

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

**CONVERTOR *FLYBACK* MODIFICADO PARA
ALIMENTAÇÃO DE LÂMPADAS DE DESCARGA
EM ALTA PRESSÃO: PROJETO, MODELAGEM E
CONTROLE**

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

Douglas Pappis

Santa Maria, RS, Brasil

2012

**CONVERTOR *FLYBACK* MODIFICADO PARA
ALIMENTAÇÃO DE LÂMPADAS DE DESCARGA
EM ALTA PRESSÃO: PROJETO, MODELAGEM E
CONTROLE**

por

Douglas Pappis

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Processamento de Energia, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Mestre em Engenharia Elétrica.**

Orientador: Prof. Dr. Marco Antônio Dalla Costa
Co-orientador: Prof. PhD. Alexandre Campos

Santa Maria, RS, Brasil

2012

P218c Pappis, Douglas

Conversor *Flyback* modificado para alimentação de lâmpadas de descarga em alta pressão : projeto, modelagem e controle / por Douglas Pappis. – 2012.

117 p. : il. ; 30 cm

Orientador: Marco Antônio Dalla Costa

Coorientador: Alexandre Campos

Dissertação (mestrado) – Universidade Federal de Santa Maria, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, RS, 2012

1. Engenharia Elétrica 2. Lâmpadas 3. Conversor Flyback 4. Reator eletrônico 5. Modelagem 6. Controle I. Dalla Costa, Marco Antônio II. Campos, Alexandre III. Título.

CDU 621.3

Ficha catalográfica elaborada por Simone G. Maisonave – CRB 10/1733
Biblioteca Central da UFSM

c 2012

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

Endereço: Av. Roraima, S/N, Bairro Camobi, Santa Maria, RS, 97105-900

Fone: +55 55 30275201; Celular: +55 55 91209737; Endereço Eletrônico:

douglaspappis@gmail.com

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

A Comissão Examinadora, abaixo assinada,
aprova a Dissertação de Mestrado

**CONVERSOR *FLYBACK* MODIFICADO PARA
ALIMENTAÇÃO DE LÂMPADAS DE DESCARGA EM ALTA
PRESSÃO: PROJETO, MODELAGEM E CONTROLE**

elaborada por
Douglas Pappis

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

COMISSÃO EXAMINADORA:



Marco Antônio Dalla Costa, Dr.
(Presidente/Orientador)



Alexandre Campos, PhD.
(Co-orientador)



Jorge García García, Dr. (Universidad de Oviedo)



Tiago Bandeira Marchesan, Dr. (UFSM)

Santa Maria, 29 de Fevereiro de 2012

Versão Preliminar: 13 de fevereiro de 2012

À minha família, em especial meus pais, Eliomar e Lairane, e minhas irmãs, Lisiane e Lauren, pelo incondicional apoio, carinho e pelos valores passados em tantos ótimos momentos que tivemos. Obrigado por tudo de coração.

À minha noiva, Andressa, grande
companheira nesse desafio, pelo
carinho, apoio, incentivo e por todas
as muitas conversas e momentos que
tivemos durante o mestrado. Obrigado
por seres quem tu és e escolher estar
ao meu lado.

AGRADECIMENTOS

Gostaria de agradecer primeiramente ao Marco, orientador deste trabalho e amigo de muitos anos, pela oportunidade de trabalhar, conhecimentos passados e pelo fundamental apoio e incentivo durante todo o período de mestrado, inclusive na busca por oportunidades. Agradeço também ao Alexandre, co-orientador deste trabalho e também amigo de muitos anos, pelos conhecimentos passados, apoio e incentivo desde a graduação, principalmente nos momentos decisivos.

Agradeço à toda minha família pelo apoio e incentivo desde sempre e à minha noiva, Andressa, também pelo apoio e incentivo, além do companheirismo e cumplicidade durante o mestrado.

À Universidade Federal de Santa Maria, ao Centro de Tecnologia e ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica pela infra-estrutura e oportunidade de aprendizado, agradecendo especialmente ao Prof. Eduardo Rizzatti, diretor do Centro de Tecnologia, ao Eng. Luis Fernando Guarienti Martins, diretor do NUPEDEE, e aos secretários da PPGEE Carlo Alessandro Castellanelli e Cleonice Sanger de Oliveira. Agradeço também aos professores Luciano Schuch, Vinícius Foletto Montagner, Cassiano Rech e Humberto Pinheiro pelos conhecimentos passados nas disciplinas cursadas na PPGEE.

Um agradecimento especial às agências de fomento Cnpq e Capes, que financiaram este trabalho e têm me apoiado desde a iniciação científica.

Agradeço ao colega Jonas Ritter Pause pela oportunidade de trabalharmos em time e aprendermos juntos durante o mestrado. Gostaria de agradecer também a todos os colegas e amigos com quem tive a oportunidade de trabalhar e aprender. Nominalmente, gostaria de destacar Álysson Seidel, Alexandre Luís Michel, Murilo Cervi, Tiago Bandeira Marchesan, Mariano Lopes Machado, Rafael Eduardo da Costa, Rafael Adaime Pinto, Marcelo Freitas da Silva, Matthias Radecker, Rafael Eichelberger, Ian Wilson, Frederick Stevens e Cristiano Vizzotto de Menezes.

Agradeço especialmente ao colega e amigo Ian Wilson pelo grande incentivo e fundamental apoio à minha evolução profissional e à empresa Tridonic pelas oportunidades e por sempre me abrir portas.

Por fim, Gracias por tudo, Patrão velho!

*“Sonha e serás livre de espírito. Luta
e serás livre na vida”*

Ernesto "Che" Guevara

*“O estudo, a busca da verdade e da
beleza são domínios em que nos é
consentido sermos crianças por toda a
vida.”*

Albert Einstein

“Não se faz ciência sem registrar o que se aprende.”

Dante Alighieri

RESUMO

Dissertação de Mestrado
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
Universidade Federal de Santa Maria, RS, Brasil

CONVERSOR *FLYBACK* MODIFICADO PARA ALIMENTAÇÃO DE LÂMPADAS DE DESCARGA EM ALTA PRESSÃO: PROJETO, MODELAGEM E CONTROLE

AUTOR: DOUGLAS PAPPIS

ORIENTADOR: MARCO ANTÔNIO DALLA COSTA

CO-ORIENTADOR: ALEXANDRE CAMPOS

Local da Defesa e Data: Santa Maria, 1 de Março de 2012.

Esta dissertação consiste no desenvolvimento de um reator eletrônico para alimentação de lâmpadas de descarga em alta pressão (HID), focando em aplicações de baixa potência. Um inovador circuito *flyback* modificado é proposto como parte principal de um reator eletrônico para adequada alimentação de lâmpadas HID aplicando uma corrente com forma de onda quadrada de baixa frequência. A partir de uma fonte de tensão contínua (CC) (por exemplo uma bateria ou barramento de saída de um conversor para correção de fator de potência, PFC), um arranjo tipo *flyback* é inserido em uma estrutura de comutação cuja saída garante forma de onda quadrada de tensão ainda evitando problemas de instabilidade. A principal vantagem da proposta é o uso de um único indutor acoplado de simples construção e de apenas dois interruptores ativos, ambos conectados ao mesmo de terra de referência, para executar o controle de corrente e a inversão de tensão. Neste trabalho, o princípio de operação do conversor e seu projeto completo são apresentados para modo contínuo (CCM) e descontínuo (DCM) de condução. Para DCM, um modelo CA de pequenos sinais é obtido com a inserção da dinâmica da lâmpada HID, habilitando realimentação direta da corrente na lâmpada com regulação de potência. Para CCM, no entanto, o modelo CA é obtido para carga resistiva, com realimentação da potência de saída implementada a partir de uma malha fechada interna (corrente no indutor) e outra externa (regulação de potência), efetuando-se a análise da estabilidade a partir da impedância de saída do conversor. Um protótipo foi desenvolvido e implementado para operação em DCM, alimentando uma lâmpada de vapor de sódio (HPS) de 70W a partir do barramento de saída de um conversor PFC ou a partir da rede CA através da integração de um conversor PFC na entrada (*buck-boost*). Para CCM, outro protótipo foi desenvolvido para alimentar uma lâmpada de multi-vapores metálicos de 35W a partir de uma bateria automotiva. Resultados experimentais são apresentados para os protótipos, confirmando o desempenho dos conversores projetados. Além disso, resultados de simulações utilizando Matlab e PSIM são também apresentados, assim como discussões sobre os métodos empregados e a viabilidade dos conversores propostos.

Palavras-chave: reatores eletrônicos, lâmpadas HID, *flyback*, modelagem, controle

ABSTRACT

Master's Dissertation
Electrical Engineering Course
Federal University of Santa Maria, RS, Brazil

MODIFIED FLYBACK FOR HIGH INTENSITY DISCHARGE LAMP SUPPLY: DESIGN, MODELING AND CONTROL

AUTHOR: DOUGLAS PAPPIS
SUPERVISOR: MARCO ANTÔNIO DALLA COSTA
CO-SUPERVISOR: ALEXANDRE CAMPOS
Place and Date: Santa Maria, March 1st, 2012.

This dissertation consists of the design of an electronic ballast to drive high pressure discharge (HID) lamps, focusing on low power applications. An innovative modified flyback converter is proposed as main part of an electronic ballast able to adequately supply HID lamps with low frequency square waveform current. From a continuous (DC) voltage source (e.g. battery or rail off a power factor correction converter, PFC), a flyback arrangement is inserted into a switching structure whose output provides low frequency voltage yet avoiding instability issues. Proposal's main advantage is the use of one single choke of simple assembly and only two common reference ground active switches for current control and voltage inversion. In this work, proposed converter principle of operation and its complete design are presented for both continuous (CCM) and discontinuous (DCM) conduction modes. Small-signal AC models for the converter in CCM and DCM, as well as the feedback closed-loop design for lamp power regulation are proposed based upon frequency response stability and performance analysis. For DCM, a small-signal AC model is obtained with the insertion of the HID lamp dynamics, enabling direct lamp current feedback with power regulation. For CCM, however, the AC model is obtained for a resistive load, with output power feedback implemented via an inner (inductor current) and an outer (power) loop is proposed, guaranteeing stability by analyzing the closed loop converter output impedance. For DCM, a prototype has been developed and implemented to supply a 70W high pressure sodium lamp (HPS) either from a PFC DC rail or from AC mains via the integration of a converter for PFC purposes (buck-boost). Another prototype has been developed for the CCM design to supply a 35W metal-halide lamps from an automotive battery. Experimental results are presented for both prototypes in order to confirm their performances. Besides, simulation results from Matlab and PSIM are also presented, as well as discussions about methods and converters feasibility.

Keywords: electronic ballasts, HID lamps, flyback, modeling, control

SUMÁRIO

Lista de Tabelas

Lista de Símbolos

1	Introdução	p. 16
1.1	Motivação	p. 16
1.2	Objetivos	p. 18
1.3	Organização dos capítulos	p. 19
2	Lâmpadas de descarga em alta pressão	p. 20
2.1	Ressonância acústica	p. 20
2.2	Ignição e estabilização da lâmpada	p. 22
2.3	Modelo dinâmico da lâmpada	p. 22
3	Proposta: conversor <i>flyback</i> modificado	p. 26
3.1	Visão geral	p. 26
3.2	Etapas de operação	p. 28
3.2.1	Circuito Equivalente	p. 30
3.2.2	Aplicação: alimentação de lâmpadas HID	p. 32
3.2.2.1	Considerações sobre ignição e aquecimento	p. 33
3.3	Conclusão	p. 36
4	Conversor Proposto em Condução Descontínua	p. 37
4.1	Projeto	p. 37
4.2	Especificação dos componentes do circuito	p. 38
4.2.1	Análise das perdas do circuito	p. 40
4.3	Modelagem do conversor	p. 41
4.3.1	Circuito Equivalente DCM	p. 41
4.3.2	Modelo	p. 41

4.4	Projeto da malha fechada	p. 44
4.5	Resultados Experimentais	p. 52
4.5.1	Ignição e Aquecimento	p. 52
4.5.2	Operação nominal	p. 55
4.5.3	Medição e controle	p. 60
4.6	Conclusão	p. 64
5	Integração com Correção de Fator de Potência	p. 65
5.1	Proposta: <i>buck-boost PFC</i>	p. 66
5.2	Projeto	p. 67
5.3	Especificação dos componentes do circuito	p. 68
5.4	Escolha de E	p. 71
5.5	Protótipo Implementado	p. 74
5.6	Resultados Experimentais	p. 75
5.6.1	Medição	p. 76
5.6.2	Ignição e aquecimento	p. 77
5.6.3	Operação em condições nominais	p. 78
5.7	Conclusão	p. 81
6	Conversor Proposto em Condução Contínua	p. 83
6.1	Projeto	p. 83
6.2	Modelagem do conversor	p. 86
6.2.1	Modelo CA	p. 88
6.3	Protótipo Implementado	p. 90
6.3.1	Malha de Realimentação	p. 90
6.4	Análise de Estabilidade	p. 95
6.4.1	Cálculo da Impedância de saída do conversor	p. 96
6.4.2	Análise das impedâncias	p. 99
6.5	Resultados Experimentais	p. 100
6.5.1	Ignição e aquecimento	p. 100
6.5.2	Operação Nominal	p. 101
6.5.3	Medição e Controle	p. 102
6.6	Conclusão	p. 109

7 Conclusão Geral	p. 111
7.1 Quanto aos objetivos propostos	p. 111
7.2 Considerações adicionais	p. 111
7.3 Proposta para trabalhos futuros	p. 112
Referências	p. 113

LISTA DE TABELAS

TABELA 1	Especificação dos componentes do protótipo: DCM	p. 45
TABELA 2	Parâmetros da realimentação implementada em DCM	p. 49
TABELA 3	Especificação dos componentes do protótipo PFC	p. 75
TABELA 4	Limites da norma IEC 61000-3-2 classe C	p. 76
TABELA 5	Especificação dos componentes do protótipo: CCM	p. 90
TABELA 6	Parâmetros da realimentação implementada em CCM	p. 93

LISTA DE SÍMBOLOS

SÍMBOLOS

η	Rendimento elétrico
E	Fonte de tensão contínua
V_L	Tensão da lâmpada
f_L	Frequência da tensão na lâmpada
P_L	Potência nominal da lâmpada
Z_{Lamp}	Impedância da lâmpada
k_0	Ganho do modelo CA da lâmpada
k_{1-2}	Termos constantes do modelo do conversor em DCM
z	Zero do modelo CA da lâmpada
p	Pólo do modelo CA da lâmpada
f_s	Frequência de comutação
T_s	Período de comutação
D	Razão cíclica de trabalho do conversor
D'	Complemento da razão cíclica
D_{ideal}	Razão cíclica de trabalho para o conversor ideal
D_{PFC}	Razão cíclica de trabalho para interação com PFC
T_1	Transformador (indutor acoplado) do <i>flyback</i>
N_{1-2}	Enrolamentos do transformador (indutor acoplado) do <i>flyback</i>
L_B	Indutor do conversor <i>buck-boost</i>
L_m	Indutor correspondente à indutância magnetizante do <i>flyback</i>
I_{Lm}	Corrente no indutor L_m
I_x	Corrente no componente x
$I_{RMS}(x)$	Corrente RMS no componente x
I_{PKx}	Corrente de pico no componente x

Lista de Símbolos

$V_{MAX}(x)$	Tensão máxima no componente x
Res % _x	Resolução da variável x
$\Delta I_{Lm}\%$	Variação percentual na corrente I_{Lm}
$\Delta V_o\%$	Variação percentual na tensão V_o
C_o	Capacitor de saída do circuito
V_{C_o}	Tensão no capacitor C_o
C_{1-9}	Capacitor dos circuitos propostos
A, Az, A₁₋₂	Matrizes dinâmicas do modelo em espaços de estados
B, Bz, B₁₋₂	Matrizes dinâmicas do modelo em espaços de estados
C, C₁₋₂	Matrizes de saída do modelo em espaços de estados
C_{Lm}	Matriz de saída do modelo em espaços de estados para saída I_{Lm}
C_{V_o}	Matriz dinâmicas do modelo em espaços de estados
E, E₁₋₂	Matrizes de ligação direta do modelo em espaços de estados
K	Matriz de ganhos do modelo em espaços de estados
U	Matriz de entradas para o modelo em espaços de estados
X	Matriz contendo as variáveis de estados para o modelo em espaços de estados
Y	Saída do sistema para o modelo em espaços de estados
Z_o	Impedância de saída do conversor
Z_{MA}	Impedância de saída do conversor em malha aberta
Z_{MF}	Impedância de saída do conversor em malha fechada
S_1, S_2	Interruptores ativos dos circuitos propostos
R_{1-13}	Resistores utilizados nos circuitos propostos
R_L	Resistores equivalente à lâmpada
V_{CA}	Fonte de tensão CA
f_{CA}	Frequência da fonte de tensão CA
n_T	Número de ciclos de alta frequência contidos em meio ciclo de baixa frequência
k_i	Ganho da corrente I_L
k_{ilm}	Ganho da corrente I_{Lm}

Lista de Símbolos

k_{sinc}	Ganho de medição da corrente em L_B
f_c	Frequência de Corte
f_{clock}	Frequência de barramento do microcontrolador
f_a	Frequência de Amostragem
μC	Microcontrolador
G_{ADi}	Ganho do ADC para medição de corrente
G_{ADv}	Ganho do ADC para medição de tensão
G_m	Ganho do modulador
G_{id}	Função de transferência da corrente na lâmpada por d
G_{ild}	Função de transferência da corrente em L_m por d para carga resistiva
i_o	Fonte de corrente de saída do conversor
v_o	Tensão de saída do conversor
v_i	Fonte de corrente de entrada do conversor
$G_{ilm/vi}$	Função de transferência da corrente \hat{i}_{Lm} por \hat{v}_i
$G_{ilm/d}$	Função de transferência da corrente \hat{i}_{Lm} por \hat{d}
$G_{ilm/io}$	Função de transferência da corrente \hat{i}_{Lm} por \hat{i}_o
$G_{vo/vi}$	Função de transferência da tensão \hat{v}_o por \hat{v}_i
$G_{vo/d}$	Função de transferência da tensão \hat{v}_o por \hat{d}
$G_{vo/io}$	Função de transferência da tensão \hat{v}_o por \hat{i}_o
H_i	Função de transferência da medição de I_L
$H_{i(Lm)}$	Função de transferência da medição de I_{Lm}

ACRÔNIMOS

CC	Corrente contínua
CA	Corrente alternada
D	<i>Duty-cycle</i> - Razão cíclica de trabalho do conversor
HID	<i>High intensity discharge</i> - Descarga em alta pressão
MHL	<i>Metal halide lamp</i> - Lâmpada de multi-vapor metálico
HPS	<i>High pressure sodium</i> - vapor de sódio
IRC	Índice de reprodução de cores
lm/W	Lumens por Watt
PFC	<i>Power factor correction</i> - Correção de Fator de Potência
PC	<i>Power control</i> - Controle de potência
THD	<i>Total harmonic Distortion</i> - Taxa de distorção harmônica
CCM	<i>Continuous conduction mode</i> - Modo de condução contínua
DCM	<i>Discontinuous conduction mode</i> - Modo de condução descontínua
RA	Ressonância acústica
RMS	<i>Root mean square</i> - Valor quadrático médio ou valor eficaz
PWM	<i>Pulse width modulation</i> - Modulação por largura de pulso
MG	Margem de ganho
MF	Margem de fase
PI	Proporcional-integral
ZOH	<i>Zero order holder</i> - Retentor de ordem zero
ADC	<i>Analog to digital converter</i> - Conversor analógico para digital
op-amp	<i>Operational amplifier</i> - Amplificador operacional

1 INTRODUÇÃO

1.1 Motivação

A iluminação artificial tem sido primordial ao desenvolvimento da raça humana desde a descoberta do fogo, sendo essencial à sociedade moderna. A busca de novas e mais eficientes formas de obtê-la sempre foi objeto de grande interesse para a humanidade (OBE, 1993).

Nos dias atuais, essa preocupação segue existindo, ganhando dimensões mundiais. Entre outros fatores, o contínuo aumento da demanda de energia e a escassez de suas fontes tem aumentado a importância da otimização dos sistemas de iluminação artificial em relação à eficácia lm/W da fonte de luz e à eficiência do seu dispositivo de alimentação, ou seja, à capacidade de transformar energia em luz (POLONSKII; SEIDEL, 2008).

Ao analisar a matriz energética, observa-se que grande parte da energia gerada é utilizada em iluminação. Segundo (MME, 2007), 17% do consumo final de energia elétrica no Brasil é destinado à iluminação artificial, sendo pouco mais de 1/4 desta energia (cerca de 4,5% do total) destinado à iluminação pública (PROCEL, 2008).

Ações têm sido executadas para diminuir ou estagnar a demanda de energia para iluminação, tais como o aumento do uso da luz solar e o foco na iluminação do plano de trabalho em projetos arquitetônicos, muitas vezes integrados a sistemas inteligentes de controle da iluminação artificial (MICHEL et al., 2002). Além disso, é comprovada a influência da qualidade da iluminação artificial na vida cotidiana da população (DAMELINCOURT, 2000), que leva à otimização das fontes de luz do ponto de vista da qualidade da luz gerada.

Devido à essa demanda por sistemas de iluminação mais eficientes e de melhor qualidade da luz, um número cada vez maior de fontes luminosas tem surgido, apresentando as mais variadas características tanto com relação ao formato e volume, quanto às características da luz emitida ou mesmo do melhor aproveitamento da energia elétrica (COOK, 2000).

Entre as fontes luminosas que vêm se aprimorando estão as lâmpadas de descarga, as quais podem ser divididas em dois grupos: lâmpadas de descarga em baixa pressão e lâmpadas de descarga em alta pressão (HID). No primeiro grupo encaixam-se, por exemplo, as lâmpadas fluorescentes. Fazem parte do segundo grupo as lâmpadas de multivapor metálico (MHL), de vapor de mercúrio, lâmpadas mistas e lâmpadas de vapor de sódio (HPS) (OBE, 1993).

Lâmpadas HID são atualmente utilizadas devido às suas conhecidas vantagens em relação a outras fontes de luz para diversas aplicações. São comercializadas em potências que variam de 35 a 2000 W, podendo ser empregadas em ambientes internos e externos.

Entre as principais características dessas lâmpadas está a alta eficácia luminosa (maior

que 100 lm/W), sendo que as lâmpadas de vapor de sódio apresentam um IRC de aproximadamente 40 e temperatura de cor de cerca de 2000 K. Já as lâmpadas MHL apresentam IRC de 80 até 95 e temperatura de cor de 3000 K até 4200 K (DALLA COSTA, 2008).

Esforços têm sido feitos no sentido de otimizar o reator necessário à alimentação dessas lâmpadas, com foco na redução de custo e volume (DALLA COSTA et al., 2008), (MARCHE-SAN, 2007), (SCHITTLER et al., 2011a), além da melhoria no desempenho e inserção de funções inteligentes ao reator (SILVEIRA et al., 2004). Tais esforços são importantes para manter os sistemas de iluminação baseados em lâmpadas HID em uma posição competitiva em diversas aplicações mesmo com a rápida consolidação de emergentes novas fontes de luz como diodos emissores de luz (LEDs).

Hoje em dia, para alcançar tal otimização, é necessário investigar as características gerais da lâmpadas HID em detalhe. Estudos abrangem desde seu comportamento dinâmico (ALONSO et al., 2007) e sua interação com o sistema de controle até detalhes gerais da lâmpada (DENG; CUK, 1997), (GLOZMAN S., 2001) e os fenômenos físicos associados a sua funcionalidade (GROOT; VLIET, 1986), (OLSEN; MOSKOWITZ, 1997), (KAISER; MARQUES; CORREA, 2011) (DALLA COSTA et al., 2007).

Entre esses fenômenos, destaca-se a chamada ressonância acústica (RA), fenômeno que ocorre em casos de alimentação da lâmpada com espectro de potência contendo frequências na faixa de 1 kHz a 700 kHz (DALLA COSTA et al., 2007). RA impede o melhor funcionamento da lâmpada HID, potencialmente reduzindo sua vida útil, causando cintilamento, alterando sua impedância e até mesmo danificando a lâmpada (entre outros efeitos) (KAISER; MARQUES; CORREA, 2011) (PETTI, 1985).

Diversos métodos foram desenvolvidos para a correta alimentação da lâmpada HID, prevenindo o fenômeno da RA. Uma opção bem aceita e difundida é a alimentação das lâmpadas com forma de onda quadrada de baixa frequência de corrente (abaixo de 400 Hz) (LISTER J. E. LAWLER; GODYAK, 2004). Como esta técnica é implementada através de conversores operando em altas frequências, o projeto dos conversores deve levar em consideração a ondulação da corrente em alta frequência, limitando-a a um certo nível que garante a não ocorrência de RA. Salienta-se que a ondulação de corrente resulta em ondulação de potência em função da lâmpada se comportar de forma semelhante a uma fonte de tensão CC (OLSEN; DREEBEN, 2011)). (DALLA COSTA, 2008) indica valores menores que 5% da potência total para prevenir a ocorrência de RA.

Outra importante característica das lâmpadas HID é sua resposta dinâmica. Sendo lâmpadas de descarga, apresentam impedância com característica incremental negativa de acordo com a corrente (impedância com zero no semi plano direito do plano real-imaginário) (DENG; CUK, 1997) (GLOZMAN S., 2001), a qual impede sua alimentação diretamente de uma fonte de tensão CC. Para operação estável, é necessário controle de corrente (DENG; CUK, 1997). Devido a essa característica e à norma para equipamentos de iluminação conectados à rede CA com potência de entrada acima de 25W (IEC61000-3-2 Classe C), é possível resumir um reator eletrônico para alimentação de lâmpadas HID a partir da rede CA monofásica como a Figura 1.

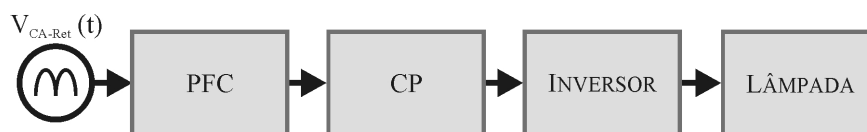


Figura 1: Diagrama de blocos de um reator eletrônico para alimentação de lâmpadas HID

Para esta faixa de potência, típica de lâmpadas HID, correção do fator de potência (PFC) é necessária, indicando a necessidade de um dispositivo de alta capacidade de armazenamento de energia, usualmente um capacitor eletrolítico. Devido à dinâmica lenta para filtrar a frequência da rede CA, constituindo-se de uma fonte de tensão CC, após este estágio é necessário controle de potência (PC) ajustado às características dinâmicas da lâmpada (BEN-YAAKOV; GULKO; GITER, 1996). Por esta razão, conversores cuja saída emula uma fonte de corrente têm sido aplicados em reatores eletrônicos para lâmpadas HID, tais como o rebaixador (*buck*) (SHEN; QIAN; PENG, 2003), (SCHITTLER et al., 2011a) e o conversor rebaixador-elevador por acumulação indutiva isolado (*flyback*) (MARCHESAN, 2007), (DALLA COSTA, 2008)

Finalmente, o inversor de tensão, para evitar o fenômeno de cataforese e aumentar a vida útil da lâmpada, e a lâmpada são conectados ao estágio de controle de potência. Além disso, um circuito ignitor é necessário para produzir um pulso de alta tensão necessário à ignição da lâmpada (LISTER J. E. LAWLER; GODYAK, 2004).

1.2 Objetivos

Este trabalho tem por objetivo o desenvolvimento de um reator eletrônico para alimentação de lâmpadas HID, focando em aplicações de baixa potência. A meta é desenvolver um conversor diferenciado em relação ao atual estado da arte, englobando seu projeto, modelagem, regulação (controle) e todos os aspectos do conversor relevantes à aplicação.

Um circuito *flyback* modificado inovador (inédito na literatura) é proposto como parte principal de um reator eletrônico para adequada alimentação de lâmpadas HID aplicando uma corrente com forma de onda quadrada de baixa frequência.

A partir de uma fonte de tensão contínua (CC) (bateria ou barramento de saída de um conversor para correção de fator de potência, PFC), um arranjo tipo *flyback* é inserido em uma estrutura de comutação cuja saída garante forma de onda quadrada de tensão ainda evitando problemas de instabilidade.

A principal vantagem da proposta é o uso de um único indutor acoplado de simples construção e de apenas dois interruptores ativos, ambos referenciados ao mesmo terra, para executar controle de corrente e inversão de tensão. Neste trabalho, o princípio de operação do conversor e seu projeto completo são apresentados para modo contínuo (CCM) e descontínuo (DCM) de condução.

Para DCM, um modelo CA de pequenos sinais é obtido com a inserção da dinâmica da lâmpada HID, habilitando realimentação direta da corrente na lâmpada com regulação de potência.

Para CCM, no entanto, o modelo CA é obtido para carga resistiva, com realimentação da potência de saída implementada a partir de uma malha fechada interna (corrente no indutor) e outra externa (regulação de potência), efetuando-se a análise da estabilidade a partir da impedância de saída do conversor.

Um protótipo foi desenvolvido e implementado para operação em DCM, alimentando uma lâmpada HPS de 70W a partir do barramento de saída de um conversor PFC ou a partir da rede CA através da integração de um conversor PFC na entrada (conversor rebaixador-elevador por acumulação indutiva, *buck-boost*). Para CCM, outro protótipo foi desenvolvido para alimentar uma lâmpada MHL a partir de uma bateria automotiva.

Resultados experimentais são apresentados para os protótipos, confirmando o desempenho dos conversores projetados. Além disso, resultados de simulações utilizando Matlab

e PSIM são também apresentados, assim como discussões sobre os métodos empregados e a viabilidade dos conversores propostos.

1.3 Organização dos capítulos

Os demais capítulos deste trabalho estão organizados da seguinte forma:

- Capítulo 2: apresenta uma revisão sobre as características de lâmpadas de descarga em alta pressão;
- Capítulo 3: propõe e analisa o conversor *flyback* modificado, tema central deste trabalho;
- Capítulo 4: apresenta o projeto do conversor operando em modo descontínuo de condução, incluindo modelagem, controle e resultados experimentais;
- Capítulo 5: propõe a integração de um estágio de correção de fator de potência ao conversor operando em modo descontínuo, incluindo modelagem, controle e resultados experimentais;
- Capítulo 6: apresenta o projeto do conversor operando em modo contínuo de condução, conclusões obtidas do trabalho e sugestões para estudos futuros;
- Capítulo 7: conclusões obtidas do trabalho e sugestões para estudos futuros são apresentados.

2 *LÂMPADAS DE DESCARGA EM ALTA PRESSÃO*

Este capítulo apresenta as características das lâmpadas HID mais relevantes a este trabalho: ressonância acústica; ignição e estabilização; e modelo dinâmico da lâmpada.

2.1 Ressonância acústica

O emprego de reatores eletrônicos para a alimentação de lâmpadas fluorescentes operando em alta frequência já é consolidada nos sistemas de iluminação atuais. Contudo, reatores eletrônicos para lâmpadas HID ainda enfrentam algumas barreiras para serem comercializados, necessitando estudo detalhado das topologias a serem empregadas, principalmente pela ocorrência do fenômeno de ressonância acústica (RA).

Ressonância acústica, em termos lineares, é a tendência de um sistema acústico de absorver mais energia quando a frequência de suas oscilações se iguala à frequência natural de vibração do que absorve em outras frequências. Em descargas de gases, RA pode ser vista, numa aproximação linear, como acionada por energia elétrica de entrada periódica que aquece o gás, produzindo pressões periódicas. Na frequência de ressonância, a potência de entrada está em fase com a pressão, resultando em ondas de pressão estacionárias. Essas fortes oscilações podem distorcer a passagem do arco e, conseqüentemente, o calor de entrada que aciona as ondas de pressão. Essas interações irão determinar quais modos são excitados com força suficiente para ser observado visualmente (KAISER; MARQUES; CORREA, 2011).

RA têm sido observadas em lâmpadas HID quando a potência exibe modulações de frequência. Com a ocorrência do fenômeno, as lâmpadas podem mostrar flutuações em intensidade e distribuição da luz emitida. A tensão da lâmpada pode aumentar até um ponto onde o arco é extinto e o arco pode ser forçado para uma posição suficientemente próxima da parede, causando super-aquecimento e quebra do tubo de descarga. Alguns destes efeitos ocorrem em função de ondas estacionárias semelhantes às que são encontradas em tubos de órgãos e outros instrumentos musicais (KAISER; MARQUES; CORREA, 2011).

Dessa forma, objetivamente, caso a variação da potência na lâmpada seja modulada em uma frequência próxima de uma frequência natural do tubo de descarga, aparecem ondas de pressão estática no seu interior, o que provoca interferência construtiva chegando a distorcer o arco de descarga (RA). As conseqüências práticas da ocorrência da ressonância acústica podem variar entre instabilidade do arco, *flicker*, variações da temperatura de cor da lâmpada, extinção do arco e até mesmo a sua ruptura (PETTI,

1985).

Porém, o fenômeno de RA só ocorre a partir de uma certa amplitude de modulação de potência (OLSEN; MOSKOWITZ, 1997), sendo que considera-se como limite para ocorrência (para as atuais lâmpadas comercializadas) o valor de potência modulada superior a 5% da nominal (DALLA COSTA, 2008), (MARCHESAN, 2007).

Além disso, este fenômeno torna-se uma barreira para a alimentação das lâmpadas por dispositivos eletrônicos operando em alta frequência, uma vez que pode ocorrer em uma ampla faixa de frequências. Estende-se, de fato, de 1kHz a 700kHz (CERVI, 2008)), conforme ilustrado na Figura 2.

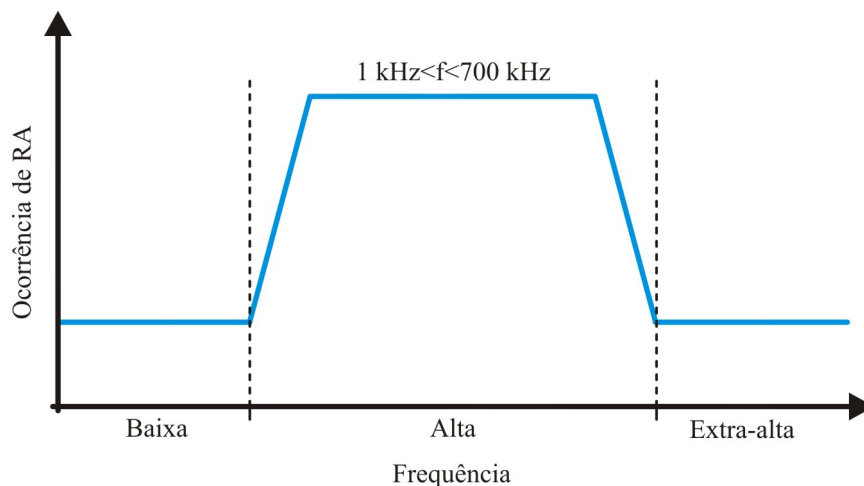


Figura 2: Regiões de ocorrência do fenômeno de ressonância acústica.

Com isso, a alimentação dessas lâmpadas por reatores eletrônicos semelhantes aos utilizados para lâmpadas fluorescentes torna-se então impossibilitada, já que os mesmos operam com corrente de saída senoidal na faixa acima do ruído audível (20 kHz), numa faixa que se estende até 200 kHz em função do potencial aumento de perdas em maiores frequências. As principais formas de alimentação de lâmpadas HID minimizando ou eliminando os efeitos da RA (SHEN; QIAN; PENG, 2003) podem ser resumidas como segue.

Deteção de RA e mudança de frequência: baseado na alimentação da lâmpada com corrente em alta frequência (como em um reator para fluorescentes), não evita a ocorrência da RA. Baseia-se na deteção da mesma e mudança da frequência de operação. Um uso possível é associado ao estudo de faixas livres de ressonância. Apesar de existirem diversos métodos para deteção da RA (KAISER; MARQUES; CORREA, 2011), (OLSEN J., 1997)), inclusive através de características elétricas da lâmpada, a simples ocorrência da RA (mesmo que rapidamente) já é considerada prejudicial à lâmpada.

Operação em área livre de RA: alimenta a lâmpada com potência modulada em frequências supostamente livres de ressonância. No entanto, como a ocorrência de RA depende das dimensões do tubo de descarga de cada lâmpada, não se pode garantir que para diferentes tipos de lâmpada o reator funcionará corretamente. Além disso, as faixas de ressonância mudam com o envelhecimento da lâmpada (DALLA COSTA, 2008).

Operação com onda quadrada de alta frequência: esta técnica, apresentada por (GARCIA-GARCIA et al., 2004), utiliza forma de onda quase-quadrada de corrente, mantendo o nível das harmônicas de alta frequência abaixo de níveis que possam excitar RA.

Operação com onda quadrada de baixa frequência: é a opção mais difundida, visto que a potência modulada resultante é aproximadamente constante, apresentando nível considerável de potência apenas na frequência de inversão, abaixo da frequência crítica de 1 kHz (DALLA COSTA et al., 2007). A corrente é CA e não diretamente CC em função de degradação de vida útil que o efeito de cataforese (que ocorre em CC) ocasiona (MARCHESAN, 2007).

Modulação da frequência ou ângulo de comutação (LASKAI et al., 1998):

Embora apresente uma expansão no espectro de potências da lâmpada, este método não funciona corretamente para todas as lâmpadas (YAN; et al., 2000);

Onda de extra-alta frequência (>500kHz): resolve o problema da ocorrência da RA de forma destrutiva, embora necessite da escolha criteriosa do conversor para obtenção de desempenho aceitável em termos de eficiência e funcionalidade (devido às dificuldades de implementação de conversores com altas frequências).

2.2 Ignição e estabilização da lâmpada

O acionamento das lâmpadas HID apresenta três fases distintas: ignição, descarga e emissão termoiônica (DAMELINCOURT, 2000).

Durante a primeira etapa, o gás da ignição (normalmente é um gás nobre como Argônio), é convertido de um estado não condutor a um estado condutor pela aplicação de um pulso de tensão (na faixa de kV). Na segunda etapa, ocorre um período de descarga, que aquece os eletrodos e é chamado de descarga luminescente. Finalmente na terceira etapa, ocorre a emissão termoiônica quando a lâmpada apresenta um valor elevado de corrente e reduzido de tensão (DALLA COSTA, 2008). A tensão de ignição das lâmpadas comerciais varia de 3 kV a 5 kV, quando a lâmpada está fria e de 15 kV até cerca de 30 kV para a reignição a quente.

A Figura 3 representa teoricamente a trajetória da tensão, corrente e potência na lâmpada pelo tempo (HU, 2001), onde percebe-se que, durante o estágio de aquecimento (ou *warm-up*) a lâmpada opera com corrente e potência maiores que os valores nominais e a tensão varia de aproximadamente 20V (analisado na prática para lâmpadas de 35, 70 e 400 W) até o valor nominal.

2.3 Modelo dinâmico da lâmpada

Lâmpadas HID possuem uma comportamento dinâmico particular, apresentando um modelo CA de pequenos sinais com zero no semi-plano direito do plano real-imaginário como resultado de sua impedância incremental negativa (DENG; CUK, 1997), (MADER U., 1992), (GLOZMAN; BEN-YAAKOV, 2001). Além disso, conversores estáticos também apresentam dinâmicas próprias como resultado de sua configuração e de seus elementos de

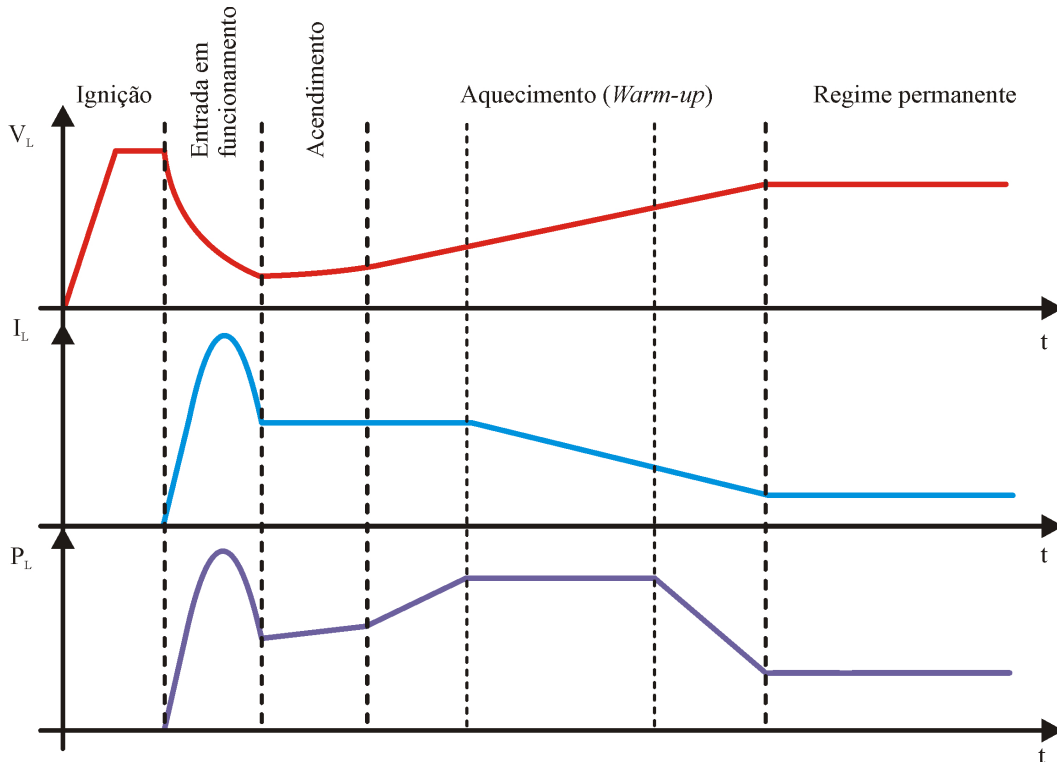


Figura 3: Formas de onda teóricas a partir da ignição até o regime permanente /citeHu2001.

acumulação de energia (capacitores e indutores) (SUN et al., 2001), (MIDDELBROOK R. D., 1976). Polos e zeros de conversores e lâmpadas localizam-se tipicamente na faixa de dezenas de Hz a alguns kHz. Interações entre as dinâmicas de lâmpada e conversor podem levar o sistema a se tornar instável, tornando o conhecimento do modelo de pequenos sinais da lâmpada imprescindível para o projeto do reator.

