

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

**ANÁLISE E PROJETO DO CONVERSOR *BUCK*  
INTERCALADO PARA ALIMENTAÇÃO DE  
LÂMPADAS DE DESCARGA EM ALTA PRESSÃO  
DE ALTA POTÊNCIA**

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

Andressa Colvero Schittler

Santa Maria, RS, Brasil

2012

**ANÁLISE E PROJETO DO CONVERSOR *BUCK*  
INTERCALADO PARA ALIMENTAÇÃO DE  
LÂMPADAS DE DESCARGA EM ALTA PRESSÃO  
DE ALTA POTÊNCIA**

por

**Andressa Colvero Schittler**

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

**Santa Maria, RS, Brasil**

**2012**

**Dados Internacionais de Catalogação-na-Publicação (CIP)**  
**Biblioteca Central da UFSM**

Schittler, Andressa Colvero

Análise e projeto do conversor *buck* intercalado para alimentação de lâmpadas de descarga em alta pressão de alta potência / Andressa Colvero Schittler.-2012.

86 p.; 30cm.

Orientador: Alexandre Campos

Co-orientador: Marco Antônio Dalla Costa

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

1. Controle de corrente
2. Conversores intercalados
3. Lâmpadas de descarga
4. Modelagem de conversores
5. Reatores eletrônicos I. Campos, Alexandre II. Dalla Costa, Marco Antônio III. Título.

---

©2012

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

Endereço: Rua Prof. Heitor da Graça Fernandes, 362/304, Bairro Camobi, Santa Maria, RS, 97.105-170

Fone: +55 3027-5201; Celular: +55 8111-0238; Endereço Eletrônico: schittler@ieee.org

---

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

**ANÁLISE E PROJETO DO CONVERSOR *BUCK*  
INTERCALADO PARA ALIMENTAÇÃO DE LÂMPADAS  
DE DESCARGA EM ALTA PRESSÃO DE ALTA POTÊNCIA**

elaborada por  
**Andressa Colvero Schittler**

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

**COMISSÃO EXAMINADORA:**

---

**Alexandre Campos, PhD**  
(Presidente/Orientador)

---

**Marco Antônio Dalla Costa, Dr.**  
(Co-orientador)

---

**Rafael Cardoso, Dr. (UTFPR)**

---

**Fábio Ecke Bisogno, Dr.-Ing. (UFSM)**

Santa Maria, 29 de Fevereiro de 2012

À toda a dedicação do meu avô Nilson  
Colvero e da minha mãe Andreia  
Colvero

Ao meu grande companheiro e  
incentivador, Douglas Pappis

# ***AGRADECIMENTOS***

Primeiramente, agradeço à minha família pelo apoio e dedicação, especialmente ao meu avô Nilson Colvero e à minha mãe Andreia. Agradeço também ao meu noivo Douglas pelo companheirismo durante o mestrado.

Ao professor Alexandre Campos, pelo incentivo constante, pela amizade e pelo apoio às minhas ideias e decisões durante todo o tempo que estive sob sua orientação.

Ao professor Marco Antônio Dalla Costa, pela amizade, incentivo e apoio durante o todo o tempo do mestrado.

Aos professores do Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, em especial Vinícius Foletto Montagner, Humberto Pinheiro e Leandro Michels, pelas contribuições diretas e indiretas neste trabalho.

Aos colegas e amigos engenheiros Fernando Guarda, Tiago Silveira, Leonardo Guedes, Cristiano Menezes, Yujia Yang e Matheus Jaques.

Aos funcionários do NUPEDEE e da PPGEE, à CAPES, e à Universidade Federal de Santa Maria, especialmente ao Centro de Tecnologia.

Por fim, a todos os exemplos que tive, bons ou ruins, por mostrarem qual o caminho a seguir.

*“Don’t worry... about a thing. ‘Cause every little thing is gonna be all right.”*

**Bob Marley**

*“Ao ver um gigante, verifique antes a posição do sol; pode ser que seja a sombra de um pigmeu.”*

**Novalis**

## RESUMO

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

### ANÁLISE E PROJETO DO CONVERSOR *BUCK* INTERCALADO PARA ALIMENTAÇÃO DE LÂMPADAS DE DESCARGA EM ALTA PRESSÃO DE ALTA POTÊNCIA

AUTORA: ANDRESSA COLVERO SCHITTLER

ORIENTADOR: ALEXANDRE CAMPOS

CO-ORIENTADOR: MARCO ANTÔNIO DALLA COSTA

Local da Defesa e Data: Santa Maria, 29 de Fevereiro de 2012.

Este trabalho apresenta uma análise detalhada do conversor *buck* intercalado como reator eletrônico aplicado à alimentação de lâmpadas de descarga em alta pressão (HID) de alta potência, assumindo a entrada como a saída de uma etapa de correção de fator de potência (PFC).

A característica de diminuição da ondulação da corrente de saída de conversores operando em paralelo é uma grande vantagem, pois o capacitor em paralelo com a lâmpada tem um valor limite a fim de garantir a estabilidade do sistema. Aliada a essa condição, a ondulação de corrente na lâmpada não pode ultrapassar 5% da corrente nominal para garantir que não ocorra o fenômeno da ressonância acústica de forma destrutiva. Além disso, permitem redução de perdas magnéticas e nos semicondutores, além de apresentar diminuição na ondulação da corrente de saída através da defasagem dos sinais de comando dos interruptores, diminuindo o capacitor de saída a ser empregado.

Em termos de análise do conversor *buck* intercalado (IBC), foi obtida uma modelagem generalizada para o conversor operando em modo de condução contínua (CCM) incluindo as perdas nos interruptores, indutores e diodo. Também foi realizada uma análise de ponto ótimo de projeto contemplando tamanho, eficiência e complexidade de implementação.

Para a utilização do IBC em CCM na alimentação de lâmpadas HID é necessário o controle de corrente dos indutores, ou seja, garantir que o conversor tenha o comportamento semelhante à uma fonte de corrente. Para tal, foram utilizadas duas malhas de controle de corrente, uma para cada indutor, sendo o sinal de controle medido através de um resistor *shunt* localizado na entrada do conversor.

Ainda, foi apresentada uma análise de estabilidade baseada na relação entre as impedâncias da lâmpada e do conversor, com realimentação em modo corrente.

Finalmente, o reator completo foi apresentado, constituído do IBC com duas células, inversor *full-bridge*, circuito inibidor para defasagem dos sinais de comando do IBC e o circuito de medição das correntes e tensão. Os resultados experimentais obtidos foram satisfatórios, com correntes equilibradas, uma vez que o IBC com malha fechada em ambos os indutores foi implementado com um microcontrolador de 8-bits, com frequência de barramento de 16 MHz.

**Palavras-chave:** Conversores intercalados, lâmpadas de descarga em alta pressão, reator eletrônico

# ABSTRACT

Master's Dissertation

Post Graduate Program in Electrical Engineering

Federal University of Santa Maria, RS, Brazil

## INTERLEAVED BUCK CONVERTER ANALYSIS FOR HIGH POWER HIGH INTENSITY DISCHARGE LAMPS SUPPLYING

AUTHOR: ANDRESSA COLVERO SCHITTLER

SUPERVISOR: ALEXANDRE CAMPOS

CO-SUPERVISOR: MARCO ANTÔNIO DALLA COSTA

Place and Date: Santa Maria, February 29<sup>th</sup>, 2012.

This work presents a detailed analysis about the interleaved buck converter applied to electronic ballasts to supply high power HID lamps, assuming the input voltage as a PFC stage output.

As the output capacitor has a maximum value to be applied in parallel with the lamp, parallel operated converters are a suitable choice because the output current ripple cancellation characteristic. Besides, the output current ripple cannot be greater than 5% of the nominal current to avoid acoustic resonance phenomena. Also, interleaved converters allow magnetic and semiconductors losses reduction.

The applied topology was the interleaved buck converter, because its inherent characteristic of the output as a current source. A generalized model for the IBC operating in CCM was obtained, including inductors and semiconductors losses, besides an analysis to achieve the optimum point of design in terms of efficiency, size and complexity of implementation.

To apply the IBC in CCM supplying HID lamps, it is necessary inductors current control, which means to guarantee a current source behavior of the converter. For that, two current control loop were designed, one for each inductor being measured via a shunt resistor located at the circuit input. Also, stability was analyzed based on impedance criterion.

Finally, complete electronic ballast was presented, gathering a two-cell IBC, full-bridge inverter, measuring circuits for current and voltage and an external circuit for the correct delay of the IBC MOSFETs gate signals. Obtained experimental results were satisfactory, showing equal current sharing, once warm-up stage and closed-loop implementation were via an 8-bits microcontroller.

**Keywords:** Electronic ballasts, interleaved converters, HID lamps

# SUMÁRIO

Lista de Figuras

Lista de Tabelas

Lista de Siglas e Abreviaturas

Lista de Símbolos

<b>1</b>	<b>Introdução</b>	p. 21
1.1	Motivação . . . . .	p. 21
1.2	Objetivos . . . . .	p. 23
1.3	Organização dos capítulos . . . . .	p. 24
<b>2</b>	<b>Lâmpadas de descarga em alta pressão</b>	p. 26
2.1	Introdução . . . . .	p. 26
2.2	Ressonância acústica . . . . .	p. 26
2.3	Ignição e estabilização da lâmpada . . . . .	p. 28
2.4	Modelo dinâmico da lâmpada . . . . .	p. 28
<b>3</b>	<b>Análise do conversor <i>buck</i> intercalado</b>	p. 33
3.1	Funcionamento do conversor . . . . .	p. 33
3.2	Modelagem do IBC para $n$ células . . . . .	p. 35
3.2.1	Modelo médio (DC) . . . . .	p. 37
3.2.2	Modelo AC de pequenos sinais . . . . .	p. 38
3.2.3	Comprovação do modelo generalizado . . . . .	p. 40
3.3	Projeto otimizado . . . . .	p. 42
3.3.1	Análise do ponto ótimo de projeto . . . . .	p. 44
3.3.2	Modelo equivalente de segunda ordem . . . . .	p. 50
<b>4</b>	<b>Análise de estabilidade</b>	p. 52

4.1	Malha de controle: Proposta . . . . .	p. 52
4.2	Malha de controle: Projeto . . . . .	p. 54
4.2.1	Implementação digital . . . . .	p. 55
4.3	Relação entre impedâncias . . . . .	p. 59
4.3.1	Cálculo da impedância do conversor . . . . .	p. 60
<b>5</b>	<b>Reator eletrônico baseado no conversor <i>buck</i> intercalado</b>	<b>p. 67</b>
5.1	Circuito de implementação . . . . .	p. 67
5.1.1	Circuito para defasagem dos sinais de comando . . . . .	p. 69
5.2	Algoritmo para a partida da lâmpada . . . . .	p. 70
5.3	Análise do circuito proposto . . . . .	p. 72
5.3.1	IBC com duas células . . . . .	p. 72
5.3.1.1	Operação em malha aberta . . . . .	p. 72
5.3.1.2	Operação em malha fechada . . . . .	p. 74
5.3.2	IBC com três células . . . . .	p. 79
5.4	Discussão . . . . .	p. 81
<b>6</b>	<b>Considerações finais</b>	<b>p. 82</b>
6.1	Conclusões sobre o trabalho . . . . .	p. 82
6.2	Sugestões para trabalhos futuros . . . . .	p. 83
	<b>Referências</b>	<b>p. 84</b>

# LISTA DE FIGURAS

FIGURA 1	Croke Park, Irlanda . . . . .	p. 22
FIGURA 2	Diagrama de blocos das etapas de um reator eletrônico . . . . .	p. 23
FIGURA 3	Regiões de ocorrência do fenômeno de ressonância acústica (adaptado de (FELLOWS, 2003)) . . . . .	p. 27
FIGURA 4	Formas de onda teóricas a partir da ignição até o regime permanente (adaptado de (HU, 2001)) . . . . .	p. 29
FIGURA 5	Modelo de simulação de uma lâmpada de descarga em alta pressão multivapor metálico (adaptado de (BEN-YAAKOV; SHVARTSAS; GLOZMAN, 2002)) . . . . .	p. 30
FIGURA 6	Circuito para obtenção do modelo da lâmpada . . . . .	p. 30
FIGURA 7	Formas de onda e pontos para retirada de dados e obtenção do modelo numérico e de simulação da lâmpada (adaptado de (ALONSO et al., 2007)) . . . . .	p. 31
FIGURA 8	Verificação do modelo dinâmico da lâmpada obtido e resultado experimental . . . . .	p. 32
FIGURA 9	Interleaved buck com duas células . . . . .	p. 33
FIGURA 10	Etapas de operação de um conversor IBC operando em CCM . . . . .	p. 34
FIGURA 11	Formas de onda teóricas para o IBC com duas células - Gráfico acima: correntes nos indutores e na saída; gráficos do meio e de baixo: sinais de comando dos interruptores defasados . . . . .	p. 35
FIGURA 12	IBC com $n$ células . . . . .	p. 35
FIGURA 13	Aplicação do degrau na tensão de entrada (24 V) ao IBC com duas células para confirmação do modelo matemático . . . . .	p. 40
FIGURA 14	Aplicação do degrau na razão cíclica (2%) para confirmação do modelo matemático . . . . .	p. 41
FIGURA 15	Aplicação do degrau na tensão de entrada (24V) ao IBC com três células para confirmação do modelo matemático . . . . .	p. 41
FIGURA 16	Aplicação do degrau na tensão de entrada (24V) ao IBC com duas e três células para comparação da dinâmica . . . . .	p. 42
FIGURA 17	Valor do indutor do IBC para $n$ células conforme o valor da razão cíclica para garantir a ondulação de 5% da corrente nominal . . . . .	p. 43
FIGURA 18	Ondulação da corrente de saída normalizada (onde a unidade equivale ao <i>ripple</i> de 5%) para $n$ células conforme o valor de razão cíclica . . . . .	p. 44

FIGURA 19	Valor de indutor conforme o número de células . . . . .	p. 45
FIGURA 20	Valor da corrente RMS em cada indutor conforme o número de células . . . . .	p. 46
FIGURA 21	Núcleo projetado conforme o número de células . . . . .	p. 46
FIGURA 22	Volume total normalizado conforme o número de células . . . . .	p. 47
FIGURA 23	Perdas magnéticas totais conforme o número de células . . . . .	p. 48
FIGURA 24	Perdas totais nos interruptores conforme o número de células . . . . .	p. 49
FIGURA 25	Eficiência estimada conforme o número de células . . . . .	p. 49
FIGURA 26	Conversor <i>buck</i> equivalente . . . . .	p. 50
FIGURA 27	Comparação das respostas ao degrau de um <i>buck</i> com três células e respectivo modelo equivalente . . . . .	p. 51
FIGURA 28	Diagrama de blocos do sistema com as duas malhas de controle de corrente . . . . .	p. 53
FIGURA 29	Diagrama de Bode referente à TF $i_{L1}(s)/d(s)$ . . . . .	p. 55
FIGURA 30	Diagrama de blocos referente ao processamento do sinal de medição e atuação da malha de corrente 1 . . . . .	p. 56
FIGURA 31	Diagrama de Bode referente à TF de malha aberta compensada . . . . .	p. 57
FIGURA 32	Diagrama de Bode referente à TF de malha aberta . . . . .	p. 58
FIGURA 33	Modelo equivalente . . . . .	p. 59
FIGURA 34	Circuito equivalente com carga desconectada . . . . .	p. 60
FIGURA 35	Modelo do conversor <i>buck</i> obtido pelo método de modelo médio da chave . . . . .	p. 61
FIGURA 36	Resposta em frequência das impedâncias do conversor em malha aberta e da lâmpada (com marcações do zero e pólo da lâmpada) . . . . .	p. 61
FIGURA 37	Diagrama de blocos para cálculo da impedância em malha fechada do conversor . . . . .	p. 62
FIGURA 38	Solução para $\hat{v}_i(s)$ . . . . .	p. 63
FIGURA 39	Solução para $\hat{d}(s)$ . . . . .	p. 64
FIGURA 40	Solução para $\hat{i}_{load}(s)$ . . . . .	p. 64
FIGURA 41	Resposta em frequência das impedâncias do conversor em malha aberta, malha fechada e da lâmpada (com marcações do zero e pólo da lâmpada) . . . . .	p. 66
FIGURA 42	Circuito implementado: parte de potência e medição . . . . .	p. 68
FIGURA 43	Circuito implementado para amplificar e defasar os sinais de comando . . . . .	p. 69
FIGURA 44	Fluxograma das etapas . . . . .	p. 71

FIGURA 45	Sinais de comando para IBC com duas células (operação em malha aberta) [10V/div, 10 $\mu$ s/div]	p. 73
FIGURA 46	Correntes nos indutores [1A/div, 20 $\mu$ s/div]	p. 73
FIGURA 47	Corrente de saída (acima) e corrente no indutor para comparação das ondulações [1A/div, 20 $\mu$ s/div]	p. 74
FIGURA 48	<i>Warm-up</i> 1 - Tensão na lâmpada (embaixo), correntes nos indutores (segunda e terceira, de baixo para cima), corrente na lâmpada (topo) [25V/div; 1A/div; 40 $\mu$ s/div]	p. 75
FIGURA 49	<i>Warm-up</i> 2 - Tensão na lâmpada (embaixo), correntes nos indutores (segunda e terceira, de baixo para cima), corrente na lâmpada (topo) [25V/div; 1A/div; 40 $\mu$ s/div]	p. 75
FIGURA 50	Momento da ignição com detalhe na tensão (topo) e corrente na lâmpada (embaixo) [100V/div; 5A/div; 10 ms/div]	p. 76
FIGURA 51	<i>Warm-up</i> - Correntes nos indutores (primeira e segunda, de baixo para cima), tensão na lâmpada (terceira, de baixo para cima), corrente na lâmpada (topo) [100V/div; 1A/div; 40 $\mu$ s/div]	p. 77
FIGURA 52	Corrente de entrada (embaixo), correntes nos indutores (segunda e terceira, de baixo para cima), tensão na lâmpada (topo) [1A/div; 250V/div; 40 $\mu$ s/div]	p. 77
FIGURA 53	Corrente de saída (topo) e correntes nos indutores [2A/div; 10 ms/div]	p. 78
FIGURA 54	Corrente de saída (topo) e correntes nos indutores [2A/div; 10 ms/div]	p. 78
FIGURA 55	Corrente de saída (topo) e correntes nos indutores - detalhe para a anulação da ondulação da corrente de saída [2A/div; 10 ms/div]	p. 79
FIGURA 56	Resposta da malha de controle - correntes nos indutores (primeira e segunda, de baixo para cima), tensão de entrada (terceira) e sinal representando as correntes nos indutores lido pelo A/D (topo) [1A/div; 100V/div; 2V/div; 10 $\mu$ s/div]	p. 80
FIGURA 57	Sinais de comando para IBC com três células (operação em malha aberta) [10V/div, 10 $\mu$ s/div]	p. 80
FIGURA 58	Tensão de saída (embaixo) e correntes nos indutores (operação em malha aberta) [100V/div; 500mA/div; 10 $\mu$ s/div]	p. 81

# ***LISTA DE TABELAS***

TABELA 1	Parâmetros da lâmpada . . . . .	p. 31
TABELA 2	Parâmetros do conversor . . . . .	p. 54
TABELA 3	Dados da malha de controle . . . . .	p. 57
TABELA 4	Especificação de componentes . . . . .	p. 72

# ***LISTA DE SIGLAS E ABREVIATURAS***

HID	<i>High Intensity Discharge</i> - Descarga em alta pressão
DALI	<i>Digital Addressable Lighting Interface</i> - Interface digital endereçável para iluminação
IRC	Índice de Reprodução de Cores
PFC	<i>Power Factor Correction</i> - Correção de Fator de Potência
IBC	<i>Interleaved Buck Converter</i> - Conversor <i>buck</i> intercalado
CCM	<i>Continuous Conduction Mode</i> - Modo de condução contínua
DCM	<i>Discontinuous Conduction Mode</i> - Modo de condução descontínua
RA	Ressonância acústica
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> - Modulação por largura de pulso
RMS	<i>Root mean square</i> - Valor quadrático médio ou valor eficaz
TF	Função de transferência
PI	Proporcional-integral

# ***LISTA DE SÍMBOLOS***

$R_o$	Resistência equivalente da carga/lâmpada
$\hat{z}_{Lamp}$	Impedância de pequenos sinais da lâmpada
$k$	Ganho da impedância de pequenos sinais da lâmpada
$z$	Zero referente à impedância de pequenos sinais da lâmpada
$p$	Polo referente à impedância de pequenos sinais da lâmpada
$R_b$	Resistor limitador da corrente
$V_{in}$	Tensão de entrada
$V_{step}$	Degrau de tensão
$\hat{i}_{Lamp}$	Corrente de pequenos sinais da lâmpada
$t_1$	Tempo referente ao ponto 1
$\hat{v}_{Lamp}$	Tensão de pequenos sinais da lâmpada
$\delta$	Ângulo de defasagem
$n$	Número de células
$L_1$	Indutor 1 referente ao conversor <i>buck</i> intercalado
$L_2$	Indutor 2 referente ao conversor <i>buck</i> intercalado
$R_{dson}$	Resistência de condução do MOSFET
$R_L$	Resistência parasita do indutor
$v_{dfn}$	Queda de tensão no enésimo diodo
$D_c$	Razão cíclica
$\Delta i_{Lamp}$	Ondulação de corrente na lâmpada
$f_s$	Frequência de comutação
$T_s$	Período de comutação
$I_{pk}$	Corrente de pico
$k$	Fator de utilização do núcleo
$B_{max}$	Fluxo magnético máximo

## *Lista de Símbolos*

---

$J_{max}$	Máxima densidade de corrente
$CW$	Perda padrão no núcleo magnético de ferrite tipo E
$R_{fio}$	Resistência do fio
$Ne$	Número de espiras
$l_t$	Excursão do fio no núcleo
$n_{cond}$	Número de condutores
$I_{rms-sw}$	Corrente RMS no interruptor
$L_{eq}$	Indutor equivalente
$k_p$	Ganho do compensador PI
$z_{pi}$	Zero do compensador PI
$f_{clock}$	Frequência de barramento do $\mu C$
$k_1$	Ganho do PI digital
$k_2$	Ganho do PI digital
$Z_{out}$	Impedância de saída do conversor
$\hat{i}_L$	Corrente de pequenos sinais no indutor
$\hat{v}_o$	Tensão de saída de pequenos sinais
$\hat{i}_{load}$	Perturbação na corrente de saída
$Z_{outCL}$	Impedância de saída do conversor em malha fechada

# 1 INTRODUÇÃO

## 1.1 Motivação

Segundo (MME, 2007), 17% do consumo final de energia elétrica no Brasil é destinado à iluminação artificial e cerca de 4,5 % é destinado à iluminação pública (PROCEL, 2008).

Devido à necessidade de utilização de sistemas de iluminação artificial, 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).

Dentre 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, de vapor de mercúrio, lâmpadas mistas e lâmpadas de vapor de sódio (MARCHESAN, 2007).

As lâmpadas de multivapor metálico estão ganhando espaço no mercado (CERVI, 2008), pois são compactas, têm um alto índice de reprodução de cores (IRC) e alta eficácia luminosa (lm/W). Contudo, apresentam dificuldades diversas em sua operação, destacando não linearidades específicas com relação à ignição, alimentação e controle de potência (GROOT; VLIET, 1986). Um reator apropriado para este tipo de lâmpada deve ser capaz de alimentá-la de tal forma a evitar a ocorrência do fenômeno da ressonância acústica, além de outras necessidades que estas lâmpadas apresentam durante o processo de ignição e aquecimento (*warm-up*) (PETTI, 1985), (YAN; et al., 2000).

Todos esses requisitos dificultam a utilização dessas lâmpadas e, conseqüentemente, sua inserção no mercado. Ainda, os reatores disponíveis para alimentação dessas lâmpadas são, na sua maioria, dispositivos eletromagnéticos, com peso e volume elevados devido à

utilização de componentes magnéticos operando em baixa frequência.

Embora a utilização de reatores eletrônicos para lâmpadas de descarga em alta pressão (HID) com potências de 35W e 70W já tenha sido bastante pesquisada na literatura (HU, 2001), (DALLA COSTA, 2008) (CERVI, 2008) (MARCHESAN, 2007), reatores para lâmpadas de maior potência apresentam poucos resultados, salientando apenas o trabalho (BRANAS et al., 2010).

Lâmpadas com maior potência são comumente alimentadas através de reatores eletromagnéticos, os quais apresentam desvantagens como baixa eficiência, ruído audível, *flicker* e redução da vida útil da lâmpada (SEIDEL, 2004). É importante salientar ainda que os principais fabricantes de reatores eletrônicos (e.g. Philips, OSRAM, Tridonic) não apresentam produtos comerciais para potências acima de 310W.

Lâmpadas HID de maior potência podem ser aplicadas em áreas externas, como iluminação pública, em estacionamentos e áreas esportivas. Um exemplo disso é mostrado na Figura 1, a qual faz referência ao estádio Croke Park, em Dublin, Irlanda. Nesta aplicação, foram usadas 327 lâmpadas multivapor metálico, cada uma delas com 2000 W, em projeto da OSRAM (OSRAM, 2009).



