

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

**SISTEMA ELETRÔNICO PARA LÂMPADAS
FLUORESCENTES DE INDUÇÃO BASEADO NA
TOPOLOGIA *SEPIC HALF-BRIDGE* BI-INTEGRADA
COM CONTROLE DE INTENSIDADE LUMINOSA
POR MODULAÇÃO DE BAIXA FREQUÊNCIA**

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

Jeferson Fraytag

Santa Maria, RS, Brasil

2015

PPGEE / UFSM, RS

FRAYTAG, Jeferson

Mestre

2015

**SISTEMA ELETRÔNICO PARA LÂMPADAS FLUORESCENTES DE
INDUÇÃO BASEADO NA TOPOLOGIA *SEPIC HALF-BRIDGE*
BI-INTEGRADA COM CONTROLE DE INTENSIDADE
LUMINOSA POR MODULAÇÃO DE BAIXA FREQUÊNCIA**

Jeferson Fraytag

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

Orientador: Prof. Dr. Marcelo Freitas da Silva

Santa Maria, RS, Brasil

2015

Fraytag, Jeferson

Sistema Eletrônico para Lâmpadas Fluorescentes de Indução Baseado na Topologia *SEPIC Half-Bridge* Bi-Integrada com Controle de Intensidade Luminosa por Modulação de Baixa Frequência / Jeferson Fraytag – 2015. 205 p., 30 cm.

Orientador: Marcelo Freitas da Silva, Dr. Eng.

Dissertação (mestrado) – Universidade Federal de Santa Maria, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, RS, 2015.

1. Fator de Potência 2. Integração de Interruptores e de Magnéticos 3. Lâmpadas Fluorescentes de Indução 4. Modelagem e Controle 5. Modulação de Baixa Frequência I. Freitas da Silva, Marcelo II. Título

Ficha catalográfica elaborada através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Central da Universidade Federal de Santa Maria com os dados fornecidos pelo autor.

© 2015

Todos os direitos autorais reservados à Jeferson Fraytag. A reprodução de partes, ou do todo, deste trabalho só poderá ser feita com autorização por escrito do autor. Endereço: Rua Franklin Bittencourt Filho, 11, apartamento 301, CEP: 97105-150, Camobi, Santa Maria - RS. Fone: (0xx) 55 8130-1274; e-mail: jeferson.fraytag@gmail.com

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

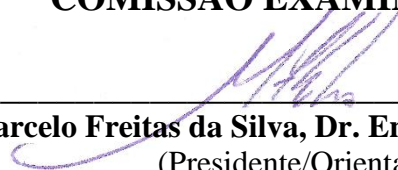
A Comissão Examinadora, abaixo assinada,
aprova a Dissertação de Mestrado

**SISTEMA ELETRÔNICO PARA LÂMPADAS FLUORESCENTES DE
INDUÇÃO BASEADO NA TOPOLOGIA *SEPIC HALF-BRIDGE*
BI-INTEGRADA COM CONTROLE DE INTENSIDADE
LUMINOSA POR MODULAÇÃO DE BAIXA FREQUÊNCIA**

elaborada por
Jeferson Fraytag

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

COMISSÃO EXAMINADORA:



Marcelo Freitas da Silva, Dr. Eng. (UFSM/PPGEE)
(Presidente/Orientador)



Marcelo Lobo Heldwein, Dr. Eng. (UFSC/PPGEEL)



Ricardo Nederson do Prado, Dr. Eng. (UFSM/PPGEE)



Álysson Raniere Seidel, Dr. Eng. (UFSM/PPGEE)

Santa Maria, 15 de Junho de 2015

*Aos meus pais, Eltor e Marli Fraytag,
que se doaram inteiros e muitas vezes renunciaram dos seus sonhos para que eu
pudesse realizar os meus. Bons pais corrigem erros, pais brilhantes ensinam a pensar.
Obrigado por tudo hoje e sempre.*

*A meu irmão, Marcos Fraytag, e a sua esposa,
Franciele Rodrigues, por todo o apoio, força e carinho.
Aos meus sobrinhos, Pedro e Fernanda, sinônimos de amor e alegria.*

*A minha namorada, Caroline Oliveira,
obrigado pela compreensão, carinho e amor.*

AGRADECIMENTOS

Agradecer a todos que ajudaram a construir as ideias, discussões e contribuições deste trabalho, não é uma tarefa fácil. O maior perigo inerente ao agradecimento seletivo, não é decidir quem incluir, mas sim decidir quem não mencionar. Desta forma, a todos os profissionais e amigos que, de uma forma ou de outra, contribuíram para a realização deste trabalho de dissertação, gostaria de expressar minha profunda gratidão.

Em especial, meu maior agradecimento é dirigido à minha família, por terem sido o contínuo apoio em todos estes anos, ensinando-me, principalmente, a importância da construção e coerência de meus próprios valores.

Ao Prof. Marcelo Freitas da Silva, que além de orientador é também um grande amigo, agradeço pelos conhecimentos transmitidos desde o início da graduação até o término do mestrado. Obrigado pela oportunidade de crescimento pessoal e profissional que me proporcionou durante estes anos.

A todos os colegas do GEDRE - Inteligência em Iluminação e do GSEC - Grupo de Pesquisa e Desenvolvimento em Sistemas Eletrônicos e Computacionais, pelo ambiente de trabalho e pelas contribuições compartilhadas. Em especial, ao engenheiro Maikel Fernando Menke e ao acadêmico Ricardo Nunes Marchesan, pela participação efetiva no desenvolvimento deste trabalho. A todos, meu muito obrigado.

Ao Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Prof. José Renes Pinheiro, pela disponibilidade e atenção. Aos funcionários do NUPEDEE - Núcleo de Pesquisa e Desenvolvimento em Engenharia Elétrica, e do Colégio Técnico Industrial de Santa Maria, pela disponibilidade e pelo suporte. Agradeço também à Universidade Federal de Santa Maria, no âmbito do Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, pela formação acadêmica e pelo apoio.

Meus agradecimentos aos membros da banca examinadora pela participação e pelas importantes contribuições na melhoria deste trabalho.

Por fim, à CAPES - Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior, pelo suporte financeiro.

RESUMO

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

SISTEMA ELETRÔNICO PARA LÂMPADAS FLUORESCENTES DE INDUÇÃO BASEADO NA TOPOLOGIA *SEPIC HALF-BRIDGE* BI-INTEGRADA COM CONTROLE DE INTENSIDADE LUMINOSA POR MODULAÇÃO DE BAIXA FREQUÊNCIA

AUTOR: JEFERSON FRAYTAG

ORIENTADOR: MARCELO FREITAS DA SILVA, DR. ENG.

Local da Defesa e Data: Santa Maria - RS, 15 de Junho de 2015

Neste trabalho de mestrado, apresenta-se a análise e o projeto de um sistema eletrônico de acionamento para lâmpadas fluorescentes de indução. Esta tecnologia de iluminação, apesar de ser patenteada desde a década de 60, ainda é pouco difundida em âmbito comercial. Entretanto, é uma alternativa extremamente atraente devido a longa vida útil e a elevada eficiência luminosa. O circuito analisado consiste de um estágio de pré-regulação do fator de potência associado a um estágio de controle de potência, capaz de prover as necessidades de partida e limitar a corrente aplicada à lâmpada. Para estes estágios, visando a redução do número de semicondutores ativos, é aplicada a metodologia de integração de interruptores. A topologia resultante, chamada de *SEPIC half-bridge*, apresenta um interruptor compartilhado, capaz de atuar tanto para o pré-regulador, quanto para o controle de potência. A redução do número de elementos se dá também pela integração de magnéticos. Nesta situação, os indutores do pré-regulador são distribuídos em um único núcleo. Buscando a flexibilidade do sistema eletrônico, neste foi inserido a capacidade de variação da intensidade luminosa, onde a técnica de modulação de baixa frequência foi avaliada. Tal técnica é apropriada para elevados índices de variação de potência, além de proporcionar uma operação estável do circuito. A topologia é controlada por um sistema de retroalimentação, capaz de garantir uma resposta satisfatória do sistema quando submetido a distúrbios, além de garantir a potência processada pela lâmpada. O comportamento do reator eletrônico projetado foi avaliado experimentalmente. Nesta situação, obteve-se uma baixa distorção da corrente de entrada e elevado fator de potência. A faixa de variação de potência foi de 70% (100 W à 30 W), com um rendimento médio de 82%.

Palavras-chave: Fator de Potência; Integração; Lâmpadas Fluorescentes de Indução; Modelagem e Controle; Modulação de Baixa Frequência; Reatores Eletrônicos.

ABSTRACT

Master Thesis

Post-Graduation Program in Electrical Engineering
Federal University of Santa Maria, RS, Brazil

ELECTRONIC SYSTEM FOR INDUCTION FLUORESCENT LAMPS BASED ON BI-INTEGRATED *SEPIC HALF-BRIDGE* TOPOLOGY WITH LOW FREQUENCY MODULATION DIMMING CONTROL

AUTHOR: JEFERSON FRAYTAG

ADVISOR: MARCELO FREITAS DA SILVA, DR. ENG.

Place and Date: Santa Maria - RS, June 15th, 2015

This master thesis presents the analysis and design of an electronic drive system for fluorescent induction lamps. This lighting technology, despite being patented since the 60s, is not widely diffused in the market context. However, it is an extremely attractive alternative due to long lifetime and high luminous efficiency. The analysis circuit consists of a power factor correction associated with a power control stage, which provides the lamp ignition and current limitation. An integration methodology is applied in order to reduce the number of active semiconductor switches. The resulting topology, called here *SEPIC half-bridge*, presents a shared switch able to act, both in the pre-regulator stage, as well as for the power control stage. The number of elements reduction also occurs by magnetic integration. In this case, the pre-regulator inductors are distributed in a single core. For electronic system flexibility, it was inserted the dimming capability, where the low frequency modulation technique was evaluated. This technique is suitable for high power variation rates and provides a stable operation. The topology is controlled by a feedback system ensuring a satisfactory response of the system when subjected to disturbances, in addition to ensuring the correct power to the lamp. The electronic ballast designed behavior was evaluated experimentally. In this situation, there was obtained a low input current distortion associated with a high power factor. The lamp power variation range was 70% (30 W to 100 W), with an average efficiency around 82%.

Keywords: Power Factor Correction; Integration; Induction Fluorescent Lamps; Modeling and Control; Low Frequency Modulation; Electronic Ballast.

LISTA DE FIGURAS

CAPÍTULO 1

Figura 1.1 - Linhas de fluxo magnético geradas pela circulação de uma corrente elétrica.....	42
Figura 1.2 - Comparativo da vida útil entre lâmpadas de indução e demais fontes de luz	43
Figura 1.3 - Túnel Jânio Quadros, na cidade de São Paulo – SP	44
Figura 1.4 - Princípio de funcionamento das lâmpadas de indução	45
Figura 1.5 - Modelos comerciais de lâmpadas fluorescentes de indução.....	46
Figura 1.6 - Representação do modelo elétrico equivalente da lâmpada em análise	47
Figura 1.7 - Indutância e resistência equivalente para lâmpada modelo Endura	48
Figura 1.8 - Estágios de operação de reatores eletrônicos para lâmpadas fluorescentes.....	50

CAPÍTULO 2

Figura 2.1 - Princípio da modulação de baixa frequência	54
Figura 2.2 - Estrutura básica do reator eletrônico com a aplicação do sinal modulante	55
Figura 2.3 - Comportamento transitório real da tensão modulada aplicada à lâmpada.....	56
Figura 2.4 - Índice de modulação mínimo em função da frequência modulante	57
Figura 2.5 - Razão cíclica efetiva em relação a variação do índice de modulação	58

CAPÍTULO 3

Figura 3.1 - Conversores estáticos clássicos utilizados como pré-reguladores.....	66
Figura 3.2 - Formas de onda características de cada modo de operação.....	67
Figura 3.3 - Representação equivalente para conversores em condição descontínua	68
Figura 3.4 - Formas de onda da corrente de entrada para condição descontínua.....	70
Figura 3.5 - Potência média em relação a indutância equivalente e a razão cíclica.....	71
Figura 3.6 - Formas de onda da corrente média injetada na saída e a corrente na carga	73
Figura 3.7 - Estrutura do inversor monofásico <i>half-bridge</i> assimétrico.....	74
Figura 3.8 - Comportamento da componente portadora e da modulante ($V_O = 300$ V)	77
Figura 3.9 - Comportamento da tensão $v_{AB}(t)$ resultante na saída do inversor assimétrico.....	78
Figura 3.10 - Operação <i>ZVS</i> dos interruptores do estágio inversor	79
Figura 3.11 - Estrutura do filtro ressonante <i>LCC</i> e representação equivalente	80
Figura 3.12 - Comportamento simétrico da tensão $v_{AB}(t)$	81
Figura 3.13 - Circuito equivalente durante a partida da lâmpada.....	84

CAPÍTULO 4

Figura 4.1 - Possibilidades de conexões entre dois interruptores	89
Figura 4.2 - Circuitos equivalentes com um único interruptor controlado	90
Figura 4.3 - Estrutura não integrada para reatores eletrônicos	91
Figura 4.4 - Distribuição da tensão e da corrente no interruptor compartilhado	92
Figura 4.5 - Distribuição da tensão e da corrente no interruptor compartilhado tipo <i>I-II</i>	93
Figura 4.6 - Possíveis estruturas de reatores eletrônicos integrados.....	94
Figura 4.7 - Corrente nos interruptores antes e após o processo de integração	95
Figura 4.8 - Topologia <i>SEPIC half-bridge</i> compartilhando o interruptor S_{SH}	97
Figura 4.9 - Corrente de entrada da topologia <i>SEPIC</i> em condição descontínua	99
Figura 4.10 - Ondulação da corrente de entrada	100
Figura 4.11 - Etapa 1 de operação ($t_0 - t_1$)	102
Figura 4.12 - Etapa 2 de operação ($t_1 - t_2$)	102
Figura 4.13 - Etapa 3 de operação ($t_2 - t_3$)	103
Figura 4.14 - Etapa 4 de operação ($t_3 - t_4$)	103
Figura 4.15 - Etapa 5 de operação ($t_4 - t_5$)	104
Figura 4.16 - Etapa 6 de operação ($t_5 - t_6$)	104
Figura 4.17 - Etapa 7 de operação ($t_6 - t_7$)	104
Figura 4.18 - Principais formas de onda da topologia <i>SEPIC half-bridge</i>	105

CAPÍTULO 5

Figura 5.1 - Representação de um indutor com caminho magnético único	110
Figura 5.2 - Circuito elétrico equivalente de um indutor de caminho único	110
Figura 5.3 - Modelo elétrico simplificado somente com a parte do núcleo magnético	111
Figura 5.4 - Representação de dois indutores com caminho magnético único	112
Figura 5.5 - Representação de um indutor em um núcleo do tipo <i>E</i>	113
Figura 5.6 - Dois indutores distribuídos em um mesmo núcleo magnético do tipo <i>E</i>	114
Figura 5.7 - Redistribuição dos indutores em um núcleo do tipo <i>E</i>	115
Figura 5.8 - Circuito elétrico equivalente para a distribuição dos indutores L_1 e L_2	115
Figura 5.9 - Características do núcleo magnético	116
Figura 5.10 - Representação elétrica apenas do núcleo magnético do elemento integrado...	117
Figura 5.11 - Circuito resultante para corrente i_A nula.....	117
Figura 5.12 - Circuito resultante para corrente i_B nula.....	119
Figura 5.13 - Correntes real e do modelo através dos indutores L_1 e L_2	120

Figura 5.14 - Densidade dos fluxos magnéticos que percorrem os caminhos do núcleo	121
Figura 5.15 - Nova distribuição dos indutores L_1 e L_2 no núcleo magnético	122
Figura 5.16 - Circuito elétrico equivalente para a nova distribuição proposta.....	122
Figura 5.17 - Circuito elétrico equivalente do núcleo para a condição de i_A ser nula.....	122
Figura 5.18 - Circuito elétrico equivalente do núcleo para a condição de i_B ser nula.....	123
Figura 5.19 - Correntes real e do modelo através dos indutores L_1 e L_2	125
Figura 5.20 - Densidade dos fluxos magnéticos que percorrem os caminhos do núcleo	126

CAPÍTULO 6

Figura 6.1 - Comportamento da razão cíclica em relação a tensão eficaz de entrada.....	131
Figura 6.2 - Comportamento das indutâncias do pré-regulador <i>SEPIC</i>	131
Figura 6.3 - Comportamento da capacitância intermediária em função da razão cíclica.....	132
Figura 6.4 - Comportamento da capacitância de barramento em função da ondulação.....	132
Figura 6.5 - Ganho de tensão do filtro ressonante com diferentes valores de C_S	134
Figura 6.6 - Potência aplicada à lâmpada em função do ângulo ϕ	135
Figura 6.7 - Indutância série e capacitância paralela em função do ângulo ϕ	135
Figura 6.8 - Tensão eficaz da componente fundamental aplicada ao filtro ressonante.....	136
Figura 6.9 - Potência disponível na lâmpada em função do índice de modulação.....	137
Figura 6.10 - Camada superior da placa de circuito impresso.....	138
Figura 6.11 - Camada inferior da placa de circuito impresso.....	138
Figura 6.12 - Protótipo final com os elementos montados sobre a placa	139
Figura 6.13 - Placa de desenvolvimento <i>TIVA™ C Series – Texas Instruments</i>	140
Figura 6.14 - Sinais de comando na condição nominal.....	141
Figura 6.15 - Sinais de comando na condição de mínima potência	141
Figura 6.16 - Corrente do diodo D_A na condição nominal	142
Figura 6.17 - Corrente do diodo D_A na condição de mínima potência	142
Figura 6.18 - Tensão de barramento na condição nominal	143
Figura 6.19 - Tensão de barramento na condição de mínima potência	144
Figura 6.20 - Tensão e corrente no filtro ressonante na condição nominal.....	145
Figura 6.21 - Tensão e corrente no filtro ressonante na condição de mínima potência	145
Figura 6.22 - Tensão e corrente no interruptor na condição nominal.....	146
Figura 6.23 - Tensão e corrente no interruptor na condição de mínima potência.....	147
Figura 6.24 - Tensão, corrente e potência de entrada para a condição nominal.....	148
Figura 6.25 - Tensão, corrente e potência de entrada para a condição de mínima potência ..	148

Figura 6.26 - Análise harmônica na condição nominal de operação	149
Figura 6.27 - Análise harmônica na condição nominal de operação de mínima potência.....	149
Figura 6.28 - Tensão, corrente e potência na lâmpada para a condição nominal	150
Figura 6.29 - Tensão, corrente e potência na lâmpada para a condição de mínima potência	150
Figura 6.30 - Lâmpada na condição nominal e na condição de mínima potência	151

CAPÍTULO 7

Figura 7.1 - Topologia simplificada, com a rede de interruptores e a rede invariante	155
Figura 7.2 - Formas de onda de tensão e corrente nos elementos da rede de interruptores...	155
Figura 7.3 - Rede média de interruptores.....	157
Figura 7.4 - Modelo médio do conversor <i>SEPIC DCM</i>	157
Figura 7.5 - Modelo médio <i>CA</i> de pequenos sinais para o interruptor do conversor.....	159
Figura 7.6 - Modelo médio <i>CA</i> de pequenos sinais para o diodo do conversor.....	160
Figura 7.7 - Resposta de simulação do conversor e do modelo médio	161
Figura 7.8 - Modelo médio <i>CA</i> de pequenos sinais simplificado	162
Figura 7.9 - Diagrama de blocos do sistema de retroalimentação	163
Figura 7.10 - Resposta do ganho (dB) e da fase (°) em relação a variação de frequência.	164
Figura 7.11 - Representação geométrica, no plano complexo, do sistema em malha aberta. 164	
Figura 7.12 - Diagrama de blocos do sistema discreto equivalente com <i>ZOH</i>	166
Figura 7.13 - Resposta ao degrau do sistema contínuo original e discreto com retenção	167
Figura 7.14 - Diagrama de blocos da malha de tensão digital.	168
Figura 7.15 - Diagrama de Bode da malha aberta não-compensada.....	169
Figura 7.16 - Resposta em frequência do sistema digital compensado	170
Figura 7.17 - Polos e zeros do sistema em malha fechada no plano discreto	172
Figura 7.18 - Degrau de +10% na tensão de entrada e a resposta da tensão de barramento..	174
Figura 7.19 - Degrau de -10% na tensão de entrada e a resposta da tensão de barramento ..	174
Figura 7.20 - Processo de realimentação de potência.	175

APÊNDICE A

Figura A.1 - Núcleo magnético do tipo <i>E</i> com o carretel correspondente.....	188
Figura A.2 - Distribuição dos indutores L_1 e L_2 no núcleo magnético compartilhado	193
Figura A.3 - Densidade de fluxo magnético considerando os diferentes núcleos avaliados. 194	
Figura A.4 - Indutores integrados e não integrados desenvolvidos experimentalmente	195

APÊNDICE B

Figura B.1 - Conversor <i>Flyback</i> de baixa potência utilizado como fonte de alimentação.	197
Figura B.2 - Tensão nas saídas V_A e V_C do conversor <i>Flyback</i> para condição nominal.....	199
Figura B.3 - Visão frontal do protótipo da fonte de alimentação	199
Figura B.4 - Circuito de comando utilizado	200
Figura B.5 - Resposta da tensão de saída do circuito de comando.....	201
Figura B.6 - Divisor resistivo para a medição da tensão de barramento	202
Figura B.7 - Processo de medição de potência da lâmpada.....	203

LISTA DE TABELAS

CAPÍTULO 1

Tabela 1.1 - Comparativo entre diferentes tipos de lâmpadas.....	43
--	----

CAPÍTULO 3

Tabela 3.1 - Norma <i>IEC 61000-3-2</i> , Classe C.....	63
---	----

CAPÍTULO 5

Tabela 5.1 - Analogia entre grandezas elétricas e magnéticas	109
Tabela 5.2 - Especificações para simulação dos indutores integrados	120
Tabela 5.3 - Densidade máxima de fluxo magnético nas distribuições apresentadas	126

CAPÍTULO 6

Tabela 6.1 - Especificações para o projeto do estágio de pré-regulação.....	130
Tabela 6.2 - Elementos do estágio de pré-regulação	133
Tabela 6.3 - Especificações para o projeto do estágio de controle de potência	133
Tabela 6.4 - Elementos do estágio de controle de potência	135
Tabela 6.5 - Listagem dos componentes do circuito de potência.....	137
Tabela 6.6 - Relação de equipamentos/instrumentos utilizados.....	139
Tabela 6.7 - Características do microcontrolador <i>Tiva TM4C123GH6PMI</i>	140

APÊNDICE A

Tabela A.1 - Parâmetros de projeto para os indutores da topologia <i>SEPIC half-bridge</i>	191
Tabela A.2 - Resultados para os indutores da topologia <i>SEPIC half-bridge</i>	191
Tabela A.3 - Resultados do efeito pelicular para os indutores	192
Tabela A.4 - Resultados para os indutores L_1 e L_2 integrados.....	193

APÊNDICE B

Tabela B.1 - Especificações para o projeto da topologia <i>Flyback</i>	198
Tabela B.2 - Resultados do projeto do conversor.....	198
Tabela B.3 - Componentes do circuito de comando.....	201
Tabela B.4 - Medição da tensão de barramento	203
Tabela B.5 - Medição da potência da lâmpada.....	204

LISTA DE ABREVIATURAS

<i>ABNT</i>	Associação Brasileira de Normas Técnicas
<i>CA</i>	Corrente Alternada
<i>CC</i>	Corrente Contínua
<i>CCM</i>	Modo de Condução Contínuo (<i>Continuum Current Mode</i>)
<i>DCM</i>	Modo de Condução Descontínuo (<i>Discontinuous Conduction Mode</i>)
<i>EMI</i>	Interferência Eletromagnética (<i>Electromagnetic Interference</i>)
<i>GE</i>	General Electronics
<i>IEC</i>	Comitê Internacional de Eletrotécnica (<i>Internat. Electrot. Commission</i>)
<i>INMETRO</i>	Instituto Nacional de Metrologia, Qualidade e Tecnologia
<i>IRC</i>	Índice de Reprodução de Cores
<i>MOSFET</i>	<i>Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor</i>
<i>NBR</i>	Norma Brasileira
<i>PC</i>	Controle de Potência (<i>Power Control</i>)
<i>PFC</i>	Correção do Fator de Potência (<i>Power-Factor-Correction</i>)
<i>PI</i>	Proporcional Integral
<i>PWM</i>	Modulação por largura de pulsos (<i>Pulse-Width-Modulation</i>)
<i>SEPIC</i>	<i>Single-Ended Primary-Inductor Converter</i>
<i>THD</i>	Taxa de Distorção Harmônica (<i>Total Harmonic Distortion</i>)
<i>ZOH</i>	<i>Zero Order Hold</i>
<i>ZVS</i>	<i>Zero Voltage Switching</i>

LISTA DE SÍMBOLOS E VARIÁVEIS

a_0	Amplitude da componente harmônica fundamental
C_A	Capacitor intermediário da topologia <i>SEPIC</i>
C_O	Capacitor de saída do pré-regulador (capacitor de barramento)
C_P	Capacitor paralelo
C_Q	Capacitor equivalente
C_S	Capacitor série (desacoplamento)
D	Razão cíclica nominal
$d_1(t)$	Razão cíclica na análise de valores médios
D_A	Diodo de saída do circuito <i>SEPIC</i>
D_E	Razão cíclica efetiva
D_{HB}	Diodo auxiliar referente ao estágio de controle de potência
D_M	Razão cíclica de modulação
$\langle D_M \rangle_{MIN}$	Mínima razão cíclica de modulação
D_{PR}	Diodo auxiliar referente ao estágio de pré-regulação
f_M	Frequência de modulação
f_R	Frequência de ressonância do filtro de saída
f_{RS}	Frequência de ressonância dos elementos reativos da estrutura <i>SEPIC</i>
f_S	Frequência de comutação
G_F	Ganho de tensão do filtro ressonante
$\langle i_1(t) \rangle_{T_s}$	Corrente média de entrada da rede de interruptores, por período de comutação
$\langle i_2(t) \rangle_{T_s}$	Corrente média de saída da rede de interruptores, por período de comutação
$i_C(t)$	Corrente instantânea no capacitor de barramento

$i_F(t)$	Corrente instantânea no filtro ressonante no sistema integrado
$\langle i_G(t) \rangle_{T_s}$	Corrente média de entrada, por período de comutação
$\langle i_H(t) \rangle_{T_s}$	Corrente média aplicada a saída do pré-regulador, por período de comutação
$i_{L1}(t)$	Corrente instantânea no indutor L_1
$i_{L2}(t)$	Corrente instantânea no indutor L_2
$i_{Ls}(t)$	Corrente instantânea no filtro ressonante
I_O	Corrente média na saída do pré-regulador
$i_R(t)$	Corrente residual na topologia <i>SEPIC</i>
$i_{SH}(t)$	Corrente instantânea no interruptor compartilhado
$\langle i_{SH} \rangle_{RMS}$	Corrente eficaz no interruptor compartilhado
L_1	Indutância de entrada da topologia <i>SEPIC</i>
L_2	Indutância intermediária da topologia <i>SEPIC</i>
L_C	Indutância equivalente do pré-regulador
L_{CORE}	Indutância das bobinas da lâmpada de indução
L_{LP}	Indutância equivalente da lâmpada
L_S	Indutor série do filtro ressonante de saída
n	Ordem harmônica
$\langle p(t) \rangle_{T_s}$	Potência instantânea absorvida pela rede de interruptores
$\langle P_G \rangle$	Potência média de entrada
$P_G(t)$	Potência instantânea de entrada
P_{LP}	Potência média da lâmpada
R_e	Resistência equivalente do pré-regulador na análise de valores médios
R_G	Resistência equivalente do pré-regulador em operação descontínua
R_0	Resistência equivalente ao estágio de controle de potência

R_{LAMP}	Resistência que representa o consumo de potência ativa da lâmpada
R_{LP}	Resistência equivalente da lâmpada
S_B	Interruptor não-integrado
S_{SH}	Interruptor compartilhado
t_D	Tempo entre os sinais de comutação do circuito inversor (tempo morto)
T_M	Período de modulação
t_{TR}	Tempo transitório decorrente da modulação
T_S	Período de comutação
$\langle v_1(t) \rangle_{T_S}$	Tensão média de entrada da rede de interruptores, por período de comutação
$\langle v_2(t) \rangle_{T_S}$	Tensão média de saída da rede de interruptores, por período de comutação
$v_{AB}(t)$	Tensão instantânea aplicada ao filtro ressonante
V_F	Valor eficaz da componente fundamental aplicada ao filtro ressonante
V_G	Tensão máxima de entrada
$v_G(t)$	Tensão instantânea de entrada
V_{GE}	Tensão eficaz de entrada
$v_{LP}(t)$	Tensão instantânea aplicada à lâmpada
v_O	Tensão média de saída do pré-regulador (tensão de barramento)
V_P	Valor de pico da componente fundamental aplicada ao filtro ressonante
$V_{SH}(t)$	Tensão instantânea submetida ao interruptor compartilhado
X_{LAMP}	Reatância capacitiva da lâmpada
Z_F	Impedância total da carga ressonante
Z_I	Impedância imaginária da carga ressonante
Z_R	Impedância real da carga ressonante
ΔI_G	Ondulação máxima da corrente de entrada

ΔV	Ondulação máxima da tensão de saída do pré-regulador
Ψ	Número de comutações em um período da rede
ϕ	Ângulo da impedância do filtro ressonante
ω_R	Frequência angular da tensão de entrada

SUMÁRIO

INTRODUÇÃO	39
1 CARACTERÍSTICAS DOS SISTEMAS DE ILUMINAÇÃO POR INDUÇÃO ELETROMAGNÉTICA	41
1.1 O Fenômeno da Indução Eletromagnética	41
1.2 Lâmpadas de Indução	42
1.3 Princípio Básico de Funcionamento	45
1.4 Modelo Elétrico Equivalente	46
1.5 Reatores Eletrônicos	49
1.6 Conclusão.....	50
2 PROCESSO DE MODULAÇÃO EM BAIXA FREQUÊNCIA APLICADO NO CONTROLE DA INTENSIDADE LUMINOSA.....	51
2.1 Técnicas Convencionais de Controle da Intensidade Luminosa.....	51
2.2 Modulação de Baixa Frequência.....	53
2.3 Análise da Frequência de Modulação	55
2.4 Índice de Modulação e a Transferência de Potência.....	57
2.5 Conclusão.....	58
3 PRÉ-REGULADORES E CONTROLADORES DE POTÊNCIA E A INFLUÊNCIA DA MODULAÇÃO DE BAIXA FREQUÊNCIA	61
3.1 Pré-Reguladores do Fator de Potência	62
3.1.1 Normas e Regulamentações para o Fator de Potência.....	62
3.1.2 Métodos de Correção do Fator de Potência	64
3.1.3 Circuitos Ativos de Pré-Regulação	65
3.1.4 Fronteira da Região Descontínua.....	67
3.1.5 Pré-Regulador no Modo de Operação Descontínuo.....	68
3.2 Controle de Potência	74
3.2.1 Inversor de Tensão Modulado.....	74
3.2.2 Filtro Ressonante.....	78
3.2.3 Determinação do Capacitor Série C_S	83

3.2.4	<i>Efeito Transitório de Partida</i>	83
3.2.5	<i>Regime Permanente de Operação</i>	85
3.3	Conclusão	85
4	INTEGRAÇÃO DE INTERRUPTORES E A TOPOLOGIA RESULTANTE <i>SEPIC HALF-BRIDGE</i>	87
4.1	Metodologia de Integração de Interruptores	88
4.1.1	<i>Estágios de Potência Integrados</i>	90
4.1.2	<i>Esforço Extra no Interruptor Compartilhado</i>	94
4.2	Topologia Integrada <i>SEPIC Half-Bridge</i>	97
4.2.1	<i>Ondulação da Corrente de Entrada e o Indutor L_1</i>	98
4.2.2	<i>Capacitor Intermediário C_1</i>	102
4.2.3	<i>Análise das Etapas de Operação</i>	101
4.3	Conclusão	106
5	INTEGRAÇÃO DE MAGNÉTICOS DO ESTÁGIO DE PRÉ-REGULAÇÃO	109
5.1	Circuito Magnético e Circuito Elétrico Equivalente	109
5.1.1	<i>Modelo Elétrico Equivalente de um Indutor</i>	110
5.1.2	<i>Modelo para um Núcleo Tipo E</i>	113
5.2	Metodologia da Integração de Magnéticos	113
5.3	Conclusão	127
6	PROJETO DO REATOR ELETRÔNICO E ANÁLISE DOS RESULTADOS EXPERIMENTAIS	129
6.1	Projeto do Estágio de Pré-Regulação do Fator de Potência	129
6.2	Projeto do Estágio de Controle de Potência	133
6.3	Análise da Variação de Potência em Relação a Modulação	136
6.4	Protótipo do Reator Eletrônico	137
6.5	Listagem dos Componentes.....	137
6.6	Placa de Circuito Impresso	138
6.7	Resultados Experimentais	139
6.7.1	<i>Sinais de Comando - Drivers</i>	140
6.7.2	<i>Corrente no Diodo D_A</i>	142
6.7.3	<i>Tensão de Barramento</i>	143
6.7.4	<i>Tensão e Corrente Aplicadas ao Filtro Ressonante</i>	144

6.7.5	<i>Esforços no Interruptor Compartilhado</i>	146
6.7.6	<i>Tensão, Corrente e Potência de Entrada</i>	147
6.7.7	<i>Tensão, Corrente e Potência na Lâmpada</i>	150
6.8	Considerações Quanto às Perdas	151
6.9	Conclusão.....	152
7 SISTEMA DE RETROALIMENTAÇÃO PARA O CONTROLE DA TENSÃO DE BARRAMENTO E PARA A POTÊNCIA DE SAÍDA		153
7.1	Modelagem Matemática do Sistema Dinâmico	154
7.2	Função de Transferência do Sistema	161
7.3	Definição da Estratégia de Controle da Tensão de Barramento	162
7.4	Método de Discretização do Sistema Contínuo	165
7.5	Projeto do Compensador Discreto	167
7.6	Critério de Estabilidade.....	171
7.7	Implementação do Compensador Digital.....	172
7.8	Resultados Experimentais do Método de Controle da Tensão	173
7.9	Retroalimentação de Potência.....	175
7.10	Conclusão.....	176
CONCLUSÃO GERAL		177
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS		179
APÊNDICE A		187
A.1	Projeto para Magnéticos Não Integrados - Método $AeAw$	187
A.2	Projeto Considerando a Integração de Magnéticos.....	192
A.3	Análise do Peso/Volume dos Elementos Magnéticos.....	195
APÊNDICE B.....		197
B.1	Fonte de Alimentação	197
B.2	Circuito de Comando	200
B.3	Circuitos de Retroalimentação	202
TRABALHOS FUTUROS.....		205

INTRODUÇÃO

A busca por novas tecnologias de iluminação, associada a crescente necessidade de sistemas eficientes e confiáveis, tem direcionado o rumo das pesquisas para o uso de circuitos eletrônicos capazes de proporcionar o melhor desempenho da fonte luminosa. Atualmente, este melhor desempenho é obtido com o uso de reatores eletrônicos, operados em alta frequência, proporcionando peso e volume reduzidos quando comparados com os antigos reatores eletromagnéticos.

As pesquisas na área de iluminação resultaram na criação de diversos tipos de lâmpadas, com características e aplicações distintas. Dentre estas, destacam-se as lâmpadas fluorescentes de indução. Este tipo de tecnologia, embora apresente patentes depositadas desde a década de 60, ainda é pouco difundida comercialmente.

A principal característica das lâmpadas fluorescentes de indução está relacionada com a longa vida útil. Quando comparada com as lâmpadas convencionais, as fluorescentes de indução podem apresentar uma vida útil cerca de 10 à 13 vezes superior, associada a uma baixa depreciação do fluxo luminoso emitido. Devido a isso, este tipo de sistema é indicado para ambientes de difícil acesso, onde o custo de manutenção é demasiadamente elevado. Além disso, tornam-se também uma alternativa interessante para ambientes nos quais se necessita de uma iluminação praticamente constante.

Nas lâmpadas de indução a descarga elétrica é realizada através de efeitos eletromagnéticos. Visando reduzir o volume dos elementos indutivos associados ao tubo de descarga, a frequência de operação deste tipo de lâmpada deve ser elevada. Neste contexto, se faz necessário o desenvolvimento de circuitos eletrônicos eficientes e robustos, capazes de promover as condições necessárias de acionamento da lâmpada.

O mercado de iluminação busca cada vez mais a incorporação de reatores eletrônicos com a capacidade de variação do fluxo luminoso da lâmpada. Este fato, além de estar relacionado com a economia de energia elétrica, ainda apresenta a vantagem de promover ambientes de maior conforto visual. Neste contexto, analisam-se alguns métodos clássicos de controle do fluxo luminoso, com foco ao processo de modulação em baixa frequência. A modulação consiste em um sinal modulante inserido sobre o sinal de comutação portador. Com isso, visa-se a obtenção de uma ampla faixa de variação da potência consumida pela lâmpada e, conseqüentemente, do fluxo luminoso emitido.

Este trabalho, de modo geral, tem o objetivo de desenvolver um circuito eletrônico destinado ao acionamento de lâmpadas fluorescentes de indução com capacidade de variação luminosa. Tal circuito deverá apresentar um elevado fator de potência, além de otimizar a energia drenada da rede elétrica.

Visando a redução do número de elementos do circuito, bem como o peso e o volume associados, analisam-se os processos de integração de interruptores e integração de magnéticos. No primeiro, o objetivo é que um único interruptor seja capaz de controlar o fluxo de energia de mais de um estágio do reator. A integração de magnéticos visa que dois indutores compartilhem um mesmo núcleo, sem que isso influencie no funcionamento do circuito.

Os assuntos tratados na dissertação estão divididos em sete capítulos, seguindo a seguinte distribuição:

Capítulo 1: Este capítulo traz alguns aspectos gerais sobre as lâmpadas fluorescentes de indução, bem como o princípio básico de operação das mesmas. Além disso, apresenta-se o modelamento matemático para uma determinada lâmpada, a qual será utilizada no trabalho.

Capítulo 2: A variação da potência consumida pela lâmpada é analisada neste capítulo. Para isso, o processo de modulação de baixa frequência é explorado com mais ênfase.

Capítulo 3: As estruturas de pré-regulação do fator de potência e a de controle de potência, são discutidas neste capítulo. Além disso, abordam-se normas e regulamentações que o reator eletrônico deverá atender, bem como as necessidades de acionamento impostas pela lâmpada.

Capítulo 4: A integração de interruptores entre o estágio de pré-regulação e o estágio de controle de potência é proposta por este capítulo. Esta técnica tem o objetivo de reduzir o número de elementos ativos do reator, bem como seus respectivos circuitos de comando. Com isso, a estrutura integrada *SEPIC half-bridge* é apresentada.

Capítulo 5: Neste capítulo, analisa-se a metodologia de integração dos magnéticos presentes no estágio de pré-regulação.

Capítulo 6: O projeto da topologia proposta é discutido neste capítulo. A validação da metodologia adotada, bem como do projeto realizado, baseia-se nos resultados experimentais obtidos.

Capítulo 7: Uma metodologia de retroalimentação é analisada. O sistema compensado, irá controlar a tensão de saída do estágio de pré-regulação. Nesta situação, insere-se também uma realimentação de potência, a qual será capaz de garantir a energia entregue para a carga.

1 CARACTERÍSTICAS DOS SISTEMAS DE ILUMINAÇÃO POR INDUÇÃO ELETROMAGNÉTICA

Os atuais sistemas de iluminação possuem um elevado potencial relacionado a economia de energia, seja através da substituição de equipamentos tecnologicamente ultrapassados, ou por meio da aplicação de novas práticas de uso racional da energia elétrica.

O mercado mundial de equipamentos de iluminação vem passando nas últimas décadas por constantes transformações. Dentre elas, observam-se inúmeras evoluções na criação de novas tecnologias de lâmpadas, motivadas principalmente pelos argumentos da eficiência energética e da sustentabilidade ambiental. Todo o desenvolvimento dos componentes de iluminação está baseado na evolução das tecnologias disponíveis no momento, desde as lâmpadas incandescentes; lâmpadas de descargas até a atual iluminação de estado sólido. Esta última possui uma ampla divulgação devido a sua longa vida útil e alta eficiência luminosa (Tsao, 2004). Entretanto, outras tecnologias de fonte de luz também estão disponíveis para serem analisadas e comparadas.

Um tipo de sistema de iluminação ainda pouco difundido comercialmente, refere-se às lâmpadas fluorescentes de indução. Esta tecnologia, embora bastante antiga com patentes depositadas desde 1907 (Wharmby, 1993), só foi comercializada a partir da década de 90 com o incentivo de grandes fabricantes, tais como: Philips; GE e a Osram. Entretanto, este sistema de iluminação não ganhou destaque devido à baixa tecnologia de semicondutores da época, a qual não era compatível com altas frequências; além da falta de materiais magnéticos eficientes para este tipo de acionamento.

Diante de tal cenário, este capítulo propõe a exploração das características físicas, elétricas e luminosas relacionadas às lâmpadas fluorescentes de indução. Além disso, apresenta-se um modelo elétrico capaz de descrever o comportamento estático da lâmpada, o qual considera o comportamento reativo da mesma.

1.1 O Fenômeno da Indução Eletromagnética

Os fenômenos da eletricidade e do magnetismo têm origem em um comportamento da matéria elementar, conhecido como carga elétrica. Esta carga elétrica é uma propriedade física fundamental, a qual é responsável por determinar as interações eletromagnéticas (Yung and Freedman, 2008). Uma propriedade relevante deste tipo de interação é a indução

eletromagnética, estudada primeiramente pelo americano Joseph Henry, em 1830, e pelo inglês Michael Faraday, em 1831.

A indução eletromagnética é um fenômeno físico que acontece quando uma corrente e/ou uma tensão elétrica é induzida num condutor, estando este imerso em um campo magnético variável. A descoberta da indução parte do princípio apresentado pelo dinamarquês Hans Oersted que, anteriormente em 1819, havia provado que qualquer condutor percorrido por uma corrente elétrica $i(t)$ produz linhas de fluxo magnético (John and Serway, 2010), representadas conforme a Figura 1.1.

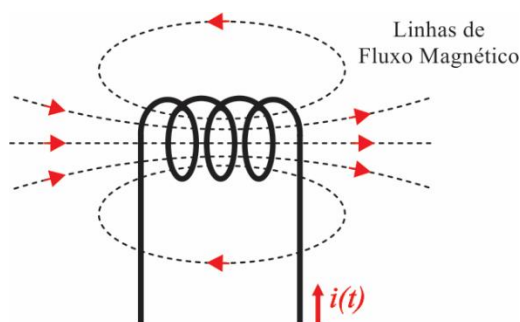


Figura 1.1 - Linhas de fluxo magnético geradas pela circulação de uma corrente elétrica.

A união entre os princípios de Oersted e de Faraday é aplicada, por exemplo, no funcionamento de geradores; transformadores e motores. Entretanto, estes fenômenos eletromagnéticos podem ser estendidos a aplicações na área de iluminação, com o surgimento das lâmpadas fluorescentes de indução.

1.2 Lâmpadas Fluorescentes de Indução

As lâmpadas de indução recebem este nome devido a geração de luz a partir de uma corrente induzida por um campo eletromagnético. Devido a este tipo de acionamento, estas fontes luminosas dispensam a utilização de eletrodos e filamentos.

Nas lâmpadas de descarga convencionais, os filamentos são responsáveis por facilitar a emissão termiônica de elétrons através da mistura gasosa no interior do bulbo da lâmpada (Seidel and Polonskii, 2008). Entretanto, os filamentos são considerados os principais limitantes na operação das lâmpadas fluorescentes convencionais, tanto em relação à vida útil, quanto à potência máxima da mesma. Este fato deve-se, principalmente, à evaporação do revestimento emissivo do elemento (da Silva, 2012). Neste contexto, devido as lâmpadas

fluorescentes de indução não possuem eletrodos, estas apresentam uma longa durabilidade, podendo variar entre 80.000 e 100.000 horas de funcionamento (Osram Sylvania, 2011). A Figura 1.2 apresenta uma comparação de vida útil entre as lâmpadas fluorescentes de indução e algumas fontes de luz comerciais.

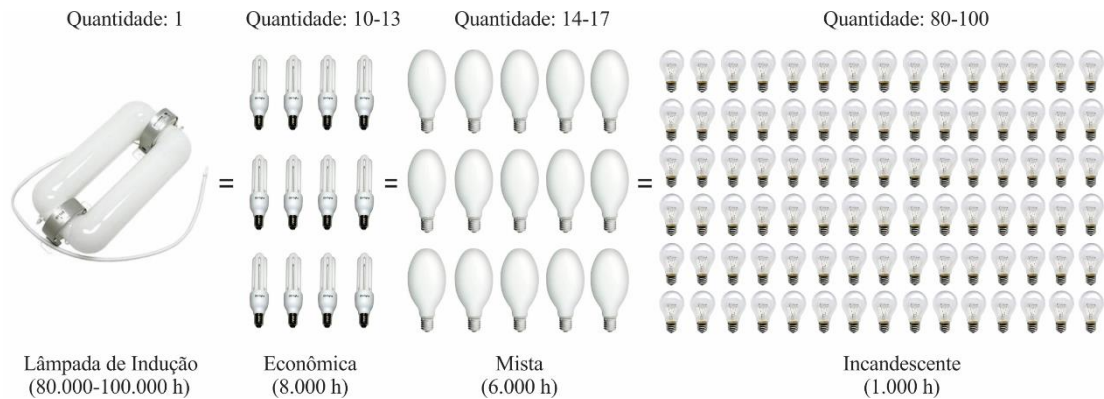


Figura 1.2 - Comparativo da vida útil entre lâmpadas de indução e demais fontes de luz (Puma, 2014).

Além da longa vida útil, as lâmpadas fluorescentes de indução estão associadas a uma alta eficiência luminosa ($> 90 \text{ lm/W}$) (Osram Endura, 2006), o que representa um importante fator relacionado à eficiência energética. Devido a tais características, este tipo de sistema de iluminação é empregado em ambientes de difícil acesso, onde o custo de substituição é elevado, ou ainda em ambientes que necessitam de uma iluminação praticamente constante. A Tabela 1.1 mostra um comparativo entre as lâmpadas fluorescentes de indução e algumas lâmpadas convencionais. Nesta análise são avaliados: eficiência luminosa; vida útil; IRC (Índice de Reprodução de Cores); temperatura de cor e tempo de partida.

Tabela 1.1 - Comparativo entre diferentes tipos de lâmpadas (Adaptado de Puma, 2014)

Tipo de lâmpada	Eficiência luminosa (lm/W)	Vida útil (mil horas)	IRC*	Temperatura de cor (K)	Tempo de partida
Incandescente	15	1 - 1.5	100	2.800	Imediato
Fluorescente de indução	90	80 - 100	>80	2.700 a 6.800	Imediato
Fluorescente tubular T5 HO	105	36	>80	3.000 a 6.500	Imediato
Vapor de sódio	120	32	23	1.950 a 2.500	5-10 min.
Vapor metálico	75-95	14	65 - 92	3.000 a 5.600	5-10 min.
LED (<i>Light Emitting Diode</i>)	120	50 - 60	70 - 80	4.500 a 9.500	Imediato

*IRC: Índice de Reprodução de Cores.

Apesar dos fatores positivos, a utilização efetiva das lâmpadas fluorescentes de indução ainda é em baixa escala. Entretanto, existem ambientes tanto externos quanto internos, onde este sistema de iluminação é adotado. Na cidade de São Paulo, por exemplo, a empresa *AES Eletropaulo* em conjunto com a prefeitura municipal investiram cerca de R\$ 1.87 milhão em um projeto de eficiência energética no túnel Jânio Quadros, de 1.9 km de extensão, aplicando lâmpadas fluorescentes de indução (Procel Info, 2008). A Figura 1.3 apresenta o túnel com o sistema antigo de iluminação, baseada em lâmpadas vapor de sódio, em comparação com o sistema novo, aplicando lâmpadas fluorescentes de indução. Nesta situação, pode-se observar a diferença entre as temperaturas de cor das fontes luminosas.



Sistema antigo



Sistema novo

Figura 1.3 - Túnel Jânio Quadros na cidade de São Paulo – SP (Procel Info, 2008).

A ausência de eletrodos além de proporcionar uma elevada vida útil, possibilita também a operação das lâmpadas de indução em uma elevada faixa de temperaturas. Esta, de maneira geral, pode variar entre $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$ e $50\text{ }^{\circ}\text{C}$, sem comprometer o fluxo luminoso emitido (Osram Endura, 2006). Além disso, esta tecnologia de lâmpadas torna-se propícia para ambientes de constante movimentação mecânica (trepidação), onde as tradicionais lâmpadas com eletrodos normalmente apresentam desgaste prematuro.

Outro fator relevante se refere ao contexto ambiental. Considerando as lâmpadas de indução do tipo fluorescente, por exemplo, o mercúrio no interior do tubo de descarga se mantém em estado sólido quando a lâmpada está desligada, diferentemente das lâmpadas tradicionais, onde o mercúrio encontra-se sempre no estado gasoso. Este importante fator contribui para evitar possíveis contaminações durante um descarte incorreto, ou até mesmo na quebra acidental do bulbo. Além disso, o processo de reciclagem das lâmpadas de indução é mais simples, demandando menos energia (Light of the Rockies, 2008).

Não somente o conhecimento do quesito ambiental; luminotécnico e as possíveis aplicações da iluminação por indução, se faz importante também a análise básica das características construtivas e do princípio de funcionamento destas, os quais são baseados nos fenômenos eletromagnéticos discutidos anteriormente.

1.3 Princípio Básico de Funcionamento

As lâmpadas fluorescentes de indução são constituídas por uma ou um conjunto de bobinas eletromagnéticas associadas ao tubo de descarga. Estas bobinas são analisadas como sendo o primário de um transformador, onde o enrolamento secundário é representado pela mistura gasosa no interior da lâmpada (Statnic and Tanach, 2006).

A partir da representação por meio de um transformador, analisa-se que a excitação do mercúrio (*Hg*) e dos gases nobres do interior do tubo de descarga se faz através de um campo magnético gerado nas bobinas. Em lâmpadas fluorescentes de indução, assim como nas lâmpadas fluorescentes tradicionais, o tubo de descarga é revestido por um material a base de fósforo, o qual é responsável por transformar a radiação ultravioleta (≈ 100 a 400 nm) para um comprimento de onda na região do espectro visível (≈ 380 a 780 nm). A Figura 1.4 ilustra o princípio básico de funcionamento de uma lâmpada fluorescente de indução com um par de bobinas externas.

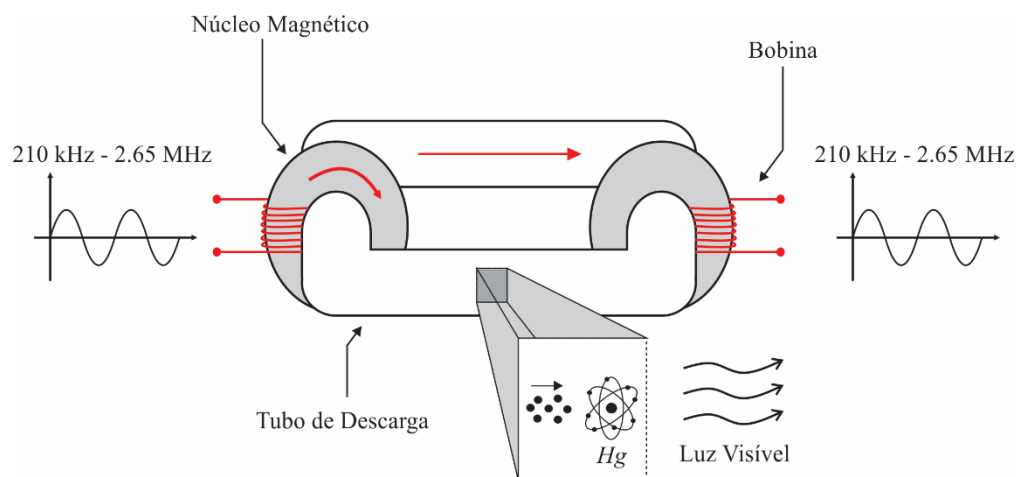


Figura 1.4 - Princípio de funcionamento das lâmpadas de indução.

Existem atualmente uma ampla variedade de lâmpadas de indução. Comercialmente, tais lâmpadas são projetadas para operações entre 210 kHz a 2.65 MHz (Nerone, 1997), (Godyak, 2002). A elevada frequência de funcionamento visa a redução do tamanho físico dos

elementos magnéticos. Esta frequência é determinada pelo fabricante, de tal forma a proporcionar o melhor desempenho luminoso. A Figura 1.5 apresenta alguns modelos comerciais de lâmpadas de indução do tipo fluorescente, de diferentes empresas e diferentes frequências de operação.



Endura – Osram, Bobina externa em 250 kHz



QL – Philips, Bobina interna em 2.65 MHz



Genura – GE, Bobina interna em 2.5 MHz

Figura 1.5 - Modelos comerciais de lâmpadas fluorescentes de indução.

Devido aos elevados níveis da frequência de acionamento, o desenvolvimento de um sistema eletrônico capaz de realizar o acionamento correto e eficiente das lâmpadas de indução se torna um desafio. Entretanto, para tal desenvolvimento do sistema eletrônico deve-se ter o conhecimento prévio do comportamento elétrico da fonte luminosa. Neste contexto, se faz necessário a construção de um modelo elétrico equivalente, o qual deve ser capaz de descrever matematicamente e qualitativamente a resposta estática da lâmpada.

1.4 Modelo Elétrico Equivalente

Dentre os diferentes modelos comerciais de lâmpadas de indução, cada uma destas apresenta características específicas, bem como peculiaridades construtivas e elétricas. Em virtude disto, um modelo elétrico deve ser descrito para cada lâmpada, em particular. Neste trabalho, opta-se pela utilização da lâmpada fluorescente de indução modelo Endura 100 W/250 kHz, produzida e comercializada pela Osram. O desenvolvimento do modelo elétrico deste tipo de lâmpada é analisado a partir da potência ativa P_{LP} fornecida à mesma.

As lâmpadas fluorescentes, de maneira geral, apresentam um conjunto de características estáticas e dinâmicas. Os atuais modelos representam o comportamento em regime permanente da lâmpada, sem considerar o comportamento transitório. Além de um comportamento resistivo, comum em lâmpadas fluorescentes convencionais, as de indução apresentam também uma característica indutiva associada. Esta característica, proveniente do acoplamento

eletromagnéticas das bobinas, deve ser considerada no modelo elétrico equivalente (da Silva, 2012).

Outro fator relevante está relacionado ao coeficiente de acoplamento entre as bobinas e a descarga elétrica. Este acoplamento é diferente para cada modelo de lâmpada de indução. Por exemplo, enquanto o acoplamento para lâmpadas de bobina interna apresenta uma elevada variação em relação a potência, as lâmpadas de bobina externa possuem um acoplamento praticamente constante e unitário (Statnic and Tanach, 2006). Estas características estão diretamente relacionadas com os aspectos construtivos de cada modelo.

A lâmpada fluorescente de indução considerada neste trabalho apresenta duas bobinas externas (L_{CORE}), conectadas em paralelo entre si. Este tipo de configuração pode ser representada a partir de um circuito elétrico equivalente, de acordo com a Figura 1.6. A resistência R_{LAMP} representa o consumo de potência ativa do plasma, assim como a impedância X_{LAMP} equivale à reatância da mesma.

Neste modelo, os parâmetros ativos e reativos da lâmpada são analisados referidos ao primário do transformador. Desta forma, considerando que a fonte luminosa como um todo apresenta características indutivas, pode-se expressar a resposta estática da lâmpada pelos elementos paralelos L_{LP} e R_{LP} .

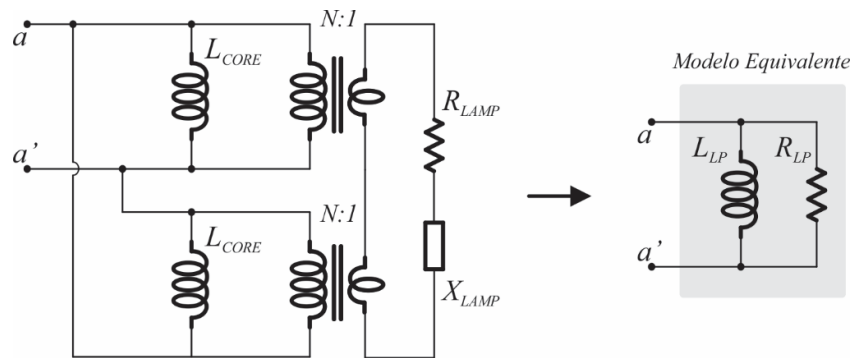


Figura 1.6 - Representação do modelo elétrico equivalente da lâmpada em análise.

A origem detalhada do modelo elétrico pode ser analisada em (Chagas et al., 2011), onde o mesmo é baseado em um conjunto de levantamentos experimentais. A partir destes dados, pode-se representar matematicamente o comportamento dos parâmetros L_{LP} e R_{LP} da lâmpada em função da potência ativa P_{LP} consumida, conforme (1.1) e (1.2).

$$R_{LP}(P_{LP}) = y_1 e^{-\frac{P_{LP}}{P_1}} + y_2 e^{-\frac{P_{LP}}{P_2}} \quad (1.1)$$

$$L_{LP}(P_{LP}) = x_3 P_{LP}^3 + x_2 P_{LP}^2 + x_1 P_{LP} + x_0 \quad (1.2)$$

Sendo:

$$\begin{aligned} y_1 &= 2.497\Omega & x_3 &= 0.0020\mu H / W^3 \\ y_2 &= 43.22\Omega & x_2 &= 0.3288\mu H / W^2 \\ p_1 &= 52.63W & x_1 &= -18.970\mu H / W \\ p_2 &= 7.41W & x_0 &= 1330.2\mu H \end{aligned}$$

Alguns fatores podem influenciar as características elétricas equivalente deste tipo de lâmpada, dentre eles: a condutividade do plasma; as características elétricas do núcleo; a indutância mútua; a temperatura da mistura gasosa e o coeficiente de acoplamento da lâmpada (Statnic and Tanach, 2006). Como algumas destas características variam com a potência, se faz necessário que os parâmetros do modelo também sejam variáveis. A Figura 1.7 apresenta o comportamento gráfico da indutância e da resistência equivalente da lâmpada em função da variação de potência. Nesta representação, observa-se que no ponto nominal se tem uma indutância equivalente de 730 μH e uma resistência equivalente na ordem de 410 Ω .

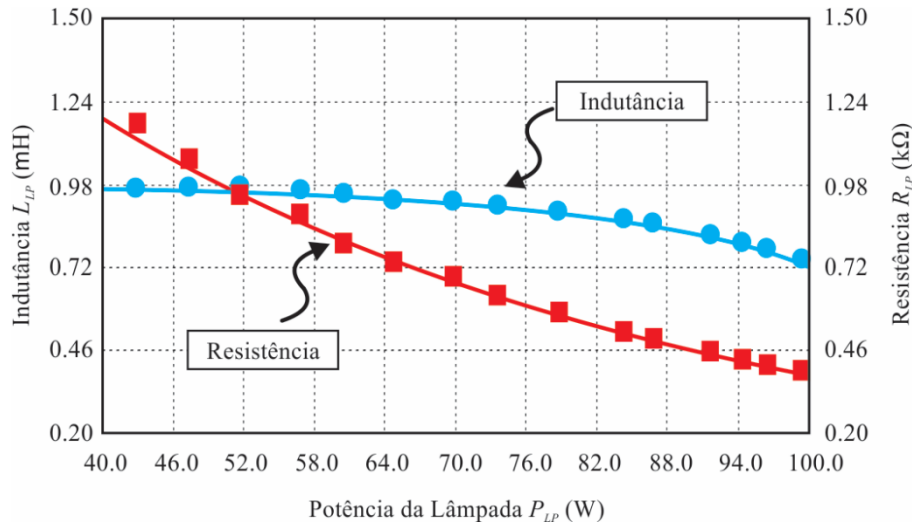


Figura 1.7 - Indutância e resistência equivalente para lâmpada em análise (Chagas et al., 2011).

As lâmpadas fluorescentes de indução, assim como as lâmpadas fluorescentes convencionais, apresentam a característica de impedância incremental negativa. Isto representa que um acréscimo da corrente circulante pela lâmpada, implica no decréscimo da tensão do arco de descarga. Tal decréscimo de tensão demanda um novo aumento da corrente, resultando

em um sistema instável. Neste contexto, encaixa-se a necessidade de um sistema eletrônico limitador da corrente de descarga, os chamados reatores eletrônicos.