Como analisado em (DENG; CUK, 1997), lâmpadas de descarga apresentam diferentes características se operadas em regime permanente ou em resposta a perturbações de pequenos sinais. Enquanto o modelo de regime permanente pode ser aproximado por uma resistência R_o , o modelo dinâmico da lâmpada tem a característica de impedância incremental negativa, levando a um comportamento próximo a de uma fonte de tensão constante (fato que impede sua alimentação a partir de uma fonte de tensão, exigindo uma fonte de corrente).

A impedância de pequenos sinais de lâmpadas HID é bem descrita por (2.1), apresentando um ganho k_0 , um zero no semi-plano direito, z (numa faixa de dezenas a centenas de Hz), e um polo negativo (numa faixa de centenas de Hz a alguns kHz).

$$\hat{z}_{Lamp}(s) = k_0 \cdot \frac{s - z}{s + p} \quad (2.1)$$

O modelo dinâmico pode ser obtido, principalmente, através de duas técnicas: aplicação de perturbações em diversas frequências a fim de obter o diagrama de Bode da lâmpada (MARCHESAN, 2007) ou a partir da resposta ao degrau do circuito mostrado na Figura 4 (ALONSO et al., 2007). Neste trabalho foi utilizado o segundo método pela simplicidade de obtenção do modelo.

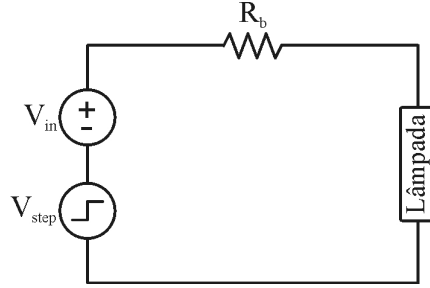


Figura 4: Circuito para obtenção do modelo da lâmpada.

A partir da resposta obtida, é possível calcular os coeficientes de (2.1) conforme o sistema de equações mostrado em (2.2), cujos dados podem ser retirados das formas de onda obtidas, conforme a Figura 5.

$$\begin{cases} \hat{i}_L(t = 0) = \frac{\hat{V}_{in}}{R_b + k} \\ \hat{i}_L(t = t_1) = \frac{\hat{V}_{in} \cdot p}{R_b \cdot p + k \cdot z} - \frac{k \cdot (p - z)}{R_b \cdot p + k \cdot z} \cdot \frac{\hat{V}_{in}}{R_b + k} \cdot \exp\left(-\frac{R_b \cdot p + k \cdot z}{R_b + k} \cdot t_1\right) \\ \hat{i}_L(t = \infty) = \frac{\hat{V}_{in} \cdot p}{R_b \cdot p + k \cdot z} \end{cases} \quad (2.2)$$

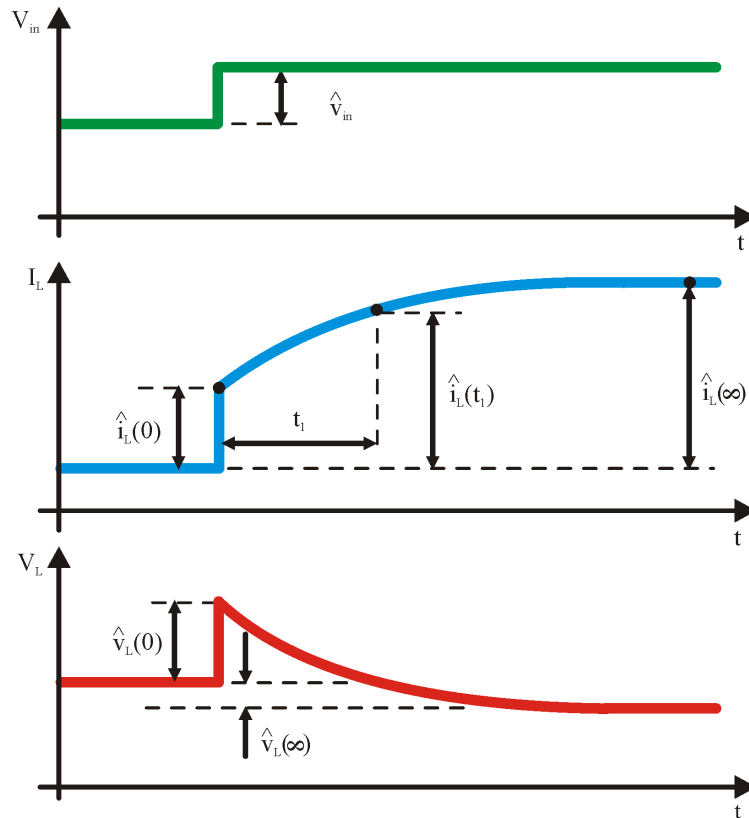


Figura 5: Formas de onda para obtenção do modelo CA de pequenos sinais da lâmpada.

Para fins de simulação (análise transiente), um modelo que representa a impedância (grandes sinais) da lâmpada de descarga foi apresentado em (BEN-YAAKOV, 1998), tendo como resultado o circuito da Figura 6. Todos os parâmetros apresentados no circuito são obtidos com base no modelo de pequenos sinais da lâmpada e em valores de corrente e tensão para sua operação estática. Este circuito foi utilizado com sucesso em (ALONSO et al., 2007) e é também utilizado no decorrer dessa dissertação.

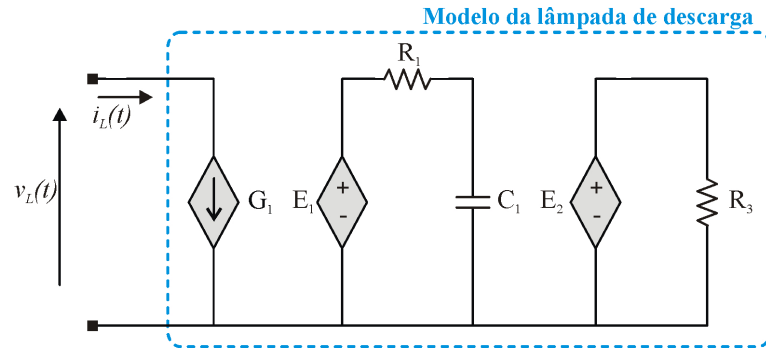


Figura 6: Modelo de simulação de uma lâmpada HID.

3 PROPOSTA: CONVERSOR FLYBACK MODIFICADO

Este capítulo tem o objetivo de apresentar o conversor *flyback* CC-CA aplicado à alimentação de lâmpadas HID proposto como parte principal da dissertação, apresentando: sua justificativa perante o estado da arte encontrado na literatura e indústria; seu princípio de funcionamento; etapas de operação; descrição de sua operação em DCM e CCM; um circuito equivalente para fins de projeto e modelagem; além de aspectos relevantes da aplicação do conversor à alimentação de lâmpadas HID.

3.1 Visão geral

Entre todos os conversores capazes de emular a requerida fonte de corrente na saída, o rebaixador (*buck*) e o *flyback* podem ser destacados para alimentação de lâmpadas de descarga em alta pressão. *Buck* tem sido amplamente utilizado (SCHITTLER et al., 2011b), (SHEN; QIAN; PENG, 2003), (ORLETTI et al., 2009), tendo vantagens como alta eficiência, baixa tensão máxima aplicada ao interruptor ativo (*dreno-source*), operação tanto em modo contínuo como descontínuo com bom desempenho. No entanto, para aplicações de baixa potência, o inerente alto número de interruptores ativos necessários à inversão da tensão de saída (de 4 a 6 interruptores) torna-se uma desvantagem principalmente em termos de custo com os interruptores em si bem como com seus comandos, salientando-se a necessidade de comandos isolados (ou com uso de referência virtual - *bootstrap*) para o inversor de saída (potencialmente em ponte completa, *full-bridge*). Além disso, o fato de ou carga ou interruptor estarem em potenciais diferentes leva à necessidade de sensoria-mento ou comando isolado, novamente com impacto negativo no custo.

O conversor *flyback* frequentemente tem sido proposto para alimentação de lâmpadas HID de baixa potência (DALLA COSTA, 2008), (MARCHESAN, 2007), (DIVAKAR et al., 2009), mantendo eficiências aceitáveis e efetuando o necessário controle de corrente e inversão com um número reduzido de interruptores ativos ainda com apenas um núcleo magnético, porém com dois capacitores de saída como filtros em vez de um. Além disso, (DALLA COSTA, 2008), (MARCHESAN, 2007) e (CERVI, 2008) possibilitam a implementação do estágio PFC integrado ao estágio de controle de corrente através do compartilhamento dos interruptores ativos que comutam em alta frequência. Três interruptores ativos, um em alta e dois comutando em baixa frequência são utilizados em (DALLA COSTA, 2008) e (MARCHESAN, 2007), enquanto apenas dois interruptores comutando em alta frequência são apresentados em (CERVI, 2008), porém com um indutor acoplado (*flyback*) a mais.

Seguindo nesta linha, este trabalho propõe um conversor CC-CA baseado no conversor *flyback* para a execução do controle de potência e da inversão da tensão de saída, entre-

tanto com a vantagem da redução do número de interruptores ativos necessários para dois apenas, ambos referenciados ao mesmo terra (como em (CERVI, 2008)), porém mantendo apenas um único indutor acoplado do *flyback* (transformador) e dois capacitores. Ainda, um circuito de sensoriamento e controle totalmente referenciado ao terra dos interruptores é apresentado, sendo implementado a partir do uso de um microcontrolador de 8 bits com oscilador interno, amplificadores operacionais (*op-amps*), resistores série para medição de corrente e em divisores de tensão e capacitores de filtro. Outra importante vantagem é que a implementação de um estágio de PFC integrado ao conversor proposto é também possível devido à característica complementar da modulação dos comandos dos interruptores.

O circuito do inovador conversor *flyback* CC-CA modificado proposto é mostrado a Figura 7. O conversor realiza controle de corrente e inversão da tensão da saída, possibilitando a alimentação da lâmpada a partir de uma fonte de tensão CC. Seu princípio básico de funcionamento é a aplicação da diferença de tensão entre os capacitores C_1 e C_2 à carga, similar à proposta de (CERVI, 2008). O circuito proposto consiste em dois *flybacks* com relação de transformação unitária operando individualmente em alta frequência e alternadamente em baixa frequência, possibilitando a alimentação da carga com tensão em baixa frequência mantendo baixa ondulação de alta frequência. No caso específico da alimentação de lâmpadas HID, a tensão de saída sintetizada é quadrada (retangular), porém o circuito proposto pode sintetizar outros formatos de onda como o senoidal. As formas de onda mais importantes do circuito são mostradas na Figura 8.

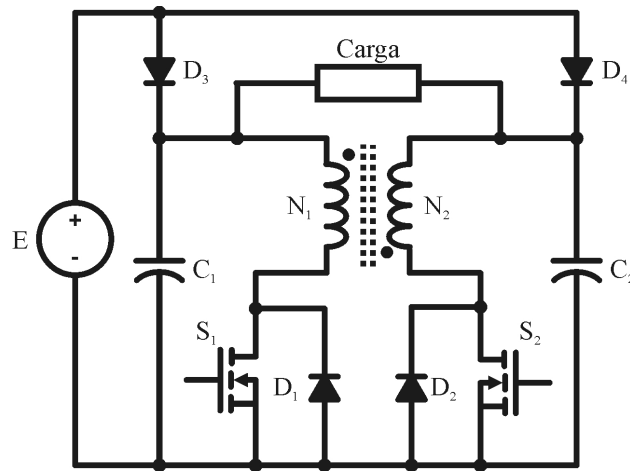


Figura 7: Conversor *flyback* modificado CC-CA proposto

Observa-se no circuito e nas formas de onda que a posição dos interruptores ativos (MOSFETs) e a característica da modulação em baixa frequência de seus comandos permitem a integração de um estágio PFC a partir do compartilhamento dos MOSFETs. Para isso, conhecidas técnicas de integração de conversores (WU; YU, 1998) podem ser aplicadas, havendo diversas opções de conversores para PFC (DALLA COSTA et al., 2010). Salientando que algumas propostas de integração dos estágio de controle de corrente e PFC já foram apresentadas para alimentação de lâmpadas HID, entre as quais destacam-se (DALLA COSTA, 2008), (MARCHESAN, 2007) e (CERVI, 2008). Referente ao conversor proposto, a Figura 9 ilustra a integração do mesmo a um conversor *flyback* PFC.

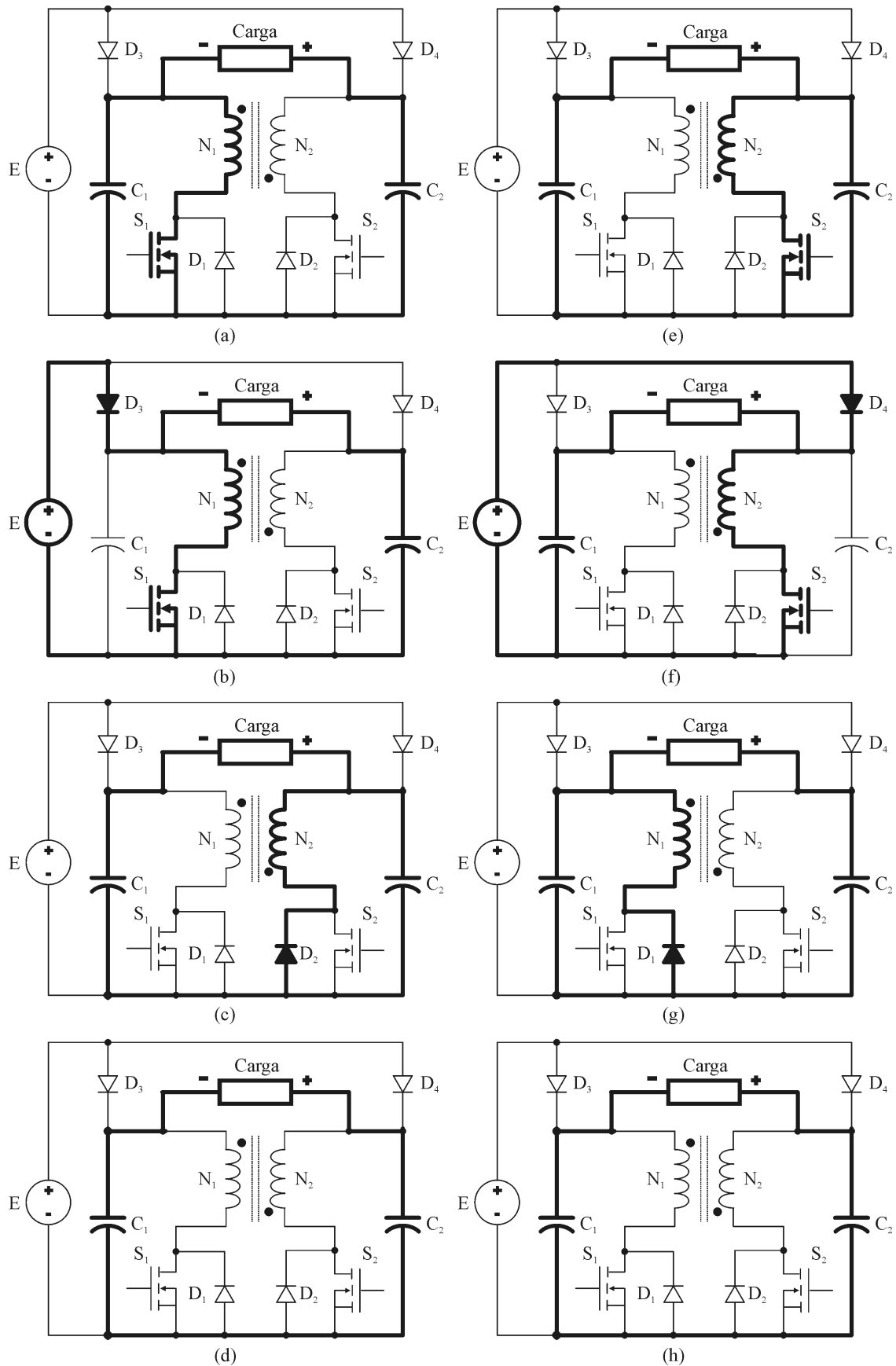


Figura 10: Etapas de operação do conversor *flyback* modificado CC-CA proposto. (a) Etapa 1: carga de N_1 com energia de C_1 ; (b) Etapa 2: carga de N_1 com energia da fonte de tensão E . (c) Etapa 3: energia do núcleo transferida para C_2 e para a carga. (d) Etapa 4: apenas para DCM, não há energia no núcleo magnético e apenas C_2 fornece energia à carga. (e) (f) (g) (h) Etapas duais para tensão negativa na carga.

Etapa 1: (Figura 10(a)) S_1 conduz e S_2 permanece aberto. A tensão de C_1 é aplicada ao enrolamento primário do *flyback*, N_1 . Assim, o primário é carregado com energia quadraticamente proporcional à corrente através de S_1 , alimentada por C_1 .

Etapa 2: (Figura 10(b)) ainda com S_1 conduzindo e S_2 aberto, quando a tensão em C_1 é igual à tensão de entrada E , essa é diretamente aplicada ao enrolamento primário N_1 . Assim, o indutor segue sendo carregado, porém com a energia diretamente de E .

Etapa 3: (Figura 10(c)) quando S_1 é aberto, a energia armazenada no núcleo magnético é transferida para o capacitor C_2 pela corrente fluindo através do diodo antiparalelo a S_2 , D_2 .

Etapa 4: (Figura 10(d)) só ocorrendo em DCM, S_1 e S_2 são mantidos abertos e não há energia armazenada no núcleo. Corrente flui de C_2 para C_1 através da carga. Em regime permanente, alternando-se os estágios 1, 2, 3 e 4, a tensão em C_2 fica estabilizada com valor da soma da tensão E e da tensão na lâmpada V_L . Assim, o diodo D_4 permanece bloqueado e a tensão em C_1 fixada aproximadamente em E . A diferença entre as tensões em C_1 e C_2 , V_L é aplicada à lâmpada (conforme mostra a Figura 8(c), (d) e (e)).

Estágios 5-8: (Figura 10(e-h)) duais aos estágios de 1 a 4, aplicam tensão negativa à carga.

3.2.1 Circuito Equivalente

Como o conversor real apresenta diversos elementos parasitas de pouca relevância do ponto de vista dinâmico (SUN et al., 2001), além do fato de o circuito proposto ser dual em termos de polaridade da tensão de saída, é interessante assumir um circuito equivalente simplificado tanto para fins de projeto quanto para a modelagem (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001), (MIDDELBRÖCK R. D., 1976), (FEMIA; SPAGNUOLO; TUCCI, 1995).

Um circuito equivalente pode ser obtido para o *flyback* CC-CA levando-se em conta apenas a comutação de S_1 , além de considerar o modelo equivalente de um transformador real, como mostra a Figura 11, onde $v_1(t)$ e $v_2(t)$ são as tensões de entrada e saída e $N_1 : N_2$ a relação de transformação.

Os elementos parasitas relevantes do transformador são as indutâncias de dispersão primária e secundária L_{D1} e L_{D2} , as resistências dos enrolamentos, R_{D1} e R_{D2} , e a indutância e resistência magnetizantes, L_m e R_m (BOYLESTAD, 2004). As indutâncias e resistências de dispersão podem ser referidas ao primário ou secundário apenas, simplificando ainda mais o circuito.

Como a relação de transformação n do conversor é unitária, seus enrolamentos primário e secundário podem ser construídos de forma a minimizar a indutância de dispersão. Além disso, as resistências de dispersão e magnetizante apresentam mínimo impacto do ponto de vista dinâmico, podendo ser desconsideradas no circuito equivalente.

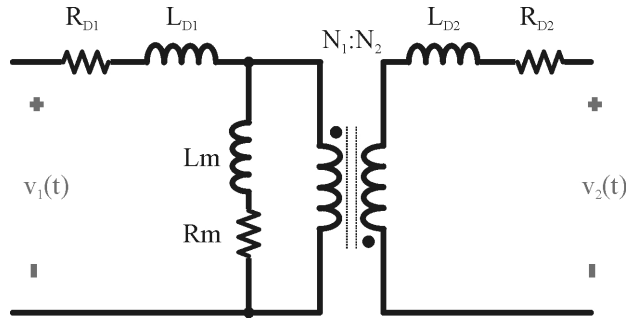


Figura 11: Modelo completo de um transformador.

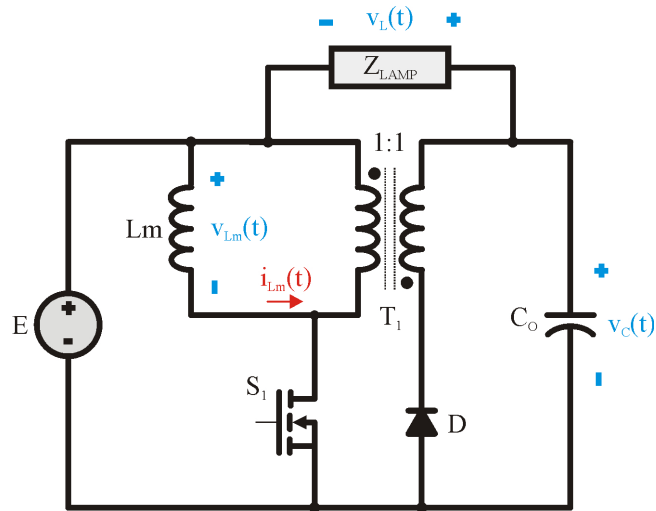


Figura 12: Circuito equivalente do *flyback* modificado proposto.

Com base nessas simplificações e aplicando aproximação de pequenas ondulações à tensão do capacitor C_1 , (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001), obtém-se o circuito da Figura 12, sendo T_1 um transformador ideal com polaridade invertida do primário em relação ao secundário, L_m a indutância magnetizante do *flyback* CC-CA e C_o o capacitor de saída de valor equivalente a C_2 (válido também para C_1). A partir deste, os principais parâmetros do conversor (C_1 , C_2 e L_m), podem ser projeados e os modelos CA de pequenos sinais que descrevem a dinâmica do conversor em um ponto de operação podem ser obtidos.

A Figura 13 mostra as formas de onda para operação em CCM. Pode-se observar que a corrente em L_m , $i_{L_m}(t)$, cresce no tempo $D \cdot T_s$, correspondendo às etapas de operação com S_1 conduzindo: 1 e 2. Observa-se que E é aplicada à L_m neste instante e que a corrente $i_{L_m}(t)$ passa através de S_1 . Quando S_1 é aberto, a corrente $i_{L_m}(t)$ passa a reduzir, descarregando através de N_2 e transferindo a energia do núcleo magnético ao capacitor C_o .

A Figura 14 mostra as formas de onda para operação em DCM. Pode ser observado que a operação é similar à CCM, porém com a corrente chegando a zero, descarregando completamente o núcleo magnético.

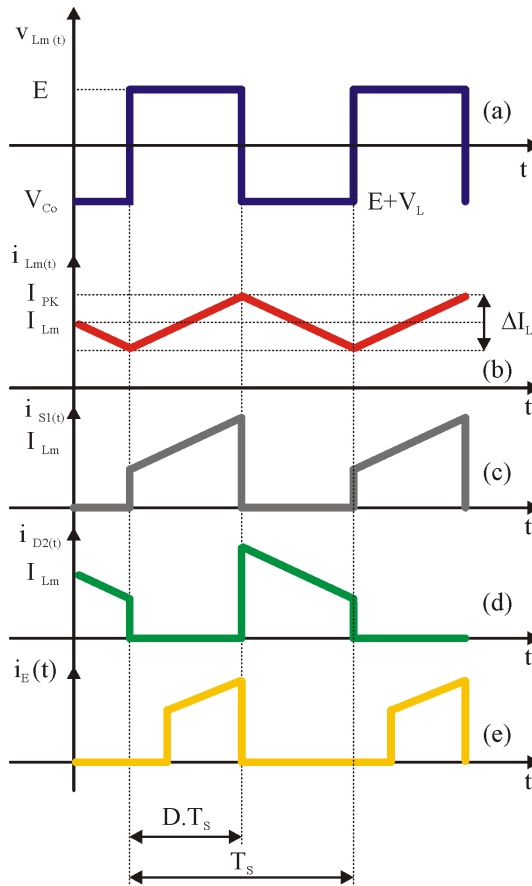


Figura 13: Formas de onda em alta frequência para o conversor flyback CC-CA proposto em DCM: (a) tensão em L_M ; (b) corrente em L_m ; (c) corrente em N_1 (carga); (d) corrente em N_2 (descarga); (e) corrente em E .

3.2.2 Aplicação: alimentação de lâmpadas HID

O circuito proposto se destina à alimentação de lâmpadas HID de baixa potência numa faixa limitada até 70 W, a qual abrange aplicações automotiva (REATTI, 2000) com lâmpada Xenon de 35W, residencial com as lâmpadas de multi-vapores metálicos de 35 W (DALLA COSTA, 2008) e com aplicação em iluminação pública alimentando a lâmpada vapor de sódio (HPS) ou de vapor de mercúrio de 70 W.

O foco deste trabalho é para aplicação automotiva e iluminação pública. Dessa forma, um conversor foi projetado para operação a partir de uma tensão de bateria e alimentar uma lâmpada HID de 35W e outro para operar a partir de um barramento PFC para alimentar uma lâmpada HPS de 70W, ainda explorando a possibilidade da inserção de um PFC integrado neste último caso.

Devido às características do conversor, sua operação a partir da bateria torna-se viável projetando-se para funcionamento em modo de condução contínuo (CCM) devido às elevadas correntes resultantes da baixa tensão de entrada que provocam altas perdas em condução no MOSFET. Já para o projeto a partir do barramento PFC, modo descontinuo de condução é indicado, devido às altas tensões presentes no MOSFETs quando inicia condução. Se houver corrente através do interruptor neste instante, as perdas em comutação podem se tornar excessivas.

Não há a necessidade de uma análise quantitativa das perdas do conversor para jus-

tificar a escolha de CCM e DCM para baixas e altas tensões de entrada uma vez que, levando-se em conta apenas as considerações qualitativas, pode-se concluir que existe grande diferença entre as duas opções para as aplicações.

3.2.2.1 Considerações sobre ignição e aquecimento

Conforme já descrito, um pulso de alta tensão (alguns kV) com curta duração (aproximadamente $1 \mu s$ (GARCIA et al., 2007)) é necessário para que ocorra a ignição da lâmpada HID. O conversor *flyback* CC-CA proposto não é capaz de aplicar esta tensão diretamente à lâmpada de forma simplificada, ou seja, sem que altas tensões sejam aplicadas aos capacitores e interruptores do circuito, potencialmente inviabilizando sua implementação por aumento de custo ou indisponibilidade de componentes para sua implementação.

Dessa forma, é necessário o uso de um circuito ignitor auxiliar. Entre os diferentes tipos de arranjos para a ignição, destaca-se para a aplicação a opção de usar um transformador com alta relação de transformação e secundário conectado diretamente em série com a lâmpada. Até mesmo transformadores em cascata podem ser utilizados se necessário ignição quente ou relação de transformação muito elevada (a partir de bateria, por exemplo).

Ignitores com base em transformadores são empregados de forma bem sucedida em

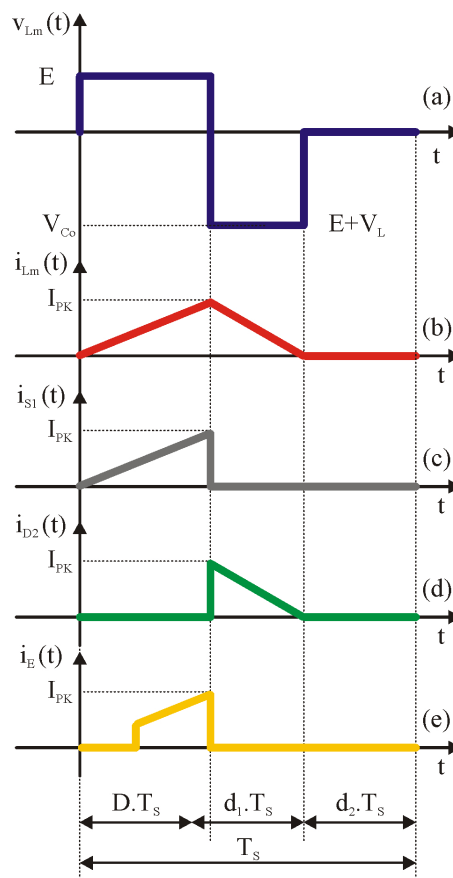


Figura 14: Formas de onda em alta frequência para o conversor flyback CC-CA proposto em DCM: (a) tensão em L_M ; (b) corrente em L_m ; (c) corrente em N_1 (carga); (d) corrente em N_2 (descarga); (e) corrente em E .

(MARCHESAN, 2007), (DALLA COSTA, 2008) e (CERVI, 2008). Tais ignitores podem ser implementados a partir do uso de um de um SIDAC ou *spark-gap* (MARCHESAN, 2007), (DALLA COSTA, 2008) ou a partir do uso de um interruptor ativo como MOSFET (CERVI, 2008), sendo o primário do transformador normalmente conectado a um barramento CC de tensão em reatores eletrônicos.

Neste trabalho, a utilização de um circuito ignitor com alta relação de transformação foi utilizada a partir da conexão do primário do transformador a um MOSFET e à fonte de tensão (além de um circuito *snubber*) similar ao implementado em (CERVI, 2008), conforme Figura 15. Para aplicação comercial do conversor proposto, uma investigação mais detalhada para definição do ignitor mais apropriado é indicada, pois é possível a implementação do mesmo a partir do uso de SIDAC ou *spark-gap*, entre outras possibilidades.

Recomenda-se também uma investigação criteriosa para análise do efeito do indutor em série (secundário) com a lâmpada na dinâmica e funcionamento geral do conjunto reator lâmpada, conforme apresentada em (GARCIA et al., 2007), (GARCIA et al., 2006), efeitos que serão somente marginalmente avaliados nesta dissertação. Único detalhe a ser descrito no ignitor utilizado é que o mesmo deve ser projetado para suportar a corrente magnetizante necessária à ignição (efeito transformador), uma vez que a tensão aplicada à lâmpada é a multiplicação da tensão no primário pela relação de transformação do transformador utilizado. Em regime permanente, o núcleo magnético tende a facilmente saturar devido à alta indutância em série com a lâmpada em conjunto com sua relativamente alta corrente nominal.

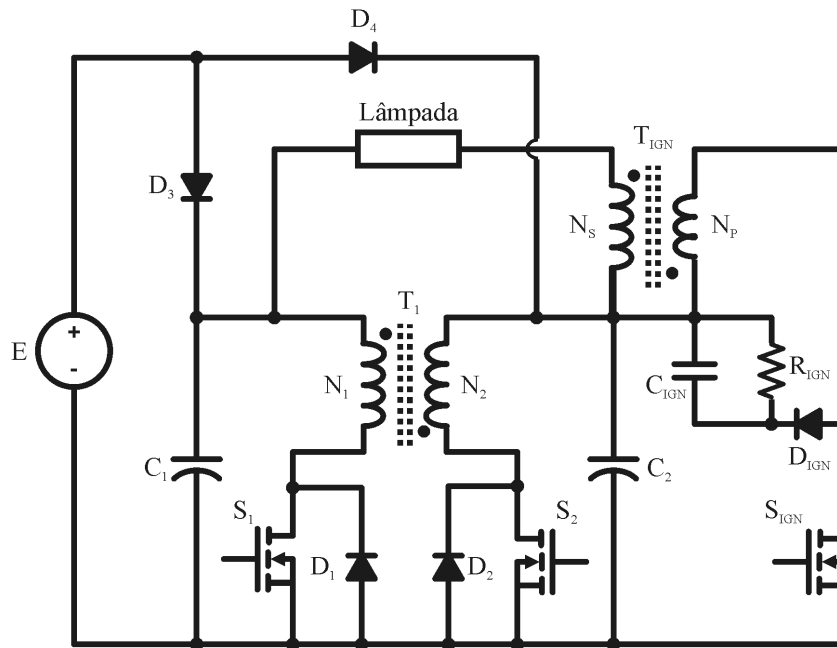


Figura 15: Implementação de um circuito auxiliar de ignição ao conversor proposto.

Com relação ao conversor proposto e às características da lâmpada HID, é necessário estabelecer uma rotina para a ignição e estabilização da mesma. O fluxograma da Figura 16 proporciona uma visão geral da proposta a ser implementada com o conversor *flyback* CC-CA.

Inicialização : Primeiramente, o conversor é inicializado após a estabilização da fonte auxiliar necessária à alimentação do circuito de medição e controle. Medindo a

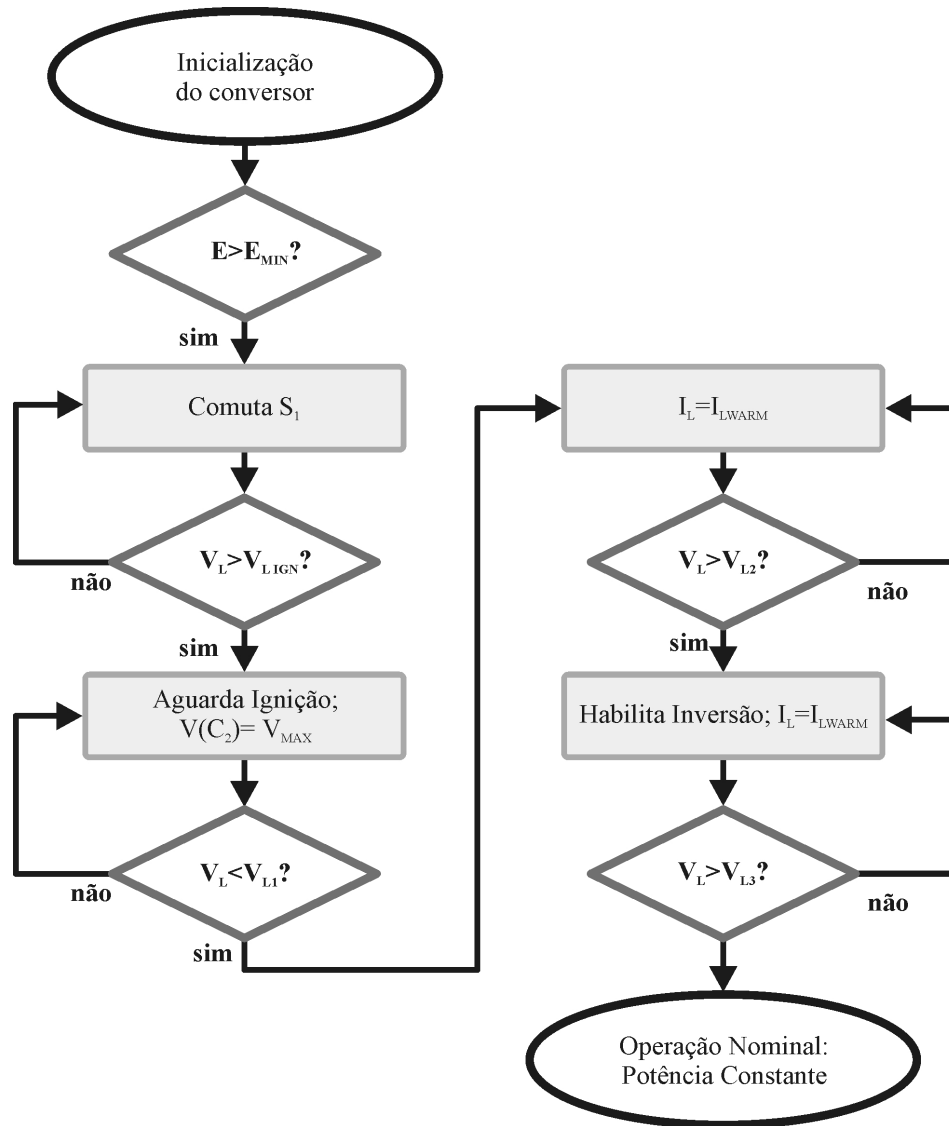


Figura 16: Fluxograma da lógica proposta para ignição e estabilização da lâmpada HID.

tensão nos capacitor C_1 e C_2 , a estabilização da tensão E é aguardada.

Comutação de S_1 : uma vez que E for maior que a tensão de entrada mínima E_{MIN} , o conversor passa a comutar S_1 em alta frequência, carregando C_2 e estabelecendo uma diferença de potencial entre C_1 e C_2 (aplicada à lâmpada).

Aguarda ignição : A tensão é mantida constante em $V(C_2) = V_{MAX}$ (tipicamente acima de 100 V) utilizando regulação através do controle da razão cíclica com base na medição da tensão no capacitor C_2 aplicando-se controle por histerese com baixa frequência de atualização. O conversor passa a aguardar a ignição da lâmpada, a qual é detectada através da medição das tensões em C_1 e C_2 . Devido à necessidade de resposta rápida do conversor, essas tensões são medidas com alta frequência de amostragem, aproximadamente $0,5 \cdot f_s$.

$I_L = I_{LWARM}$: se a diferença de tensão entre C_2 e C_1 (a tensão V_L) for menor que um valor mínimo V_{L1} , tipicamente 20 V para lâmpadas HID, interpreta-se que ocorreu a ignição da lâmpada. A partir disso, a corrente passa a ser controlada em um valor 30% acima da corrente nominal, I_{LWARM} .

Habilita inversão : com a corrente constante, a tensão da lâmpada passa a subir gradativamente. Ao atingir um determinado valor V_{L2} , tipicamente 30 V, a inversão da tensão na lâmpada em baixa frequência é habilitada.

Operação Nominal : com a corrente regulada em I_{LWARM} e invertendo a tensão da lâmpada, a tensão continua subindo de forma gradual até atingir um determinado valor V_{L3} , tipicamente 80% da tensão nominal, quando o conversor entra em operação nominal, regulando a potência da lâmpada na tensão nominal.

3.3 Conclusão

Este capítulo apresentou o conversor *flyback* CC-CA aplicado à alimentação de lâmpadas HID proposto como parte principal da dissertação, o descrevendo qualitativamente e apresentando os principais aspectos relativos a seu princípio de funcionamento e justificativa.

4 CONVERSOR PROPOSTO EM CONDUÇÃO DESCONTÍNUA

Este capítulo tem por objetivo o projeto do conversor *flyback* CC-CA proposto neste trabalho a partir de uma fonte de tensão CC para o modo descontinuo de condução.

4.1 Projeto

Primeiramente, a razão cíclica de trabalho D é calculada. Para isso, modo crítico de condução (BCM) é assumido para a máxima potência (pior caso), onde a tensão na lâmpada tem valor nominal, V_L , como mostrado em (4.1).

$$D = \frac{E + V_L}{2 \cdot E + V_L} \quad (4.1)$$

Alternativamente, D pode ser definida a partir da potencial integração do estágio de correção de fator de potência (PFC) integrado ao *flyback* CC-CA, fixando a razão cíclica compartilhada (D_{PFC}) para BCM no pico da tensão de alimentação alternada V_{CA} (pior caso) na máxima potência do conversor (MARCHESAN, 2007), (DALLA COSTA, 2008). Para isso, uma opção de conversor interessante é o conversor rebaixador-elevador por acumulação indutiva (*buck-boost*), já que pode sintetizar sua tensão de saída dentro de uma larga faixa de valores. A equação (4.2) apresenta a expressão para D_{PFC} .

$$D_{PFC} = \frac{E}{E + \sqrt{2} \cdot V_{AC}} \quad (4.2)$$

A indutância magnetizante do conversor *flyback* CC-CA, L_m , pode ser obtida analisando-se a corrente média através dos interruptores S_1 e S_2 , cujo valor pode ser calculado usando (4.3).

$$I_{S1} = I_{S2} = \frac{1}{2} \cdot \frac{E \cdot D^2}{2 \cdot L_m \cdot f_s} \quad (4.3)$$

Como a tensão de entrada E é constante e a média da corrente através dos capacitores é nula, a corrente média nos interruptores pode ser derivada pela soma da corrente na carga (lâmpada) e a corrente de entrada do conversor, a qual é deduzida a partir do balanço de

potência do circuito, visto que a potência é dada pela multiplicação da corrente média pela tensão da fonte CC (o que pode ser deduzido a partir da definição de potência (DESOER, 1988), (BARBI, 2006)), como mostrado em (4.4).

$$I_{S1} = I_{S2} = \frac{1}{2} \cdot \left[\left(\frac{P_L}{E} \cdot \frac{1}{\eta_{fly}} \right) + \frac{P_L}{V_L} \right] \quad (4.4)$$

Onde η_{fly} é a eficiência estimada do conversor e P_L a potência nominal da lâmpada. Igualando (4.3) e (4.4), obtém-se o valor da indutância magnetizante L_m , como mostrado em (4.5).

$$L_m = \frac{E^2 \cdot D^2 \cdot \eta_{fly}}{2 \cdot f_s \cdot P_L} \cdot \left(\frac{V_L}{E \cdot \eta_{fly} + V_L} \right) \quad (4.5)$$

A capacitância dos capacitores C_1 e C_2 deve ser especificada dentro de uma faixa a partir de um mínimo que garanta ondulação de alta frequência da corrente abaixo de 5% (DALLA COSTA et al., 2007), (MARCHESAN, 2007), e um máximo que atenda ao critério de estabilidade que evite a ocorrência de instabilidades, mesmo em malha aberta (ALONSO et al., 2007). Em termos de ondulação percentual máxima, $\Delta V_o\%$, o valor mínimo das capacitâncias de C_1 e C_2 é calculado a partir de (4.6).

$$C_1 = C_2 = C_o = \frac{I_L \cdot D}{2 \cdot \Delta V_o\% \cdot f_s} \quad (4.6)$$

Onde I_L é a corrente nominal da lâmpada.

Para definição do valor máximo de capacitância, um critério de estabilidade é apresentado na seção modelagem deste trabalho.

4.2 Especificação dos componentes do circuito

Para a especificação dos componentes do conversor, é fundamental a análise dos esforços nos semicondutores e outros elementos. Dessa forma, nesta sub-seção, são calculados os parâmetros mais importantes para especificação dos componentes utilizados: tensões máximas em MOSFETs, diodos e capacitores, correntes médias em diodos e médias quadráticas (RMS) nos MOSFETs. Salienta-se que, por praticidade, esta sub-seção também apresenta cálculos para componentes adicionais inseridos em um circuito de medição posteriormente apresentado.

O dimensionamento núcleo magnético assim como o projeto completo do indutor acoplado do *flyback* pode ser feito com base em (BARBI, 2007), sendo que todas as grandezas necessárias para o projeto podem ser calculadas com base nas equações que seguem. Relação de transformação unitária é assumida em todos os cálculos desta sub-seção, assim como da dissertação. Relações não unitárias para o conversor proposto são possíveis em outras aplicações.

