

PONTIFÍCIA UNIVERSIDADE CATÓLICA DO RIO GRANDE DO SUL
FACULDADE DE ENGENHARIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

GUILHERME RODRIGUES PEDROLLO

**ESTUDO DO CONVERSOR ZETA EM CONDUÇÃO
SIMULTÂNEA DOS SEMICONDUTORES APLICADA
À ALIMENTAÇÃO DE LEDs DE POTÊNCIA**

Porto Alegre, Janeiro de 2015

GUILHERME RODRIGUES PEDROLLO

**ESTUDO DO CONVERSOR ZETA EM CONDUÇÃO
SIMULTÂNEA DOS SEMICONDUTORES APLICADA À
ALIMENTAÇÃO DE LEDS DE POTÊNCIA**

Dissertação de mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, da Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul, como parte dos requisitos para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Fernando Soares dos Reis, Dr. Ing.

Porto Alegre, Janeiro de 2015



Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul

FACULDADE DE ENGENHARIA

PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

ESTUDO DO CONVERSOR ZETA EM CONDUÇÃO SIMULTÂNEA DOS SEMICONDUTORES APLICADA À ALIMENTAÇÃO DE LEDS DE POTÊNCIA

CANDIDATO: GUILHERME RODRIGUES PEDROLLO

Esta Dissertação de Mestrado foi julgada para obtenção do título de MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul.

DR. FERNANDO SOARES DOS REIS - ORIENTADOR

BANCA EXAMINADORA

**DR. REINALDO TONKOSKI JR. - ELECTRICAL ENGINEERING AND COMPUTER
SCIENCE - SOUTH DAKOTA STATE UNIVERSITY**

DR. DARIO F. GUIMARÃES DE AZEVEDO - DO PPGEE/FENG - PUCRS

PUCRS

Campus Central

Av. Ipiranga, 6681 - Prédio 30 - Sala 103 - CEP: 90619-900

Telefone: (51) 3320.3540 - Fax: (51) 3320.3625

E-mail: engenharia.pg.eletrica@pucrs.br

www.pucrs.br/feng

DEDICATÓRIA

Dedico este trabalho aos meus pais
Olavo Correa Pedrollo e Márcia
Rodrigues Pedrollo, os quais sempre
me apoiaram e incentivaram.

AGRADECIMENTOS

A toda minha família, em especial os meus pais, Márcia e Olavo, que sempre me incentivaram e me apoiaram nos estudos e na vida, além de me fornecerem muitos momentos felizes, apoio emocional e oportunidade.

Ao Professor Fernando Soares dos Reis pela orientação, ensinamentos, amizade e, principalmente, pelo apoio e confiança que foram essenciais para que eu chegasse até aqui.

Aos colegas e ex-colegas do LEPUC: Henrique Cabral, Vanderlei Amaral, Prof. Renan Viero, Prof. Júlio César Marques de Lima, Gustavo Levin, Carlos Rambo, Manoel Prado, Fernando Beretta dos Reis, Paulo Fernando de Faria, Ana Paula Marques, Marina Mombach, Bernardo Lunardi, Vinícius Alves, Francisco Queirol, Rafael Luppi, Lucas Lisboa, Flávio Pereira, Gabriel Schneider, Gabriel Werner, João Beck, Felipe Melz, Bernardo Borges, Igor Guisso, Cezar Zolman e Arthur Broilo pela amizade, pelo bom ambiente de trabalho e, sobretudo, pelo auxílio.

Aos funcionários e ex-funcionários do LEP: Thiago Mocinho, Alessander Segala, Carlos Bergold, Liangrid Lutani, Nicole, Gabriela, Mônica, Daiane e Luciano pelo apoio, amizade e também pela ajuda fornecida.

A todos os demais amigos verdadeiros, os quais contribuíram para a minha formação profissional e pessoal que proporcionaram muita felicidade e bons momentos, me apoiando sempre.

À PUCRS e à CAPES pelo apoio financeiro.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Topologia básica de um retificador convencional.	15
Figura 2 – Tensão e corrente na entrada de um retificador convencional.....	16
Figura 3 – Topologia básica de um PFP.	17
Figura 4 – Tensão e corrente ideais na entrada de um PFP.....	17
Figura 5 – Topologias dos conversores (a) Elevador, (b) Redutor, (c) Redutor-Elevador, (d) Ćuk, (e) SEPIC e (f) Zeta.	18
Figura 6 – Modos de condução, para conversores estáticos de quarta-ordem: (a) MCC, (b) MC_{crit} e (c) MCD.....	19
Figura 7 – Topologia básica de um controlador seguidor de corrente analógico atuando sobre um conversor PFP.....	28
Figura 8 – Topologia básica de um controlador baseado no multiplicador analógico atuando sobre um sistema PFP.....	29
Figura 9 – Topologia básica de um controlador baseado em histerese analógico atuando sobre um sistema PFP.....	30
Figura 10 – Topologia básica de um controlador por corrente de pico analógico atuando sobre um sistema PFP.....	31
Figura 11 – Controle OCC aplicado a um sistema PFP.....	32
Figura 12 – Sinais recebidos pelo comparador analógico do controlador OCC adaptado para atuar sobre PFPs.	33
Figura 13 – Exemplo de luxímetro.....	35
Figura 14 – Espectro eletromagnético visível pelo olho humano.	36
Figura 15 – Lâmpada a arco.	37
Figura 16 – Lâmpada incandescente.	38
Figura 17 – Lâmpada fluorescente LFC.....	39
Figura 18 – Iluminação pública com lâmpadas de sódio de baixa pressão.....	40
Figura 19 – Lâmpada HPS.	40
Figura 20 – Lâmpada MH.	41
Figura 21 – Mastro com lâmpadas LEP (luz azulada) iluminando um porto.	42
Figura 22 – Exemplo de lâmpada LED.	43
Figura 23 – Processo eletroluminescência em um LED.	44
Figura 24 – Arquitetura de LEDs: (a) Indicador e (b) de Potência.	45
Figura 25 – Comprimentos de onda dos diferentes tipos de LEDs.....	46
Figura 26 – Comparação visual entre a iluminação fornecida por luminárias (a) HPS e (b) LEDs.....	50
Figura 27 – Curva característica dos LEDs BXCD4545 da Bridgelux [®]	52
Figura 28 – Relação entre a intensidade luminosa e a corrente direta em um LED LEDs BXCD4545 da Bridgelux [®]	52
Figura 29 – Relação entre a intensidade luminosa e a corrente direta em um LED BXCD4545 da Bridgelux [®]	53
Figura 30 – Relação entre a temperatura T_j e a tensão V_f em um LED LEDs BXCD4545 da Bridgelux [®]	53
Figura 31 – Relação entre a temperatura T_j e a intensidade luminosa em um LED BXCD4545 da Bridgelux [®]	54
Figura 32 – Relação entre a temperatura T_j e o comprimento de onda da radiação emitida em um LED LEDs BXCD4545 da Bridgelux [®]	54
Figura 33 – <i>Driver</i> para lâmpada LED, baseado no conversor Zeta.....	60
Figura 34 – Topologia do conversor Zeta isolado considerada na análise qualitativa.....	61

Figura 35 – Estágios de operação do conversor Zeta no MCS: (a) Primeiro estágio (b) segundo estágio e (c) terceiro estágio.	65
Figura 36 – Principais formas de onda do conversor Zeta operando no MCS em um período de alta frequência.	70
Figura 37 – Principais formas de onda do conversor Zeta operando no MCS em um período de alta frequência.	75
Figura 38 – Topologia do conversor Zeta considerada na análise qualitativa, enfatizando os nós e as malhas do circuito.	81
Figura 39 – Malha formada pelo capacitor C e pelo indutor L_m na terceira etapa da operação do conversor Zeta no MCS.	88
Figura 40 – Forma de onda da tensão no indutor magnetizante L_m , v_{Lm} , dividida em três áreas.	100
Figura 41 – Similaridade de triângulos aplicada à forma de onda de tensão no capacitor v_C	104
Figura 42 – Variação da razão cíclica mínima, d_{min} , em função do período da tensão da rede elétrica retificada, $T_{rede}/2$	111
Figura 43 – Modelo de simulação no PSIM [®] do PFP baseado no conversor Zeta.	120
Figura 44 – Formas de onda, em períodos de baixa frequência da corrente i_{rede} e da tensão $v_{rede}/60$	121
Figura 45 – Distribuição harmônica da corrente de entrada. i_{rede}	122
Figura 46 – Formas de onda da corrente I_o e da tensão $V_o/10$	124
Figura 47 – Forma de onda da corrente no indutor L_m , i_{Lm} , em três períodos de baixa frequência, T_{rede}	125
Figura 48 – Forma de onda da corrente no indutor L_m , i_{Lm} , em três períodos de alta frequência, T	125
Figura 49 – Comportamento da corrente no indutor L_m , i_{Lm} , na região de passagem por zero.	126
Figura 50 – Forma de onda da corrente no indutor L_o , i_{Lo} , em três períodos de baixa frequência, T_{rede}	127
Figura 51 – Forma de onda da corrente no indutor L_o , i_{Lo} , em três períodos de alta frequência, T	128
Figura 52 – Comportamento da corrente no indutor L_o , i_{Lo} , na região de passagem por zero.	128
Figura 53 – Forma de onda da tensão no indutor L_m , v_{Lm} , em três períodos de baixa frequência, T_{rede}	129
Figura 54 – Forma de onda da tensão no indutor L_m , v_{Lm} , em três períodos de alta frequência, T	130
Figura 55 – Comportamento da tensão no indutor L_m , v_{Lm} , na região de passagem por zero.	131
Figura 56 – Forma de onda da tensão no indutor L_o , v_{Lo} , em três períodos de baixa frequência, T_{rede}	132
Figura 57 – Forma de onda da tensão no indutor L_o , v_{Lo} , em três períodos de baixa frequência, T_{rede}	132
Figura 58 – Comportamento da tensão no indutor L_o , v_{Lo} , na região de passagem por zero.	133
Figura 59 – Forma de onda da corrente no transistor S , i_S , em três períodos de baixa frequência, T_{rede}	134
Figura 60 – Forma de onda da corrente no transistor S , i_S , em três períodos de alta frequência, T	135

Figura 61 – Forma de onda da corrente no diodo D , i_D , em três períodos de baixa frequência, T_{rede}	135
Figura 62 – Forma de onda da corrente no diodo D , i_D , em três períodos de alta frequência, T	136
Figura 63 – Forma de onda da soma das correntes no transistor S e no diodo D , $i_S + i_D$, em três períodos de baixa frequência, T_{rede}	137
Figura 64 – Forma de onda da soma das correntes no transistor S e no diodo D , $i_S + i_D$, em três períodos de alta frequência, T	138
Figura 65 – Comportamento da soma das correntes no transistor S e no diodo D , $i_S + i_D$	138
Figura 66 – Forma de onda da tensão no diodo D , v_D , em três períodos de baixa frequência, T_{rede}	139
Figura 67 – Forma de onda da tensão no diodo D , v_D , em três períodos de alta frequência, T	139
Figura 68 – Circuito explicativo da alta tensão de pico no diodo D	140
Figura 69 – Comportamento da tensão no diodo D , v_D , na região de passagem por zero.....	141
Figura 70 – Forma de onda da tensão no transistor S , v_S , em três períodos de baixa frequência, T_{rede}	141
Figura 71 – Forma de onda da tensão no transistor S , v_S , em três períodos de alta frequência, T	142
Figura 72 – Comportamento da tensão no transistor S , v_S , na região de passagem por zero.....	142
Figura 73 – Forma de onda da corrente no capacitor C , i_C	143
Figura 74 – Forma de onda da corrente no capacitor C , i_C , em três períodos de alta frequência, T	143
Figura 75 – Comportamento da corrente no capacitor C , i_C , na região de passagem por zero.....	144
Figura 76 – Forma de onda da tensão no capacitor C , v_C , em três períodos de baixa frequência, T_{rede}	145
Figura 77 – Forma de onda da tensão no capacitor C , v_C , em três períodos de alta frequência, T	145
Figura 78 – Comportamento da tensão no capacitor C , v_C , na região de passagem por zero.....	146
Figura 79 – Forma de onda da corrente na entrada do PFP.....	147
Figura 80 – Forma de onda da corrente i_S , em um período de baixa frequência.....	148
Figura 81 – Forma de onda da corrente i_S , em três períodos de alta frequência.....	149
Figura 82 – Forma de onda da corrente i_D , em um período de baixa frequência.....	149
Figura 83 – Forma de onda da corrente i_D , em três períodos de alta frequência.....	150
Figura 84 – Forma de onda da soma das correntes i_S e i_D , em um período de baixa frequência.....	151
Figura 85 – Forma de onda da tensão v_S , em um período de baixa frequência.....	152
Figura 86 – Forma de onda da tensão v_S , em três períodos de alta frequência.....	152
Figura 87 – Forma de onda da tensão v_D , em um período de baixa frequência.....	153
Figura 88 – Forma de onda da tensão v_D , em um período de alta frequência.....	154
Figura 89 – Forma de onda da corrente i_{Lm} , em um período de baixa frequência, na simulação do modelo equacionado através do MATLAB®.....	155
Figura 90 – Forma de onda da corrente i_{Lo} , em um período de baixa frequência.....	156
Figura 91 – Forma de onda da tensão v_{Lm} , em um período de baixa frequência.....	157
Figura 92 – Forma de onda da tensão v_{Lm} , em um período de alta frequência.....	157

Figura 93 – Forma de onda da corrente i_C , em um período de baixa frequência.	158
Figura 94 – Forma de onda da corrente i_C , em um período de baixa frequência.	159
Figura 95 – Forma de onda da tensão v_C , em um período de baixa frequência.	161
Figura 96 – Forma de onda da tensão v_C , em um período de alta frequência.	161
Figura 97 – Formas de onda da corrente i_{rede} e da tensão $v_{rede}/60$ para o PFP operando no MCS.	164
Figura 98 – Formas de onda da corrente i_{rede} e da tensão $v_{rede}/60$ para o PFP operando no MCD.	165
Figura 99 – Forma de onda da tensão no transistor S , v_S , em três períodos T_{rede} , para o PFP operando no MCS.	165
Figura 100 – Forma de onda da tensão no transistor S , v_S , em três períodos T_{rede} , para o PFP operando no MCD.	166
Figura 101 – Forma de onda da tensão no diodo D , v_D , em três períodos T_{rede} , para o PFP operando no MCS.	166
Figura 102 – Forma de onda da tensão no diodo D , v_D , em três períodos T_{rede} , para o PFP operando no MCD.	167
Figura 103 – Forma de onda da corrente no transistor S , i_S , em três períodos T_{rede} , para o PFP operando no MCS.	168
Figura 104 – Forma de onda da corrente no transistor S , i_S , em três períodos T_{rede} , para o PFP operando no MCD.	168
Figura 105 – Forma de onda da corrente no diodo D , i_D , em três períodos T_{rede} , para o PFP operando no MCS.	169
Figura 106 – Forma de onda da corrente no diodo D , i_D , em três períodos T_{rede} , para o PFP operando no MCD.	169
Figura 107 – Formas de onda da corrente i_o e da tensão $V_o/10$ para o PFP operando no MCS.	170
Figura 108 – Formas de onda da corrente i_o e da tensão $V_o/10$ para o PFP operando no MCD.	171
Figura 109 – Luminária LED de 180 W.	173
Figura 110 – Associação série-paralelo de 210 LEDs contida na luminária <i>High Power LED Baylight</i>	175
Figura 111 – Montagem COB.	176
Figura 112 – Diagrama esquemático do circuito do PFP baseado no conversor Zeta prototipado.	178
Figura 113 – Detalhe do circuito de amplificação do sinal de comando do transistor S	180
Figura 114 – Protótipo do PFP baseado no Conversor Zeta operando no MCS.	181
Figura 115 – Osciloscópios (a) da Agilent® e (b) da Minipa® utilizados.	182
Figura 116 – Formas de onda i_{rede} (CH 1) e v_{rede} (CH 2).	183
Figura 117 – Tensão e corrente, V_o (CH1) e I_o (CH2) entregues a luminária LED de 180 W.	184
Figura 118 – Forma de onda da corrente no transistor S , i_S , em baixa frequência.	185
Figura 119 – Forma de onda da Corrente no transistor S , i_S , em alta frequência.	186
Figura 120 – Forma de onda da tensão no transistor S , v_S , em baixa frequência.	186
Figura 121 – Forma de onda da tensão no transistor S , v_S , em alta frequência.	187
Figura 122 – Formas de onda v_D (CH1) e i_D (CH 2) em baixa frequência.	188
Figura 123 – Formas de onda i_D (CH1) e v_D (CH2) em alta frequência.	189
Figura 124 – Formas de onda v_C (CH1) e i_C (CH2) em baixa frequência.	190
Figura 125 – Formas de onda v_C (CH1) e i_C (CH2) em alta frequência.	191
Figura 126 – Instrumentos de medição: (a) Wattímetro da Yokogawa® e (b) multímetro da Minipa®.	192

Figura 127 – Diagrama esquemático representando o posicionamento dos instrumentos de medição.....	193
---	-----

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Comparação dos principais parâmetros das fontes de luz.....	49
Tabela 2 – Limites da distorção harmônica estabelecidos pela IEC EN 61000-3-2 classe C para sistemas de iluminação.....	56
Tabela 3: Valores dos indutores projetados.	119
Tabela 4: Valores dos capacitores projetados.	119
Tabela 5 – DHT e FP obtidos através da aplicação da operação no MCS ao PFP.	121
Tabela 6 – Limites da distorção harmônica estabelecidos pela IEC EN 61000-3-2 classe C para o estudo de caso.	123
Tabela 7 – Parâmetros relativos à corrente observados no indutor L_m	127
Tabela 8 – Parâmetros relativos à corrente observados no indutor L_o	129
Tabela 9 – Parâmetros relativos à tensão observados no indutor L_m	131
Tabela 10 – Parâmetros relativos à tensão observados no indutor L_o	133
Tabela 11 – Parâmetros relativos à corrente observados na chave S	135
Tabela 12 – Parâmetros relativos à corrente observados no diodo D	136
Tabela 13 – Parâmetros relativos à corrente observados no diodo D	139
Tabela 14 – Parâmetros relativos à tensão observados no capacitor C	145
Tabela 15 – Valores dos indutores projetados.	163
Tabela 16 – Valores dos capacitores projetados.	163
Tabela 17 – Parâmetros relativos à tensão observados no diodo D para o MCS e para o MCD.....	167
Tabela 18 – Correntes observadas no transistor S para o MCS e para o MCD.....	167
Tabela 19 – Correntes observadas no diodo D para o MCS e para o MCD.....	170
Tabela 20 – Parâmetros do conjunto de LEDs da luminária High Power LED Baylight.	174
Tabela 21 – Parâmetros dos LEDs BXCD4545 da Bridgelux [®]	175
Tabela 22 – Valores dos capacitores no protótipo do PFP.....	177
Tabela 23 – Valores dos capacitores no <i>driver</i> do PFP.....	179
Tabela 24 – Valores dos resistores no <i>driver</i> do PFP.	179

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

- CA** Corrente Alternada
- CC** Corrente Contínua
- CFL** Lâmpada Fluorescente Compacta (do inglês – *compact fluorescent lamp*)
- DHT** Distorção Harmônica Total (em inglês – *total harmonic distortion – THD*)
- EUT** Equipamentos em Fase de Teste (do inglês – *equipment under test*)
- EMI** emissões eletromagnéticas (do inglês – *electromagnetic interference*)
- FFT** transformada rápida de *Fourier* (do inglês – *fast fourier transform*)
- FM** modulação em frequência (do inglês – *frequency modulation*)
- HB-LEDs** LEDs de Alto Brilho
- HEP** Plasma de Alta Eficiência (do inglês – *high efficiency plasma*)
- HID** lâmpadas de descarga de alta intensidade (do inglês – *high intense discharge*)
- HPS** Lâmpadas de Sódio de Alta Pressão (do inglês – *high pressure sodium*)
- HQI** Lâmpadas de iodeto de quartzo de mercúrio (do inglês – *hydrargyrum quartz iodide*)
- IRC** Índice de Reprodução de Cor
- LED** Diodo Emissor de Luz (do inglês – *light emitter diode*)
- LEDs RGB** LEDs Coloridos
- LEP** Plasma Emissor de Luz (do inglês – *light emitting plasma*)
- LPS** Lâmpadas de Sódio de Baixa Pressão (do inglês – *low pressure sodium*)
- MCC** Modo de Condução Contínuo
- MC_{crit}** Modo de Condução Contínuo
- MCD** Modo de Condução descontínua
- MCS** Modo de Condução Simultânea
- MH** lâmpada de haleto metálico (do inglês – *metal halide*)
- OCC** Controlador de um Único Ciclo (do inglês – *one cycle control*)
- FP** Fator de Potência (do inglês – *power factor*)
- PFC** Pré-Regulador de Fator de Potência (do inglês – *power factor corrector*)
- PFP** Pré-Regulador de Fator de Potência (em inglês – *power factor corrector – PFC*)
- PWM** Modulação por Largura de Pulso (do inglês – *pulse width modulation*)
- rms** Valor eficaz ou valor médio quadrático (do inglês – *root mean square*)
- SEPIC** do inglês – *single ended primary inductance converter*
- SMPS** Fontes Chaveadas de Potência (do inglês – *switching mode power supply*)
- UV** Radiação Ultra-Violeta

VFC Controle Seguidor de Tensão (do inglês – *voltage follower control*)

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO	15
1.1. Pré-Reguladores de Fator de potência	15
1.2. Proposta: o Modo de Condução Simultânea.....	19
1.3. Estrutura da Dissertação	20
2. REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	22
2.1. Qualidade de Energia Elétrica	22
2.2. Pré-Reguladores de Fator de Potência	25
2.3. Modos de Condução e Estratégias de Controle para PFPs	26
2.4. Estudo de Caso: A Luminária LED.....	33
2.5. Conclusões.....	58
3. ANÁLISE QUALITATIVA DO CONVERSOR ZETA NO MCS	60
3.1. Comportamento em Alta Frequência	62
3.1.1. Comportamento da corrente no indutor L_m (i_{Lm}) em alta frequência	66
3.1.2. Comportamento da tensão no indutor L_m (v_{Lm}) em alta frequência	66
3.1.3. Comportamento da corrente no indutor L_o (i_{Lo}) em alta frequência.....	66
3.1.4. Comportamento da tensão no indutor L_o (v_{Lo}) em alta frequência.....	67
3.1.5. Comportamento da corrente no transistor S (i_s) em alta frequência.....	67
3.1.6. Comportamento da tensão no transistor S (v_s) em alta frequência.....	67
3.1.7. Comportamento da tensão no diodo D (v_D) em alta frequência.....	68
3.1.8. Comportamento da corrente no diodo D (i_D) em alta frequência.....	68
3.1.9. Comportamento da corrente no capacitor C (i_C) em alta frequência.....	69
3.1.10. Comportamento da tensão no capacitor C (v_C) em alta frequência.....	69
3.2. Conversor Zeta Operando no MCS em Baixa Frequência	71
3.2.1. Comportamento das correntes nos indutores L_m e L_o em baixa frequência.....	71
3.2.2. Comportamento da tensão no indutor L_m (v_{Lm}) em baixa frequência	72
3.2.3. Comportamento da tensão no capacitor C (v_C) em baixa frequência.....	72
3.2.4. Comportamento da tensão no diodo D (v_D) em um período de baixa frequência.....	73
3.2.5. Comportamento da tensão no indutor L_o (v_{Lo}) em baixa frequência.....	73
3.2.6. Comportamento da tensão no transistor S (v_s) em baixa frequência.....	73
3.2.7. Comportamento da corrente no capacitor C (i_C) em baixa frequência.....	74
3.2.8. Comportamento da corrente no transistor S (i_s) em baixa frequência.....	74
3.2.9. Comportamento da corrente no diodo D (i_D) em um período de baixa frequência.....	74
3.3. Conclusões.....	76
4. ANÁLISE QUANTITATIVA DO PFP BASEADO NO CONVERSOR ZETA OPERANDO NO MCS	78
4.1. Determinação da Corrente na Carga	79
4.2. Análise Quantitativa das Etapas de Operação em Alta Frequência do Conversor Zeta	80
4.2.1. Análise quantitativa da primeira etapa de operação do conversor Zeta no MCS.....	82
4.2.2. Análise quantitativa da segunda etapa de operação do conversor Zeta no MCS.....	86
4.2.3. Análise quantitativa da terceira etapa de operação do conversor Zeta no MCS.....	87

4.2.4. Representação conjunta das equações referentes às etapas de operação do conversor Zeta no MCS	92
4.3. Determinação da Tensão de Saída	95
4.4. Determinação da Corrente na Entrada do PFP	97
4.5. Determinação do Ganho Estático	99
4.5.1. Determinação do ganho estático por aproximação linear	99
4.5.2. Determinação do ganho estático G_v	107
4.6. Condições para a Operação do PFP baseado no Conversor Zeta no MCS	108
4.7. Conclusões	112
5. PROJETO E SIMULAÇÃO DO CONVERSOR ZETA NO MCS	114
5.1. Projeto do Conversor Zeta Operando no MCS	114
5.1.1. Cálculo do Capacitor de Acoplamento C	114
5.1.2. Cálculo da Indutância Magnetizante L_m	115
5.1.3. Cálculo da Indutância de Saída L_o	117
5.1.4. Cálculo do Filtro Capacitivo de Saída	117
5.1.5. Cálculo do Filtro Capacitivo-Indutivo de Entrada	118
5.2. Aplicação da Metodologia de Projeto de um PFP baseado no Conversor Zeta operando no MCS ao Estudo de Caso	118
5.3. Análise do PFP baseado no Conversor Zeta operando no MCS através de Simulação	119
5.3.1. Corrente na entrada do sistema de potência	120
5.3.2. Análise harmônica na corrente de entrada do sistema de potência	121
5.3.3. Corrente, tensão e potência entregues ao LED	123
5.3.4. Corrente no indutor L_m	124
5.3.5. Corrente no indutor L_o	127
5.3.6. Tensão no indutor L_m	129
5.3.7. Tensão no indutor L_o	131
5.3.9. Tensões nos semicondutores	138
5.3.10. Corrente no capacitor de acoplamento	142
5.3.11. Tensão no capacitor de acoplamento C	144
5.4. Modelo Computacional do Equacionamento do PFP	146
5.4.1. Corrente e tensão de entrada	147
5.4.2. Correntes nos semicondutores	147
5.4.3. Tensões nos semicondutores	151
5.4.4. Corrente nos Indutores L_m e L_o	154
5.4.5. Tensão no indutor L_m	156
5.4.6. Corrente no capacitor de acoplamento C	158
5.4.7. Tensão no capacitor de acoplamento C	159
5.5. Comparação entre os modos de condução MCS e MCD	161
5.5.1. Corrente na entrada do PFP	164
5.5.2. Esforços de tensão nos semicondutores	165
5.5.3. Esforços de Corrente nos semicondutores	167
5.5.4. Tensão e Corrente na Saída do PFP	170
5.6. Conclusões	171
6. RESULTADOS EXPERIMENTAIS	173
6.1. Características da Luminária LED	173
6.2. Protótipo do PFP baseado no Conversor Zeta no MCS	176
6.3. Análise Experimental do PFP Operando no MCS	181
6.3.1. Corrente na entrada do PFP baseado no conversor Zeta no MCS	182
6.3.2. Corrente e tensão entregues à luminária LED	183

6.3.3. Correntes e tensões no transistor S	185
6.3.4. Correntes e tensões no diodo D	187
6.3.5. Corrente e Tensão no Capacitor de Acoplamento	189
6.3.6. Eficiência do PFP	191
6.4. Conclusões	193
7. CONCLUSÕES GERAIS	196
8. FUTUROS TRABALHOS	200
REFERÊNCIAS	201
Apêndice A – Artigos Científicos Publicados	204

RESUMO

Este trabalho propõe a operação do conversor Zeta no modo de condução simultânea (MCS), cujo interesse reside na capacidade de implementação de um pré-regulador do fator de potência (PFP) ideal empregando apenas um laço de realimentação. Quando o conversor trabalha no MCS, a chave principal e o diodo conduzem simultaneamente em um de seus estágios de operação. Neste modo de condução, o conversor estático apresenta características de ambos os modos de condução conhecidos até agora: o modo de condução contínua (MCC) e o modo de condução descontínua (MCD). A operação no MCS resulta em um conversor estático operando como se estivesse no MCC, uma vez que a corrente nos indutores nunca se anula. Embora mantenha o conversor estático trabalhando com esta característica do MCC, o MCS permite a obtenção de um comportamento quase ideal do PFP, utilizando apenas um único controlador, seja ele de corrente ou de tensão, o qual mantém a razão cíclica do conversor constante, assim como usualmente ocorre com os PFPs da família redutor-elevador quando operam no MCD. Visando validar esta técnica, foi realizado um estudo do conversor operando desta forma que incluiu o desenvolvimento das análises qualitativa e quantitativa do conversor, as quais culminaram na elaboração de uma metodologia de projeto. Assim, realizou-se o projeto de um PFP, baseado no conversor Zeta, para energizar uma luminária LED de 180 W, operando no MCS, como estudo de caso. A luminária utilizada é o modelo *High Power LED Baylight* da empresa *Luckysunny*[®]. Os resultados obtidos experimentalmente validaram a estratégia proposta, uma vez que, com a operação do conversor Zeta no MCS reduz-se a ondulação (*ripple*) da corrente nos semicondutores em relação à operação no MCD. A principal vantagem da operação no MCS reside no fato deste manter a corrente de entrada do PFP senoidal em fase com a tensão imposta pela rede elétrica com apenas uma malha de controle da variável de saída de interesse seja ela tensão ou corrente como no estudo de caso em questão. Isto reduz o custo e a complexidade do controlador do conversor. Entretanto, esta estratégia apresenta sobretensão na chave principal e no diodo como principal desvantagem. Sugere-se a investigação da aplicação da metodologia de projeto proposta a outros conversores.

ABSTRACT

This work presents the simultaneous conduction mode (SCM), which is applied to the operation of the Zeta converter. This mode has the ability to implement an ideal power factor corrector (PFC) employing only one feedback control loop. In SCM, the current in the main switch and in the diode flows simultaneously within one of the operation stages. In SCM, the power converter presents characteristics of both conduction modes: continuous conduction mode (CCM) and discontinuous conduction mode (DCM). In SCM, the currents in the inductors of the power converter are never nullified, which is a typical behavior of the CCM. Nevertheless, the SCM does that while obtaining an ideal PFC with just one control loop. The SCM maintains its features, regardless of its control variable being the output current or the output voltage of the power converter. The sole application of a fixed duty cycle controller is enough to attain all these advantages, which is usually a feature of the DCM for PFCs of the flyback family. In order to validate the proposed technique, a complete study of the Zeta converter working in this new operation mode was performed. This study has included a qualitative and a quantitative power converter analysis. These analyses resulted in the development of a design methodology for the Zeta power converter working as a PFC in the SCM. In order to validate the present study, a prototype of the Zeta PFC for operation in the SCM was designed and built. This prototype was developed, as a case of study, to drive a power LED lamp (180°W). Thus, it was obtained the desired experimental confirmation for the research. The main advantage of the SCM, in comparison to the CCM, lies in its ability to maintain the input current of the PFC sinusoidal and in phase with the input voltage, which is imposed by the mains through the use of just a single PWM controller with fixed duty cycle. These results have, also, shown that the current peaks in the main semiconductors of the power converter are lower than their respective values in the DCM. However, this new operation mode results in the increase of the voltages on the main switch and diode in relation to the conventional power converter operation. The research of the application of the proposed method to other power converters is suggested to further works.

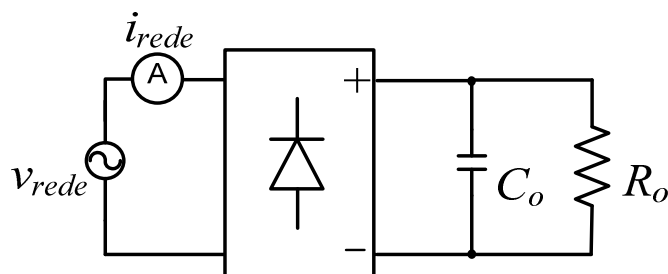
1. INTRODUÇÃO

A proposta desta dissertação é apresentar uma nova forma de operação para o conversor Zeta, trabalhando no Modo de Condução Contínua (MCC), na qual existem três etapas de funcionamento. Em uma destas etapas o transistor e o diodo conduzem simultaneamente. Devido a esta peculiaridade propõe-se que este modo de operação seja chamado de modo de condução simultânea (MCS). Nesta nova forma de operação são necessários o estudo e o desenvolvimento de uma metodologia de projeto que permita a operação do conversor no MCS. Assim, para validar este estudo, um circuito de acionamento para uma luminária LED de 180 W (*LED-driver*) é implementado. O grande interesse deste novo método de operação reside no fato de que a sua utilização resulta em um comportamento quase ideal do Pré-regulador de Fator de Potência (PFP) mantendo-se o ciclo de trabalho constante, o que não é usual quando o conversor opera no modo de condução contínua. Assim, basta empregar um controlador do tipo seguidor de tensão para obter alto fator de potência e baixa distorção harmônica. Isto reduz o custo e a complexidade do circuito de controle.

1.1. Pré-Reguladores de Fator de potência

A geração, a transmissão, e a distribuição de energia elétrica são realizadas em corrente alternada (CA) na rede elétrica comercial. Uma vez que os equipamentos eletrônicos devem ser alimentados em corrente contínua (CC), é necessária a utilização de um conversor estático para realizar a conversão de corrente alternada em contínua, além de adaptar os níveis de tensão. Primeiramente, propôs-se o uso dos retificadores convencionais para tal tarefa, cuja topologia é apresentada na Figura 1.

Figura 1 – Topologia básica de um retificador convencional.

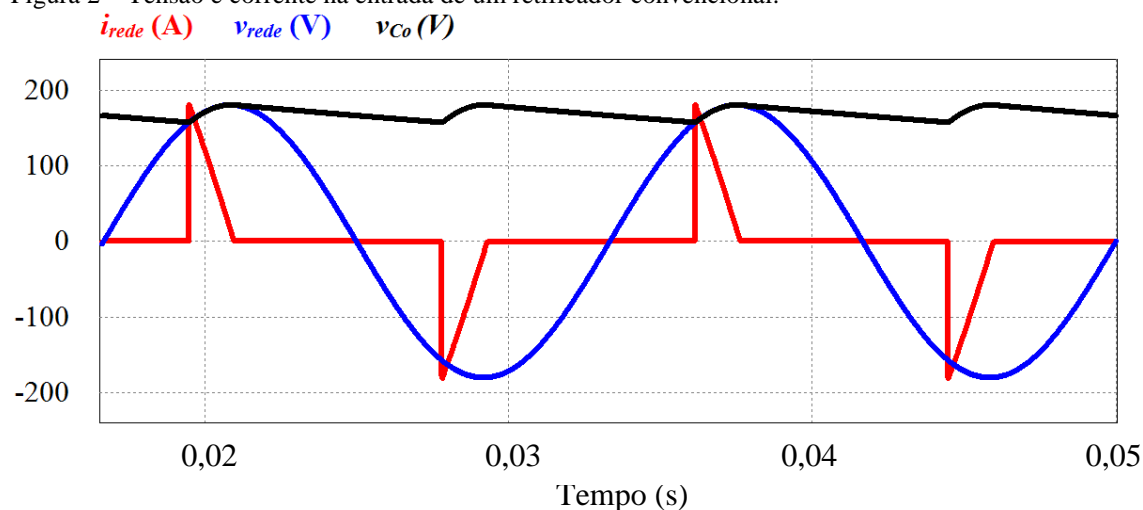


Fonte: O autor (2014).

Um retificador convencional monofásico é composto basicamente por uma ponte de diodos, a qual retifica a tensão senoidal fornecida pela rede; e por um capacitor de

elevado valor (C_o), o qual filtra a tensão de saída que alimenta a carga. Este processo de conversão CA-CC resulta na obtenção de tensão contínua de baixa ondulação (*ripple*) a ser entregue a carga (R_o). Entretanto, este processo de conversão CA-CC simplificado injeta numa forma de onda de corrente não senoidal na rede elétrica. Isto ocorre porque circula corrente no circuito apenas quando o valor da tensão da rede elétrica é superior ao valor da tensão no capacitor C_o (v_{Co}). Neste instante, ocorre a carga deste capacitor, conforme apresentado na Figura 2.

Figura 2 – Tensão e corrente na entrada de um retificador convencional.



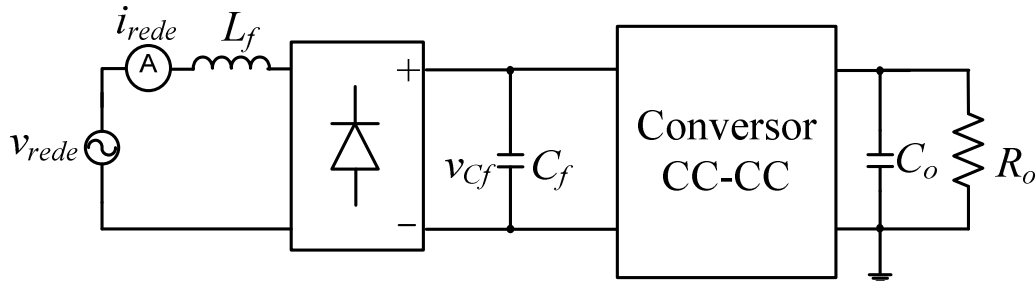
Fonte: O autor (2015).

A disparidade entre as formas de onda da tensão e da corrente geradas pelo retificador convencional, em sua entrada, resulta em uma parcela considerável da potência fornecida, chamada potência aparente, não produzindo trabalho, sendo esta parcela nomeada potência reativa. A potência ativa é aquela que é entregue à carga e que é utilizada por esta. A razão entre a potência ativa e a potência aparente é chamada de fator de potência. O fator de potência (FP) ideal, unitário, ocorre quando a corrente de entrada possui uma forma de onda senoidal em fase com a forma de onda senoidal da tensão, a qual é imposta pela rede elétrica. Portanto, o fator de potência na entrada do retificador convencional é consideravelmente menor que a unidade ($FP \ll 1$).

Visando a obtenção de alto fator de potência foram desenvolvidos os PFP, cujo circuito básico é apresentado na Figura 3. Este circuito agrega ao retificador um conversor estático de potência e um filtro passa-baixas de segunda ordem. O conversor estático, chamado elemento ativo, permite a redução do volume e do custo dos

capacitores e indutores que compõem o filtro de entrada e o filtro de saída, dado que este opera em alta frequência. Estes filtros constituem os elementos passivos do PFP.

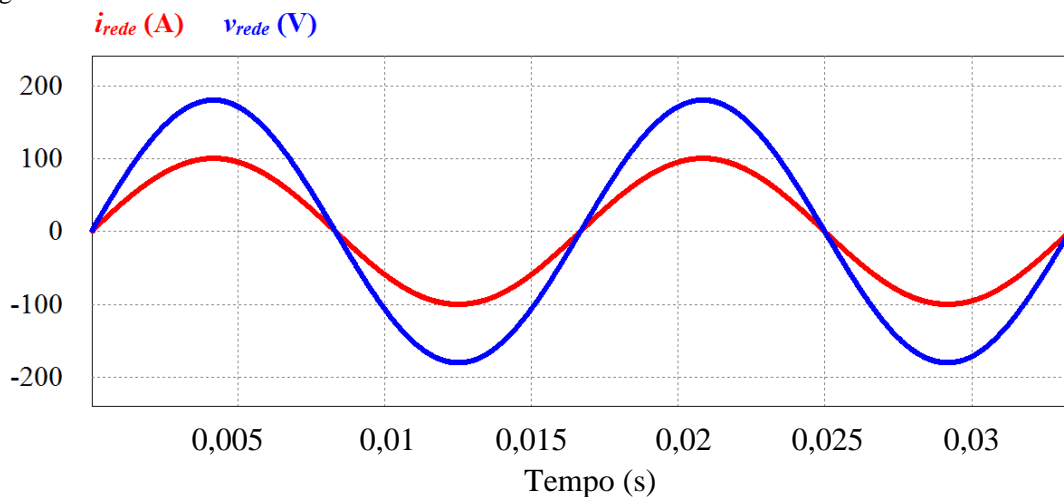
Figura 3 – Topologia básica de um PFP.



Fonte: O autor (2014).

Um circuito PFP tem o objetivo de alimentar sua carga com os níveis de corrente e de tensão necessários, convertendo corrente alternada em corrente contínua (CA-CC), enquanto que mantém sua corrente de entrada com baixo teor harmônico e alto FP. Embora a obtenção de um FP ideal (unitário) fosse desejável, esta exigiria que o circuito fosse composto de elementos ideais. Então, um circuito PFP, obterá, na melhor das hipóteses, um FP quase ideal. A Figura 4 apresenta as formas de onda ideais de tensão de entrada e de corrente de entrada de um PFP.

Figura 4 – Tensão e corrente ideais na entrada de um PFP.

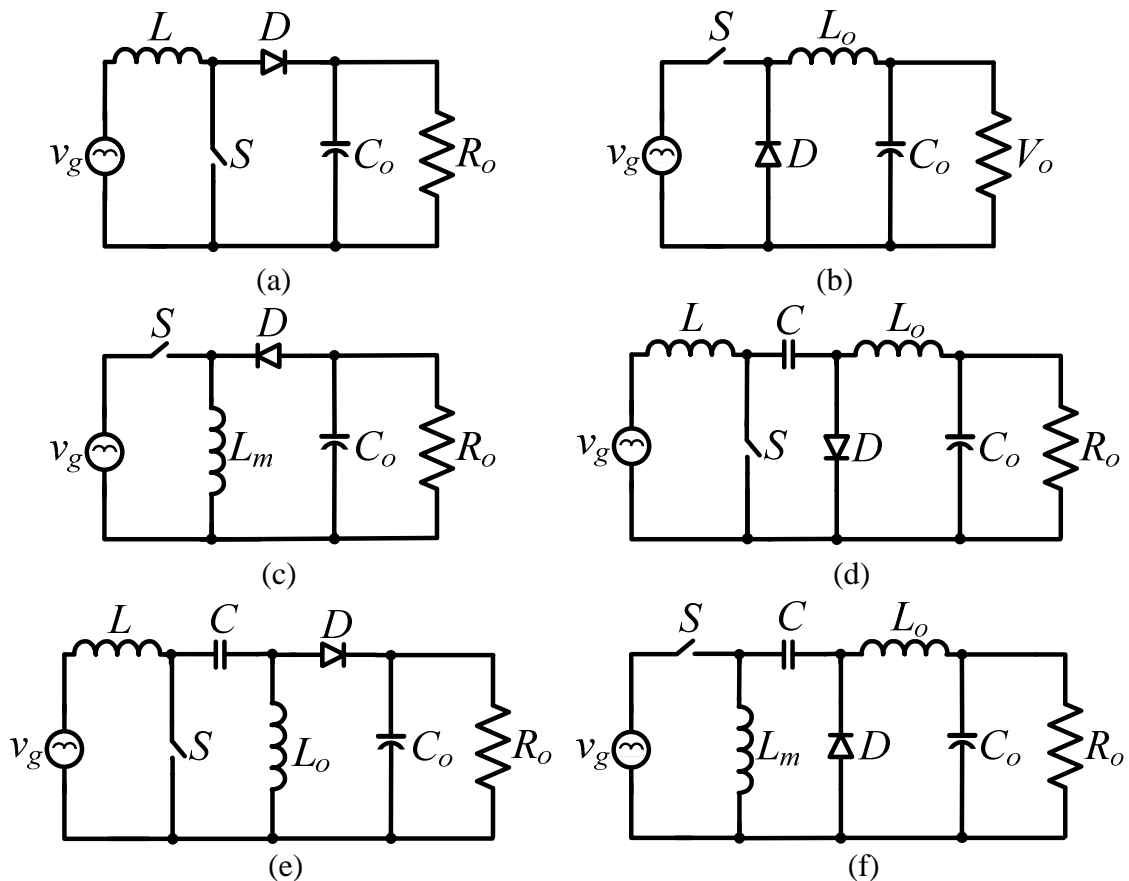


Fonte: O autor (2015).

