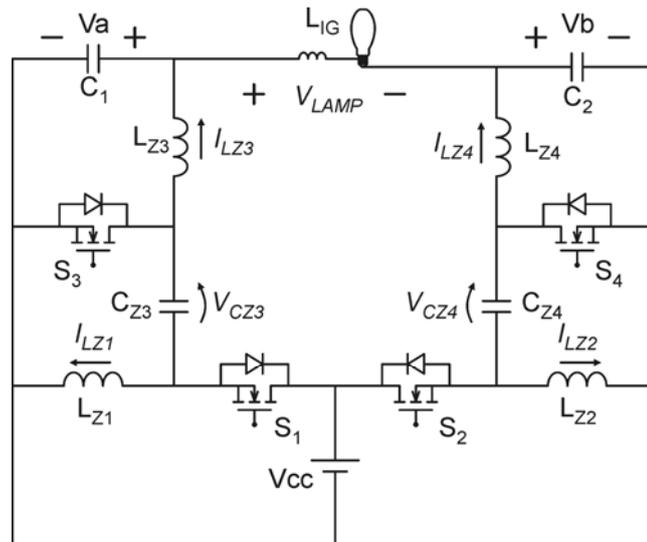


Figura 4.17 – Polaridades adotadas – topologia originada de conversores Zeta bidirecionais.

De acordo com as etapas de operação apresentadas para essa topologia, as tensões aplicadas aos indutores L_Z , durante o período de condução dos dispositivos S_1 e S_4 , são indicadas em (4.100) e (4.101). Para efeitos de projeto, as tensões aplicadas aos capacitores C_{Z3} e C_{Z4} são consideradas constantes durante esse intervalo de tempo, de acordo com (4.98) e (4.99).

$$V_{CZ3} = V_a \quad (4.98)$$

$$V_{CZ4} = V_b \quad (4.99)$$

$$V_{LZ1} = V_{LZ3} = V_{CC} \quad (4.100)$$

$$V_{LZ2} = V_{LZ4} = -V_b \quad (4.101)$$

A partir do momento em que tais interruptores são bloqueados, a energia armazenada em cada magnético é descarregada através dos diodos em antiparalelo dos interruptores S_2 e S_3 . As tensões aplicadas aos magnéticos são apresentadas em (4.102) e (4.103), durante esse intervalo de tempo.

$$V_{LZ1} = V_{LZ3} = -V_a \quad (4.102)$$

$$V_{LZ2} = V_{LZ4} = V_{cc} \quad (4.103)$$

O projeto dessa topologia assemelha-se ao projeto da topologia que emprega conversores SEPIC, devido às condições a que os componentes magnéticos são submetidos. As indutâncias L_{Z1} e L_{Z3} comportam-se como um arranjo de duas indutâncias em paralelo, da mesma forma que L_{S1} e L_{S3} , no projeto dos conversores SEPIC.

A tensão aplicada à lâmpada é obtida a partir das condições de regime permanente da topologia, de acordo com as relações entre tensão de entrada e de saída de cada conversor. Nesse caso, a tensão na lâmpada é dada pela mesma relação apresentada para a topologia baseada em conversores SEPIC, em (4.88).

O valor da razão cíclica máxima é igualmente o mesmo apresentado pela topologia que emprega conversores SEPIC, em (4.90).

Já o valor da corrente média de entrada desse conversor é apresentado em (4.104), e resulta no valor de indutância equivalente em (4.106).

$$I_{in} = I_{LEZ1} \cdot D + I_{LEZ2} \cdot \Delta \quad (4.104)$$

$$I_{in} = \frac{V_{cc} \cdot D \cdot T_s}{2 \cdot L_{EZ}} \cdot D - \frac{V_b \cdot D \cdot T_s}{2 \cdot L_{EZ}} \cdot \Delta \quad (4.105)$$

$$L_{EZ} = \frac{D \cdot T_s}{2 \cdot I_{in}} \cdot (V_{cc} \cdot D - V_b \cdot \Delta) \quad (4.106)$$

A corrente no capacitor de desacoplamento C_{Z3} é apresentada em (4.107), que estabelece a igualdade de (4.108).

$$I_{CZ3} = I_{LZ1} \cdot \Delta - I_{LZ3} \cdot D \quad (4.107)$$

$$\frac{V_{cc} \cdot D \cdot T_s}{2 \cdot L_{Z1}} \cdot \Delta = \frac{V_{cc} \cdot D \cdot T_s}{2 \cdot L_{Z3}} \cdot D \quad (4.108)$$

Dessa forma, a relação entre as indutâncias L_{Z1} e L_{Z3} é obtida em (4.109), que possibilita o cálculo dos valores dessas indutâncias.

$$L_{Z3} = L_{Z1} \cdot \frac{D}{\Delta} = L_{Z1} \cdot \frac{V_a}{V_{cc}} \quad (4.109)$$

Os capacitores de desacoplamento C_{Z3} e C_{Z4} são projetados de forma a manter uma tensão aproximadamente constante durante um período de comutação. Isso implica que a frequência de ressonância entre C_{Z3} e L_{Z3} , apresentada em (4.97), deve ser menor que a frequência de comutação do conversor.

$$\omega_{RZ3} = \sqrt{\frac{1}{C_{Z3} \cdot L_{Z3}}} \quad (4.110)$$

Porém, a tensão sobre esse capacitor deve ser a mesma tensão observada no capacitor de saída do conversor, que é alterada a cada semi-ciclo de tensão na lâmpada. Dessa forma, sua capacitância não deve apresentar um valor muito grande para possibilitar a inversão rápida da tensão na lâmpada.

4.7 Conversores Flyback

Um conversor Flyback é um conversor Buck-Boost isolado. A principal diferença entre os projetos de tais conversores encontra-se nos magnéticos envolvidos, e pode ser minimizada pela imposição de uma relação de transformação unitária no transformador Flyback.

Essa imposição é efetuada com o intuito de se manter o máximo de parâmetros semelhantes entre as topologias apresentadas, proporcionando uma comparação efetiva entre os resultados obtidos. Além disso, as indutâncias de dispersão entre os enrolamentos destes transformadores são minimizadas com esta relação de transformação.

A indutância do enrolamento primário é igual à do enrolamento secundário, nos dois transformadores. O valor dessas indutâncias é obtido a partir do mesmo cálculo efetuado para obter o valor das indutâncias dos conversores Buck-Boost, uma vez que ambas são submetidas aos mesmos valores de tensão, durante os mesmos intervalos de tempo.

Além disso, a relação de transformação unitária implica que a tensão refletida do primário ao secundário seja o mesmo valor da tensão aplicada no lado do enrolamento primário do transformador. Dessa forma, as tensões aplicadas aos componentes, e o projeto destes, também são semelhantes.

4.8 Conclusão

Este capítulo apresenta o projeto das topologias de reatores eletrônicos para lâmpadas de descarga em alta pressão, apresentadas no capítulo 3 deste trabalho. Os cálculos efetuados para obter os valores dos componentes empregados em cada topologia são apresentados, de acordo com as etapas de operação de cada topologia.

Algumas análises de comportamento também são representadas através de gráficos, que possibilitam visualizar o comportamento de tais topologias frente a uma variação na tensão de entrada, ou mesmo das alterações de projeto.

Dessa forma, é possível avaliar o projeto de cada topologia e as limitações impostas pelo emprego de cada conversor, como escolha da tensão de entrada a que cada topologia se adapta melhor.

Além disso, a análise das limitações referentes à razão cíclica de comutação de cada topologia permite avaliar as possíveis técnicas a serem empregadas na correção do fator de potência de cada topologia, considerando integração de estágios e compartilhamento de dispositivos interruptores.

CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA E INTEGRAÇÃO DE ESTÁGIOS

5.1 Introdução

Fator de potência é basicamente a relação entre a potência ativa, que realiza trabalho útil, e a potência aparente, que é a potência entregue pela concessionária ao consumidor.

Corrigir o fator de potência de sistemas eletrônicos comutados é essencial para otimizar o uso da energia elétrica e o dimensionamento dos sistemas de distribuição e alimentação, como cabos e transformadores.

Além disso, a resolução 456 da ANEEL (Agência Nacional de Energia Elétrica), do ano de 2000, prevê que a medição do fator de potência por parte da concessionária é facultativo, no caso de unidades consumidoras do grupo “B”¹. O limite mínimo permitido para o fator de potência é de 0,92.

Outra questão normatizada é a taxa de distorção harmônica, que deve obedecer às limitações impostas pela norma IEC 61000-3-2, de 1995, e que apresenta relação com o fator de potência do sistema.

A importância de se corrigir o fator de potência em um sistema eletrônico para iluminação é evidente, quando se deseja trabalhar com um sistema alimentado a partir da rede elétrica. Ainda, a possibilidade de integração do estágio de correção do fator de potência com o estágio de controle da potência em um reator eletrônico, através do compartilhamento de componentes, torna economicamente viável sua realização.

¹ “Grupamento composto de unidades consumidoras com fornecimento em tensão inferior a 2,3 kV, a qual abrange, entre outros, os consumidores residenciais e rurais” (ANEEL – resolução 456).

Este capítulo traz uma abordagem dos conversores CC-CC utilizados na correção do fator de potência, bem como uma análise da integração destes com as topologias propostas nesse trabalho, uma vez que ambos os estágios são parte integrante de um reator eletrônico empregado na alimentação das lâmpadas.

5.2 Métodos de Correção do Fator de Potência

Os métodos de correção do fator de potência podem ser separados basicamente em ativos e passivos.

Os métodos passivos caracterizam-se pelo emprego de filtros sintonizados compostos por componentes passivos (indutores, capacitores e interruptores não controlados), resultando em soluções mais robustas e geralmente de custo reduzido.

Algumas alternativas são encontradas na literatura para evitar a utilização de componentes com volumes consideráveis, uma vez que a corrente de entrada do conversor opera em baixa frequência. Dentre as técnicas utilizadas, destacam-se os conversores Valley-Fill e Charge-Pump, ou variações destes. A principal desvantagem encontrada no emprego dos métodos passivos é a falta de regulação da tensão de barramento.

Os métodos ativos de correção do fator de potência caracterizam-se pela utilização de conversores de potência. A presença de interruptores controlados resulta em um controle adequado da tensão de barramento, embora também indique um acréscimo nos custos do reator. A principal vantagem destes métodos é que a correção do fator de potência não é dependente das condições da carga, enquanto que os métodos passivos perdem eficiência quando há variações na carga e/ou na rede elétrica.

O acréscimo nos custos é uma característica que pode ser minimizada com a integração dos estágios de correção do fator de potência e de controle da potência, através do compartilhamento de dispositivos interruptores.

5.3 Conversores Empregados na Correção do Fator de Potência

As topologias avaliadas nesse trabalho para realizar correção do fator de potência de forma ativa são os conversores CC/CC convencionais Buck, Boost, Buck-Boost, SEPIC, Zeta e Cùk, apresentados na figura 5.1.

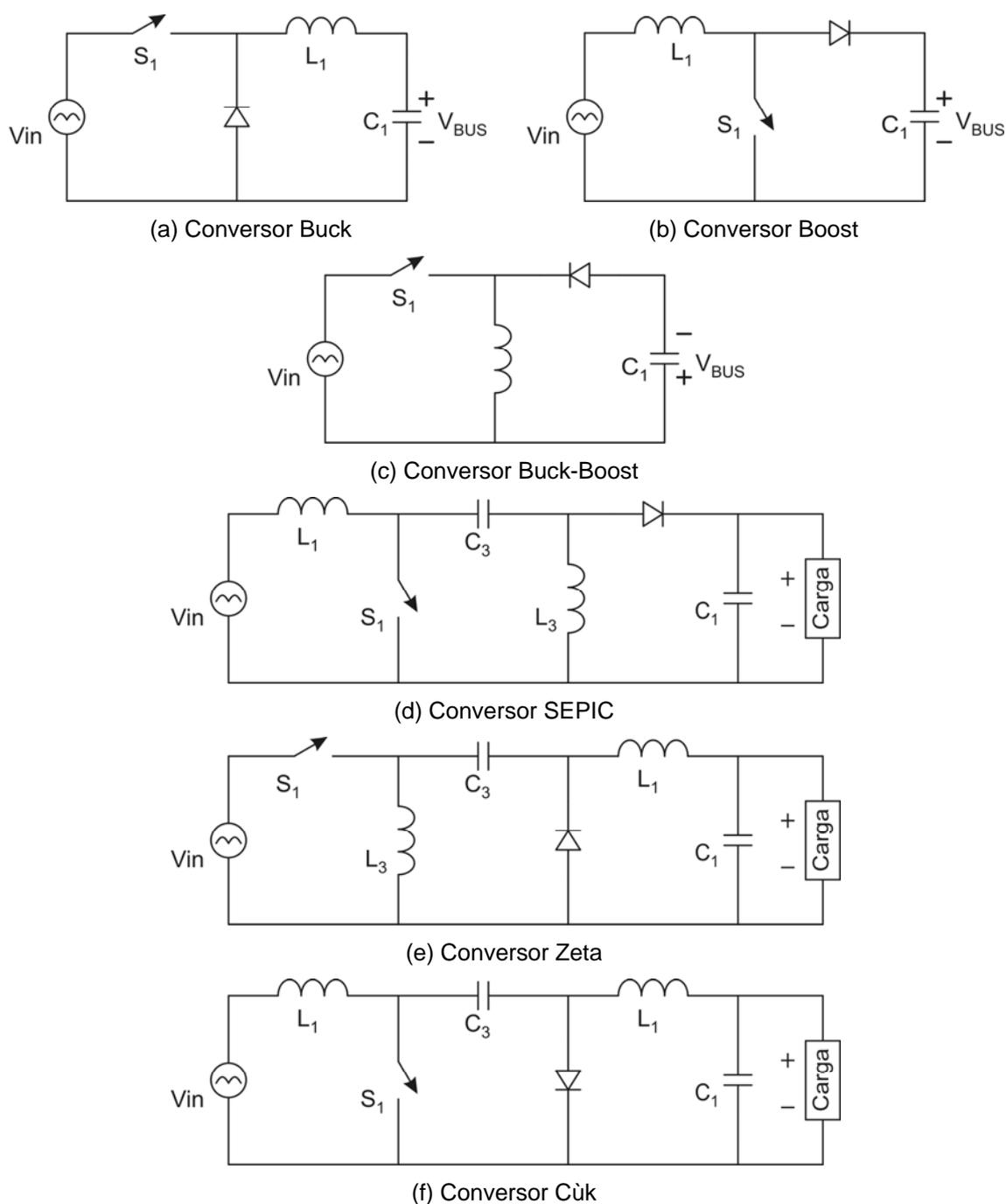


Figura 5.1 – Conversores CC/CC empregados no estágio de correção do fator de potência.

A tensão de entrada V_{in} de cada conversor é caracterizada por uma tensão senoidal retificada. Essa tensão representa o arranjo da tensão da rede elétrica com um retificador em onda completa e um filtro passa baixas, projetado com frequência de corte de uma década abaixo da frequência de comutação do conversor. A figura 5.2 representa o circuito equivalente desse arranjo. A tensão de barramento V_{BUS} representa a tensão de entrada de uma topologia de alimentação de lâmpadas HID.

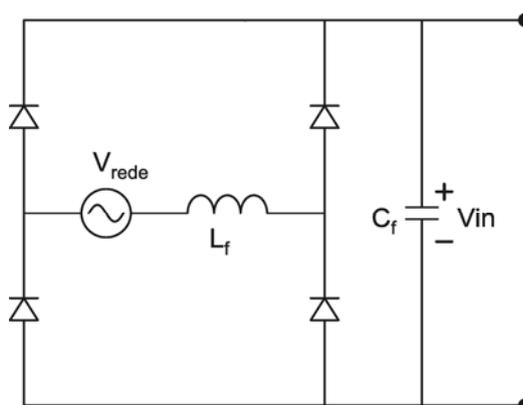


Figura 5.2 – Detalhe da fonte de entrada do estágio de correção do fator de potência – V_{in} .

5.4 Integração de Estágios

A principal característica avaliada, com relação a cada uma dessas topologias, é a possibilidade de integração dos dispositivos semicondutores ativos, uma vez que as topologias apresentadas são compostas por quatro MOSFETs. Dessa forma, o objetivo principal é compartilhar o uso desses dispositivos entre os estágios de correção do fator de potência e do controle de potência, para não inserir mais dispositivos que apresentem custo elevado, além de circuitos auxiliares de comando.

Uma metodologia de integração de conversores através de compartilhamento de dispositivos interruptores é apresentada em Wu (1997). Desde que dois dispositivos interruptores estejam conectados entre si através de um ponto em comum, estes podem ser integrados em um só interruptor, que o autor chama interruptor síncrono.

Existem quatro tipos de interruptores síncronos, devido à possibilidade de conexão entre dois interruptores, que são nomeados “ Π ” e “ $i-\Pi$ ”, para os casos de

conexão do pino de terra de um MOSFET com o pino de dreno do outro, ou “T” e “i-T”, para os casos de conexão entre os pinos de mesmo nome de cada MOSFET (pinos de dreno ou de terra conectados entre si). Esses quatro tipos de interruptores síncronos são apresentados na figura 5.3.

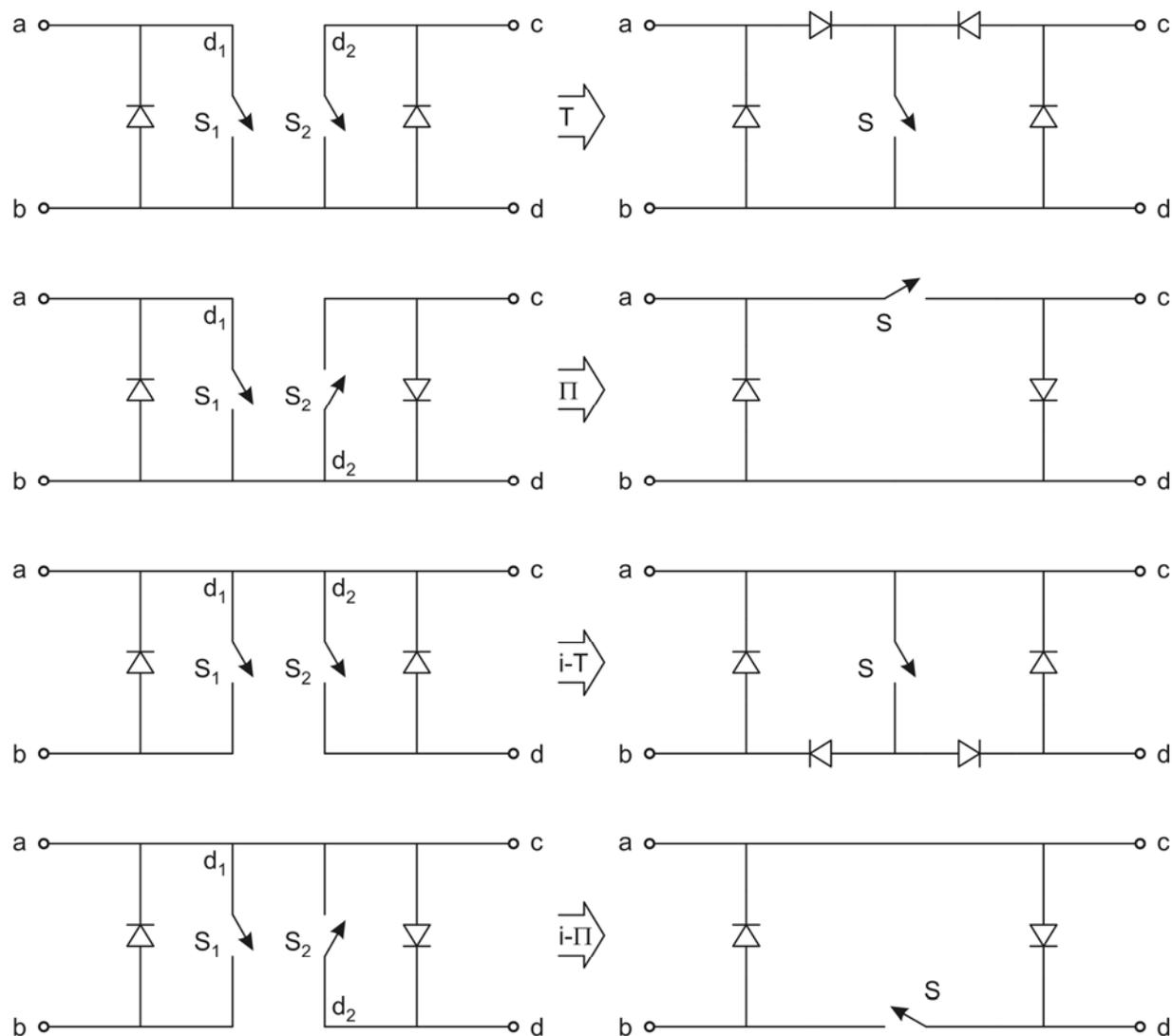


Figura 5.3 – Métodos de integração de dispositivos interruptores (Wu, 1997).

No caso das topologias apresentadas nesse trabalho, deve-se avaliar as possíveis maneiras de efetuar a conexão de um conversor que efetua a correção do fator de potência com uma topologia de controle de potência da lâmpada. O capacitor de barramento C_{bus} representa o componente em comum entre esses dois estágios, de maneira que a tensão de saída do conversor aplicado à correção do

fator de potência é a mesma tensão de entrada do conversor que realiza o controle da potência na lâmpada.

Dessa forma, os possíveis arranjos da conexão entre esse capacitor C_{bus} e os dispositivos interruptores ativos resultam nas distintas maneiras de integração dos conversores, ou seja, as diversas maneiras de se compartilhar o uso de um MOSFET entre as etapas de correção do fator de potência e de controle da potência.