Analisando o circuito da Figura 22, concluiu-se que a máxima tensão *dreno-source* dos

MOSFETs é igual à máxima para D_3 e D_6 dado por (4.9).

$$V_{S1} = V_{S2} = V_{D3} = V_{D6} = 2 \cdot E + V_L \quad (4.7)$$

As tensões reversas máximas em D_4 e D_5 são praticamente nulas porque eles não operam efetivamente na região de bloqueio. A máxima tensão reversa tanto em D_1 quanto em D_5 é dada pela tensão na lâmpada, V_L . Já as tensões máximas nos capacitores C_1 e C_2 são parte principal do princípio de funcionamento do conversor, a soma de V_L e E , conforme (4.8)

$$V_{MAX}(C_1) = V_{MAX}(C_2) = E + V_L \quad (4.8)$$

Os valores das correntes RMS dos MOSFETs são iguais devido à característica simétrica do circuito. Calculando-se a partir da definição de média quadrática (DESOER, 1988), obtém-se (4.9)1.

$$I_{RMS}(S_1) = I_{RMS}(S_2) = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{E}{f_s \cdot L_m} \cdot \sqrt{\frac{D^3}{3}} \quad (4.9)$$

A corrente de pico de carga do núcleo, necessária para o dimensionamento do núcleo magnético e à especificação de MOSFETs e diodos, ou seja, em N_1 , N_2 , S_1 , S_2 , D_4 e D_5 é dada por (4.10).

$$I_{PK} = \frac{E \cdot D}{L_m \cdot f_s} \quad (4.10)$$

Como o enrolamento primário tem indutância igual ao secundário, a corrente de pico reversa de descarga do núcleo é igual à I_{PK} , sendo também a corrente de pico em D_4 e D_5 .

A potência de entrada do circuito é dada pela multiplicação da corrente média de entrada pela tensão de entrada, sendo que a corrente média através de cada diodo de entrada, D_1 e D_2 , é a metade dessa corrente, conforme (4.11).

$$I_{D1} = I_{D2} = \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{P_L}{E} \right) \cdot \frac{1}{\eta_{fly}} \quad (4.11)$$

Analisando de forma semelhante, como a média das correntes nos capacitores é nula, conclui-se que a corrente na lâmpada, I_L , passa através dos diodos série D_3 e D_6 a cada meio ciclo. Assim, a corrente média através de cada diodo é metade da corrente na lâmpada, conforme (4.12)

$$I_{D3} = I_{D6} = \frac{1}{2} \cdot I_L \quad (4.12)$$

Lembrando novamente que as correntes médias nos capacitores são nulas, conclui-se que a corrente média através dos diodos série D_4 e D_5 é igual à soma das correntes de I_{D3} e I_{D4} , ou seja, metade da soma da corrente de entrada e da corrente da lâmpada,

conforme já mostrado em (4.3) e (4.4) para a média nos MOSFETs.

$$I_{D4} = I_{D5} = \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{P_L}{E} \cdot \frac{1}{\eta_{fly}} + I_L \right) \quad (4.13)$$

4.2.1 Análise das perdas do circuito

As perdas do circuito proposto podem ser divididas como segue.

Magnéticas ou no núcleo magnético: relativas ao tipo (ferrite) e tamanho do núcleo, à variação de energia no núcleo em cada ciclo e à frequência de comutação. Essa perda ocorre histerese e correntes parasitas, podendo ser calculada a partir de (4.14) (BARBI, 2007).

$$P_{Mag} = Ve \cdot \Delta Bm^{2,4} \cdot (k_H \cdot f_s + k_E \cdot f_s^2) \quad (4.14)$$

Onde Ve é o volume efetivo do núcleo (cm^3), ΔBm a variação máxima do fluxo magnético (em Teslas), K_H o coeficiente de perdas por histerese e K_E o coeficiente de perdas por correntes parasitas.

Perdas nos enrolamentos: perdas nas resistências dos enrolamentos do indutor, neste caso dadas por (4.15) (que considera o enrolamento N_1 igual a N_2).

$$P_{N1N2} = 2 \cdot [I_{RMS}(S_1)^2 + I_{RMS}(D_3)^2] \cdot R_{N1} \quad (4.15)$$

Onde $I_{RMS}(D_3)$ é a corrente RMS através de D_3 e R_{N1} é a resistência do enrolamento N_1 , sendo que $I_{RMS}(D_3)$ pode ser calculada de forma similar ao $I_{RMS}(S_1)$ e é dada por (4.16).

$$I_{RMS}(D_3) = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{E}{f_s \cdot L_m} \cdot \sqrt{\left[\left(\frac{E}{E+V_L} \right) \cdot D \right]^3} \quad (4.16)$$

Perdas nos diodos: as mais relevantes nos diodos ocorrem devido à sua recuperação reversa e à sua queda de tensão em condução (V_D), perda dada pela multiplicação de V_D pela corrente média do diodo I_D , conforme (4.17). As perdas de recuperação reversa não serão avaliadas neste trabalho por representarem uma parcela muito pequena das perdas nos diodos em função de sua característica de recuperação ultra-rápida.

$$P_D = I_D \cdot V_D \quad (4.17)$$

Perdas nos MOSFETs: para este circuito, dividem-se em perdas em condução e em comutação (não há perdas nos diodos intrínsecos). As perdas em condução ocorrem devido à resistência equivalente em condução do MOSFET, R_{DSon} , como em (4.18).

$$P_{ON}(S_1) = P_{ON}(S_2) = I_{RMS}(S_1)^2 \cdot R_{DSon} \quad (4.18)$$

Já as perdas em comutação ocorrem devido à carga e descarga do capacitor intrínseco equivalente *dreno-source*, C_{DS} , e ao cruzamento de tensão *dreno-source* V_{DS} e corrente de dreno I_{DS} quando o MOSFET entra e sai de condução. Para este caso, como há corrente apenas na saída de condução (DCM), as perdas por cruzamento são devidas ao pico de corrente no MOSFET, I_{PK} (dada em (4.10)) durante o tempo t_{off} de saída de condução (subida de V_{DS}), conforme (4.19).

$$P_{VI}(S_1) = P_{VI}(S_2) = \frac{1}{8} \cdot I_{PK} \cdot (2 \cdot E + V_L) \cdot t_{off} \cdot f_s \quad (4.19)$$

Onde t_{off} é o tempo de abertura do MOSFET, o qual depende do comando e das características do MOSFET, sendo necessário consultar a folha de dados do mesmo para estimativa.

As perdas provocadas pela capacitância C_{DS} podem ser calculadas a partir da energia armazenada no mesmo, dissipada a cada vez que o MOSFET entra em condução, conforme (4.20).

$$P_{Cds}(S_1) = P_{Cds}(S_2) = \frac{1}{4} \cdot C_{DS} \cdot E^2 \cdot f_s \quad (4.20)$$

4.3 Modelagem do conversor

Nesta seção, um circuito equivalente para o conversor *flyback* CC-CA em DCM é proposto e seu modelo de pequenos sinais apresentado, assim como um critério de estabilidade para garantir operação em malha aberta apropriada a partir da definição de valores máximos de capacitâncias.

4.3.1 Circuito Equivalente DCM

Para o caso de operação em DCM, o circuito equivalente do conversor proposto da Figura 12 (Capítulo 2) pode ser ainda mais simplificado, resultando no circuito da Figura 17. A fonte de corrente I representa a saída do enrolamento secundário, sendo mantidos o capacitor C_o e a fonte de tensão E no circuito. Com essa simplificação, a dinâmica do indutor é ignorada, uma vez que seus efeitos com relação a fase e atenuação são consideráveis apenas na faixa de kHz (SUN et al., 2001), (DAVOUDI; JATSKEVICH; RYBEL, 2006), próximo a frequência de comutação do conversor, f_s , uma faixa bem acima das frequências de interesse neste caso: uma década abaixo de f_s (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001).

4.3.2 Modelo

Analisando-se o circuito da Figura 17 e assumindo uma impedância Z_{Lamp} para a lâmpada HID, o circuito é caracterizado pela equação diferencial (4.21).

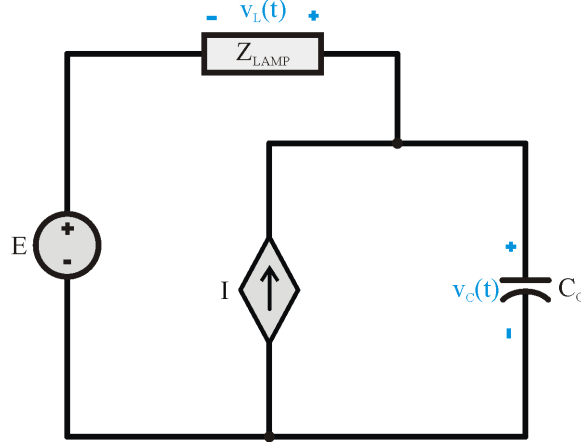


Figura 17: Circuito Simplificado para o conversor em modo de condução descontínua

$$C_o \cdot \frac{dv_L(t)}{dt} + \frac{v_L(t)}{z_{lamp}} = \frac{E^2 \cdot d(t)^2}{2 \cdot L_m \cdot f_s} \cdot \frac{1}{(E + v_L(t))} \quad (4.21)$$

A partir de análise de circuitos, o valor da fonte de corrente I é dado por (4.22).

$$I(t) = \frac{E^2 \cdot d(t)^2}{2 \cdot L_m \cdot f_s} \cdot \frac{1}{(E + v_L(t))} \quad (4.22)$$

Onde $d(t)$ é a razão cíclica de trabalho em função do tempo.

Substituindo-se (4.22) em (4.21), obtém-se a equação somente em função dos parâmetros do conversor (4.23).

$$C_o \cdot \frac{dv_L(t)}{dt} + \frac{v_L(t)}{z_{lamp}} = \frac{E^2 \cdot d(t)^2}{2 \cdot L_m \cdot f_s} \cdot \frac{1}{(E + v_L(t))} \quad (4.23)$$

Pode ser observado que, se $v_L(t)$ for perturbada (derivada parcial) (CHEN, 1999), o segundo termo de (4.23) resulta na razão entre a tensão na lâmpada de pequenos sinais, $\hat{v}_L(t)$, pela impedância de pequenos sinais \hat{z}_{Lamp} (uma variável conhecida e de obtenção simplificada (ALONSO et al., 2007)). Esta razão entre tensão e impedância, a corrente \hat{i}_L , é exatamente a variável de interesse a ser controlada a partir do uso razão cíclica de trabalho $d(t)$ como atuador (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001). Dessa forma, uma vez que $d(t)$ é também variável de interesse, deriva-se parcialmente (4.23) em relação a $v_L(t)$ e $d(t)$, obtendo-se (4.24).

$$C_o \cdot \frac{d\hat{v}_L(t)}{dt} + \frac{\hat{v}_L(t)}{\hat{z}_{lamp}} = \frac{E^2 \cdot D^2}{2 \cdot L_m \cdot f_s} \cdot \frac{-1}{(E + V_L)^2} \cdot \hat{v}_L(t) + \frac{E^2 \cdot D}{L_m \cdot f_s} \cdot \frac{1}{(E + V_L)} \cdot \hat{d}(t) \quad (4.24)$$

Nomeando k_1 o termo constante que multiplica $\hat{v}_L(t)$ no lado direito de (4.24) e k_2 o termo constante que multiplica $\hat{d}(t)$, como em (4.25).

$$\begin{aligned}
 k_1 &= \frac{E^2 \cdot D^2}{2 \cdot L_m \cdot f_s} \cdot \frac{-1}{(E + V_L)^2} \\
 k_2 &= \frac{E^2 \cdot D}{L_m \cdot f_s} \cdot \frac{1}{(E + V_L)}
 \end{aligned}
 \tag{4.25}$$

A equação (4.24) pode ser manipulada e a transformada de Laplace aplicada, resultando na função de transferência apresentada em (4.26).

$$\frac{\widehat{v}_L(s)}{\widehat{d}(s)} = \frac{k_1 \cdot \widehat{z}_{lamp}}{1 + (k_2 + C_o \cdot z) \cdot \widehat{z}_{lamp}}
 \tag{4.26}$$

Dividindo (4.26) por \widehat{z}_{lamp} e substituindo pelos termos de \widehat{z}_{lamp} , dados em (2.1), finalmente a função de transferência da corrente na lâmpada pela razão cíclica de pequenos sinais é obtida, sendo apresentada em (4.27).

$$G_{id}(s) = \frac{\widehat{i}_L(s)}{\widehat{d}(s)} = \frac{\frac{k_2}{k_0 \cdot C_o} \cdot (s + p)}{s^2 + s \cdot \left[z + \frac{1}{C_o} \cdot \left(k_1 + \frac{1}{k_0} \right) \right] + \frac{1}{C_o} \cdot \left(k_1 \cdot z + \frac{p}{k_0} \right)}
 \tag{4.27}$$

A partir de (4.27), é possível definir o valor máximo da capacitância de C_o (C_1 e C_2) para garantir operação estável em malha aberta do conversor (ALONSO et al., 2007), (MARCHESAN, 2007). Tal estabilidade implica que os polos de (4.27) tenham parte real negativa (circuito amortecido). A condição mínima para que isso ocorra é que o denominador de (4.27) tenha coeficientes positivos. Como z é negativo, observa-se que ambos o segundo e o terceiro coeficiente podem ser negativos. Para a obtenção de valores positivos no segundo termo (multiplicando s^1), a inequação (4.28) deve ser obedecida.

$$z + \frac{1}{C_o} \cdot \left(k_1 + \frac{1}{k_0} \right) > 0
 \tag{4.28}$$

Apesar de o terceiro termo do denominador (multiplicando s^0) poder ser negativo matematicamente, é muito improvável que isso aconteça em um sistema real. Em termos absolutos, p é consideravelmente maior que z e k_1 está numa faixa milesimal (10^{-3}) de valor enquanto k_0 está na casa de algumas dezenas.

Portanto, a partir de (4.27), o máximo valor de capacitância para operação estável em malha aberta é definido por (4.29).

$$C_1 = C_2 = C_o < \left(k_1 + \frac{1}{k_0} \right) \cdot \frac{1}{-z}
 \tag{4.29}$$

4.4 Projeto da malha fechada

Esta seção descreve o projeto da malha fechada de realimentação do conversor, onde um compensador foi projetado e inserido na malha com base na análise da resposta em frequência da função de transferência de malha aberta. O conversor a ser controlado é caracterizado pelos parâmetros da Tabela 1, os quais foram especificados e calculados a partir das equações apresentadas neste capítulo.

A dinâmica da lâmpada utilizada é caracterizada por k_0 , z e p ; todos apresentados na Tabela 1. A lâmpada alimentada é uma lâmpada de vapor de sódio (HPS) de 70W de potência e 90V de tensão nominais. O modelo foi obtido com base na aplicação de um degrau de 32V na tensão de 168V de uma fonte de tensão contínua conectada ao conjunto resistência de 141Ω e lâmpada conectados em série - ensaio que possibilita obtenção do modelo de pequenos sinais da lâmpada necessário à obtenção do modelo do conversor. Os parâmetros são obtidos a partir dos dados provenientes das medidas de tensão e corrente na lâmpada e de entrada através dos cálculos de acordo com a proposta de (ALONSO et al., 2007), descrita no Capítulo 2 deste trabalho. A Figura 18 mostra essa resposta, ambas experimentalmente e simulada no programa Matlab utilizando os parâmetros calculados, demonstrando a conformidade do modelo obtido.

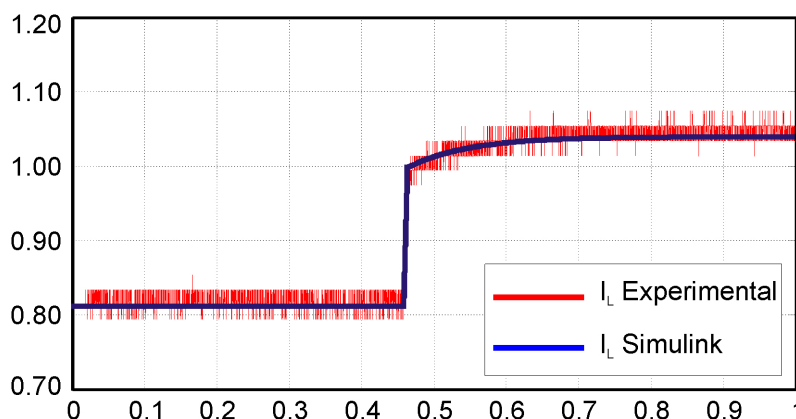


Figura 18: Resposta da corrente da lâmpada ao degrau na tensão de entrada: experimental e simulada (05A/div; 0.1ms/div)

Para o projeto da malha fechada, primeiramente é necessário o estabelecimento de metas de desempenho e confiabilidade. Acima de tudo, a malha tem que ser seguramente estável, com margens de ganho (MG) e fase (MF) acima de 6 dB e 45° respectivamente (OGATA, 2007). Além disso, é também importante que a malha alcance erro nulo em regime permanente (garantindo regulação) e com uma frequência de corte f_c - mais de uma década abaixo de f_s (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001) - que garanta um bom desempenho para a aplicação. Neste caso, especificada em 1kHz, o que habilita a malha a compensar uma provável ondulação de tensão com o dobro da frequência da rede CA no barramento CC.

Em segundo lugar, é necessário analisar a planta a ser controlada observando-se a resposta em frequência de sua função de transferência. Para lâmpadas HID, controle potência é necessário (OLSEN; DREEBEN, 2011). Este trabalho, todavia, propõe controle de corrente (DALLA COSTA et al., 2012), ajustando a referência de corrente de acordo com a tensão na lâmpada e mantendo assim potência constante ao longo da vida útil da lâmpada, já que a mesma está sujeita a alterações em sua tensão de acordo com

Tabela 1: Especificação dos componentes do protótipo: DCM

Parâmetros do conversor		
E	Tensão de entrada	200V
V_L	Tensão nominal da lâmpada	90V
f_L	Frequência da tensão na lâmpada	60 Hz
P_L	Potência nominal da lâmpada	70W
k_0	Ganho do modelo CA da lâmpada	41,7 Ω
z	Zero do modelo CA da lâmpada	-3.101 krad/s
p	Polo do modelo CA da lâmpada	14.730 krad/s
f_s	Frequência de comutação	50kHz
D	Razão cíclica de trabalho	39.0%
L_m	Indutância magnetizante	243 μH
T_1	Núcleo do <i>flyback</i>	E 42/15
C_1, C_2	Capacitores de saída	1,2 μF
S_1, S_2	Interruptores ativos (MOSFETs)	SPW17N80C3 (0,5 $\Omega @ 100^\circ C; 800V$)
$D_{1-2}; D_3;$ D_6	Interruptores passivos (Diodos)	UF4007
D_{4-5}	Interruptores passivos (Diodos)	MUR480

a temperatura ambiente e seu envelhecimento (GROOT; VLIET, 1986). O diagrama de blocos da Figura 19 mostra a estrutura da malha implementada.

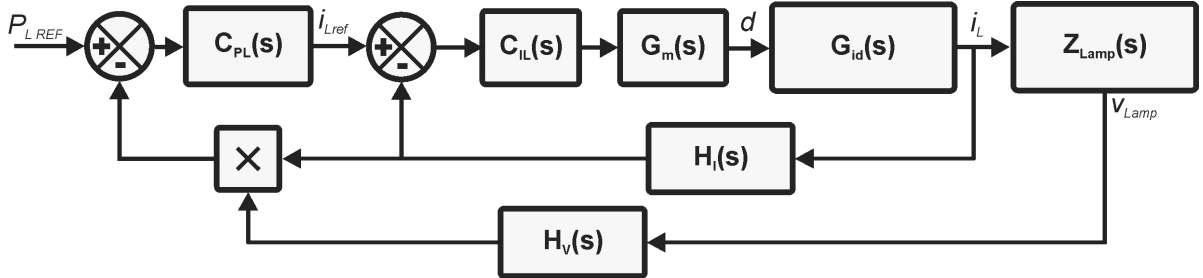


Figura 19: Diagrama de blocos da malha fechada para o conversor em DCM.

A partir dos parâmetros da Tabela 1 e dos modelos apresentados previamente, é possível calcular a função de transferência de $\hat{i}_L(s)$ por $\hat{d}(s)$, mostrada em (4.30).

$$G_{id}(s) = \frac{8.89 \cdot 10^4 \cdot s + 1.31 \cdot 10^9}{s^2 + 1.94 \cdot 10^4 \cdot s + 2.87 \cdot 10^8} \quad (4.30)$$

Para a verificação do modelo obtido, foram feitas simulações no programa PSIM com o modelo completo da lâmpada proposto por (BEN-YAAKOV, 1998) (BEN-YAAKOV; SHVARTSAS; GLOZMAN, 2002) e bem sucedidamente utilizado por (ALONSO et al., 2007). O modelo emula a dinâmica completa da lâmpada HID (sua impedância de grandes sinais). A Figura 20 mostra resultados da simulação de (4.30), apresentando a resposta do conversor em malha aberta operando em condição nominal e do modelo obtido a um degrau de -1% em D , provando a conformidade do modelo obtido.

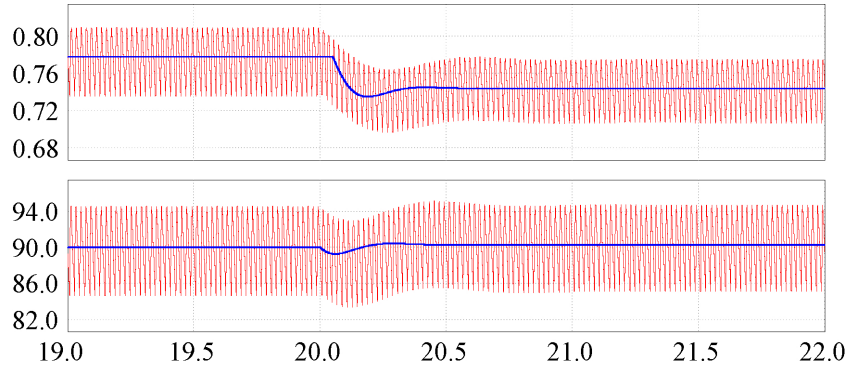


Figura 20: Resposta ao degrau de -1% em D para o conversor flyback proposto em DCM: corrente na lâmpada simulada e a partir do modelo (topo); corrente na lâmpada simulada e a partir do modelo (abaixo) (20 mA/div ; 4 V/div ; $500 \text{ } \mu\text{s/div}$).

O diagrama de Bode considerando ganhos unitários para sensor e modulador é apresentado na Figura 21. A inerente estabilidade do conversor em malha aberta pode ser observada, com $MG > 6\text{dB}$ e $PM > 60^\circ$, confirmando o critério de estabilidade de (4.29), o qual resulta em um valor máximo de $8.7\mu\text{F}$ para a capacitância de C_1 e C_2 .

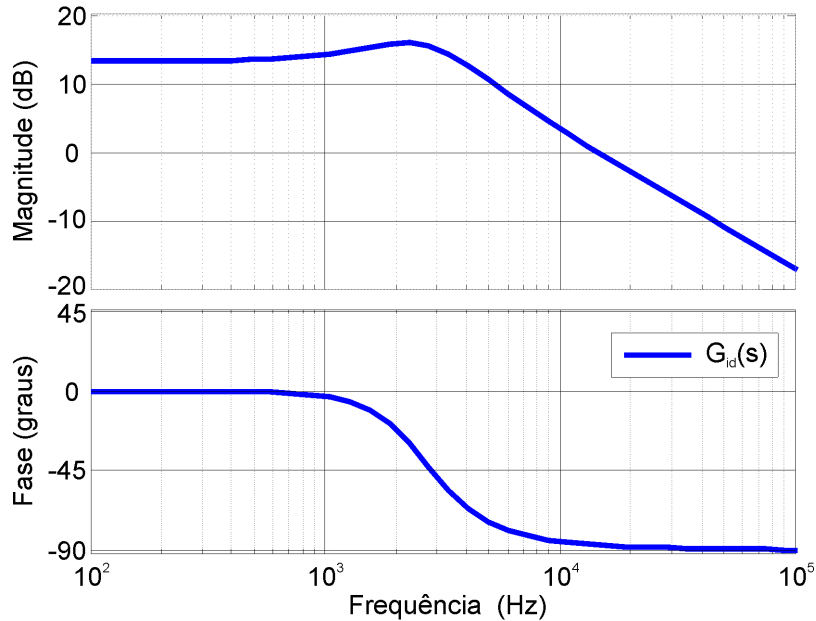


Figura 21: Diagrama de Bode para G_{id} .

Outro importante elemento para o projeto é a simplicidade de sua implementação. Observa-se no diagrama de Bode da Figura 21 que não há atenuação (inclinação no ganho, com progressiva redução) na frequência de corte de especificada de 1 kHz, impedindo o uso de um simples controlador proporcional-integral (PI). Dessa forma, um circuito passa-baixas de primeira ordem composto por um resistor e um capacitor (RC) foi inserido na medição de corrente (parte de $H(s)$, (OGATA, 2007)). O passa-baixas foi projetado com frequência de corte de 500 Hz, ($\frac{1}{2}$ de f_c), proporcionando a atenuação necessária para a compensação a partir de um PI.

A malha fechada foi implementada digitalmente de acordo com o circuito de medição da Figura 22. Uma visão geral dessa implementação pode ser obtida a partir do diagrama de blocos da Figura 23, sendo que a Tabela 2 resume todos os parâmetros especificados e calculados da malha fechada. No diagrama de blocos, observam-se os sensores de corrente e tensão, G_{SenseI} e G_{SenseV} , conectados aos respectivos blocos de conversão analógico-digital (ADC), G_{ADi} e G_{ADv} . Os sinais de tensão e corrente são multiplicados e subtraído da potência de referência, possibilitando o cálculo da referência de corrente a partir do compensador $C_{PL}(s)$. Neste caso, o controlador de potência $C_{PL}(s)$ foi implementado a partir da comparação com a referência nominal e aplicando controle por histerese atualizado a cada dez segundos. Então, a partir da referência e do sinal medido de corrente, a razão cíclica de trabalho do conversor é então definida através do compensador C_{IL} e do ganho do modulador G_m , fechando a malha de regulação da corrente na lâmpada.

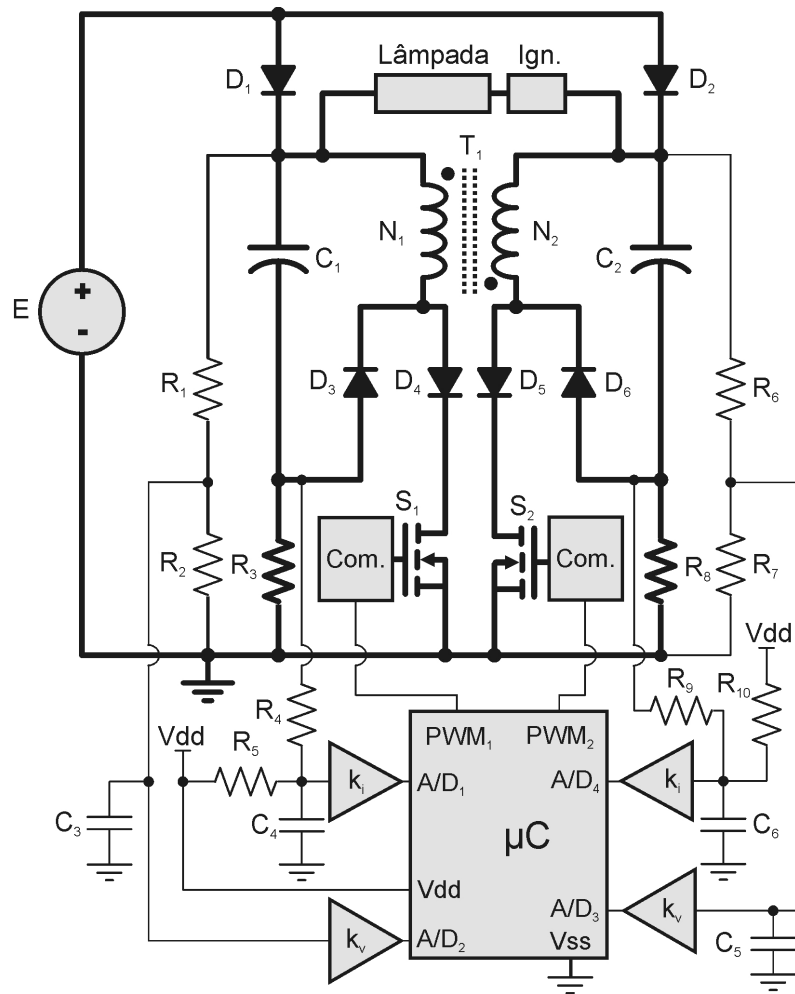


Figura 22: Circuito de medição e controle para o conversor em DCM

Com relação ao circuito de medição, R_3 consiste no resistor série para medição da corrente na lâmpada $i_L(t)$, enquanto R_4 e R_5 aplicam um deslocamento positivo no sinal de tensão medido com a conexão de R_5 à fonte de alimentação V_{dd} (que alimenta tanto o microcontrolador quanto o ADC). Sendo negativo devido à corrente negativa em relação à referência, o sinal torna-se positivo e inversamente proporcional à corrente utilizando o princípio da sobreposição, (DESOER, 1988). Desconsiderando-se C_4 , a tensão de medição V_m é dada por (4.31).

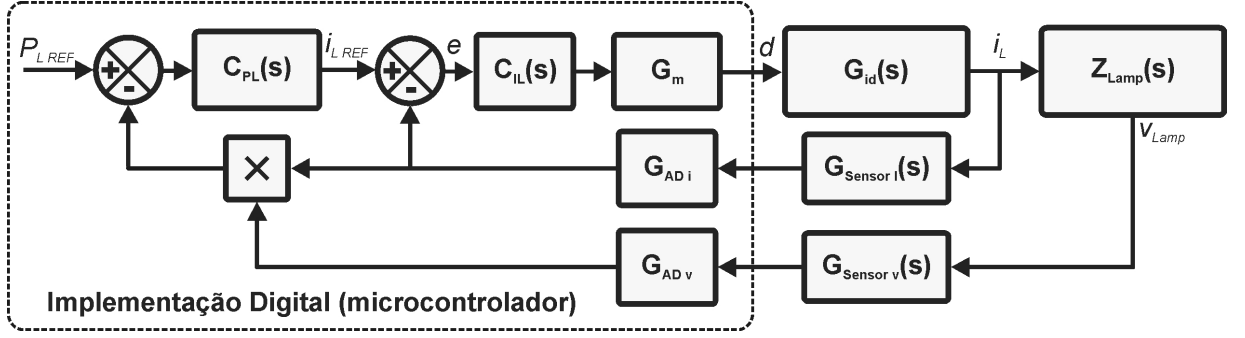


Figura 23: Diagrama de blocos da malha fechada para o conversor em DCM implementada digitalmente

$$V_m(t) = \left(\frac{R_4}{R_4 + R_5} \right) \cdot V_{dd} - \left(R_3 \cdot \frac{R_5}{R_4 + R_5} \right) \cdot i_L(t) \quad (4.31)$$

C_4 e o paralelo de R_4 e R_5 compõe o filtro passa-baixas RC. A equação que descreve o ganho do circuito, $G_{RC}(s)$, é apresentada em (4.32). Referindo-se aos blocos da Figura 23, $G_{Sensor I}$ é dado pela multiplicação do resistor série R_3 e $G_{RC}(s)$.

$$G_{RC}(s) = \frac{1}{s + \frac{R_4 \cdot C_4}{R_4 + R_5}} \quad (4.32)$$

O sinal positivo é então amplificado, aplicando-se um ganho k_i através de um circuito amplificador não inversor que utiliza um amplificador operacional (*op-amp*) alimentado com V_{dd} e $0V$ (*rail-to-rail*). O sinal é amplificado com o objetivo de alcançar apropriada resolução utilizando um valor baixo de R_3 e, assim, reduzindo-se as perdas de potência neste resistor devidas a circulação da corrente da lâmpada. Este sinal positivo de tensão é então aplicado ao pino do microcontrolador habilitado para conversão AD, A/D_1 , a partir do qual o microcontrolador realiza a amostragem do sinal em modo 8 bits (AD_i a uma taxa de 10 kHz ($f_a = 10 \cdot f_c$) de forma centro-alinhada ao modulador por largura de pulso (PWM), conforme recomendado por (OGATA, 1994)). A resolução percentual de corrente proporcionada pelo circuito é dada por (4.33).

$$Res\%_i = \left\{ R_3 \cdot \frac{R_5}{R_4 + R_5} \cdot k_i \cdot \left[\frac{(2^{AD_i} - 1)}{V_{dd}} \right] \cdot \frac{P_L}{V_L} \right\}^{-1} = 5,80\% \quad (4.33)$$

R_8 , R_9 , R_{10} e C_6 são duais a R_3 , R_4 , R_5 e C_4 , habilitando a medida da corrente de descarga em N_2 .

D_3 e D_6 foram inseridos no circuito original para habilitar a medição de corrente e, junto com D_4 e D_5 , evitar a condução do diodo anti-paralelo intrínseco dos MOSFETs (que possuem resposta lenta). Para isso, D_4 e D_5 bloqueiam e condução do diodo intrínseco, enquanto D_3 e D_6 conduzem as correntes de descarga do *flyback* através de N_1 e N_2 . Como a média das correntes através de ambos C_1 e C_2 é nula, a corrente média através dos diodos

Tabela 2: Parâmetros da realimentação implementada em DCM

Parâmetros da realimentação implementada		
f_c	Frequência de Corte	1 kHz
MF	Margem de fase	108°
MG	Margem de ganho	Infinito
R_3	Resistor de medição de i_L	0,5 Ω
R_4	Resistor paste do divisor de tensão	1,8 k Ω
R_5	Resistor paste do divisor de tensão	12 k Ω
C_4	Capacitor de filtro	220 nF
k_i	Ganho de corrente	$k_i= 2$: MC34074 Onsemi amp-op (13V/ μs)
f_{clock}	Frequência de barramento do microcontrolador	16MHz
G_m	Ganho do modulador	50kHz/ 16MHz= 1/320
f_a	Frequência de Amostragem	10 kHz
V_{dd}	Tensão de alimentação do microcontrolador	5V
G_{ADi}	Ganho do conversor A/D	8 bits: ($2^8 - 1$)/5V = 51
G_{ADv}	Ganho do conversor A/D	10 bits: ($2^{10} - 1$)/5V = 205
μC	Microcontrolador	Freescale 8 bits MC9S08EL32

D_3 e D_6 correspondem, respectivamente, às correntes médias de descarga através de N_1 e N_2 : as correntes negativa e positiva na lâmpada.

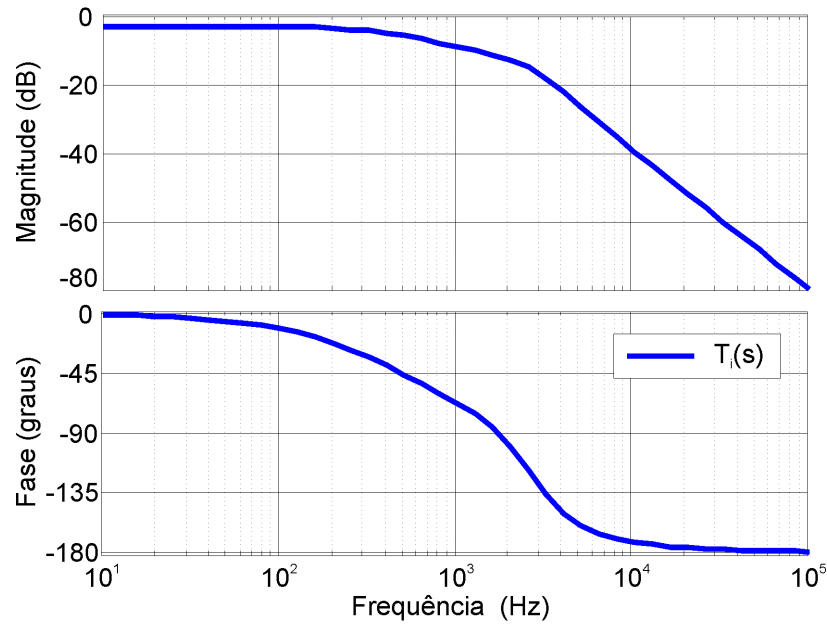
Dessa forma, sob o aspecto de resposta dinâmica, o sensoriamento de corrente pode ser caracterizado por (4.34).

$$H_i(s) = R_3 \cdot G_{RC}(s) \cdot k_i \cdot G_{ADi} \quad (4.34)$$

Assim, com a inclusão de todos os ganhos da medição de corrente, obtém-se (4.35), a função de transferência de malha aberta da realimentação proposta, considerando ganho unitário para o compensador. G_m representa o ganho do modulador centro-alinhado à amostragem, habilitando discretização por retenção de ordem zero, ZOH, (OGATA, 1994). A Figura 24 mostra o diagrama de Bode para $T_i(s)$.

$$T_i(s) = H_i(s) \cdot G_m(s) \cdot G_{id}(s) \quad (4.35)$$

A partir do gráfico, conclui-se que pode ser aplicada análise da estabilidade por resposta em frequência para o projeto da malha fechada, já que não ocorrem múltiplos cruzamentos por $\pm 180^\circ$ de fase (OGATA, 2007). Além disso, observa-se que um compensador é necessário para eliminar o erro em regime permanente. Portanto, um polo na origem ($0 rad/sec$) foi inserido no compensador, aumentando o ganho da malha em baixas frequências. Posteriormente, um zero foi então inserido uma década abaixo da frequência de corte especificada, f_c , para evitar que o polo na origem influencie na fase em f_c . Ainda, o ganho do compensador foi ajustado para obter a especificada f_c . O compensador

Figura 24: Diagrama de Bode para T_{id} .

resultante é apresentado em (4.36), consistindo em um regulador PI.

$$G_{PI}(s) = 2,77 \cdot \frac{s + 628,3}{s} \quad (4.36)$$

A Figura 25 mostra o diagrama de Bode para a malha compensada. Parâmetros relativos a estabilidade e desempenho são mostrados na Tabela 2, alcançando todas as metas propostas.

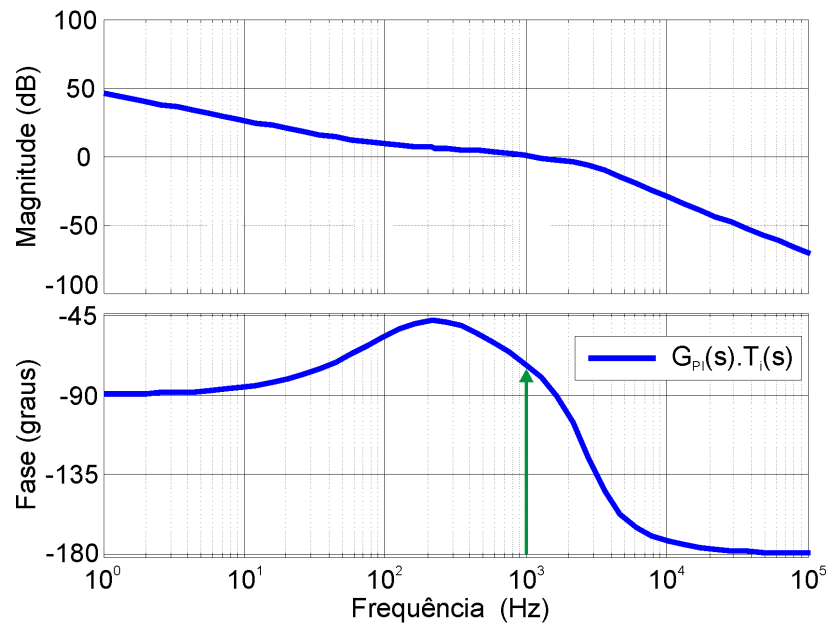


Figura 25: Diagrama de Bode para a malha compensada.

O compensador PI foi implementado digitalmente pelo método *redesign* a partir da

amostragem de 10kHz sincronizada de forma centro-alinhada ao PWM, habilitando o projeto pela aproximação por retentor de ordem zero (OGATA, 1994), chegando à equação no domínio discreto z (4.37).

$$G_{PI}(z) = \frac{2,77 \cdot z - 2,60}{z - 1} \quad (4.37)$$

De (4.37), o controlador foi implementado no microcontrolador através da equação de diferenças (4.38).

$$w(k) = w(k - 1) + k_a \cdot e(k) - k_b \cdot e(k - 1) \quad (4.38)$$

Onde $w(k)$ é a largura de pulso no instante atual de amostragem, $w(k - 1)$ a largura na amostragem anterior, e $e(k)$ e $e(k - 1)$ os correspondentes erros. Para habilitar a implementação dessa equação em um microcontrolador de 8 bits e 16 MHz de frequência de barramento (oscilador interno), os valores dos ganhos k_a e k_b foram aproximados utilizando deslocamento de bits (para a direita, multiplicando por 2) nos bytes de erro. Dessa forma, apesar de os valores calculados exatos de k_a e k_b serem 2.77 e 2.60, os valores aproximados 2.0 e 1.0 foram utilizados no protótipo implementado.

É importante salientar que o circuito de medição proposto também executa as medições das tensões nos capacitores C_1 e C_2 , implementadas através de divisores de tensão resistivos com ganho 1/100 compostos por R_1 , R_2 , R_6 e R_7 , os filtros C_3 e C_5 e o ADC em modo 10 bits (AD_v) com um circuito de ganho k_v unitário (*buffer*) implementado com o mesmo *op-amp* utilizado para a implementação de k_i (encapsulamento *quad*).

O *buffer* foi implementado devido a problemas relativos a ruído e confiabilidade do circuito, podendo se tornar desnecessário em uma implementação com um melhor arranjo (*layout*) de placa de circuito impresso. As medidas das tensões em C_1 e C_2 são implementadas para a detecção de falhas, tais como circuito de saída aberto ou sobretensão de entrada, além do sensoriamento de v_L , necessário para a implementação do pós-ignição, aquecimento e controle de potência.

4.5 Resultados Experimentais

Esta seção apresenta resultados experimentais do protótipo implementado, salientando sua alimentação a partir de uma fonte de tensão CC. A eficiência medida foi de 84.5% (incluindo-se o circuito de controle), encontrando-se dentro de uma faixa esperada para o conversor alimentando uma carga de 70W e 90V a partir de uma fonte CC de 200V.

O conversor obteve desempenho conforme esperado na ignição, *warmup* e regime permanente, apresentando regulação da corrente durante o *warmup* e da potência em regime permanente (condições nominais).