O circuito PFP pode ser baseado em diversas topologias de conversores estáticos, dentre as quais se destacam aquelas baseadas nos conversores básicos: Redutor, Elevador, Redutor-Elevador, Ćuk, SEPIC (do inglês – *single ended primary*

inductance converter) e Zeta, apresentadas na Figura 5. Estas topologias podem ser utilizadas, para realizar PFPs, em suas formas não isoladas, bem como em suas formas isoladas.

Figura 5 – Topologias dos conversores (a) Elevador, (b) Redutor, (c) Redutor-Elevador, (d) Ćuk, (e) SEPIC e (f) Zeta.



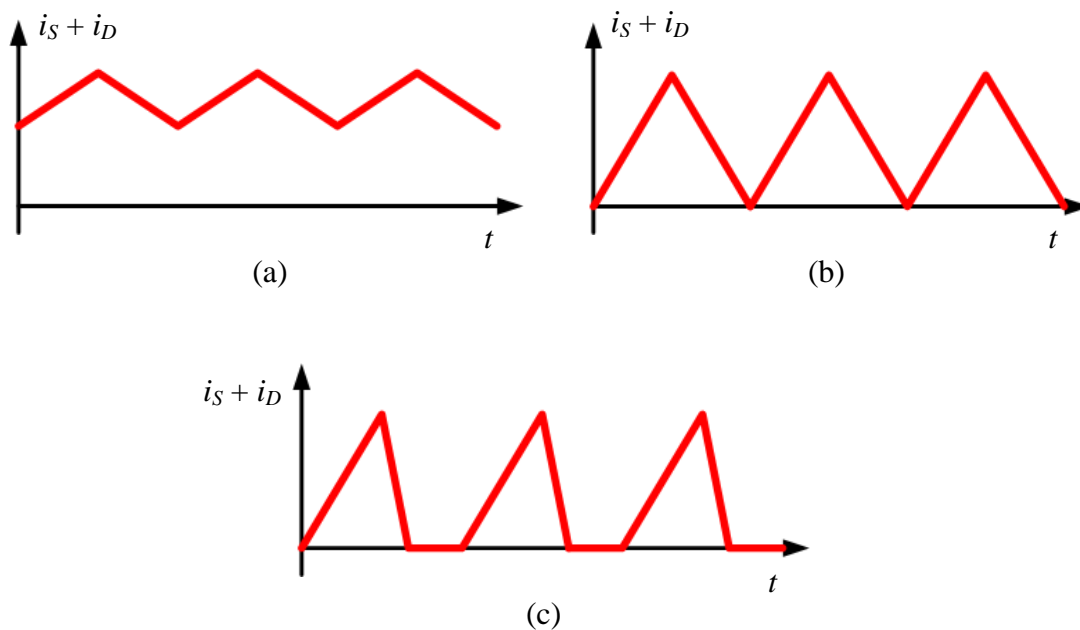
Fonte: O autor (2015).

Estes conversores podem ser classificados de acordo com a ordem do circuito, definida pelo número de elementos acumuladores de energia que os constituem. Então, os conversores Redutor, Elevador e Redutor-Elevador são de segunda-ordem. Já, os conversores SEPIC, Ćuk e Zeta são classificados como de quarta ordem.

A operação dos conversores estáticos de potência pode ser realizada em modos distintos, os quais são classificados quanto à condução da corrente que passa em seu indutor, nos conversores de segunda ordem. Em conversores de quarta ordem essa classificação se baseia no comportamento da soma das correntes em seus principais semicondutores, a chave, S (i_S), e o diodo, D (i_D). Desta forma, os modos de condução são: o Modo de Condução Contínua (MCC), o Modo de Condução Crítica (MC_{crit}) e o Modo de Condução Descontínua (MCD). Os três modos compartilham da existência de

duas etapas distintas, segundo a comutação da chave principal: a primeira caracterizada pela condução desta chave e a segunda pela abertura desta. Um conversor estático opera no MCC quando sua corrente avaliada jamais se anula. No MCC_{crit} , a corrente determinante para a classificação entre os modos de condução se anula. Porém, esta torna a elevar-se imediatamente. Já no MCD, esta corrente se anula e permanece nula durante um intervalo de tempo significativo, o qual constitui em uma terceira etapa, na qual nenhum dos semicondutores conduz. A Figura 6 apresenta a classificação dos modos de condução de acordo com a forma de onda da corrente característica.

Figura 6 – Modos de condução, para conversores estáticos de quarta-ordem: (a) MCC, (b) MCC_{crit} e (c) MCD.



Fonte: O autor (2015).

Os PFPs possuem, tipicamente, melhor desempenho quando operam no MCC, pois neste modo há menores esforços de corrente nos semicondutores. Contudo, a operação no MCC, usualmente, exige duas malhas de controle, o que acarreta custo e complexidade adicional. Já a operação de um PFP no MCD e no MCC_{crit} necessita apenas de uma malha de controle para monitorar a variável de saída do conversor, a qual pode ser a corrente ou a tensão.

1.2. Proposta: o Modo de Condução Simultânea

O presente trabalho introduz uma forma original de projetar um conversor para a operação no MCC, a qual necessita de apenas uma malha de controle relativa à variável

de saída. Esta forma chama-se Modo de Condução Simultânea (MCS), ao longo deste trabalho, e compartilha a forma de onda da soma das correntes na chave S e no diodo D com o MCC. Entretanto, o MCS distingue-se do MCC no que diz respeito a outras de suas formas de onda, em especial àquelas do capacitor de acoplamento. No MCS há três etapas distintas de funcionamento, as quais podem ser observadas do ponto de vista da condução nos semicondutores: na primeira, apenas a chave S conduz; na segunda, ambos os semicondutores conduzem simultaneamente; e, na terceira, apenas o diodo D está em condução. A condução simultânea dos semicondutores, na segunda etapa de operação, é um comportamento único, e foi utilizado para designar o MCS. Nesta segunda etapa, destaca-se que não há corrente no capacitor C , pois a tensão deste alcança a tensão de entrada do PFP antes da abertura da chave S . Isto mantém este capacitor em paralelo com a fonte durante a segunda etapa.

O MCS mostra-se vantajoso em relação ao MCC devido à simplicidade e ao custo de seu circuito de controle. Os esforços de corrente nos semicondutores no MCS foram menores do que aqueles tipicamente obtidos no MCC. Entretanto, no MCS os semicondutores apresentaram maiores esforços de tensão, do que nos outros modos.

A fim de validar o MCS e comprovar sua aplicabilidade, o método de projeto introduzido neste trabalho foi empregado em um estudo de caso. Para tanto, considerou-se o caso da alimentação de uma luminária baseada em Diodos Emissores de Luz (do inglês – *light emitting diodes* – LEDs) através de um PFP baseado no conversor Zeta. Considerou-se este caso em virtude do atual desenvolvimento, disseminação e crescimento do mercado relacionado à tecnologia LED.

Salienta-se que a principal contribuição do presente trabalho reside na apresentação original do MCS, o qual foi proposto, modelado, simulado e ensaiado. Através deste trabalho, comprovou-se a aplicação do MCS para PFPs.

1.3. Estrutura da Dissertação

O capítulo 1 introduz os circuitos PFP e seus modos de condução, bem como, a proposta desta dissertação.

No capítulo 2, apresenta-se uma revisão bibliográfica sobre a qualidade de energia; dos PFPs; de seus modos de condução; conceitos de iluminação; um breve histórico e os desafios na área de engenharia elétrica impostos por esta.

No capítulo 3, descreve-se a análise qualitativa do conversor Zeta operando no MSC.

No capítulo 4 descreve-se a análise quantitativa do conversor Zeta operando no MSC.

No capítulo 5 apresenta-se uma metodologia de projeto para um conversor Zeta operando no MSC, bem como, os resultados de simulação de um conversor Zeta operando neste modo e projetado segundo a metodologia proposta.

No capítulo 6 são apresentados os resultados obtidos através de um protótipo experimental, desenvolvido em laboratório, baseado no conversor simulado.

No capítulo 7, apresentam-se as conclusões gerais.

Finalmente, no capítulo 8 apresenta-se uma discussão sobre futuros trabalhos que poderão ser inspirados por este.

2. REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Este capítulo apresenta os diversos conceitos estudados ao longo da revisão bibliográfica, a fim de situar o leitor no estado da arte. Deste modo, abordam-se conceitos de qualidade de energia elétrica, os PFPs, seus modos de condução e estratégias de controle.

2.1. Qualidade de Energia Elétrica

A qualidade de energia elétrica (QEE) pode ser dividida em três subáreas (ANEEL, 2011): A qualidade do produto, a qualidade comercial e a qualidade de fornecimento. A qualidade comercial se refere ao atendimento da distribuidora a seus usuários. Enquanto, a qualidade do fornecimento avalia a duração e a frequência de interrupções no fornecimento de energia elétrica. E, por fim, a qualidade do produto está relacionada aos distúrbios na energia distribuída. Esta dissertação abrange apenas a qualidade do produto, quando citada qualidade de energia elétrica.

Estes distúrbios da energia distribuída estão associados a distorções harmônicas, flutuações de tensão, variações de curta duração na tensão e corrente, variação de frequência e o desequilíbrio da tensão (ANEEL, 2011).

O desequilíbrio da tensão é o desvio máximo da média das correntes ou tensões trifásicas, dividido pela média das correntes ou tensões trifásicas. Já as flutuações de tensão são usualmente causadas por cargas industriais, e podem ocasionar, em sistemas de iluminação incandescente, o surgimento do fenômeno conhecido como cintilação luminosa (*flicker*) (ANEEL, 2011). A cintilação luminosa consiste na oscilação em baixa frequência da intensidade luminosa. Este fenômeno em geral produz desconforto aos seres humanos, podendo, inclusive, causar náusea, tontura, cansaço exacerbado, além de desencadear episódios epiléticos em indivíduos com epilepsia fotossensível (Wilkins, Veitch e Lehman, 2010).

Os avanços tecnológicos que a sociedade vem experimentando, geralmente, têm por base o silício. O desenvolvimento da microeletrônica possibilitou inacreditáveis avanços em diferentes áreas como telecomunicações, automação, entretenimento, enfim todo um arcabouço de opções que permite que todas as pessoas possam estar conectadas. Contudo, as redes de distribuição de energia elétrica, usualmente, operam em corrente alternada, e os circuitos eletrônicos em corrente contínua. Para compatibilizar o fornecimento de energia da rede elétrica aos mais diversos sistemas eletrônicos é necessário o emprego de fontes de alimentação. Uma porção considerável

das fontes de alimentação comutadas ou “fontes chaveadas” (do inglês – *switch mode power supplies* – SMPS) são compostas por um retificador em ponte completa, conectado a um capacitor eletrolítico de elevado valor de capacitância e tensão e, conseqüentemente, volumoso. Este retificador não controlado é então conectado, em cascata, a um conversor estático de potência. Esta configuração que é conhecida como *off-line* SMPS resulta em elevada injeção de conteúdo harmônico de corrente na rede elétrica comercial, o que não é desejável. O conteúdo harmônico pode ocasionar diversos efeitos colaterais à rede elétrica comercial e aos equipamentos a ela ligados (Barbi e Martins, 1998), como:

- Elevação dos reativos, o que exige um maior volume dos elementos do circuito, o que, conseqüentemente, eleva o custo do mesmo.
- Elevação do valor eficaz da corrente de entrada, o que gera perdas adicionais nos semicondutores dos conversores estáticos de potência, assim como no sistema de distribuição e no sistema de transmissão de energia.
- Elevação a probabilidade da ocorrência de fenômenos de ressonância, os quais podem ocasionar sobretensões;
- Ocorrência de erros em equipamentos de proteção e medição;
- Ocorrência de interferência eletromagnética em cargas próximas, como sistemas de controle e comunicação;

Visando regular o conteúdo harmônico na corrente de entrada, foi criada a norma internacional IEC EN 61000-3-2 (IEC EN 61000-3-2 2014), utilizada, principalmente, na Europa. No Brasil, a ABNT através da NBR 5422 recomenda o uso da IEC 61000-3-2 Classe C que estabelece limites para emissão de harmônicos para correntes nominais inferiores a dezesseis ampères por fase ($I < 16 \text{ A/fase}$). Há ainda a norma internacional, CISPR 15 (CISPR 15, 2013), a qual regula as emissões eletromagnéticas (do inglês – *electromagnetic interference* – EMI) em dispositivos de iluminação.

O conteúdo harmônico da corrente de entrada de um dispositivo conectado à rede elétrica pode ser medido através da Distorção Harmônica Total (*DHT* ou em inglês – *total harmonic distortion* – *THD*), que consiste da raiz da razão do somatório do quadrado dos valores eficazes das componentes harmônicas da corrente de entrada do dispositivo, com exceção da componente fundamental, pelo valor eficaz da componente fundamental, como pode ser visto na equação (1)

$$DHT = \sqrt{\frac{\sum_{h=2}^{\infty} (i_{(h)ef})^2}{i_{(1)ef}^2}} \quad (1)$$

onde h é a ordem da componente harmônica da corrente e $i_{(n)ef}$ o valor efetivo da harmônica de ordem n da corrente. A frequência fundamental ($i_{(1)ef}$) da corrente é a componente de primeira ordem da corrente, e aquela que possui o valor mais elevado.

As componentes harmônicas estão intimamente associadas ao Fator de Potência (FP ou em inglês – *power factor (PF)*), o qual representa a relação entre a potência ativa (em watts) e a potência reativa ou aparente (em volts-ampères), segundo a equação (2)

$$FP = \frac{P(W)}{S(VA)} \quad (2)$$

onde P é a potência ativa e S a potência aparente. Nos circuitos lineares esta relação pode ser expressa pelo ângulo entre a tensão (v) e a corrente (i), como mostra a equação (3)

$$FP = \cos(\phi) \quad (3)$$

onde ϕ é o ângulo entre a tensão e a corrente. Este fator representa a porcentagem de potência aproveitada para realizar um trabalho. Portanto, o FP ideal é um, o qual apenas pode ser obtido quando as formas de onda da tensão e da corrente são senoidais e estão em fase entre si. Ademais, as componentes harmônicas de corrente com frequência diferente da fundamental não resultam na produção de trabalho. Isto se justifica, assumindo que a tensão da rede seja senoidal pura, com base no teorema de Parseval, segundo o qual, a potência média de um sinal periódico é igual à soma das potências médias de seus componentes de Fourier. Assim, embora as fontes chaveadas contribuam para o melhor aproveitamento de energia, sendo consideravelmente mais eficientes que as fontes lineares, baseadas em divisores de tensão, estas introduzem componentes não lineares no sistema, o que eleva o conteúdo harmônico deste, reduzindo seu FP . Dessa forma, a relação entre FP e DHT é expressa pela equação (4), na qual é possível observar que, para obtenção de FP unitário, é necessário que a DHT seja nula.

$$FP = \frac{\cos(\phi_1)}{\sqrt{1 + DHT^2}} \quad (4)$$

onde ϕ_I é o ângulo entre a forma de onda das frequências fundamentais da tensão e da corrente.

2.2. Pré-Reguladores de Fator de Potência

Algumas soluções foram propostas para resolver problemas de qualidade de energia elétrica em *drivers* de LEDs. Visando a redução *DHT*, há basicamente duas maneiras: a passiva, que consiste no uso de filtros passa-baixa passivos, e a ativa. A principal diferença entre estas abordagens está nos elementos chaveados, os quais estão presentes somente nas soluções ativas (conversores estáticos), as quais permitem a redução do volume dos elementos passivos (Wal e Jackson, 1997). As soluções ativas são conhecidas como Pré-reguladores de Fator de Potência Ativos (PFP ou, em inglês, *active power factor correctors* – APFC ou *power factor correctors* – PFC como é mais usual). Os PFPs atingem seu objetivo através do controle do conversor estático de forma a alterar a interação entre a fonte de energia e o conjunto formado pelo *driver* e pela carga. Os PFPs cumprem esta tarefa de modo que este conjunto interaja com a rede elétrica como se fosse uma carga resistiva.

A topologia básica de um sistema de alimentação que emprega um conversor PFP é apresentada na Figura 3. Observa-se que um PFP é composto por uma ponte retificadora, além do próprio conversor PFP. Assim como apresentado na Figura 1, um filtro capacitivo (C_o) é conectado entre o conversor e a carga. O sistema possui, ainda, um filtro passa-baixa de segunda ordem em sua entrada, composto pelo indutor de filtro de entrada (L_f) e do capacitor do filtro de entrada (C_f). Este capacitor é deslocado para a saída da ponte retificadora para elevar a eficiência do sistema.

A efetividade de um PFP é medida através dos seguintes parâmetros: *DHT* e *FP*, além da eficiência do conversor. O *FP* é a razão entre a potência real e a potência aparente no circuito. O valor ideal para o *FP* é um, enquanto o *DHT* ideal é nulo. A presença das harmônicas no circuito, além de reduzir o *FP*, compromete o funcionamento de outros equipamentos conectados ao mesmo ponto de energia; possibilita sobretensões; provoca interferência eletromagnética em cargas próximas; provoca erros em equipamentos de proteção e medição; eleva as perdas comutativas; e eleva a corrente do condutor neutro em sistemas trifásicos. Por todas estas razões, a injeção de conteúdo harmônico no sistema deve ser evitada. Dessa forma, é desejável a obtenção de um *FP* máximo e de um *DHT* mínimo, o que culmina no comportamento resistivo do circuito do PFP e da carga em relação à rede elétrica. Para obter um *FP*

ideal, a corrente de entrada do *driver* da lâmpada LED precisa estar em fase com sua tensão de entrada, além de não apresentar qualquer conteúdo harmônico.

Historicamente, o primeiro PFC foi baseado no conversor elevador de tensão, porque este possui uma característica de fonte de corrente. Entretanto, todos os conversores estáticos básicos podem servir como PFPs. Cada um dos quais oferece uma combinação diferente de características elétricas nas suas entradas e saídas que favorecem diferentes aplicações. Por exemplo, o conversor elevador não possui uma versão isolada e a sua tensão de saída é sempre maior que a de entrada. Enquanto, o conversor redutor não drena a corrente da rede elétrica de forma contínua, uma vez que este não absorve energia da rede enquanto a tensão desta é inferior à tensão na saída deste conversor. O conversor *flyback* é o mais popular para a maioria das aplicações de baixa potência (Hu, Huber e Jovanović, 2012), por ser uma topologia de potência relativamente simples.

2.3. Modos de Condução e Estratégias de Controle para PFPs

Os conversores estáticos operam tipicamente em um destes três modos: MCD, MCC e o Modo de Condução Crítica (MC_{crit}). Nos conversores estáticos com apenas um indutor, a forma de onda da tensão neste elemento define o modo de condução em que o conversor opera. Então, no MCC e no MC_{crit} os conversores estáticos apresentam dois estágios de operação, enquanto, no MCD estes manifestam três estágios de operação, sendo que no terceiro estágio a corrente no indutor é mantida nula. Enquanto que, no MCC a corrente que flui através do indutor nunca se anula. O MC_{crit} se caracteriza por ser o limite de operação entre os modos de condução contínua e descontínua. Conseqüentemente, no MC_{crit} , o indutor descarrega sua energia completamente a cada período de chaveamento, como no MCD, porém, imediatamente, após a descarga, a chave principal do conversor volta a conduzir, iniciando um novo ciclo e carregando novamente o indutor. Considerando o conversor Zeta, o qual possui dois indutores, é possível realizar uma análise equivalente para a identificação dos modos de condução. Para tanto, é suficiente a observação da forma de onda resultante da soma das correntes do interruptor (S) e do diodo (D).

Cada modo de condução possui características particulares. Por exemplo, as perdas por condução nos semicondutores são minimizadas quando o conversor estático opera no MCC. Isto ocorre, pois neste modo de operação, as perdas ôhmicas decorrentes do valor eficaz das correntes que circulam pelos semicondutores do conversor são

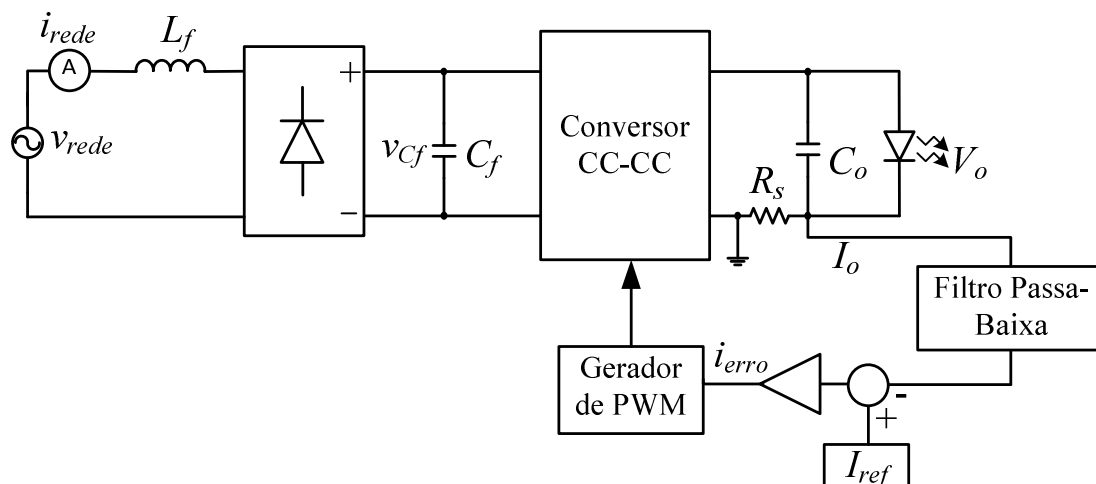
reduzidas, já que o valor eficaz destas é menor no MCC. Além disso, o ganho estático de tensão do conversor não depende da carga. Entretanto, usualmente, este apresenta comportamento não linear relacionado à razão cíclica. Por outro lado, na operando-se no MCD, o ganho estático de tensão do conversor está sujeito à carga, e, é linearmente dependente do ciclo de trabalho. Infelizmente, as perdas de condução são maiores no MCD do que no MCC, uma vez que no MCD os valores eficazes das correntes nos semicondutores são mais elevados, conforme relatado por alguns autores (Lamar, et al. 2013), (Lamar, et al. 2009) e (Zhang, Zhang e Ma, 2012). Usualmente, a principal vantagem da operação no MCD em relação ao MCC é a possibilidade de controlar o PFP utilizando razão cíclica constante (Wei e Batarseh, 1998). Por estas razões a operação no MCS se mostra uma opção bastante interessante para o conversor Zeta atuando como PFP, uma vez que simplifica em muito o circuito de controle do conversor, em relação ao MCC e permite a redução das correntes eficazes nos semicondutores, em relação ao MCD.

Os controladores mais usuais para PFPs são, essencialmente, os seguintes: o seguidor de corrente (ou tensão), o controlador de modo de condução crítica, o método baseado no multiplicador, o controlador baseado na histerese, o controlador de um único ciclo (do inglês – *one cycle control* – OCC) e a abordagem do controlador de pico de corrente. O objetivo básico destes controladores é preservar a tensão ou a corrente de saída controlada, e, ao mesmo tempo, assegurar o comportamento senoidal da forma de onda da corrente de entrada.

O controlador seguidor é, sem dúvida, o mais simples dos controladores, voltados ao controle de PFPs. Estes controladores são usualmente empregados para conversores projetados para operar no MCD. O controle seguidor consiste em uma malha de controle, cujo objetivo é a manutenção de uma variável de controle em um valor constante independente de variações na carga ou na rede elétrica. Deste modo, o controlador seguidor produz uma razão cíclica constante na ausência destas variações. Deste modo, permitindo a adaptação do sistema a qualquer perturbação, independentemente da sua origem, a qual pode estar na fonte de energia que alimenta o conversor ou na carga deste. Este controlador utiliza apenas uma malha fechada com a realimentação da variável de saída para controlar esta e manter o conversor operando em MCD (Lamar, et al. 2013). Este controlador pode ser aplicado para conversores da família *flyback* (*flyback*, Redutor-elevador, Ćuk, SEPIC e Zeta) (Barbi, Martins e Campos, 1996), resultando em uma forma de onda puramente senoidal para a corrente

de entrada, quando estes conversores trabalham no MCD. Além disso, os conversores elevador e redutor podem ser controlados pelo seguidor. Para tanto, porém, se aceita a introdução de uma baixa distorção na forma de onda da corrente de entrada destes conversores. O controlador seguidor pode ser aplicado tanto para o controle da corrente de saída como da tensão de saída. Este último pode ser chamado de VFC (do inglês – *voltage follower controller*) (Lamar, et al. 2009). A Figura 7 apresenta a topologia analógica básica de um controlador seguidor de corrente, considerando um LED como carga. Preferiu-se a apresentação do controlador seguidor de corrente, pois este é mais interessante para o controle de uma luminária LED. Para a utilização do controlador seguidor de corrente acrescenta-se um resistor *shunt* (R_s) ao circuito do PFP.

Figura 7 – Topologia básica de um controlador seguidor de corrente analógico atuando sobre um conversor PFP.



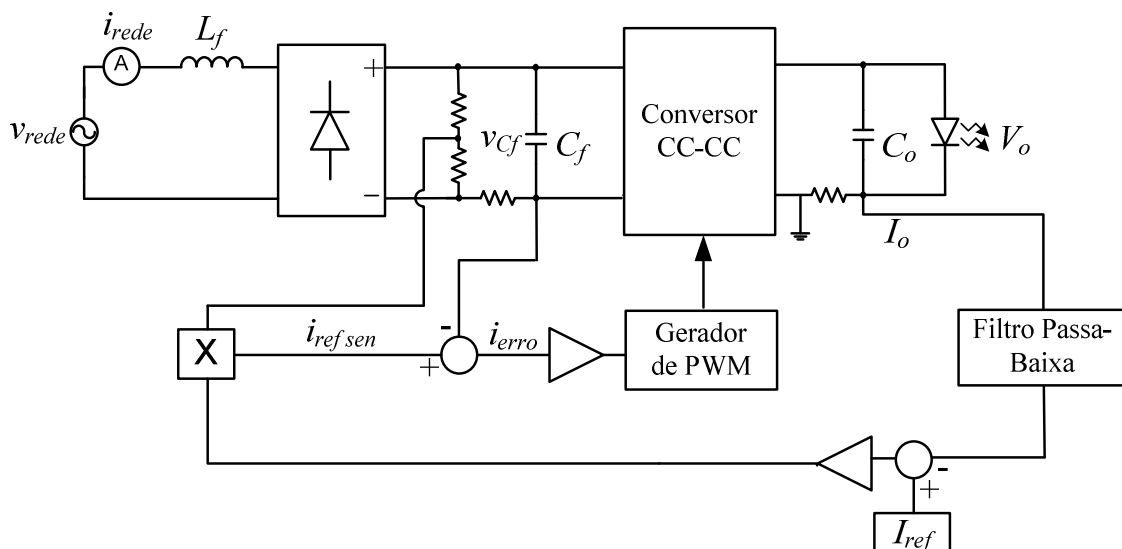
Fonte: O autor (2014).

No controlador de modo de condução crítica (dos Reis, Antunes e Sebastián, et al. 1997), o tempo de condução da chave é mantido constante. Depois de transcorrido este tempo, a chave é bloqueada. Nesta abordagem, a corrente do diodo é monitorada continuamente e, quando esta é reduzida à zero, a chave é, novamente, acionada. Para permitir que o sistema seja controlado, utiliza-se uma malha fechada de tensão e ajusta-se o tempo de chaveamento. No MC_{crit} os estresses de corrente nos semicondutores são levemente reduzidos em relação à operação de um conversor no MCD, uma vez que seus valores efetivos são reduzidos. Este controlador modula a chave em frequência (do inglês – *frequency modulation* – FM), já que a condução do diodo varia de acordo com o padrão da forma de onda da tensão da rede de energia. Isto resulta no deslocamento do espectro harmônico da corrente de entrada para altas frequências, porém com

amplitudes reduzidas em relação à operação no MCD. Portanto, operar conversores no MC_{crit} resulta na redução do filtro de interferência eletromagnética, EMI, em relação à operação no MCD.

O uso do controle por multiplicador (Lamar, et al. 2013), (Lamar, et al. 2009) permite a utilização de quase todos os conversores como PFPs ideais em qualquer modo de condução (MCD ou MCC). A abordagem de controle baseada no componente multiplicador analógico utiliza este componente para gerar a forma de onda de referência para a corrente de entrada do PFP em uma realimentação que fecha malha de controle, mantendo a tensão de saída do conversor no valor desejado. Desse modo, o controlador pode alterar o tempo de condução do interruptor principal, de forma a impor uma forma de onda senoidal à corrente de entrada do PFP. Esta técnica de controle usa, também, uma malha externa de realimentação da tensão de saída, visando estabelecer uma amplitude de referência para a forma de onda da corrente de entrada, que é usada pela malha interna de controle para a geração do ciclo de trabalho. Uma vez que a técnica baseada no multiplicador analógico incrementa o custo e a complexidade do sistema de controle, sua aplicação se restringe a aplicações de alta qualidade e maior custo. A Figura 8 apresenta o controle baseado no multiplicador analógico atuando sobre um sistema de alimentação PFP.

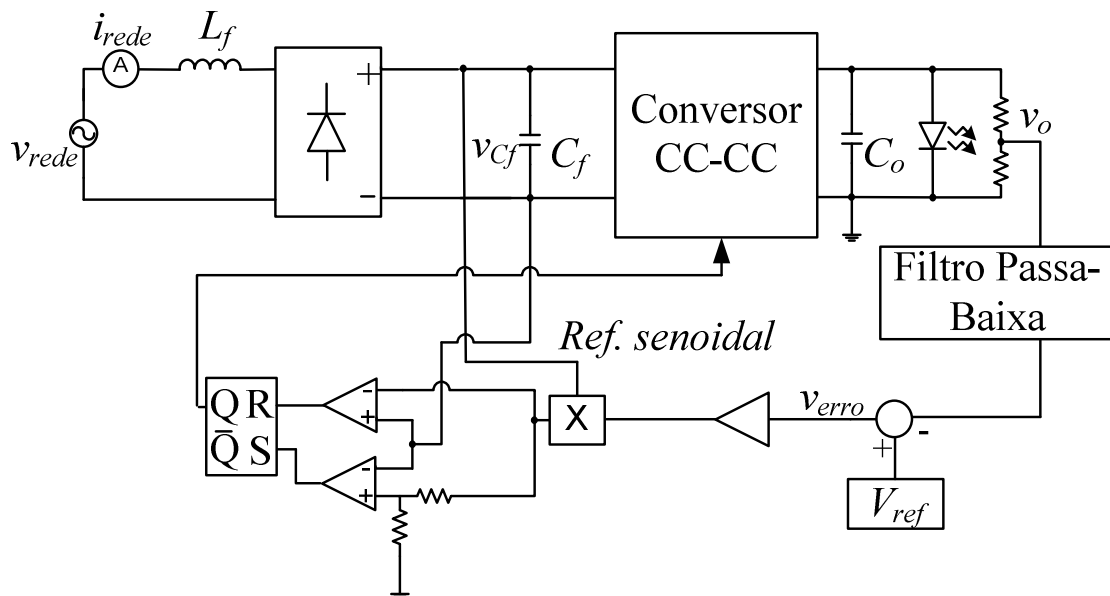
Figura 8 – Topologia básica de um controlador baseado no multiplicador analógico atuando sobre um sistema PFP.



Fonte: O autor (2014).

A técnica de controle de conversores por histerese (Miftakhutdinov, 1999), apresentada na Figura 9, usa modulação por frequência variável, o que contribui para uma rápida resposta transitória. Contudo, este método possui desvantagens na inicialização e nas condições de perturbação da carga (Ka-Sing Leung e Chung, 2005). Este controlador altera o estado de condução da chave principal, quando necessário para manter a corrente de entrada do conversor dentro da faixa de histerese, garantindo a desejada forma de onda senoidal da corrente de entrada. A Figura 9 apresenta um circuito analógico que utiliza a técnica de controle por histerese aplicada a um sistema de alimentação PFP. Este circuito utiliza um componente multiplicador para adequar o sinal do erro da tensão à referência, que consiste de uma onda senoidal retificada. O sinal gerado pelo elemento multiplicador é, então, transmitido a dois amplificadores operacionais que, funcionando como comparadores, estabelecem os limites máximo e mínimo do sinal de controle. Este último é gerado através de um *flip-flop*, o qual passa a transmitir um sinal positivo, através da saída *Q*, quando o sinal advindo do elemento multiplicador, após ser adequado através de um divisor de tensão, é maior que a referência. O *flip-flop* cessa a transmissão do sinal de controle quando a referência passa a ser maior que o sinal emitido pelo componente multiplicador.

Figura 9 – Topologia básica de um controlador baseado em histerese analógico atuando sobre um sistema PFP.

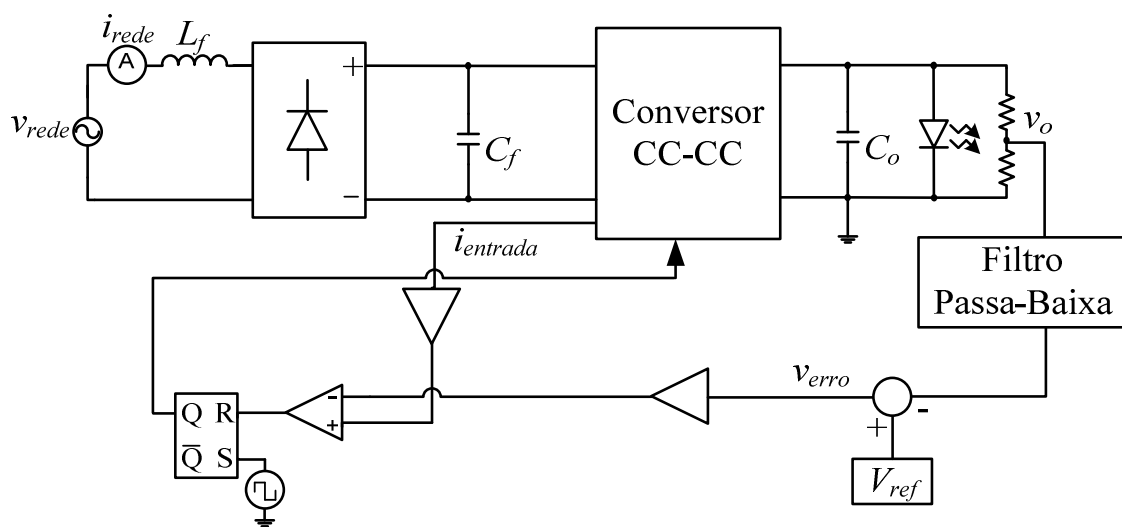


Fonte: O autor (2014).

O controle por corrente de pico (E. Najafi, A. Vahedi e A. Mahanfar, et al. 2008), impõe ao conversor um limite, ao qual o controlador impede que a corrente de

entrada transponha a cada ciclo de comutação. Este limite é determinado de acordo com o estado da tensão de saída e da corrente de entrada a cada período de comutação. Este controlador, apresentado na Figura 10, possui a mesma malha de controle externa para adequar a tensão de saída aos níveis desejados que os métodos de controle de PFPs descritos anteriormente. Contudo, este controlador possui ainda uma malha interna de corrente, responsável por manter a corrente de entrada no limite estabelecido a cada comutação (E. Najafi, A. Vahedi e A. Mahanfar, et al. 2008).

Figura 10 – Topologia básica de um controlador por corrente de pico analógico atuando sobre um sistema PFP.

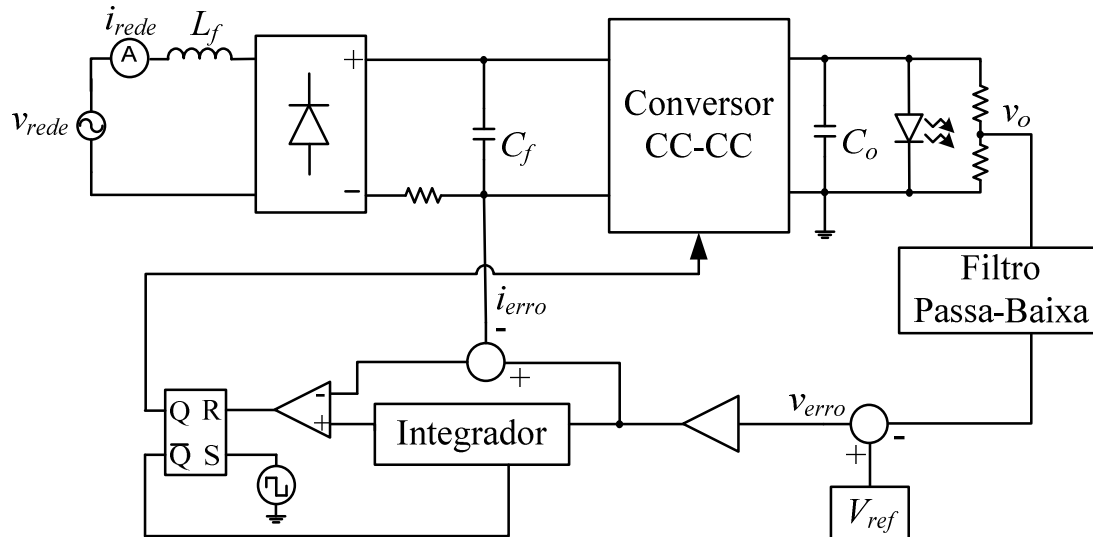


Fonte: O autor (2014).

A técnica de controle OCC básica (Ćuk e Smedley, 1995), consiste no sensoriamento da tensão de saída do conversor e na aplicação deste sinal em um integrador, o que resulta em uma forma de onda de uma rampa ascendente na saída deste componente. Quando o valor desta rampa alcança a tensão de referência, o interruptor é desligado. A principal vantagem do OCC está em sua resposta dinâmica, que é muito rápida, uma vez que, as magnitudes elétricas monitoradas são atualizadas a cada ciclo, não retendo memória dos dados adquiridos no período anterior. A aplicação deste controlador em um PFP inclui um somador adicional, o qual é responsável por adaptar o conversor à forma de onda senoidal da entrada, como visto na Figura 4. Como o OCC foi desenvolvido para o controle de conversores CC-CC, ao invés de PFPs, sua aplicação nem sempre resulta em um PFP ideal. Por exemplo, esta desvantagem foi relatada por (Soldano e Brown, 2005) para conversores da família *flyback*. Outros

autores, também, contribuíram para esta questão, propondo soluções alternativas (Lai e Smedley, 1998) (Sun, 2004) (Hu, Huber e Jovanović 2012). A Figura 11 apresenta um OCC analógico alterado para atuar em um sistema de alimentação PFP, conforme descrito por (Soldano e Brown, 2005).

Figura 11 – Controle OCC aplicado a um sistema PFP.

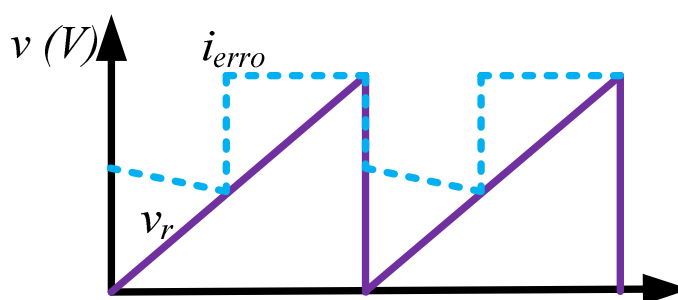


Fonte: O autor (2014).

Neste circuito, assim como nos controladores apresentados anteriormente, há uma malha externa de controle da tensão de saída. Após o sinal do erro da tensão (v_{erro}) ser adequado aos níveis da corrente de entrada, este é transmitido ao somador que calcula o erro da corrente (i_{erro}), que representa o ajuste que a razão cíclica deverá sofrer em função da posição atual em relação à onda senoidal retificada. O sinal v_{erro} é, simultaneamente, transmitido ao integrador, componente característico do OCC. O sinal do erro da tensão integrado (v_r) forma uma rampa, que é, então, comparada à i_{erro} , através de um comparador analógico, como apresenta a Figura 12. Este componente transmite um sinal positivo quando o sinal v_r possui um valor superior ao apresentado por i_{erro} . O *flip-flop RS* tem por função gerar o sinal cíclico que ativa e desativa a chave do conversor. Este componente passa a transmitir um sinal positivo, por sua saída Q , após ser ativado por um *clock*, cuja frequência é constante e pré-determinada de acordo com o projeto. O sinal positivo enviado pelo comparador indica ao *flip-flop* o momento em que este deve interromper a transmissão do seu sinal de saída. A saída \bar{Q} é o inverso binário de Q , e tem por função enviar um sinal que desliga o integrador, ao mesmo

tempo em que, a chave do conversor é bloqueada. Dessa forma, a informação retida no integrador é esquecida e este está apto a repetir sua função no próximo período. Observa-se que, na Figura 12, após o desligamento da chave, há uma elevação instantânea do sinal i_{erro} , o que se deve a corrente de entrada ser anulada em conversores onde a abertura da chave bloqueia a condução da corrente de entrada. Salienta-se que este comportamento seria diferente para conversores nos quais desativar a chave resulta na condução da corrente de entrada.

Figura 12 – Sinais recebidos pelo comparador analógico do controlador OCC adaptado para atuar sobre PFPs.



Fonte: O autor (2014).

A técnica OCC apresenta dificuldades para o controle de controle de PFPs baseados em conversores da família *flyback* (*flyback*, Zeta, SEPIC e Ćuk). Diversas estratégias contornar estas dificuldades, dentre as quais se destaca aquela desenvolvida por, que consiste em substituir a rampa linear v_r por uma rampa exponencial, conforme (Lamar, et al. 2009). Esta estratégia foi aplicada a um PFP baseado no conversor Zeta de forma inédita em (Pedrollo, et al. 2014).

2.4. Estudo de Caso: A Luminária LED

Esta seção apresenta uma breve discussão sobre a relevância da tecnologia dos LEDs e da pesquisa e desenvolvimento de conversores estáticos para seu acionamento. Ademais, descrevem-se as características desejadas em seu circuito de acionamento, também conhecido como *driver*. Assim como, as exigências impostas pela norma brasileira NBR 16026 e pela norma internacional IEC EN 61000-3-2 para sistemas de iluminação. A NBR 16026 regula atributos importantes para o desenvolvimento do circuito de acionamento para luminárias LED, dentre os quais se destacam a máxima

ondulação que a corrente de saída do *driver* pode apresentar ($\pm 10\%$) e a máxima variação de saída da tensão e da corrente em regime de operação ($\pm 10\%$).

Atualmente, há uma importante preocupação com a preservação do meio ambiente, o que instiga o desenvolvimento de novas tecnologias, menos poluentes, para geração de energia. Embora as fontes de energia renováveis de energia sejam mais atraentes do ponto de vista ambiental do que as tradicionais, em maior ou menor grau, a produção de energia sempre pode induzir a algum dano ambiental. Por exemplo, a utilização da energia hídrica, embora muito eficiente, pode causar alterações de grandes proporções no ambiente de onde é extraída, podendo prejudicar populações humanas, animais ou/e vegetais. Já o uso de energia eólica pode dificultar a migração de pássaros, além de poder afetar o fluxo das correntes naturais de ar. Embora a geração de energia solar esteja se tornando uma alternativa economicamente viável, a produção dos painéis solares pode gerar lixo ambiental. No entanto, ressalta-se que as fontes de energia alternativas são menos poluentes do que as fontes não renováveis.

Portanto, a preservação adequada do meio-ambiente requer, também, o aproveitamento eficiente da energia produzida, assim, evitando desperdícios. Neste sentido, o estudo de caso desenvolvido neste trabalho contribui com a preservação do meio ambiente. Para tanto, desenvolveu-se um conversor estático com alto fator de potência para o acionamento de uma luminária empregando diodos emissores de luz de potência (*Power LED*). Ressalta-se que o LED é um dispositivo eficiente no processo de conversão de energia elétrica em energia luminosa.