1.5 Reatores Eletrônicos

Os reatores eletrônicos comumente funcionam em frequências na faixa de 30 kHz a 50 kHz. Nestas condições não apresentam ruído audível e nem cintilamento no fluxo luminoso emitido, além de serem mais compactos e eficientes quando comparados com os antigos reatores eletromagnéticos (Seidel, 2004). Entretanto, nas aplicações de iluminação por indução há necessidade de que ao menos um dos estágios esteja em elevada frequência, condizente com o modelo e as características da lâmpada.

Os sistemas eletrônicos de acionamento de lâmpadas são constituídos por um conjunto de estágios de potência e controle que, quando operando de forma conjunta, são capazes de proporcionar as condições adequadas para o funcionamento satisfatório da fonte luminosa. Com o objetivo de realizar o acionamento da lâmpada e garantir a alta qualidade da energia drenada da rede elétrica, geralmente são utilizados os seguintes estágios, distribuídos na sequência:

- Estágio 1: Filtro para interferência eletromagnética;
- Estágio 2: Retificação;
- Estágio 3: Pré-regulador do fator de potência;
- Estágio 4: Inversor de tensão;
- Estágio 5: Filtro ressonante;
- Estágio 6: Lâmpada.

O emprego deste conjunto de estágios, representados com detalhes na Figura 1.8, acarreta em uma maior complexidade do sistema eletrônico quando em comparação com os reatores eletromagnéticos. Esta complexidade, devido às necessidades de operação em alta frequência das lâmpadas de indução, pode representar perdas de rendimento durante o processo. Logo, o desenvolvimento de sistemas que visem a utilização correta e eficiente da energia ainda representa uma área de grande interesse, a qual será foco deste trabalho.

Nos próximos capítulos serão apresentados um conjunto de análises teóricas e matemáticas para o projeto dos estágios de potência e de controle de um reator eletrônico, o qual é destinado ao acionamento de uma lâmpada fluorescente de indução.

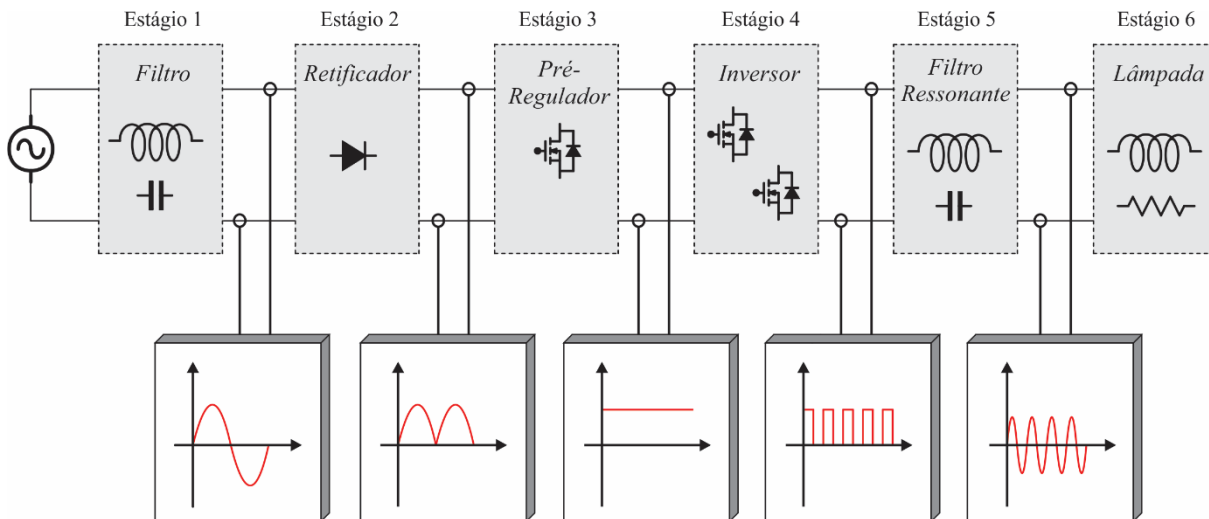


Figura 1.8 - Estágios de operação de reatores eletrônicos para lâmpadas fluorescentes.

1.6 Conclusões

As lâmpadas fluorescentes de indução são caracterizadas pela excitação da mistura gasosa a partir de efeitos eletromagnéticos, dispensando assim a utilização de eletrodos e filamentos. A longa durabilidade deste tipo de sistema de iluminação faz com que estas lâmpadas sejam destinadas à ambientes de difícil acesso, ou que necessitem de uma iluminação praticamente constante.

Visando a obtenção de um circuito capaz de proporcionar as condições necessárias para o acionamento das lâmpadas de indução, faz-se necessário um modelo elétrico capaz de descrever o comportamento das mesmas. Com isso, apresentou-se o modelamento aplicado à lâmpada fluorescente de indução Endura 100 W/ 250 kHz. Esta lâmpada, comercializada atualmente pela empresa Osram, será utilizada neste trabalho. No modelo apresentado, consideraram-se os parâmetros tanto resistivo quanto reativo da lâmpada, os quais foram aproximados por regressões exponenciais e polinomiais. Com isso, tem-se um sistema matematicamente tratável.

A atual alimentação das lâmpadas fluorescentes, de maneira geral, é realizada através do uso de reatores eletrônicos. Estes sistemas, menores e mais eficientes do que os reatores eletromagnéticos, são constituídos por um conjunto de estágios. Tais estágios, devido a elevada frequência de operação, podem apresentar perdas de energia significativas. Neste contexto, propõem-se o projeto e desenvolvimento de um sistema adequado e eficiente, capaz de garantir as condições ideais de acionamento da lâmpada de indução em análise.

2 PROCESSO DE MODULAÇÃO EM BAIXA FREQUÊNCIA APLICADO NO CONTROLE DA INTENSIDADE LUMINOSA

A iluminação artificial é responsável por uma grande parcela do consumo de energia elétrica no país, totalizando cerca de 17% de toda energia consumida, segundo o Ministério das Minas e Energia (MME, 2013). Neste contexto, torna-se essencial a busca por sistemas de iluminação eficientes e adequados a cada ambiente, a fim de reduzir o impacto energético que estes representam.

Uma constante demanda em sistemas eletrônicos de iluminação, refere-se à capacidade de controle da intensidade luminosa. Esta intensidade está diretamente relacionada com a potência elétrica consumida pela fonte de luz (Bedin, 2008). Desta forma, de maneira geral, um controle de luminosidade deve apresentar a possibilidade de uma ampla faixa de variação de potência, sem comprometer o funcionamento do sistema de acionamento da lâmpada. Do ponto de vista do usuário, estes sistemas devem proporcionar o conforto visual em diferentes ambientes, bem como a redução do consumo de energia elétrica.

A variação da intensidade luminosa de lâmpadas de descarga é normalmente realizada através da aplicação de diferentes técnicas, cada uma com características específicas. Contudo, estes sistemas são mais caros, quando comparados com os mesmos circuitos sem controle, além de serem mais susceptíveis a ocorrência de falhas.

Os sistemas de controle luminoso para lâmpadas de descarga podem alcançar uma faixa de variação da potência entre, aproximadamente, 50 e 60% em relação ao valor nominal (Khater and Hendawy, 1999), (Lam and Jain, 2010), o que faz este tipo de capacidade ser cada vez mais introduzida em âmbito comercial.

Neste capítulo são apresentados alguns métodos de controle da intensidade luminosa de lâmpadas fluorescentes, com foco no processo de modulação de baixa frequência. Este processo, pouco difundido na literatura, pode representar uma alternativa robusta e eficiente em sistemas de iluminação.

2.1 Técnicas Convencionais de Controle da Intensidade Luminosa

Na literatura técnica são encontrados um conjunto de técnicas consolidadas para variação da intensidade luminosa de lâmpadas de descarga, dentre elas citam-se:

- Através da variação da razão cíclica do inversor (Qian et al., 1999);
- Variação da frequência natural da carga ressonante (Chen et al., 2005);
- Através da variação da frequência de comutação (Wakabayashi and Canesin, 2005);
- Variação da tensão de barramento aplicada ao inversor (Hui et al., 2001).

Cada uma destas técnicas apresenta características distintas, as quais podem definir o melhor ambiente ou o tipo de lâmpada a ser utilizada. O controle da intensidade luminosa por meio da variação da razão cíclica do estágio inversor não é empregado em escala industrial; visto que apresenta problemas relacionados com o fator de crista em lâmpadas com filamentos, além de possuir elevadas perdas de comutação quando em potências reduzidas. Neste ponto de operação, a razão cíclica é pequena e a comutação dos interruptores passa a ser dissipativa, ocasionando a redução do rendimento da estrutura global e aumentando os requisitos de dissipação térmica (Bedin, 2008).

Outro método clássico de controle de luminosidade aplicado às lâmpadas fluorescentes, refere-se à variação dos parâmetros do filtro ressonante, estrutura a qual é responsável por garantir a ignição da lâmpada e limitar a corrente da mesma. De maneira simplificada, este método equivale a modificar os parâmetros capacitivos e/ou indutivos do filtro, proporcionando a alteração da potência consumida pela lâmpada. Este método apresenta frequência e razão cíclica fixas do inversor, sendo considerada uma vantagem no projeto dos elementos magnéticos. Entretanto, a variação da impedância da carga ressonante exige uma malha de controle complexa, podendo resultar em um projeto de custo elevado.

O método de variação da intensidade luminosa através da modificação da frequência do estágio inversor, corresponde ao atual processo mais adotado comercialmente. Esta frequência sofre uma variação na proporção direta da variação de energia entregue à lâmpada. Entretanto, neste método o projeto dos elementos magnéticos torna-se menos eficiente (Bedin, 2008).

Em algumas topologias o estágio pré-regulador, o qual é alocado antes do estágio inversor, além de corrigir o fator de potência da estrutura pode, através de uma malha de controle adequada, proporcionar uma tensão de barramento contínua com valor médio regulável. Desta maneira, o reator eletrônico tem a capacidade de executar a operação de variação da potência entregue à lâmpada, sem que haja a necessidade de um circuito de controle extra ao estágio inversor (Moo et al., 1999). Nesta situação, a frequência de operação do sistema também, normalmente, é fixa.

Algumas variações topológicas, além de novas estratégias de controle, são propostas na literatura para melhorar o desempenho dos circuitos de controle luminoso, ou simplesmente

para incorporar aos reatores eletrônicos outras funções como, por exemplo, o estágio de pré-aquecimento e circuitos de proteção (Wu et al., 1999), (Ho et al., 2001), (Wakabayashi and Canesin, 2005). Destaca-se ainda, a disponibilidade no mercado de circuitos integrados dedicados. Estes componentes, além da função de comandar os interruptores do estágio inversor, apresentam recursos de controle sofisticados como, por exemplo, o pré-aquecimento programável; o controle de luminosidade através do sensoriamento da defasagem angular, além de proteções para sobrecorrente e falha durante a ignição (Wakabayashi and Canesin, 2004).

Os sistemas de controle da intensidade luminosa, de maneira geral, representam uma elevação nos custos de implementação. Entretanto, tais custos podem ser amenizados no decorrer do tempo com a economia de energia proporcionada. Além disso, existem estudos comprovados indicando que um ambiente com luminosidade controlada pode aumentar o nível de produtividade e proatividade das pessoas envolvidas. Um exemplo deste estudo é o edifício comercial *Lockheed-Martin's Building* na cidade de Sunnyvale, Califórnia. No caso em questão, os custos para se ter um sistema de iluminação com intensidade controlada no interior do edifício, foram completamente amortizados pelo aumento da produtividade dos funcionários após um único ano da implantação do sistema (Lighting-Controls, 2010), elucidando assim a importância do controle de intensidade luminosa.

Baseado no contexto analisado até o momento, nota-se que o processo de controle da intensidade luminosa em lâmpadas de descarga é interessante e, a curto ou médio prazo, viável financeiramente. Contudo, além das técnicas de controle apresentadas anteriormente, existe um outro método ainda pouco difundido na literatura específica. Tratado como modulação de baixa frequência, este método é capaz de proporcionar a variação de potência consumida pela fonte luminosa a partir da aplicação de um sinal modulante ao estágio inversor, ou modificações deste. Desta forma, se tem uma ampla faixa de variação da luminosidade e garante-se as condições necessárias para o funcionamento satisfatório da lâmpada. Este método de modulação será elucidado com maior ênfase neste capítulo.

2.2 Modulação de Baixa Frequência

Um sinal de modulação por largura de pulso, conhecida pela sigla inglesa *PWM* (*Pulse Width Modulation*), está relacionada com a variação da razão cíclica de uma onda retangular de tal forma a controlar, por exemplo, a energia entregue à uma determinada carga. Esta característica de transferência de energia é o princípio básico do processo de modulação de baixa frequência.

O método de modulação consiste em inserir um sinal de baixa frequência, chamado de sinal modulante, sobre o sinal de comando principal, ou portador. O sinal modulante apresenta razão cíclica variável, a qual é capaz de determinar a taxa de transferência de energia envolvida no processo. Este método, exemplificado na Figura 2.1, irá modificar as formas de onda da tensão e da corrente processadas pela lâmpada, de tal forma a alterar a potência média consumida pela mesma.

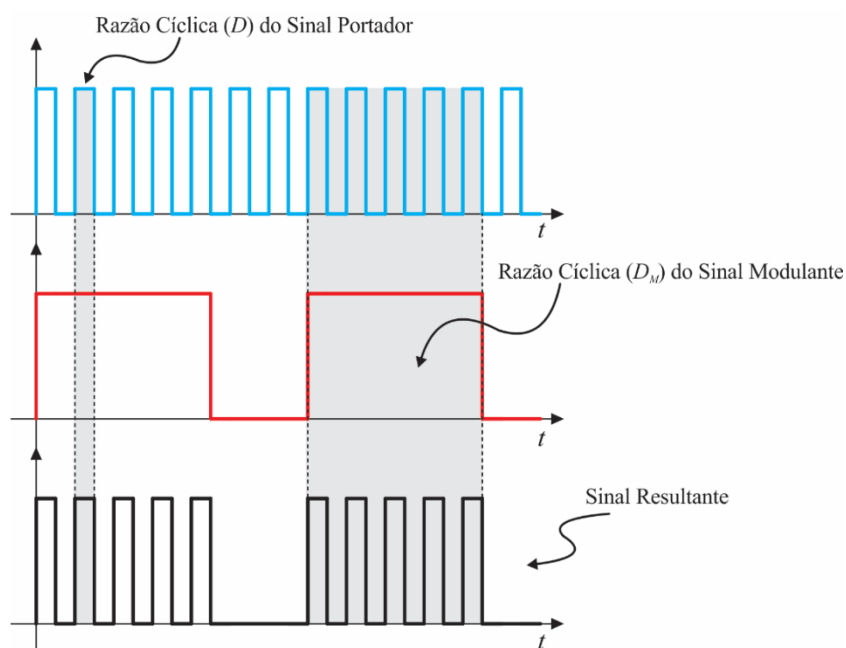


Figura 2.1 - Princípio da modulação de baixa frequência.

A aplicação deste método em um circuito eletrônico se dá diretamente nos sinais de controle dos interruptores ativos. De maneira simplificada, a técnica de modulação em baixa frequência irá “desligar” o reator eletrônico em um pequeno espaço de tempo, definido pela razão cíclica do sinal modulante D_M , e “ligar” novamente. O tempo relativo entre desligar/ligar é na ordem de microssegundo, de tal forma que a transferência média de potência entre a entrada do circuito e a saída seja reduzida.

As lâmpadas de descarga, de maneira geral, apresentam uma inércia quanto a variação luminosa. Desta forma, o tempo em que o reator eletrônico fica desligado durante o processo de modulação deverá ainda garantir que a lâmpada mantenha o arco de descarga estabelecido. Esta condição está associada à escolha da frequência do sinal modulante, bem como à razão cíclica do mesmo. A partir deste ponto, a razão cíclica modulante será tratada pelo termo “índice de modulação”, sendo expressa em um valor percentual do período de modulação T_M .

Conforme discutido no capítulo anterior, o processo de acionamento de lâmpadas fluorescentes baseia-se em um conjunto de etapas eletrônicas, cada uma com funcionalidade distinta. A Figura 2.2 apresenta um circuito simplificado de acionamento para a lâmpada fluorescente de indução, onde neste é inserido um processo de modulação de baixa frequência. Nesta situação, exemplificada para um índice de modulação $D_M = 80\%$, observa-se o comportamento da tensão teórica aplicada à impedância da lâmpada.

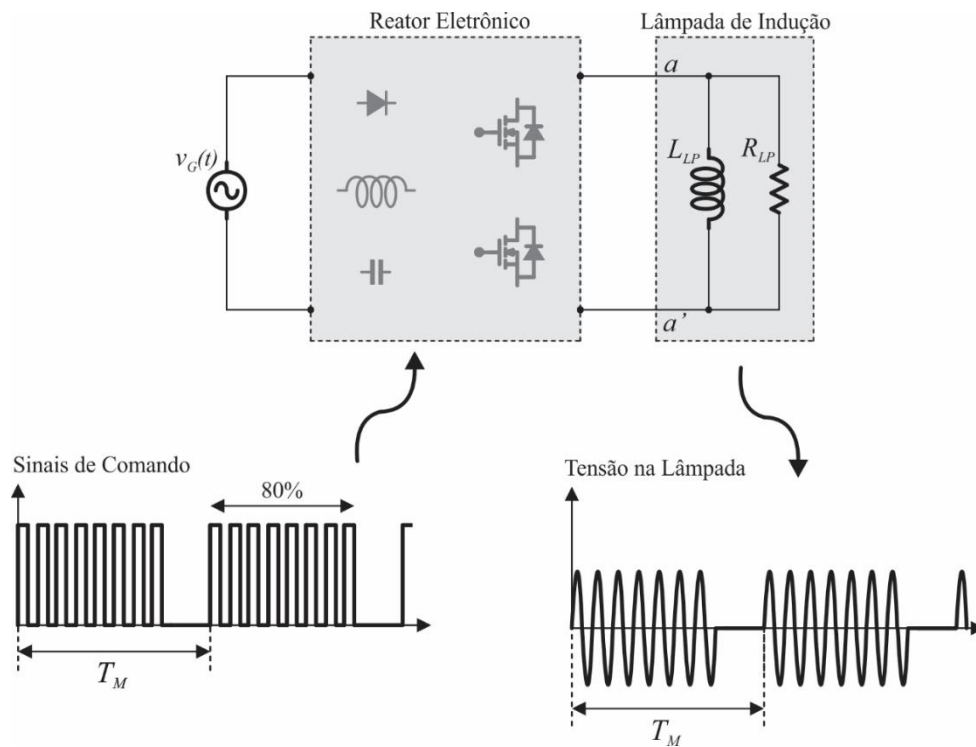


Figura 2.2 - Estrutura básica do reator eletrônico com a aplicação do sinal modulante de baixa frequência.

A modulação resultante na tensão aplicada à lâmpada e, conseqüentemente, na corrente da mesma, ocasionará uma redução no valor médio da potência, a qual passa a ser analisado dentro do período modulante T_M . Do ponto de vista luminotécnico, a lâmpada submetida a esta modulação tem sua intensidade luminosa reduzida. Em ordem de grandeza, quanto menor for o índice de modulação aplicado, menor será a potência processada pelo reator e menor a luminosidade emitida pela lâmpada.

2.3 Análise da Frequência de Modulação

A frequência de modulação aplicada ao controle de intensidade luminosa está relacionada com a faixa de variação da potência processada no circuito. Conforme já

comentado, durante a aplicação da modulação é cessada a transferência de energia da fonte de alimentação para a lâmpada. Esta, não apresenta o desligamento completo devido à inércia do material gasoso presente no interior do tubo de descarga. Entretanto, apesar do arco de descarga não ser interrompido, a lâmpada irá ainda demonstrar uma resposta transitória no tempo t_{TR} após cada período modulante, conforme apresentado na Figura 2.3.

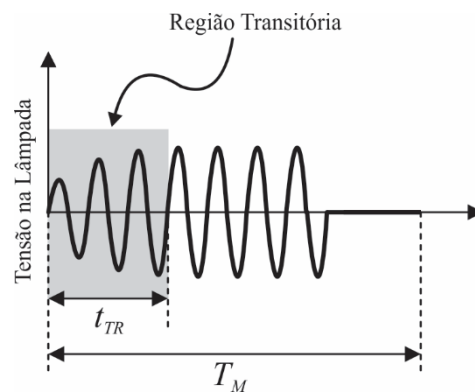


Figura 2.3 - Comportamento transitório real da tensão modulada aplicada à lâmpada.

A determinação da frequência de modulação é realizada por meio da escolha do período T_M , o qual deve ser maior do que o tempo transitório t_{TR} , de tal forma a satisfazer a inequação (2.1).

$$f_M < \frac{1}{t_{TR}} \quad (2.1)$$

Caso (2.1) não seja atendida, a lâmpada pode extinguir o arco de descarga durante o processo de modulação, cessando a emissão de luz. O tempo transitório t_{TR} além de determinar a frequência do sinal modulante, também define o mínimo índice de modulação aplicado ao processo, segundo (2.2).

$$D_M > f_M t_{TR} \quad (2.2)$$

A partir de análises experimentais preliminares sobre o comportamento da lâmpada fluorescente de indução, considera-se que a mesma apresenta um tempo transitório na ordem de $12 \mu\text{s}$. Cabe salientar que este tempo pode variar de acordo com o modelo da lâmpada de indução considerada. A Figura 2.4 apresenta a resposta do índice de modulação mínimo em função da frequência de operação do sinal modulante e do tempo da resposta transitória.

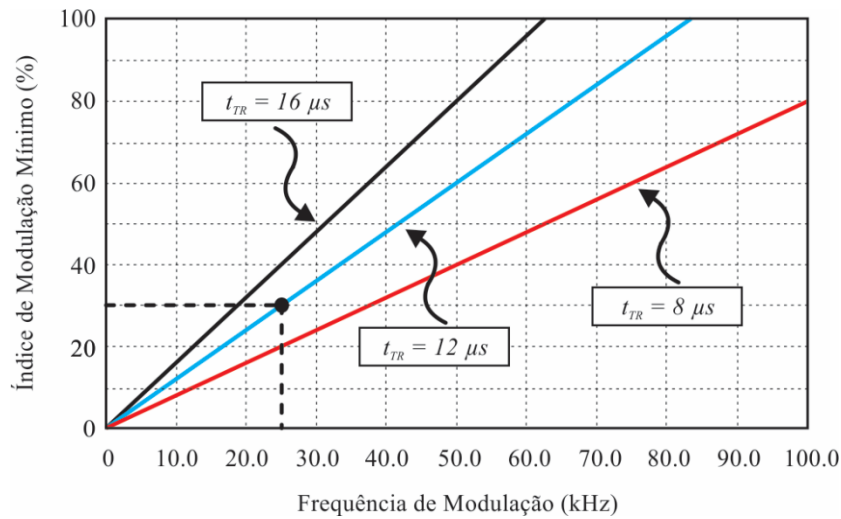


Figura 2.4 - Índice de modulação mínimo em função da frequência modulante.

De maneira geral, a frequência de modulação pode ser determinada visando proporcionar uma variação satisfatória da intensidade luminosa da lâmpada. Esta variação está relacionada à escolha do índice de modulação mínimo, ou seja, quanto menor for o índice de modulação, menor será a potência média consumida pela fonte de luz.

Entretanto, deve-se evitar a faixa audível de frequências, a qual enquadra-se entre 20 Hz e 20 kHz, aproximadamente (Abdala, 2013). Neste contexto, para este trabalho optou-se por uma frequência de modulação de 25 kHz, o que corresponde a um índice mínimo de modulação na ordem de 30%.

2.4 Índice de Modulação e a Transferência de Potência

A técnica de variação da intensidade luminosa analisada, caracteriza-se pela presença de um sinal modulante de baixa frequência em relação a uma frequência fundamental. Este sinal, o qual apresenta razão cíclica variável, tem influência direta na transferência de potência associada ao circuito.

Nos reatores eletrônicos, na grande maioria, o fluxo de potência é controlado através da razão cíclica de operação de um dos estágios (da Silva, 2012), (Almeida, 2012), (Luz, 2013). Entretanto, a influência do índice de modulação D_M se dá de forma direta neste fluxo.

Considerando conversores estáticos operando como uma fonte de potência, os quais serão elucidados no capítulo subsequente, a transferência de potência pode ser expressa através

de uma razão cíclica efetiva D_E , correspondendo à associação entre os ciclos de trabalho portador (D) e modulante (D_M), de acordo com (2.3).

$$D_E = \sqrt{D^2 D_M} \quad (2.3)$$

A Figura 2.5 apresenta o comportamento gráfico da razão cíclica efetiva em relação a variação do índice de modulação. Conforme pode ser observado, quanto menor for o índice de modulação, menor será a razão cíclica efetiva associada ao circuito. Tal redução da razão cíclica efetiva representará uma redução proporcional na potência processada pelo circuito. Estas análises matemáticas serão fundamentais no decorrer do projeto do estágio de pré-regulação e do estágio de controle de potência, discutidos no próximo capítulo.

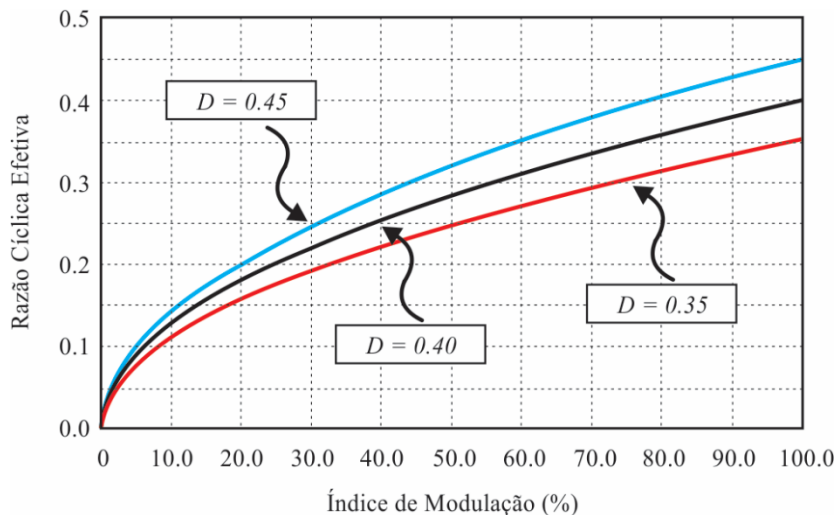


Figura 2.5 - Razão cíclica efetiva em relação a variação do índice de modulação.

2.5 Conclusão

Existe um conjunto de métodos capazes de modificar a potência consumida pelas lâmpadas de descarga. Tais métodos possuem características e peculiaridades distintas entre si. Um processo de variação da intensidade luminosa ainda pouco difundido na literatura específica, refere-se à técnica de modulação de baixa frequência.

Esta técnica, além de proporcionar a variação de potência fornecida à lâmpada, é capaz de garantir a operação satisfatória da mesma. A partir de análises do comportamento da lâmpada fluorescente em destaque, pôde-se adotar um procedimento de determinação da frequência modulante, bem como a estimativa do índice de modulação mínimo a ser inserido no sistema.

Estas determinações serão aplicadas durante a metodologia de projeto dos estágios de pré-regulação e de controle de potência do reator eletrônico, os quais serão discutidos no próximo capítulo.

3 PRÉ-REGULADORES E CONTROLADORES DE POTÊNCIA E A INFLUÊNCIA DA MODULAÇÃO DE BAIXA FREQUÊNCIA

O fator de potência de um sistema elétrico é definido pela razão entre a potência ativa e a potência aparente consumida por um dispositivo ou instalação. De certa maneira, o fator de potência representa um índice que demonstra o quanto da energia drenada da rede está sendo efetivamente convertida em trabalho útil.

Os constantes avanços tecnológicos, principalmente relacionados à área de eletrônica de potência, acarretaram em um expressivo aumento das cargas não lineares inseridas no sistema de distribuição. Este tipo de carga tem a capacidade de alterar a natureza senoidal da corrente drenada da rede, o que representa um impacto significativo na qualidade da energia elétrica.

As cargas não lineares como os circuitos comutados, por exemplo, são os principais causadores de componentes harmônicos na rede elétrica, causando também a redução do fator de potência do sistema. Este fato, quando analisado para um mesmo valor de potência ativa, representa um aumento dos níveis de corrente e, por consequência, o aumento das perdas de energia.

Os níveis mínimos de fator de potência em um sistema elétrico são estabelecidos por uma legislação própria em cada país. No Brasil, a regulamentação nº 456, da *ANEEL* (Agência Nacional de Energia Elétrica), especifica como sendo 0.92 o fator de potência mínimo de referência para instalações consumidoras. Entretanto, não existe legislação propriamente brasileira, a qual delimite os níveis de distorção harmônica injetadas na rede elétrica. Em caráter internacional, a normativa *IEC 61000-3-2* de 2005, define os limitantes harmônicos de corrente em sistemas de iluminação, onde são abrangidas até a 39ª ordem harmônica.

Neste contexto, surge a necessidade do desenvolvimento de sistemas eletrônicos capazes de reduzir a energia reativa drenada da rede elétrica, bem como minimizar as distorções de corrente. Tais sistemas são, comumente, conhecidos como pré-reguladores de fator de potência.

As lâmpadas fluorescentes, de maneira geral, apresentam uma característica de impedância incremental negativa. Este fato, já mencionado no Capítulo 1, representa que um acréscimo de corrente na lâmpada resulta em um decréscimo da tensão do arco de descarga, acarretando em um novo aumento na corrente. Na perspectiva dinâmica, a lâmpada apresenta uma impedância com um polo no semiplano direito do eixo real/imaginário, correspondendo a

um sistema naturalmente instável (Deng and Cuk, 1997). Desta forma, as lâmpadas fluorescentes são incapazes de regular sua própria corrente, sendo necessário um circuito limitador. Os reatores eletromagnéticos, ainda aplicados à alguns tipos de lâmpadas de descarga, apresentam um elemento indutivo capaz de limitar a corrente entregue à lâmpada. Entretanto, este tipo de sistema possui um peso e volume expressivo, além de operar em uma faixa de frequência audível (Hui et al., 2005). Em reatores eletrônicos, a limitação de corrente é realizada através de um estágio inversor associado a um circuito ressonante. Esta configuração, conhecida comumente como “estágio de controle de potência”, é composta por interruptores ativos em alta frequência, proporcionando um volume reduzido dos elementos magnéticos.

Existe uma ampla variedade tanto de inversores, quanto de circuitos ressonantes aplicados à reatores eletrônicos. Tais circuitos devem proporcionar todas as necessidades de acionamento da lâmpada, de tal forma a garantir o melhor aproveitamento luminoso da mesma. Devido ao caráter comercial, bem como a simplicidade de implementação, para este trabalho opta-se pela utilização do inversor *half-bridge* assimétrico associado a um filtro ressonante *LCC*. Ambas as propostas são amplamente difundidas na literatura (do Prado et al., 2000), (Correa et al., 2001), (Wakabayashi and Canesin, 2003).

As metodologias de projeto para o estágio de pré-regulação e para o estágio de controle de potência serão apresentadas neste capítulo. Tais estágios, quando operando de forma conjunta, deverão proporcionar todas as necessidades de acionamento da lâmpada, além de garantir o cumprimento das normativas vigentes quanto a qualidade de energia.

3.1. Pré-Reguladores do Fator de Potência

O estágio de pré-regulação é um item fundamental no desenvolvimento de um circuito eletrônico conectado diretamente à rede elétrica. Desta forma, nesta seção apresentam-se algumas considerações específicas quanto ao desenvolvimento do mesmo, bem como a metodologia de projeto adotada.

3.1.1 Normas e Regulamentações para o Fator de Potência

Uma norma trata-se de um documento estabelecido por consenso e aprovado por uma organização reconhecida. Tal documento fornece, para uso comum e repetitivo, algumas regras; diretrizes ou características para determinada atividade, assim como para seus resultados. Esta

delimitação visa a obtenção de um determinado grau de qualidade e segurança. Já as regulamentações, referem-se ao conjunto de exigências impostas pelo governo, especificando características do produto, processo ou serviço (Dias, 2009).

A possibilidade de comercialização de equipamentos eletrônicos, principalmente em países desenvolvidos, está fortemente atrelada ao cumprimento das normas e regulamentações técnicas. Dentre o ramo de reatores eletrônicos, pode-se considerar a norma *IEC 61000-3-2*, para componentes harmônicas, e a regulamentação nº 456 da *ANEEL*, relacionada ao fator de potência de uma instalação consumidora.

A norma internacional *IEC 61000-3-2*, a qual é equivalente à norma europeia *EN 61000-3-2*, refere-se às limitações das componentes harmônicas de corrente injetadas na rede elétrica pública. Tal norma, aplica-se à equipamentos elétricos e eletrônicos que tenham uma corrente de entrada igual ou inferior a 16 A por fase, conectados a uma rede pública de baixa tensão alternada (220 a 415 V), de 50 ou 60 Hz, definindo quatro classes de equipamentos para propósitos de limitação das correntes harmônicas (*IEC61000-3-2*, 2005):

Classe A: Equipamentos com alimentação trifásica equilibrada;

Classe B: Ferramentas portáteis;

Classe C: Dispositivos de iluminação, incluindo reguladores de intensidade luminosa;

Classe D: Equipamento que possua uma corrente de entrada não senoidal (< 600 W).

Os equipamentos que não estão relacionados dentre as classes abrangidas pela norma, são direcionados diretamente para a Classe A. Com relação aos sistemas de iluminação, foco deste trabalho, a Tabela 3.1 indica os valores máximos permitidos das harmônicas de corrente. Esta classificação considera os dispositivos operando em regime permanente na Classe C.

Tabela 3.1 - Norma *IEC 61000-3-2*, Classe C

Ordem harmônica (n)	Corrente harmônica máxima permitida, expressa em percentagem da corrente fundamental de entrada
3	$30\lambda^*$ %
5	10 %
7	7 %
9	5 %
$11 \leq n \leq 39$ (apenas as ímpares)	3 %

* λ - Fator de potência do circuito.

No Brasil, a *ANEEL* estabelece que o fator de potência nas unidades consumidoras deve ser superior a 0.92 capacitivo, durante 6 horas da madrugada, e 0.92 indutivo durante as outras 18 horas do dia. Esse limite é determinado pela regulamentação nº 456, de 29 de novembro de 2000 (*ANEEL*, 2000). Assim, a correção do fator de potência, ou compensação reativa, é uma obrigação legal, sob pena de cobrança de taxas e multas.

Outro documento relacionado também ao fator de potência, corresponde a portaria do *INMETRO* nº 188, de 2004. Esta portaria, atualizada em setembro de 2011, é mais específica quanto ao uso de reatores eletrônicos; pois estabelece que este tipo de sistema, quando alimentado em corrente alternada e para lâmpadas fluorescentes tubulares com potência igual ou superior a 56 W, deverá possuir um fator de potência igual ou superior a 0.92 (*INMETRO*, 2004).

Considerando o contexto anterior, observa-se a necessidade de circuitos eletrônicos condizentes com as normativas vigentes, de tal forma a garantir a qualidade da energia drenada da rede elétrica. Para isso, torna-se necessário o estudo dos métodos destinados à redução das componentes reativas, bem como das distorções de corrente e, por consequência, a melhoria do fator de potência.

3.1.2 Métodos de Correção do Fator de Potência

O uso de pré-reguladores de fator de potência, conhecidos também pela sigla inglesa *PFC* (*Power Factor Correction*), tem se tornado importante devido, principalmente, à necessidade de redução do conteúdo harmônico da rede de distribuição. As soluções preventivas de correção de fator de potência existentes na literatura atualmente classificam-se em dois grupos: soluções passivas e soluções ativas (*Erickson, R. W and Maksimovic, D., 2000*).

As soluções passivas de correção do fator de potência são capazes de reduzir o nível das componentes harmônicas no sistema pelo emprego, geralmente, de um filtro passa-baixas com apenas elementos passivos. Este tipo de sistema é constituído por elementos pesados e volumosos devido à baixa frequência de corte do filtro. Além disso, a utilização da solução passiva pode afetar a forma de onda da tensão de entrada na frequência fundamental (*Dewan, 1981*). Algumas técnicas são encontradas na literatura para evitar a utilização de componentes passivos com volumes e dimensões elevadas (*Qian et al., 1999*), (*Lin and Chen, 2000*).

As soluções ativas de correção do fator de potência utilizam interruptores controlados, os quais são associados a elementos passivos operando em alta frequência, proporcionando

assim a redução do peso e do volume dos mesmos. Os circuitos ativos para este fim são os conversores estáticos atuando como pré-reguladores de fator de potência. Este tipo de solução permite um fator de potência próximo ao unitário, com a componente fundamental de corrente e de tensão praticamente em fase, ambas associadas a um baixo conteúdo harmônico. Como as técnicas ativas de correção de fator de potência apresentam maior rendimento, além do reduzido volume físico (Garcia et al., 2003), estas serão analisadas neste trabalho.

3.1.3 Circuitos Ativos de Pré-Regulação

Com as normas e regulamentações técnicas definindo a utilização de reatores eletrônicos quanto a qualidade de energia e o conteúdo harmônico, há a necessidade da inserção de um estágio pré-regulador do fator de potência, conforme discutido anteriormente.

A correção do fator de potência por métodos ativos é amplamente aplicada em sistemas eletrônicos (Matsuo et al., 2000), (Ekemezie, 2007), (Rajappan and John, 2013). Com este tipo de sistema é possível obter retificadores quase ideais, atingindo regulação da tensão; corrente ou potência de saída do conversor (Almeida, 2012). Além disso, diferentemente dos métodos passivos, o uso de conversores estáticos pode propiciar uma potência praticamente constante entregue à carga. Existe uma ampla gama de circuitos comutados utilizados como pré-reguladores de fator de potência, tais como: *Boost*; *Buck-Boost*; *Cúk*; *SEPIC*; *Zeta* e *Flyback*. Estes conversores, apresentados na Figura 3.1, além da atuação no fator de potência são os responsáveis pelo controle do fluxo de energia entre a entrada e a saída do sistema.

Os circuitos de pré-regulação baseados em conversores estáticos são caracterizados por três diferentes modos de operação, descritos como: modo contínuo, modo descontínuo e modo crítico. O modo contínuo apresenta a característica de menores ondulações da corrente de entrada, reduzindo a necessidade de filtros de rede. Neste modo, as taxas de variação das correntes do circuito são menores, minimizando os problemas relacionados a interferência eletromagnética. Contudo, o modo contínuo de operação necessita de um controle dedicado, capaz de manter a regulação de tensão e/ou corrente do circuito, além de garantir o elevado fator de potência.

No modo descontínuo, o estágio de pré-regulação emula naturalmente uma carga puramente resistiva (Alonso et al., 1999). Com esta característica, garante-se um fator de potência praticamente unitário sem a utilização de circuitos de controle dedicados a este fim. Entretanto, o modo descontínuo está associado a maiores variações e picos de corrente, os quais podem contribuir para distúrbios eletromagnéticos e perdas de energia.

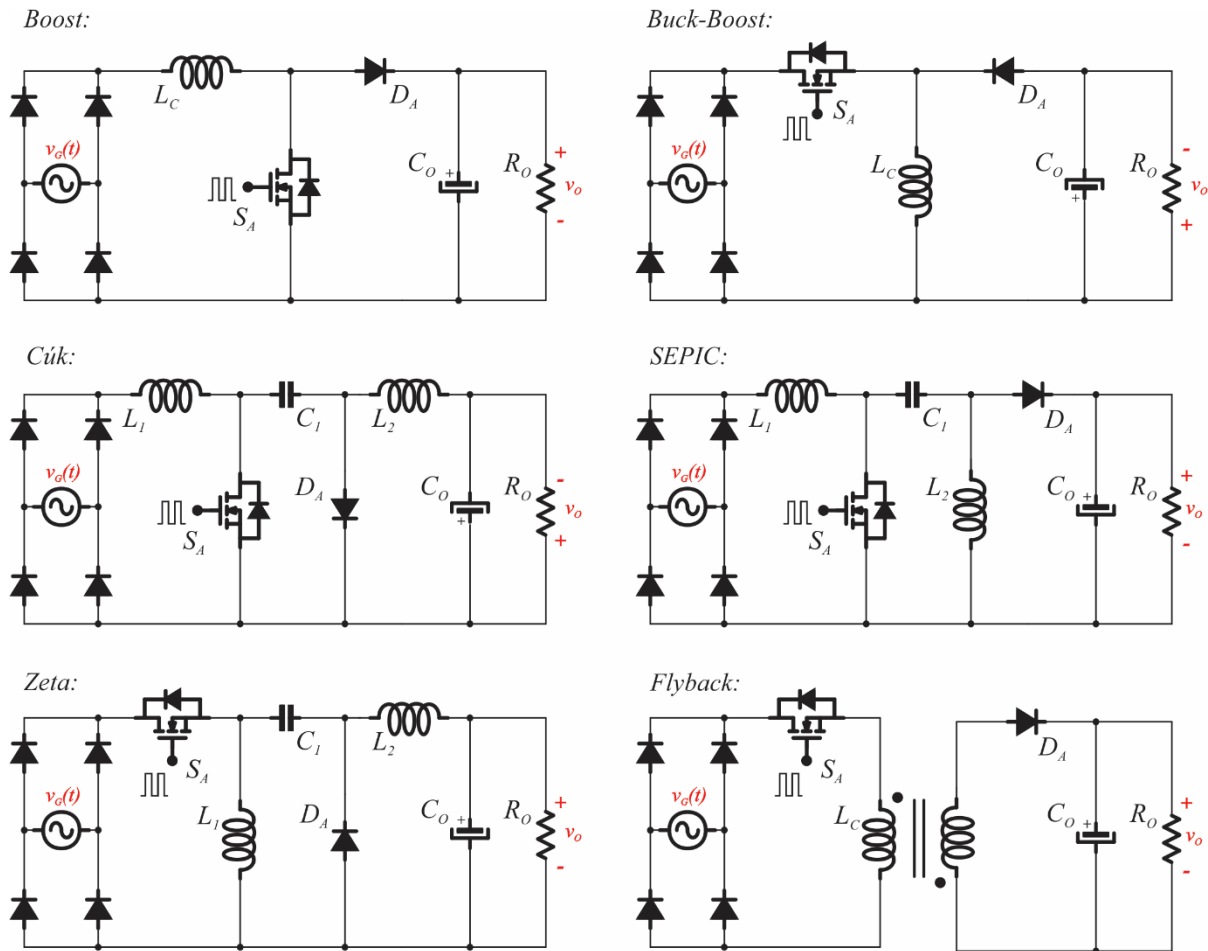


Figura 3.1 - Conversores estáticos clássicos utilizados como pré-reguladores do fator de potência.

O terceiro modo de operação corresponde ao ponto intermediário entre a condição contínua e a descontínua. Este modo, conhecido como modo de condução crítico, caracteriza-se por possuir a frequência e/ou razão cíclica variadas. Logo, há a intrínseca necessidade de um sistema de controle dedicado a este tipo de operação. Além disso, nesta configuração o dimensionamento físico dos elementos magnéticos torna-se mais complexo devido a frequência variável. O ponto crítico de operação pode necessitar também de filtros na entrada, visando atender as normativas quanto a qualidade da energia.

O modo de operação, de maneira geral, pode ser analisado de acordo com a forma de onda da corrente através do diodo de saída (D_A) dos conversores, conforme a Figura 3.2. Nesta representação, observa-se que no modo descontínuo a corrente decresce linearmente até zero. No modo contínuo, esta corrente vai instantaneamente à zero devido a comutação do interruptor da topologia.

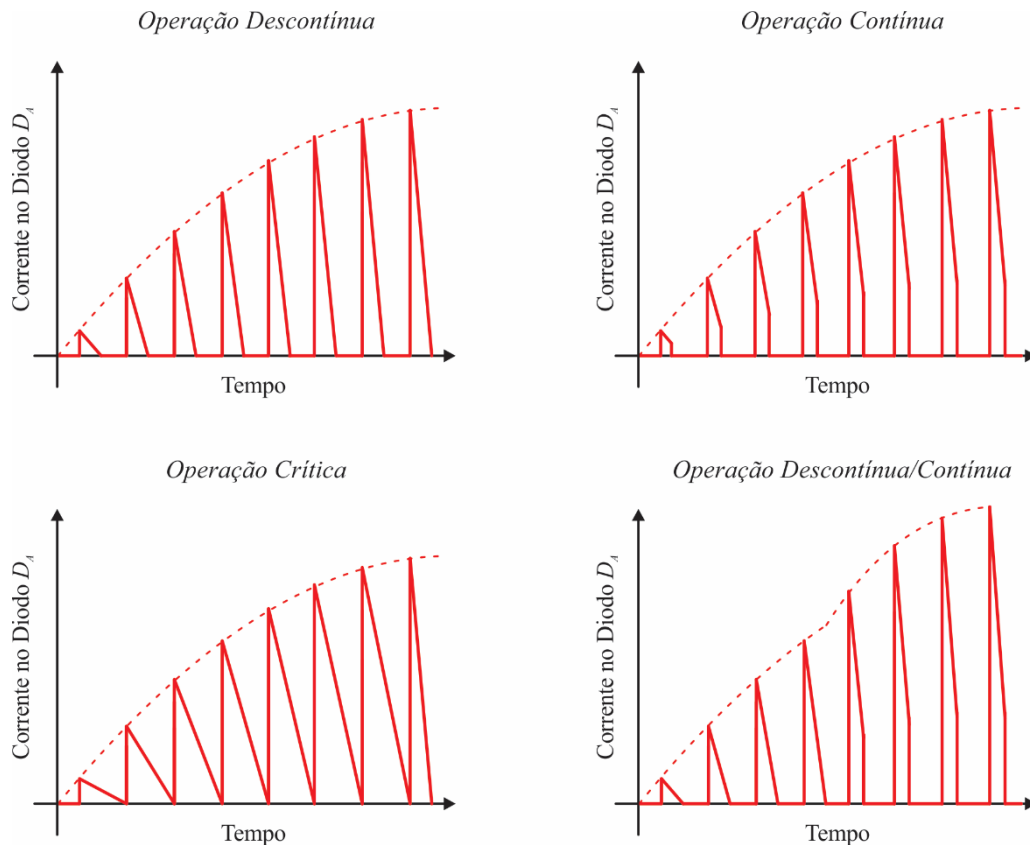


Figura 3.2 - Formas de onda características de cada modo de operação.

Devido a possibilidade de emulação resistiva quando analisado em relação a rede elétrica, além da simplicidade de implementação, o modo de operação descontinuo será utilizado neste trabalho. Diversos autores apontam também que, para menores valores de processamento de potência (< 200 W), a operação descontinua apresenta um melhor rendimento (Xu and Huang, 2008), (Roggia, 2009). Este modo, além de garantir um elevado fator de potência, representa um ponto positivo para o sistema de retroalimentação, o qual será analisado nos capítulos posteriores.

3.1.4 Fronteira da Região Descontínua

A característica de transferência de energia entre a entrada e a saída para conversores estáticos é uma função direta da razão cíclica de operação. Considerando um circuito invariante no tempo e de frequência fixa, a razão cíclica torna-se o nível de liberdade capaz de definir a região de operação do conversor. A expressão (3.1), representa a razão cíclica limite entre a região contínua e a descontinua.

$$D_{LIM} = \frac{v_o}{v_o + V_G} \quad (3.1)$$

Neste contexto, observa-se que a determinação da fronteira de operação relaciona-se, diretamente, com o nível da tensão máxima de entrada V_G e da tensão média de saída v_o . Esta análise do limite da região descontínua é realizada para garantir a validade da metodologia de projeto a ser demonstrada na seção subsequente. Tal razão cíclica máxima deve ser considerada durante o projeto da etapa de pré-regulação.

3.1.5 Pré-Regulador no Modo de Operação Descontínuo

O modo de operação descontínuo, também conhecido pela sigla inglesa *DCM* (*Discontinuous Conduction Mode*), é caracterizado pela descontinuidade natural da corrente que percorre o diodo de saída dos conversores, anteriormente apresentados. Este modo de operação, devido a característica de emulação resistiva, pode ser representado através de um circuito elétrico equivalente, conforme a Figura 3.3. Cabe salientar que a representação mostrada não é válida para o conversor *Boost*, visto que este apresenta uma característica de descarga que depende tanto da tensão de entrada, quanto da tensão de saída (Alonso et al., 1999).

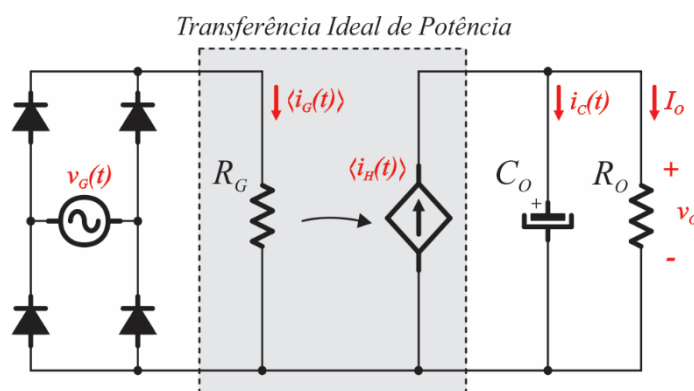


Figura 3.3 - Representação equivalente para conversores em condição descontínua.

Neste modelo, a corrente de entrada segue naturalmente a envoltória da tensão da rede. Com base neste princípio, pode-se considerar que o deslocamento de fase entre a componente fundamental da tensão e da corrente de entrada é nulo. Esta afirmação equivale a representar a tensão retificada da rede aplicada diretamente a uma carga equivalente, com característica puramente resistiva R_G .

Desta forma, a potência instantânea $P_G(t)$ de entrada é relacionada integralmente à resistência R_G , podendo ser determinada a partir da razão entre a tensão de entrada e a própria resistência equivalente, conforme (3.2).

$$P_G(t) = \frac{|V_G \sin(\omega_R t)|^2}{R_G} = \frac{V_G^2}{2R_G} [1 - \cos(2\omega_R t)] \quad (3.2)$$

Sendo:

V_G - Tensão máxima de alimentação;

ω_R - Frequência angular da rede.

A resistência equivalente de entrada pode ser descrita pela relação entre a própria tensão de entrada e a corrente média drenada da rede, por período de comutação T_S . Nesta relação, considera-se que a tensão de entrada é constante dentro de um período de alta frequência, segundo (3.3).

$$R_G = \frac{|V_G \sin(\omega_R t)|}{\langle i_G(t) \rangle_{T_S}} \quad (3.3)$$

A corrente média de entrada, quando analisada diretamente no circuito do conversor, está relacionada com o tempo de condução do interruptor de cada topologia. De maneira geral, no momento de condução ocorre a transferência de energia da rede elétrica para um, ou um conjunto, de elementos indutivos armazenadores. A Figura 3.4 apresenta as formas de onda da corrente na entrada dos conversores clássicos, apresentados anteriormente, quando estes operam em condição descontínua.

As topologias clássicas de pré-regulação são caracterizadas pelo armazenamento e distribuição da energia drenada da rede. Este armazenamento, caracterizado durante a condução do interruptor, é dependente do valor da tensão de entrada aplicada; da razão cíclica de operação e da relação de indutâncias do circuito.

Analisando as rampas de carga da Figura 3.4, pode-se determinar a corrente média durante o tempo de condução do interruptor, expresso por (3.4). Graficamente, este valor médio representa a área sob a reta de carga da corrente. Nesta representação, a variável T_S corresponde ao período de comutação; e D equivalente a razão cíclica do estágio de pré-regulação.

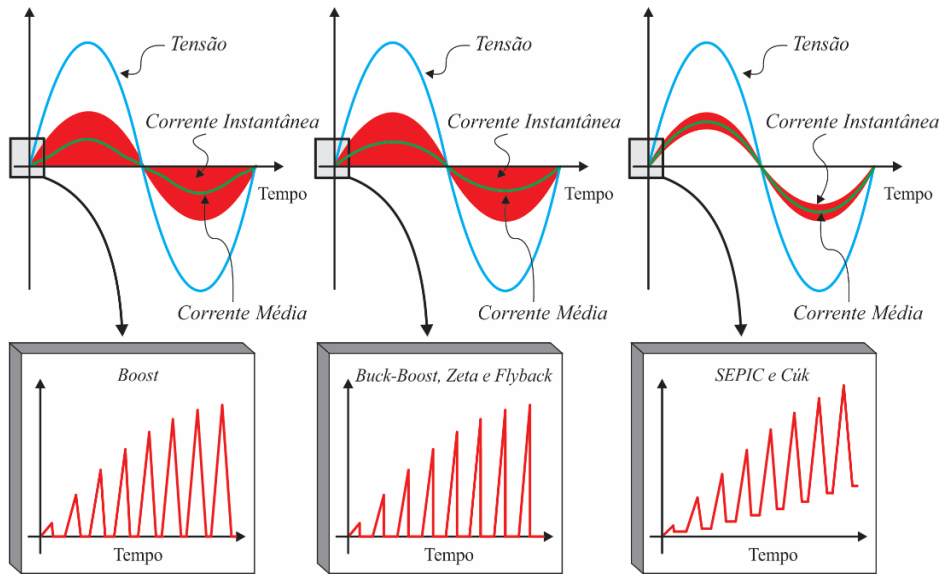


Figura 3.4 - Formas de onda da corrente de entrada para condição descontínua.

$$\langle i_G(t) \rangle_{T_s} = \frac{D^2 T_s}{2L_C} |V_G \sin(\omega_R t)| \quad (3.4)$$

Nas topologias *SEPIC*, *Zeta* e *Cúk*, o valor da indutância equivalente L_C pode ser obtido pela associação paralela entre os indutores parciais, de acordo com (3.5).

$$L_C = \frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2} \quad (3.5)$$

Desta forma, substituindo (3.4) em (3.3), é possível se obter o valor da resistência equivalente de entrada (3.6). Neste ponto, observa-se que a resistência equivalente não é função do tempo, podendo ser aplicada a todos os conversores clássicos desde que a condição de operação descontínua seja atendida.

$$R_G = \frac{2L_C}{D^2 T_s} \quad (3.6)$$

A potência instantânea de entrada pode então ser apresentada em função da indutância equivalente do conversor, de acordo com (3.7), a qual foi obtida pela substituição de (3.6) em (3.2). Logo, a potência média transferida para o circuito corresponde a integral da potência instantânea dentro do período da rede T_R , expressa conforme (3.8).

$$P_G(t) = |V_G \sin(\omega_R t)|^2 \frac{D^2 T_S}{2L_C} \quad (3.7)$$

$$\langle P_G \rangle_{T_R} = \frac{1}{T_R} \int_0^{T_R} P_G(t).dt = \frac{V_G^2 D^2 T_S}{4L_C} \quad (3.8)$$

A Figura 3.5 traz o comportamento da potência média do circuito considerando variações de indutância e de razão cíclica a partir de (3.8). Nesta representação, adotou-se valores nominais e fixos para tensão de entrada e para o período de comutação. Conforme pode ser observado, o nível de potência associado ao circuito é diretamente proporcional ao quadrado da razão cíclica, e inversamente proporcional à indutância equivalente. Ambas as grandezas podem se tornar variáveis de controle para a transferência de energia entre a entrada e a saída do pré-regulador (Yao et al., 2011), (Hu et al., 2012).

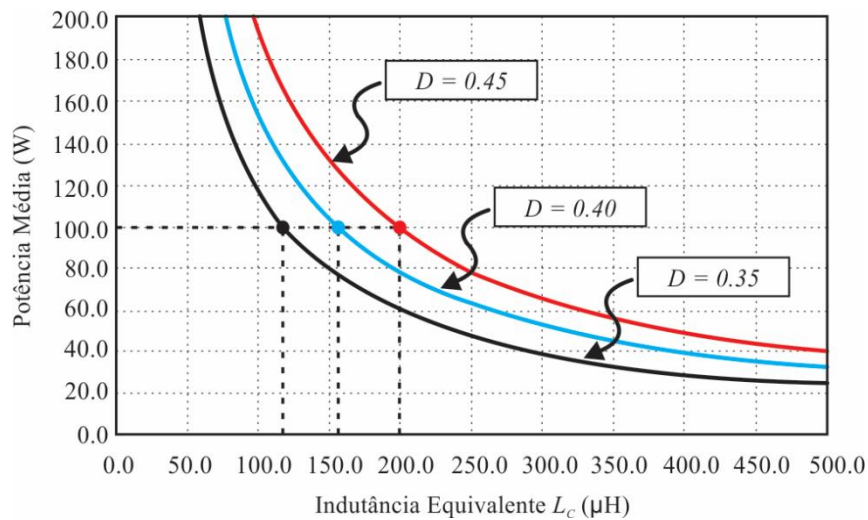


Figura 3.5 - Potência média em relação a indutância equivalente e a razão cíclica ($V_G = 311$ V e $T_S = 4$ μs).

Para este trabalho, a variável livre de controle será a razão cíclica. Entretanto, a transferência de potência também será determinada por meio do processo de modulação inserido na topologia. Esta modulação, conforme discutida no capítulo anterior, corresponde a ligar e desligar o conversor por um pequeno período de tempo, na ordem de microssegundos. Do ponto de vista energético, o índice de modulação irá reduzir a potência drenada da rede e injetada na carga. Esta redução, por tratar-se de análises de valores médios, pode ser expressa por (3.9), onde D_M corresponde ao índice de modulação aplicado.

$$\langle P_G \rangle_{D_M} = \frac{V_G^2 D^2 T_S}{4L_C} D_M \quad (3.9)$$

A análise do estágio pré-regulador de fator de potência a partir de um modelo simplificado não considera perdas no circuito. Desta maneira, toda a potência associada a resistência equivalente R_G é idealmente transferida para a saída. Assim, a expressão (3.10) define a corrente média injetada na saída do conversor operando no modo descontínuo. Nesta representação, v_o corresponde a tensão média de saída do pré-regulador considerada constante.

$$i_H(t) = \frac{V_G^2 D^2 T_S}{4L_C v_o} D_M [1 - \cos(2\omega_R t)] \quad (3.10)$$

A corrente $i_H(t)$ é composta por duas parcelas: um termo constante, e um termo variante no tempo. Ambos apresentam a mesma amplitude, contudo apenas a componente constante circula através da resistência equivalente de saída R_O . Baseado na consideração de uma transferência ideal de potência, a resistência de saída pode ser determinada a partir de (3.11).

$$R_O = \frac{v_o^2}{\langle P_G \rangle_{D_M}} \quad (3.11)$$

O termo variante no tempo da função $i_H(t)$ é utilizado para determinar o capacitor de saída C_O do circuito simplificado. O termo cossenoidal na saída é expresso por (3.12).

$$i_c(t) = \frac{V_G^2 D^2 T_S}{4L_C v_o} D_M \cos(2\omega_R t + \pi) \quad (3.12)$$

Nesta situação, utiliza-se a metodologia de cálculo baseado no nível de ondulação da tensão de saída. Com isso, analisam-se os tempos de carga e descarga do capacitor C_O em relação a corrente média de saída (I_O), conforme apresentado na Figura 3.6.

A determinação do capacitor de saída parte do conhecimento do período de carga, o qual é compreendido entre os tempos t_1 e t_2 . Para estes tempos, especificamente, a corrente média aplicada à saída é numericamente igual a corrente de carga, obedecendo a igualdade dada por (3.13). Para $t = t_1$, obtém-se (3.14).