Diferentes configurações desses conversores, de acordo com o posicionamento de seus componentes, possibilitam diferentes tipos de integração, segundo a maneira que o MOSFET é ligado ao capacitor de barramento. Dessa forma, para avaliar as possibilidades de integração de cada topologia, são apresentadas na figura 5.4 as possíveis configurações de conexão entre o MOSFET e o capacitor de barramento, para cada conversor analisado.

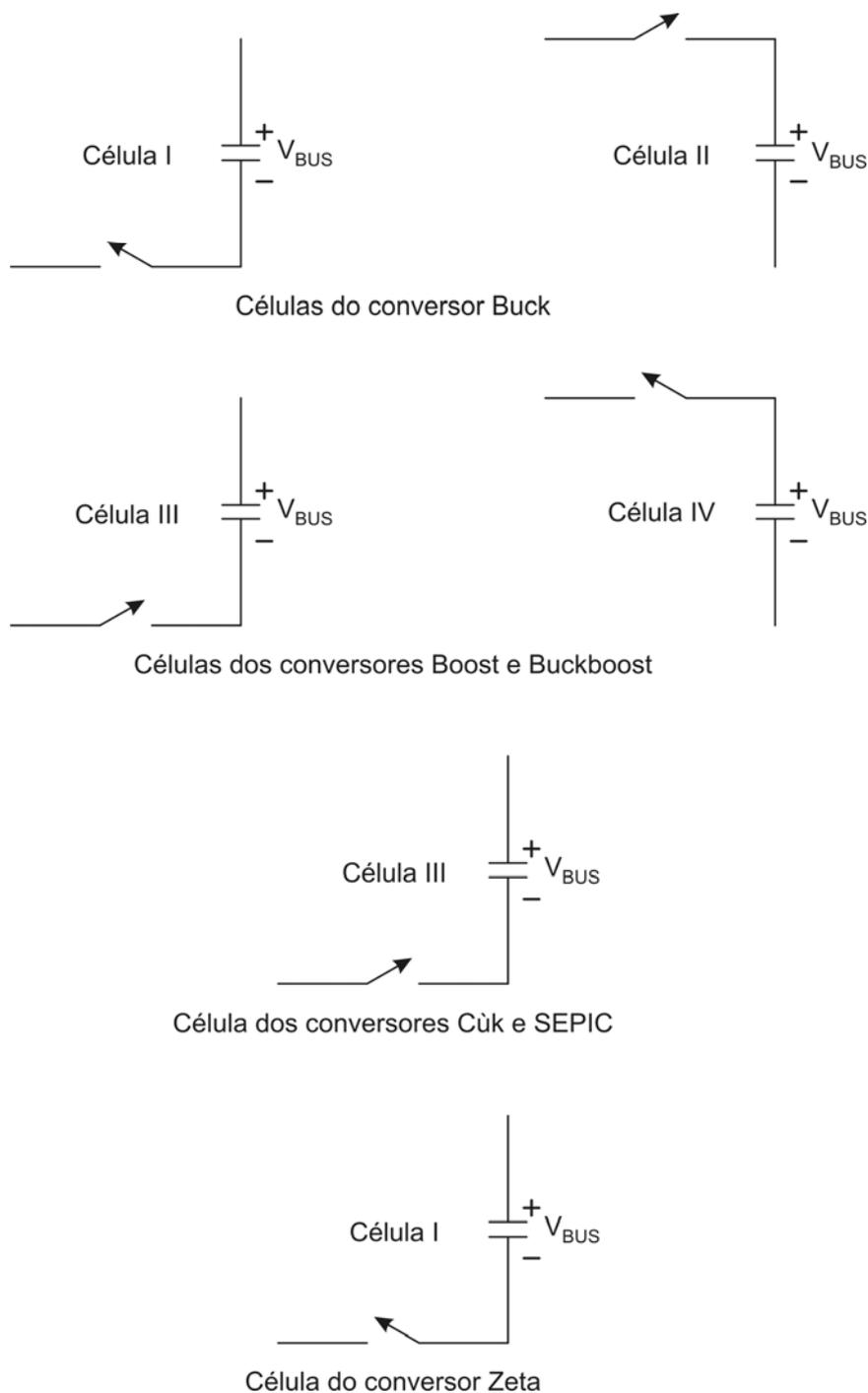


Figura 5.4 – Células de integração dos conversores de correção do fator de potência.

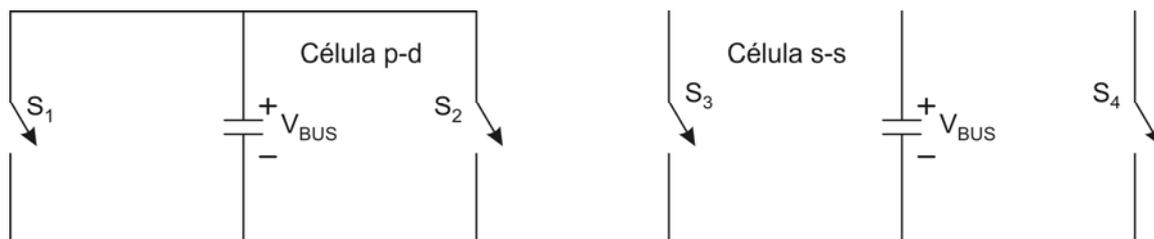
As células derivadas dos conversores Boost e Buck-Boost são semelhantes, bem como a única célula de integração possível no caso dos conversores Cùk e SEPIC. O conversor Zeta não apresenta possibilidade de integração na configuração apresentada na figura 5.3, pois o dispositivo interruptor não está conectado diretamente ao capacitor de barramento. Porém, um rearranjo dos seus componentes resulta na “célula I”.

Essas células são comparadas às células obtidas a partir das topologias propostas para controle da potência na lâmpada, indicando-se as possíveis integrações efetuadas, e resultando nas topologias de reatores eletrônicos para lâmpadas de descarga em alta pressão com correção do fator de potência.

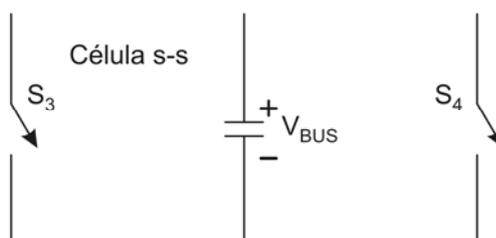
A simetria entre os conversores utilizados no controle da potência da lâmpada implica que, a cada meio período da tensão na lâmpada, dois MOSFETs sejam comutados em alta frequência, enquanto que os outros dois não apresentam sinal de gatilho. Dessa forma, a integração dos estágios só é possível se a correção do fator de potência for efetuada através do uso de dois dispositivos semicondutores distintos, de acordo com a polaridade da tensão na lâmpada, uma vez que o conversor que efetua a correção do fator de potência deve operar todo o tempo, independente da polaridade na lâmpada e com razão cíclica e frequência de comutação constantes.

As células de integração geradas a partir das topologias propostas nesse trabalho para controle da potência na lâmpada apresentam dois interruptores ativos conectados ao capacitor de barramento, conforme apresentadas na figura 5.5. Tais interruptores operam de forma simétrica, sendo que um é comutado durante um período de tensão positiva na lâmpada e o outro é comutado durante um período de tensão negativa na lâmpada, com as mesmas características de comutação.

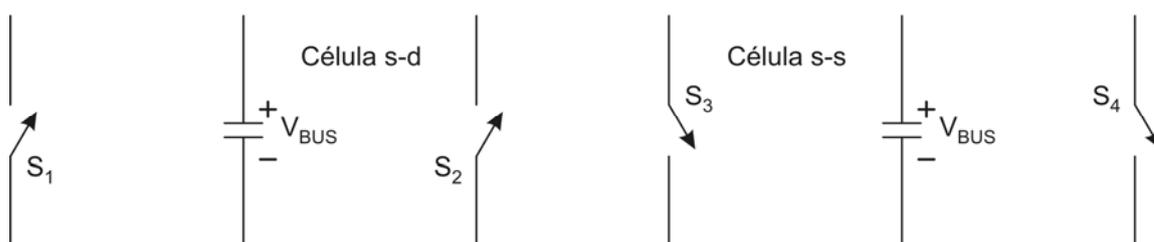
Essas células resultantes são nomeadas de acordo com as conexões entre o pólo positivo ou negativo do capacitor de barramento ao pino de dreno ou terra dos interruptores (o pólo negativo do capacitor e o pino de terra dos interruptores são nomeados ponto "s").



Células da topologia baseada em conversores Buck



Célula das topologias baseadas em conversores Boost, Buckboost, SEPIC



Células da topologia baseada em conversores Zeta

Figura 5.5 – Células de integração das topologias de controle da potência.

As combinações entre as células dos conversores para correção do fator de potência e as células das topologias de controle da potência na lâmpada são efetuadas levando-se em consideração o compartilhamento de um dispositivo interruptor entre ambos os estágios.

Uma topologia baseada no emprego de conversores Buck, por exemplo, apresenta duas possíveis células de integração: “p-d” e “s-s”.

No caso da integração efetuada através da célula “p-d”, os interruptores S_1 e S_2 efetuam o controle do estágio de correção do fator de potência, além de suas funções realizadas no controle da potência da lâmpada. Esta célula apresenta conexão dos MOSFETs ao ponto de polaridade positiva de V_{BUS} , e pode ser integrada às células “II” e “IV”, de correção do fator de potência.

Já a célula “s-s” possibilita que os interruptores S_3 e S_4 sejam compartilhados com a etapa de correção do fator de potência. Como tais MOSFETs

estão conectados ao ponto de polaridade negativa de V_{BUS} , esta célula permite integração às células “I” e “III”, do estágio de correção do fator de potência.

A análise dessas células possibilita várias combinações entre etapas de correção do fator de potência com o controle da potência na lâmpada, sem ser necessário inserir outro dispositivo interruptor ativo, nem aumentar a complexidade do circuito de comando dos MOSFETs. As possibilidades de conexão entre células para compartilhamento de MOSFETs são apresentadas no quadro 5.1.

Quadro 5.1 – Conexão entre células – compartilhamento de MOSFETs

Células PC	Topologias - PC	Células PFC	Conversores - PFC	Tipo de conexão
célula p-d	Buck	célula II	Buck	i-II
		célula IV	Boost Buck-Boost	i-T
célula s-s	Buck Boost Buck-Boost SEPIC Zeta	célula I	Buck Zeta	II
		célula III	Boost Buck-Boost Cúk SEPIC	T
célula s-d	Zeta	célula I	Buck Zeta	i-T
		célula III	Boost Buck-Boost Cúk SEPIC	i-II

5.5 Topologia Baseada no Emprego de Conversores Flyback

A topologia baseada no emprego de conversores Flyback bidirecionais em corrente, para controle da potência na lâmpada, apresenta algumas particularidades com relação à integração de estágios e compartilhamento de interruptores.

Dessa forma, uma possibilidade de integração de estágios é analisada empregando esta topologia, por propiciar um reator eletrônico com um número reduzido de interruptores ativos.

Inicialmente é abordada a integração da topologia, através do compartilhamento de interruptores ativos e considerando uma fonte de alimentação em corrente contínua. Posteriormente é analisada a inserção de um conversor que efetua a correção do fator de potência, e que é integrado à topologia sem demandar um acréscimo no número de interruptores ativos.

5.5.1 Integração e Compartilhamento de Interruptores Ativos

Por tratar-se de uma topologia isolada, há mais de uma possibilidade de conexão física entre o enrolamento primário e o secundário dos transformadores (nos casos em que se pode abdicar dessa característica de isolamento galvânica entre a entrada e a saída do conversor). A conexão adequada desses pontos possibilita a redução do número de dispositivos interruptores envolvidos, e conseqüentemente dos circuitos de comando, a partir da técnica de compartilhamento de interruptores.

A figura 5.6 apresenta uma topologia que se baseia no emprego de conversores Flyback bidirecionais em corrente, alimentada a partir de uma fonte de tensão em corrente contínua e com uma conexão apropriada entre os lados dos enrolamentos primários e secundários dos transformadores (pontilhado).

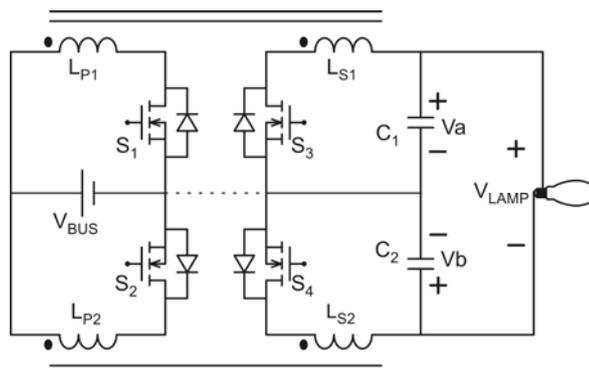


Figura 5.6 – Topologia originada do emprego de conversores Flyback bidirecionais em corrente.

Os interruptores S_1 e S_4 apresentam o mesmo sinal de comando. Dessa forma, a conexão entre os pinos terra desses dois interruptores possibilita que eles sejam integrados, através do método de integração tipo “T”. O mesmo é válido para os interruptores S_2 e S_3 , que também podem ser integrados em um único dispositivo semicondutor ativo.

Essas duas integrações possibilitam obter uma topologia de controle da potência na lâmpada que apresenta apenas dois MOSFETs, cujos pinos de terra estão conectados entre si, o que torna ainda mais simples o circuito de comando. A topologia originada dessas integrações é descrita na figura 5.7, com os interruptores integrados em S_1 e S_2 .

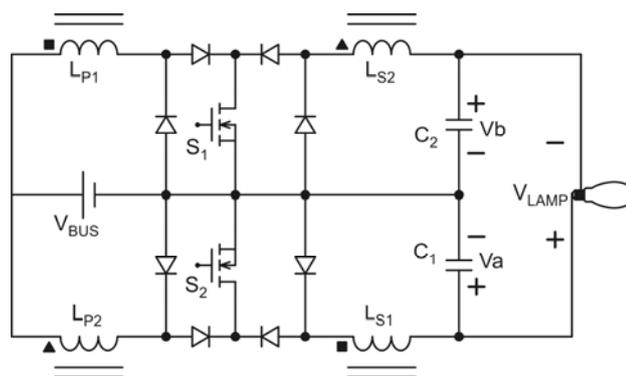


Figura 5.7 – Conversores Flyback bidirecionais com interruptores compartilhados.

5.5.2 Estágio de Correção do Fator de Potência Integrado à Topologia

Considerando-se a correção do fator de potência, é necessário obter a célula de integração dessa nova topologia, já que os interruptores S_1 e S_2 são comutados alternadamente, a cada semi-período da tensão na lâmpada. A célula de integração resultante dessa topologia é chamada “s-s”, e pode ser integrada a um conversor de correção de fator de potência que apresente conexão entre o interruptor e o pólo negativo da tensão de barramento. As células de integração I e III possibilitam integração dos estágios.

O emprego de um conversor Buck-Boost para correção do fator de potência possibilita compartilhamento dos MOSFETs com a topologia da figura 5.7. Um conversor Buck-Boost utilizado na correção do fator de potência é apresentado na figura 5.8, sendo que V_{in} caracteriza a tensão da rede elétrica retificada, e V_{BUS} caracteriza a tensão de barramento do conversor e a tensão de entrada do conversor CC/CC que controla a potência na lâmpada. A configuração apresentada no esquemático é referente à “célula III” de integração, que possibilita integração do “tipo T”, com a topologia Flyback integrada (célula s-s).

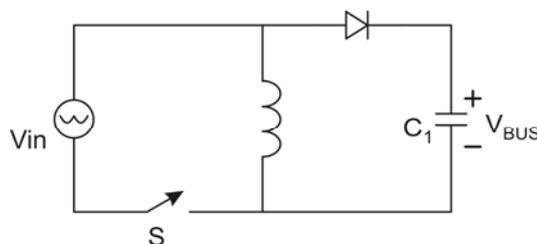


Figura 5.8 – Conversor Buck-Boost para correção do fator de potência.

A figura 5.9 apresenta a topologia resultante da integração de um conversor Buck-Boost para correção do fator de potência com a topologia baseada no emprego de conversores Flyback, da figura 5.7. As etapas de correção do fator de potência e de controle da potência são destacadas separadamente, sendo que ambas são conectadas entre si através do capacitor C_{BUS} , e os dispositivos interruptores S_1 e S_2 controlam ambas as etapas.

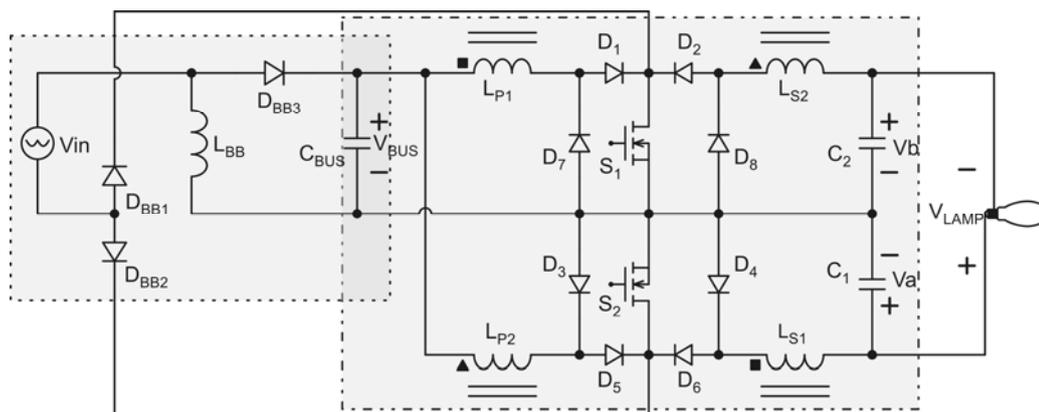


Figura 5.9 – Topologia integrada: Buck-Boost e conexão diferencial de conversores Flyback.

O princípio de operação dessa topologia, para um período de tensão positiva na lâmpada, é apresentado na figura 5.10. Durante todo esse intervalo de tensão positiva na lâmpada, apenas o dispositivo S_1 é comutado em alta frequência e razão cíclica definida.

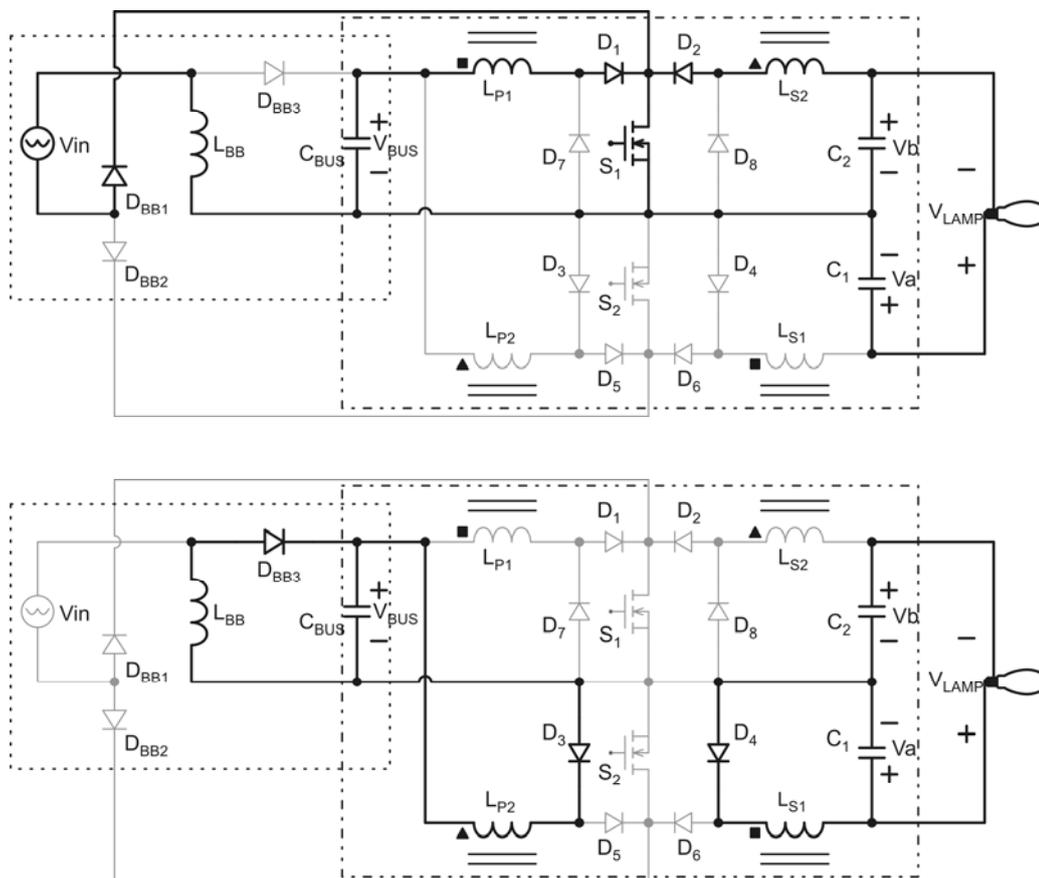


Figura 5.10 – Etapas de operação – período de tensão positiva na lâmpada.

Em uma primeira etapa de operação, o indutor L_{BB} armazena energia da fonte de tensão V_{in} através do diodo D_{BB1} e de S_1 . Nesse mesmo intervalo de tempo, o enrolamento L_{P1} armazena energia proveniente de C_{BUS} , através de D_1 e S_1 , enquanto L_{S2} armazena energia proveniente de C_2 , através de D_2 e S_1 .

Uma segunda etapa ocorre quando o interruptor S_1 é bloqueado. Nesse instante, a energia armazenada em L_{BB} passa a ser transferida ao capacitor de barramento C_{BUS} , a energia armazenada no núcleo magnético dos enrolamentos L_{P2} e L_{S2} é transferida ao capacitor de barramento C_{BUS} , e a energia armazenada no núcleo magnético dos enrolamentos L_{P1} e L_{S1} é transferida ao capacitor de saída C_1 .