2.4.1. Conceitos de iluminação

Existem diversas formas de se medir as características de uma determinada fonte de luz. Algumas estão ligadas à eficiência energética da fonte de luz, outras à qualidade da luz entregue pela fonte. Embora algumas das características apresentadas nessa seção sejam empíricas, estas são apresentadas devido à sua ampla utilização na indústria.

O fluxo luminoso é a quantidade total de luz emitida por uma fonte, a qual é medida em lumens (lm). O fluxo luminoso está intimamente relacionado à iluminância (lux), pois esta representa a medida do fluxo luminoso que incide sobre uma superfície a certa distância da fonte de luz. Esta grandeza pode ser medida através de um luxímetro, além de considerar somente a luz devidamente orientada em certo ponto. A iluminância é, também, conhecida como nível de iluminação. A *American National Standards Institute* (ANSI) estabeleceu como padrão um procedimento para a quantificação do

fluxo luminoso através de um luxímetro, como o apresentado pela Figura 13. Este procedimento consiste em realizar uma média de diversas medidas do fluxo em diferentes posições.

Figura 13 – Exemplo de luxímetro.



Fonte: <http://www.minipa.com.br/5/20/Minipa-Luxímetros> (2012).

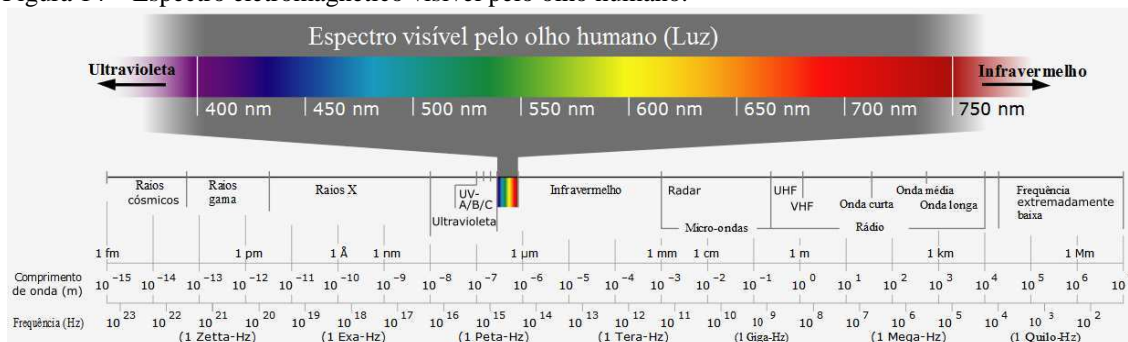
A eficiência, ou eficácia, luminosa (lm/W) é a relação entre o fluxo luminoso emitido e a potência elétrica necessária para produzi-lo. Esta medida é amplamente utilizada na indústria, pois expressa a quantidade de energia gasta por uma luminária na produção de luz.

A intensidade da luz é medida em candelas (cd). Enquanto que o fluxo luminoso considera a luz emitida para todas as direções, a intensidade da luz mede a quantidade de luz emitida em uma determinada direção. Para uma fonte luminosa que emite luz igualmente em todas as direções o fluxo luminoso equivale ao produto entre 4π e a intensidade luminosa.

O comprimento de onda de uma radiação eletromagnética determina suas propriedades. Os padrões de comportamento destas radiações podem ser divididos em faixas de acordo com o comprimento, ou a frequência, de sua onda. A estas faixas dá-se o nome de espectros. O espectro eletromagnético consiste do conjunto total dos comprimentos de onda. Há um dos espectros de comprimentos de onda em que as radiações são visíveis para o olho humano. No espectro visível, como é chamado, cada comprimento de onda corresponde a uma cor distinta. O intervalo, do espectro visível, consiste dos comprimentos entre, aproximadamente, 380 nm e 780 nm, os quais correspondem às cores violeta e vermelha, respectivamente. As radiações no espectro de radiações com comprimento de onda um pouco superior a este intervalo são chamadas infravermelhas. As radiações no espectro com comprimento de onda imediatamente inferior ao visível são chamadas ultravioletas (UV). A Figura 14 apresenta o espectro eletromagnético com ênfase no espectro visível a olho nu. Cabe ressaltar que, o

comprimento de onda de uma onda eletromagnética pode ser alterado por meio da refração ou da reflexão. Entretanto, esta transformação consome uma porção da energia desta onda.

Figura 14 – Espectro eletromagnético visível pelo olho humano.



Fonte: http://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/8/8d/Espectro_eletromag.svg (2007).

A reprodução de cores de uma lâmpada é medida por uma escala denominada índice de reprodução de cores (IRC). O IRC compara a similaridade do espectro de cores refletido por um objeto com a reflexão da luz natural do sol a partir deste objeto. Ressalta-se que o IRC varia em uma escala entre zero e cem, sendo que IRC 100 equivale à luz solar. O IRC é um índice não determinístico, calculado com base na avaliação estatística das impressões de seres humanos que visualizaram a incidência da luz de determinada fonte sobre um objeto. Desta forma, uma maior similaridade entre a iluminação conferida e a luz do sol, quanto às cores do objeto avaliado, corresponde a um IRC maior.

A temperatura de cor, medida em kelvin (K), é uma grandeza que determina a aparência da luz quanto à coloração do fluxo luminoso, como referência a luz branca emitida pelo sol corresponde a 5800 K (Pinto, et al. 2008). Uma temperatura de cor alta corresponde a um fluxo luminoso de luz com tonalidade clara. Já as fontes de luz com baixas temperaturas de cor emitem um fluxo luminoso amarelado. Embora a temperatura de cor varie entre estas fontes de luz, sua avaliação não é direta, pois diferentes aplicações podem ser beneficiadas com diferentes temperaturas de cor. O tom do fluxo luminoso produz efeitos no corpo humano, as quais variam de acordo com a coloração deste fluxo. Desta forma, um fluxo amarelado produz sensações relaxantes, enquanto que uma luz embranquecida é estimulante àqueles que a observam. Ressalta-se que a temperatura de cor independe do IRC (Pinto, 2008).

O tempo de vida de uma lâmpada é a média aritmética do tempo de duração (em horas) de diversas amostras de uma lâmpada específica, que são avaliadas através de ensaios. Estes ensaios consistem em manter estas amostras ativas de modo a verificar o tempo de duração médio destas, quando ligadas permanentemente.

2.4.2. Lâmpadas a arco

O desenvolvimento da iluminação através da energia elétrica teve início, em 1810, com uma lâmpada a arco experimental. Porém, as versões comerciais desta lâmpada chegariam ao mercado apenas quarenta anos depois.

As lâmpadas produzem luz a partir de um arco voltaico, o qual possui grande luminosidade. Este arco é produzido entre dois eletrodos de carbono, alimentados por uma potente bateria. Estas lâmpadas foram aplicadas na indústria a partir de 1958 e, posteriormente, para iluminação pública vinte anos depois. Entretanto, as luminárias a arco eram muito potentes, emitindo muita luz, o que limitava sua aplicação.

A Figura 15 apresenta uma luminária a arco, demonstrando a aparência deste dispositivo antes e depois de sua ativação.

Figura 15 – Lâmpada a arco.



Fonte: <http://electricmuseum.com/?p=279> (2014).

2.4.3. Lâmpadas incandescentes

Em 1879, foram desenvolvidas lâmpadas incandescentes, cujo princípio de funcionamento se baseia no aquecimento de um filamento de carbono através da condução de uma corrente elétrica. Estas lâmpadas podem ser fabricadas com uma maior variedade de potências do que suas predecessoras (a arco). No início do século XX, constatou-se que lâmpadas com filamentos de tungstênio exibiam entre três e quatro vezes maior eficiência luminosa do que aquelas com filamentos de carbono

(Harris, 1993). Posteriormente, a adição de gases inertes e o uso de filamentos enrolados incrementou a eficiência destas lâmpadas.

As lâmpadas incandescentes emitem calor (cerca de 90 % da energia consumida) e luz (cerca de 10 % da energia empregada) (Pinto, 2008). Esta proporção era vantajosa para a produção de luz, em relação à iluminação a gás, a qual era uma tecnologia concorrente no final do século XIX (Harris, 1993). Contudo, esta eficiência é muito baixa quando comparada às tecnologias introduzidas no mercado posteriormente. Ademais, o tempo de vida das lâmpadas incandescentes é restringido devido à queima de seu filamento. A Figura 16 apresenta um exemplo de lâmpada incandescente.

Figura 16 – Lâmpada incandescente.



Fonte: <http://lumenhub.com/incandescent-lamps> (2015).

2.4.4. Lâmpadas de descarga

As pesquisas que conduziram ao desenvolvimento das lâmpadas de descarga iniciaram com um estudo em 1710. No entanto, alcançaram o mercado no início do século XX. O princípio de funcionamento destas lâmpadas fundamenta-se na aplicação de uma descarga elétrica sobre um gás ionizado, o qual emite luz ao ser estimulado eletricamente. No início, o gás utilizado era o dióxido de carbono (CO_2) que possuía baixa eficiência luminosa (2-6 lm/W). A descoberta dos gases néon, xenônio, cripton, hélio e argônio possibilitou o desenvolvimento de lâmpadas de descarga de baixa pressão utilizando estes gases. Estas possuíam maior eficiência luminosa, a possibilidade emitir fluxos luminosos com cores distintas, e a possibilidade de adequar estes gases aos diferentes formatos de lâmpadas. As cores eram geradas através da combinação de gases coloridos. Isto incentivou o uso destas lâmpadas para sinais e anúncios, cuja atratividade era desejada. Entretanto, estas lâmpadas possuíam baixo IRC. Os avanços desta tecnologia conduziram à introdução das lâmpadas fluorescentes.

As lâmpadas fluorescentes são lâmpadas de descarga que podem utilizar gases ou vapores metálicos como condutores para gerar radiação eletromagnética e seus tubos

de vidro são cobertos com um filtro. O comprimento de onda da radiação gerada por estas lâmpadas depende do gás utilizado. Uma grande parcela da radiação gerada é UV. Esta é convertida em radiação visível pelo filtro, usualmente de fósforo. Porém, este processo é apenas cerca de 50 % eficiente (Devky, 2006). Ainda assim, as lâmpadas fluorescentes são de três a cinco vezes mais eficientes que as incandescentes, além de apresentarem maior tempo de vida (15000-20000 h). Estas costumam possuir um reator externo, o qual é indesejado do ponto de vista estético. Para solucionar esta questão foram desenvolvidas lâmpadas fluorescentes compactas (LFC) (Pinto, 2008). Porém, as lâmpadas fluorescentes geram poluição ambiental devido aos gases e aos elementos que compõem o filtro serem poluentes. A Figura 17 apresenta a ilustração de uma lâmpada LFC.

Figura 17 – Lâmpada fluorescente LFC.



Fonte: Editado pelo autor de <http://ka-d.deviantart.com/art/3D-compact-fluorescent-lamp-318038505> (2015).

As lâmpadas de descarga podem ser classificadas de acordo com o nível de pressão à qual seus gases são submetidos. Deste modo, há as lâmpadas de baixa e de alta pressão. As primeiras lâmpadas de descarga, as lâmpadas de néon e as fluorescentes são de baixa pressão.

As lâmpadas de descarga de alta intensidade (do inglês – *high intense discharge* – HID) se caracterizam por sua alta eficiência luminosa. Estas são constituídas de eletrodos de tungstênio inseridos em um tubo de quartzo fundido ou de alumina fundida, onde reside o gás a ser incitado eletricamente. Alguns exemplos de lâmpadas HID: Lâmpada de vapor de mercúrio, lâmpada de vapor de sódio, lâmpada de haleto metálico (do inglês – *metal halide* – MH) e as lâmpadas de xenônio.

No início dos anos 1930, as pesquisas sobre lâmpadas de descarga constataram maiores eficiências luminosas na utilização do mercúrio e do sódio como gases

condutores. O uso do sódio resulta em uma maior eficiência luminosa do que o mercúrio. A maior desvantagem do uso do sódio são os menores níveis de IRC na luz produzida (Harris, 1993).

As lâmpadas de sódio de baixa pressão (do inglês – *low pressure sodium lamps* – LPS) possuem grande eficiência luminosa, alcançando 200 lm/W, porém seu IRC é baixo. A alta eficiência está associada a estas lâmpadas produzirem luz amarela quase monocromática, a qual é demonstrada na Figura 18.

Figura 18 – Iluminação pública com lâmpadas de sódio de baixa pressão.



Fonte: <http://darkerview.com/wordpress/?tag=low-pressure-sodium> (2012).

Embora o IRC das lâmpadas de sódio de alta pressão de sódio (do inglês – *high pressure sodium* – HPS) ainda seja baixo, em relação a outras lâmpadas, este é maior do que o produzido pela variante de baixa pressão. As lâmpadas HPS podem alcançar uma eficiência luminosa de 150 lm/W. A principal aplicação das lâmpadas de sódio é a iluminação industrial e pública. As lâmpadas HPS possuem um período significativo da duração de seu estado transitório (*start-up*) ao serem ativadas. A Figura 19 apresenta uma lâmpada HPS, como exemplo.

Figura 19 – Lâmpada HPS.



Fonte: <http://www.edisontechcenter.org/SodiumLamps.html>.

As lâmpadas MH utilizam uma mistura do vapor de mercúrio e gás argônio com haletos metálicos em alta pressão para melhorar o IRC. Haletos metálicos são combinações entre halogênios (flúor, cloro, bromo, iodo ou astato) e metais. O funcionamento destas lâmpadas ocorre após três etapas:

- Primeira etapa: A lâmpada inicia fria. Neste período os haletos metálicos e o vapor de mercúrio estão condensados dentro do tubo de quartzo fundido. Quando a lâmpada é ativada um pequeno arco voltaico entre um eletrodo de inicialização e um dos eletrodos principais é formado. O gás argônio permite a formação deste arco em baixas temperaturas.
- Segunda etapa: O arco inicial vaporiza o mercúrio. Através do vapor resultante um novo arco é formado entre os dois eletrodos principais. Uma vez que há menor resistência neste caminho, a corrente passa a percorrê-lo, abandonando o caminho do eletrodo inicial.
- Terceira etapa: O arco aquece o vapor de mercúrio provocando a dissociação dos haletos metálicos, os quais se concentram nas partes mais frias da lâmpada e se recombina com seus halogênios, impedindo que estes danifiquem a lâmpada.

As lâmpadas MH são utilizadas em faróis de carros, holofotes e iluminação pública. A Figura 20 demonstra a aplicação desta lâmpada a holofotes.

Figura 20 – Lâmpada MH.



Fonte: <http://www.edisontechcenter.org/metalhalide.html>.

Entre as lâmpadas MH se destacam as lâmpadas de iodeto de quartzo de mercúrio (do inglês – *hydrargyrum quartz iodide* – HQI) e as lâmpadas de indução (do inglês – *high efficiency plasma* – HEP). As lâmpadas de HQI são lâmpadas MH que utilizam o iodeto de mercúrio. As lâmpadas HEP são, também, conhecidas como lâmpadas emissoras de plasma (do inglês – *light emitting plasma* – LEP).

As lâmpadas HEP possuem um bulbo de quartzo, no qual são mantidos os haletos metálicos. Porém, nestas lâmpadas não há eletrodos. Estas lâmpadas geram luz a partir de ondas de rádio dirigidas ao interior deste bulbo, as quais produzem calor. Este calor vaporiza os haletos metálicos, deixando-os em seu estado plasmático, o qual emite luz. As lâmpadas HEP possuem maior tempo de vida que as MH, pois não há eletrodos penetrando o bulbo, o qual é completamente fechado. O tempo de vida das lâmpadas HEP costuma alcançar 20.000 h, podendo ultrapassar 40.000 h. Estas lâmpadas possuem um amplo espectro luminoso, sendo a cor do fluxo luminoso emitido resultante da combinação de gases utilizada. As lâmpadas HEP podem ser aplicadas na iluminação pública. A Figura 21 demonstra a aplicação destas lâmpadas para a iluminação de um porto.

Figura 21 – Mastro com lâmpadas LEP (luz azulada) iluminando um porto.



Fonte: <http://www.luxim.com/products/high-mast-lighting> (2014).

2.4.5. Lâmpadas LED

A tecnologia dos LEDs vem sendo desenvolvida desde sua introdução em 1927 (Zheludev, 2007) e têm se tornado cada vez mais eficiente. O primeiro LED a fornecer luz visível o fez na cor vermelha (Winder, 2008). Depois, foram disponibilizados LEDs verdes e amarelos. Porém, somente a introdução dos LEDs azuis de alto brilho (Nakamura, 1994) possibilitou a produção de luz branca através desta tecnologia. Isto foi fundamental para o desenvolvimento da tecnologia das luminárias LED. No início, os LEDs eram utilizados somente como indicadores em equipamentos eletrônicos, visto que podiam ser confeccionados em tamanhos reduzidos. As pesquisas sobre estes dispositivos resultaram em um aumento progressivo de sua eficiência. Isto possibilitou sua introdução na área de iluminação. Além da eficiência, as lâmpadas baseadas em LEDs possuem um grande tempo de vida e um bom IRC, quando comparadas a outras tecnologias de iluminação. A Figura 22 apresenta um exemplo de luminária LED.

Figura 22 – Exemplo de lâmpada LED.

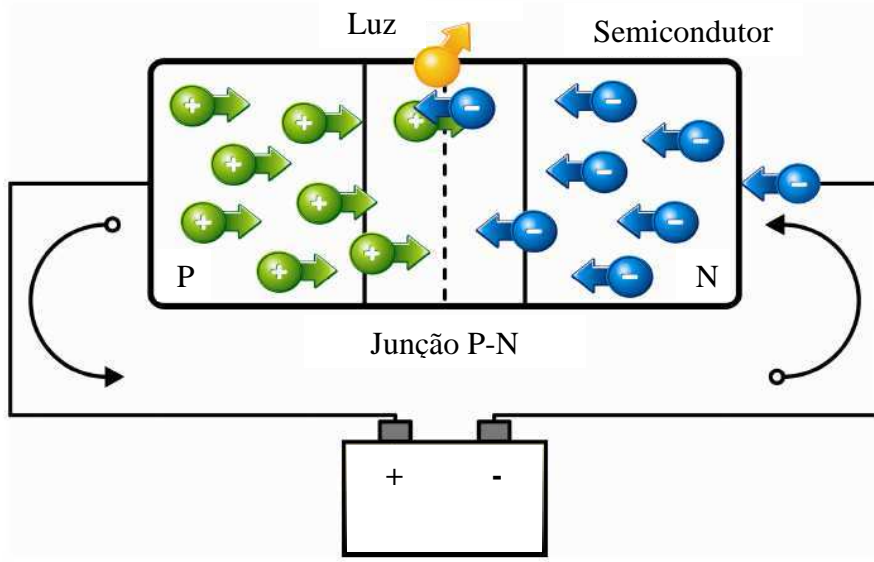


Fonte: <http://www.eneltec-led.com/LED-Lighting-Blog/the-key-dissipation-of-led-led-road-light-technology-light-heat/> (2012).

Os LEDs são diodos que emitem luz ao serem incitados por uma corrente elétrica, através da eletroluminescência. Este fenômeno físico é caracterizado pela emissão de luz como consequência da aplicação de uma fonte elétrica de energia a um determinado material ou a uma substância. Um diodo é formado por um semicondutor dopado positivamente (tipo P) e um semicondutor dopado negativamente (tipo N). Um semicondutor do tipo P possui muitas lacunas nas camadas dos seus prótons, as quais podem ser preenchidas por elétrons. Enquanto que, um semicondutor do tipo N possui excesso de elétrons. Quando um diodo é polarizado diretamente, as lacunas e os elétrons se deslocam em direção à junção entre os semicondutores do tipo P e do tipo N (Pinto,

2008). Nesta junção, estas lacunas são preenchidas por estes elétrons. Este processo necessita e provoca a liberação de energia existente nos elétrons, na forma de calor ou de fótons de luz. Um LED é um diodo cuja energia é liberada por seus elétrons, principalmente, na forma de fótons, ou seja, produzindo luz. Apresenta-se este processo na Figura 23.

Figura 23 – Processo eletroluminescência em um LED.



Fonte: Adaptado de (Pinto, 2008).

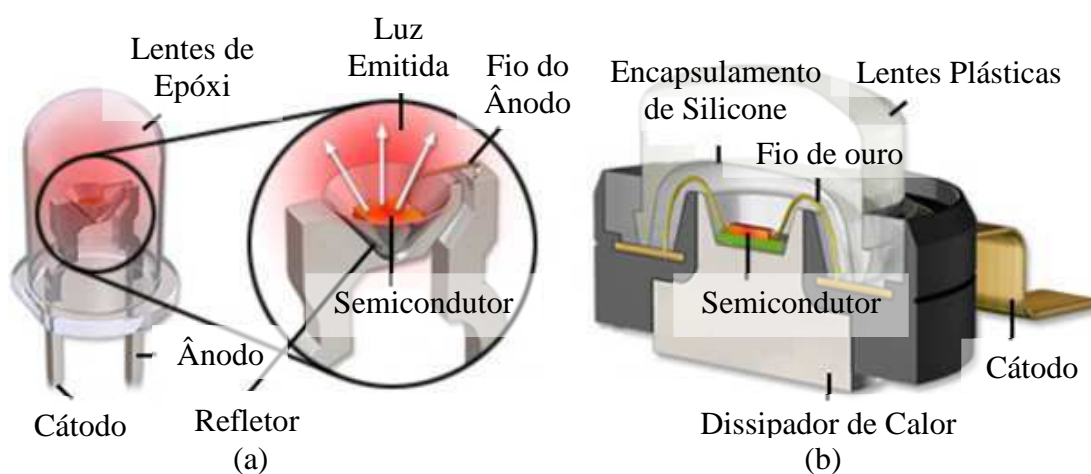
A forma da liberação de energia depende dos materiais utilizados na confecção dos semicondutores. No silício ou no germânio, muito utilizados em diodos e transistores, a maioria da energia é liberada em forma de calor, devido à opacidade desses materiais. No arsenieto de gálio ($GaAs$) ou o fosfeto de gálio (GaP), elementos básicos dos LEDs, a quantidade de fótons emitida é o suficiente para torná-los eficientes fontes de luz.

Na Figura 24 apresentam-se duas arquiteturas populares para a construção de LEDs (a) indicadores e (b) de potência. Nesta figura, observa-se que os LEDs indicadores possuem um invólucro usualmente constituído por uma resina epóxi. Esta resina, além de proteger o LED, atua como uma lente. Os LEDs indicadores possuem ainda um refletor no interior da lente que direciona a luz. A junção P-N do LED de potência, representado na Figura 24 (b), é colocado sobre um dissipador de calor de cobre ou alumínio. O encapsulamento deste dispositivo é uma camada de silicone projetada para direcionar a luz emitida para a lente plástica. Esta montagem dispõe

ainda de uma proteção contra descargas eletrostáticas, a qual consiste de um fio de ouro conectando o cátodo à junção P-N.

A composição dos LEDs determina seu espectro luminoso. Assim estes dispositivos podem produzir desde a radiação ultravioleta até a radiação infravermelha, passando por todo o espectro luminoso. Cada modelo de LED abrange uma determinada faixa de comprimentos de onda, como demonstra a Figura 25. A luz branca pode ser gerada através da combinação de LEDs azuis, vermelhos e verdes (Muthu, Schuurmans e Pashley, 2002). Uma forma alternativa de produzir luz branca é a utilização de uma camada de fósforo sobre a lente de um LED azul. Nesta última, uma porção da luz é refratada pelo fósforo e se transforma em luz amarela. Esta luz amarela se mescla com a porção de luz azul que não sofreu a refração, o que produz luz branca (Pinto, 2008). Alternativamente pode-se utilizar o fósforo para transformar radiação UV, produzida por LEDs fabricados para emitir radiação neste espectro, em luz branca (DenBaars, et al. 2003).

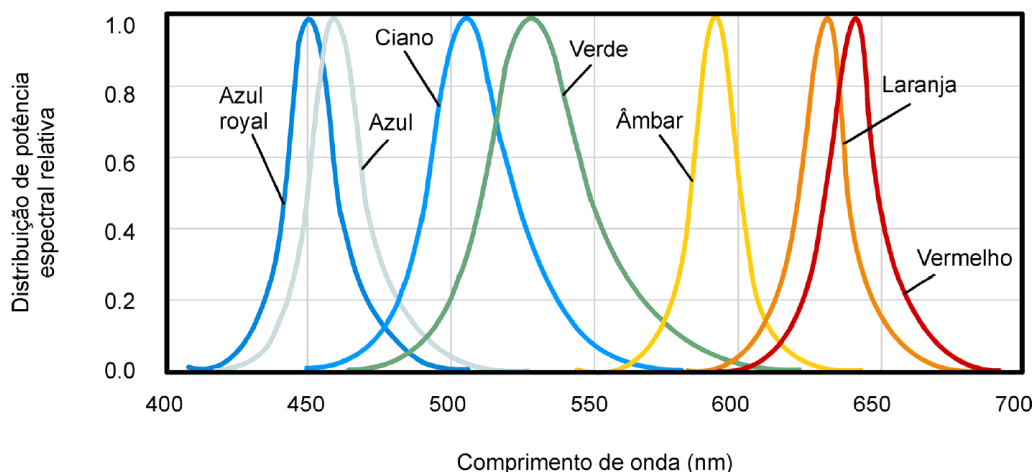
Figura 24 – Arquitetura de LEDs: (a) Indicador e (b) de Potência.



Fonte: <http://zeiss-campus.magnet.fsu.edu/tutorials/leddiagram/indexflash.html>.

No início, os LEDs eram, fundamentalmente, utilizados como indicadores, devido à possibilidade de estes serem extremamente compactos, tendo sido desenvolvidos LEDs coloridos (RGB). À medida que a tecnologia LED foi aperfeiçoada, surgiram as versões de alto brilho (HB-LEDs) e de alta potência mais eficientes que os indicadores, que passaram a ser utilizados para iluminação interna e externa.

Figura 25 – Comprimentos de onda dos diferentes tipos de LEDs.



Fonte: (Pinto, 2008).

Há muitas aplicações para os LEDs como, por exemplo, iluminação de emergência (Calleja et al. 2004), sinalização de trânsito, monitores, visores de aparelhos celulares, *tablets* ou, até mesmo, para propósitos médicos (Moreira, Prado e Campos, 2009).

A substituição das antigas formas de iluminação por LEDs se deve a um conjunto de características destes últimos que lhes confere vantagens em eficiência luminosa, tempo de vida, resistência a choques e vibração (Yang e Yu, 2009). Ademais, os LEDs possuem bom índice de reprodução de cor (IRC) e uma distribuição da luz emitida no espectro de cores conveniente. Já foram desenvolvidas lâmpadas LEDs com tempo de vida de 100 mil horas, IRC 95 % e eficiência luminosa de 200 lm/W (Craford, et al. 2013). Entretanto, LEDs com níveis tão elevados para a eficiência luminosa e para o tempo de vida ainda não estão disseminados no mercado.

A Tabela 1 apresenta um quadro comparativo entre diferentes tipos de lâmpadas, tais como: as LED, as incandescentes, as fluorescentes, as HPS, as LPS, as HQI e as LEP/HEP, sendo estas últimas introduzidas no mercado mais recentemente. Os parâmetros de comparação apresentados nesta tabela são a potência (W), o tempo de vida (h), a temperatura de cor (K), o IRC (%), a eficiência luminosa (lm/W), fluxo luminoso (lm), o custo inicial (R\$) e o custo ao longo do tempo (R\$). Para esta comparação, utilizaram-se lâmpadas disponíveis no mercado brasileiro. Os dados referentes à potência, o tempo de vida, a temperatura de cor, o IRC e a eficiência luminosa foram obtidos junto aos fabricantes. Já o custo inicial de cada lâmpada, no Brasil, foi obtido em distribuidoras e importadoras. Os demais parâmetros foram

calculados a partir destes dados iniciais. Uma vez que as empresas fabricam as lâmpadas avaliadas com diferentes eficiências luminosas e tempos de vida útil, elaborou-se um procedimento para a avaliação do custo total do uso de cada lâmpada.

Deste modo, adotou-se uma situação hipotética, na qual há a necessidade de produção de grande quantidade de lumens (100 mil). Embora o fluxo luminoso por unidade das lâmpadas (ϕ_u) seja bastante distinto, as combinações de mais de uma destas unidades permitem se alcançar aproximadamente 100 mil lm nas lâmpadas analisadas. Estimou-se a operação destas lâmpadas em 70 mil horas, pois este é o tempo da vida útil da lâmpada LED, a qual possui o mais prolongado dentre os tempos de vida útil (t_u) das lâmpadas avaliadas. Considerou-se que as lâmpadas com menor tempo de vida útil seriam substituídas ao fim deste tempo. Então, calculou-se o número de lâmpadas (Q) de cada tecnologia que precisariam ser utilizadas para produzir o fluxo luminoso esperado (ϕ_e) no tempo de operação estimado (t_e). Este cálculo foi realizado a partir da razão entre o fluxo luminoso ϕ_e pelo fluxo produzido por uma lâmpada (ϕ_e / ϕ_u) multiplicada pela razão entre o tempo t_e e o tempo de vida útil de uma lâmpada (t_e / t_u).

O consumo contínuo de potência ao longo de uma hora é igual à quantidade de lâmpadas necessária para produzir o fluxo luminoso esperado em um dado instante. O custo da produção deste fluxo luminoso (R\$) equivale ao produto da taxa imposta pela distribuidora de energia para o consumo contínuo de potência ao longo de uma hora. No período de 02/03/2015 até 18/04/2015, a AES SUL Distribuidora Gaúcha de Energia S/A (AES-SUL) cobrava uma taxa de 0,0004603 (R\$/W h). Então, o custo total para a produção deste fluxo em 70 mil horas (R\$) é o produto do custo inicial pelo número de lâmpadas utilizadas, Q , somado com o custo da produção do fluxo luminoso desejado.

Na Tabela 1, observou-se que as lâmpadas incandescentes (OSRAM CLASSIC A) possuem o mais elevado IRC e o menor custo inicial. Entretanto, o pequeno tempo de vida (de 750 h) e a baixa eficiência luminosa (de 14,5 lm/W) destas lâmpadas resultam em um elevado custo de operação. Assim, o custo total do uso das lâmpadas incandescentes ao longo de 70 mil horas para produzir 100 mil lumens é de R\$ 222.511, o qual é o maior entre os produtos analisados.

As lâmpadas fluorescentes (OSRAM DULUXSTAR® 827) são mais duráveis (de 8.000 h) e eficientes (de 60 lm/W) do que as incandescentes analisadas, conforme apresentado na Tabela 1. Embora o custo inicial das fluorescentes seja significativamente maior, ao longo do tempo, as lâmpadas fluorescentes se mostram

alternativas mais viáveis do que as lâmpadas incandescentes. No caso estudado, o custo total para o uso das lâmpadas fluorescentes foi de R\$ 53.567.

As lâmpadas HPS (Philips SON 250W) possuem um longo tempo de vida (de 30.000 h), uma alta eficiência luminosa (de 110 lm/W) e, conseqüentemente, um reduzido custo total de operação (de R\$ 32.318) nas condições do caso analisado, conforme a Tabela 1. Este fator compensa seu custo inicial (de R\$ 48,50) ser mais elevado que os das lâmpadas incandescentes e fluorescentes.

As lâmpadas LPS (Philips SOX BY22d 1S) possuem um tempo de vida de 18.000 h, o qual é pouco maior do que metade daquele apresentado pelas HPS. Ademais, estas lâmpadas LPS possuem um custo inicial significativo (de R\$ 134). Porém, sua elevada eficiência luminosa (de 176 lm/W) resulta em um baixo custo final para sua aplicação (de R\$ 17.935) no caso estudado, conforme a Tabela 1. Não obstante, estas lâmpadas apresentam um IRC muito reduzido (de 0,1 %), em relação às demais, o que prejudica a distinção de cores em espaços iluminados por estas.

As lâmpadas OSRAM® *PowerStar*® HQI-T apresentam um tempo de vida útil de 12.000 h e uma eficiência luminosa de 76 lm/W, conforme a Tabela 1. A combinação destes fatores com custo inicial de R\$ 75,60 resulta em um custo total de R\$ 40.654. Apesar de este custo total ser consideravelmente superior ao resultante da aplicação das lâmpadas LPS e HPS, o alto IRC (de 90 %) produzido pelas lâmpadas HQI justifica seu uso.

As lâmpadas de indução (LEP/HEP), Pumaluz® LCRI-60, apresentam um alto tempo de vida (de 60.000 h) e uma eficiência luminosa de 60 lm/W. Isto resulta em um custo total de R\$ 54.200. Esta lâmpada possui um IRC de 80 %, como apresentado na Tabela 1.

As luminárias CREE CXB possuem o mais alto tempo de vida útil dentre as lâmpadas presentes neste estudo comparativo, o qual é igual a 70.000 h. A eficiência luminosa desta lâmpada é de 100 lm/W, conforme a Tabela 1. Apesar do alto custo inicial desta lâmpada (R\$ 1280), o custo total de sua aplicação é de apenas R\$ 32.212. Embora o custo da aplicação da luminária LED seja superior ao custo oferecido pelo uso das lâmpadas HPS, o alto IRC da luminária LED a torna uma opção mais interessante quando há a necessidade de distinção entre as cores na área iluminada.

A Figura 26 apresenta duas fotos que permitem a comparação visual entre a imagem de uma rua iluminada por lâmpadas HPS com imagem da mesma rua iluminada por luminárias LED, sendo que ambas as fotos foram obtidas à noite. Nesta figura,

observa-se que as lâmpadas HPS (que possuem um tom mais amarelado) produzem um brilho ofuscante em seu entorno. Observa-se que a iluminação produzida pelas lâmpadas HPS se concentra nas regiões mais próximas de cada lâmpada. Enquanto que as luminárias LED fornecem uma luz mais uniforme. É possível observar, na figura, que a reprodução de cores das lâmpadas LED é superior. Isto ocorre devido ao IRC das lâmpadas LED ser de 80 %, enquanto que o IRC das lâmpadas HPC alcança apenas de 25 %, conforme apresentado anteriormente na Tabela 1.

Tabela 1 – Comparação dos principais parâmetros das fontes de luz.

	Incandescentes	Fluorescentes	HPS	LPS	HQI	LEP/HEP	LEDs
Modelo	Osram Classic A	OSRAM DULUXSTAR® 827	Philips SON 250W	Philips SOX BY22d 1S	OSRAM PowerStar HQI-T	Pumaluz LCRI-60	Cree CXB
Potência (W)	60	20	250	180	250	60	240
Tempo de vida útil (h)	750	8.000	30.000	18.000	12.000	60.000	70.000
Temperatura de cor (K)	2.700	4.000	2.000	1.800	5.500	4.500	5.200
IRC (%)	100	80	25	0,1	90	80	90
Eficiência luminosa (lm/W)	14,5	60	110	176	76	60	100
Fluxo Luminoso (lm)	870	1.200	27.500	31.680	19.000	3.600	24.000
Custo inicial por unidade (R\$)	2	8,90	48,50	134	75,60	70	1280
Nº de lâmpadas (Q)	10695	747	8	12	25	28	4
Custo da produção de ϕ_e em t_e (R\$)	222.325	53.486	32.221	17.400	40.276	54.131	30.930
Custo total (R\$)	222.511	53.567	32.318	17.935	40.654	54.200	32.212

Fonte: O autor (2015).

Enfim, o recente avanço na tecnologia dos diodos emissores de luz (LEDs) oferece uma oportunidade para reduzir o custo energético da produção de luz artificial. Em alguns casos, estes podem ser energizados por baterias, micro geradores de energia, ou ainda por uma combinação de ambos. Contudo, é conveniente que as fontes de luz utilizem a energia da rede elétrica comercial para garantir sua ampla aplicação. O acionamento adequado das luminárias LED necessita de um circuito retificador, para converter a tensão alternada da rede elétrica em corrente contínua, e de um conversor estático CC-CC para limitar o fluxo de potência entre a rede elétrica e a luminária e para limitar o conteúdo harmônico da corrente injetada na rede elétrica. Dessa forma, faz-se necessário o uso de PFPs para acionamento das luminárias LED para garantir a conformidade com as normativas brasileiras e internacionais.

Figura 26 – Comparação visual entre a iluminação fornecida por luminárias (a) HPS e (b) LEDs.



(a)

(b)

Fonte: <http://nofilmschool.com/2014/02/why-hollywood-will-never-look-the-same-again-on-film-leds-in-la-ny>.

2.4.6. Modelagem elétrica dos LEDs

Uma vez que os LEDs são diodos, estes dispositivos podem ser modelados segundo a equação de Shockley, a qual é apresentada na equação (5). Esta equação descreve a relação entre a tensão e a corrente da junção P-N (i_{p-n} e v_{p-n} , respectivamente) (Haigang, Dougal e Chulian, 2005).

$$i_{p-n} = I_{sat} \left[\exp \left(\frac{v_{p-n}}{\eta_{LED} V_T} \right) - 1 \right] \quad (5)$$

Nesta equação I_{Sat} representa a corrente de saturação reversa do LED, η_{LED} é o fator de idealidade do LED, o qual determina o quanto este se aproxima de seu comportamento ideal e V_T é a tensão térmica do diodo. Esta tensão pode ser determinada segundo a equação (6)

$$V_T = \frac{kT}{q} \quad (6)$$

onde k é a constante de Boltzmann ($1,38 \times 10^{-23}$ J/K), q é a carga elétrica elementar ($1,6 \times 10^{-19}$ C) e T é a temperatura em Kelvin do dispositivo.

2.4.7. Características elétricas das lâmpadas LED

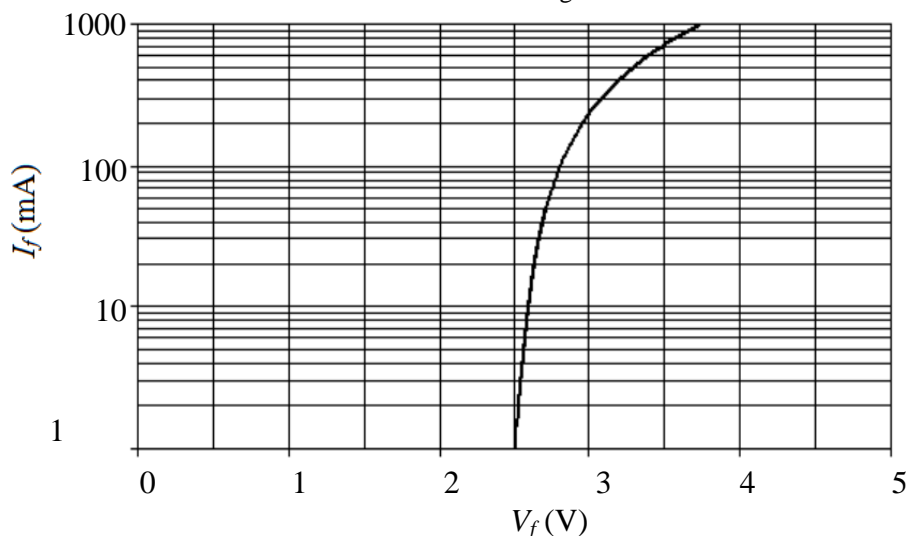
Visando a alimentação de luminárias LED através de PFPs é interessante conhecer as características que estas apresentam quando vistas como uma carga elétrica. Deste modo, esta seção aborda primeiramente estas características para um LED. Nesta seção, as características elétricas dos LEDs são apresentadas graficamente, segundo exemplo proveniente dos LED BXCD4545 da Bridgelux[®], pois estes são os dispositivos que compõem a luminária utilizada na etapa experimental deste trabalho.

A tensão sobre o LED é chamada de tensão direta (do inglês – *forward voltage*) (V_f) e a corrente que percorre este dispositivo é chamada corrente direta (I_f). A variação desta corrente não provoca variação significativa na tensão V_f na região de operação do LED. No entanto, nesta região, uma pequena variação de tensão V_f pode resultar em uma grande variação de corrente I_f , a qual pode danificar o LED. A Figura 27 apresenta a curva característica para o LED BXCD4545 da Bridgelux[®].

A intensidade da luz emitida por um LED é proporcional à corrente I_f , a qual circula por este dispositivo. Assim, o controle desta corrente, possibilita o controle da intensidade luminosa do LED. A Figura 28 apresenta a variação da intensidade luminosa em função da corrente direta sobre um LED BXCD4545 da Bridgelux[®]. De acordo com esta figura, o crescimento da corrente I_f resulta na elevação da intensidade luminosa relativa, a qual foi normatizada para 350 mA.

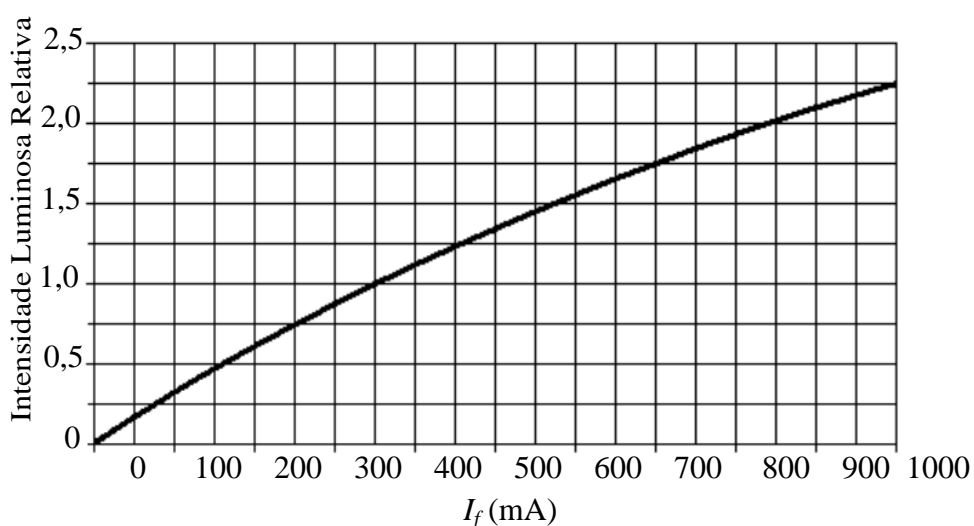
A variação da corrente I_f altera, também, o comprimento de onda produzido pelo LED. A Figura 29 demonstra esta relação para o LED. Nesta figura, observa-se que o aumento da corrente I_f tem como consequência a redução do período da onda do fluxo luminoso emitido.

Figura 27 – Curva característica dos LEDs BXCD4545 da Bridgelux®.



Fonte: (Bridgelux 2014).

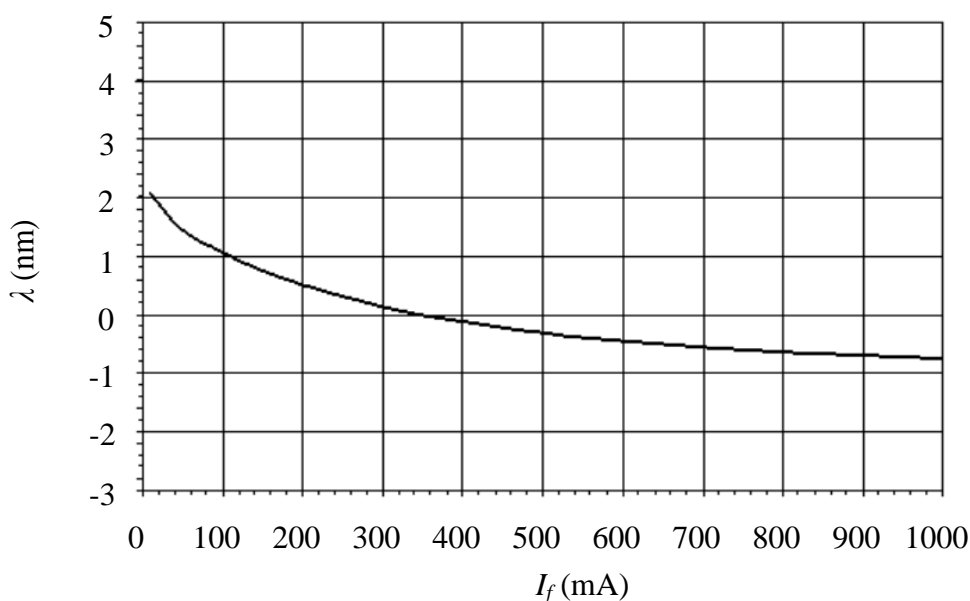
Figura 28 – Relação entre a intensidade luminosa e a corrente direta em um LED LEDs BXCD4545 da Bridgelux®.