Figura 1: Croke Park, Irlanda

Além de aumentar a vida útil da lâmpada (MARTIN et al., 2003), a substituição de reatores eletromagnéticos por eletrônicos possibilita a implementação de funções inteligentes como auto-teste e inserção de redes de comunicação, como a interface digital endereçável para iluminação (*digital addressable lighting interface* - DALI).

## 1.2 Objetivos

A Figura 2 mostra uma estrutura típica para alimentação de uma lâmpada HID, onde são apresentadas três etapas de potência. A primeira etapa representa a correção do fator de potência (PFC), a segunda o controle de corrente/potência a ser entregue à lâmpada e a terceira etapa representa o estágio de inversão.



Figura 2: Diagrama de blocos das etapas de um reator eletrônico

Com foco na alimentação de lâmpadas HID de alta potência e com base nos trabalhos apresentados na literatura (MARCHESAN, 2007), (DALLA COSTA, 2008), (CERVI, 2008), pode-se concluir que conversores integrados não seriam adequados pelos esforços (sobretensão ou sobrecorrente) introduzidos aos semicondutores devido às técnicas de integração (WU; YU, 1998).

Este trabalho tem foco na segunda etapa, mais especificamente no conversor responsável por controlar a corrente/potência transmitida para a lâmpada. A inversão será feita através do conversor ponte completa (*full-bridge*), já consolidado na literatura. Para a etapa de PFC, um conversor dual-boost pode ser utilizado (BELTRAME et al., 2010), o qual pode apresentar rendimento de até 98%.

Em (BRANAS et al., 2010) é apresentado um circuito para alimentação de lâmpadas HID de alta potência usando um inversor polifásico. Apesar de apresentar bom rendimento, é uma técnica complexa, com alto número de interruptores e, sobretudo, os autores utilizam uma frequência de comutação que não é considerada segura em termos de ressonância acústica (SHEN; QIAN; PENG, 2003) (DALLA COSTA, 2008).

Para cargas com correntes maiores, os conversores operando em paralelo tornam-se uma boa opção (SHRUD et al., 2010), (MAO et al., 2007), pois permitem redução de perdas magnéticas e nos semicondutores, além de apresentar diminuição na ondulação da corrente de saída através da defasagem dos sinais de comando dos interruptores, diminuindo o capacitor de saída a ser empregado.

A característica de diminuição do capacitor de saída é uma grande vantagem, pois como apresentado em (MARCHESAN et al., 2008), o capacitor em paralelo com a lâmpada tem um valor limite a fim de garantir a estabilidade do sistema. Aliada a essa condição, conforme (DALLA COSTA et al., 2007), a ondulação de corrente na lâmpada não pode ultrapassar 5% da corrente nominal para garantir que não ocorra o fenômeno da ressonância acústica de forma destrutiva.

Com base nas características apresentadas, o conversor *buck* intercalado (IBC) se torna uma opção interessante, não só pela sua simplicidade, mas também pela sua característica de fonte de corrente na saída.

O principal objetivo deste trabalho é a síntese de um reator eletrônico com controle de corrente/potência para lâmpadas HID de alta potência, implementado para uma lâmpada de 400 W, com a utilização do IBC, operando em modo de condução contínua (CCM), para o estágio de controle de corrente/potência. Para isso, é feita uma análise do ponto ótimo com relação ao número de células a ser implementado, eficiência, volume dos indutores e simplicidade de implementação do circuito de comando e controle.

As principais contribuições deste trabalho são: o modelo generalizado para o conversor *buck* intercalado, a proposta do estágio de controle de corrente da lâmpada baseado no IBC, o projeto dos indutores garantindo a ondulação máxima permitida para evitar a ocorrência da ressonância acústica (RA), a implementação do reator para lâmpadas HID operando em CCM a partir do barramento do PFC com a utilização de um microcontrolador de 8-bits, proposta de circuitos de medição e resultados experimentais, e estabilidade do sistema reator-lâmpada assegurada pela análise da relação entre as impedâncias do conversor e da carga.

### 1.3 Organização dos capítulos

Os demais capítulos deste trabalho estão organizados da seguinte forma:

- Capítulo 2: revisão sobre as características de lâmpadas de multivapor metálico e obtenção do modelo de pequenos sinais da lâmpada utilizada;
- Capítulo 3: análise do conversor *buck* intercalado de forma generalizada, incluindo a modelagem por espaço de estados;

- 
- Capítulo 4: análise de estabilidade do conjunto conversor-lâmpada, com operação em CCM e malha fechada;
  - Capítulo 5: apresentação e análise do circuito completo proposto;
  - Capítulo 6: conclusões obtidas sobre o trabalho e sugestões para estudos futuros.

## ***2 LÂMPADAS DE DESCARGA EM ALTA PRESSÃO***

### **2.1 Introdução**

Lâmpadas HID são comercializadas em potências que variam de 35 a 2000 W, podendo ser empregadas em ambientes internos e externos.

Dentre 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 de multivapor metálico apresentam IRC de 80 até 95 e temperatura de cor de 3000 K até 4200 K (DALLA COSTA, 2008).

### **2.2 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 (MARCHESAN, 2007). 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.

A principal explicação para o surgimento da ressonância acústica em lâmpadas HID baseia-se no fato de que, tendo como princípio que a corrente da lâmpada deve ser aproximadamente uma forma de onda quadrada para evitar o desgaste dos eletrodos (ou cataforese), a potência acaba sendo modulada conforme a frequência desta onda quadrada, causando variações na pressão do gás do tubo de descarga.

Caso a variação da potência na lâmpada seja em uma frequência próxima de uma frequência natural do tubo de descarga, aparecem ondas de pressão estática no seu interior, causando interferência construtiva, distorcendo o caminho do arco de descarga no tubo.

Essas frequências naturais de ressonância são coincidentes com as frequências de operação geralmente utilizadas em reatores eletrônicos para lâmpadas de descarga em baixa pressão ( $>20\text{kHz}$ ), o que pode ser observado na Figura 3.

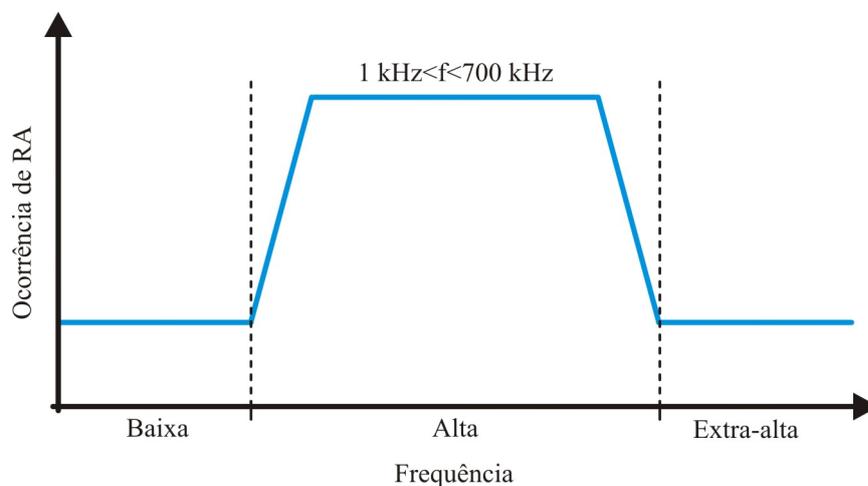


Figura 3: Regiões de ocorrência do fenômeno de ressonância acústica (adaptado de (FELLOWS, 2003))

As consequências 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 (DALLA COSTA, 2008).

Além de métodos de detecção da ressonância acústica (e. g. (KAISER; MARQUES; CORREA, 2011) e (OLSEN J., 1997)), algumas possibilidades de alimentação de lâmpadas HID e sua análise foram apresentadas por (SHEN; QIAN; PENG, 2003):

**Operação em área livre de RA:** 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;

**Operação com onda quadrada de baixa frequência:** É a opção mais aceita na literatura ((HU, 2001), (ALONSO et al., 2007) (DALLA COSTA et al., 2007), entre outros), visto que a faixa de frequências crítica é acima de 1 kHz;

**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 e apresenta dificuldades na sua implementação (YAN; et al., 2000);

**Onda quadrada de extra-alta frequência (>700kHz):** Todavia possa resolver o problema da ocorrência da RA de forma destrutiva, a topologia deve ser escolhida de forma a obter uma alta eficiência.

## 2.3 Ignição e estabilização da lâmpada

O acionamento das lâmpadas de multivapor metálico é similar ao de outras lâmpadas de descarga em alta pressão, tendo três fases distintas: ignição, descarga e emissão termoiônica.

Durante a primeira etapa, o gás da ignição, que normalmente é um gás nobre como Argônio, é convertido de um estado não condutor a um estado condutor, pela aplicação de um pico 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 disparo 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 reigitação a quente.

A Figura 4 representa teoricamente a trajetória da tensão, corrente e potência na lâmpada pelo tempo, 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 400W) até o valor nominal.

## 2.4 Modelo dinâmico da lâmpada

Como analisado em (DENG; CUK, 1997), lâmpadas de descarga em alta pressão apresentam diferentes características se operando em regime permanente ou em resposta a perturbações de pequenos sinais.

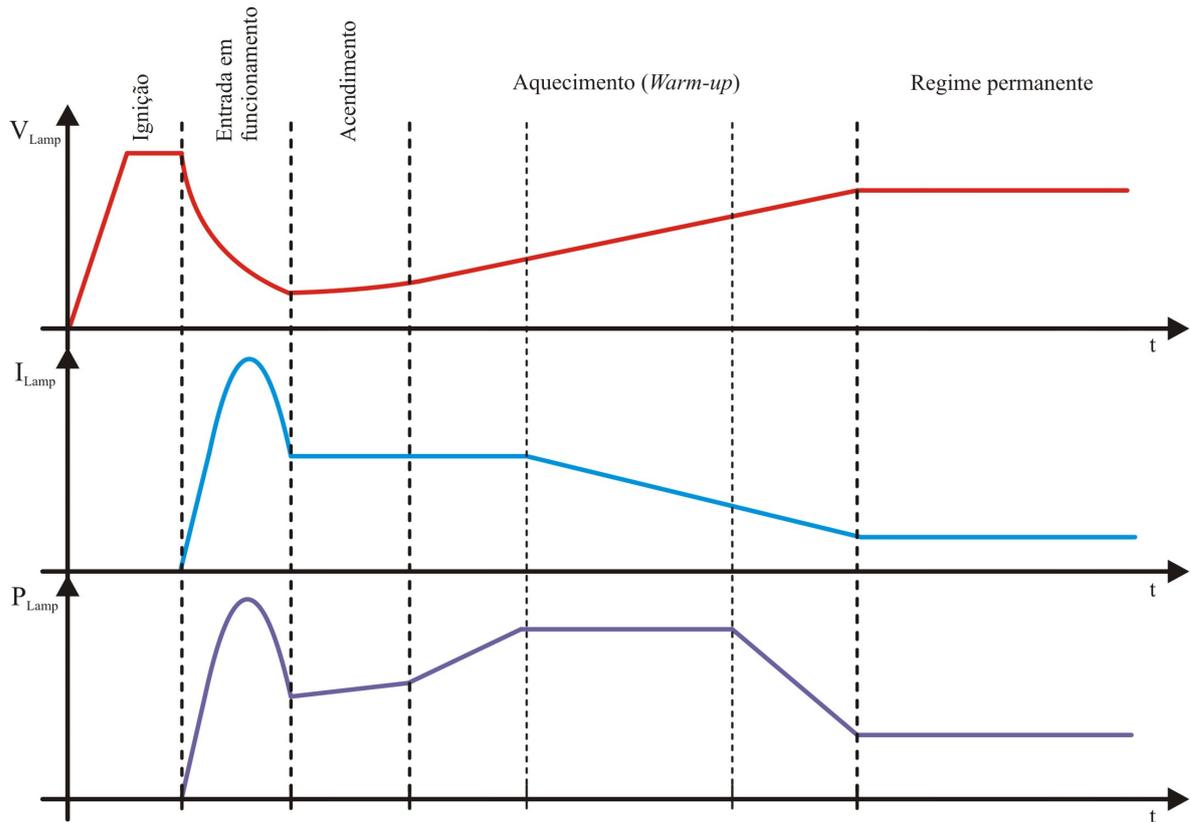


Figura 4: Formas de onda teóricas a partir da ignição até o regime permanente (adaptado de (HU, 2001))

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 (DENG; CUK, 1997). Este modelo da impedância de pequenos sinais da lâmpada apresenta um zero no semi-plano direito e é descrito pela Equação (2.1) e foi adaptado para simulação com base no circuito equivalente mostrado na Figura 5 (BEN-YAAKOV; SHVARTSAS; GLOZMAN, 2002).

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

Sendo  $k$ ,  $z$  e  $p$  parâmetros da lâmpada para modelagem no domínio da frequência.

O modelo dinâmico pode ser obtido, principalmente, através de duas técnicas: resposta em frequência (MARCHESAN, 2007) ou a partir da resposta ao degrau do circuito mostrado na Figura 6 (ALONSO et al., 2007). Neste trabalho foi utilizado o segundo método pela simplicidade de obtenção do modelo.

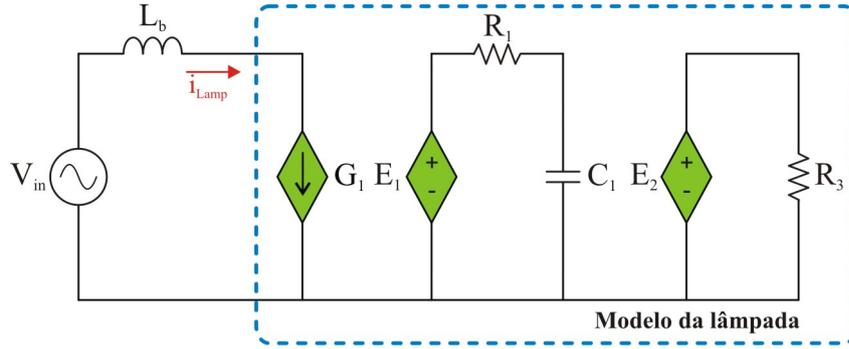


Figura 5: Modelo de simulação de uma lâmpada de descarga em alta pressão multivapor metálico (adaptado de (BEN-YAAKOV; SHVARTSAS; GLOZMAN, 2002))

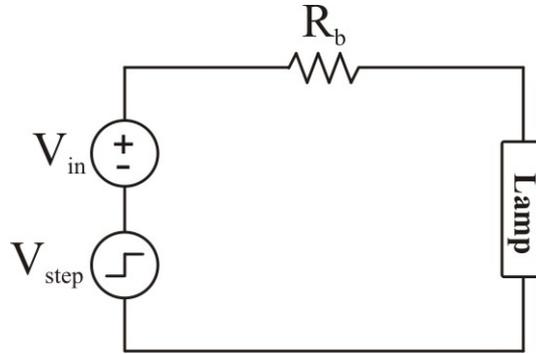


Figura 6: Circuito para obtenção do modelo da lâmpada

A partir da resposta obtida, é possível calcular os coeficientes da Equação (2.1) para a lâmpada analisada conforme o sistema de equações mostrado no conjunto de Equações (2.2), apresentado em (ALONSO et al., 2007), cujos dados podem ser retirados das formas de onda obtidas, conforme a Figura 7. Já os coeficientes obtidos são apresentados na Tabela 1.

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

Onde  $\hat{V}_{in} = 23 \text{ V}$  e  $R_b = 18.7 \Omega$ .

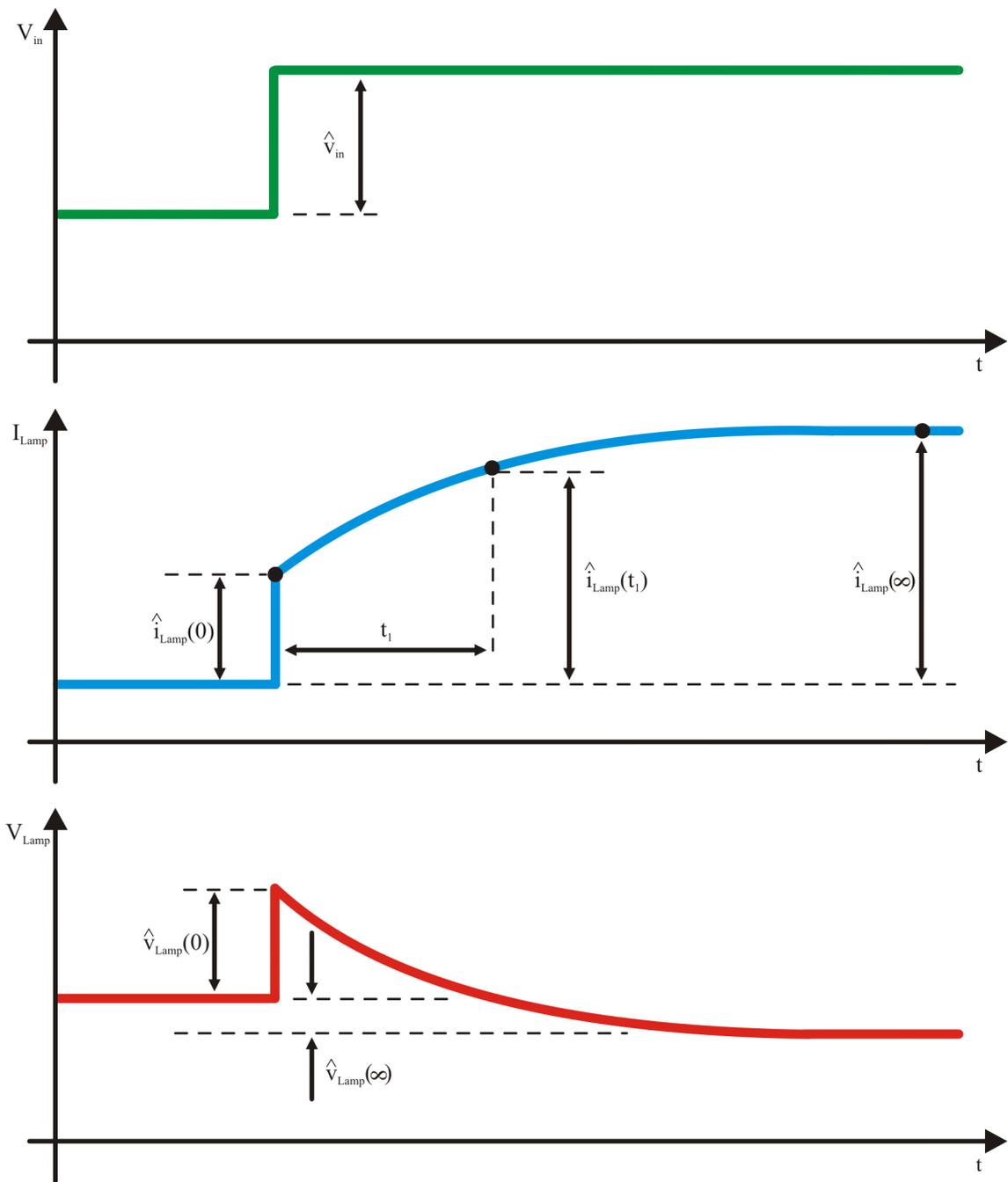


Figura 7: Formas de onda e pontos para retirada de dados e obtenção do modelo numérico e de simulação da lâmpada (adaptado de (ALONSO et al., 2007))

Tabela 1: Parâmetros da lâmpada

Parâmetros	Valores
$k$	13,531 $\Omega$
$z$	3,951 krad/s
$p$	15,36 krad/s

A resposta obtida experimentalmente, juntamente com a simulação do modelo dinâmico são mostradas na Figura 8. Pode-se observar a validação do método pela comparação das respostas.

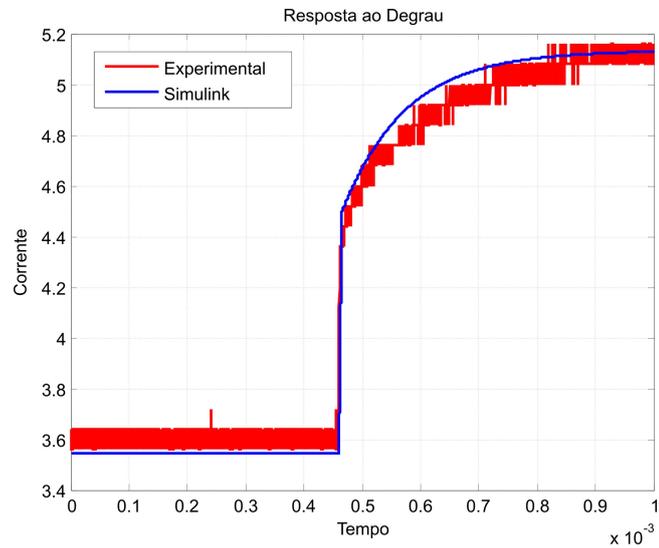


Figura 8: Verificação do modelo dinâmico da lâmpada obtido e resultado experimental

### 3 ANÁLISE DO CONVERSOR BUCK INTERCALADO

Neste capítulo será apresentada a análise do conversor *buck* intercalado em termos de funcionamento, modelagem generalizada para  $n$  células e o projeto otimizado para a aplicação no estágio de controle de corrente/potência de um reator eletrônico para lâmpadas HID.

#### 3.1 Funcionamento do conversor

Para uma visão geral do funcionamento do IBC, uma estrutura de duas células é mostrada na Figura 9 e seu funcionamento é descrito a seguir.

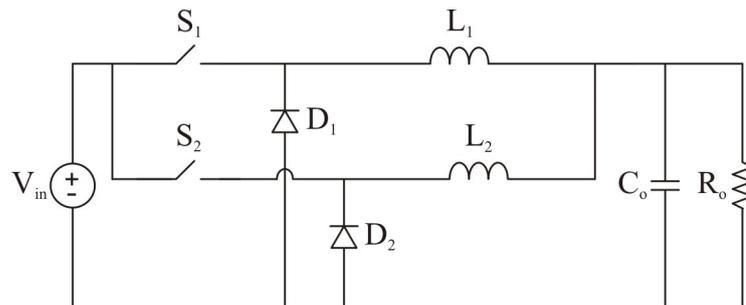


Figura 9: Interleaved buck com duas células

Para a minimização da ondulação da corrente de saída, a defasagem  $\delta$  entre os sinais de comando dos interruptores pode ser calculada a partir de (3.1) (MAO et al., 2007).

$$\delta = \frac{360^\circ}{n} \quad (3.1)$$

Onde  $n$  é o número de células do conversor.

As etapas de operação do IBC com duas células operando em CCM, considerando a razão cíclica menor do que 0,5, são descritas a seguir. As formas de onda teóricas mostrando as correntes nos indutores, a corrente de saída (podendo ser observada a diminuição da ondulação) e os sinais de comando dos interruptores, são apresentados na Figura 11.

**Intervalo de tempo  $T_1$ :** Ilustrado pela Figura 10(a), o interruptor  $S_1$  está fechado e o indutor  $L_1$  está sendo carregado pela diferença de tensão entre a fonte de entrada e a carga. O diodo  $D_1$  está reversamente polarizado e a energia armazenada anteriormente no indutor  $L_2$  está sendo descarregada na carga através do diodo  $D_2$ .

**Intervalo de tempo  $T_2$ :** Demonstrado pela Figura 10(b), é referente à etapa onde os diodos  $D_1$  e  $D_2$  estão diretamente polarizados, possibilitando a descarga da energia previamente armazenada em ambos os indutores.

**Intervalo de tempo  $T_3$ :** Pode ser visto na Figura 10(c), quando o interruptor  $S_2$  está fechado e o indutor  $L_2$  está sendo carregado pela diferença de tensão entre a fonte de entrada e a carga. O diodo  $D_2$  está bloqueado, o diodo  $D_1$  está diretamente polarizado, e a energia armazenada no indutor  $L_1$  é descarregada na carga.