Na figura 5.11 são representadas as etapas de operação dessa topologia durante um período de tensão negativa na lâmpada. Durante esse intervalo de tempo, o dispositivo S_1 é mantido bloqueado, enquanto que S_2 é comutado com frequência e razão cíclica semelhantes aos valores previamente utilizados na comutação de S_1 .

O conversor Buck-Boost segue apresentando as mesmas características, conduzindo corrente através do diodo D_{BB2} e do MOSFET S_2 . O conversor Flyback composto pelos indutores acoplados L_{P1} - L_{S1} opera na sua forma reversa de polarização, enquanto que o conversor composto pelos indutores acoplados L_{P2} - L_{S2} opera na sua forma de polarização direta.

As formas de onda de tensão e corrente sobre o indutor L_{BB} são apresentadas na figura 5.12. As relações entre as frequências envolvidas (de comutação, da tensão da rede V_{in} e da tensão na lâmpada) não são reais, para tornar possível a visualização do comportamento da etapa de correção do fator de potência da topologia e as respectivas etapas de operação.

As correntes e tensões aplicadas aos enrolamentos primários e secundários dos conversores Flyback são apresentados na figura 5.13, considerando um período de tensão positiva na lâmpada.

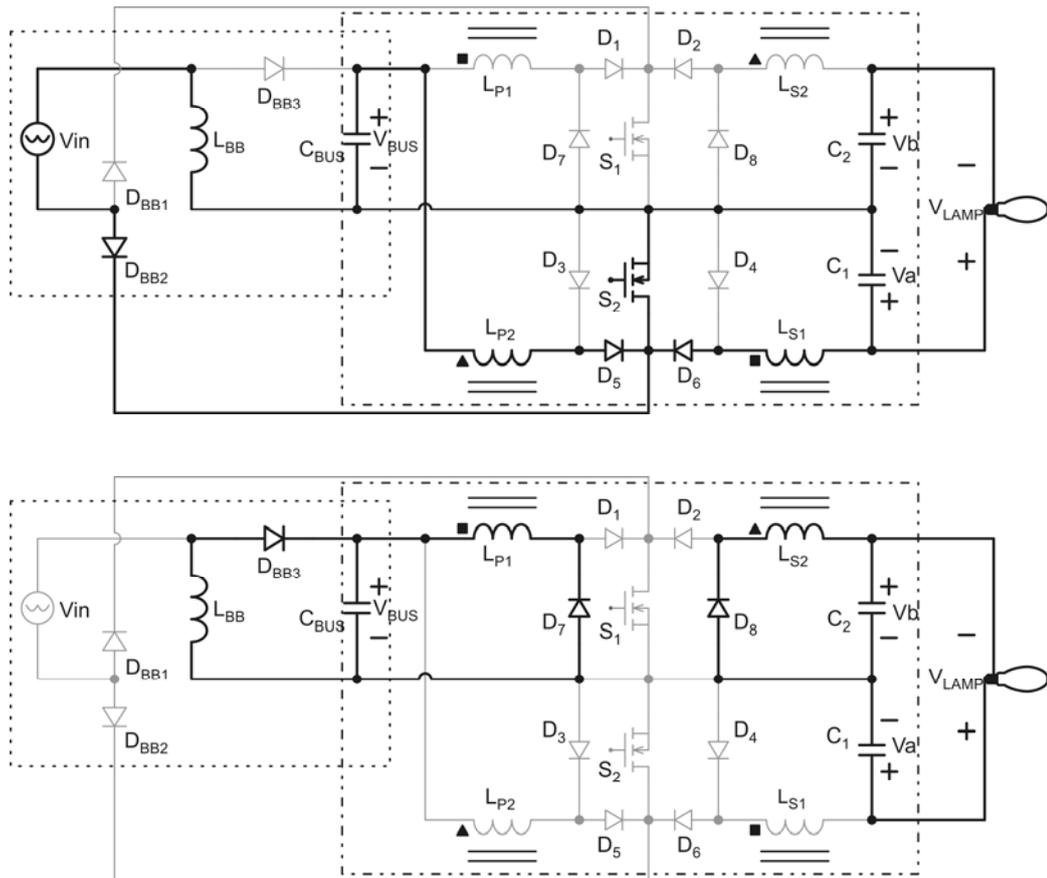


Figura 5.11 – Etapas de operação – período de tensão negativa na lâmpada.

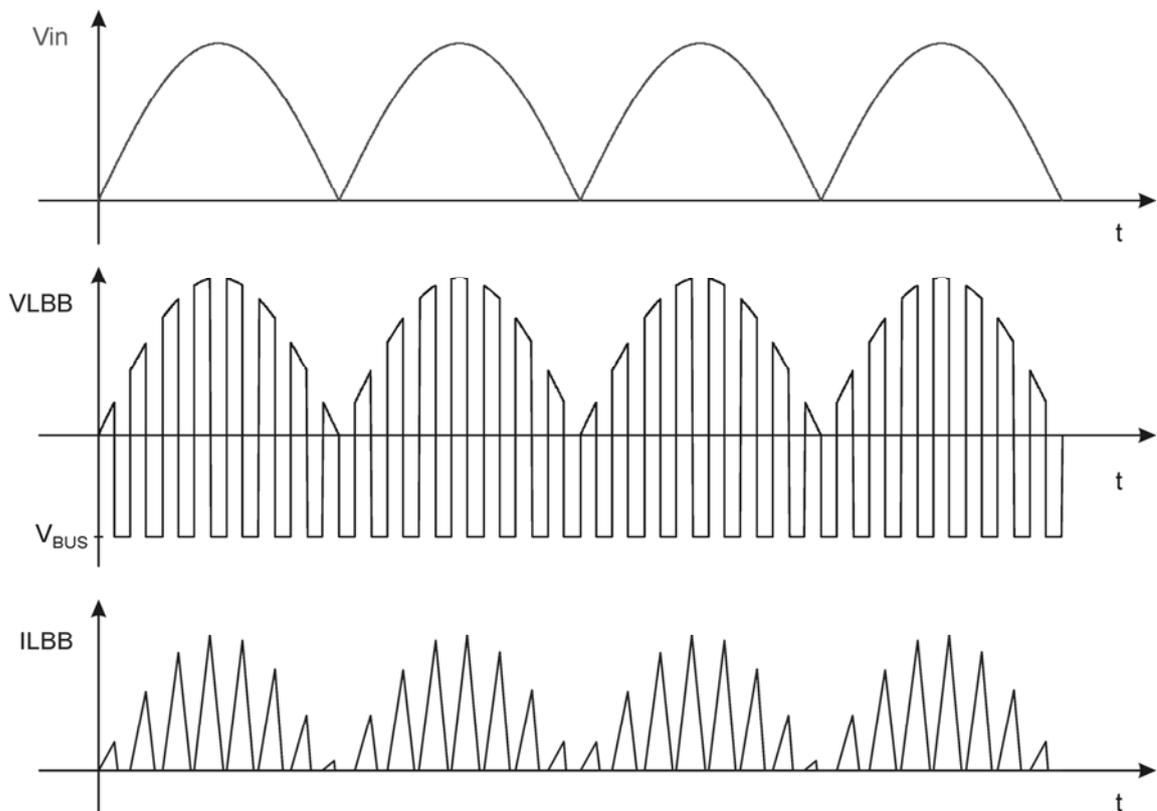


Figura 5.12 – Etapas de operação do conversor Buck-Boost.

A integração dos interruptores implica no acréscimo de corrente através dos mesmos. A corrente através dos interruptores é a soma das correntes características das etapas de correção do fator de potência e de controle da potência, conforme apresentado na figura 5.14, que também indica a tensão de bloqueio de cada interruptor.

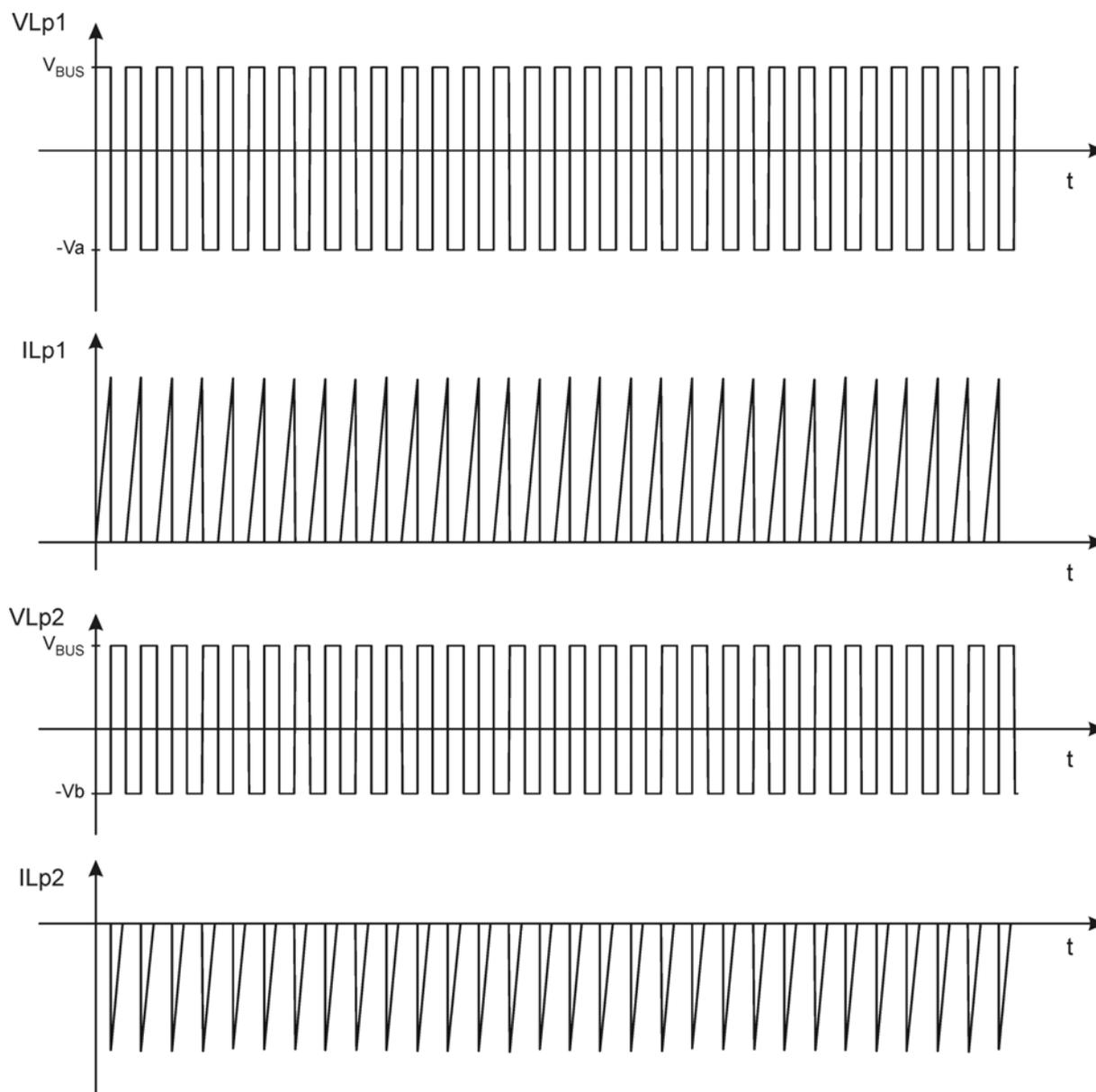


Figura 5.13 – Etapas de operação dos conversores Flyback – período de tensão positiva na lâmpada.

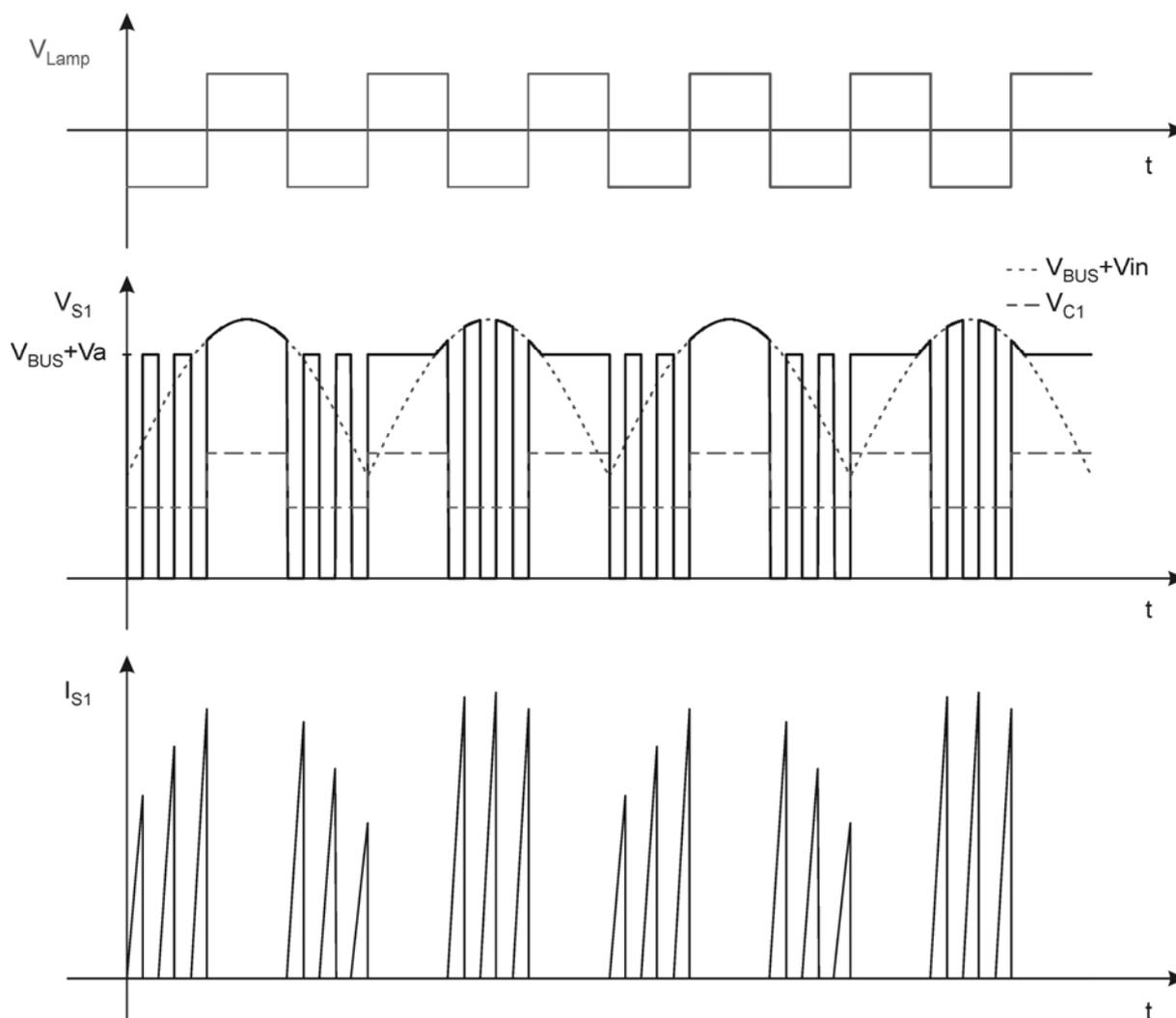


Figura 5.14 – Tensão e corrente sobre um dos interruptores (S_1).

A tensão de bloqueio dos dispositivos interruptores é caracterizada por

$$V_{SW} = V_x + V_{Bus} \quad (5.1)$$

Onde V_x representa o valor máximo entre a tensão de saída V_a e o valor instantâneo da tensão V_{in} .

A corrente através do interruptor S_1 é apresentada em (5.2), e seu valor máximo é representado em (5.3),

$$I_{SW} = I_{DBB1} + I_{D1} + I_{D2} \quad (5.2)$$

$$I_{SW_{max}} = D \cdot T_S \cdot \left(\frac{V_{Bus} + V_b}{L_{Fly}} + \frac{V_{in_{max}}}{L_{BB}} \right) \quad (5.3)$$

5.6 Conclusão

Este capítulo apresenta as maneiras de se efetuar a correção do fator de potência das topologias apresentadas para alimentação das lâmpadas de descarga em alta pressão.

A proposta apresentada é de se realizar a correção do fator de potência de forma ativa, através do emprego de um conversor CC/CC. Dessa forma, uma metodologia de integração entre estágios de correção do fator de potência e de controle da potência na lâmpada é apresentada. Essa metodologia possibilita obter várias topologias, através do emprego de diferentes combinações de conversores para realização de cada etapa, sem a necessidade de se inserir um dispositivo interruptor extra com relação à topologia original, alimentada a partir de uma fonte de tensão em corrente contínua e que não apresenta correção do fator de potência.

Ainda, uma topologia baseada no emprego de conversores Flyback é analisada em especial, por possibilitar a integração das duas etapas através do uso de apenas dois interruptores ativos, com conexão de terra entre si. Essa característica resulta na simplicidade do circuito de comando, uma vez que ambos os sinais apresentam terra comum, além de reduzir custos por demandar apenas dois, e não quatro interruptores ativos.

Para validação da proposta, as etapas de operação de tal topologia são apresentadas, e as tensões e correntes sobre os principais componentes envolvidos são analisadas.

As equações que identificam as correntes nos interruptores, bem como as figuras que as representam, deixam claro que o dimensionamento dos interruptores deve levar em conta que estes devem suportar a soma das correntes dos dois estágios. Dessa forma, a escolha de dispositivos interruptores apropriados é fundamental para evitar perdas significativas de condução, e obter um rendimento aceitável da topologia.

RESULTADOS EXPERIMENTAIS

6.1 Introdução

Este capítulo apresenta os resultados experimentais obtidos a partir do emprego das topologias apresentadas neste trabalho.

Todas as topologias propostas nos capítulos anteriores foram simuladas, com o intuito de se comprovar os princípios de operação descritos para cada topologia, bem como os projetos apresentados. Os resultados obtidos foram satisfatórios, e comprovam que os projetos estão de acordo com as características descritas para cada topologia.

Ainda, dois protótipos foram implementados, visando confirmar as análises teóricas realizadas e comprovar a eficácia do método descrito frente às condições reais de operação, principalmente com relação à carga, já que as características de instabilidade e ressonância acústica da lâmpada foram desprezadas nas simulações. Alguns resultados experimentais obtidos a partir desses protótipos são apresentados e discutidos nesse capítulo, possibilitando uma melhor análise das topologias em questão e da técnica empregada para obter tais conversores.

6.2 Padronização dos Projetos

Este trabalho apresenta uma família de topologias para alimentação e controle de lâmpadas de descarga em alta pressão, o que implica na necessidade de uma padronização dos projetos, no intuito de se apresentar resultados que comprovem a operacionalidade de cada topologia e possibilitem uma análise comparativa entre estas.

Segundo a norma IEC61000-3-2, reatores eletrônicos com potência superior a 60 Watts devem apresentar correção do fator de potência. Uma vez que a aplicação sugerida nesse trabalho não se enquadra nessa especificação, por utilizar lâmpadas de 35 watts, não há necessidade de se utilizar nenhum estágio de correção do fator de potência nas topologias propostas. Dessa forma, a fonte de alimentação utilizada na análise comparativa das topologias é uma fonte de tensão em corrente contínua, que resulta em um reator eletrônico mais simples e compacto, além de uma redução nos custos pelo número reduzido de componentes.

Ainda assim, as normas internacionais prevêm a correção do fator de potência para esta aplicação, e há uma tendência que indica que tais sistemas também devam obedecer a algumas regulamentações nacionais referentes ao fator de potência, dentro dos próximos anos. Dessa forma, o protótipo de uma topologia com correção do fator de potência integrado à topologia original é apresentado, bem como os resultados experimentais obtidos.

As lâmpadas ensaiadas são lâmpadas de multivapor metálico compactas, de 35 Watts. Os modelos são “*HCI-T 35W / 830*”, da OSRAM, e “*CDM-T 35W / 830*”, da Philips. Ambos os modelos apresentam potência nominal de 35 W, com tensão nominal de 85 V, em estado de regime permanente. Dessa forma, a tensão aplicada à lâmpada é quadrada e simétrica, com amplitude de 85 V e frequência de 200 Hz.

A frequência de comutação dos conversores é de 80 kHz, que não representa uma das frequências naturais da lâmpada em questão (Dalla Costa, 2008). A opção por esta frequência de comutação faz reduzir o efeito causado pela ondulação da tensão na lâmpada, em relação à excitação do fenômeno da ressonância acústica.

Os valores utilizados como parâmetros padrão no projeto de todas as topologias estão sintetizados na tabela 6.1, e estão de acordo com os valores nominais das lâmpadas utilizadas.

O processo de ignição da lâmpada e os sinais de comando dos interruptores são obtidos mediante emprego de circuitos auxiliares, que exercem funções fundamentais na implementação prática de um reator eletrônico e obtenção de resultados experimentais. Estes circuitos auxiliares são descritos no apêndice B.

Tabela 6.1 – Valores padrão para projeto das topologias

Freqüência de comutação	$F_s = 80 \text{ kHz}$
Amplitude da tensão na lâmpada (quadrada)	$V_{LAMP} = 85 \text{ V}$
Potência nominal da lâmpada	$P_{LAMP} = 35 \text{ W}$
Resistência equivalente utilizada em simulação	$R_{LAMP} = 206 \ \Omega$
Freqüência da tensão na lâmpada	$F_{LAMP} = 200 \text{ Hz}$

6.3 Topologia Originada do Emprego de Conversores Flyback

Fazendo-se uso dos circuitos auxiliares, um reator eletrônico baseado em conversores Flyback é implementado, conforme esquemático apresentado na figura 6.1. Este protótipo é alimentado a partir de uma fonte de tensão senoidal retificada e um filtro de entrada, representados por uma fonte de tensão V_{BUS} .