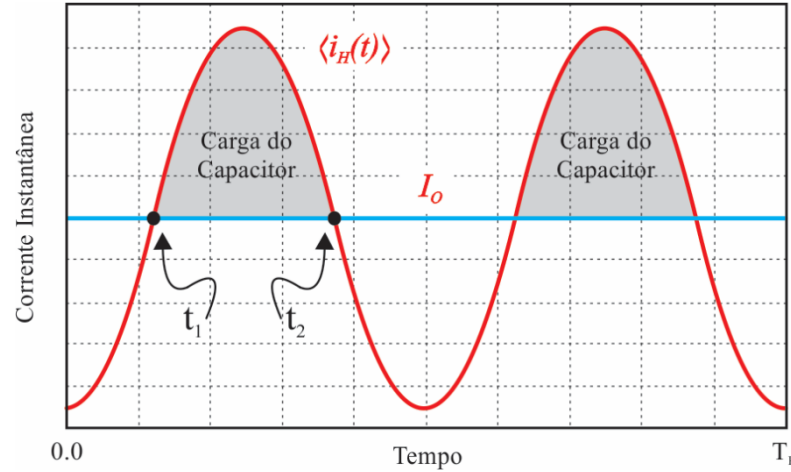


Figura 3.6 - Formas de onda da corrente média injetada na saída e a corrente média disponível na carga.

$$I_o = \frac{\langle P_G \rangle_{D_M}}{V_o} = \frac{V_G^2 D^2 T_S}{4L_c V_o} D_M [1 - \cos(2\omega_R t)] \quad (3.13)$$

$$t_1 = \frac{1}{\omega_R} \sin^{-1} \left(\frac{V_o}{V_G D} \sqrt{\frac{2L_c}{R_o T_S D_M}} \right) \quad (3.14)$$

Devido à simetria vertical da corrente $i_H(t)$, o ponto temporal t_2 pode ser determinado diretamente pela expressão (3.15).

$$t_2 = \frac{\pi}{\omega_R} - t_1 \quad (3.15)$$

A partir disto, pode-se calcular o valor do capacitor C_o considerando o nível de ondulação Δv da tensão de saída do estágio pré-regulador. Neste contexto, utiliza-se a expressão do nível de carga armazenada no capacitor, conforme (3.16).

$$C_o = \frac{1}{\Delta v} \int_{t_1}^{t_2} i_C(t) dt \quad (3.16)$$

Desta forma, tem-se todos os elementos necessários para o projeto do estágio pré-regulador do fator de potência. A próxima etapa corresponde a análise e a metodologia de projeto do estágio de controle de potência.

3.2 Controle de Potência

O estágio de controle de potência é responsável por limitar a corrente da lâmpada, além de proporcionar a ignição da mesma. Nesta seção, apresenta-se uma metodologia de projeto para o circuito de controle de potência, onde neste é considerado o processo de modulação, previamente descrito no capítulo anterior.

3.2.1 Inversor de Tensão Modulado

Os circuitos inversores são responsáveis pela conversão de uma forma de onda contínua e invariante, para uma forma de onda retangular, normalmente de alta frequência. Esta conversão baseia-se na atuação de interruptores controlados, os quais operam de maneira complementar entre si. Atualmente, as topologias inversoras podem ser aplicadas em uma ampla gama de áreas, tais como: o controle da velocidade em motores elétricos; na conexão de sistemas de geração e distribuição e, para menores potências, em reatores eletrônicos.

No ramo de reatores eletrônicos o processo de inversão comumente é realizado a partir de uma das três topologias citadas: *push-pull* (Lin and Witulski, 1996), (Sierra and Kaiser, 2000); *full-bridge* (Lin et al., 2008), (Yao et al., 2008); ou *half-bridge* (Alexandrovich, 2000), (Morais et al., 2010). Estas topologias, ou variações destas, são amplamente consolidadas na literatura técnica (do Prado et al., 2001), (Dalla Costa, 2004).

Dentre os circuitos inversores, visando a simplicidade de operação e o baixo custo associado, opta-se pela utilização do inversor monofásico *half-bridge* assimétrico. Este tipo de inversor é composto por dois interruptores controlados (S_B e S_C), conforme pode ser observado na Figura 3.7.

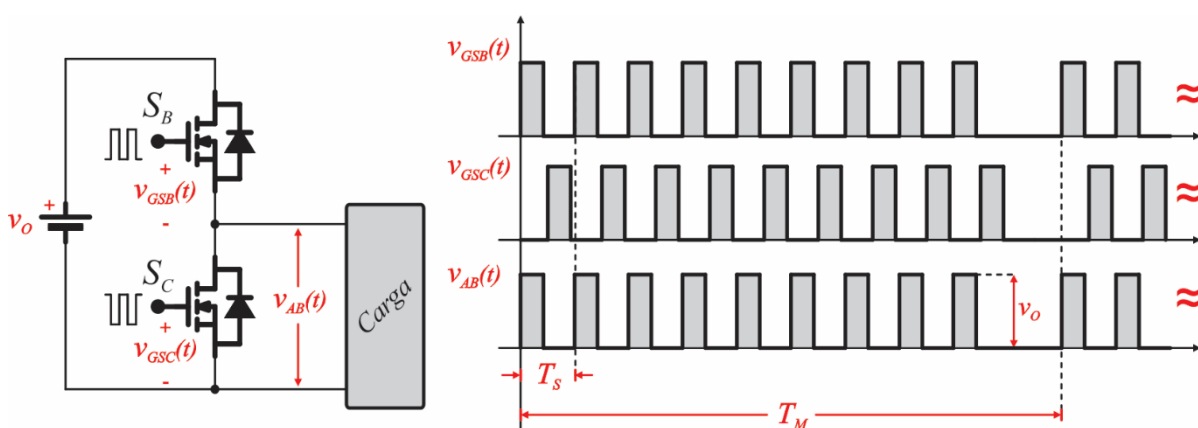


Figura 3.7 - Estrutura do inversor monofásico *half-bridge* assimétrico.

Nesta configuração, cabe ressaltar que quando o inversor é alimentado a partir de um circuito com características de fonte de tensão, deve haver um tempo nulo entre a comutação dos interruptores. Este tempo, conhecido comumente como “tempo morto”, é determinado de acordo com a frequência de operação, bem como as não idealidades dos interruptores utilizados.

A tensão resultante $v_{AB}(t)$ do inversor *half-bridge* assimétrico, assim como as demais configurações de inversores, é capaz de sintetizar qualquer frequência. Esta tensão modulada é composta por duas componentes fundamentais de frequência, tratadas neste trabalho como “componente portadora T_S ” e “componente modulante T_M ”. Desta forma, ambas podem ser expandidas em um somatório infinito de funções senoidais e cossenoidais, segundo a definição da *Série de Fourier* (3.17), onde n representa o índice da componente harmônica; e T_F o período fundamental.

$$v(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} \left[a_n \cos\left(\frac{n\pi t}{T_F}\right) + b_n \sin\left(\frac{n\pi t}{T_F}\right) \right] \quad (3.17)$$

Em que:

$$a_n = \frac{1}{T_F} \int_0^{T_F} v_O \cos(n\omega t) dt$$

$$b_n = \frac{1}{T_F} \int_0^{T_F} v_O \sin(n\omega t) dt$$

$$\omega = \frac{2\pi}{T_F}$$

Os coeficientes de *Fourier* para a situação de modulação são determinados a partir da análise da componente portadora e da componente modulante de forma independente onde, posteriormente, ambas serão sobrepostas.

Para a componente portadora, considerando a simetria vertical da tensão resultante $v_{AB}(t)$, onde o tempo de condução de um interruptor é, idealmente, igual ao tempo de condução do interruptor complementar, pode-se obter as expressões (3.18), (3.19) e (3.20).

$$a_0 = v_O \quad (3.18)$$

$$a_n = \frac{v_O}{n\pi} \sin(n\pi) \quad (3.19)$$

$$b_n = \frac{2v_o}{n\pi} \sin\left(\frac{n\pi}{2}\right)^2 \quad (3.20)$$

Desta forma, utilizando uma identidade trigonométrica é possível expressar a *Série de Fourier* da componente portadora T_S do inversor assimétrico, através de (3.21).

$$\langle v_{AB}(t) \rangle_{T_S} = \frac{v_o}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ \frac{v_o}{n\pi} \left[\sin\left(\frac{2\pi nt}{T_S}\right) + \sin\left(n\pi - \frac{2\pi nt}{T_S}\right) \right] \right\} \quad (3.21)$$

A decomposição em uma série matemática é realizada de forma análoga para a componente modulante T_M . Entretanto, nesta é deixado explícito o índice de modulação D_M , conforme (3.22), (3.23) e (3.24).

$$a_0 = 2v_o D_M \quad (3.22)$$

$$a_n = \frac{v_o}{n\pi} \sin(2n\pi D_M) \quad (3.23)$$

$$b_n = \frac{2v_o}{n\pi} \sin(n\pi D_M)^2 \quad (3.24)$$

A expressão (3.25) representa a *Série de Fourier* da componente modulante T_M associada ao inversor *half-bridge* assimétrico.

$$\langle v_{AB}(t) \rangle_{T_M} = v_o D_M + \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ \frac{v_o}{n\pi} \left[\sin\left(\frac{2\pi nt}{T_M}\right) - \sin\left(\frac{2\pi nt}{T_M} - 2\pi n D_M\right) \right] \right\} \quad (3.25)$$

A Figura 3.8 mostra as formas de onda resultantes do processo de decomposição considerando uma frequência portadora de 250 kHz e uma frequência modulante de 25 kHz, a qual é associada a um índice de modulação de 90%. Nesta representação, oriunda da ferramenta computacional *MathCad v.14 (Parametric Technology Corporation)*, foram consideradas um somatório de 80 componentes harmônicas, as quais já são capazes de expressar a tendência de comportamento das ondas.

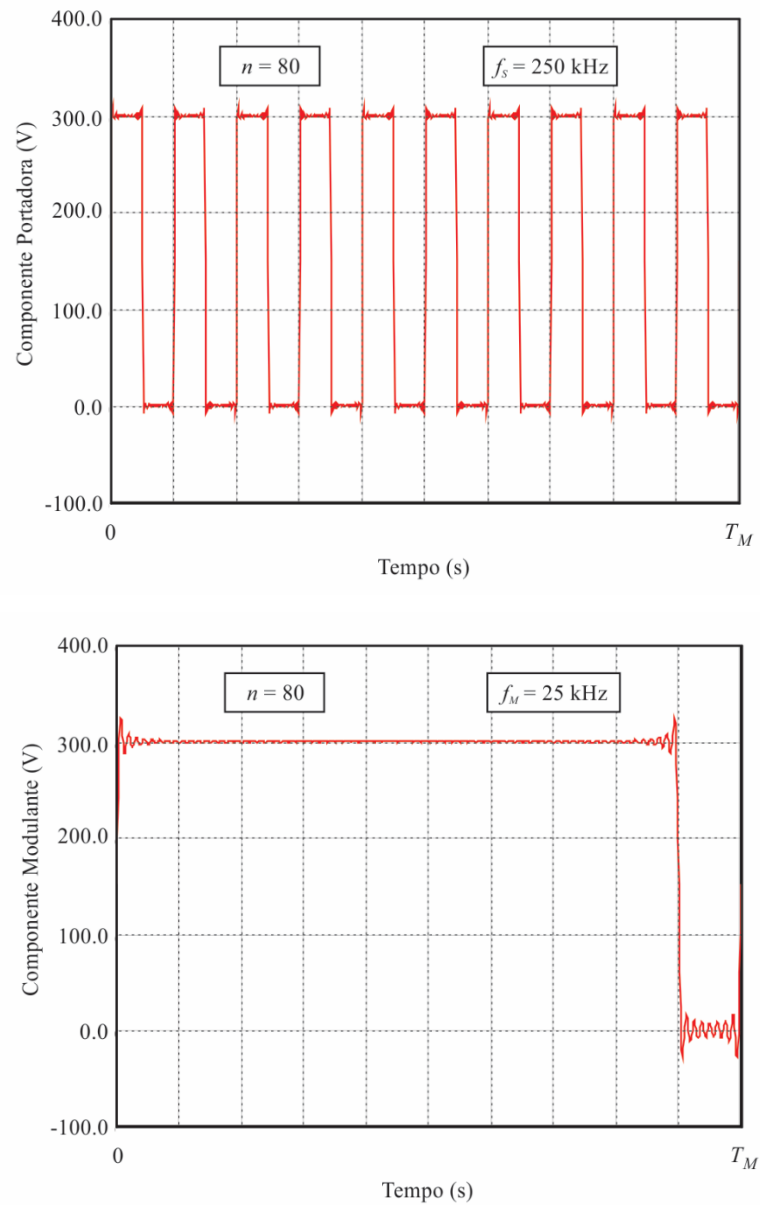


Figura 3.8 - Comportamento da componente portadora e da modulante ($v_o = 300$ V).

A forma de onda $v_{AB}(t)$ efetiva na saída do estágio inversor, pode então ser obtida a partir da multiplicação unitária entre a componente portadora e a modulante, conforme (3.26). O comportamento da tensão resultante $v_{AB}(t)$ é apresentada na Figura 3.9.

$$v_{AB}(t) = \frac{1}{v_o} \langle v_{AB}(t) \rangle_{T_M} \langle v_{AB}(t) \rangle_{T_S} \quad (3.26)$$

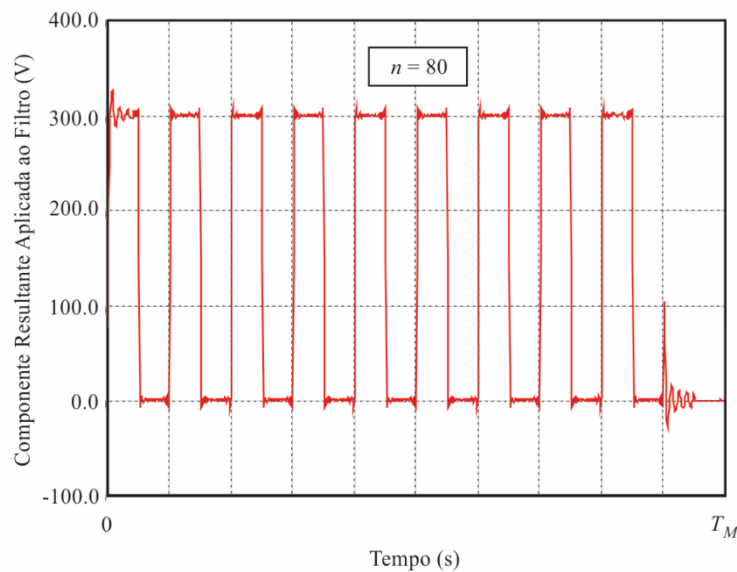


Figura 3.9 - Comportamento da tensão $v_{AB}(t)$ resultante na saída do inversor assimétrico.

As decomposições matemáticas apresentadas anteriormente são importantes para o dimensionamento da etapa ressonante, descrita com detalhes na próxima seção.

3.2.2 Filtro Ressonante

O filtro ressonante aplicado à lâmpadas fluorescentes deve ser escolhido a partir das características do estágio inversor, bem como das necessidades e especificações da lâmpada a qual se deseja alimentar. Desta forma, o estágio ressonante representa uma parcela importante no desenvolvimento de um reator eletrônico.

As lâmpadas fluorescentes, de maneira geral, apresentam características distintas durante a partida. Neste intervalo de tempo, o circuito de acionamento deve proporcionar um elevado potencial elétrico à lâmpada, de tal forma a força-la a entrar na operação permanente. Quando em operação nominal, o circuito ressonante será o responsável por limitar o nível de corrente da lâmpada, visando o melhor desempenho luminoso da mesma.

Para este trabalho, conforme analisado na seção anterior, a forma de onda aplicada ao filtro ressonante é retangular assimétrica. Neste contexto, o filtro irá agir removendo o nível contínuo da tensão, além de atenuar as componentes harmônicas de ordem superior a fundamental, proporcionando uma tensão aproximadamente senoidal à lâmpada.

A utilização de filtros ressonantes, além de fornecer um acionamento eficiente à fonte luminosa, pode garantir a redução das perdas de comutação associadas ao estágio inversor. Esta

característica de redução de perdas está associada com a escolha da frequência de ressonância do circuito (Seidel and Polonskii, 2008). Realizando o dimensionamento do filtro de tal forma que a frequência de ressonância seja inferior a frequência de comutação portadora, é possível assegurar a entrada em condução dos interruptores do inversor com tensão nula, comumente conhecida na literatura como *ZVS (Zero Voltage Switch)*. Nesta situação, o circuito ressonante juntamente com a lâmpada, é visto pelo inversor como uma carga resistiva/indutiva, onde a corrente está atrasada em relação a componente fundamental da tensão. Com isso, a corrente ressonante $i_F(t)$ flui através dos diodos intrínsecos dos interruptor do inversor antes do momento da comutação, conforme pode ser analisado na Figura 3.10.

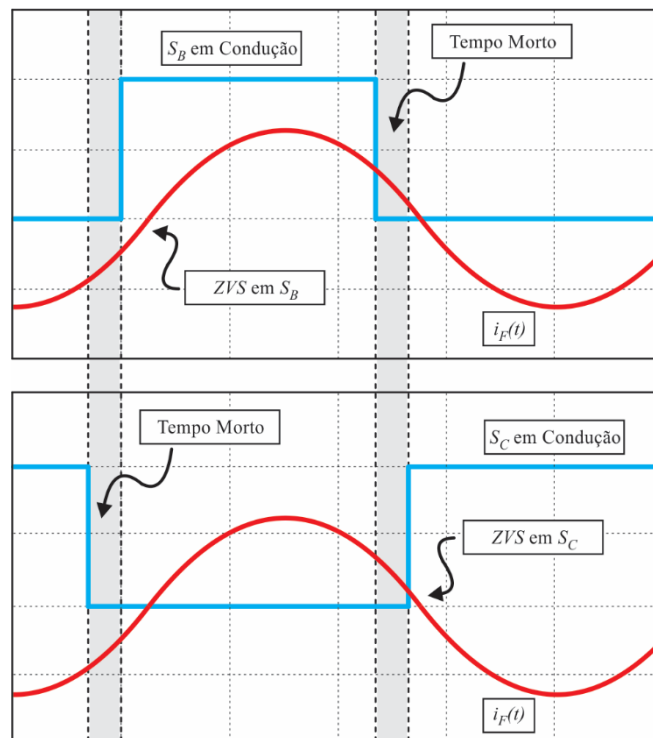


Figura 3.10 - Operação ZVS dos interruptores do estágio inversor.

Embora haja perdas associadas a saída de condução dos interruptores, estas perdas são minimizadas pela existência de uma capacitância intrínseca ao próprio semiconductor. Tais capacitâncias representam *snubbers* sem perdas, visto que a corrente do interruptor é desviada para estes capacitores durante o bloqueio (Dalla Costa, 2004), (Seidel and Polonskii, 2008).

Um tipo de filtro ressonante amplamente utilizado em reatores eletrônicos é a configuração *LCC* (Alonso et al., 1995), (da Silva, 2000), (Seidel and Polonskii, 2008), (Hwu et al., 2011), (da Silva, 2012). Este filtro, é composto por dois elementos série (L_S e C_S), e um elemento capacitivo paralelo (C_P), conforme apresentado na Figura 3.11. Devido a ampla

consolidação e suas características técnicas já referenciadas, o filtro *LCC* será utilizado neste trabalho.

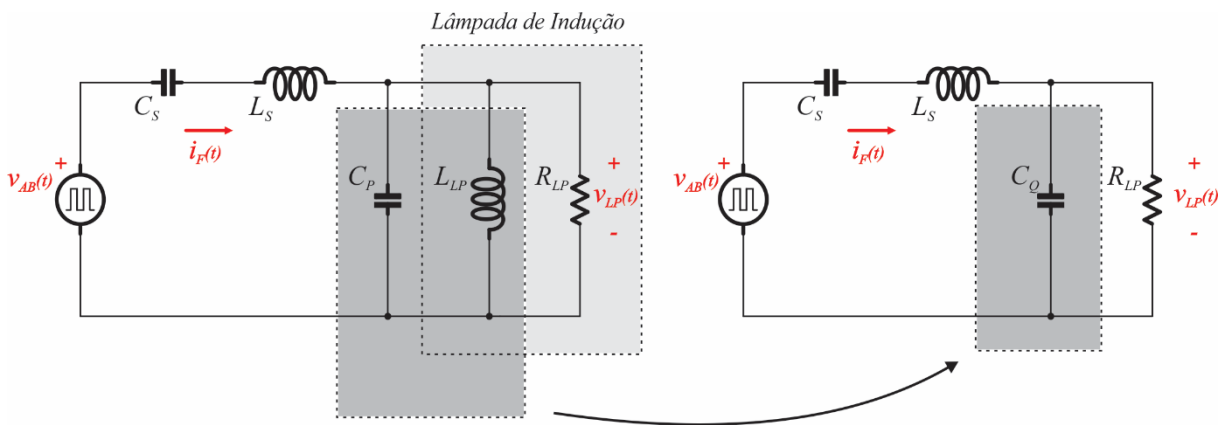


Figura 3.11 - Estrutura do filtro ressonante *LCC* e representação equivalente.

Conforme discutido no Capítulo 1, a lâmpada fluorescente de indução é representada através de um modelo elétrico, o qual é composto por um elemento indutivo L_{LP} e um elemento resistivo R_{LP} . Para esta situação, visando simplificar a análise, considera-se que a impedância equivalente entre C_P e L_{LP} apresenta características capacitivas, sendo representada pelo elemento teórico C_Q , conforme (3.27).

$$C_Q = \frac{1}{\omega_S R_{LP}} \sqrt{\frac{P_{LP} R_{LP} (1 + \tan^2(-\phi)^2)}{V_F^2} - 1} \quad (3.27)$$

Onde:

ϕ - Ângulo da impedância da carga ressonante;

ω_S - Frequência angular da componente portadora do filtro;

P_{LP} - Potência ativa da lâmpada.

A tensão V_F representa o valor eficaz da componente fundamental de $v_{AB}(t)$ simétrica. Entretanto, conforme analisada na seção anterior, a tensão proveniente do inversor tem características assimétricas. Em âmbito experimental, a simetria desta tensão se dá através do capacitor série C_S . Matematicamente, tal simetria de $v_{AB}(t)$ é obtida pela remoção do seu valor médio correspondente no período modulante, conforme (3.28). A Figura 3.12 apresenta a tensão $v_{AB}(t)$ simétrica, ou seja, com valor médio nulo.

$$\overline{v_{AB}} = \frac{1}{T_M} \int_0^{T_M} v_{AB}(t) dt \quad (3.28)$$

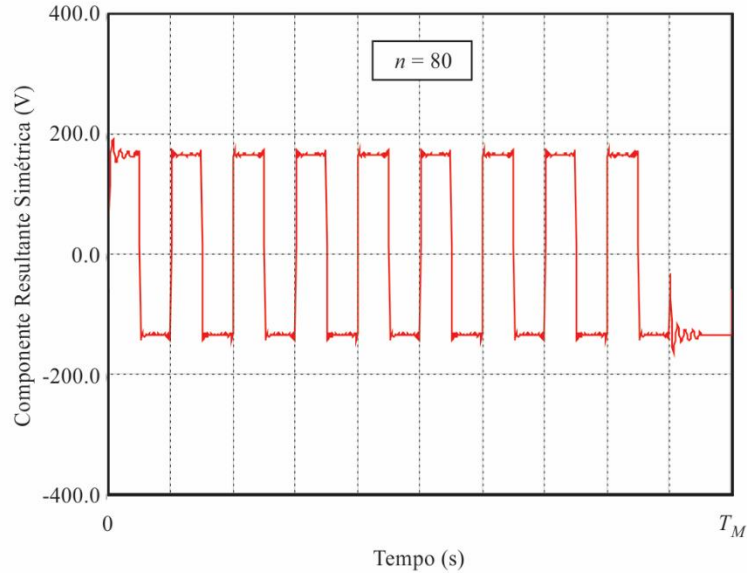


Figura 3.12 - Comportamento simétrico da tensão $v_{AB}(t)$.

Investigações afirmam que todo o desenvolvimento matemático do estágio ressonante pode ser realizado considerando, unicamente, a componente fundamental de $v_{AB}(t)$ simétrico (Kaiser, 1988), (Alves, 1996), (Bedin, 2008). A contribuição das demais componentes harmônicas é inferior a 3.5%, em relação a fundamental, o que viabiliza esta consideração (Araujo, 1999). O valor eficaz da componente fundamental da tensão $v_{AB}(t)$ simétrica, pode ser obtido por (3.29).

$$V_F = \sqrt{\frac{1}{T_M} \int_0^{T_M} (v_{AB}(t) - \overline{v_{AB}})^2 dt} \quad (3.29)$$

A característica indutiva ou capacitiva do filtro ressonante é determinada a partir da escolha do ângulo da impedância da carga ressonante, a qual é composta pelo conjunto filtro/lâmpada. A impedância Z_F deste conjunto pode ser expressa por uma parte real Z_R e por uma parte imaginária Z_I , conforme (3.30).

$$Z_F = Z_R + jZ_I \quad (3.30)$$

Onde:

$$Z_R = \frac{R_{LP}}{1 + (R_{LP}\omega_s C_Q)^2}$$

$$Z_I = \frac{\left(\frac{L_S - 1}{C_S}\right)(1 + C_Q^2 R_{LP}^2 \omega_s^2) - R_{LP}^2 C_Q \omega_s}{1 + C_Q^2 R_{LP}^2 \omega_s^2}$$

O ângulo da impedância Z_F pode ser determinado a partir da relação entre a componente real e a componente imaginária da mesma, segundo (3.31).

$$\phi = \frac{Z_I}{Z_R} = \tan^{-1} \left[\frac{(C_S L_S \omega_s^2 - 1)(1 - R_{LP}^2 C_Q^2 \omega_s^2) - R_{LP}^2 C_S C_Q \omega_s^2}{R_{LP} C_S \omega_s} \right] \quad (3.31)$$

A partir de manipulações matemáticas de (3.31) é possível obter a indutância série L_S , descrita conforme (3.32).

$$L_S = \frac{R_{LP} \tan(\phi) + R_{LP}^2 \omega_s C_Q}{\omega_s (1 + R_{LP}^2 C_Q^2 \omega_s^2)} + \frac{1}{C_S \omega_s^2} \quad (3.32)$$

Na estrutura do filtro ressonante LCC , quando analisado idealmente, o consumo de potência ativa se dá apenas na lâmpada, único elemento resistivo da estrutura. Desta forma, é possível expressar a potência P_{LP} em função da tensão eficaz aplicada ao filtro, por (3.33).

$$P_{LP} = V_F^2 \left\{ \frac{R_{LP} (1 + C_Q^2 R_{LP}^2 \omega_s^2)}{R_{LP}^2 + \omega_s^2 \left[\left(L_S - \frac{1}{C_S \omega_s^2} \right) (1 + C_Q^2 R_{LP}^2 \omega_s^2) - R_{LP}^2 C_Q \right]^2} \right\} \quad (3.33)$$

A capacitância paralela C_P , pode então ser determinada de acordo com (3.34), onde é removida a componente indutiva imposta pela lâmpada.

$$C_P = C_Q + \frac{1}{L_{LP} \omega_s^2} \quad (3.34)$$

Os elementos L_S e C_P da estrutura do filtro LCC devem ser projetados em relação ao ângulo da impedância da carga ressonante, o que comumente é realizado por análises gráficas. Este ângulo, conforme discutido anteriormente, deve ser escolhido de tal forma a garantir a característica indutiva da carga ressonante. Além disso, a escolha correta do ângulo da impedância irá garantir o ganho de tensão necessária para a partida da lâmpada durante o transitório inicial. Contudo, o capacitor série C_S deve ser analisado de forma especial no projeto.

3.2.3 Determinação do Capacitor Série C_S

O capacitor de desacoplamento C_S é responsável pela remoção do nível médio proveniente do inversor assimétrico. Em projetos convencionais, de maneira geral, o valor deste capacitor pode ser arbitrariamente atribuído (Seidel and Polonskii, 2008), (da Silva, 2012), ou ainda determinado através do fator de qualidade do filtro, escolhido de tal forma a deixar o circuito menos susceptível a variações de frequência (Kazimierczuk and Szaraniec, 1993), (Lopes, 2010).

Entretanto, conforme será elucidado nos capítulos seguintes, neste trabalho o inversor ressonante é submetido a um índice de modulação D_M na condição nominal de operação, onde as componentes harmônicas do sinal modulado podem influenciar no valor eficaz da componente fundamental aplicada ao filtro. Desta forma, o valor de C_S é determinado a partir da análise do ganho de tensão do filtro em regime permanente de operação, o qual deverá atenuar as componentes oriundas da frequência de modulação.

3.2.4 Efeito Transitório de Partida

As lâmpadas fluorescentes, assim como qualquer sistema físico, apresentam características específicas durante a transição de um estado inicial nulo, para um estado de operação nominal. Quando analisado em relação as lâmpadas de descarga, este estado nulo está relacionado com a composição gasosa no interior do bulbo, o qual ainda não se encontra ionizado no instante da partida.

Durante o transitório inicial, que pode variar de acordo com o tipo de sistema ou o circuito ressonante utilizado, as lâmpadas fluorescentes são modeladas através de uma resistência de carga infinita. Esta aproximação é caracterizada por um circuito equivalente com consumo nulo de potência ativa, conforme apresentado na Figura 3.13.

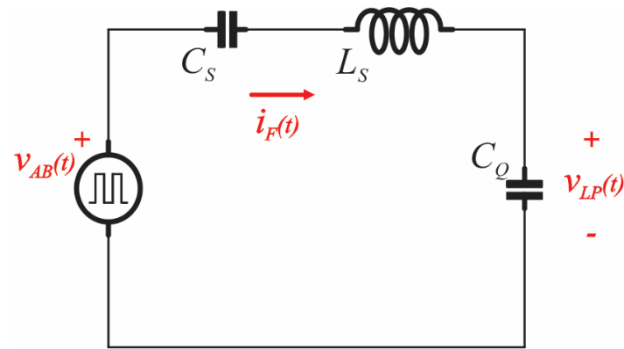


Figura 3.13 - Circuito equivalente durante a partida da lâmpada.

Analisando o modelo equivalente para o estado transitório, o ganho de tensão G_F neste circuito pode ser expresso pela relação de segunda ordem (3.35).

$$G_F(s) = \frac{v_{LP}}{V_F} = \frac{C_S}{C_Q + C_S + s^2 L_S C_Q C_S} \quad (3.35)$$

Para a obtenção de um elevado ganho nesta condição transitório, a frequência portadora de comutação deve coincidir com a frequência natural de ressonância do circuito elétrico equivalente. Neste contexto, o conhecimento da frequência de ressonância f_{RF} durante o estado transitório, torna-se um ponto fundamental na concepção do filtro de saída, visto que esta característica ressonante será a responsável pela passagem do estado transitório, para o estado em regime permanente de operação. A frequência de ressonância pode, matematicamente, ser expressa por (3.36).

$$f_{RF} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_S \left(\frac{C_S C_Q}{C_S + C_Q} \right)}} \quad (3.36)$$

Na condição onde a frequência de comutação coincide com a frequência natural de ressonância, tanto a tensão quanto a corrente tendem ao infinito no decorrer do tempo. As lâmpadas fluorescentes de indução, assim como as demais lâmpadas de descarga, possuem uma elevada tensão de partida, a qual pode chegar a mais de cinco vezes a tensão nominal da mesma (Ribas et al., 1998), (Chen and Qian, 2003), (da Silva, 2012). Quando atingida esta tensão, a impedância da lâmpada reduz intensamente, caracterizando o final da etapa transitória de partida.

Em âmbito experimental, a frequência de comutação do sistema pode apresentar uma pequena diferença em relação a frequência natural do sistema. Nesta situação, pode ocorrer um fenômeno de modulação na tensão e na corrente aplicadas à lâmpada. Para este fenômeno ondulatório, conhecido como “batimento”, quanto menor for a diferença entre as frequências, maiores serão os valores de corrente e tensão em um mesmo período de tempo (Araujo, 1999). Desta forma, independente a uma pequena diferença entre as frequências de comutação e de ressonância, é possível se ter a partida da lâmpada.

3.2.5 Regime Permanente de Operação

Ao passar o estado transitório a lâmpada deverá apresentar suas condições nominais de funcionamento. Neste momento, conhecido como regime permanente de operação, a carga ressonante passa a consumir potência ativa.

A relação de ganho entre a tensão aplicada ao filtro e a tensão disponível à carga em regime permanente, pode ser expressa por (3.37). A variável R_{LP} equivale a resistência equivalente da lâmpada, considerando a operação em condições nominais.

$$G_F(s) = \frac{V_{LP}}{V_F} = \frac{sC_S R_{LP}}{s^3 L_S C_Q C_S R_{LP} + s^2 L_S C_S + sR_{LP}(C_Q + C_S) + 1} \quad (3.37)$$

Nesta situação, o ganho do filtro ressonante deve ser capaz de proporcionar as condições nominais de tensão e potência aplicadas à lâmpada. Assim, com o correto dimensionamento da etapa ressonante, é possível se obter o melhor desempenho luminoso do sistema de iluminação. O projeto numérico do filtro ressonante será apresentado no Capítulo 6.

3.3 Conclusão

A qualidade e a quantidade de energia fornecida pelo sistema de distribuição de energia elétrica, tem recebido grande importância atualmente. Um fator de constante estudo está relacionado a utilização de cargas não lineares conectadas à rede. Este tipo de carga é capaz de injetar um elevado conteúdo harmônico na rede, reduzindo o fator de potência e contribuindo para o aumento das perdas de energia. Neste contexto, enquadra-se os circuitos pré-reguladores de fator de potência, capazes de gerenciar este conteúdo harmônico e otimizar a qualidade de energia.

Neste capítulo, apresentaram-se os métodos clássicos de controle do fator de potência em sistemas eletrônicos. Além disso, as normas e regulamentações que regem os atuais sistemas de iluminação, foram analisadas. A metodologia de projeto do estágio pré-regulador foi baseada em um modelo médio simplificado, onde o conversor pôde ser representado através de uma resistência emulada. Entretanto, ressalta-se que este modelo é válido apenas para condição de operação descontínua do conversor.

Além do estágio de pré-regulação do fator de potência, na grande maioria das aplicações os reatores eletrônicos utilizam circuitos ressonantes para o acionamento das lâmpadas fluorescentes. Este tipo de sistema, conhecido também como filtro ressonante, apresenta um baixo custo associado, além de proporcionar um desempenho eficiente ao reator eletrônico.

Os filtros ressonantes, quando dimensionados de maneira adequada, são capazes de proporcionar as condições necessárias para o acionamento da lâmpada. Este tipo de sistema, de maneira geral, está associado a um estágio inversor. Tal estágio tem a função de fornecer uma forma de onda retangular, de alta frequência, ao estágio ressonante. A configuração do estágio inversor e do estágio ressonante são determinados de acordo com as necessidades e as características da lâmpada a qual deseja-se acionar.

Para este trabalho, optou-se pela utilização do inversor *half-bridge* assimétrico associado à configuração ressonante *LCC*. Tais circuitos possuem uma ampla consolidação na literatura técnica, sendo capazes de proporcionar a partida da lâmpada, bem como a resposta nominal necessária.

Um aspecto importante analisado tanto no pré-regulador, quanto na carga ressonante, é o comportamento modulado do sistema. Esta característica foi considerada durante as metodologias de projeto apresentadas. O projeto numérico do reator eletrônico será realizado no Capítulo 6.

4 INTEGRAÇÃO DE INTERRUPTORES E A TOPOLOGIA RESULTANTE *SEPIC HALF-BRIDGE*

Os sistemas eletrônicos para o acionamento tanto de lâmpadas de descarga, quanto de lâmpadas de estado sólido, são constituídos por um conjunto de estágios com funções distintas e necessárias. Tais estágios, quando operando de maneira conjunta, são capazes de oferecer as condições necessárias para o funcionamento da lâmpada, bem como otimizar a energia drenada da rede elétrica.

De maneira geral, os reatores eletrônicos apresentam um estágio de pré-regulação do fator de potência associado a um estágio de controle de potência. Nestes, já discutidos no capítulo anterior, o controle do fluxo de energia entre a rede e a lâmpada é realizado, normalmente, através de interruptores ativos. Tais elementos representam uma parcela significativa do custo final de um sistema eletrônico, sendo também um dos responsáveis por inserir falhas no funcionamento do circuito (Marchesan, 2007), (Kirsten, 2011).

Visando a redução da quantidade de interruptores ativos no sistema eletrônico de acionamento, propõem-se para este trabalho a utilização da técnica de integração. Este processo corresponde a um único interruptor ser capaz de atuar para mais de um estágio de potência, sem que os mesmos sofram alterações no seu funcionamento. Entretanto, em determinados casos, a eficiência pode ser comprometida (da Silva, 2012). De maneira geral, a busca por uma configuração mais simples, associado ao reduzido custo, faz com que a integração de estágios represente uma alternativa interessante (Wu et al., 1998), (Martin et al., 2003), (Chiu et al., 2005).

Devido à grande variedade de circuitos eletrônicos, os quais podem ser empregados para o acionamento de lâmpadas fluorescentes de indução, cabe ao projetista a escolha de uma opção à ser consolidada experimentalmente. Conforme discutido no Capítulo 3, cada conversor analisado apresenta características peculiares, podendo tornar-se mais interessante para alguma determinada aplicação. Para a situação em análise, opta-se pela utilização da topologia *SEPIC*, sigla inglesa de “*Single Ended Primary Inductor Converter*”, atuando como pré-regulador do fator de potência.

A estrutura *SEPIC*, apesar de apresentar quatro elementos reativos, pode proporcionar uma característica de fator de potência, idealmente, unitário. Além disso, esta topologia permite uma regulação da tensão de saída, tanto maior, quanto menor do que a tensão de alimentação, sem que a característica de seguidor de tensão, proveniente do modelo de condução

descontínuo, seja perdida para qualquer tensão instantânea da rede (Almeida, 2012), (Bianchin et al., 2015).

Um atributo da distribuição dos elementos da estrutura *SEPIC* está relacionada à característica de fonte de corrente na entrada. Esta peculiaridade, dependendo do projeto adotado, pode representar uma baixa ondulação da corrente drenada da rede, o que permite a redução, ou até mesmo a eliminação de filtros relacionados a interferência eletromagnética no circuito (Simonetti et al., 1992).

Este capítulo tem como objetivo apresentar a metodologia aplicada à integração de interruptores, analisando as características inerentes ao processo, de tal forma a estabelecer as vantagens e desvantagem do mesmo. Além disso, explora-se a topologia resultante do processo de integração, chamada de *SEPIC half-bridge*. Nesta análise, será abordada uma metodologia complementar de projeto da etapa de pré-regulação, seguindo a condição de operação descontínua, onde considera-se o nível de ondulação da corrente de entrada.

4.1 Metodologia de Integração de Interruptores

O processo de integração consiste, basicamente, no compartilhamento de um único interruptor controlado entre dois estágios de operação. Este interruptor, deverá ser capaz de suportar as correntes e/ou tensões oriundas de ambos os estágios envolvidos.

A metodologia para obtenção de um circuito integrado equivalente pode ser aplicada a qualquer conversor, desde que haja um ponto físico de ligação entre os interruptores, aos quais se deseja aplicar a técnica (Wu and Yu, 1997). Entretanto, uma característica inerente deste processo consiste que ambos os estágios integrados irão operar com a mesma frequência, bem como a mesma razão cíclica. Desta forma, deve-se previamente realizar uma análise do tipo de aplicação dos circuitos a serem integrados, verificando se os mesmos atendem as necessidades de acionamento da carga após a aplicação da técnica (Wu et al., 1998), (da Silva, 2012).

Considerando a integração entre dois interruptores controlados, sabe-se que existem quatro possibilidades de conexão entre os mesmos. De acordo com cada tipo de conexão, pode-se obter um circuito elétrico equivalente baseado em um único interruptor compartilhado. A Figura 4.1 apresenta as diferentes possibilidades de conexões entre dois interruptores. Nesta representação, utilizam-se interruptores controlados do tipo *MOSFET* (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*), visto que estes são amplamente empregados em eletrônica de potência; controle e acionamentos elétricos de alta frequência.

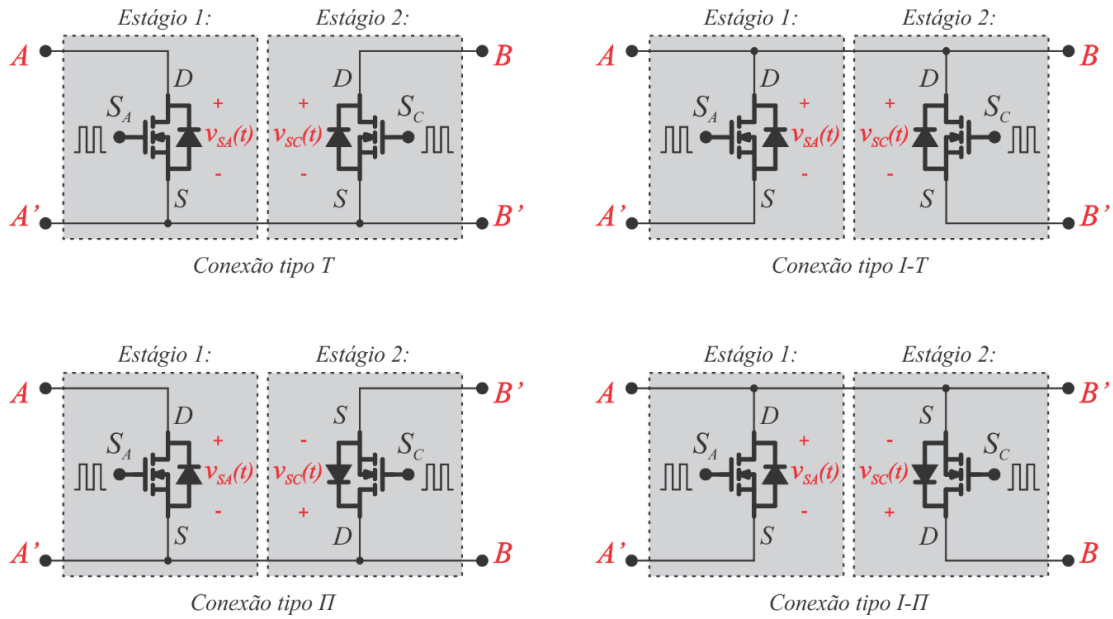


Figura 4.1 - Possibilidades de conexões entre dois interruptores.

Cada semiconductor apresenta dois pontos de conexão com o circuito de potência. Desta forma, por análise combinatória surgem quatro diferentes possibilidades de conexão entre dois elementos distintos. As conexões onde o ponto em comum entre os estágios é o *Source* de ambos os interruptores, recebe o nome de conexão do tipo *T*. Onde o ponto comum entre os estágios for os pinos de *Dreno*, o tipo de conexão é chamado *I-T*. Conforme a Figura 4.1, as conexões podem ainda receber o nome de *II*, para o ponto comum entre *Source* e *Dreno*, ou ainda *I-II*, para o ponto comum sendo entre *Dreno* e *Source*, respectivamente, do primeiro e do segundo estágio. Esta nomenclatura, introduzida inicialmente por (Wu and Yu, 1997), está relacionada com a distribuição dos interruptores e dos diodos auxiliares, visando diferenciar o circuito equivalente, bem como a característica de cada integração.

Os blocos da Figura 4.1 são delimitados pelos pontos *A*, *A'*, *B* e *B'*. Pela metodologia de integração, cada um destes blocos pode ser substituído por um circuito elétrico equivalente, apresentados na Figura 4.2. Nesta representação, há apenas um interruptor controlado *S_{SH}*. Entretanto, para evitar a circulação de correntes de um estágio no outro, são adicionados os diodos de bloqueio *D_{PR}* e *D_{HB}* (Wu and Yu, 1997).

Devido a característica de bloqueio dada pelos diodos, os estágios mesmo integrados podem ainda ser analisados de maneira independente (Chen and Chen, 2007). Entretanto, há situações onde um estágio integrado não oferece influência natural no outro. Nestas situações, não há a necessidade da adição dos diodos de bloqueio (Marchesan, 2007).

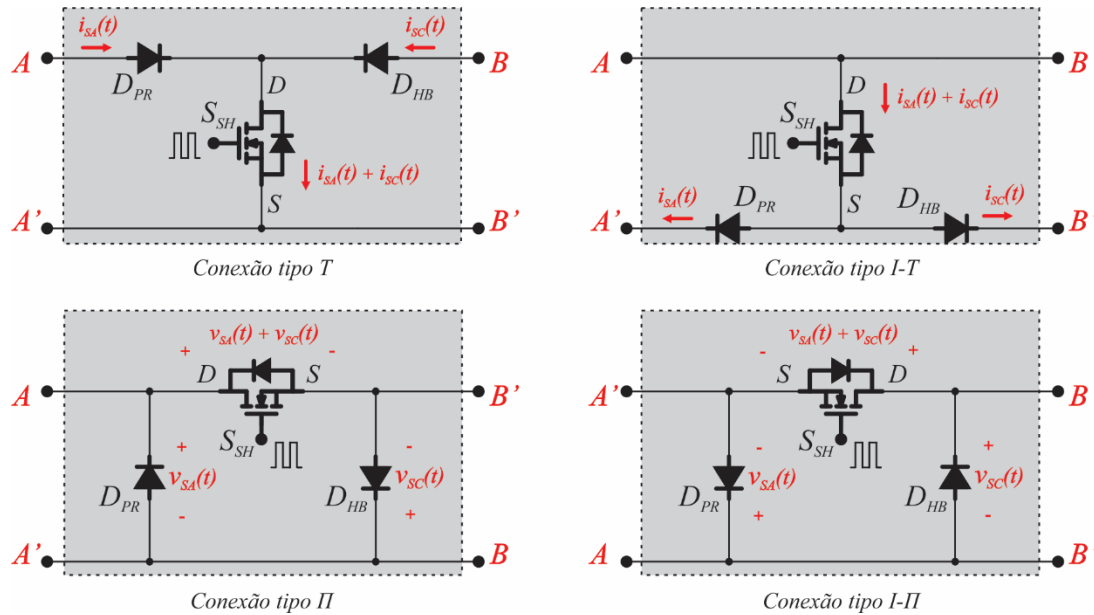


Figura 4.2 - Circuitos equivalentes com um único interruptor controlado e diodos de bloqueio.

4.1.1 Estágios de Potência Integrados

O controle do fluxo de potência em reatores eletrônicos, de maneira geral, se dá através do estágio pré-regulador em conjunto com o estágio de controle de potência, ambos discutidos previamente no Capítulo 3. Desta forma, visando a redução do número de interruptores ativos destes estágios, propõem-se a aplicação do processo de integração nos mesmos. Este processo deverá ser capaz de promover a pré-regulação e o controle de potência por meio de um único interruptor compartilhado S_{SH} .

Para este trabalho, deseja-se a alimentação eficiente de uma lâmpada fluorescente de indução, a qual apresenta uma frequência específica de operação, na ordem de 250 kHz. Esta frequência, definida pelo circuito inversor de tensão, será também imposta ao estágio de pré-regulação após o processo de integração de interruptores. Logo, o circuito de entrada irá, obrigatoriamente, operar em uma elevada frequência, proporcionando a redução dos elementos magnéticos e, por consequência, o peso e o volume da topologia final.

Existe uma ampla gama de conversores estáticos que podem operar como pré-reguladores. Tais conversores, já discutidos anteriormente, podem ser integrados ao estágio de controle de potência. A Figura 4.3 apresenta um reator eletrônico em blocos, onde é possível observar as diferentes possibilidades de circuitos para o pré-regulador. Nesta representação, o estágio de controle de potência é constituído pelo inversor *half-bridge* associado a um filtro ressonante *LCC*.

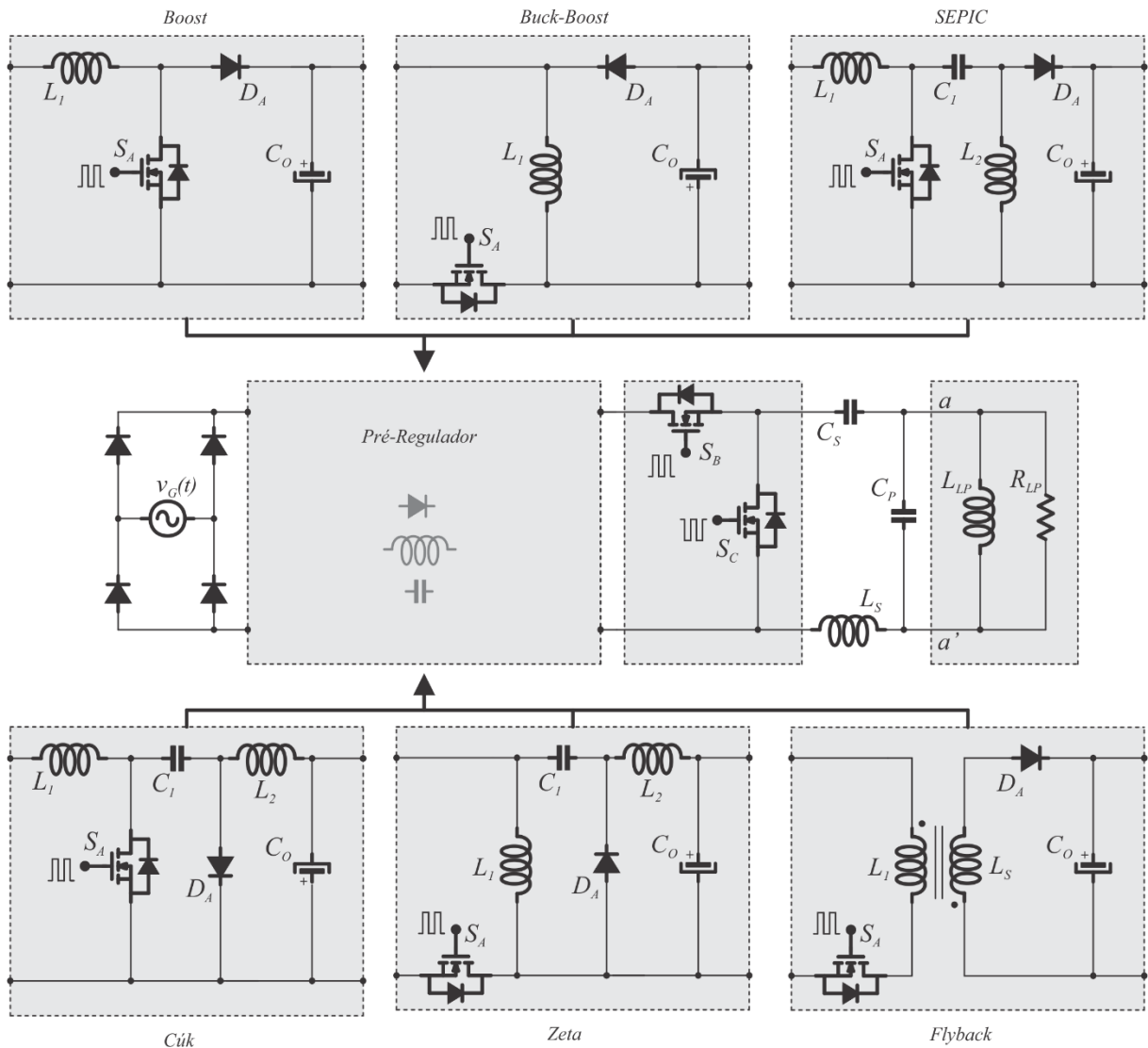


Figura 4.3 - Estrutura não integrada para reatores eletrônicos.

Conforme pôde ser analisado na Figura 4.3, existem situações onde o posicionamento do interruptor do circuito original deverá ser alterado. Nas topologias *Buck-Boost* e *Zeta*, por exemplo, o interruptor S_A foi posicionado de tal forma a haver uma conexão física direta com o interruptor S_C do estágio inversor. Nesta condição, torna-se possível aplicar a integração.

A metodologia de integração de interruptores acarreta no aumento dos esforços de tensão e/ou corrente sobre o interruptor resultante. Estes esforços são determinados a partir do tipo de conexão existente entre os interruptores antes da aplicação do processo.

Em relação às conexões do tipo *T* e *I-T*, há a presença inerente de um esforço extra de corrente sobre o interruptor compartilhado. Para esta situação, denominada de “célula de sobrecorrente”, o interruptor do circuito equivalente S_{SH} é submetido ao somatório das correntes

que eram aplicadas a ambos os interruptores antes da integração. Em relação à distribuição da tensão aplicada ao interruptor compartilhado, este é submetido a maior dentre as tensões presentes nos interruptores não integrados, conforme pode ser analisado na Figura 4.4 para a conexão tipo *T*. Nesta representação, as correntes do estágio de pré-regulação e do estágio de controle de potência correspondem, respectivamente, às fontes de corrente $i_{SA}(t)$ e $i_{SC}(t)$. Cabe salientar que as mesmas análises de tensão e corrente se estendem para a conexão do tipo *I-T*.

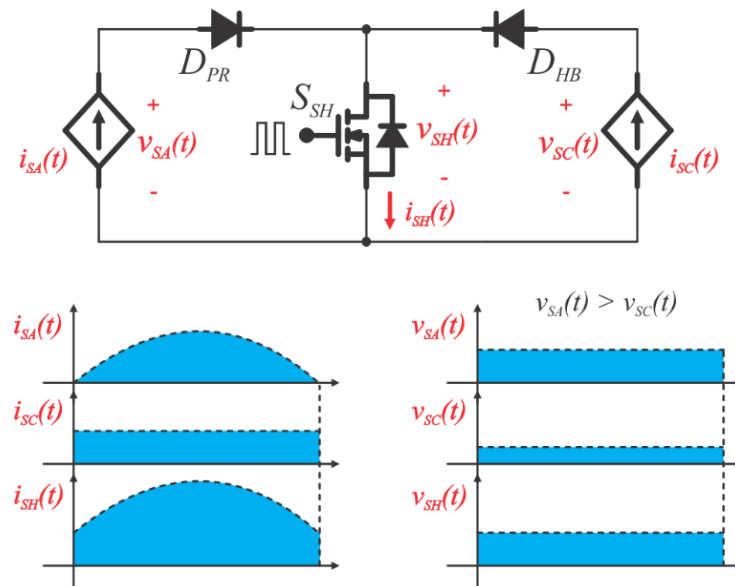


Figura 4.4 - Distribuição da tensão e da corrente no interruptor compartilhado para a conexão tipo *T*.

As conexões do tipo *II* e *I-II* são caracterizadas por um esforço extra de tensão sobre o interruptor compartilhado S_{SH} . Nesta característica, denominada de “célula de sobretensão”, o interruptor do circuito equivalente é submetido ao somatório entre as tensões que eram aplicadas a ambos os interruptores antes da integração.

A Figura 4.5 apresenta o comportamento da tensão e da corrente para a conexão do tipo *I-II*. Conforme pode ser observado, a corrente que flui através do interruptor compartilhado é composta pela maior das correntes, as quais fluíam pelos interruptores antes da técnica de integração. Este comportamento também é característico na conexão do tipo *II*.

As configurações de sobrecorrente e sobretensão podem ser expressas através de um conjunto de células, onde se considera os diferentes conversores estáticos atuando como pré-regulador, conforme a Figura 4.6. Nesta representação simplificada, buscou-se distribuir os elementos de cada célula visando uma melhor visualização e compreensão. Contudo, nota-se que para a topologia *Cúk*, devido a distribuição específica dos elementos, existe uma célula própria que representa o processo de integração (Fraytag et al., 2015).

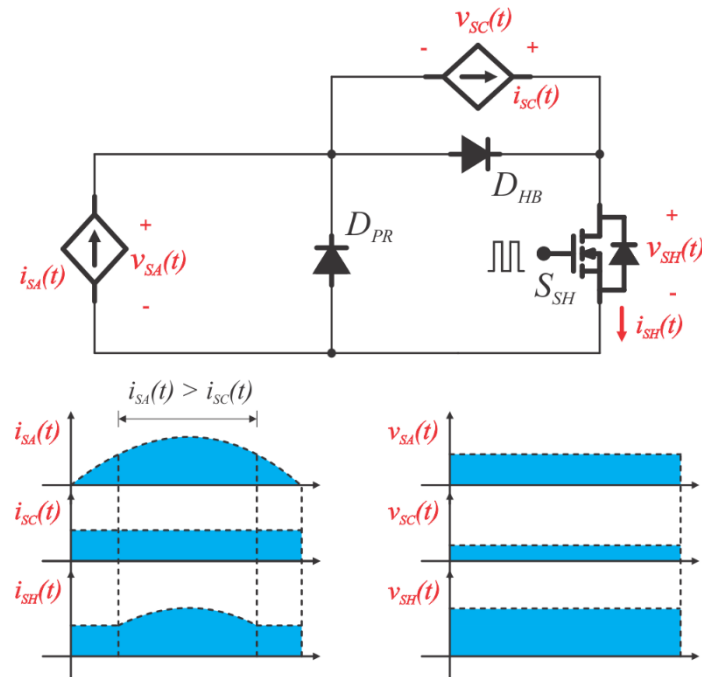


Figura 4.5 - Distribuição da tensão e da corrente no interruptor compartilhado para a conexão do tipo *I-II*.

Os esforços extras de tensão e/ou corrente aplicados ao interruptor compartilhado fazem com que este deva ser mais robusto, quando comparado aos interruptores não integrados. Desta forma, as perdas relacionadas a condução e a comutação do semicondutor compartilhado, podem tornar-se elevadas. Baseado nisto, a escolha correta deste semicondutor representará um fator importante no resultado final do circuito quando analisado em relação a eficiência e funcionalidade do mesmo (Marchesan, 2007).

Neste contexto, surge a necessidade de se avaliar os esforços extras relacionados ao interruptor compartilhado, tanto para a situação de sobretensão, quanto para de sobrecorrente. Experimentalmente, este elemento deve apresentar uma baixa resistência de condução, bem como reduzidos tempos de resposta transitória. Contudo, devido a operação no modo descontínuo do pré-regulador, estima-se que as perdas na condição de sobrecorrente sejam inferiores, quando em comparação com a integração de sobretensão.

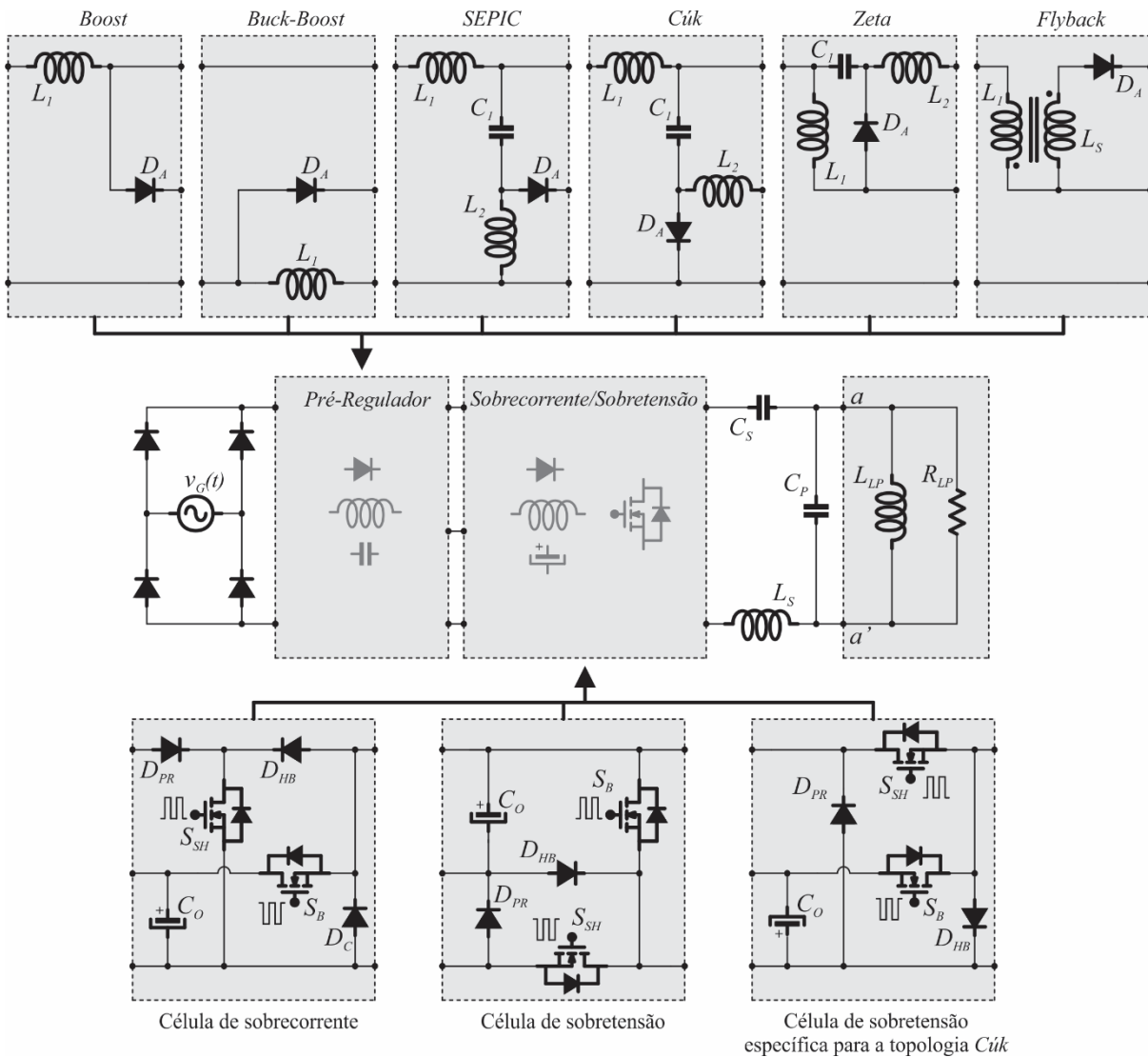


Figura 4.6 - Possíveis estruturas de reatores eletrônicos integrados.