**Intervalo de tempo  $T_4$ :** Igual ao intervalo de tempo  $T_2$ .

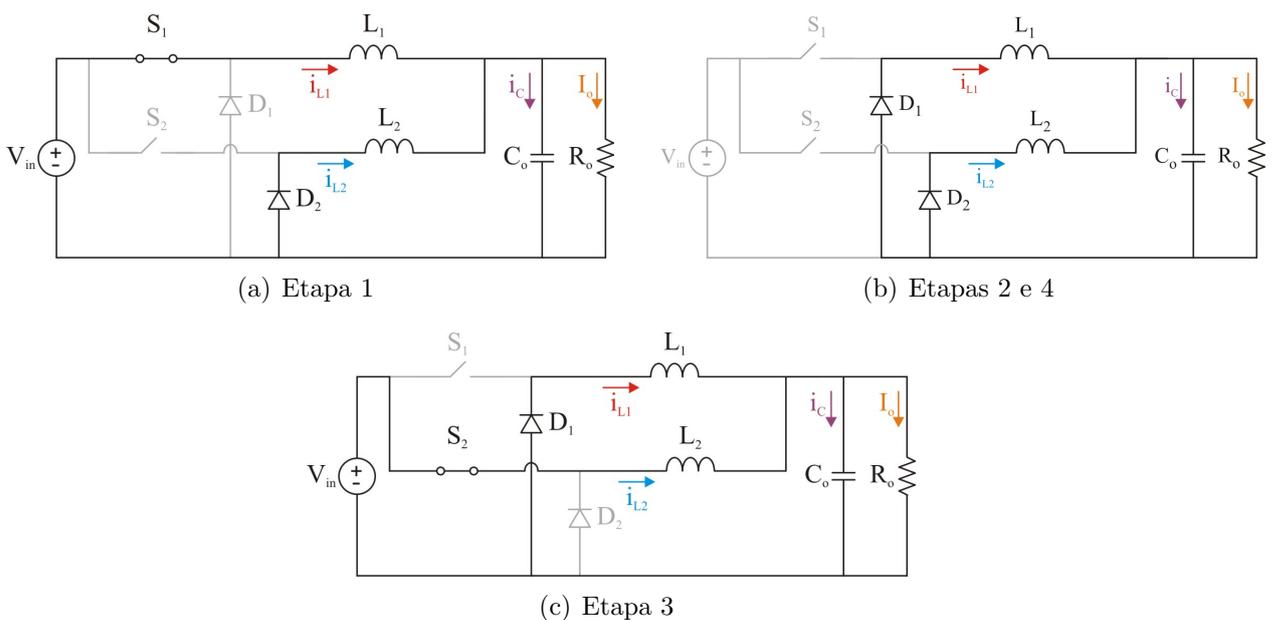


Figura 10: Etapas de operação de um conversor IBC operando em CCM

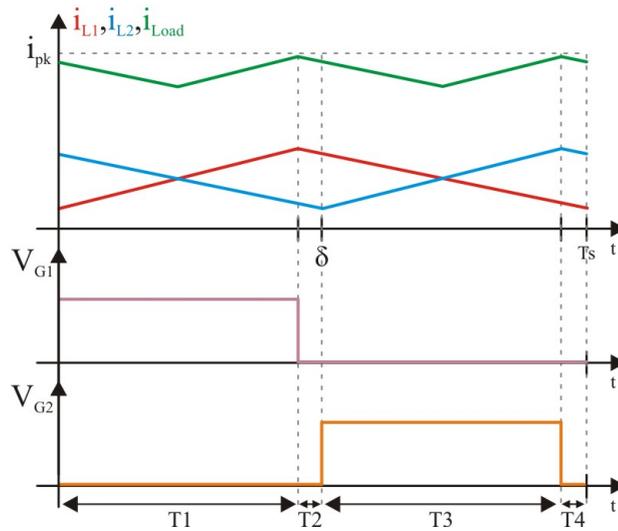


Figura 11: Formas de onda teóricas para o IBC com duas células - Gráfico acima: correntes nos indutores e na saída; gráficos do meio e de baixo: sinais de comando dos interruptores defasados

### 3.2 Modelagem do IBC para $n$ células

Com a finalidade de obter um modelo do IBC que pudesse ser utilizado para uma variada faixa de potência contemplando ainda a escolha do ponto ótimo com relação ao número de células do conversor, foi proposto um modelo generalizado para qualquer número de células, desde que o conversor opere em CCM. O IBC com  $n$  células é mostrado na Figura 12.

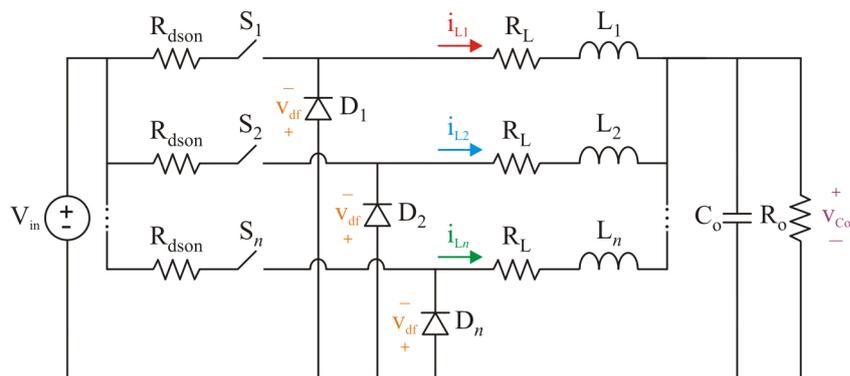


Figura 12: IBC com  $n$  células

O modelo generalizado para  $n$  células do conversor *buck* intercalado pode ser obtido através das técnicas de modelo médio de espaço de estados e linearização por pequenos sinais (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001). Para conversores operando em DCM, a estrutura

a ser utilizada segue a mesma, e é necessária apenas a inclusão de uma matriz  $M$  para a correção do valor médio a ser calculado, conforme o método apresentado por (SUN et al., 2001).

As equações de estado que dão origem ao modelo DC podem ser obtidas através das leis de Kirchhoff. Um exemplo a partir do IBC de duas células, baseado nas etapas de operação da Figura 10 é mostrado a seguir em (3.2), (3.3) e (3.4), sendo destacada em cada equação de malha a variável de estado a ser obtida.

**Para etapa 1:**

$$\begin{cases} -V_{in} + R_{dson} \cdot i_{L_1} + R_L \cdot i_{L_1} + L_1 \cdot \dot{i}_{L_1} + v_{C_o} = 0 \Rightarrow \dot{\mathbf{i}}_{L_1} \\ -v_{df_2} + R_L \cdot i_{L_2} + L_2 \cdot \dot{i}_{L_2} - v_{C_o} = 0 \Rightarrow \dot{\mathbf{i}}_{L_2} \\ i_{L_1} + i_{L_2} = C_o \cdot v_{C_o} + \frac{1}{R_o} \cdot v_{C_o} \Rightarrow \mathbf{v}_{C_o} \end{cases} \quad (3.2)$$

**Para etapas 2 e 4:**

$$\begin{cases} -v_{df_1} + R_L \cdot i_{L_1} + L_1 \cdot \dot{i}_{L_1} - v_{C_o} = 0 \Rightarrow \dot{\mathbf{i}}_{L_1} \\ -v_{df_2} + R_L \cdot i_{L_2} + L_2 \cdot \dot{i}_{L_2} - v_{C_o} = 0 \Rightarrow \dot{\mathbf{i}}_{L_2} \\ i_{L_1} + i_{L_2} = C_o \cdot v_{C_o} + \frac{1}{R_o} \cdot v_{C_o} \Rightarrow \mathbf{v}_{C_o} \end{cases} \quad (3.3)$$

**Para etapa 3:**

$$\begin{cases} -v_{df_1} + R_L \cdot i_{L_1} + L_1 \cdot \dot{i}_{L_1} - v_{C_o} = 0 \Rightarrow \dot{\mathbf{i}}_{L_1} \\ -V_{in} + R_{dson} \cdot i_{L_2} + R_L \cdot i_{L_2} + L_2 \cdot \dot{i}_{L_2} + v_{C_o} = 0 \Rightarrow \dot{\mathbf{i}}_{L_2} \\ i_{L_1} + i_{L_2} = C_o \cdot v_{C_o} + \frac{1}{R_o} \cdot v_{C_o} \Rightarrow \mathbf{v}_{C_o} \end{cases} \quad (3.4)$$

Para uma melhor descrição das matrizes, considera-se o sistema genérico representado por (3.5),  $x$  representando o vetor de estados e  $u$ , o vetor de entrada.

$$\begin{aligned} \dot{x} &= \mathbf{A} \cdot x + \mathbf{B} \cdot u \\ y &= \mathbf{C} \cdot x + \mathbf{E} \cdot u \end{aligned} \quad (3.5)$$

Onde:

**A** - matriz dinâmica;

**B** - matriz de entrada;

**C** - matriz de saída;

**E** - matriz de transferência direta.

Neste trabalho, as variáveis de estado foram definidas como as correntes nos indutores e a tensão no capacitor de saída e as entradas foram definidas como a tensão de entrada e as quedas de tensão nos diodos:

$$\mathbf{x} - \text{matriz de estados} \begin{bmatrix} i_{L_1} & i_{L_2} & \cdots & i_{L_n} & v_{C_o} \end{bmatrix}^T$$

$$\mathbf{u} - \text{vetor de entrada} \begin{bmatrix} V_{in} & v_{df_1} & \cdots & v_{df_2} & v_{df_n} \end{bmatrix}^T$$

Pode ser observado que as resistências dos interruptores e indutores e a queda de tensão nos diodos foram incluídas na modelagem. Não só o modelo é mais realístico com essa inclusão, mas também não é possível obter o modelo para o IBC sem as resistências parasitas. A razão é que a matriz  $\mathbf{A}$  apresenta um caso de singularidade caso o conversor seja modelado sem essa inclusão, pois a coluna  $(n + 1)$  apresentaria termos constantes e com relação ao valor dos indutores. Isso pode ser observado nas subseções a seguir, onde as matrizes generalizadas são apresentadas.

### 3.2.1 Modelo médio (DC)

O modelo médio pode ser obtido a partir das etapas de operação do conversor e do intervalo de tempo referente à cada etapa.

Para uma análise generalizada do conversor *buck* intercalado, as matrizes que resultam no modelo médio podem ser calculadas a partir de (3.6), para um número  $n$  de células, desde que o conversor opere em CCM.

$$\mathbf{A} = \sum_{m=1}^{2.n} T_m \cdot \mathbf{A}_m$$

$$\mathbf{B} = \sum_{m=1}^{2.n} T_m \cdot \mathbf{B}_m \tag{3.6}$$

$$\mathbf{C} = \sum_{m=1}^{2.n} T_m \cdot \mathbf{C}_m$$

Sendo:

$T$  - porcentagem de tempo de duração de cada etapa;

$m$  - número de etapas de operação do conversor.

Conforme analisado, o conversor *buck* intercalado apresenta um padrão para a formação das matrizes **A** e **B**. O resultado dos somatórios apresentados em (3.6) resultam nas matrizes generalizadas apresentadas em (3.7).

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{(R_L+R_{dson}\cdot D_c)}{L_1} & 0 & \dots & 0 & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & -\frac{(R_L+R_{dson}\cdot D_c)}{L_2} & 0 & \dots & -\frac{1}{L_2} \\ \vdots & 0 & \ddots & 0 & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & \frac{(R_L+R_{dson}\cdot D_c)}{L_n} & -\frac{1}{L_n} \\ \frac{1}{C_o} & \dots & \dots & \frac{1}{C_o} & -\frac{1}{R_o\cdot C_o} \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{D_c}{L_1} & -\frac{(1-D_c)}{L_1} & 0 & \dots & 0 \\ \frac{D_c}{L_2} & 0 & -\frac{(1-D_c)}{L_2} & 0 & 0 \\ \vdots & 0 & 0 & \ddots & \vdots \\ \frac{D_c}{L_n} & 0 & \dots & 0 & -\frac{(1-D_c)}{L_n} \\ 0 & \dots & \dots & \dots & 0 \end{bmatrix}$$

Para o conversor *buck* operando em CCM, a razão cíclica ( $D_c$ ) é calculada conforme (3.8).

$$D_c = \frac{V_o}{V_{in}} \quad (3.8)$$

### 3.2.2 Modelo AC de pequenos sinais

De acordo com (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001), o modelo AC de pequenos sinais pode ser deduzido a partir do modelo médio no espaço de estados (DC) e do ponto de equilíbrio **X**, o qual pode ser encontrado a partir de (3.9).

$$\mathbf{X} = -\mathbf{A}^{-1}\cdot\mathbf{B}\cdot\mathbf{U} \quad (3.9)$$

Onde:

**U** - vetor de entradas.

O modelo AC de pequenos sinais é feito com base no ponto de operação  $\mathbf{X}$  em regime permanente e na adição de perturbações nas entradas do sistema, como mostrado em (3.10).

$$\begin{aligned}\mathbf{A}_p &= \mathbf{A} \\ \mathbf{B}_p &= [\mathbf{B} \quad (\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2) \cdot \mathbf{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2) \cdot \mathbf{U}] \\ \mathbf{C}_p &= \mathbf{C}\end{aligned}\tag{3.10}$$

A matriz  $\mathbf{B}_p$  referente ao modelo AC também pode ser generalizada, podendo ser reescrita na forma mostrada em (3.11).

$$\begin{aligned}\mathbf{B}_p &= \underbrace{\left[ \mathbf{B} \quad \left( \sum_{m=1}^{2n} (-1)^{m+1} \cdot \mathbf{A}_m \right) \cdot \mathbf{X} + \left( \sum_{m=1}^{2n} (-1)^{m+1} \cdot \mathbf{B}_m \right) \cdot \mathbf{U} \right]} \\ &\quad \Downarrow \\ \mathbf{B}_p &= [\mathbf{B} \quad (\mathbf{A}_s \cdot \mathbf{X} + \mathbf{B}_s \cdot \mathbf{U})]\end{aligned}\tag{3.11}$$

Sendo  $\mathbf{A}_s$  e  $\mathbf{B}_s$  apresentadas em (3.12).

$$\mathbf{A}_s = \begin{bmatrix} -\frac{R_{dson}}{L_1} & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_{dson}}{L_2} & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & 0 & \ddots & 0 & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & -\frac{R_{dson}}{L_n} & 0 \\ 0 & \dots & \dots & \dots & 0 \end{bmatrix}\tag{3.12}$$

$$\mathbf{B}_s = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & -\frac{1}{L_1} & 0 & \dots & 0 \\ \frac{1}{L_2} & 0 & -\frac{1}{L_2} & 0 & 0 \\ \vdots & 0 & 0 & \ddots & \vdots \\ \frac{1}{L_n} & 0 & \dots & 0 & -\frac{1}{L_n} \\ 0 & \dots & \dots & \dots & 0 \end{bmatrix}$$

A função (ou matriz) de transferência pode ser encontrada a partir das matrizes obtidas para o modelo AC de pequenos sinais, através da relação apresentada em (3.13).

$$\mathbf{G}(s) = \mathbf{C}_p \cdot (s\mathbf{I} - \mathbf{A}_p)^{-1} \cdot \mathbf{B}_p + \mathbf{E}_p\tag{3.13}$$

### 3.2.3 Comprovação do modelo generalizado

Dois protótipos de 42 W foram implementados a fim de confirmar o modelo generalizado obtido matematicamente. As Figuras 13 e 14 são referentes ao IBC de duas células e apresentam as respostas ao degrau na tensão de entrada (24 V) e ao degrau na razão cíclica (2%), respectivamente.

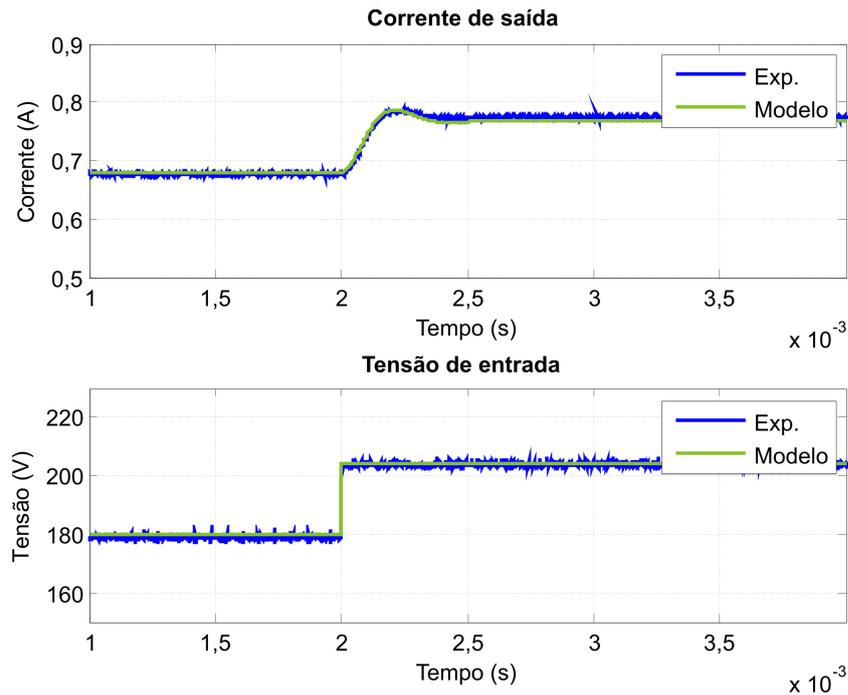


Figura 13: Aplicação do degrau na tensão de entrada (24 V) ao IBC com duas células para confirmação do modelo matemático

A Figura 15 retifica o modelo matemático pela comparação dos resultados teóricos e experimentais para o IBC com três células através da aplicação do degrau de 24 V na tensão de entrada. Já a Figura 16 apresenta a comparação das respostas ao degrau experimentais do IBC com duas e três células, para verificação da diferença das dinâmicas entre as duas respostas.

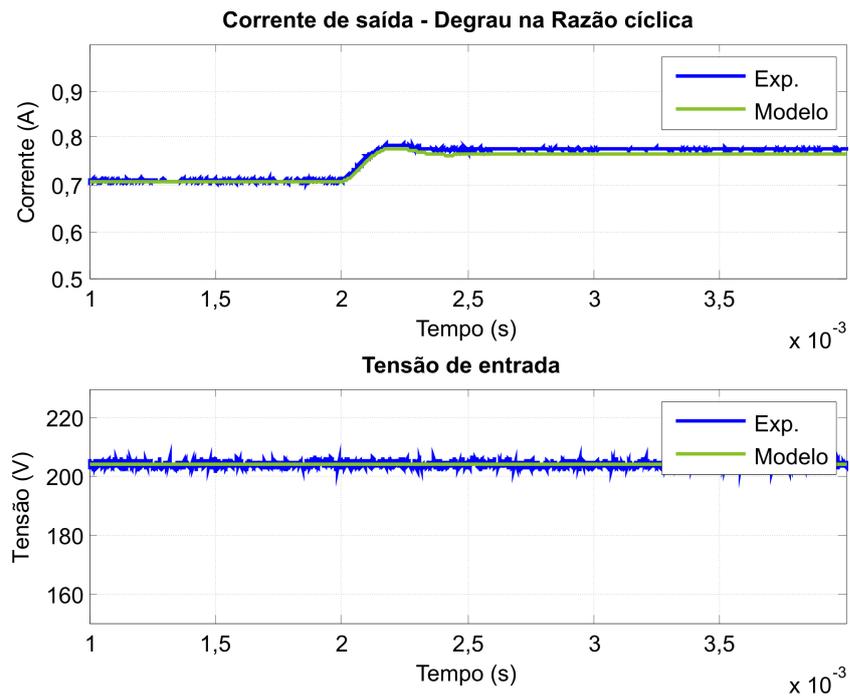


Figura 14: Aplicação do degrau na razão cíclica (2%) para confirmação do modelo matemático

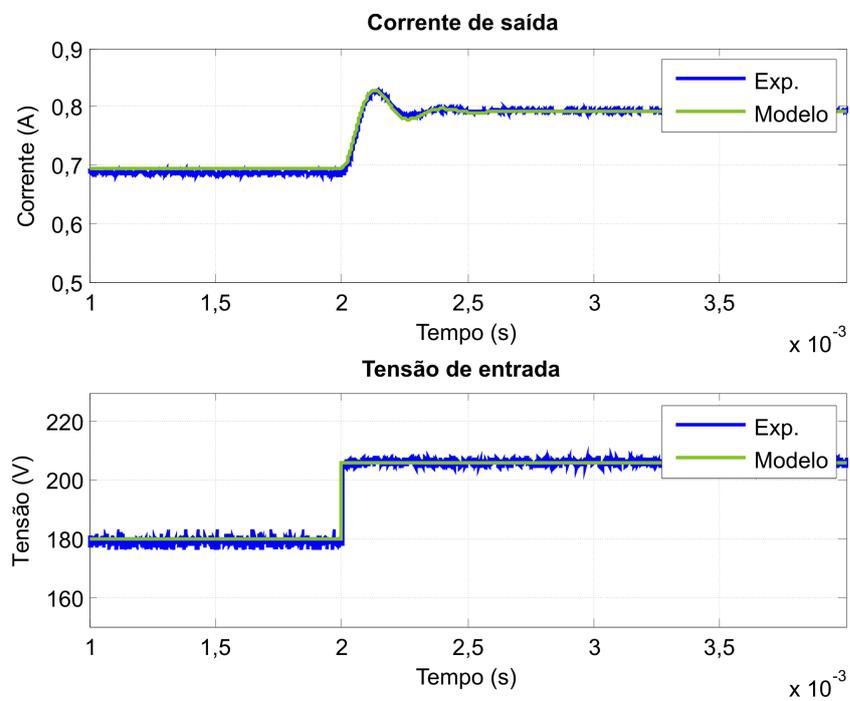


Figura 15: Aplicação do degrau na tensão de entrada (24V) ao IBC com três células para confirmação do modelo matemático

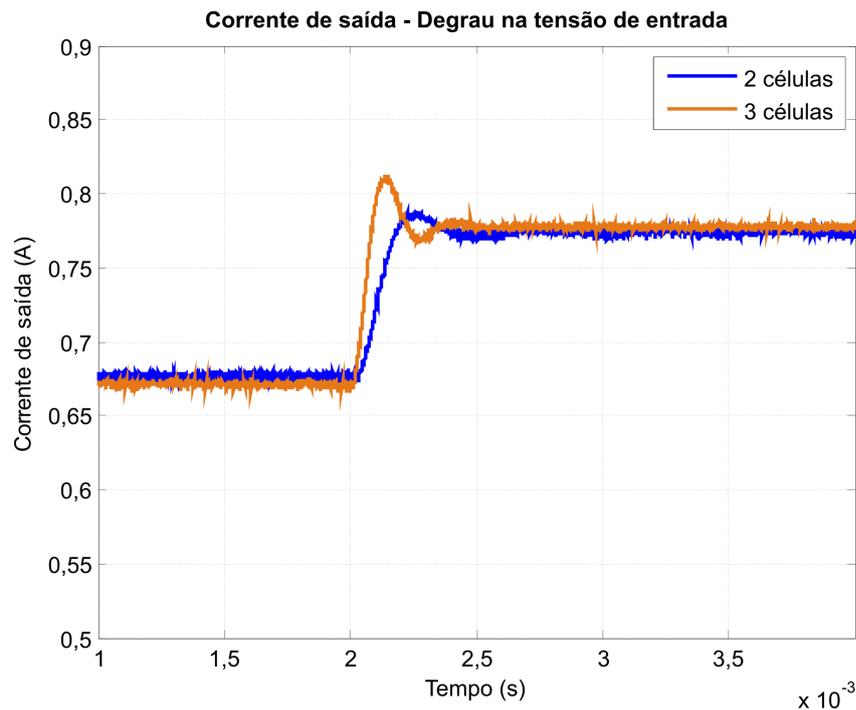


Figura 16: Aplicação do degrau na tensão de entrada (24V) ao IBC com duas e três células para comparação da dinâmica

### 3.3 Projeto otimizado

A otimização do projeto proposta baseia-se na redução dos núcleos magnéticos, a fim de evitar a ocorrência da RA. A ondulação máxima de corrente permitida na lâmpada para que não ocorra o fenômeno de ressonância acústica de forma prejudicial é de 5% de sua corrente nominal (DALLA COSTA et al., 2007).

Em (CHEN, 1999) foi realizado um estudo da redução do *ripple* conforme os valores de razão cíclica de operação do conversor *interleaved buck*. Baseado nisso, pode ser feita uma análise considerando que a ondulação da corrente tenha um valor máximo (5% da corrente nominal) e que os indutores possam ser projetados para atender a esta especificação, visando a sua redução.

Portanto, considerando a ondulação máxima constante, pode ser encontrada uma relação entre o valor da indutância conforme a razão cíclica de operação do conversor, para o número de células correspondente (o número é limitado pela operação do conversor em CCM), conforme é mostrado em (3.14).

$$L_n(D_c) = \begin{cases} \frac{V_{in}}{\Delta i_{Lamp} \cdot f_s} \cdot D_c \cdot (1 - D_c), & \text{se } n = 1; \\ \frac{V_{in}}{\Delta i_{Lamp} \cdot f_s \cdot D_c \cdot n} \cdot \frac{\prod_{i=1}^n (|\frac{i}{n} - D_c|)}{\prod_{i=1}^n (|\frac{i}{n} - D_c| + \frac{1}{n})}, & \text{caso } n \neq 1 \end{cases} \quad (3.14)$$

A Figura 17 mostra graficamente a relação (3.14), normalizada com relação ao maior valor de indutor, no caso o indutor máximo para uma célula. Pode-se observar que o indutor apresenta um valor máximo para cada número de células e uma determinada razão cíclica. Por exemplo, para  $n = 1$ , o maior valor de indutância calculado corresponde ao valor de razão cíclica de 0,5 para garantir a ondulação da corrente de saída 5%.