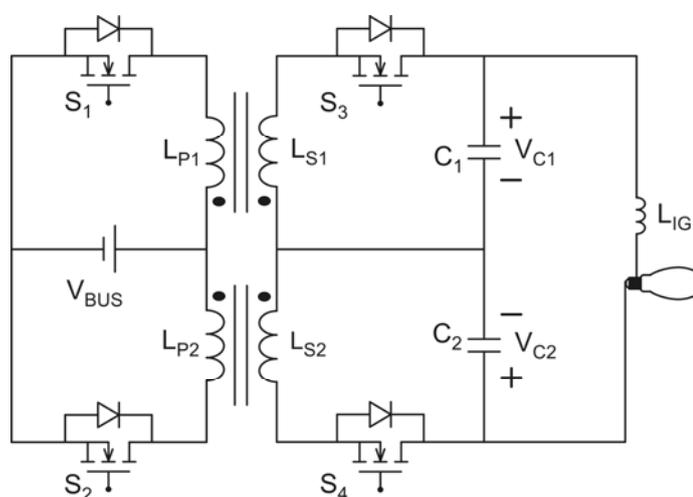


Figura 6.1 – Topologia implementada na prática, originada do emprego de conversores Flyback.

Os componentes utilizados na implementação desse conversor são apresentados na tabela 6.2, juntamente dos dados de projeto e características de alimentação da topologia e da lâmpada.

Tabela 6.2 – Protótipo baseado em conversores Flyback

<i>Valores de Projeto</i>	
Freqüência de comutação	$F_s = 80 \text{ kHz}$
Razão cíclica de comutação	$D = 0,45$
Tensão de entrada V_{BUS}	$V_{BUS} = 311 \text{ V}$
Freqüência da tensão na lâmpada	$F_{Lamp} = 200 \text{ Hz}$
Tensão de saída – polarização direta	$V_a = 356 \text{ V}$
Tensão de saída – polarização reversa	$V_b = 271 \text{ V}$
<i>Componentes utilizados</i>	
Indutâncias dos enrolamentos	$L_{P1} = L_{S1} = 667 \text{ } \mu\text{H}$
	$L_{P2} = L_{S2} = 667 \text{ } \mu\text{H}$
Núcleos dos indutores acoplados (ferrite)	EE 32/16/9
Dispositivos semicondutores S_1, S_2, S_3 e S_4	MOSFETs – IRFBE30
	$V_{DSS} = 800 \text{ V}$
	$I_D = 4,1 \text{ A}$
Capacitores de barramento C_1 e C_2	330 nF / 630 V polipropileno

As envoltórias da tensão no interruptor S_1 e corrente no enrolamento L_{P1} são apresentadas na figura 6.2, sendo que os valores máximos de cada uma delas é alterado a cada semi-ciclo de tensão na lâmpada, pois são dependentes da polarização do conversor em questão. Este opera na forma de polarização direta enquanto a tensão na lâmpada é positiva, e é reversamente polarizado durante um período de tensão negativa na lâmpada.

Um detalhe dessas mesmas formas de onda é apresentado na figura 6.3, para um período de tensão positiva na lâmpada, ou seja, enquanto o conversor é diretamente polarizado.

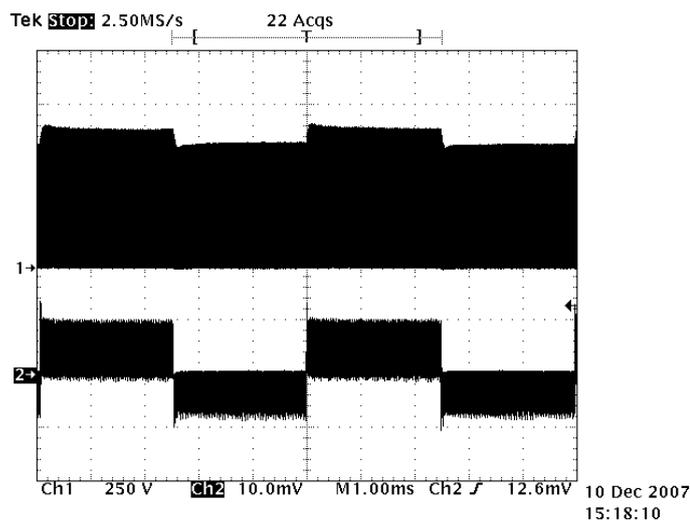


Figura 6.2 – Envoltória da tensão V_{DS} no interruptor S_1 (250 V/div) e da corrente em L_{P1} (2 A/div).

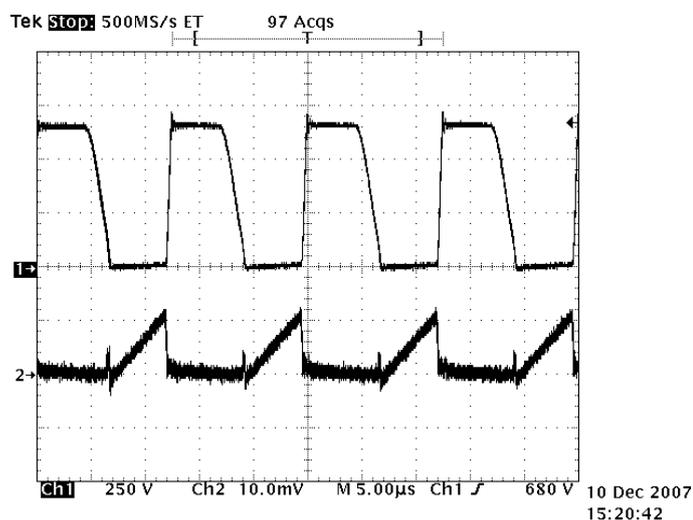


Figura 6.3 – Detalhe da tensão V_{DS} no interruptor S_1 (250 V/div) e corrente em L_{P1} (2 A/div).
Conversor diretamente polarizado.

A figura 6.4 apresenta as mesmas formas de onda, no instante da inversão da tensão na lâmpada. Os picos de corrente nos primeiros períodos de comutação ocorrem devido à energia remanescente no transformador Flyback, que não foi totalmente descarregada no último período de comutação antes dessa inversão de tensão. Uma alternativa para evitar essa característica é a utilização de um controle preciso dos tempos de comando dos interruptores, de forma que a frequência de comutação seja múltipla da frequência da tensão na lâmpada. O emprego de microcontroladores para controle da comutação dos dispositivos interruptores elimina a ocorrência desses picos de corrente.

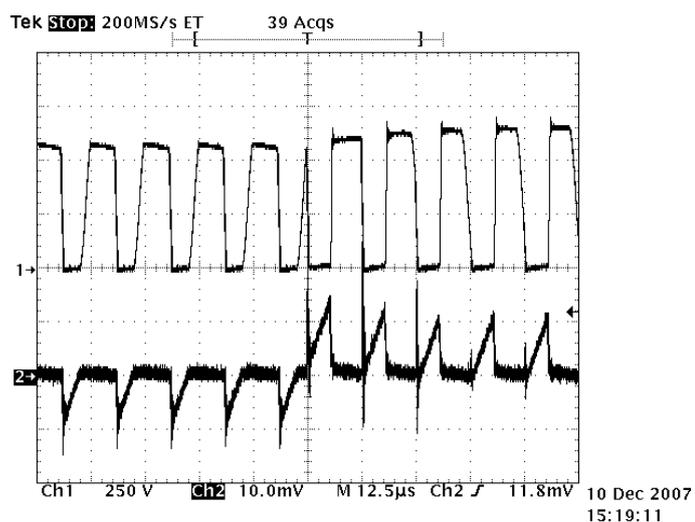


Figura 6.4 – Detalhe da tensão V_{DS} no interruptor S_1 – 100 V/div e corrente em L_{P1} – 2 A/div. Instante da inversão da tensão na lâmpada.

As envoltórias da tensão no interruptor S_3 e corrente no enrolamento L_{S1} são apresentadas na figura 6.5, e o detalhe de tais formas de onda são apresentados na figura 6.6, durante a inversão da polarização do conversor.

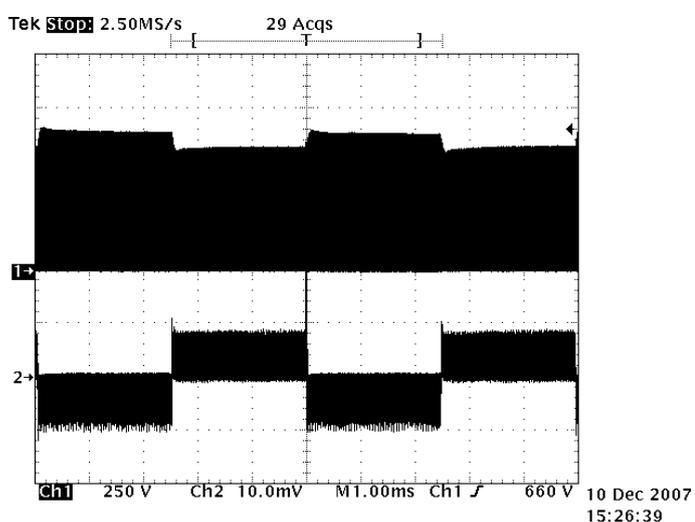


Figura 6.5 – Envoltória da tensão V_{DS} no interruptor S_3 – 250 V/div e da corrente em L_{S1} – 2 A/div.

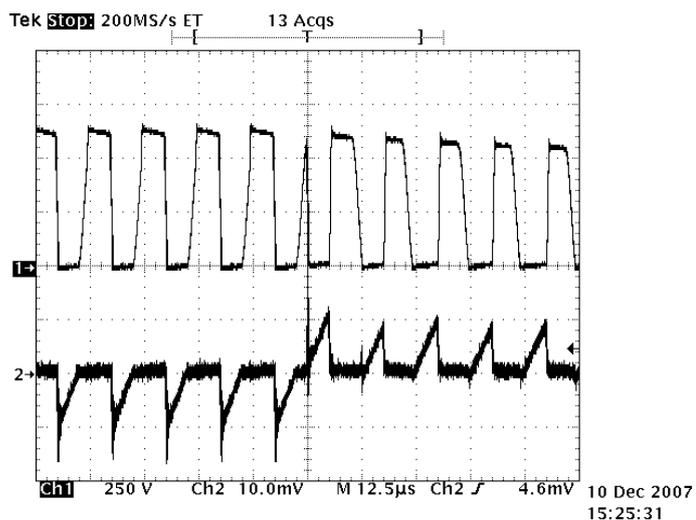


Figura 6.6 – Detalhe da tensão V_{DS} no interruptor S_3 – 250 V/div e corrente em L_{S1} durante inversão – 2 A/div.

As formas de onda de tensão sobre os capacitores de barramento dos conversores, C_1 e C_2 , são apresentadas na figura 6.7, e no detalhe da figura 6.8 é constatado que o intervalo de tempo da inversão dessas tensões é de alguns períodos de comutação.

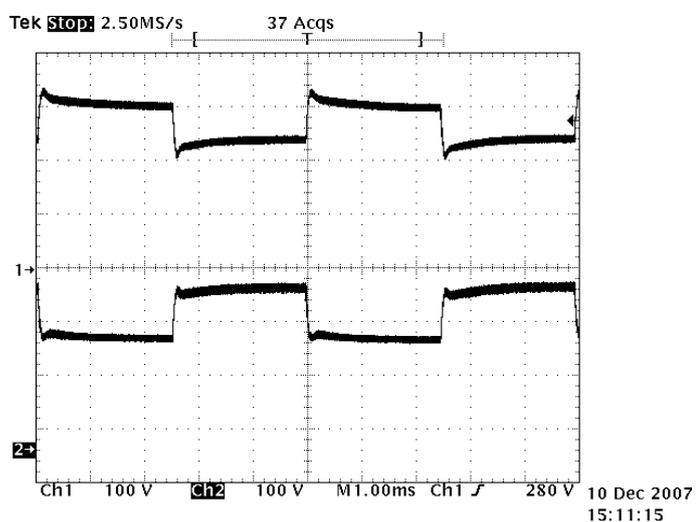


Figura 6.7 – Tensão nos capacitores de barramento C_1 e C_2 – 100 V/div.

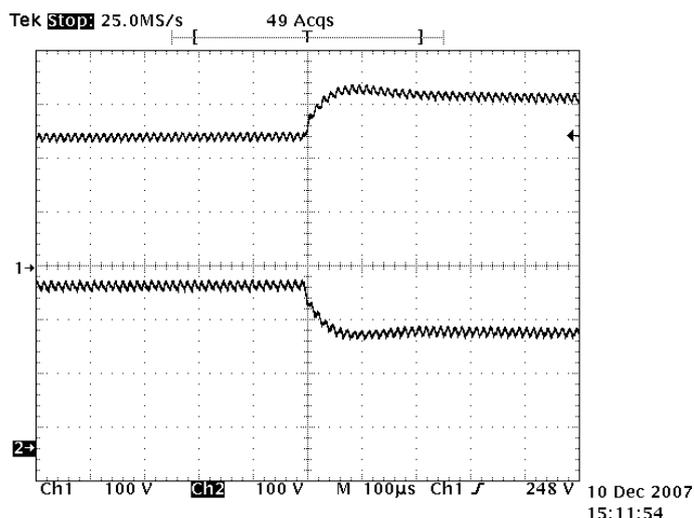


Figura 6.8 – Detalhe da inversão das tensões nos capacitores de barramento C_1 e C_2 – 100 V/div.

As formas de onda de tensão e corrente na lâmpada são apresentadas na figura 6.9, que indica o correto funcionamento do conversor avaliado, aplicando tensão quadrada e simétrica na lâmpada, em baixa frequência. Um detalhe da inversão da tensão na lâmpada é apresentado na figura 6.10.

O curto intervalo de tempo durante essa inversão não provoca o fenômeno da reignição da lâmpada, uma vez que a inércia apresentada pelos gases da lâmpada é mais lenta, e a baixa ondulação dessa tensão não excita o fenômeno da ressonância acústica acima de valores considerados aceitáveis.

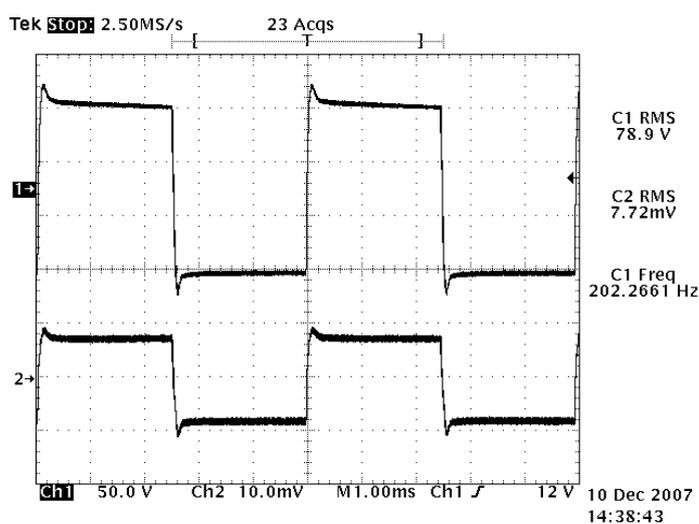


Figura 6.9 – Tensão e corrente na lâmpada – 50 V/div; 500 mA/div.

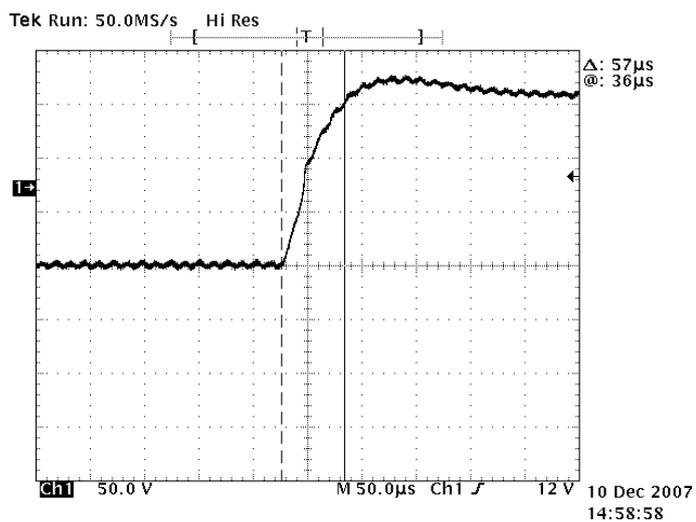


Figura 6.10 – Detalhe da inversão da tensão na lâmpada – 50 V/div; 50 µs/div.

A potência na lâmpada é apresentada na figura 6.11, e a figura 6.12 apresenta um detalhe da inversão dessa potência, juntamente à inversão de corrente na lâmpada.

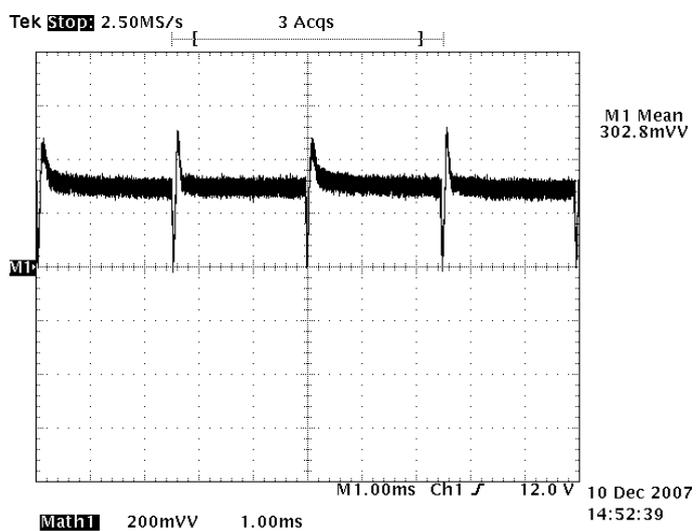


Figura 6.11 – Potência na lâmpada – 20 W/div.

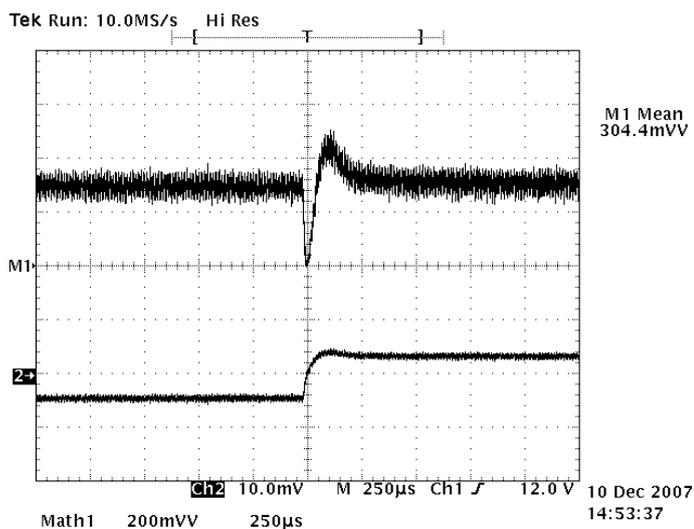


Figura 6.12 – Potencia e corrente na lâmpada – 20 W/div; 1 A/div.

6.4 Topologia com Estágio de Correção do Fator de Potência Integrado

A topologia que emprega dois conversores flyback integrados entre si através de dois interruptores MOSFET é apresentada na figura 6.13. Esta topologia apresenta estágio de correção do fator de potência, através do emprego de um conversor Buck-Boost integrado ao estágio de controle da potência na lâmpada. Dessa forma, a fonte de alimentação dessa topologia não é uma fonte em corrente contínua, mas a rede elétrica. A fonte de tensão V_{in} representa a tensão da rede elétrica retificada a partir de um retificador do tipo ponte completa.

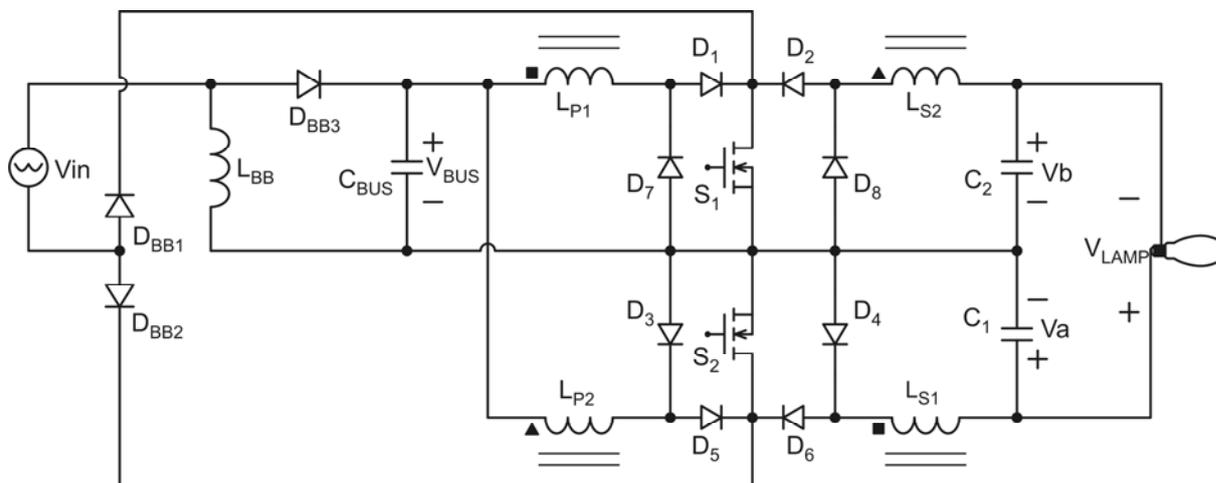


Figura 6.13 – Topologia implementada na prática, baseada em conversores Flyback.

Os componentes utilizados na implementação dessa topologia são apresentados na tabela 6.3, juntamente aos dados de projeto.