4.1.2 Esforço Extra no Interruptor Compartilhado

O aumento dos esforços sobre o semicondutor compartilhado é uma característica intrínseca da metodologia de integração, o que pode representar perdas significativas de energia. Para o caso do semicondutor do tipo *MOSFET*, por exemplo, além da frequência de operação as perdas estão também relacionadas aos níveis de tensão e corrente aplicadas ao mesmo. Desta forma, tais esforços devem ser analisados para a escolha adequada do semicondutor utilizado experimentalmente.

As topologias de sobrecorrente, apresentadas anteriormente, são caracterizadas pelo somatório das correntes relacionadas aos interruptores ainda não integrados. Considerando a

integração entre o estágio pré-regulador e o estágio de controle de potência, pode-se expressar a corrente resultante no interruptor compartilhado conforme a Figura 4.7.

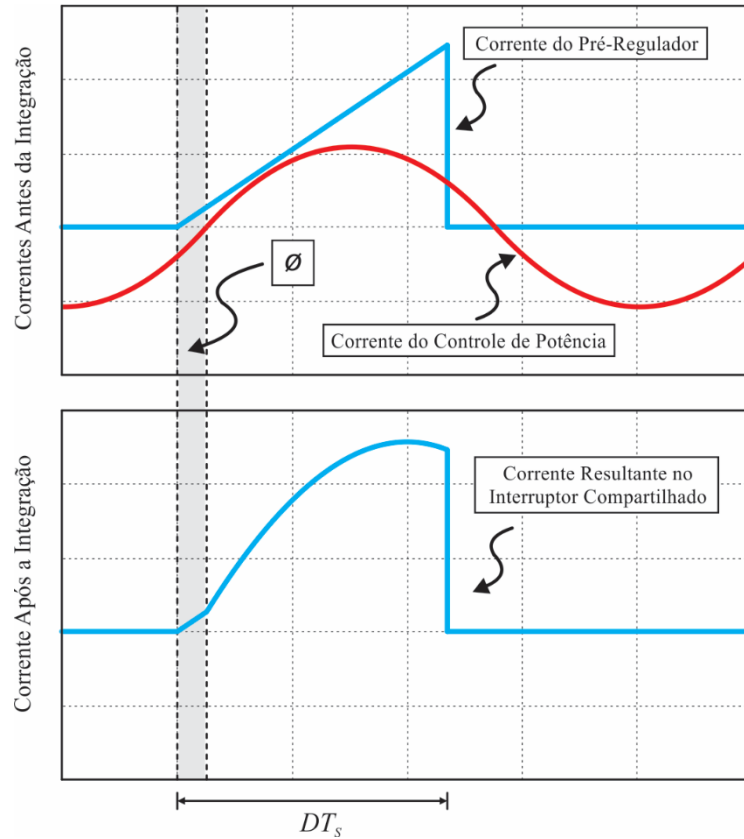


Figura 4.7 - Corrente nos interruptores antes e após o processo de integração.

Conforme a figura anterior, a corrente do pré-regulador corresponde a uma carga linear, a qual é um comportamento intrínseco dos conversores estáticos apresentados. Já a corrente do estágio de controle de potência apresenta o comportamento senoidal, proveniente do filtro ressonante passa-baixas associado ao mesmo. Entretanto, devido à característica indutiva do filtro de saída, o ângulo ϕ da carga ressonante influencia no nível de corrente através do interruptor compartilhado. Observa-se que somente após o ponto de inversão da corrente ressonante, o interruptor compartilhado apresentará o somatório das correntes de ambos os estágios integrados.

A corrente instantânea no interruptor compartilhado $i_{SH}(t)$, para o caso da célula de sobrecorrente, pode ser discretizada no domínio do tempo de acordo com a expressão (4.1). Para esta representação, m equivale a um contador inteiro; iniciado em zero e incrementado a cada período de comutação.

$$i_{SH}(t) = \begin{cases} J_1(t) \rightarrow \left[mT_s \leq (t-t_D) < mT_s + \frac{\phi}{\omega_s} \right] \\ J_2(t) \rightarrow \left[mT_s + \frac{\phi}{\omega_s} \leq (t-t_D) < mT_s + DT_s \right] \\ 0 \rightarrow \left[mT_s + DT_s \leq (t-t_D) < m(T_s + 1) \right] \end{cases} \quad (4.1)$$

Onde:

$$J_1(t) = \frac{v_G(t-t_D)}{L_C}(t-t_D - mT_s)$$

$$J_2(t) = J_1(t) + \left| \frac{\sqrt{2P_{LP}R_{LP}}}{Z_P} \right| \sin[\omega_s(t-t_D) - \phi]$$

$$Z_P = \left[\frac{1}{R_{LP}} + j \left(C_P - \frac{1}{\omega_s^2 L_{LP}} \right) \right]^{-1}$$

A partir da corrente instantânea através do interruptor, pode-se determinar o valor da corrente eficaz no mesmo, segundo (4.2). Nesta situação, ψ corresponde ao número de comutações T_s dentro de um período da rede T_R . Este método é analisado a partir de uma distribuição vetorial das componentes de corrente, correspondendo a um somatório quadrático da corrente eficaz de cada período de comutação (Marchesan, 2007). A determinação da corrente eficaz total é relevante para a escolha do tipo de *MOSFET* a ser utilizado.

$$\langle i_{SH} \rangle_{EFICAZ} = \sqrt{\frac{1}{T_R} \sum_{n=0}^{\psi} \left[\int_{nT_s}^{(1+n)T_s} i_{SH}(t)^2 dt \right]} \quad (4.2)$$

As células de sobretensão, conforme analisadas anteriormente, acarretam na elevação da tensão aplicada ao interruptor compartilhado. Esta tensão instantânea $V_{SH}(t)$, de forma análoga à situação de sobrecorrente, também pode ser discretizada com relação ao domínio do tempo, segundo (4.3).

$$V_{SH}(t) = \begin{cases} v_G(t) + 2v_o \rightarrow \left[(m+D)T_s \leq t < \frac{v_G(t)DT_s}{L_C} + (m+D)T_s \right] \\ v_G(t) + v_o \rightarrow \left[\frac{v_G(t)DT_s}{L_C} + (m+D)T_s \leq t < (m+1)T_s - t_k \right] \\ 0 \rightarrow \left[(m+1)T_s - t_k \leq t < m(T_s + 1) \right] \end{cases} \quad (4.3)$$

Onde para a condição de operação descontínua, tem-se:

$$t_k(t) = \frac{v_G(t) + v_o}{v_o} DT_s$$

Os esforços de tensão e corrente para as células de sobretensão são omitidas, visto que não corresponde ao foco deste trabalho. Entretanto, cabe salientar que as análises apresentadas anteriormente podem ser aplicadas de forma integral nestas situações.

4.2 Topologia Integrada *SEPIC Half-Bridge*

Um dispositivo eletrônico para o acionamento de lâmpadas de descarga deve ser desenvolvido visando o melhor desempenho tanto do próprio dispositivo, quanto da lâmpada a ser acionada. Através de pesquisas técnicas, bem como prévias análises teóricas e matemáticas, opta-se por um sistema eletrônico baseado na topologia *SEPIC*, operando como pré-regulador do fator de potência, integrado ao inversor *half-bridge* ressonante, responsável pelo estágio de controle de potência entregue à lâmpada. A topologia em análise, apresentada na Figura 4.8, caracteriza-se por uma célula de sobrecorrente, a qual é relacionada a conexão do tipo *T*.

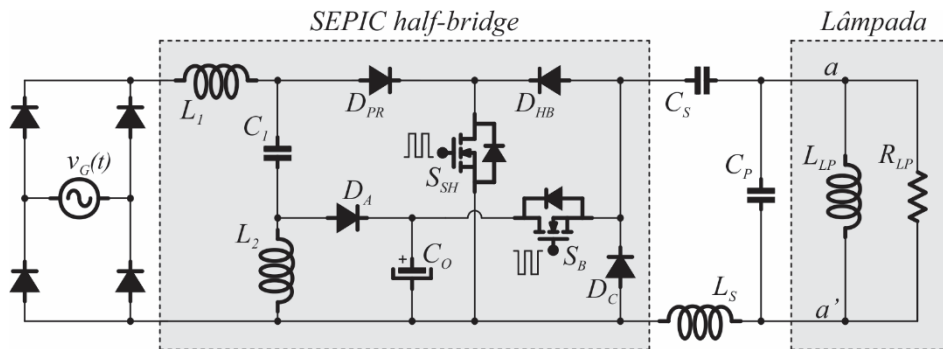


Figura 4.8 - Topologia *SEPIC half-bridge* compartilhando o interruptor S_{SH} .

A estrutura *SEPIC* tem por característica a possibilidade de operar com um ganho estático maior ou menor que o unitário. Outra peculiaridade desta, consiste no fato da tensão de saída possuir a mesma polaridade da tensão de entrada. Diferentes topologias de pré-reguladores poderiam ser utilizadas para o acionamento da lâmpada. O conversor *Flyback*, por exemplo, seria uma alternativa. Uma das características dessa topologia é a isolação entre a entrada e a saída. Entretanto, quando aplicada a proposta de integração de interruptores, elucidada nas seções anteriores, essa característica de isolação deixa de existir. Logo, o *Flyback* se assemelha à topologia *Buck-Boost*, a qual seria mais vantajosa que a topologia *Flyback* devido à menor indutância de dispersão e ao reduzido tamanho físico do elemento magnético.

De maneira geral, a opção pelo conversor *SEPIC* se deve a sua característica não inversora. Além disso, dependendo do projeto da indutância de entrada L_I do conversor, a corrente drenada da rede pode apresentar, inerentemente, um baixo conteúdo harmônico. Fato este que acarreta na redução do filtro de interferência eletromagnética. A topologia *SEPIC* pode ser dimensionada no modo de condução contínuo e/ou no modo de condução descontínuo. Para este projeto, a operação no modo descontínuo é adotada em virtude do nível de potência associada a lâmpada (Roggia, 2009), além da simplificação no processo de realimentação, o qual será discutido no Capítulo 7.

4.2.1 Ondulação da Corrente de Entrada e o Dimensionamento do Indutor L_I

A corrente de entrada associada a circuitos não lineares representa um importante fator durante um projeto eletrônico. Esta corrente está relacionada ao conteúdo harmônico injetado na rede, bem como a energia reativa drenada da mesma.

Idealmente, a corrente de entrada deve apresentar um comportamento senoidal e em fase com a tensão de alimentação. Esta característica pode ser naturalmente obtida durante a operação descontínua do pré-regulador. Entretanto, por tratar-se de um circuito comutado, a corrente de entrada é submetida a componentes de alta frequência com elevadas taxas de variação. Tal situação pode representar significativa interferência eletromagnética.

A interferência eletromagnética, conhecida na literatura técnica pela sigla inglesa *EMI* (*Electromagnetic Interference*), caracteriza-se pela degradação no desempenho de um equipamento devido a perturbações de caráter eletromagnético (Kaur et al., 2011). Em circuitos eletrônicos os efeitos da interferência são minimizados, normalmente, com a incorporação de um filtro de entrada, capaz de remover as componentes oriundas da comutação do circuito (Shifman, 1965), (Tarateeraseth et al., 2010). Entretanto, existem estruturas onde é possível

utilizar os próprios componentes do circuito, de tal forma a minimizar os efeitos da interferência eletromagnética (Simonetti et al., 1992). Neste contexto, enquadram-se as topologias *SEPIC* e *Cúk*, por exemplo, as quais apresentam um elemento indutivo em série com a corrente de entrada. Contudo, a característica de saída invertida da estrutura *Cúk* a faz menos atrativa.

A indutância de um determinado elemento está relacionada com a escolha da variação máxima de corrente sobre o mesmo. Desta forma, o indutor L_I do circuito *SEPIC* pode ser dimensionado de tal forma a apresentar uma baixa ondulação (*ripple*) da corrente de entrada. A Figura 4.9 mostra o comportamento teórico da corrente de entrada para a estrutura *SEPIC* operando em condução descontínua.

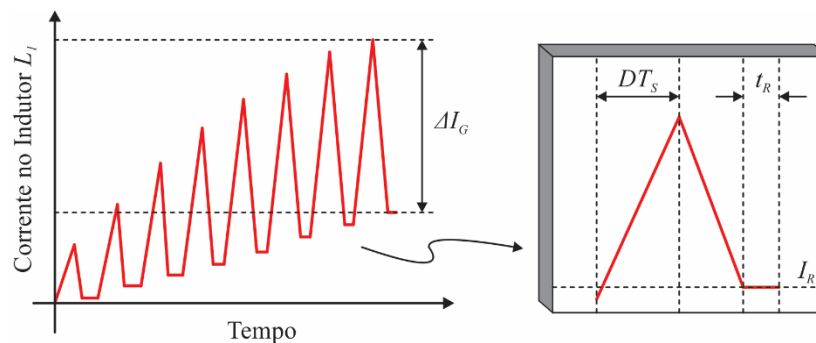


Figura 4.9 - Corrente de entrada da topologia *SEPIC* em condição descontínua.

Considerando o nível de ondulação da corrente drenada da rede, a indutância L_I pode então ser determinada de acordo com (4.4). De maneira geral, o nível máximo de ondulação da corrente de entrada é definido em cerca de 20 à 30% da corrente máxima de alimentação (Lyrio Simonetti et al., 1997).

$$L_I = \frac{V_G^2 D T_S}{2 \Delta I_G \langle P_G \rangle} \quad (4.4)$$

Onde:

- V_G - Tensão máxima da entrada;
- D - Razão cíclica de operação;
- f_s - Frequência de comutação;
- ΔI_G - Ondulação máxima da corrente de entrada em T_S ;
- $\langle P_G \rangle$ - Potência média de entrada.

O comportamento teórico da ondulação da corrente de entrada quando submetida a variações na indutância L_I e na razão cíclica, é apresentado na Figura 4.10. Nesta representação, considera-se uma tensão $V_G = 220\sqrt{2}$ V e uma frequência $f_s = 250$ kHz.

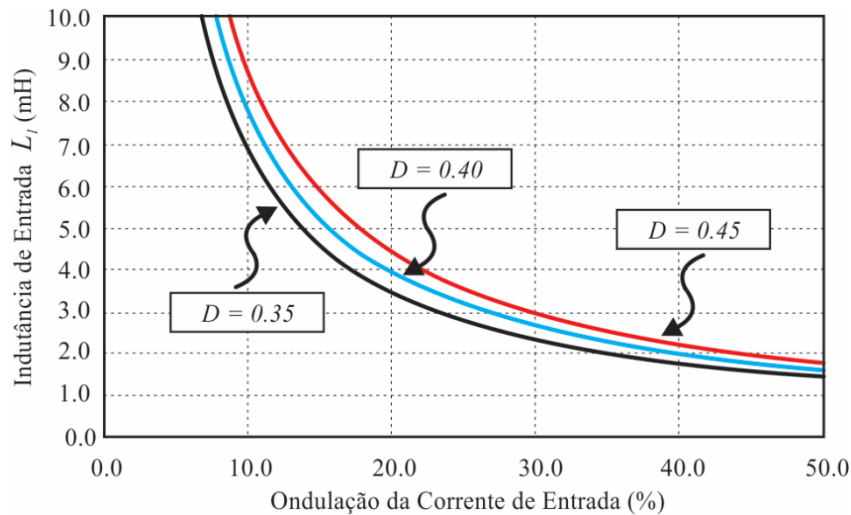


Figura 4.10 - Ondulação da corrente de entrada em relação a variações na indutância L_I e na razão cíclica.

A topologia *SEPIC*, quando operando em modo de condução descontínuo, pode ser analisada como uma fonte de potência (Dalla Costa et al., 2011). Desta forma, considerando uma indutância equivalente L_C , a qual foi previamente definida pela metodologia do Capítulo 3, é possível o dimensionamento da indutância intermediária L_2 , segundo (4.5).

$$L_2 = \frac{L_1 L_C}{L_1 - L_C} \quad (4.5)$$

Devido a distribuição dos elementos reativos, a estrutura *SEPIC* apresenta um ponto de operação caracterizada por uma malha de ressonância. Esta característica somente ocorre na operação descontínua do conversor, representando uma corrente residual associada aos elementos reativos. Desta forma, a corrente de entrada nunca é nula para tensões de entrada diferentes de zero, conforme pôde ser observado na Figura 4.9. A corrente residual $i_R(t)$ é uma função direta da tensão de alimentação, bem como da relação entre as indutâncias do circuito *SEPIC*, podendo ser expressa por (4.6).

$$i_R(t) = \frac{|v_G(t)| D^2}{2f_s} \left[\frac{1}{L_2} - \frac{|v_G(t)|}{L_1 v_o} \right] \quad (4.6)$$

Onde:

$|v_G(t)|$ - Tensão instantânea retificada de entrada;
 v_o - Tensão média de saída do pré-regulador.

Considerando a característica de condução descontínua dentro de um período de alta frequência, a corrente residual se faz presente entre o tempo de bloqueio do diodo D_A , e o próximo período de comutação do interruptor compartilhado. Este tempo de descontinuidade pode ser matematicamente expresso por (4.7).

$$t_R(t) = T_s - DT_s \left[1 + \frac{|v_G(t)|}{v_o} \right] \quad (4.7)$$

4.2.2 Capacitor Intermediário C_I

Na concepção da topologia *SEPIC* a tensão através do capacitor C_I pode ser assumida constante dentro de um período de comutação, mas, ao mesmo tempo, deve seguir a tensão de entrada de baixa frequência.

Quando operando como pré-regulador do fator de potência, a frequência de ressonância f_{RS} entre os elementos reativos C_I , L_1 e L_2 deve ser maior que a frequência da rede, a fim de se evitar oscilações da corrente de entrada dentro de cada meio ciclo de rede. Além disso, a frequência de ressonância entre L_2 e C_I deve ser menor do que a frequência de comutação, visando garantir uma tensão constante no capacitor intermediário dentro de cada período de comutação. Desta forma, a capacitância C_I pode ser obtida para uma dada frequência de ressonância f_{RS} , conforme (4.8).

$$C_I = \frac{1}{(2\pi f_{RS})^2 (L_1 + L_2)} \quad (4.8)$$

4.2.3 Análise das Etapas de Operação

O modo de operação descontínuo apresenta, classicamente, três etapas de operação. Entretanto, quando o conversor é associado a um circuito inversor ressonante, formando a

configuração integrada *SEPIC half-bridge*, esta apresenta um novo conjunto de etapas com características distintas e peculiares entre si. Tais etapas, descritas a seguir, baseiam-se nas seguintes considerações iniciais:

- A corrente ressonante $i_F(t)$ é idealmente senoidal;
- Todos os semicondutores e componentes passivos são considerados ideais;
- O sistema se encontra em regime permanente de operação.

Etapa 1 ($t_0 - t_1$): Esta etapa, caracteriza-se pelo estado de “roda-livre” do conversor. Os interruptores S_{SH} e S_B estão em um estado de bloqueio, onde há apenas a circulação da corrente residual $i_R(t)$ através dos elementos reativos de entrada, de tal forma que $i_{L1}(t)$ é igual a $-i_{L2}(t)$. A corrente ressonante $i_F(t)$ flui através do diodo D_C , conforme apresentado na Figura 4.11.

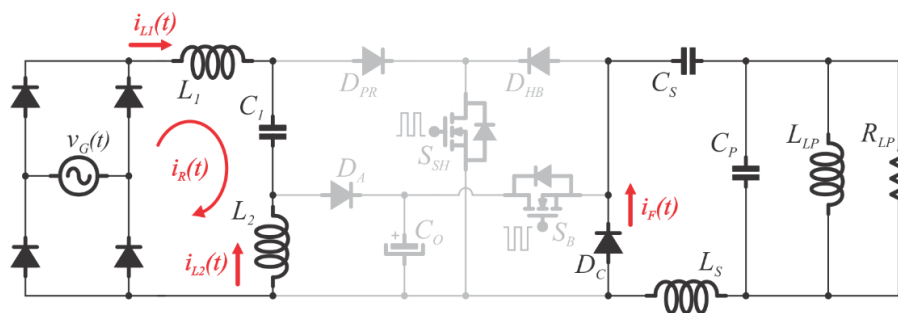


Figura 4.11 - Etapa 1 de operação ($t_0 - t_1$).

Etapa 2 ($t_1 - t_2$): Nesta etapa o interruptor compartilhado S_{SH} entra em condução. Desta forma, o indutor L_1 é submetido à tensão retificada de entrada, enquanto a tensão sobre o capacitor intermediário C_1 é aplicada à L_2 . A corrente ressonante $i_F(t)$ se mantém através do diodo D_C . Logo, o interruptor compartilhado é submetido apenas as correntes do estágio de pré-regulação, de acordo com a Figura 4.12.

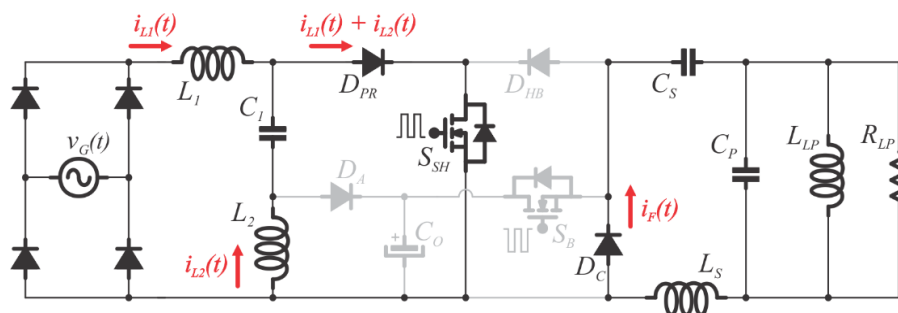


Figura 4.12 - Etapa 2 de operação ($t_1 - t_2$).

Etapa 3 ($t_2 - t_3$): Esta etapa tem início no instante de inversão da corrente ressonante $i_F(t)$. Com isso, o interruptor compartilhado S_{SH} é submetido ao somatório das correntes do estágio de pré-regulação e do circuito ressonante, caracterizando a célula de sobrecorrente, conforme a Figura 4.13. Tal situação de sobrecorrente é oriunda do processo de integração de interruptores.

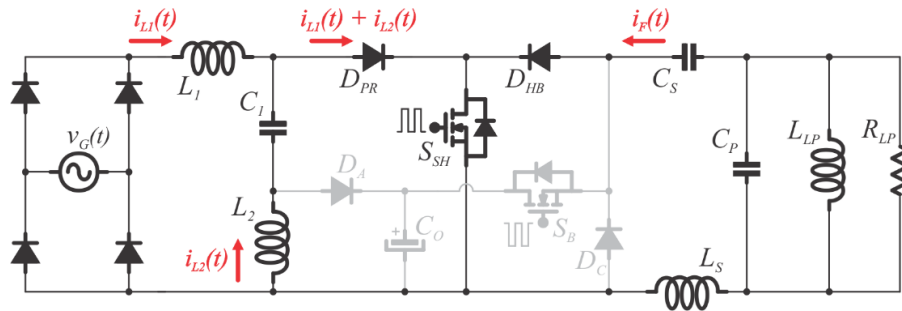


Figura 4.13 - Etapa 3 de operação ($t_2 - t_3$).

Etapa 4 ($t_3 - t_4$): O bloqueio do interruptor compartilhado caracteriza o início desta etapa. No circuito ressonante, a corrente $i_F(t)$ é forçada a circular pelo diodo intrínseco do interruptor S_B , segundo a Figura 4.14. Com isso, os indutores L_1 e L_2 são desmagnetizados pela tensão $v_O(t)$ (tensão do capacitor C_O), por meio da condução do diodo D_A .

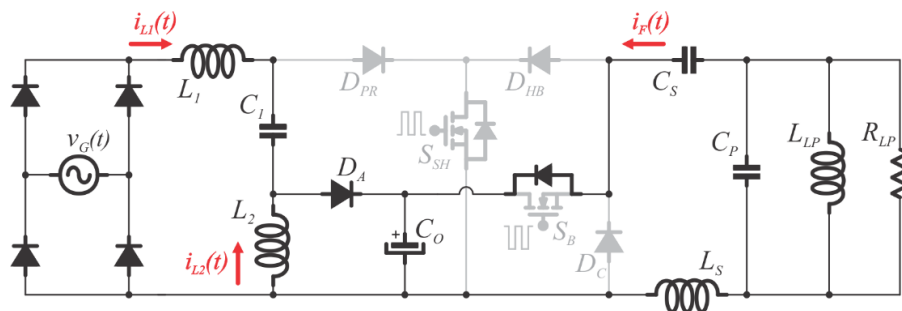


Figura 4.14 - Etapa 4 de operação ($t_3 - t_4$).

Etapa 5 ($t_4 - t_5$): Neste instante de operação o interruptor não integrado S_B entra em condução, conforme apresentado na Figura 4.15. De acordo com a etapa anterior, a corrente ressonante circulava através do diodo intrínseco de S_B . Esta característica garante a entrada de condução de S_B com tensão nula, conhecida na literatura técnica pela sigla inglesa *ZVS* (*Zero-Voltage Switching*).

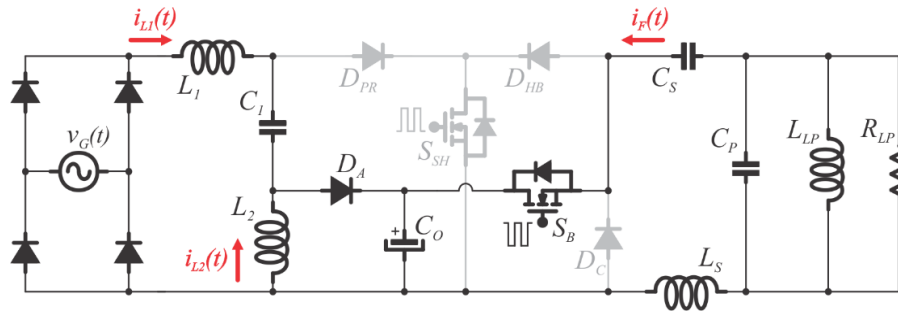


Figura 4.15 - Etapa 5 de operação ($t_4 - t_5$).

Etapa 6 ($t_5 - t_6$): Esta etapa de operação caracteriza-se pela nova inversão da corrente do filtro $i_F(t)$. Com isso, o capacitor de barramento C_O passa a alimentar a carga ressonante através da condução do interruptor S_B , conforme a Figura 4.16.

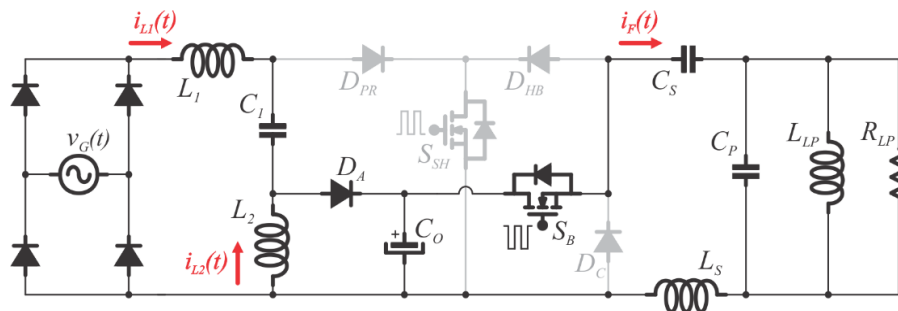


Figura 4.16 - Etapa 6 de operação ($t_5 - t_6$).

Etapa 7 ($t_6 - t_7$): Nesta última etapa a corrente através do diodo D_A chega a zero antes do próximo período de comutação do interruptor compartilhado, caracterizando a operação em modo descontínuo do estágio pré-regulador. A corrente de entrada entra novamente no modo de “roda-livre”, representado pela corrente residual $i_R(t)$ na Figura 4.17.

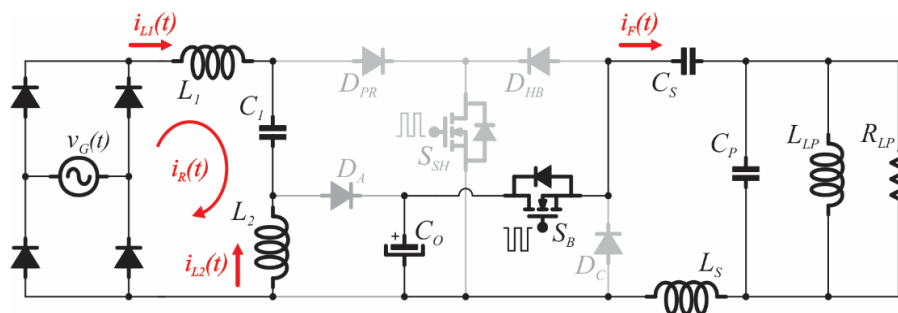


Figura 4.17 - Etapa 7 de operação ($t_6 - t_7$).

No final desta última etapa o interruptor S_B é bloqueado, retornando o circuito ao estado inicial. O conjunto de etapas de operação da topologia integrada *SEPIC half-bridge* pode ainda ser analisado a partir das principais formas de onda presentes no circuito, conforme a Figura 4.18. Nesta situação, t_{off} corresponde ao tempo morto entre as comutações dos interruptores S_{SH} e S_B .

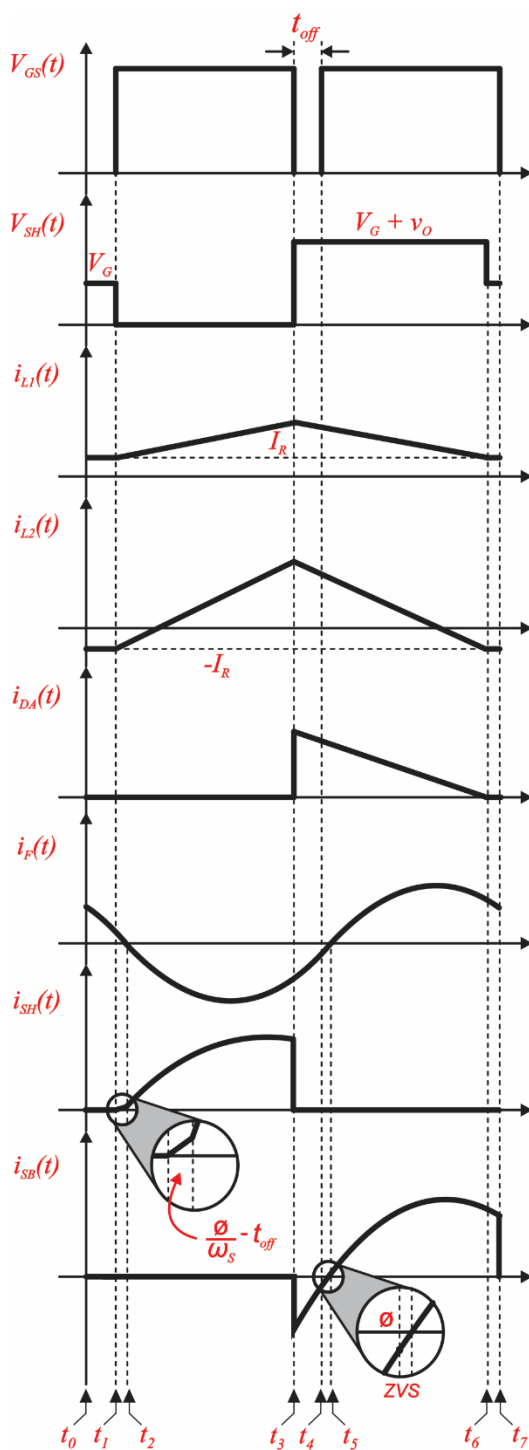


Figura 4.18 - Principais formas de onda da topologia *SEPIC half-bridge*.

No Capítulo 2 foi apresentado o processo de modulação de baixa frequência, o qual é responsável pela variação da potência entregue à lâmpada. Este processo atua diretamente nos interruptores do circuito de inversão de tensão. Entretanto, devido à integração de interruptores, a técnica de modulação irá, inerentemente, atuar em todos os estágios do reator eletrônico. Logo, durante o processo de modulação onde é cessada a transferência de potência para a lâmpada, também é cessado o consumo de energia da rede. Esta característica resulta em uma tensão de barramento idealmente constante, representando um fator importante do ponto de vista de controle realimentado, onde a resposta da malha fechada não precisará atuar sobre o sinal de modulação.

A partir das análises teóricas e matemáticas, bem como a descrição das etapas de operação da topologia *SEPIC half-bridge*, é possível realizar o projeto do sistema eletrônico. Este projeto, o qual é foco do capítulo subsequente, parte das metodologias elucidadas no presente capítulo e no capítulo anterior.

4.3 Conclusão

O processo de integração de interruptores foi apresentado neste capítulo. Tal processo tem como principal objetivo a redução do número de semicondutores ativos do circuito, bem como seus respectivos elementos de comando. A topologia integrada possui um interruptor compartilhado, o qual irá controlar o fluxo de potência do sistema. Contudo, o processo de integração é caracterizado pela sobretensão ou a sobrecorrente sobre o interruptor compartilhado. O tipo de esforço extra pode ser determinado a partir do tipo de conexão existente entre os circuitos antes da integração.

Além dos esforços sobre o interruptor compartilhado, o circuito integrado apresenta a característica de que tanto o estágio pré-regulador, quanto o estágio de controle de potência, irão operar na mesma frequência e na mesma razão cíclica. Nesta situação, antes da aplicação da metodologia de integração deve-se analisar o circuito proposto, de tal forma a verificar se o mesmo pode operar sob determinadas condições. Para este trabalho, a frequência de comutação do sistema integrado é definida a partir da frequência de operação da lâmpada de indução.

A ampla variedade de circuitos eletrônicos os quais podem ser aplicados ao acionamento de lâmpadas de descarga, proporciona ao projetista a escolha da melhor opção a ser utilizada. Para este trabalho, optou-se pela análise e pelo desenvolvimento da topologia integrada *SEPIC half-bridge*, visando o acionamento satisfatório e eficiente da lâmpada fluorescente de indução, foco desta análise.

A estrutura *SEPIC* operando como pré-regulador do fator de potência, pôde ser dimensionada de tal forma a proporcionar uma baixa ondulação da corrente de entrada. Nesta situação, o indutor L_I é analisado a partir de um nível máximo de ondulação, previamente definido pelo projetista. Logo, é possível a minimização dos níveis de interferência eletromagnética irradiada pelo circuito. Neste capítulo, além da análise matemática, apresentou-se a descrição das etapas de operação da topologia *SEPIC half-bridge*, de tal forma a elucidar o comportamento completo do conversor.

5 INTEGRAÇÃO DE MAGNÉTICOS DO ESTÁGIO DE PRÉ-REGULAÇÃO

O desenvolvimento experimental de circuitos eletrônicos tem, cada vez mais, visado a compactação e a minimização dos elementos. A compactação se dá, normalmente, com a elevação da frequência de operação. Já a redução de elementos se faz pelo desenvolvimento de novas topologias, ou variações das existentes, ou ainda por processos de integração.

Um processo de redução do número de elementos foi discutido no capítulo anterior. Tratava-se da metodologia de compartilhamento de semicondutores ativos. Além deste, existe também a possibilidade de compartilhamento de elementos magnéticos. Nesta situação, os indutores do sistema eletrônico são distribuídos em um único núcleo ferromagnético (Leung-Pong et al., 2001), (Feng et al., 2004). A metodologia de integração de magnéticos será discutida neste capítulo.

5.1 Circuito Magnético e Circuito Elétrico Equivalente

Os elementos magnéticos são parte fundamental de circuitos eletrônicos, onde são responsáveis pelo armazenamento e a transferência de energia. A análise do comportamento de um núcleo magnético, por exemplo, parte da possibilidade deste poder ser representado a partir de um circuito elétrico equivalente. Desta forma, as leis clássicas de análise matemática em eletricidade podem ser aplicadas no dimensionamento magnético. A Tabela 5.1 apresenta as analogias existentes entre as grandezas de um circuito elétrico e de um circuito magnético.

Tabela 5.1 - Analogia entre grandezas elétricas e magnéticas

Grandeza elétrica	Simbologia	Grandeza magnética	Simbologia
Corrente	I	Fluxo magnético	ϕ
Densidade de corrente	J	Densidade de fluxo magnético	B
Força eletromotriz (tensão)	V	Força magnetomotriz	\mathfrak{S}
Intensidade de campo elétrico	E	Intensidade de campo magnético	H
Condutividade elétrica	σ	Permeabilidade magnética	μ
Admitância	S	Permeância	P
Resistência	R	Relutância	\mathfrak{R}

O princípio de funcionamento de elementos magnéticos integrados não é de difícil compreensão, contudo a análise matemática completa parte de comportamentos não lineares, podendo tornar o desenvolvimento complexo. Contudo, existem aproximações válidas que trabalham a partir de análises puramente lineares (Hsiu and Witsulski, 1995), (Lee et al., 2003).

5.1.1 Modelo Elétrico Equivalente de um Indutor

No momento em que uma bobina elétrica de N espiras é inserida em uma interface magnética, conforme a Figura 5.1, tem-se a formação de um indutor. Neste elemento, a relação entre a variação de fluxo magnético ϕ e a corrente elétrica i_l recebe o nome de indutância L .

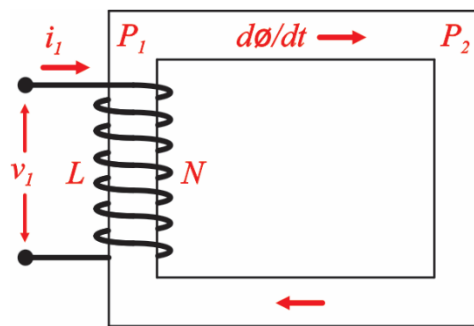


Figura 5.1 - Representação de um indutor com caminho magnético único.

Na Figura 5.1, observa-se que o caminho magnético é analisado em relação a duas permeâncias P_1 e P_2 , as quais representam a facilidade que o material impõe a passagem do fluxo magnético. Seguindo as analogias explicitadas na Tabela 5.1, o indutor pode então ser apresentado de forma equivalente pela Figura 5.2.

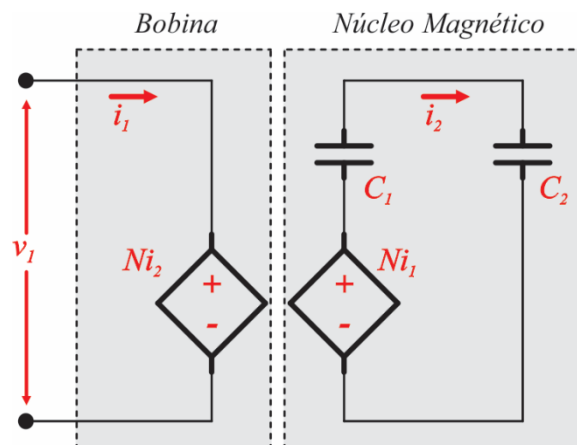


Figura 5.2 - Circuito elétrico equivalente de um indutor de caminho único.

Onde:

$$i_2 = \frac{d\phi}{dt}$$

Nesta representação, a força magnetomotriz \mathfrak{F} associada ao elemento magnético é analisada a partir de fontes de tensão dependentes das correntes i_1 e i_2 as quais representam, respectivamente, a corrente real do indutor e a taxa de variação do fluxo magnético associado ao núcleo. As permeâncias dos caminhos magnéticos são modeladas pelas capacitâncias C_1 e C_2 (Leung-Pong et al., 2001).

A indutância L pode ser determinada matematicamente. Este elemento depende dos parâmetros do núcleo e do número de espiras do enrolamento. Baseado nisso, pode-se analisar a indutância a partir do circuito equivalente da Figura 5.3, onde C_Q corresponde a associação série entre C_1 e C_2 , segundo (5.1).

$$C_Q = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \quad (5.1)$$

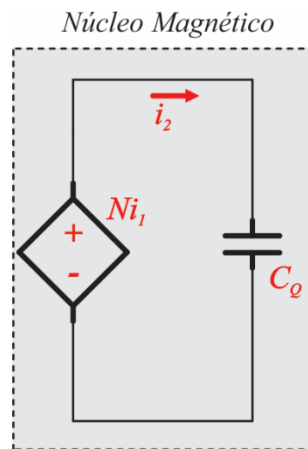


Figura 5.3 - Modelo elétrico simplificado somente com a parte do núcleo magnético.

O termo i_2 equivalente a corrente direta através do elemento capacitivo equivalente, a qual é dependente da tensão aplicada e do próprio valor de capacitância, conforme (5.2).

$$i_2 = C_Q \frac{dNi_1}{dt} \quad (5.2)$$

Através da *Lei de Faraday* para indução eletromagnética, a tensão v_1 associada ao indutor tem relação com o número de espiras do elemento e a taxa de variação do fluxo magnético ao longo do tempo, de acordo com a expressão (5.3).

$$v_1 = N \frac{d\phi}{dt} = Ni_2 \quad (5.3)$$

Logo, realizando a interação entre (5.2) e (5.3), obtém-se uma representação da indutância L (5.4). Esta, conforme mencionado anteriormente, é dependente do quadrado do número de espiras, bem como dos elementos capacitivos C_1 e C_2 , os quais estão correlacionados com as características do núcleo magnético.

$$v_1 = (N^2 C_\varrho) \frac{di_1}{dt} \quad \rightarrow \quad L = N^2 \left(\frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \right) \quad (5.4)$$

As mesmas análises também podem ser aplicadas no caso de indutores acoplados. Nesta situação, apresentada na Figura 5.4, o elemento magnético possui duas bobinas, as quais representam um circuito elétrico equivalente mais complexo, quando comparado com o modelo de um único indutor.

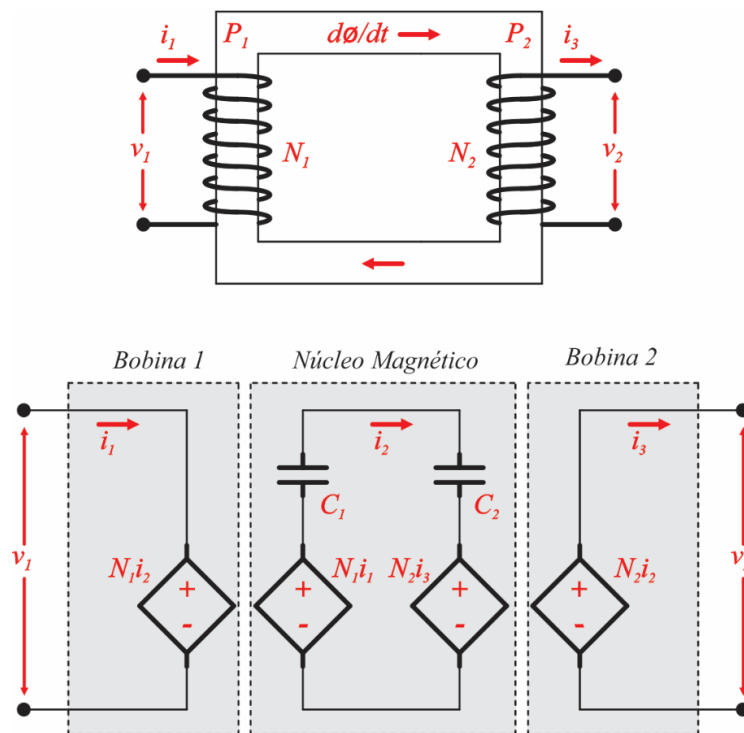


Figura 5.4 - Representação de dois indutores com caminho magnético único.

Este tipo de característica corresponde a situação de um conversor *Flyback*, por exemplo, onde o elemento magnético acoplado pode ser ainda associado a outro estágio de potência.

As representações magnéticas discutidas até este momento, consideram que existe apenas um caminho para a circulação do fluxo ϕ . Entretanto, há estruturas com mais de um caminho magnético fechado. Um exemplo disso é o núcleo do tipo *E*, o qual apresenta duas malhas de circulação para o fluxo. Este tipo de núcleo é amplamente utilizado em âmbito experimental.

5.1.2 Modelo para um Núcleo Tipo *E*

Neste tipo de núcleo a representação elétrica equivalente é constituída por três permeâncias, uma para cada caminho magnético. Nesta situação, apresentada na Figura 5.5, pode-se novamente utilizar métodos clássicos de análise elétrica para determinar, por exemplo, o valor da indutância associada a bobina.

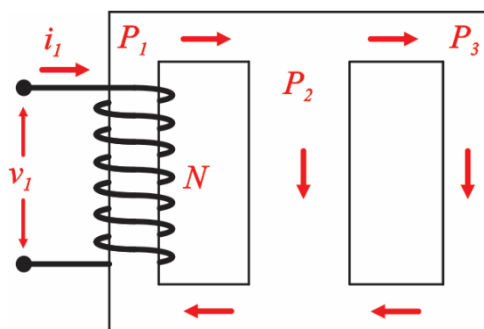


Figura 5.5 - Representação de um indutor em um núcleo do tipo *E*.

Uma peculiaridade deste tipo de núcleo é que a área do caminho magnético central é o dobro das áreas laterais. Esta característica construtiva representa uma diferença nos valores das permeâncias equivalentes, o que irá influenciar diretamente na metodologia de integração de magnéticos, apresentada na seção seguinte.

5.2 Metodologia da Integração de Magnéticos

A integração de magnéticos parte do princípio onde um dos indutores não deve interferir no outro (Shen et al., 2011). Nesta situação, o fluxo magnético gerado por um indutor não deverá ser capaz de induzir uma tensão elétrica no outro elemento integrado. Para isso, deve-se

realizar uma distribuição dos enrolamentos de cada indutor, visando que haja uma interação nula entre os mesmos.

A Figura 5.6 apresenta um núcleo do tipo *E* com dois indutores compartilhando o mesmo meio magnético. Em tal representação, um dos indutores foi posicionado no caminho magnético esquerdo e outro no caminho central. Devido às correntes i_A e i_B , os respectivos indutores geram os fluxos ϕ_1 e ϕ_2 , nos sentidos indicados na figura abaixo.

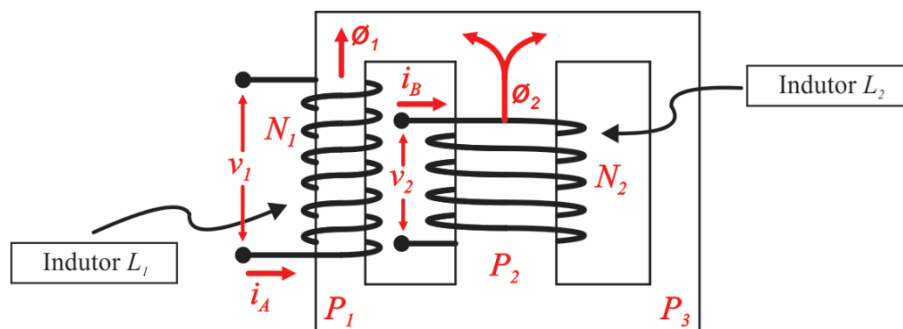


Figura 5.6 - Dois indutores distribuídos em um mesmo núcleo magnético do tipo *E*.

Conforme pode ser observado neste tipo de distribuição dos indutores, existe uma interferência entre os fluxos ϕ_1 e ϕ_2 . No caminho magnético da esquerda, por exemplo, ocorre uma diminuição do fluxo magnético resultante, enquanto no caminho da direita o fluxo resultante é o somatório entre os fluxos parciais de cada bobina. Do ponto de vista experimental, além dos indutores estarem interferindo um no outro, o caminho magnético direito pode ser levado a saturação, ocasionando a redução da indutância associada ao elemento. Assim, o tipo de distribuição da Figura 5.6 não é adequada. A interação nula entre L_1 e L_2 pode ser obtida pela distribuição apresentada na Figura 5.7, onde o indutor L_1 é enrolado metade em cada caminho magnético externo do núcleo *E*.

Nesta situação, a divisão igualitária de N_1 faz com que o fluxo gerado por cada meia bobina seja numericamente igual e, devido ao sentido do enrolamento, percorra unicamente a região externa do núcleo. Desta forma, pode-se dizer que o indutor L_1 não interfere no indutor L_2 .

Em relação ao segundo indutor L_2 , o fluxo gerado por este é dividido entre ambos os caminhos magnéticos externos (P_1 e P_3), visto que as relutâncias associadas a estes são idealmente iguais. Com isso, no caminho P_1 o fluxo gerado por L_2 será subtraído do fluxo produzido por meia bobina L_1 , ao mesmo tempo em que no caminho P_3 o fluxo de L_2 será acrescido ao fluxo gerado pela outra metade de L_1 . Entretanto, a parcela somada em um dos

caminhos magnéticos é numericamente a mesma parcela reduzida do segundo caminho, de tal forma a haver um fluxo resultante nulo. Com isso, pode-se afirmar que o indutor L_2 também não interfere no indutor L_1 . Desta forma, o processo de distribuição apresentado na Figura 5.7 é válido e pode ser utilizado para a integração de dois indutores em um único núcleo magnético.

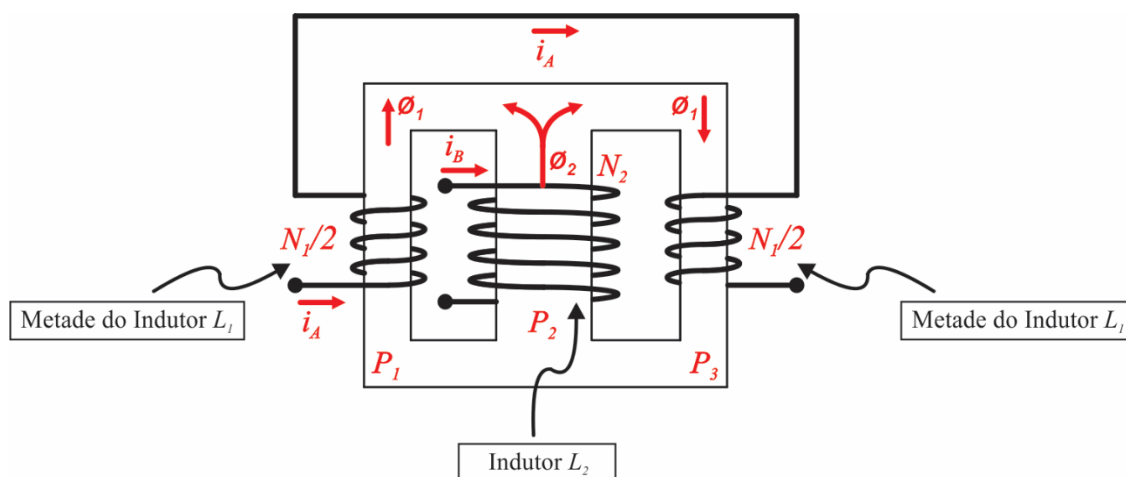


Figura 5.7 - Redistribuição dos indutores em um núcleo do tipo E.

Considerando as analogias entre os circuitos elétricos e magnéticos, a distribuição dos indutores integrados proposta anteriormente pode, então, ser representada conforme o modelo da Figura 5.8. Nesta situação, observa-se que quanto maior o número de bobinas associadas ao núcleo magnético, maior a complexidade do circuito elétrico equivalente.

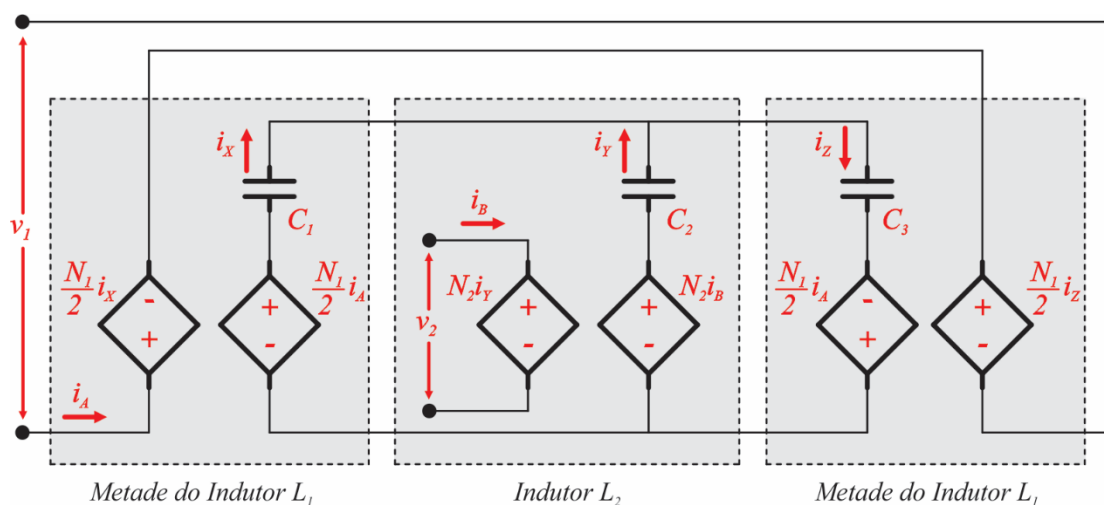


Figura 5.8 - Circuito elétrico equivalente para a distribuição dos indutores L_1 e L_2 .

A metodologia de integração de magnéticos, baseia-se inicialmente na determinação das capacitâncias associadas aos caminhos magnéticos. Conforme comentando anteriormente, estas capacitâncias estão relacionadas com as permeâncias do núcleo, sendo determinadas a partir do tipo de material; a espessura do entreferro utilizado, bem como a área de cada caminho do núcleo, conforme exemplificado na Figura 5.9.

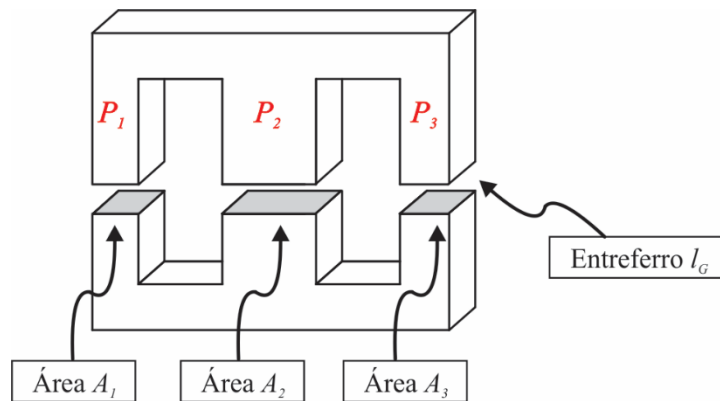


Figura 5.9 - Características do núcleo magnético.

De modo geral, a relutância associada ao núcleo magnético é muito inferior à relutância do entreferro. Logo, apenas esta última pode ser considerada durante o projeto. As capacitâncias C_1 , C_2 e C_3 são determinadas a partir de (5.5), (5.6) e (5.7), respectivamente.

$$C_1 = \frac{\mu_G A_1}{l_G} \quad (5.5)$$

$$C_2 = \frac{\mu_G A_2}{l_G} \quad (5.6)$$

$$C_3 = \frac{\mu_G A_3}{l_G} \quad (5.7)$$

Sendo:

μ_G - Permeabilidade magnética do material utilizado no entreferro;

l_G - Tamanho do entreferro;

A_1, A_2, A_3 - Área transversal relacionada a cada caminho magnético.

Nesta metodologia, o entreferro l_G de cada caminho magnético é definido pelo projetista e atribuído inicialmente no projeto. O processo seguinte consiste na determinação no número de espiras de cada enrolamento. Esta análise parte do circuito elétrico equivalente relacionado ao núcleo magnético, apresentado na Figura 5.10.

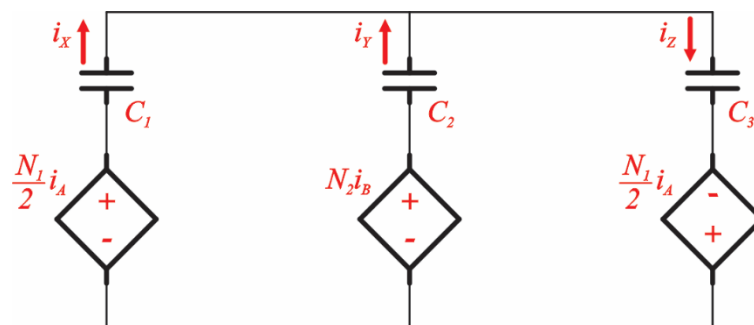


Figura 5.10 - Representação elétrica apenas do núcleo magnético do elemento integrado.

Aplicando uma sobreposição de sinais, se faz uma análise separada da influência de cada uma das correntes i_A e i_B . No primeiro caso, considera-se i_A nula, conforme o circuito resultante da Figura 5.11.

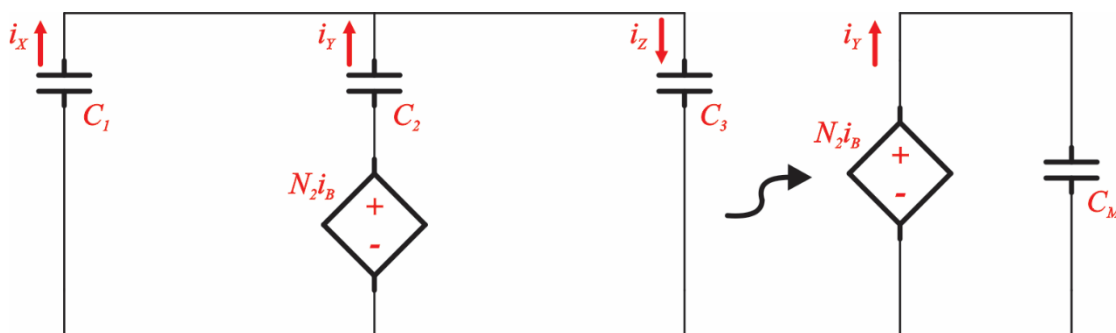


Figura 5.11 - Circuito resultante para corrente i_A nula.

O circuito equivalente pode ser ainda representado matematicamente por apenas uma capacitância C_M , a qual corresponde a associação mista entre C_1 , C_2 e C_3 , de acordo com a expressão (5.8).

$$C_M = \frac{C_2(C_1 + C_3)}{C_1 + C_2 + C_3} \quad (5.8)$$

Desta forma, a corrente i_Y pode ser analisada em relação a capacitância equivalente C_M e a tensão aplicada sobre a mesma. Nesta representação, por questões de notação, adota-se o operador *Laplaciano*, segundo (5.9).

$$i_Y = C_M N_2 \frac{d(i_B)}{dt} \quad \rightarrow \quad i_Y(s) = C_M N_2 i_B s \quad (5.9)$$

Observando a distribuição da Figura 5.8, a tensão v_2 corresponde à diferença de potencial do próprio indutor L_2 . Esta tensão pode ser expressa por (5.10).

$$v_2 = N_2 i_Y \quad \rightarrow \quad v_2 = N_2^2 C_M i_B s \quad (5.10)$$

Com base nas análises matemáticas anteriores, pode-se obter o número de espiras do indutor L_2 durante o processo de integração de magnéticos, conforme (5.11). Nesta representação, a relação entre a tensão do indutor e a taxa de variação da corrente do mesmo foi substituída pela própria indutância L_2 .

$$N_2 = \sqrt{\left(\frac{v_2}{i_B s}\right) \frac{1}{C_M}} \quad \rightarrow \quad N_2 = \sqrt{L_2 \frac{C_1 + C_2 + C_3}{C_2 (C_1 + C_3)}} \quad (5.11)$$

Após a determinação do número de espiras da bobina L_2 , busca-se uma expressão que defina as espiras N_I . Para isso, considera-se a condição que i_B é nula. Desta forma, obtém-se o circuito equivalente da Figura 5.12. Contudo, a condição de funcionamento dos magnéticos integrados parte do princípio de que não há interferência entre os indutores. Esta condição representa que a corrente i_Y no circuito pode ser desconsiderada, estabelecendo que as correntes i_X e i_Z são numericamente iguais (Lee et al., 2003). Com a corrente i_Y nula, a capacitância C_2 não está mais presente no circuito. Assim, a interação série entre as demais capacitâncias pode ser representada por um elemento equivalente C_K , de acordo com (5.12).

$$C_K = \frac{C_1 C_3}{C_1 + C_3} \quad (5.12)$$

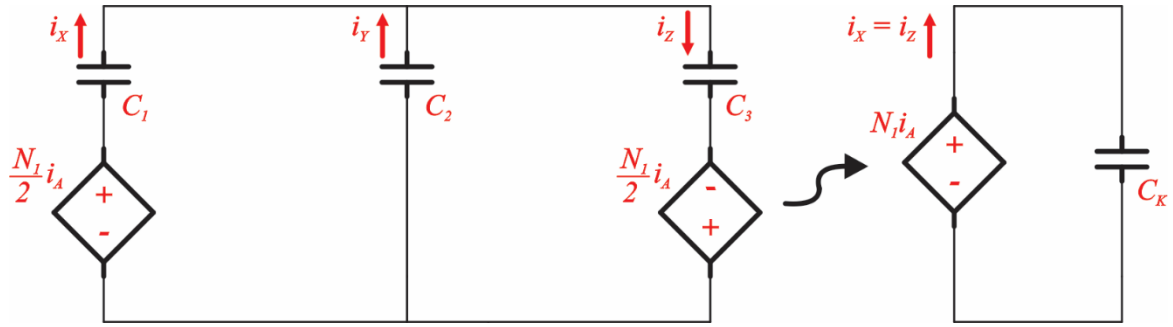


Figura 5.12 - Circuito resultante para corrente i_B nula.