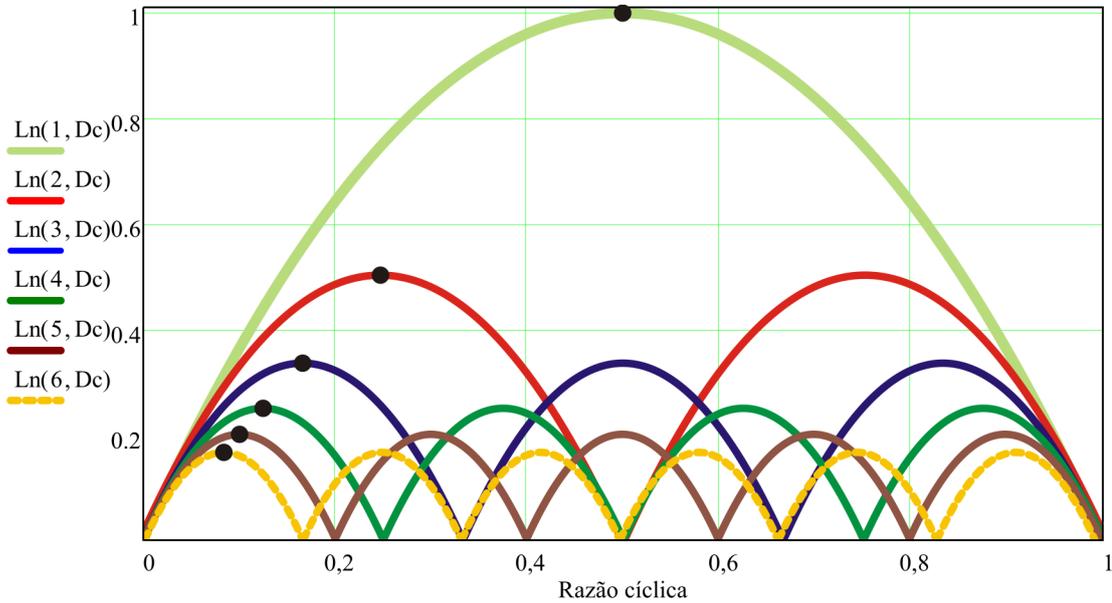


Figura 17: Valor do indutor do IBC para  $n$  células conforme o valor da razão cíclica para garantir a ondulação de 5% da corrente nominal

Como um dos objetivos deste projeto é manter a ondulação da corrente na lâmpada abaixo de 5% da corrente nominal e o sistema final será implementado em malha fechada, é possível que haja uma excursão do valor da razão cíclica.

Se o projeto do indutor levar em consideração apenas o valor de razão cíclica nominal, poderá resultar em uma maior ondulação de corrente na saída, podendo levar à ocorrência de ressonâncias acústicas com uma maior potência.

Logo, optou-se por projetar os indutores conforme o valor máximo obtido para toda a excursão de valores de razão cíclica, evitando assim que a ondulação de corrente ultrapasse os 5% da corrente nominal, previamente definidos. A Figura 18 mostra a variação normalizada do *ripple* conforme os valores de razão cíclica, onde pode ser observado que o maior valor é 1, ou seja, 5%.

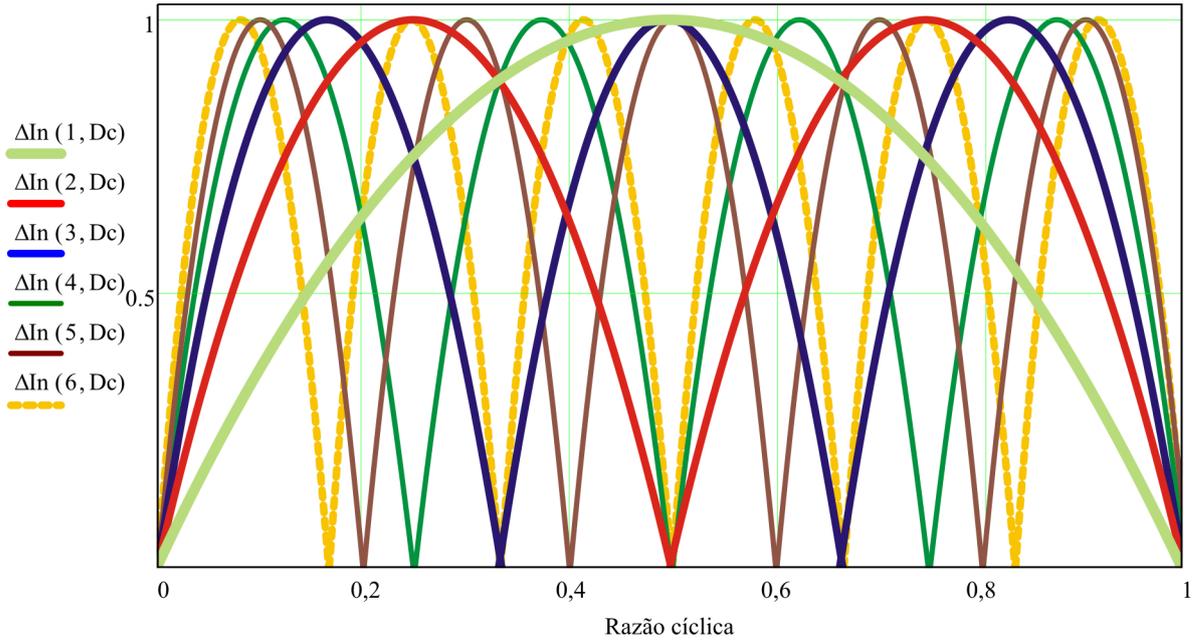


Figura 18: Ondulação da corrente de saída normalizada (onde a unidade equivale ao *ripple* de 5%) para  $n$  células conforme o valor de razão cíclica

### 3.3.1 Análise do ponto ótimo de projeto

A escolha do número de células para o conversor *interleaved buck* depende, principalmente, da corrente da carga (WANG; CHUANG, 2006) e da complexidade para implementação. Para isso, foi feita uma análise do tamanho dos indutores (com base nos núcleos magnéticos tipo E), a qual tem início a partir da Figura 19, onde é mostrada a variação do valor de indutor máximo pelo número de células. A relação entre os valores de indutores é apresentada em (3.15).

$$L_n = \frac{L_{1max}}{n} \quad (3.15)$$

Conforme (XU et al., 2002), algumas das vantagens do uso de conversores intercalados são a diminuição dos indutores e aumento da eficiência, pela diminuição da corrente RMS que passa através dos indutores e dos semicondutores, o que pode ser visto na Figura 20. Salientando que o estudo foi baseado na frequência de comutação  $f_s$  de 40 kHz.

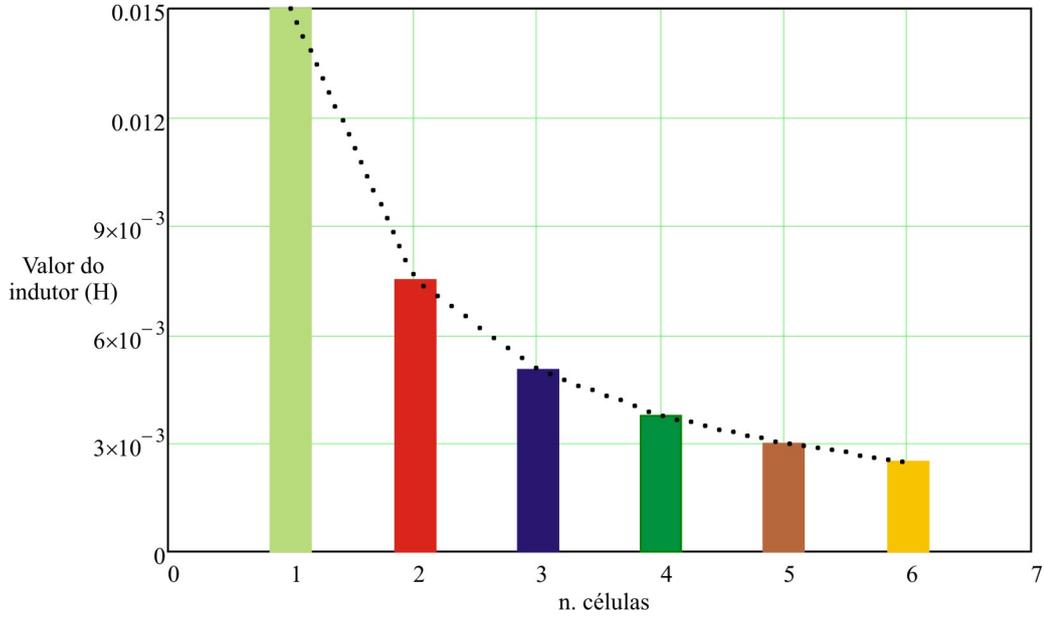


Figura 19: Valor de indutor conforme o número de células

A corrente RMS foi calculada com base em (3.16) e é graficamente apresentada na Figura 20.

$$I_{rms}(n) = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left( \int_0^{T_s} i_L^2(n) dt \right)} \quad (3.16)$$

O núcleo magnético foi projetado de acordo com os valores de indutor e correntes de pico - método  $AeAw$  (BARBI, 2007) - para cada número de células foi analisado para a aplicação de 400 W a partir de uma tensão de barramento de 400 V, levando em consideração o diâmetro máximo do fio para evitar o efeito pelicular. O cálculo pode ser feito com base em (3.17) e a comparação entre os resultados pode ser vista na Figura 21.

Uma observação a ser feita aqui é o fato de que não foi encontrado um núcleo comercial para o cálculo correto do núcleo para o *buck* convencional para 400 W, logo, foi utilizado o maior núcleo tipo E encontrado, com os dados necessários para cálculo.

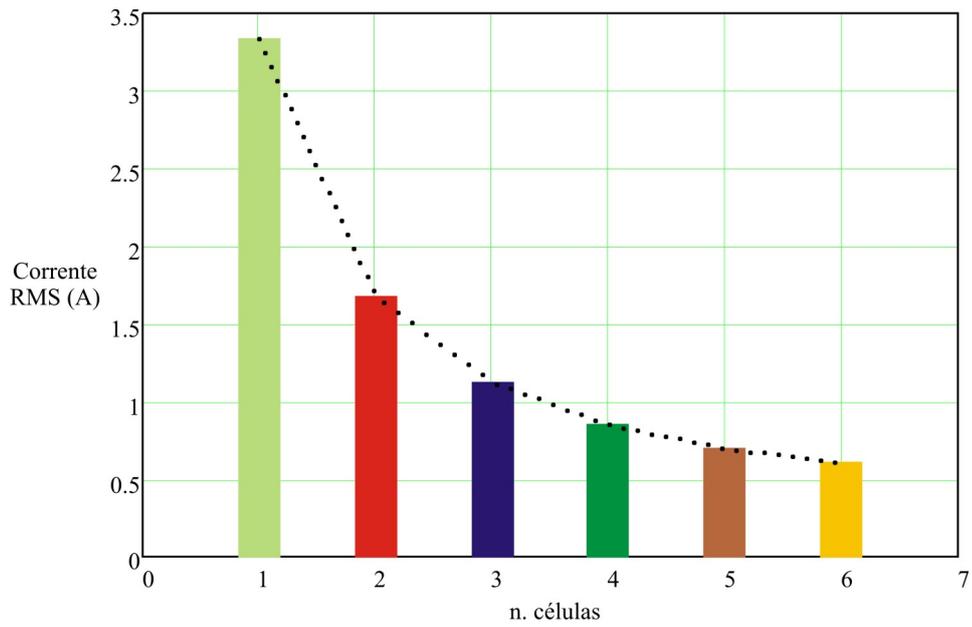


Figura 20: Valor da corrente RMS em cada indutor conforme o número de células

$$AeAw(n) = \frac{L_{max}(n) \cdot I_{pk}^2(n)}{k \cdot B_{max} \cdot J_{max}} \cdot 10^4 \quad (3.17)$$

Onde  $I_{pk}$  é a corrente de pico,  $k$  é o fator de utilização do núcleo,  $B_{max}$  é o fluxo magnético máximo e  $J_{max}$  é a máxima densidade de corrente.

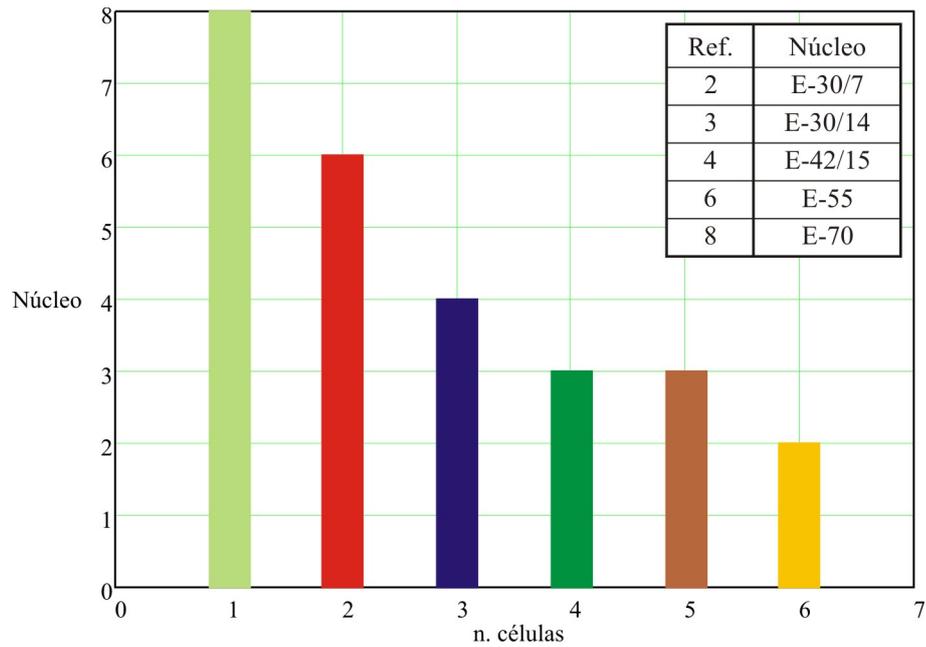


Figura 21: Núcleo projetado conforme o número de células

O volume magnético estimado conforme o número de células pode ser calculado a partir do projeto dos núcleos (parâmetro  $V_e$ ) para ser possível ter uma ideia de tamanho e peso do reator. A variação normalizada, com relação ao maior volume, do volume total é mostrada na Figura 22. Observa-se que o mesmo núcleo é necessário para 4 e 5 células, resultando em volume maior para o IBC com 5 células.

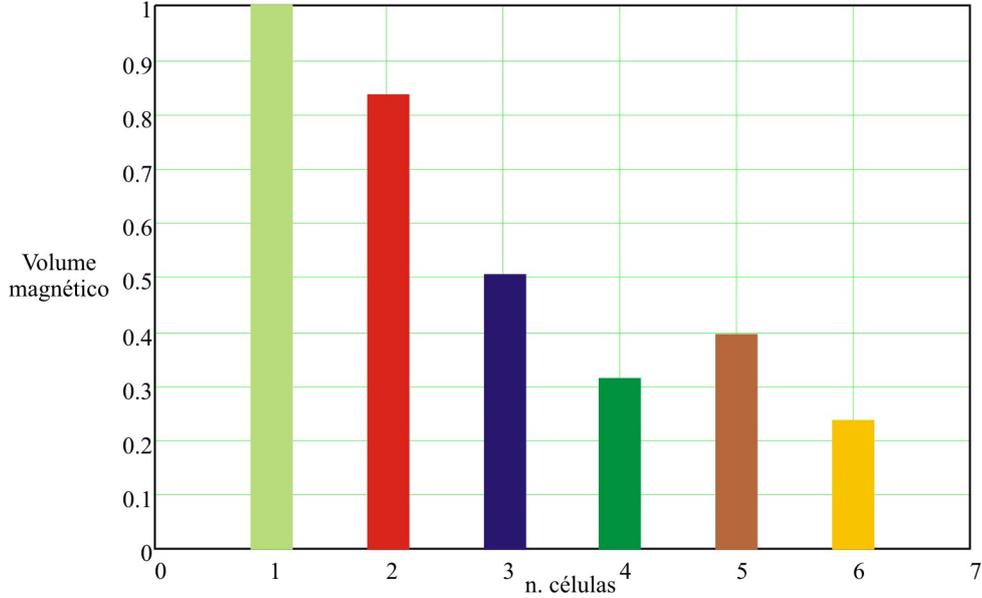


Figura 22: Volume total normalizado conforme o número de células

As perdas magnéticas podem ser calculadas a partir da soma das perdas no núcleo referente a cada número de células (BARBI, 2007) e no fio a ser utilizado, conforme (3.18) e (3.19) respectivamente, sendo a variação da soma destas perdas (3.20) mostrada na Figura 23.

$$P_C(n) = P_{vol} \cdot Vol(n) \cdot n \quad (3.18)$$

Onde  $P_{vol}$  são perdas por unidade de volume, definido por (BARBI, 2007), e  $Vol(n)$  é o volume calculado para cada caso.

$$P_W(n) = \frac{R_{fio} \cdot Ne(n) \cdot l_t(n) \cdot I_{rms}(n)^2 \cdot n}{n_{cond}(n)} \quad (3.19)$$

Onde  $R_{fio}$  é a resistência do fio a ser utilizado  $\Omega/km$ ,  $Ne$  é o número de espiras projetado,  $l_t$  é a excursão do fio no núcleo e  $n_{cond}$  é o número de condutores necessários.

$$P_M(n) = P_C(n) + P_W(n) \quad (3.20)$$

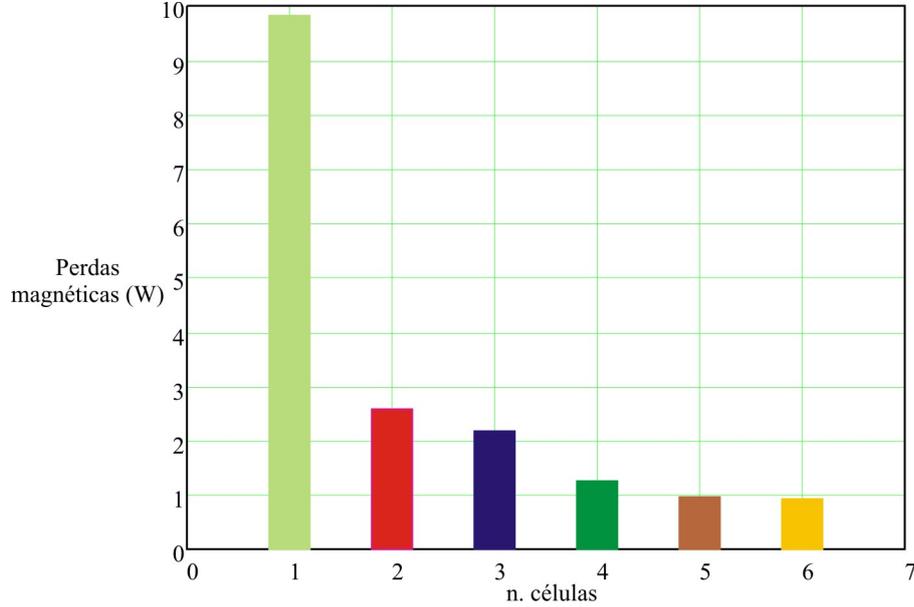


Figura 23: Perdas magnéticas totais conforme o número de células

As perdas significativas nos interruptores ativos são as perdas em condução, calculadas a partir de (3.21), para a frequência de comutação de 40 kHz. A Figura 24 mostra a variação das perdas nos interruptores (neste caso, IRF840 -  $R_{dson} = 0,85\Omega$ ). Salientando que as perdas são totais, ou seja, são a soma das perdas magnéticas de todos os indutores para cada número de células.

$$P_S(n) = R_{dson} \cdot I_{rms-sw}^2(n) \cdot n \quad (3.21)$$

Onde  $I_{rms-sw}$  é a corrente RMS que passa através dos interruptores ativos.

Com base nas análises apresentadas anteriormente, a eficiência pode ser estimada conforme (3.22) e varia como mostrado na Figura 25.

$$\eta(n) = \frac{P_{out}}{P_{out} + P_M(n) + P_S(n)} \quad (3.22)$$

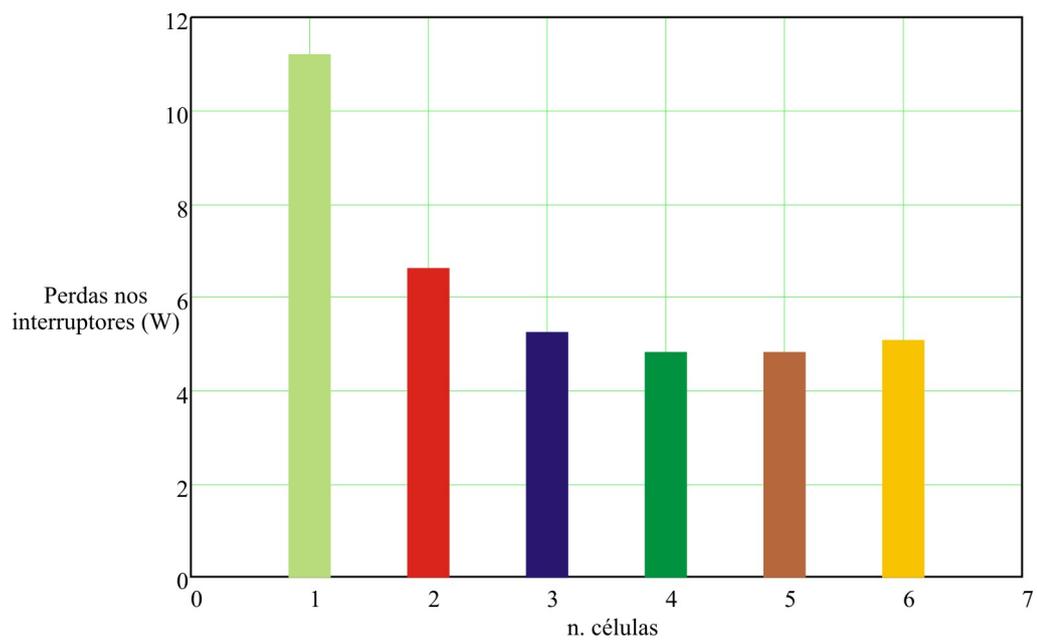


Figura 24: Perdas totais nos interruptores conforme o número de células

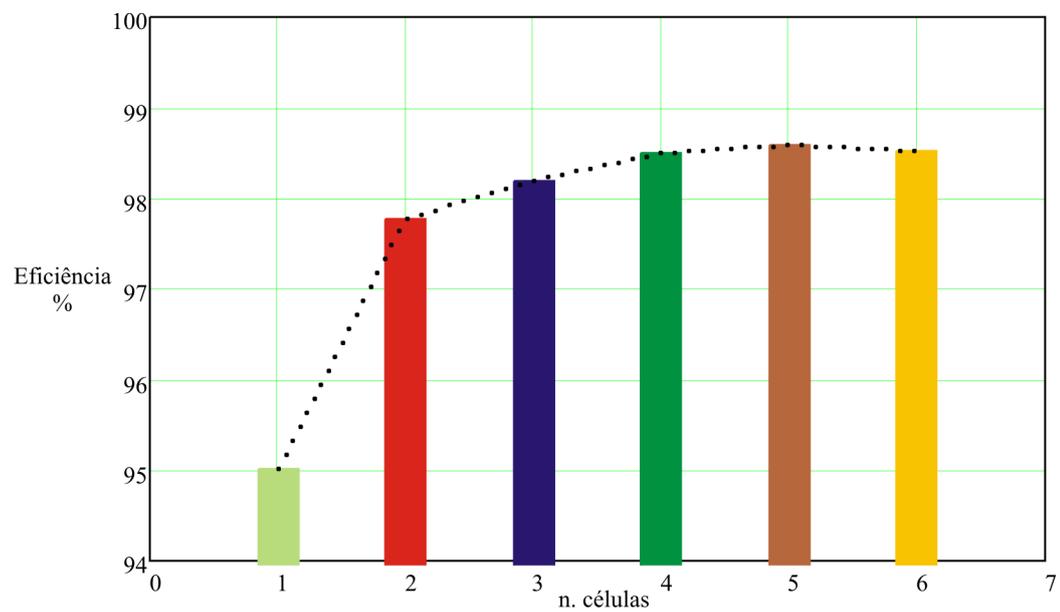


Figura 25: Eficiência estimada conforme o número de células

Pode ser observado que a eficiência do conversor varia aproximadamente 3% comparando o *buck* convencional com o IBC de duas células. A partir daí, o aumento do número de células não é significativo, além de aumentar a complexidade de implementação do conversor. Um dos objetivos desse trabalho é uma implementação simples, de modo que seja necessário um microcontrolador de apenas 8-bits e sem adição de cristal para aumento da frequência de *clock*. Portanto, a opção com duas células se torna o ponto de equilíbrio entre tamanho, eficiência e complexidade de implementação.

### 3.3.2 Modelo equivalente de segunda ordem

Como já apresentado em (QIU et al., 2004), o IBC de  $n$  células pode ser reduzido a um simples conversor *buck* de uma célula, onde as dinâmicas são equivalentes.

O indutor equivalente é o paralelo dos indutores do IBC em questão (o mesmo acontece com o valor equivalente das resistências parasitas) e pode ser calculado por (3.23).

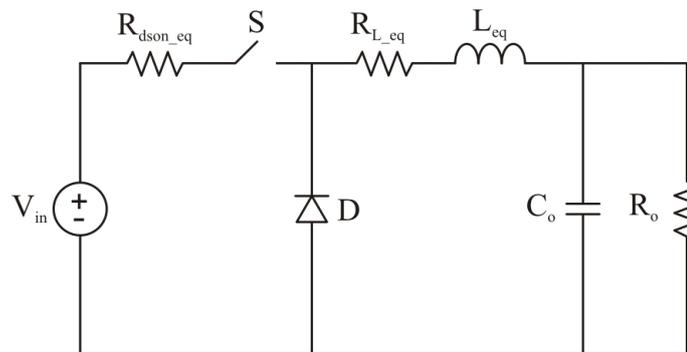


Figura 26: Conversor *buck* equivalente

$$L_{eq} = \frac{L_n}{n} \quad (3.23)$$

A comparação das respostas dinâmicas do IBC com três células e seu equivalente pode ser vista, em simulação, na Figura 27.