Tabela 6.3 – Protótipo Com Estágio de Correção do Fator de Potência Integrado

<i>Valores de Projeto</i>	
Tensão de entrada (senoidal)	$V_{in} = 220 V_{RMS}$
Freqüência da tensão de entrada (senoidal)	$F = 60 \text{ Hz}$
Tensão de barramento do estágio de correção do fator de potência	$V_{BUS} = 200 \text{ V}$
Freqüência de comutação	$F_s = 80 \text{ kHz}$
Razão cíclica de comutação	$D = 0,35$
Freqüência da tensão na lâmpada	$F_{Lamp} = 200 \text{ Hz}$
Tensão de saída – polarização direta	$V_a = 240 \text{ V}$
Tensão de saída – polarização reversa	$V_b = 155 \text{ V}$
<i>Componentes utilizados</i>	
Indutâncias dos transformadores flyback	$L_{P1} = L_{S1} = 260 \mu\text{H}$
	$L_{P2} = L_{S2} = 260 \mu\text{H}$
Núcleos dos indutores acoplados (ferrite)	EE 32/16/9
Indutância do indutor Buck-Boost	$L_{BB} = 770 \mu\text{H}$
Núcleo do indutor Buck-Boost L_{BB} (ferrite)	E 30/15/7
Dispositivos semicondutores S_1, S_2	COOLMOS – IRFPE50
	$V_{DSS} = 800 \text{ V}$ $I_D = 7,8 \text{ A}$
Capacitores de barramento C_1 e C_2	330 nF / 250 V polipropileno
Capacitor de barramento do Buck-Boost C_{BUS}	220 μF / 400 V eletrolítico

A tensão e corrente de entrada dessa topologia são apresentadas na figura 6.14, que apresenta a tensão senoidal da rede elétrica e comprova o alto fator de potência da topologia.

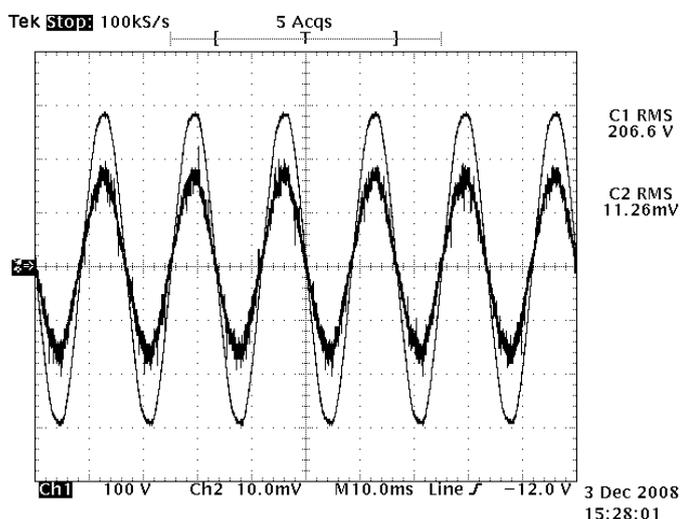


Figura 6.14 – Tensão e corrente de entrada do conversor – 100 V/div; 200 mA/div; 10 ms/div.

A envoltória da corrente no indutor L_{BB} é apresentada na figura 6.15. O detalhe dessa mesma forma de onda é representado na figura 6.16, que corresponde ao ponto de maior valor instantâneo da tensão de entrada e, conseqüentemente, de maior nível de corrente no indutor L_{BB} . Essa forma de onda comprova que o conversor Buck-Boost opera no modo de condução descontínua durante todo o período da tensão da rede.

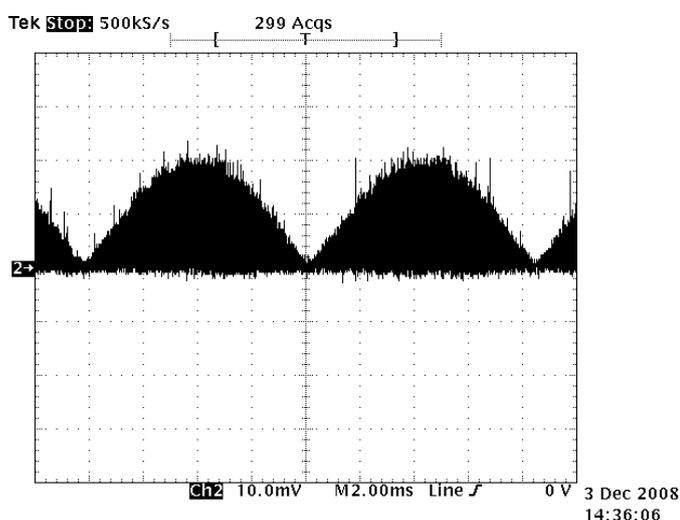


Figura 6.15 – Corrente no indutor L_{BB} : 1 A/div; 2 ms/div.

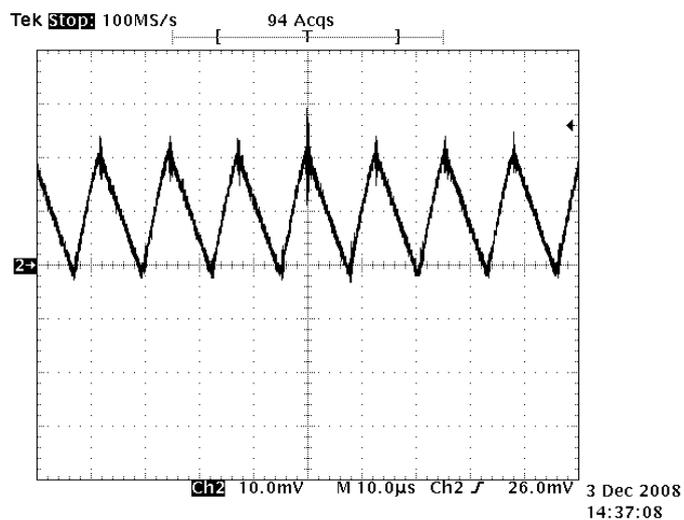


Figura 6.16 – Corrente no indutor L_{BB} : 1 A/div; 10 μ s/div.

As envoltórias de tensão nos interruptores S_1 e S_2 são apresentadas na figura 6.17. Estas formas de onda indicam o stress de tensão instantâneo sobre cada interruptor, que varia de acordo com o período de tensão na lâmpada, com o valor da tensão de barramento V_{BUS} e do valor instantâneo da tensão de entrada V_{in} . O detalhe dessas mesmas formas de onda é apresentado na figura 6.18, no qual se pode verificar a comutação de ambos os interruptores, em cada período de tensão na lâmpada.

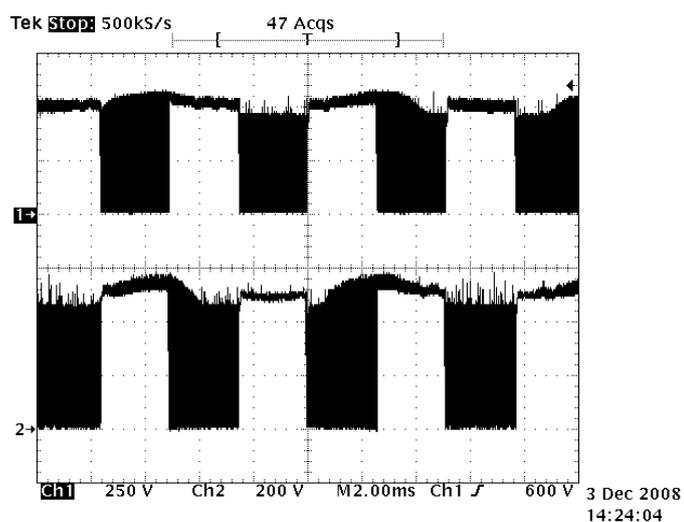


Figura 6.17 – Tensão nos interruptores S_1 e S_2 – V_{DS1} : 250 V/div; V_{DS2} : 200 V/div; 2 ms/div.

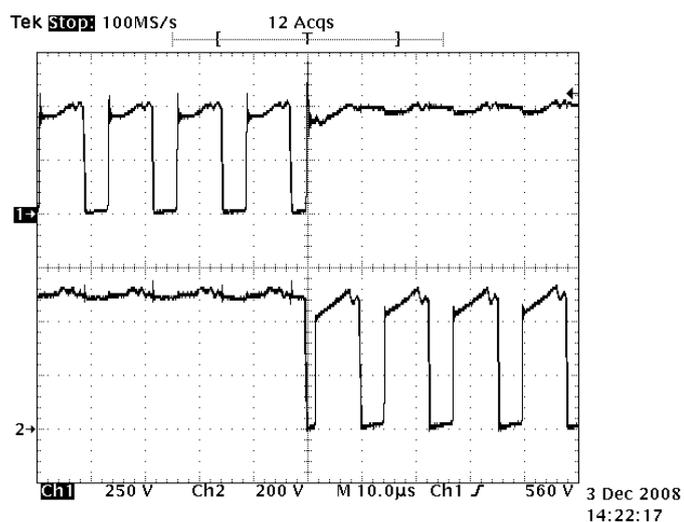


Figura 6.18 – Tensão nos interruptores S_1 e S_2 – V_{DS1} : 250 V/div; V_{DS2} : 200 V/div; 10 μ s/div.

As correntes nos enrolamentos primário e secundário do transformador flyback 1 (L_{P1} e L_{S1}) são apresentadas nas figuras 6.19 e 6.20, para um período de tensão positiva na lâmpada. Verifica-se que este transformador está diretamente polarizado.

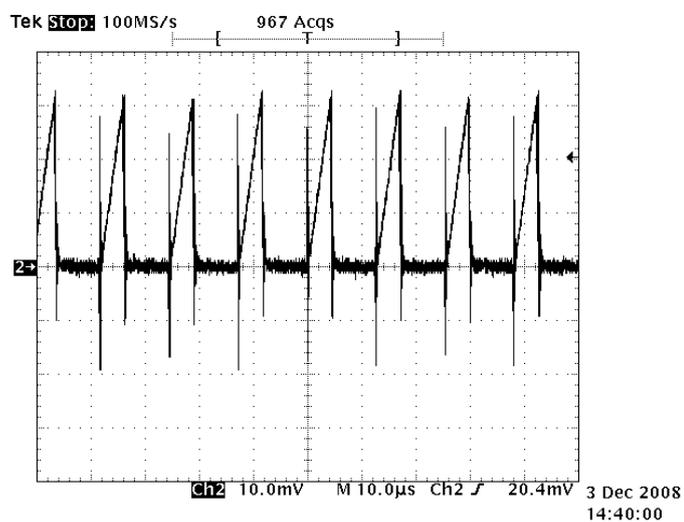


Figura 6.19 – Corrente no enrolamento primário L_{P1} : 1 A/div; 10 μ s/div.

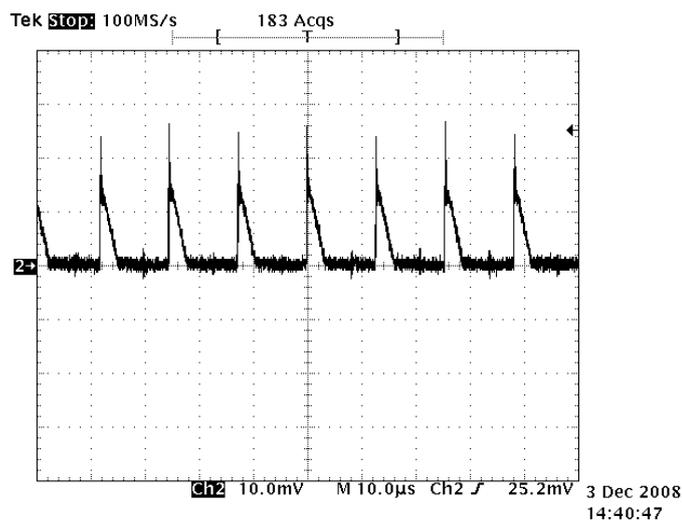


Figura 6.20 – Corrente no enrolamento secundário L_{S1} : 2 A/div; 10 μ s/div.

As correntes nos enrolamentos primário e secundário do transformador flyback 2 (L_{P2} e L_{S2}) são apresentadas nas figuras 6.21 e 6.22, para um período de tensão positiva na lâmpada. Verifica-se que este transformador está reversamente polarizado durante esse intervalo de tempo, uma vez que a derivada da corrente é positiva no enrolamento secundário e negativa no enrolamento primário deste transformador flyback.

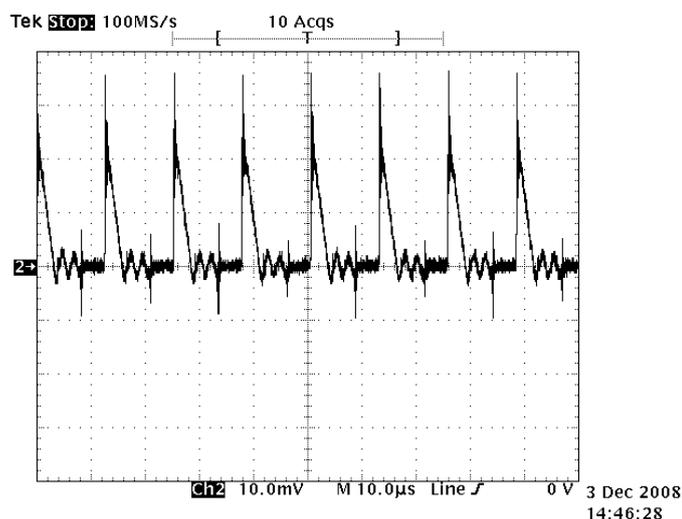


Figura 6.21 – Corrente no enrolamento primário L_{P2} : 1 A/div; 10 μ s/div.

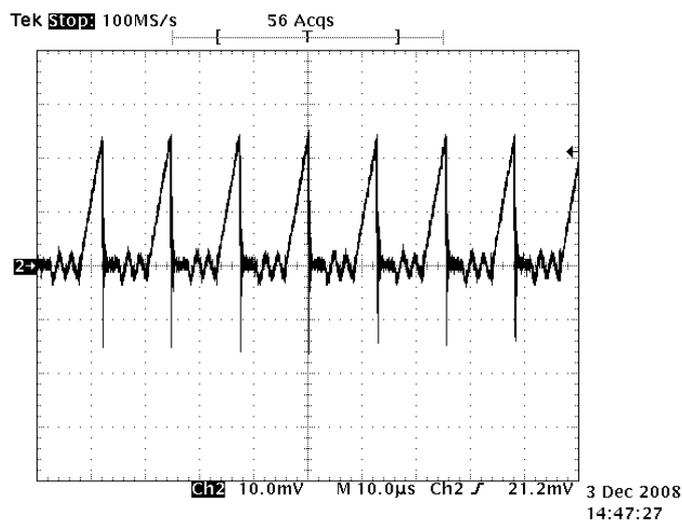


Figura 6.22 – Corrente no enrolamento secundário L_{S2} : 1 A/div; 10 μ s/div.

As envoltórias da tensão e da corrente sobre o interruptor S_1 são representadas na figura 6.23. Estas formas de onda descrevem o funcionamento desse interruptor com a tensão na lâmpada mantida constante. Durante esse período, apenas o interruptor S_1 é comutado, e S_2 é mantido bloqueado. Essa condição implica nos máximos esforços de tensão e corrente a que o MOSFET é submetido, e representa uma ferramenta auxiliar no dimensionamento desse componente, fornecendo os valores de tensão máxima de bloqueio e corrente de pico máxima que deve ser capaz de suportar.

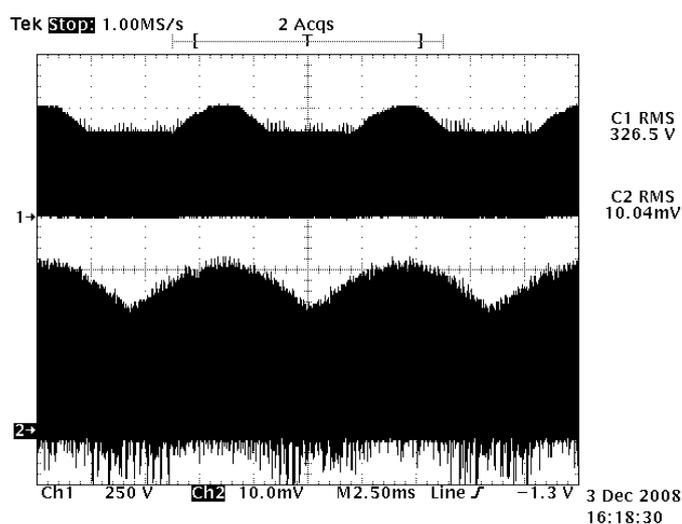


Figura 6.23 – Tensão e corrente no interruptor S_1 – V_{DS1} : 250 V/div; I_{DS2} : 2 A/div; 2,5 ms/div.

As tensões sobre os capacitores de saída C_1 e C_2 são apresentadas na figura 6.24, que demonstra que a topologia analisada é composta por dois conversores CC/CC que apresentam tensão de saída quadrada e unipolar.

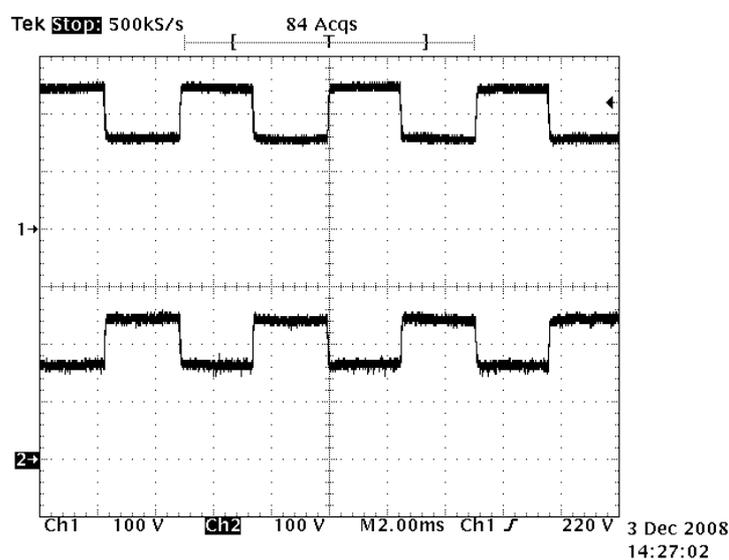


Figura 6.24 – Tensão sobre os capacitores de saída C_1 e C_2 – 100 V/div; 2 ms/div.

A defasagem angular de 180° entre estes conversores gera a tensão quadrada e simétrica aplicada à lâmpada, conforme apresentado na figura 6.25.

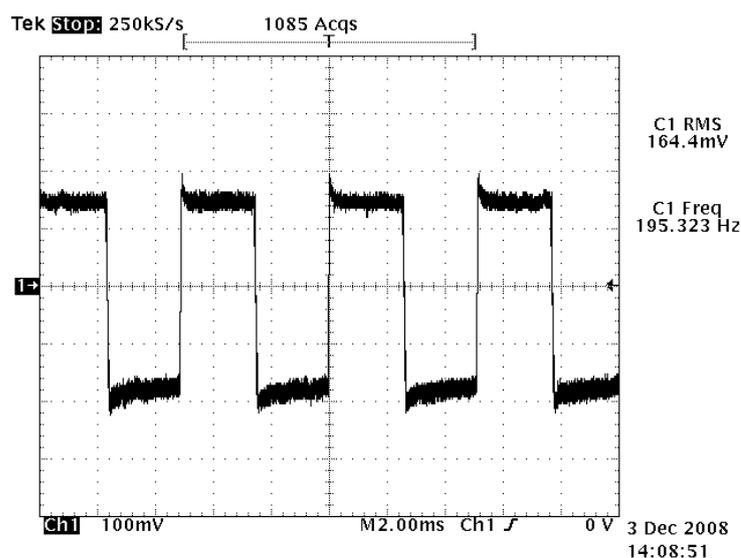


Figura 6.25 – Tensão na lâmpada – 50 V/div; 2 ms/div.

A figura 6.26 apresenta o detalhe da inversão da tensão na lâmpada, e os cursores verticais indicam o tempo de inversão, que é de aproximadamente $60 \mu\text{s}$. Essa inversão rápida da tensão da lâmpada garante que esta não sofra o processo de reignição a cada semiciclo de tensão.

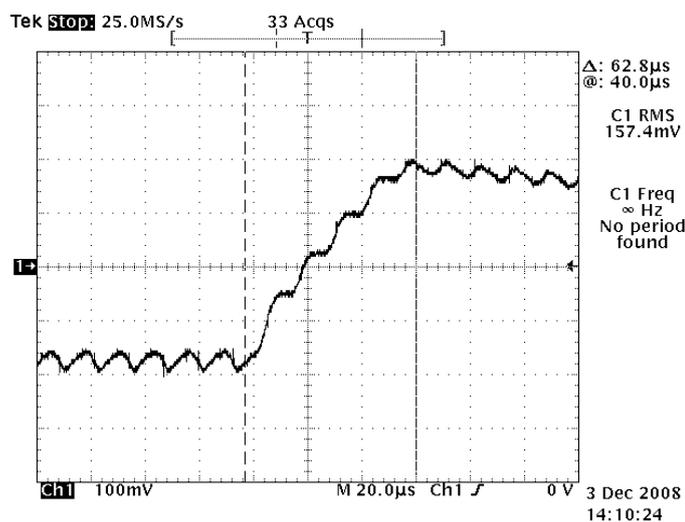


Figura 6.26 – Inversão da tensão na lâmpada – 50 V/div; $20 \mu\text{s}/\text{div}$.

6.5 Conclusão

Neste capítulo foram apresentados resultados experimentais de duas topologias apresentadas nesse trabalho. Os resultados se mostram condizentes aos projetos realizados, o que comprova, além da eficácia da técnica apresentada, que as avaliações, considerações e princípios de operação das topologias estão corretos.

Dessa forma, a técnica apresentada resulta uma ferramenta útil no projeto e desenvolvimento de reatores eletrônicos para lâmpadas de descarga em alta pressão. Os resultados experimentais obtidos a partir das lâmpadas de multivapor metálico de 35 W comprovam a operação correta das topologias.