A corrente i_x é então determinada pela análise da malha única do circuito elétrico equivalente, conforme (5.13).

$$i_x = C_K N_1 \frac{d(i_A)}{dt} \quad \rightarrow \quad i_x(s) = C_K N_1 i_A s \quad (5.13)$$

Retomando o circuito da Figura 5.8, neste observa-se que a tensão v_l é relacionada ao indutor L_l . Esta pode ser matematicamente determinada pela expressão (5.14).

$$v_l = \frac{N_1}{2} (i_y + i_z) \quad \rightarrow \quad v_l = N_1^2 C_K i_A s \quad (5.14)$$

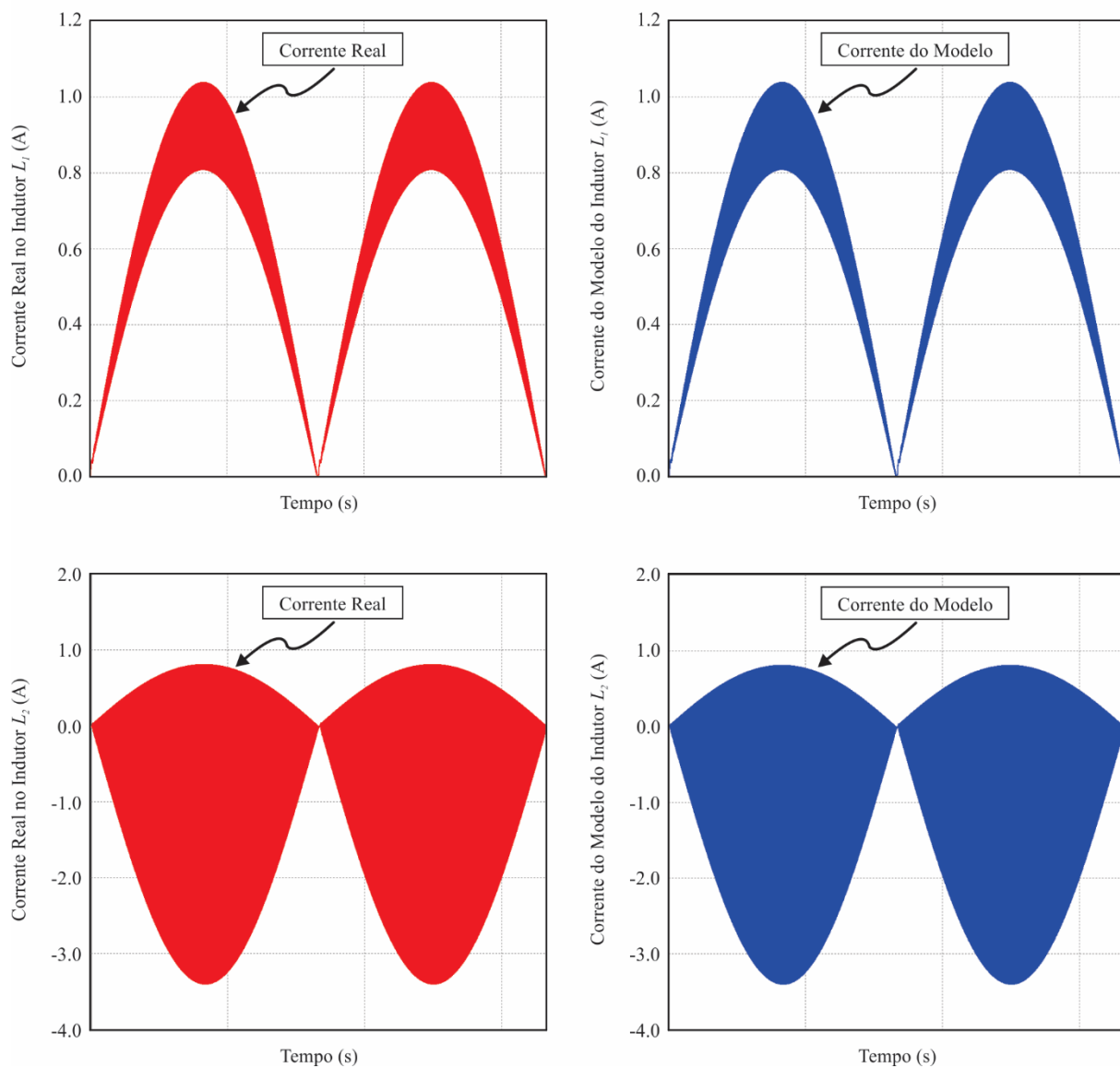
Desta forma, o número de espiras associadas ao indutor L_l é dado pela interação entre as expressões (5.12) e (5.14).

$$N_1 = \sqrt{\left(\frac{v_l}{i_A s}\right) \frac{1}{C_K}} \quad \rightarrow \quad N_1 = \sqrt{L_l \frac{C_1 + C_3}{C_1 C_3}} \quad (5.15)$$

Visando elucidar a metodologia analisada anteriormente, a Figura 5.13 apresenta a resposta de simulação da topologia *SEPIC* utilizando o modelo elétrico equivalente dos indutores. Nesta simulação, desenvolvida na plataforma *PSIM*® v9.1, consideram-se os parâmetros definidos pela Tabela 5.2.

Tabela 5.2 - Especificações para simulação dos indutores integrados

Descrição	Valor	Nomenclatura
Indutor de entrada do <i>SEPIC</i>	2.17 mH	L_1
Indutor intermediário do <i>SEPIC</i>	119.3 μ H	L_2
Comprimento do entreferro	0.4 mm	l_G
Áreas dos caminhos magnéticos	0.195 mm ² , 0.39 mm ² , 0.195 mm ²	A_1, A_2, A_3
Permeabilidade magnética	$4\pi \times 10^{-7}$ N/A ²	μ_G

Figura 5.13 - Resultados de simulação: Correntes reais e do modelo através dos indutores L_1 e L_2 .

Conforme a análise das simulações, observa-se que o modelo elétrico dos indutores se comporta de forma idêntica ao circuito real, validando a metodologia matemática adotada. De acordo com a analogia entre circuitos elétrico e magnéticos, anteriormente discutida, o fluxo magnético que percorre cada caminho do núcleo é eletricamente tratada como as correntes i_x , i_y e i_z . Este fluxo pode ser analisado em relação a área transversal de cada um dos respectivos caminhos, obtendo assim a densidade de fluxo dos mesmos. A Figura 5.14 apresenta o comportamento da densidade de fluxo magnético de cada um dos caminhos do núcleo tipo E .

Nota-se que existe uma distribuição desigual nas densidades de fluxos em cada caminho magnético. Na situação em análise, o caminho central representado pela corrente i_y , apresenta o maior fluxo por unidade de área. Em âmbito experimental, este fato corresponde que tal caminho é mais propenso a saturação do que os demais. Idealmente, deve-se buscar uma distribuição onde a densidade de fluxo magnético no núcleo seja, aproximadamente, homogênea.

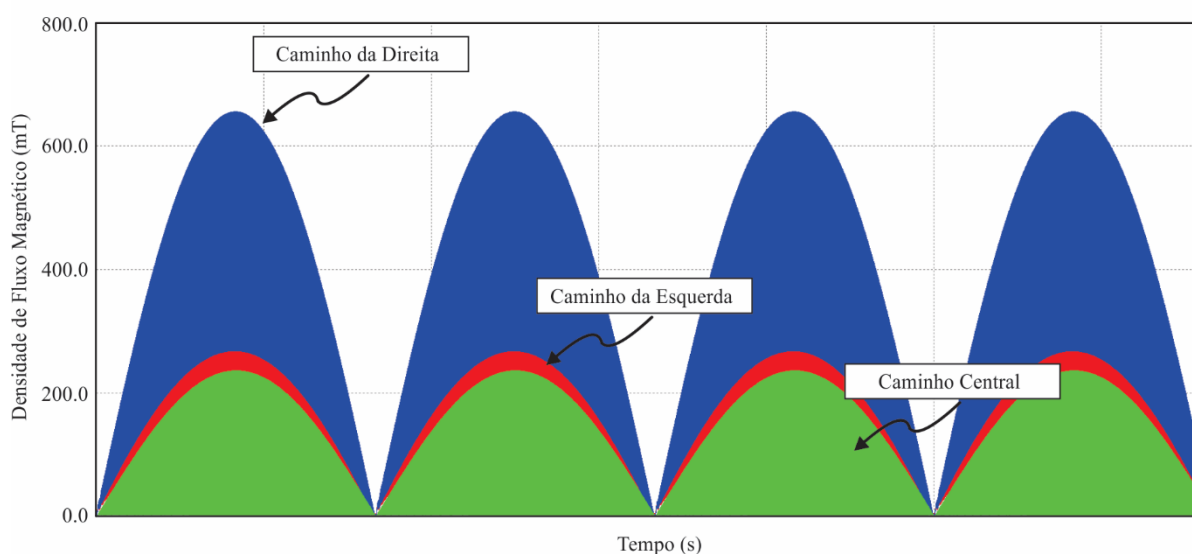


Figura 5.14 - Densidade dos fluxos magnéticos que percorrem os caminhos do núcleo.

Neste contexto, se propõem uma nova forma de distribuição das bobinas magnéticas no núcleo, conforme a Figura 5.15. Nesta, a bobina associada ao indutor L_1 é dividida entre o caminho da esquerda e o central, enquanto o indutor L_2 é disposto integralmente no caminho magnético da direita. A Figura 5.16 apresenta o circuito elétrico equivalente.

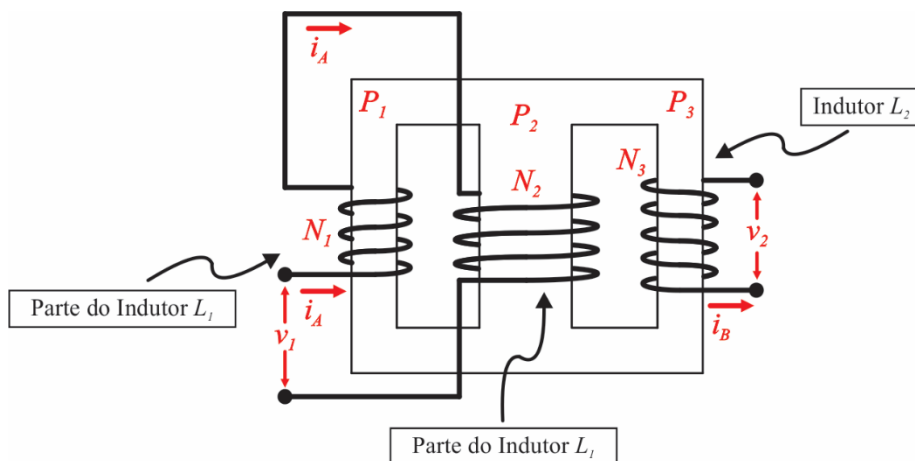


Figura 5.15 - Nova distribuição dos indutores L_1 e L_2 no núcleo magnético.

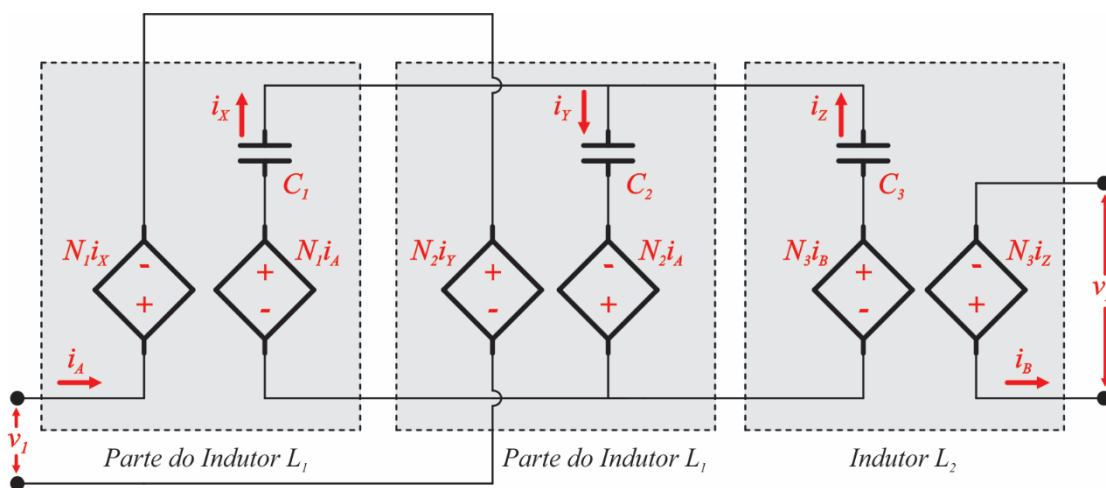


Figura 5.16 - Circuito elétrico equivalente para a nova distribuição proposta.

A análise da nova distribuição proposta parte dos mesmos princípios utilizados anteriormente. Considerando a influência nula do indutor L_1 , tem-se o circuito elétrico do núcleo, conforme a Figura 5.17.

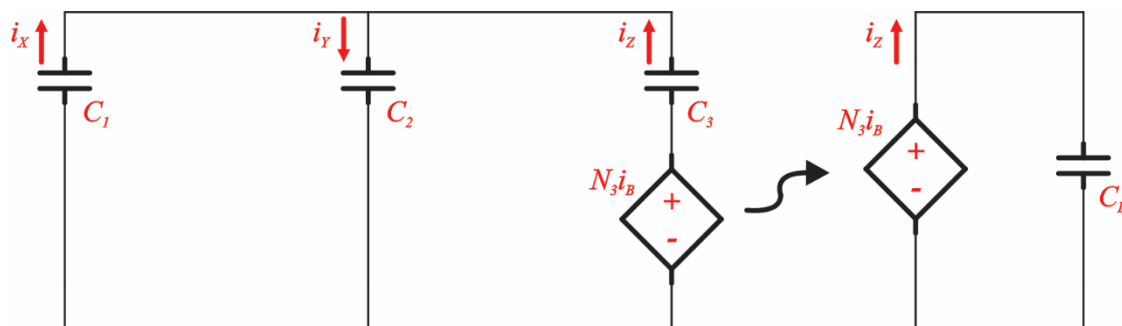


Figura 5.17 - Circuito elétrico equivalente do núcleo para a condição da corrente i_A ser nula.

Desta maneira, a corrente i_Z pode ser analisada em relação a capacitância equivalente C_L , bem como a tensão aplicada sobre a mesma, segundo (5.16).

$$i_Z(s) = C_L N_3 i_B s \quad (5.16)$$

Onde:

$$C_L = \frac{C_3(C_1 + C_2)}{C_1 + C_2 + C_3}$$

Observando a distribuição da Figura 5.16, a tensão v_2 é então expressa por (5.17).

$$v_2 = N_3 i_Z \quad \rightarrow \quad v_2 = N_3^2 C_L i_B s \quad (5.17)$$

O número de espiras do indutor L_2 pode ser determinado pela manipulação matemática de (5.17), onde busca-se isolar a variável N_3 e explicitar a indutância L_2 , de acordo com (5.18).

$$N_3 = \sqrt{L_2 \frac{C_1 + C_2 + C_3}{C_3(C_1 + C_2)}} \quad (5.18)$$

A etapa subsequente da análise consiste em desconsiderar a influência do indutor L_2 . Logo, nesta situação a corrente i_B é nula. Além disso, para a condição imposta pelos magnéticos integrados, a corrente i_Z é desconsiderada, resultando no circuito elétrico equivalente da Figura 5.18.

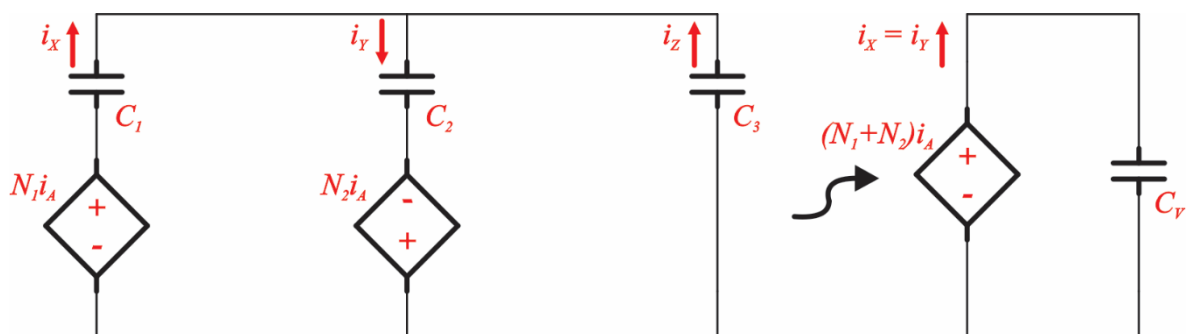


Figura 5.18 - Circuito elétrico equivalente do núcleo para a condição da corrente i_B ser nula.

A corrente i_X , a qual é numericamente igual à corrente i_Y , pode então ser determinada pela análise da malha única do circuito elétrico equivalente, conforme (5.19), onde o elemento C_V corresponde à associação série entre as capacitâncias C_1 e C_2 .

$$i_X(s) = C_V i_B s (N_1 + N_2) \quad (5.19)$$

Sendo:

$$C_V = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

Baseado na Figura 5.16, a tensão v_I é relacionada diretamente ao indutor L_I . Esta, pode então ser determinada a partir de (5.20). A indutância L_I é explicitada por (5.21).

$$v_1 = N_1 i_X + N_2 i_Y \quad \rightarrow \quad v_1 = C_V i_B s (N_1 + N_2) (N_1 + N_2) \quad (5.20)$$

$i_X = i_Y$

$$L_I = C_V (N_1 + N_2)^2 \quad (5.21)$$

Observa-se que a equação resultante da indutância L_I depende do número de espiras dos enrolamentos N_1 e N_2 , que juntos formam o próprio indutor L_I . Na distribuição inicial apresentada, o indutor L_I foi inserido no caminho magnético da esquerda e da direita do núcleo. Naquela situação, devido aos caminhos magnéticos apresentarem a mesma área e o mesmo entreferro, concluiu-se que o número de espiras de ambas era igual. Entretanto, na nova distribuição proposta, as áreas associadas a N_1 e N_2 não são iguais. Desta forma, para se manter a condição de operação dos indutores integrados, o fluxo gerado pela bobina N_1 deve ser numericamente igual ao fluxo gerado por N_2 , visto que estas são submetidas a mesma corrente i_A . Tendo em vista esta condição, a equação (5.22) deve ser atendida.

$$N_1 C_1 = N_2 C_2 \quad \rightarrow \quad N_1 = N_2 \frac{C_2}{C_1} \quad (5.22)$$

Desta forma, manipulando (5.21) e (5.22), chega-se a expressão apresentada em (5.23), capaz de descrever o número de espiras associada a bobina N_2 .

$$N_2 = \sqrt{\frac{L_1 C_1}{C_2 (C_1 + C_2)}} \quad (5.23)$$

A Figura 5.19 e a Figura 5.20 apresentam, respectivamente, as respostas de simulação da topologia *SEPIC* utilizando o modelo elétrico equivalente dos indutores, e a comparação das densidades de fluxo em cada caminho magnético. De acordo com a análise da simulação conduzida na plataforma *PSIM*® v9.1, observa-se que o modelo se comporta de forma idêntica ao circuito real. Além disso, quando comparada com a integração inicial, a nova disposição dos indutores ocasionou a melhoria na distribuição de fluxo nos caminhos magnéticos, minimizando assim as chances de saturação do elemento.

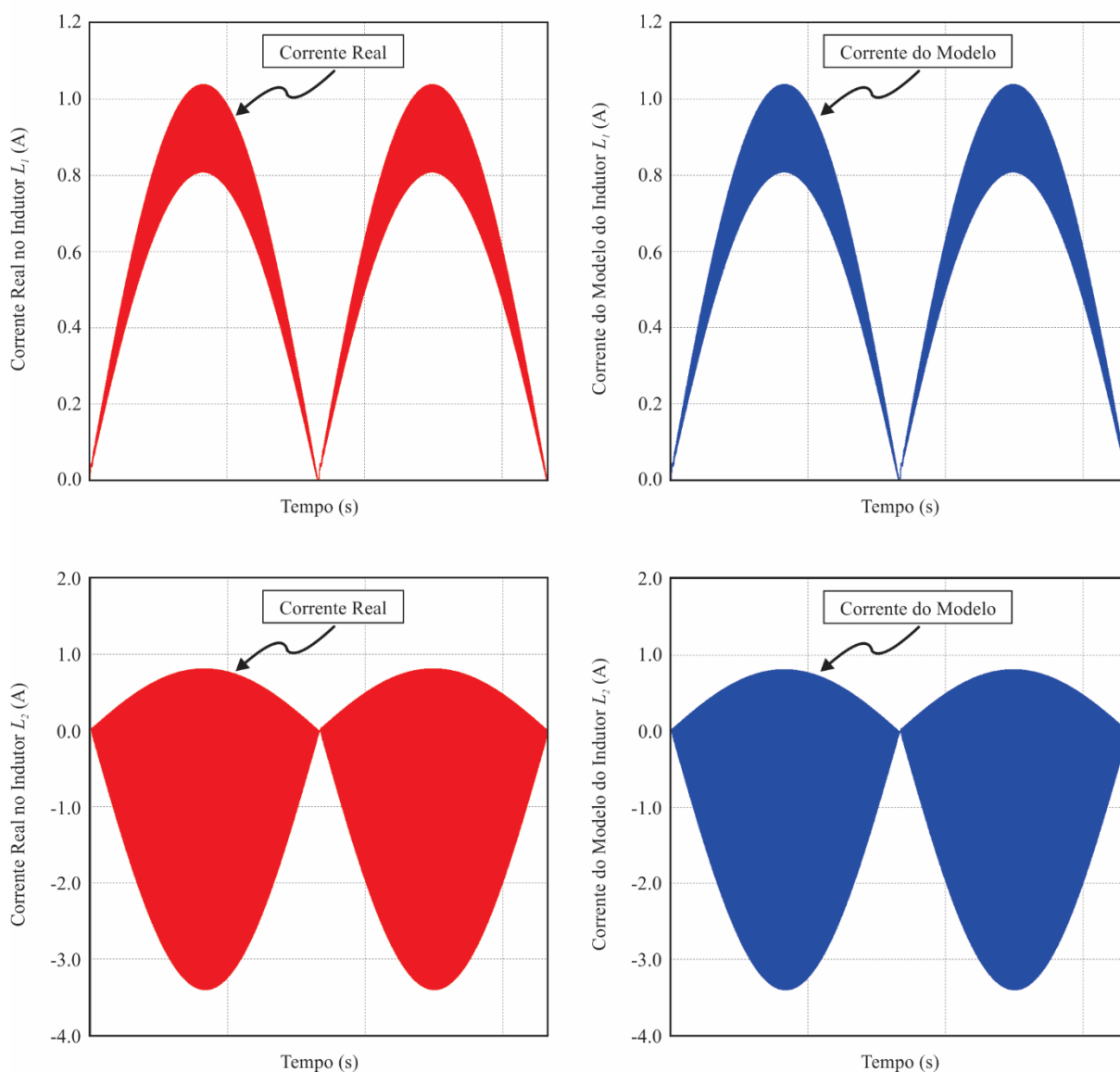


Figura 5.19 - Resultados de simulação: Correntes reais e do modelo através dos indutores L_1 e L_2 .

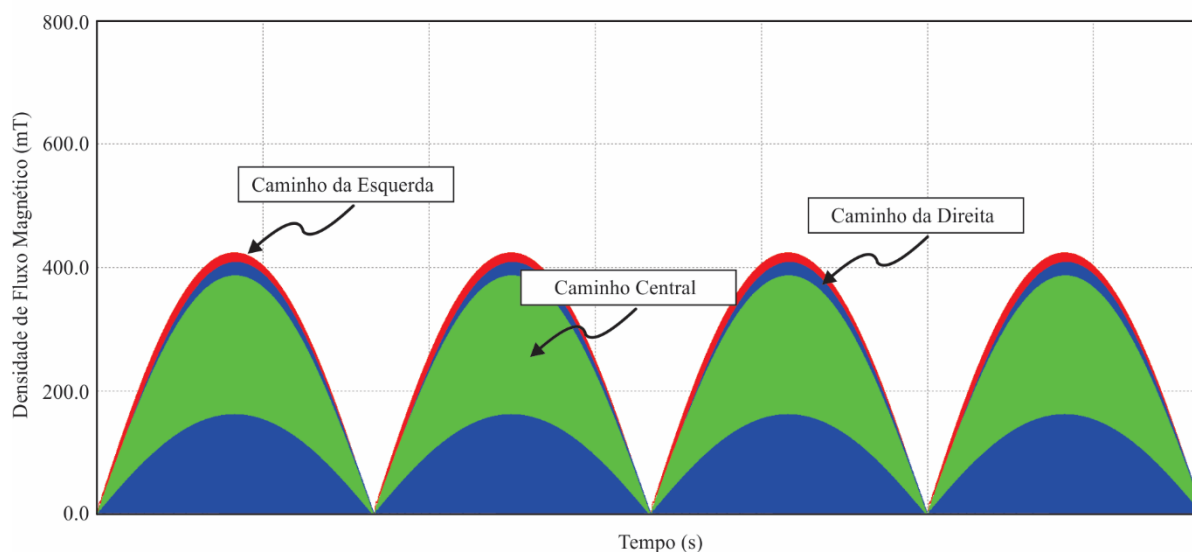


Figura 5.20 - Densidade dos fluxos magnéticos que percorrem os caminhos do núcleo para a nova distribuição.

A saturação é um estado alcançado quando existe a orientação total dos domínios magnéticos do material. Nesta situação, uma variação do campo magnético aplicado não ocasiona a variação da densidade de fluxo, levando o elemento a perda das suas características indutivas. A Tabela 5.3 apresenta um comparativo de simulação, o qual relaciona o tipo de distribuição em relação com a densidade máxima de fluxo magnético. Nesta análise, varia-se o tamanho do núcleo magnético do tipo *E*.

Tabela 5.3 - Densidade máxima de fluxo magnético nas distribuições apresentadas

Tamanho do núcleo*	Densidade máxima de fluxo	
	Distribuição inicial	Nova distribuição
EE-20/15	748 mT	475 mT
EE-25/6	655 mT	418 mT
EE-30/7	540 mT	345 mT
EE-30/14	400 mT	260 mT
EE-40/12	343 mT	185 mT

* Saturação em 450 mT do material IP6 (Thornton, 2012).

De acordo com a tabela anterior, observa-se que para o núcleo do tipo EE-30/7, por exemplo, ocorre a saturação do material magnético para a distribuição inicial dos indutores integrados. Entretanto, para a nova distribuição o fluxo máximo é inferior ao ponto de saturação do núcleo. Desta forma, conclui-se que pela análise de fluxo magnético, a nova distribuição dos

indutores representa uma redução do tamanho e volume do elemento magnético. Experimentalmente, ainda se deve avaliar a possibilidade de execução do magnético, relacionando a área de ocupação dos fios e a área da janela do núcleo. O Apêndice 1 apresenta o projeto dos indutores integrados e uma análise de peso/volume em relação a utilização dos mesmos.

Cabe salientar que, de acordo com a aplicação e do número de indutores que se deseja integrar, deve-se analisar novas possibilidades de distribuição das bobinas, visando atender as condições do processo de integração e garantir uma distribuição aproximadamente homogênea da densidade de fluxo através do núcleo.

5.3 Conclusão

Neste capítulo foi avaliada a integração de elementos magnéticos aplicada à topologia *SEPIC*. Este processo de integração tem o objetivo de promover o compartilhamento dos indutores do circuito de pré-regulação em um único núcleo. A premissa base consiste que estes elementos não devem sofrer influências um do outro, mantendo a operação convencional do circuito.

A metodologia analisada consiste na representação do circuito magnético a partir de um circuito elétrico equivalente. Esta representação é baseada nas analogias magnéticas/elétricas, onde o circuito equivalente foi analisado a partir da permeância do núcleo e a força magnetomotriz associada a cada bobina.

Durante o estudo, observou-se que a distribuição dos enrolamentos no núcleo compartilhado corresponde a um ponto fundamental. De maneira geral, pode-se considerar que o indutor que apresenta a maior relação entre indutância e corrente (fluxo magnético), deverá ser dividido entre os caminhos magnéticos do núcleo.

Uma distribuição aproximadamente homogênea da densidade de fluxo em cada caminho magnético deve ser alcançada. Com isso, duas situações de distribuição das bobinas foram avaliadas. Com isso, concluiu-se que a segunda distribuição proposta foi capaz de garantir uma melhor distribuição do fluxo magnético através do núcleo o que, conseqüentemente, proporciona a redução experimental do elemento. Através de simulações computacionais na plataforma *PSIM® v9.1*, a metodologia de integração de magnéticos foi validada.

6 PROJETO DO REATOR ELETRÔNICO E ANÁLISE DOS RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A metodologia de projeto da topologia de pré-regulação operando na condição descontínua, bem como o processo de dimensionamento do estágio *PC*, foram previamente discutidos no Capítulo 3. Em tais metodologias foi considerada a influência de um determinado índice de modulação na condição nominal, o qual corresponderá à variável manipulada para o controle da potência da lâmpada, elemento a ser elucidado no capítulo subsequente.

Visando comprovar a veracidade das metodologias analisadas, o presente capítulo tem o objetivo de apresentar os projetos e os principais resultados experimentais da estrutura *SEPIC half-bridge*. No intuito de melhorar a visualização do comportamento do circuito, as respostas matemáticas são avaliadas de forma gráfica.

Do ponto de vista experimental, um protótipo foi concebido, de tal forma a recolher as informações reais do circuito e compará-las com o desenvolvimento matemático realizado. Os resultados experimentais são expressos considerando dois pontos distintos de operação:

1) Operação nominal, aonde a lâmpada de indução é submetida às condições nominais de operação, estando estas associadas a um índice de modulação de 90%. Este índice de modulação foi adotado para proporcionar uma margem na malha de potência realimentada, a qual será discutida no Capítulo 7.

2) Operação no ponto de mínima potência, aonde se aplica ao circuito o menor índice de modulação, na ordem de 30%, e verifica-se a resposta do mesmo. O mínimo índice de modulação foi previamente definido em função da frequência do sinal modulante de 25 kHz.

Além de avaliar o comportamento matemático e o real, os resultados experimentais analisam também o circuito quanto a qualidade de energia, bem como o cumprimento das normas e regulamentações vigentes. Neste contexto, enquadram-se análises de fator de potência, distorção harmônica e rendimento total da topologia.

6.1 Projeto do Estágio de Pré-Regulação do Fator de Potência

As estruturas empregadas para pré-regulação do fator de potência, anteriormente discutidas no Capítulo 3, são projetadas de acordo com as determinações da carga a ser

alimentada. O circuito *SEPIC DCM*, escolhido para ser utilizado neste estágio, é desenvolvido de tal forma a atender as necessidades de acionamento da lâmpada de indução, bem como garantir a otimização da energia drenada da rede elétrica, atendendo os critérios quanto a qualidade de energia. Neste contexto, o projeto do pré-regulador segue as especificações estabelecidas pela Tabela 6.1.

Tabela 6.1 - Especificações para o projeto do estágio de pré-regulação do fator de potência

Descrição	Valor	Nomenclatura
Tensão máxima de entrada (V)	311	V_G
Tensão eficaz de entrada (V)	220	v_G
Tensão média de saída (V)	300	v_o
Potência média de saída (W)	105	P_G
Frequência da rede (Hz)	60	f_R
Frequência de ressonância (kHz)	10	f_{RS}
Frequência de comutação (kHz)	250	f_S
Frequência de modulação (kHz)	25	f_M
Índice de modulação nominal (%)	90	D_M
Ondulação da corrente de entrada (%)	30	ΔI_G
Ondulação da tensão de saída (%)	3	ΔV_o
Rendimento estimado do pré-regulador (%)	87	η

A potência de saída considerada para a etapa de pré-regulação foi definida em 105 W. Este valor equivale a 5% a mais do que a potência nominal da carga, visto que existe o estágio de controle de potência no caminho do fluxo de energia entre o pré-regulador e a lâmpada. Desta forma, se estima um rendimento do estágio de controle de potência na ordem de 95%.

O projeto do estágio de pré-regulação consiste, inicialmente, na determinação da razão cíclica de operação. Este parâmetro é responsável por definir o ponto de operação do circuito na condição nominal, ou seja, a potência média de 100 W aplicada à lâmpada. A fronteira entre o modo de operação descontínuo e o modelo contínuo é determinada pela relação entre a tensão máxima de entrada e a tensão média de saída do circuito. Para as especificações dadas em projeto, o comportamento da razão cíclica máxima pode ser analisada com base na Figura 6.1.

Visando garantir que o conversor opere no modo de condução descontínuo, deve-se definir uma razão cíclica inferior ao limite crítico na condição de operação nominal. Desta forma, opta-se por uma razão cíclica nominal de $D = 0.4$, cerca de 20% menor do que o valor crítico.

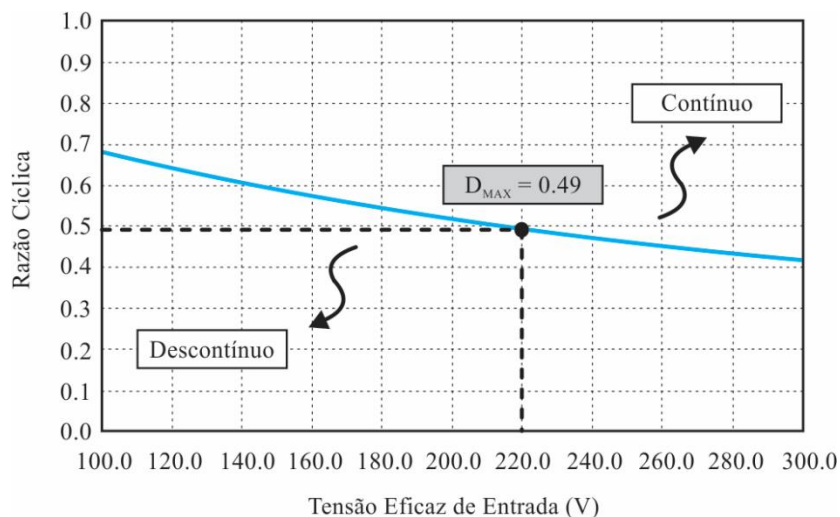


Figura 6.1 - Comportamento da razão cíclica em relação a tensão eficaz de entrada.

Após a definição da razão cíclica de operação é possível realizar o projeto dos elementos indutivos da topologia *SEPIC* (ver Capítulo 3). A metodologia adotada parte da determinação de uma indutância equivalente L_C associada ao fluxo de potência do conversor, e o posterior cálculo dos elementos L_1 e L_2 . A Figura 6.2 apresenta o comportamento das indutâncias em função da razão cíclica, onde se observa que a indutância L_2 é aproximadamente igual ao valor da indutância equivalente L_C . Esta característica está ligada ao projeto do indutor L_1 , o qual é realizado em função da máxima ondulação de alta frequência da corrente de entrada.

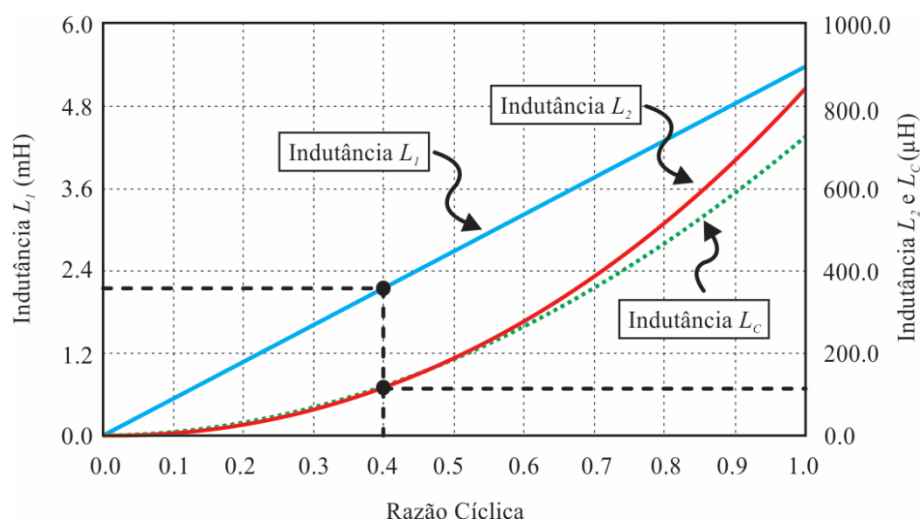


Figura 6.2 - Comportamento das indutâncias do pré-regulador *SEPIC* em função da razão cíclica.

O capacitor intermediário C_A é projetado a partir da definição da frequência de ressonância entre os elementos reativos da entrada do *SEPIC*. Esta frequência deve

proporcionar uma tensão aproximadamente constante sobre o capacitor intermediário, quando analisado em um período de comutação T_S , além de acompanhar o comportamento de baixa frequência da tensão retificada da rede elétrica. A Figura 6.3 apresenta a variação de capacitância em função da razão cíclica, considerando diferentes frequências de ressonância.

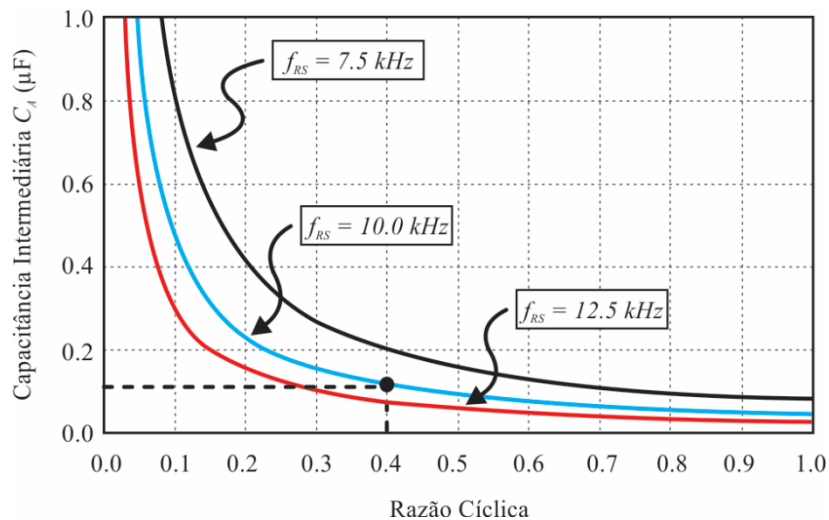


Figura 6.3 - Comportamento da capacitância intermediária em função da razão cíclica.

A determinação do capacitor de barramento, baseia-se nos tempos de carga e descarga do mesmo, conforme discutido no Capítulo 3. Além disso, o cálculo da capacitância depende do nível de ondulação na tensão de barramento, parâmetro este atribuído em projeto. A Figura 6.4 mostra a resposta da capacitância em relação a diferentes níveis de ondulação.

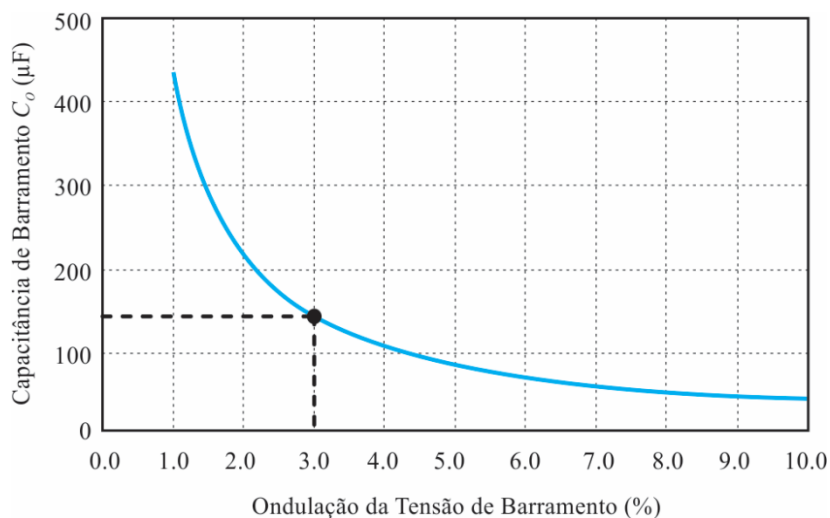


Figura 6.4 - Comportamento da capacitância de barramento em função da ondulação percentual.

Considerando as especificações atribuídas ao projeto, bem como o ponto de operação escolhido, a Tabela 6.2 apresenta os valores dos elementos reativos projetados para a topologia *SEPIC*, operando no modo descontínuo, bem como os respectivos valores experimentais obtidos. A metodologia de projeto físico dos elementos indutivos é apresentada com detalhes no Apêndice A.

Tabela 6.2 - Elementos do estágio de pré-regulação

Descrição	Valor Projetado	Valor Experimental
Indutor L_1	2.130 mH	2.17 mH
Indutor L_2	122.089 μ H	119.31 μ H
Capacitor Intermediário C_A	112.036 nF	100 nF – 400 V
Capacitor de Barramento C_O	143.786 μ F	150 μ F – 450 V

6.2 Projeto do Estágio de Controle de Potência

O estágio de controle de potência tem a função de limitar a corrente fornecida à lâmpada, bem como proporcionar a ignição da mesma. Para tal aplicação, escolheu-se a configuração composta pelo inversor *half-bridge* assimétrico em associação com a estrutura do filtro ressonante *LCC*, ambos elucidados anteriormente no Capítulo 3.

O dimensionamento dos elementos do filtro parte da escolha do ângulo ϕ da carga ressonante, composta pelo próprio filtro em associação com a lâmpada de indução. A escolha gráfica do ângulo ϕ deverá garantir a característica indutiva do circuito, além de proporcionar um elevado ganho na partida da lâmpada. O projeto do estágio de controle de potência, baseia-se nas especificações listadas na Tabela 6.3.

Tabela 6.3 - Especificações para o projeto do estágio de controle de potência

Descrição	Valor	Nomenclatura
Tensão média aplicada ao inversor (V)	300	v_o
Potência nominal da lâmpada (W)	100	P_{LP}
Frequência de comutação (kHz)	250	f_s
Índice de modulação nominal (%)	90	D_M
Indutância nominal da lâmpada (μ H)	730	L_{LP}
Resistência nominal da lâmpada (Ω)	410	R_{LP}
Resistência da lâmpada na partida (k Ω)	410	R_{LP_IG}

Conforme discutido na metodologia de projeto do estágio de controle de potência, o valor do capacitor série C_s é determinado a partir da análise do ganho de tensão do filtro, o qual deverá atenuar as componentes oriundas da frequência de modulação. A Figura 6.5 apresenta o ganho do filtro ressonante, no domínio da frequência, com diferentes valores de C_s . O ganho na frequência de modulação de 25 kHz representa um incremento no valor médio da tensão aplicada ao filtro. Logo, a metodologia analisada no Capítulo 3 não seria mais válida. Desta forma, visando não ter ganho na componente modulante, o valor do capacitor série foi definido em 4.7 nF.

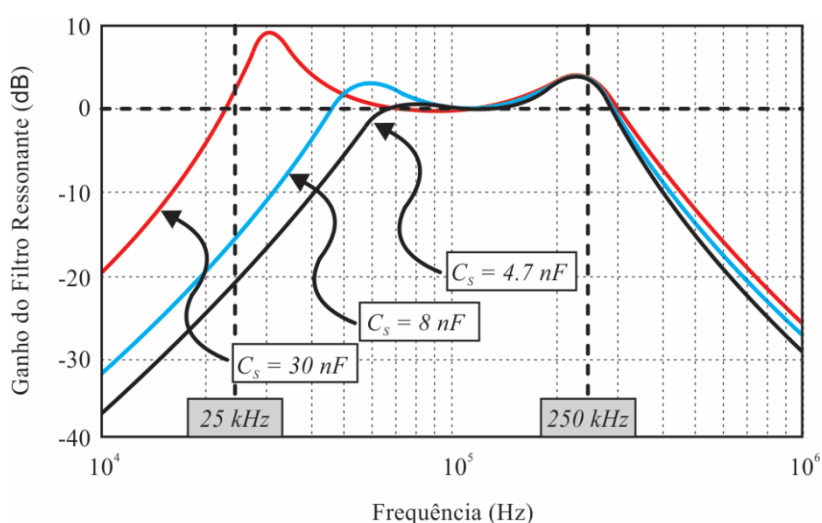


Figura 6.5 - Ganho de tensão do filtro ressonante com diferentes valores de C_s .

Considerando os parâmetros iniciais, discriminados anteriormente na Tabela 6.3, é possível expressar o comportamento da potência aplicada à lâmpada em função da variação do ângulo de impedância da carga ressonante, segundo a Figura 6.6. Nesta representação, mostra-se tanto a resposta em regime permanente, quanto durante a partida da lâmpada.

Para a situação em análise, visando garantir o ganho de potência necessário para ignição, escolhe-se graficamente um ângulo de, aproximadamente, 33°. Este valor, por ser positivo, irá também proporcionar o comportamento indutivo da carga ressonante, conforme requerido no projeto.

Os demais elementos presentes no circuito ressonante podem, então, ser determinados a partir do ângulo da impedância, definido anteriormente. A Figura 6.7 apresenta a resposta da indutância série L_s e da capacitância paralela C_p , ambas em função do ângulo ϕ .

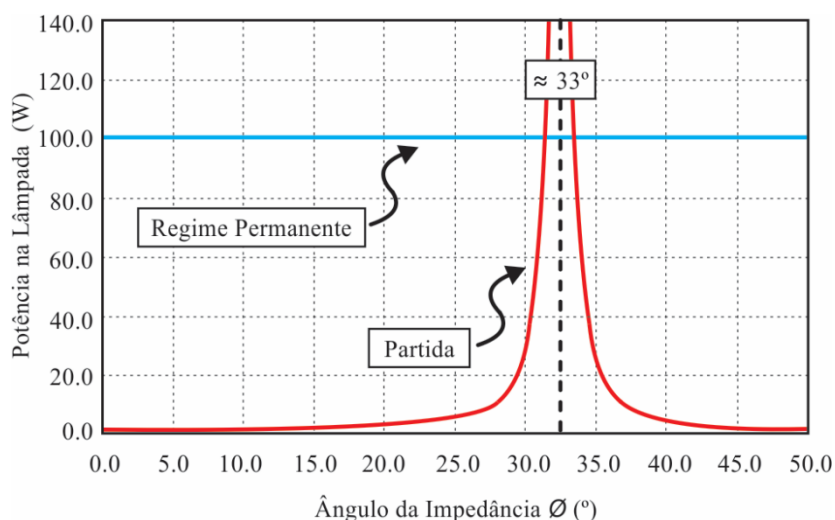


Figura 6.6 - Potência aplicada à lâmpada em função do ângulo ϕ .

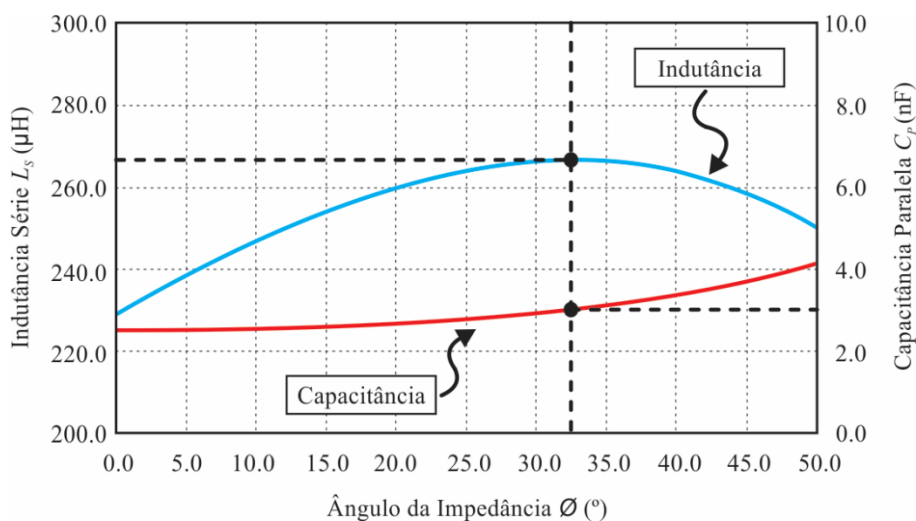


Figura 6.7 - Indutância série e capacitância paralela em função do ângulo ϕ .

Os componentes projetados para a etapa de controle de potência são apresentados na Tabela 6.4. O valor dos capacitores foi experimentalmente adaptado para um valor comercial, enquanto o indutivo foi fisicamente construído, conforme metodologia do Apêndice A.

Tabela 6.4 - Elementos do estágio de controle de potência

Descrição	Valor Projetado	Valor Experimental
Indutor Série L_s	266.471 μH	258.71 μH
Capacitor Série C_s	4.7 nF	4.7 nF – 1.6 kV
Capacitor Paralelo C_p	3.012 nF	3 nF – 1.6 kV

6.3 Análise da Variação de Potência em Relação a Modulação

As componentes harmônicas relacionadas a frequência modulante são atenuadas pelo filtro ressonante. Desta forma, considera-se a aproximação de que apenas a componente fundamental da frequência de comutação é associada à transferência de potência, conforme discutido no Capítulo 3. A aplicação do índice de modulação na tensão aplicada ao filtro, resulta na modificação do valor eficaz da mesma. Desta forma, por consequência, ocorre a variação da potência ativa disponível para lâmpada. A Figura 6.8 apresenta o comportamento da tensão eficaz aplicada ao filtro ressonante em relação ao índice de modulação aplicado.

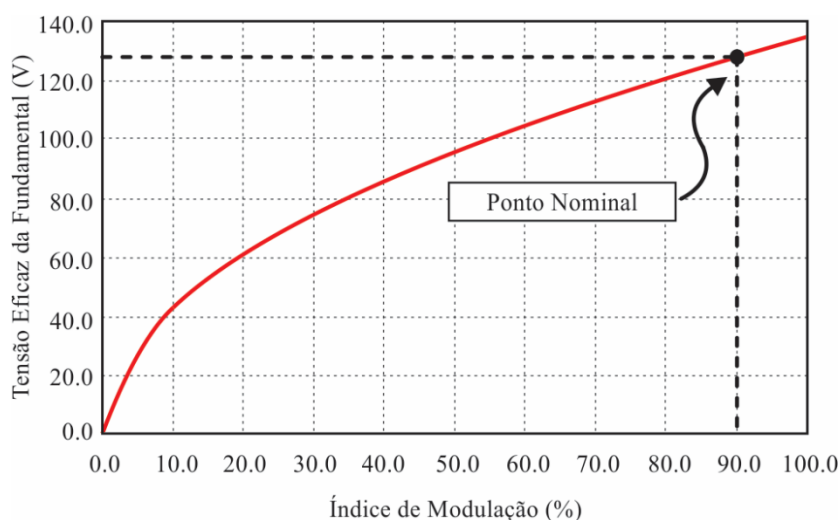


Figura 6.8 - Tensão eficaz da componente fundamental aplicada ao filtro ressonante.

Apesar do comportamento parabólico da tensão eficaz, a potência da lâmpada sofre uma resposta linear em relação ao índice de modulação. Este comportamento é apresentado na Figura 6.9, em comparação com pontos obtidos em ambiente computacional (plataforma de simulação *PSIM® v9.1*). A pequena divergência entre a resposta calculada e o comportamento obtido em simulação, deve-se a influência de componentes harmônicas diferentes da fundamental portadora, as quais contribuem para a modificação da tensão eficaz disponível ao filtro. Contudo, a influência destas é de grandeza pouco significativa no projeto.

Do ponto de vista do controle de potência, observa-se que a manipulação do índice de modulação poderá decrementar a potência disponível na lâmpada, ocasionando a diminuição do fluxo luminoso emitido pela mesma. Em contrapartida, o acréscimo da modulação ocasionará o conseqüente aumento da potência. Este fator será utilizado para corrigir possíveis variações paramétricas nos componentes do filtro ressonante, bem como variações nas

características da lâmpada no decorrer da vida útil. Além disso, uma malha de realimentação de tensão de barramento será a responsável por corrigir distúrbios da tensão de entrada e variações paramétricas do pré-regulador. O controle de potência e o controle da tensão de barramento serão enfocados no Capítulo 7.

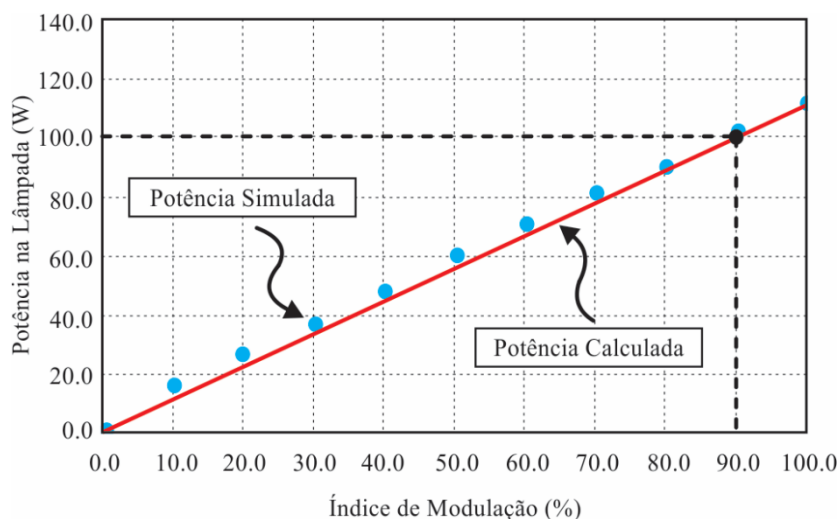


Figura 6.9 - Potência disponível na lâmpada em função do índice de modulação.

6.4 Protótipo do Reator Eletrônico

O desenvolvimento teórico deve ser validado de forma experimental. Nesta seção, apresenta-se o protótipo confeccionado para este fim. Tal protótipo abrange todo o projeto e as análises realizadas nos capítulos anteriores, elucidando o comportamento do reator eletrônico.

6.5 Listagem dos Componentes

A Tabela 6.5 apresenta a listagem dos elementos semicondutores e de proteção utilizados em âmbito experimental. Nesta, são oprimidos os componentes dos circuitos auxiliares, visto que os mesmos são explicitados no Apêndice B.

Tabela 6.5 - Listagem dos componentes do circuito de potência

Descrição	Nomenclatura no protótipo	Valor/Tipo
Diodos de retificação	D_1, D_2, D_3, D_4	UF4007
Fusível	Fuse	2.5 A
Diodos gerais	D_A, D_{PR}, D_{HB}	HFA08TB120
MOSFETs	S_{SH}, S_B	FQA8N100C, IRF740

6.6 Placa de Circuito Impresso

O correto desenvolvimento de uma placa de circuito impresso, também conhecida pela sigla inglesa *PCB* (*Printed Circuit Board*), representa um importante fator no projeto do reator. A *PCB* é responsável pelo suporte mecânico dos componentes, além de propiciar a conexão elétrica entre eles. Para este trabalho, foi confeccionada uma placa de circuito impresso com duas camadas, onde utilizou-se a plataforma computacional *Eagle v6.3*. A Figura 6.10 e a Figura 6.11 apresentam, respectivamente, a camada superior e a camada inferior da placa.

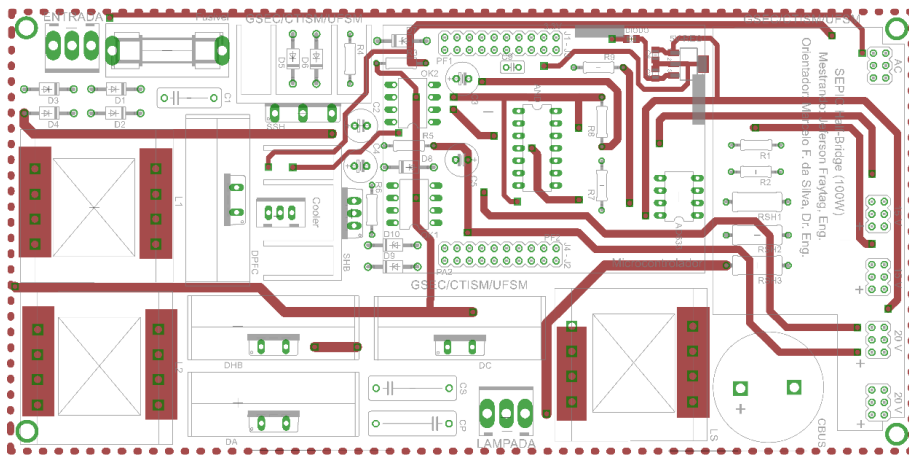


Figura 6.10 - Camada superior da placa de circuito impresso.

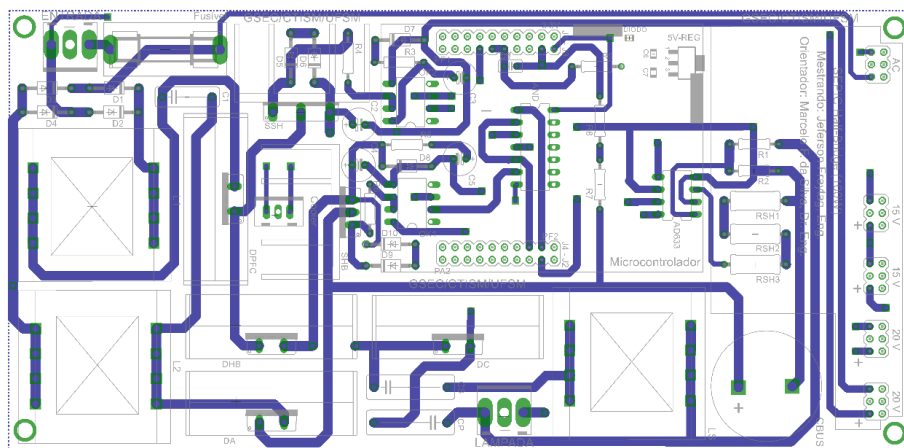


Figura 6.11 - Camada inferior da placa de circuito impresso.

Normalmente, quando o circuito opera em alta frequência há a presença de ruído eletromagnético. Este ruído é gerado por um ou mais dispositivos, podendo vir a comprometer o funcionamento global do circuito. Desta forma, na placa de circuito impresso estes efeitos

foram minimizados com a aplicação de um plano de terra em toda a superfície da mesma, conectando ambas as camadas. O protótipo com os elementos montados pode ser visualizado na Figura 6.12. Cabe salientar que neste trabalho não foi realizada uma análise da dissipação térmica dos componentes.

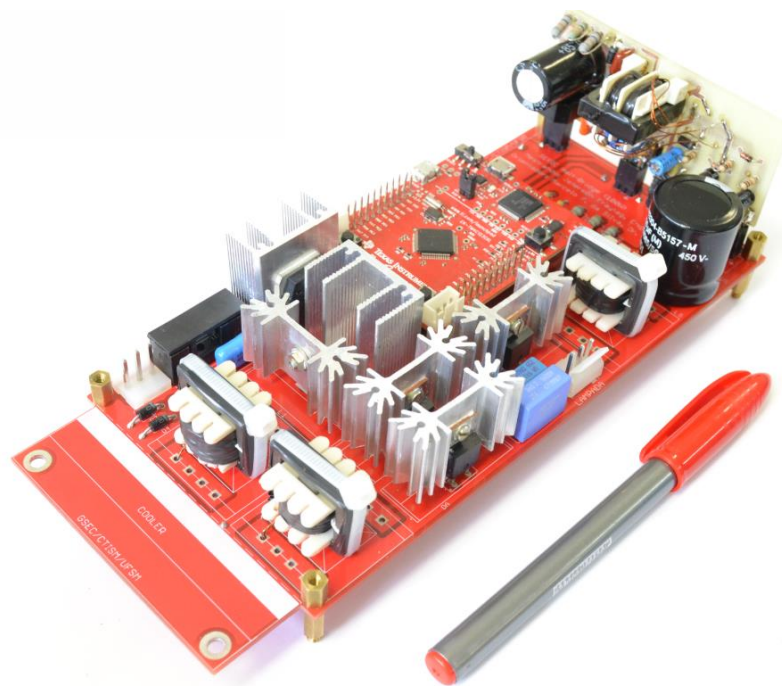


Figura 6.12 - Protótipo final com os elementos montados sobre a placa. Nesta representação, observa-se a utilização dos indutores não integrados no estágio de pré-regulação.