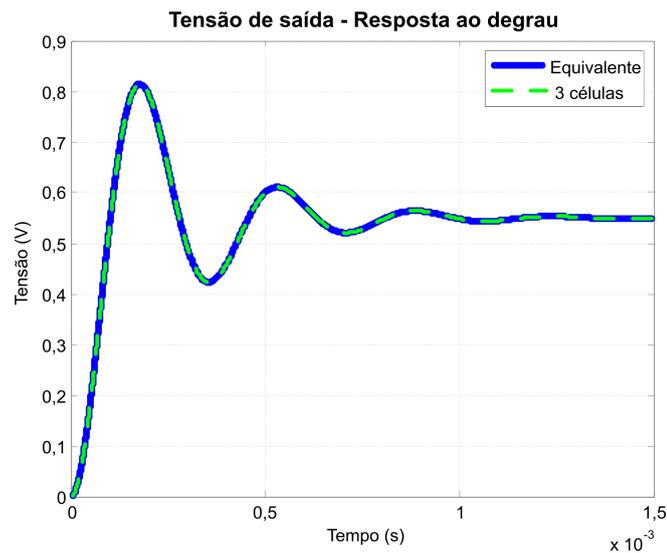


Figura 27: Comparação das respostas ao degrau de um *buck* com três células e respectivo modelo equivalente

Anteriormente, o valor máximo de indutor para cada célula foi encontrado em função do maior valor para o *buck* de uma célula. Com isso, pode-se obter uma relação entre a indutância equivalente e o valor máximo de indutor para uma célula. Combinando (3.15) e (3.23), pode-se determinar (3.24).

$$L_{eq} = \frac{L_{1max}}{n^2} \quad (3.24)$$

## 4 ANÁLISE DE ESTABILIDADE

Neste capítulo serão apresentados o projeto da malha de controle para o IBC com duas células e a análise de estabilidade do conjunto conversor em malha fechada operando em CCM + lâmpada, baseada na relação de impedâncias entre conversor e carga.

### 4.1 Malha de controle: Proposta

Sendo necessário o controle de corrente para a alimentação de lâmpadas HID, foram determinadas duas malhas internas para o controle da corrente em ambos os indutores do IBC. O diagrama de blocos mostrado na Figura 28 representa o sistema com duas malhas de corrente e sensoriamento da tensão de saída para ajuste da corrente de referência para manter a potência da lâmpada constante.

Os blocos e variáveis do diagrama da Figura 28 são descritos a seguir:

- $P_L$  - Potência da lâmpada para referência;
- $i_{ref1}$  - Corrente de referência para a malha de controle do indutor  $L_1$ ;
- $i_{ref2}$  - Corrente de referência para a malha de controle do indutor  $L_2$ ;
- $d_1$  - Razão cíclica compensada para a malha referente ao indutor  $L_1$ ;
- $d_2$  - Razão cíclica compensada para a malha referente ao indutor  $L_2$ ;
- $i_L$  - Corrente total na lâmpada;
- $V_L$  - Tensão na lâmpada;

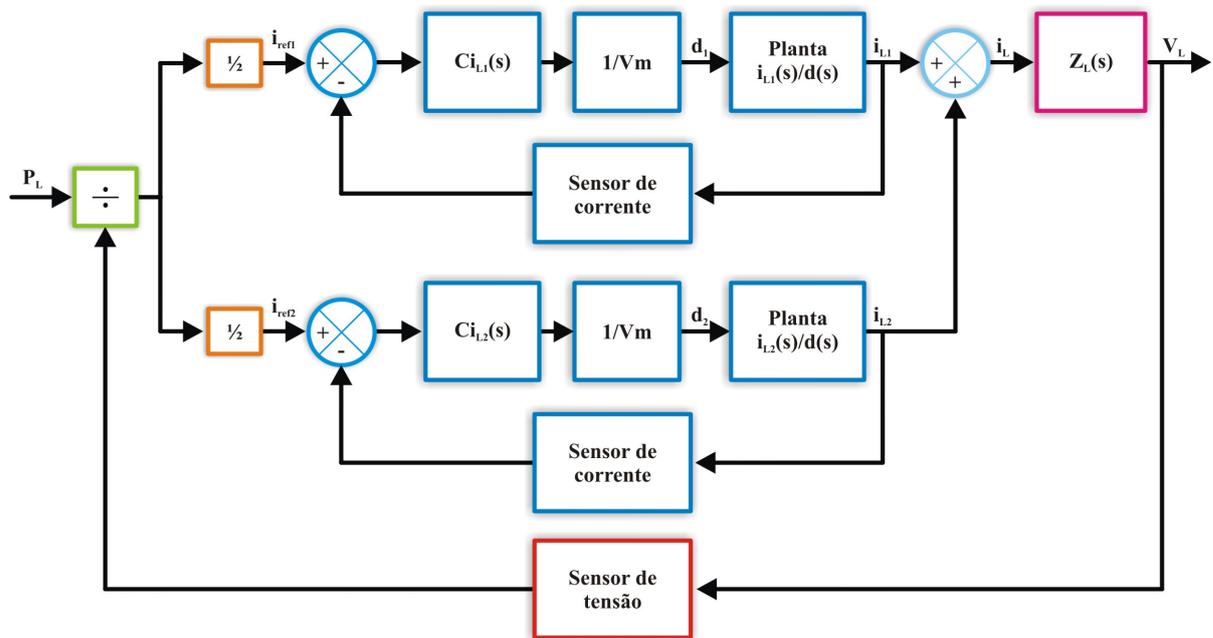


Figura 28: Diagrama de blocos do sistema com as duas malhas de controle de corrente

- $C_{i_{L1}}(s)$  - Função de transferência (TF) do compensador da malha de corrente referente ao indutor  $L_1$ ;
- $C_{i_{L2}}(s)$  - TF do compensador da malha de corrente referente ao indutor  $L_2$ ;
- $1/V_m$  - Ganho do modulador (conversão D/A);
- **Planta  $i_{L1}(s)/d(s)$**  - TF da corrente no indutor  $L_1$  pela razão cíclica (variável de controle 1);
- **Planta  $i_{L2}(s)/d(s)$**  - TF da corrente no indutor  $L_2$  pela razão cíclica (variável de controle 2);
- **Sensor de corrente** - Para ambos os casos reúne os ganhos de medição, condicionamento do sinal e conversão A/D;
- **Sensor de tensão** - Em ambos os casos é equivalente aos ganhos de medição, condicionamento do sinal e conversão A/D;
- $Z_L(s)$  - Impedância da lâmpada.

## 4.2 Malha de controle: Projeto

A função de transferência (TF) da corrente no indutor  $L_1$  pela razão cíclica pode ser obtida a partir do modelo generalizado desenvolvido no Capítulo 3, sendo apresentada em (4.1), com os parâmetros de projeto apresentados na Tabela 2 e resposta em frequência mostrada na Figura 29. Salientando que todas as análises feitas para a malha de corrente 1 são válidas para a malha de corrente 2.

$$G_{iLd}(s) = \frac{\frac{\alpha_1}{L_1}s^2 + \left(\frac{\beta}{L_2} + \frac{1}{R_o \cdot C_o}\right) \frac{\alpha_1}{L_1}s + \frac{\alpha_1}{L_1 \cdot L_2 \cdot C_o} + \frac{\beta \cdot \alpha_1}{L_1 \cdot L_2 \cdot R_o \cdot C_o} - \frac{\alpha_2}{L_1 \cdot L_2 \cdot C_o}}{s^3 + s^2 \cdot \left(\frac{1}{R_o \cdot C_o} + \frac{\beta}{L_{eq}}\right) + s \cdot \left(\frac{1}{L_{eq} \cdot C_o} + \frac{\beta}{L_{eq}}\right) + \frac{2 \cdot \beta}{L_1 \cdot L_2 \cdot C_o}} \quad (4.1)$$

Onde:

$$\begin{cases} \alpha_1 = -R_{dson} \cdot I_{L1} + V_{in} - v_{df}; \\ \alpha_2 = -R_{dson} \cdot I_{L2} + V_{in} - v_{df}; \\ \beta = R_L + R_{dson} \cdot D_c, \text{ sendo } D_c \text{ a razão cíclica nominal.} \end{cases}$$

Tabela 2: Parâmetros do conversor

Parâmetros	Valores
$V_{in}$	400 V
$P_L$	400 W
$R_o$	25 $\Omega$
$C_o$	680 nF
$L_1, L_2$	7,5 mH
$R_L$	0,1 $\Omega$
$I_{L1}, I_{L2}$	2 A (Ponto nominal)
$R_{dson}$	0,85 $\Omega$ (IRF840)
$v_{df}$	1,3 V (HFA15PB60)

Segundo a resposta em frequência da TF da corrente no indutor pela razão cíclica, pode-se concluir que o sistema é inerentemente estável, com margem de ganho infinita e margem de fase de aproximadamente 100°.

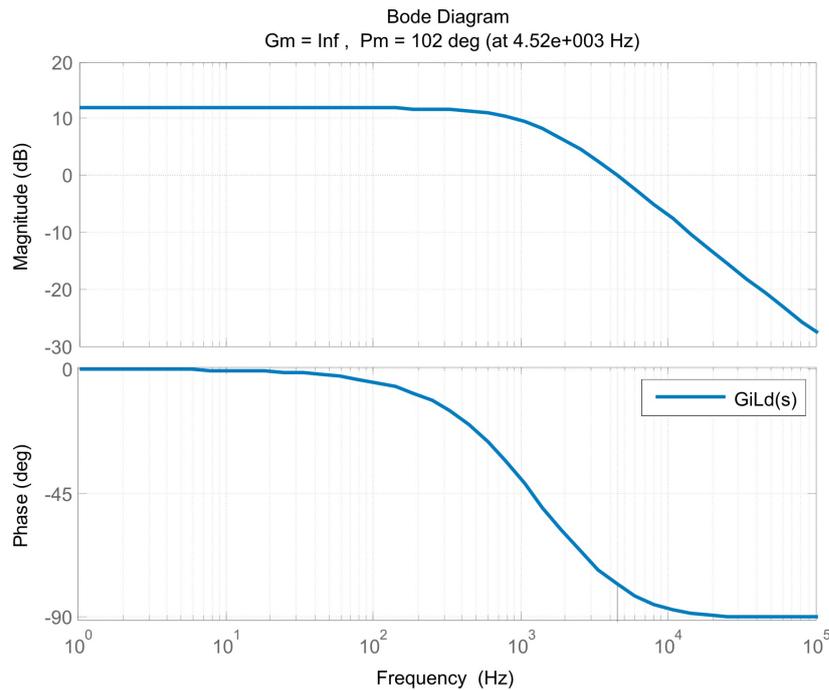


Figura 29: Diagrama de Bode referente à TF  $i_{L1}(s)/d(s)$

Para garantir a operação do conversor no ponto nominal quando exposto a perturbações e obter erro nulo em regime permanente, o compensador proporcional-integral (PI) foi utilizado, sendo representado por (4.2), equação que faz referência ao compensador  $Ci_{L1}(s)$  representado na Figura 28.

$$G_{pi}(s) = k_p \cdot \frac{(s + z_{pi})}{s} \quad (4.2)$$

Onde:

$k_p$  - Ganho do compensador PI;

$z_{pi}$  - Zero do compensador PI;

### 4.2.1 Implementação digital

Esta seção apresenta o projeto da malha de realimentação para a sua implementação a partir de um microcontrolador de 8-bits. Salienta-se que o uso de um circuito microcontrolado é necessário para esta aplicação porque o reator para lâmpadas HID apresenta vários estágios de operação, além da possibilidade de agregar funções inteligentes ao sistema.

A malha de controle de corrente implementada, incluindo o bloco do compensador, é representada pela Figura 30 cujos blocos são descritos a seguir.

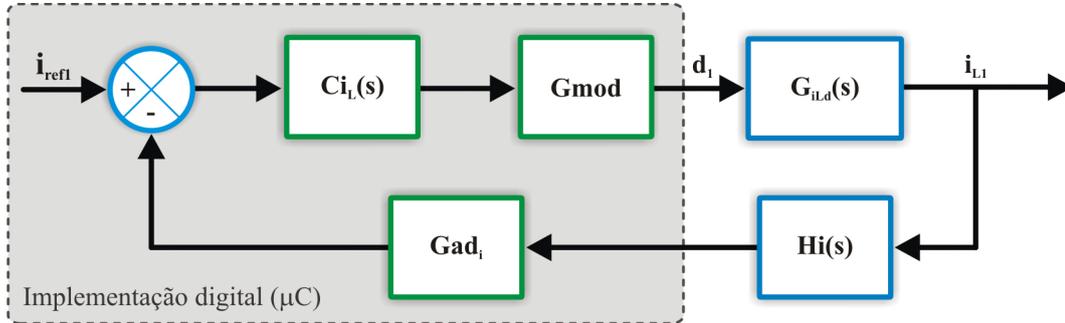


Figura 30: Diagrama de blocos referente ao processamento do sinal de medição e atuação da malha de corrente 1

- **Gmod** - Ganho do modulador (4.3):

$$G_{mod} = \frac{f_s}{f_{clock}} \quad (4.3)$$

- **Gad<sub>i</sub>** - Ganho de medição do A/D com 8 bits (4.4):

$$G_{ad_i} = \frac{(2^8 - 1)}{V_{dd}} \quad (4.4)$$

- **Hi(s)** - Ganho de medição da corrente (resistor de sensoriamento e circuito de amplificação do sinal) (4.5):

$$H_i(s) = R_{sense-in} \cdot k_i \quad (4.5)$$

Com base em (4.3), (4.4), (4.5) e na Figura 30 pode-se calcular a função de transferência de malha aberta do sistema não compensada, a qual é apresentada em (4.6). A resposta em frequência da TF com base nos dados da Tabela 3 é apresentada na Figura 31.

$$T_i(s) = G_{iLd}(s) \cdot H_i(s) \cdot G_{mod} \cdot G_{ad_i} \quad (4.6)$$

Tabela 3: Dados da malha de controle

Parâmetro	Descrição	Valor
$f_c$	Frequência de corte	2 kHz
$R_{sense-in}$	Resistor de medição de $i_{L1} + i_{L2}$	0,5 $\Omega$
$k_i$	Ganho de corrente	2
$f_{clock}$	Frequência de barramento do $\mu C$	16MHz
$V_{dd}$	Tensão de alimentação do $\mu C$	5V
$f_a$	Frequência de amostragem	40 kHz

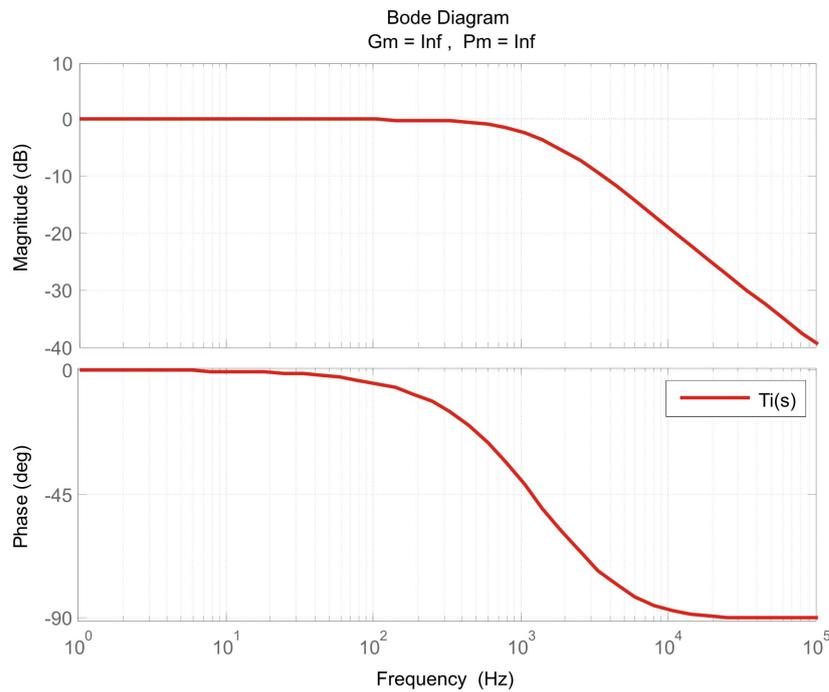


Figura 31: Diagrama de Bode referente à TF de malha aberta compensada

A partir do diagrama de Bode da TF de malha aberta pode-se projetar o compensador PI para a obtenção da frequência de corte desejada. Esta frequência deve ser maior que o zero da lâmpada ( $z = 3,9 \text{krad/s}$ ), porém não apresenta diferença na resposta se for menor que o pólo ( $p = 3,9 \text{krad/s}$ ) (HU, 2001). Os parâmetros calculados para o compensador PI são  $k_p = 1,91$  e  $z_{pi} = 1,25 \text{krad/s}$  e a resposta em frequência da função de transferência de malha aberta compensada é mostrada na Figura 32.

Foi utilizado o método de *redesign* para o projeto do compensador PI digital, discretizado pelo método Tustin a partir da frequência de amostragem de 40 kHz, ou seja, uma amostra por período de comutação. A função no domínio discreto é apresentada em (4.7).

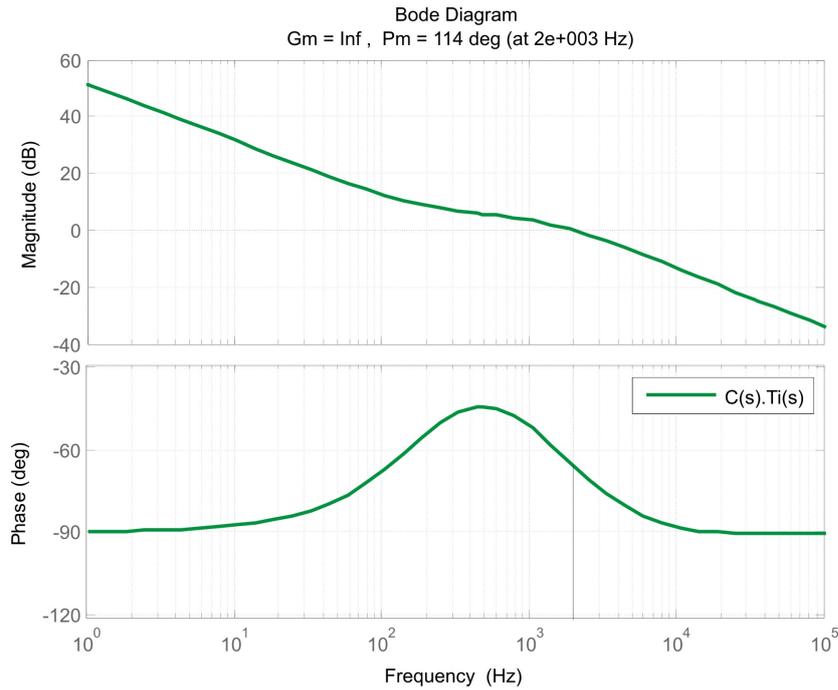


Figura 32: Diagrama de Bode referente à TF de malha aberta

$$G_{pi}(z) = \frac{(k_1 \cdot z + k_2)}{z - 1} \quad (4.7)$$

A partir de (4.7) pode-se obter a equação de diferenças a ser implementada no microcontrolador a qual é mostrada em (4.8).

$$u[k] = u[k - 1] + k_1 \cdot e[k] - k_2 \cdot e[k - 1] \quad (4.8)$$

Onde  $u[k]$  é a largura de pulso no instante atual de amostragem,  $u[k - 1]$  a largura na amostragem anterior,  $e[k]$  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  $k_1$  e  $k_2$  foram aproximados utilizando deslocamento de bits. Dessa forma, apesar de os valores calculados exatos de  $k_1$  e  $k_2$  serem 0,95 e 0,92, os valores aproximados 1 e 0,5 foram utilizados no protótipo implementado.

O circuito de medição proposto também executa as medições da tensão de entrada e da tensão na lâmpada, implementadas através de divisores resistivos com ganho 1/118 com o ADC em modo 10 bits com um circuito de *buffer* implementado com o mesmo amplificador operacional utilizado para a implementação de  $k_i$  (encapsulamento *quad*).

### 4.3 Relação entre impedâncias

De acordo com a teoria de circuitos lineares, qualquer impedância que apresente um zero no semi-plano direito não pode ser alimentada diretamente por uma fonte de tensão, pois sua função de transferência da corrente apresentaria um pólo no semi-plano direito, e o sistema seria instável.

Como já descrito, o comportamento dinâmico de uma lâmpada HID apresenta um zero no semi-plano direito, fazendo com que o reator a ser empregado deva apresentar característica de fonte de corrente.

A Figura 33 apresenta um circuito simplificado onde a fonte de corrente  $I(s)$  representa a corrente do conversor de entrada, e as impedâncias  $Z_{out}(s)$  e  $Z_{Lamp}(s)$  representam as impedâncias do conversor e da lâmpada, respectivamente.

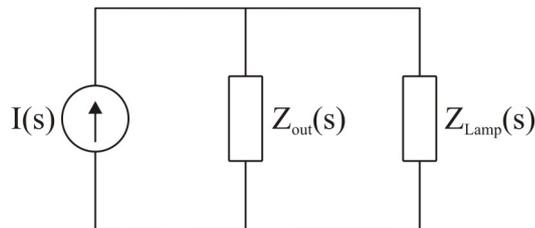


Figura 33: Modelo equivalente

A partir do circuito equivalente, uma análise simples pode ser feita para a obtenção da corrente na lâmpada como mostrado em (4.9), que pode ser simplificada, obtendo-se (4.10).

$$I_{Lamp}(s) = I(s) \cdot \frac{Z_{out}(s)}{Z_{out}(s) + Z_{Lamp}(s)} \quad (4.9)$$

$$I_{Lamp}(s) = I(s) \cdot \frac{1}{1 + \frac{Z_{Lamp}(s)}{Z_{out}(s)}} \quad (4.10)$$

A estabilidade do sistema pode ser analisada pelo denominador de (4.10), o qual pelo critério de Nyquist, não pode apresentar nenhum zero no semiplano direito, sendo (4.11) condição suficiente (DENG; CUK, 1997).

$$\left| \frac{Z_{Lamp}(s)}{Z_{out}(s)} \right| < 1 \quad (4.11)$$

Logo, para analisar a estabilidade do sistema reator-lâmpada, é necessário conhecer a impedância do conversor, a qual será analisada a seguir.

### 4.3.1 Cálculo da impedância do conversor

Para fins de estudo de estabilidade, foi utilizado o modelo equivalente do conversor *buck* intercalado, desenvolvido no Capítulo 3 e o conversor PI reprojeto para o valor do indutor equivalente, mantida a frequência de corte inicial.

Primeiramente, deve-se calcular a impedância em malha aberta do conversor, e para isso os equivalentes Thévenin-Norton serão utilizados. De acordo com o teorema, a fonte de tensão de Thévenin é a tensão de circuito aberto e a impedância equivalente de Thévenin é a impedância de saída quando as fontes independentes de tensão são curto-circuitadas e as fontes independentes de corrente são abertas.

A Figura 34 mostra o circuito equivalente para análise de impedâncias, com a carga (lâmpada) desconectada (teoria de circuitos de duas portas), sendo  $I(s)$  a corrente Norton e  $Z_{out}(s)$  a impedância de Thévenin do reator.

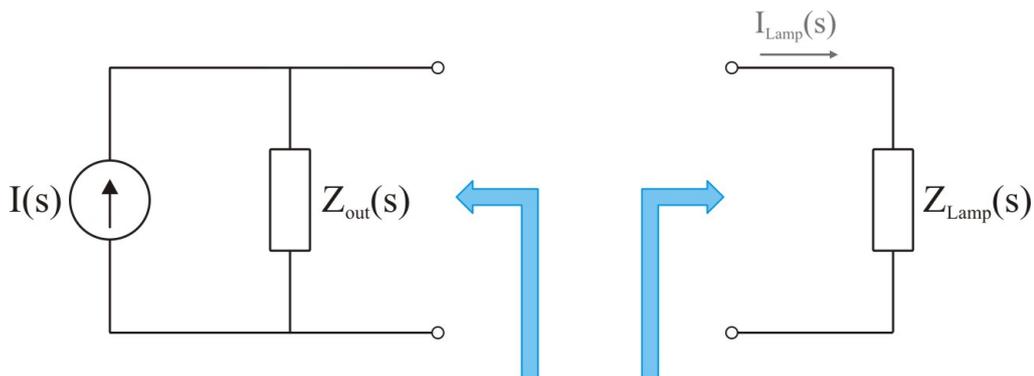


Figura 34: Circuito equivalente com carga desconectada

Tendo como base a Figura 35, pode-se calcular a impedância de Thévenin do circuito em malha aberta, a qual é mostrada em (4.12).