A inversão da tensão na lâmpada, obtida a partir da topologia implementada, é suficientemente rápida para evitar o fenômeno da reignição, ou mesmo a extinção do arco de descarga, e o reduzido nível de ondulação dessa tensão não excita o fenômeno da ressonância acústica acima de níveis aceitáveis.

CONCLUSÃO GERAL

As lâmpadas de multivapor metálico apresentam características luminosas que tornam adequada sua aplicação em ambientes interiores, por suprirem os requisitos mínimos de índice de reprodução de cores apresentados por esta aplicação, além de se tratar de lâmpadas compactas.

Sua aplicação, no entanto, não está limitada a estes ambientes, podendo ser empregadas em ambientes externos, principalmente quando se demanda um alto índice de reprodução de cores, como na iluminação de monumentos. Um exemplo prático é o sistema de iluminação do Cristo Redentor, no Rio de Janeiro, que é efetuada através de 20 lâmpadas de multivapor metálico de 1000 watts, para realçar as cores naturais do monumento [Rio de Janeiro, 2007].

A vida útil e eficácia luminosa apresentadas por essas lâmpadas tornam sua utilização ainda mais atraente, possibilitando uma redução nos custos com energia elétrica relativos aos sistemas de iluminação empregados.

A principal barreira existente para inserção de tais lâmpadas no mercado atual diz respeito às suas características elétricas de operação, por apresentarem não linearidades que limitam o desenvolvimento de sistemas de acionamento e controle que operem a lâmpada de forma adequada, e que ainda sejam compactos e apresentem baixo custo de implementação.

O principal fator que resulta em dificuldades de implementação de sistemas eletrônicos para essa aplicação é o fenômeno da ressonância acústica que, quando excitado acima de valores considerados aceitáveis, pode provocar distúrbios visíveis no fluxo luminoso emitido, ou até mesmo a extinção do arco de descarga, além de causar danos à lâmpada, reduzindo sua vida útil.

Algumas alternativas para evitar a excitação desse fenômeno são encontradas na literatura, e uma análise das principais técnicas utilizadas demonstra

que a utilização de uma onda quadrada, simétrica e de baixa frequência na lâmpada se apresenta como a mais confiável e mais apropriada.

As topologias encontradas na literatura, para essa aplicação, normalmente apresentam um estágio de controle da potência e outro estágio de inversão, ou ainda um conversor que opera na região de baixa frequência.

O emprego da técnica de conexão diferencial de conversores CC/CC, normalmente utilizada em fontes ininterruptas de energia, se apresenta como uma alternativa viável à aplicação em lâmpadas de descarga em alta pressão, resultando em uma integração entre os estágios de potência e de inversão, através da utilização de dois conversores bidirecionais em corrente e simétricos entre si.

Utilizando o princípio da conexão diferencial de conversores CC/CC, é proposta uma família de reatores eletrônicos aplicados à alimentação de lâmpadas de multivapor metálico, embora tais topologias possam ser igualmente aplicadas em outras lâmpadas de descarga em alta pressão, por evitar a excitação do fenômeno da ressonância acústica.

A implementação de um estágio de correção do fator de potência também é avaliada, levando-se em conta as possibilidades de integração entre os estágios de controle de potência e de correção do fator de potência, através do compartilhamento de dispositivos interruptores ativos. Essa integração possibilita reduzir o número de interruptores ativos empregados em uma topologia com correção do fator de potência, além de resultar na simplificação do circuito de comando.

Uma topologia que emprega um conversor Buck-Boost para correção do fator de potência e dois conversores Flyback bidirecionais para controle da potência na lâmpada é avaliada, sendo que o método de integração de estágios apresentado possibilita que este conversor apresente apenas dois dispositivos interruptores ativos.

Os resultados obtidos através de simulações demonstram a operacionalidade de todas as topologias propostas, e os resultados experimentais apresentados nesse trabalho corroboram a eficácia da técnica proposta no desenvolvimento de reatores eletrônicos para lâmpadas de descarga em alta pressão.

SUGESTÕES DE TRABALHOS FUTUROS

As limitações impostas pelo tempo e pelo foco desta tese resultaram que o amadurecimento das técnicas apresentadas pode ser obtido a partir de algumas investigações posteriores às apresentadas neste trabalho. Sugere-se, portanto, alguns tópicos que podem ser avaliados futuramente, como forma de dar seqüência a este trabalho.

As topologias apresentadas neste trabalho não são limitadas à aplicação em lâmpadas de multivapor metálico de baixa potência, embora todas as análises tenham sido realizadas considerando-se o emprego destas lâmpadas. Dessa forma, uma sugestão de trabalho futuro é a aplicação da técnica proposta em outras lâmpadas de descarga em alta pressão, e análise do comportamento para lâmpadas de maior nível de potência.

Outra possibilidade é o emprego de uma fonte de tensão em corrente contínua, como uma bateria, para alimentar as topologias apresentadas, por tratar-se de conversores CC/CC para alimentação da lâmpada.

Com relação à integração do estágio de fator de potência com o estágio de controle de potência na lâmpada, sugere-se uma análise experimental da integração entre as diferentes topologias apresentadas. A implementação de algumas das integrações possíveis, a partir das células de integração propostas nesse trabalho, possibilita análise comparativa e qualitativa das topologias e das várias possibilidades de integração geradas.

A implementação de circuitos de comando empregando microcontroladores é essencial para que as topologias propostas resultem em reatores eletrônicos para lâmpadas de descarga em alta pressão, automatizando o acionamento das lâmpadas e o controle de potência. Dessa forma é possível garantir potência nominal na lâmpada durante toda sua vida útil, mesmo com possíveis variações da rede ou mesmo das características da lâmpada.

REFERÊNCIAS

- [1] ALONSO, J.M.; RIBAS, J.; RICO-SECADES, M.; GARCIA, J.; CARDESIN, J.; COSTA, M.A.D.; **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 - June 2005.
- [2] ALONSO, J.M.; DALLA COSTA, M.A.; CARDESIN, J.; MARTIN-RAMOS, J.A.; GARCIA-GARCIA, J.; **Small-Signal Modeling of Discharge Lamps Through Step Response and Its Application to Low-Frequency Square-Waveform Electronic Ballasts.** IEEE Transactions on Power Electronics – Part Special Section on Lighting Applications, v.22, p. 744 - 752, May 2007.
- [3] BEN-YAAKOV, S.; GULKO, M. **Design and Performance of an Electronic Ballast for High Pressure Sodium (HPS) Lamps.** Proceedings of Applied Power Electronics Conference and Exposition, v. 2, p. 665 - 669, 1995.
- [4] 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.
- [5] BOWERS, B. **Historical Review of Artificial Light Sources.** IEE Proceedings, v. 127, n. 2, p. 127 - 122, April 1980.
- [6] CÁCERES, R. O.; **Família de Conversores CC-CA, Derivados dos Conversores CC-CC Fundamentais.** Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 1997.
- [7] CERVI, M. **Rede de Iluminação Semicondutora para Aplicação Automotiva.** Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2005.

- [8] CIMADOR, G. AND P. PRESTIFILIPPO (1990). **An attractive new converter topology for AC/DC, DC/DC & DC/AC power conversion.** International Telecommunications Energy Conference – INTELEC. p. 597 - 604, Oct. 1990.
- [9] CIMADOR, G. AND P. PRESTIFILIPPO (1992). **A New Generation of PWM Ringing Generators for Telecommunications.** International Telecommunications Energy Conference – INTELEC. p. 147 - 152, Oct. 1992.
- [10] COOK, B. **New Developments and Future Trends in High-Efficiency Lighting.** Engineering Science and Education Journal, v. 9, 5th ed., p. 207 - 217, Oct. 2000.
- [11] 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.
- [12] 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.
- [13] DALLA COSTA, M. A.; ALONSO, J. M.; GARCIA, J.; CARDESIN, J.; RICO-SECADES, M.; **Acoustic Resonance Characterization of Low-Wattage Metal-Halide Lamps Under Low-Frequency Square-Waveform Operation.** IEEE Transactions on Power Electronics – Part Special Section on Lighting Applications, v.22, p. 735 - 743, May 2007.
- [14] DALLA COSTA, M. A. **Compensación de Resonancias Acústicas en Lámparas de Descarga en Halogenuros Metálicos por Medio de Onda Cuadrada de Baja Frecuencia: Caracterización de Lámparas y Propuesta de Nuevas Topologías de Alimentación.** Tese (Doutorado) – *Universidad de Oviedo*, Gijón, Espanha, 2008.
- [15] DAVENPORT J. M. and R. J. Petti (1985). **Acoustic Resonance Phenomena in Low Wattage Metal Halide Lamps**, Journal of the Illuminating Engineering Society (April), p. 633 - 642.
- [16] De GROOT, J.; VAN VLIET, J. **The High-Pressure Sodium Lamp.** 1st ed. Mac Millan Educational, London, 1986.

- [17] 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.
- [18] FAEHNRICH, H. J. and RASCH, E. **Electronic Ballast for Metal Halide Lamps**. Journal of Illuminating Engineering Society, 1988.
- [19] 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.
- [20] GARCIA, J.; CARDESIN, J.; MARTIN, J.A.; DALLA-COSTA, M.; LOPERA, J.M.; **Investigation of the Series Inductance Value of Step-Up Transformers for HID Lamps Igniters**. Conference Records of Industry Applications Society Annual Meeting, v.3, p. 1113 - 1119, 2006.
- [21] GULKO, M.; Ben-Yaakov, S.; **A MHz Electronic Ballast for Automotive-type HID Lamps**. Conference Record of the 28th IEEE Power Electronics Specialists Conference, p. 39 - 45, 1997.
- [22] HARRIS, J. B. **Electric Lamps, Past and Present**. IEE Engineering Science and Education Journal, p. 161 - 170, Aug. 1993.
- [23] HITECH ELECTRONICS CO., LTD. (Tainan Hsien, TW). Tsai-Fu Lin; Tsorng-Juu Liang; Hau-Chen Yen. **Three-Stage Electronic Ballast for Metal Halide Lamps**. United States Patent, US 6,856,102 B1, February 15, 2005.
- [24] LAM, J. C. W.; JAIN, P. K. **A Modified Valley Fill Electronic Ballast Having a Current Source Resonant Inverter With Improved Line-Current Total Harmonic Distortion (THD), High Power Factor, and Low Lamp Crest Factor**. IEEE Transactions on Industrial Applications, v.55, p. 1147 - 1159, 2008.
- [25] 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.
- [26] LEE, C.R.; CHEN, K.H.; MOO, C.S.; **Operating characteristics of small-wattage metal halide lamps with square wave current from 50 Hz to 50 kHz**. Conference Record of the 38th IAS Annual Meeting, v. 2, p. 1030 - 1035, 2003.
- [27] LIANG, T. J.; HUANG, C. M. **Interleaving Controlled Three-Leg Electronic Ballast for Dual-HID-Lamps**. IEEE Transactions on Power Electronics, v.23, p.1401 - 1409, May 2008.

- [28] MARCHESAN, T. M.; Cervi, M.; Campos, A.; Nederson do Prado, R.; **A Family of Electronic Ballasts Integrating Power Factor Correction and Power Control Stages to Supply HPS Lamps.** Conference Record of the 41st IAS Annual Meeting, v. 3, p. 1107 - 1112, 2006.
- [29] MARCHESAN, T. B. **Integração de Conversores Estáticos Aplicados à Sistemas de Iluminação Pública.** Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2007a.
- [30] MARCHESAN, T. B.; DALLA COSTA, M. A.; 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, October 2007b.
- [31] MICHEL, A. L. **Sistema Eletrônico Auto-Oscilante com Controle de Intensidade Luminosa por Microcontrolador.** Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2001.
- [32] MOHAN, N.; UNDELAND, T. M.; ROBBINS, W. P. **Power Electronics: Converters, Applications, and Design.** 2nd ed., John Wiley & Sons, inc., 1995. 802p.
- [33] MUTHU, S.; GAINES, J. **Red, Green and Blue LED-Based White Light Source: Implementation Challenges and Control Design.** Conference Record of the 38th IAS Annual Meeting, v. 1, p. 515 - 522, Oct. 2003.
- [34] 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.
- [35] OSRAM GmbH. Website. Disponível em: <<http://obras.rio.rj.gov.br>>. Acesso em: 10 jan. 2009.
- [36] 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.
- [37] PHILIPS ELECTRONICS. Website. Disponível em: <<http://www.lighting.philips.com>>. Acesso em: 10 jan. 2009.
- [38] PONCE, M.; FLORES, E.; OSORIO, R.; **Analysis and design of igniters for HID lamps fed with square waveforms.** Conference Record of the 35th Power Electronics Specialists Conference, Aachen, Germany, v.1, p. 396 - 400, 2004.

- [39] RAY-LEE LIN; ZHI-QIANG WANG; **2.65 MHz Self-oscillating Electronic Ballast with Constant Lamp-Current Control for Metal Halide Lamp.** Conference Record of the 37th Power Electronics Specialists Conference, p.1 - 6, 2006.
- [40] 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.
- [41] RIBAS, J.; ALONSO, J.M.; CALLEJA, A.J.; LOPEZ, E.; CARDESIN, J.; GARCIA, J.; RICO, M.; **Arc stabilization in low-frequency square-wave electronic ballast for metal halide lamps.** Conference Records of 18th Annual IEEE APEC. V. 2, p. 1179 - 1184, 2003.
- [42] RIBAS, J.; CARDESIN, J.; GARCIA, J.; DALLA COSTA, M. A.; ALONSO, J. M.; **Electronic Ballast for Metal Halide Lamps based on a Class E Resonant Inverter Operating at 1 MHz.** Proceedings of Applied Power Electronics Conference and Exposition, v. 1, p. 600 - 604, 2005.
- [43] RICO-SECADES, M.; CALLEJA, A. J.; RIBAS, J.; COROMINAS, E. L.; ALONSO, J. M.; CARDESIN, J.; GARCIA, J. **Evaluation of a Low Cost Permanent Emergency Lighting System Based on High-Efficiency LEDs.** IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 41, p. 1386 - 1390, 2005.
- [44] RIO DE JANEIRO (RJ). Secretaria de Obras da Prefeitura do Rio de Janeiro, 2007. Disponível em: <<http://obras.rio.rj.gov.br>>. Acesso em: 07 dez. 2007.
- [45] SEIDEL, A. R. **Técnicas de projeto para o reator eletrônico auto-oscilante empregando ferramentas de controle.** Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2004.
- [46] SEIDEL, Á. R.; BISOGNO, F. E. AND DO PRADO, R. N.; **A Design Methodology for a Self-Oscillating Electronic Ballast.** IEEE Transactions on Industry Applications, v.43, p. 1524 - 1533, December 2007.
- [47] 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.
- [48] SHIMOTAYA, R.; OHGUCHI, H.; SHIMIZU, T.; TAKAGI, H.; ITO, M.; **A novel high-frequency electronic ballast with momentary re-dischargeable igniter for HID lamp.** Conference Record of the 32nd Power Electronics Specialists Conference, v.1, p. 152 - 157, 2001.

- [49] SINHA, D. N. **Acoustic Resonance Spectroscopy (ARS)**. IEEE Potentials, v.11, p.10 - 13, 1992.
- [50] SKINNER, A.J. (1993). **Bidirectional continuous-mode flyback inverter**. Fifth European Conference on Power Electronics and Applications, 13-16 Sep 1993 p. 216 - 220 vol.3
- [51] SUGIURA, M. (1993). **Review of metal-halide discharge-lamp development 1980-1992**. IEE Proceedings A: Science, Measurement and Technology, vol. 140, p. 443 - 449.
- [52] WU, T. F.; YU, T. H. **Off-Line Applications with Single-Stage Converters**. IEEE Transactions on Industrial Applications, v.44, p. 638 - 647, 1997.
- [53] YAN, W.; Y. K. Ho and S. Y. R. Hui (2000). **Investigation on Methods of Eliminating Acoustic Resonance in Small Wattage High-Intensity-Discharge (HID) Lamps**. Conference Record of the 35th IAS Annual Meeting, Rome, Italy, p.3399 - 3406, 2000.
- [54] YAN, W.; Hui, S.Y.R.; **Experimental study on acoustic resonance phenomena in ageing high-intensity discharge lamps**. IEE Proceedings – Science, Measurement and Technology. V.153, p. 181 - 187, September 2006.
- [55] ZORPETTE, G. **Let There be Light**. IEEE Spectrum magazine, v. 39, 9th ed., p. 70 - 74, Sep. 2002.

PUBLICAÇÕES DO AUTOR

- [1] MARCHESAN, T. B.; PAPPIS, D.; CERVI, M.; CAMPOS, A.; do PRADO, R. N. **An Electronic Ballast to Supply Automotive HID Lamps in a Low Frequency Square Waveform.** Conference Record of the 40th IEEE IAS Annual Meeting, 2005, Kowloon. v. 3. p. 1598-1602.
- [2] MARCHESAN, T. B.; CERVI, M.; CAMPOS, A.; do PRADO, R. N. **A Family of Electronic Ballasts Integrating Power Factor Correction and Power Control Stages to Supply HPS Lamps.** Conference Record of the 41st IEEE IAS Annual Meeting, 2006, Tampa. v. 3. p. 1107-1112.
- [3] CERVI, M.; MARCHESAN, T. B.; CAMPOS, A.; do PRADO, R. N. **Electronic Ballast to Supply HID Lamps Based on Differential Connection of Two DC/DC Converters.** Conference Record of the 41st IEEE IAS Annual Meeting, 2006, Tampa. v. 3. p. 1081-1085.
- [4] CERVI, M.; MARCHESAN, T. B.; Moreira, M. C.; CAMPOS, A.; do PRADO, R. N. **Electronic Ballast Based on Differential Connection To Supply HID Lamps.** Anais do XVI Congresso Brasileiro de Automática, 2006, Salvador. p. 24-30.
- [5] MARCHESAN, T. B.; CERVI, M.; CAMPOS, A.; do PRADO, R. N. **Power Factor Correction and Power Control Stages Integration to Supply HPS Lamps.** Anais do XVI Congresso Brasileiro de Automática, 2006, Salvador. p. 36-42.
- [6] CERVI, M.; PAPPIS, D.; CAMPOS, A.; DO PRADO, R. N.; **Omnibus interior lighting system using LEDs and automotive communication network.** SBA Controle e Automação, v.17, p. 205 – 212. jun. 2006.

- [7] COSTA, M. A. D.; ALONSO, J. M.; MARCHESAN, T. B.; CERVI, M.; do PRADO, R. N. **Generalized Analysis and Comparison of High-power-factor Integrated Topologies to Supply Metal Halide Lamps with Low Frequency Square Waveform.** Conference Records of the 42nd IEEE IAS Annual Meeting, 2007, New Orleans, Louisiana.
- [8] CERVI, M.; MARCHESAN, T. B.; CAMPOS, A.; do PRADO, R. N. **A Comparative Analysis of HID Lamp Electronic Ballasts Based on Differential Connection of Two DC/DC Converters.** Conference Records of the 42nd IEEE IAS 2007 Annual Meeting, 2007, New Orleans, Louisiana.
- [9] KIRSTEN, A. L.; 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.** Anais do 9^o Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência, 2007, Blumenau. p. 204-208.
- [10] MARCHESAN, T. B.; SILVEIRA, J. S.; CERVI, M.; DALLA COSTA, M. A.; ALONSO, J. M.; CAMPOS, A.; PRADO, R. N. **Integration Methodology of DC/DC Converters to Supply HPS Lamps: An Experimental Approach.** Conference Records of the 43rd IEEE IAS 2008 Annual Meeting, Edmonton, Canada, 2008.
- [11] MARCHESAN, T. B.; KIRSTEN, A. L.; CERVI, M.; CAMPOS, A.; PRADO, R. N. **Analysis of the Output Capacitor and Lamp voltage Inversion for the Bidirectional Flyback Converter.** Conference Records of the 43rd IEEE IAS 2008 Annual Meeting, Edmonton, Canada, 2008.
- [12] PINTO, R. A.; COSETIN, M. R.; MARCHESAN, T. B.; CERVI, M.; CAMPOS, A.; PRADO, R. N. **Compact Lamp Using High-Brightness LEDs.** Conference Records of the 43rd IEEE IAS 2008 Annual Meeting, Edmonton, Canada, 2008.
- [13] OLIVEIRA, L. B.; OLIVEIRA, G. S.; PIAZZA, J.; CERVI, M.; PRADO, R. N.; SEIDEL, A. R. **Fixed Frequency Self-Oscillating Electronic Ballast Design Procedure.** Conference Records of the 43rd IEEE IAS 2008 Annual Meeting, Edmonton, Canada, 2008.
- [14] PERDIGAO, M. S.; SARAIVA, E. S.; ALONSO, J. M.; CERVI, M. **The Controllable Non-Linear Reactor in Electronic Ballasts Applications: A Behavioral Analysis of the Inductance as a Function of Both AC and DC Bias Currents.** Conference Records of the 43rd International UPEC, Padova, Italia, 2008.

- [15] KIRSTEN, A. L.; MARCHESAN, T. B.; CERVI, M.; CAMPOS, A.; PRADO, R. N. **Análise do Capacitor de Saída no Projeto do Conversor Flyback Bidirecional Aplicado a Alimentação de Lâmpadas de Descarga em Alta Pressão.** Anais do XVII Congresso Brasileiro de Automática, 2008, Juiz de Fora.
- [16] MARCHESAN, T. B.; SILVEIRA, J. S.; COSTA, R. E.; CERVI, M.; CAMPOS, A.; PRADO, R. N. **Integração de Conversores Estáticos Aplicada a alimentação de Lâmpadas HPS: Uma Abordagem Experimental.** Anais do XVII Congresso Brasileiro de Automática, 2008, Juiz de Fora.
- [17] MOREIRA, M. C.; PRADO, R. N.; CAMPOS, A.; CERVI, M.; MARCHESAN, T. B. **Aplicação de LEDs de Alta Intensidade nos Tecidos Humanos e sua Interação Terapêutica.** Anais do XVII Congresso Brasileiro de Automática, 2008, Juiz de Fora.