A medição alcançou comportamento com mínimo ruído e a resposta a distúrbios externos da malha de controle foi muito satisfatória, sendo comprovada experimentalmente a partir da aplicação de degraus na tensão de entrada.

4.5.1 Ignição e Aquecimento

A Figura 26 mostra a tensão e corrente na lâmpada durante os processos de ignição e aquecimento (*warmup*, onde observa-se operação em CC no começo e forma de onda quadrada CA depois que a lâmpada atinge um certo valor de tensão (aproximadamente 35 V)).

As Figuras de 27 a 33 mostram o processo com maior riqueza de detalhes, onde pode-se observar a corrente da lâmpada sendo regulada com referência fixa durante todo o processo. O especificado em projeto é que ela seja mantida fixa até que a lâmpada atinja um valor de tensão próximo à nominal, sendo controlada acima da corrente nominal (em 1 A em vez de 0,78 A), sendo que essa regulação 30% acima do valor nominal é realizada para acelerar o processo de *warmup*.

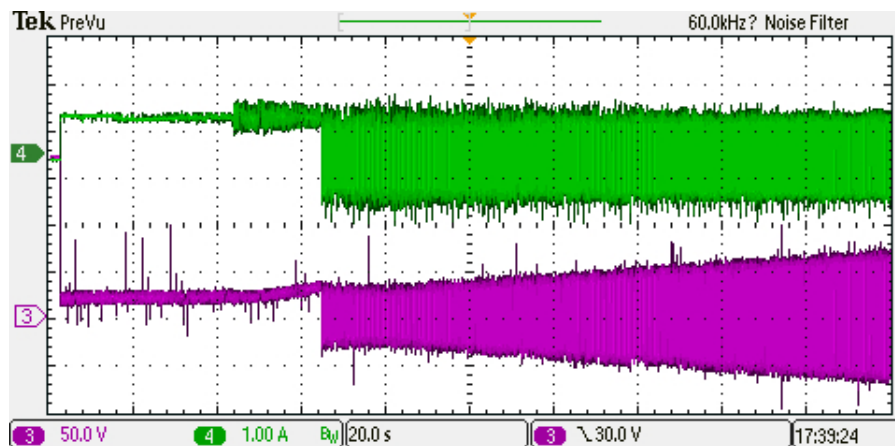


Figura 26: Corrente (topo) e tensão (abaixo) na lâmpada durante ignição e *warmup* (50 V/div; 1 A/div; 40 s/div).

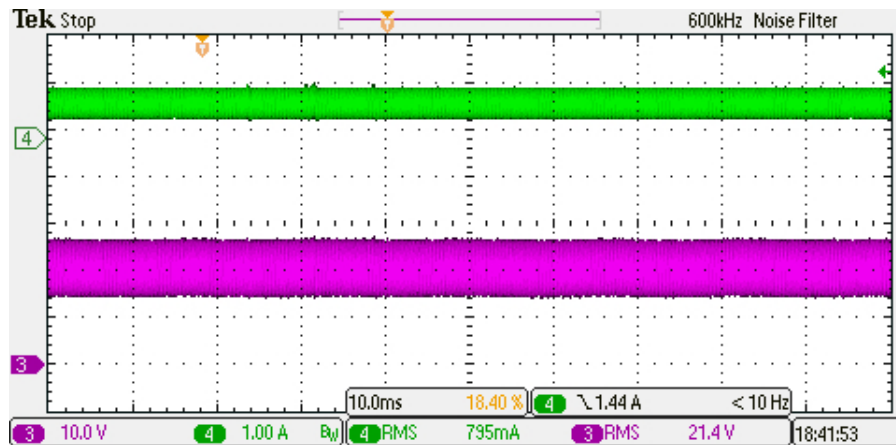


Figura 27: Corrente (topo) e tensão (abaixo) na lâmpada durante *warmup* (10 V/div; 1 A/div; 10 ms/div).

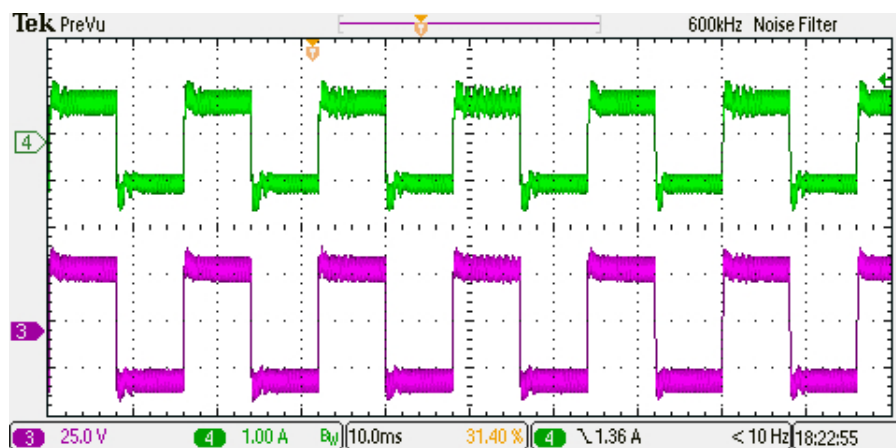


Figura 28: Corrente (topo) e tensão (abaixo) na lâmpada durante *warmup* (25 V/div; 1 A/div; 10 ms/div).

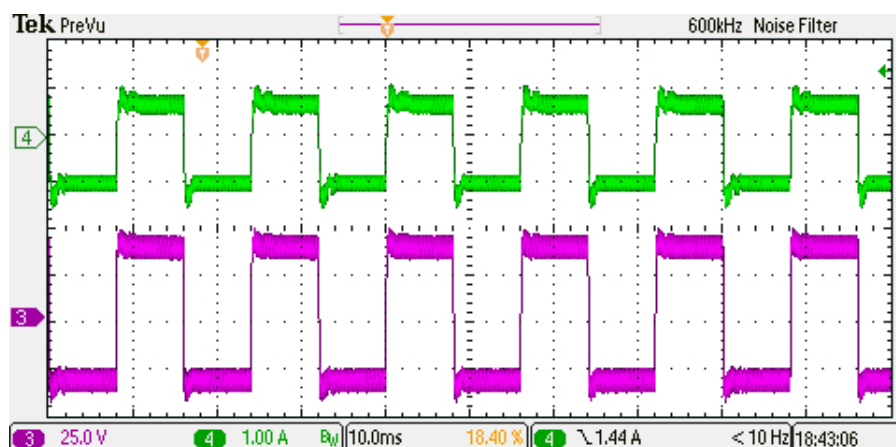


Figura 29: Corrente (topo) e tensão (abaixo) na lâmpada durante *warmup* (25 V/div; 1 A/div; 10 ms/div).

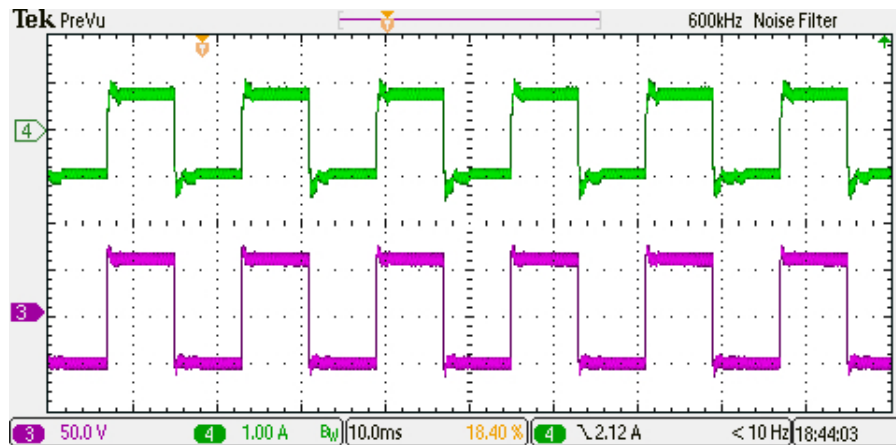


Figura 30: Corrente (topo) e tensão (abaixo) na lâmpada durante *warmup* (50 V/div; 1 A/div; 10 ms/div).

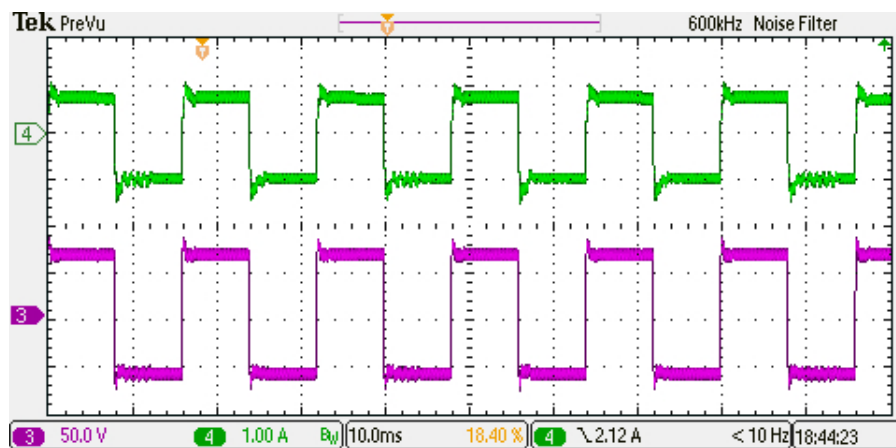


Figura 31: Corrente (topo) e tensão (abaixo) na lâmpada durante *warmup* (50 V/div; 1 A/div; 10 ms/div).

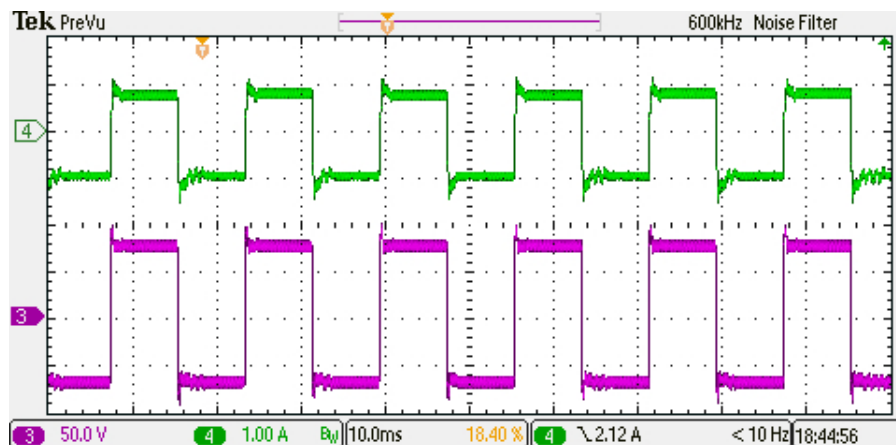


Figura 32: Corrente (topo) e tensão (abaixo) na lâmpada durante *warmup* (50 V/div; 1 A/div; 10 ms/div).

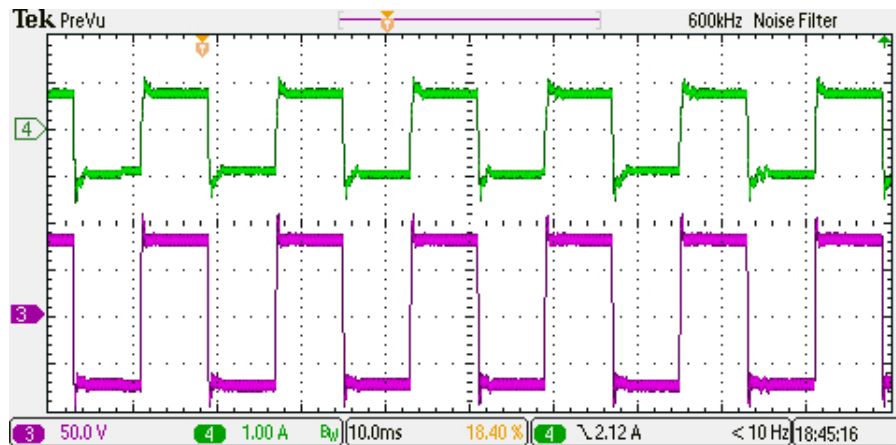


Figura 33: Corrente (topo) e tensão (abaixo) na lâmpada durante *warmup* (50 V/div; 1 A/div; 10 ms/div).

4.5.2 Operação nominal

A Figura 34 mostra a tensão e corrente na lâmpada na operação nominal com potência regulada (após o *warmup*, onde a ausência de ondulações excessivas de potência tanto de baixa quanto de alta frequência pode ser observada, as quais potencialmente poderiam ocasionar ressonância acústica).

A Figura 35 mostra a corrente na lâmpada e as tensões em C_1 e C_2 , onde pode-se observar que a diferença das tensões nos capacitores é aplicada à lâmpada, o que é confirmado pois a corrente está praticamente em fase com a tensão aplicada.

As Figuras 36, 37 e 38 apresentam as tensões nos capacitores C_1 e C_2 e as tensões *dreno-source* para S_1 e S_2 , mostrando o efeito da modulação aplicada aos interruptores ativos nas tensões dos capacitores.

As Figuras 39, 40 e 41 apresentam as tensões nos capacitores e as correntes nos enrolamentos N_1 e N_2 , onde a ausência de altos picos de corrente na transição (inversão) pode ser observada. Isso se deve ao fato de o protótipo ter sido projetado para operar com razão cíclica reduzida nos três ciclos imediatamente após a inversão, aumentando o valor progressivamente a cada ciclo até chegar ao valor final do outro semi-ciclo de baixa frequência.

Já as Figuras 42 e 43 apresentam a tensão em C_2 e *dreno-source* de S_1 e a corrente no enrolamento N_2 , onde a relativamente alta tensão em S_1 (acima de 750 V) pode ser observada. Modo de condução contínuo pode ser observado em todas as formas de onda de corrente em alta frequência apresentadas.

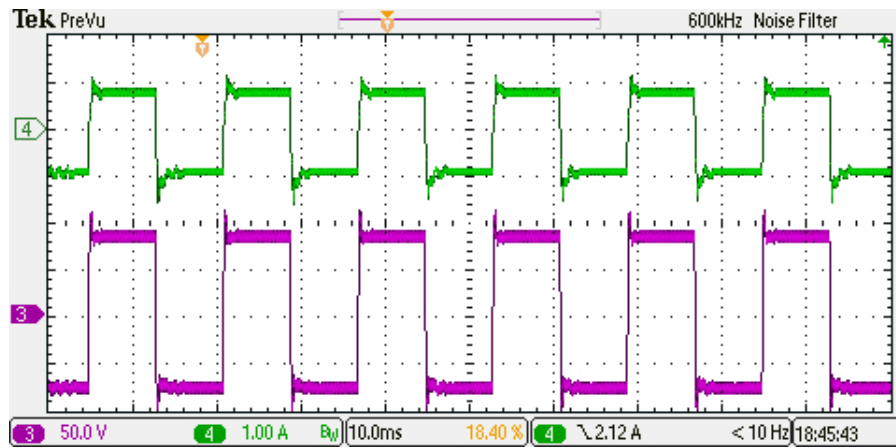


Figura 34: Corrente (topo) e tensão (abaixo) na lâmpada em condições nominais (50 V/div; 1 A/div; 10 ms/div).

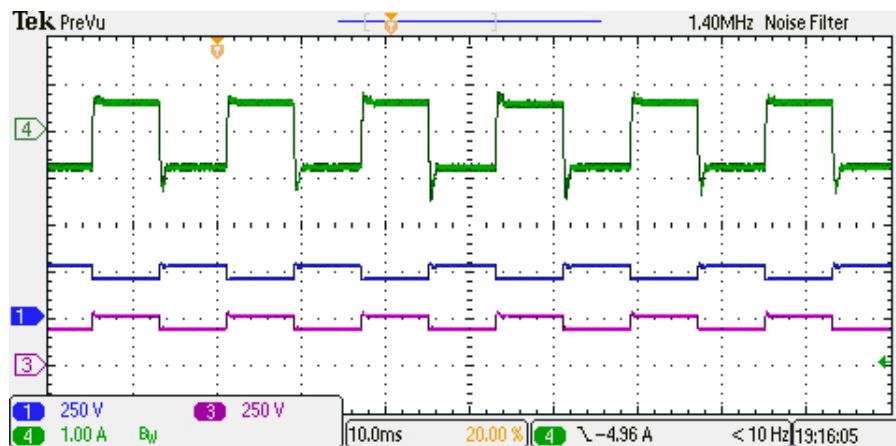


Figura 35: Corrente na lâmpada (topo) e tensões nos capacitores C_1 (meio) e C_2 (abaixo) (1 A/div; 250 V/div; 10 ms/div).

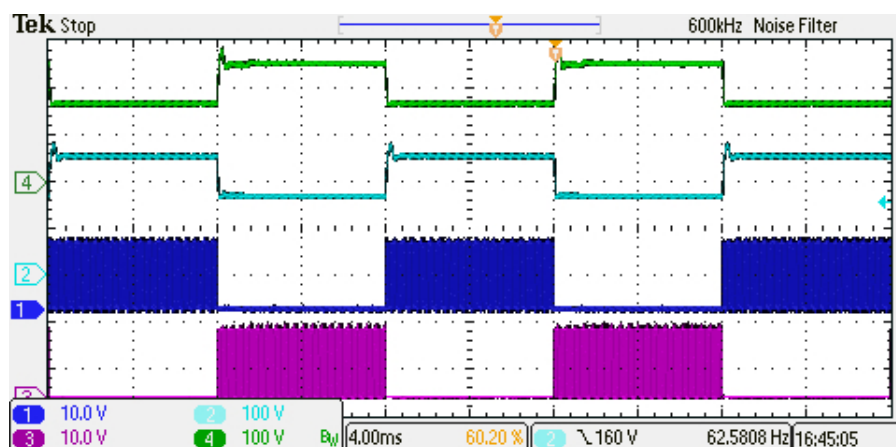


Figura 36: Tensões nos capacitores C_1 (topo) e C_2 (logo abaixo) e tensões *gate-source* nos MOSFETs S_1 (terceiro abaixo) e S_2 (embaixo) (100 V/div; 10 V/div; 4 ms/div).

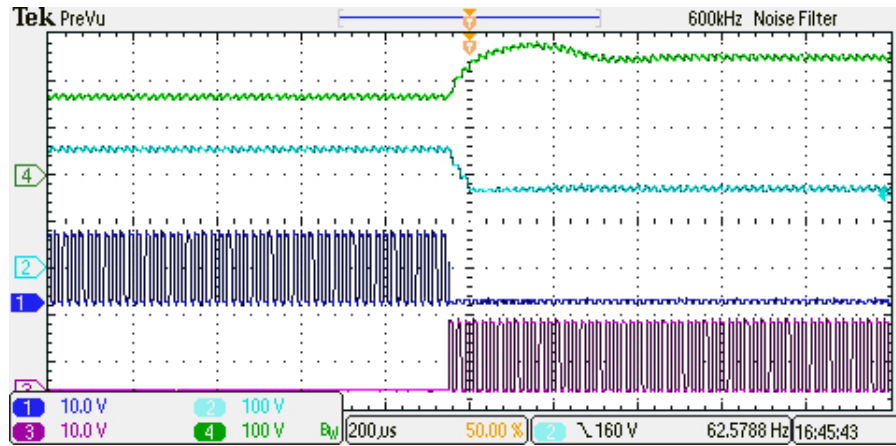


Figura 37: Tensões nos capacitores C_1 (topo) e C_2 (logo abaixo) e tensões *gate-source* nos MOSFETs S_1 (terceiro abaixo) e S_2 (embaixo) (100 V/div; 10 V/div; 200 μ s/div).

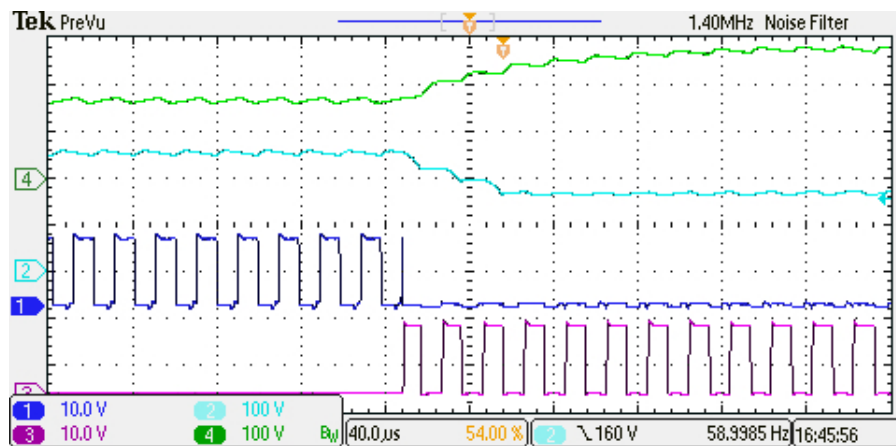


Figura 38: Tensões nos capacitores C_1 (topo) e C_2 (logo abaixo) e tensões *gate-source* nos MOSFETs S_1 (terceiro abaixo) e S_2 (embaixo) (100 V/div; 10 V/div; 40 μ s/div).

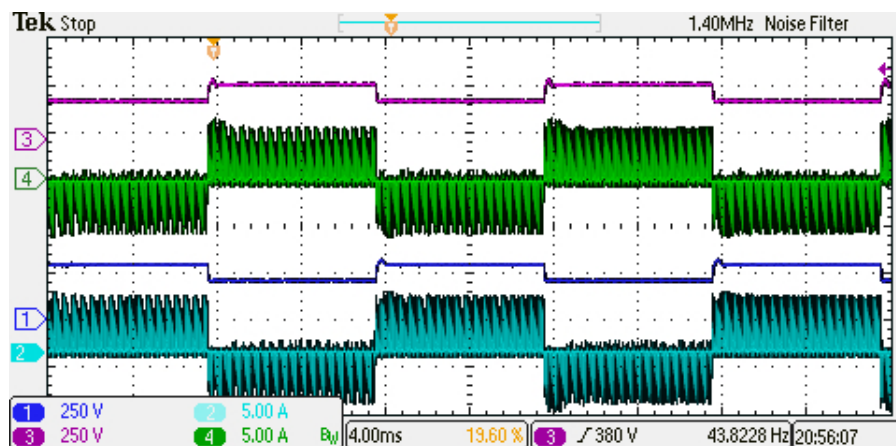


Figura 39: Tensões nos capacitores C_1 (topo) e C_2 (terceiro abaixo) e correntes através de N_1 (segundo no topo) e N_2 (embaixo) (250 V/div; 5 A/div; 4 ms/div).

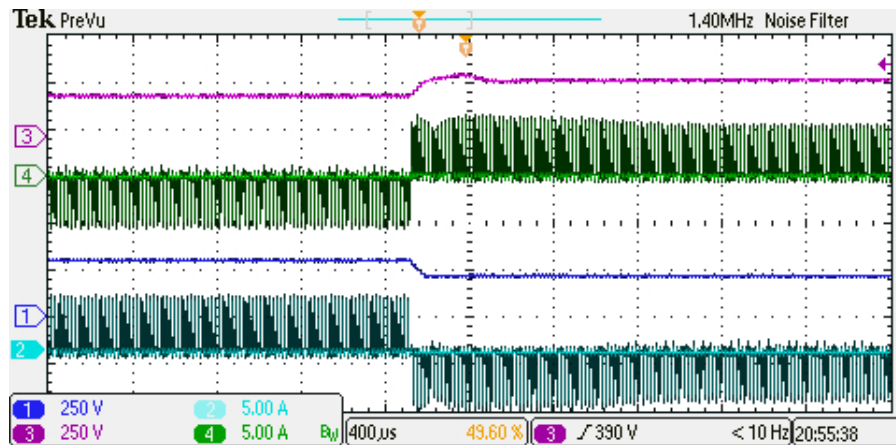


Figura 40: Tensões nos capacitores C_1 (topo) e C_2 (terceiro abaixo) e correntes através dos enrolamentos N_1 (segundo no topo) e N_2 (embaixo) (250 V/div; 5 A/div; 400 μ s/div).

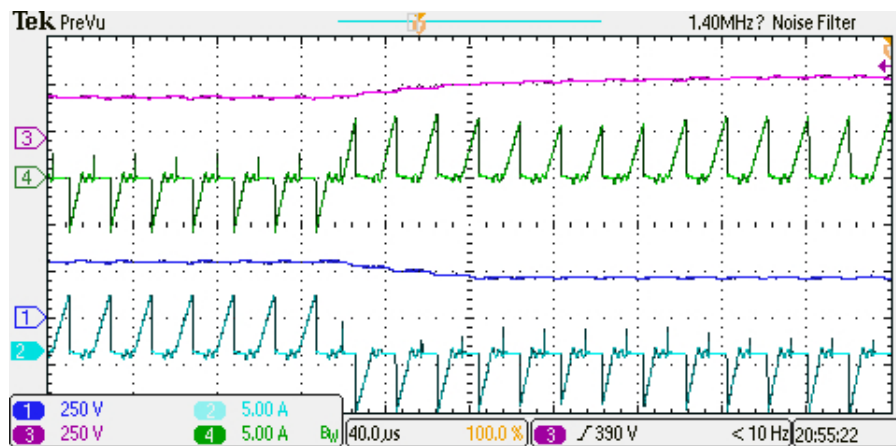


Figura 41: Tensões nos capacitores C_1 (topo) e C_2 (terceiro abaixo) e correntes através dos enrolamentos N_1 (segundo no topo) e N_2 (embaixo) (250 V/div; 5 A/div; 40 μ s/div).

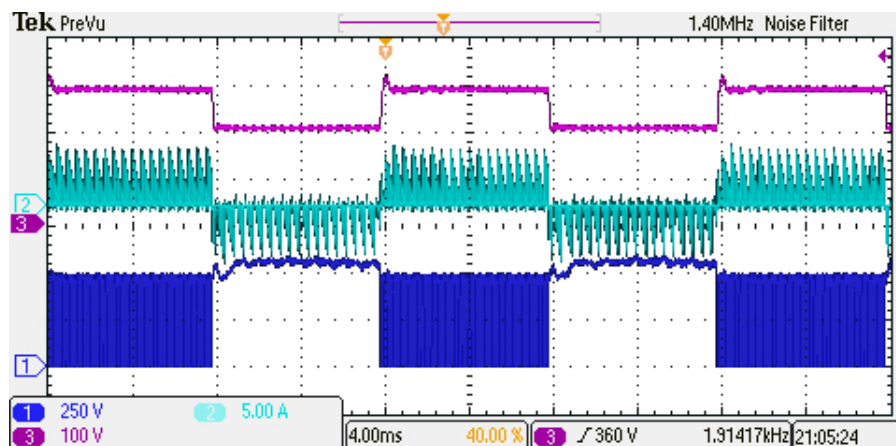


Figura 42: Tensão no capacitor C_2 (topo), corrente através de N_2 (meio) e tensão *dreno-source* no MOSFET S_1 (embaixo) (100V/div; 5 A/div; 250 V/div; 4 ms/div).

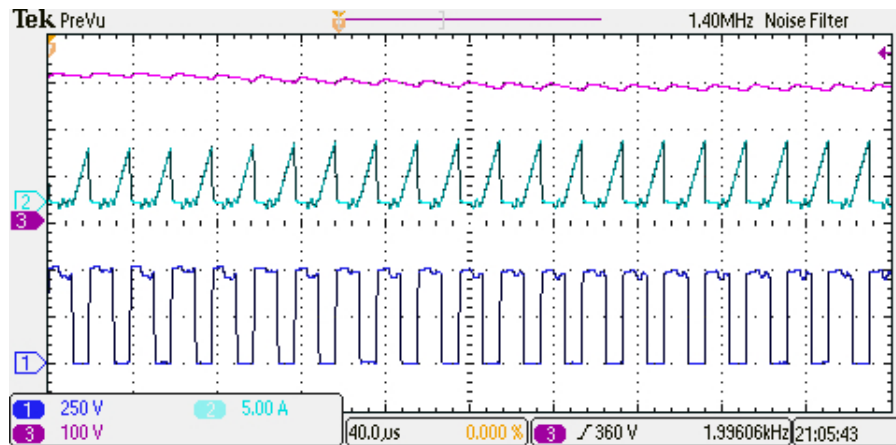


Figura 43: Tensão no capacitor C_2 (topo), corrente através de N_2 (meio) e tensão *dreno-source* no MOSFET S_1 (embaixo) (100V/div; 5 A/div; 250 V/div; 40 μ s/div).

As Figuras 44 e 45 destacam o primeiro e segundo estágios de operação do conversor, mostrando as tensões de entrada e em C_2 , além das correntes de entrada e no enrolamento N_1 . Mesmo com S_1 em condução, observa-se corrente de entrada nula quando a tensão em C_1 é maior que E .

Quando as tensões se igualam após a descarga de C_1 (via N_1), corrente passa a fluir através de entrada continuando a carga de do núcleo através de N_1 . A Figura 44 também mostra a ausência de corrente de entrada quando ocorre a inversão da tensão de saída do conversor.

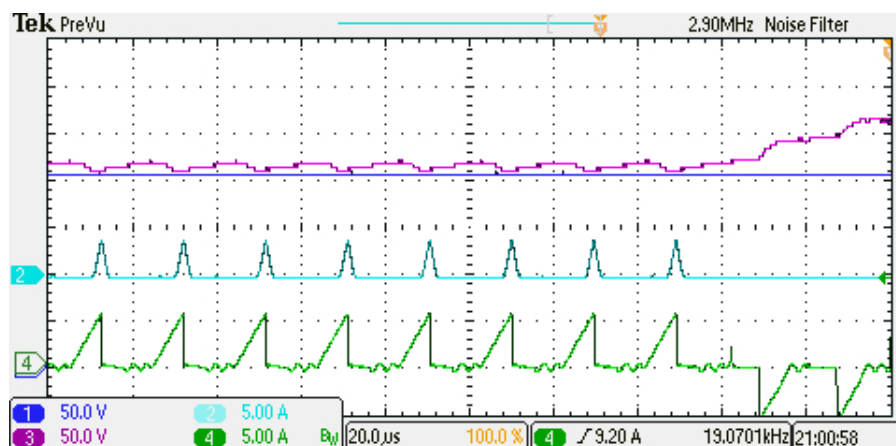


Figura 44: Tensões em E (segunda no topo) e em C_1 (topo) e correntes de entrada (terceira do topo) e no enrolamento N_1 (embaixo) (50 V/div; 50 V/div; 5 A/div; 5 A/div; 20 μ s/div).

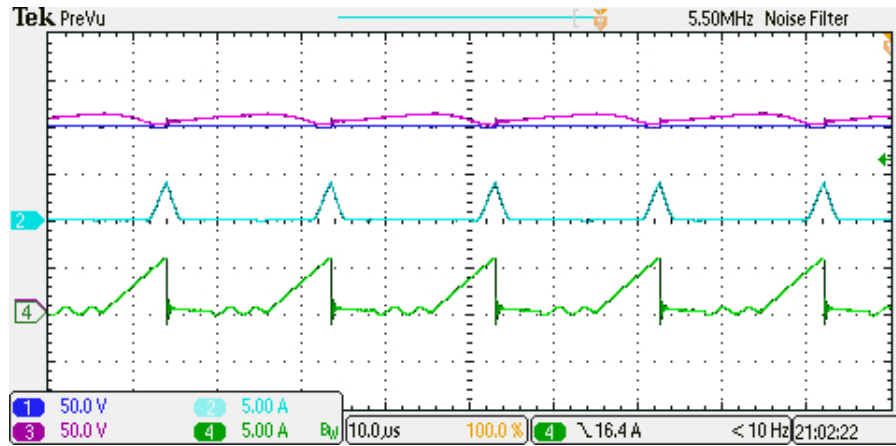


Figura 45: Tensões em E (segunda no topo) e em C_1 (topo) e correntes de entrada (terceira do topo) e no enrolamento N_1 (embaixo) (50 V/div; 50 V/div; 5 A/div; 5 A/div; 10 $\mu\text{s}/\text{div}$).

4.5.3 Medição e controle

As Figuras 46, 47 e 48 apresentam os sinais de controle do circuito proposto, demonstrando completa conformidade da medida com o projeto: deslocamento positivo de tensão (*offset*); ganho k_i amplificando a tensão no resistor R_8 ; a a forma de onda de $i_L(t)$ reversa na tensão em A/D_1 , já que a corrente que passa através de R_8 é negativa e o sinal está sendo medido aplicando-se o deslocamento positivo de tensão.

As Figuras 49, 50 e 51 mostram a resposta da corrente de tensão na lâmpada a um degrau de 25V em E , sendo a resposta a um degrau de 50 V apresentada nas Figuras 52, 53 e 54. Observa-se que em ambos os casos a malha de controle regula a corrente na referência mesmo com a mudança na tensão e entrada de forma rápida e não oscilatória, demonstrando concordância com o projeto realizado.

Com margem de fase de 108° , a resposta do controle deve ser amortecida como mostrado nas formas de onda (OGATA, 2007). Já o rápido retorno à referência deve-se à relativamente alta frequência de corte de 1 kHz, que possibilita um curto tempo de acomodação (para atingir regime permanente) após um distúrbio, compensando o efeito lento devido ao amortecimento proveniente da alta margem de fase do circuito. Além disso, observa-se que a malha projetada é absolutamente estável mesmo para distúrbios de até 25% na tensão de entrada.

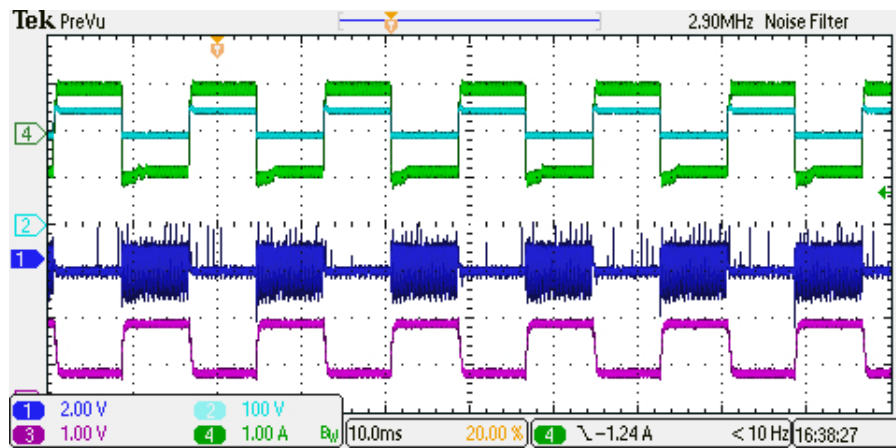


Figura 46: Corrente na lâmpada (topo), tensão em C_2 (logo abaixo), tensão em R_8 (terceiro abaixo) e tensão a A/D_1 (embaixo) (1 A/div; 100 V/div; 2 V/div; 1 V/div; 10 ms/div).

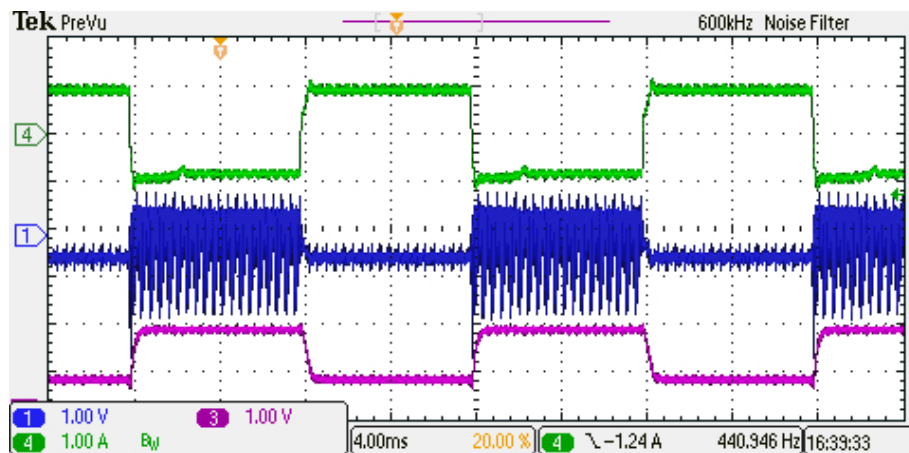


Figura 47: Tensão em C_2 (topo), tensão em R_8 (meio) e tensão a A/D_1 (embaixo) (100 V/div; 2 V/div; 1 V/div; 400 μ s/div).

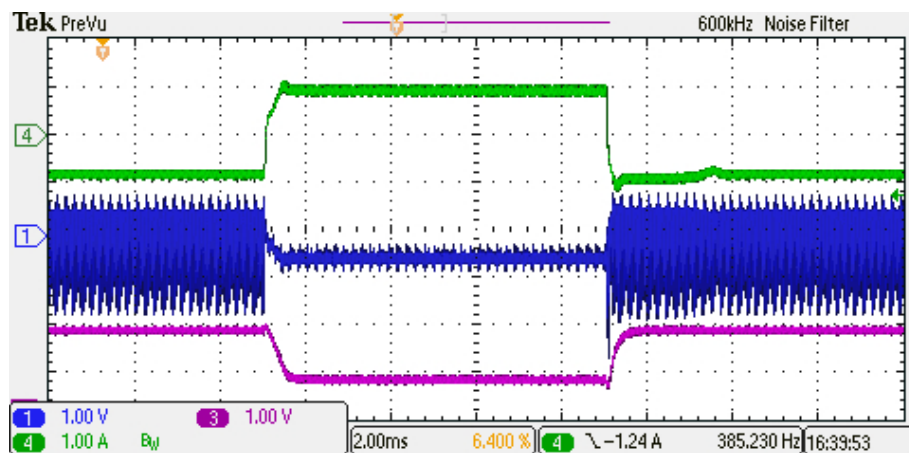


Figura 48: Tensão em C_2 (topo), tensão em R_8 (meio) e tensão aplicada a A/D_1 (embaixo) (100 V/div; 2 V/div; 1 V/div; 40 μ s/div).