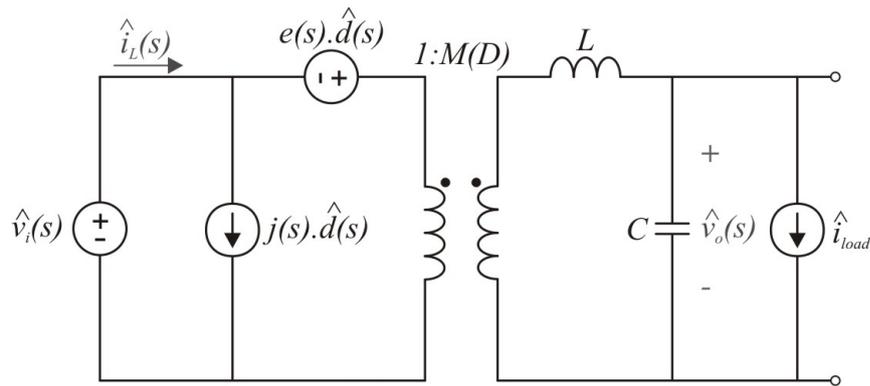


Figura 35: Modelo do conversor *buck* obtido pelo método de modelo médio da chave

$$Z_{out}(s) = \frac{s \cdot L}{s^2 \cdot L \cdot C + 1} \quad (4.12)$$

A comparação das respostas em frequência da impedância de malha aberta do conversor e da impedância da lâmpada são apresentadas na Figura 36, onde pode-se observar o ganho baixo da impedância do conversor para frequências até 1 kHz.

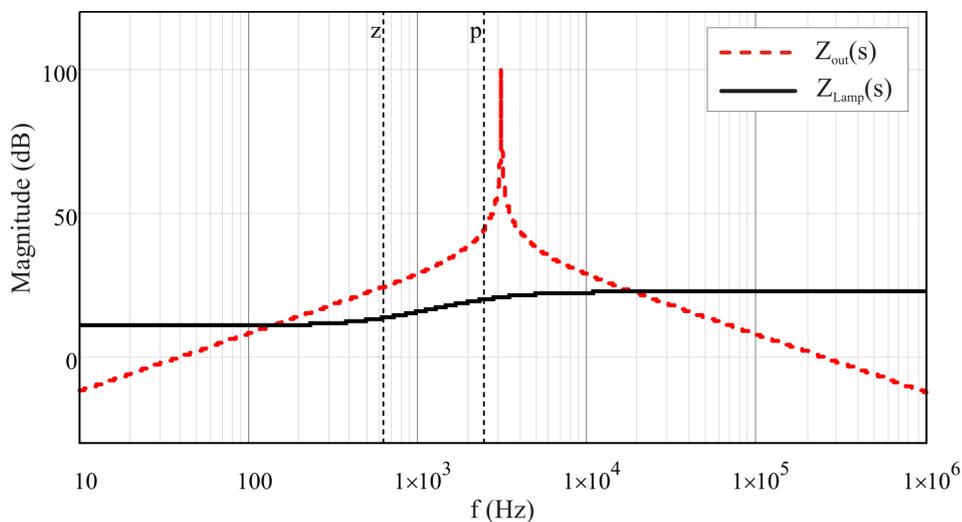


Figura 36: Resposta em frequência das impedâncias do conversor em malha aberta e da lâmpada (com marcações do zero e pólo da lâmpada)

Como apresentado por (HU, 2001), para garantir a estabilidade do conjunto, é necessário que a impedância do reator seja grande o suficiente a fim de eliminar o pólo no semiplano direito proveniente do zero da lâmpada, o que pode ser obtido através de uma malha de controle de corrente no indutor. O diagrama de blocos referente ao modelo da Figura 35 é apresentado na Figura 37. Nota-se que o diagrama não inclui a realimentação

de tensão para regulação da potência, uma vez que esta realimentação tem a dinâmica mais lenta do que o sistema, sendo então desprezada.

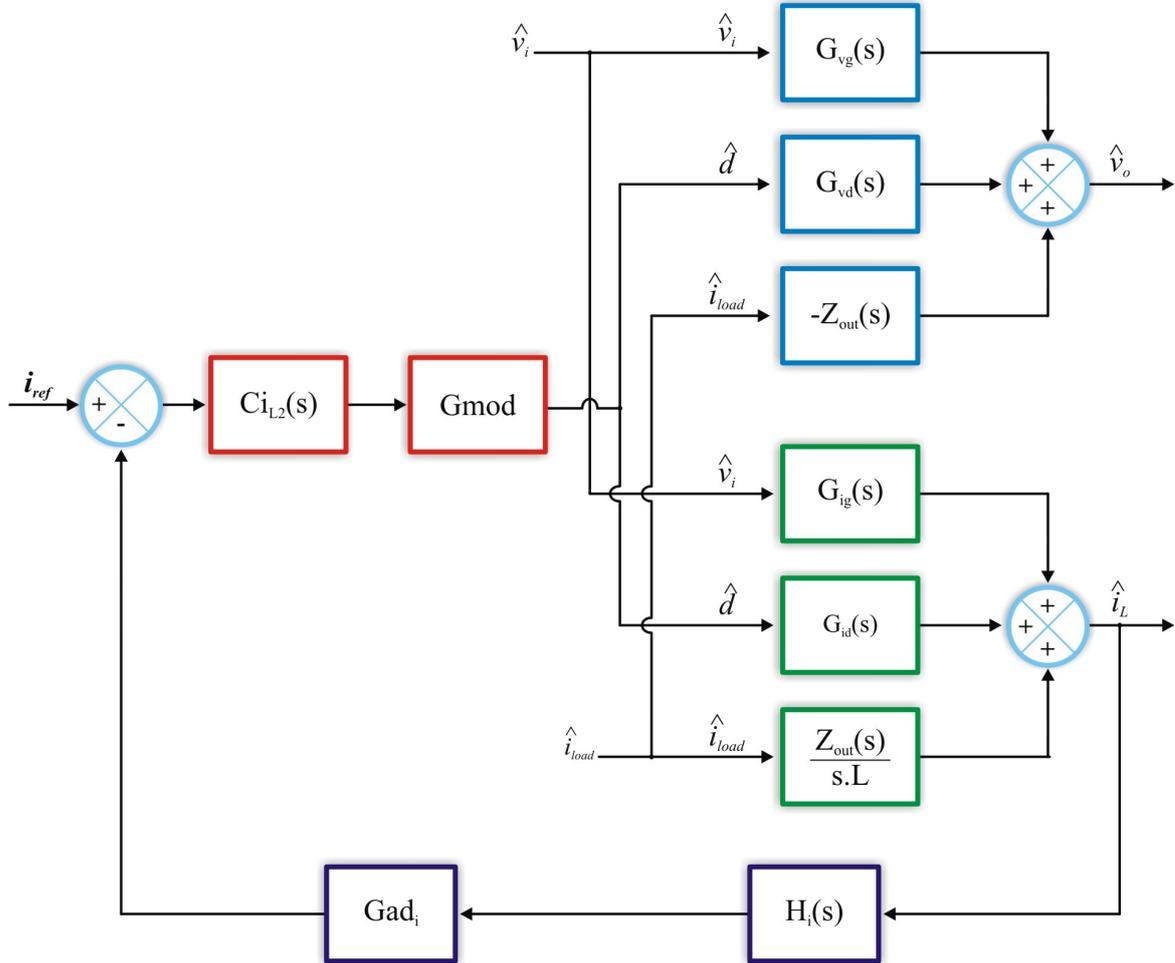
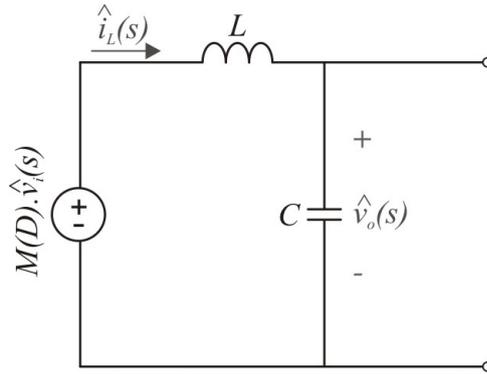


Figura 37: Diagrama de blocos para cálculo da impedância em malha fechada do conversor

A partir do circuito equivalente, pode-se obter as funções de transferência das variáveis de estado  $\hat{i}_L$  e  $\hat{v}_o$  pelas perturbações do sistema  $\hat{v}_i(s)$ ,  $\hat{d}(s)$  e  $\hat{i}_{load}(s)$ . O princípio da superposição foi utilizado para a obtenção das TFs, sendo os circuitos parciais e as equações resultantes apresentados a seguir.

- $\hat{v}_i(s)$ : A Figura 38 representa o circuito parcial para o cálculo da contribuição da perturbação na tensão de entrada para  $\hat{i}_L(s)$  e  $\hat{v}_o(s)$ . As funções de transferência relativas à  $\hat{v}_i$  são apresentadas em (4.13).

Figura 38: Solução para  $\hat{v}_i(s)$ 

$$\hat{v}_o(s) = \frac{M(D)}{s^2 \cdot L \cdot C + 1} \cdot \hat{v}_i(s) \Rightarrow \hat{v}_o(s) = \mathbf{G}_{vg}(s) \cdot \hat{v}_i(s) \quad (4.13a)$$

$$\hat{i}_L(s) = \frac{M(D) \cdot s \cdot C}{s^2 \cdot L \cdot C + 1} \cdot \hat{v}_i(s) \Rightarrow \hat{i}_L(s) = \mathbf{G}_{ig}(s) \cdot \hat{v}_i(s) \quad (4.13b)$$

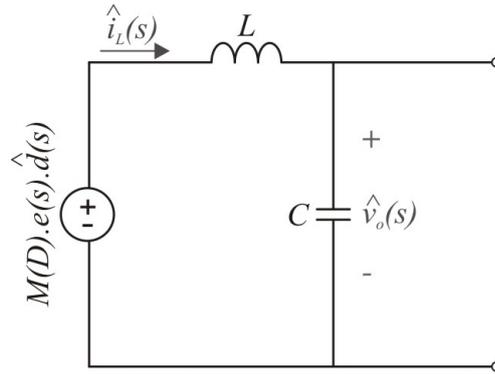
Onde:

$$\left\{ \begin{array}{l} M(D) = D \\ e(s) = \frac{V_{out}}{D^2} \\ j(s) = \frac{V_{out}}{R_o} \end{array} \right.$$

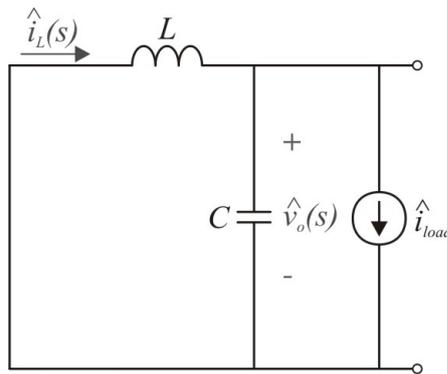
- $\hat{\mathbf{d}}(s)$ : O circuito parcial para a perturbação na razão cíclica é representado pela Figura 39, sendo as funções de transferência apresentadas em (4.14).

$$\hat{v}_o(s) = \frac{M(D) \cdot e(s)}{s^2 \cdot L \cdot C + 1} \cdot \hat{\mathbf{d}}(s) \Rightarrow \hat{v}_o(s) = \mathbf{G}_{vd}(s) \cdot \hat{\mathbf{d}}(s) \quad (4.14a)$$

$$\hat{i}_L(s) = \frac{M(D) \cdot e(s) \cdot s \cdot C}{s^2 \cdot L \cdot C + 1} \cdot \hat{\mathbf{d}}(s) \Rightarrow \hat{i}_L(s) = \mathbf{G}_{id}(s) \cdot \hat{\mathbf{d}}(s) \quad (4.14b)$$

Figura 39: Solução para  $\hat{d}(s)$ 

- $\hat{i}_{load}(s)$ : Já para a perturbação na corrente de saída, o circuito é representado pela Figura 40, sendo as funções de transferência apresentadas em (4.15).

Figura 40: Solução para  $\hat{i}_{load}(s)$ 

$$\hat{v}_o(s) = -\frac{s \cdot L}{s^2 \cdot L \cdot C + 1} \cdot \hat{i}_{load}(s) \Rightarrow \hat{v}_o(s) = \mathbf{Z}_{out}(s) \cdot \hat{i}_{load}(s) \quad (4.15a)$$

$$\hat{i}_L(s) = \frac{1}{s^2 \cdot L \cdot C + 1} \cdot \hat{i}_{load}(s) \Rightarrow \hat{i}_L(s) = \frac{\mathbf{Z}_{out}(s)}{s \cdot L} \cdot \hat{i}_{load}(s) \quad (4.15b)$$

Segundo a lei da superposição, as perturbações nas variáveis  $i_L(s)$  e  $v_o(s)$  é a soma das perturbações referentes à cada fonte quando as demais são zeradas. Logo, as equações resultantes para as perturbações na tensão de saída e na corrente do indutor são apresentadas em (4.16).

$$\widehat{v}_o(s) = -Z_{out}(s) \cdot \widehat{i}_{load}(s) + G_{vd}(s) \cdot \widehat{d}(s) + G_{vg}(s) \cdot \widehat{v}_i(s) \quad (4.16a)$$

$$\widehat{i}_L(s) = \frac{Z_{out}(s)}{s \cdot L} \cdot \widehat{i}_{load}(s) + G_{id}(s) \cdot \widehat{d}(s) + G_{ig}(s) \cdot \widehat{v}_i(s) \quad (4.16b)$$

Para calcular a impedância de malha fechada do conversor, novamente se recorre ao equivalente Thévenin, zerando a tensão de entrada (AHMADI; PASCHEDAG; FERDOWSI, 2010), resultando em (4.17).

$$Z_{outCL}(s) = \left. \frac{\widehat{v}_o(s)}{-\widehat{i}_{load}(s)} \right|_{\widehat{v}_i=0} = \frac{G_{vd}(s) \cdot \widehat{d}(s) - Z_{out}(s) \cdot \widehat{i}_{load}(s)}{-\widehat{i}_{load}(s)} \quad (4.17)$$

Sendo  $\widehat{d}(s)$  e  $\widehat{i}_L(s)$  calculados a partir do diagrama mostrado na Figura 37 e apresentados em (4.18).

$$\widehat{d} \Big|_{\widehat{v}_i=0} = \left( i_{ref} - H_i \cdot \widehat{i}_L \right) \cdot C_i(s) \cdot G_{mod} \quad (4.18a)$$

$$\widehat{i}_L \Big|_{\widehat{v}_i=0} = \frac{Z_{out}(s)}{s \cdot L} \cdot \widehat{i}_{load} + G_{id}(s) \cdot \widehat{d} \quad (4.18b)$$

Finalmente, a impedância de malha fechada do conversor pode ser descrita em função dos ganhos de malha, como mostrado em (4.19). Na Figura 41 é mostrada uma comparação entre as impedância do conversor, em malha aberta e malha fechada e a impedância da lâmpada, onde pode-se observar a diferença entre as impedâncias em baixa frequência.

$$Z_{outCL}(s) = \frac{Z_{out}(s) \cdot [G_{vd}(s) \cdot C_i(s) \cdot G_{mod} \cdot H_i + 1]}{s \cdot L \cdot [1 - G_{id}(s) \cdot C_i(s) \cdot G_{mod}]} \quad (4.19)$$

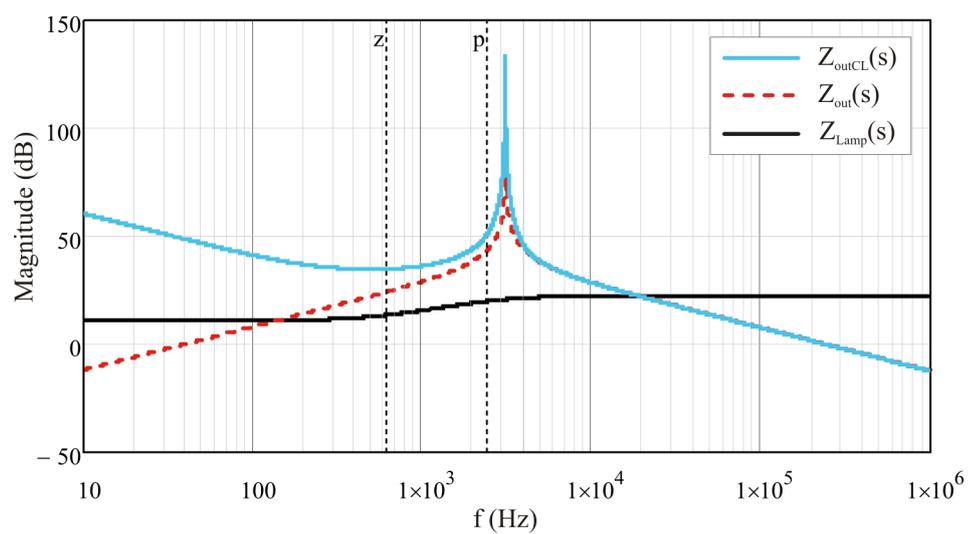


Figura 41: Resposta em frequência das impedâncias do conversor em malha aberta, malha fechada e da lâmpada (com marcações do zero e pólo da lâmpada)

# 5 REATOR ELETRÔNICO BASEADO NO CONVERSOR BUCK INTERCALADO

## 5.1 Circuito de implementação

Como já mencionado, o circuito implementado em malha fechada foi o IBC com duas células. A medição da corrente média dos indutores é o ponto mais importante, uma vez que apenas um resistor de medição está sendo usado ( $R_{sense-in}$ ), como pode ser visto na Figura 42.

Com a condição de razão cíclica máxima de 0,5, é possível realizar a medição de ambas as correntes dos indutores no mesmo resistor de sensoriamento  $R_{sense-in}$ , uma vez que as correntes passarão individualmente através do resistor. Utilizando o módulo de PWM do microcontrolador no modo *center-aligned* torna-se possível a medição da corrente interruptor no período  $D_c.T_s$ , obtendo-se então a corrente média do respectivo indutor exatamente na metade do período onde o interruptor está fechado. O circuito de defasagem dos sinais de comando será abordado na subseção 5.1.1.

Entretanto, nota-se que a medição no resistor  $R_{sense-in}$  resultará em um valor negativo. A solução para condicionar o sinal para a leitura no conversor analógico-digital 1 ( $A/D_1$ ) é incluir um valor de deslocamento *offset* positivo, neste caso +5V, além da inclusão de um amplificador operacional para melhorar a resolução da leitura do sinal possibilitando o uso de um resistor de sensoriamento pequeno ( $0,5\Omega$ ).

Além da medição de corrente, a tensão de entrada também é monitorada para inicialização do programa e verificação de operação correta do estágio de PFC que foi incluído. A tensão na lâmpada é obtida através da diferença das medições dos A/Ds 2 e 3. Isso é necessário para o funcionamento correto do programa no estágio de *warm-up* da lâmpada,

e o algoritmo de inicialização será abordado a seguir, na subseção 5.2.

Ainda pode ser visto que os sinais de comando para o estágio de inversão também são gerados pelo mesmo microcontrolador, porém por outro módulo de PWM. Um detalhe importante é a necessidade de isolamento dos comandos (podendo ser feita pelo uso de optoacopladores), uma vez que optou-se por realizar as medições com referência ao terra da fonte. Com essa isolação, os dois sinais de PWM defasados de  $180^\circ$  gerados pelo microcontrolador (com tempo morto de aproximadamente 500ns) servem de entrada para os amplificadores baseados no circuito integrado IR2112, utilizando a técnica de *bootstrap* para comandar os interruptores  $S_3$  e  $S_5$ .

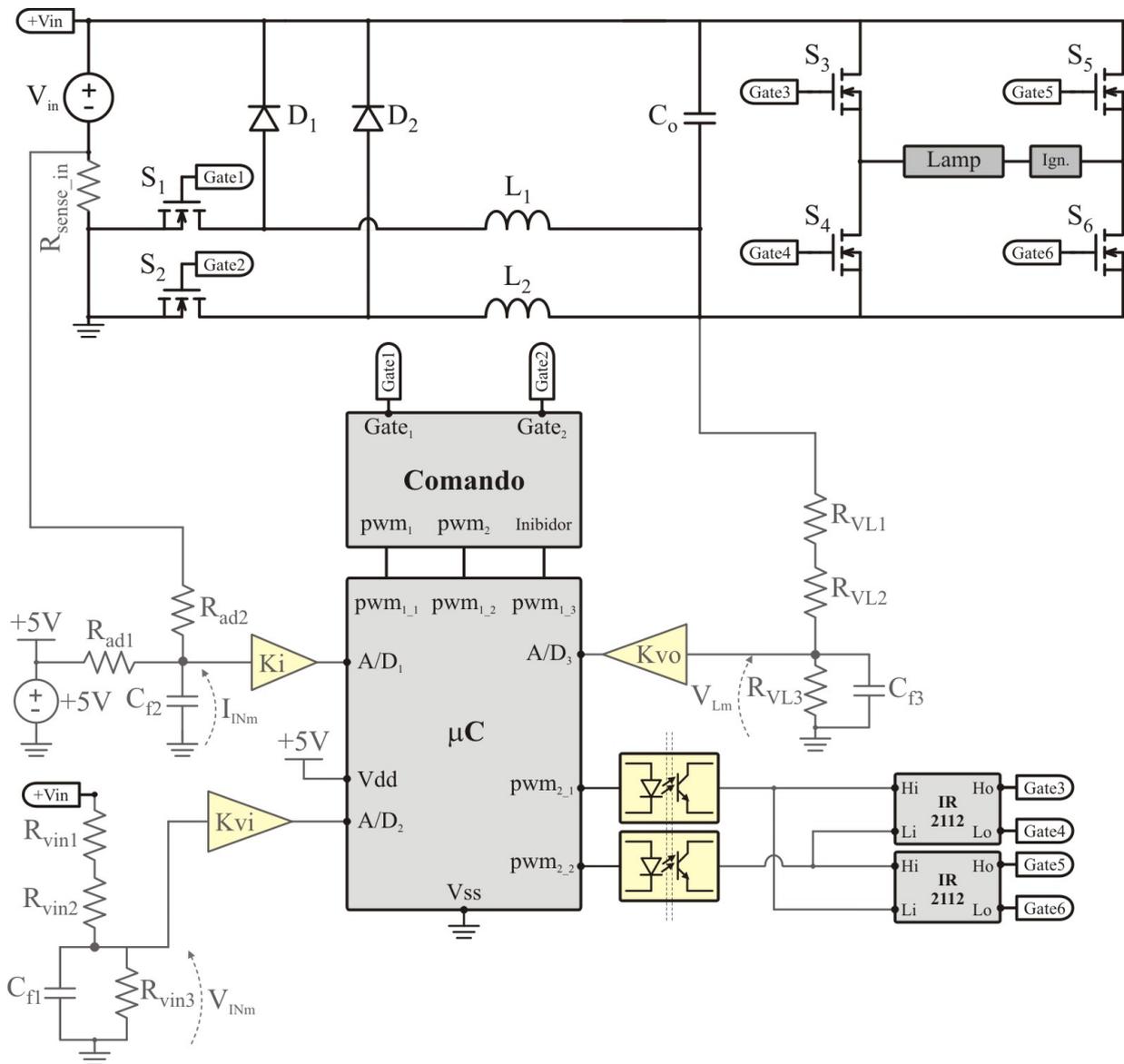


Figura 42: Circuito implementado: parte de potência e medição

### 5.1.1 Circuito para defasagem dos sinais de comando

Como já mencionado anteriormente, os sinais de comando do IBC com duas células devem ser defasados de  $180^\circ$  para a diminuição da ondulação da corrente de saída. Para isso, foi implementada uma lógica externa baseada no circuito com transistores mostrada na Figura 43, além de um circuito amplificador e inversor de sinal mais uma configuração Totem-pole, para realizar a carga e descarga mais rápida do capacitor do *gate* do MOSFET.