Fonte: (Bridgelux 2014).

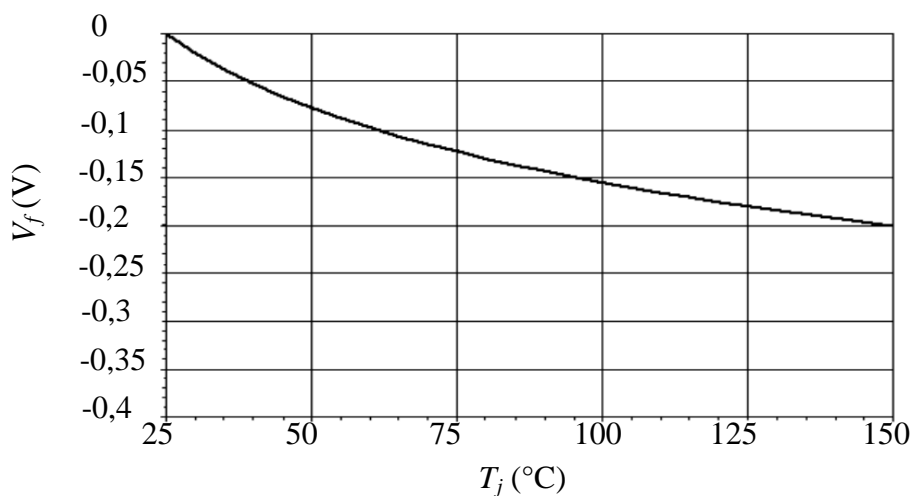
A variação da temperatura da junção dos LEDs (T_j), medida em graus Celsius ($^{\circ}\text{C}$), pode resultar na alteração da tensão V_f , na intensidade luminosa e no comprimento de onda do fluxo luminoso emitido pelo LED. A elevação da temperatura T_j além da temperatura de operação de um LED pode resultar na redução da tensão V_f deste, conforme demonstrado na Figura 30. Este incremento da temperatura T_j pode provocar a redução da intensidade luminosa de um LED, conforme apresentado na Figura 31. Contudo, a elevação desta temperatura resulta no aumento do comprimento de onda da luz produzida, como mostra a Figura 32.

Figura 29 – Relação entre a intensidade luminosa e a corrente direta em um LED BXCD4545 da Bridgelux®.



Fonte: (Bridgelux 2014).

Figura 30 – Relação entre a temperatura T_j e a tensão V_f em um LED LEDs BXCD4545 da Bridgelux®.



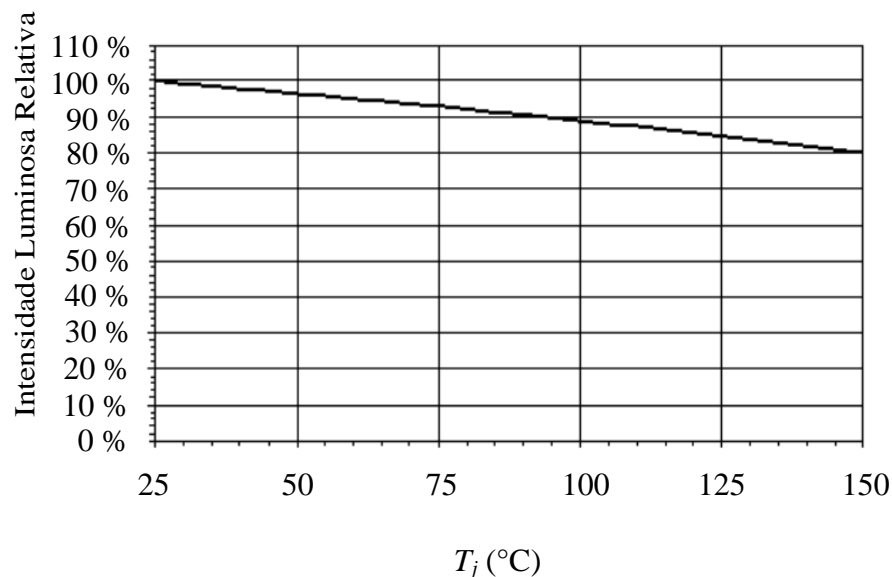
Fonte: (Bridgelux 2014).

A associação de LEDs permite a obtenção de fontes de luz com maior intensidade luminosa, através da combinação dos fluxos luminosos de cada LED. Para isto, os LEDs são, usualmente, associados em série, paralelo ou série-paralelo.

A associação de LEDs em série possibilita que todos os LEDs neste arranjo recebam a mesma corrente I_f . Uma vez que a intensidade luminosa produzida por um LED é proporcional a esta corrente, os LEDs pertencentes a este arranjo emitirão luz com a mesma intensidade. No entanto, as tensões V_f em cada LED são distintas e acumulativas. Assim, a associação de novos LEDs em série provoca o incremento da

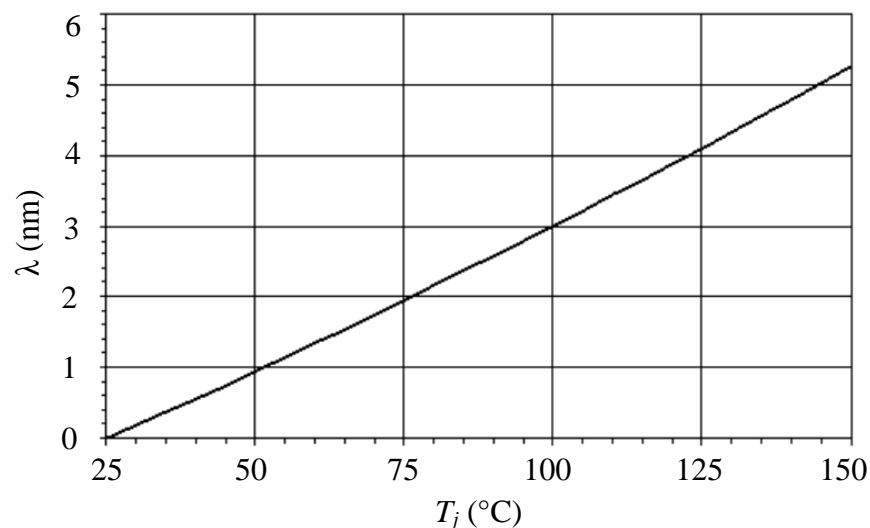
tensão total necessária para alimentar o arranjo, a qual será a soma das tensões V_f dos LEDs associados.

Figura 31 – Relação entre a temperatura T_j e a intensidade luminosa em um LED BXCD4545 da Bridgelux®.



Fonte: (Bridgelux 2014).

Figura 32 – Relação entre a temperatura T_j e o comprimento de onda da radiação emitida em um LED LEDs BXCD4545 da Bridgelux®.



Fonte: (Bridgelux 2014).

A associação de LEDs em paralelo permite que a mesma tensão seja aplicada aos LEDs deste conjunto. Contudo, as correntes I_f que alimentam os LEDs neste arranjo podem ser diferentes, pois há uma variação da tensão V_f que cada modelo de LED pode apresentar. Isto dificulta o controle da passagem de corrente pelos LEDs e,

consequentemente, o controle da intensidade luminosa emitida pelos diversos LEDs deste arranjo (Pinto, 2008). A corrente total necessária para a alimentação deste conjunto será a soma das correntes que deverão fluir sobre os LEDs.

A associação de LEDs em série-paralelo combina as características da associação em série e da associação em paralelo. Assim, em um arranjo série-paralelo, a corrente e a tensão na lâmpada LED resultante deste arranjo são superiores aos valores nominais dos LEDs individuais que compõem este conjunto.

Os diodos emissores de luz não podem ser alimentados diretamente a partir da rede elétrica, porque são diodos e, portanto, conduzem corrente somente em um sentido.

Conforme descrito anteriormente, a variação da corrente I_f é aproximadamente proporcional à intensidade luminosa emitida pelos LEDs. Além disto, uma pequena alteração na tensão V_f pode produzir grandes variações na corrente I_f , enquanto que o oposto não é verdadeiro, conforme demonstrado pela Figura 27. Assim, ao elevar-se a potência em um arranjo de LEDs, observar-se-á uma maior elevação da corrente fornecida em relação à tensão fornecida, a qual apresentará uma variação pouco perceptível após o conjunto entrar em sua região de operação. Uma vez que um incremento demasiado da corrente que flui nos LEDs pode causar dano a estes, é importante limitá-la. A solução tradicional consiste na adição de resistores em série com estes dispositivos. Porém, esta não é adequada, pois resulta em grande desperdício de energia, especialmente quando a quantidade de luz gerada é elevada.

A iluminação é fundamental para os seres humanos, beneficiando o sentido da visão, que amplia a segurança, o conforto e as possibilidades de comunicação. Assim, a iluminação artificial é vital e sua existência permite o aumento dos períodos de trabalho e de lazer, o que impulsiona a economia e a cultura. Porém, a iluminação artificial consome cerca de 20 % da energia gerada mundialmente (Ali, et al. 2010) e (Pinto, et al. 2008), o que justifica o grande esforço por parte dos pesquisadores para desenvolver sistemas de iluminação mais eficientes e menos custosos. Esta tarefa envolve a pesquisa e o desenvolvimento de novas fontes de luz, assim como de seus circuitos de acionamento (do inglês *drivers*).

Os circuitos de acionamento de LED regulam o fluxo de energia entre a fonte de tensão disponível, geralmente a rede elétrica comercial, e os LEDs, adequando os níveis de corrente e de tensão na saída do mesmo. Além disso, estes circuitos podem incluir a possibilidade de controlar o fluxo luminoso, através do controle da corrente que irá circular pelos LEDs. Devido a exigências internacionais que regulam questões de

qualidade de energia elétrica os circuitos de acionamento de LEDs devem incorporar correção ativa do fator de potência, isto é, devem ser PFPs.

2.4.8. Normas de Iluminação relativas às Lâmpadas LED

A norma IEC EN 61000-3-2 Classe C estabelece os valores máximos das amplitudes das harmônicas de corrente para sistemas de iluminação. Estes limites são apresentados na Tabela 2. Nesta tabela, observa-se que os limites estabelecidos para a segunda harmônica e para as harmônicas ímpares é uma porcentagem do valor da componente fundamental. A terceira harmônica varia ainda de forma proporcional ao FP entre a corrente e a tensão. Assim, quanto maior o FP, maior será o limite para a amplitude da terceira harmônica. Os limites para as amplitudes das harmônicas pares, exceto a segunda, não são definidos de forma clara. Contudo, as componentes harmônicas pares costumam ter menor amplitude que as ímpares.

Tabela 2 – Limites da distorção harmônica estabelecidos pela IEC EN 61000-3-2 Classe C para sistemas de iluminação.

ORDEM HARMÔNICA	PORCENTAGEM DA FUNDAMENTAL
HARMÔNICAS ÍMPARES	
3	$30 \times \text{FP}$
5	10
7	7
9	5
11	3
13	3
$15 \leq N \leq 39$	3
HARMÔNICAS PARES	
2	2
4	-
6	-
$8 \leq N \leq 40$	-

Fonte: (IEC EN 61000-3-2 2014).

Visando o acionamento de LEDs de potência por conversores com alto fator de potência e níveis adequados de corrente e tensão, diversas topologias de PFPs ativos podem ser adotadas (Yang e Yu, 2009), baseadas, por exemplo, nos conversores estáticos básicos: Redutor, Elevador (R.-L. Lin, et al. 2005), Redutor-Elevador, SEPIC

(Ali, et al. 2010), Čuk (Mohamed, et al. 2012) e Zeta (Shrivastava e Singh, 2012). Assim como em suas versões isoladas, o conjunto destas é conhecido como família *flyback*. Foi proposto, também, um conversor ressonante como driver para LEDs (Yang e Yu, 2009). Pode-se utilizar um estágio, ou seja, um conversor para cada tarefa: adequar os níveis de tensão e corrente; e amenizar a distorção harmônica. Entretanto, a utilização de uma sequência de conversores estáticos agrega perdas comutativas que prejudicam a eficiência energética do sistema e elevam seu custo (Ali, et al. 2010) e (Shrivastava e Singh, 2012).

O conversor Zeta revelou-se como uma solução bastante atrativa para a realização de PFPs para *drivers* de LEDs, uma vez que apresenta algumas características relevantes, como:

- Este conversor pode operar como elevador e como redutor de tensão;
- Possui uma estrutura naturalmente isolada, o que garante segurança elétrica;
- Permite obtenção de alto desempenho do *driver* da lâmpada LED sendo um conversor estático de um único estágio;
- Pode desempenhar a função de um PFP no modo de condução descontínua (MCD), assim como no modo de condução contínua (MCC).

A natureza dos LEDs os torna mais suscetíveis a variações de corrente, do ponto de vista da qualidade da luz emitida. Por isso, um conversor, como o Zeta, que possui característica de fonte de corrente na saída, é mais adequado para o acionamento de LEDs que um conversor com saída com característica de fonte de tensão.

Atualmente, equipamentos alimentados a partir da rede elétrica são essenciais aos seres humanos. Porém, estes dispositivos podem representar um perigo significativo. Os maiores perigos associados à eletricidade são o choque elétrico e o fogo. O choque elétrico ocorre quando o corpo humano se torna parte do circuito elétrico, seja quando um indivíduo é exposto a um cabo de um circuito energizado, formando um caminho entre uma fonte de energia e a terra; ou quando uma parte metálica se energiza ao entrar em contato com um condutor elétrico. Existem normas de segurança, como a IEC EN 61010-1 (IEC EN 61010-1, 2010) para teste e instrumentos de medida e a IEC 60950-1 (IEC 60950-1, 2009-12) para equipamentos de tecnologia da informação que especificam os requisitos de segurança para equipamentos em fase de testes. Uma das principais condições para a segurança é garantir a isolação elétrica.

Compreende-se por isolamento elétrica a não existência de conexão direta entre dois ou mais circuitos ou entre circuitos e partes acessíveis. Em outras palavras, o barramento de saída do circuito não deve estar conectado ao barramento de entrada. A utilização de isolamento galvânica no circuito fornece isolamento física, uma vez que os transformadores fornecem um caminho magnético entre a saída e a entrada, eliminando o contato físico entre a fonte de energia e a saída do circuito. No caso do conversor Zeta, a isolamento pode ser obtida naturalmente com a substituição do indutor magnetizante, por dois indutores acoplados magneticamente. Assim, como ocorre no caso do conversor *flyback*.

2.5. Conclusões

Evidenciou-se, neste capítulo, que é fundamental o uso de circuitos retificadores para o aproveitamento da energia da rede elétrica comercial, fornecida em CA, para o acionamento dos LEDs, os quais são alimentados em CC. Todavia, os circuitos retificadores convencionais geram elevada taxa de distorção harmônica da corrente de entrada. Para minimizar este efeito utilizam-se os PFPs, os quais resultam da associação em cascata de um circuito retificador, de um conversor estático e de um capacitor de filtragem. Diversos conversores estáticos podem ser utilizados na realização de PFPs, dentre os quais se destacam os conversores básicos (Redutor, Elevador, Redutor-Elevador, Ćuk, SEPIC e Zeta) em suas versões não isoladas e isoladas.

Os PFPs, assim como os conversores estáticos que os compõem, podem ser operados segundo a condução da corrente em certos elementos do seu circuito. Contudo, a operação nos modos de condução é determinada de forma distinta nos conversores de segunda e de quarta ordem. Para os conversores de segunda ordem (Redutor, Elevador, Redutor-Elevador), a corrente deve ser avaliada no indutor destes. Já nos conversores de quarta ordem (Ćuk, SEPIC e Zeta), avalia-se a soma das correntes no transistor e no diodo. Quando a corrente avaliada não se anula ao longo do período de comutação da chave do conversor, o PFP opera no MCC. Entretanto, quando esta corrente se anula neste período e, imediatamente, torna a assumir valores positivos, o PFP opera no MC_{crit} . E, quando esta corrente permanece nula em uma parcela significativa do período de comutação, o PFP opera no MCD. A operação em cada um destes modos oferece características de operação distintas.

A operação no MCD permite o uso de um controlador simples, com apenas uma malha de controle dedicada à manutenção do valor de uma variável de saída. A

operação no MCC ou no MC_{crit} exige controladores mais complexos, os quais possuem mais de uma malha. Entretanto, no MCD há elevados esforços de corrente nos semicondutores, o que é indesejável, pois estes culminam na necessidade de semicondutores mais robustos. No MC_{crit} , esses esforços são levemente amenizados, embora ainda superiores aos obtidos através do MCC. Portanto, seria interessante a introdução de uma forma de operar um PFP no MCC controlado através de uma única malha de controle da variável de saída. O presente trabalho introduz uma metodologia de projeto de um PFP com estas características, a qual é chamada MCS.

Visando o estudo de caso de um PFP operando no MCS, selecionou-se uma luminária LED como carga. Esta luminária foi escolhida devido à emergência recente da tecnologia LED, a qual se apresenta como uma solução eficiente para a iluminação.

A iluminação a LED demonstra diversas vantagens em relação às tecnologias concorrentes, como o tempo de vida das lâmpadas. Em relação à eficiência luminosa, as luminárias LED também se destacam, sendo que os modelos mais recentes podem produzir até 200 lm/W. Isto, juntamente com o longo tempo de vida útil, da ordem de 70 mil horas, confere às luminárias LED uma vantagem de custo em relação às lâmpadas incandescentes, fluorescentes, HQI e LEP/HEP. Contudo, os modelos de luminárias LED mais comuns no mercado ainda estão aquém da eficiência luminosa das lâmpadas HPS e LPS. No entanto, esta desvantagem pode ser compensada devido ao IRC das lâmpadas LED, o qual supera o das HPS e LPS.

Os avanços tecnológicos na fabricação dos LEDs permitiram a sua aplicação, em larga escala, na iluminação de ambientes, associados ao conjunto de fatores acima apresentados justifica a vertiginosa ascensão da utilização destas luminárias atualmente.

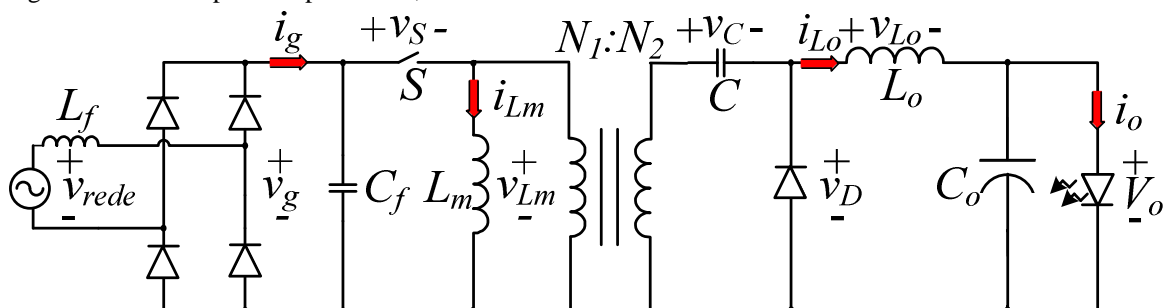
3. ANÁLISE QUALITATIVA DO CONVERSOR ZETA NO MCS

Neste capítulo descreve-se uma análise qualitativa do PFP baseado no conversor Zeta isolado operando no modo proposto, o MCS. A análise do sistema considera que o PFP processa a energia proveniente da rede elétrica comercial e alimenta a carga respeitando suas características, enquanto sintetiza uma corrente senoidal em sua entrada, com baixo teor harmônico e em fase com a tensão da rede elétrica. O PFP é, também, responsável por adequar os níveis de tensão e de corrente às necessidades inerentes à carga. O PFP consiste da conexão do conversor CC-CC a uma ponte retificadora não controlada. Entre o PFP e a carga, há um filtro capacitivo passa-baixas, nomeado capacitor de saída (C_o). Considera-se que a carga consiste em uma luminária LED de potência.

Além do PFP e da carga, o sistema proposto é composto por um filtro indutivo-capacitivo passa-baixas na entrada, composto por um capacitor (C_f) e por um indutor (L_f). Este filtro tem por finalidade adequar os níveis de EMI do conversor Zeta às normas internacionais (CISPR 15, 2013).

Considera-se que a rede elétrica impõe uma tensão senoidal à entrada do conversor Zeta, conforme apresentado na Figura 33, e este sintetiza uma corrente em sua entrada com forma de onda senoidal. Então, a ponte retificadora na entrada do PFP aplica a função modular à tensão de entrada e à corrente de entrada do circuito, isto é, retifica a tensão alternada proveniente da rede elétrica, de forma que a corrente e a tensão à saída da ponte retificadora apresentem apenas valores positivos. Assim, a frequência da onda na saída da ponte retificadora, a qual corresponde à entrada do conversor Zeta, é o dobro da frequência da rede elétrica.

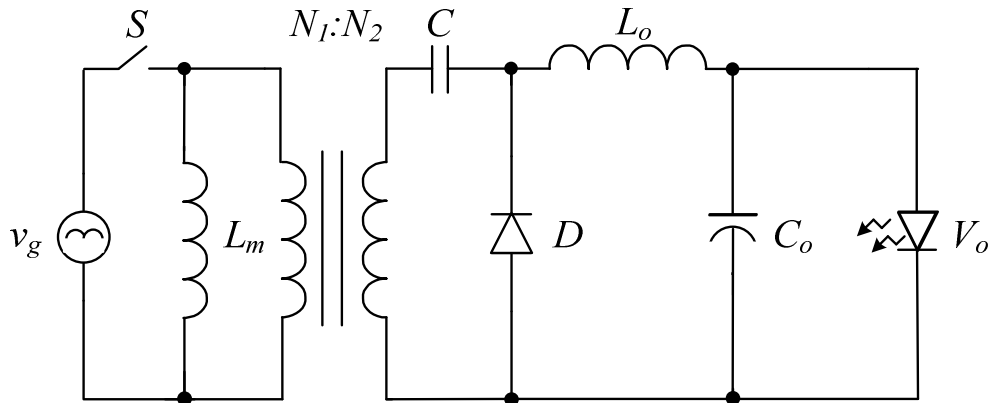
Figura 33 – Driver para lâmpada LED, baseado no conversor Zeta.



Fonte: O autor (2014).

Uma vez que o efeito da ponte retificadora já é conhecido, considera-se a entrada do circuito a ser analisado como uma fonte de tensão que fornece uma tensão com forma de onda senoidal retificada. Considera-se que as formas de onda da corrente e da tensão de entrada apresentam baixo ruído, em função da ação do filtro de entrada passa-baixas. Assim, na Figura 34, apresenta-se o circuito considerado nas análises qualitativa e quantitativa.

Figura 34 – Topologia do conversor Zeta isolado considerada na análise qualitativa.



Fonte: O autor (2014).

Observa-se que, na Figura 34, o transformador que confere isolamento ao circuito é representado pela indutância de magnetização (L_m) em paralelo com o enrolamento primário (N_1) e pelo enrolamento secundário (N_2). Estes enrolamentos são representados pelo número de voltas que possuem, respectivamente, N_1 e N_2 . A razão entre o número de voltas do enrolamento secundário (N_2) e o enrolamento primário (N_1) é chamada de relação de transformação (n) do transformador, conforme a equação (7).

$$n = \frac{N_2}{N_1} \quad (7)$$

Algumas simplificações foram adotadas para a análise do sistema descrito nesta dissertação. Estas hipóteses simplificadoras são descritas a seguir:

- Consideram-se a chave (S) e o diodo (D) ideais, em outras palavras, a resistência destes elementos será considerada nula durante a condução e infinita durante o bloqueio destes.
- O indutor de saída é caracterizado apenas por sua própria indutância (L_o).
- Os capacitores são caracterizados apenas por sua própria capacitância (C).
- O transformador será considerado ideal, sendo representado apenas por sua indutância magnetizante (L_m), e por sua relação de transformação (n).

- A tensão da rede comercial é considerada constante durante um ciclo de chaveamento do conversor, tendo-se em vista que este opera em uma frequência muito superior à frequência da rede elétrica. E, por isso, o seu valor é considerado igual à tensão instantânea da rede comercial no início do período de comutação.
- Uma vez que os componentes são considerados ideais, a potência entregue à carga é igual à potência absorvida da rede elétrica comercial.
- A componente alternada (CA) da corrente do indutor de saída (L_o) flui exclusivamente pelo capacitor de saída C_o , já que a tensão de saída (V_o), idealmente, deve ser contínua (CC) com ondulação nula.
- A saída do conversor é considerada como uma fonte de corrente, representada pela corrente de saída (I_o) que é considerada constante em um período de comutação de alta frequência.

3.1. Comportamento em Alta Frequência

A análise qualitativa do conversor Zeta operando no MCS, em alta frequência, considera o comportamento deste conversor, em um período de comutação (T). Durante um período de alta frequência, as variações das grandezas elétricas nos diversos componentes do circuito são causadas pela comutação do interruptor de entrada. Por isso, o período de alta frequência é, também, conhecido como período de comutação. O período, ou ciclo de comutação, é o intervalo que inicia com a ativação do interruptor principal, o transistor S , e perdura com o bloqueio deste componente, até que o transistor S seja novamente ligado. Esta seção descreve a análise do comportamento deste conversor durante tal intervalo.

O período no qual o transistor se encontra em condução, nomeia-se t_{on} e o período em que este está bloqueado é conhecido como t_{off} . Analogamente, o período de condução e o período de bloqueio do diodo D são designados $t_{D\ on}$ e $t_{D\ off}$.

O conversor Zeta operando no MCS apresenta três estágios (ou etapas) de operação que se alternam, sequencialmente, em um período de alta frequência.

O primeiro estágio tem início com o fechamento do interruptor S , para $t = 0$, e finaliza no instante em que o diodo D entra em condução, portanto, a primeira etapa coincide com o intervalo no qual o diodo não conduz ($t_{D\ off}$).

O segundo estágio que dá nome à forma de operação proposta neste trabalho, de forma original, se caracteriza pela condução simultânea do transistor S e do diodo D .

Este estágio tem início com a entrada em condução do diodo D , e termina com o fim do intervalo de condução do transistor S , em $t = t_{on}$.

A terceira etapa inicia-se com a abertura do transistor S , e a partir deste instante o diodo se mantém em condução. O final desta etapa se dá quando um novo ciclo de comutação da chave S se inicia, após o transcurso do período de comutação, isto é, para $t = T$.

A presença do transformador altera as relações entre os componentes do circuito em função de sua relação de transformação n . Desta forma, diz-se que uma variável ligada diretamente ao primeiro enrolamento está referida ao secundário, quando se está avaliando a influência desta variável no circuito conectado diretamente ao segundo enrolamento do transformador. Quando uma tensão referente ao circuito conectado diretamente ao enrolamento primário é referida ao secundário, esta tensão deve ser multiplicada pela razão n . De forma análoga, uma corrente que percorre o circuito do enrolamento primário deve ser dividida pela razão n , quando esta corrente é referida ao secundário.

Analogamente, diz-se que uma variável é referida ao primário, quando esta pertence ao circuito conectado ao enrolamento secundário do transformador e analisa-se seu efeito sobre o circuito conectado ao enrolamento primário. Deste modo, uma tensão referida ao primário deve ser dividida pela razão n . Enquanto que uma corrente referida ao primário deve ser multiplicada pela razão n .

A seguir, descreve-se o comportamento do conversor Zeta, em cada um dos três estágios de operação no MCS.

1ª Etapa ($0 < t < t_{D\ off}$):

Esta etapa inicia-se quando o interruptor de entrada (transistor – S) é ativado e, instantaneamente, assume as correntes dos indutores L_m (i_{Lm}) e L_o (referida ao primário) ($n i_{Lo}$), as quais somam-se. À medida que a corrente no indutor L_o (i_{Lo}) flui através do capacitor de acoplamento C (i_C), a tensão, inicialmente negativa, nos terminais deste (v_C) cresce positivamente, inverte-se, tornando-se positiva, e, então, alcança seu ápice ($v_{C\ max}$). Em seu pico, a tensão v_C equivale à tensão retificada da rede elétrica (v_g), referida ao secundário ($n v_g$), cujo valor é igual à tensão no indutor L_m (v_{Lm}), referida ao secundário ($n v_{Lm}$), em módulo, uma vez que este elemento está em paralelo com a rede elétrica. Neste instante, o diodo D é polarizado diretamente, assumindo a corrente no indutor L_o (i_{Lo}). Este comportamento resulta no fim desta etapa, pois a partir deste

momento ambos os semicondutores conduzirão simultaneamente, até o fim da segunda etapa.

2ª Etapa ($t_{D\ off} < t < t_{on}$):

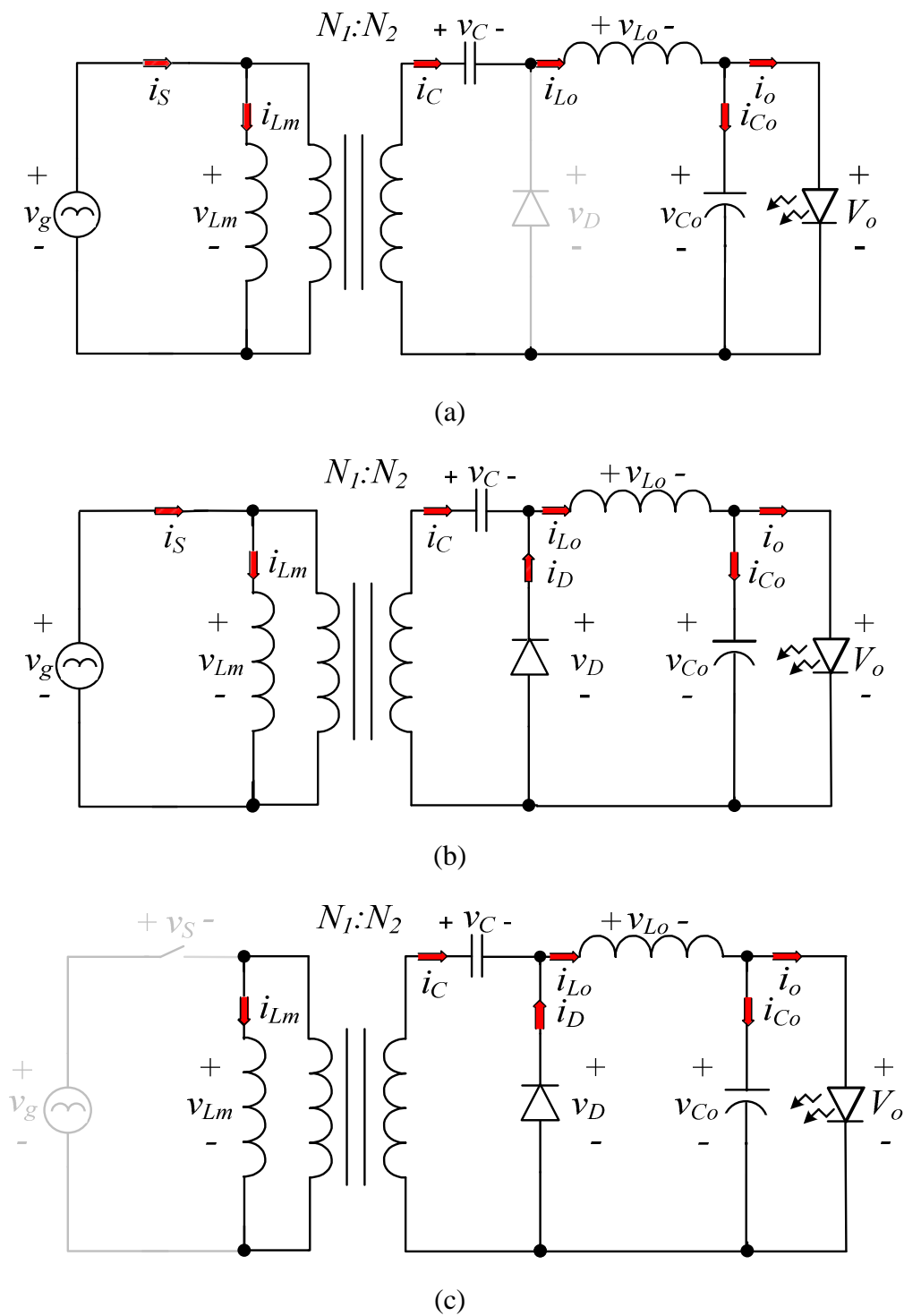
O diodo D é polarizado diretamente, quando a tensão do capacitor de acoplamento v_C se iguala à tensão retificada da rede elétrica, v_g , referida ao secundário, $n v_g$. O que ocorre devido à corrente que fluiu através do capacitor, carregando-o positivamente na etapa anterior. Nesta segunda etapa, o diodo assume a corrente de saída do conversor Zeta, isto é, a corrente no indutor L_o (i_{L_o}). A rede elétrica continua fornecendo energia ao indutor L_m através da corrente que flui através do transistor S . Assim, a corrente no capacitor C (i_C) anula-se instantaneamente. Esta etapa mantém-se estável, com a condução simultânea de ambos os semicondutores, até o instante no qual a abertura do transistor S ocorre.

3ª Etapa ($t_{on} < t < T$):

Esta etapa inicia-se com a abertura do transistor. Neste momento, a corrente do indutor L_m (i_{L_m}) referida ao secundário (i_{L_m}/n) circula pelo capacitor C (i_C), o que resulta no crescimento negativo da tensão neste capacitor, v_C . Então, o diodo D assume a corrente i_{L_m} , referida ao secundário, i_{L_m}/n , além da corrente no indutor L_o (i_{L_o}). Ao longo desta etapa, o indutor L_m descarrega sua tensão v_{L_m} , o que é necessário, pois a tensão média em um indutor ao longo do período de comutação deve ser nula. Como o indutor L_m está em paralelo com o capacitor C , ambos apresentam níveis de tensão proporcionais, considerando a relação do transformador, neste estágio de operação. Esta etapa termina quando a chave S é acionada novamente.

A Figura 35 apresenta, graficamente, o comportamento do circuito através das três etapas descritas anteriormente.

Figura 35 – Estágios de operação do conversor Zeta no MCS: (a) Primeiro estágio (b) segundo estágio e (c) terceiro estágio.



Fonte: O autor (2014).

3.1.1. Comportamento da corrente no indutor L_m (i_{Lm}) em alta frequência

Análise do comportamento da corrente no indutor magnetizante, i_{Lm} , considerando um período de alta frequência. No início da primeira etapa de funcionamento, esta corrente encontra-se em seu valor mínimo ($i_{Lm\ min}$), positivo, eleva-se linearmente nas duas primeiras etapas e no início da terceira, até o instante em que ocorre a inversão da tensão neste indutor, v_{Lm} , quando esta corrente atinge seu valor máximo ($i_{Lm\ max}$). O intervalo anterior a esta inversão, durante a terceira etapa, é chamado de t_1 . Analogamente, o período da terceira etapa, posterior à inversão da tensão v_{Lm} , é nomeado t_2 , pelo mesmo motivo. Ao longo das duas primeiras etapas, a corrente i_{Lm} é elevada, pois este é o período de carga do indutor, onde este elemento se encontra em paralelo com a fonte na entrada do circuito. Após o bloqueio do transistor, durante a primeira parcela da terceira etapa, t_1 , a ascensão da corrente i_{Lm} prossegue devido à descarga do capacitor de acoplamento C , até atingir seu auge, quando a tensão no capacitor v_C e, conseqüentemente, a tensão v_{Lm} tornam-se nulas. A inversão da tensão v_C provoca o declínio da corrente i_{Lm} , que retorna ao seu valor inicial, $i_{Lm\ min}$, ao fim da terceira etapa.

3.1.2. Comportamento da tensão no indutor L_m (v_{Lm}) em alta frequência

A tensão no indutor magnetizante, v_{Lm} , mantém-se positiva e constante em seu valor máximo ($v_{Lm\ max}$), igual à tensão v_g , durante as duas primeiras etapas, pois, quando o transistor S conduz, este indutor encontra-se em paralelo com a rede elétrica. Após o bloqueio do transistor, o indutor L_m fica em paralelo com o capacitor C , o qual realiza sua descarga, e, como resultado, a tensão v_{Lm} decai, até seu valor mínimo ($v_{Lm\ min}$), que é um valor negativo. A curva descrita pela tensão v_{Lm} na terceira etapa possui uma característica não linear, cujo ângulo cresce progressivamente, o que é perceptível, principalmente no intervalo t_2 . Observa-se que o valor médio da tensão no indutor L_m ($v_{Lm\ md}$) é nula.

3.1.3. Comportamento da corrente no indutor L_o (i_{Lo}) em alta frequência

A corrente no indutor de saída i_{Lo} inicia a primeira etapa em um valor mínimo positivo ($i_{Lo\ min}$), e eleva-se não linearmente, até atingir seu valor máximo ($i_{Lo\ max}$), ao final desta etapa. A ascensão da corrente i_{Lo} na primeira etapa ocorre porque o capacitor de acoplamento C está carregando o indutor L_o . A corrente i_{Lo} , então, decai nas etapas subsequentes, devido à ativação do diodo D , a qual interrompe o processo de

acumulação de energia do indutor L_o , iniciando, imediatamente, a descarga deste. Ao longo de sua liberação de energia, que perdura durante a segunda e a terceira etapas, o indutor L_o fornece a energia, previamente acumulada neste, ao capacitor de saída C_o e à carga. Este processo de liberação de energia culmina no retorno da corrente i_{L_o} ao seu valor mínimo $i_{L_o \min}$, ao final da terceira etapa.

3.1.4. Comportamento da tensão no indutor L_o (v_{L_o}) em alta frequência

Após a ativação do transistor S , a tensão no indutor de saída (v_{L_o}) sobe, instantaneamente, até seu valor máximo ($v_{L_o \max}$), que é positivo, e decresce, linearmente, até seu valor mínimo ($v_{L_o \min}$), este negativo. Este valor mínimo, $v_{L_o \min}$, é mantido constante e igual ao inverso da tensão imposta pela carga, V_o , durante as duas etapas finais do ciclo de comutação, de modo que o valor médio no indutor de saída ($v_{L_o \text{ md}}$) seja nulo. A carga recebe corrente (I_o) constante durante todo período de comutação (T), devido à filtragem conferida pelo capacitor de saída.

3.1.5. Comportamento da corrente no transistor S (i_S) em alta frequência

Na primeira etapa, a corrente no transistor (i_S) se eleva bruscamente, no instante do acionamento do transistor S , e segue em ascensão, não linearmente, devido ao transistor estar conduzindo a corrente do indutor L_m , i_{L_m} e a corrente do indutor L_o referida ao primário, $n i_{L_o}$, e a ambas serem elevadas na primeira etapa. Após a polarização do diodo D , este passa a compartilhar os níveis de corrente dos indutores com a chave de potência S , dessa forma reduzindo a corrente nesta, que passa a se elevar linearmente, de acordo com o crescimento da corrente i_{L_m} , até o transistor ser desligado. Neste instante, o qual marca o terceiro estágio, a corrente i_S anula-se e, assim, mantém-se até o final do período de comutação.

3.1.6. Comportamento da tensão no transistor S (v_S) em alta frequência

A tensão no transistor (v_S) é nula nas duas primeiras etapas, visto que este semiconductor está em condução em ambas. Porém, o bloqueio do transistor, na terceira etapa, provoca a elevação gradual, não linear, da tensão v_S até seu valor máximo ($v_{S \max}$). Isto ocorre em virtude da elevação gradual, não linear, da diferença entre as tensões da rede elétrica e do indutor L_m , sendo que este se encontra em processo de liberação de energia. A máxima diferença entre estas tensões ocorre quando a tensão v_{L_m} é mínima, ou seja, imediatamente antes da ativação do transistor S .

3.1.7. Comportamento da tensão no diodo D (v_D) em alta frequência

A tensão no diodo D (v_D) atinge seu valor máximo ($v_{D\max}$), instantaneamente, no início da primeira etapa, quando o transistor é acionado, pois este é o momento no qual o diodo é bloqueado. O bloqueio do diodo D provoca a elevação instantânea na tensão no indutor L_m e a ascensão gradual na tensão do capacitor C . Assim, o instante do bloqueio deste diodo é o momento onde há maior diferença entre a tensão v_{Lm} referida ao secundário, $n v_{Lm}$, e a tensão v_C , o que significa que a tensão no diodo D é máxima, devido a este componente estar em paralelo com o conjunto formado pelo capacitor C em série com o indutor L_m . A seguir, a tensão v_D decai linearmente, devido à elevação linear da tensão no capacitor de acoplamento, v_C . O decaimento da tensão v_D perdura até esta se anular, quando o valor da tensão v_C alcança o valor da tensão no indutor L_m referida ao secundário, $n v_{Lm}$, provocando o início da segunda etapa, quando este semiconductor passa a conduzir simultaneamente ao transistor S . Como nas etapas seguintes o diodo D conduz, a tensão v_D nestas é nula.

3.1.8. Comportamento da corrente no diodo D (i_D) em alta frequência

A corrente no diodo D (i_D) inicia o período de alta frequência nula, e assim permanece até a ativação do diodo, o que ocorre após a polarização direta deste, ao final da primeira etapa. Neste momento, há um crescimento instantâneo da corrente no diodo D , pois esse assume a condução da corrente do indutor de saída i_{Lo} . Ao longo da segunda etapa, esta corrente é reduzida progressiva e linearmente, o que perdura até o bloqueio do transistor S , resultando no início do terceiro estágio de operação do conversor. Ao início desta terceira etapa, o diodo D experimenta o maior esforço de corrente a que é submetido, em um período de alta frequência, pois, a partir deste instante, flui por este semiconductor a soma das correntes do indutor L_o , i_{Lo} , e do indutor L_m referida ao secundário, i_{Lm}/n . Simultaneamente, na terceira etapa, a corrente i_{Lo} continua em declínio, e a corrente i_{Lm} está em ascensão. Durante a primeira parcela da terceira etapa, t_1 , a corrente i_D , pouco varia, uma vez que a redução da corrente i_{Lo} compensa a elevação da corrente i_{Lm}/n . Ao iniciar-se a segunda parcela da terceira etapa, t_2 , a corrente i_D gradualmente decai, de forma não linear, pois neste intervalo de tempo ambas as correntes induzidas nos indutores estão em declínio, sendo que a recessão da corrente i_{Lm} não é linear.

3.1.9. Comportamento da corrente no capacitor C (i_C) em alta frequência

A corrente do capacitor de acoplamento i_C eleva-se bruscamente, no instante em que o transistor abre, e cresce de forma não linear, durante a primeira etapa, atingindo um valor máximo ($i_{C\ max}$), até se anular ao início da segunda etapa. A corrente i_C , então, permanece nula até o início da terceira etapa, quando esta assume bruscamente um valor negativo ($i_{C\ min}$) e eleva-se não linearmente durante a terceira etapa. O comportamento da corrente i_C , ao longo da primeira etapa, deve-se ao capacitor C estar em série com o indutor de saída, L_o , que impõe sua corrente a este capacitor. Na segunda etapa, não há corrente percorrendo o capacitor C , em virtude da tensão v_C ter se igualado com a tensão da rede elétrica retificada referida ao secundário, $n v_g$, o que provocou a polarização direta do diodo D , resultando no paralelismo entre este capacitor, o indutor L_m e a rede elétrica. Na terceira etapa, a corrente i_C se torna negativa, pois o capacitor conduz a corrente i_{L_m} referida ao secundário, i_{L_m}/n , cuja referência de medição foi considerada como tendo sentido inverso à i_C , neste estágio.