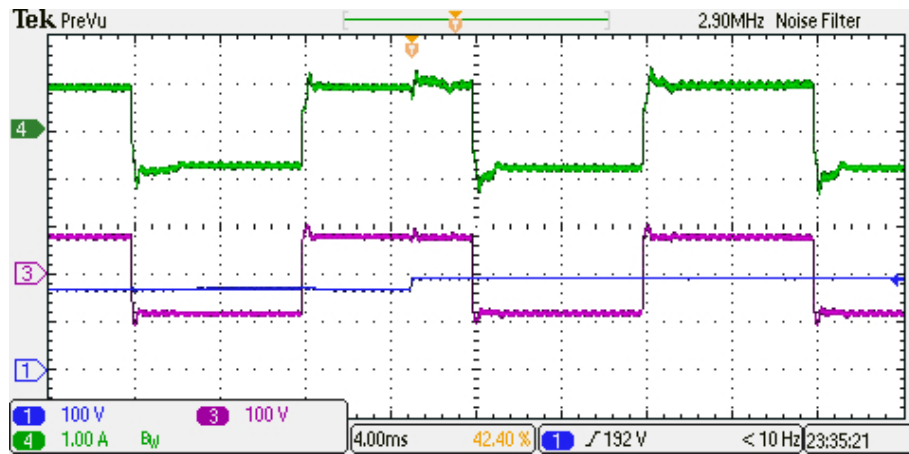


Figura 49: Resposta ao degrau de 25V na tensão de entrada E : corrente (topo) e tensão (meio) na lâmpada e tensão de entrada E (embaixo) (1 A/div; 100 V/div; 4 ms/div)

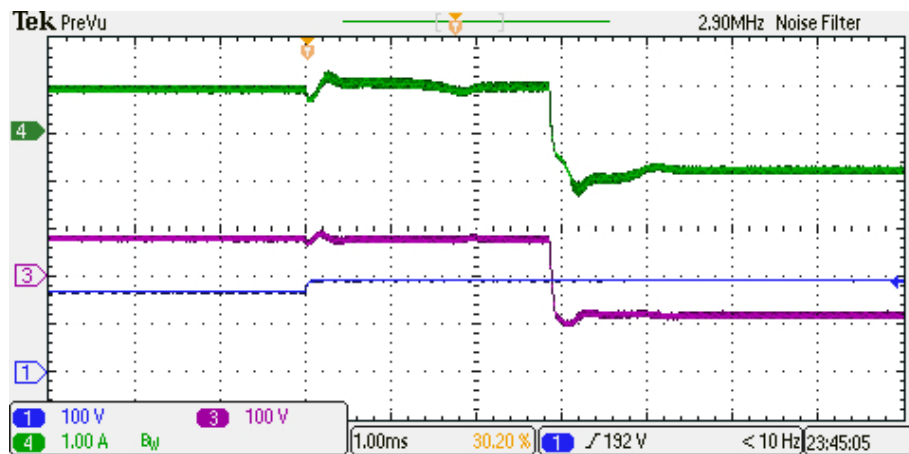


Figura 50: Resposta ao degrau de 25 V na tensão de entrada E : corrente (topo) e tensão (meio) na lâmpada e tensão de entrada E (embaixo) (1 A/div; 100 V/div; 1 ms/div)

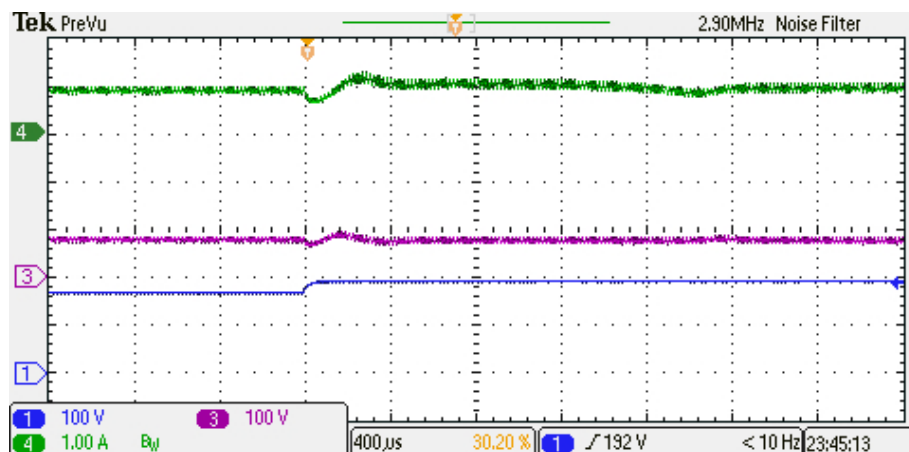


Figura 51: Resposta ao degrau de 25 V na tensão de entrada E : corrente (topo) e tensão (meio) na lâmpada e tensão de entrada E (embaixo) (1 A/div; 100 V/div; 400 μs/div)

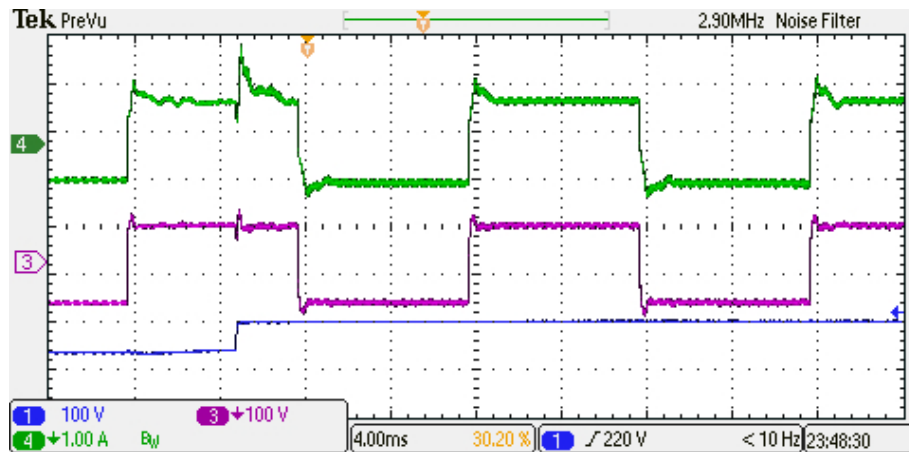


Figura 52: Resposta ao degrau de 50 V na tensão de entrada E : corrente (topo) e tensão (meio) na lâmpada e tensão de entrada E (embaixo) (1 A/div; 100 V/div; 4 ms/div)

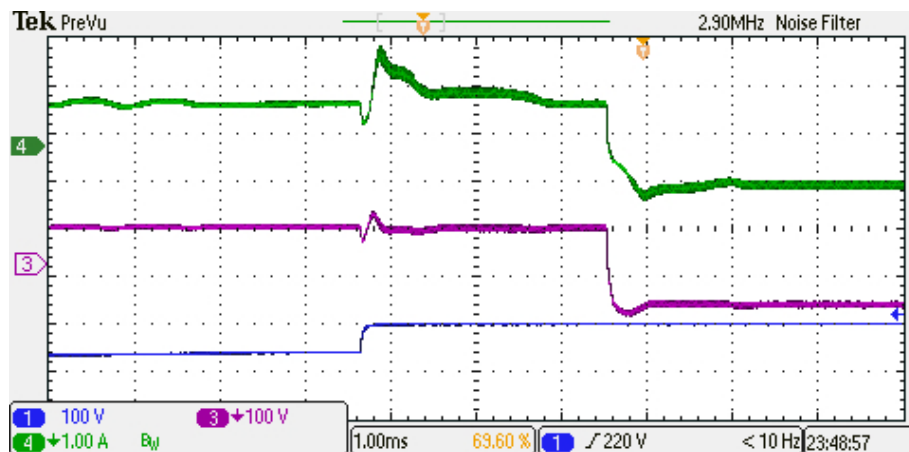


Figura 53: Resposta ao degrau de 50 V na tensão de entrada E : corrente (topo) e tensão (meio) na lâmpada e tensão de entrada E (embaixo) (1 A/div; 100 V/div; 1 ms/div)

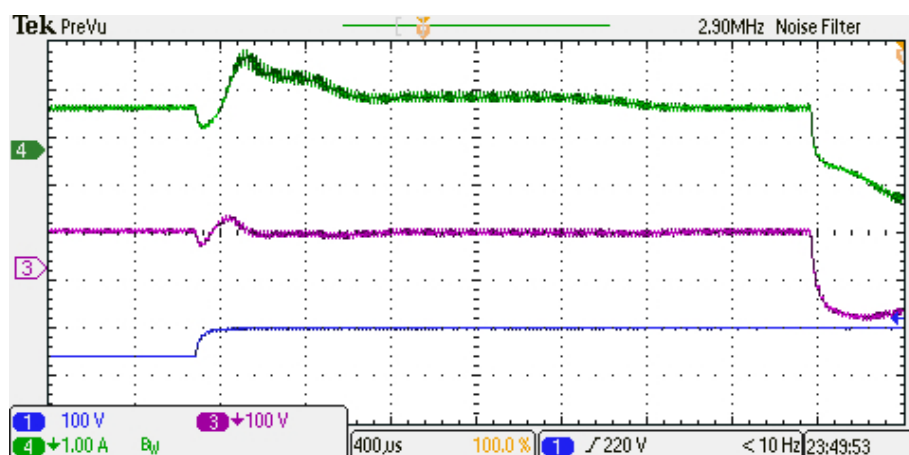


Figura 54: Resposta ao degrau de 50 V na tensão de entrada E : corrente (topo) e tensão (meio) na lâmpada e tensão de entrada E (embaixo) (1 A/div; 100 V/div; 400 μs/div)

4.6 Conclusão

Este capítulo apresentou o projeto completo, incluindo a malha de realimentação de potência, do conversor *flyback* modificado CC-CA proposto em DCM para a alimentação de lâmpadas HID a partir de uma fonte de tensão CC (barramento de um circuito PFC, por exemplo). Um circuito equivalente do ponto de vista da resposta dinâmica foi apresentado e o modelo CA de pequenos sinais obtido, incluindo-se a dinâmica da lâmpada.

A malha fechada de realimentação foi projetada baseada no método de resposta em frequência. Com a dinâmica da lâmpada inserida no modelo, a malha de realimentação para a corrente foi implementada diretamente, apenas com o ajuste de sua referência de acordo com a potência de saída.

A principal vantagem do reator proposto é a necessidade de apenas um indutor e dois interruptores ativos referenciados ao mesmo terra, além do baixo custo de sua implementação através de um circuito de sensoriamento e controle também completamente referenciado ao mesmo terra e implementado através de um microcontrolador de 8 bits utilizando-se seu oscilador interno, *op-amps*, resistores para medida de corrente e condicionamento dos sinais e capacitores usados como filtros passa-baixa.

Para confirmação do projeto do reator, resultados experimentais e de simulação usando Matlab e PSIM foram apresentados, provando concordância entre o projeto, simulação e resultados experimentais.

A possibilidade do uso do mesmo conversor CC-CA proposto com a direta inserção de um estágio PFC de entrada integrado a partir do compartilhamento dos dois interruptores ativos é outra vantagem da proposta, habilitando o uso de ferramentas, modelos e análises similares para o diferentes reatores e potencializando o uso do conversor proposto em uma plataforma comum de reatores para alimentação de lâmpadas HID de baixa potência.

5 INTEGRAÇÃO COM CORREÇÃO DE FATOR DE POTÊNCIA

Este capítulo tem por objetivo analisar a potencialidade da integração do *flyback* CC-CA modificado proposto a um estágio de correção de fator de potência através do compartilhamento dos interruptores ativos para acionamento do estágio PFC e do estágio de controle de corrente.

Diversos conversores CC-CC estão aptos a realizar a função de correção de fator de potência. Em CCM, usualmente uma malha fechada rápida de corrente no indutor é implementada a partir de uma referência senoidal para conseguir realizar a operação PFC. No entanto, para a faixa de potência de interesse (abaixo de 100 W), esta opção não é indicada pois apresenta maior complexidade e menor eficiência que a outra opção: conversores operando em modo crítico ou descontínuo.

O conversor elevador (*boost*) é muito utilizado industrialmente como estágio PFC na faixa de 25 W a 100 W, operando no modo crítico de condução e alcançando bom desempenho tanto em eficiência quanto em relação à redução de perdas. No caso da integração ao conversor proposto, sua utilização é praticamente inviável devido à sua inerente alta tensão de saída, a qual deve ser maior que 350 V por precisar ser acima da tensão de pico de entrada, mas costuma ser projetada para 400 V para correta operação mesmo com largos limites de tolerância. Esta alta tensão resultaria em interruptores com especificação de tensão *dreno-source* acima de 800 V mais a tensão máxima da lâmpada, conforme (4.9). Como a tensão de uma lâmpada HID costuma estar na faixa entre 80 V e 120 V e sua tensão pode chegar ao dobro disso (GARCIA-GARCIA et al., 2005) com o envelhecimento, observa-se que a máxima tensão nos interruptores chegaria a valores acima de 1 kV, inviável com os semicondutores atuais por especificação e por ocasionar grandes perdas em comutação.

Diversas outras opções de conversores já foram propostas para o estágio PFC, entre eles o rebaixador *buck* (DALLA COSTA et al., 2008) e os rebaixadores-elevadores: *flyback* (MARCHESAN et al., 2005), ZETA (MARCHESAN et al., 2007), SEPIC e *buck-boost* (DALLA COSTA et al., 2011), todos analisados e comparados em (DALLA COSTA et al., 2010) e (DALLA COSTA et al., 2011).

Por necessariamente apresentar tensão de barramento igual ou abaixo de 100 V (DALLA COSTA et al., 2011), *buck* não foi considerado inicialmente para este trabalho, optando-se por analisar e implementar um conversor rebaixador-elevador para o PFC. Uma baixa tensão de barramento acarreta em maiores correntes médias através de diodos e médias quadráticas através de interruptores do conversor proposto. Apesar disso, sua inerente baixa tensão *dreno-source* tende a reduzir perdas em comutação devido ao capacitor equi-

valente, compensando a diminuição de eficiência devido aos níveis de corrente. Como um conversor elevador-rebaixador pode oferecer maior tensão de barramento com PFC garantido, o conversor de saída tende a apresentar maior eficiência. Portanto, o circuito completo integrado com conversor rebaixador ou com rebaixador-elevador para PFC tende a apresentar eficiências semelhantes, como já ocorrido no estudo apresentado por (DALLA COSTA et al., 2010).

Entre os conversores rebaixadores-elevadores aplicados a PFC, tanto *buck-boost*, quanto *flyback*, SEPIC ou ZETA apresentam desempenho semelhante com relação à eficiência e função de PFC (DALLA COSTA et al., 2010), sendo que o *buck-boost* possui menor número de componentes e complexidade. Dessa forma, este capítulo apresenta a proposta de integração de um conversor *buckboost* PFC com o conversor *flyback* modificado proposto.

5.1 Proposta: *buck-boost* PFC

A Figura 55 apresenta o diagrama de blocos representando a integração dos estágios de PFC, controle de corrente e inversão proposta nesta seção. A ideia é que o compartilhamento dos MOSFETs do circuito *flyback* modificado proposto com o conversor PFC e a modulação aplicada a eles realizem as três funções.

A Figura 57 mostra as principais formas de onda para o circuito composto pelo *flyback* CC-CA e o conversor PFC. Observa-se que os comandos em alta frequência dos interruptores são complementares em baixa frequência, conforme a Figura 57(a) e(b). A soma dos comandos no tempo pode ser vista na Figura 57(f), o que torna possível o acionamento do conversor PFC a partir dos dois interruptores.

O circuito integrado PFC e conversor de saída pode ser obtido por inspeção (lógica) ou utilizando o método de integração proposto por (WU; YU, 1998). O circuito completo para o *buck-boost* de entrada integrado ao *flyback* modificado na saída é mostrado na Figura 56, com suas etapas de operação ilustradas na Figura 58. A operação pode ser descrita de forma semelhante ao conversor de saída.

No circuito, D_3 , D_4 , D_5 e D_6 são inseridos no circuito para evitar correntes circulantes no diodo intrínseco do MOSFET e para impedir (bloquear) que a tensão retificada V_{CA} seja aplicada aos enrolamentos N_1 e N_2 do *flyback*. D_{7-10} são os diodos da ponte completa de entrada.

Etapa 1 (dual a 5): quando S_1 ou S_2 conduzirem, corrente flui através do indutor do *buck-boost* PFC e da entrada V_{CA} , L_B . A corrente flui através de D_{12} quando S_1 conduz e de D_{13} quando S_2 conduz. No conversor de saída, o núcleo é carregado com corrente através de C_1 ou C_2 e do enrolamento N_1 ou N_2 , respectivamente.

Etapa 2 (dual a 6): igual no conversor PFC, no de saída o núcleo passa a ser carregado com corrente através de C_3 e do enrolamento N_1 ou N_2 .

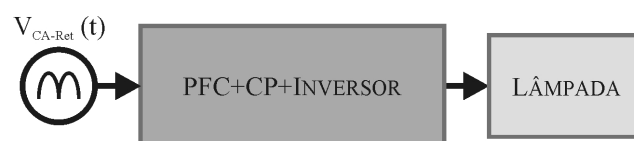


Figura 55: Diagrama de blocos dos estágios do circuito integrado proposto.

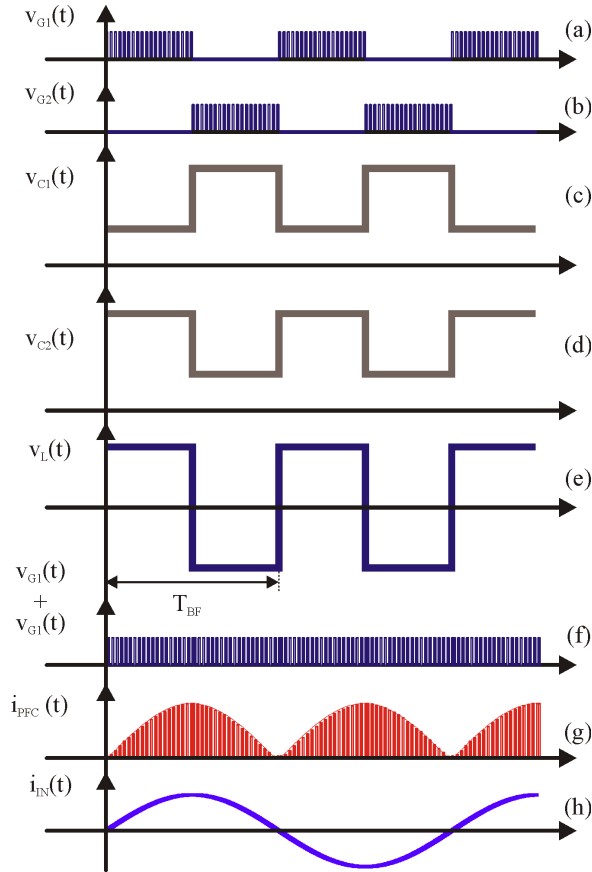


Figura 57: Formas de onda teóricas do conversor *flyback* CC-CA integrado a um conversor PFC.

5.3 Especificação dos componentes do circuito

Com exceção dos esforços em S_1 e S_2 , todos os parâmetros de especificação dos componentes para o conversor *flyback* modificado CC-CA proposto podem ser calculados de acordo com o procedimento de projeto descrito no capítulo anterior.

A corrente de pico máxima no indutor do *buck-boost*, necessária ao dimensionamento do núcleo magnético, é dada por (5.3).

$$I_{PKB} = \frac{V_{CA} \cdot \sqrt{2} \cdot D}{L_B \cdot f_s} \quad (5.3)$$

A corrente média através do diodo I_{D11} , dada por (5.4).

$$I_{D11} = \frac{P_L}{E \cdot \eta_{fly}} \quad (5.4)$$

A tensão máxima em I_{D11} é calculada através de (5.7).

$$V_{MAX}(D11) = E + V_{CA} \cdot \sqrt{2} \quad (5.5)$$

Já a corrente média através de I_{D12} e I_{D13} é calculada a partir de (5.4).

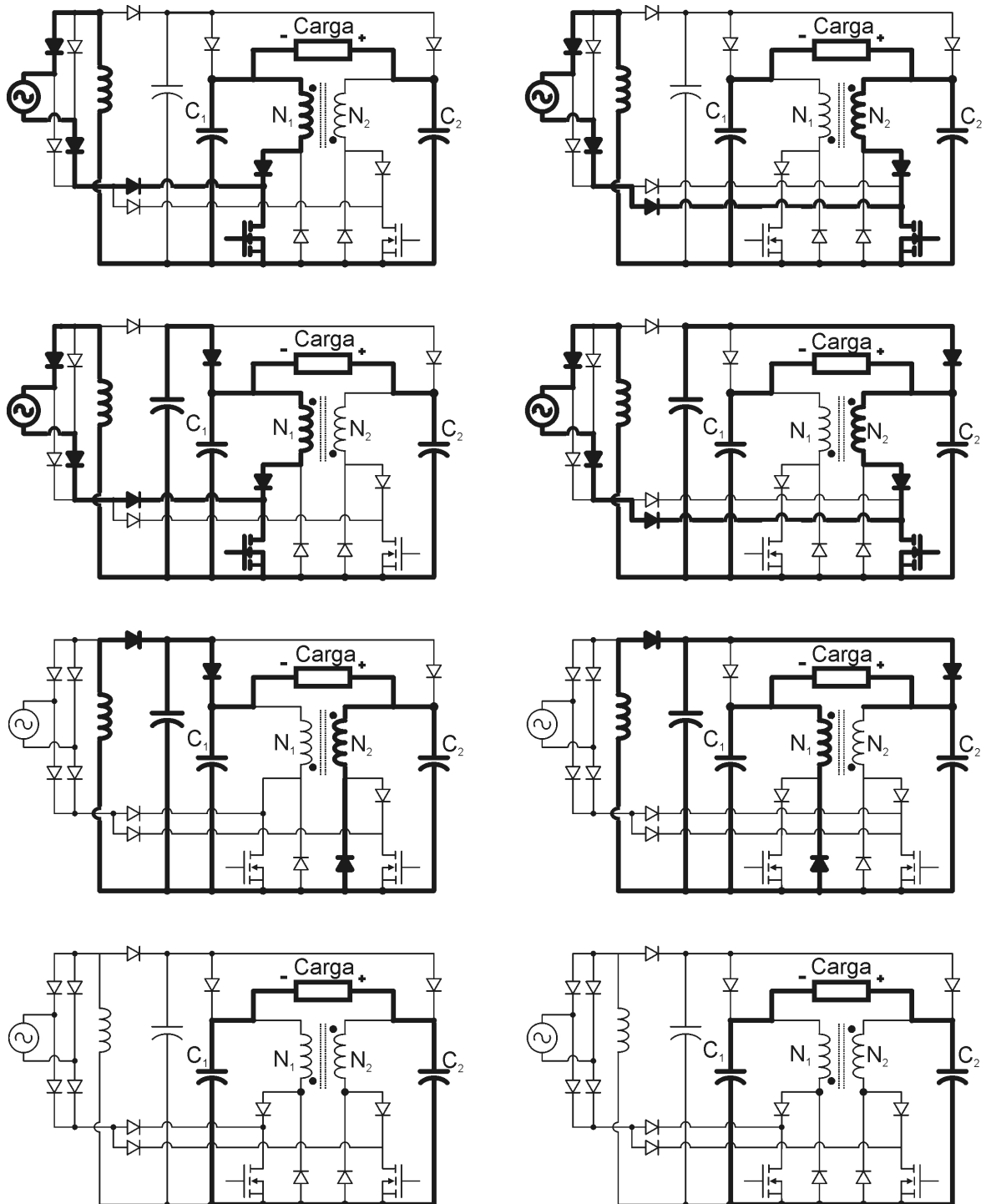


Figura 58: Etapas de operação do circuito integrado *buck-boost* PFC e *flyback* CC-CA.

$$I_{D12} = I_{D13} = \frac{V_{CA} \cdot D}{\pi \cdot L_B \cdot f_s} \quad (5.6)$$

E a tensão máxima em I_{D12} e I_{D13} , a partir de (5.7).

$$V_{MAX}(D12) = V_{MAX}(D13) = E + V_{CA} \cdot \sqrt{2} + V_L \quad (5.7)$$

A tensão máxima nos interruptores devido ao *buck-boost* é dada por (5.8), sendo que a tensão aplicada de fato é a maior entre essa e a relativa ao *flyback* de saída calculada a partir de (4.9). Como pode-se observar nas duas equações, a máxima tensão nos MOSFETs depende diretamente da escolha de E .

$$V_{S1} = V_{S2} = E + V_{CA} \cdot \sqrt{2} \quad (5.8)$$

Se for optado por projetar o conversor para que a máxima tensão nos interruptores não exceda a máxima definida (5.8) para evitar a necessidade de MOSFETs que suportem maiores tensões *dreno-source*, iguala-se (4.9) e (5.8), obtendo o valor máximo de E , conforme (5.9).

$$E_{MAX} = (V_{CA} \cdot \sqrt{2}) - V_L \quad (5.9)$$

Outro importante parâmetro a ser avaliado é a corrente RMS através dos interruptores. Com o compartilhamento dos MOSFETs dos conversores integrados, as correntes devido a cada conversor são somadas. A partir disso, pode-se calcular a corrente RMS em S_1 e S_2 analisando meio ciclo da rede CA a partir de (5.10).

$$I_{RMS}(S_1, S_2) = \sqrt{\frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \sum_{n=1}^{n_T} \left\{ \left[\frac{E}{L_m} + \frac{V_{CA}}{L_B} \cdot \sqrt{2} \cdot \text{sen} \left(\frac{n \cdot 180^\circ}{n_T} \right) \right] \cdot \frac{1}{f_s} \cdot \sqrt{\frac{D^3}{3}} \right\}^2} \quad (5.10)$$

Onde n_{CA} é o número total de ciclos de alta frequência a cada meio ciclo de baixa frequência.

$$n_T = \left\| \frac{f_s}{2 \cdot f_{CA}} \right\| \quad (5.11)$$

5.4 Escolha de E

A tensão de barramento E pode ser definida em projeto para valores abaixo ou acima do valor de pico de V_{CA} devido à característica do conversor *buck-boost*. No entanto, o conversor de entrada e o *flyback* CC-CA integrados apresentam desempenho diferente com relação à eficiência para cada nível de tensão devido a mudanças nas correntes RMS nos MOSFETs, correntes médias nos diodos e tensões *dreno-source* nos MOSFETs no momento da abertura do mesmo.

Níveis diferentes de tensões e correntes também influenciam na especificação dos componentes. MOSFETs e diodos que suportam maiores tensões *dreno-source* e reversa tendem a apresentar maiores resistências em condução ($R_{DS(ON)}$) e tensões de polarização direta (V_D).

Dessa forma, é coerente estabelecer um critério para escolha de E de modo a obter desempenho otimizado do conversor com relação à eficiência e custo, já que componentes para maior tensão tendem a apresentar maior custo. Assim, primeiramente é necessário analisar a tensão máxima nos MOSFETs de acordo com a tensão E , conforme mostra o gráfico da Figura 59, o qual é também válido para a máxima tensão reversa nos diodos D_3 e D_6 .

No gráfico, são adotados 20% de tolerância para E , 100% à lâmpada considerada (HPS de 90 V e 70 W de tensão e potência nominais) e 25% de tolerância para V_{CA} . Como comercialmente não há (ou são de alto custo) opções de MOSFETs com máxima tensão *dreno-source* acima de 1 kV, tensões de barramento E acima de 300 são desconsideradas nesta análise.

O gráfico mostra a tensão máxima nos MOSFETs devido ao conversor de entrada e ao conversor de saída. As tensões se cruzam em 163.9 V, que pode ser calculada a partir de (5.9), sendo a tensão E para haver igualdade da tensão máxima devido ao conversor de entrada e saída. Valores de E abaixo deste valor fazem predominar a tensão máxima do *buck-boost* e, acima, do *flyback*.

Além da especificação dos MOSFETs e diodos, eficiência deve ser analisada em

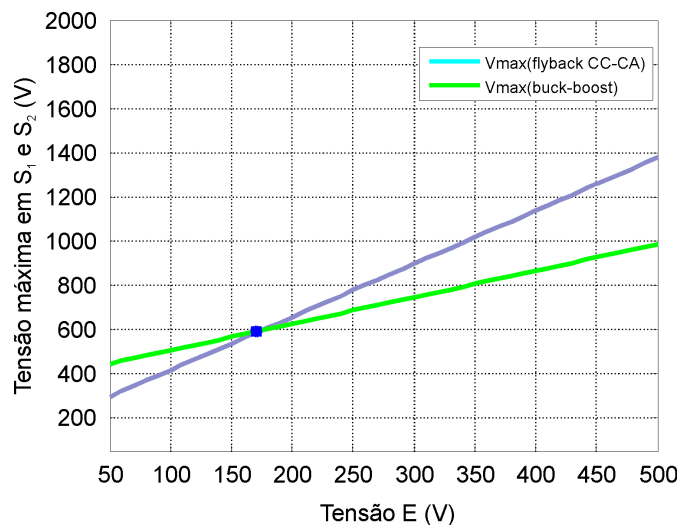


Figura 59: Tensão máxima nos interruptores ativos S_1 e S_2 em função de E : conversor *buck-boost* e *flyback*.

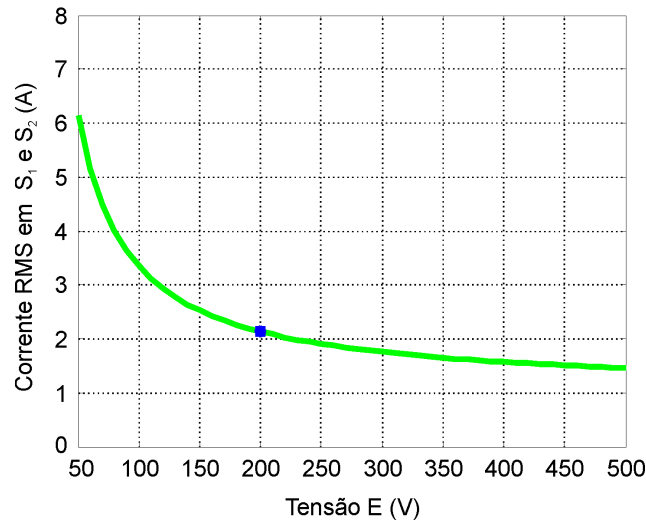


Figura 60: Corrente RMS nos interruptores ativos S_1 e S_2 em função de E .

detalhe, podendo ser avaliada com base nas análises de perdas previamente apresentadas, incluindo ainda a perda de potência no capacitor eletrolítico. Primeiramente, a corrente RMS através dos interruptores é calculada, sendo mostrada na Figura 60. Esta é calculada a partir do projeto completo para cada nível de tensão E . Observa-se que a corrente RMS diminui com o aumento da tensão, provocando também a diminuição das perdas em condução nos MOSFETs.

No entanto, com o aumento da tensão em S_1 e S_2 , aumentam as perdas em comutação tanto devido ao cruzamento de tensão e corrente quanto em relação à carga e descarga da capacitância equivalente *dreno-source*. A Figura 61 mostra as perdas totais nos dois interruptores considerando-se o CoolMOS SPW17N80C3, que apresenta máxima tensão *dreno-source* $V_{MAX}(DS) = 800V$ e $R_{DS(ON)} = 0,5\Omega$ a $100^\circ C$. Nesta análise, considera-se o limite de 800 V para $V_{MAX}(DS)$ em função do aumento do $R_{DS(ON)}$ relativamente alta tensão coletor-emissor em MOSFETs e IGBTs para maiores tensões.

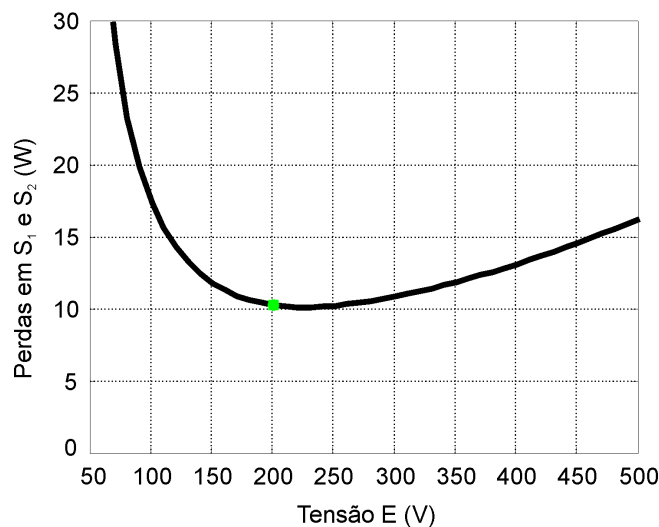


Figura 61: Perdas totais nos interruptores ativos S_1 e S_1 em função de E .

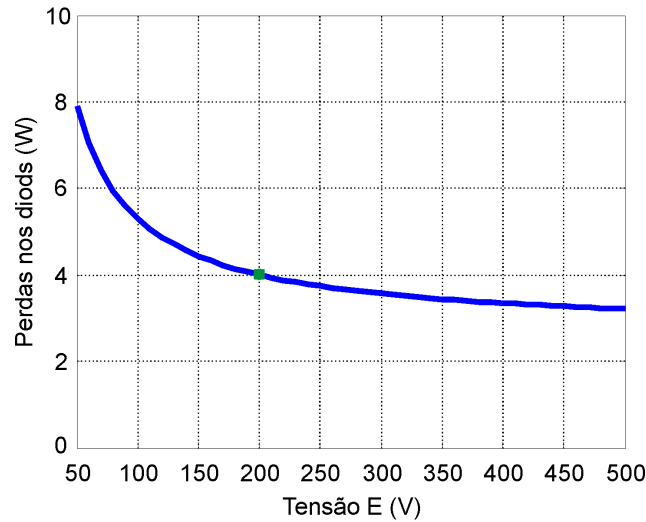


Figura 62: Perdas totais nos diodos do circuito em função de E .

Outra perda de potência significativa no circuito é que ocorre devido às correntes médias nos diodos. A Figura 62 mostra uma estimativa destas perdas com base na análise de perdas apresentada e considerando 1V de tensão de polarização direta.

Com base nas perdas nos MOSFETs e nos diodos e fazendo-se uma estimativa para perdas no núcleo magnético, nos enrolamentos e no capacitor eletrolítico (admitindo-se 3Ω para um capacitor de $220\mu F$), pode-se fazer uma estimativa da eficiência total do circuito em função da escolha de E , conforme mostra a Figura 63.

Observa-se que a máxima eficiência ocorre para tensões de barramento E entre 250 V e 300 V, porém com mínima diferença em relação à eficiência na faixa de 200 V a 250 V. Como a tensão máxima nos interruptores é em torno de 800 V para $E = 250V$ e ainda considerando um fator de degradação do MOSFET (típico de 0,8) e a possível ocorrência de picos de tensão devido à indutância de dispersão do indutor acoplado do *flyback*, existe a necessidade de baixar $V_{MAX}(DS)$ para valores abaixo de $800V \cdot 0,8 = 640V$, salientando

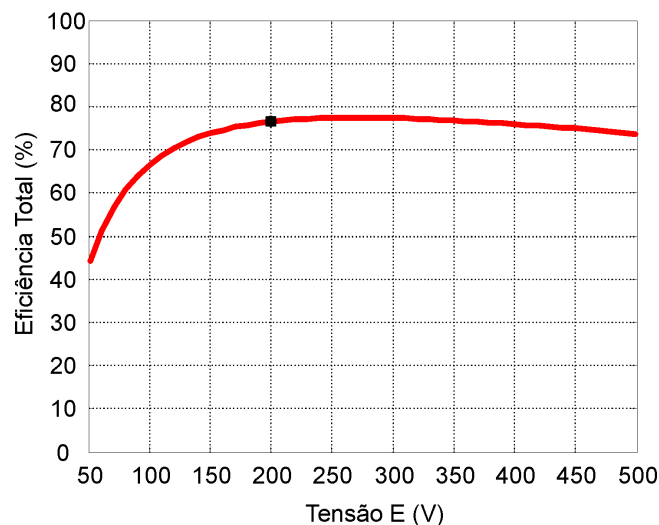


Figura 63: Eficiência total do circuito em função de E

as tensões representadas no gráfico consideram os piores casos de tolerâncias. Assim, pode-se estabelecer em $E = 200V$ como uma escolha coerente para obtenção do melhor desempenho do conversor.

5.5 Protótipo Implementado

Um protótipo foi projetado e implementado conforme o o circuito da Figura 64, com parâmetros obtidos conforme descrito anteriormente resumidos na Tabela 3. O circuito consiste no conversor *buckboost* PFC integrado ao *flyback* modificado proposto.

A malha de controle implementada é idêntica à descrita para o conversor em DCM decrito no capítulo anterior. A função de controle extra em relação à proposta alimentada com CC é a implementação da inversão de forma sincronizada com a tensão de entrada.

Para evitar distorções na corrente de entrada do conversor, a tensão de saída é invertida de forma sincronizada com a tensão de entrada. No circuito, R_{11} é posicionado em série com o indutor do *buck-boost*, de modo que sua corrente possui a modulação em baixa frequência que reflete a tensão da rede CA. Com a corrente é inversa e a tensão negativa, um deslocamento positivo é aplicado à tensão do sinal para torná-lo positivo, aplicando um ganho k_{sinc} posteriormente. O circuito detecta o zero de corrente quando a tensão da rede for aproximadamente nula e o sinal em AD_5 tem seu valor máximo.

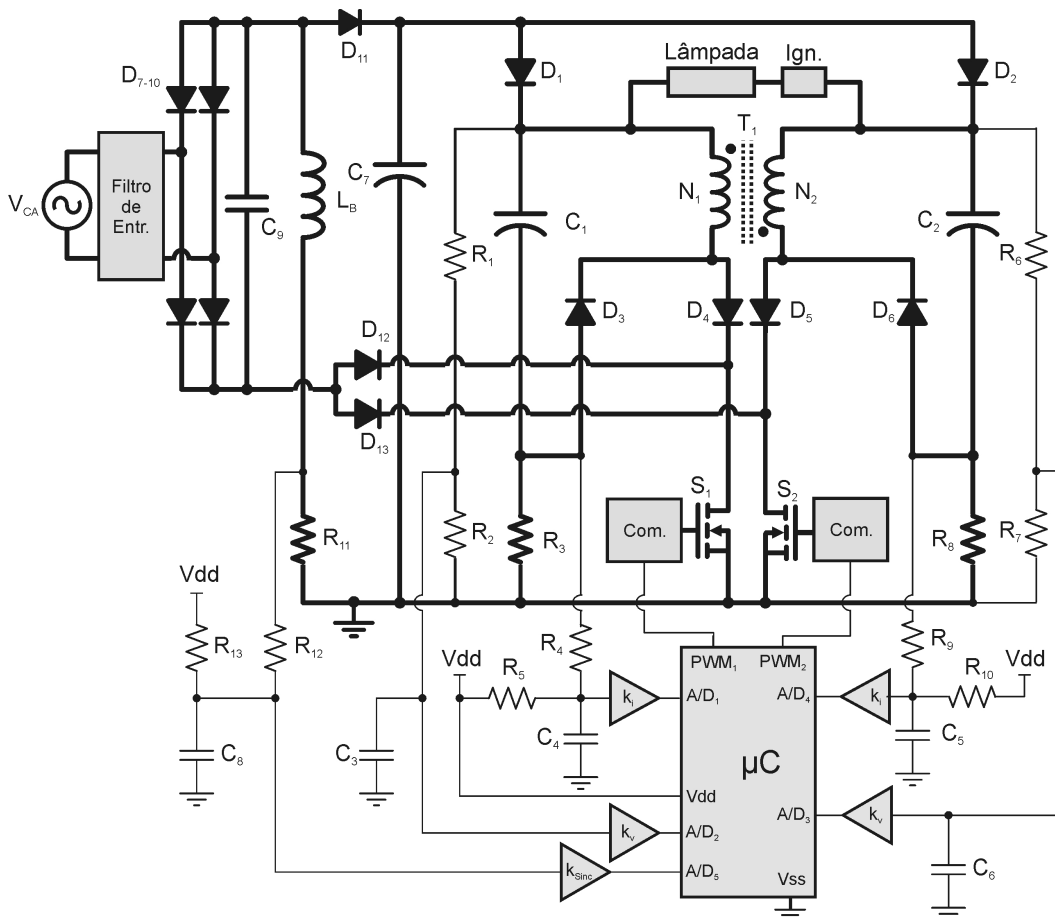


Figura 64: Circuito de medição e controle para o conversor.

Tabela 3: Especificação dos componentes do protótipo PFC

Parâmetros do conversor		
E	Tensão de entrada	200V
V_L	Tensão nominal da lâmpada	90V
f_L	Frequência da tensão na lâmpada	60 Hz
P_o	Potência nominal da lâmpada	70W
k_0	Ganho do modelo CA da lâmpada	41,7 Ω
z	Zero do modelo CA da lâmpada	-3,101 krad/s
p	Polo do modelo CA da lâmpada	14,730 krad/s
f_s	Frequência de comutação	50kHz
D	Razão cíclica de trabalho	39.0%
L_m	Indutância magnetizante	243 μH
T_1	Núcleo do <i>flyback</i>	E 42/15
C_1, C_2	Capacitores de saída	1,2 μF
S_1, S_2	Interruptores ativos (MOSFETs)	SPW17N80C3 (0,5 $\Omega @ 100^\circ C$)
$D_{1-3}; D_6$	Interruptores passivos (Diodos)	UF4007
D_{4-5}	Interruptores passivos (Diodos)	MUR480
D_{7-10}	Interruptores passivos (Diodos)	1N4001
V_{CA}	Tensão de entrada	220 V
f_{CA}	Frequência da tensão de entrada	60 Hz
L_B	Indutância do indutor do <i>buck-boost</i>	800 μH
T_1	Núcleo do indutor do <i>buck-boost</i>	E 30/14
C_9	Capacitor de filtro de entrada	150 nF
R_{11}	Resistor de sensoramento da corrente em L_B	0,5 Ω
R_{12}	Resistor para divisor de tensão e filtro	1,8 k Ω
R_{13}	Resistor para divisor de tensão e filtro	12 k Ω
C_8	Capacitor de filtro	560 nF
k_{sinc}	Ganho de medição da corrente em L_B	$k_{sinc} = 2$: MC34074 Onsemi amp-op (13V/ μs)

5.6 Resultados Experimentais

Esta seção apresenta os principais resultados experimentais do conversor implementado. A eficiência medida foi de 74,2%, com fator de potência de 0.98 e harmônicas dentro do limite estabelecido pela norma IEC 61000-3-2 classe C (resumida na Tabela 4), exceto pela 17ª harmônica, 0,30% acima dos 3% permitidos, conforme pode ser visto no gráfico da Figura 65. Todas as harmônicas não mostradas no gráfico até a de número 41 tiveram valores abaixo dos 3% limite.

Apesar disso, não é possível afirmar de forma definitiva se este nível acima do permitido pela norma é um problema ocasionado pela malha de controle, uma vez que as ponteiros de tensão e corrente, bem como o osciloscópio utilizado, apresentam tolerâncias que podem ocasionar tal erro. Outra medição realizada mostrou nível acima para a 13ª harmônica apenas, em vez da 17ª. Para sanar esta dúvida, uma medição com equipamento mais apropriado para a finalidade é indicada para uma avaliação precisa. No entanto, se comprovados os 0,3% de excesso (valor baixo), salienta-se que o conversor pode ser

Tabela 4: Limites da norma IEC 61000-3-2 classe C

Ordem Harmônica n	Máxima corrente em relação à fundamental (%)
2	2
3	30· fator de potência
5	10
7	7
9	5
$11 \leq n \leq 39$	3

otimizado de forma simplificada, provavelmente apenas diminuindo a banda passante do mesmo.

5.6.1 Medição

A Figura 66 mostra a corrente de entrada e na lâmpada, além do sinal de medição com o qual o microcontrolador sincroniza a inversão da tensão de saída com passagem por 0 V da de entrada.

Pode-se observar que ambas as correntes estão praticamente em fase na aquisição e que o sinal de controle está refletido negativamente na forma de onda, tendo pico no zero de corrente de entrada (conforme projetado).

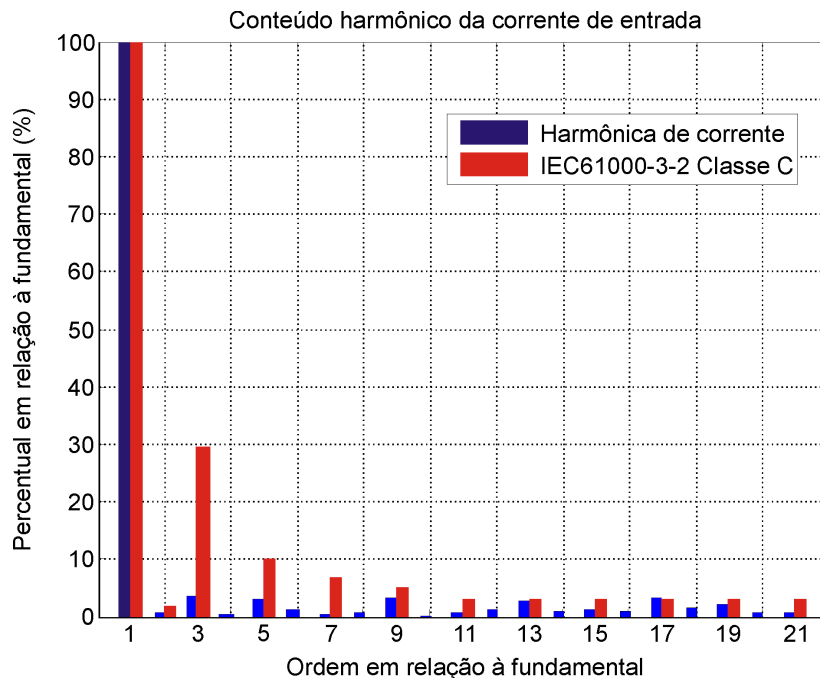


Figura 65: Conteúdo harmônico da corrente de entrada em relação à frequência fundamental.

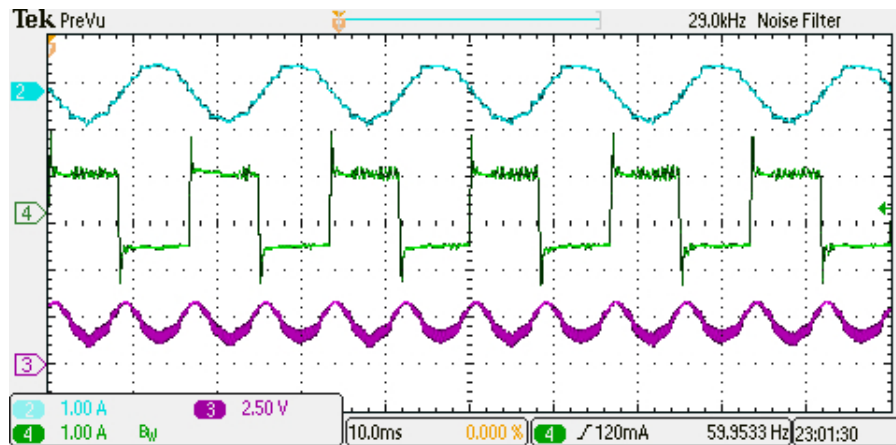


Figura 66: Corrente de entrada (topo), corrente na lâmpada (meio) e tensão em AD_1 (embaixo) (1 A/div; 2.5 V/div; 10 ms/div).