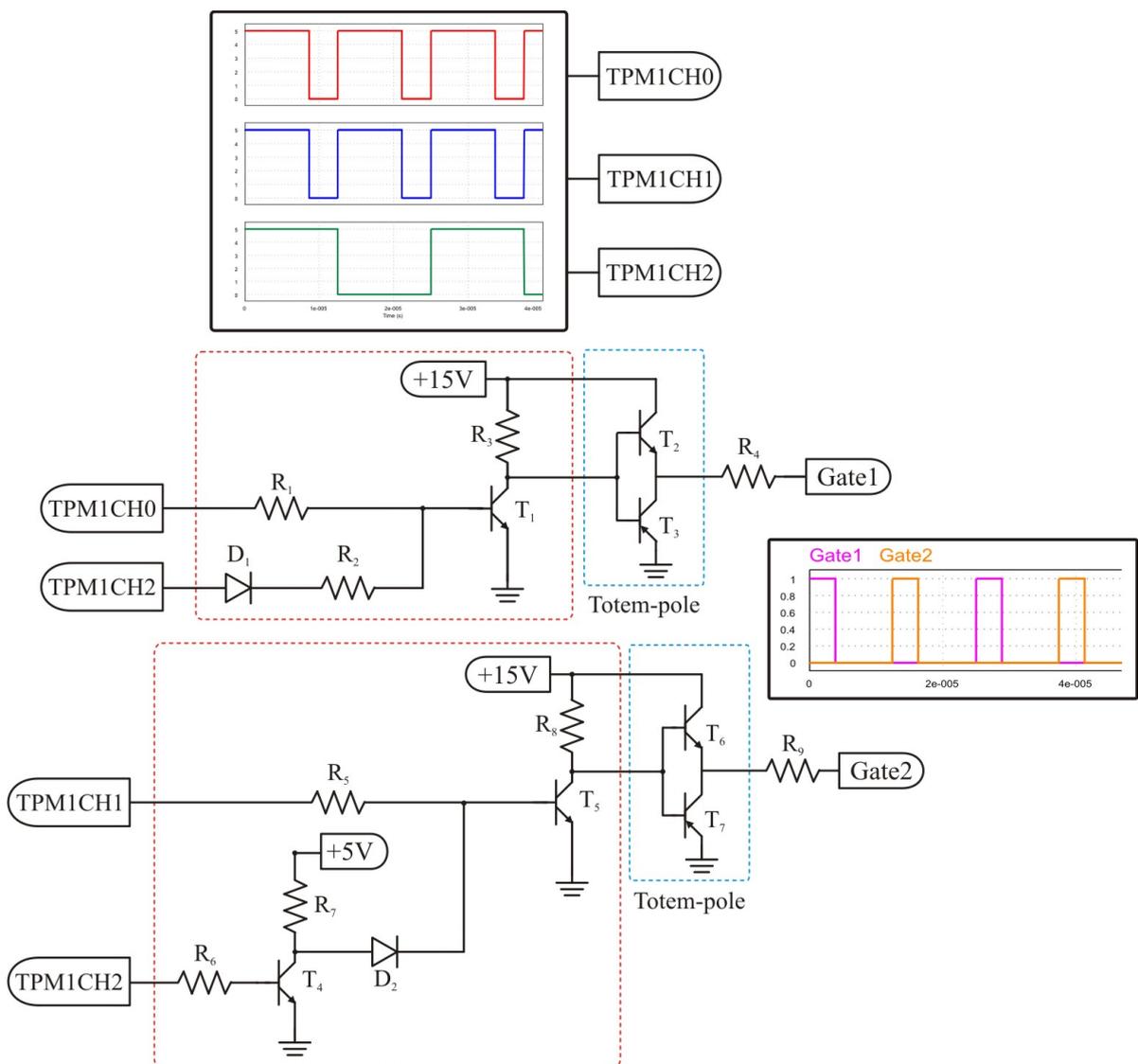


Figura 43: Circuito implementado para amplificar e defasar os sinais de comando

Pode ser observado que os sinais gerados pelos canais TPM1CH0 (canal 0) e TPM1CH1 (canal 1) são iguais e têm o dobro da frequência do sinal gerado pelo canal TPM1CH2 (canal 2). Ou seja, a frequência dos canais 0 e 1 é de 80 kHz e do canal 2, 40 kHz. O objetivo deste circuito é que cada estado do canal 2 (0 ou 1) sirva para inibir um sinal de PWM. Neste caso, os canais 0 e 1 podem ser considerados como portadoras e o canal 2 como modulante.

## 5.2 Algoritmo para a partida da lâmpada

A lâmpada HID apresenta um comportamento típico desde a aplicação do pulso para ignição até a entrada em regime permanente. Como já apresentado no Capítulo 2, a tensão da lâmpada varia de aproximadamente 20 V até o seu valor nominal (para 400 W, de 100 a 120 V).

Através das medições de tensões e correntes, é possível detectar se a lâmpada já opera em seu ponto nominal de tensão e corrente. Logo depois da ignição, quando a tensão na lâmpada está abaixo de 40 V, a frequência de comutação do IBC é mantida em aproximadamente 12 kHz para que a medição ocorra no momento certo, não tendo interferência das cargas e descargas dos capacitores de filtro. Ainda no estágio de *warm-up* (aproximadamente em 60 V), ocorre outra mudança de frequência, agora para 20 kHz, ainda pelo mesmo motivo da medição. Só quando a lâmpada atinge aproximadamente 80 V, a frequência de comutação é trocada para a nominal.

Por razões de limite de processamento do microcontrolador, a frequência nominal máxima atingida foi de 33 kHz. Caso a frequência fosse aumentada até os 40 kHz de projeto dos indutores, não seria possível fazer a atualização da razão cíclica ciclo-a-ciclo. Pode-se observar a seguir que os 33 kHz são suficientes em termos de eliminação da ondulação da corrente de saída da lâmpada, portanto foi mantida esta frequência um pouco abaixo da frequência inicial de projeto.

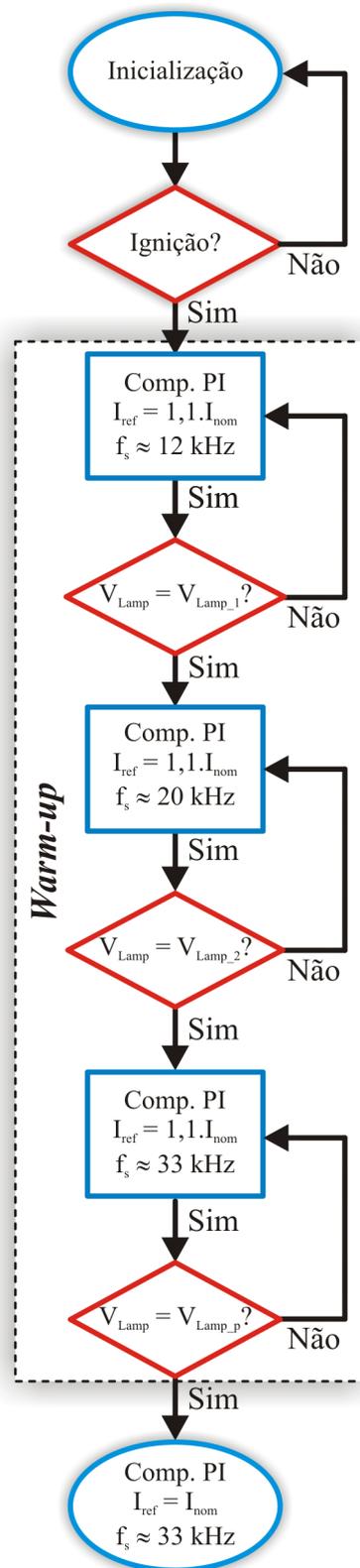


Figura 44: Fluxograma das etapas

Tabela 4: Especificação de componentes

Componente	Modelo
Microcontrolador	Freescale 8 bits MC9S08EL32
Amp. Operacional	MC34074 Onsemi (quad) - $13V/\mu s$

## 5.3 Análise do circuito proposto

Nesta seção serão apresentados os resultados experimentais obtidos para as configurações do IBC com duas células (malha aberta com resistência e malha fechada) e três células em malha aberta.

### 5.3.1 IBC com duas células

O conversor *buck* intercalado com duas células foi implementado em malha aberta, utilizando-se uma resistência como carga, e em malha fechada com a lâmpada. Os resultados experimentais de cada modo são mostrados a seguir.

#### 5.3.1.1 Operação em malha aberta

Neste modo de operação, foi utilizada uma resistência como carga pela instabilidade gerada com a lâmpada em malha aberta, já justificada no Capítulo 4. Na Figura 45 são mostrados os sinais de comando dos MOSFETs devidamente defasados de  $180^\circ$ . Já na Figura 47 pode-se observar o desequilíbrio dos valores de correntes nos indutores, proveniente do operação em malha aberta do conversor. Embora a ausência da malha de controle neste caso impossibilite o equilíbrio das correntes dos indutores, a ondulação da corrente de saída ainda assim é diminuída, como é apresentado na Figura 47. Ainda, neste modo de operação foi medida a eficiência do conversor, resultando em 98%, como previsto na análise apresentada no Capítulo 3.

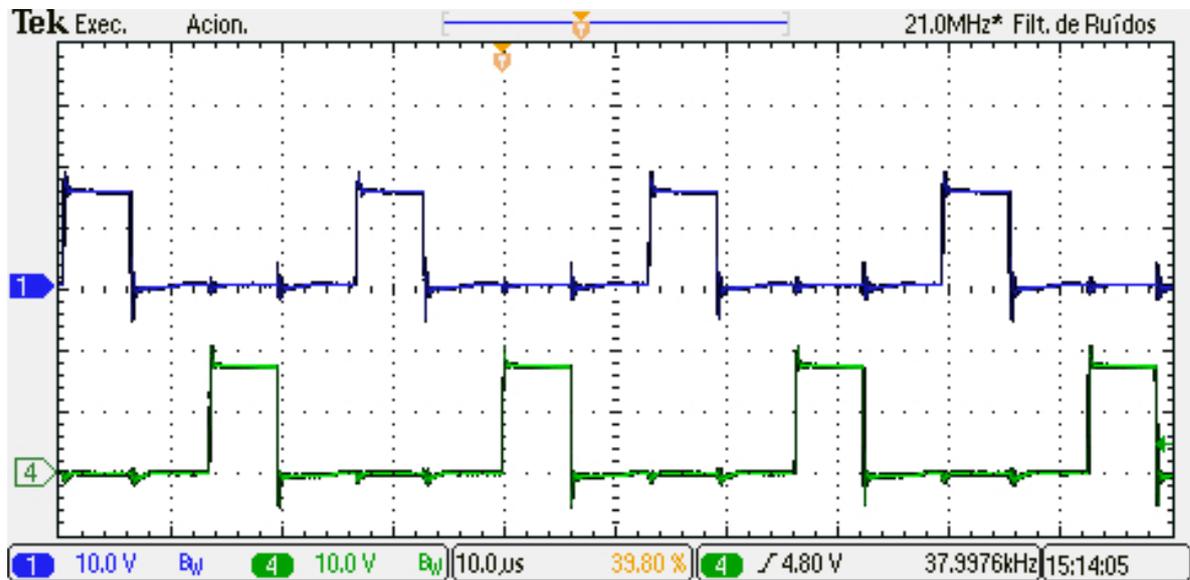


Figura 45: Sinais de comando para IBC com duas células (operação em malha aberta) [10V/div, 10 μs/div]

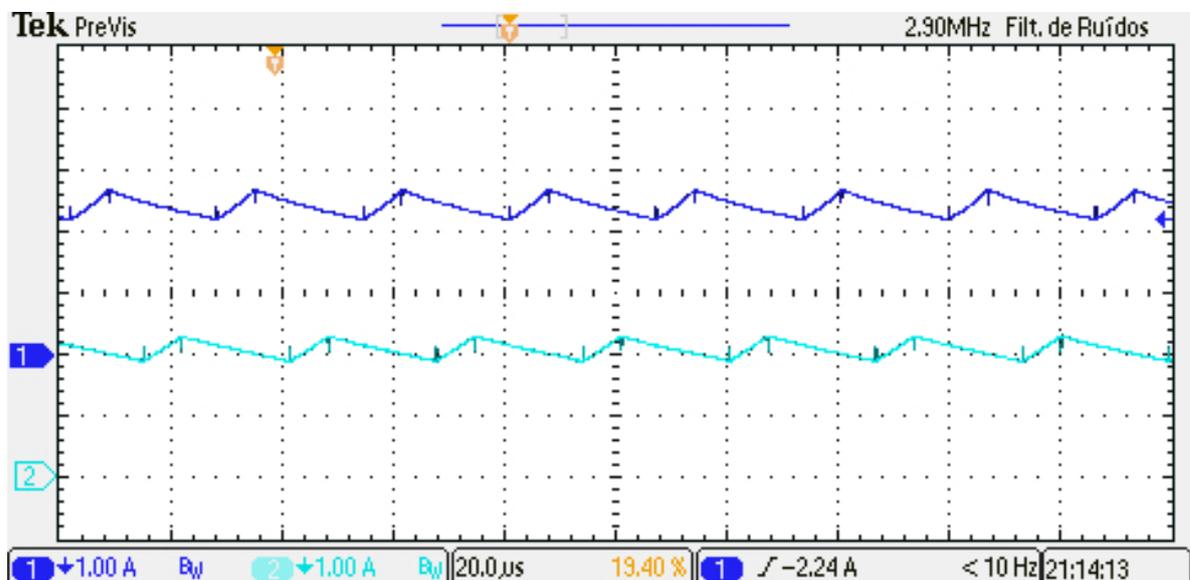


Figura 46: Correntes nos indutores [1A/div, 20 μs/div]

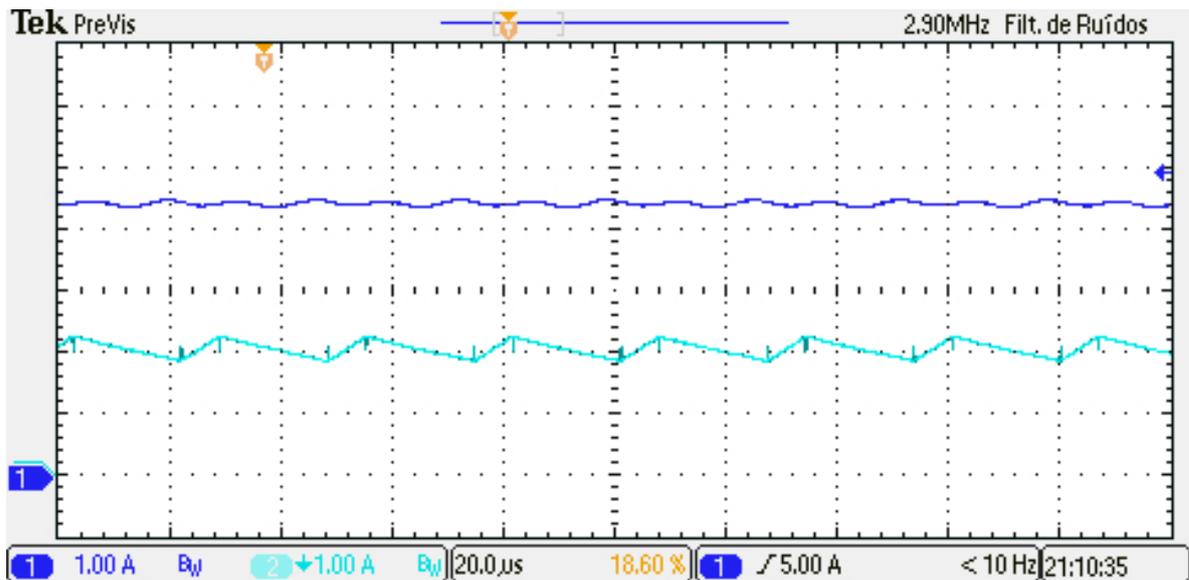


Figura 47: Corrente de saída (acima) e corrente no indutor para comparação das ondulações [1A/div, 20  $\mu$ s/div]

### 5.3.1.2 Operação em malha fechada

Com a inclusão da malha de controle no conversor de duas células, pode-se observar o equilíbrio entre as correntes nos indutores desde o estágio de *warm-up* até a operação nominal. Foram realizados testes experimentais com o conversor operando com e sem o estágio de inversão na saída, sendo os resultados mostrados a seguir.

- **Sem inversão:**

A Figura 48 faz referência ao primeiro estágio do fluxograma da Figura 44 mostrando o início do *warm-up*, o qual pode ser observado pela tensão baixa na lâmpada. As correntes nos indutores estão em equilíbrio, e a ondulação da corrente de saída é visivelmente menor do que as ondulações nos indutores. Já a Figura 49 mostra o segundo estágio do *warm-up*, onde pode-se observar a mudança da frequência de comutação, como previsto pelo algoritmo de partida da lâmpada. A tensão é maior do que na etapa anterior, porém ainda não atingindo o valor nominal. As correntes nos indutores apresentam menor ondulação, assim como a corrente de saída.

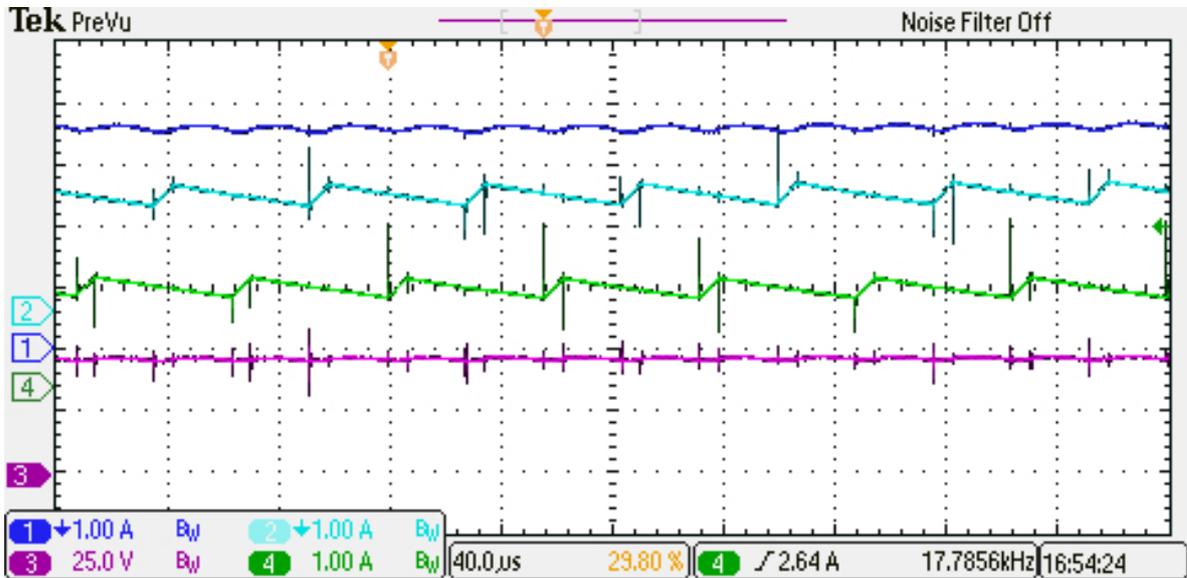


Figura 48: *Warm-up 1* - Tensão na lâmpada (embaixo), correntes nos indutores (segunda e terceira, de baixo para cima), corrente na lâmpada (topo) [25V/div; 1A/div; 40 μs/div]

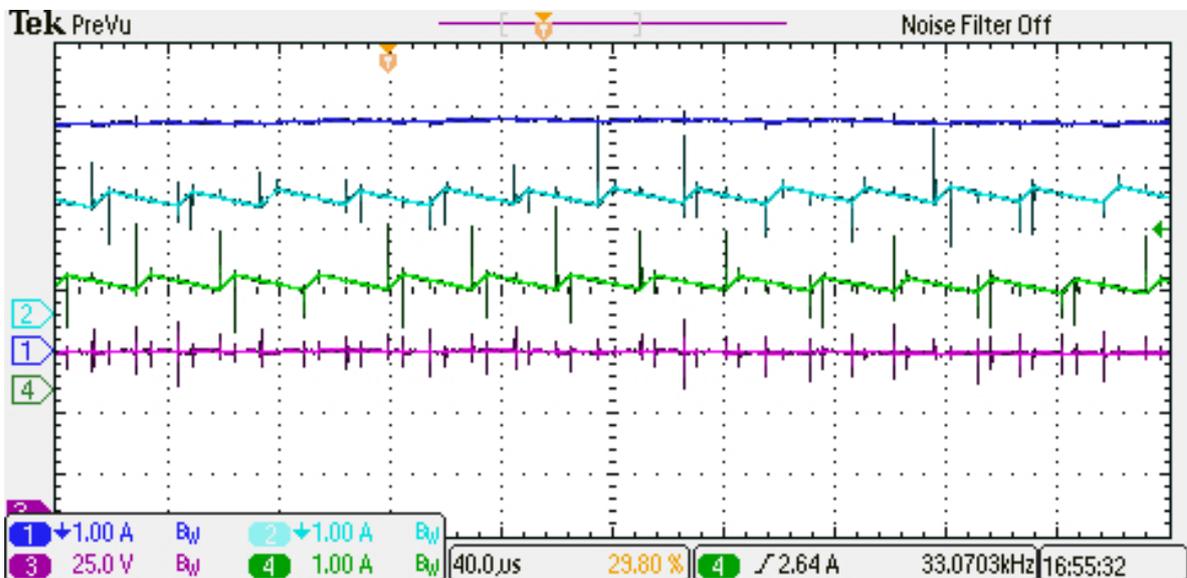


Figura 49: *Warm-up 2* - Tensão na lâmpada (embaixo), correntes nos indutores (segunda e terceira, de baixo para cima), corrente na lâmpada (topo) [25V/div; 1A/div; 40 μs/div]

- Com inversão:

A etapa de inversão é necessária para evitar o desgaste nos eletrodos da lâmpada. O momento da ignição pode ser visto na Figura 50, onde são mostradas a tensão e corrente na lâmpada antes e depois da ignição, sempre com o estágio inversor ativado.

Ainda no estágio de *warm-up*, na Figura 51 são apresentadas as correntes nos indutores, devidamente equilibradas possibilitando o cancelamento do *ripple*, o que pode ser visto na forma de onda da corrente na lâmpada. Ainda é mostrada a tensão na lâmpada, onde pode-se observar que não há picos nas transições de comutação do inversor.

Um detalhe da operação do inversor na comutação dos interruptores  $S_4$  e  $S_5$  para  $S_3$  e  $S_6$  é mostrado na Figura 52. Observa-se que a corrente de entrada é a soma das correntes em cada interruptor do IBC, o que é equivalente ao período de carga dos indutores.

Já as Figuras 54, 55 e 56 mostram, gradativamente, os detalhes das formas de onda das correntes controladas nos indutores e da eliminação da ondulação na corrente de saída.