6.7 Resultados Experimentais

Os resultados experimentais têm a finalidade de validar as análises matemáticas realizadas, de tal forma a comprovar a metodologia de projeto adotada. Nesta seção, são apresentados os principais resultados experimentais da topologia integrada *SEPIC half-bridge* modulada. Tais resultados foram obtidos a partir dos equipamentos/instrumentos citados na Tabela 6.6.

Tabela 6.6 - Relação de equipamentos/instrumentos utilizados

Descrição	Fabricante	Modelo
Osciloscópio Digital	Agilent	M50-X 3034A
Fonte de Alimentação CA	Agilent	6812-B
Ponteira de Corrente	Tektronics	TCPA-300
Ponteira Diferencial de Tensão	Tektronics	P5200A

6.7.1 Sinais de Comando - Drivers

O processo de geração de sinais é um ponto importante no desenvolvimento experimental de uma topologia comutada. Estes sinais, de maneira geral, devem apresentar uma resposta rápida, além de prover confiabilidade na operação do circuito de potência. Em âmbito experimental, os sinais de comutação podem ser gerados de forma analógica ou digital. O processo analógico parte da utilização de circuitos integrados dedicados para este fim onde, por exemplo, pode-se definir a frequência de operação por uma rede passiva associada ao circuito. A geração de sinais digitais se baseia no emprego de um microcontrolador/processador. Do ponto de vista experimental, o processo digital é mais simples e flexível, além de poder ser utilizado no desenvolvimento de compensadores em ambiente discreto, minimizando custos.

Neste contexto, opta-se pela geração de sinais de comando através de um microcontrolador de baixo custo, alto desempenho e boa confiabilidade. Para isso, utiliza-se o microcontrolador *Tiva TM4C123GH6PMI*, incorporado na placa de desenvolvimento da *Texas Instruments*, conforme a Figura 6.13. As características deste são mostradas na Tabela 6.7.

Tabela 6.7 - Características do microcontrolador *Tiva TM4C123GH6PMI*

Descrição	Valor/Tipo
Processador / Clock	ARM®Cortex™M4 / 80 MHz
Memórias	256 kB Flash / 32 kB Ram / 2 kB EEPROM
Leitura Analógica	12-bits SAR (1 MSPS)

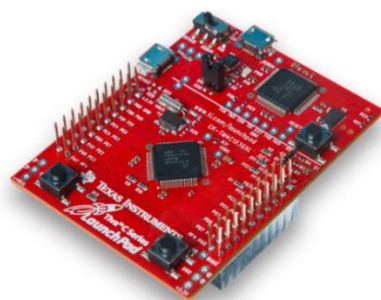


Figura 6.13 - Placa de desenvolvimento *TIVA™ C Series* – *Texas Instruments*.

Conforme as especificações adotadas, a topologia *SEPIC half-bridge* foi projetada para uma frequência portadora de 250 kHz, associada a uma frequência modulante na ordem de 25 kHz. Em condições de operação nominal, o circuito opera com um sinal de modulação de 90%.

Os sinais gerados pelo microcontrolador são de baixa potência, não podendo ser aplicados diretamente aos interruptores. Desta forma, estes devem passar previamente por um estágio de amplificação, o qual é apresentado e discutido com ênfase no Apêndice B. A Figura 6.14 e a Figura 6.15 apresentam, respectivamente, a resposta dos sinais de comando na condição nominal e no ponto de mínima potência. Conforme é possível observar, as formas de onda dos interruptores S_B e S_{SH} são complementares, garantindo a operação do inversor *half-bridge*.

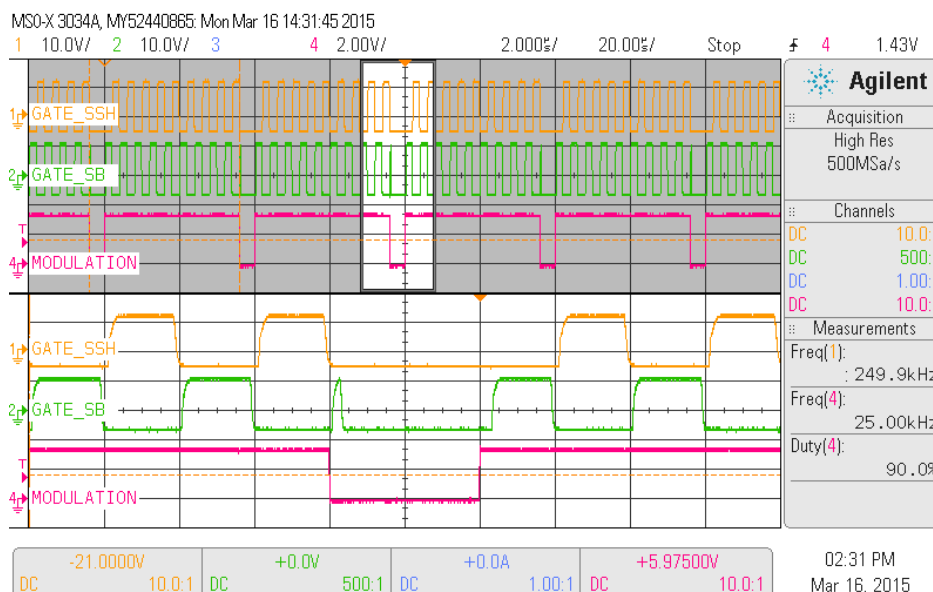


Figura 6.14 - Sinais de comando na condição nominal. Interruptor S_{SH} (CH 1 – 10 V/div.). Interruptor S_B (CH 2 – 10 V/div.). Modulação (CH 4 – 2 V/div.). Escalas horizontais: 2 μ s/div. e 20 μ s/div.

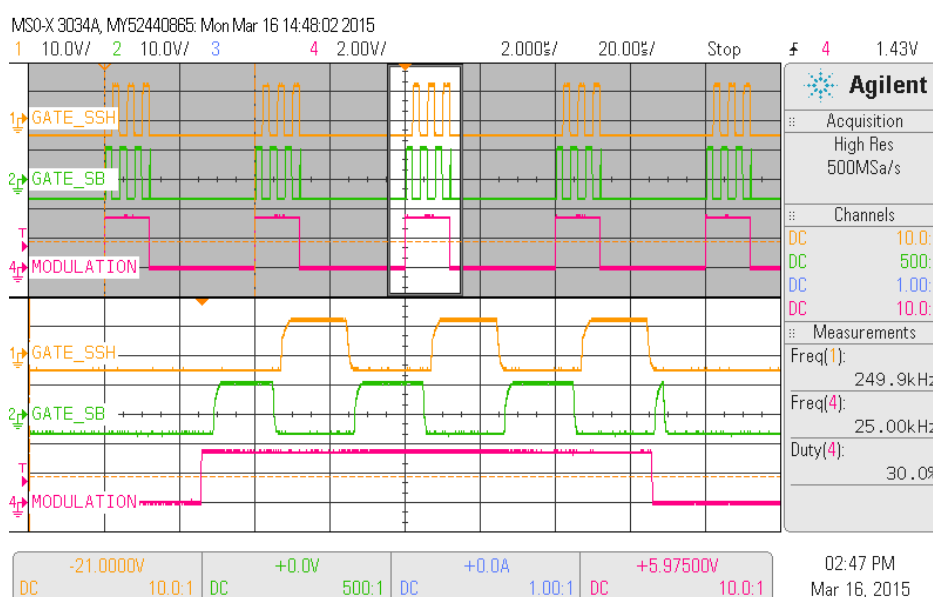


Figura 6.15 - Sinais de comando na condição de mínima potência. Interruptor S_{SH} (CH 1 – 10 V/div.). Interruptor S_B (CH 2 – 10 V/div.). Modulação (CH 4 – 2 V/div.). Escalas horizontais: 2 μ s/div. e 20 μ s/div.

6.7.2 Corrente no Diodo D_A

A característica de operação no modo descontínuo corresponde ao fator determinante na análise, visto que todo o projeto realizado se baseou nesta resposta. O modo de operação pode ser avaliado por meio da análise da corrente através do diodo D_A da estrutura *SEPIC*. O modo descontínuo é garantido desde que a corrente vá a zero naturalmente antes do próximo período de comutação, conforme pode ser visualizado na Figura 6.16 e na Figura 6.17.

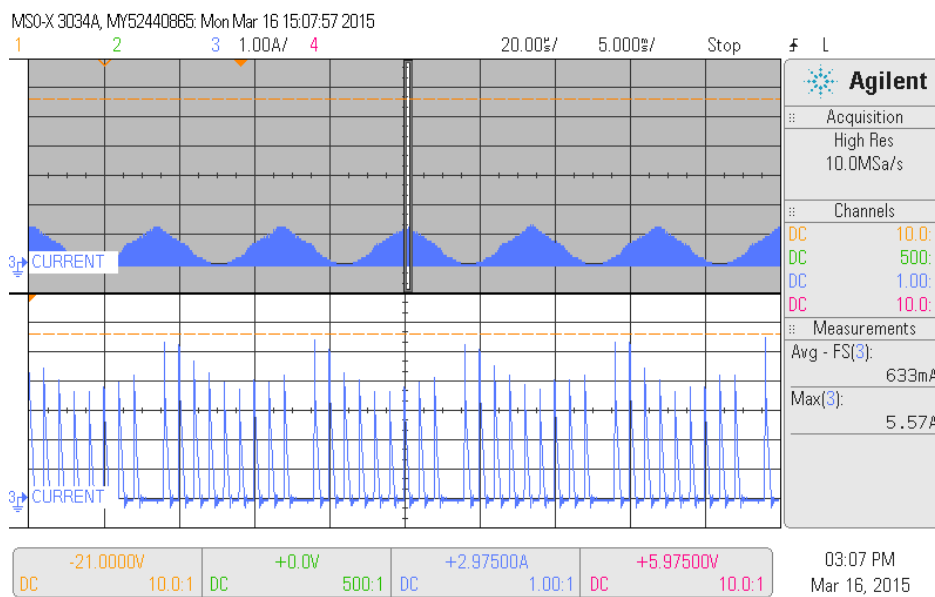


Figura 6.16 - Corrente do diodo D_A na condição nominal (1 A/div.). Escalas horizontais: 20 μ s/div. e 5 ms/div.

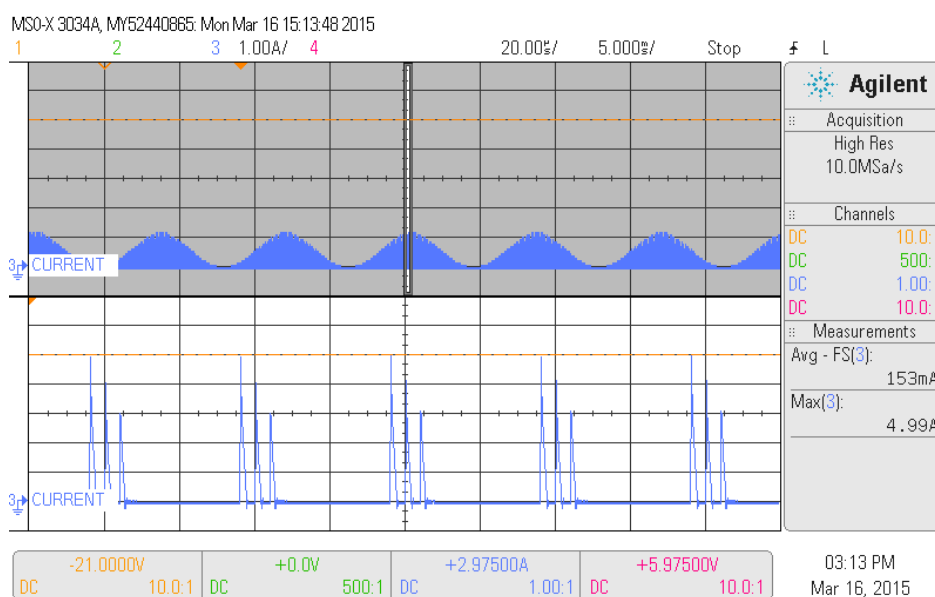


Figura 6.17 - Corrente do diodo D_A na condição de mínima potência (1 A/div.). Escalas horizontais: 20 μ s/div. e 5 ms/div.

A descontinuidade da corrente no diodo se deve a relação direta entre a tensão de alimentação e a tensão de saída do estágio de pré-regulação. Esta característica faz com que o índice de modulação aplicado ao sistema não interfira no modo de condução do conversor, garantindo que o mesmo se mantenha no modo descontínuo em toda faixa de modulação.

6.7.3 Tensão de Barramento

A tensão na saída do pré-regulador, chamada de tensão de barramento, é um parâmetro de projeto que está associado com a potência transferida para o estágio de controle de potência, que por sua vez está no caminho do fluxo de energia entre o pré-regulador e a lâmpada.

O nível da tensão de barramento será a variável controlada do sistema de retroalimentação, o qual é foco de análise no capítulo posterior. Esta tensão, especificada para um valor médio em torno de 300 V, foi determinada de tal forma a garantir que a razão cíclica do conversor seja de aproximadamente 0,4, evitando descontinuidades na corrente do filtro ressonante.

A Figura 6.18 e a Figura 6.19 apresentam o comportamento da tensão de barramento do sistema para a condição nominal de operação e para o ponto de mínima potência, respectivamente.

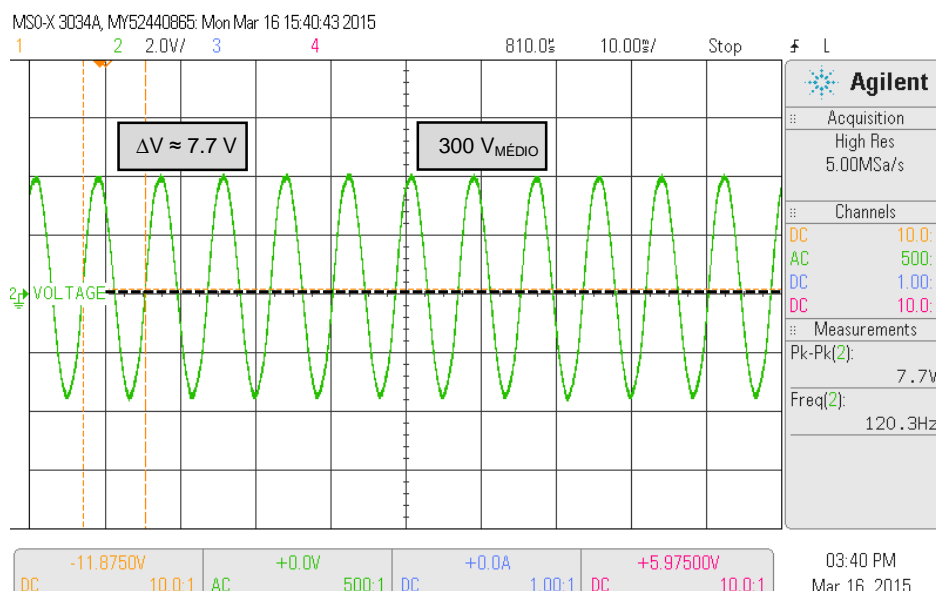


Figura 6.18 - Tensão de barramento na condição nominal (Acoplamento CA – 2 V/div.). Escala horizontal: 10 ms/div.

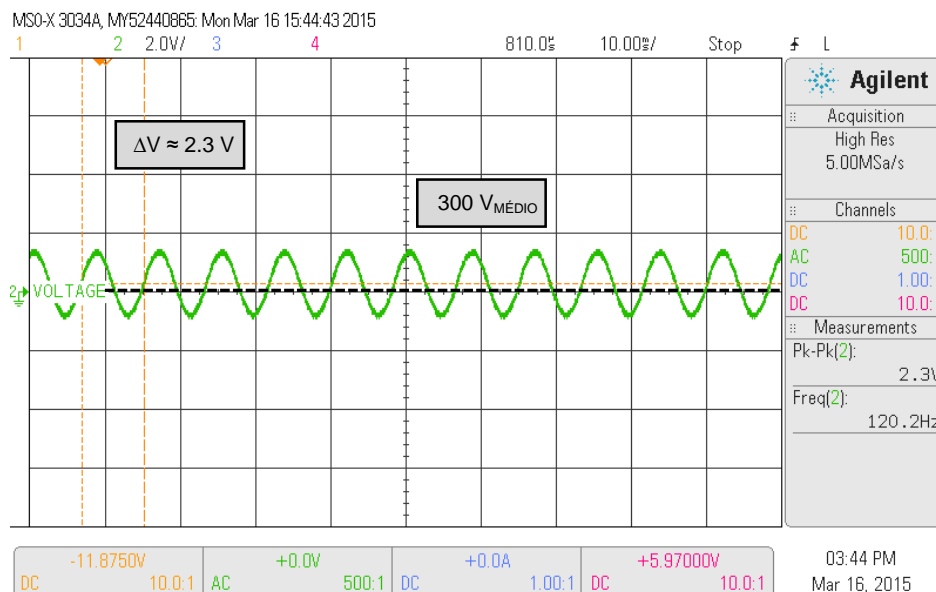


Figura 6.19 - Tensão de barramento na condição de mínima potência (Acoplamento CA – 2 V/div.). Escala horizontal: 10 ms/div.

Nas representações experimentais, optou-se por utilizar um acoplamento CA na medição da tensão de barramento, com o objetivo de facilitar a visualização do nível de ondulação da mesma. Conforme pôde ser observado, a tensão de barramento apresenta uma oscilação natural em baixa frequência. Esta característica se deve ao fato do conversor *SEPIC* operar como pré-regulador, onde a frequência de oscilação de saída equivale ao dobro da frequência de alimentação do circuito. A variação da tensão de barramento (*ripple*) é cerca de $\pm 3\%$ do valor médio da tensão para o ponto nominal de operação, valor este coerente com a especificação do projeto. Entretanto, com a redução do índice de modulação, observou-se uma redução também do *ripple* de tensão onde, para a condição de mínima potência, o *ripple* de barramento foi na faixa de $\pm 1\%$ do valor médio da tensão. A variação da tensão de barramento é função do nível de corrente na saída do estágio de pré-regulação e, por consequência, da taxa de potência transferida. Desta forma, quando se reduz o índice de modulação, reduz-se a transferência de potência do circuito, representando também uma redução do nível de oscilação da tensão de barramento. Neste contexto, pode-se dizer que o capacitor C_o é projetado para o pior caso de ondulação.

6.7.4 Tensão e Corrente Aplicadas ao Filtro Ressonante

O filtro ressonante foi dimensionado com base no capacitor série C_s e do ângulo de defasagem ϕ . Tal defasagem representa um comportamento indutivo que, experimentalmente,

pode ser avaliado pela corrente do filtro estar atrasada em relação a componente fundamental da tensão aplicada. Esta característica garante a operação em ZVS do interruptor S_B . A Figura 6.20 e a Figura 6.21 apresentam, respectivamente, as formas de onda da tensão e da corrente aplicadas ao filtro ressonante na condição nominal e no ponto de mínima potência.

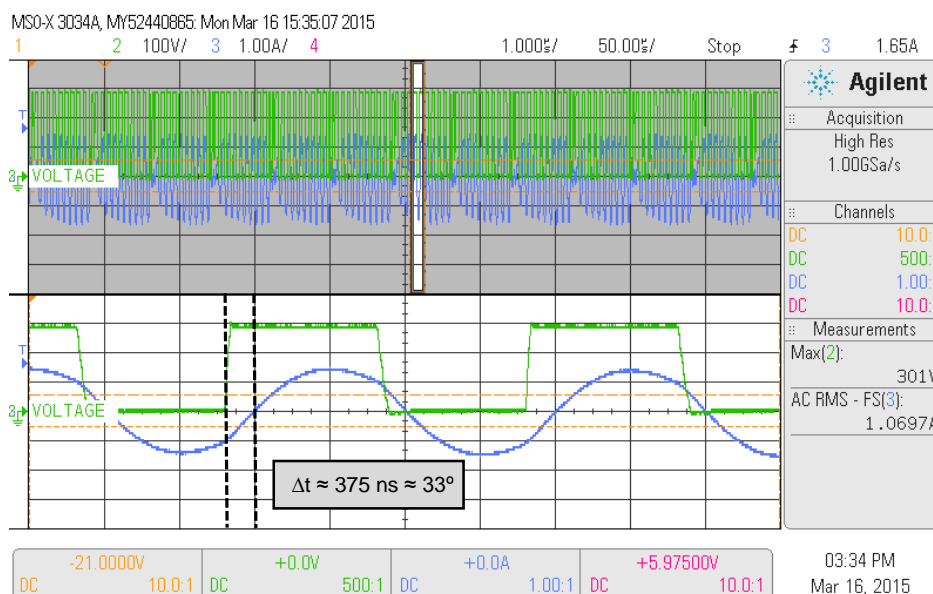


Figura 6.20 - Tensão (CH 2 – 100 V/div.) e corrente (CH 3 – 1 A/div.) aplicadas ao filtro ressonante na condição nominal. Escalas horizontais: 1 μ s/div. e 50 μ s/div.

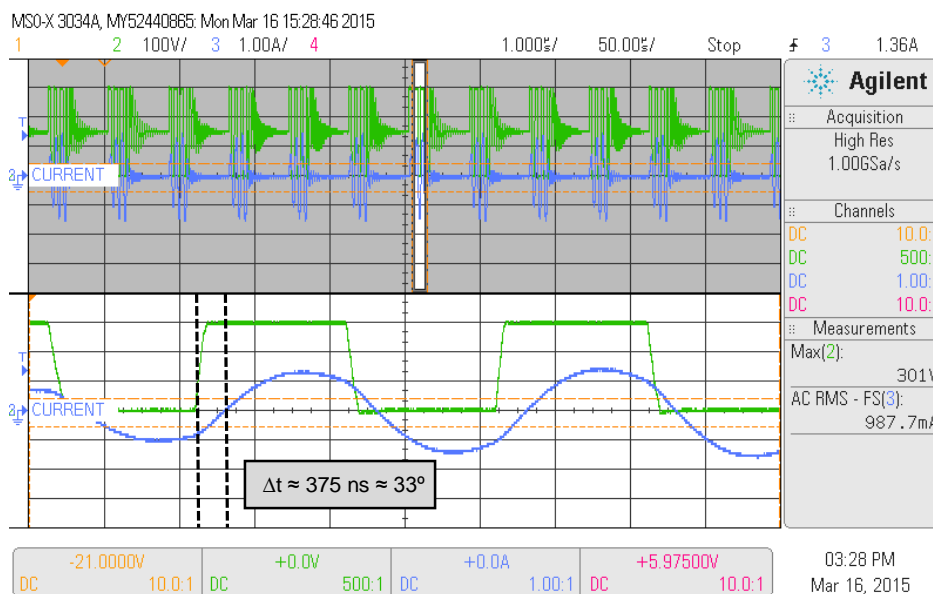


Figura 6.21 - Tensão (CH 2 – 100 V/div.) e corrente (CH 3 – 1 A/div.) aplicadas ao filtro ressonante na condição de mínima potência. Escalas horizontais: 1 μ s/div. e 50 μ s/div.

Conforme a análise das figuras anteriores, observa-se que existe a defasagem esperada entre as componentes de tensão e corrente. Esta defasagem, em escala de tempo, corresponde a cerca de 375 ns, o que é equivalente a um ângulo de aproximadamente 33°. Tais valores experimentais são condizentes com o projeto previamente realizado.

Além da defasagem angular, a partir da forma de onda de tensão é possível observar o valor máximo na faixa de 300 V, valor este associado ao nível da tensão de barramento do estágio pré-regulador.

6.7.5 Esforços no Interruptor Compartilhado

O processo de interruptores integrados, de onde resulta o interruptor compartilhado S_{SH} , caracterizou-se por uma célula de sobrecorrente, discutida anteriormente no Capítulo 4. Esta peculiaridade pode ser observada experimentalmente na Figura 6.22 e na Figura 6.24 para a condição nominal e para o ponto de mínima potência, respectivamente.

Nestas imagens, observa-se que a tensão máxima sobre o interruptor é na ordem de 630 V, com uma corrente de pico em torno de 6.5 A. O nível da tensão está associado com a característica da máxima tensão de entrada e a tensão máxima na saída do estágio de pré-regulação, enquanto o valor da corrente corresponde ao somatório entre as correntes do conversor *SEPIC* e do filtro ressonante.

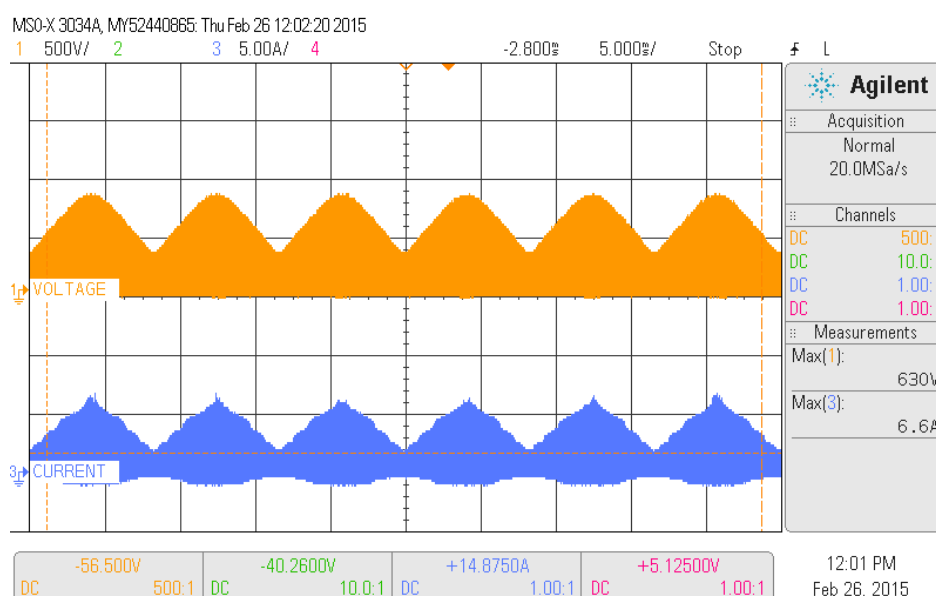


Figura 6.22 - Tensão (CH 1 – 500 V/div.) e corrente (CH 3 – 5 A/div.) associadas ao interruptor compartilhado na condição nominal de operação. Escala horizontal: 5 ms/div.

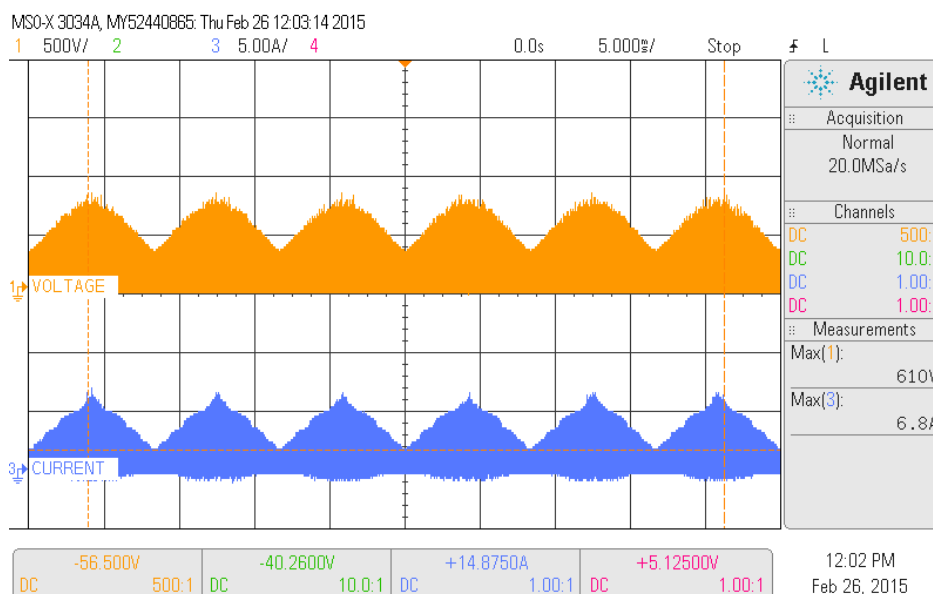


Figura 6.23 - Tensão (CH 1 – 500 V/div.) e corrente (CH 3 – 5 A/div.) associadas ao interruptor compartilhado na condição de mínima potência. Escala horizontal: 5 ms/div.

6.7.6 Tensão, Corrente e Potência de Entrada

O conversor *SEPIC* atuando como pré-regulador tem a finalidade de controlar o fluxo de energia entre a entrada e a saída do circuito, além de garantir um elevado fator de potência e uma reduzida taxa de distorção harmônica, de tal forma a cumprir as normas e regulamentações vigente.

Do ponto de vista experimental, o circuito deve proporcionar um fator de potência maior ou igual a 0.92, com uma distorção total de corrente inferior a 10%. Em sistemas de iluminação, a normativa *IEC 61000-3-2*, classe C, deve ser contemplada em toda faixa de modulação da topologia.

A Figura 6.24 e a Figura 6.25 apresentam as formas de onda da tensão, corrente e da potência instantânea para a condição nominal de operação e para o ponto de mínima potência, respectivamente.

Na análise das formas de onda, pode-se observar a redução da corrente drenada da rede elétrica em função do índice de modulação aplicado ao circuito, mantendo ainda assim o comportamento aproximadamente senoidal e em fase com a tensão elétrica aplicada.

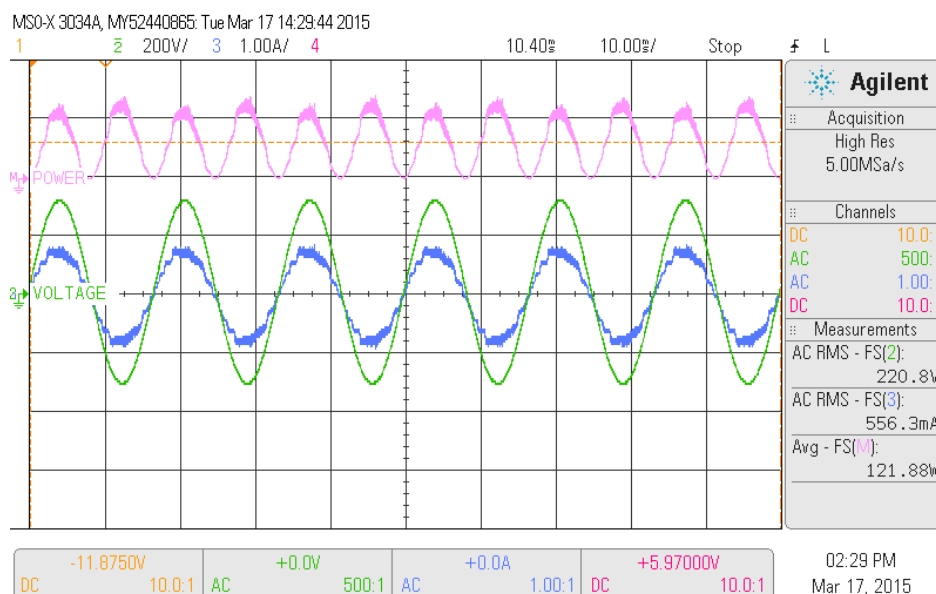


Figura 6.24 - Tensão (CH 2 – 200 V/div.), corrente (CH 3 – 1 A/div.) e potência (M - 200 W/div.) de entrada para a condição nominal de operação. Escala horizontal: 10 ms/div.

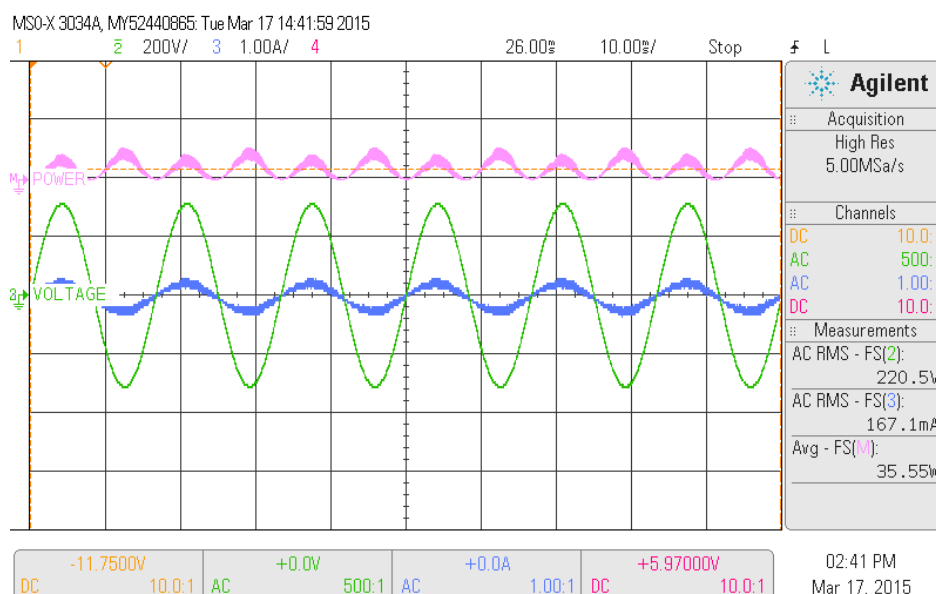


Figura 6.25 - Tensão (CH 2 - 200V/div.), corrente (CH 3 - 1A/div.) e potência (M - 200 W/div.) de entrada para a condição de mínima potência. Escala horizontal: 10 ms/div.

Para o ponto de operação nominal, a topologia apresentou um fator de potência de 0.988, com uma *THD* (*Total Harmonic Distortion*) de corrente na ordem de 6.43%. Nesta condição, a potência ativa drenada da rede elétrica foi cerca de 122 W. No ponto de mínima potência, o qual é associado ao mínimo índice de modulação, o fator de potência do circuito foi de aproximadamente 0.951, associado a uma *THD* de 5.5%. Nesta situação, a potência média absorvida da rede é na ordem de 36 W.

A Figura 6.26 e a Figura 6.27 apresentam a resposta das componentes harmônicas da corrente de entrada em comparação com a *IEC 61000-3-2*, onde analisam-se os limites harmônicos até a 39º ordem, segundo as especificações da Classe C da normativa.

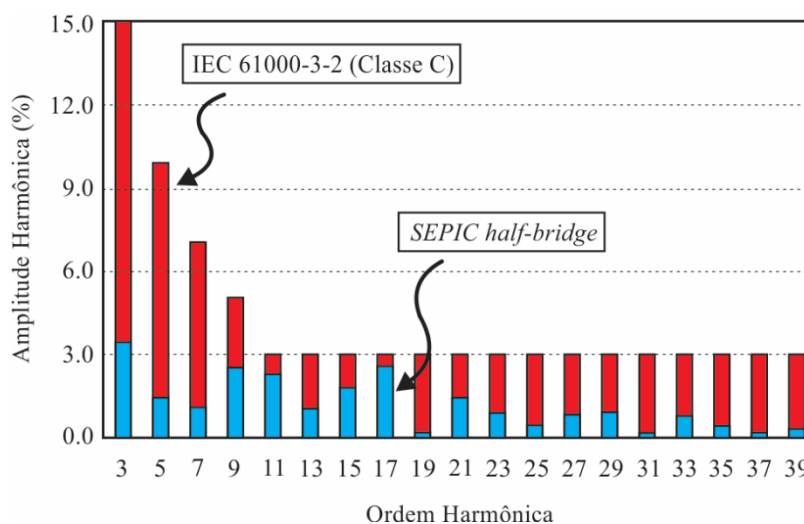


Figura 6.26 - Análise harmônica em relação a norma *IEC 61000-3-2* (Classe C) na condição nominal de operação.

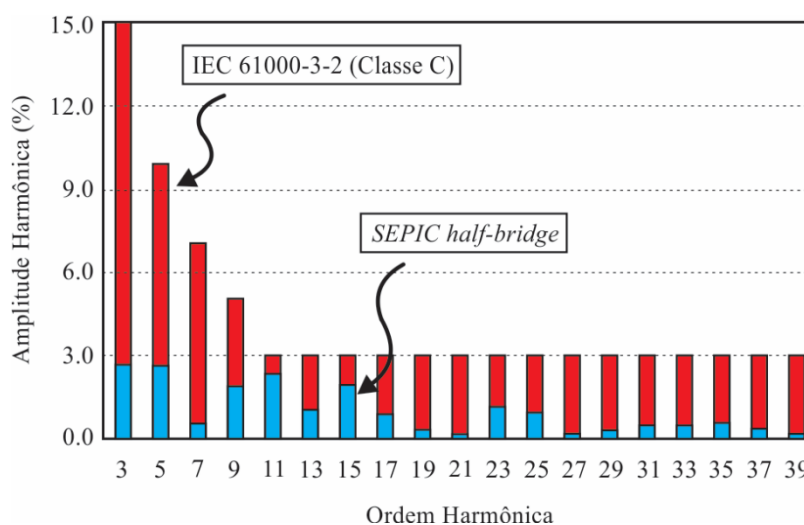


Figura 6.27 - Análise harmônica em relação a norma *IEC 61000-3-2* (Classe C) na condição nominal de operação de mínima potência.

Conforme a análise das figuras anteriores, observa-se que a amplitude das componentes harmônicas da topologia *SEPIC half-bridge* atende a normativa vigente tanto na condição nominal, quanto no ponto de mínima potência. Nos pontos de modulação intermediários, a norma também foi contemplada na sua integridade.

6.7.7 Tensão, Corrente e Potência na Lâmpada

A potência da lâmpada está associada com a intensidade luminosa da mesma. Para este trabalho, o índice de modulação de baixa frequência é a variável manipulada para controlar esta luminosidade. A Figura 6.28 e a Figura 6.29 apresentam a resposta da tensão, corrente e potência na lâmpada para o ponto nominal e para o ponto de mínima potência, respectivamente.

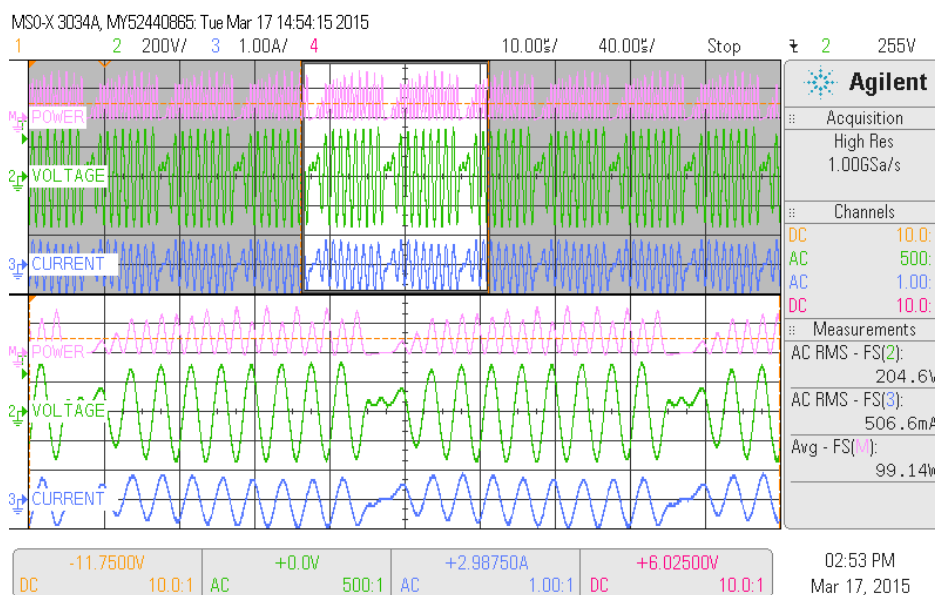


Figura 6.28 - Tensão (CH 2 – 200 V/div.), corrente (CH 3 – 1 A/div.) e potência (M - 200 W/div.) na lâmpada para a condição nominal. Escalas horizontais: 10 μ s/div. e 40 μ s/div.

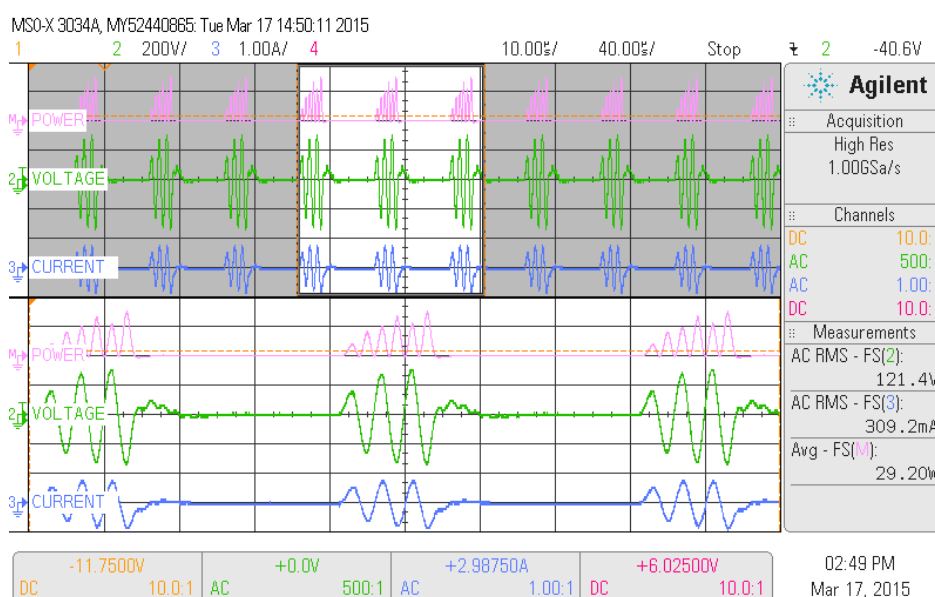


Figura 6.29 - Tensão (CH 2 – 200 V/div.), corrente (CH 3 – 1 A/div.) e potência (M - 200 W/div.) na lâmpada para a condição de mínima potência. Escalas horizontais: 10 μ s/div. e 40 μ s/div.

Na condição nominal de operação a potência aplicada à lâmpada é na ordem de 100 W, de acordo com o valor especificado no projeto. No ponto de mínima potência, o qual relaciona-se ao menor índice de modulação, a potência disponível na lâmpada é de 30 W, aproximadamente. Do ponto de vista energético, o rendimento médio do circuito foi em torno de 82.5% em toda a faixa de modulação.

A Figura 6.30 apresenta a lâmpada de indução na condição nominal de operação e no ponto de mínima potência. Cabe salientar que neste trabalho não foram avaliados quesitos quanto à iluminância emitida pela lâmpada, nem à eficácia luminosa da mesma.

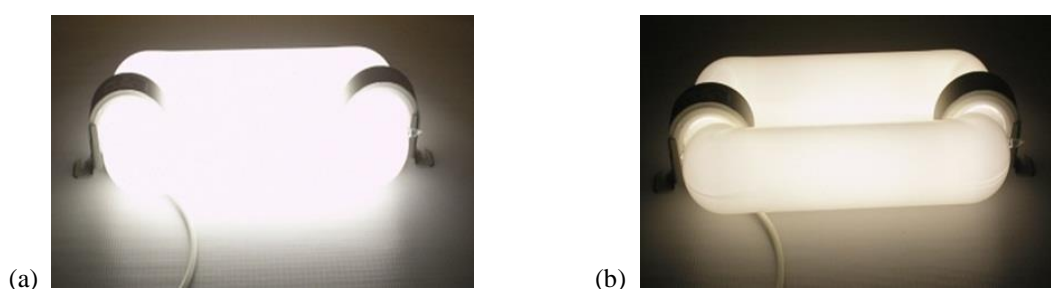


Figura 6.30 - (a) Lâmpada fluorescente de indução na condição nominal de 100 W, e (b) na condição de mínima potência, com cerca de 30 W.

6.8 Considerações Quanto às Perdas

As perdas representam uma parcela da energia que não é convertida em trabalho útil. No circuito analisado, tais perdas são da ordem de 17% da potência total drenada da rede elétrica. De maneira geral, na topologia *SEPIC half-bridge* as perdas majoritárias são oriundas do processo de comutação dos elementos semicondutores. A elevada frequência, associada ao esforço extra da técnica de integração de interruptores, ocasionaram a diminuição do rendimento global do circuito. Contudo, este fator não interfere na operação do mesmo, além de não comprometer o processo de modulação analisado, o qual se demonstrou amplamente satisfatório. Propõe-se como uma continuidade desta dissertação, a realização de uma análise detalhada de otimização energética do circuito eletrônico.

Desta forma, cabe ao projetista determinar a melhor opção para o desenvolvimento experimental, o qual deverá priorizar o rendimento, optando pela não integração de interruptores; ou priorizar a redução do número de semicondutores ativos e dos respectivos circuitos de comando, optando pelo processo de integração de interruptores. Análises da operação da topologia *SEPIC half-bridge* não integrada podem ser encontradas em (Fraytag et al., 2015).

6.9 Conclusão

O projeto gráfico do circuito *SEPIC half-bridge* foi apresentado neste capítulo. Tal circuito foi dimensionado seguindo as metodologias de cálculo apresentadas no Capítulo 3, bem como as especificações relacionadas à rede de entrada e às necessidades da lâmpada utilizada.

As metodologias de projeto adotadas foram avaliadas experimentalmente, onde se desenvolveu um protótipo para testes. Em âmbito experimental, analisou-se as principais formas de onda da topologia, as quais são capazes de representar o comportamento da mesma. O conversor, de maneira geral, comportou-se de forma satisfatória e condizente com as metodologias propostas, bem como o projeto realizado.

O estágio pré-regulador de entrada, além de realizar o controle do fluxo de potência do sistema, proporcionou um fator de potência entre 0.95 e 0.99, associado a uma baixa taxa de distorção harmônica (<10%) em toda faixa de modulação. O circuito ressonante, além de garantir a partida da lâmpada, foi capaz de proporcionar a potência nominal da mesma, adequando as condições necessárias para a operação correta e eficiente, segundo as orientações do fabricante. O rendimento médio da topologia foi na ordem de 82.5%.

7 SISTEMA DE RETROALIMENTAÇÃO PARA O CONTROLE DA TENSÃO DE BARRAMENTO E PARA A POTÊNCIA DE SAÍDA

Um sistema, ou processo, retroalimentado é definido quando uma amostra do sinal de saída é transferida para a entrada do mesmo. Esta atuação tem o objetivo de controlar, diminuir ou ainda amplificar a saída do sistema a partir de um sinal de referência pré-estabelecido.

Uma característica dos sistemas retroalimentados, também conhecidos como sistemas em malha fechada, é tornar o processo relativamente insensível a distúrbios e variações paramétricas. Estas últimas estão relacionadas a possível exposição do sistema físico a intempéries, tais como: temperatura, pressão, umidade, choque mecânico, entre outras. Um sistema em malha fechada, quando projetado corretamente, é também capaz de garantir a estabilidade e a rapidez na resposta do processo.

Os requisitos de estabilidade, bem como a busca por uma resposta rápida, podem ser proporcionados pela incorporação de um elemento compensador. Este elemento, quando inserido de maneira adequada ao processo, irá compensar o desempenho insuficiente do sistema original. Desta forma, torna-se imprescindível realizar a análise e o projeto da etapa de compensação.

O sistema original, também conhecido como planta, deve ser representado por meio de um modelo matemático adequado que, preferencialmente, seja linear e invariante no tempo. Uma vez obtido este modelo, pode-se utilizar de ferramentas analíticas para efeito de análise e síntese da malha de realimentação.

A etapa de compensação, experimentalmente pode ser implementada de forma analógica ou digital. O controle analógico, também conhecido como contínuo no tempo, é de projeto mais simples e de bom desempenho. Entretanto, não possui flexibilidade de alterações experimentais em *hardware*, além de não ser viável para leis de realimentação complexas. O controle digital, também conhecido como controle de tempo discreto, possui uma ampla flexibilidade de implementação em *software*, bem como a possibilidade de ações mais complexas. Contudo, este tipo de controle exige um maior esforço matemático em relação ao projeto. Neste sentido, há a possibilidade da realização do projeto do compensador no domínio contínuo e em seguida aplicar técnicas de discretização, ou ainda converter previamente a planta do sistema e realizar o projeto já no tempo discreto.

Este capítulo tem o objetivo de apresentar a modelagem de pequenos sinais e o projeto da etapa de compensação para a topologia *SEPIC half-bridge*. Análises de estabilidade e o

comportamento transitório do sistema retroalimentado serão apresentadas. A validação da metodologia adotada e do projeto desenvolvido será por meio de simulações computacionais, bem como a análise da resposta experimental em malha fechada.

7.1 Modelagem Matemática do Sistema Dinâmico

O objetivo da modelagem é determinar uma representação matematicamente tratável para o sistema físico que, neste caso, corresponde a topologia integrada *SEPIC half-bridge*. Este modelo deverá prever o comportamento das tensões e correntes do conversor, quando submetidas a distúrbios.

Existem, basicamente, duas técnicas de modelagem difundidas na literatura: modelo médio por espaço de estados (Losic, 1999), (Soleimanipour et al., 2012) e o modelo médio do interruptor (Nai and Wa, 1999), (Alonso et al., 2013). Embora ambas as técnicas sejam tratadas de formas distintas, os resultados obtidos são equivalentes (Eng and Bunlaksananusorn, 2009).

A abordagem através do modelo médio do interruptor proporciona a representação do conversor por meio de um circuito médio equivalente, capaz de ser reproduzido em um ambiente de simulação computacional. Para isso, os interruptores são substituídos por fontes dependentes de tensão ou de corrente, as quais descreverão o funcionamento médio do conversor (Ben-Yaakov and Vorperian, 1992).

A análise baseada em valores médios, tem o objetivo de desconsiderar as componentes harmônicas produzidas pela comutação do sistema (Ogata, K., 2003). Devido a estas características, neste trabalho opta-se pela técnica de modelagem dinâmica através do modelo médio do interruptor.

Conforme apresentado no Capítulo 4, uma característica da integração de estágios é que estes ainda podem ser analisados de maneira independente. Para o circuito proposto, o estágio de pré-regulação atua como gerenciador do fluxo de potência entre a entrada e a saída do sistema. Baseado neste princípio, o modelo dinâmico será desenvolvido para a estrutura *SEPIC* alimentando uma carga resistiva (R_o), capaz de emular a potência transferida para o inversor ressonante.

A Figura 7.1 apresenta a topologia *SEPIC* utilizando a simplificação proposta. Nesta representação, são identificadas a rede de interruptores e a rede invariante no tempo, as quais serão utilizadas para a obtenção do comportamento médio do circuito.

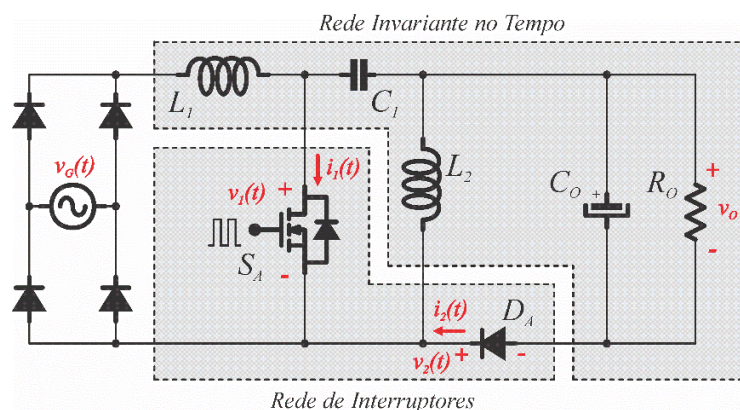


Figura 7.1 - Topologia simplificada com a rede de interruptores e a rede invariante no tempo.

O objetivo central desta técnica de modelagem consiste em encontrar um circuito médio invariante no tempo da rede de interruptores. Para isto, devem-se analisar as formas de onda de tensão e de corrente aplicadas aos elementos desta rede. Nesta situação, considera-se a hipótese de que as constantes de tempo do conversor são muito maiores que o período de comutação. A Figura 7.2 apresenta as formas de onda presentes na rede de interruptores da estrutura *SEPIC* operando no modo descontínuo, onde se considera as polaridades indicadas anteriormente.

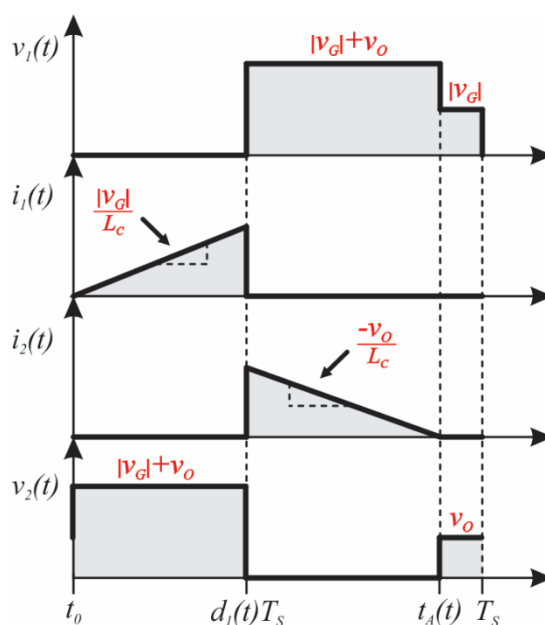


Figura 7.2 - Formas de onda de tensão e corrente nos elementos da rede de interruptores.

A partir da análise das formas de onda, podem-se obter equações que descrevam o comportamento médio por período de comutação (T_s) da rede de interruptores. Partindo-se do princípio de que, em regime permanente, a tensão média sobre o indutor é nula, tem-se que a

tensão média sobre o interruptor é numericamente igual a tensão média de entrada, conforme (7.1).

$$\langle v_1(t) \rangle_{T_s} = \langle v_G(t) \rangle_{T_s} \quad (7.1)$$

A corrente média que percorre o interruptor relacionasse com a área sob a forma de onda da corrente instantânea do mesmo. Este valor médio pode então ser expresso de acordo com (7.2), onde $d_I(t)$ equivale a razão cíclica em função do tempo.

$$\langle i_1(t) \rangle_{T_s} = \frac{d_1(t)^2 T_s}{2L_C} \langle v_G(t) \rangle_{T_s} \quad (7.2)$$

Sendo:

$$L_C = \frac{L_1 L_2}{L_1 + L_2}$$

Em relação à porta de saída da rede de interruptores (diodo), considerando novamente que a tensão média nos indutores é nula, tem-se que a tensão média sobre o diodo D_A é numericamente igual a tensão média de saída do conversor, segundo (7.3).

$$\langle v_2(t) \rangle_{T_s} = \langle v_O(t) \rangle_{T_s} \quad (7.3)$$

A corrente média que percorre o diodo D_A pode ser expressa de acordo com (7.4), a qual é dependente tanto da tensão de entrada, quanto da tensão de saída do circuito. Esta relação também expressa a não-linearidade do sistema.

$$\langle i_2(t) \rangle_{T_s} = \frac{d_1(t)^2 T_s}{2L_C} \cdot \frac{\langle v_1(t) \rangle_{T_s}^2}{\langle v_2(t) \rangle_{T_s}} \quad (7.4)$$

Analisando (7.2), o termo que multiplica a tensão média de entrada pode ser representado como uma resistência efetiva, conforme (7.5). Este elemento corresponde a uma análise teórica, onde o mesmo é considerado sem perdas (Kassakian, J. G. et al., 1991).

$$R_e(d_1) = \frac{2L_c}{d_1(t)^2 T_s} \tag{7.5}$$

A expressão da corrente média da porta de saída (7.4) pode ser representada por meio de uma potência média equivalente, segundo (7.6). Esta potência não depende da carga, sendo determinada somente pela resistência efetiva R_e e pela tensão aplicada na rede. Logo, a porta de saída se comporta como uma fonte de potência, com valor igual a potência aplicada à R_e .

$$\langle p(t) \rangle_{T_s} = \frac{\langle v_1(t) \rangle_{T_s}^2}{R_e(d_1)} \tag{7.6}$$

Desta forma, pode-se afirmar que a porta de entrada (interruptor) obedece a *1ª Lei de Ohm*, e que toda a potência absorvida pela porta de entrada é idealmente transferida para a porta de saída, de acordo com a Figura 7.3.

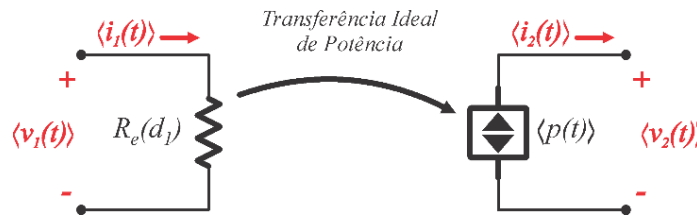


Figura 7.3 - Rede média de interruptores.

A rede de interruptores obtida prediz o comportamento médio em baixa frequência do conversor, enquanto despreza as componentes harmônicas de alta frequência produzidas pela comutação. Este modelo, apresentado na Figura 7.4, é válido para grandes sinais, entretanto apresenta características não-lineares.

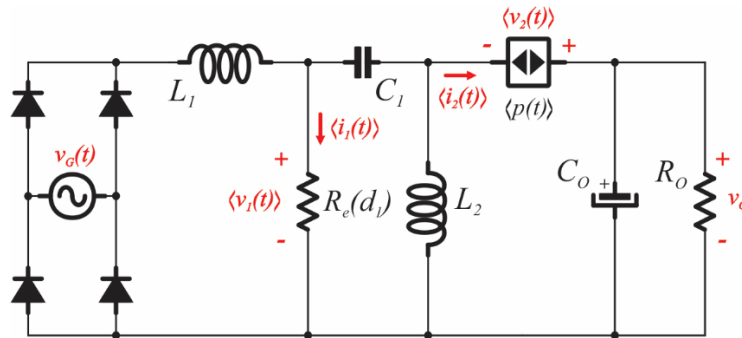


Figura 7.4 - Modelo médio do conversor SEPIC operando no modo descontínuo.

A obtenção de um modelo médio linear é realizada em torno de um ponto de operação. Com isso, o modelo será válido para pequenas perturbações, comumente chamado de modelo de pequenos sinais.

Os sinais envolvidos no circuito médio equivalente devem então, ser perturbados e linearizados em torno do ponto de operação escolhido. As perturbações inseridas no sistema são expressas em (7.7), onde o valor médio das variáveis de interesse é dado pelo valor do ponto de operação (I_1 , I_2 , V_1 , V_2 e D), acrescido do termo perturbado (\hat{i}_1 , \hat{i}_2 , \hat{v}_1 , \hat{v}_2 e \hat{d}).

$$\begin{aligned}\langle i_1(t) \rangle_{T_s} &= I_1 + \hat{i}_1(t) \\ \langle v_1(t) \rangle_{T_s} &= V_1 + \hat{v}_1(t) \\ \langle i_2(t) \rangle_{T_s} &= I_2 + \hat{i}_2(t) \\ \langle v_2(t) \rangle_{T_s} &= V_2 + \hat{v}_2(t) \\ d_1(t) &= D + \hat{d}(t)\end{aligned}\tag{7.7}$$

Considerando a expressão não-linear (7.2), a qual define a corrente média no interruptor, quando se aplica as perturbações nas variáveis de interesse, obtém-se (7.8).

$$I_1 + \hat{i}_1(t) = \frac{[D + \hat{d}(t)]^2 T_s}{2L_c} [V_1 + \hat{v}_1(t)]\tag{7.8}$$

Distribuindo os coeficientes da equação anterior e desconsiderando os termos não-lineares, chega-se em (7.9). Esta equação representa o comportamento linear da corrente no interruptor, quando este é submetido a pequenas perturbações.

$$I_1 + \hat{i}_1(t) = \frac{D^2 T_s}{2L_c} [V_1 + \hat{v}_1(t)] + \frac{V_1 D T_s}{L_c} \hat{d}(t)\tag{7.9}$$

Conforme (7.9), a corrente no interruptor é constituída por um termo constante (CC), definido pela escolha do ponto de operação do sistema, e por um termo dependente das perturbações inseridas no processo (CA). Devido à propriedade linear de superposição, pode-se analisar estes termos separadamente. O modelo CC e CA de pequenos sinais para a corrente do interruptor são apresentados, respectivamente, em (7.10) e (7.11).

$$I_1 = \frac{V_1}{R_e(D)} \quad (7.10)$$

$$\hat{i}_1(t) = k_1 \hat{v}_1(t) + k_2 \hat{d}(t) \quad (7.11)$$

Onde:

$$k_1 = \frac{D^2 T_s}{2L_C} = \frac{1}{R_e(D)} \quad k_2 = \frac{V_1 D T_s}{L_C}$$

Com isso, o interruptor da estrutura *SEPIC* pode ser representado através do circuito elétrico equivalente da Figura 7.5. Tal representação é constituída por uma resistência $R_e(D)$ e por uma fonte de corrente dependente, com um coeficiente de proporcionalidade igual a k_2 .