3.1.10. Comportamento da tensão no capacitor C (v_C) em alta frequência

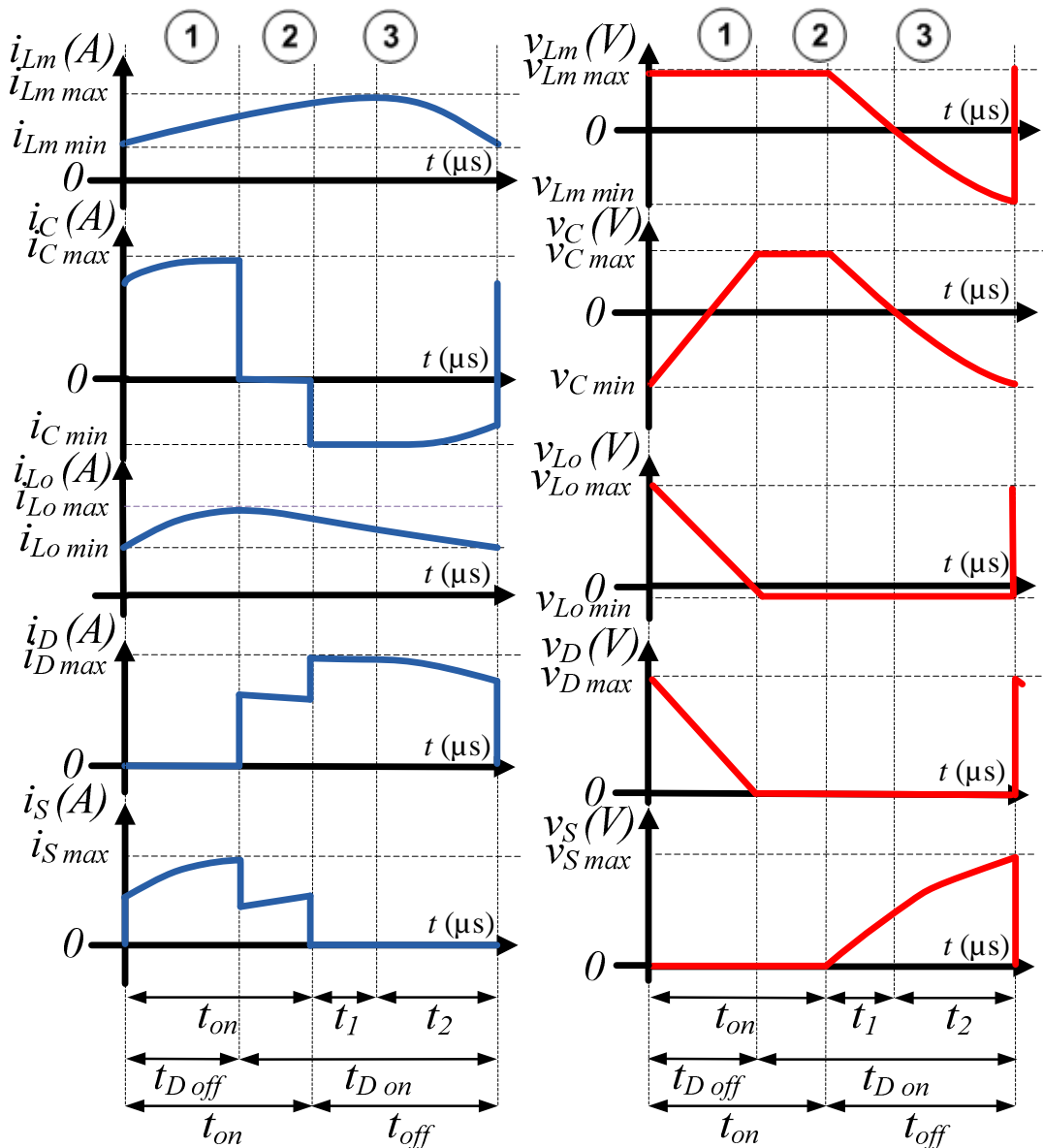
A tensão no capacitor de acoplamento (v_C) inicia a primeira etapa em seu valor mínimo ($v_{C\ min}$) e eleva-se linearmente durante toda a primeira etapa, devido à passagem da corrente i_{L_o} por este componente, até atingir seu valor máximo ($v_{C\ max}$), igual à tensão na rede elétrica referida ao secundário, $n v_g$. A tensão v_C permanece constante em seu valor máximo através da segunda etapa, igual à tensão $n v_g$, o que provoca a interrupção da corrente i_C nesta etapa. Esta interrupção ocorre em virtude do capacitor C estar posicionado em paralelo com a rede elétrica, que impõe a este elemento a tensão $n v_g$, quando ambos os semicondutores se encontram em condução. Na terceira etapa, o capacitor C está em paralelo com o indutor L_m , sendo, conseqüentemente, carregado no sentido negativo por este. Por isso, nesta etapa, a tensão v_C possui o mesmo comportamento da tensão v_{L_m} referida ao secundário, $n v_{L_m}$.

As principais formas de onda, em um período de alta frequência, do conversor Zeta operando no MCS, são apresentadas na Figura 36. Observa-se nesta figura que, neste modo, as correntes nos indutores deste conversor jamais se anulam. Este comportamento do MCS é característico do MCC.

Salienta-se que no MCS, a corrente do capacitor C é nula ao longo do segundo estágio de operação. Isto ocorre, pois, a tensão neste componente, v_C , se mantém constante desde o final da primeira etapa de funcionamento, momento em que esta

tensão se iguala à tensão de entrada da rede elétrica referida ao secundário, e assim permanece até o final desta etapa, o que se dá no instante de abertura do transistor S . A partir deste, a tensão v_C volta a decrescer até o valor mínimo que assumirá no próximo ciclo de comutação. Este comportamento do MCS difere do que é usualmente apresentado pelo MCC.

Figura 36 – Principais formas de onda do conversor Zeta operando no MCS em um período de alta frequência.



Fonte: Gabriel Weber (2014).

3.2. Conversor Zeta Operando no MCS em Baixa Frequência

Esta seção descreve o comportamento do conversor Zeta operando no MCS em um período de baixa frequência.

3.2.1. Comportamento das correntes nos indutores L_m e L_o em baixa frequência

Análise do comportamento das correntes nos indutores L_m e L_o (respectivamente, i_{Lm} e i_{Lo}) em um período de baixa frequência. A ponte de diodos retifica as ondas senoidais de corrente e tensão de entrada que são, então, transmitidas ao conversor, o qual adéqua os níveis de tensão e corrente àqueles necessários para alimentar corretamente a carga, sintetizando no indutor de saída uma corrente, i_{Lo} , com a forma de onda, em baixa frequência, de uma senóide retificada, o que ocorre devido ao comportamento resistivo do PFP. O indutor magnetizante, L_m , recebe a corrente retificada de entrada, e, portanto, a corrente neste elemento, i_{Lm} , apresenta também a forma de onda de uma senóide retificada em baixa frequência.

O comportamento, em um período de baixa frequência, das correntes dos indutores L_m e L_o , respectivamente i_{Lm} e i_{Lo} , quando o conversor opera no MCS, é idêntico àquele, tipicamente apresentado por estas correntes, quando um conversor opera no MCC, ou seja, estas não se anulam, como mostra a Figura 37. Entretanto, há uma exceção para este comportamento, no que se refere à corrente i_{Lo} , na região da curva composta pelas proximidades do ponto onde a tensão de entrada do conversor imposta pela rede elétrica intersecciona o eixo zero. Esta região será chamada de região de passagem por zero. O comportamento da corrente i_{Lo} , nesta região, deve-se à razão cíclica do diodo, d_D , ser variável ao longo do período de baixa frequência, pois a razão d_D varia em função da tensão da rede elétrica retificada, v_g . Assim, nesta região, o conversor opera como se estivesse em MCD, no que diz respeito à corrente no indutor L_o . Contudo, ressalta-se que a corrente no indutor L_m nunca se anula no decorrer do período de baixa frequência, independentemente do valor assumido pela tensão v_g .

As ondulações nas correntes i_{Lm} e i_{Lo} (respectivamente, Δi_{Lm} e Δi_{Lo}), correspondem à diferença entre os valores máximos e os valores mínimos destas, no período de alta frequência. Os valores máximos das ondulações das correntes nos indutores L_m ($\Delta i_{Lm \max}$) e L_o ($\Delta i_{Lo \max}$) ocorrem quando a tensão da rede elétrica com forma de onda senoidal retificada, v_g , alcança seu valor máximo, V_g .

3.2.2. Comportamento da tensão no indutor L_m (v_{Lm}) em baixa frequência

A tensão no indutor magnetizante, v_{Lm} , possui uma forma de onda em baixa frequência similar à forma de um sino invertido e depende da tensão da rede elétrica, v_g . Portanto, considerando-se que a tensão da rede elétrica, após sofrer ação da ponte retificadora, em baixa frequência, v_g , descreve uma senóide retificada, o valor máximo de v_{Lm} variará, em baixa frequência, de acordo com esta forma de onda. Embora a tensão v_{Lm} apresente maiores variações no espectro negativo, o valor mínimo desta em um período de baixa frequência também é dependente do comportamento senoidal retificado da tensão de entrada, pois a tensão média no indutor deve ser nula. Considerando-se que a tensão positiva fornecida ao indutor é dependente da onda senoidal retificada da tensão v_g , então, o montante de tensão negativa no indutor, que se acumula durante o intervalo t_2 deve ser tal que resulte em uma tensão média nula no indutor L_m , sendo, portanto, proporcional à v_g também.

3.2.3. Comportamento da tensão no capacitor C (v_C) em baixa frequência

A tensão no capacitor de acoplamento, v_C , se comporta de forma similar à tensão v_{Lm} em alta frequência, o que resulta em uma forma de onda semelhante em baixa frequência, ou seja, uma forma similar à de um sino invertido. Desta forma, o valor máximo da tensão v_C varia de acordo com a senóide retificada oferecida pela rede elétrica através da ponte retificadora, assim como o valor mínimo da tensão v_C . Este, porém, difere em magnitude da tensão v_g . A tensão v_C , na primeira etapa do ciclo de comutação, varia entre seus valores máximo e mínimo, enquanto a tensão v_{Lm} , permanece em seu valor máximo, este igual à tensão v_g . Já na segunda e terceira etapas do ciclo de comutação, a tensão v_C é idêntica à tensão v_{Lm} referida ao secundário, $n v_{Lm}$. Deste modo, a tensão v_C permanece positiva durante um intervalo menor que a tensão v_{Lm} e, conseqüentemente, a tensão média no capacitor é levemente menor em comparação com a tensão média no indutor em um período de baixa frequência, sendo que esta última é nula. Portanto, a tensão média no capacitor em baixa frequência será negativa.

3.2.4. Comportamento da tensão no diodo D (v_D) em um período de baixa frequência

A forma de onda da tensão no diodo D , v_D , é uma senóide retificada descontínua. O valor mínimo da tensão no diodo, $v_{D\ min}$, é zero, o que ocorre no período de condução deste semicondutor, $t_{D\ on}$, inserido em um período de alta frequência, T .

O valor máximo da tensão v_D é determinado pela máxima diferença entre a tensão no indutor L_m e a tensão no capacitor C , o que ocorre no início do primeiro estágio do ciclo comutativo, quando a tensão v_{Lm} é máxima e a tensão v_C é aproximadamente igual ao seu valor mínimo, $v_{C\ min}$. O valor máximo da tensão neste indutor, $v_{Lm\ max}$, equivale à tensão senoidal retificada da rede elétrica, v_g , que é considerada constante ao longo do ciclo de comutação. A tensão mínima no capacitor C , $v_{C\ min}$, é idêntica à tensão mínima no indutor L_m referida ao secundário, $n v_{Lm\ min}$, que, por sua vez, é proporcional à tensão v_g referida ao secundário, $n v_g$, conforme é explicado na análise qualitativa, no período de alta frequência. Portanto, o valor máximo da tensão no diodo D , $v_{D\ max}$, também depende do valor da tensão v_g .

3.2.5. Comportamento da tensão no indutor L_o (v_{Lo}) em baixa frequência

A forma de onda da tensão no indutor de saída L_o , v_{Lo} , é uma senóide retificada descontínua, com valor mínimo negativo, $v_{Lo\ min}$. Este valor mínimo corresponde, ao longo do período de alta frequência, ao inverso da tensão de saída do conversor, V_o , comportamento que se mantém durante todo o período de baixa frequência. O valor máximo da tensão, v_{Lo} é dependente do valor máximo da tensão no diodo, v_D , somada ao inverso da tensão V_o , conforme visto na análise qualitativa, em um período de alta frequência. Como a tensão no diodo v_D varia de acordo com a tensão de entrada do conversor, v_g , então v_{Lo} também segue este padrão.

3.2.6. Comportamento da tensão no transistor S (v_S) em baixa frequência

A forma de onda da tensão no transistor S , v_S , é uma senóide retificada descontínua. O valor mínimo da tensão no transistor S , $v_{S\ min}$, é, evidentemente, zero, o que ocorre no período de condução deste, t_{on} . O valor máximo da tensão no transistor S , $v_{S\ max}$, equivale à máxima diferença entre a tensão no indutor L_m , v_{Lm} , e a tensão v_g . Considerando que a máxima diferença entre estas tensões ocorre quando a tensão v_{Lm} é mínima e que este valor é proporcional à tensão v_g , então o valor máximo da tensão na

chave principal $v_{S\max}$ varia de acordo com a magnitude da senóide descrita pela tensão da rede elétrica.

3.2.7. Comportamento da corrente no capacitor C (i_C) em baixa frequência

A corrente no capacitor de acoplamento C , i_C , apresenta uma forma de onda, em baixa frequência, que lembra um sino. Os valores positivos da corrente no capacitor de acoplamento C , $i_{C\max}$, são iguais aos valores apresentados pela corrente no indutor de saída L_o , $i_{L_o\max}$, na primeira etapa de comutação, quando este indutor está em série com este capacitor. Os valores negativos da corrente i_C são resultado do capacitor C encontrar-se em série com o indutor L_m , porém com referência de medição invertida ao longo do terceiro estágio de comutação. Deste modo, os valores negativos de i_C são o inverso daqueles apresentados pela corrente i_{L_m} referida ao secundário, i_{L_m}/n , na terceira etapa. Como descrito anteriormente, ambas as correntes, i_{L_m} e i_{L_o} , variam de acordo com a tensão retificada da rede elétrica em um período de baixa frequência. Conseqüentemente, a curva descrita por i_C varia de acordo com a tensão v_g . A forma de sino, mencionada anteriormente, deve-se à magnitude da corrente i_{L_o} ser superior àquela apresentada pela corrente i_{L_m} referida ao secundário, i_{L_m}/n .

3.2.8. Comportamento da corrente no transistor S (i_S) em baixa frequência

A forma de onda da corrente no transistor S , i_S , é uma senóide retificada descontínua. O valor mínimo apresentado pela corrente i_S é zero, o que ocorre quando o transistor não conduz. O valor máximo desta corrente ocorre na primeira etapa de comutação, quando o transistor conduz a soma da corrente no indutor L_m referida ao secundário, i_{L_m}/n , e da corrente i_{L_o} . Como as correntes nestes indutores são dependentes dos valores assumidos pela tensão retificada da rede elétrica, v_g , ao longo de sua curva, então, os valores máximos assumidos pela corrente no transistor também o são.

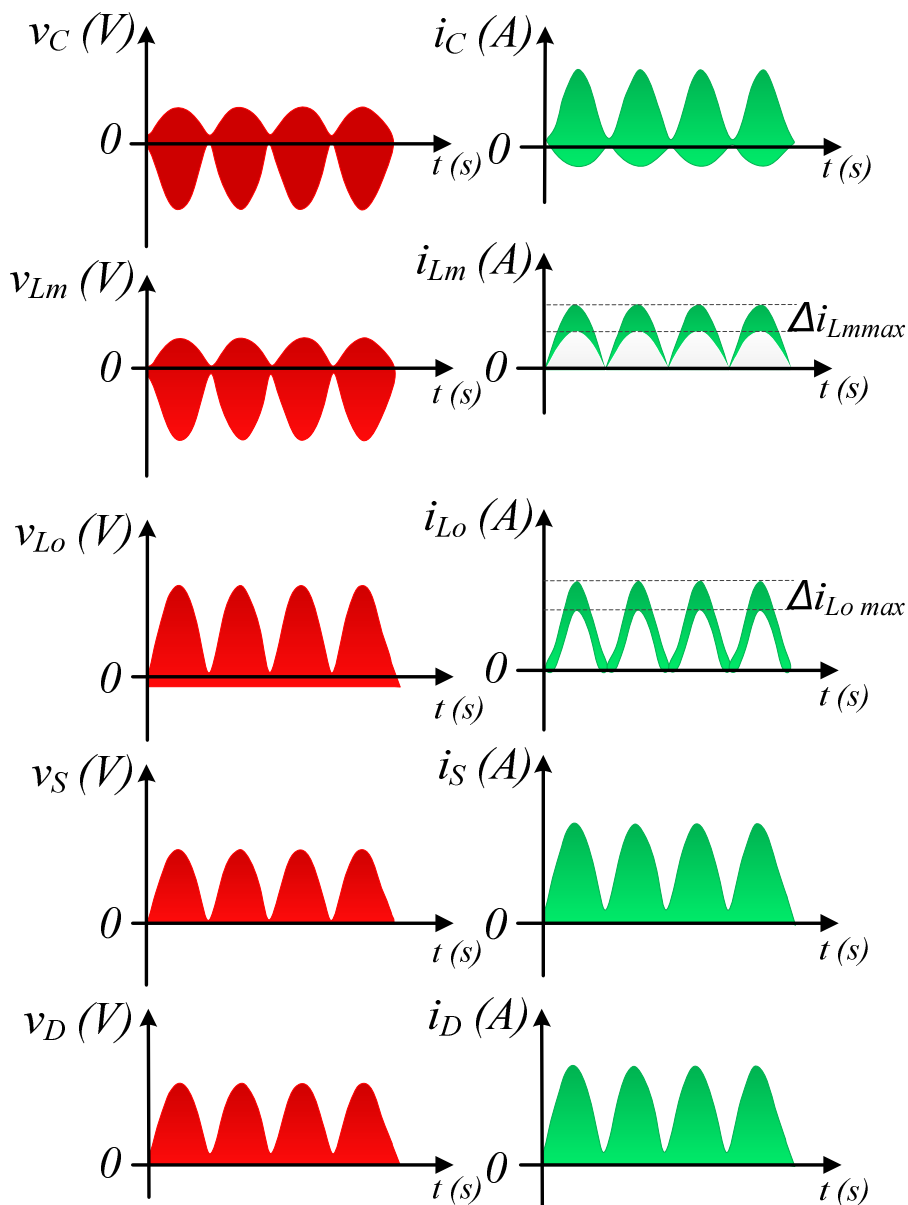
3.2.9. Comportamento da corrente no diodo D (i_D) em um período de baixa frequência

A forma de onda da corrente no diodo D , i_D , é uma senóide retificada descontínua. O valor mínimo da corrente i_D é zero, sendo que este ocorre durante o período no qual este elemento não se encontra em condução. Entretanto, o valor máximo desta corrente ocorre na terceira etapa de comutação, quando este é o único semiconductor conduzindo as correntes no indutor L_m referida ao secundário, i_{L_m}/n , e no

indutor L_o , i_{L_o} , que se somam. Como as correntes nestes indutores dependem dos valores assumidos pela tensão retificada da rede elétrica, v_g , ao longo de sua curva, então, os valores máximos que a corrente i_D assume também são dependentes da tensão v_g .

As principais formas de onda das variáveis do conversor Zeta operando no SCM em baixa frequência, as quais foram descritas nesta seção, podem ser observadas através da Figura 37.

Figura 37 – Principais formas de onda do conversor Zeta operando no MCS em um período de alta frequência.



Fonte: Vanderlei Amaral (2014).

3.3. Conclusões

No modo de condução proposto, o MCS, tanto em alta como em baixa frequência, as correntes nos indutores pertencentes ao conversor Zeta não se anulam. Constata-se, a partir deste fato, que o MCS compartilha este comportamento característico com o MCC, durante quase todo o período de baixa frequência. No entanto, há uma exceção para este comportamento, na operação no MCS, no qual a corrente no indutor de saída se anula, na região de passagem por zero. Isto ocorre porque a razão cíclica do diodo, d_D , varia de acordo com a tensão senoidal retificada fornecida pela rede elétrica, v_g . Consequentemente, quando o valor da tensão v_g se aproxima da nulidade, extingue-se a etapa de operação simultânea dos semicondutores.

Cada semicondutor de potência é responsável pela condução da soma das correntes nos indutores, considerando a relação de transformação, em um determinado intervalo de tempo, inserido no período de alta frequência, o qual ocorre quando o outro semicondutor está desativado. Ao longo do período de condução simultânea, estes semicondutores dividem esta função, sendo o transistor principal, S , responsável por conduzir a corrente do indutor magnetizante, L_m , enquanto, a corrente do indutor de saída, L_o , flui através do diodo D . Em um período de comutação, cada semicondutor é submetido ao maior esforço de tensão, quando desativado. A tensão máxima é aplicada no diodo D quando a diferença entre as tensões no indutor L_m e no capacitor de acoplamento, C , é máxima. E, quanto maior a diferença entre a tensão da rede elétrica e do indutor L_m , maior a tensão no transistor S . Assim, os semicondutores sofrem maiores esforços, em um período de alta frequência, quando não estão em condução simultânea.

Constatou-se que, no transistor S , as ascensões da corrente e da tensão, em um período de alta frequência, são graduais até estas grandezas atingirem seus valores máximos. Embora a corrente no transistor S , i_s , se eleve bruscamente, ante a ativação deste, esta não é incrementada, instantaneamente, até seu ápice. A corrente e a tensão no transistor S decaem, instantaneamente, após seu respectivo apogeu. Entretanto, observou-se que a ascensão e o declínio da tensão e da corrente no diodo D ocorrem em contraste ao que sucede com o transistor S . Dessa forma, a tensão no diodo D é elevada até seu zênite, imediatamente, ante o bloqueio deste, enquanto a corrente no diodo D alcança seu auge, também de forma brusca, no início da terceira etapa de comutação. Efeito similar é observável na ativação do diodo, quando a corrente se eleva instantaneamente, porém não alcança seu valor máximo. Em contraste com o que ocorre no transistor S , no diodo D a corrente e a tensão sempre decaem progressivamente.

É notório, também, que os semicondutores são submetidos a esforços maiores de tensão e de corrente, no período de baixa frequência, quando a tensão aplicada à entrada do conversor Zeta é máxima, ou seja, no cume da forma de onda da tensão da rede elétrica retificada.

O capacitor de acoplamento C e o indutor magnetizante L_m interagem de forma peculiar no MCS, ao longo do período de comutação. No primeiro período, o capacitor é carregado pela passagem da corrente do indutor de saída L_o , enquanto a tensão no indutor L_m permanece constante e proporcional à tensão de entrada, v_g . Uma vez que a tensão no diodo D , v_D , equivale à diferença entre as tensões no capacitor C , v_C , e no indutor L_m , v_{Lm} , quando a ascensão da tensão v_C alcança o valor fixo da tensão v_{Lm} referida ao secundário, $n v_{Lm}$, a tensão v_D se anula. Isto provoca a condução do diodo D antes do término do tempo de condução do transistor. Portanto, para o conversor operar no MCS é necessário que a tensão no capacitor C possa alcançar a tensão no indutor L_m referida ao secundário, ao longo da primeira etapa do ciclo de comutação. Considerando-se que uma alta capacitância implica em uma baixa variação de tensão no capacitor, então, o modo de condução requer que o capacitor C possua uma capacitância relativamente baixa.

No segundo estágio de operação, o capacitor C encontra-se em paralelo com o indutor L_m e com a tensão de entrada, v_g . Dessa forma, neste intervalo, que precede o bloqueio do transistor S , não há corrente significativa percorrendo o capacitor C , cuja tensão está fixada no mesmo valor apresentado pela tensão v_{Lm} refletida ao secundário, $n v_{Lm}$. Após o transistor S ser desativado, no terceiro estágio, o diodo D conduz as correntes i_{L_o} e i_{L_m}/n , participando, portanto, de duas malhas no circuito: A malha de saída, composta pelos elementos mais próximos à saída (indutor L_o e a carga, em paralelo com o filtro capacitivo C_o) e a malha formada pelo o indutor L_m e o capacitor C . Nesta última, o indutor L_m e o capacitor C entram em ressonância. Assim, a corrente i_{L_m}/n é imposta ao capacitor C , cuja referência de medição foi considerada como tendo sentido inverso à i_C . Nesta etapa, ocorre a inversão da tensão nos terminais do capacitor v_C , o que culmina no declínio não linear, também, da tensão no indutor L_m , v_{Lm} . Este declínio é necessário, a fim de garantir que o balanço volts segundos no indutor L_m seja nulo, isto é, assegurar que a tensão média no indutor ao longo do período de comutação seja nula.

4. ANÁLISE QUANTITATIVA DO PFP BASEADO NO CONVERSOR ZETA OPERANDO NO MCS

Este capítulo é dedicado ao estudo quantitativo do conversor Zeta operando neste novíssimo modo de operação, o MCS. O objetivo desta análise é expressar analiticamente o comportamento do conversor, isto é, determinar um conjunto de expressões que represente o comportamento das tensões e correntes nos diversos componentes que compõem o conversor Zeta. Enfim, se busca determinar um conjunto de equações que descrevam o comportamento da operação deste conversor.

Primeiramente, se apresentam conceitos básicos relativos à operação dos PFPs empregando a lei da conservação da energia, segundo a qual, em um sistema sem perdas, a energia na entrada deve ser igual à energia na saída. Partindo-se de um comportamento ideal do PFP, segundo o qual a corrente e a tensão em sua entrada estão em fase e são isentos de componentes harmônicas, é possível à determinação do comportamento da corrente de carga localizada à saída do conversor. Então, descreve-se, analiticamente, o comportamento das correntes e tensões nos componentes do conversor através das etapas de funcionamento que ocorrem ao longo do período de comutação, o que possibilita a obtenção do ganho estático do conversor, o qual define a relação entre a tensão de entrada e a tensão de saída. Desta forma, será possível definir quais parâmetros construtivos do conversor têm efeito sobre este ganho e se este efeito é linear ou não.

O conhecimento das expressões que descrevem o comportamento das correntes e das tensões nos componentes do conversor ao longo do período de comutação permite, ainda, o equacionamento do comportamento destas variáveis em baixa frequência. Este é importante para demonstrar como o MCS possibilita a operação do conversor Zeta na função de PFP, através da manutenção da razão cíclica, d , em um valor constante. Ademais, é interessante conhecer os valores máximos e mínimos das correntes e tensões nos componentes para o projeto do conversor.

Através da obtenção das equações que descrevem o comportamento do conversor, será possível inferir quantitativamente as condições de contorno para o conversor Zeta funcionar no MCS, enquanto exerce as funções de PFP e de regulador de tensão.

Nesta análise, consideram-se as hipóteses simplificadoras apresentadas na seção anterior.

4.1. Determinação da Corrente na Carga

Nesta seção, busca-se determinar a corrente média no LED, e, para tal fim, analisa-se o balanço de energia no PFP baseado no conversor Zeta em um período de baixa frequência da rede elétrica.

A tensão na entrada da ponte retificadora é a tensão da rede (v_{rede}), que possui uma forma de onda senoidal com valor de pico V_g , conforme equação (8).

$$v_{rede} = V_g \text{sen}(\omega t) \quad (8)$$

De forma similar, como um PFP deve emular um resistor, a forma de onda de sua corrente de entrada (i_{rede}) é considerada senoidal, em fase com a tensão imposta pela rede elétrica. O pico desta corrente é chamado I_g , conforme a equação (9).

$$i_{rede} = I_g \text{sen}(\omega t) \quad (9)$$

A potência de entrada no PFP (P_i) é o produto entre a tensão v_{rede} e a corrente i_{rede} . Então, a potência P_i pode ser expressa de acordo com a equação (10).

$$P_i = V_g I_g \text{sen}^2(\omega t) \quad (10)$$

Portanto, a potência de entrada máxima ocorre quando a corrente e a tensão na entrada do conversor estão no pico da onda senoidal de baixa frequência, a qual é imposta pela rede elétrica. Deste modo, o valor máximo da potência na entrada do conversor equivale ao produto entre a tensão de pico na entrada, V_g , e a corrente de pico na entrada, I_g , conforme a equação (11).

$$P_{i \max} = V_g I_g \quad (11)$$

A potência de saída do conversor (P_o), por sua vez, é o produto entre a tensão de saída (V_o) e a corrente no indutor L_o (i_{L_o}). A variação desta corrente em baixa frequência é designada $i_{L_o}(\omega t)$. Assim, a potência de saída do PFP pode ser obtida através da equação (12).

$$P_o = V_o i_{L_o}(\omega t) \quad (12)$$

Uma vez que a transferência de potência do conversor é considerada ideal, é possível igualar a equação (11) e a equação (12). Então, é possível expressar $i_{L_o}(\omega t)$ como a razão do produto entre corrente e a tensão de entrada pela tensão de saída, V_o , o que é demonstrado através da equação (13).

$$i_{L_o}(\omega t) = \frac{V_g I_g}{V_o} \text{sen}^2(\omega t) \quad (13)$$

Através da equação (13) observa-se que o valor máximo que pode ser assumido pela corrente i_{L_o} , $I_{L_o \max}$, equivale à razão cujo numerador é o produto entre a corrente de

pico, I_g , e da tensão de pico, V_g , e cujo denominador é a tensão V_o . Esta relação é expressa através da equação (14).

$$I_{Lo\ max} = \frac{V_g I_g}{V_o} \quad (14)$$

A equação que expressa o valor médio da corrente no indutor L_o ($I_{Lo\ md}$), equação (15), pode ser adquirida através da integração da corrente i_{Lo} em um período de baixa frequência.

$$I_{Lo\ md} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \frac{V_g I_g}{V_o} \text{sen}^2(\omega t) dt \quad (15)$$

Assim, o desenvolvimento da equação (15) culmina na obtenção da equação (16), a qual demonstra a equivalência da corrente média $I_{Lo\ md}$ e da metade da razão entre a potência de entrada ($V_g I_g$) e a tensão de saída V_o .

$$I_{Lo\ md} = \frac{V_g I_g}{2 V_o} \quad (16)$$

Conseqüentemente, a corrente média no indutor L_o , $I_{Lo\ md}$, equivale à metade do valor máximo da corrente i_{Lo} , $I_{Lo\ max}$, conforme a equação (17).

$$I_{Lo\ md} = \frac{I_{Lo\ max}}{2} \quad (17)$$

O capacitor de saída, C_o , deve ser dimensionado considerando o dobro da frequência da rede elétrica para que possa reduzir a ondulação de 120 Hz da tensão na carga e, conseqüentemente, da corrente que flui por esta carga. Deste modo, a corrente na carga (I_o) possui apenas componente contínua com valor idêntico ao valor médio da corrente no indutor L_o , $i_{Lo\ md}$, como demonstra a equação (18).

$$I_o = I_{Lo\ md} \quad (18)$$

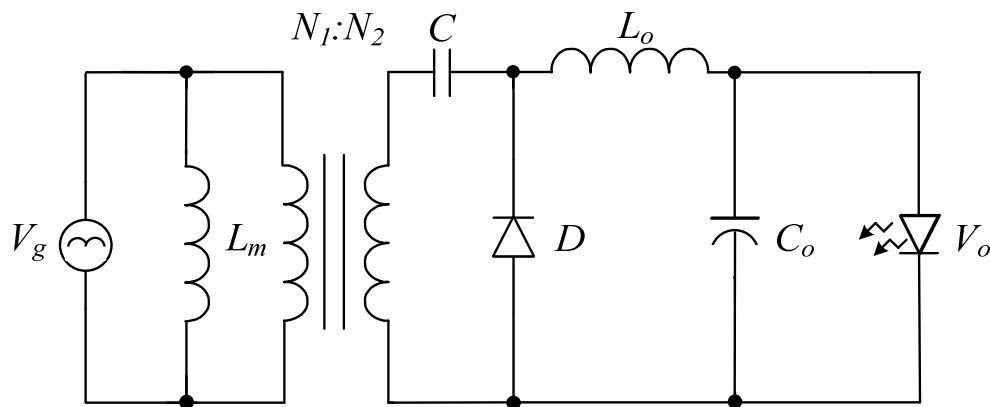
Então, através da observação da equação (17) e da equação (18) constatou-se que corrente I_o equivale à metade do valor de pico da corrente i_{Lo} , $I_{Lo\ max}$.

4.2. Análise Quantitativa das Etapas de Operação em Alta Frequência do Conversor Zeta

Esta seção é dedicada à apresentação do desenvolvimento das equações que representam o comportamento, em um período de alta frequência, do conversor Zeta, enquanto este está operando no MCS. A cada estágio, neste modo de operação, as grandezas envolvidas apresentam diferentes comportamentos, em função do estado dos

semicondutores que compõem este conversor, o transistor S e o diodo D . Conseqüentemente, as equações que representam o comportamento destas grandezas são inerentes a cada estágio de operação. Deste modo, o desenvolvimento destas equações será apresentado separadamente para cada etapa. Esta análise utiliza os princípios estabelecidos pelas leis de nós e de malhas de Kirchoff, para determinar as relações entre tais grandezas. Por conveniência, representa-se, novamente, o conversor Zeta, porém, desta vez, enfatizando, os nós e as malhas do circuito, conforme apresentado na Figura 38.

Figura 38 – Topologia do conversor Zeta considerada na análise qualitativa, enfatizando os nós e as malhas do circuito.



Fonte: O autor (2014).

Neste desenvolvimento, considera-se que as correntes são variáveis de estado para os indutores, mas não para os capacitores. Assim como, analogamente, as tensões são variáveis de estado para os capacitores, mas não para os indutores. Portanto, prioriza-se a expressão das equações em função das variáveis de estado.

Nesta análise, considera-se a saída do conversor Zeta com característica de fonte de corrente, ou seja, a corrente no indutor de saída, i_{L_o} , é considerada uma constante ao longo do período de comutação.

Posteriormente, estas equações serão utilizadas em conjunto, com o intuito de expressar matematicamente importantes características da aplicação deste modo de operação ao conversor Zeta.

O período de comutação, T , é o inverso da frequência de comutação (f), conforme apresentado pela equação (19).

$$f = \frac{1}{T} \quad (19)$$

O período no qual o transistor se encontra em condução, é chamado t_{on} . Já o período no qual este está bloqueado é conhecido como t_{off} . A razão entre o período de condução do transistor e o período de comutação, t_{on} e T , é conhecida como razão cíclica, ou ciclo de trabalho, e é representada por d , conforme a equação (20).

$$d = \frac{t_{on}}{T} \quad (20)$$

O período t_{off} se caracteriza como a diferença entre o período total e o período t_{on} , o que pode ser definido segundo a equação (21).

$$t_{off} = (1 - d) T \quad (21)$$

Analogamente, o período de condução e o período de bloqueio do diodo D são designados $t_{D on}$ e $t_{D off}$, respectivamente. A razão entre o período de condução do diodo e o período de comutação é chamada de razão cíclica do diodo e é representada por d_D , conforme a equação (22).

$$d_D = \frac{t_{D on}}{T} \quad (22)$$

O período $t_{D off}$ se caracteriza como a diferença entre o período total e o período $t_{D on}$, o que pode ser definido segundo a equação (23).

$$t_{D off} = (1 - d_D) T \quad (23)$$

4.2.1. Análise quantitativa da primeira etapa de operação do conversor Zeta no MCS

Nesta subseção, analisa-se o comportamento do conversor Zeta operando no MCS ao longo da primeira etapa de operação. Para tanto, utilizam-se os princípios básicos do cálculo e da análise de circuitos elétricos.

Assim, a tensão no capacitor de acoplamento, v_C , pode ser expressa como o acúmulo de energia decorrente da variação da corrente neste capacitor, i_C , acrescida do valor mínimo apresentado por esta tensão v_C , como é demonstrado pela equação (24), que consta, ainda, com a propriedade da relação de transformação do transformador, n .

$$\frac{v_C}{n}(t) = \frac{1}{n^2 C} \int_0^t n i_C dt + \frac{v_{C min}}{n}, \quad 0 < t < t_{D off} \quad (24)$$

A simples observação da equação (24) permite constatar que a relação de transformação não interfere com a relação entre estas grandezas. Sabendo-se que a corrente que circula através do capacitor C , i_C , é aquela que circula pelo indutor de saída

L_o , i_{L_o} , e, como esta última é considerada constante, pode-se expressar a tensão no capacitor, v_C , em função do tempo, t , na primeira etapa, como a equação (25).

$$v_C(t) = v_{C\ min} + \frac{i_{L_o} t}{C}, \quad 0 < t < t_{D\ off} \quad (25)$$

Visando expressar a corrente no indutor magnetizante, L_m , utiliza-se a equação (26), advinda do princípio do funcionamento dos indutores, no qual o montante da tensão aplicada durante um intervalo a um indutor em razão da indutância deste induz neste elemento uma corrente. Como a corrente no indutor L_m , i_{L_m} , jamais se anula, esta sempre se inicia em um valor mínimo, $i_{L_m\ min}$, diferente de zero. Este princípio é análogo ao da equação (24).

$$i_{L_m}(t) = \frac{1}{L_m} \int_0^t v_{L_m} dt + i_{L_m\ min}, \quad 0 < t < t_{D\ off} \quad (26)$$

Uma vez que a tensão aplicada no indutor L_m , nesta primeira etapa, é a tensão retificada da rede elétrica, v_g , cujo valor é considerado constante, no ciclo de comutação, pode-se expressar esta relação, também, como a equação (27).

$$i_{L_m}(t) = i_{L_m\ min} + \frac{v_g t}{L_m}, \quad 0 < t < t_{D\ off} \quad (27)$$

Através da análise do circuito, observa-se que a corrente no diodo D , i_D , é nula na primeira etapa, enquanto, a tensão neste semiconductor, v_D , equivale à soma da tensão no capacitor C , v_C , acrescida à tensão no indutor L_m , v_{L_m} , referida ao secundário. Deste modo, considerando que a tensão v_{L_m} é igual à tensão v_g , na primeira etapa, conforme atestado anteriormente, é válida a equação (28) para descrever o comportamento da tensão v_D .

$$v_D(t) = n v_g - v_C, \quad 0 < t < t_{D\ off} \quad (28)$$

Uma vez que, a tensão v_C pode ser representada pela equação (25), então, a equação que determina a tensão v_D pode ser expressa, também, através da equação (29).

$$v_D(t) = n v_g - v_{C\ min} - \frac{i_{L_o} t}{C}, \quad 0 < t < t_{D\ off} \quad (29)$$

Constatou-se, no capítulo anterior, que a tensão no transistor S , v_S , é nula na primeira etapa de operação. Porém, a corrente neste semiconductor, i_S , é positiva. A análise do circuito, considerando a primeira lei de nós de Kirchoff, demonstra que esta corrente equivale à soma das correntes nos indutores L_m e L_o , considerando-se que a

corrente neste último, i_{Lo} , é referida ao primário, conforme representado pela equação (30).

$$i_S(t) = i_{Lm}(t) + n i_{Lo}, \quad 0 < t < t_{D\ off} \quad (30)$$

As equações desenvolvidas podem ser utilizadas para a determinação de variáveis de interesse, que serão utilizados mais adiante. Assim, conforme a análise qualitativa do conversor Zeta operando no MCS, no início da primeira etapa, ou seja, quando $t=0$, a tensão v_D atinge seu valor máximo, $v_{D\ max}$, que pode ser expressa deduzindo a equação (28) para tal instante, o que resulta na equação (31).

$$v_{D\ max} = n v_g - v_{C\ min} \quad (31)$$

A análise do estado, ao final da primeira etapa, de algumas das variáveis analisadas, também possibilita a determinação de certos parâmetros que auxiliaram no desenvolvimento deste trabalho. Deste modo, ressalta-se que, ao final da primeira etapa, $t = t_{D\ off}$. Neste instante, conforme discutido no capítulo anterior, a tensão sobre o capacitor C é máxima ($v_{C\ max}$). Então, deduzindo a equação (25), para este instante, resulta na obtenção da equação (32), que relaciona os valores máximo e mínimo, $v_{C\ min}$, da tensão v_C .

$$v_{C\ max} = v_{C\ min} + \frac{i_{Lo} t_{D\ off}}{C} \quad (32)$$

A equação (32) permite a determinação de um parâmetro importante para o projeto do conversor Zeta, o qual será apresentado no capítulo seguinte. Este parâmetro é conhecido como ondulação de tensão no capacitor C (Δv_C), e consiste na diferença entre o valor máximo e o valor mínimo da tensão no capacitor C , ao longo de um período de comutação, conforme apresenta a equação (33).

$$\Delta v_C = v_{C\ max} - v_{C\ min} \quad (33)$$

Consequentemente, a equação (32) permite a substituição da relação definida pela equação (33), o que possibilita a determinação da equação (34), a qual estabelece uma relação direta entre a ondulação de tensão no capacitor C , com a capacitância deste elemento, o tempo de duração da primeira etapa, $t_{D\ off}$, e a corrente média do indutor de saída, i_{Lo} , neste período de comutação.

$$\Delta v_C = \frac{i_{Lo} t_{D\ off}}{C} \quad (34)$$

Um rearranjo da equação (34) permite a obtenção da equação (35) para expressar o tempo $t_{D\ off}$, o qual é determinado pelo tempo após a ativação do transistor S , no qual o diodo D permanece bloqueado.

$$t_{D\ off} = \frac{C \Delta v_C}{i_{L_o}} \quad (35)$$

A primeira etapa termina quando a tensão no diodo D se anula. É neste momento, também que a tensão v_C , alcança seu valor máximo. Portanto, a aplicação da equação (31), neste instante, permite a obtenção da equação (36), que ratifica a observação, feita na análise qualitativa, a qual constata que a tensão máxima no capacitor C é o produto entre a tensão v_g e a relação n .

$$v_{C\ max} = n v_g \quad (36)$$

O valor assumido pela corrente no indutor L_m , ao final da primeira etapa, $i_{L_m\ 2}$, pode ser expresso desenvolvendo a equação (30) para este momento, o que permite expressar o valor desta variável neste instante conforme a equação (37).

$$i_{L_m\ 2} = i_{L_m\ min} + \frac{v_g t_{D\ off}}{L_m} \quad (37)$$

O valor da corrente i_{L_m} , ao final da primeira etapa, pode ser expresso, ainda, substituindo a equação (35), que determina o valor da variável $t_{D\ off}$, na equação (37). Este processo culmina na obtenção da equação (38).

$$i_{L_m\ 2} = i_{L_m\ min} + \frac{C v_g \Delta v_C}{i_{L_o} L_m} \quad (38)$$

A corrente i_S , alcança seu valor máximo, ao longo de um período de alta frequência, $i_{S\ max}$, no final desta primeira etapa, pois este instante é o último no qual o transistor S transmite a soma das correntes i_{L_m} e i_{L_o} , sendo que os valores de ambas se elevaram, continuamente, durante esta etapa. Ademais, este é o instante no qual a corrente i_{L_o} atinge seu valor máximo em um período de alta frequência $i_{L_o\ max}$. Após o término da primeira etapa, o diodo D assume a condução da corrente i_{L_o} , o que reduz a corrente no transistor S . A equação (39) resume esta relação, fornecendo um meio para o cálculo do valor máximo da corrente i_S em um período de alta frequência.

$$i_{S\ max} = i_{L_m\ 2} + n i_{L_o} \quad (39)$$

4.2.2. Análise quantitativa da segunda etapa de operação do conversor Zeta no MCS

Nesta subseção, analisa-se o comportamento, em um período de alta frequência, do conversor Zeta operando no MCS ao longo da segunda etapa de operação, aquela onde os semicondutores operam simultaneamente.

Conforme constatado na análise qualitativa, a tensão v_C permanece em seu valor máximo durante toda a segunda etapa, considerando-se que o valor máximo da tensão v_C , v_{Cmax} , pode ser determinado através da equação (36). Esta equação ainda é válida nesta etapa, pois, enquanto a condução do transistor perdura, a tensão retificada da rede elétrica, v_g , é imposta ao indutor L_m e, portanto, a tensão v_{Lm} equivale à v_g . Então, a tensão v_C , na segunda etapa, é uma constante e pode ser representada pela equação (40).

$$v_C(t) = n v_g, \quad t_{Doff} < t < t_{on} \quad (40)$$

Conforme discutido anteriormente, o fato de o capacitor estar em paralelo com o indutor L_m e com a fonte na entrada do conversor Zeta resulta na imposição da tensão da fonte a estes elementos, o que culmina na passagem de uma corrente insignificante pelo capacitor C , i_C , ao longo da segunda etapa do período de comutação. Portanto, para efeitos práticos, considera-se a corrente i_C nula neste segundo estágio.