APLICAÇÃO DA CONEXÃO DIFERENCIAL DE CONVERSORES CC/CC

A.1 Introdução

Dois trabalhos foram realizados com o objetivo de se comprovar a eficácia da técnica de conexão diferencial de conversores CC/CC na obtenção de uma tensão quadrada e simétrica de baixa frequência na carga.

Os conversores implementados são descritos nesse apêndice, com as respectivas etapas de operação e alguns resultados experimentais que comprovam o funcionamento dos conversores de acordo com o previsto nos projetos.

A.2 Duplo Flyback Bidirecional

A figura A.1 apresenta dois conversores flyback bidirecionais em corrente, conectados de forma diferencial à carga.

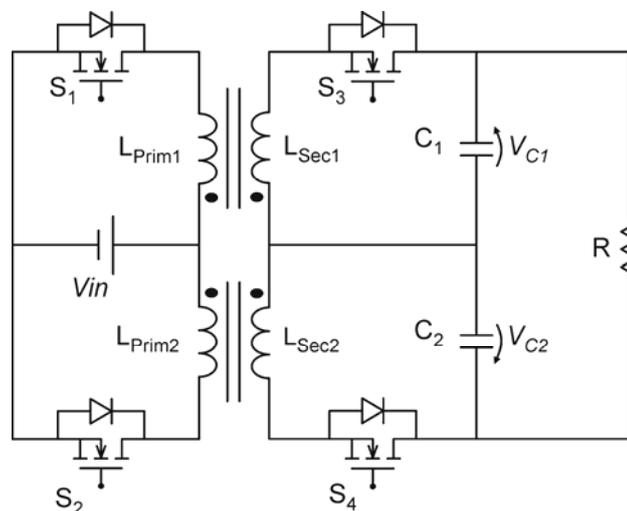


Figura A.1 – Duplo Flyback bidirecional.

As etapas de operação descritas na figura A.2 descrevem o funcionamento desse conversor enquanto os interruptores S_1 e S_4 estão sendo comutados em alta frequência, de forma que a tensão na carga apresente a polaridade indicada na figura.

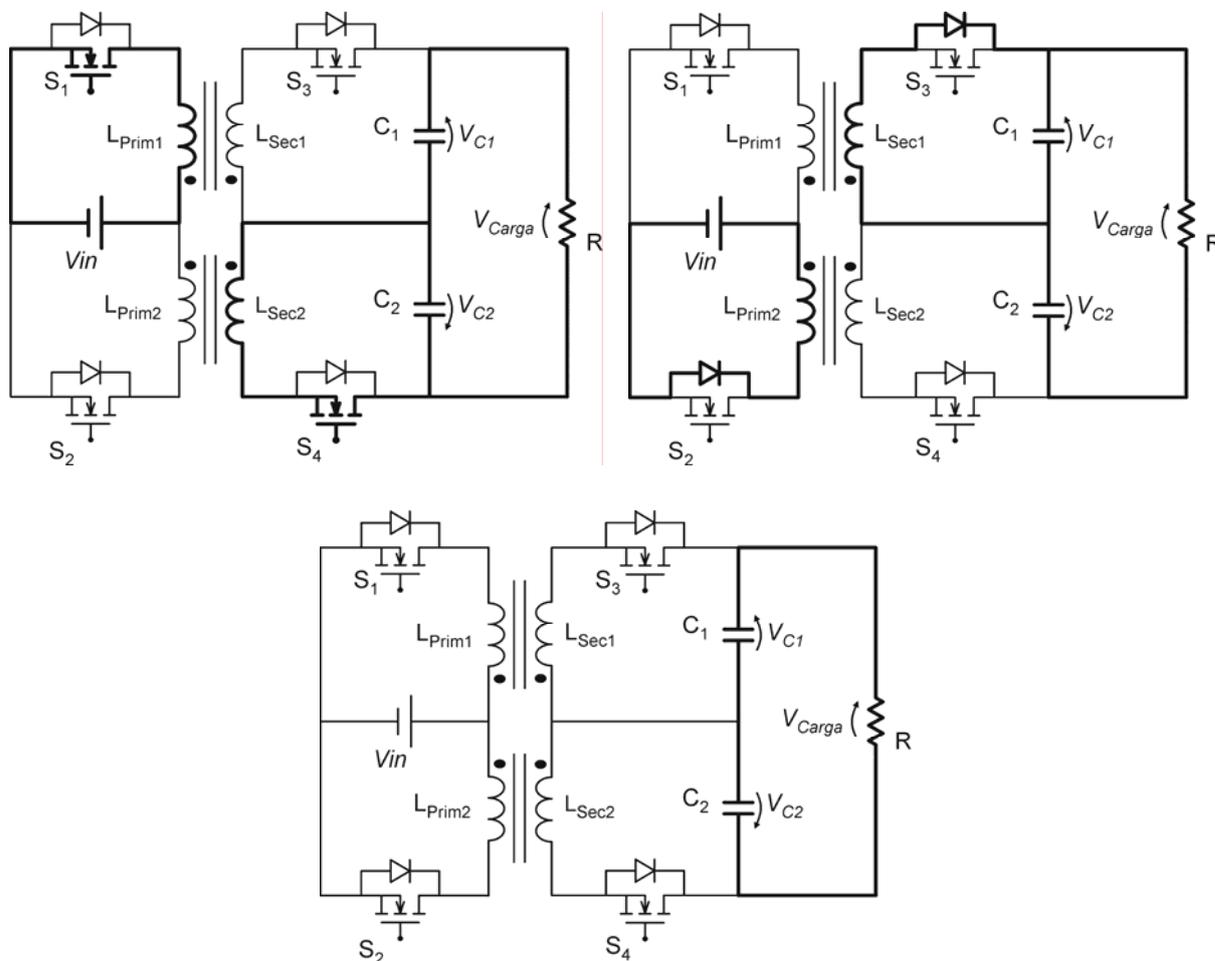


Figura A.2 – Etapas de operação do conversor.

A inversão da polaridade da tensão na carga é obtida através da comutação dos interruptores S_2 e S_3 , em alta frequência, enquanto que não há sinal de comando nos gatilhos dos interruptores S_1 e S_4 .

Um protótipo foi implementado segundo as especificações descritas na tabela A.1

Tabela A.1 – Especificações do conversor

Tensão de alimentação	$V_{in} = 120V$
Freqüência de comutação	$F_s = 50kHz$
Freqüência da tensão de saída	$F_{Carga} = 150Hz$
Potência na carga	$P_{Carga} = 70W$
Indutância dos enrolamentos primários	$310 \mu H$
Indutância dos enrolamentos secundários	$160 \mu H$
Capacitores de saída C_1 e C_2	$1 \mu F$

A figura A.3 apresenta a tensão nos dois capacitores de saída C_1 e C_2 , mostrando que ambos apresentam uma tensão quadrada unipolar, defasadas de 180° entre si.

Na figura A.4 são apresentadas a tensão e a corrente na carga, mostrando que uma tensão quadrada simétrica de baixa freqüência é obtida, e no detalhe é verificado que a inversão da polaridade desses sinais é rápida.

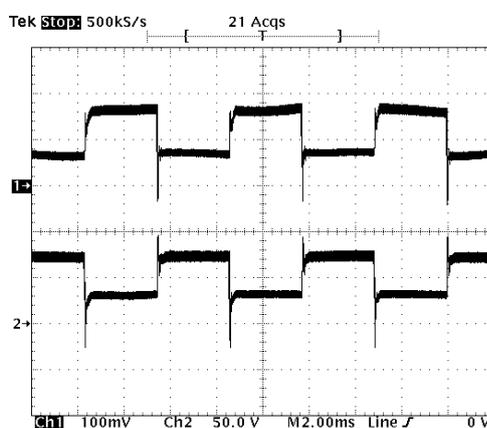


Figura A.3 – Tensão nos capacitores de saída C_1 e C_2 .

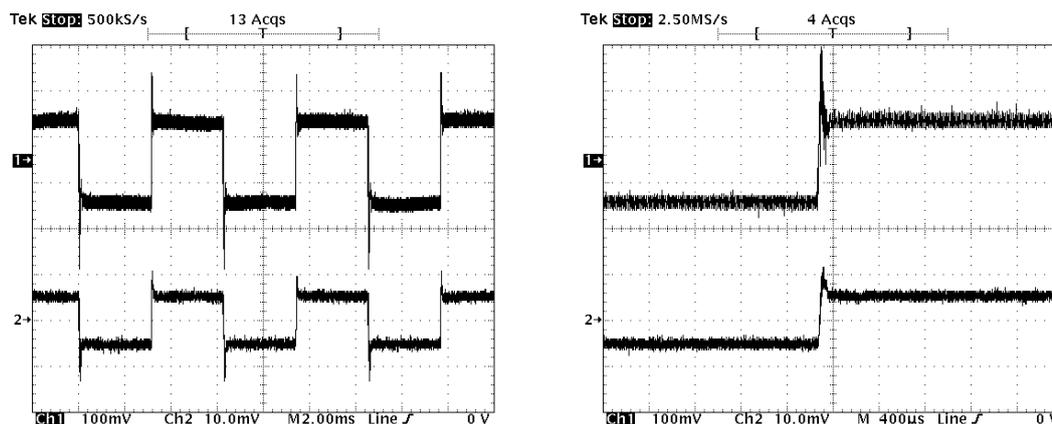


Figura A.4 – Tensão e corrente na carga (50V/div, 1A/div).

A figura A.5 apresenta a corrente aplicada ao dispositivo interruptor S_1 , e o detalhe dessa corrente indica que o conversor opera no modo de condução descontinua.

A figura A.6 apresenta a envoltória da tensão sobre esse interruptor, sendo que a variação no valor máximo dessa tensão se deve ao fato de a tensão sobre o capacitor de saída C_1 ser alterada em cada semi-ciclo da tensão na carga.

Na figura A.7 são apresentadas a tensão e a corrente sobre o interruptor S_3 .

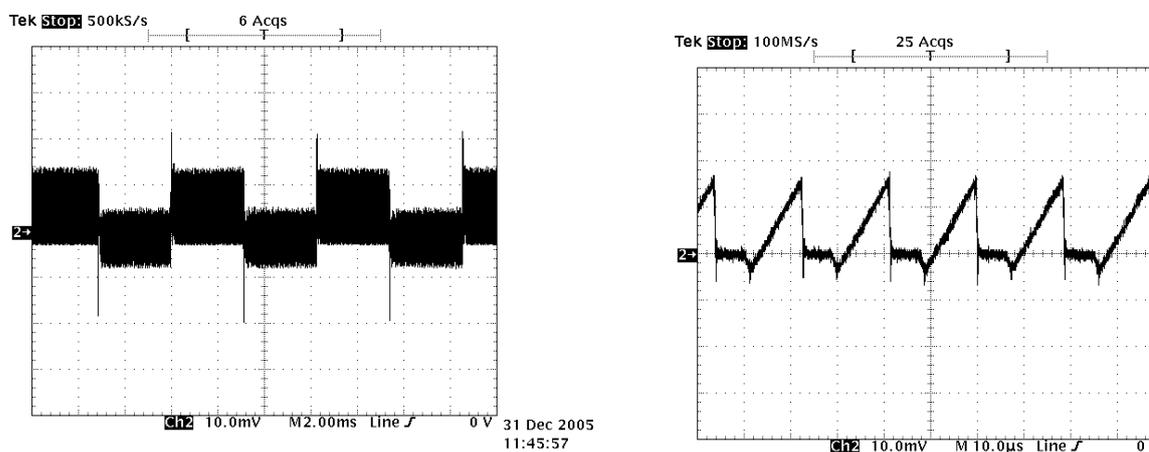


Figura A.5 – Corrente no interruptor S_1 (1A/div).

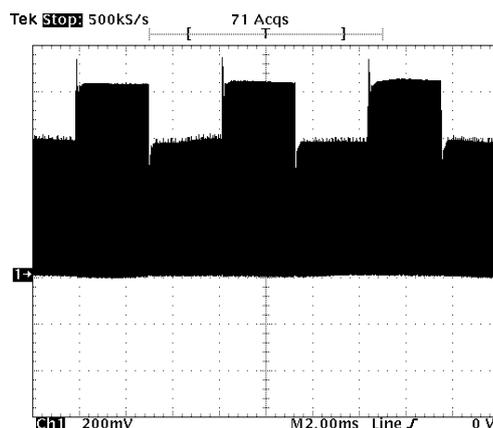


Figura A.6 – Tensão no interruptor S_1 (100 V/div).

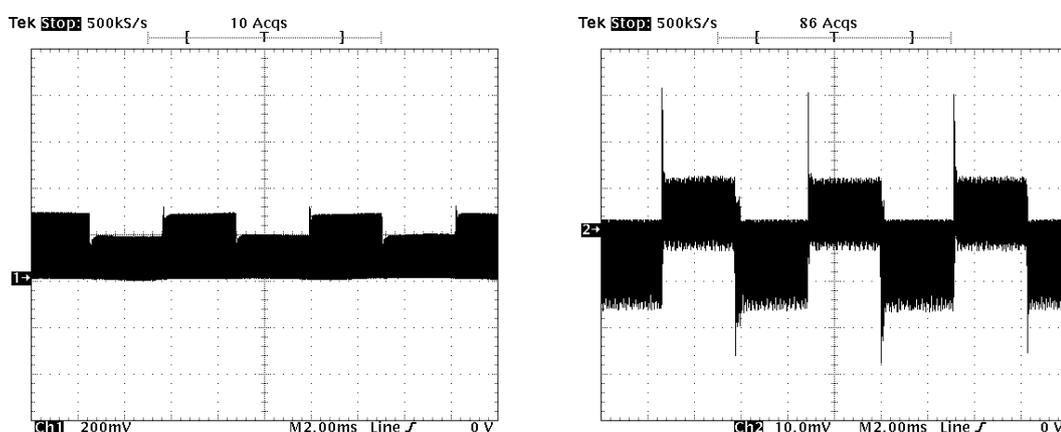


Figura A.7 – Tensão e corrente no interruptor S_3 . (100V/div; 2A/div).

A.3 – Duplo Flyback com Enrolamento Secundário Compartilhado

A figura A.8 apresenta um inversor que consiste em dois conversores Flyback compartilhando o mesmo enrolamento secundário.

A comutação em baixa frequência dos interruptores S_3 e S_4 proporciona a característica bidirecional da topologia.

O capacitor em paralelo com a carga é projetado para garantir um baixo nível de ondulação da tensão na carga, além de proporcionar uma rápida inversão dessa tensão, ao final de cada ciclo de tensão.

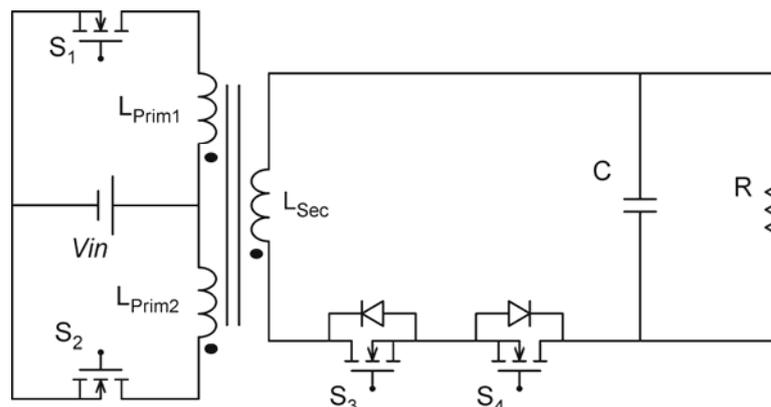


Figura A.8 – Duplo Flyback com secundário compartilhado.

As etapas de operação desse conversor são apresentadas na figura A.9, para um período de tensão cuja polaridade é indicada na figura.

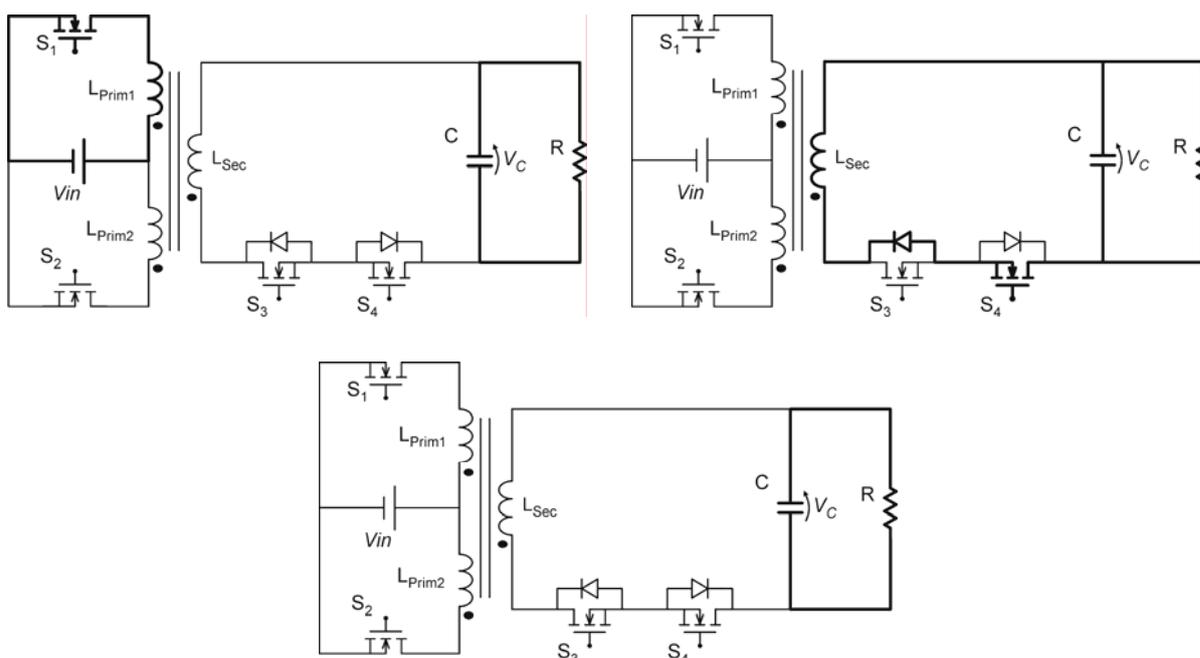


Figura A.9 – Etapas de operação do conversor.

Durante esse período de tensão na carga, a tensão de gatilho do interruptor S_4 é mantida constante, e o interruptor S_1 é comutado em alta freqüência. O conversor opera como um Flyback clássico, com um interruptor S_1 sendo comutado de acordo com a freqüência e razão cíclica de comutação, e o caminho da corrente de desmagnetização é estabelecido através de S_4 e do diodo antiparalelo de S_3 .

A inversão da tensão na carga é obtida através da comutação, em alta freqüência, do interruptor S_2 , e da aplicação de um sinal constante de tensão no

gatinho de S_3 , durante todo o período. O conversor opera novamente de acordo com um Flyback clássico, porém o enrolamento L_{Prim2} passa a ser o primário do transformador.

Os parâmetros de projeto utilizados na implementação do conversor são descritas na tabela A.2.

Tabela A.2 – Especificações do conversor

Tensão de alimentação	$V_{in} = 100 \text{ V}$
Frequência de comutação	$F_s = 50 \text{ kHz}$
Frequência da tensão na carga	$F_R = 400 \text{ Hz}$
Potência na carga	$P_R = 70 \text{ W}$
Indutância dos enrolamentos primários L_{Prim1} e L_{Prim2}	$170 \text{ } \mu\text{H}$
Indutância do enrolamento secundário	$204 \text{ } \mu\text{H}$
Capacitor de saída C	700 nF

A figura A.10 apresenta os sinais de comando dos interruptores S_1 e S_4 , sendo que S_1 é comutado em alta frequência (50kHz), com razão cíclica definida pelo projeto do conversor, enquanto que o sinal de comutação de S_4 apresenta a frequência da tensão na carga (400 Hz), e razão cíclica de 0,5.

Na figura A.11 (a) são apresentadas a tensão sobre o interruptor S_1 e a corrente em L_{Prim1} . A tensão sobre S_4 e a corrente em L_{Sec} são apresentadas na figura A.11 (b), para um mesmo ciclo de tensão na carga.

A figura A.12 apresenta a tensão e a corrente na carga, apresentando uma onda quadrada e simétrica em baixa frequência, que comprova a eficácia da técnica utilizada, e demonstra que tal técnica de conexão de conversores pode ser aplicada em reatores eletrônicos para lâmpadas de descarga em alta pressão.