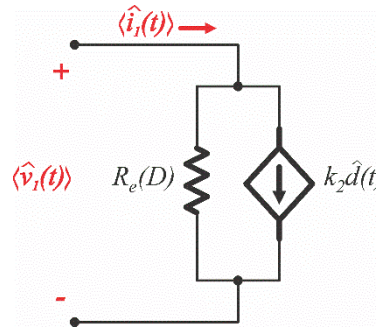


Figura 7.5 - Modelo médio CA de pequenos sinais para o interruptor do conversor *SEPIC* em modo descontínuo.

A corrente média da porta de saída, a qual foi apresentada pela expressão não-linear (7.4), pode ser analisada considerando as perturbações inseridas no sistema, conforme (7.12).

$$I_2 + \hat{i}_2(t) = \frac{[D + \hat{d}(t)]^2 T_s}{2L_C} \cdot \frac{[V_1 + \hat{v}_1(t)]^2}{[V_2 + \hat{v}_2(t)]} \quad (7.12)$$

Esta expressão pode ser expandida usando a *Série de Taylor* para mais de uma variável em torno do ponto de operação desejado (Colosi et al., 2008). Nesta etapa, os termos não-lineares são desprezados. Do mesmo modo de que a corrente no interruptor, a corrente média do diodo pode ser separada em um termo *CC* e um termo *CA*, conforme (7.13) e (7.14), respectivamente.

$$I_2 = \frac{D^2 T_s}{2L_c} \frac{V_1^2}{V_2} \quad (7.13)$$

$$\hat{i}_2(t) = k_3 \hat{v}_1(t) + k_4 \hat{d}(t) - k_5 \hat{v}_2(t) \quad (7.14)$$

Sendo:

$$k_3 = \frac{D^2 T_s}{L_c} \left(\frac{V_1}{V_2} \right) \quad k_4 = \frac{D T_s}{L_c} \left(\frac{V_1^2}{V_2} \right) \quad k_5 = \frac{D^2 T_s}{2L_c} \left[\frac{V_1}{V_2} \right]^2$$

A Figura 7.6 apresenta a representação média equivalente do diodo da estrutura *SEPIC*. Esta representação é constituída por três fontes de corrente dependentes, com coeficientes de proporcionalidade igual a k_3 , k_4 e k_5 .

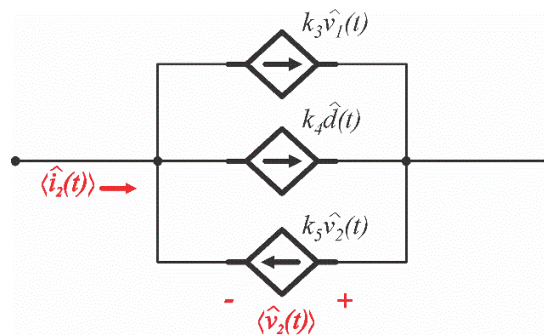


Figura 7.6 - Modelo médio CA de pequenos sinais para o diodo do conversor *SEPIC* no modo descontínuo.

Visando elucidar a resposta do modelo médio obtido, o mesmo pode ser simulado em um ambiente computacional. Para isso, utiliza-se a plataforma de simulação *PSIM*® v9.1, da empresa *Powersim*. A Figura 7.7 apresenta a resposta da tensão de barramento do conversor e do modelo médio quando submetidos a distúrbios de $\pm 10\%$ na tensão de entrada do circuito.

De acordo com os resultados, observa-se que o modelo médio responde de forma adequada a dinâmica média do conversor simulado, validando a metodologia adotada. A partir das equações médias lineares, as quais descrevem o comportamento da rede de interruptores, é possível utilizar técnicas de análise de circuito elétricos lineares para a determinação das funções de transferência de interesse.

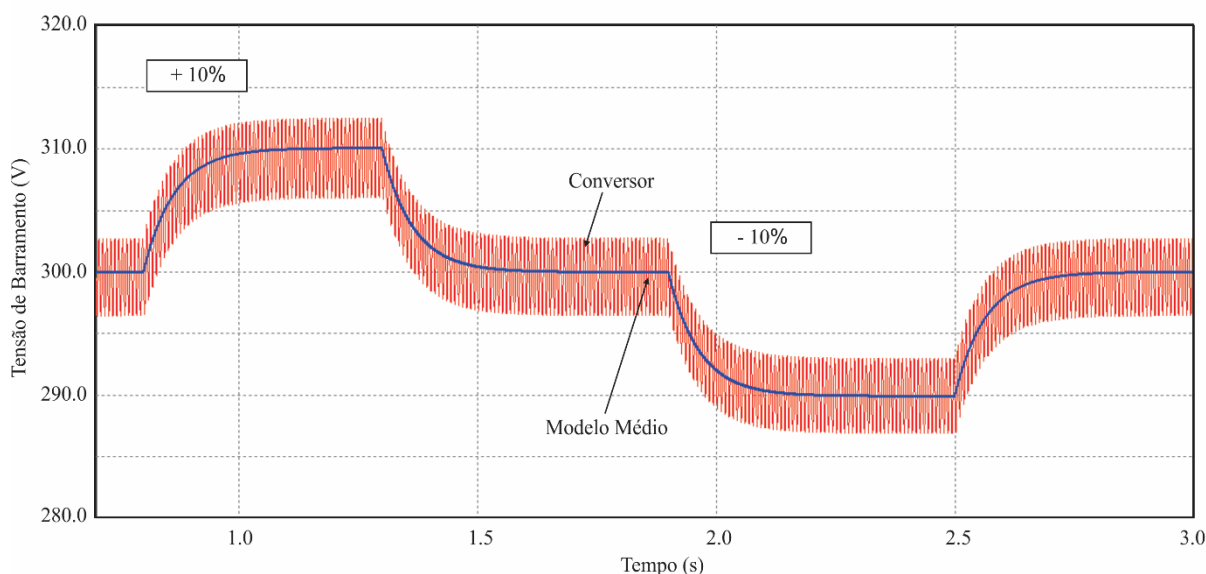


Figura 7.7 - Resposta de simulação do conversor e do modelo médio quando submetido a distúrbios.

7.2 Função de Transferência do Sistema

A função de transferência de um sistema, o qual é representado por equações diferenciais lineares e invariantes no tempo, é definida como a relação entre a saída e a entrada de um processo, admitindo-se todas as condições iniciais nulas.

Baseado no circuito médio linear, busca-se obter relações entre as variáveis de interesse. Para o sistema proposto se deseja manter uma tensão média de saída (tensão de barramento) aproximadamente constante, logo deve-se estabelecer a relação entre a variação da tensão de saída e as perturbações da razão cíclica, a qual corresponde a variável livre de controle.

Os elementos indutivos, bem como o capacitor intermediário C_I da estrutura *SEPIC*, apresentam um comportamento em alta frequência. Devido a esta característica, é possível desprezar a dinâmica associada aos mesmos. Entretanto, o capacitor de saída possui um polo de baixa frequência, devendo ser considerado na análise de transferência. Esta aproximação resulta no modelo *CA* de pequenos sinais simplificado, apresentado na Figura 7.8.

Analisando o modelo médio simplificado, tem-se que a corrente perturbada do diodo é igual ao somatório da corrente perturbada do capacitor C_O e da corrente de carga, conforme (7.15).

$$\hat{i}_2(t) = \hat{i}_C(t) + \hat{i}_O(t) \quad (7.15)$$

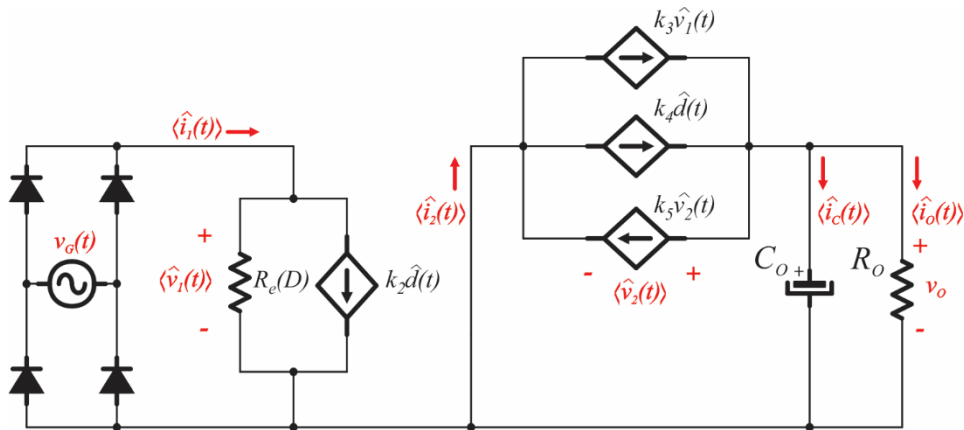


Figura 7.8 - Modelo médio CA de pequenos sinais simplificado.

A expressão da corrente perturbada através do diodo pode ser então expandida e analisada em relação a expressão (7.14), apresentada anteriormente. Com isso, obtém-se a relação dada por (7.16).

$$k_3 \hat{v}_1(t) + k_4 \hat{d}(t) - k_5 \hat{v}_2(t) = C_o \frac{d(\hat{v}_2(t))}{dt} + \frac{\hat{v}_2(t)}{R_o} \quad (7.16)$$

A função de transferência, a qual relaciona a perturbação da tensão média de saída e a perturbação da razão cíclica, pode ser obtida pela análise do circuito no domínio da frequência, considerando que não há perturbações na tensão de entrada. Com isso, tem-se a função de transferência $G_{\hat{v}_2 \hat{d}}(s)$, conforme (7.17).

$$G_{\hat{v}_2 \hat{d}}(s) = \frac{\hat{v}_2(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{1}{sC_o + k_5 + \left(\frac{1}{R_o}\right)} k_4 \quad (7.17)$$

7.3 Definição da Estratégia de Controle da Tensão de Barramento

O objetivo da retroalimentação, conforme já discutido anteriormente, é obter um sistema capaz de ajustar o sinal de interesse, segundo uma referência, mesmo quando o sistema é submetido a distúrbios. Para este trabalho, o sinal de interesse é a tensão de barramento na saída do estágio pré-regulador. A partir do controle desta tensão, tem-se também uma regulação indireta da potência aplicada à lâmpada. A Figura 7.9 apresenta o diagrama de blocos da estratégia de controle adotada, onde v_o corresponde a variável controlada do processo.

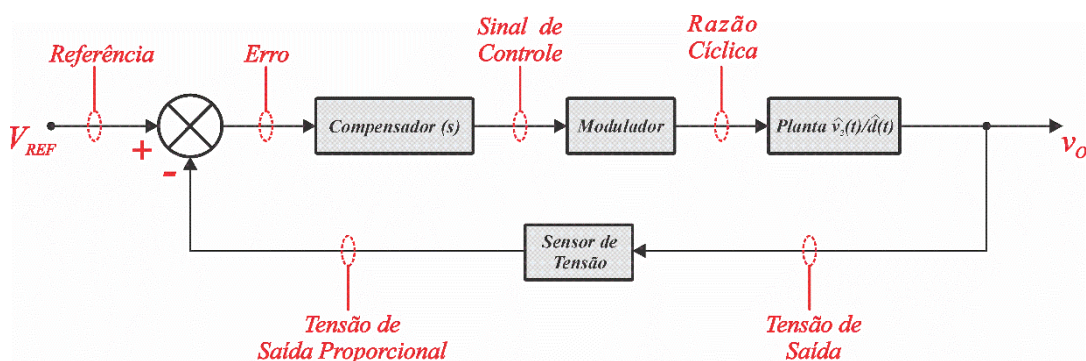


Figura 7.9 - Diagrama de blocos do sistema de retroalimentação.

O sistema em malha fechada apresentado acima é constituído por uma etapa de compensação, o qual utiliza um sinal de erro entre a saída e o valor de referência para posteriormente determinar o sinal de controle aplicado à planta. Para esta situação, a planta é representada pela função de transferência $\hat{v}_2(s) / \hat{d}(s)$.

O bloco de modulação caracteriza-se por uma etapa de análise do processo. Nesta etapa, ocorre a comparação do sinal de controle com o sinal portador. Em sistemas contínuos, geralmente este sinal portador corresponde a uma forma de onda do tipo “dente de serra”, estando associada a frequência de comutação do sistema. De certa forma, pode-se dizer que o modulador introduz amostragens da forma de onda, embora o sinal de controle seja contínuo no tempo. Baseado nisto, existe apenas um valor discreto de razão cíclica para cada período de comutação (Kassakian, J. G. et al., 1991). No sistema realimentado, o bloco de modulação insere apenas um ganho, dado pelo inverso do valor de pico (V_M) do sinal dente de serra.

Analisando o diagrama de blocos anterior, pode-se determinar a função de transferência em malha aberta não compensada no domínio contínuo, segundo (7.18), onde H_S representa o ganho do sensor de tensão.

$$T_{MA}(s) = G_{\hat{v}_2 \hat{d}}(s) H_S \left[\frac{1}{V_M} \right] \quad (7.18)$$

A expressão (7.18) pode ser caracterizada no domínio da frequência. Para isto, a resposta do ganho e da fase em relação à variação de frequência são apresentadas na Figura 7.10. Nesta situação, os ganhos do modulador e do sensor de tensão são considerados unitários. Conforme pode ser observado, a frequência de cruzamento do ganho é de 2.09 kHz, aproximadamente.

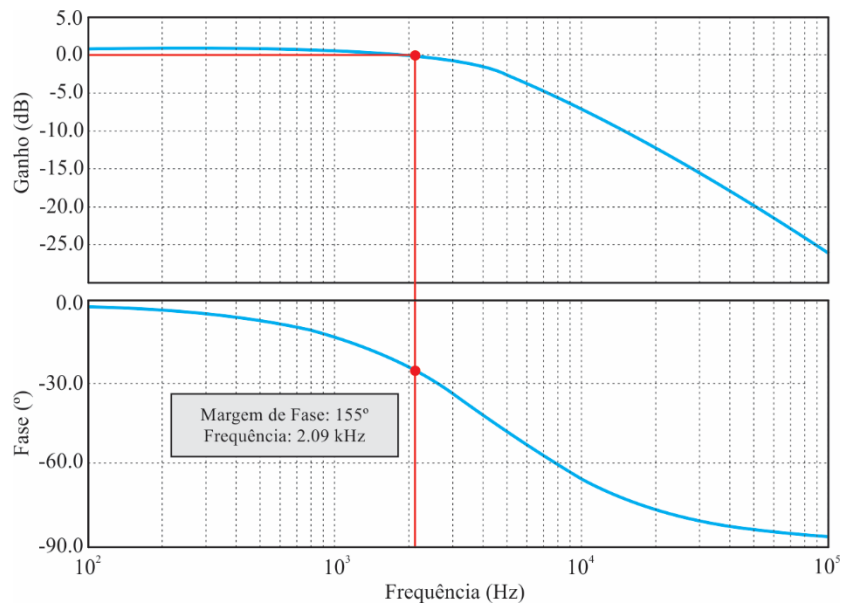


Figura 7.10 - Resposta do ganho (dB) e da fase (°) em relação a variação de frequência.

O lugar geométrico dos polos e zeros do sistema em malha aberta não compensada é apresentado na Figura 7.11. Conforme esta representação, conhecida como “lugar das raízes”, é possível identificar a característica estável do processo não compensado, visto que o lugar geométrico do sistema está estritamente dentro do semiplano esquerdo (Kassakian, J. G. et al., 1991). Nessa condição, a planta apresenta um polo em 4.51 kHz, com um zero tendendo à menos infinito.

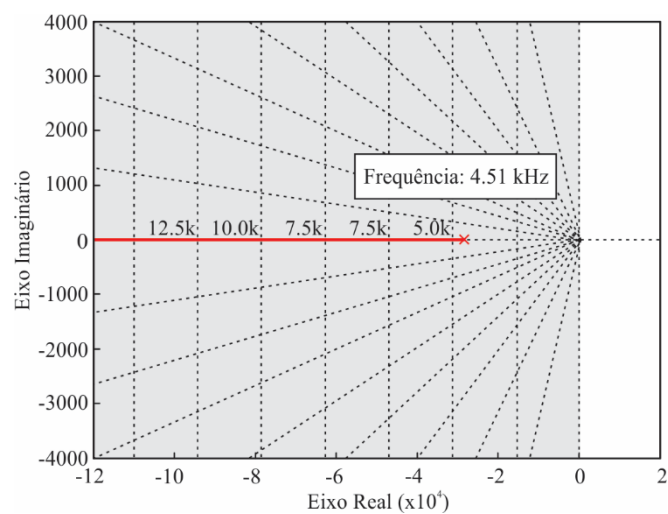


Figura 7.11 - Representação geométrica no plano complexo do sistema em malha aberta.

Para o sistema em análise, o sinal de interesse (tensão de barramento) apresenta uma característica média constante. Baseado nisto, visando garantir um erro nulo em regime permanente para distúrbios do tipo degrau, opta-se pela utilização de um compensador do tipo Proporcional Integral (*PI*). Neste tipo de compensador, expresso em (7.19), além do sinal de controle ser proporcional ao sinal de erro, representa também a área sob o mesmo. Com isso, o controle *PI* é capaz de aumentar o ganho em malha aberta para baixas frequências, de tal forma a apresentar uma melhor regulação em frequências abaixo da frequência de cruzamento do ganho.

$$C_{PI}(s) = \left[\frac{s + z_{PI}}{s} \right] k_{PI} \quad (7.19)$$

Onde:

z_{PI} - Frequência do zero do compensador;

k_{PI} - Ganho do compensador.

7.4 Método de Discretização do Sistema Contínuo

Um sinal variante no tempo pode ser amostrado com um determinado intervalo de tempo T_{am} , formando assim uma sequência de valores discretos. Aplicando esta sequência discreta em um sistema dinâmico contínuo, tem-se uma resposta que será definida apenas nos instantes de amostragem.

O processo de discretização consiste em utilizar uma aproximação polinomial para a amostragem de sinais. Existe um conjunto de métodos numéricos para realizar esta aproximação no domínio discreto, dentre eles: bilinear; bilinear com pré-compensação; mapeamento de invariância ao impulso; resposta invariante ao degrau, entre outros (Van de Sype et al., 2004), (Smerpitak et al., 2012).

Cada uma das técnicas de discretização citadas apresenta características peculiares que estão também relacionadas com o tipo de aplicação. Para este trabalho, opta-se pela utilização do método de resposta invariante ao degrau. Este método, também conhecido como *ZOH* (*Zero Order Hold*) é caracterizado por proporcionar uma resposta discreta idêntica à resposta contínua quando o sistema é submetido a um degrau.

No processo de *ZOH*, a métrica consiste em manter o valor da saída do sistema discreto constante entre dois instantes de amostragem, com amplitude igual à do valor da variável de saída do sistema. Desta forma, pode-se analisar o método de retenção como sendo um atraso no domínio contínuo, onde o dispositivo de amostragem e retenção é expresso de forma simplificada pela função de transferência (7.20).

$$G_{ZOH}(s) = \frac{1 - e^{-sT_{am}}}{s} \approx \frac{1}{\frac{sT_{am}}{2} + 1} \quad (7.20)$$

A dinâmica do dispositivo de amostragem e retenção pode então ser avaliada na resposta do sistema contínuo. A função de transferência em malha aberta não compensada, incluindo o dispositivo *ZOH*, é dada conforme (7.21).

$$T_{MA_ZOH}(s) = G_{ZOH}(s) \left(G_{\hat{v}_2\hat{d}}(s) H_s \left[\frac{1}{V_M} \right] \right) \quad (7.21)$$

Para se obter a função de transferência do sistema discreto equivalente, pode-se tomar como base o diagrama de blocos da Figura 7.12, onde se apresenta a planta do sistema original $G_{\hat{v}_2\hat{d}}(s)$, obtida nas seções anteriores, e o dispositivo de amostragem e retenção $G_{ZOH}(s)$.

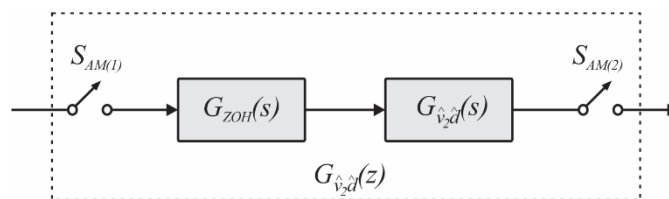


Figura 7.12 - Diagrama de blocos do sistema discreto equivalente com *ZOH*.

Nesta representação, são introduzidos dois amostradores $S_{AM(1,2)}$ sincronizados com o amostrador do dispositivo *ZOH*, um na entrada e outro na saída do conjunto de blocos. Desta forma, a função de transferência da planta considerando a dinâmica de amostragem no domínio discreto, pode ser expressa por (7.22).

$$G_{\hat{v}_2\hat{d}}(z) = (1 - z^{-1})Z \left\{ \frac{G_{\hat{v}_2\hat{d}}(s)}{s} \right\} \quad (7.22)$$

A Figura 7.13 apresenta a resposta ao degrau da planta original do sistema em comparação com o atraso inserido pelo dispositivo *ZOH*, bem como o comportamento do sistema já no domínio discreto.

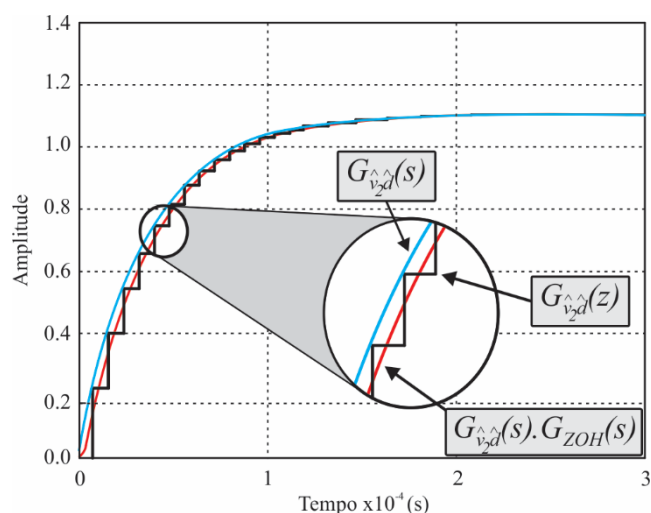


Figura 7.13 - Resposta ao degrau do sistema contínuo original e discreto com retenção de ordem zero.

A resolução matemática da equação (7.22) baseia-se em uma decomposição em frações parciais do termo que utiliza o operador de *Laplace*, onde na resultante se aplica a *Transformada Z*. Entretanto, este processo pode ser simplificado através da utilização de ferramentas computacionais de cálculo numérico como, por exemplo, o *Software MatLab* (*MathWorks*®).

7.5 Projeto do Compensador Discreto

Considerando o âmbito de controle clássico, duas metodologias de projeto da etapa de compensação são mais difundidas: projeto por lugar das raízes e projeto por resposta em frequência. Esta última, também conhecido como Análise de Bode, será utilizada para o projeto do compensador.

O compensador Proporcional Integral é amplamente empregado em sistemas de retroalimentação (Junling and Yaohua, 2010), (Jing et al., 2011), (Rubino and Marino, 2012). Neste tipo de lei de controle, um polo é adicionado na origem do sistema aumentando o ganho

de baixas frequências. Com a inclusão deste polo, o erro em regime permanente é nulo quando há distúrbios do tipo degrau. O zero do compensador é, comumente, projetado para uma frequência suficientemente menor que a frequência de cruzamento do ganho, de tal forma que a margem de fase não se modifique (Ogata, K., 2003). O ganho do compensador deve ser selecionado para a frequência de cruzamento desejada.

Conforme apresentado em (7.17), a planta base do sistema é de primeira ordem. Devido a isso, o zero do compensador *PI* é posicionado sobre o polo da planta, de tal forma a cancelá-lo. Assim, o sistema retroalimentado resulta também em um comportamento de primeira ordem.

Devido a atuação do conversor *SEPIC* como pré-regulador do fator de potência, este apresenta uma ondulação natural na tensão de saída, com uma frequência duas vezes maior do que a frequência de alimentação. Visando que a atuação do compensador não interfira nesta ondulação e não distorça a corrente de entrada do conversor, a frequência de cruzamento do sistema é definida, usualmente, em torno de uma década abaixo da frequência de ondulação.

No projeto do estágio de compensação, deve-se levar em consideração as influências do processo digital que será empregado na implementação do sistema. Para este trabalho, o controle dos processos será realizado na plataforma de desenvolvimento *Tiva™ C Series TM4C123G (80 MHz - 12 bits)*, produzido pela *Texas Instruments*. A Figura 7.14 apresenta o diagrama de blocos do processo de realimentação considerando a etapa digital, onde o bloco $1/z$ representa um atraso de alta frequência entre as atualizações de razão cíclica do processo.

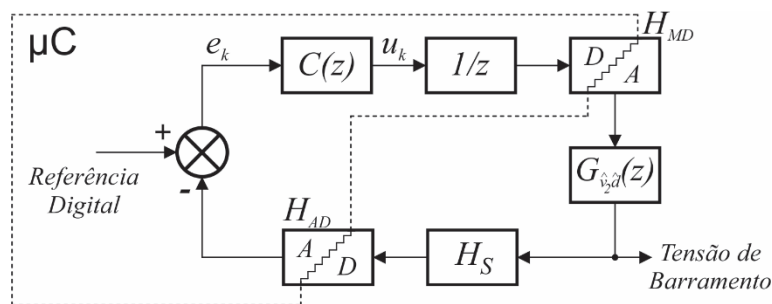


Figura 7.14 - Diagrama de blocos da malha de tensão digital.

A representação digital a partir de uma grandeza analógica, também conhecida como conversão Analógica-Digital (*A/D*), é matematicamente tratada como um ganho H_{AD} inserido no caminho de realimentação do sistema. Este ganho é dependente das características da conversão *A/D*, segundo (7.23).

$$H_{AD} = \frac{2^n}{V_H - V_L} \quad (7.23)$$

Sendo:

n - Número de bits do conversor A/D associado ao microcontrolador (12 bits);

V_H - Máxima tensão de referência do A/D (3.3 V);

V_L - Mínima tensão de referência do A/D (0 V).

O bloco de conversão Digital-Analógica (D/A) equivale ao modulador do sistema contínuo. Este, pode também ser modelado como um ganho $1/H_{MD}$, onde H_{MD} corresponde a razão entre a frequência de operação do microcontrolador e a frequência de comutação utilizada no processo (Kirsten et al., 2013). Desta forma, a função de transferência discreta em malha aberta não-compensada pode ser expressa por (7.24), onde H_S corresponde ao ganho do sensor.

$$T_{MA}(z) = \frac{G_{\hat{v}_2 d}(z) H_{AD} H_S}{H_{MD}} \left[\frac{1}{z} \right] \quad (7.24)$$

A Figura 7.15 apresenta a resposta em frequência do sistema em malha aberta no domínio discreto, onde considera-se o ganho do sensor de tensão de 1/150. No desenvolvimento experimental, o método de sensoriamento será baseado em um divisor de tensão resistivo, discutido no Apêndice B.

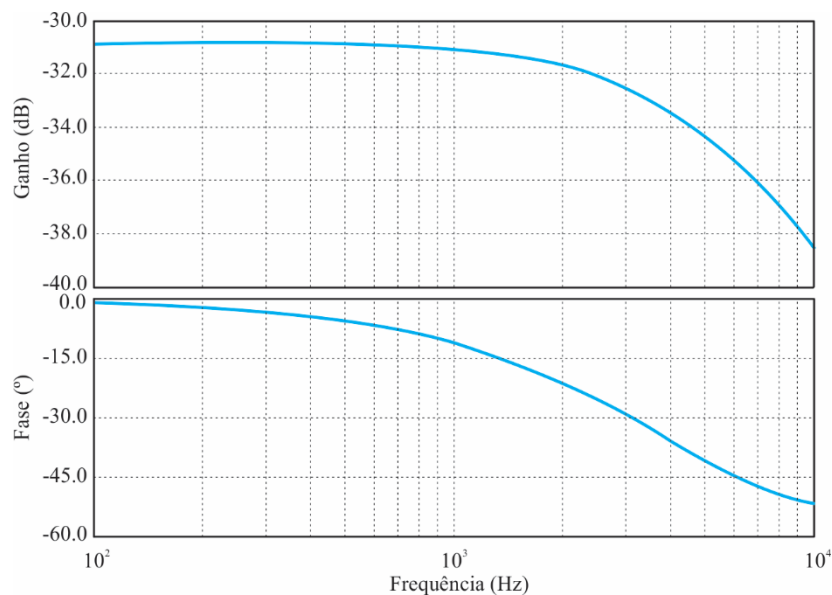


Figura 7.15 - Diagrama de Bode da malha aberta não-compensada considerando a planta digital.

O projeto do compensador é realizado no domínio discreto, onde torna-se importante a escolha da frequência de amostragem dos sinais contínuos no tempo. Segundo o teorema de amostragem, a frequência de aquisição deve ser pelo menos duas vezes maior do que a frequência do sinal amostrado. No entanto, nas aplicações práticas uma taxa de amostragem superior é usada para atender requisitos de estabilidade em malha fechada ou outros requisitos de projeto como, por exemplo, seguimento de referência com baixo erro (Silva, A. S., 2003). Desta forma, por uma questão de programação do microcontrolador, adota-se uma frequência de amostragem de 125 kHz, metade da frequência portadora de comutação do conversor.

A ferramenta computacional *SISOTool*, vinculada ao *Software MatLab® v7.6*, foi utilizada para realizar o projeto do compensador discreto. A função de transferência da planta do sistema apresenta um comportamento de primeira ordem, onde o zero do compensador foi posicionado na frequência do polo da planta, correspondendo a frequência de 0.801 rad/seg . O ganho de compensação foi ajustado para uma frequência de cruzamento de cerca de 12 Hz (75.39 rad/seg). A expressão (7.25) representa o compensador *PI* projetado.

$$C_{PI}(z) = 0.10695 \left[\frac{z - 0.801}{z - 1} \right] \quad (7.25)$$

A resposta em frequência do processo compensado inserido com a dinâmica do *ZOH* é apresentada na Figura 7.16. No sistema obtido, observa-se que a margem de fase atingiu 90° , associado a um ganho de baixa frequência na ordem de 38 dB.

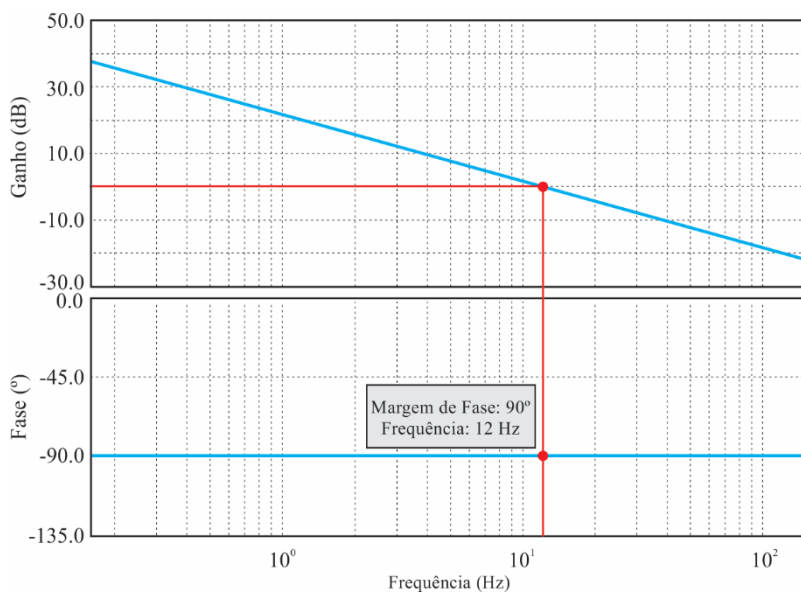


Figura 7.16 - Resposta em frequência do sistema digital compensado.

Com o conhecimento da estrutura física e matemática do compensador, além da estratégia de controle adotada, deve-se então analisar se o sistema em malha fechada apresenta características estáveis ou não.

7.6 Critério de Estabilidade da Retroalimentação de Tensão

Um sistema é considerado estável quando este responder de uma forma limitada a uma excitação também limitada (Ogata, K., 2003). Em sistemas lineares e invariantes no tempo, admitindo-se o conhecimento completo das funções de transferência do processo, o estudo da estabilidade pode ser realizado em termos absolutos baseando-se, por exemplo, no critério de *Routh-Hurwitz*. Nesta abordagem, é possível determinar a existência e o número de polos fora do semiplano esquerdo no domínio contínuo, sem a necessidade de se encontrar as raízes do polinômio característico. Entretanto, no domínio discreto o critério de *Routh-Hurwitz* não pode ser diretamente aplicado. Para isso, seria necessário, por exemplo, uma transformação bilinear da função de transferência discreta, a qual passaria a ser representada no domínio contínuo.

Uma solução para evitar a transformação bilinear é a aplicação do método de estabilidade de *Jury*. Este método equivale a versão discreta do critério de *Routh-Hurwitz*, permitindo determinar se todas as raízes de um polinômio estão dentro do círculo unitário, sem que seja necessário calcular explicitamente as raízes. O método de *Jury*, assim como *Routh-Hurwitz*, também parte da análise da equação característica do sistema de controle em malha fechada (Khatwani, 1981).

Baseado na estratégia de controle digital, apresentada na Figura 7.14, pode-se determinar a equação característica de malha fechada relacionada ao sistema, de acordo com (7.26).

$$Q(z) = 1 + C_{PI}(z)G_{v_2\hat{a}}(z)H_{MD}H_{AD}H_S \quad (7.26)$$

$$Q(z) = 1 + \left[\frac{63.2544(z - 0.8005)}{z^2 - 1.7973z + 0.7973} \right]$$

Segundo o método de *Jury*, a estabilidade do sistema em malha fechada é analisada nas condições dadas por (7.27). As inequações expressas abaixo garantem a estabilidade do sistema retroalimentado.

$$\begin{aligned}
 q(1) &\geq 0 \\
 (-1)^2 q(-1) &> 0 \\
 |a_0| &< a_2
 \end{aligned}
 \tag{7.27}$$

Onde:

$$q(z) = z^2 - 1.7973z + 0.7973 \quad |a_0| = 0.7973 \quad a_2 = 1$$

A estabilidade do processo em malha fechada no plano discreto também pode ser analisada com base em ferramentas computacionais, reduzindo o esforço matemático. Os sistemas discretos são mapeados no plano Z de forma equivalente aos sistemas contínuos no plano s, empregando os mesmos tipos de curvas típicas nos projetos contínuos. Com o auxílio do *Software MatLab® v7.6*, pode-se obter a posição gráfica dos polos e zeros da função de transferência de malha fechada, conforme a Figura 7.17. No plano discreto, a estabilidade é garantida desde que os polos da função de transferência em malha fechada estejam dentro do círculo unitário. Os polos anulados por zeros fora do círculo unitário não causam instabilidade no sistema (Batschauer, A. L, 2012).

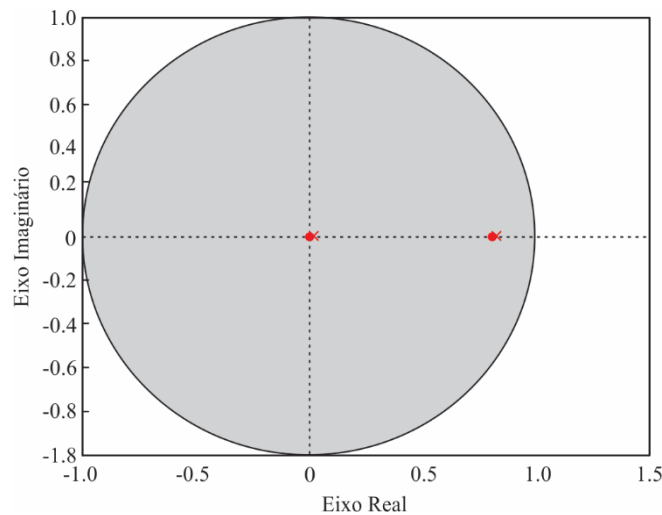


Figura 7.17 - Polos e zeros do sistema em malha fechada no plano discreto caracterizando a estabilidade.

7.7 Implementação do Compensador Digital

Os processos envolvidos no controle digital foram tratados até o presente momento como sendo funções de transferência no domínio discreto. Entretanto, a implementação do processo de compensação será por intermédio de um microcontrolador (*TM4C123G - 80 MHz*

- 12 bits, Texas Instruments). Desta forma, a função de transferência que descreve o compensador projetado deve ser matematicamente tratada, visando representar o controlador através de um algoritmo no domínio da amostragem. Para isso, a função $C_{PI}(z)$ é expressa na estrutura de uma equação de diferenças discreta (Krein, 2007). A função de transferência do compensador PI projetado relaciona um sinal de erro $E(z)$ com um sinal de controle $U(z)$, podendo ser apresentada conforme (7.28).

$$\frac{U(z)}{E(z)} = k_{PI} \left[\frac{z - x_1}{z - x_2} \right] \quad (7.28)$$

Onde:

$$k_{PI} = 0.10695$$

$$x_1 = 0.801$$

$$x_2 = 1$$

A expressão (7.28) pode ser manipulada matematicamente, de acordo com (7.29). Nesta representação, busca-se isolar o sinal de controle $U(z)$.

$$\begin{aligned} U(z)(z - x_2) &= k_{PI} E(z)(z - x_1) \\ U(z)(1 - x_2 z^{-1}) &= k_{PI} E(z)(1 - x_1 z^{-1}) \\ U(z) - x_2 U(z) z^{-1} &= k_{PI} E(z) - k_{PI} x_1 E(z) z^{-1} \\ U(z) &= k_{PI} E(z) - k_{PI} x_1 E(z) z^{-1} + x_2 U(z) z^{-1} \end{aligned} \quad (7.29)$$

A última etapa consiste na aplicação da *Transformada Z Inversa*, onde se obtém a expressão das diferenças discreta (7.30), a qual é implementável em um microcontrolador. Nesta representação, o subíndice n corresponde a aquisição atual do sistema de amostragem.

$$u_{[n]} = k_{PI} e_{[n]} - k_{PI} x_1 e_{[n-1]} + x_2 u_{[n-1]} \quad (7.30)$$

7.8 Resultados Experimentais do Método de Controle da Tensão

O comportamento do conversor realimentado foi avaliado experimentalmente, onde se considerou distúrbios na tensão de alimentação do circuito. A Figura 7.18 apresenta a resposta da tensão de barramento para uma variação de +10% na tensão de entrada considerando a

operação nominal da lâmpada. Para esta condição, o tempo de resposta do controle é cerca de 400 ms, com um *overshoot* em torno de 30 V. A Figura 7.19 apresenta a resposta do barramento para uma variação de -10% na tensão de entrada. Para esta condição, o tempo de resposta do controle é em torno de 300 ms, com um *undershoot* de 25 V, aproximadamente.

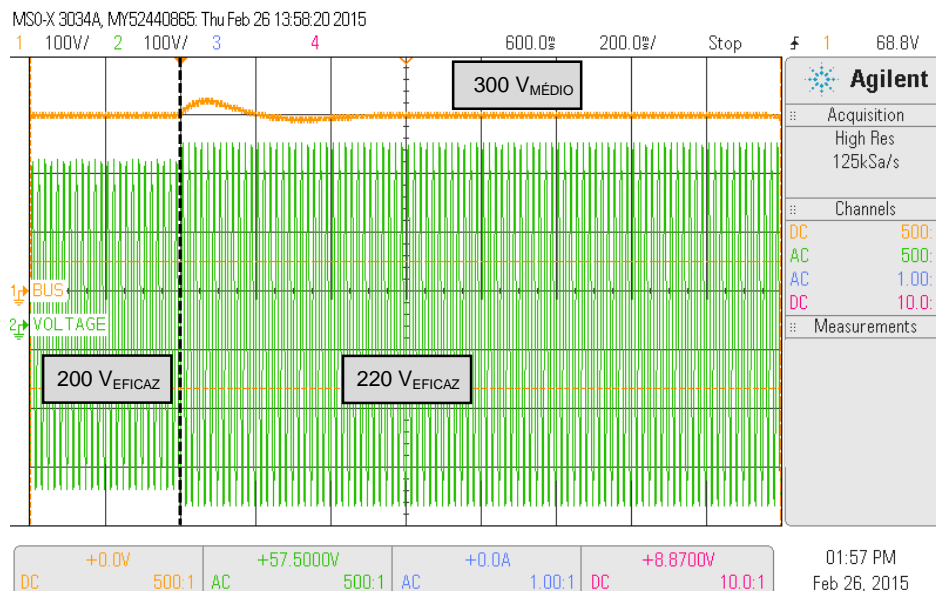


Figura 7.18 - Degrau de +10% na tensão de entrada (Canal 2 – 100 V/div.) e a resposta da tensão de barramento (Canal 1 – 100 V/div.). Escala horizontal: 200 ms/div.

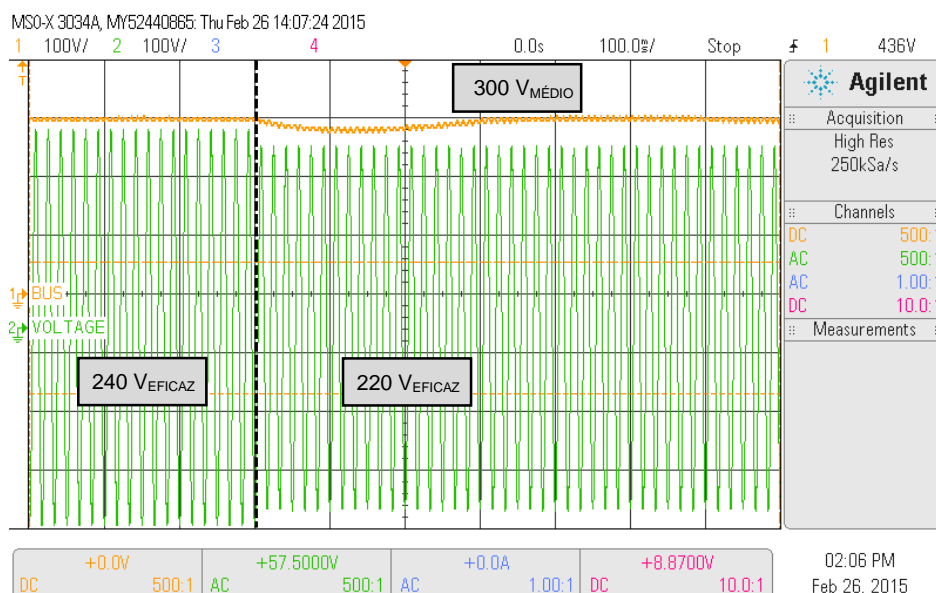


Figura 7.19 - Degrau de -10% na tensão de entrada (Canal 2 – 100 V/div.) e a resposta da tensão de barramento (Canal 1 – 100 V/div.). Escala horizontal: 100 ms/div.

Baseado nas análises experimentais apresentadas anteriormente frente a possíveis distúrbios, conclui-se a funcionalidade e a validade do projeto realizado. O sistema de realimentação da tensão de barramento demonstrou comportamento satisfatório e coerente com o projeto.

7.9 Retroalimentação de Potência

As lâmpadas de descarga, de maneira geral, podem sofrer variações paramétricas durante o regime permanente de funcionamento. Além da própria lâmpada, o circuito de acionamento ressonante pode estar sujeito a estas mesmas variações, as quais se devem, principalmente, à influência da temperatura nos elementos passivos. Entretanto, este tipo de variação apresenta uma dinâmica lenta em relação à operação em alta frequência do circuito eletrônico. Neste contexto, torna-se interessante o monitoramento da potência ativa disponível à lâmpada, visando a obtenção das melhores condições de operação da mesma. Os circuitos de medição da tensão e da corrente instantânea na lâmpada são apresentados no Apêndice B.

No Capítulo 2 foi discutido o processo de modulação aplicado ao reator. Nesta situação, concluiu-se que o índice de modulação D_M tem influência direta no fluxo de energia entregue à carga. Este índice corresponderá a variável manipulada no controle da potência aplicada na lâmpada. Cabe salientar que durante o projeto dos estágios de potência, o índice de modulação na condição nominal foi estabelecido em 90%.

Em virtude da dinâmica lenta da carga, o processo de realimentação de potência parte da utilização de um controlador por histerese, o qual é capaz de incrementar ou decrementar o índice de modulação aplicado ao sistema eletrônico, conforme simplificado na Figura 7.20.

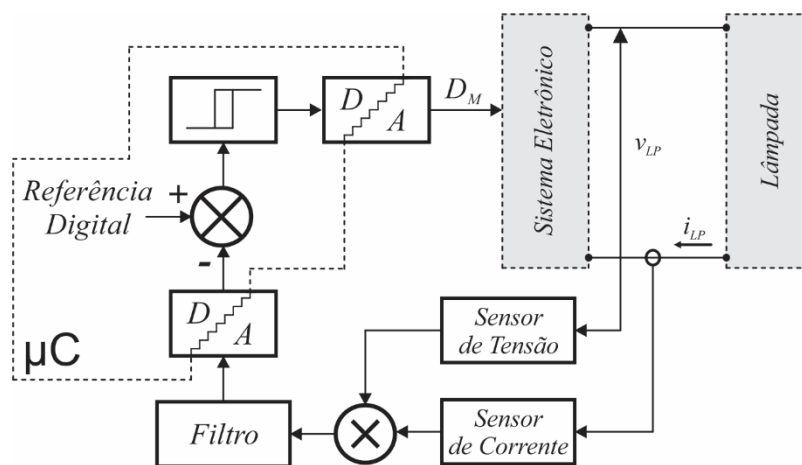


Figura 7.20 - Processo de realimentação de potência.

No controlador por histerese, o qual é implementado digitalmente, o nível de potência média é comparada com um valor de referência. Nesta aplicação, considerou-se uma faixa de histerese de 6%. Caso a potência medida seja inferior ao nível de referência, o índice de modulação D_M é incrementado na razão de 1% até o valor de potência atingir o limite superior, o qual é restringido pela janela de histerese. Neste ponto ocorre o decremento de D_M até o limite inferior desta mesma janela. Com isso, a potência média da lâmpada é mantida aproximadamente constante, seguindo a orientação do nível de referência desejado.

7.10 Conclusão

O desenvolvimento de um modelo matemático capaz de representar o comportamento do conversor é de ampla importância para o projeto do sistema de controle. Neste capítulo, foi apresentada a metodologia de modelamento para o conversor *SEPIC* descontínuo, baseado na técnica do modelo médio da rede de interruptores. Com isso, obteve-se um modelo linear e invariante no tempo sensível a pequenas perturbações.

Para o sistema analisado, foi proposta a estratégia de controle baseada em uma malha da tensão de barramento. Com esta condição é capaz de proporcionar o funcionamento do circuito para distúrbios na tensão de entrada, bem como amenizar variações paramétricas. Devido a variável de interesse ser um sinal contínuo, propôs-se a utilização de um compensador do tipo Proporcional-Integral, com o qual é possível garantir uma resposta com erro nulo a distúrbios do tipo degrau. O sistema de retroalimentação foi analisado e projetado no domínio discreto, com base na utilização de ferramentas de conversão contínua/discreta. O estágio de compensação foi projetado de tal forma a não interferir na ondulação de baixa frequência da tensão de saída e, mesmo assim, proporcionar ao conversor uma resposta dinâmica apropriada.

As análises de estabilidade, tanto por métodos matemáticos, quanto por métodos gráficos, conferiram que o sistema compensado é considerado estável nas condições projetadas.

Por meio de resultados experimentais, o processo retroalimentado foi analisado frente a distúrbios na tensão de entrada. Nestas condições, o sistema demonstrou-se satisfatório e condizente com o projeto realizado. Além disso, o monitoramento da potência média aplicada à lâmpada demonstrou-se eficiente, garantido a operação desejada da mesma.

CONCLUSÃO GERAL

Os sistemas de iluminação baseados em lâmpadas fluorescentes de indução, apesar de apresentarem características atrativas, ainda são pouco difundidos em âmbito comercial. Além disso, o desenvolvimento de um circuito eletrônico operando em alta frequência pode se tornar um empecilho na consolidação deste tipo de lâmpada. Neste contexto, o presente trabalho propôs a análise e o projeto de um dispositivo eletrônico capaz de proporcionar o acionamento de uma lâmpada fluorescente de indução, modelo Endura, de 100 W operando em 250 kHz.

A partir da definição da lâmpada em análise, apresentou-se algumas técnicas convencionais de variação da intensidade luminosa emitida pela mesma. Dentre elas, o processo de modulação em baixa frequência foi analisado, onde o índice de modulação é capaz de definir a potência média consumida pela lâmpada.

Visando atender as normativas de qualidade de energia, algumas topologias de pré-regulação foram apresentadas. Devido às características vantajosas, optou-se pela utilização do conversor *SEPIC*, o qual foi dimensionado para operação no modo de condução descontínuo. No estágio de controle de potência, a configuração *half-bridge* ressonante foi adotada.

A redução do número de semicondutores ativos foi avaliada, onde se propôs o processo de integração de interruptores, no qual um único elemento é capaz de gerenciar a energia tanto do estágio de pré-regulação, quanto do estágio de controle de potência. Com isso, obteve-se o circuito *SEPIC half-bridge*. Além da integração de interruptores, a técnica de integração de magnéticos também foi utilizada. Esta técnica proporcionou que os indutores do conversor *SEPIC* compartilhassem um mesmo núcleo, sem que houvesse interação entre os mesmos. Ambos os processos de integração demonstraram funcionamento satisfatório. Entretanto, a integração de interruptores resultou em um esforço extra de corrente sobre o elemento compartilhado, o que contribuiu para a redução do rendimento do circuito. Quanto à integração de magnéticos, o elemento resultante apresentou uma densidade de volume e peso superior, quando comparado com os indutores não integrados. O conjunto das técnicas de integração representaram a redução do número total de elementos físicos do circuito final.

Ao sistema eletrônico foi incorporada uma estratégia de retroalimentação, capaz de garantir a resposta satisfatória do circuito mesmo quando submetido a distúrbios externos e/ou variações paramétricas. Para isso, propôs-se um compensador do tipo Proporcional-Integral para a malha de tensão de barramento, o qual é capaz de remover o erro em regime permanente, além de proporcionar uma resposta dinâmica satisfatória ao sistema. A realimentação da

potência processada pela lâmpada foi realizada a partir de um compensador por histerese, onde o valor de referência depende do índice de modulação inserido. Ambas as estratégias de controle demonstraram comportamento e repostas satisfatórias.

O desenvolvimento teórico foi validado de maneira experimental. Para isso, construiu-se um protótipo de laboratório. Do ponto de vista de qualidade de energia, o circuito obteve um fator de potência na ordem de 0.99, associado a uma baixa taxa de distorção da corrente de entrada ($< 10\%$) para toda faixa de operação. O rendimento médio do circuito foi em torno de 82%. Quanto a potência processada pela lâmpada, a técnica de modulação proporcionou uma variação de 70% em relação ao valor nominal, valor este amplamente satisfatório e condizente com o projeto realizado. Os resultados obtidos são capazes de validar o sistema desenvolvido. Entretanto, um processo de otimização do projeto ainda deve ser realizado, a fim de contribuir na melhoria do rendimento da topologia final.

Por fim, o trabalho de dissertação foi capaz de contribuir em aspectos do projeto teórico, matemático e experimental do dispositivo eletrônico *SEPIC half-bridge* bi-integrado, além de contribuir para a obtenção e a consolidação de conhecimentos na área de eletrônica de potência e sistemas de controle.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- Abdala, P.J. (2013). Critério para Seleção de Curvas de Nível de Ruído dos Planos Básicos de Zoneamento de Ruído. Universidade de Brasília.
- Alexandrovich, B. (2000). Simulation tool for analysis of the inductive lamp driven by a half bridge inverter. In Conference Record of the 2000 IEEE Industry Applications Conference, 2000, pp. 3441–3444 vol.5.
- Almeida, P. (2012). Conversor Integrado SEPIC Buck-Boost Aplicado ao Acionamento de LEDs de Potência em Iluminação Pública. Dissertação de Mestrado. Universidade Federal de Juiz de Fora.
- Alonso, J.M., Blanco, C., Lopez, E., Calleja, A.J., and Rico, M. (1995). Analysis and design of a LCC resonant inverter for high intensity discharge lamps. In Power Electronics Congress, 1995. Technical Proceedings. CIEP 95, IV IEEE International, pp. 102–107.
- Alonso, J.M., Calleja, A.J., Lopez, E., Ribas, J., and Rico-Secades, M. (1999). A novel single-stage constant-wattage high-power-factor electronic ballast. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 46, 1148–1158.
- Alonso, J.M., Gacio, D., Sichirollo, F., Seidel, A.R., and Dalla Costa, M.A. (2013). A Straightforward Methodology to Modeling High Power Factor AC/DC Converters. *IEEE Trans. Power Electron.* 28, 4723–4731.
- Alves, J.A. (1996). Reator Eletrônico para Lâmpadas Fluorescentes Compactas com Alto Fator de Potência. Dissertação de Mestrado. Universidade Federal de Santa Catarina.
- ANEEL, - Agência Nacional de Energia Elétrica (2000). Resolução N.º 456 - 29 de Novembro de 2000.
- Araujo, M.V.A. (1999). Inversor Auto-Oscilante com Pré-Regulador Buck-Boost Integrado Aplicado em Reatores para Lâmpadas Fluorescentes. Dissertação de Mestrado. Universidade Federal de Santa Catarina.
- Batschauer, A. L (2012). Apostila da Disciplina de Controle de Conversores Estáticos.
- Bedin, J. (2008). Reatores Eletrônicos Dimerizáveis para Lâmpadas Fluorescentes. Dissertação de Mestrado. Universidade Federal de Santa Catarina.
- Bianchin, C.G., Gules, R., Badin, A.A., and Ribeiro Romaneli, E.F. (2015). High-Power-Factor Rectifier Using the Modified SEPIC Converter Operating in Discontinuous Conduction Mode. *IEEE Trans. Power Electron.* 30, 4349–4364.
- Chagas, N.B., da Silva, M.F., Schlittler, M.E., Fraytag, J., do Prado, R.N., and Bisogno, F.E. (2011). Electrodeless fluorescent lamps model operated at high frequency. In 2011 IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), pp. 245–250.

- Chen, M., and Qian, Z. (2003). A fluorescent lamp model based on its physical characteristics. In *The Fifth International Conference on Power Electronics and Drive Systems, 2003. PEDS 2003*, pp. 1132–1136 Vol.2.
- Chen, R.-T., and Chen, Y.-Y. (2007). Single-stage resonant converter with power factor correction. *IET Electr. Power Appl.* *1*, 368–376.
- Chen, Y.-T., Lin, W.-M., and Liu, Y.-H. (2005). Analysis and design of a dimmable electronic ballast controlled by a switch-controlled capacitor. *IEEE Trans. Ind. Electron.* *52*, 1564–1572.
- Chiu, H.-J., Lin, L.-W., and Wang, C.-M. (2005). Single-stage dimmable electronic ballast with high power factor and low EMI. *Electr. Power Appl. IEE Proc.* - *152*, 89–95.
- Colosi, T., Abrudean, M., and Unguresan, M.L. (2008). The Taylor series - Local iterative linearization method for numerical modeling and simulation of linear processes. In *IEEE International Conference on Automation, Quality and Testing, Robotics, 2008. AQTR 2008*, pp. 221–224.
- Correa, J., Ponce, M., Lopez, A., Arau, J., and Alonso, J.M. (2001). A comparison of LCC and LC filters for its application in electronic ballast for metal-halide lamps. In *Power Electronics Specialists Conference, 2001. PESC. 2001 IEEE 32nd Annual*, pp. 114–119 vol. 1.
- Dalla Costa, M.A. (2004). Reator Eletrônico Auto-Oscilante com Alto Fator de Potência para Alimentação de Quatro Lâmpadas Fluorescentes Independentes. Tese de Doutorado. Universidade Federal de Santa Maria.
- Dalla Costa, M.A., Alonso, J.M., Marchesan, T.B., Cervi, M., and Prado, R.N. (2011). Electronic Ballasts for HID Lamps. *IEEE Ind. Appl. Mag.* *17*, 54–59.
- Deng, E., and Cuk, S. (1997). Negative incremental impedance and stability of fluorescent lamps. In *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1997. APEC '97 Conference Proceedings 1997., Twelfth Annual*, pp. 1050–1056 vol.2.
- Dewan, S.B. (1981). Optimum Input and Output Filters for a Single-Phase Rectifier Power Supply. *IEEE Trans. Ind. Appl.* *IA-17*, 282–288.
- Dias, A. (2009). Projeto Iterativo - Normas e Regulamentações.
- Ekemezie, P.N. (2007). Design of a power factor correction ac-dc converter. In *AFRICON 2007*, pp. 1–8.
- Eng, V., and Bunlaksanusorn, C. (2009). Modeling of a SEPIC converter operating in Discontinuous Conduction Mode. In *6th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology, 2009. ECTI-CON 2009*, pp. 140–143.
- Erickson, R. W, and Maksimovic, D. (2000). *Fundamentals of Power Electronics* (University of Colorado, Boulder).
- Feng, Z., Xu, Y., and Wang, Z. (2004). A general way to find the integrated magnetics topology. In *Power Electronics and Motion Control Conference, 2004. IPEMC 2004. The 4th International*, pp. 1170–1173 Vol.3.

- Fraytag, J., Schlittler, M.E., Dalla Costa, M.A., Seidel, A.R., Alonso, J.M., do Prado, R.N., and da Silva, M.F. (2015). A Comparative Performance Investigation of Single-Stage Dimmable Electronic Ballasts for Electrodeless Fluorescent Lamp Applications. *IEEE Trans. Power Electron.* 30, 2239–2252.
- Garcia, O., Cobos, J.A., Prieto, R., Alou, P., and Uceda, J. (2003). Single phase power factor correction: a survey. *IEEE Trans. Power Electron.* 18, 749–755.
- Godyak, V.A. (2002). Bright idea, radio-frequency light sources. *IEEE Ind. Appl. Mag.* 8, 42–49.
- Ho, Y.K.E., Lee, S.T.S., Chung, H.S.-H., and Hui, S.Y. (2001). A comparative study on dimming control methods for electronic ballasts. *IEEE Trans. Power Electron.* 16, 828–836.
- Hsiu, L., and Witsulski, A.F. (1995). A geometrical core constant approach to integrated magnetics design. In *Power Electronics Congress, 1995. Technical Proceedings. CIEP 95., IV IEEE International*, pp. 108–116.
- Hu, Y., Huber, L., and Jovanović, M.M. (2012). Single-Stage, Universal-Input AC/DC LED Driver With Current-Controlled Variable PFC Boost Inductor. *IEEE Trans. Power Electron.* 27, 1579–1588.
- Hui, S.Y.R., Lee, L.M., Chung, H.S.-H., and Ho, Y.K. (2001). An electronic ballast with wide dimming range, high PF, and low EMI. *IEEE Trans. Power Electron.* 16, 465–472.
- Hui, S.Y.R., Yan, W., Chung, H., Tam, P.W., and Ho, G. (2005). Energy efficiency comparison of dimmable electromagnetic and electronic ballast systems. In *Industry Applications Conference, 2005. Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005*, pp. 2775–2781 Vol. 4.
- Hwu, K.I., Tu, W.C., and Chen, K.-Y. (2011). Applying asymmetrical half-bridge LCC resonant inverter to EEFL lighting ballast. In *2011 IEEE Ninth International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*, pp. 501–506.
- IEC61000-3-2 (2005). International Standard: Limits of harmonic current emission.
- INMETRO (2004). Portaria n°188.
- Jing, L., Xiaobin, Y., and Peiyun, F. (2011). Improved small signal modeling and analysis of the PI controlled Boost converter. In *2011 International Conference on Electronics, Communications and Control (ICECC)*, pp. 3763–3767.
- John, W., and Serway, R.A. (2010). *Princípios de Física - Eletromagnetismo*.
- Junling, C., and Yaohua, L. (2010). Generalized Fuzzy Proportional Integral Control for Harmonic Current Compensation in Hybrid Active Power Filters. In *2010 Second WRI Global Congress on Intelligent Systems (GCIS)*, pp. 217–220.
- Kaiser, W. (1988). *Conversor Eletrônico de Elevada Eficiência para Alimentação de Lâmpadas Fluorescentes Tubulares*. Tese de Doutorado. Universidade de São Paulo.