5.6.2 Ignição e aquecimento

A Figura 67 mostra a tensão e corrente na lâmpada, assim como corrente de entrada e tensão de barramento E , durante os processos de ignição e aquecimento (*warmup*). Observa-se operação em CC no começo e forma de onda AC depois que a lâmpada atinge um certo valor de tensão (aproximadamente 35 V). Além disso, observa-se que a tensão de barramento E apresenta um nível ligeiramente mais elevado que os 200 V projetados enquanto durante o processo de *warmup* em função da potência reduzida neste estágio (menor ou igual à nominal). Experimentalmente, no entanto, observou-se que a soma $E + V_L$ não ultrapassa a soma nominal (290 V) em nenhum momento.

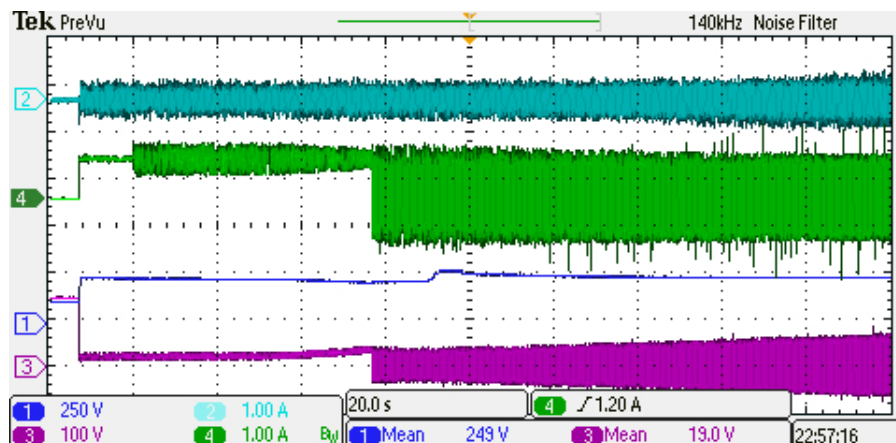


Figura 67: Corrente de entrada (topo) e na lâmpada (logo abaixo) e tensão de barramento E (mais abaixo) e na lâmpada (embaixo) durante ignição e *warmup* (1 A/div; 250 V/div; 100 V/div; 20 s/div).

5.6.3 Operação em condições nominais

A Figura 68 mostra os mesmos tensão e corrente na lâmpada, corrente de entrada e tensão E para condições nominais de operação. Observa-se a sincronia das formas de onda senoidal da corrente de entrada e quadrada de saída. Já as Figura 69, 70 e 71 mostram tensão e corrente de entrada e saída, onde o alto fator de potência e baixa distorção harmônica podem ser observados.

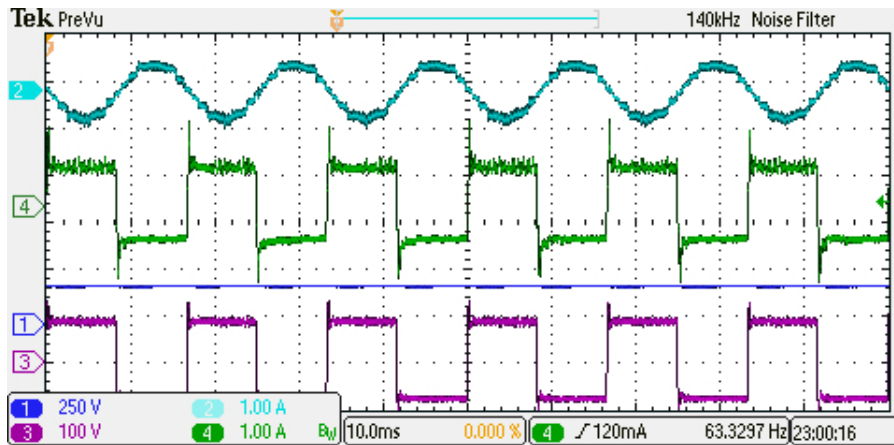


Figura 68: Corrente de entrada (topo) e na lâmpada (logo abaixo) e tensão de barramento E (mais abaixo) e na lâmpada (embaixo) em operação nominal (1 A/div; 250 V/div; 100 V/div; 10 ms/div).

A Figura 72, por outro lado, apresentam as tensões em C_1 e C_2 junto com a tensão e a corrente de saída, demonstrando a característica de modulação diferencial de tensão do circuito.

As Figuras de 73 a 76 apresentam em detalhe a corrente no indutor L_B e no interruptor S_1 , demonstrando a característica de condução crítica para a corrente em L_B no pico da tensão de entrada, assim como o maior nível de corrente em S_1 em relação à L_B em função da integração por soma de corrente realizada.

A Figuras mostram os níveis de tensão e corrente em S_1 (*dreno-source*), além da cor-

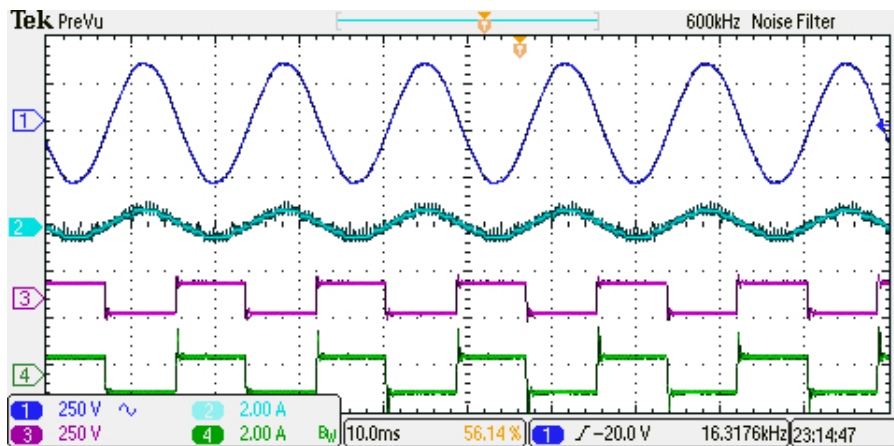


Figura 69: Tensão (topo) e corrente (logo abaixo) de entrada e tensão e corrente (embaixo) na lâmpada em operação nominal (250 V/div; 2 A/div; 10 ms/div).

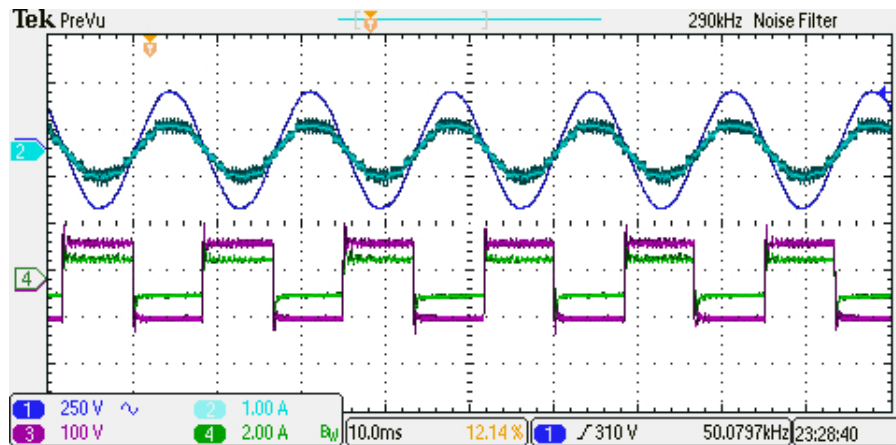


Figura 70: Tensão e corrente de entrada (topo) e tensão e corrente na lâmpada (embaixo) em operação nominal (250 V/div; 1 A/div; 2 A/div; 10 ms/div).

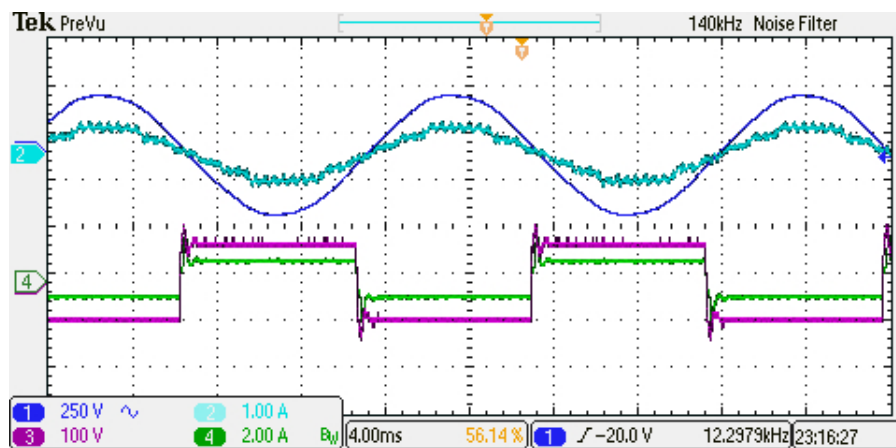


Figura 71: Tensão e corrente de entrada (topo) e tensão e corrente na lâmpada (embaixo) em operação nominal (250 V/div; 1 A/div; 2 A/div; 4 ms/div).

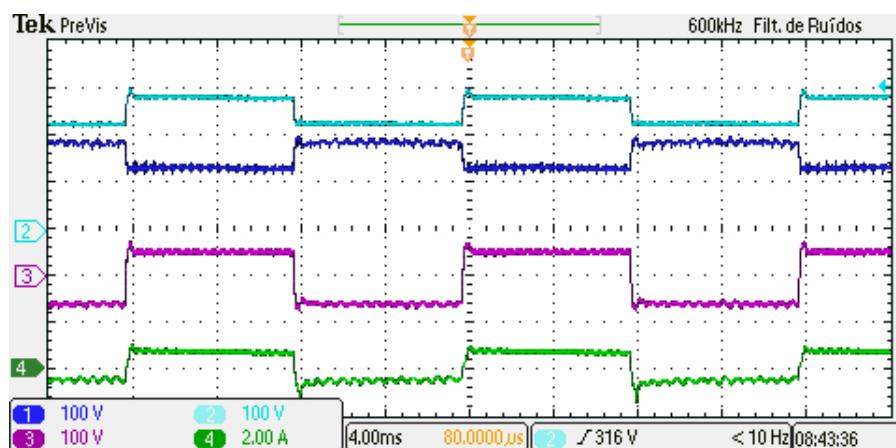


Figura 72: Tensão nos capacitores C_2 (topo) e C_1 e tensão e corrente na lâmpada (embaixo) em operação nominal (100 V/div; 2 A/div; 4 ms/div).

rente no enrolamento N_1 , demonstrando novamente a característica de soma de corrente.

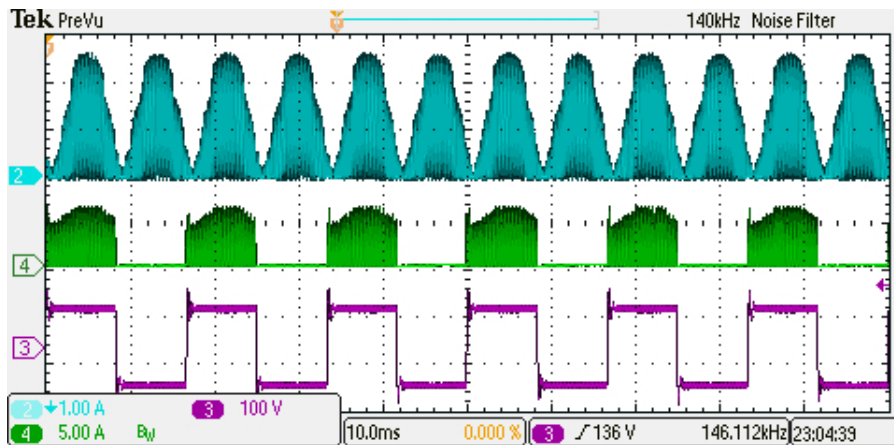


Figura 73: Corrente em L_B (topo), corrente em S_1 (meio) e tensão na lâmpada (embaixo) (1 A/div; 5 A/div; 100 V/div; 4 ms/div).

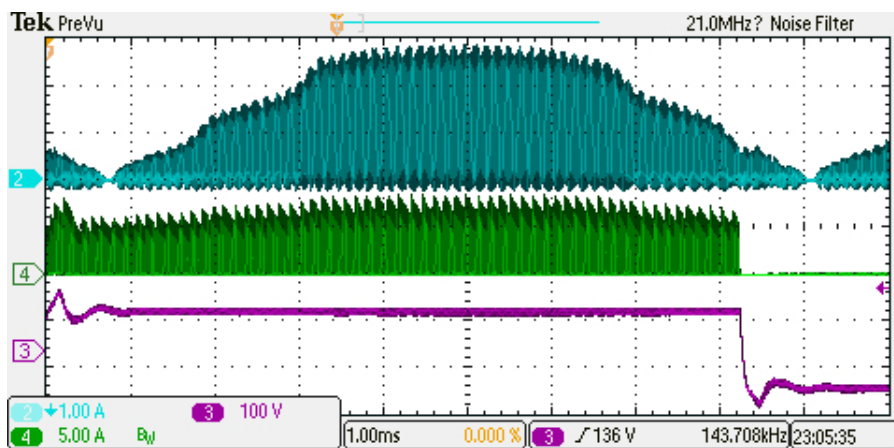


Figura 74: Corrente em L_B (topo) e corrente em S_1 (embaixo) (2 A/div; 40 μ s/div).

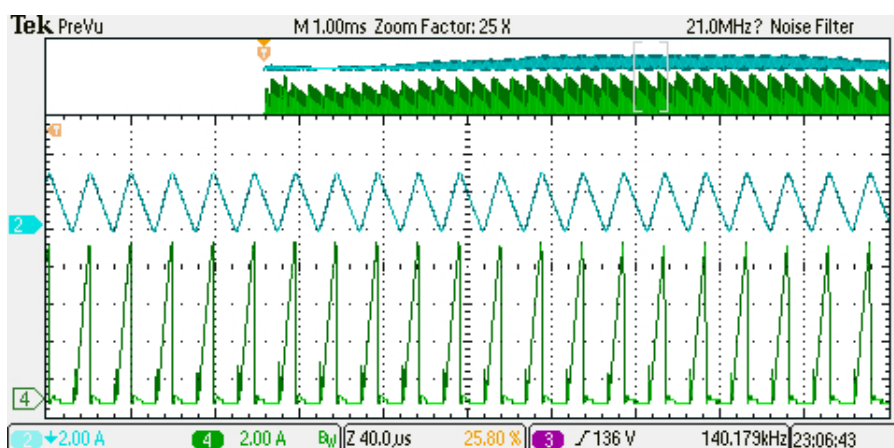


Figura 75: Corrente em L_B (topo) e corrente em S_1 (embaixo) (2 A/div; 40 μ s/div).

Além disso, níveis de tensão acima de 500 V podem ser também observados conforme previsto no projeto.

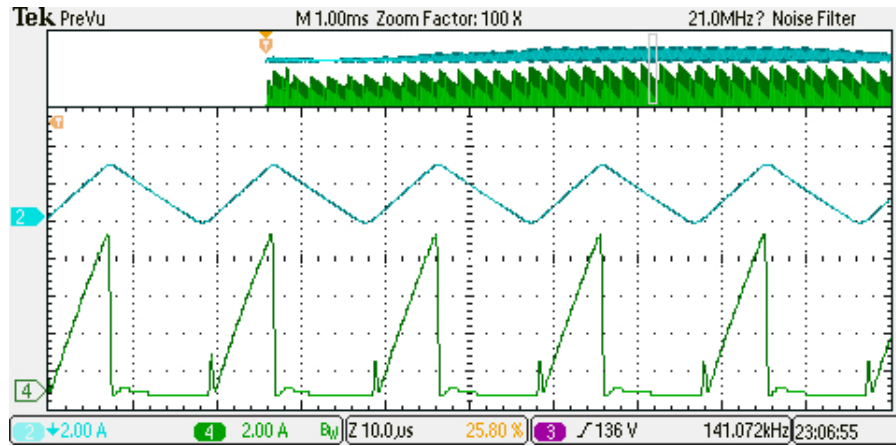


Figura 76: Corrente em L_B (topo) e corrente em S_1 (embaixo) (2 A/div; 10 μ s/div).

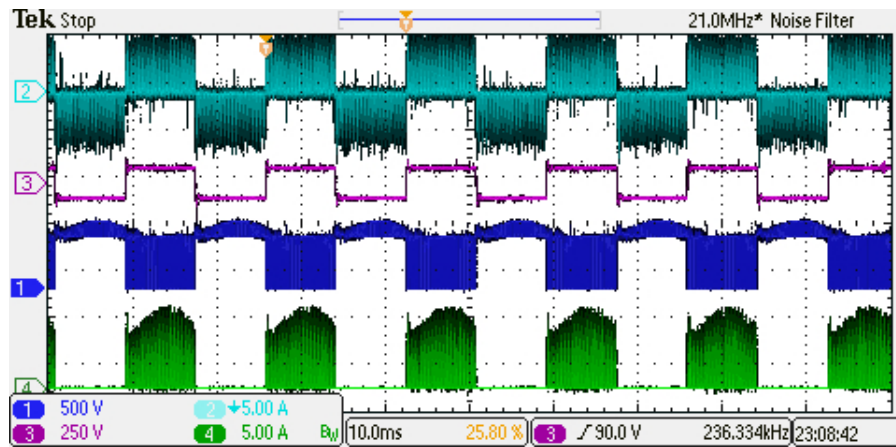


Figura 77: Corrente em N_1 (topo), V_L , tensão e corrente em S_1 (embaixo) (5 A/div; 250 V/div; 500 V/div; 10 m s/div)

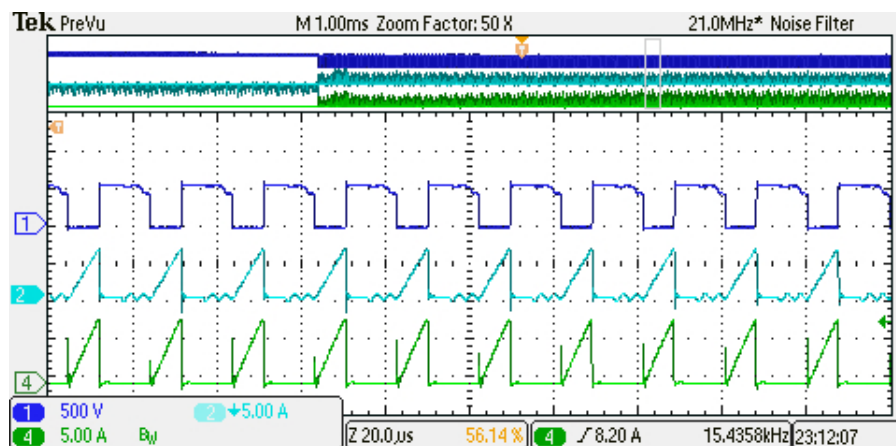


Figura 78: Tensão e corrente em S_1 (topo) e corrente em N_1 (embaixo) (5 A/div; 500 V/div; 20 μ s/div)

5.7 Conclusão

Este capítulo apresentou o projeto da integração de um conversor *buck-boost* PFC ao conversor *flyback* CC-CA proposto. Para confirmação do método de projeto, um protótipo

foi implementado, sendo descrito no capítulo. A eficiência medida foi de 74,2% com fator de potência de 0.98 e harmônicas dentro do limite estabelecido pela norma IEC 61000-3-2 classe C, exceto pela 17^a harmônica que ficou 0,30% acima dos 3% permitidos.

A principal vantagem da proposta é a necessidade de apenas dois interruptores ativos para desempenhar todas as funções necessárias. Outra vantagem é o fato de que, devido à simetria do circuito, os dois interruptores dividem igualmente todas as perdas em condução e comutação.

Um circuito de sensoriamento e controle foi proposto, sendo inteiramente referenciado ao terra do circuito e composto por elementos de baixo custo: um microcontrolador de 8 bits com oscilador interno, dois *op-amps*, resistores e capacitores.

6 **CONVERTOR PROPOSTO EM CONDUÇÃO CONTÍNUA**

Este capítulo tem por objetivo o projeto do conversor *flyback* CC-AC proposto neste trabalho a partir de uma fonte de tensão CC para o modo contínuo de condução. Em razão dos níveis de tensão e perdas, o conversor tende a ser projetado em CCM para baixas tensões de entrada, tal como uma bateria automotiva.

Diversos trabalhos apresentam conversores operando em CCM para tais aplicações (HU, 2001), (LEE; CHO, 2003) e (REATTI, 2000), os quais apresentam respectivamente: um elevador (*boost*) em cascata com inversor em ponte completa (*full-bridge*), um *flyback* também com *full-bridge* em cascata e um *boost* ressonante e inversor *half-bridge*.

Tanto a proposta de proposta de (HU, 2001) quanto a de (LEE; CHO, 2003) apresenta cinco interruptores ativos (dois deles em terras de referência de maior tensão ou virtuais), um indutor (um acoplado, outro não) e um capacitor para os estágios de controle de corrente e inversão, enquanto (REATTI, 2000) apresenta três interruptores ativos (sendo um referenciado à terra de maior tensão), porém com a necessidade de dois indutores (sendo um transformador) e cinco capacitores.

Em comparação com essas estruturas, o conversor *flyback* CC-CA apresenta uma importante vantagem com relação a redução de custos a partir da necessidade de apenas dois interruptores ativos com referência comum e de similares especificações de tensão e corrente, além da necessidade de apenas um indutor, todavia dois capacitores. Assim, a proposta pode ser considerada competitiva em uma avaliação preliminar, havendo a necessidade de confirmar parâmetros gerais de desempenho do conversor otimizado para uma comparação mais criteriosa. Portanto, é interessante avaliar o conversor operando em CCM para aplicação automotiva.

Este capítulo apresenta a modelagem, projeto completo, descrição do protótipo implementado e análise de estabilidade para o conversor proposto em CCM.

6.1 Projeto

As resistências de medição e parasitas ao circuito têm grande importância para o projeto do conversor operando em CCM devido aos níveis de corrente do mesmo. Além disso, um protótipo para o conversor em CCM apresenta peculiaridades pela necessidade de adotar uma estratégia diferenciada de controle devido à dificuldade de obter um modelo que inclua a dinâmica de conversor e lâmpada tal como para o conversor em DCM.

Dessa forma, para o projeto do conversor, primeiramente uma estratégia de realimentação e outras adaptações do circuito são propostos e apresentados nesta seção. Controle

indireto para a potência da lâmpada é adotada. A malha de realimentação é projetada para a regulação da corrente no indutor L_m , I_{Lm} , sendo seu nível ajustado conforme a potência de saída para condições nominais de operação.

Uma particularidade relativa à estabilidade do circuito é que a malha deve ser projetada com uma frequência de corte suficientemente alta para compensar eventuais variações da lâmpada, ou seja, acima do seu zero no semiplano direito. Para isso, o conversor é projetado e modelado assumindo-se uma resistência equivalente. A estabilidade do conversor com a lâmpada é verificada através de uma análise geral baseada na impedância de saída do conversor e na da lâmpada.

A Figura 79 mostra o diagrama de blocos do sistema de controle proposto e a Figura 80 apresenta o circuito completo de sensoriamento e controle para sua implementação. A realimentação de I_{Lm} pode ser observada, assim como a medição de V_L e I_L para controle da corrente e potência da lâmpada, assim como controle dos estágios do reator (similar ao circuito para DCM). Observa-se que R_8 é responsável pelo sensoriamento da corrente em L_m e que o diodo D_4 bloqueia correntes negativas através do mesmo. O sinal é amplificado por k_m e aplicado a A/D_4 do microcontrolador. Tensão e corrente são medidos de forma similar à proposta para DCM.

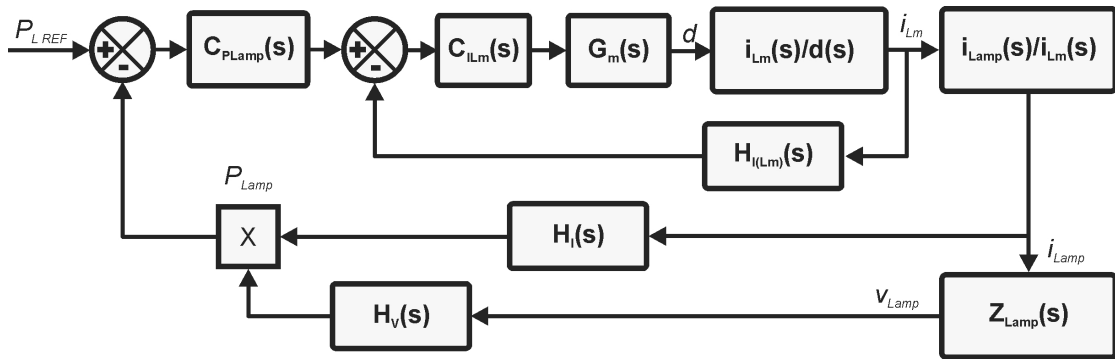


Figura 79: Circuito de medição e controle para o conversor em CCM

Uma vez proposto um circuito de medição e controle, um circuito equivalente baseado no apresentado no capítulo 3, porém mais completo por adicionar os elementos parasitas de maior relevância é obtido, sendo mostrado na Figura 81. O circuito apresenta os resistores para medição R_3 e R_8 , o resistor dos enrolamentos do *flyback* R_{Lm} , o resistor que representa a resistência em condução do MOSFET (já adicionado a R_8 e as tensões de polarização direta dos diodos utilizados).

A razão cíclica de trabalho para o conversor sem considerar resistências parasitas e quedas de tensão em diodos, é deduzida a assumindo média de tensão nula no indutor (balanço de energia), com resultado conforme (6.1).

$$D_{ideal} = \frac{E + V_L}{2 \cdot E + V_L} \quad (6.1)$$

Esta aproximação torna-se demasiadamente imprecisa quando adicionados os elementos parasitas devido aos níveis de corrente no circuito operando em baixa tensão (aplicação do conversor em CCM). A partir do circuito equivalente, no entanto, o circuito pode ser projetado de forma mais aproximada. Aplicando-se o princípio de conservação de energia no indutor L_m e no capacitor C_o (média nula de tensão no indutor e média nula de

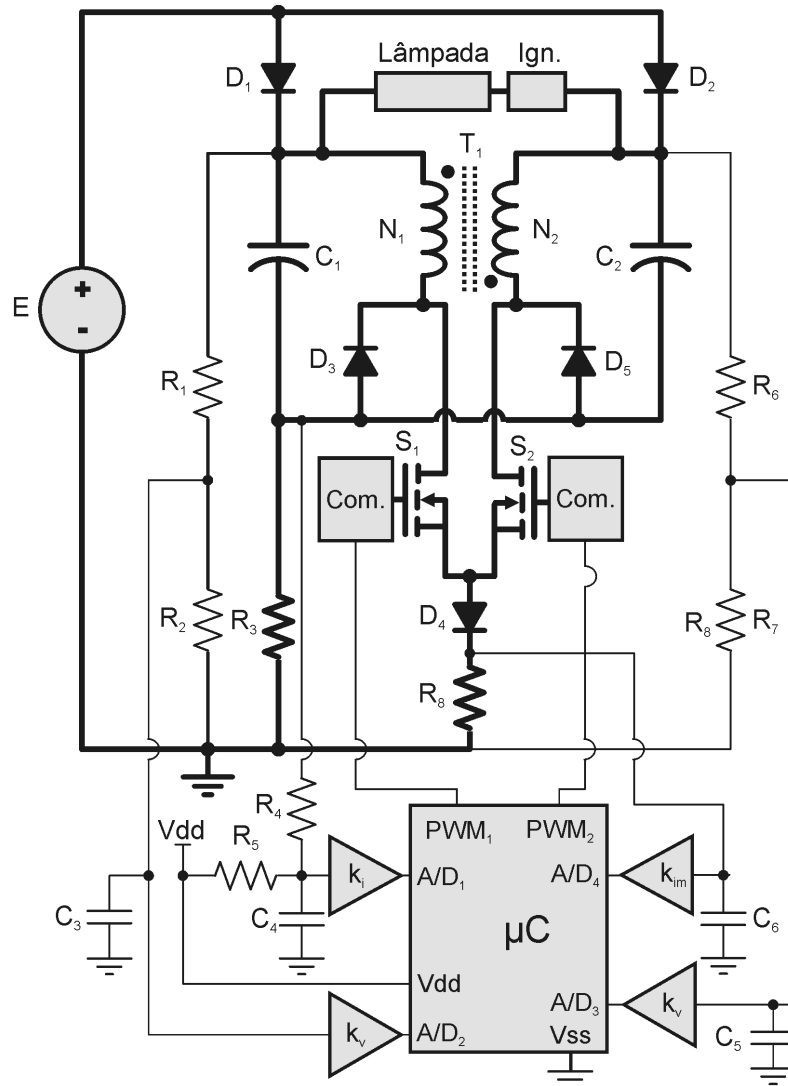


Figura 80: Circuito de medição e controle para o conversor em CCM

corrente no capacitor a cada período de comutação) (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001), encontra-se a razão cíclica D conforme (6.2). Com base no polinômio, D pode ser encontrada com o uso de métodos numéricos através de programas de computador como Matlab ou Mathcad.

$$\begin{cases} V_C + (R_L + R_3) \cdot I_L - (E - V_D) = 0 \\ (V_C + E - 3 \cdot V_D) \cdot D^2 + [(R_{DSON} + R_8) \cdot I_L - E - 2 \cdot V_C + 4 \cdot V_D] \cdot D \\ + (R_{Lm} \cdot I_L + V_C - V_D) = 0 \end{cases} \quad (6.2)$$

Para simplificação de notação, o complemento de D é definido conforme (6.3)

$$D' = 1 - D \quad (6.3)$$

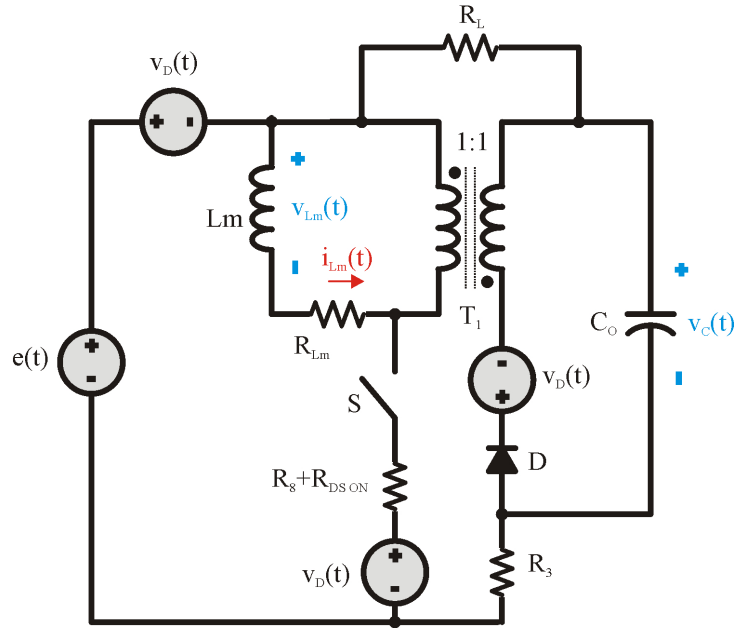


Figura 81: Circuito equivalente para o conversor em CCM

A partir da conservação de energia em C_o , ou seja, considerando corrente média nula no período de comutação, a corrente em regime permanente em L_m , I_{Lm} pode ser calculada conforme (6.4).

$$I_{Lm} = I_L \cdot \frac{1}{D'} \quad (6.4)$$

Com base em D e I_{Lm} encontrados, a indutância L_m pode ser definida a partir da variação percentual da corrente do indutor $\Delta I_{Lm}\%$, a qual deve garantir CCM para os diferentes modos do conversor sem aumentar demasiadamente o volume do indutor com uma indutância muito elevada.

$$L_m = \frac{(E - 2 \cdot V_D) \cdot D}{f_s \cdot \Delta I_{Lm}\% \cdot I_{Lm}} \quad (6.5)$$

Além disso, a capacitância do capacitor de saída pode ser também definida a partir da máxima ondulação percentual, $\Delta V_L\%$, a qual é no máximo 5% para a aplicação em lâmpadas HID (DALLA COSTA, 2008).

$$C_o = \frac{I_L \cdot D}{f_s \cdot \Delta V_L\% \cdot V_L} \quad (6.6)$$

6.2 Modelagem do conversor

Nesta seção, o conversor proposto é modelado a partir do circuito equivalente proposto e considerando uma resistência equivalente para a lâmpada dada pela razão entre sua

tensão nominal pela corrente nominal ($\frac{V_L}{I_L}$). Assim, com o objetivo de incluir os elementos parasitas na dinâmica, o modelo do circuito é obtido utilizando a abordagem média por espaços de estados (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001), (DAVOUDI; JATSKEVICH; RYBEL, 2006), método de simples implementação em programas matemáticos.

Primeiramente, são definidas as variáveis de estado utilizados para a modelagem do conversor no sistema descrito em (6.7). O vetor de estados utilizado é composto por $I_{Lm}(t)$ e $V_C(t)$, conforme (6.8), sendo que as entradas do sistema (E e V_D), são também dispostas de forma matricial conforme (6.9).

$$\begin{cases} \mathbf{K} \cdot \dot{\mathbf{X}} = \mathbf{A} \cdot \mathbf{X} + \mathbf{B} \cdot \mathbf{U} \\ \mathbf{Y} = \mathbf{C} \cdot \mathbf{X} + \mathbf{E} \cdot \mathbf{U} \end{cases} \quad (6.7)$$

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} X_1(t) \\ X_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{Lm}(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} \quad (6.8)$$

$$\mathbf{U} = \begin{bmatrix} E(t) \\ v_D(t) \end{bmatrix} \quad (6.9)$$

Equações (6.11) e (6.10) caracterizam o circuito a partir da leis das tensões de Kirchhoff (LTK) (DESOER, 1988) para os intervalos de tempo com interruptor S em condução ($0 \leq t \leq (D \cdot Ts)$) e aberto ($(D \cdot Ts) \leq t \leq Ts$).

$$0 \leq t \leq (D \cdot Ts) \Rightarrow \begin{cases} \text{LTK1 :} & -(E - V_D) + L_m \cdot \dot{i}_{Lm}(t) \\ & + (R_{Lm} + R_8 + R_{DSOEN}) \cdot i_{Lm}(t) + V_D = 0 \\ \text{LTK2 :} & -(E - V_D) + C_o \cdot \dot{v}_C(t) \cdot (R_L + R_3) + v_C(t) = 0 \end{cases} \quad (6.10)$$

$$(D \cdot Ts) \leq t \leq Ts \Rightarrow \begin{cases} \text{LTK1 :} & R_{Lm} \cdot i_{Lm}(t) + V_D + L_m \cdot \dot{i}_{Lm}(t) + v_C(t) = 0 \\ \text{LTK2 :} & -(E - V_D) + C_o \cdot \dot{v}_C(t) \cdot (R_L + R_3) + v_C(t) = 0 \end{cases} \quad (6.11)$$

A partir da caracterização do circuito, obtém-se as matrizes de estado para cada intervalo de tempo definidas de (6.12) a (6.19).

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} L_m & 0 \\ 0 & C_o \end{bmatrix} \quad (6.12)$$

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} -(R_{Lm} + R_{DSOEN} + R_8) & 0 \\ 0 & -\frac{1}{R_L + R_3} \end{bmatrix} \quad (6.13)$$

$$\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} -R_{Lm} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{R_L + R_3} \end{bmatrix} \quad (6.14)$$

$$\mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} 1 & -2 \\ \frac{1}{R_L + R_3} & -\frac{1}{R_L + R_3} \end{bmatrix} \quad (6.15)$$

$$\mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ \frac{1}{R_L + R_3} & -\frac{1}{R_L + R_3} \end{bmatrix} \quad (6.16)$$

$$\mathbf{C}_1 = [1 \ 0] \quad (6.17)$$

$$\mathbf{C}_2 = [1 \ 0] \quad (6.18)$$

$$\mathbf{E}_1 = [0 \ 0] = \mathbf{E}_2 = [0 \ 0] \quad (6.19)$$

Então, faz-se a média das matrizes A, B, C e E para o período de comutação, como mostrado de (6.20) a (6.22), sendo que E_1 e E_2 são nulas.

$$\mathbf{A} = \langle \mathbf{A} \rangle_{T_s} = D \cdot \mathbf{A}_1 + D' \cdot \mathbf{A}_2 \quad (6.20)$$

$$\mathbf{B} = \langle \mathbf{B} \rangle_{T_s} = D \cdot \mathbf{B}_1 + D' \cdot \mathbf{B}_2 \quad (6.21)$$

$$\mathbf{C} = \langle \mathbf{C} \rangle_{T_s} = D \cdot \mathbf{C}_1 + D' \cdot \mathbf{C}_2 = \mathbf{C}_1 = \mathbf{C}_2 \quad (6.22)$$

Então, o sistema pode ser descrito a partir da média em um período de comutação (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001), conforme mostrado em (6.23).

$$\begin{cases} \mathbf{K} \cdot \langle \dot{\mathbf{X}} \rangle_{T_s} = \mathbf{A} \cdot \langle \mathbf{X} \rangle_{T_s} + \mathbf{B} \cdot \langle \mathbf{U} \rangle_{T_s} \\ \langle \mathbf{Y} \rangle_{T_s} = \mathbf{C} \cdot \langle \mathbf{X} \rangle_{T_s} + \mathbf{E} \cdot \langle \mathbf{U} \rangle_{T_s} \end{cases} \quad (6.23)$$

6.2.1 Modelo CA

Para a obtenção do modelo CA de pequenos sinais em torno do ponto de operação do conversor em relação à razão cíclica, primeiramente o ponto de operação é obtido em (6.24) para uma entrada conforme (6.25).

$$\dot{\mathbf{X}} = 0 \therefore \mathbf{X}_{EQUI} = \mathbf{A}^{-1} \cdot \mathbf{B} \cdot \mathbf{U} = \begin{bmatrix} I_{Lm} \\ V_C \end{bmatrix} \quad (6.24)$$

$$\mathbf{U} = \begin{bmatrix} E \\ V_D \end{bmatrix} \quad (6.25)$$

As matrizes dinâmica (A), de entrada (B), saída (C) e de transmissão direta (E) podem então ser obtidas para o modelo CA de pequenos sinais (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001) em (6.26), (6.27), (6.28) e (6.29), sendo que B_P insere a perturbação na razão cíclica (variável de interesse para a realimentação).

$$\mathbf{A}_P = \mathbf{K}^{-1} \cdot \mathbf{A} \quad (6.26)$$

$$\mathbf{B}_P = \mathbf{K}^{-1} \cdot \{\mathbf{B} | (\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2) \cdot \mathbf{X}_{EQUI} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2) \cdot \mathbf{U}\} \quad (6.27)$$

$$\mathbf{C}_P = \mathbf{C} \quad (6.28)$$

$$\mathbf{E}_P = \mathbf{E} \quad (6.29)$$

E o sistema representado na forma de pequenos sinais conforme (6.30), onde a entrada $\hat{\mathbf{U}}$ passa é dada por (6.31).

$$\begin{cases} \hat{\dot{\mathbf{X}}} = \mathbf{A}_P \cdot \hat{\mathbf{X}} + \mathbf{B}_P \cdot \hat{\mathbf{U}} \\ \hat{\mathbf{Y}} = \mathbf{C}_P \cdot \hat{\mathbf{X}} + \mathbf{E}_P \cdot \hat{\mathbf{U}} \end{cases} \quad (6.30)$$

$$\hat{\mathbf{U}} = \begin{bmatrix} \hat{E}(t) \\ \hat{v}_D(t) \\ \hat{d}(t) \end{bmatrix} \quad (6.31)$$

Finalmente, a função de transferência CA de pequenos sinais para as três entradas do sistema pode ser obtida por (6.32), sendo que a relativa à tensão no diodo é irrelevante tanto funcionalmente, por ser uma tensão baixa e sem perturbações, quanto do ponto de vista de interpretação, pela inserção das três fontes de tensão em locais diferentes do circuito.

$$\mathbf{G}_{CA}(s) = \mathbf{C}_P \cdot (s \cdot \mathbf{I} - \mathbf{A}_P)^{-1} \cdot \mathbf{B}_P + \mathbf{E}_P \quad (6.32)$$

Tabela 5: Especificação dos componentes do protótipo: CCM

Parâmetros do conversor		
E	Tensão de entrada	24V
V_L	Tensão nominal da lâmpada	80 V
f_L	Frequência da tensão na lâmpada	60 Hz
P_L	Potência nominal da lâmpada	35 W
k_0	Ganho do modelo CA da lâmpada	149,4 Ω
z	Zero do modelo CA da lâmpada	-1.835 krad/s
p	Polo do modelo CA da lâmpada	10.690 krad/s
f_s	Frequência de comutação	50kHz
D	Razão cíclica de trabalho	80.9%
ΔI_{Lm} %	Variação percentual em I_{Lm}	50 %
L_m	Indutância magnetizante	303 μH
R_{Lm}	Resistência série de L_m	50 $m \Omega$
T_1	Núcleo do <i>flyback</i>	E 30/14
C_1, C_2	Capacitores de saída	2,2 μF
S_1, S_2	Interruptores ativos (MOSFETs)	SPW17N80C3 (0,5 Ω @100°C; 800V)
D_{1-2}	Interruptores passivos (Diodos)	MUR480

6.3 Protótipo Implementado

O circuito proposto em CCM foi implementado com base no circuito da Figura 80 e no projeto proposto. A Tabela 5 apresenta todos os parâmetros de entrada e calculados para o mesmo.

6.3.1 Malha de Realimentação

Esta seção descreve o projeto da malha fechada de realimentação do conversor, onde um compensador foi projetado e inserido na malha com base na análise da resposta em frequência da função de transferência de malha aberta da corrente em I_{Lm} pela razão cíclica.

A dinâmica da lâmpada utilizada é caracterizada por k_0 , z e p ; todos apresentados na Tabela 1. A lâmpada alimentada é uma lâmpada de vapor de multi vapores metálicos de 35 W de potência e 80 V de tensão nominais cujo modelo CA foi apresentado em (DALLA COSTA, 2008).