Na segunda etapa, a corrente i_{Lm} continua se comportando da mesma forma que na primeira etapa e, portanto, pode ser representada da mesma forma. Porém, nesta nova equação, a equação (41), considera-se o valor inicial da corrente i_{Lm} como o valor apresentado por esta corrente ao final do primeiro estágio de operação, i_{Lm2} .

$$i_{Lm}(t) = i_{Lm2} + \frac{v_g(t - t_{Doff})}{Lm}, \quad t_{Doff} < t < t_{on} \quad (41)$$

Na segunda etapa, as tensões no transistor S e no diodo D , v_S e v_D , respectivamente, são nulas, pois ambos os semicondutores permanecem em condução. Deste modo, conforme apresentado na análise qualitativa, a corrente que percorre o transistor S , i_S , é aquela induzida no indutor L_m , como demonstra a equação (42).

$$i_S(t) = i_{Lm}(t), \quad t_{Doff} < t < t_{on} \quad (42)$$

A corrente transmitida através do diodo D é aquela vinda do indutor L_o , i_{Lo} , conforme a equação (43).

$$i_D(t) = i_{Lo}, \quad t_{D\ off} < t < t_{on} \quad (43)$$

Ao final da segunda etapa, o transistor é bloqueado, pois o tempo, no qual este permanece conduzindo no período de comutação, t_{on} , foi transcorrido. O valor da corrente no indutor L_m , neste instante, $i_{Lm\ 3}$, pode ser adquirido através da equação (44).

$$i_{Lm\ 3} = i_{Lm\ min} + \frac{v_g t_{on}}{L_m} \quad (44)$$

4.2.3. Análise quantitativa da terceira etapa de operação do conversor Zeta no MCS

Nesta subseção, analisa-se o comportamento, em um período de alta frequência, do conversor Zeta operando no MCS ao longo do terceiro estágio de operação, aquele onde há acumulação de energia no capacitor C , cujo circuito foi representado na Figura 38 (c), no Capítulo 2.

Esta terceira etapa de operação tem início quando a condução do transistor S é bloqueada. Consequentemente, a corrente neste semiconductor é nula ao longo desta etapa. Enquanto isso, o diodo D está em condução e, portanto, não há tensão neste.

Em função da definição, previamente estabelecida, das referências de medição das variáveis, tensão e corrente, no capacitor C e no indutor L_m , estas têm mesmo módulo, mas sinal invertido, na terceira etapa, conforme a equação (45).

$$i_C(t) = \frac{-i_{Lm}(t)}{n}, \quad t_{on} < t < T \quad (45)$$

Estes componentes formam uma malha, juntamente com o diodo D , o qual está em condução. A corrente neste semiconductor, i_D , é a soma das correntes no indutor, visto que ambas transcorrem este diodo no mesmo sentido, o único pelo qual este componente conduz. Esta relação pode ser expressa pela equação (46).

$$i_D(t) = \frac{i_{Lm}(t)}{n} + i_{Lo}, \quad t_{on} < t < T \quad (46)$$

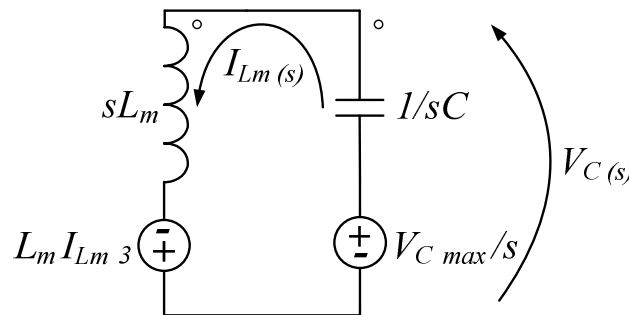
A representação da tensão no transistor S , v_S , pode ser obtida através da observação da Figura 35 (c), no capítulo 2, onde se verifica que este semiconductor está formando uma malha com a fonte de entrada do conversor, v_g , e com o indutor L_m . Desta relação, obtém-se a equação (47).

$$v_S(t) = v_g - v_{Lm}(t), \quad t_{on} < t < T \quad (47)$$

A interação entre o capacitor C e o indutor L_m , nesta etapa, é um tanto complexa, devido à ressonância entre estes elementos. Utilizando-se os princípios da transformada

de Laplace aplicada à análise de circuitos, representa-se a malha formada por estes elementos na Figura 39, para o domínio de Laplace (s). Desta forma, na figura, à representação dos elementos acumuladores de energia adicionam-se as fontes de tensão para representar as condições iniciais nestes elementos. Sendo que, em relação ao capacitor, a fonte está posicionada de forma que suas referências estão no mesmo sentido e, portanto, se somam. Enquanto isso, no indutor, o valor desta fonte aparece como um decremento, devido à orientação das referências.

Figura 39 – Malha formada pelo capacitor C e pelo indutor L_m na terceira etapa da operação do conversor Zeta no MCS.



Fonte: O autor (2014).

Assim, a equação (48) expressa a corrente i_{L_m} , na terceira etapa, no domínio s , onde é chamada de $I_{L_m}(s)$, obtida através da relação entre os elementos desta malha. Os valores em que a tensão no capacitor C , v_C , e a corrente i_{L_m} iniciam a terceira etapa, $v_{C_{max}}$ e $i_{L_{m3}}$, respectivamente, são, naturalmente, variáveis que influenciam o comportamento da própria corrente, i_{L_m} , nesta etapa. No domínio de Laplace, estas variáveis são expressas, por $V_{C_{max}}$ e $I_{L_{m3}}$, respectivamente.

$$I_{L_m}(s) = \frac{\frac{V_{C_{max}}}{n s} + I_{L_{m3}} L_m}{L_m s + \frac{1}{n^2 C s}} \quad (48)$$

Através da aplicação da transformada inversa de Laplace à equação (48), obtém-se a equação (49), que transmite a expressão que determina a corrente no indutor L_m , na terceira etapa de operação do MCS, ao domínio do tempo, t . Considerando que o valor máximo da tensão no capacitor, $v_{C_{max}}$, pode ser expresso através da equação (36), esta relação substitui o valor $v_{C_{max}}$ na equação (49).

$$i_{L_m}(t) = \frac{v_g \operatorname{sen}\left((t - t_{on}) \sqrt{\frac{1}{n^2 C L_m}}\right) + i_{L_m 3} L_m \sqrt{\frac{1}{n^2 C L_m}} \cos\left((t - t_{on}) \sqrt{\frac{1}{n^2 C L_m}}\right)}{L_m \sqrt{\frac{1}{n^2 C L_m}}}, \quad t_{on} < t < T \quad (49)$$

A equação (49) valida à hipótese que estabelece a ressonância entre os elementos acumuladores de energia (o indutor L_m e o capacitor C), pois se sabe que a frequência de ressonância (ω_0) entre um elemento capacitivo e um indutivo é a raiz do inverso do produto da indutância pela capacitância. Ao considerar, neste equacionamento, a relação de transformação entre os enrolamentos do transformador, obtém-se a equação (50).

$$\omega_0 = \frac{1}{n} \sqrt{\frac{1}{C L_m}} \quad (50)$$

Assim, a equação (49) pode ser representada, também, como a equação (51), que estabelece que a corrente i_{L_m} , na terceira etapa, seja influenciada diretamente pela frequência de ressonância entre o indutor L_m e o capacitor C .

$$i_{L_m}(t) = \frac{v_g \operatorname{sen}(\omega_0 (t - t_{on})) + i_{L_m 3} \omega_0 L_m \cos(\omega_0 (t - t_{on}))}{L_m \omega_0}, \quad t_{on} < t < T \quad (51)$$

Esta malha, utilizando a técnica de análise de circuitos por transformada de Laplace, conforme apresenta a Figura 39, possibilitou ainda a aquisição de uma expressão, a equação (52), para descrever o comportamento da tensão v_C , no terceiro estágio de operação do conversor Zeta no MCS. A tensão no capacitor C , no domínio da frequência, é representada por V_C .

$$V_C(s) = \frac{V_{C \max}}{n s} - I_{L_m} \frac{1}{n^2 s C} \quad (52)$$

Considerando que a representação da corrente no indutor L_m , no domínio da frequência, I_{L_m} , já é conhecida, equação (48), realiza-se sua substituição na equação (52), formando a equação (53).

$$V_C(s) = \frac{V_{C \max}}{n s} - \frac{\frac{V_{C \max}}{n s} + I_{L_m 3} L_m}{L_m s + \frac{1}{n^2 C s}} \frac{1}{n^2 s C} \quad (53)$$

A fim de representar o comportamento da tensão v_C no domínio do tempo, aplica-se a transformada inversa de Laplace à equação (53). Assim, obtém-se a equação (54).

$$v_C(t) = \frac{n C v_{C \max} \cos\left((t - t_{on}) \sqrt{\frac{1}{n^2 C L_m}}\right) \sqrt{\frac{1}{n^2 C L_m}} - i_{Lm3} \sin\left((t - t_{on}) \sqrt{\frac{1}{n^2 C L_m}}\right)}{n C \sqrt{\frac{1}{n^2 C L_m}}}, \quad t_{on} < t < T \quad (54)$$

Na equação (54), é notável a influência da ressonância sobre a tensão no capacitor. Deste modo, pode-se representar esta relação, também, através da equação (55).

$$v_C(t) = \frac{n C v_{C \max} \omega_0 \cos(\omega_0 (t - t_{on})) - i_{Lm3} \sin(\omega_0 (t - t_{on}))}{n \omega_0 C}, \quad t_{on} < t < T \quad (55)$$

A corrente no capacitor C , i_C , na terceira etapa, é igual ao inverso da razão entre a corrente i_{Lm} e a relação de transformação entre os enrolamentos do transformador, n , como pode ser melhor visualizado através da equação (56).

$$i_C(t) = \frac{-i_{Lm}(t)}{n}, \quad t_{on} < t < T \quad (56)$$

A tensão no indutor L_m , v_{Lm} , é idêntica à tensão no capacitor, referida ao enrolamento primário. Isto ocorre, pois, o capacitor C e o indutor L_m , são os únicos elementos nesta malha e, conseqüentemente, estabelecem, simultaneamente, entre si uma relação típica de componentes posicionados em paralelo e uma relação apresentada, usualmente, por elementos posicionados em série. Esta relação entre as tensões v_{Lm} e v_C é expressa, matematicamente, pela equação (57).

$$v_{Lm}(t) = \frac{v_C(t)}{n}, \quad t_{on} < t < T \quad (57)$$

Ao final da terceira etapa, decorrido o intervalo t_{off} , a corrente i_{Lm} alcança seu valor mínimo, $i_{Lm \min}$. Assim, este parâmetro pode ser determinado através da dedução da equação (51), para este intervalo, o que resulta na equação (58).

$$i_{Lm \min} = \frac{v_g \sin(\omega_0 t_{off}) + i_{Lm3} \omega_0 L_m \cos(\omega_0 t_{off})}{\omega_0 L_m} \quad (58)$$

Observa-se na equação (58) que a corrente $i_{Lm \min}$ depende do valor da corrente i_{Lm} no início da terceira etapa, i_{Lm3} . Ao mesmo tempo em que a equação (44) apresenta a corrente i_{Lm3} como uma função de $i_{Lm \min}$. Assim, substitui-se a relação estabelecida pela equação (44) na equação (58), o que resulta na equação (59),

$$i_{Lm \min} = \frac{v_g \sin(\omega_0 t_{off}) + v_g \omega_0 t_{on} \cos(\omega_0 t_{off})}{\omega_0 L_m (1 - \cos(\omega_0 t_{off}))} \quad (59)$$

na qual apresenta-se a relação entre a corrente $i_{Lm \min}$ em função da frequência ω_0 , dos tempos t_{on} e t_{off} , da tensão v_g e da indutância L_m .

Utiliza-se o processo inverso, fazendo uso da relação estabelecida na equação (58) e a substituindo na equação para determinar a corrente i_{Lm3} de forma independente da corrente $i_{Lm\ min}$, conforme a equação (60).

$$i_{Lm3} = v_g \frac{\text{sen}(\omega_0 t_{off}) + \omega_0 t_{on}}{\omega_0 L_m (1 - \cos(\omega_0 t_{off}))} \quad (60)$$

Este equacionamento, que definiu i_{Lm3} como uma função dos tempos t_{on} e t_{off} , da tensão v_g , da frequência ω_0 e da indutância L_m , possibilita a expressão da corrente i_{Lm} , na terceira etapa, em função das variáveis citadas, conforme a equação (61).

$$i_{Lm}(t) = v_g \left(\frac{\text{sen}(\omega_0 (t - t_{on}))}{\omega_0 L_m} + \frac{(\text{sen}(\omega_0 t_{off}) + \omega_0 t_{on}) \cos(\omega_0 (t - t_{on}))}{(1 - \cos(\omega_0 t_{off}))} \right), t_{on} < t < T \quad (61)$$

A expressão que descreve o apogeu da corrente i_{Lm} , $i_{Lm\ max}$, pode ser obtida através da aplicação da equação (61) a este intervalo, resultando na equação (62). Sendo que o valor $i_{Lm\ max}$ é alcançado na terceira etapa ao fim do intervalo t_1 , quando a tensão v_C se anula.

$$i_{Lm\ max} = \left(\frac{\text{sen}(\omega_0 t_1)}{\omega_0 L_m} + \frac{(\text{sen}(\omega_0 t_{off}) + \omega_0 t_{on}) \cos(\omega_0 t_1)}{(1 - \cos(\omega_0 t_{off}))} \right) \quad (62)$$

No instante final da terceira etapa de operação, a tensão v_C alcança, também, seu valor mínimo, $v_{C\ min}$, que pode ser expresso através da dedução da equação (55) para tal instante, o que resulta na equação (63).

$$v_{C\ min} = \frac{n^2 v_g \omega_0 C \cos(\omega_0 t_{off}) - i_{Lm3} \text{sen}(\omega_0 t_{off})}{n \omega_0 C} \quad (63)$$

A substituição da equação (60) na equação (63) resulta na equação (64),

$$v_{C\ min} = v_g \left(n \cos(\omega_0 t_{off}) - \frac{\text{sen}^2(\omega_0 t_{off}) + \omega_0 t_{on} \text{sen}(\omega_0 t_{off})}{n \omega_0^2 C L_m (1 - \cos(\omega_0 t_{off}))} \right) \quad (64)$$

a qual define a tensão $v_{C\ min}$ em função dos tempos t_{on} e t_{off} , da tensão v_g , da frequência ω_0 , da indutância L_m e da relação de transformação n . A tensão v_C na terceira etapa pode, também, ser definida em função destas variáveis, o que é demonstrado na equação (65).

$$v_C(t) = v_g \left(n \cos(\omega_0 (t - t_{on})) - \frac{\text{sen}(\omega_0 t_{off}) + \omega_0 t_{on}}{n \omega_0^2 C L_m (1 - \cos(\omega_0 t_{off}))} \sin(\omega_0 (t - t_{on})) \right), t_{on} < t < T \quad (65)$$

A tensão v_{Lm} é imposta pelo capacitor C , conforme a equação (57). A tensão v_{Lm} alcança seu valor mínimo, $v_{Lm\ min}$, ao final da terceira etapa, cujo valor corresponde à tensão mínima no capacitor C , $v_{C\ min}$, referida no primário, $v_{C\ min}/n$. Demonstra-se esta relação através da equação (66).

$$v_{Lm\ min} = \frac{v_{C\ min}}{n} \quad (66)$$

Desta forma, como a tensão v_{Lm} decai, nesta terceira etapa, a tensão no transistor S se eleva, superando o valor da tensão v_g , quando a tensão v_{Lm} se torna negativa, após o intervalo t_1 . A tensão v_S é máxima, $v_{S\ max}$, ao final desta etapa, quando a tensão v_{Lm} alcança seu valor mínimo, $v_{Lm\ min}$. A equação (67) expressa, matematicamente, esta relação.

$$v_{S\ max} = v_g - v_{Lm\ min} \quad (67)$$

É na terceira etapa que a corrente no diodo D , i_D , sofre os maiores esforços de corrente, pois nesta etapa este diodo assume as correntes do indutor L_m referida ao secundário, $n i_{Lm}$, e do indutor L_o , i_{Lo} , cujos módulos se somam ao circular pelo diodo D . Ao longo da terceira etapa, as correntes nos indutores, i_{Lm} e i_{Lo} , decaem, conforme a Figura 36, no capítulo 2, apresentando seu valor mínimo, $i_{Lm\ min}$ e $i_{Lo\ min}$ ao final desta etapa. Portanto, a corrente i_D é máxima no início da terceira etapa. Deste modo, esta relação é descrita através da equação (68).

$$i_{D\ max} = \frac{i_{Lm\ 3}}{n} + i_{Lo} \quad (68)$$

4.2.4. Representação conjunta das equações referentes às etapas de operação do conversor Zeta no MCS

Nesta subseção, reúnem-se as equações determinadas anteriormente para a descrição do comportamento das principais variáveis do conversor Zeta, enquanto este opera no MCS. Esta reunião visa à expressão dos comportamentos destas variáveis para totalidade do período de comutação, visto que o comportamento do conversor em uma etapa influi no comportamento de suas grandezas na etapa seguinte.

A tensão no capacitor C , v_C , na primeira etapa, se eleva, através da passagem do tempo, a partir de seu valor mínimo, determinado pela equação (63), formando uma rampa, cuja taxa de crescimento é a razão entre a corrente no indutor L_o , que trespasa também o capacitor C , e a própria capacitância deste. Na segunda etapa do período de comutação, a tensão v_C equivale à tensão imposta pela fonte de entrada do conversor Zeta, referida ao enrolamento secundário do transformador, $n v_g$. Finalmente, na última etapa do período de comutação, a tensão v_C cresce negativamente, descrevendo uma parábola, significativamente influenciada pela frequência de ressonância, ω_o . Assim, a

equação (69) representa, matematicamente, a curva da tensão no capacitor C , v_C , em um período de alta frequência, T .

$$v_C(t) = \begin{cases} v_{C\ min} + \frac{i_{L_o} t}{C}, & 0 < t < t_{D\ off} \\ n v_g, & t_{D\ off} < t < t_{on} \\ \frac{n C v_{C\ max} \cos(\omega_0 (t - t_{on})) \omega_0 - I_{L_m} \sin(\omega_0 (t - t_{on}))}{n \omega_0 C}, & t_{on} < t < T \end{cases} \quad (69)$$

A corrente neste capacitor, i_C , é igual à corrente no indutor L_o , i_{L_o} , ao longo da primeira etapa de operação em um período de alta frequência. Na segunda etapa, a corrente neste capacitor é ínfima e, portanto, é considerada nula. Por fim, na terceira etapa o capacitor C conduz a corrente no indutor L_m , i_{L_m} , referida ao secundário, i_{L_m}/n . Então, representa-se o comportamento da corrente i_C no período de comutação através da equação (70).

$$i_C(t) = \begin{cases} i_{L_o}, & 0 < t < t_{D\ off} \\ 0, & t_{D\ off} < t < t_{on} \\ \frac{-i_{L_m}(t)}{n}, & t_{on} < t < T \end{cases} \quad (70)$$

Como comentado anteriormente, a tensão no indutor L_m , v_{L_m} , é a tensão imposta pela rede elétrica, v_g , nas duas primeiras etapas. A abertura do transistor condiciona a tensão neste indutor àquela acumulada no capacitor C durante a terceira etapa. Portanto, a tensão v_{L_m} equivale à tensão v_C , na terceira etapa referida ao primário. O comportamento da tensão v_{L_m} , ao longo do período de comutação, é expresso na equação (71).

$$v_{L_m}(t) = \begin{cases} v_g, & 0 < t < t_{D\ off} \\ v_g, & t_{D\ off} < t < t_{on} \\ \frac{v_C(t)}{n}, & t_{on} < t < T \end{cases} \quad (71)$$

A corrente no indutor L_m , i_{L_m} , por sua vez, ascende linearmente com uma taxa de crescimento correspondente à razão da tensão aplicada neste componente, fornecida pela fonte na entrada do conversor, e pela indutância deste elemento, a partir de seu valor mínimo, nas duas primeiras etapas do período de alta frequência. Na terceira etapa, a corrente no indutor L_m decai não linearmente, descrevendo uma parábola, significativamente influenciada pela frequência de ressonância, ω_0 . Deste modo, a equação (72), demonstra a variação no comportamento da corrente no indutor L_m , i_{L_m} , na totalidade do período de comutação.

$$i_{Lm}(t) = \begin{cases} i_{Lm\ min} + \frac{v_g t}{L_m}, & 0 < t < t_{D\ off} \\ i_{Lm\ 2} + \frac{v_g (t - t_{D\ off})}{L_m}, & t_{D\ off} < t < t_{on} \\ \frac{v_g \sin(\omega_0 (t - t_{on})) + i_{Lm\ 3} \omega_0 L_m \cos(\omega_0 (t - t_{on}))}{L_m \omega_0}, & t_{on} < t < T \end{cases} \quad (72)$$

A tensão no diodo D , v_D , é positiva apenas na primeira etapa de operação do período de comutação, sendo este o intervalo de tempo no qual o diodo não está em condução. Nesta primeira etapa, a tensão v_D inicia em seu valor máximo, $v_{D\ max}$, cujo valor é determinado pela diferença entre a tensão na rede elétrica, referida ao secundário, e a tensão mínima no capacitor C , $v_{C\ min}$, valor este, no qual o capacitor inicia a primeira etapa. Assim, a ascensão da tensão no capacitor C , no decorrer da primeira etapa, resulta na recessão da tensão v_D , com taxa de redução igual à razão entre a corrente i_{L_o} e a capacitância C , uma vez que esta é a taxa de ascensão da tensão v_C , conforme equação (69). Recordar-se que a corrente i_{L_o} é considerada constante, em um período de alta frequência, pois a variação nesta corrente em tal período é pouco relevante. Nas duas etapas seguintes, não há tensão no diodo D . Deste modo, a equação (73) apresenta o comportamento da tensão v_D ao longo do período de comutação.

$$v_D(t) = \begin{cases} n v_g - v_C(t), & 0 < t < t_{D\ off} \\ 0, & t_{D\ off} < t < t_{on} \\ 0, & t_{on} < t < T \end{cases} \quad (73)$$

A corrente no diodo D , i_D , é nula na primeira etapa de comutação, que perdura até este componente entrar em condução, quando a tensão acumulada no capacitor C se iguala à tensão fornecida pela rede elétrica, v_g . No segundo estágio do período de comutação, o diodo D assume a condução da corrente no indutor L_o , i_{L_o} . Por fim, no terceiro estágio, o diodo D conduz não somente a corrente i_D , como, também, a corrente no indutor L_m , i_{L_m} , referida ao secundário, i_{L_m}/n . O valor máximo de corrente apresentado pelo indutor, ao longo do período de comutação, ocorre no início da terceira etapa. A equação (74) expressa, analiticamente, o comportamento da corrente i_D ao longo do período de comutação.

$$i_D(t) = \begin{cases} 0, & 0 < t < t_{D\ off} \\ i_{L_o}, & t_{D\ off} < t < t_{on} \\ 0 \frac{i_{L_m}(t)}{n} + i_{L_o}, & t_{on} < t < T \end{cases} \quad (74)$$

A tensão no transistor S , v_S , é nula nos dois primeiros estágios de operação, visto que este semiconductor está conduzindo. No terceiro estágio, a condução no transistor S é bloqueada, o que resulta em uma tensão neste elemento, a qual equivale à diferença entre a tensão na rede elétrica, v_g , e a tensão no indutor L_m , v_{Lm} . Desta forma, como a tensão v_{Lm} decai, nesta terceira etapa, a tensão no transistor S se eleva, superando o valor da tensão v_g , quando a tensão v_{Lm} se torna negativa, após o intervalo t_I . A tensão v_S é máxima, $v_{S\ max}$, ao final desta etapa, quando a tensão v_{Lm} alcança seu valor mínimo, $v_{Lm\ min}$, o qual, por sua vez, equivale à tensão v_C mínima, $v_{C\ min}$, referida ao primário, $v_{C\ min}/n$. A equação (75) expressa o comportamento da tensão v_S ao longo do período de comutação.

$$v_S(t) = \begin{cases} 0, & 0 < t < t_{D\ off} \\ 0, & t_{D\ off} < t < t_{on} \\ v_g - v_{Lm}(t), & t_{on} < t < T \end{cases} \quad (75)$$

O transistor S inicia o período de comutação fornecendo corrente aos indutores L_m e L_o . Conseqüentemente, a corrente no transistor S , na primeira etapa, equivale à soma da corrente no indutor L_m , i_{Lm} , e a corrente no indutor L_o , referida ao enrolamento primário, $n i_{L_o}$. Na segunda etapa de operação, o diodo D assume a condução da corrente i_{L_o} , liberando o transistor S deste encargo. Desta forma, neste segundo estágio, o transistor S conduz apenas a corrente i_{Lm} . Ao final do segundo estágio, a condução no transistor S é bloqueada e assim permanece, até o início de um novo ciclo de comutação. Deste modo, a corrente i_S é nula no terceiro estágio de operação do conversor Zeta no MCS. A equação (76) expressa o comportamento da corrente i_S ao longo do período de comutação.

$$i_S(t) = \begin{cases} i_{Lm}(t) + n i_{L_o}, & 0 < t < t_{D\ off} \\ i_{Lm}(t), & t_{D\ off} < t < t_{on} \\ 0, & t_{on} < t < T \end{cases} \quad (76)$$

4.3. Determinação da Tensão de Saída

A tensão de saída do PFP, V_o , equivale à tensão média no diodo ao longo do período de baixa frequência ($V_{D\ md}$), a qual pode ser definida como a integral em baixa frequência ($T_{redel}/2$) da curva da tensão média no diodo em alta frequência, conforme a equação (77).

$$V_o = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \left(\frac{1}{T} \int_0^T V_D(t) dt \right) d\omega t \quad (77)$$

A integral interna da equação (77) é a média da tensão v_D em um período de comutação e, considerando que a forma sob a curva desta tensão é triangular, pode-se representá-la como a metade do produto entre o valor máximo da tensão v_D , $v_{D\ max}$, e o tempo que o diodo não conduz, $t_{D\ off}$, conforme a equação (78).

$$V_o = \frac{1}{\pi T} \int_0^{\pi} \left(\frac{v_{D\ max} t_{D\ off}}{2} \right) d\omega t \quad (78)$$

Na equação (31), definiu-se que a tensão $v_{D\ max}$ equivale ao valor da oscilação Δv_C , enquanto que na equação (35) definiu-se o tempo $T_{D\ off}$ em função do quociente entre o produto da oscilação Δv_C pela capacitância e pela corrente no indutor L_o . Então, a tensão V_o pode ser representada conforme a equação (79).

$$V_o = \frac{1}{2 \pi T} \int_0^{\pi} \left(\frac{C \Delta v_C^2}{i_{L_o}} \right) d\omega t \quad (79)$$

Uma vez que a corrente i_{L_o} varia através do tempo, substituiu-se esta variável pela relação definida através da equação (13). Substituindo-se as relações estabelecidas através da equação (13) e, subsequentemente, da equação (14) obtém-se a equação (80).

$$V_o = \frac{1}{2 \pi T} \int_0^{\pi} \left(\frac{C \Delta v_C^2}{I_{L_o\ max} \text{sen}^2(\omega t)} \right) d\omega t \quad (80)$$

Na equação (64), observa-se que há uma parcela do produto que não apresenta variação temporal, sendo que o produto entre esta e a tensão v_g equivale à tensão $v_{C\ min}$. O valor desta parcela é uma função dos parâmetros construtivos do conversor. Esta parcela é designada como $Y_{vC\ min}$ e representada na equação (81).

$$Y_{vC\ min} = n \cos(\omega_0 t_{off}) - \frac{\text{sen}^2(\omega_0 t_{off}) + \omega_0 t_{on} \text{sen}(\omega_0 t_{off})}{n \omega_0^2 C L_m (1 - \cos(\omega_0 t_{off}))} \quad (81)$$

Uma vez que a razão cíclica, d , e frequência f constantes são impostas ao transistor S , os intervalos temporais t_{on} e t_{off} também o são. Deste modo, a parcela $Y_{vC\ min}$ é uma constância ao longo do período de baixa frequência. Então, a tensão $v_{C\ min}$ pode, também, ser apresentada como o produto da parcela $Y_{vC\ min}$ pela tensão v_g , conforme a equação (82).

$$v_{C\ min} = v_g Y_{vC\ min} \quad (82)$$

Este equacionamento permite reescrever a definição da oscilação de tensão Δv_C como o produto entre a tensão v_g e a diferença entre a relação de transformação, n , e o parâmetro $Y_{vC\ min}$, conforme apresentado pela equação (83).

$$\Delta v_C = v_g (n - Y_{vCmin}) \quad (83)$$

Esta equação demonstra que a oscilação de tensão Δv_C é proporcional à variação da tensão v_g . Então, a substituição da equação (83) na equação (80), permite a obtenção da equação (84).

$$V_o = \frac{1}{2 \pi T} \int_0^{\pi} \left(\frac{C (v_g (n - Y_{vCmin}))^2}{I_{Lo \max} \text{sen}^2(\omega t)} \right) d\omega t \quad (84)$$

Uma vez que a equação (17) determina que a corrente máxima no indutor de saída seja o dobro da corrente média neste indutor, a qual equivale à corrente de saída, I_o , conforme a equação (18), então é possível representar a tensão V_o através da equação (85).

$$V_o = \frac{C (n - Y_{vCmin})^2}{4 I_o \pi T} \int_0^{\pi} \left(\frac{v_g^2}{\text{sen}^2(\omega t)} \right) d\omega t \quad (85)$$

A tensão v_g pode ser definida, em um período de baixa frequência, equivalente à metade do período da tensão da rede elétrica, como uma tensão senoidal com pico em V_g , conforme a equação (86).

$$v_g = V_g \text{sen}(\omega t) \quad (86)$$

A substituição da equação (86) na equação (85) permite a dedução da integral desta última. Este processo culmina na obtenção da equação (87),

$$V_o = \frac{C V_g^2 (n - Y_{vCmin})^2}{4 I_o T} \quad (87)$$

a qual permite expressar V_o em função das especificações de projeto e de variáveis determinadas durante o projeto do PFP.

4.4. Determinação da Corrente na Entrada do PFP

Esta seção tem como objetivo a determinação da corrente de entrada, i_{rede} , do PFP. Para tanto, utiliza-se um equacionamento desenvolvido a partir da equação (87). A corrente de saída equivale à corrente média no indutor de saída, $I_{Lo \text{ md}}$, a qual é o dobro da corrente máxima neste indutor, $I_{Lo \max}$, sendo igual ao quociente entre o produto da tensão V_g pela corrente de pico da rede elétrica, I_g , e a tensão V_o , conforme a equação (16). A substituição desta na equação (87), conduz à obtenção da equação (88),

$$I_g = \frac{C V_g (n - Y_{vCmin})^2}{2 T} \quad (88)$$

a qual fornece uma relação para a determinação da corrente I_g . Multiplicando ambos os lados desta equação por uma onda senoidal que varia em função da frequência angular ($\omega = 2 \pi f$) e do tempo, t , obtém-se a equação (89).

$$I_g \text{sen}(\omega t) = \frac{C V_g \text{sen}(\omega t) (n - Y_{vCmin})^2}{2 T} \quad (89)$$

A corrente instantânea na rede elétrica, i_{rede} , foi definida como o produto entre seu pico I_g por sua forma de onda senoidal, através da equação (9). Analogamente, a tensão instantânea imposta pela rede elétrica v_g ao longo do período da rede, v_{rede} , foi estabelecida como o produto de seu pico, V_g , por sua forma de onda senoidal. Então, fazendo uso destas relações e da equação (89), pode-se expressar a corrente i_{rede} como uma função proporcional à tensão v_{rede} , conforme demonstra a equação (90).

$$i_{rede} = v_{rede} \frac{C f (n - Y_{vCmin})^2}{2} \quad (90)$$

Finalmente, a equação (90) comprova que a corrente de entrada, i_{rede} , do conversor Zeta operando no MCS é uma função da sua tensão de entrada, v_{rede} , imposta pela rede elétrica e parâmetros construtivos inerentes a este conversor, mesmo impondo razão cíclica constante e frequência de comutação constante. Portanto, o conversor Zeta operando no modo proposto opera como um PFP ideal, e, conseqüentemente, apresenta comportamento resistivo. Então, a resistência equivalente do conversor (R_{eq}) pode ser determinada aplicando a lei de ohm à equação (90), o que resulta na obtenção da equação (91).

$$R_{eq} = \frac{2}{C f (n - Y_{vCmin})^2} \quad (91)$$

Esta equação demonstra que a resistência equivalente do conversor depende da frequência de comutação, f , da razão cíclica, d , e dos parâmetros construtivos: A relação de transformação, n , a capacitância C , a indutância L_m e a frequência de ressonância entre o capacitor C e o indutor L_m , ω_0 . Considerando-se a frequência e a razão cíclica constantes, a resistência equivalente é, também, constante.

Uma vez que o PFC possui comportamento resistivo, constata-se que no instante em que a tensão da rede alcança seu ápice, V_g , a corrente da rede, também, atinge seu cume, I_g . Desta forma, a corrente I_g pode ser representada como o quociente entre a tensão V_g e a resistência equivalente, R_{eq} , conforme a equação (92).

$$I_g = \frac{V_g}{R_{eq}} \quad (92)$$

4.5. Determinação do Ganho Estático

Nesta seção, busca-se a determinação do ganho estático de tensão (G_v) do conversor Zeta, enquanto este conversor opera no MCS. O ganho do conversor consiste na razão entre a tensão constante de saída, V_o , e o valor rms da tensão de entrada v_g ($V_{g\ rms}$).

O ganho estático de corrente (G_i) é o inverso do ganho estático G_v , uma vez que o circuito é considerado ideal. Primeiramente, calculou-se o ganho G_v do conversor operando neste modo, através da análise da relação entre as equações referentes às três etapas do período de comutação. Porém, como será visto nesta seção, a equação que determina este ganho, embora seja precisa, é bastante complexa e de difícil manipulação. Deste modo, seu uso é pouco adequado para o projeto do conversor Zeta, como será discutido mais adiante.

Visando resolver este dilema, aproximou-se a equação do ganho através de simplificações trigonométricas, obtendo-se uma equação simplificada, porém não tão precisa para descrever o ganho G_v resultante da ação do PFP. O ganho estático de tensão obtido através desta aproximação é nomeado ganho aproximado de tensão (G_{va}), com o propósito de diferenciação do ganho de tensão determinado sem o uso das simplificações trigonométricas, G_v . Analogamente, o ganho estático de corrente obtido através destas simplificações é designado ganho aproximado de corrente (G_{ia}).

Primeiramente, apresenta-se um equacionamento que permite o cálculo do ganho, resultante da aproximação linear, G_{va} , pois este teve maior importância para o desenvolvimento deste trabalho, pois a equação para o cálculo da capacitância C necessária para operar o PFP baseado no conversor Zeta no MCS advém deste equacionamento. Na sequência, demonstra-se o equacionamento do ganho G_v , o qual utiliza as equações não lineares provenientes da terceira etapa.

4.5.1. Determinação do ganho estático por aproximação linear

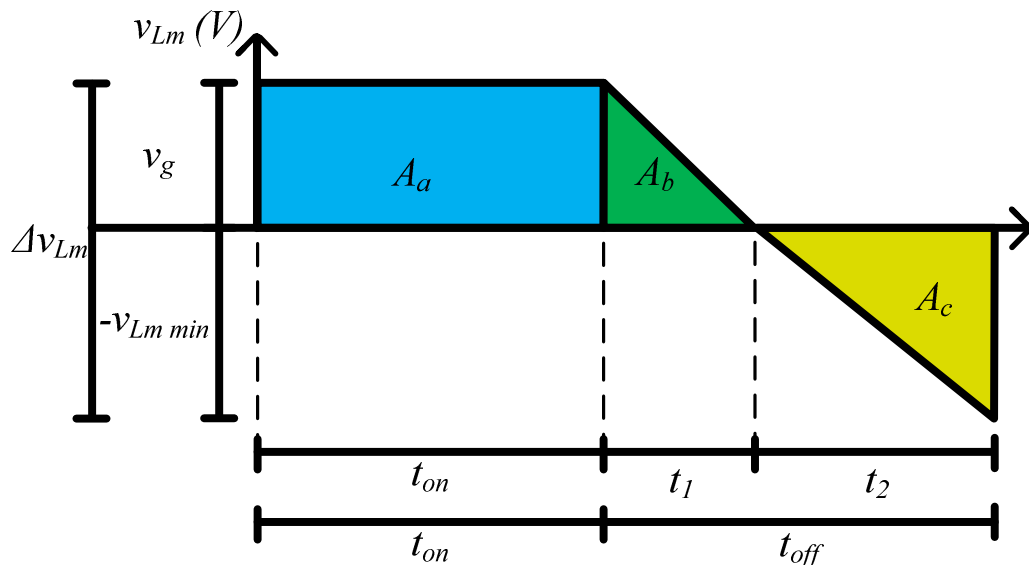
Esta subseção visa à dedução da equação que determina o ganho estático aproximado de tensão do conversor Zeta operando no MCS.

Visando a aquisição de uma equação mais simples para descrever o ganho estático de tensão do conversor, utiliza-se uma simplificação baseada na linearização do comportamento da tensão no indutor L_m , v_{Lm} , ao longo da terceira etapa. Visto que, nesta etapa, ocorrem os comportamentos correspondentes às equações mais complexas do conversor. Sabe-se que a tensão média em um indutor deve ser nula, ao longo do

período de comutação. A tensão média no indutor pode ser determinada integrando-se a curva dos valores instantâneos apresentados por esta variável neste período. Assim, dividiu-se a área total delimitada pela curva da tensão v_{Lm} ($A_{v_{Lm} Total}$) em áreas de geometria básica, como demonstra a Figura 40, considerando-se o decaimento de v_{Lm} na terceira etapa como uma queda linear. Nesta figura, denomina-se A_a , a área formada pelo comportamento da tensão v_{Lm} enquanto o transistor S permanece em condução, cujo valor é constante e igual à tensão na rede elétrica, v_g . Denomina-se A_b a área abaixo da curva formada pela queda apresentada pela tensão v_{Lm} na primeira parcela da terceira etapa, antes de v_{Lm} alcançar valor nulo, t_1 . Denomina-se A_c a área acima da curva da recessão da tensão v_{Lm} , a partir do valor nulo em que esta tensão se encontra no início da segunda parcela da terceira etapa, t_2 . A partir deste instante, a tensão v_{Lm} assume apenas valores negativos, até esta atingir seu valor mínimo, $v_{Lm min}$. A equação (93) relaciona as áreas A_a , A_b e A_c com a área total sob a curva da tensão v_{Lm} , $A_{v_{Lm} Total}$.

$$A_{v_{Lm} Total} = A_a + A_b + A_c \quad (93)$$

Figura 40 – Forma de onda da tensão no indutor magnetizante L_m , v_{Lm} , dividida em três áreas.



Fonte: O autor (2014).