- Kassakian, J. G., Schlecht, M. F., and Verghese, G. C. (1991). *Principles of Power Electronics* (Massachusetts Institute of Technology).
- Kaur, M., Kakar, S., and Mandal, D. (2011). Electromagnetic interference. In 2011 3rd International Conference on Electronics Computer Technology (ICECT), pp. 1–5.
- Kazimierczuk, M.K., and Szaraniec, W. (1993). Electronic ballast for fluorescent lamps. *IEEE Trans. Power Electron.* 8, 386–395.
- Khater, F.M.H., and Hendawy, E.A.M. (1999). Simulation of electronic ballast for fluorescent lamp with dimming capability. In *SICE Annual, 1999. 38th Annual Conference Proceedings of the*, pp. 1025–1030.
- Khatwani, K. (1981). On Routh-Hurwitz criterion. *IEEE Trans. Autom. Control* 26, 583–584.
- Kirsten, A.L. (2011). Reator Eletrônico para Lâmpadas de Descarga em Alta Pressão Baseado no Conversor Biflyback Inversor. Universidade Federal de Santa Maria.
- Kirsten, A.L., Dalla Costa, M.A., Rech, C., Nederson do Prado, R., and Marchesan, T.B. (2013). Digital Control Strategy for HID Lamp Electronic Ballasts. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 60, 608–618.
- Krein, P.T. (2007). Digital Control Generations – Digital Controls for Power Electronics through the Third Generation. In 7th International Conference on Power Electronics and Drive Systems, 2007. PEDS '07, pp.1–5.
- Lam, J., and Jain, P.K. (2010). A novel dimmable electronic ballast for compact fluorescent lamps using phase-cut incandescent lamp dimmers with wide dimming range and low dimming level lamp ignition capability. In 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), pp. 2321–2327.
- Lee, Y.-S., Leung-Pong, W., and Cheng, D.K.-W. (2003). Simulation and design of integrated magnetics for power converters. *IEEE Trans. Magn.* 39, 1008–1018.
- Leung-Pong, W., Lee, Y.-S., and Cheng, D.K.-W. (2001). A new approach to the analysis and design of integrated magnetics. In Sixteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2001. APEC 2001, pp. 1196–1202.
- Lighting-Controls (2010). *Energy Design Resources*.
- Light of the Rockies (2008). Your High Tech Lighting Source. Disponível em <<http://www.hightechnologylighting.com/>>. Acessado em 31 de Agosto de 2008.
- Lin, C.-S., and Chen, C.-L. (2000). Single-switch electronic ballast with continuous input current charge pump power-factor correction. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 47, 1263–1270.
- Lin, Y.L., and Witulski, A.F. (1996). Analysis and design of current-fed push-pull resonant inverters-cold cathode fluorescent lamp drivers. In , Conference Record of the 1996 IEEE Industry Applications Conference, 1996. Thirty-First IAS Annual Meeting, IAS '96, pp. 2149–2152 vol.4.

- Lin, R.-L., Cheng, J.-P., and Chen, F.-Y. (2008). Self-Oscillating Full-Bridge Electronic Ballast with Constant-Lamp-Current Control and No-Lamp-Protection Circuit. In IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, 2008. IAS '08, pp. 1–7.
- Lopes, J. de P. (2010). Desenvolvimento de Metodologia do Projeto do Reator Eletrônico Auto-Oscilante com Entrada Universal. Dissertação de Mestrado. Universidade Federal de Santa Maria.
- Losic, N.A. (1999). Modeling and applications of space vector pulse width modulator. In The 25th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 1999. IECON '99 Proceedings, pp. 330–335 vol.1.
- Luz, P.C. (2013). Sistema Eletrônico Isolado com Elevado Fator de Potência e Reduzidas Capacitâncias para Alimentação de LEDs Aplicado à Iluminação Pública. Dissertação de Mestrado. Universidade Federal de Santa Maria.
- Lyrio Simonetti, D.S., Sebastian, J., and Uceda, J. (1997). The discontinuous conduction mode Sepic and Cuk power factor preregulators: analysis and design. IEEE Trans. Ind. Electron. *44*, 630–637.
- Marchesan, T.B. (2007). Integração de Conversores Estáticos Aplicados a Sistemas de Iluminação Pública. Universidade Federal de Santa Maria.
- Martin, F.J.F., Viejo, C.B., Anton, J.C.A., Garcia, M.A.P., Rico-Secades, M., and Alonso, J.M. (2003). Analysis and design of a high power factor, single-stage electronic ballast for high-intensity discharge lamps. IEEE Trans. Power Electron. *18*, 558–569.
- Matsuo, M., Matsui, K., Yamamoto, L., and Ueda, F. (2000). A comparison of various DC-DC converters and their application to power factor correction. In 26th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2000. IECON 2000, pp. 1007–1013 vol.2.
- MME (2013). Plano Nacional de Energia 2030.
- Moo, C.S., Cheng, H.L., Lin, T.F., and Yen, H.C. (1999). Designing a dimmable electronic ballast with voltage control for fluorescent lamp. In Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 1999. ISIE '99, pp. 786–791 vol.2.
- Morais, J.S., Morais, A.S., Lodo, R.A., Custódio, A.G., Vincenzi, F.R.S., Vieira, J.B., and Freitas, L.C.G. (2010). Dimming of fluorescent lamps by varying the duty cycle in electronic ballast with integrated boost converter to the half bridge inverter. In 2010 9th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications (INDUSCON), pp. 1–5.
- Nai, T.C., and Wa, C.W. (1999). A boost PWM soft-single-switched converter average switch model for small signal and transient analysis. In Proceedings of the IEEE 1999 International Conference on Power Electronics and Drive Systems, 1999. PEDS '99, pp. 984–989 vol.2.
- Nerone, L.R. (1997). Design of a 2.5-MHz, soft-switching, class-D converter for electrodeless lighting. IEEE Trans. Power Electron. *12*, 507–516.
- Ogata, K. (2003). Engenharia de Controle Moderno (Pearson - Prentice Hall).

Osram Endura (2006). The high performance electrodeless fluorescent lamp - Quicktronic intelligent.

Osram Sylvania (2011). Quicktronic® Powersense™ T5 Dimming.

Do Prado, R.N., Seidel, A.R., Bisogno, F.E., and Costa, M.A.D. (2000). A design method for electronic ballast for fluorescent lamps. In 26th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2000. IECON 2000, pp. 2279–2284 vol.4.

Do Prado, R.N., Seidel, A.R., Bisogno, F.E., and Marchezan, T.B. (2001). Comparisons among electronic ballasts topologies with high power factor. In Sixteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2001. APEC 2001, pp. 651–657 vol.2.

Procel Info (2008). Túnel com luz eficiente. Disponível em < <http://www.eletrabras.com/pci>>. Acessado em 26 de Junho de 2014.

Puma (2014). Lâmpadas de Indução - Benefícios e Vantagens. Disponível em <<http://www.pumaluz.com.br/beneficios.html>>. Acessado em 12 de Janeiro de 2013.

Qian, J., Lee, F.C., and Yamauchi, T. (1999a). Charge pump power-factor-correction dimming electronic ballast. *IEEE Trans. Power Electron.* *14*, 461–468.

Qian, J., Lee, F.C., and Yamauchi, T. (1999b). Charge pump power-factor-correction dimming electronic ballast. *IEEE Trans. Power Electron.* *14*, 461–468.

Rajappan, S.C., and John, N. (2013). An efficient bridgeless power factor correction boost converter. In 2013 7th International Conference on Intelligent Systems and Control (ISCO), pp. 55–59.

Ribas, J., Alonso, J.M., Corominas, E.L., Calleja, A.J., and Rico-Secades, M. (1998). Design considerations for optimum ignition and dimming of fluorescent lamps using a resonant inverter operating open loop. In The 1998 IEEE Industry Applications Conference, 1998. Thirty-Third IAS Annual Meeting, pp. 2068–2075 vol.3.

Roggia, L. (2009). Estudo, Controle e Implementação do Conversor Boost PFC Operando no Modo de Condução Crítico. Dissertação de Mestrado. Universidade Federal de Santa Maria.

Rubino, L., and Marino, P. (2012). Unified supervised soft start-up and digital PI control for boost full-bridge converters. In 2012 IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), pp. 572–575.

Seidel, A.R. (2004). Técnicas de projeto para o reator eletrônico auto-oscilante empregando ferramentas de controle. Tese de Doutorado. Univesidade Federal de Santa Maria.

Seidel, A.R., and Polonskii, M. (2008). Reatores Eletrônicos para Iluminação Fluorescentes (Ijuí, RS).

Shen, C.-L., Wu, Y.-E., and Tsai, C.-T. (2011). Coupled-inductor Sepic-type PFC with soft-switching feature for LED lighting applications. In 2011 6th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA), pp. 2384–2389.

Shifman, J.C. (1965). A Graphical Method for the Analysis and Synthesis of Electromagnetic Interference Filters. *IEEE Trans. Electromagn. Compat.* 7, 297–318.

Sierra, J.A., and Kaiser, W. (2000). Comparison of fluorescent lamp stabilization methods in the current-fed push-pull inverter. *IEEE Trans. Ind. Appl.* 36, 105–110.

Silva, A. S. (2003). *Fundamentos de Controle Clássico*. Departamento de Automação e Sistemas. Universidade Federal de Santa Catarina.

Da Silva, M.F. (2000). *Contribuição ao Estudo de Sistemas Eletrônicos de Baixo Custo com Alto Fator de Potência para Acionamento de Lâmpada Fluorescente Compacta*. Dissertação de Mestrado. Universidade Federal de Santa Maria.

Da Silva, M.F. (2012). *Desenvolvimento de uma família de reatores eletrônicos para lâmpadas fluorescentes sem eletrodos empregando a técnica de integração de conversores*. Tese de Doutorado. Universidade Federal de Santa Maria.

Simonetti, D.S.L., Sebastian, J., dos Reis, F.S., and Uceda, J. (1992). Design criteria for SEPIC and Cuk converters as power factor preregulators in discontinuous conduction mode. In , *Proceedings of the 1992 International Conference on Industrial Electronics, Control, Instrumentation, and Automation, 1992. Power Electronics and Motion Control*, pp. 283–288 vol.1.

Smerpitak, K., Ukakimaparn, P., Trisuwannawat, T., and Lavanprakai, P. (2012). Bilinear Discrete PID stage PD cascade controller for SISO systems. In *2012 12th International Conference on Control, Automation and Systems (ICCAS)*, pp. 1591–1596.

Soleimanipour, M., Goughari, H.S., and Sargolzaei, N. (2012). Analysis and Comparison of Multi-level Inverters Based on Two-Level Space Vector PWM. In *2012 UKSim 14th International Conference on Computer Modelling and Simulation (UKSim)*, pp. 464–469.

Statnic, E., and Tanach, V. (2006). Investigation of the electrical discharge parameters in electrodeless inductive lamps with a re-entrant coupler and magnetic core. *Plasma Sources Sci. Technol.* 15, 465.

Van de Sype, D.M., Gusseme, K.D., Van den Bossche, A.P., and Melkebeek, J.A. (2004). Small-signal z-domain analysis of digitally controlled converters. In *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual*, pp. 4299–4305 Vol.6.

Tarateeraseth, V., See, K.-Y., Canavero, F.G., and Chang, R.W. (2010). Systematic Electromagnetic Interference Filter Design Based on Information From In-Circuit Impedance Measurements. *IEEE Trans. Electromagn. Compat.* 52, 588–598.

Tsao, J.Y. (2004). Solid-state lighting: lamps, chips, and materials for tomorrow. *IEEE Circuits Devices Mag.* 20, 28–37.

Wakabayashi, F.T., and Canesin, C.A. (2003). An improved design procedure for LCC resonant filter of dimmable electronic ballasts for fluorescent lamps, based on lamp model. In *The 29th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2003. IECON '03*, pp. 2596–2601 Vol.3.

- Wakabayashi, F.T., and Canesin, C.A. (2004). Dimmable electronic ballast with high power factor SEPIC preregulator, for multiple tubular fluorescent lamps. In Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual, pp. 4043–4049 Vol.5.
- Wakabayashi, F.T., and Canesin, C.A. (2005). An improved design procedure for LCC resonant filter of dimmable electronic ballasts for fluorescent lamps, based on lamp model. *IEEE Trans. Power Electron.* 20, 1186–1196.
- Wharmby, D.O. (1993). Electrodeless lamps for lighting: a review. *Science, Measurement and Technology*, IEEE Proceeding p. 465–473.
- Wu, T.-F., and Yu, T.-H. (1997). Off-line applications with single-stage converters. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 44, 638–647.
- Wu, T.-F., Yu, T.-H., and Chiang, M.-C. (1998). Single-stage electronic ballast with dimming feature and unity power factor. *IEEE Trans. Power Electron.* 13, 586–597.
- Wu, T.-F., Liu, Y.-C., and Wu, Y.-J. (1999). High-efficiency low-stress electronic dimming ballast for multiple fluorescent lamps. *IEEE Trans. Power Electron.* 14, 160–167.
- Xu, X., and Huang, A.Q. (2008). A novel closed loop interleaving strategy of multiphase critical mode boost PFC converters. In Twenty-Third Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2008. APEC 2008, pp. 1033–1038.
- Ben-Yaakov, S., and Vorperian, V. (1992). Modeling the switch of PWM converters (comments, with reply, on 'Simplified analysis of PWM converters using models of PWM switch' by V. Vorperian). *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.* 28, 921–925.
- Yao, C.-J., Chin, H.-J., Wang, T.-H., Cheng, S.-J., Lo, Y.-K., and Mou, S.-C. (2008). A single-stage full-bridge electronic ballast for high-pressure mercury lamps. In SICE Annual Conference, 2008, pp. 2705–2709.
- Yao, K., Ruan, X., Mao, X., and Ye, Z. (2011). Variable-Duty-Cycle Control to Achieve High Input Power Factor for DCM Boost PFC Converter. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 58, 1856–1865.
- Yung, D., and Freedman, R.A. (2008). Física III - Eletromagnetismo.

APÊNDICE A

PROJETO DOS INDUTORES PELO MÉTODO CLÁSSICO EM COMPARAÇÃO COM A INTEGRAÇÃO DE MAGNÉTICOS

Os circuitos eletrônicos na sua grande maioria são compostos por elementos magnéticos, os quais são responsáveis pela acumulação e posterior transferência de energia. O funcionamento satisfatório de um conversor estático, por exemplo, parte do projeto adequado dos componentes indutivos presentes no mesmo.

Do ponto de vista experimental, o desenvolvimento físico de indutores em alta frequência insere no circuito de potência um conjunto de efeitos parasitas, os quais podem refletir em resultados indesejáveis no funcionamento do conversor. Comumente, estes resultados indesejáveis são observados em picos de tensão; perdas de energia e interferência eletromagnética associada a topologia.

O processo de integração de magnético, anteriormente discutido no Capítulo 5, tem o objetivo de promover que dois indutores compartilhem um mesmo núcleo. Tal núcleo é responsável por fornecer um caminho adequado para o fluxo magnético, proporcionando o funcionamento desejado do circuito ao qual os indutores estão inseridos.

Neste Apêndice é apresentada a metodologia e o projeto clássico $AeAw$ de indutores não integrados, em comparação com o elemento magnético integrado. Para esta situação, também serão analisados os níveis de peso e volume dos elementos resultantes.

A.1 Projeto para Magnéticos Não Integrados - Método $AeAw$

O dimensionamento físico dos indutores parte da análise do núcleo magnético onde estes são inseridos. A Figura A.1 apresenta um núcleo magnético do tipo E com o respectivo carretel. Nesta representação, pode-se observar as áreas em destaque Ae e Aw sendo, respectivamente, a área da seção transversal central do núcleo e a área da janela do carretel.

Os núcleos magnéticos para operação em alta frequência são geralmente constituídos a base de ferrite. Este material minimiza as perdas de magnetização, contudo também apresenta uma baixa densidade de saturação, em torno de 450 mT. Desta forma, o funcionamento satisfatório do elemento magnético parte do pressuposto que este opere fora da região de saturação do material ferromagnético.

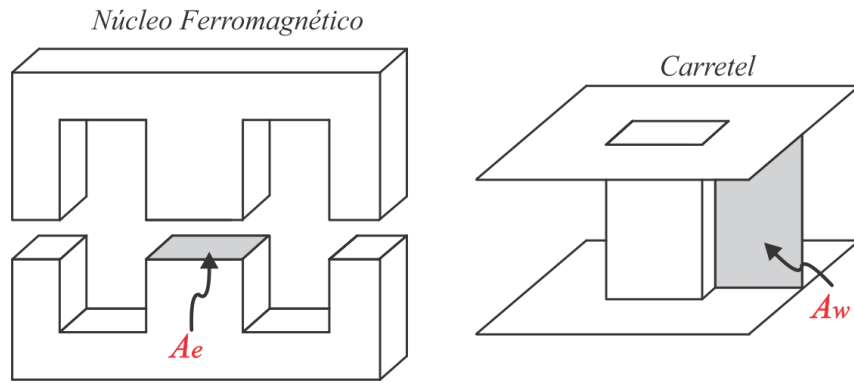


Figura A.1 - Núcleo magnético do tipo E com o carretel correspondente. Em destaque as áreas A_e e A_w .

O projeto magnético é baseado na *Lei de Faraday* da indução eletromagnética (A.1), e na relação entre a tensão v_L e a corrente i_L de um indutor (A.2).

$$v_L(t) = N \frac{d\phi}{dt} \quad \rightarrow \quad v_L(t) = N \frac{\Delta\phi}{\Delta t} \quad (\text{A.1})$$

$$v_L(t) = L \frac{di_L}{dt} \quad \rightarrow \quad v_L(t) = L \frac{\Delta i_L}{\Delta t} \quad (\text{A.2})$$

Sendo:

L - Valor da indutância (H);

N - Número de espiras do elemento;

ϕ - Fluxo magnético (Wb).

Igualando (A.1) e (A.2), chega-se a uma expressão na qual o fluxo magnético é diretamente proporcional ao valor da indutância e da corrente no indutor, e inversamente proporcional ao número de espiras (A.3).

$$\phi = \frac{Li_L}{N} \quad (\text{A.3})$$

Contudo, sabe-se que existe uma relação entre o fluxo magnético e a área na qual esse fluxo circula no material. Esta relação, dada por (A.4), chama-se densidade de fluxo magnético B , ou apenas indução magnética, sendo expressa na unidade de “Tesla”.

$$B = \frac{\phi}{Ae} \quad (\text{A.4})$$

Desta forma, manipulando (A.3) e (A.4), obtém-se uma expressão que relaciona as características físicas do núcleo magnético com as características de operação do circuito (A.5). Nesta representação, considera-se o ponto de máxima corrente I_{MAX} através do indutor, onde também se obtém a máxima indução magnética B_{MAX} no elemento.

$$Ae = \frac{LI_{MAX}}{NB_{MAX}} \quad (\text{A.5})$$

A etapa subsequente consiste em analisar a área do carretel disponível para acomodar o indutor. Para isso, parte-se da determinação da máxima densidade de corrente J_{MAX} através do conjunto de espiras dentro da área A_w , conforme (A.6). Nesta situação, a densidade de corrente é analisada em função do valor eficaz I_{EFICAZ} da corrente que percorre a bobina.

$$J_{MAX} = N \frac{I_{EFICAZ}}{kwAw} \quad (\text{A.6})$$

Entretanto, sabe-se que com a utilização de fios com uma geometria circular não é possível ter uma ocupação integral da área A_w . Desta forma, costuma-se definir a constante kw como um fator de ocupação da janela. Tipicamente, o valor de kw para a construção de indutores é de 0.7, ou seja, a área efetiva ocupada pelo enrolamento é de 70% da área disponível na janela do carretel.

Manipulando (A.6), chega-se a uma expressão que relaciona a área disponível para o enrolamento, com as características de tamanho e de corrente do mesmo, segundo (A.7).

$$Aw = N \frac{I_{EFICAZ}}{J_{MAX} kw} \quad (\text{A.7})$$

A partir das variáveis Ae e Aw que correspondem, respetivamente, a área da seção transversal do núcleo e a área da janela, pode-se obter a expressão matemática (A.8). O produto das áreas $AeAw$, normalmente fornecida pelos fabricantes, é utilizada para a escolha do tamanho do núcleo magnético a ser utilizado na confecção experimental do indutor.

$$AeAw = L \frac{I_{MAX} I_{EFICAZ}}{J_{MAX} B_{MAX} kW} \quad (A.8)$$

Para núcleos magnéticos convencionais de ferrite, o valor de B_{MAX} fica entre 350 mT e 450 mT. O valor da densidade de corrente, a qual indica a capacidade de corrente por unidade de área, depende dos condutores utilizados no enrolamento. Tipicamente, adota-se J_{MAX} na ordem de 350 A/cm².

Após a determinação do tamanho do núcleo a ser utilizado, deve-se analisar o número de espiras necessárias para o enrolamento do indutor. Esta relação pode ser diretamente obtida pela manipulação da expressão que define a área Ae , resultando em (A.9).

$$N = \frac{LI_{MAX}}{AeB_{MAX}} \quad (A.9)$$

Em âmbito experimental, o núcleo magnético pode sofrer um acréscimo na temperatura de operação em função das perdas magnéticas, ou até mesmo devido ao ambiente onde o mesmo é inserido. O valor da indutância depende da relutância do núcleo e, conseqüentemente, da permeabilidade magnética do mesmo. Esta permeabilidade é um parâmetro extremamente dependente da temperatura e do ponto de operação, o que pode levar facilmente a saturação do material magnético. Desta forma, visando deixar o núcleo menos susceptível a influência da temperatura, é inserido um entreferro nos caminhos magnéticos do mesmo. A adição deste elemento introduz uma relutância total muito maior do que a relutância apenas do núcleo, fazendo com que o valor da indutância seja praticamente insensível as variações na permeabilidade do núcleo. Além disso, a adição do entreferro permite que o indutor opere com valores maiores de corrente no enrolamento, sem que ocorra saturação. O valor do comprimento l_G do entreferro pode ser determinado através de (A.10). Nesta representação, a constante μ_G corresponde a permeabilidade magnética do ar.

$$l_G = \frac{N^2 \mu_G Ae}{L} \quad (A.10)$$

Cabe salientar que a expressão (A.10) se refere ao valor total do entreferro. Contudo, no caso do núcleo tipo E , por exemplo, normalmente o entreferro é adicionado nos caminhos magnéticos externos. Logo, considerando uma distribuição homogênea, em cada um destes

caminhos deve ser colocada a metade do valor do entreferro calculado, visto que o fluxo magnético também percorre o caminho central do núcleo.

A topologia *SEPIC half-bridge*, a qual foi anteriormente projetada no Capítulo 6, possui três componentes indutivos. Os elementos L_1 e L_2 são responsáveis pela energia associada ao estágio de pré-regulação, enquanto o indutor L_S corresponde ao elemento série do filtro ressonante. A Tabela A.1 apresenta os parâmetros de projeto para cada indutor.

Tabela A.1 - Parâmetros de projeto para os indutores da topologia *SEPIC half-bridge*

Descrição	Indutância	Corrente máxima	Corrente eficaz
Indutor L_1	2.130 mH	1.04 A	0.65 A
Indutor L_2	122.089 μ H	3.6 A	1.2 A
Indutor L_S	266.471 μ H	1.5 A	1.15 A

Fator de utilização: 0.7

Densidade máxima de fluxo magnético: 0.4 T

Densidade de corrente elétrica: 350 A/cm²

Permeabilidade magnética do ar: $4\pi \times 10^{-7}$ N/A²

Seguindo a metodologia de projeto dos indutores pelo método $AeAw$, obtém-se todos os parâmetros necessários para o desenvolvimento experimental dos mesmos, conforme apresentados na Tabela A.2. Cabe salientar que, no caso do indutor L_S , o núcleo magnético foi sobredimensionado em virtude da disponibilidade de material experimental.

Tabela A.2 - Resultados para os indutores da topologia *SEPIC half-bridge*

Descrição	$AeAw$	Núcleo escolhido	Espiras	Entreferro
Indutor L_1	0.1959 cm ⁴	NEE-25/10/6	190	0.824 mm
Indutor L_2	0.0717 cm ⁴	NEE-25/10/6	38	0.566 mm
Indutor L_S	0.0659 cm ⁴	NEE-25/10/6	35	0.214 mm

Um fator que deve ser observado na confecção dos indutores corresponde a bitola dos fios utilizados. Esta bitola está diretamente relacionada com o nível de corrente eficaz que circula pelos elementos. Entretanto, os indutores são utilizados em alta frequência, onde o efeito pelicular deve ser considerado. Sabe-se que com a medida que a frequência de operação

aumenta, a corrente no interior do condutor tende a se distribuir pela periferia do mesmo. Desta forma, a densidade de corrente nas bordas do fio é superior a densidade na região central, reduzindo a área efetiva do condutor. O valor da profundidade de penetração Δ pode ser obtido através de (A.11), onde f_s corresponde a frequência de operação do elemento. Desta forma, o condutor utilizado não pode exceder um diâmetro máximo de 2Δ .

$$\Delta = \frac{7.5}{\sqrt{f_s}} \quad (\text{A.11})$$

Para contornar o efeito pelicular, adota-se um conjunto de condutores isolados entre si, trançados em paralelo. Estes condutores são de bitola inferior do que o diâmetro 2Δ , havendo uma distribuição mais homogênea da corrente. Além disso, a conexão em paralelo ainda garante a capacidade de corrente adequada associada ao indutor. A expressão (A.12) define o número de fios n_c necessários em paralelo.

$$n_c = \frac{I_{EFICAZ}}{J_{MAX} \pi \Delta^2} \quad (\text{A.12})$$

A Tabela A.3 apresenta os resultados obtidos quanto a seção dos condutores, bem como ao número de fios em paralelo para cada indutor da topologia *SEPIC half-bridge*.

Tabela A.3 - Resultados do efeito pelicular para os indutores da topologia *SEPIC half-bridge*

Descrição	AWG	Condutores em paralelo
Indutor L_1	28	3
Indutor L_2	28	6
Indutor L_5	28	6

A.2 Projeto Considerando a Integração de Magnéticos

O processo de integração de magnéticos consiste em compartilhar dois ou mais indutores em um mesmo núcleo ferromagnético. Estes indutores não devem influenciar um no outro, mantendo o funcionamento convencional da topologia. Para este trabalho, analisa-se a integração dos magnéticos L_1 e L_2 da topologia *SEPIC*, responsável pelo estágio de pré-regulação do sistema eletrônico.

A metodologia completa de projeto foi integralmente discutida no Capítulo 5. Neste se concluiu que a segunda distribuição analisada apresentou uma melhor homogeneidade em relação a densidade de fluxo entre os caminhos magnéticos do núcleo. Desta forma, a distribuição da Figura A.2 será implementada experimentalmente.

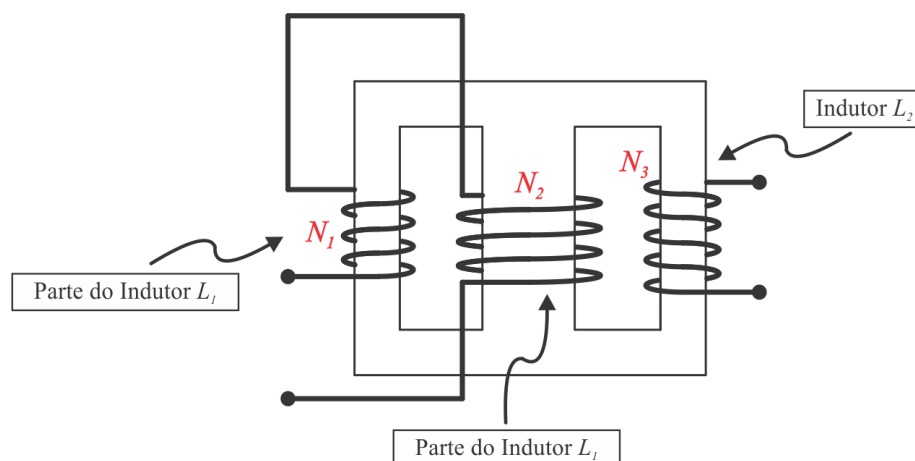


Figura A.2 - Distribuição dos indutores L_1 e L_2 no núcleo magnético compartilhado.

Conforme a metodologia analisada, o projeto parte da definição de um valor de entreferro, o qual seja fisicamente executável. Desta forma, define-se um comprimento efetivo do entreferro de 0.4 mm. A Tabela A.4 apresenta os valores obtidos.

Tabela A.4 - Resultados para os indutores L_1 e L_2 integrados

Núcleo magnético	N_1	N_2	N_3
NEE-20/15	172	86	57
NEE-25/6	154	77	51
NEE-30/7	124	62	41
NEE-30/14	87	44	29
NEE-40/12	78	39	26

Observa-se que o projeto foi realizado para diferentes núcleos magnéticos. Por este método, a determinação do núcleo é um processo iterativo, onde a densidade de fluxo magnético deve ser avaliada em simulação.

Considerando a distribuição de indutores propostas no Capítulo 5, observou-se que a maior densidade de fluxo se dá através do caminho magnético da esquerda. Logo, esta

densidade deve ser avaliada nos diferentes núcleos, de tal forma a verificar que o ponto máximo de operação não entre na região de saturação do material magnético. Experimentalmente, define-se uma densidade máxima em torno de 300 mT, de tal forma a garantir que o indutor opere em uma região linear da curva de magnetização do material. A Figura A.3 apresenta a resposta de simulação da densidade de fluxo para cada um dos núcleos magnéticos avaliados. Nesta representação, utilizou-se a plataforma *PSIM*® v9.

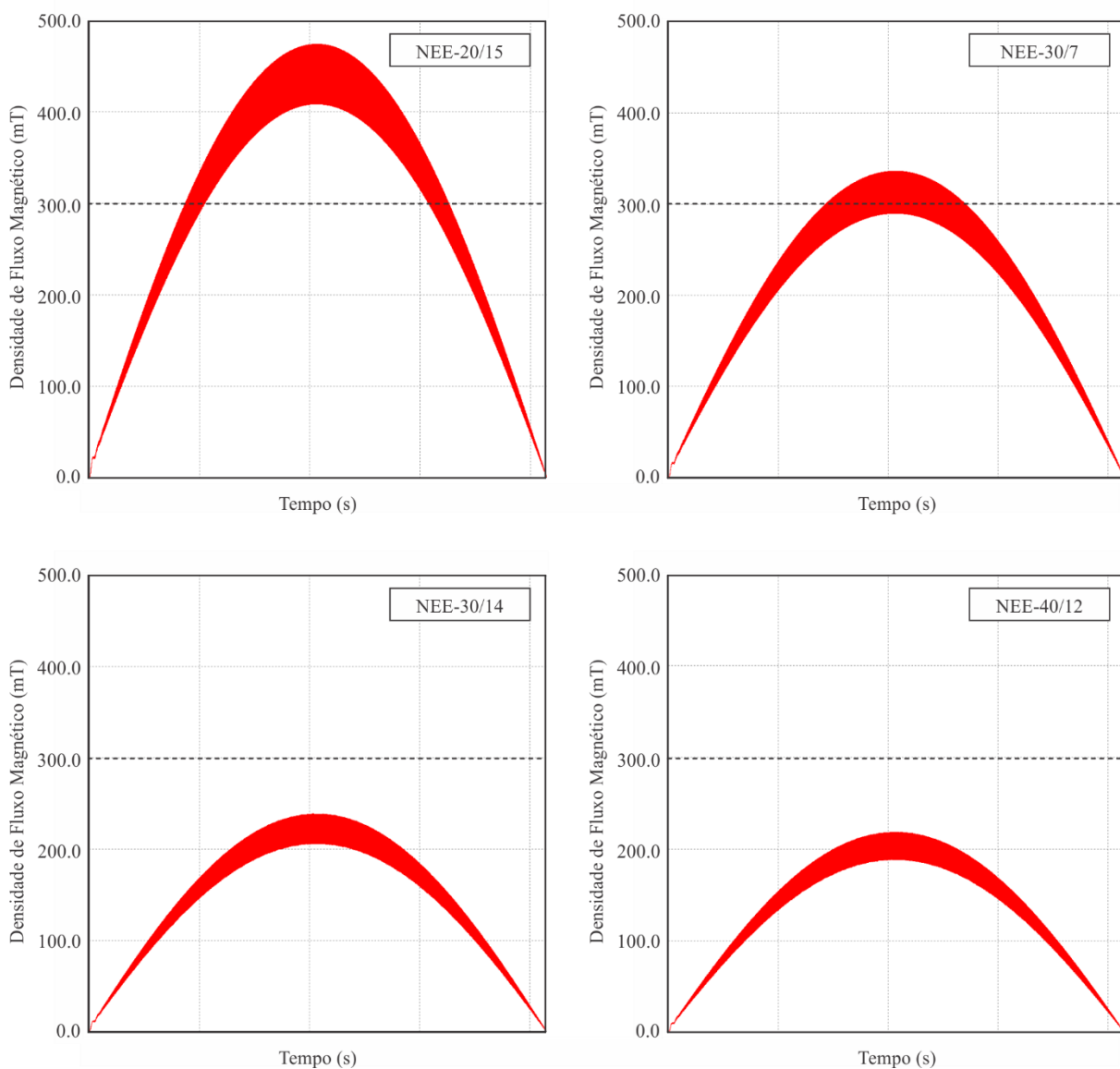


Figura A.3 - Densidade de fluxo magnético considerando os diferentes núcleos avaliados.

A partir da análise dos resultados, observa-se que dentre os núcleos avaliados, os elementos com tamanho igual ou superior ao NEE-30/14 apresentam uma densidade máxima

de fluxo abaixo de 300 mT, condição imposta inicialmente no projeto. Desta forma, garante-se que o magnético integrado se mantenha em uma região linear, sem atingir o ponto de saturação.

Apesar da integração de L_1 e L_2 , os mesmos operam de forma convencional, como se não tivessem sido integrados. Logo, o dimensionamento da bitola dos condutores segue os mesmos critérios obtidos na Tabela A.3.

Experimentalmente, deve-se avaliar ainda se a área da janela comporta o total de enrolamentos projetados. Caso isso não seja possível, utiliza-se um núcleo de dimensões superiores ao projeto, garantindo ainda a operação sem saturação. Para este trabalho, utilizou-se o núcleo magnético NEE-40/12.

A.3 Análise do Peso/Volume dos Elementos Magnéticos

A integração de indutores foi aplicada à topologia *SEPIC*, visto que tais indutores apresentam respostas proporcionais entre si. Nesta seção se realiza uma comparação quanto ao peso e ao volume dos magnéticos integrados e não integrados. A Figura A.4 apresenta os elementos experimentais desenvolvidos, onde as dimensões exibidas consideram as bobinas e o acabamento do elemento.

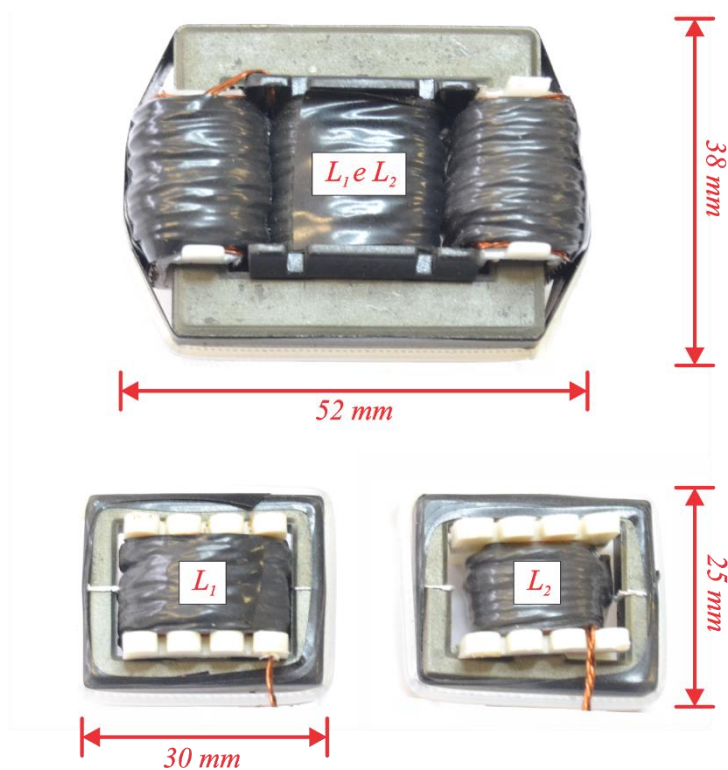


Figura A.4 - Indutores integrados e não integrados desenvolvidos experimentalmente.

Considerando inicialmente os indutores L_1 e L_2 com núcleos independentes, o peso e o volume estimado do conjunto é de 35.46 g e 3870 mm³, respectivamente. No entanto, a integração entre os elementos resultou em um aumento do volume total em cerca de 2.9 vezes, com um peso final na ordem de 89.60 g. Desta forma, pode-se concluir que a integração de elementos magnéticos é capaz de reduzir o número de componentes físicos do circuito, contudo para este caso ocasionou o aumento da densidade de volume e de peso dos magnéticos, quando comparada com a resposta não integrada.

O processo de integração, de maneira geral, pode tornar-se mais atraente quando existe o compartilhamento de mais indutores em um mesmo núcleo, contudo, deve ser analisada distribuições eficientes do fluxo magnético para cada caso. Do ponto de vista funcional, o processo de integração de magnéticos apresenta resposta satisfatória.

APÊNDICE B

CIRCUITOS AUXÍLIARES DO REATOR ELETRÔNICO

Os reatores eletrônicos são constituídos, além dos estágios principais de potência, por um conjunto de circuitos auxiliares que tem a função de acionar; monitorar e controlar o processo de acionamento da lâmpada. Neste conjunto de circuitos, enquadram-se a fonte de alimentação, os circuitos de comando para os semicondutores ativos e os circuitos de sensoriamento.

B.1 Fonte de Alimentação

A fonte de alimentação é responsável por fornecer uma tensão contínua e regulável para os demais circuitos de baixa potência associados ao reator. Esta fonte retira energia diretamente da rede elétrica, podendo ser constituída apenas por elementos passivos ou mesmo ter características comutadas, no uso de conversores estáticos, por exemplo.

O acionamento de *drivers* em topologias inversoras exige que a fonte de alimentação tenha múltiplas saídas isoladas entre si. Desta forma, visando a condição de isolamento galvânica, bem como a otimização do circuito, opta-se pela utilização do conversor *Flyback* de baixa potência, apresentado na Figura B.1.

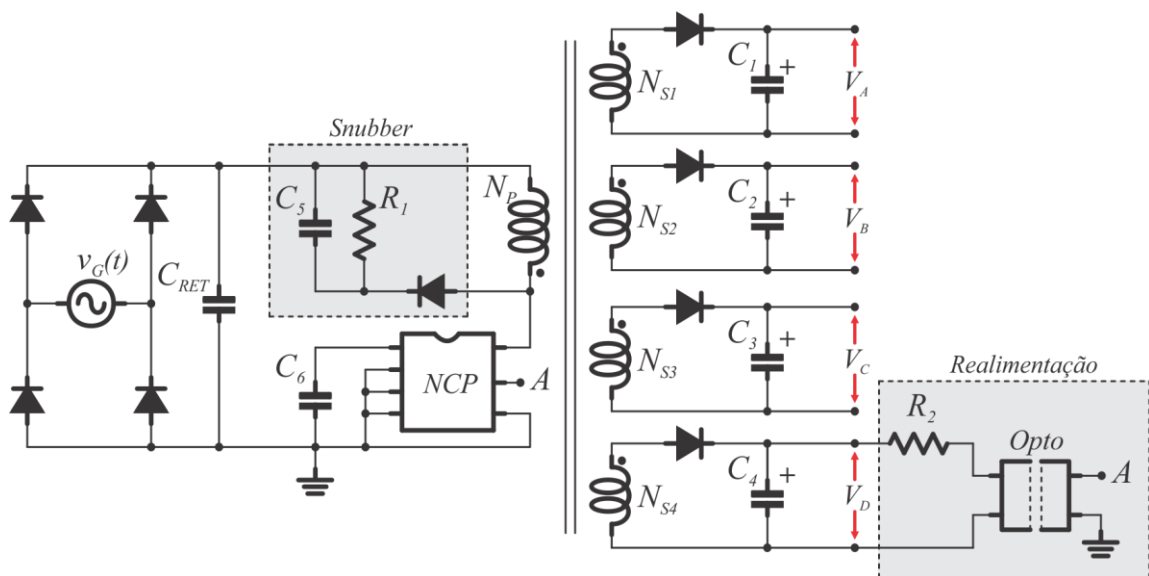


Figura B.1 - Conversor *Flyback* de baixa potência utilizado como fonte de alimentação.

O conversor *Flyback* é uma topologia comutada, exigindo assim um processo de controle próprio. Para isso, propõem-se o circuito integrado *NCP1014*. Este tipo de dispositivo é o responsável por fornecer uma frequência e a uma razão cíclica de operação adequadas, de acordo com os valores de tensão desejados. A Tabela B.1 apresenta as especificações para o projeto da fonte de alimentação.

Tabela B.1 - Especificações para o projeto da topologia *Flyback*

Descrição	Tensão média	Corrente máxima em cada saída
Saídas V_A e V_B	20 V	300 mA
Saídas V_C e V_D	7 V	30 mA

Tensão eficaz e frequência de entrada: 220 V / 60 Hz

Ondulação na tensão retificada: 10%

Ondulação máxima das saídas: 5%

Frequência de comutação: 100 kHz (frequência padrão do *NCP1014*, modelo *AP100G*)

A metodologia de projeto do conversor *Flyback* é consolidada na literatura técnica. Desta forma, o procedimento de projeto não será abordado nesta seção. A Tabela B.2 apresenta os resultados obtidos, onde estimou-se um rendimento do conversor em 90%.

Tabela B.2 - Resultados do projeto do conversor

	Descrição	Valor Projetado	Valor Experimental
<i>Flyback</i>	Indutância primária L_P	3.0 mH	2.98 mH
	Número de espiras N_P	97	97
	Número de espiras N_{S1} e N_{S2}	25	25
	Número de espiras N_{S3} e N_{S4}	10	10
	Capacitância C_{RET}	12 μ F	22 μ F
	Capacitância C_1 e C_2	100 nF	6.8 μ F
	Capacitância C_3 e C_4	2.4 μ F	6.8 μ F
	Seção dos condutores	AWG 24	AWG 24
<i>Snubber</i>	Resistência R_1	80 k Ω	3 x 27 k Ω (série)
	Capacitância C_5	8.9 nF	10 nF
Realimentação	Resistência R_2	2.3 k Ω	2.45 k Ω
	Capacitor C_6	22 nF	22 nF

A validação do projeto da fonte de alimentação foi realizada de forma experimental. A Figura B.2 apresenta o comportamento das tensões V_A e V_C para a condição nominal de operação. O protótipo desenvolvido pode ser visualizado na Figura B.3.

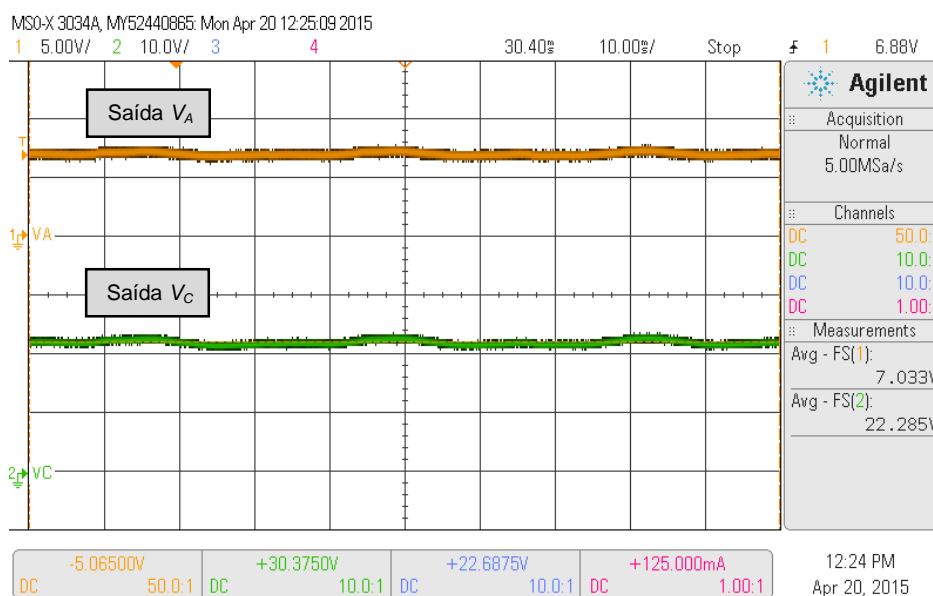


Figura B.2 - Tensão nas saídas V_A e V_C do conversor *Flyback* para condição nominal de operação.

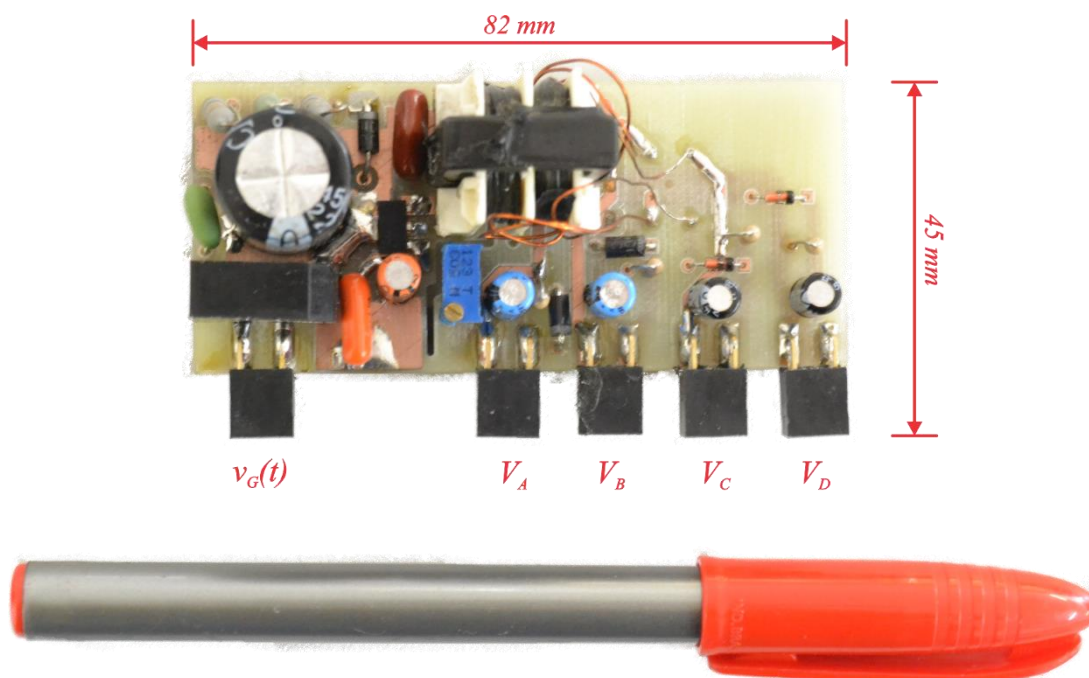


Figura B.3 - Visão frontal do protótipo da fonte de alimentação.

A fonte de alimentação avaliada apresentou um comportamento satisfatório, com uma regulação eficiente nas múltiplas saídas de tensão. O rendimento obtido com o circuito foi na ordem de 92%, valor este condizente com o projeto realizado.

B.2 Circuito de Comando

Os circuitos de comando, também conhecidos como *drivers*, são responsáveis por realizar a interface entre o circuito de controle e o circuito de potência do conversor. Os sinais de controle, gerados por um microcontrolador por exemplo, são de baixa potência, não sendo capazes de realizar o acionamento eficiente de um interruptor. Desta forma, o circuito *driver* realiza a amplificação deste sinal de comando e, em alguns casos, a isolamento dos mesmos. A energia para o processo de amplificação é integralmente drenada da fonte de alimentação, discutida anteriormente.

O circuito de comando pode ser concebido, basicamente, de duas formas: discreta ou integrada. Na forma discreta utilizam-se, normalmente, a associação de transistores e elementos passivos para realizar o processo de amplificação. Em contrapartida, a forma integrada é composta por um circuito integrado dedicado o qual, além da amplificação, pode realizar também a isolamento entre o sinal de entrada e de saída do circuito de comando.

Devido a funcionalidade e ao baixo custo, para este trabalho opta-se pela utilização de um circuito integrado dedicado para a atuação como *driver*. Este elemento, chamado *HCPL3120*, é capaz de responder de forma adequada a frequência de operação do reator eletrônico, além de ser de ampla flexibilidade. A Figura B.4 apresenta o circuito de *driver* utilizado.

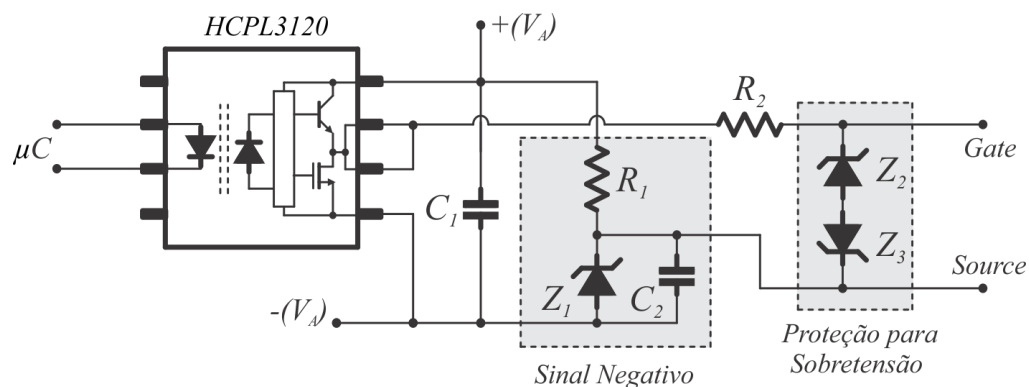


Figura B.4 - Circuito de comando utilizado.

Com o objetivo de tornar o circuito de comando menos susceptível a falhas, neste são adicionados elementos de proteção. Um exemplo disso é o circuito de sinal negativo. Tal circuito tem a função de bloquear o semicondutor com um nível de tensão negativa, evitando assim disparos acidentais. Outro elemento de proteção é a inclusão de diodos em antisérie entre os terminais *gate-source* do semicondutor. Tais elementos são responsáveis por limitar a tensão máxima aplicada ao *MOSFET*, protegendo o mesmo contra surtos de tensão. A Tabela B.3 apresenta a descrição dos elementos utilizados no circuito de comando.

Tabela B.3 - Componentes do circuito de comando

Descrição	Valor	Nomenclatura
Resistor do sinal negativo	1 k Ω - 1/4 W	R_1
Resistor de <i>gate</i>	10 Ω - 1/4 W	R_2
Capacitor de alimentação	100 nF - 50 V	C_1
Capacitor do sinal negativo	10 μ F - 50 V	C_2
Diodo zener do sinal negativo	4.7 V - 1 W	Z_1
Diodos zeners em antisérie	18 V - 1 W	Z_2 e Z_3

O comportamento experimental do circuito de comando pode ser observado na Figura B.5, onde o *driver* foi submetido a frequência nominal de operação do circuito (250 kHz).

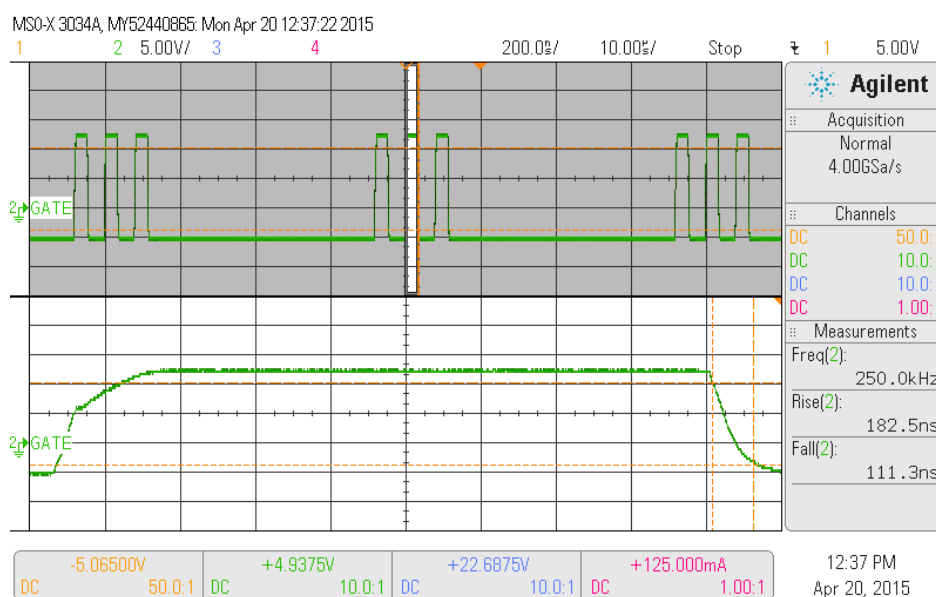


Figura B.5 - Resposta da tensão de saída do circuito de comando na frequência de 250 kHz.

Nesta situação, o *driver* foi submetido ao acionamento do *MOSFET FQA8N100C*, onde o mesmo apresentou tempos de subida e descida na ordem de 180 ns e 110 ns, respectivamente. Em termos percentuais, a transição dos sinais de *driver* representa cerca de 7.3% do período de comutação. De maneira geral, o circuito de *driver* utilizado demonstra ser uma alternativa eficiente e de baixo custo, além de amplamente flexível pela simplicidade de montagem.

B.3 Circuitos de Retroalimentação

O processo de retroalimentação, discutido previamente no Capítulo 7, corresponde a obtenção de uma amostra da variável controlada, e posterior comparação com um nível de referência estabelecido. A amostragem é realizada a partir de sensores destinados para este fim. Neste trabalho, analisou-se dois processos de realimentação e controle: tensão de barramento e potência da lâmpada.

A tensão de barramento corresponde a um sinal de tensão contínuo no tempo, na ordem de 300 V. Nesta situação, o sensoriamento é realizado por um divisor resistivo, capaz de rebaixar o nível de tensão para um valor compatível com o sistema de gerenciamento. A Figura B.6 apresenta o circuito de medição de tensão.

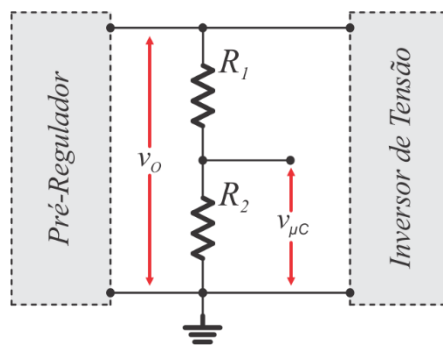


Figura B.6 - Divisor resistivo para a medição da tensão de barramento.

O dimensionamento de R_2 é realizado com base em (B.1), onde para a resistência R_1 é estipulado um valor comercial. Nesta situação, determina-se o nível médio da tensão de saída medida v_o , bem como um valor intermediário da tensão máxima suportada pelo microcontrolador $v_{\mu C}$. A Tabela B.4 apresenta os valores utilizados experimentalmente.

$$R_2 = R_1 \left[\frac{v_{\mu C}}{v_o - v_{\mu C}} \right] \quad (\text{B.1})$$

Tabela B.4 - Medição da tensão de barramento

Descrição	Valor	Nomenclatura
Resistor superior e inferior	1 M Ω , 6,8 k Ω - 1/4 W	R_1, R_2
Tensão de barramento medida	300 V	v_o
Tensão média do microcontrolador	2 V	$v_{\mu C}$

O processo de sensoriamento de potência é constituído pela medição da tensão v_{LP} e da corrente i_{LP} da lâmpada, bem como o posterior gerenciamento destas grandezas. A medição de tensão é realizada através de um divisor resistivo, utilizando a mesma técnica empregada no monitoramento da tensão de barramento. Contudo, a medição de corrente da lâmpada é realizada através de um resistor *shunt* posicionado em série com a mesma, conforme representado na Figura B.7.

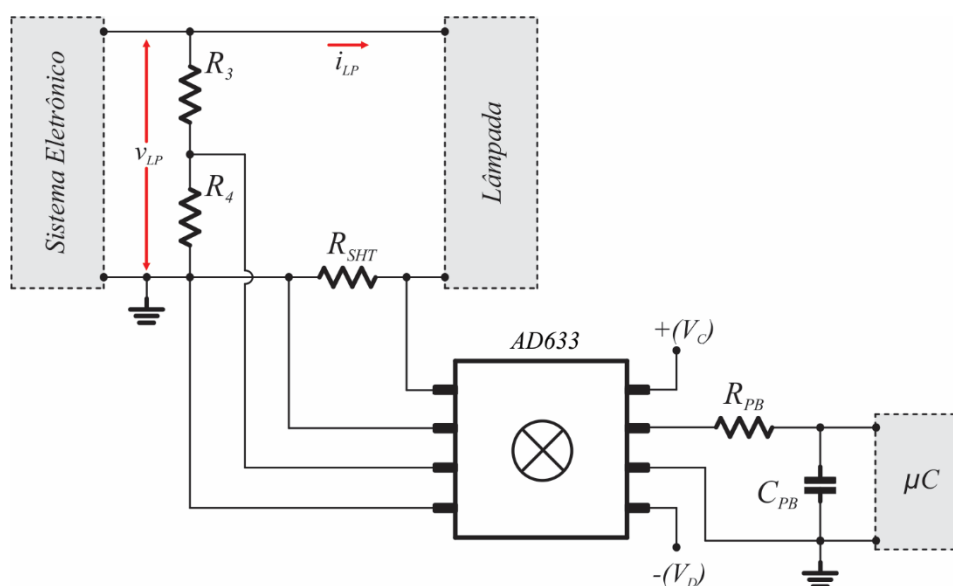


Figura B.7 - Processo de medição de potência da lâmpada.

Os sinais medidos de tensão e corrente poderiam ser processados e injetados no microcontrolador, o qual realizaria o gerenciamento dos mesmos. Entretanto, à alta frequência dos sinais amostrados demandaria um alto nível de processamento, comprometendo o desempenho do microcontrolador. Desta forma, optou-se pela utilização do elemento auxiliar AD633.

O circuito integrado de baixo custo AD633, caracteriza-se por possuir um multiplicador analógico interno. As entradas deste elemento têm a característica diferencial de alta

impedância, eliminando ruídos de modo comum. Na saída do circuito, obtém-se a resposta da potência instantânea, a qual é proporcional a potência medida.

O comportamento instantâneo é então submetido a um filtro passa-baixas, resultando diretamente na potência média da lâmpada. Este valor médio é então injetado no microcontrolador, o qual faz o gerenciamento e o controle da potência por meio do processo de modulação, anteriormente discutido nos Capítulos 2 e 7. A Tabela B.5 apresenta os elementos utilizados neste processo.

Tabela B.5 - Medição da potência da lâmpada

Descrição	Valor	Nomenclatura
Resistor superior e inferior	330 k Ω , 180 k Ω - 1/4 W	R_3, R_4
Resistor <i>shunt</i>	3 Ω - 2 W	R_{SHT}
Resistor do filtro passa-baixa	1 k Ω - 1/4 W	R_{PB}
Capacitor do filtro passa-baixa	47 nF	C_{PB}

TRABALHOS FUTUROS

Com o objetivo de complementar as análises e os resultados obtidos até o presente momento, além de dar sequência ao trabalho de dissertação, recomenda-se o enfoque nos seguintes tópicos:

- *Otimização do Protótipo*: Estudo dos materiais semicondutores adequados a faixa de potência e de frequência do reator eletrônico, visando a melhoria do rendimento da topologia final.

- *Análise de Novas Distribuições para os Núcleos Integrados*: Consiste em analisar a possibilidade da união de todos os elementos magnéticos em um mesmo núcleo. Para isso, pode ser necessário a utilização de diferentes tipos de núcleos e novas estratégias de distribuição dos enrolamentos.

- *Compensadores*: Verificar o comportamento do sistema eletrônico com diferentes ações de controle, observando a resposta durante o processo de modulação. Esta etapa torna-se viável devido a flexibilidade proporcionada pelo controle digital.

- *Dissipação Térmica*: Projeto dos elementos de dissipação térmica do sistema, adequando os tipos e os tamanhos dos dissipadores de acordo com a necessidade de cada elemento semicondutor. Para isso, sugere-se uma análise utilizando ferramentas baseadas em elementos finitos.

- *Interferência Eletromagnética*: O dimensionamento do indutor de entrada da etapa de pré-regulação foi concebido de tal forma a reduzir as taxas de variação da corrente drenada da rede, minimizando os efeitos eletromagnéticos. Entretanto, a emissão da topologia final deve ser avaliada, onde para isso toma-se como base a normativa EMC - CISPR15.