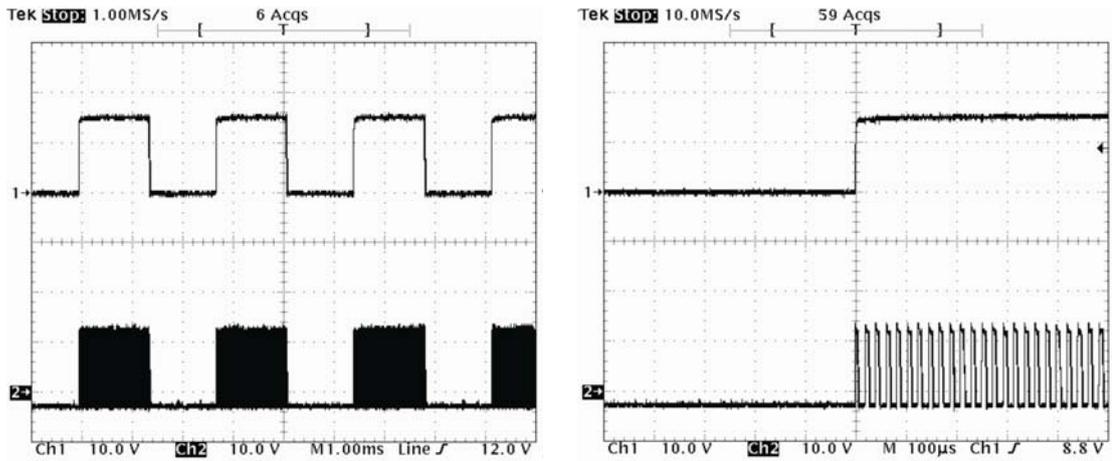
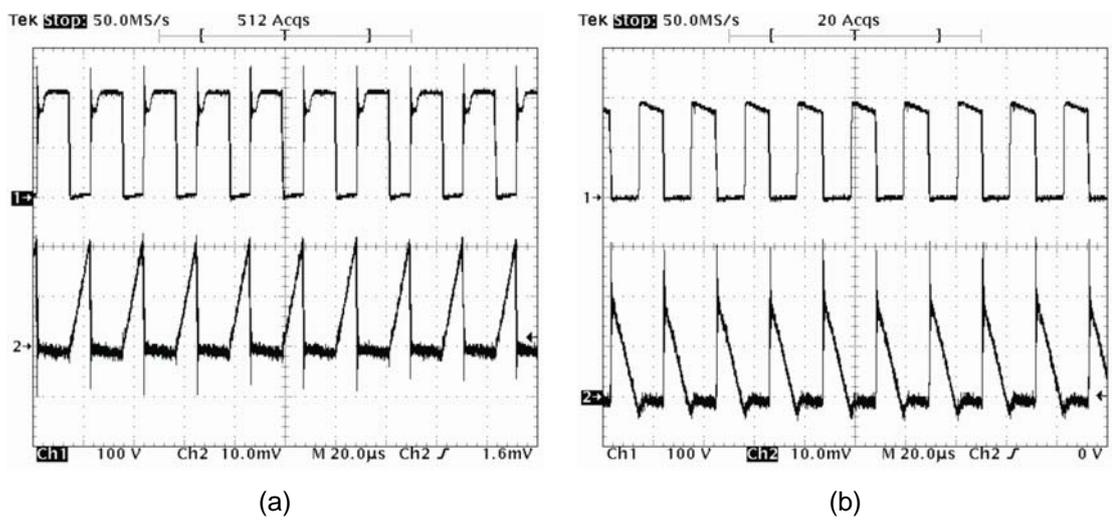


Figura A.10 – Sinais de comando dos interruptores S_4 e S_7 .



(a)

(b)

Figura A.11 – Tensão nos interruptores S_7 e S_4 (100 V/div) e corrente em L_{Prim1} e L_{Sec} (2A/div).

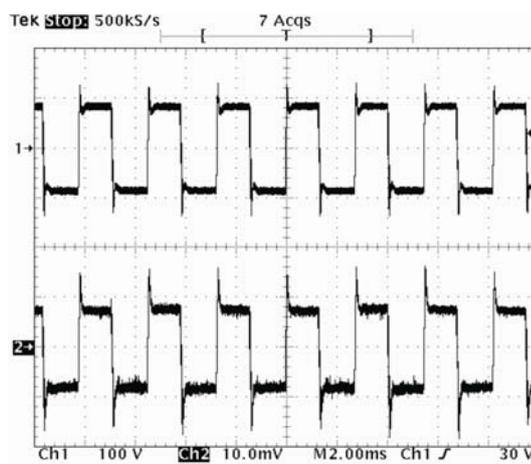


Figura A.12 – Tensão e corrente na carga (100V/div; 1A/div).

CIRCUITOS AUXILIARES PARA IMPLEMENTAÇÃO PRÁTICA

B.1 Introdução

Com o intuito de se obter resultados práticos das topologias analisadas, foram implementados circuitos auxiliares que possibilitam a ignição da lâmpada e o controle da comutação dos interruptores.

Esses circuitos são desenvolvidos separadamente, e cada um cumpre uma função específica, para possibilitar uma análise da operacionalidade de cada topologia baseada na conexão diferencial de conversores CC/CC.

A implementação de cada um destes circuitos é descrita neste apêndice, e sua funcionalidade é imprescindível a um sistema eletrônico de acionamento e controle de lâmpadas de descarga em alta pressão.

Porém, os mesmos devem ser substituídos por circuitos integrados ao conversor para proporcionar um sistema mais compacto. Além disso, o emprego de um microcontrolador é imprescindível para automatizar a ignição do sistema, uma vez que a lâmpada deve apresentar um acréscimo gradativo de potência até atingir seu valor nominal, além de acionar de maneira automática o pulso de alta tensão necessário para dar início ao processo de ignição.

B.2 Circuito de Ignição

O circuito auxiliar utilizado para ignição da lâmpada é responsável por gerar um pulso de alta tensão, que deve ser aplicado à lâmpada durante um intervalo de tempo pré-definido.

Um transformador de pulsos com o enrolamento secundário ligado em série à lâmpada caracteriza um circuito ignitor do tipo série, conforme figura B.1. Esse circuito é projetado para proporcionar um pulso de 4 kV no enrolamento secundário do transformador, durante um intervalo de tempo de 1 μ s.

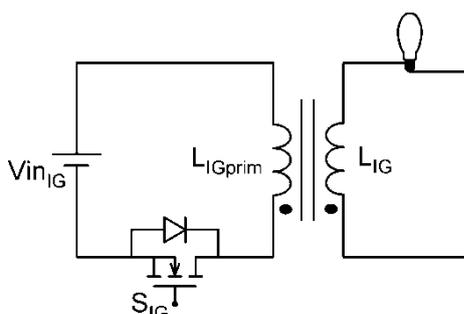


Figura B.1 – Circuito responsável pelo pulso de ignição.

Para garantir que esse pulso seja aplicado durante o intervalo de tempo especificado, é utilizado um circuito de comando do MOSFET S_{IG} conforme esquemático da figura B.2.

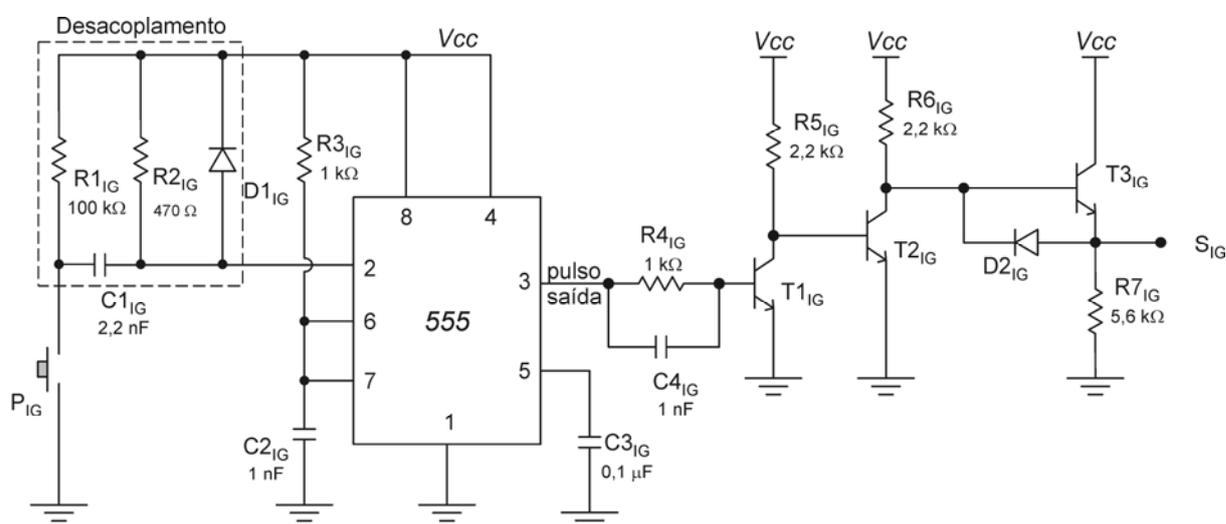


Figura B.2 – Circuito de comando de S_{IG} – 555 mono-estável.

O emprego de um circuito integrado *KA555*, na configuração mono-estável, possibilita obter esse pulso, através do pulsador P_{IG} . Porém, o pulso de tensão apresenta um intervalo de tempo bastante curto, menor que o intervalo de tempo em que se pressiona manualmente o dispositivo pulsador P_{IG} . Essa característica implica na necessidade de um arranjo que efetue o desacoplamento entre esse

pulsador e o “*trigger*” (pino 2), de forma que o período de tempo durante o qual o pulsador é pressionado não interfira no período do pulso de saída. Esse circuito de desacoplamento é destacado na figura B.2.

No momento em que o pulsador P_{IG} é pressionado, o capacitor C_{1IG} armazena energia através de R_{2IG} , aplicando um nível baixo de tensão no pino 2 por um período de tempo mínimo. Dessa forma, a tensão no pino 3 apresenta um nível alto até que o capacitor C_{2IG} apresente uma tensão igual a $2/3$ da tensão de alimentação V_{cc} .

Quando o pulsador é solto (e assume característica de circuito aberto), o capacitor C_{1IG} descarrega sua energia sobre R_{1IG} e R_{2IG} . O diodo D_{1IG} previne que a tensão no pino 2 atinja valores maiores que a tensão de alimentação V_{cc} , durante a descarga da energia armazenada no capacitor.

A figura B.3 apresenta um pulso de tensão obtido a partir do emprego desse circuito. Esse pulso representa o gatilho do MOSFET S_{IG} , e comprova a eficácia do circuito na obtenção de um pulso com período definido de $1 \mu s$.

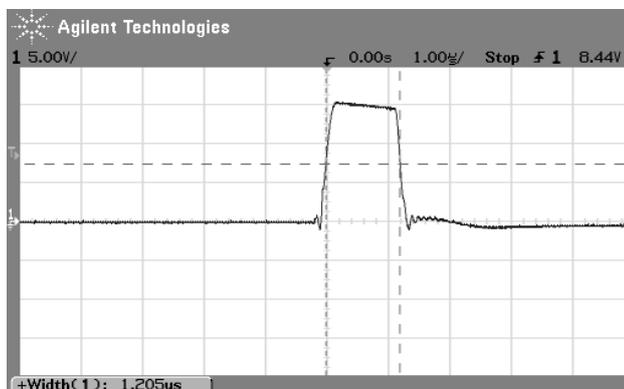


Figura B.3 – Pulso de tensão no gatilho de S_{IG} (5 V/div; $1 \mu s$ /div).

B.3 Circuito de Comando dos Interruptores

O comando dos MOSFETs utilizados em cada topologia deve ser efetuado utilizando-se alta frequência, com uma componente em baixa frequência. Torna-se necessário, portanto, o emprego de um circuito para gerar um sinal de comando em alta frequência, modulado por largura de pulsos, um circuito para obter um sinal de comando em baixa frequência, e um terceiro circuito para combinar estes dois sinais de maneira adequada, e aplicar aos gatilhos dos MOSFETs em questão.

O circuito que gera um sinal de saída modulado por largura de pulsos em alta frequência é composto por um circuito integrado *KA3524*. O esquemático apresentado na figura B.4 representa um circuito capaz de gerar um sinal de saída cuja frequência e razão cíclica podem ser controladas através dos componentes CT, RT e RD.

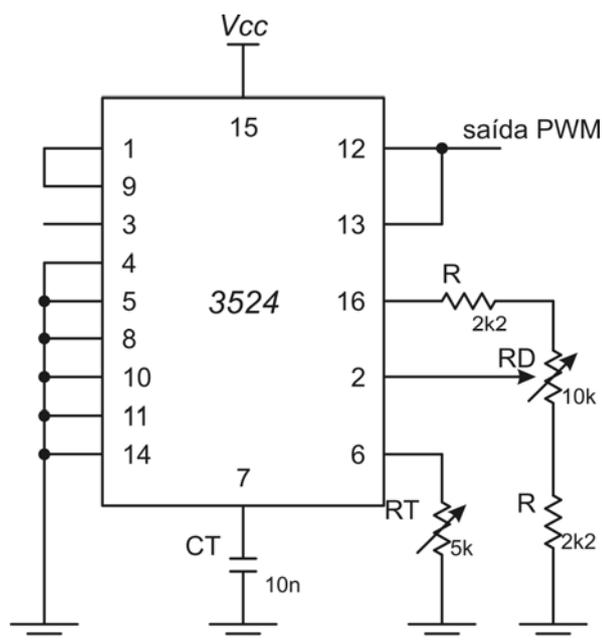


Figura B.4 – Circuito para obter sinal em alta frequência com modulação por largura de pulsos.

Outro CI *KA555* é utilizado em uma configuração biestável, para obter um sinal em baixa frequência com razão cíclica de 0,5, de acordo com o esquemático apresentado na figura B.5. A frequência desse sinal biestável obtido é a mesma frequência da tensão na lâmpada.

Os sinais de tensão obtidos a partir desses dois circuitos são apresentados na figura B.6, que indica a frequência obtida a partir de cada um dos circuitos implementados.

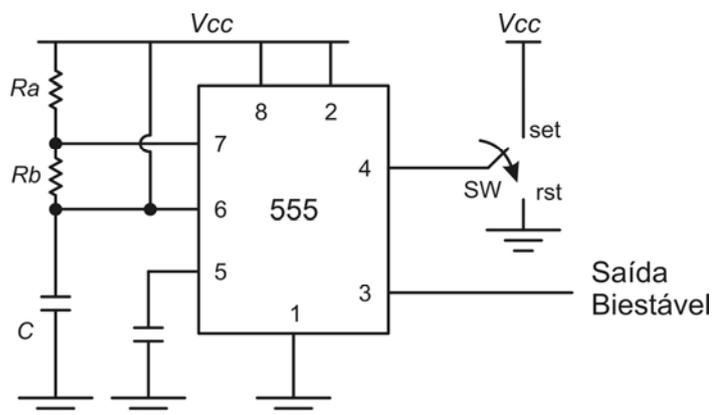
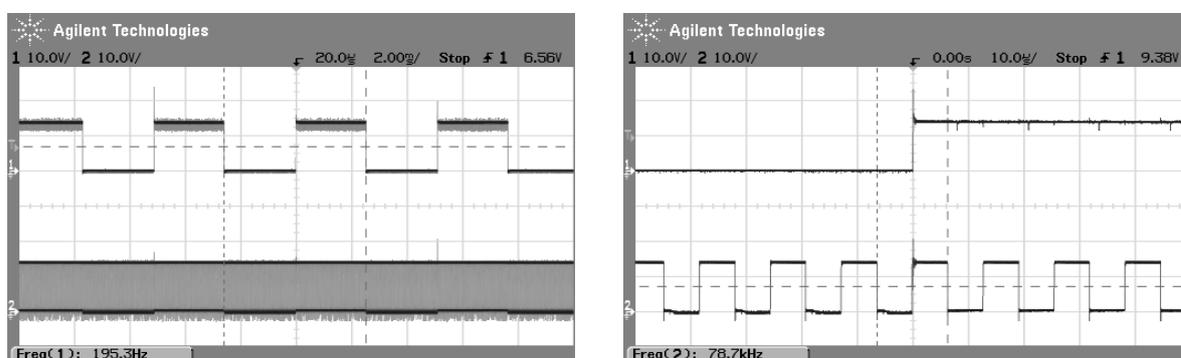


Figura B.5 – Circuito para obter sinal biestável de baixa frequência.



10 V/div; 2 ms/div.

10 V/div; 10 µs/div.

Figura B.6 – Sinais de baixa (ch1) e de alta frequência (ch2).

Os sinais obtidos a partir desses dois circuitos são combinados de acordo com o esquemático apresentado na figura B.7. Essa combinação é efetuada na prática através do emprego de dois circuitos integrados *HEF4011*, que são compostos por quatro portas lógicas do tipo *NAND*, de acordo com o esquemático da figura B.8.

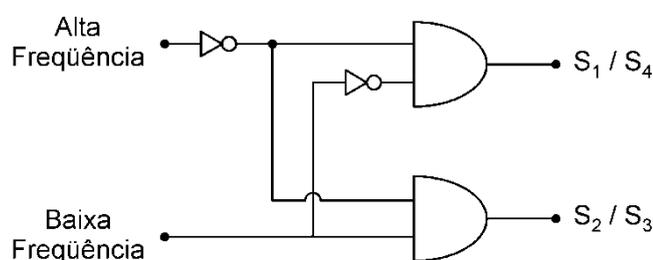


Figura B.7 – Combinação de sinais de alta e baixa frequência.

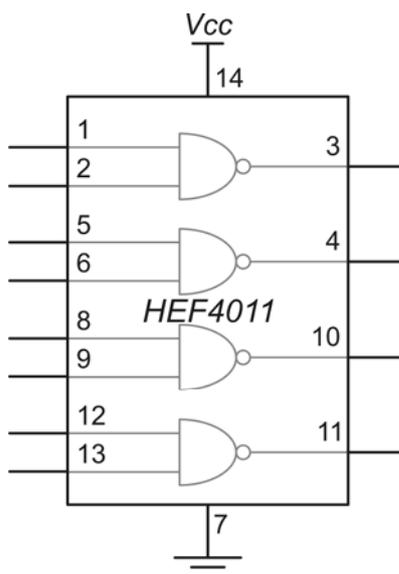
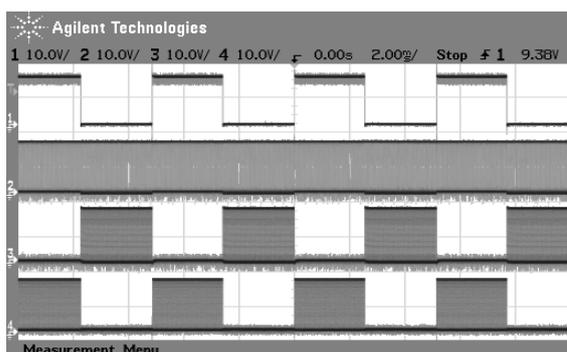
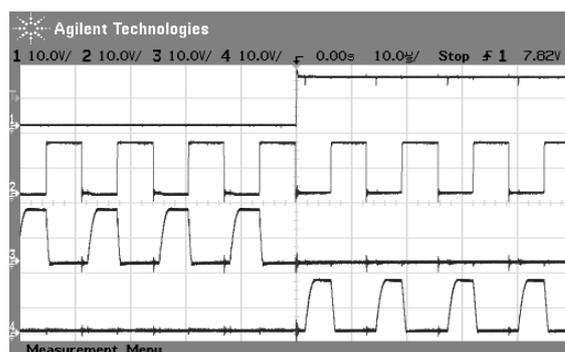


Figura B.8 – Esquemático interno de um circuito integrado HEF4011.

Os sinais obtidos a partir dessas combinações são apresentados na figura B.9, juntamente aos sinais originais de baixa e de alta frequência, proporcionando a observação do detalhe dos sinais de comando dos MOSFETs. O canal 3 representa a tensão aplicada no gatilho dos MOSFETs S_1 e S_4 , e o canal 4 representa a tensão aplicada no gatilho dos MOSFETs S_2 e S_3 , em uma topologia com quatro dispositivos MOSFET.



10 V/div; 2 ms/div.



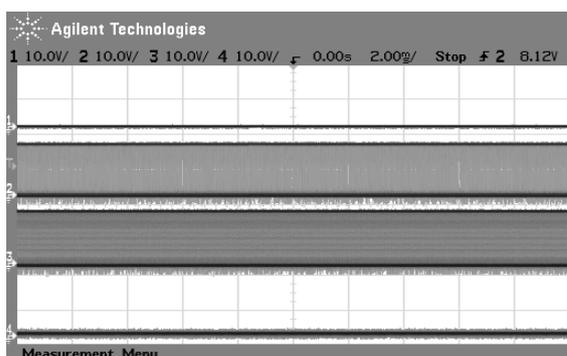
10 V/div; 10 μ s/div.

Figura B.9 – Sinais de baixa e alta frequência e tensão nos gatilhos dos MOSFETs.

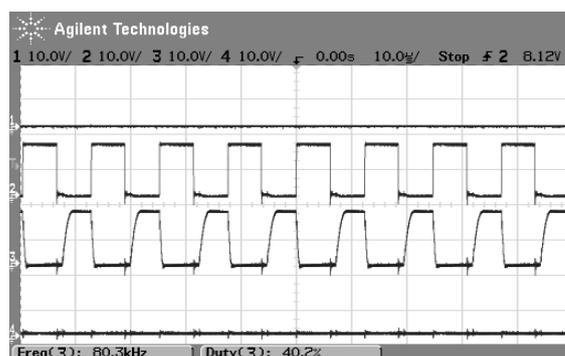
Para facilitar a ignição da lâmpada, uma tensão constante é aplicada entre seus terminais, no mesmo instante em que o transformador de pulsos gera o pulso de ignição. Dessa forma, o pulso de alta tensão é responsável por romper o dielétrico do tubo de descarga, e a tensão constante na lâmpada mantém este caminho de descarga, garantindo que ele não seja extinto.

Somente depois de estabelecido o arco de descarga é que o circuito que efetua a inversão da tensão é acionado, aplicando uma tensão quadrada e simétrica na lâmpada. Para tornar possível esse procedimento, o circuito gerador do sinal em baixa frequência deve ser inibido, fazendo com que apenas um sinal de comutação seja gerado. Isso implica que apenas dois MOSFETs são comutados (no caso, S_1 e S_4) enquanto que os outros dois (S_2 e S_3) permanecem em estado de bloqueio.

Essa característica é obtida através do uso do pino 4 (*reset*) do CI *KA555*. As formas de onda obtidas na saída de baixa frequência, alta frequência, e as tensões aplicadas aos gatilhos dos MOSFETs, para obter uma tensão constante na lâmpada, são apresentadas na figura B.10. As escalas de tensão e de tempo são as mesmas da figura B.9, para possibilitar a comparação entre ambos.



10 V/div; 2 ms/div.



10 V/div; 10 μ s/div.

Figura B.10 – Sinais de baixa e alta frequência e tensão nos gatilhos dos MOSFETs – *KA555* inativo.