Assim, a área A_a é definida pelo produto do valor máximo alcançado pela tensão v_{Lm} , v_g , pelo tempo em que esta tensão se mantém com este valor, intervalo este que corresponde ao tempo de condução do transistor, t_{on} . A equação (94) expressa esta relação.

$$A_a = v_g t_{on} \quad (94)$$

A área A_b possui a forma de um triângulo retângulo e, deste modo, pode ser definida como a metade do produto do valor máximo alcançado pela tensão v_{Lm} , v_g , pelo intervalo t_1 , que corresponde ao período em que a tensão v_{Lm} decresce, a partir de seu valor máximo até se tornar nula. A equação (95) expressa esta relação.

$$A_b = \frac{v_g t_1}{2} \quad (95)$$

A área A_c possui, também, a forma de um triângulo retângulo. Porém, esta área reflete o intervalo temporal em que a tensão v_{Lm} tem sua orientação invertida e, alcança seu valor mínimo após o término da terceira etapa. Portanto, a área A_c é definida como a metade do produto do valor mínimo da tensão v_{Lm} , $v_{Lm \min}$, pelo tempo transcorrido entre o instante em que a tensão v_{Lm} se anulou até esta alcançar seu valor $v_{Lm \min}$, ou seja, o intervalo temporal, t_2 . A equação (96) expressa esta relação.

$$A_c = \frac{v_{Lm \min} t_2}{2} \quad (96)$$

A soma destas áreas deve ser nula, já que a tensão média em um indutor, ao longo do período de comutação, deve ser nula. Portanto, a área $A_{v_{Lm} \text{ Total}}$ deve ser igual a zero, o que equivale a dizer que a soma das áreas A_a , A_b e A_c deve ser nula. Assim, esta exigência é representada pela equação (97).

$$A_a + A_b + A_c = 0 \quad (97)$$

Tendo em vista esta condição e, simultaneamente, substituindo as equações (94), (95) e (96) na equação (97), obtém-se a equação (98),

$$v_g t_{on} + \frac{v_g t_1}{2} + \frac{v_{Lm \min} t_2}{2} = 0 \quad (98)$$

a qual permite relacionar o valor mínimo da tensão v_{Lm} , $v_{Lm \min}$, com os intervalos de tempo t_{on} , t_1 e t_2 e com a tensão na fonte de entrada, v_g . Então, manipula-se a equação a fim de expressar esta relação com maior clareza, o que resulta na equação (99).

$$v_{Lm \min} = \frac{-v_g t_1 - 2 v_g t_{on}}{t_2} \quad (99)$$

A seguir, substitui-se na equação (99) o valor mínimo da tensão v_{Lm} , $v_{Lm \min}$, pelo valor mínimo da tensão v_C , $v_{C \min}$, cuja relação foi previamente estabelecida na equação (66). Este processo resulta na obtenção da equação (100).

$$v_{C \min} = \frac{-n (v_g t_1 + 2 v_g t_{on})}{t_2} \quad (100)$$

O rearranjo da equação (100) permite a obtenção de uma equação para determinação do intervalo temporal t_1 : a equação (101).

$$t_1 = - \left(\frac{t_2 v_{C \min}}{n v_g} + 2 t_{on} \right) \quad (101)$$

A soma dos períodos t_{on} e t_{off} equivale ao período de comutação, T . Analogamente, t_{off} pode ser definido através da soma dos intervalos de tempo t_1 e t_2 . Deste modo, o período T , pode ser determinado através da soma dos intervalos de tempo t_{on} , t_1 e t_2 . O rearranjo destas variáveis permite expressar esta relação conforme a equação (102).

$$t_2 = T - t_1 - t_{on} \quad (102)$$

A substituição do período t_1 na equação (102), conforme a definição na equação (101), com o subsequente rearranjo das variáveis utilizadas, e considerando-se que o período t_{on} pode ser definido como o produto do período T e da razão cíclica, d , resulta na equação (103).

$$t_2 = \frac{(1 + d) T n v_g}{n v_g - v_{C \min}} \quad (103)$$

De forma análoga à exigência de nulidade da tensão média nos indutores, há também a necessidade da corrente média nos capacitores e, conseqüentemente, a área sob a curva da corrente i_C ($A_{iC \text{ Total}}$), serem nulas. Como a corrente i_C é irrelevante na segunda etapa, a área $A_{iC \text{ Total}}$ equivale à soma das áreas formadas sob a curva que representam a área sob a curva i_C na primeira, A_{iC1} , e na terceira etapa A_{iC3} , conforme demonstra a equação (104).

$$A_{iC \text{ Total}} = A_{iC1} + A_{iC3} \quad (104)$$

As áreas A_{iC1} e A_{iC3} correspondem às integrais da curva da corrente i_C , nos intervalos da primeira e da terceira etapas. O comportamento da curva i_C nestas etapas foi estabelecido pela equação (72). Neste intervalo, a corrente i_{Lo} flui através do capacitor C . Já na terceira etapa, a corrente que flui através do capacitor C é o inverso da corrente i_{Lm} referida ao secundário, $-i_{Lm}/n$. Assim, a integração destas curvas conduz ao conhecimento de $A_{iC \text{ Total}}$, conforme a equação (105).

$$A_{iC \text{ Total}} = \int_0^{t_{D \text{ off}}} i_{Lo}(t) dt + \int_{t_{on}}^T \frac{-i_{Lm}}{n}(t) dt \quad (105)$$

Como a corrente i_C média é nula e esta equivale à área sob a curva da corrente i_C , então pode-se afirmar que as áreas sob a curva i_C na primeira e na terceira etapas são iguais, porém com sinal inverso, conforme a equação (106).

$$\int_{t_{on}}^T \frac{i_{Lm}}{n} (t) dt = \int_0^{t_{Doff}} i_{Lo} (t) dt \quad (106)$$

Uma vez que a corrente i_{Lo} é considerada constante no período de alta frequência, a integral desta na primeira etapa consiste no produto desta corrente pelo intervalo de duração deste estágio. A corrente i_{Lm} na terceira etapa, por sua vez, é definida conforme a equação (72). Entretanto, como esta é uma equação um tanto complexa, utiliza-se uma simplificação que lineariza o comportamento da corrente i_{Lm} , na terceira etapa, considerando-se a curva i_{Lm} como uma constante, cujo valor é igual à corrente i_{Lm} inicial na terceira etapa, i_{Lm3} . Então, a integral de i_{Lm} , referida ao secundário equivale ao produto do valor i_{Lm3} referido ao secundário, i_{Lm3}/n , pelo tempo de duração deste intervalo, t_{off} , conforme a equação (107).

$$\frac{i_{Lm3}}{n} t_{off} = i_{Lo} t_{Doff} \quad (107)$$

Substituindo-se a definição de t_{off} , equação (21), na equação (107) e manipulando a equação resultante obtém-se uma equação (108) para determinar t_{Doff} , em função da corrente i_{Lo} , do valor i_{Lm3} , do período T , da razão cíclica, d , e da relação de transformação, n .

$$t_{Doff} = \frac{i_{Lm3} (1 - d) T}{n i_{Lo}} \quad (108)$$

A seguir, será deduzida uma equação para representar o comportamento da tensão v_{Cmin} , a qual varia ao longo de um período de baixa frequência. Este raciocínio foi desenvolvido a partir da equação (87), a qual determina a tensão V_o . Nesta, substitui-se a equação (16), uma vez que a corrente I_o equivale à corrente I_{Lomd} , conforme a equação (18), para obter-se a equação (109).

$$V_o = \frac{C V_g^2 (n - Y_{vCmin})^2}{4 \frac{V_g I_g}{2 V_o} T} \quad (109)$$

A multiplicação desta equação por $\text{sen}^2(\omega t)/\text{sen}^2(\omega t)$, conduz à equação (110),

$$V_o = \frac{C V_g^2 \text{sen}^2(\omega t) (n - Y_{vCmin})^2}{2 \frac{V_g I_g}{V_o} \text{sen}^2(\omega t) T} \quad (110)$$

na qual pode-se substituir as relações definidas através da equação (8) e da equação (9), que determinam a tensão v_g e a corrente i_{Lo} , respectivamente, resultando na equação (111).

$$V_o = \frac{C v_g^2 (n - Y_{vCmin})^2}{2 i_{Lo} T} \quad (111)$$

Utilizando-se a relação definida na equação (82) e reorganizando as variáveis da equação (111), adquire-se uma relação para determinar a tensão v_{Cmin} , conforme a equação (112).

$$v_{Cmin} = n v_g - \sqrt{\frac{2 V_o i_{Lo} T}{C}} \quad (112)$$

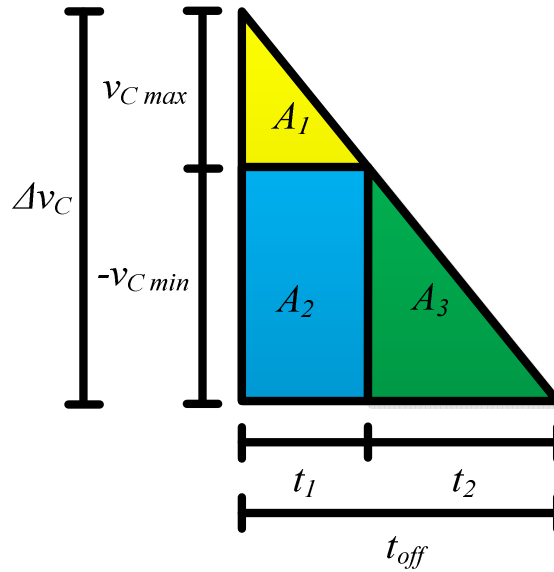
Utilizando-se o conceito de similariedade de triângulos, divide-se a área abaixo da curva linearizada da tensão v_C na terceira etapa em três áreas triangulares, conforme a Figura 41. As áreas dos triângulos menores são designadas A_1 , A_2 e A_3 e correspondem, respectivamente, à metade da tensão máxima no capacitor C , v_{Cmax} , multiplicado pelo tempo t_1 ; O valor mínimo da tensão neste capacitor, v_{Cmin} , o qual é negativo, multiplicado pelo tempo t_1 ; e a metade do produto do valor $-v_{Cmin}$ pelo tempo t_2 . Enquanto a área total da soma de A_1 , A_2 e A_3 pode ser definida como o produto da ondulação de tensão no capacitor, Δv_C , pelo tempo transcorrido na terceira etapa, t_{off} , o qual é a soma dos tempos transcorridos nos intervalos t_1 e t_2 . Deste modo, pode-se expressar a relação de similariedade entre estes triângulos através da equação (113).

$$\frac{\Delta v_C (t_1 + t_2)}{2} = \frac{v_{Cmax} t_1}{2} - v_{Cmin} t_1 - \frac{v_{Cmin} t_2}{2} \quad (113)$$

O rearranjo das variáveis da equação (113) permite a obtenção de uma equação que determina o tempo t_1 em função da razão do produto do tempo t_2 , e do valor máximo da tensão no capacitor C pelo valor mínimo da tensão neste capacitor, conforme a equação (114).

$$t_1 = -\frac{(v_{Cmax} t_2)}{v_{Cmin}} \quad (114)$$

Figura 41 – Similariedade de triângulos aplicada à forma de onda de tensão no capacitor v_C .



Fonte: O autor (2014).

A substituição da equação (114) e, subsequentemente, da equação (103), na equação (100) resulta em uma equação que relaciona os valores mínimo e máximo da tensão no capacitor, $v_{C min}$ e $v_{C max}$, à relação de transformação, n , à tensão na rede elétrica retificada, v_g , e ao período T , conforme a equação (115).

$$v_{C min} = \frac{-n \left(v_g \left(- \frac{v_{C max} \left(\frac{(1+d) T n v_g}{n v_g - v_{C min}} \right)}{v_{C min}} \right) + 2 v_g d T \right)}{(1+d) T n v_g} \quad (115)$$

Uma vez que a tensão máxima no capacitor, $v_{C max}$, pode ser representada segundo a equação (36), a simplificação da equação (115) resulta na obtenção de uma equação relativamente simples, a equação (116), a qual determina a tensão $v_{C min}$ em função da relação de transformação, n , à tensão na rede elétrica retificada, v_g , e à razão cíclica, d .

$$v_{C min} = \frac{n v_g (1+d)}{(d-1)} \quad (116)$$

O ganho estático de tensão aproximado, G_{va} , é definido pela razão entre a tensão na saída, V_o , e a tensão na entrada, v_g , conforme a equação (117).

$$G_{va} = \frac{V_o}{v_g} \quad (117)$$

Visando a obtenção de uma equação que determine a tensão V_o apenas em função de variáveis de projeto, igualou-se a equação (112) e a equação (116), uma vez

que ambas oferecem meios de determinar $v_{C\ min}$. Este processo permitiu a aquisição da equação (118),

$$V_o = \frac{C f}{2 i_{Lo}} \left(\frac{2 n v_g}{1 - d} \right)^2 \quad (118)$$

cuja substituição na equação (117) e, subsequente, reorganização desta equação, estabelece uma relação que determina o ganho G_{va} em função de variáveis de projeto, conforme a equação (119).

$$G_{va} = 2 C f \frac{v_g}{i_{Lo}} \frac{n^2}{(1 - d)^2} \quad (119)$$

Esta equação pode ser utilizada tanto para calcular o ganho médio do conversor, utilizando o rms da tensão v_g ($V_{g\ rms}$) e o valor médio da corrente i_{Lo} , I_o , como para calcular o ganho de pico, substituindo a tensão v_g por seu pico V_g e a corrente i_{Lo} pelo seu de pico ($I_{Lo\ pk}$), o qual é determinado pela soma da corrente $I_{Lo\ max}$ e metade da oscilação da corrente i_{Lo} (Δi_{Lo}), conforme a equação (120).

$$I_{Lo\ pk} = I_{Lo\ max} + \frac{\Delta i_{Lo}}{2} \quad (120)$$

O valor rms da tensão v_g , $V_{g\ rms}$, é o quociente entre o seu valor de pico, V_g , e a raiz quadrada de 2, conforme apresenta a equação (121).

$$V_{g\ rms} = \frac{V_g}{\sqrt{2}} \quad (121)$$

Embora a equação (119) esteja adequada ao uso para o projeto de um conversor Zeta operando no MCS, segue-se o equacionamento a fim de formalizar esta equação, em função da resistência imposta pela carga (R_o). Para tanto, reescreve-se a equação (119), em função da tensão $V_{g\ rms}$ e da corrente média de i_{Lo} , I_o . Isto resulta na equação (122).

$$G_{va} = 2 C f \frac{V_{g\ rms}}{I_o} \frac{n^2}{(1 - d)^2} \quad (122)$$

Multiplicando-se os dois lados da equação (122) pelo ganho G_{va} , obtém-se a equação (123).

$$G_{va}^2 = 2 C f \frac{G_{va} V_{g\ rms}}{I_o} \frac{n^2}{(1 - d)^2} \quad (123)$$

Uma vez que o produto entre o ganho G_{va} e a tensão $V_{g\ rms}$ é igual a V_o e a resistência da saída do PFP (R_o) equivale ao quociente entre a tensão V_o e a corrente I_o , então, reorganizando a equação (123), pode-se determinar o ganho G_{va} de acordo com a equação (124).

$$G_{va} = \sqrt{2 \frac{R_o C}{T} \frac{n^2}{(1-d)^2}} \quad (124)$$

Define-se o parâmetro K segundo a equação (125).

$$K = \sqrt{\frac{R_o C}{T}} \quad (125)$$

A substituição da equação (125) na equação (126) resulta na obtenção da equação formalizada do ganho G_{va} , a equação (126).

$$G_{va} = \sqrt{2} K \frac{n}{(1-d)} \quad (126)$$

O ganho estático de corrente linearizado, G_{ia} , é o inverso do ganho estático de tensão obtido através de uma aproximação linear, G_{va} , e assim, pode ser descrito conforme a equação (127).

$$G_{ia} = \frac{1}{G_{va}} \quad (127)$$

4.5.2. Determinação do ganho estático G_v

Esta subseção visa à dedução da equação que determina o ganho estático G_v de tensão do conversor Zeta operando no MCS. Visando a determinação de uma equação que descreva de forma precisa o ganho estático de tensão, G_v , não se faz uso das equações linearizadas, em contraste com a técnica utilizada na determinação da equação que descreve o ganho estático aproximado, G_{va} . Para tanto, utiliza-se um equacionamento desenvolvido a partir da equação que determina a tensão V_o , a equação (112). Igualando a equação (64) e a equação (112), e reorganizando as variáveis da equação resultante, obtém-se uma forma não-linear para determinar a tensão V_o , conforme a equação (128),

$$V_o = \frac{C v_g^2}{2 i_{L_o} T} \left(n + \frac{\text{sen}^2(\omega_0 t_{off}) + \omega_0 t_{on} \text{sen}(\omega_0 t_{off})}{n \omega_0^2 C L_m (1 - \cos(\omega_0 t_{off}))} - n \cos(\omega_0 t_{off}) \right)^2 \quad (128)$$

cuja substituição na equação (117), culmina na determinação da equação (129).

$$G_v = \frac{C v_g}{2 i_{L_o} T} \left(n + \frac{\text{sen}^2(\omega_0 t_{off}) + \omega_0 t_{on} \text{sen}(\omega_0 t_{off})}{n \omega_0^2 C L_m (1 - \cos(\omega_0 t_{off}))} - n \cos(\omega_0 t_{off}) \right)^2 \quad (129)$$

Constatou-se que a equação (126) possui uma complexidade significativamente menor que a equação (129), e, por isso, se sugere sua utilização para o dimensionamento do capacitor de acoplamento C baseado no ganho estático aproximado do conversor Zeta.

4.6. Condições para a Operação do PFP baseado no Conversor Zeta no MCS

Visando a operação do PFP baseado no conversor Zeta no MCS é necessário que certas condições sejam atendidas. Constatou-se que a operação neste modo depende da existência das três etapas de funcionamento descritas e, conseqüentemente, o intervalo de duração destas deve ter um valor positivo. Assim, o intervalo de duração da primeira etapa, $t_{D\ off}$, deve ser maior que zero, conforme a equação (130).

$$t_{D\ off} > 0 \quad (130)$$

Analogamente, o intervalo de comutação simultânea (t_{cs}), o qual corresponde à duração da segunda etapa, também, deve ser maior que zero, conforme a equação (131).

$$t_{cs} > 0 \quad (131)$$

O período em que o transistor permanece ativo, t_{on} , é a soma do período em que apenas este componente conduz, $t_{D\ off}$, e o período t_{cs} , conforme a equação (132).

$$t_{on} = t_{D\ off} + t_{cs} \quad (132)$$

Uma vez que o período t_{cs} e o período $t_{D\ off}$ são maiores que zero, o período de condução do transistor também o será, o que é elementar ao observar a equação (132). Isto implica na positividade da razão cíclica d e do período de comutação T . A existência da terceira etapa, t_{off} , implica em uma razão cíclica d menor do que a unidade, pois o intervalo t_{on} é necessariamente menor do que sua soma com o intervalo t_{off} , a qual equivale ao período T . Considerando-se que os intervalos $t_{D\ off}$ e t_{cs} são positivos, através da equação (132), constata-se que o intervalo t_{on} é necessariamente maior que t_{cs} e que $t_{D\ off}$, conforme a equação (133).

$$t_{on} > t_{D\ off} \quad (133)$$

Reproduz-se a equação (20) por questões de conveniência.

$$d = \frac{t_{on}}{T} \quad (20)$$

A substituição do intervalo t_{on} pela relação estabelecida através da equação (20) na equação (133), resulta na relação entre a razão cíclica, o período T e o intervalo, $t_{D\ off}$, a qual é expressa através da equação (134).

$$dT > t_{D\ off} \quad (134)$$

Reproduz-se a equação (35) por conveniência.

$$t_{D\ off} = \frac{C \Delta v_C}{i_{Lo}} \quad (35)$$

A substituição do intervalo $t_{D\ off}$ pela relação expressa na equação (35), seguida da substituição da oscilação de tensão no capacitor permite expressar uma relação entre a razão cíclica mínima necessária para manter o PFP baseado no conversor Zeta operando no MCS (d_{min}), a capacitância C , a frequência f , a corrente i_{Lo} e a oscilação de tensão Δv_C , conforme a equação (135).

$$d_{min} = \frac{C f \Delta v_C}{i_{Lo}} \quad (135)$$

A frequência f e a capacitância C são determinadas no projeto do conversor. Então, a razão d_{min} varia de acordo com o *ripple* da tensão no capacitor C , Δv_C . Esta foi determinada na equação (33), a qual é reproduzida aqui por conveniência.

$$\Delta v_C = v_{C\ max} - v_{C\ min} \quad (33)$$

Esta equação é composta pela subtração entre a tensão $v_{C\ max}$ e a tensão $v_{C\ min}$. A tensão $v_{C\ max}$ foi determinada na equação (36), a qual é reproduzida aqui

$$v_{C\ max} = n v_g \quad (36)$$

e a tensão $v_{C\ min}$ determinada na equação (116), a qual considera a linearização apresentada nas seções anteriores e é reproduzida aqui por conveniência.

$$v_{C\ min} = \frac{n v_g (1 + d)}{(d - 1)} \quad (114)$$

A substituição das equações (36) e (116) na equação (33) resulta na obtenção da equação (136), a qual demonstra que o *ripple* Δv_C é função da tensão v_g , da razão cíclica d e da relação de transformação n . Uma vez que a relação n e a razão d são constantes, o *ripple* Δv_C varia de acordo com a tensão v_g .

$$\Delta v_C = \frac{2 n v_g}{1 - d} \quad (136)$$

Substituindo a equação (136) na equação (135), obtém-se a equação (137), a qual demonstra que a razão cíclica mínima, d_{min} , é proporcional a capacitância C , a frequência f , a relação de transformação n e a tensão de entrada retificada v_g ; inversamente proporcional à corrente no indutor L_o , i_{Lo} ; e estabelece uma relação não-linear com a razão cíclica d .

$$d_{min} = \frac{2 C f n v_g}{i_{L_o}(1-d)} \quad (137)$$

A corrente i_{L_o} foi determinada na equação (13), como a razão entre produto da tensão na rede, v_{rede} , e a corrente na rede, i_{rede} , pela tensão de saída V_o . Esta equação é reproduzida aqui, visando à comodidade do leitor.

$$i_{L_o}(\omega t) = \frac{V_g I_g}{V_o} \text{sen}^2(\omega t) \quad (13)$$

A tensão v_{rede} foi determinada na equação (8). Esta equação é reproduzida aqui, visando à comodidade do leitor.

$$v_{rede} = V_g \text{sen}(\omega t) \quad (8)$$

A corrente i_{rede} foi determinada na equação (9). Esta equação é reproduzida nesta seção com o objetivo de oferecer maior comodidade ao leitor.

$$i_{rede} = I_g \text{sen}(\omega t) \quad (9)$$

A tensão de entrada retificada v_g é igual à tensão de entrada v_{rede} no período da tensão retificada da rede ($T_{rede}/2$), conforme a equação (138).

$$v_g = v_{rede}, 0 < t < \frac{T_{rede}}{2} \quad (138)$$

A equação (92) determinou que o pico da corrente de entrada I_g é a razão entre o pico da tensão de entrada V_g e a resistência equivalente do circuito e da carga, R_{eq} . Esta equação é reproduzida nesta seção com o objetivo de oferecer maior comodidade ao leitor.

$$I_g = \frac{V_g}{R_{eq}} \quad (92)$$

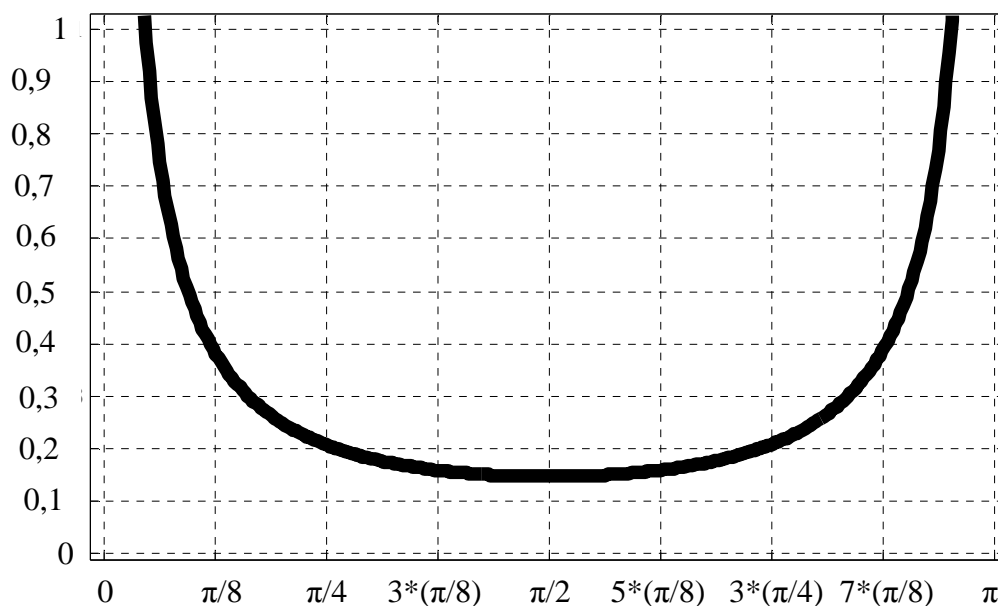
A substituição subsequente das relações determinadas nas equações (13), (8), (9), (92) e (138) na equação (137) resulta na equação (139).

$$d_{min} = \frac{1}{\text{sen}(\omega t)(1-d)} \frac{2 C f n V_o R_{eq}}{V_g}, 0 < t < \frac{T_{rede}}{2} \quad (139)$$

A equação (139) demonstra que a razão cíclica mínima d_{min} varia ao longo do período de baixa frequência, $T_{rede}/2$. A razão d_{min} estabelece uma relação de proporcionalidade com a capacitância C , com a frequência f , com a taxa de transformação n , com a tensão de saída V_o , com a resistência equivalente e com o valor de pico da tensão de entrada V_g . Ademais, a razão d_{min} possui uma relação não linear com a razão cíclica d e é inversamente proporcional a variação da onda de tensão senoidal retificada na entrada do conversor.

A operação do conversor Zeta no MCS exige que a razão cíclica d seja maior do que a razão cíclica mínima d_{min} . Porém, a razão d pode ser mantida fixa, enquanto que a razão d_{min} é inversamente proporcional senóide retificada, a qual define o período $T_{rede}/2$. Portanto, quando a senóide tende a zero, a razão d_{min} tendera ao infinito, superando o valor da razão d , o qual é sempre inferior a unidade. Isto explica o comportamento diferenciado do PFP na região de passagem por zero. Para demonstrar esta característica de forma gráfica, elaborou-se um exemplo baseado no estudo de caso do presente trabalho. Deste modo, este exemplo demonstra a variação da razão cíclica mínima d_{min} ao longo do período $T_{rede}/2$, considerando a razão cíclica d fixa em 0,5, a frequência f fixa em 40 kHz, uma corrente I_o de 4 A, uma relação $n = 1$ e uma oscilação de tensão Δv_C igual a 614 V. Então, simulou-se a equação (135) no do *software* MATLAB[®], o que resultou no gráfico apresentado na Figura 42. Observa-se, nesta figura, que a razão d_{min} é maior na região de passagem por zero, do que no centro deste período.

Figura 42 – Variação da razão cíclica mínima, d_{min} , em função do período da tensão da rede elétrica retificada, $T_{rede}/2$.



Fonte: O autor (2014).

A tensão no capacitor, v_C , deve ter variação suficiente na primeira etapa, t_{on} , para se igualar à tensão no indutor L_m , v_{Lm} , a qual é igual ao valor absoluto da tensão oferecida pela rede elétrica. Isto resulta na existência da segunda etapa, cujo intervalo

será designado $t_{cs} = (t_{on} - t_{D\ off})$, portanto, $t_{on} - t_{D\ off} > 0$. Então, $t_{on} > t_{D\ off}$, sendo que $t_{D\ off} > 0$. Para que isto ocorra, a capacitância C deve ser suficientemente pequena, pois a capacitância é inversamente proporcional à variação de tensão no capacitor.

4.7. Conclusões

Através deste capítulo, apresenta-se um modelo estático para o comportamento do conversor Zeta atuando como um PFP no MCS. Este modelo demonstra matematicamente o comportamento das variáveis deste sistema através das três etapas de comutação definidas na análise qualitativa. O conhecimento das expressões que descrevem este comportamento possibilitou uma análise quantitativa, a qual expressou em termos analíticos a tensão de saída, o ganho de tensão e corrente, a tensão máxima no transistor e a corrente máxima no diodo deste PFP, além de permitir a determinação da equação que rege o comportamento da corrente de entrada gerada pelo PFP. Esta análise permitiu, ainda, determinar as condições para a operação de um PFP no MCS.

Obtiveram-se duas equações para aproximar o ganho do PFP baseado no conversor Zeta operando no MCS, uma baseada na aproximação linear e outra que utiliza elementos não lineares. A complexidade da aproximação não linear dificulta o seu uso para fins práticos. Observou-se que o ganho estático de tensão do PFP baseado no conversor Zeta operando no MCS é dependente da relação de transformação do transformador, n , da frequência de comutação, f , da resistência na saída do conversor, R_o , da capacitância de acoplamento, C , e da razão cíclica, d . Este comportamento é característico da operação no modo de condução descontinua (MCD), apesar das correntes nos indutores apresentarem comportamento similar à operação no modo de condução contínua (MCC).

Nota-se que a relação entre o ganho estático de tensão do conversor no modo proposto e a razão cíclica é não linear.

O tempo em que o diodo permanece desligado, $t_{D\ off}$, é uma proporção da tensão retificada da rede elétrica, v_g , e, portanto, varia de acordo com a forma senoidal desta tensão. Deste modo, na região de passagem por zero da tensão v_g , o tempo $t_{D\ off}$ convergirá para zero. Uma vez que $t_{D\ off} > 0$ é uma das condições para a operação no MCS, o PFP tende a abandonar este modo na região de passagem por zero. Então, a operação no MCS ocorre em um determinado intervalo do período de baixa frequência da tensão retificada, $T_{rede}/2$. Outra explicação para tanto é a razão cíclica mínima, d_{min} , necessária para a operação no MCS ser variável e tender ao infinito na região de

passagem por zero, quando a corrente i_{Lo} se anula. A razão d_{min} varia, de forma a ser maior nas extremidades do período $T_{rede}/2$.

Neste capítulo, demonstrou-se que um PFP baseado no conversor Zeta pode operar no MCS com razão cíclica constante e frequência constante, pois neste modo a corrente na entrada é naturalmente proporcional à tensão na entrada do conversor. Deste modo, o funcionamento do PFP no modo proposto depende do projeto de seus componentes para este fim.

Tendo em vista que, no MCS, o conversor apresenta comportamentos similares à operação no MCD e no MCC, cabe destacar que os picos de corrente são minimizados com relação à operação convencional no MCD, contudo, os estresses de tensão nos semicondutores são maiores, já que a tensão de saída é função da tensão média no diodo D e que, neste caso, o diodo permanece aberto por um curto intervalo de tempo o que resulta em elevados picos de tensão, já que sua forma de onda se assemelha a uma onda dente de serra.

5. PROJETO E SIMULAÇÃO DO CONVERSOR ZETA NO MCS

Este capítulo é dedicado a descrever o método proposto para o projeto de um PFP baseado no conversor Zeta operando no MCS, bem como a simulação de um PFP projetado através deste método.

Primeiramente, apresenta-se uma descrição sequencial do procedimento de projeto e dos critérios adotados. A seguir, aplica-se a metodologia proposta para projetar um PFP próprio ao estudo de caso, o qual consiste na alimentação de uma luminária LED de potência para iluminação de exteriores através da rede elétrica. Então, simula-se o PFP proposto alimentando um LED através de um *software* próprio para simulação de circuitos de potência, o PSIM[®], da empresa Powersim[®]. Finalmente, utiliza-se um modelo desenvolvido na plataforma MATLAB[®], da empresa Mathworks[®], baseado nas equações que descrevem o funcionamento do PFP no modo proposto, descritas no capítulo 3. As especificações e os dados, referentes aos componentes do circuito, foram obtidos por meio do procedimento de projeto proposto neste capítulo. A simulação do PFP, proposto para o estudo de caso, tanto através do modelo desenvolvido na plataforma MATLAB[®] como do modelo implementado no *software* PSIM[®], teve como objetivo corroborar o modelo matemático desenvolvido no capítulo 3.

5.1. Projeto do Conversor Zeta Operando no MCS

Nesta seção, apresentam-se critérios de projeto para garantir a operação no MCS de um PFP baseado no conversor Zeta. Estes critérios se baseiam nas condições estabelecidas para o funcionamento deste PFP no modo proposto e nas demais equações apresentadas no decorrer do capítulo 3. Recomenda-se a aplicação destes critérios na sequência em que são apresentados.

5.1.1. Cálculo do Capacitor de Acoplamento C

No projeto do conversor Zeta operando no MCD ou no MCC, usualmente, considera-se o capacitor C grande o bastante para que a variação de tensão no mesmo possa ser desconsiderada. Porém, para que o conversor opere no MCS é importante que a tensão neste capacitor, v_C , varie no período de alta frequência o suficiente para alcançar a tensão de entrada do PFP, cujo pico é $n v_g$, a cada período de comutação. Isto resulta em um valor relativamente baixo da capacitância desejada para o capacitor C . Entretanto, a capacitância C deve ser grande o bastante para transferir a potência requerida pela carga. Visando obter um critério de projeto para a capacitância C que

garanta que este capacitor desempenhe ambas as funções, desenvolveu-se um equacionamento a partir da equação (111), apresentada no capítulo 3. Substituindo nesta equação a relação expressa pela equação (83), definida no capítulo 3, obteve-se uma expressão que relaciona a capacitância C , tensão de saída, V_o , a corrente no indutor de saída, i_{Lo} , a oscilação de tensão no capacitor C , Δv_C , e o período de comutação, T . Reorganizando esta relação, obteve-se a equação (140).

$$C = \frac{2 i_{Lo} V_o}{\Delta v_C^2 f} \quad (140)$$

Considera-se o cálculo da capacitância para a ondulação de tensão no capacitor máxima Δv_C ($\Delta v_{C \max}$) e para a corrente máxima no indutor, $I_{Lo \max}$, porque o capacitor C deve ser pequeno o bastante para que tensão v_C possa alcançar a tensão $n v_g$ ao longo da primeira etapa de comutação e, conseqüentemente, a região do período $T_{rede}/2$, onde a ondulação Δv_C necessita ser mais elevada, corresponde à região onde a tensão $n v_g$ é maior. Um capacitor C calculado para esta região permitirá ao PFP operar no MCS em outras regiões onde a tensão v_g é menor. Então, para esta situação é válida a equação (141).

$$C = \frac{2 V_o I_{Lo \max}}{\Delta v_{C \max}^2 f} \quad (141)$$

Uma vez que a corrente $I_{Lo \max}$ é o dobro da corrente média $i_{Lo md}$, segundo a equação (17), a qual equivale à corrente I_o , de acordo com a equação (18), a expressão que define a capacitância C pode ser calculada segundo a equação (142).

$$C = \frac{4 V_o I_o}{\Delta v_{C \max}^2 f} \quad (142)$$

5.1.2. Cálculo da Indutância Magnetizante L_m

A ondulação da corrente no indutor magnetizante, L_m , (Δi_{Lm}) é determinada de acordo com o projetista, desde que esta não exceda o valor máximo desta corrente, pois isto tornaria a corrente i_{Lm} nula em parte do período de comutação. Deste modo, propõe-se o projeto do indutor L_m , conforme os esforços a que este componente do circuito é submetido. Uma vez que a tensão média em um indutor é nula, então os esforços de tensão positiva equivalem aos esforços de tensão negativa. Optou-se por projetar o indutor L_m com base nos esforços positivos de tensão, pois estes são descritos por uma função baseada na primeira e na segunda etapa de comutação que possuem

características lineares, além do intervalo t_1 , o qual, embora, seja uma parcela da terceira etapa, não linear, tem a linearização mais precisa do que a parcela t_2 , conforme a Figura 36. Assim, aplicam-se os princípios trigonométricos para determinar a parcela positiva da tensão média no indutor L_m . O quociente entre esta parcela e a oscilação Δi_{Lm} equivale à indutância L_m , conforme a equação (143).

$$L_m = \frac{v_{Lm} t_{on} + \left(\frac{v_{Lm}}{2}\right) t_1}{\Delta i_{Lm}} \quad (143)$$

Considerando que a tensão no indutor L_m , v_{Lm} , máxima no período de baixa frequência equivale ao pico da tensão v_g , V_g , e t_{on} pode ser definido através da equação (20), a relação correspondente a equação pode ser expressa também através da equação (144),

$$L_m = \frac{V_g d T + \left(\frac{V_g}{2}\right) t_1}{\Delta i_{Lm}} \quad (144)$$

A substituição de t_2 na equação (101), pela igualdade estabelecida na equação (102), permite o desenvolvimento da equação (145),

$$t_1 = - \left(\frac{(1+d) T}{\Delta v_C} v_{C \min} + 2 t_{on} \right) \quad (145)$$

cuja substituição em t_1 na equação (144), permite a expressão desta conforme a equação (146).

$$L_m = V_g T \frac{d - \left(\frac{1}{2}\right) \left(\frac{(1+d)}{\Delta v_C} v_{C \min} + 2 d \right)}{\Delta i_{Lm}} \quad (146)$$

Visando simplificar a equação, é possível projetar a indutância L_m considerando-se apenas os esforços de tensão a que este componente do circuito é submetido quando o transistor está conduzindo, porém observa-se que no caso de adoção desta estratégia é recomendável superestimar a indutância L_m , a fim de manter a oscilação Δi_{Lm} dentro dos limites desejados. Este critério de projeto é expresso através da equação (147).

$$L_m > \frac{V_g d}{\Delta i_{Lm} f} \quad (147)$$

5.1.3. Cálculo da Indutância de Saída L_o

O projeto do indutor de saída L_o baseia-se, também, no conceito dos esforços de tensão e corrente no indutor. Os esforços de corrente são representados pela ondulação da corrente no indutor L_o , i_{L_o} , (Δi_{L_o}), a qual deve ser escolhida conforme critério do projetista, desde que esta não supere o valor máximo da corrente i_{L_o} , para que esta não se anule ao longo do período de comutação.

Uma vez que a tensão média em um indutor é nula, os esforços de tensão negativa e positiva em um indutor são iguais. Os esforços de tensão no indutor L_o podem ser definidos como a média da parcela positiva ou negativa da tensão no indutor L_o , v_{L_o} . Conforme a Figura 36, o valor absoluto da média da parcela negativa da tensão v_{L_o} em um período de comutação equivale ao produto entre a tensão de saída, V_o , e o tempo em que o diodo conduz, $t_{D\ on}$. Assim, a indutância L_o pode ser obtida através do quociente entre o valor absoluto da parcela negativa de v_{L_o} e a ondulação Δi_{L_o} , conforme descrito na equação (148).

$$L_o = \frac{V_o t_{D\ on}}{\Delta i_{L_o}} \quad (148)$$

Enquanto a tensão V_o e a ondulação Δi_{L_o} são parâmetros de projeto, o tempo $t_{D\ on}$ é uma variável ao longo do período de baixa frequência, que equivale à diferença entre o período de comutação T e o intervalo deste período, no qual o diodo permanece bloqueado, $t_{D\ off}$. Então, a substituição desta relação em $t_{D\ on}$ na equação (148), resulta na equação (149).

$$L_o = \frac{V_o (T - t_{D\ off})}{\Delta i_{L_o}} \quad (149)$$

A partir da observação da equação (149), constatou-se que quanto menor o tempo $t_{D\ off}$, maior o esforço de tensão no indutor L_o . Portanto, considera-se o tempo $t_{D\ off}$ aproximadamente nulo como critério de projeto. Desta forma, a indutância L_o pode ser projetada através da equação (150).

$$L_o \geq \frac{V_o}{\Delta i_{L_o} f} \quad (150)$$

5.1.4. Cálculo do Filtro Capacitivo de Saída

O capacitor de saída C_o visa filtrar a componente alternada da corrente i_{L_o} fornecida pelo conversor Zeta, para que apenas a componente contínua seja transferida à

carga. Para cumprir esta tarefa, o capacitor C_o é projetado como um filtro capacitivo passa-baixa.

Obteve-se a expressão para determinar a capacitância C_o , equação (151), através da abordagem fasorial de modo a limitar a máxima amplitude da ondulação da tensão de saída do PFP (Δv_o). Visando atender este propósito, considerou-se que apenas a componente fundamental da corrente i_{Lo} flui através do capacitor C_o , pois as variáveis de projeto dos demais componentes possuem baixa amplitude.

$$C_o = \frac{4}{3 \pi^2} \frac{I_o}{f_{rede} \Delta v_o} \quad (151)$$

5.1.5. Cálculo do Filtro Capacitivo-Indutivo de Entrada

Visando à redução das componentes harmônicas de alta frequência, isto é, da interferência eletromagnética (*EMI*) a serem introduzidas no PFP, é importante a adição de um filtro passa-baixa de segunda ordem na entrada do PFP. O filtro é constituído por um indutor (L_f) e um capacitor (C_f). O critério utilizado para o dimensionamento deste filtro foi baseado em (Barbi e Martins, 1996). Entretanto, selecionou-se a frequência de corte uma década abaixo da frequência de comutação, f , para garantir uma atenuação de 40 dB desta frequência na entrada do PFP.

5.2. Aplicação da Metodologia de Projeto de um PFP baseado no Conversor Zeta operando no MCS ao Estudo de Caso

Conforme descrito na introdução, este trabalho contém um estudo de caso, o qual consiste no estudo da aplicação de um PFP baseado no conversor Zeta operando no MCS para a alimentação de uma luminária LED para iluminação de exteriores utilizando energia proveniente da rede elétrica comercial. Esta seção é dedicada a descrever a aplicação dos critérios de projeto apresentados na seção anterior ao caso estudado, bem como os valores obtidos através desta metodologia para os elementos que compõem o circuito.

A ativação adequada da luminária LED utilizada no estudo necessita uma potência de 180 W, distribuída em uma tensão de 45 V e uma corrente de 4 A. Ao longo deste estudo, considerou-se a rede elétrica com tensão eficaz de 127 V e frequência igual a 60 Hz. Selecionou-se uma frequência de comutação do conversor igual a 40 kHz, para evitar o aumento demasiado do volume dos indutores e, ao mesmo tempo, utilizar um circuito de acionamento do MOSFET de complexidade moderada. Foi

imposto um ponto de operação, em regime permanente, para uma razão cíclica d constante igual a 0,5, a fim de permitir uma faixa razoável para a ação do controle por seguidor de tensão do PFP. Os valores obtidos para os componentes do conversor Zeta e para os componentes dos filtros de entrada e de saída foram obtidos através do projeto apresentado na seção anterior, e seus valores são apresentados na Tabela 3 e na Tabela 4.

Tabela 3: Valores dos indutores projetados.

Indutores	Indutâncias (μH)
L_f	520
L_o	1000
L_m	1000

Fonte: O autor (2014).

Tabela 4: Valores dos capacitores projetados.

Capacitores	Capacitâncias (μF)
C_f	1
C	0,047
C_o	1500

Fonte: O autor (2014).

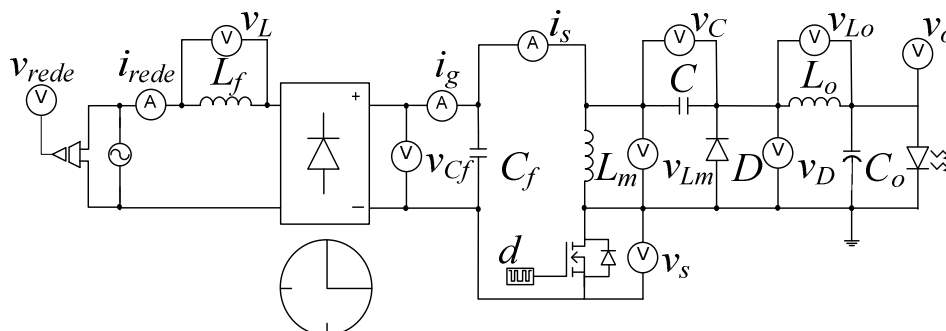
5.3. Análise do PFP baseado no Conversor Zeta operando no MCS através de Simulação

Esta seção apresenta a análise do PFP baseado no conversor Zeta operando no MCS através de simulação. O *software* PSIM[®], próprio para simulação de circuitos de potência a partir de um modelo que relaciona o comportamento dos elementos deste conversor, foi selecionado para esta tarefa, pois este alia uma implementação simples com resultados precisos de simulação. A Figura 43 apresenta o modelo do PFP baseado no conversor Zeta utilizado para esta simulação, o qual está entre a rede elétrica e a luminária LED.

O isolamento galvânico não foi adotado na simulação do PFP, para que o modelo fosse mais fiel ao protótipo, desenvolvido posteriormente, o qual não poderia

contar com este recurso, uma vez que não havia disponibilidade de núcleos magnéticos, para transformadores, com indutância equivalente à calculada para o estudo de caso abordado neste trabalho. A modelagem do circuito no simulador considera os componentes com características ideais.

Figura 43 – Modelo de simulação no PSIM[®] do PFP baseado no conversor Zeta.



Fonte: Vanderlei Amaral (2014).

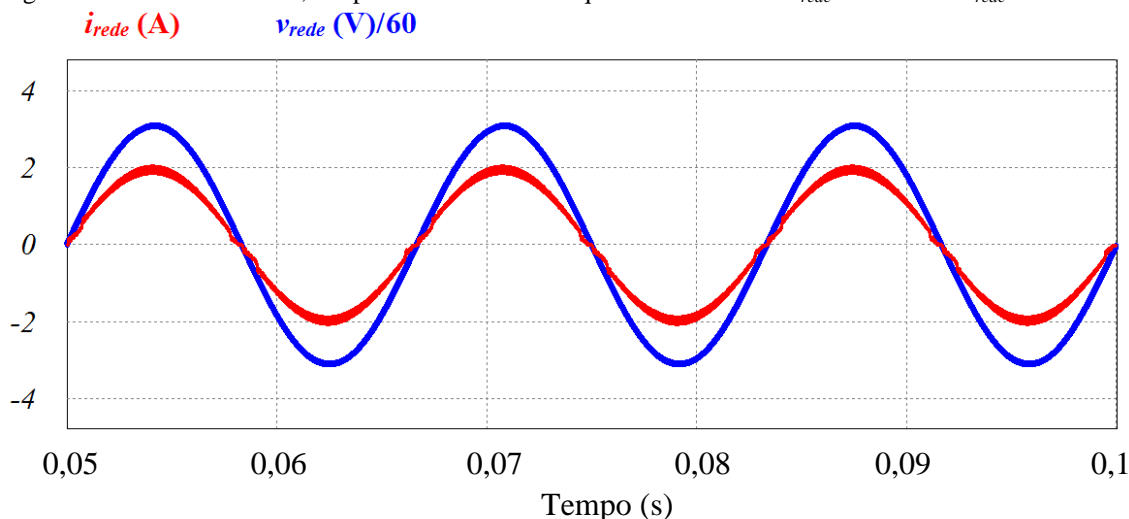
A simulação foi realizada considerando os dados do estudo de caso, referentes ao uso do PFP baseado no conversor Zeta operando no MCS, os quais foram obtidos através da metodologia descrita na seção 4.1, as quais foram expressas na seção 4.2.

5.3.1. Corrente na entrada do sistema de potência

O PFP Zeta operando no MCS sob a influência de uma razão cíclica constante apresentou, em sua simulação no *software* PSIM[®], uma corrente de entrada, i_{rede} , com uma forma de onda senoidal em fase com a tensão de entrada, v_{rede} , conforme apresentado através da Figura 44. Nesta figura apresentam-se as formas de onda, obtidas nesta simulação, em períodos de baixa frequência, T_{rede} , da corrente e tensão de entrada, i_{rede} e v_{rede} respectivamente. A tensão v_{rede} foi dividida por 60 para alcançar dimensões similares às formas de onda da corrente de entrada, permitindo a visualização de ambas no mesmo gráfico.

Nesta figura, observa-se que o conjunto formado pelo PFP e pela carga se comporta como uma carga resistiva. Embora a corrente de entrada gerada pelo sistema apresente certa distorção na região de passagem por zero de sua onda senoidal, isto é usual e, conseqüentemente, o PFP gera a corrente senoidal de forma satisfatória, ainda mais, considerando que é controlado através de razão cíclica constante e frequência de comutação constante.

Figura 44 – Formas de onda, em períodos de baixa frequência da corrente i_{rede} e da tensão $v_{rede}/60$.



Fonte: O autor (2014).