A partir dos parâmetros da Tabela 5 e dos modelos apresentados previamente, é possível calcular a função de transferência de $\hat{i}_L(s)$ por $\hat{d}(s)$, mostrada em (4.30).

$$G_{ild} = \frac{4.08 \cdot 10^5 \cdot s + 1.65 \cdot 10^9}{s^2 + 3.37 \cdot 10^3 \cdot s + 4.6 \cdot 10^7} \quad (6.33)$$

O modelo foi comprovado experimentalmente a partir da aplicação de um degrau de 5% na razão cíclica, demonstrando resposta dinâmica em concordância entre modelo e resultado experimental, como mostra a Figura 82.

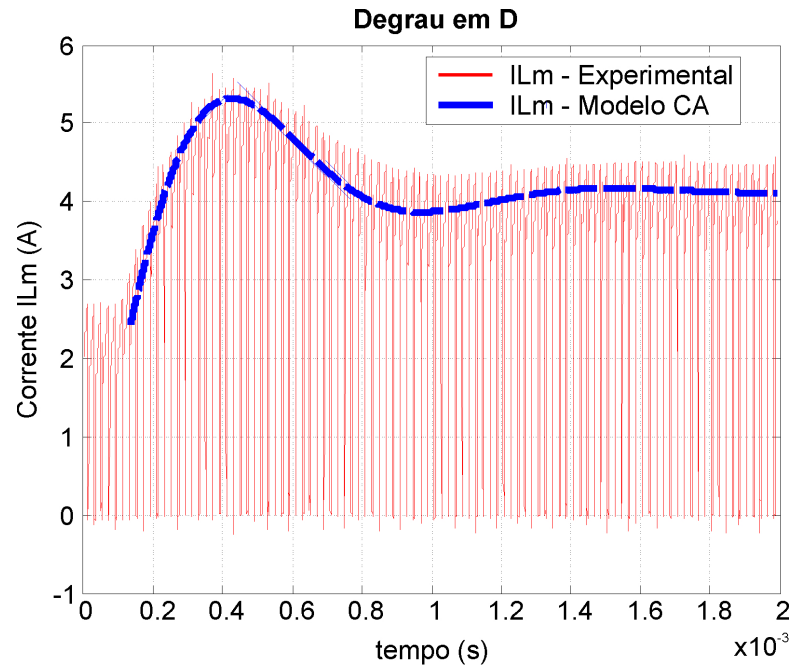


Figura 82: Comprovação do modelo do conversor em CCM através da resposta a 5% de degrau em D sobre I_{Lm} : gráfico a partir da função de transferência obtida; resultado experimental da corrente no enrolamento N_1 .

O diagrama de Bode considerando ganhos unitários para sensor e modulador é apresentado na Figura 83.

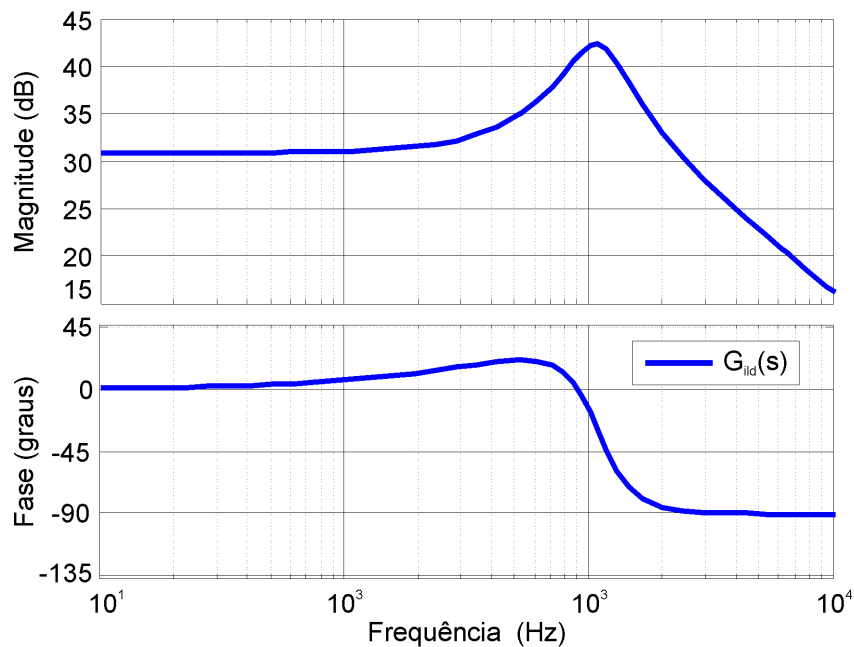


Figura 83: Diagrama de Bode para G_{ild} .

Obtido o modelo da planta a ser controlada, analisa-se a realimentação a ser implementada. Para o projeto, primeiramente a malha tem que ser seguramente estável, com margens de ganho (MG) e fase (MF) acima de 6 dB e 45° respectivamente (OGATA,

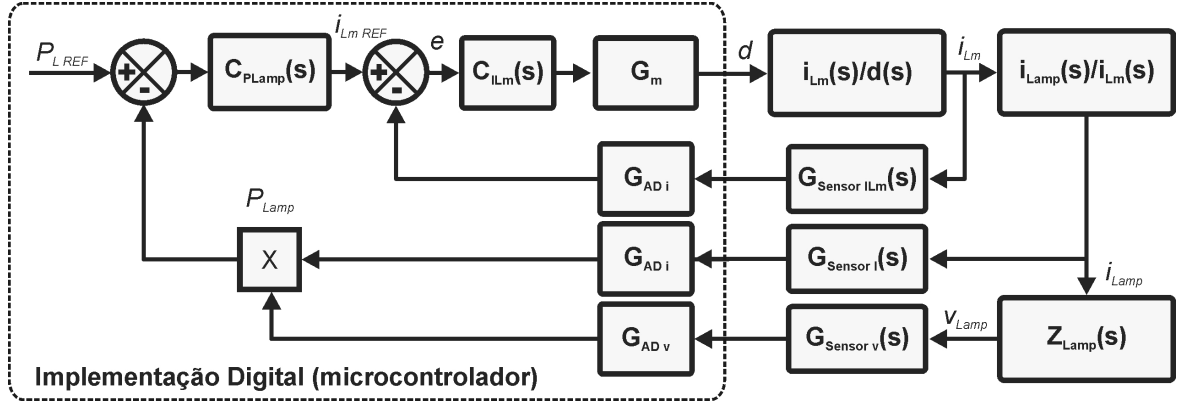


Figura 84: Circuito de medição e controle para o conversor em CCM

2007). É também necessário que a malha alcance erro nulo em regime permanente (garantindo regulação) e com uma frequência de corte f_c - mais de uma década abaixo de f_s , porém suficientemente alta para compensar a dinâmica da lâmpada, garantindo característica de fonte de corrente ao conversor. Como $f_s = 50\text{kHz}$, pode-se obter f_c até 5 kHz. No entanto, como tem-se como objetivo a implementação com base em um microcontrolador de 8 bits de baixo custo e existe a necessidade de da medição das tensões nos capacitores (ente outras funções), a frequência de corte é estabelecida de modo a exigir amostragem a cada dois ciclos de alta frequência, ou seja, $f_c = 2,5\text{kHz}$.

É então necessário analisar a planta a ser controlada observando-se a resposta em frequência de sua função de transferência de malha aberta. Para isso, são necessários detalhes como ganho de sensores e moduladores do circuito. Uma visão geral da malha implementada com o circuito da Figura 80 pode ser obtida a partir do diagrama de blocos da Figura 84, sendo que a Tabela 6 resume todos os parâmetros especificados e calculados da malha fechada.

No diagrama de blocos, observam-se os sensores de corrente e tensão, $G_{SenseILm}(s)$, G_{SenseI} e G_{SenseV} , conectados aos respectivos blocos de conversão analógico-digital (ADC), G_{ADi} e G_{ADv} . Os sinais de tensão e corrente são multiplicados (resultando na potência instantânea) e o resultado subtraído da potência de referência, possibilitando o cálculo da referência de corrente a partir do compensador $C_{PL}(s)$. Neste caso, o controlador de potência $C_{PL}(s)$ foi implementado a partir da comparação com a referência nominal e aplicando controle por histerese atualizado a cada dez segundos. Então, a partir da referência e do sinal medido de corrente, a razão cíclica de trabalho do conversor é então definida através do compensador C_{IL} e do ganho do modulador G_m , fechando a malha de regulação da corrente na lâmpada.

Deduz-se que a resolução para a medição de $I_{Lm}(t)$ é dada por (6.34).

$$Res\%_{ilm} = \left\{ R_8 \cdot k_{im} \cdot \left[\frac{(2^{ADi} - 1)}{Vdd} \right] \cdot I_{Lm} \right\}^{-1} = 3,21\% \quad (6.34)$$

E que a função de transferência do circuito de medição é dado por (6.35).

$$H_i(s) = R_8 \cdot k_{im} \cdot G_{ADi} \quad (6.35)$$

Assim, com a inclusão de todos os ganhos da medição de corrente, obtém-se (6.36), a função de transferência de malha aberta da realimentação proposta, considerando ganho unitário para o compensador. G_m representa o ganho do modulador centro-alinhado à amostragem, habilitando discretização por retenção de ordem zero, ZOH, (OGATA, 1994). A Figura 85 mostra o diagrama de Bode para $T_i(s)$.

$$T_i(s) = H_i(s) \cdot G_m(s) \cdot G_{ild}(s) \quad (6.36)$$

A partir do gráfico, conclui-se que pode ser aplicada análise da estabilidade por resposta em frequência para o projeto da malha fechada, já que não ocorrem múltiplos cruzamentos por $\pm 180^\circ$ de fase (OGATA, 2007). Além disso, observa-se que um compensador é necessário para eliminar o erro em regime permanente e alcançar $f_c = 2,5 \text{ kHz}$.

Assim, um polo na origem (0 rad/sec) foi inserido no compensador, aumentando o ganho da malha em baixas frequências. Posteriormente, um zero foi então inserido uma década abaixo da frequência de corte especificada, f_c , para evitar que o polo na origem influencie na fase em f_c . Ainda, o ganho do compensador foi ajustado para obter a especificada f_c . O compensador resultante é apresentado em (6.37), consistindo em um regulador PI.

Tabela 6: Parâmetros da realimentação implementada em CCM

Parâmetros da realimentação implementada		
f_c	Frequência de Corte	2,5 kHz
MF	Margem de fase	84,1°
MG	Margem de ganho	Infinito
R_8	Resistor de medição de i_{Lm}	0,167 Ω
k_{im}	Ganho de corrente	$k_{im} = 1,47$: MC34074 Onsemi
R_3	Resistor de medição de i_L	0,5 Ω
R_4	Resistor paste do divisor de tensão	1,8 k Ω
R_5	Resistor paste do divisor de tensão	12 k Ω
C_4	Capacitor de filtro	220 nF
k_i	Ganho de corrente	$k_i = 2,5$: MC34074 On- semi amp-op (13V/ μs)
f_{clock}	Frequência de barramento do microcontrolador	16MHz
G_m	Ganho do modulador	50kHz/ 16MHz = 1/320
f_a	Frequência de amostragem	25 kHz
V_{dd}	Tensão de alimentação do microcontrolador	5V
G_{ADi}	Ganho do conversor A/D	8 bits: $(2^8 - 1)/5V = 51$
G_{ADv}	Ganho do conversor A/D	10 bits: $(2^{10} - 1)/5V = 205$
μC	Microcontrolador	Freescale 8 bits MC9S08EL32

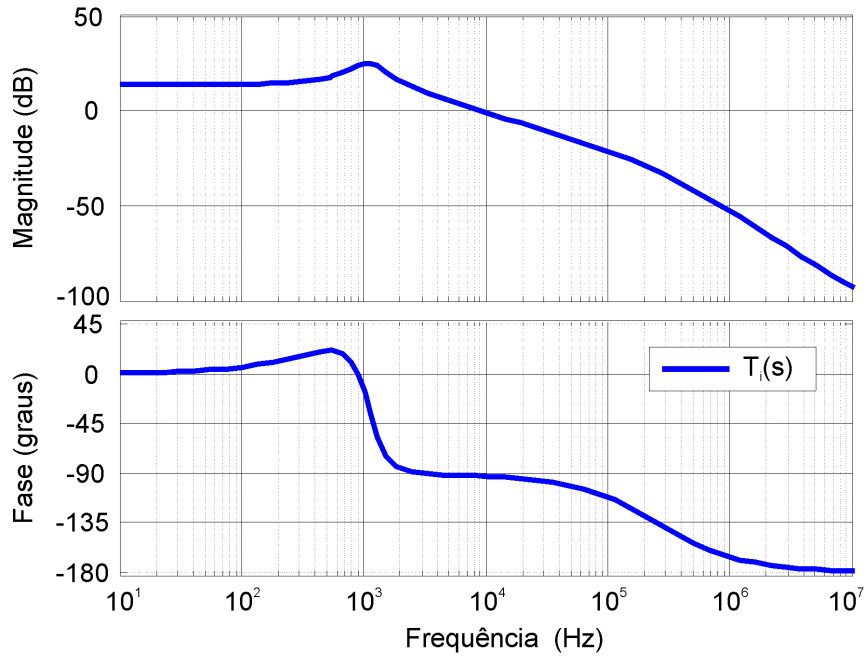


Figura 85: Diagrama de Bode para T_{id} : CCM.

$$G_{PI}(s) = 0,22 \cdot \frac{s + 1,57 \cdot 10^3}{s} \quad (6.37)$$

A Figura 86 mostra o diagrama de Bode para a malha compensada. Parâmetros relativos a estabilidade e desempenho são mostrados na Tabela 6, alcançando todas as metas propostas.

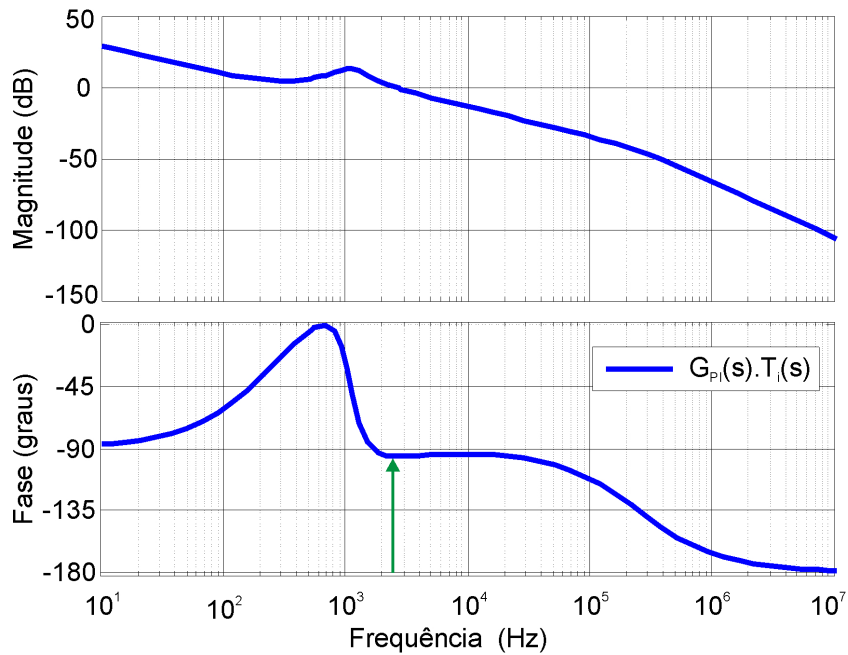


Figura 86: Diagrama de Bode para a malha compensada.

O compensador PI foi implementado digitalmente pelo método *redesign* a partir da

amostragem de 25 kHz sincronizada de forma centro-alinhada ao PWM, habilitando o projeto pela aproximação por retentor de ordem zero ((OGATA, 1994)), chegando à equação no domínio discreto z (6.38).

$$G_{PI}(z) = \frac{0,22 \cdot z - 0,20}{z - 1} \quad (6.38)$$

De (6.38), o controlador foi implementado no microcontrolador através da equação de diferenças (6.39).

$$w(k) = w(k - 1) + k_a \cdot e(k) - k_b \cdot e(k - 1) \quad (6.39)$$

Para habilitar a implementação dessa equação no microcontrolador proposto, os valores dos ganhos k_a e k_b foram aproximados utilizando deslocamento de bits (para a direita, multiplicando por 2) nos bytes de erro. Dessa forma, apesar de k_a e k_b serem 0.22 e 0.20, os valores aproximados 1/4 e 1/2 foram utilizados no protótipo implementado.

6.4 Análise de Estabilidade

Como a dinâmica da lâmpada não foi incluída no modelo a partir do qual o compensador foi projetado, torna-se necessário analisar a estabilidade do conversor para sua alimentação. Como já descrito, a lâmpada deve ser alimentada a partir de um dispositivo que emule uma fonte de corrente devido ao zero no semi-plano direito de seu modelo CA. O conversor, no entanto, não é uma fonte de corrente ideal, apresentando também uma dinâmica própria. Assim, tornando-se necessário analisar a interação das respostas dinâmicas de ambos, conversor e lâmpada.

De acordo com (HU, 2001), é necessário que a impedância do reator seja suficientemente grande para compensar a dinâmica do pólo no semi-plano direito em malha fechada proveniente do zero da lâmpada. Uma forma de efetuar essa análise sem a inclusão da dinâmica da lâmpada no modelo do conversor é através da comparação entre sua impedância equivalente de saída e a impedância da lâmpada, assumindo o equivalente Norton para o circuito completo: a fonte de corrente de Norton ($I(s)$) e a impedância de saída Z_o (de Thévenin) em paralelo (DESOER, 1988). A Figura 87 mostra o circuito equivalente com a lâmpada conectada à saída.

Para realizar essa análise, primeiramente obtém-se um circuito equivalente do conversor com a substituição de todos os termos por uma fonte de corrente e uma impedância paralela, o que pode ser obtido a partir dos teoremas de Thévenin e Norton (DESOER, 1988). O equivalente para o circuito completo, incluindo a malha fechada, pode ser obtido.

A partir do equivalente obtido, analisa-se a dinâmica da corrente na lâmpada $I_{Lamp}(s)$ em função de $I(s)$ conforme (6.40), simplificada em (6.41).

$$I_L(s) = \frac{Z_o(s)}{Z_o(s) + Z_{Lamp}(s)} \cdot I(s) \quad (6.40)$$

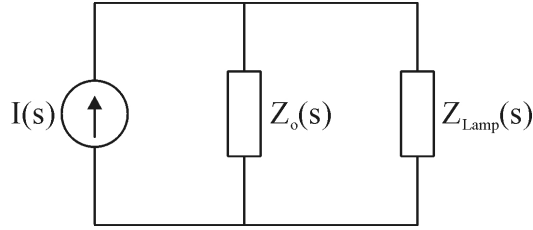


Figura 87: Equivalente Norton do circuito proposto.

$$I_L(s) = \frac{1}{1 + \frac{Z_{Lamp}(s)}{Z_o(s)}} \cdot I(s) \quad (6.41)$$

Observado (6.41), conclui-se que a estabilidade do conjunto conversor e lâmpada é definida a partir da razão entre Z_{Lamp} e Z_o , uma vez que esta razão define os polos da corrente na lâmpada. Quanto maior a impedância do conversor em relação à da lâmpada, mais próxima é $I_L(s)$ de $I(s)$. Confirma-se a necessidade de alta impedância para o conversor a partir da utilização do critério de estabilidade de Nyquist à análise dos polos de (6.41). Analogamente à Nyquist, para ser estável, as raízes do polinômio do denominador de equação (6.41) devem estar no semi-plano esquerdo do eixo real-imaginário (OGATA, 2007), resultando na condição de estabilidade de (6.42) (DENG; CUK, 1997).

$$\left| \frac{Z_{Lamp}(s)}{Z_o(s)} \right| < 1 \quad (6.42)$$

6.4.1 Cálculo da Impedância de saída do conversor

Para o cálculo da impedância de saída do conversor, uma fonte de corrente conectada à saída do circuito é assumida para emular tanto o ponto de operação quanto perturbações provenientes da carga a ser alimentada. O circuito pode ser então modelado considerando-se todas as suas perturbações e a impedância de saída finalmente encontrada pela razão da tensão de saída pela entrada com as fontes curto-circuitadas conforme (6.43) a partir do equivalente, caracterizando a impedância Thévenin do circuito (DESOER, 1988). A Figura 88 apresenta o circuito equivalente completo a ser modelado para a obtenção da impedância equivalente de saída.

$$Z_o(s) = \frac{v_o(s)}{i_o(s)} \quad (6.43)$$

A modelagem do circuito pode então ser feita a partir da técnica de modelo médio por espaços de estados, onde (6.44) é a matriz que caracteriza as entradas do circuito e de (6.45) a (6.49) as matrizes de ganho, dinâmica e de entrada para os intervalos de 0 a $(D \cdot Ts)$ e de $(D \cdot Ts)$ a Ts (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001).

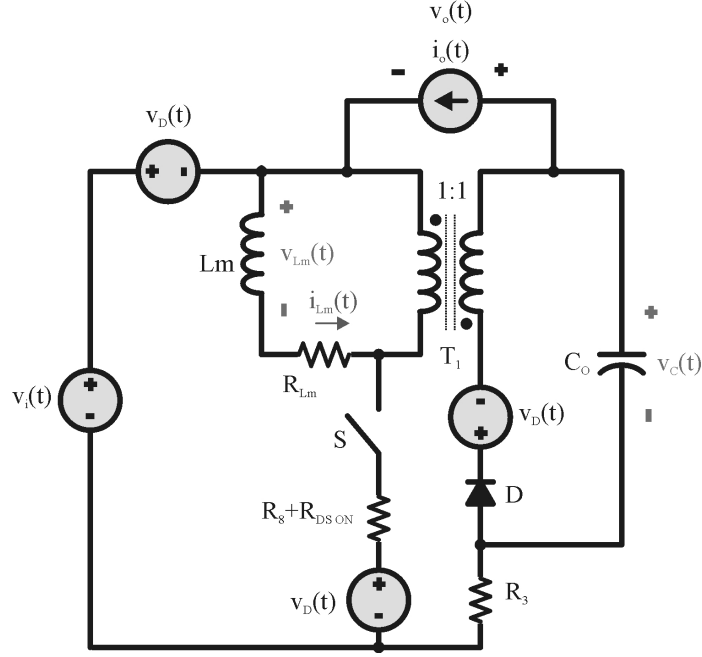


Figura 88: Circuito equivalente para obtenção da impedância de saída do conversor.

$$\mathbf{U} = \begin{bmatrix} v_i(t) \\ v_D(t) \\ i_o(t) \end{bmatrix} \quad (6.44)$$

$$\mathbf{KZ} = \begin{bmatrix} L_m & 0 \\ 0 & C_o \end{bmatrix} \quad (6.45)$$

$$\mathbf{A}_{1z} = \begin{bmatrix} -(R_{Lm} + R_{DS(on)} + R_s) & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (6.46)$$

$$\mathbf{A}_{2z} = \begin{bmatrix} -R_{Lm} & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (6.47)$$

$$\mathbf{B}_{1z} = \begin{bmatrix} 1 & -2 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \quad (6.48)$$

$$\mathbf{B}_{2z} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \quad (6.49)$$

E \mathbf{C}_{Lm} e \mathbf{E}_{Lm} as matrizes para saída i_{Lm} e C_{Vo} e \mathbf{E}_{Vo} as matrizes para v_o como saída.

$$\mathbf{C}_{ILm} = [1 \ 0 \ 0] \quad (6.50)$$

$$\mathbf{E}_{\mathbf{I}Lm} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (6.51)$$

$$\mathbf{C}_{\mathbf{V}o} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (6.52)$$

$$\mathbf{E}_{\mathbf{V}o} = \begin{bmatrix} -1 & -1 & 0 \end{bmatrix} \quad (6.53)$$

A partir das matrizes de estados do sistema para cada intervalo, calculam-se as matrizes de estados médias no período de comutação e obtém-se o modelo CA de pequenos sinais em torno do ponto de operação dado por (6.24) (operação nominal do conversor com a lâmpada) perturbando-se a razão cíclica com entradas conforme (6.54) para corrente de saída nominal da lâmpada $I_o = I_L$.

$$\mathbf{U} = \begin{bmatrix} E \\ V_D \\ I_o \end{bmatrix} \quad (6.54)$$

Dessa forma, as funções de transferência relativas às razões das saídas por cada entrada perturbada (exceto em relação $\hat{v}_D(t)$ ser irrelevante tanto por possuir pequena amplitude quanto por pouco significado físico), mostrada na Figura 89 para o sistema realimentado completo.

A impedância direta de saída em malha aberta $Z_{MA}(s)$ é dada por $G_{voio}(s)$. No diagrama de blocos, observa-se a realimentação da corrente $i_{Lm}(s)$ através dos ganhos de medição $H_{i(Lm)}(s)$ e dos ganhos do modulador $G_m(s)$ e do PI projetado $G_{PI}(s)$, todos descritos na seção anterior. Os blocos podem ser descritos como segue:

- $G_{ilm/vi}(s)$: função de transferência da corrente em $\hat{i}_{Lm}(s)$ por $\hat{v}_i(s)$.
- $G_{ilm/d}(s)$: função de transferência da corrente em $\hat{i}_{Lm}(s)$ por $\hat{d}(s)$.
- $G_{ilm/io}(s)$: função de transferência da corrente em $\hat{i}_{Lm}(s)$ por $\hat{i}_o(s)$.
- $G_{vo/vi}(s)$: função de transferência da tensão $\hat{v}_o(s)$ por $\hat{v}_i(s)$.
- $G_{vo/d}(s)$: função de transferência da tensão $\hat{v}_o(s)$ por $\hat{d}(s)$.
- $G_{vo/io}(s)$: função de transferência da tensão $\hat{v}_o(s)$ por $\hat{i}_o(s)$.

Para obter a função de $\frac{v_o(s)}{i_o(s)}$, anula-se as contribuições das perturbações das outras entradas $\hat{v}_i(t)$ e $\hat{d}(t)$ (AHMADI; PASCHEDAG; FERDOWSI, 2010), podendo-se obter a um

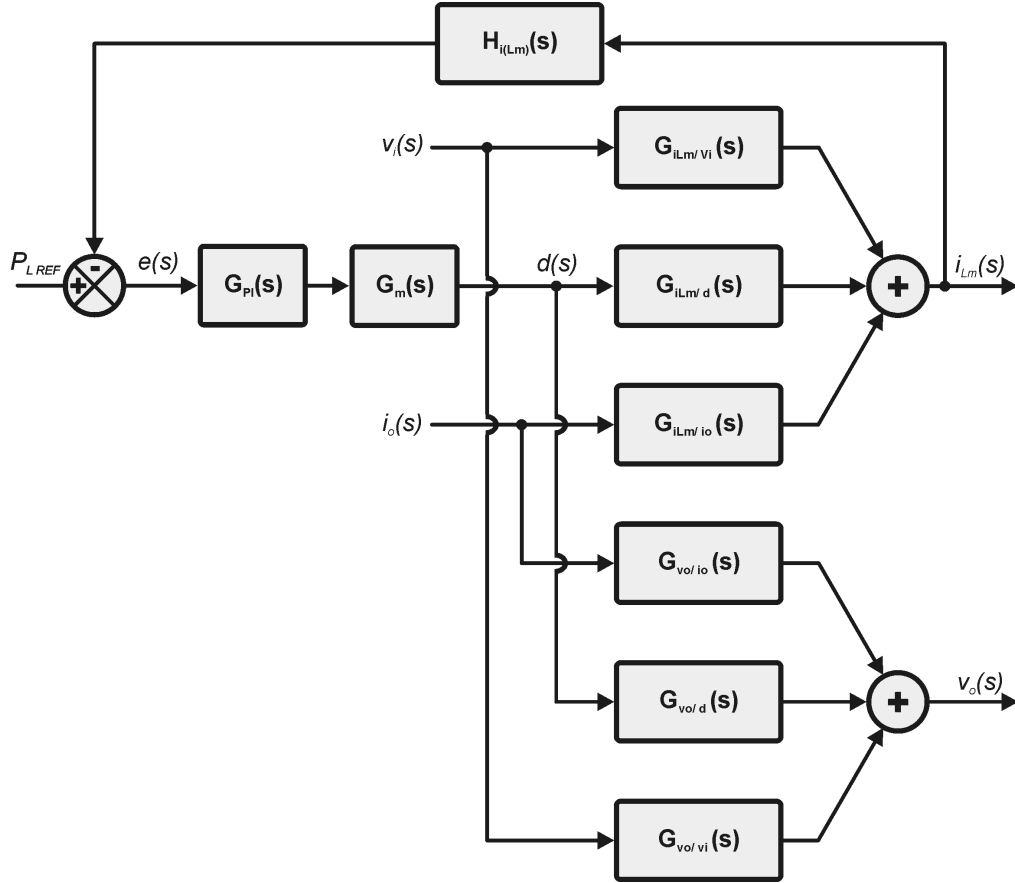


Figura 89: Blocos do sistema de controle completo para obtenção da impedância de saída do conversor.

sistema de equações cuja solução na impedância de saída do conversor em malha fechada mostrada em (6.55).

$$Z_{MF}(s) = \frac{v_o(s)}{i_o(s)} = Z_{MA}(s) + \frac{G_{iLm/io}(s) \cdot G_{vo/d}(s) \cdot H_{i(Lm)}(s) \cdot G_m(s) \cdot G_{PI}(s)}{1 + G_{iLm/d}(s) \cdot H_{i(Lm)}(s) \cdot G_m(s) \cdot G_{PI}(s)} \quad (6.55)$$

6.4.2 Análise das impedâncias

Obtida a impedância, pode-se comparar sua magnitude com a da impedância da lâmpada Z_{Lamp} . A Figura 90 mostra a resposta em frequência para Z_{Lamp} , Z_{MA} e Z_{MF} . Observa-se que o sistema é instável em malha aberta porque o módulo da impedância de saída do conversor é menor que o módulo da impedância da lâmpada, tornando inviável sua implementação em malha aberta.

Já Z_{MF} tem módulo maior que Z_{Lamp} na faixa de frequências de interesse, baixa frequência. O módulo da impedância da lâmpada é maior que o módulo da impedância do conversor em malha fechada apenas acima de 1 kHz, o que não resulta em instabilidade para o conversor pois o mesmo é regulado em CC. A interpretação física dessa impedância menor em baixas frequências é que ruídos em alta frequência (acima de 1 kHz) provenientes da fonte de entrada não são aplicadas à lâmpada já que o conversor tende a atenuar este sinal com sua baixa impedância.

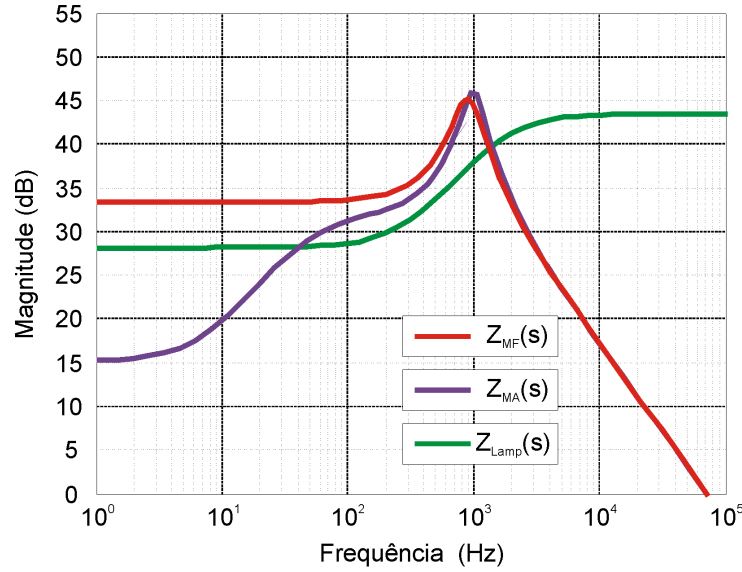


Figura 90: Gráfico da magnitude (módulo) da impedância da lâmpada Z_{Lamp} e da impedância de saída do conversor em malha aberta Z_{MA} e malha fechada Z_{MF} .

6.5 Resultados Experimentais

Esta seção apresenta resultados experimentais do protótipo implementado, salientando sua alimentação a partir de uma fonte de tensão CC que emula um bateria automotiva de 24 V. A eficiência medida foi de 72.5% (incluindo-se o circuito de controle), encontrando-se dentro de uma faixa esperada para o conversor alimentando uma carga de 35 W a partir de 24 V. Uma maior eficiência, possivelmente acima de 80%, pode ser obtida a partir da otimização do conversor com o uso de componentes mais adequados: diodos de menor tensão de polarização direta e MOSFETs com menor $R_{DS(on)}$ e capacitância *dreno-source*.

O conversor obteve desempenho conforme esperado na ignição, *warmup* e regime permanente, apresentando regulação da corrente durante o *warmup* e da potência em regime permanente (condições nominais).

A medição alcançou comportamento com mínimo ruído e a resposta a distúrbios externos da malha de controle foi muito satisfatória, sendo comprovada experimentalmente a partir da aplicação de degraus na tensão de entrada.

6.5.1 Ignição e aquecimento

As Figuras 91 e 92 mostra a tensão e corrente na lâmpada durante os processos de ignição e aquecimento (*warmup*, onde observa-se operação em CC no começo e forma de onda quadrada AC depois que a lâmpada atinge um certo valor de tensão (aproximadamente 35 V). Controle de corrente é observado, o qual é implementado com nível 30% maior que a nominal. Para isto, uma referência fixa para $i_{Lm}(t)$ é estabelecida.

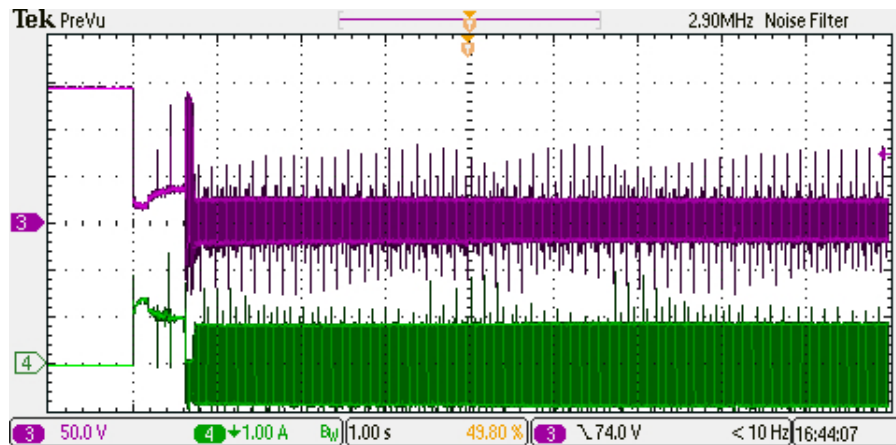


Figura 91: Tensão (topo) e corrente (abaixo) na lâmpada durante ignição e *warmup* (1 A/div; 50 V/div; 1 s/div).

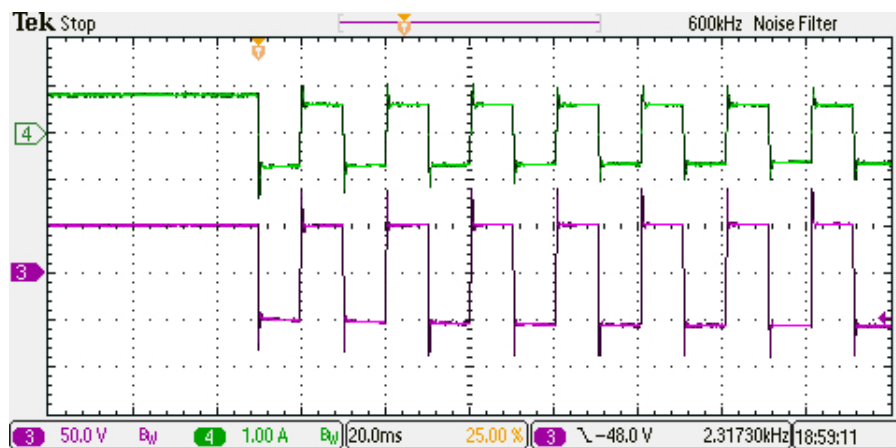


Figura 92: Corrente (topo) e tensão (abaixo) na lâmpada durante *warmup* (50 V/div; 1 A/div; 20 ms/div).

6.5.2 Operação Nominal

A Figura 93 mostra a tensão e corrente na lâmpada na operação nominal com potência regulada (após o *warmup*, onde a ausência de ondulações excessivas de potência tanto de baixa quanto de alta frequência pode ser observada, as quais potencialmente poderiam ocasionar ressonância acústica).

A Figura 94 mostra a tensão na lâmpada e nos capacitores C_1 e C_2 , onde pode-se observar que a diferença das tensões nos capacitores é aplicada a lâmpada.

As Figuras 95 e 96 apresentam as tensões nos capacitores C_1 e C_2 e as tensões *dreno-source* para S_1 e S_2 , mostrando o efeito da modulação aplicada aos interruptores ativos nas tensões dos capacitores.

As Figuras 97, 98 e 99 apresentam a tensão na lâmpada e a corrente no enrolamento N_1 , onde a regulação da corrente I_{Lm} em uma referência fixa pode ser observada. Além disso, observa-se também na Figura 100 da inversão implementada em detalhe. Aplica-se uma alta razão cíclica (95%) ao conversor, carregando o indutor L_m rapidamente. Após três ciclos, a razão cíclica é reduzida à 40 % e o PI é habilitado. Dessa forma, uma inversão

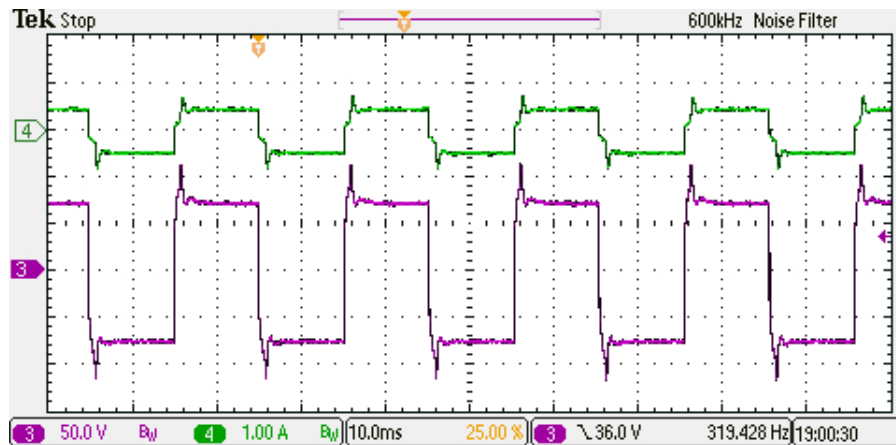


Figura 93: Corrente (topo) e tensão (abaixo) na lâmpada em condições nominais (50 V/div; 1A/div; 10ms/div).

mais rápida é garantida ao aumentar a corrente no indutor e aumentar o percentual de tempo ($1-D$) em que a corrente é descarregada no capacitor e carga.

As Figuras de 101 a 103 apresentam a tensão na lâmpada e a correntes nos enrolamentos N_1 e N_2 , onde controle de corrente e a característica de carga e descarga do conversor pode ser observada. Já as Figuras 104, 105 e 106 apresentam a tensão *dreno-source* em S_1 e a corrente no enrolamento N_1 , onde a relativamente alta tensão em S_1 (de até 160 V) pode ser observada. Modo de condução contínuo pode ser observado em todas as formas de onda de corrente em alta frequência apresentadas.

6.5.3 Medição e Controle

As Figuras de 107 a 112 apresentam os sinais de controle do circuito proposto, demonstrando completa conformidade da medida com o projeto: ganho k_m amplificando a tensão no resistor R_8 ; e a forma de onda de $i_L(t)$ em A/D_4 . Observa-se que a realimentação implementada mantém a corrente I_{Lm} fixa regulada na referência em todas as etapas de operação do conversor.

A Figura 113 mostra a resposta da corrente em L_m , bem como tensão e corrente na lâmpada, ao degrau de 2,5 V na tensão de entrada. Pode-se observar que a malha de realimentação mantém a corrente $I_{Lm}(t)$ praticamente constante regulada na referência, o que ocasiona apenas um ligeiro aumento na corrente da lâmpada devido à mudança na razão cíclica de trabalho.

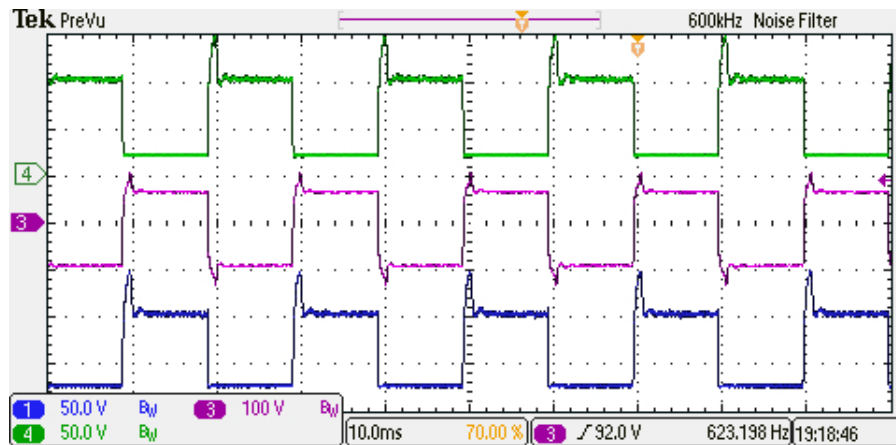


Figura 94: Tensões em C_1 (embaixo), C_2 (topo) e na lâmpada (meio) (50 V/div; 100 V/div; 10 ms/div).

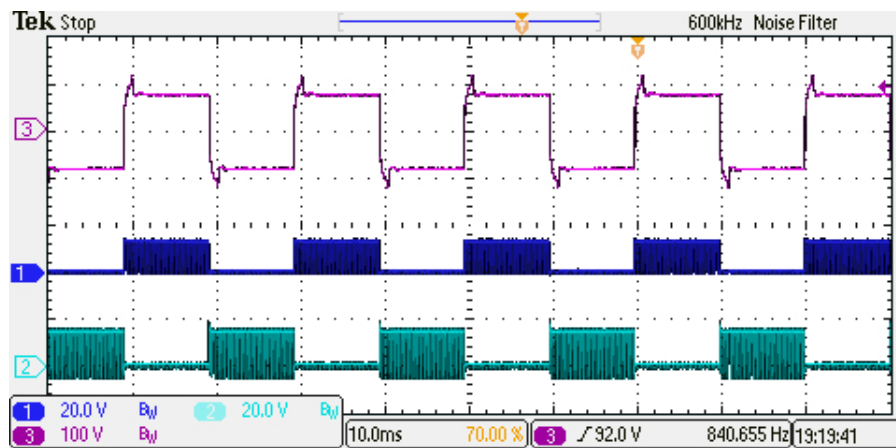


Figura 95: Tensão na lâmpada (topo), tensões *gate-source* dos MOSFETs S_1 (meio) e S_2 (embaixo) (100 V/div; 20 V/div; 10 ms/div) .