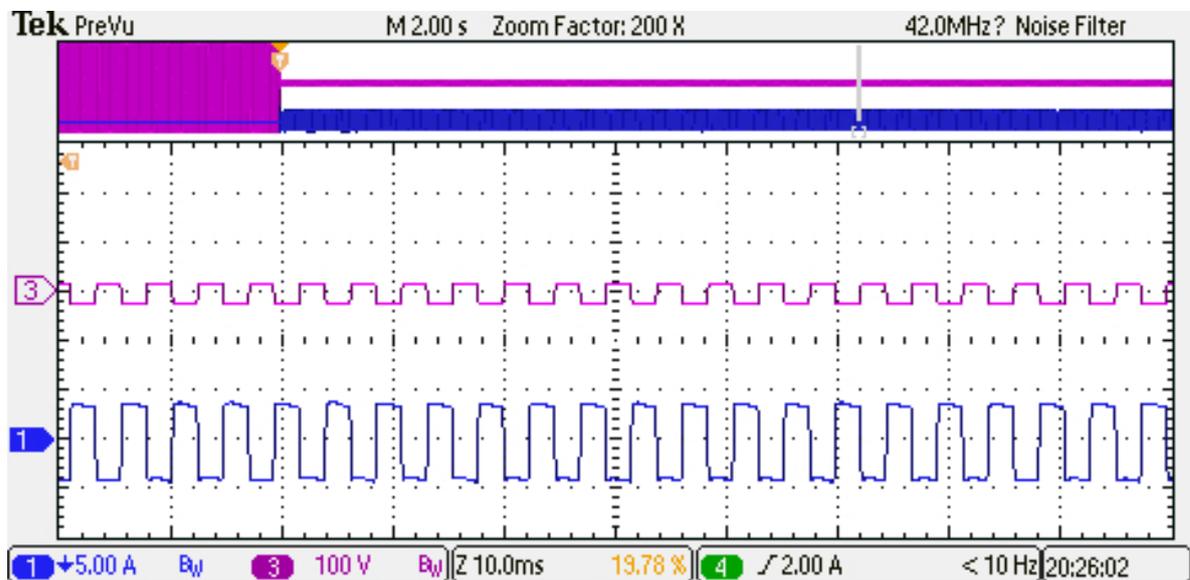


Figura 50: Momento da ignição com detalhe na tensão (topo) e corrente na lâmpada (embaixo) [100V/div; 5A/div; 10 ms/div]

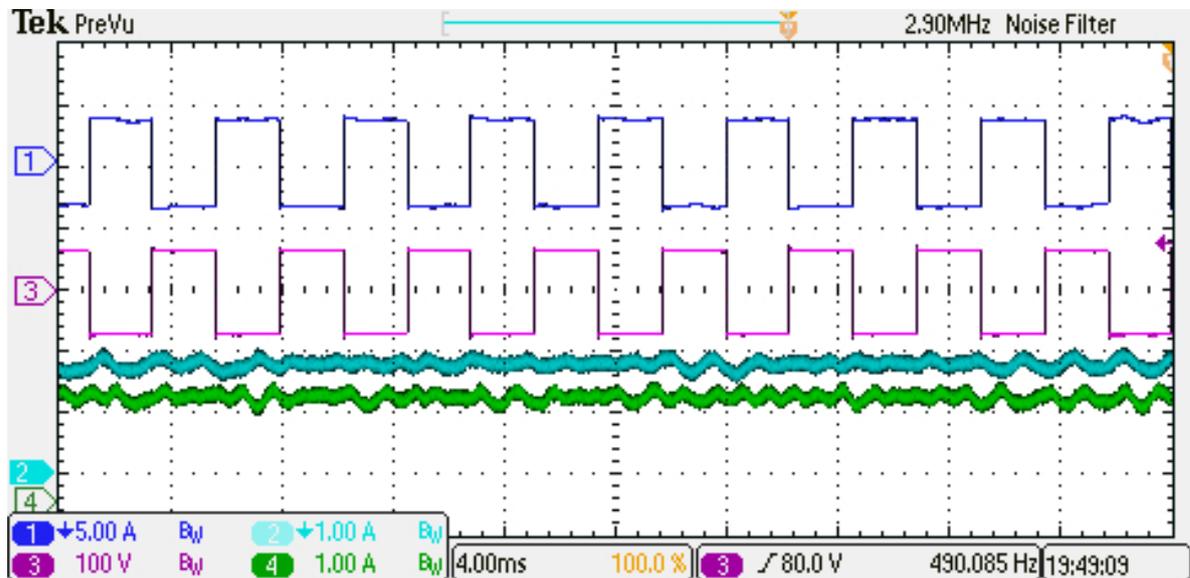


Figura 51: *Warm-up* - Correntes nos indutores (primeira e segunda, de baixo para cima), tensão na lâmpada (terceira, de baixo para cima), corrente na lâmpada (topo) [100V/div; 1A/div; 40 μs/div]

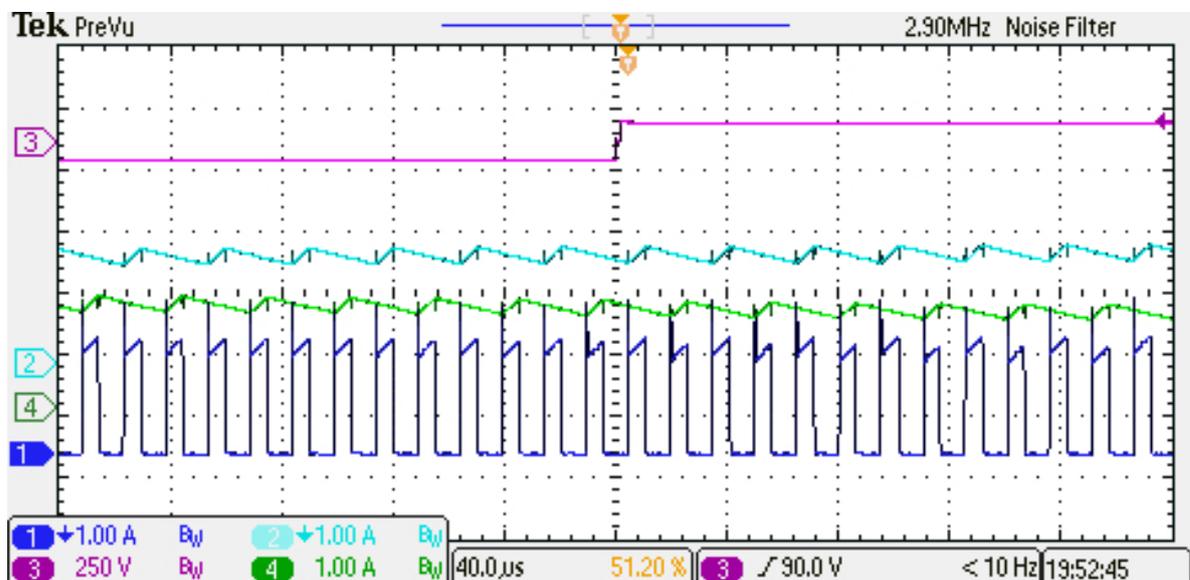


Figura 52: Corrente de entrada (embaixo), correntes nos indutores (segunda e terceira, de baixo para cima), tensão na lâmpada (topo) [1A/div; 250V/div; 40 μs/div]

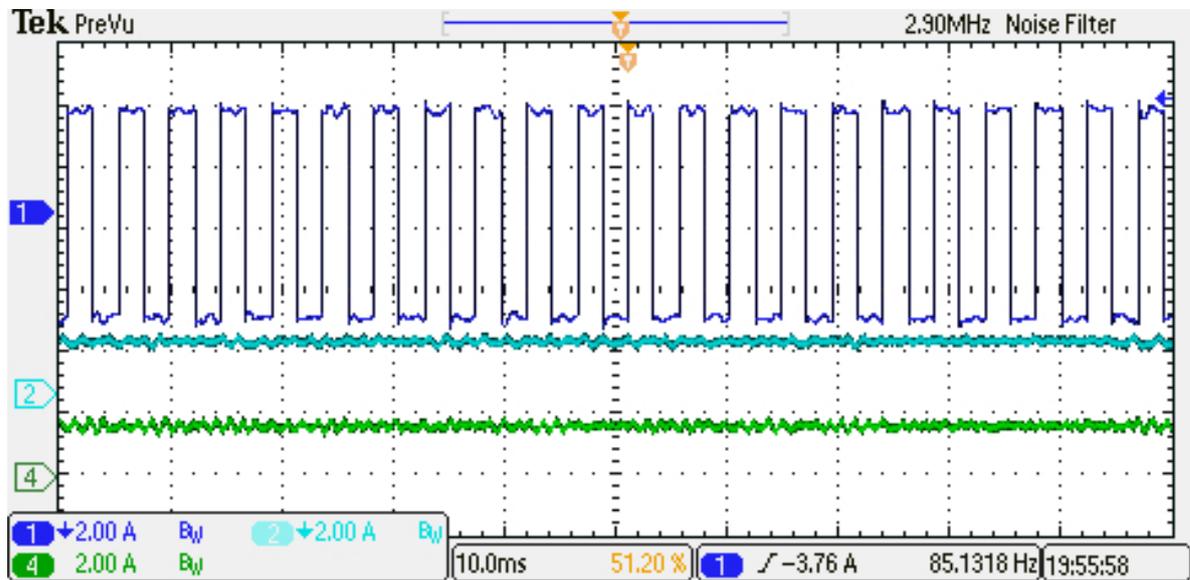


Figura 53: Corrente de saída (topo) e correntes nos indutores [2A/div; 10 ms/div]

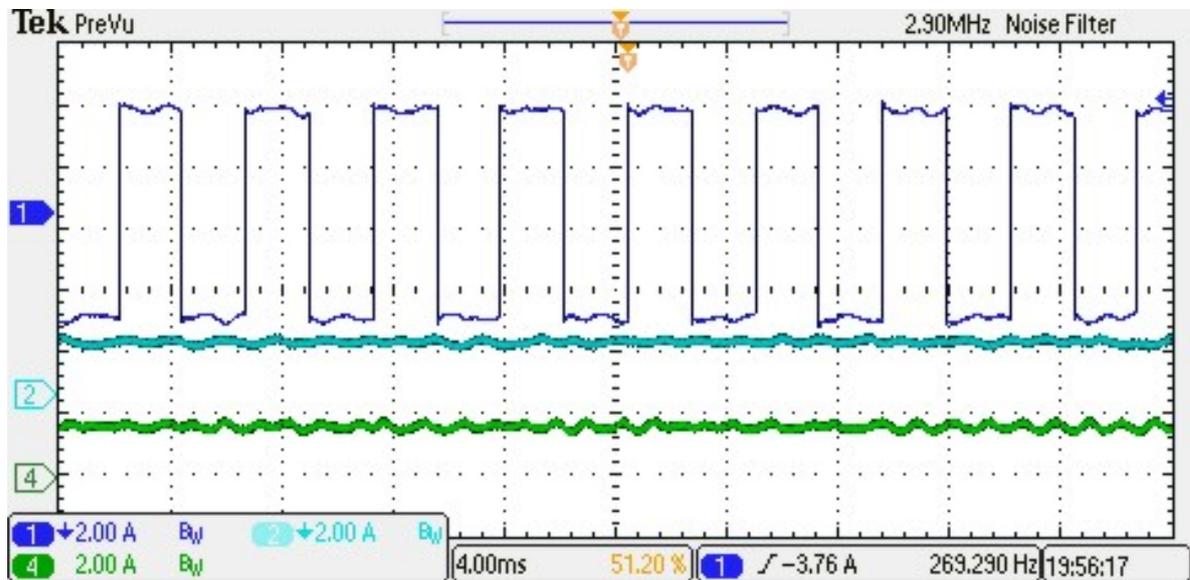


Figura 54: Corrente de saída (topo) e correntes nos indutores [2A/div; 10 ms/div]

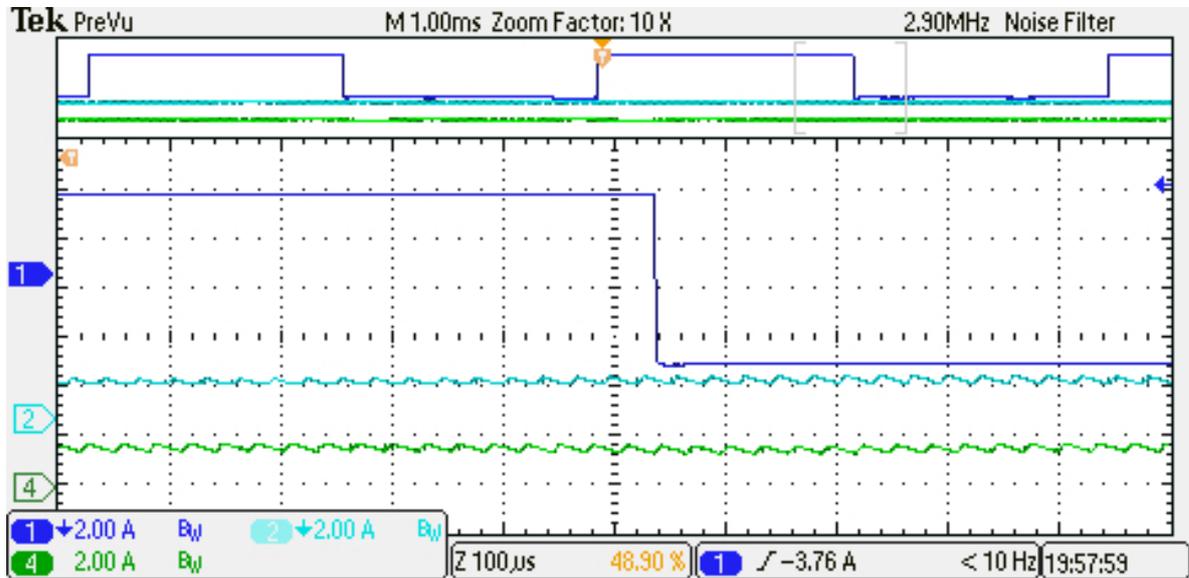


Figura 55: Corrente de saída (topo) e correntes nos indutores - detalhe para a anulação da ondulação da corrente de saída [2A/div; 10 ms/div]

Finalmente, para a obtenção do sinal de controle, foi utilizada uma fonte de até 300V isolada por questão de ruídos. Como pode ser visto na Figura 56, o sinal de controle obtido é deslocado em função da tensão medida. Foi aplicado um degrau na tensão de entrada de aproximadamente 30V para verificação do funcionamento das malhas de controle das correntes, as quais funcionaram de forma satisfatória, não apresentando ondulação ou pico devido à mudança brusca de tensão.

### 5.3.2 IBC com três células

Também com uma resistência como carga, o IBC com três células foi implementado. Devido ao desequilíbrio das correntes nos indutores por estar operando em malha aberta, a máxima potência atingida foi 250W. Os sinais de comando dos interruptores são mostrados na Figura 57, onde pode ser vista a defasagem de  $120^\circ$  entre os sinais. Já na Figura 58 são apresentados os resultados obtidos para a tensão na carga e para as correntes nos indutores, onde pode ser visto claramente a diferença entre as correntes.

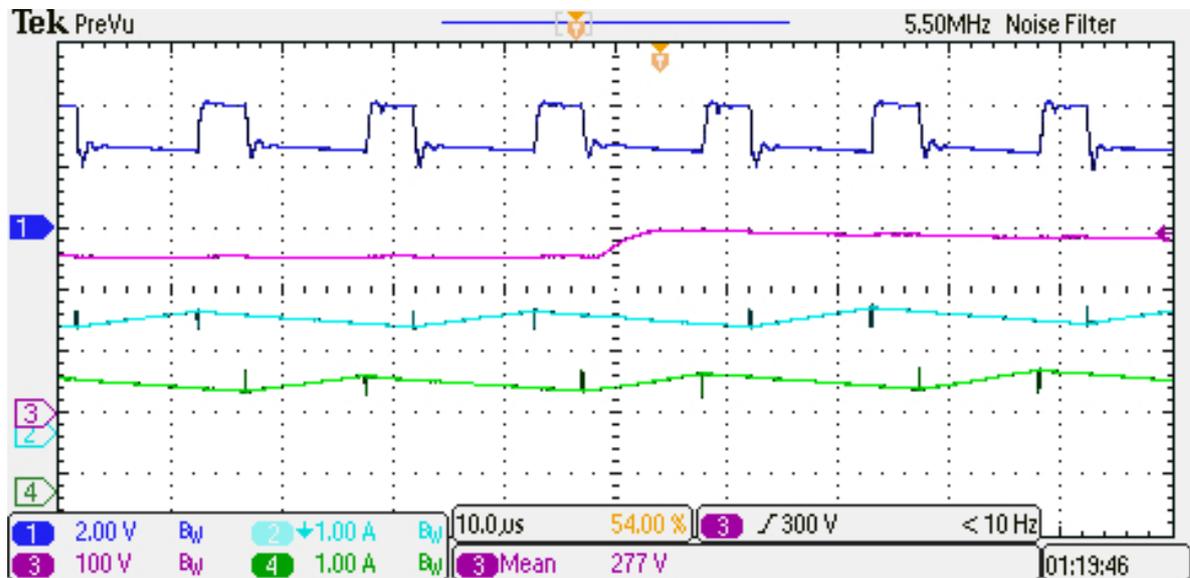


Figura 56: Resposta da malha de controle - correntes nos indutores (primeira e segunda, de baixo para cima), tensão de entrada (terceira) e sinal representando as correntes nos indutores lido pelo A/D (topo) [1A/div; 100V/div; 2V/div; 10 μs/div]

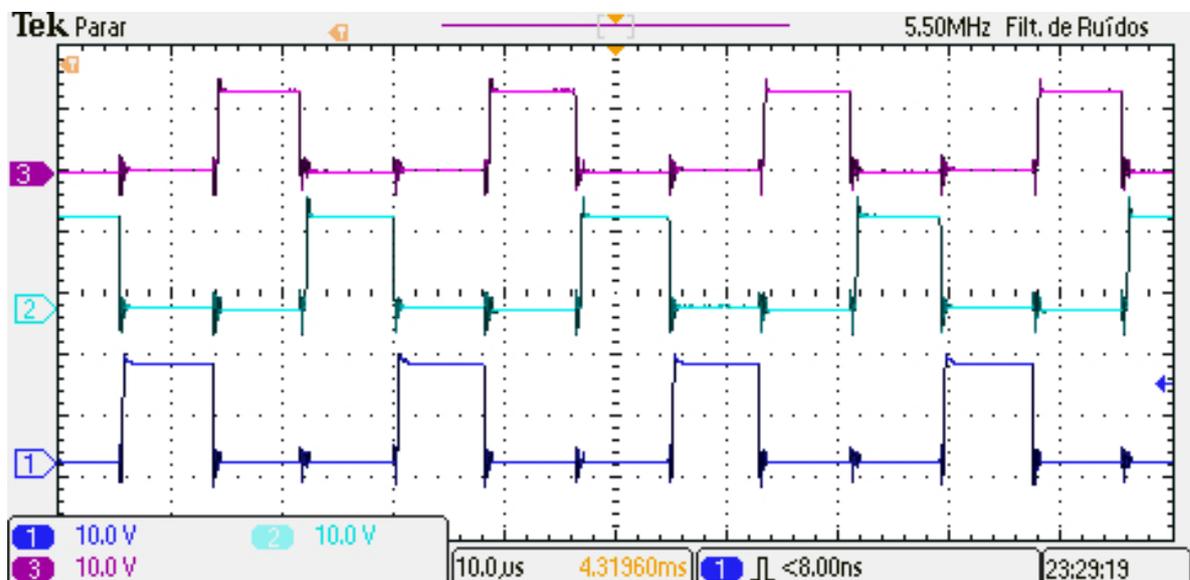


Figura 57: Sinais de comando para IBC com três células (operação em malha aberta) [10V/div, 10 μs/div]

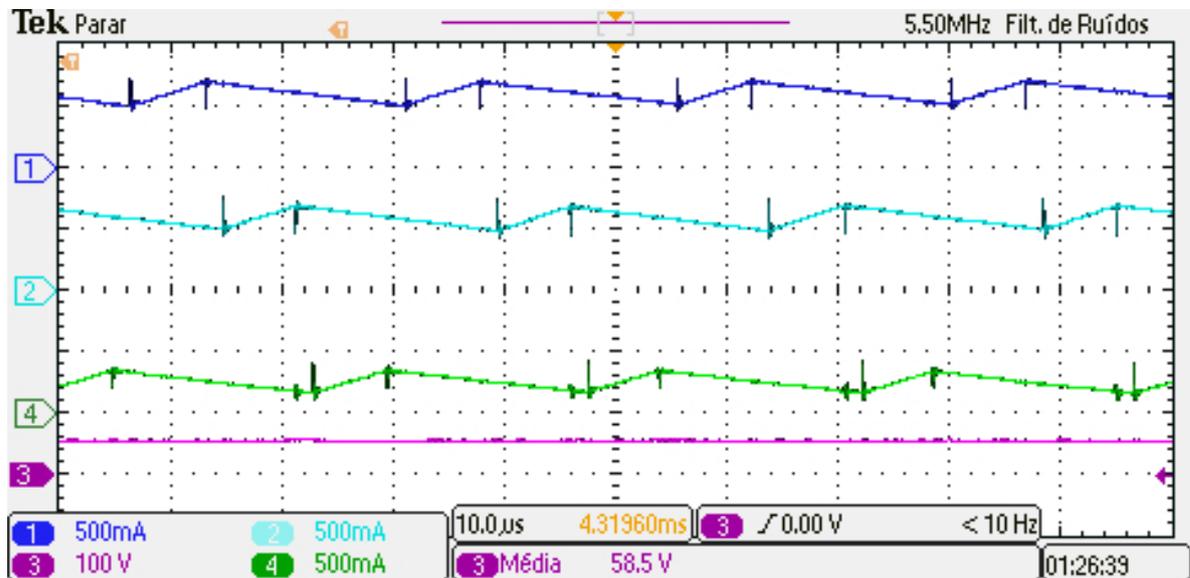


Figura 58: Tensão de saída (embaixo) e correntes nos indutores (operação em malha aberta) [100V/div; 500mA/div; 10  $\mu$ s/div]

## 5.4 Discussão

Um reator eletrônico para lâmpadas de alta potência pode levar a questionamentos de eficiência, confiabilidade, complexidade, etc. Em termos de eficiência, para o estágio de PFC pode ser estimada de 95% a 98% (BELTRAME et al., 2010) e o estágio de inversão também em torno de 95%, dependendo da frequência de comutação e dos MOSFETs escolhidos. Sobre confiabilidade, conversores operando em paralelo são bastante abordados na literatura (BELTRAME et al., 2010), (SHRUD et al., 2010), (MAO et al., 2007), (WANG; CHUANG, 2006) não sendo problemáticos na questão de implementação prática. A complexidade do reator depende do número de células a ser empregado e como será realizado o controle de corrente, mas a tendência é que para a mesma potência o aumento do número de células resulte no aumento da complexidade de implementação.

## 6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

### 6.1 Conclusões sobre o trabalho

Este trabalho apresentou uma análise detalhada do conversor *buck* intercalado como reator eletrônico aplicado à alimentação de lâmpadas HID de alta potência, assumindo a entrada como a saída de uma etapa de PFC.

Em termos de análise do IBC, foi obtida uma modelagem generalizada para o conversor operando em CCM incluindo as perdas nos interruptores, indutores e diodo. Também foi realizada uma análise de ponto ótimo de projeto contemplando tamanho, eficiência e complexidade de implementação.

Para a utilização do IBC em CCM na alimentação de lâmpadas HID é necessário o controle de corrente dos indutores, ou seja, garantir que o conversor tenha o comportamento semelhante à uma fonte de corrente. Para tal, foram utilizadas duas malhas de controle de corrente, uma para cada indutor, sendo o sinal de controle medido através de um resistor *shunt* localizado na entrada do conversor.

Outra análise feita no trabalho foi a relação entre as impedâncias do conversor e da lâmpada, sendo feita para confirmar o funcionamento do conversor em CCM, com realimentação em modo corrente, em conjunto com a lâmpada.

Finalmente, o reator completo foi apresentado, constituído do IBC com duas células, inversor *full-bridge*, circuito inibidor para defasagem dos sinais de comando do IBC e o circuito de medição das correntes e tensão. Os resultados experimentais obtidos foram satisfatórios, com correntes equilibradas, uma vez que o IBC com malha fechada em ambos os indutores foi implementado com um microcontrolador de 8-bits, com frequência de barramento de 16 MHz.

## 6.2 Sugestões para trabalhos futuros

- Estudo e implementação da etapa de PFC;
- Avaliação da necessidade de cristal oscilador externo para medição de tensão para frequência de comutação acima de 33 kHz;
- Estudo do método para implementação da malha fechada para o IBC com maior número de células (necessidade e tipo de microcontrolador, necessidade de cristal oscilador, necessidade de circuito para defasagem de sinal, etc.);
- Avaliação do conversor para aplicação de potências maiores (600W, 1kW, 2kW);
- Avaliação do tipo de ignitor a ser empregado e avaliar ignição ressonante;

# 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. *IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, p. 2311–2316, Novembro, 2010.
- 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. *Projeto de Fontes Chaveadas*. 2. ed. [S.l.]: Edição do Autor, 2007.
- BELTRAME, F. et al. A comparison of high power single-phase power factor correction pre-regulators. *IEEE International Conference on Industrial Technology, ICIT*, p. 625–630, Março, 2010.
- 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.
- BRANAS, C. et al. Penta-phase series-parallel LCsCp resonant inverter to drive 1-kW HPS lamps. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 46, n. 5, p. 1730–1739, Setembro/Outubro, 2010.
- 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, W. *High efficiency, high density, polyphase converters for high current applications*. Application Note, Linear Technology, Setembro, 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. 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.
- DENG, E.; CUK, S. Negative incremental impedance and stability of fluorescent lamps. *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC*, 1997.

- ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. *Fundamentals of Power Electronics*. 2<sup>a</sup>. ed. [S.l.]: Springer, 2001.
- FELLOWS, M. A study of the high intensity discharge lamp–electronic ballast interface. In: *38th Industry Applications Conference, IAS*. [S.l.: s.n.], 2003. v. 2, p. 1043 – 1048.
- GROOT, J. D.; VLIET, J. V. *The High-Pressure Sodium Lamp*. 1st. 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, Maio/Junho 2011.
- 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.
- MAO, H. et al. Analysis of inductor current sharing in nonisolated and isolated multiphase DC-DC converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 54, n. 6, p. 3379–3388, Dezembro, 2007.
- MARCHESAN, T. B. *Integração de conversores estáticos aplicados a sistemas de iluminação pública*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Maria, Brasil, 2007.
- MARCHESAN, T. B. et al. Analysis of the output capacitor and lamp voltage inversion for the bidirectional flyback converter. *Industry Applications Society Annual Meeting, 2008. IAS '08. IEEE*, 2008.
- MARTIN, F. J. F. et al. Analysis and design of a high power factor single-stage electronic ballast for high-intensity discharge lamps. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 18, n. 2, p. 558–569, Março, 2003.
- MME. *Plano Nacional de Energia 2030*. Ministério de Minas e Energia, Brasil, 2007.
- 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.
- OSRAM. novembro 2009. Site. Disponível em: <[www.osram.com](http://www.osram.com)>.
- PETTI, J. M. D. e R. J. Acoustic resonance phenomena in low wattage metal halide lamps. *Illuminating Engineering Society*, p. 633–642, Abril, 1985.
- PROCEL. *Iluminação pública no Brasil*. Janeiro, 2008. Disponível em: <[www.eletronbras.com.br/procel](http://www.eletronbras.com.br/procel)>.
- QIU, Y. et al. Control-loop bandwidth limitations for multiphase interleaving buck converters. *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC '04. Nineteenth Annual IEEE*, v. 2, p. 1322–1328, 2004.

- SEIDEL Álysson R. *Técnicas de projeto para o reator eletrônico auto-oscilante empregando ferramentas de controle*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Maria, 2004.
- 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, Março/Abril 2003.
- SHRUD, M. A. et al. A study of modeling and simulation for interleaved buck converter. 2010.
- 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, Julho, 2001. ISSN 0885-8993.
- WANG, J. B.; CHUANG, S. A study of the interleaved buck derived converters. In: *IEEE International Conference on Industrial Technology, ICIT*. [S.l.: s.n.], 2006.
- 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, Janeiro, 1998.
- XU, P. et al. Investigation of candidate topologies for 12 v vrm. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2002. APEC 2002. Seventeenth Annual IEEE*. [S.l.: s.n.], 2002. v. 2, p. 686–692 vol.2.
- YAN, W.; et al. Investigation on methods of eliminating acoustic resonance in small wattage high-intensity-discharge (HID) lamps. *Industry Applications Conference, IAS*, p. 1255–1262, 2000.