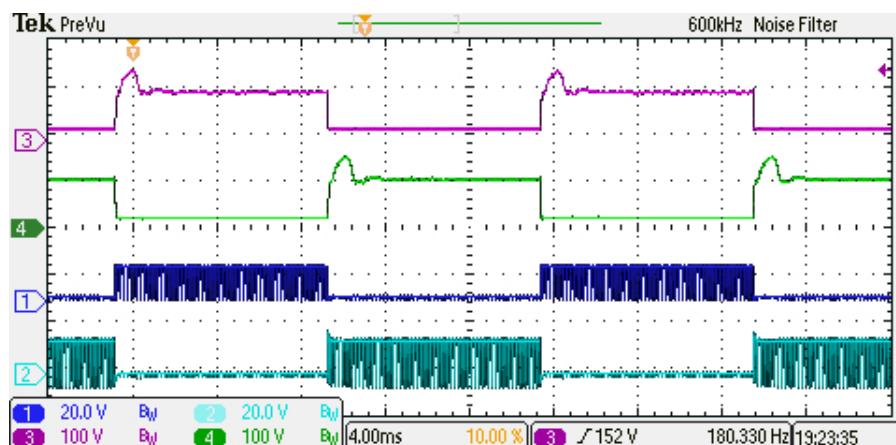


Figura 96: Tensões em C_1 (segundo no topo), C_2 (topo) e tensões *gate-source* dos MOSFETs S_1 (mais abaixo) e S_2 (embaixo) (100 V/div; 20 V/div; 4 ms/div) .

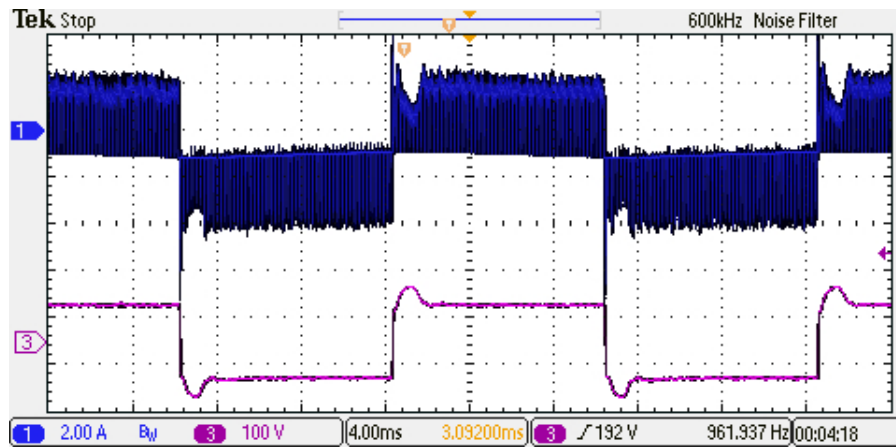


Figura 97: Corrente em N_1 (medição com acoplamento CA, no topo) e tensão na lâmpada (embaixo) (2 A/div; 100 V/div; 1 A/div; 4 ms/div).

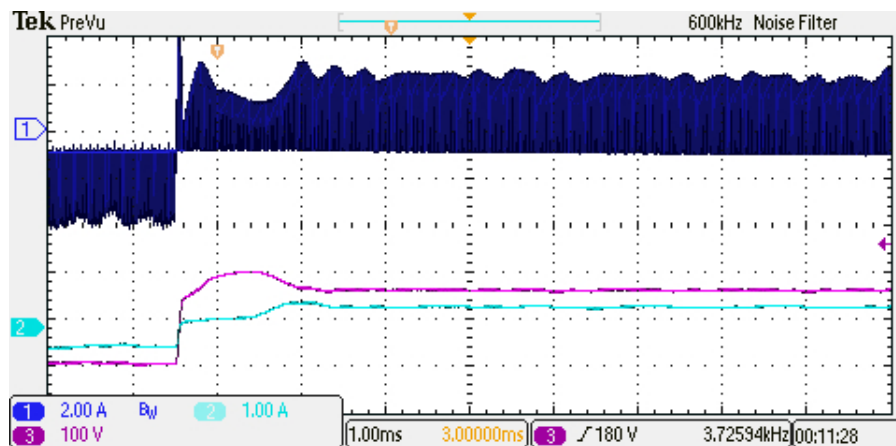


Figura 98: Corrente em N_1 (medição com acoplamento CA, no topo) e tensão e corrente na lâmpada (embaixo) (2 A/div; 100 V/div; 1 A/div; 1 ms/div).

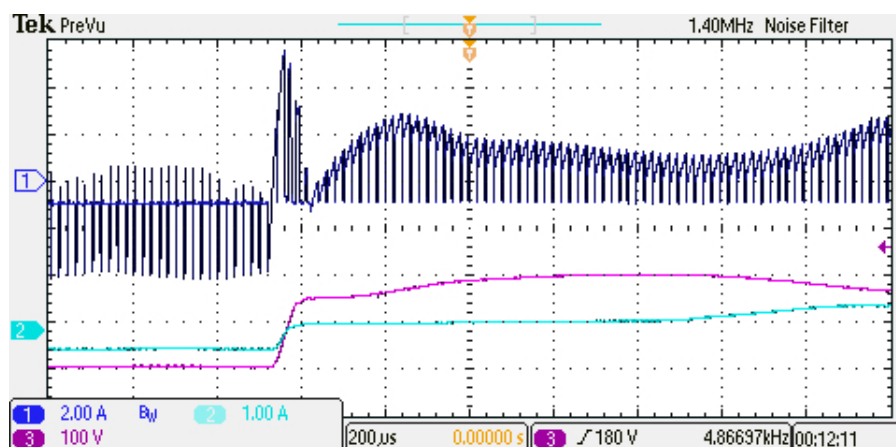


Figura 99: Corrente em N_1 (medição com acoplamento CA, no topo) e tensão e corrente na lâmpada (embaixo) (2 A/div; 100 V/div; 1 A/div; 200 µs/div).

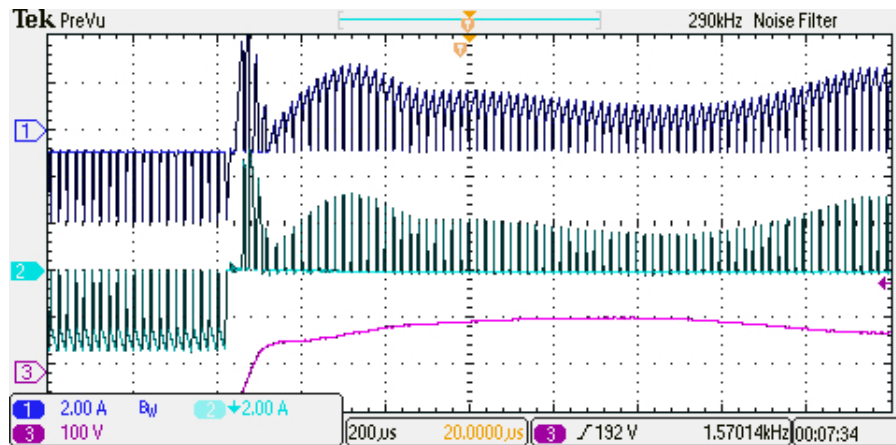


Figura 100: Corrente em N_1 (medição com acoplamento CA, no topo), N_2 (acoplamento CC) e tensão na lâmpada (embaixo) (2 A/div; 100 V/div; 200 μ s/div).

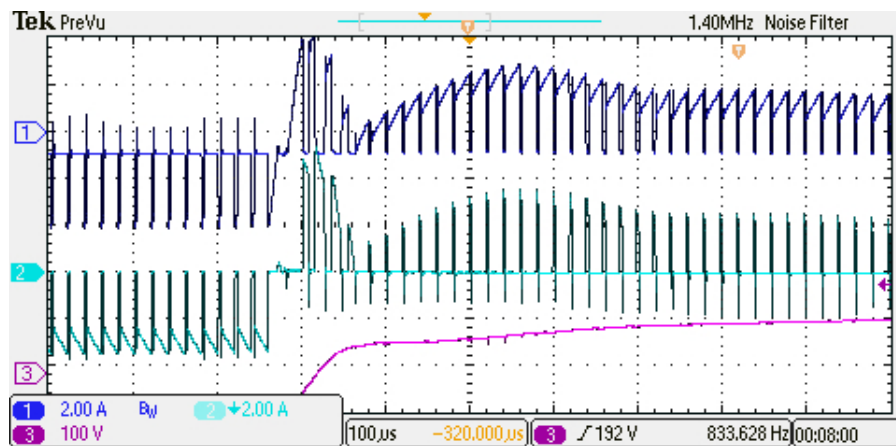


Figura 101: Corrente em N_1 (medição com acoplamento CA, no topo), N_2 (acoplamento CC) e tensão na lâmpada (embaixo) (2 A/div; 100 V/div; 10 μ s/div).

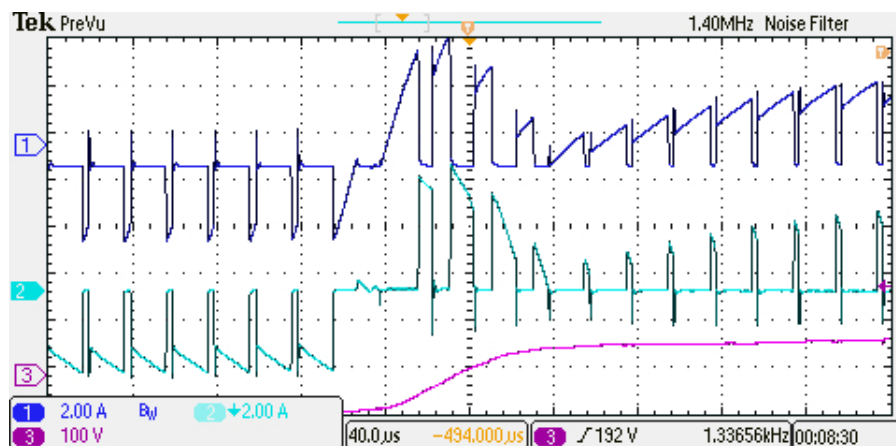


Figura 102: Corrente em N_1 (medição com acoplamento CA, no topo), N_2 (acoplamento CC) e tensão na lâmpada (embaixo) (2 A/div; 100 V/div; 40 μ s/div).

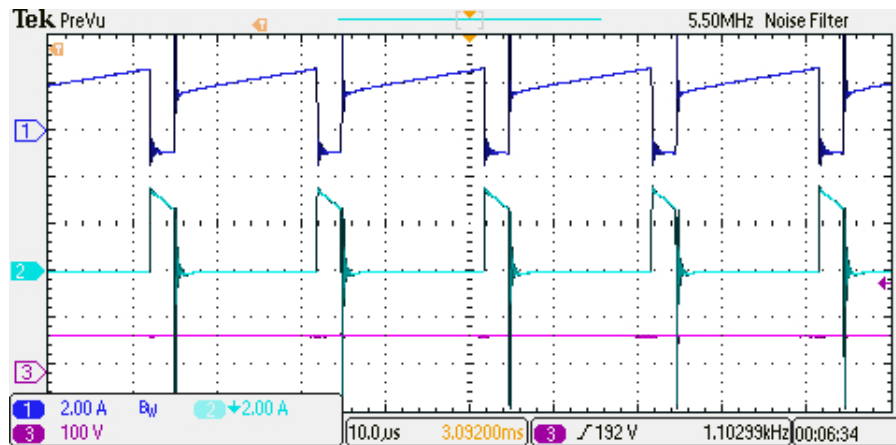


Figura 103: Corrente em N_1 (medição com acoplamento CA, no topo), N_2 (acoplamento CC) e tensão na lâmpada (embaixo) (2 A/div; 100 V/div; 10 μ s/div).

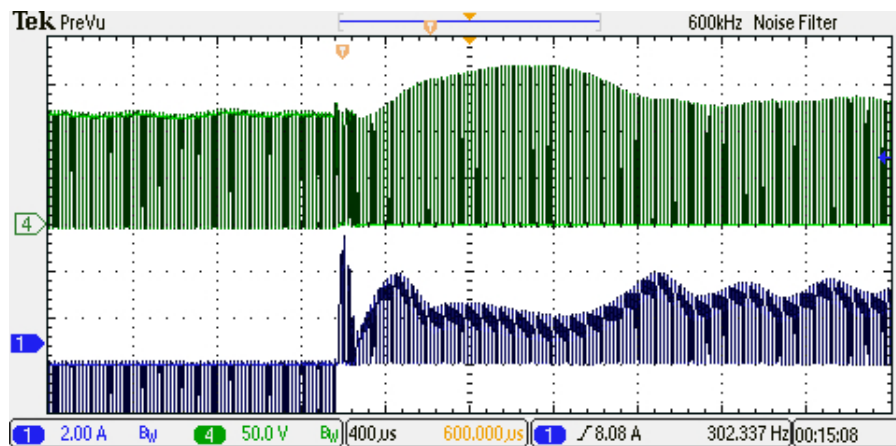


Figura 104: Tensão em S_1 e corrente em N_1 (medição com acoplamento CA, embaixo) (50 V/div; 2 A/div; 400 μ s/div).

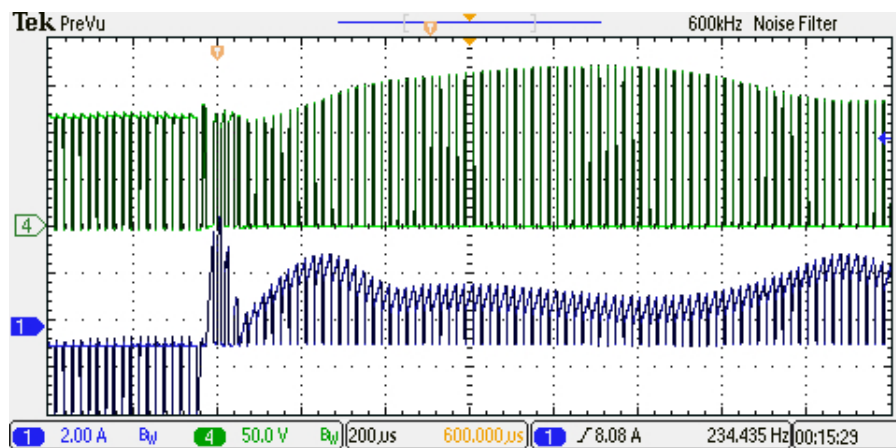


Figura 105: Tensão em S_1 e corrente em N_1 (medição com acoplamento CA, embaixo) (50 V/div; 2 A/div; 200 μ s/div).

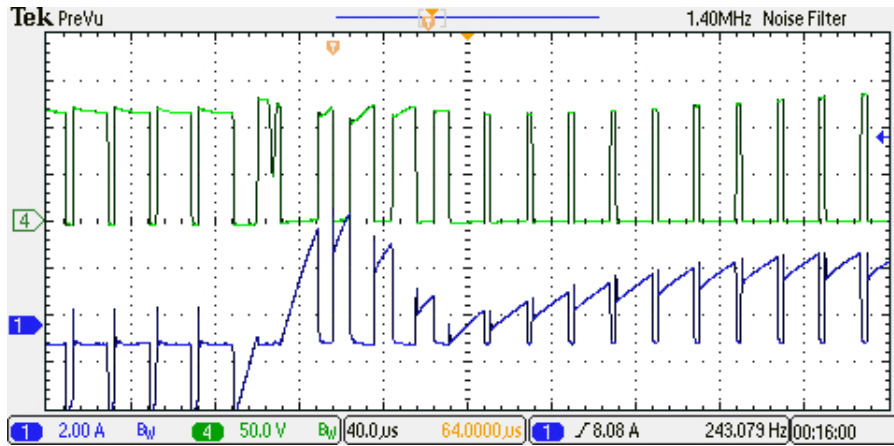


Figura 106: Tensão em S_1 e corrente em N_1 (medição com acoplamento CA, embaixo) (50 V/div; 2 A/div; 40 μ s/div).

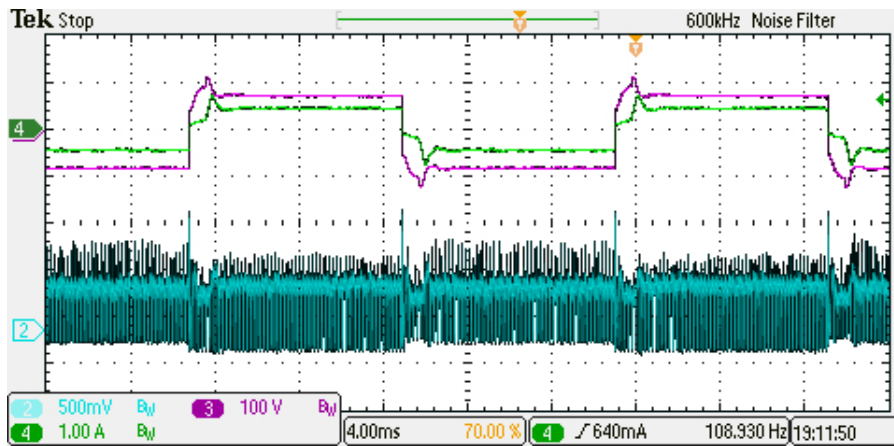


Figura 107: Tensão e corrente na lâmpada (topo) e tensão em R_8 (embaixo) (250 V/div; 1 A/div; 500 mV/div; 4 ms/div).

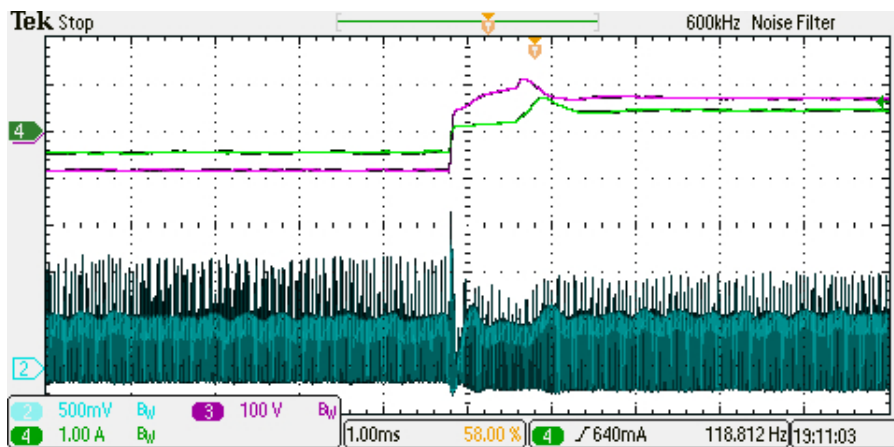


Figura 108: Tensão e corrente na lâmpada (topo) e tensão em R_8 (embaixo) (250 V/div; 1 A/div; 500 mV/div; 1 ms/div).

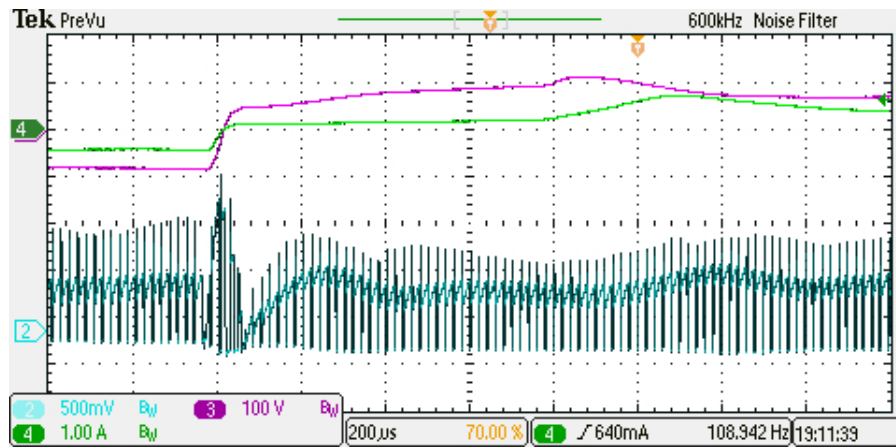


Figura 109: Tensão e corrente na lâmpada (topo) e tensão em R_8 (embaixo) (250 V/div; 1 A/div; 500 mV/div; 200 μ s/div).

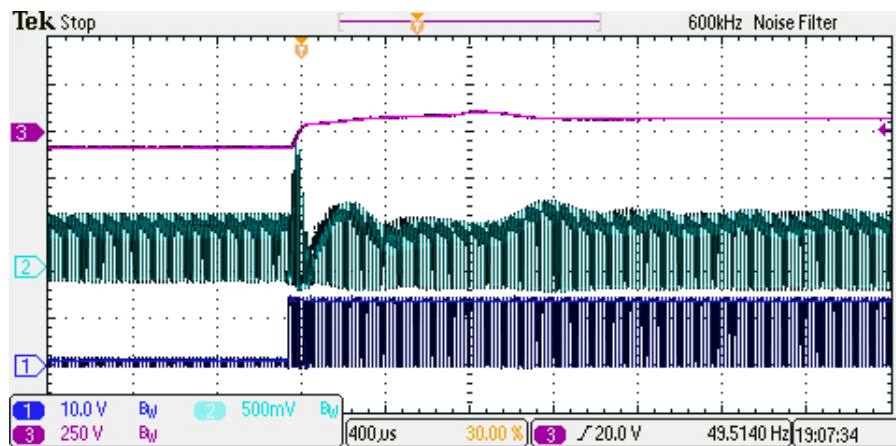


Figura 110: Tensão na lâmpada (topo), tensão em R_8 (meio) e tensão *gate-source* em S_1 (embaixo) (250 V/div; 500 mV/div; 10 V/div; 400 μ s/div).

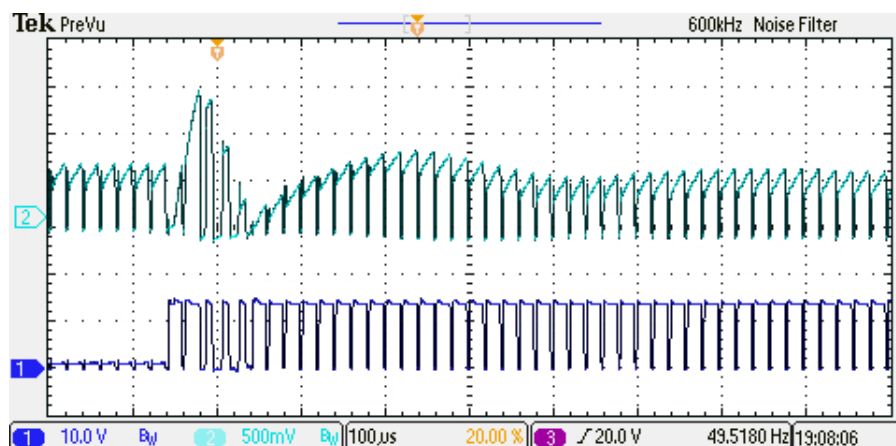


Figura 111: Tensão em R_8 (topo) e tensão *gate-source* em S_1 (500 mV/div; 10 V/div; 100 μ s/div).

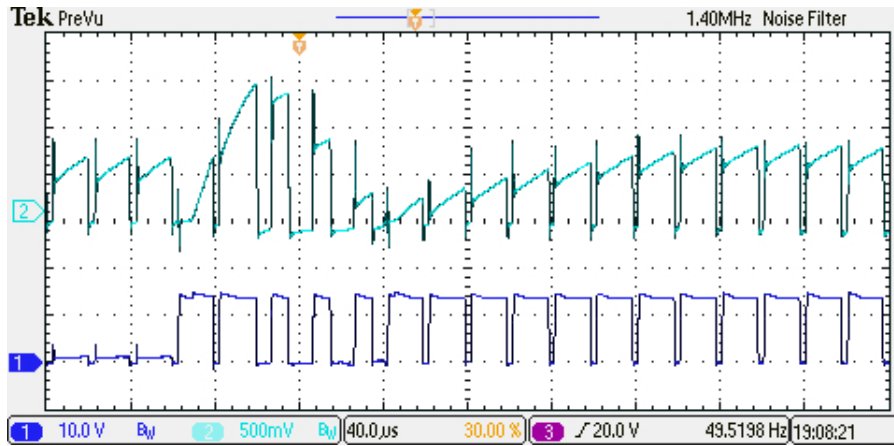


Figura 112: Tensão em R_8 (topo) e tensão *gate-source* em S_1 (500 mV/div; 10 V/div; 40 μ s/div).

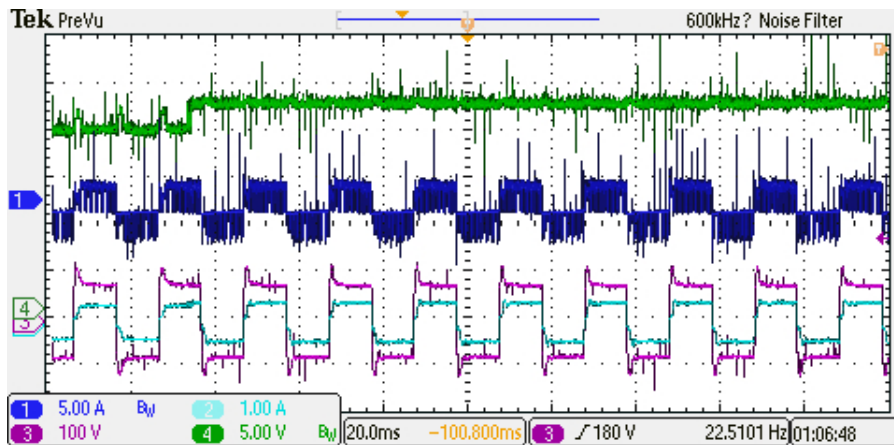


Figura 113: Resposta ao degrau de tensão de entrada E : tensão de entrada (topo); corrente em N_1 (com acoplamento CA) (meio); tensão e corrente na lâmpada (embaixo) (5 V/div; 5 A/div; 100 V/div; 1 A/div).

6.6 Conclusão

Este capítulo apresentou o projeto do conversor operando em CCM em malha fechada. Projeto, modelagem e controle foram propostos. A modelagem foi realizada considerando-se uma resistência equivalente para a lâmpada no circuito utilizando-se a técnica de modelo médio por espaços de estados para a obtenção do modelo CA de pequenos sinais do conversor.

Obtido o modelo, uma proposta para a realimentação do conversor baseada na utilização de elementos de baixo custo como um microcontrolador de 8 bits e frequência interna de barramento de 16 MHz, *op-amps*, capacitores e resistores. Um PI foi projetado e digitalmente implementado para compensar a malha. A estabilidade do circuito foi verificada através da comparação da impedância de saída do circuito proposto com a impedância da lâmpada HID utilizada.

Resultados experimentais que demonstram a viabilidade do projeto proposto são por fim apresentados, adicionando-se alguns importantes aspectos, como a rápida carga e des-

carga da indutância magnetizando do *flyback* logo após a inversão de tensão para evitar a ocorrência de re-ignição neste momento.

7 CONCLUSÃO GERAL

7.1 Quanto aos objetivos propostos

Esta dissertação apresentou uma proposta de conversor para alimentação de lâmpadas HID de baixa potência capaz de realizar as tarefas de controle de corrente e inversão da tensão da carga sendo alimentado por uma fonte CC ou da rede CA através da integração de uma etapa PFC com o compartilhamento de seus interruptores ativos.

Projeto do conversor, analisando-se perdas e esforços nos componentes, modelagem e projeto de uma malha fechada de regulação da potência de saída foram apresentados para o conversor operando em CCM e DCM, incluindo integração ao estágio PFC. Foram apresentadas propostas de circuitos de controle com implementação baseada no uso de um microcontrolador de 8 bits (utilizando seu oscilador interno), amplificadores operacionais, resistores e capacitores de baixa tensão.

Para DCM, um modelo CA de pequenos sinais foi obtido com a inserção da dinâmica da lâmpada HID, habilitando realimentação direta da corrente na lâmpada com regulação de potência. Para CCM, o modelo CA foi obtido para carga resistiva, com realimentação da potência de saída implementada a partir de uma malha fechada interna (corrente no indutor) e outra externa (regulação de potência), tendo sua estabilidade comprovada a partir da análise das impedâncias da lâmpada e de saída do conversor.

Um protótipo foi desenvolvido e implementado para operação em DCM, alimentando uma lâmpada de vapor de sódio (HPS) de 70 W a partir do barramento CC ou a partir da rede CA através da integração de um conversor *buck-boost* PFC na entrada. Para CCM, outro protótipo foi desenvolvido para alimentar uma lâmpada de multi-vapores metálicos de 35 W a partir de uma bateria automotiva.

Resultados experimentais foram apresentados para os protótipos, confirmando o desempenho dos conversores projetados, além de resultados de simulações utilizando Matlab e PSIM.

Os métodos utilizados para os projetos do conversor em diferentes condições de alimentação e carga mostraram ser efetivos e de relativa simplicidade. Os projetos do conversor proposto para as diferentes condições de alimentação e carga mostraram conformidade com resultados experimentais e de simulação.

7.2 Considerações adicionais

A principal vantagem do conversor proposto em comparação a outras propostas é o uso de um único indutor acoplado de simples construção e de dois interruptores ativos, ambos referenciados ao mesmo terra de referência, para executar o controle de corrente

e inversão de tensão. Outra importante vantagem é a possibilidade de sensoriamento e controle do conversor através de componentes de baixo custo e referência única.

Principal desvantagem é sua relativamente baixa eficiência (principalmente para DCM) devido aos níveis de corrente e tensão nos componentes, o que torna necessário um projeto otimizado focado em eficiência. Outra desvantagem é a relativamente elevada quantidade de diodos inerentes ao funcionamento do circuito.

7.3 Proposta para trabalhos futuros

Avaliação do circuito ignitor: para o projeto completo de um reator eletrônico baseado no conversor proposto, é necessário avaliar de forma criteriosa aspectos relativos à viabilidade do circuito ignitor a ser utilizado em termos de custo e influência no desempenho do reator.

Correção do fator de potência: Pode-se analisar outras possibilidades de conversores para efetuar a correção do fator de potência de forma integrada ao conversor proposto. O principal parâmetro a otimizar é eficiência. Outros aspectos relevantes como emissão de interferência eletromagnética e otimização do filtro passa-baixas de entrada podem ser incluídos na análise.

Implementação com componentes otimizados: outra interessante possibilidade é a implementação dos circuitos propostos com componentes especificados focando o aumento de rendimento. Redução de tensões de polarização direta de diodos, resistores de medição, resistências e capacitâncias internas de MOSFETs, além da melhor escolha de níveis de tensão e corrente nos conversores devem ser buscados.

Outras aplicações para o conversor: como o conversor proposto é novo na literatura, é interessante a busca por outras aplicações onde sua utilização seja vantajosa em relação ao estado da arte. Salienta-se que o inversor pode sintetizar tensões de saída com diversificadas formas de onda. Aplicações em fontes ininterruptas de alimentação, conexão de geradores (fotovoltaicos, por exemplo) com a rede elétrica e alimentação de motores são aplicações possíveis.

REFERÊNCIAS

- AHMADI, R.; PASCHEDAG, D.; FERDOWSI, M. Closed-loop input and output impedances of dc-dc switching converters operating in voltage and current mode control. In: *IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 2311 –2316. ISSN 1553-572X.
- ALONSO, J. M. et al. Small-signal modeling of discharge lamps through step response and its application to low-frequency square-waveform electronic ballasts. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 22, n. 3, p. 744–752, Maio, 2007.
- BARBI, I. *Eletrônica de Potência*. 6. ed. [S.l.]: Autor, 2006.
- BARBI, I. *Projeto de Fontes Chaveadas*. 2. ed. [S.l.]: Edição do Autor, 2007.
- BEN-YAAKOV, S. Modeling the high-frequency behavior of a fluorescent lamp: a comment on ‘a pspice circuit model for low-pressure gaseous discharge lamps operating at high frequency’. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 45, n. 6, p. 947 –950, dec 1998. ISSN 0278-0046.
- BEN-YAAKOV, S.; GULKO, M.; GITER, A. The simplest electronic ballast for hid lamps. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1996. APEC '96. Conference Proceedings 1996., Eleventh Annual*. [S.l.: s.n.], 1996. v. 2, p. 634 –640 vol.2.
- BEN-YAAKOV, S.; SHVARTSAS, M.; GLOZMAN, S. Statics and dynamics of fluorescent lamps operating at high frequency: modeling and simulation. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 38, n. 6, p. 1486–1492, Novembro/Dezembro, 2002.
- BOYLESTAD, R. L. *Introdução á análise de circuitos*. [S.l.]: Pearson Prentice Hall, 2004.
- CERVI, M. *Desenvolvimento de uma família de reatores eletrônicos para lâmpadas de multivapor metálico empregando a técnica de conexão diferencial de conversores CC/CC*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Maria, 2008.
- CHEN, C.-T. *Linear System Theory and Design*. 3. ed. [S.l.]: Oxford University Pres, 1999.
- COOK, B. New developments and future trends in high-efficiency. *Engineering Science and Education Journal*, p. 207–217, Outubro, 2000.
- 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, Espanha, 2008.
- DALLA COSTA, M. A. et al. Electronic ballasts for hid lamps. *Industry Applications Magazine, IEEE*, v. 17, n. 2, p. 54 –59, mar-abril 2011. ISSN 1077-2618.

- DALLA COSTA, M. A. et al. A single-stage high-power-factor electronic ballast based on integrated buck flyback converter to supply metal halide lamps. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 55, n. 3, p. 1112 –1122, mar 2008. ISSN 0278-0046.
- DALLA COSTA, M. A. et al. Acoustic resonance characterization of low-wattage metal-halide lamps under low-frequency square-waveform operation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 22, n. 3, p. 735–743, Maio, 2007.
- DALLA COSTA, M. A. et al. Microcontroller-based high-power-factor electronic ballast to supply metal halide lamps. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 59, n. 4, p. 1779 –1788, Abr 2012. ISSN 0278-0046.
- DALLA COSTA, M. A. et al. Integrated power topologies to supply hps lamps: A comparative study. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 25, n. 8, p. 2124 –2132, ago. 2010. ISSN 0885-8993.
- DAMELINCOURT, J.-J. Lamps and lighting. *Engineering Science and Education Journal*, p. 196–202, Out 2000.
- DAVOUDI, A.; JATSKEVICH, J.; RYBEL, T. D. Numerical state-space average-value modeling of pwm dc-dc converters operating in dcm and ccm. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 21, n. 4, p. 1003 – 1012, jul 2006. ISSN 0885-8993.
- DENG, E.; CUK, S. Negative incremental impedance and stability of fluorescent lamps. 1997.
- DESOER, E. S. K. C. A. *Teoría Básica de Circuitos*. [S.l.: s.n.], 1988.
- DIVAKAR, B. et al. Implementation of a voltage multiplier integrated hid ballast circuit with dimming control for automotive application. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 56, n. 7, p. 2479 –2492, jul 2009. ISSN 0278-0046.
- ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. *Fundamentals of Power Electronics*. 2°. ed. [S.l.]: Kluwer Academic Publishers, 2001.
- FEMIA, N.; SPAGNUOLO, G.; TUCCI, V. State-space models and order reduction for dc-dc switching converters in discontinuous modes. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 10, n. 6, p. 640 –650, nov 1995. ISSN 0885-8993.
- GARCIA-GARCIA, J. et al. Using high frequency current square waveforms to avoid acoustic resonances in low wattage metal halide lamps. In: *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual*. [S.l.: s.n.], 2004. v. 4, p. 2799 – 2804 Vol.4. ISSN 0275-9306.
- GARCIA-GARCIA, J. et al. Minimization of acoustic resonances in hid lamps: analysis and comparison of power harmonics content in high frequency non-resonant inverters. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 20, n. 6, p. 1467 – 1479, nov. 2005. ISSN 0885-8993.
- GARCIA, J. et al. Winding strategy in igniter transformers to minimise series inductance effects in hid lamps operation. *Electronics Letters*, v. 42, n. 11, p. 658 – 660, mai 2006. ISSN 0013-5194.

- GARCIA, J. et al. Series igniters effects in metal halide lamps operation with high frequency ballasts: Study and minimization. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 22, n. 3, p. 889 –898, mai 2007. ISSN 0885-8993.
- GLOZMAN, S.; BEN-YAAKOV, S. Dynamic interaction analysis of hf ballasts and fluorescent lamps based on envelope simulation. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, v. 37, n. 5, p. 1531 –1536, set-out 2001. ISSN 0093-9994.
- GLOZMAN S., B.-Y. S. Dynamic interaction analysis of hf ballasts and fluorescent lamps based on envelope simulation. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 37, n. 5, p. 1531–1536, Set-Out 2001.
- GROOT, J. D.; VLIET, J. V. *The High-Pressure Sodium Lamp*. 1°. ed. Londres: Mac Millan Educational, 1986.
- HU, Y. *Analysis and Design of High-Intensity-Discharge Lamp Ballast for Automotive Headlamp*. Dissertação (Mestrado) — Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, Estados Unidos, 2001.
- KAISER, W.; MARQUES, R.; CORREA, A. An alternative optical method for acoustic resonance detection in hid lamps. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, v. 47, n. 3, p. 1142 –1148, Mai-Jun 2011. ISSN 0093-9994.
- LASKAI, L. et al. White-noise modulation of high-frequency high-intensity discharge lamp ballasts. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, v. 34, n. 3, p. 597 –605, Maio/Junho, 1998.
- LEE, K.-C.; CHO, B. H. Design and analysis of automotive high intensity discharge lamp ballast using micro controller unit. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 18, n. 6, p. 1356 – 1364, nov. 2003. ISSN 0885-8993.
- LISTER J. E. LAWLER, W. P. L. G. G.; GODYAK, V. A. *The Physics of Discharge Lamps, Reviews of Modern Physics*. [S.l.: s.n.], 2004.
- MADER U., H. P. A dynamic model for the electrical characteristics of fluorescent lamps. In: *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, IAS*. [S.l.: s.n.], 1992.
- MARCHESAN, T. et al. Integrated zeta-flyback electronic ballast to supply high-intensity discharge lamps. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 54, n. 5, p. 2918 –2921, out 2007. ISSN 0278-0046.
- MARCHESAN, T. et al. Double-flyback half-bridge electronic ballast to supply hps lamps. In: *Industrial Electronics Society, 2005. IECON 2005. 31st Annual Conference of IEEE*. [S.l.: s.n.], 2005. p. 5 pp.
- MARCHESAN, T. B. *Integração de conversores estáticos aplicados a sistemas de iluminação pública*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Maria, Brasil, 2007.
- MICHEL, A. et al. Electronic ballast with automatic luminous variation and presence detection using microcontroller and self-oscillating command. In: *Industry Applications Conference, 2002. 37th IAS Annual Meeting. Conference Record of the*. [S.l.: s.n.], 2002. v. 2, p. 1071 – 1077 vol.2. ISSN 0197-2618.

- MIDDELBROOK R. D., C. S. A general unified approach to modeling switching-converter power stages. *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 1976.
- MME. *Plano Nacional de Energia 2030*. Ministério de Minas e Energia, Brasil, 2007.
- OBE, J. B. H. Electric lamps, past and present (history of technology). *Engineering Science and Education Journal*, p. 161–170, Ago 1993.
- OGATA, K. *Discrete-Time Control Systems*. 2. ed. [S.l.]: Prentice Hall, 1994.
- OGATA, K. *Modern Control Engineering*. 4. ed. [S.l.]: Prentice Hall, 2007.
- OLSEN, J.; DREEBEN, T. Experimental and simulated straightening of metal halide arcs using power modulation. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, v. 47, n. 1, p. 368–375, jan-feb 2011. ISSN 0093-9994.
- OLSEN, J.; MOSKOWITZ, W. Optical measurement of acoustic resonance frequencies in hid lamps. In: *Industry Applications Conference, 1997. Thirty-Second IAS Annual Meeting, IAS '97., Conference Record of the 1997 IEEE*. [S.l.: s.n.], 1997. v. 3, p. 2263–2269 vol.3.
- OLSEN J., M. W. P. Optical measurement of acoustic resonance frequencies in hid lamps. In: *IEEE Industrial Applications Society Annual Meeting*. [S.l.: s.n.], 1997. p. 2263–2269.
- ORLETTI, R. et al. Hid lamp electronic ballast with reduced component number. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 56, n. 3, p. 718–725, mar 2009. ISSN 0278-0046.
- PETTI, J. M. D. e R. J. Acoustic resonance phenomena in low wattage metal halide lamps. *Illuminating Engineering Society*, p. 633–642, Abr 1985.
- POLONSKII, M.; SEIDEL, A. R. *Reatores Eletrônicos para Iluminação Fluorescente*. 1a. ed. [S.l.]: Ed. Unijuí, 2008.
- PROCEL. *Iluminação pública no Brasil*. Janeiro, 2008. Disponível em: <www.eletrabras.com.br/procel>.
- REATTI, A. Low-cost high power-density electronic ballast for automotive hid lamp. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 15, n. 2, p. 361–368, mar 2000. ISSN 0885-8993.
- SCHITTLER, A. et al. High power hid lamps electronic ballast based on the interleaved buck converter. In: *Power Electronics Conference (COBEP), 2011 Brazilian*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 997–1003. ISSN 2175-8603.
- SCHITTLER, A. et al. Interleaved buck converter applied to high power hid lamps supplying: Design, modeling and control. In: *Industry Applications Society Annual Meeting (IAS), 2011 IEEE*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1–7. ISSN 0197-2618.
- SHEN, M.; QIAN, Z.; PENG, F. Z. Design of a two-stage low-frequency square-wave electronic ballast for hid lamps. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 39, n. 2, p. 424–430, Mar-Abr 2003.

- SILVEIRA, R. et al. A control fieldbus applied to electronic ballasts management. In: *Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2004 IEEE*. [S.l.: s.n.], 2004. v. 2, p. 1368 – 1372 vol.2. ISSN 0197-2618.
- SUN, J. et al. Averaged modeling of pwm converters operating in discontinuous conduction mode. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 16, n. 4, p. 482 –492, jul 2001. ISSN 0885-8993.
- WU, T. F.; YU, T. H. Unified approach to developing single-stage power converters. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, v. 34, n. 1, p. 211–223, Jan 1998.
- YAN, W.; et al. Investigation on methods of eliminating acoustic resonance in small wattage high-intensity-discharge (HID) lamps. p. 1255–1262, 2000.