5.3.2. Análise harmônica na corrente de entrada do sistema de potência

Como já mencionado, um PFP ideal deve apresentar um comportamento resistivo, em outras palavras, sua corrente de entrada deve estar em fase com a tensão de entrada sem qualquer distorção harmônica. Deste modo, com o intuito de analisar as harmônicas da corrente de entrada, i_{rede} , realizou-se a transformada rápida de *Fourier* (do inglês – *fast fourier transform* – FFT), através de recurso oferecido pelo *software* PSIM[®]. A FFT é um algoritmo próprio do processamento digital de sinais cujo objetivo é expressar uma função variante no tempo em relação à frequência. Então, calcularam-se a distorção total nas harmônicas, DHT, e o fator de potência, FP, os quais são apresentados na Tabela 5. Os cálculos para sua obtenção foram realizados digitalmente, mediante os dados obtidos no *software* PSIM[®].

Tabela 5 – DHT e FP obtidos através da aplicação da operação no MCS ao PFP.

DHT (%)	FP
0,022	0,999

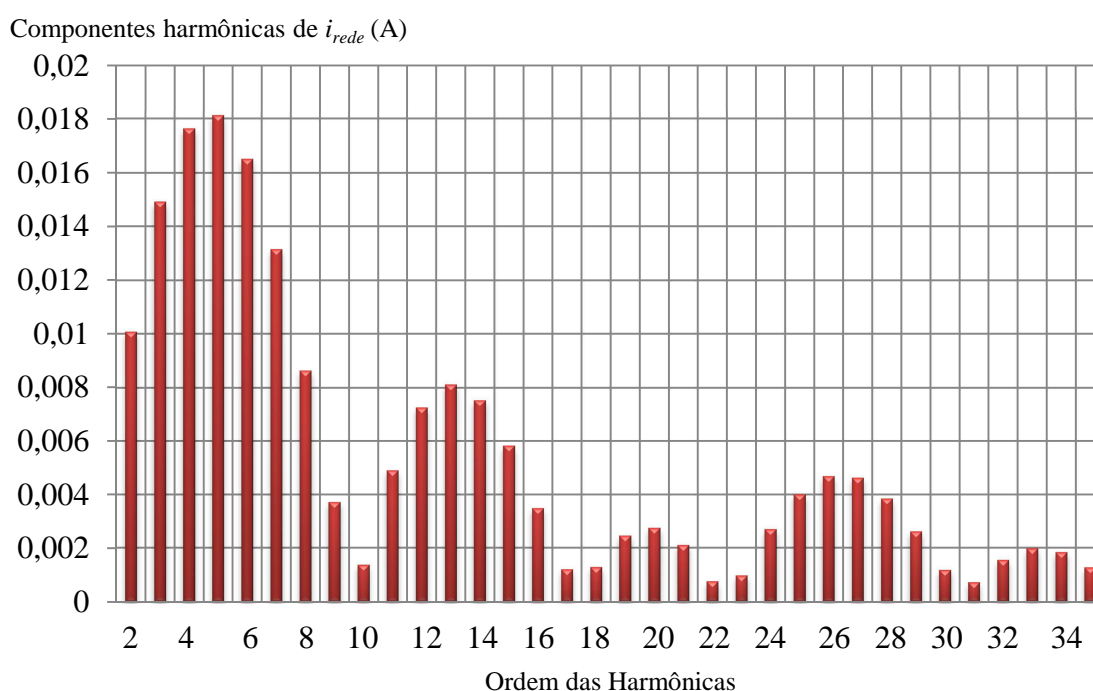
Fonte: O autor (2014).

Os dados apresentados nesta tabela ratificam a análise visual da Figura 44, demonstrando que a aplicação do MCS ao PFP Zeta garante a este o comportamento resistivo mesmo operando com razão cíclica e frequência de comutação constantes, visto que este PFP apresenta fator de potência quase unitário e baixa distorção

harmônica, de acordo com os limites estabelecidos pela IEC EN 61000-3-2 (IEC EN 61000-3-2 2014).

Assim, através da Figura 45, apresenta-se a distribuição dos harmônicos da corrente de entrada desde a segunda até a 35ª componente harmônica, sendo que a componente fundamental desta corrente foi suprimida nesta figura porque, caso contrário, a presença desta componente na figura tornaria impossível a visualização das demais harmônicas, tendo em vista que seu valor equivale a 2 A. Esta figura foi gerada através do *software* Excel®.

Figura 45 – Distribuição harmônica da corrente de entrada. i_{rede} .



Fonte: O autor (2014).

Observa-se, na Tabela 2, que os limites harmônicos na corrente de entrada de um PFP devem ser avaliados como porcentagem da componente fundamental desta corrente, sendo que o limite da terceira harmônica depende também do FP. Desta forma, reproduzem-se na Tabela 6 os limites considerando as características deste estudo de caso: componente fundamental equivalente a 2 A e FP = 0,999.

Tabela 6 – Limites da distorção harmônica estabelecidos pela IEC EN 61000-3-2 Classe C para o estudo de caso.

ORDEM HARMÔNICA	PORCENTAGEM DA FUNDAMENTAL [%]	LIMITES NESTE ESTUDO DE CASO [A]
HARMÔNICAS ÍMPARES		
3	$30 \times FP$	0,59
5	10	0,20
7	7	0,14
9	5	0,10
11	3	0,06
13	3	0,06
$15 \leq N \leq 39$	3	0,06
HARMÔNICAS PARES		
2	2	0,04
4	-	-
6	-	-
$8 \leq N \leq 40$	-	-

Fonte: O autor (2015)

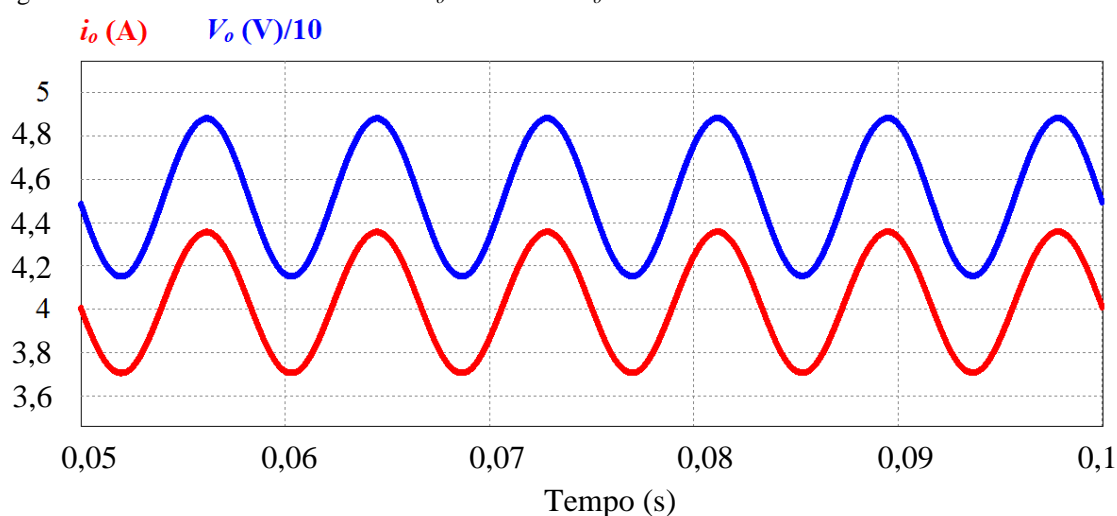
Através da análise comparativa entre a Figura 45 e a Tabela 6, constatou-se que a segunda harmônica da corrente de entrada, i_{rede} , é quatro vezes menor que o limite estabelecido pela norma IEC EM 61000-3-2 Classe C (IEC EN 61000-3-2 2014) para este estudo de caso. Para as demais componentes harmônicas pares esta norma não estabelece limites claros, pois estas são usualmente menores do que as componentes harmônicas ímpares próximas. Observa-se, na Figura 45, que as componentes harmônicas pares possuem amplitudes menores do que os limites estabelecidos para as componentes ímpares e para a segunda harmônica. A amplitude da terceira harmônica da corrente i_{rede} , no PFP simulado, está muito abaixo do limite determinado por esta norma, considerando o FP obtido. Isto também pode ser observado para as demais componentes harmônicas ímpares. Sendo que a 13^a harmônica é apenas 7,5 vezes menor que seu valor limite.

5.3.3. Corrente, tensão e potência entregues ao LED

Além de gerar uma corrente i_{rede} senoidal em fase com a tensão v_{rede} imposta pela rede elétrica e com reduzida porcentagem de componentes harmônicas, o PFP tem a função de entregar a potência adequada à carga. No presente estudo de caso, como relatado anteriormente, a tensão e a corrente entregues à carga correspondem a

$V_o = 45 \text{ V}$ e $I_o = 4 \text{ A}$, respectivamente, ou seja, a carga recebe uma potência de 180 W. A simulação do PFP, baseado no conversor Zeta, operando no MCS demonstrou que este cumpre, também, esta missão, conforme pode ser visto na Figura 46. Nesta figura, apresentam-se as formas de onda, em períodos de baixa frequência, T_{rede} , obtidas na simulação do conversor Zeta no MCS referentes à corrente e tensão fornecidas à luminária LED, I_o e V_o respectivamente. A tensão V_o foi dividida por 10 a fim de alcançar dimensões similares à forma de onda da corrente na carga, assim permitindo à visualização simultânea de ambas as formas de onda.

Figura 46 – Formas de onda da corrente I_o e da tensão $V_o/10$.



Fonte: O autor (2014).

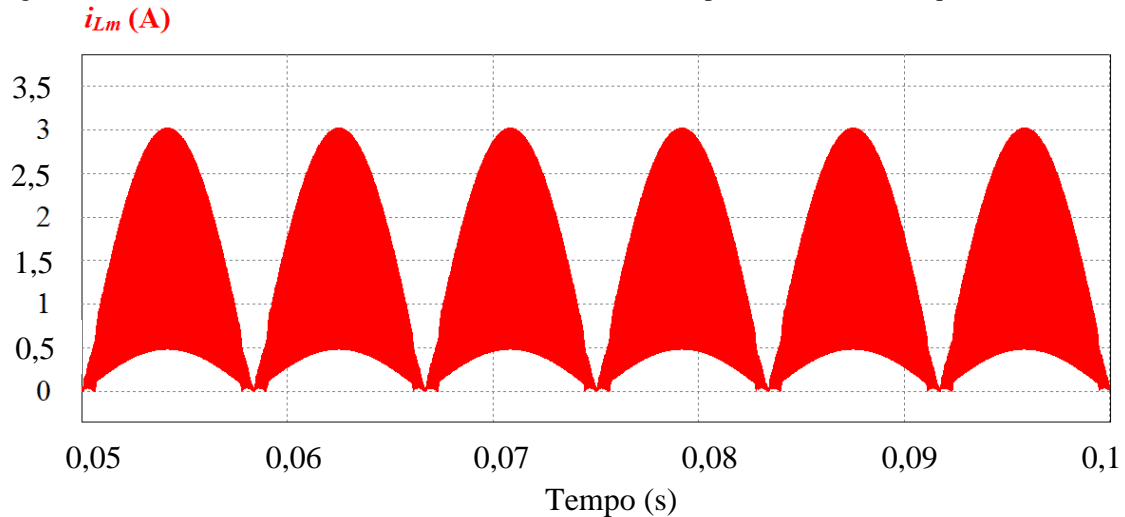
As normas NBR 16016 e NBR IEC 61347-2-13 estabelecem que a ondulação (*ripple*) na corrente e na tensão que alimentam lâmpadas LEDs não devem superar $\pm 10\%$ de seus valores médios. Na Figura 46, observa-se que o *ripple* da tensão de saída, V_o , é inferior a $\pm 9\%$ do valor médio desta. Analogamente, constatou-se que o *ripple* da corrente de saída, I_o , está abaixo de $\pm 9\%$ do valor médio da corrente I_o .

5.3.4. Corrente no indutor L_m

A corrente que flui através do indutor L_m , i_{Lm} , apresenta uma oscilação relativamente grande, embora esta oscilação não seja grande o suficiente para que a corrente i_{Lm} se torne negativa ou nula, o que seria indesejável. A Figura 47 foi obtida através da simulação do sistema proposto no PSIM[®]. Assim, nesta figura, apresenta-se a forma de onda da corrente i_{Lm} em três períodos de baixa frequência. A observação desta

figura permite constatar que a corrente senoidal segue a variação da tensão v_g , a qual é imposta pela rede elétrica.

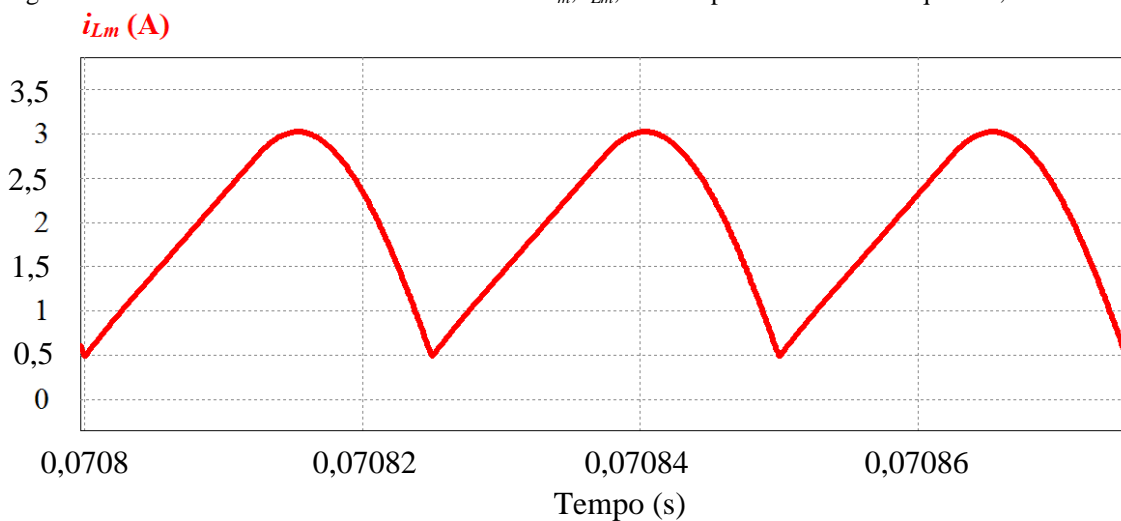
Figura 47 – Forma de onda da corrente no indutor L_m , i_{L_m} , em três períodos de baixa frequência, T_{rede} .



Fonte: O autor (2014).

É notável que, quanto mais elevada à tensão retificada v_g , maior é a oscilação da corrente i_{L_m} (Δi_{L_m}), por isso, esta atinge seu valor máximo, quando a tensão da rede elétrica é máxima, isto é, na metade do período da onda da tensão retificada ($T_{rede}/2$), ou seja, a variação Δi_{L_m} é máxima quando $t = T_{rede}/4$. A Figura 48 foi obtida através da simulação do sistema proposto no PSIM[®]. Nesta figura, apresenta-se o comportamento em alta frequência da corrente i_{L_m} , na região onde sua oscilação Δi_{L_m} é máxima ($\Delta i_{L_m max}$) e equivale a 2,5 A.

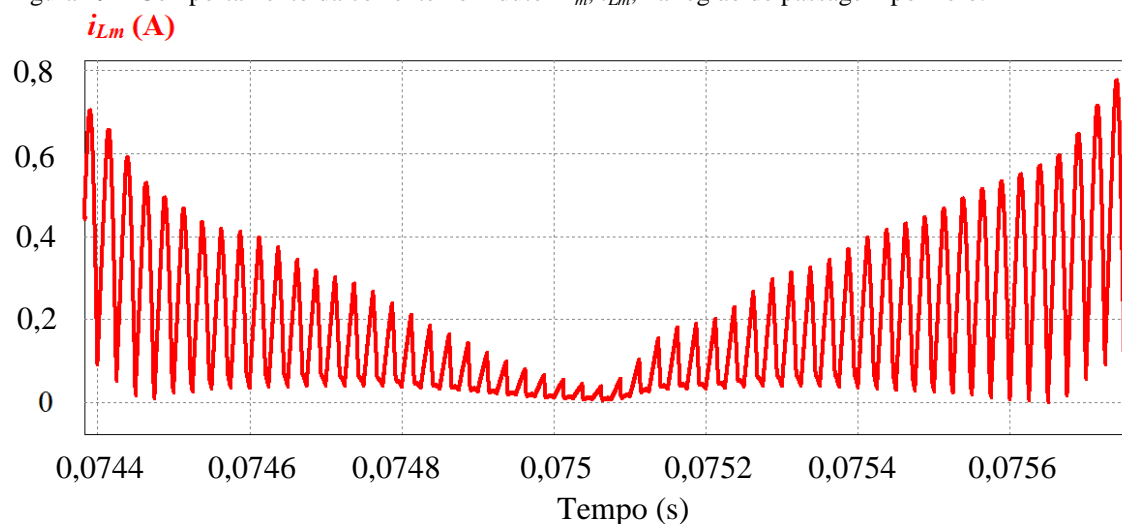
Figura 48 – Forma de onda da corrente no indutor L_m , i_{L_m} , em três períodos de alta frequência, T .



Fonte: O autor (2014).

Analogamente, a oscilação Δi_{Lm} é mínima durante a região de passagem por zero, a qual é definida pela forma de onda senoidal retificada da rede elétrica. Nesta região, a corrente i_{Lm} se comporta de forma diferenciada, o que é demonstrado através da Figura 49. Nesta figura, observa-se que a média da corrente i_{Lm} apresenta um comportamento distinto do senoidal, reduzindo sua queda ao se aproximar da passagem por zero, quando esta passa a apresentar uma forma de onda que lembra a operação no MCD, porém nunca se anulando. Portanto, ao longo do período de baixa frequência, a corrente i_{Lm} oscila sem se anular, o que é um comportamento característico da operação de conversores no MCC.

Figura 49 – Comportamento da corrente no indutor L_m , i_{Lm} , na região de passagem por zero.



Fonte: O autor (2014).

A partir da observação da Figura 49, é possível se localizar regiões em que a corrente i_{Lm} tangencia a abscissa, contudo não se anula, apenas parece se anular.

Constatou-se que a corrente i_{Lm} média ($i_{Lm\ md}$) é 1,2 A. A corrente i_{Lm} eficaz ($i_{Lm\ ef}$) observada é igual a 1,5 A. Já a corrente i_{Lm} de pico ($i_{Lm\ pk}$) equivale à 3 A. A Tabela 7 apresenta estes dados.

Tabela 7 – Parâmetros relativos à corrente observados no indutor L_m .

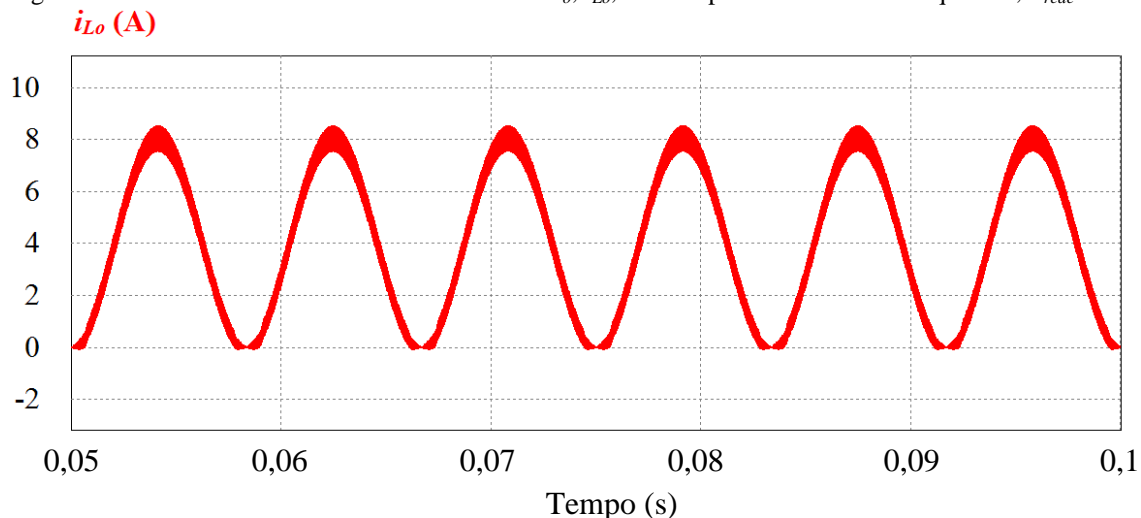
PARÂMETROS	CORRENTE (A)
$i_{Lm\ md}$	1,2
$i_{Lm\ ef}$	1,5
$i_{Lm\ pk}$	3
$\Delta i_{Lm\ max}$	2,5

Fonte: O autor (2015).

5.3.5. Corrente no indutor L_o

A corrente no indutor L_o , i_{L_o} , no PFP Zeta controlado através de razão cíclica e frequência constantes para operar no MCS se comportou conforme o previsto na análise qualitativa, ou seja, apresentou uma forma de onda senoidal retificada em fase com a tensão senoidal retificada, v_g , fornecida ao conversor Zeta, conforme demonstrado através da Figura 50.

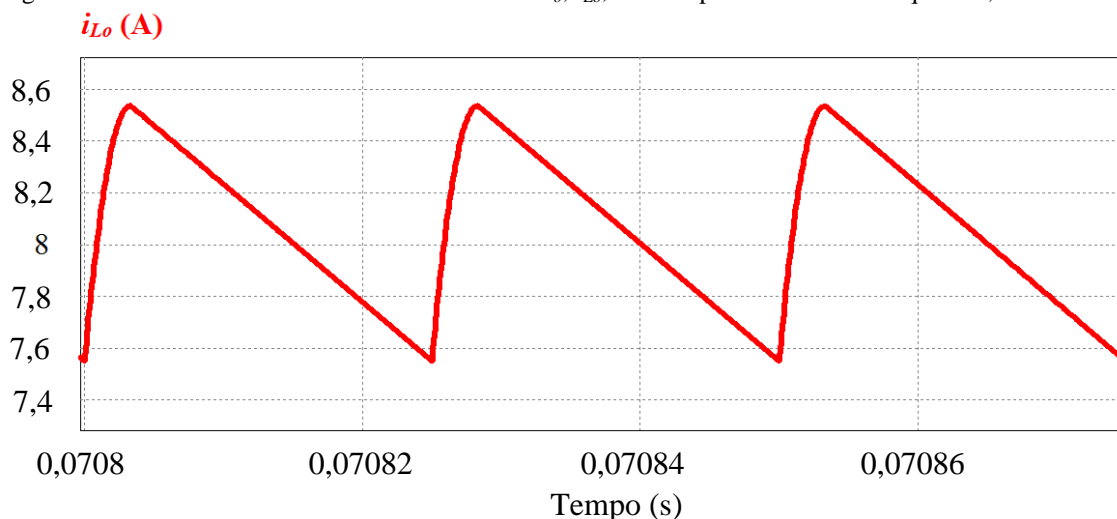
Figura 50 – Forma de onda da corrente no indutor L_o , i_{L_o} , em três períodos de baixa frequência, T_{rede} .



Fonte: O autor (2014).

Assim como a corrente i_{L_m} , a oscilação máxima da corrente i_{L_o} (Δi_{L_o}) também é máxima no cume de sua onda senoidal retificada. Embora os indutores L_o e L_m tenham sido projetados com o mesmo valor, a oscilação Δi_{L_o} é visivelmente menor que a oscilação Δi_{L_m} , o que ocorre devido aos esforços de tensão serem maiores no indutor L_m do que no indutor L_o , uma vez que o PFP está desempenhando o papel de redutor de tensão. Na Figura 51, apresenta-se a forma de onda da corrente i_{L_o} em três períodos de alta frequência localizados na região em que oscilação Δi_{L_o} é máxima.

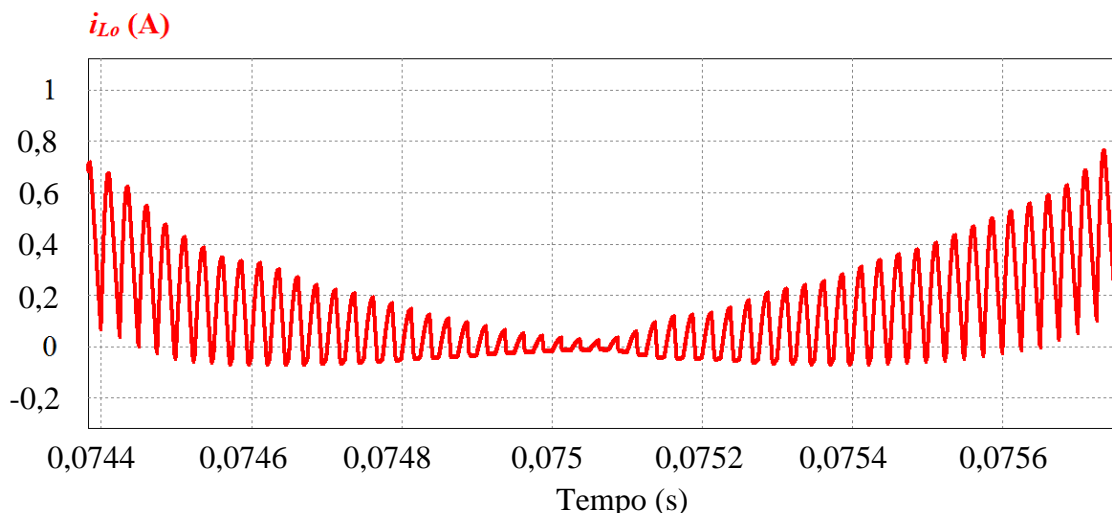
Figura 51 – Forma de onda da corrente no indutor L_o , i_{Lo} , em três períodos de alta frequência, T .



Fonte: O autor (2014).

De forma análoga ao que ocorre com a corrente i_{Lm} , na região de passagem por zero, a corrente i_{Lo} se comporta de forma distinta. Porém, a corrente i_{Lo} , diferentemente da corrente i_{Lm} , se anula nesta região, conforme a Figura 52. Na referida região, observou-se um comportamento típico do MCD. Durante o período que caracteriza esta região, a oscilação Δi_{Lo} é bastante reduzida, sendo mínima no instante em que a onda senoidal da tensão v_g transpõe o zero.

Figura 52 – Comportamento da corrente no indutor L_o , i_{Lo} , na região de passagem por zero.



Fonte: O autor (2014).

Observou-se que a corrente i_{Lo} média ($i_{Lo\ md}$) é 4 A e a corrente i_{Lo} eficaz ($i_{Lo\ md}$) é 5 A. Contatou-se que a corrente i_{Lo} de pico ($i_{Lo\ pk}$) é 8,5 A, enquanto que o *ripple* máximo da corrente i_{Lo} ($\Delta i_{Lo\ max}$) é 1 A. A Tabela 8 apresenta estes valores.

Tabela 8 – Parâmetros relativos à corrente observados no indutor L_o .

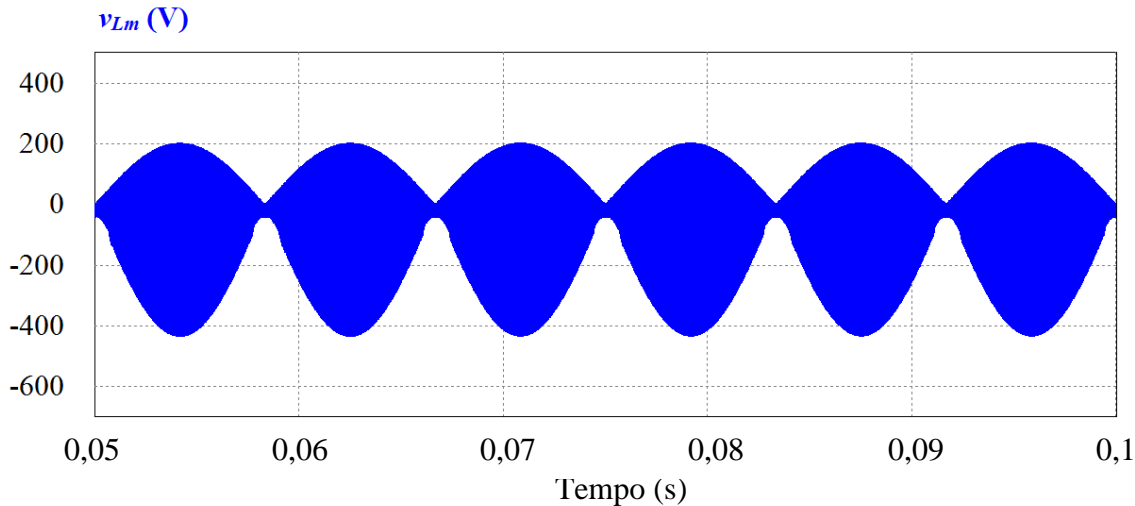
PARÂMETROS	CORRENTE (A)
$i_{Lo\ md}$	4
$i_{Lo\ ef}$	5
$i_{Lo\ pk}$	8,5
$\Delta i_{Lo\ max}$	2

Fonte: O autor (2015).

5.3.6. Tensão no indutor L_m

A simulação do PFP Zeta operando no MCS confirma que a tensão no indutor L_m , v_{Lm} , neste sistema, varia de acordo com a tensão de entrada do conversor Zeta, v_g , conforme observa-se na Figura 53, a qual demonstra o comportamento desta tensão, v_{Lm} , em três períodos da rede, T_{rede} , simulado no PSIM[®]. Nesta figura, nota-se que tanto o valor máximo quanto o valor mínimo da tensão v_{Lm} são proporcionais à tensão v_g , embora apresentem dimensões distintas entre si e se alternem em alta frequência.

Figura 53 – Forma de onda da tensão no indutor L_m , v_{Lm} , em três períodos de baixa frequência, T_{rede} .

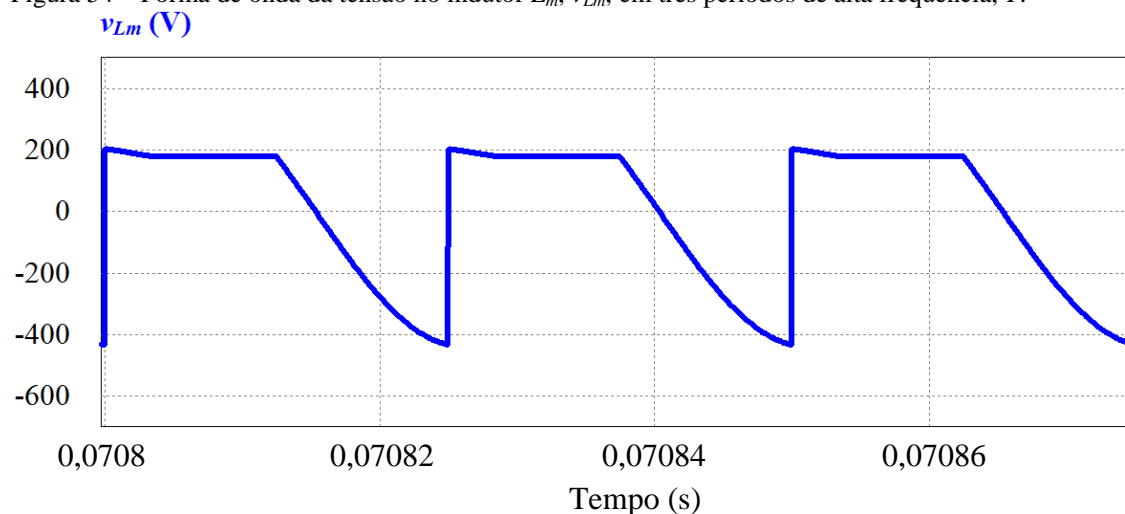


Fonte: O autor (2014).

A Figura 54 foi obtida através da simulação do sistema proposto no PSIM[®]. Nesta figura, apresentam-se as formas de onda da tensão v_{Lm} em três períodos de alta frequência, localizados no cume da onda referente à esta tensão em um período de baixa frequência. Nesta figura, nota-se que a tensão v_{Lm} se comporta de forma muito similar com o previsto na análise qualitativa. A única diferença reside na primeira etapa de operação, onde há certo declínio até o valor em que esta tensão é grampeada ao longo

da segunda etapa, o que ocorre porque a tensão v_g possui uma pequena variação em alta frequência, a qual foi desprezada nas análises qualitativa e quantitativa. Uma vez que a tensão v_g apresenta este declínio na primeira etapa de operação, quando carrega o capacitor C e permanece constante quando o capacitor C a alcança, a tensão v_{Lm} reproduz este comportamento. Isto se explica pelo paralelismo entre a entrada do conversor Zeta, o capacitor C e o indutor L_m . Na terceira etapa, a tensão v_g ascende linearmente, devido a estar isolada dos componentes do conversor, quando o transistor está aberto. Esta ascensão finda com o início da primeira etapa.

Figura 54 – Forma de onda da tensão no indutor L_m , v_{Lm} , em três períodos de alta frequência, T .

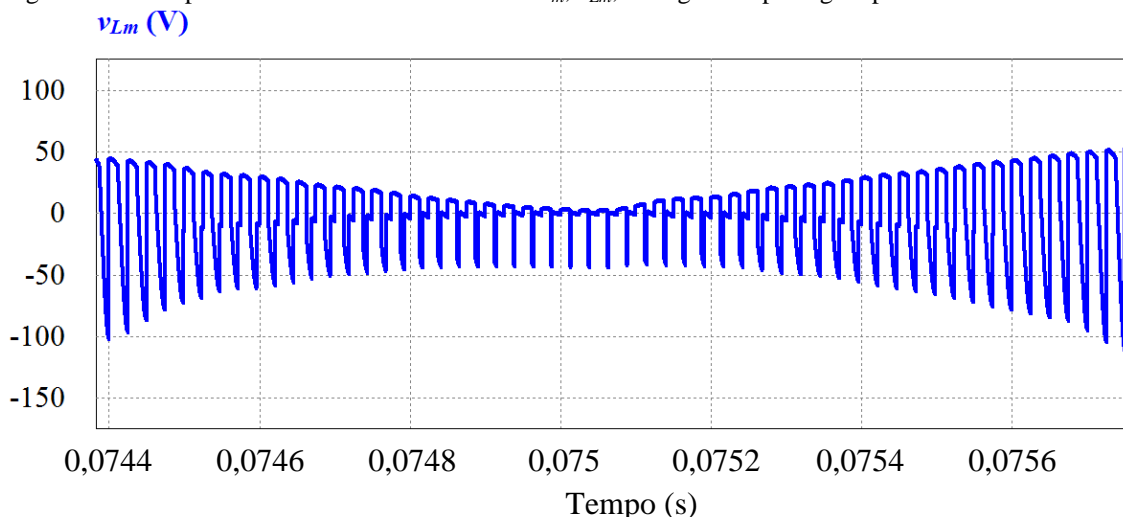


Fonte: O autor (2014).

A tensão v_{Lm} se comporta de maneira distinta na região de passagem por zero, apresentando tensão reduzida na primeira etapa de operação, como pode ser observado na Figura 55.

Conforme comentado anteriormente, a tensão média nos indutores é nula, o que foi comprovado nesta simulação para a tensão v_{Lm} média ($v_{Lm md}$). Observou-se uma tensão eficaz no indutor L_m ($v_{Lm ef}$) igual a 160 V. A tensão v_{Lm} de pico ($v_{Lm pk}$) observada foi -434 V, enquanto que o *ripple* máximo da tensão v_{Lm} ($\Delta v_{Lm max}$) alcança cerca de 640 V. A Tabela 9 apresenta estes valores.

Figura 55 – Comportamento da tensão no indutor L_m , v_{Lm} , na região de passagem por zero.



Fonte: O autor (2014).

Tabela 9 – Parâmetros relativos à tensão observados no indutor L_m .

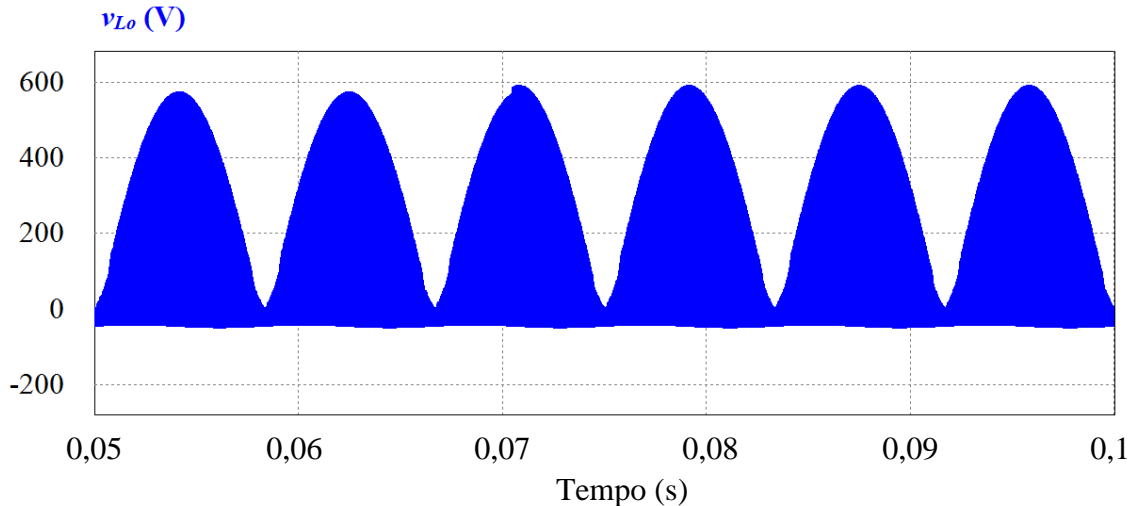
PARÂMETROS	TENSÃO (V)
$v_{Lm\ md}$	0
$v_{Lm\ ef}$	160
$v_{Lm\ pk}$	-434
$\Delta v_{Lm\ max}$	640

Fonte: O autor (2015).

5.3.7. Tensão no indutor L_o

A tensão máxima no indutor L_o varia de acordo com a onda senoidal retificada fornecida pela rede elétrica, enquanto seu valor mínimo é igual à tensão na saída do conversor, V_o . A Figura 56, apresenta a tensão v_{L_o} ao longo de três períodos de baixa frequência. Ressalta-se que a oscilação desta variável é máxima quando o período da entrada do conversor, $T_{rede}/2$, está na sua metade, ou seja, quando $t = T_{rede}/4$, o que corresponde ao pico da tensão v_g . Observa-se um incremento na tensão v_{L_o} exatamente no terceiro período da onda senoidal retificada apresentada nesta figura, o que se explica devido ao conversor estar em estágio transitório nos dois primeiros períodos de baixa frequência da onda da tensão retificada v_g .

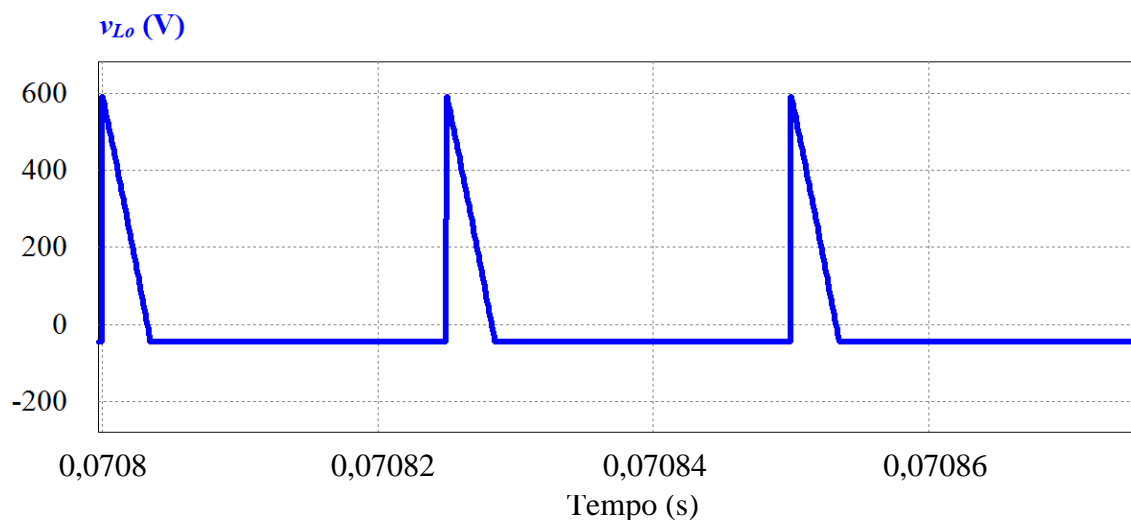
Figura 56 – Forma de onda da tensão no indutor L_o , v_{Lo} , em três períodos de baixa frequência, T_{rede} .



Fonte: O autor (2014).

Apresenta-se o comportamento em alta frequência da tensão v_{Lo} através da Figura 57. Esta figura foca a atenção em três períodos de alta frequência, localizados no cume de um dos períodos de baixa frequência apresentados na Figura 56, imediatamente após a estabilização do conversor. Na Figura 57, observa-se que o valor máximo atingido pela tensão v_{Lo} é igual a 600 V. Notou-se, também, que a elevação desde o valor negativo da tensão de saída até o valor $v_{Lo\ max}$ ocorre instantaneamente, sendo reduzida linearmente ao longo da primeira etapa do período de comutação.

Figura 57 – Forma de onda da tensão no indutor L_o , v_{Lo} , em três períodos de baixa frequência, T_{rede} .

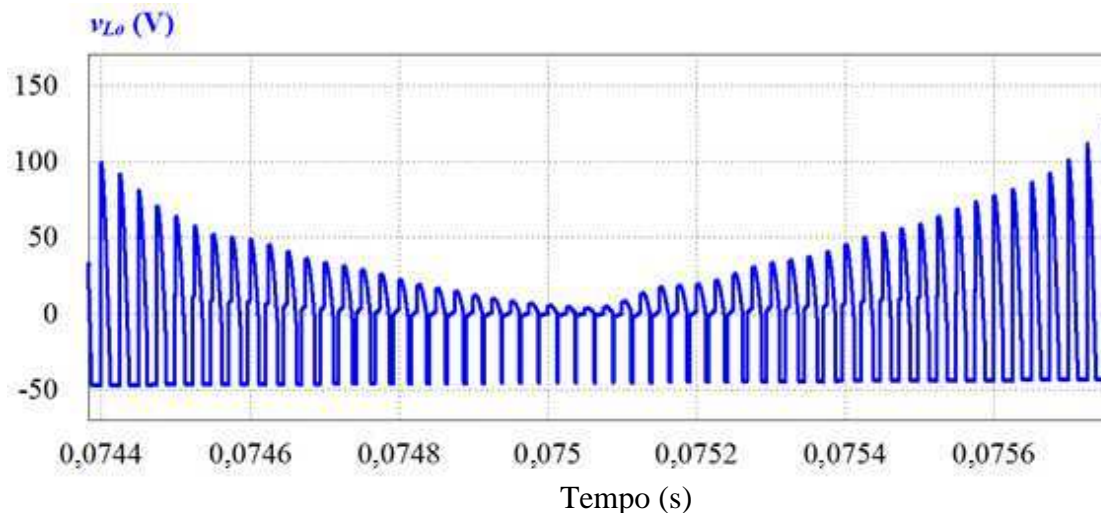


Fonte: O autor (2014).

Na região de passagem por zero, a tensão v_{Lo} também sofre alterações de comportamento, conforme demonstra a Figura 58. Nessa região, a primeira etapa do

período de comutação se manifesta de uma forma diferente, na qual a tensão se anula. Isto resulta em um nível intermediário entre a tensão de pico positiva, igual a 600 V, e a tensão negativa, a qual equivale à tensão V_o .

Figura 58 – Comportamento da tensão no indutor L_o , v_{L_o} , na região de passagem por zero.



Fonte: O autor (2014).

A Tabela 10 apresenta os parâmetros analisados da tensão observados para o indutor L_o . A tensão v_{L_o} média, $v_{L_o md}$, é nula, como esperado. A tensão v_{L_o} eficaz ($v_{L_o ef}$) é 105 V e o *ripple* máximo da tensão v_{L_o} ($\Delta v_{L_o max}$) é cerca de 640 V.

Tabela 10 – Parâmetros relativos à tensão observados no indutor L_o .

PARÂMETROS	TENSÃO (V)
$v_{L_o md}$	0
$v_{L_o ef}$	105
$v_{L_o pk}$	600
$\Delta v_{L_o max}$	640

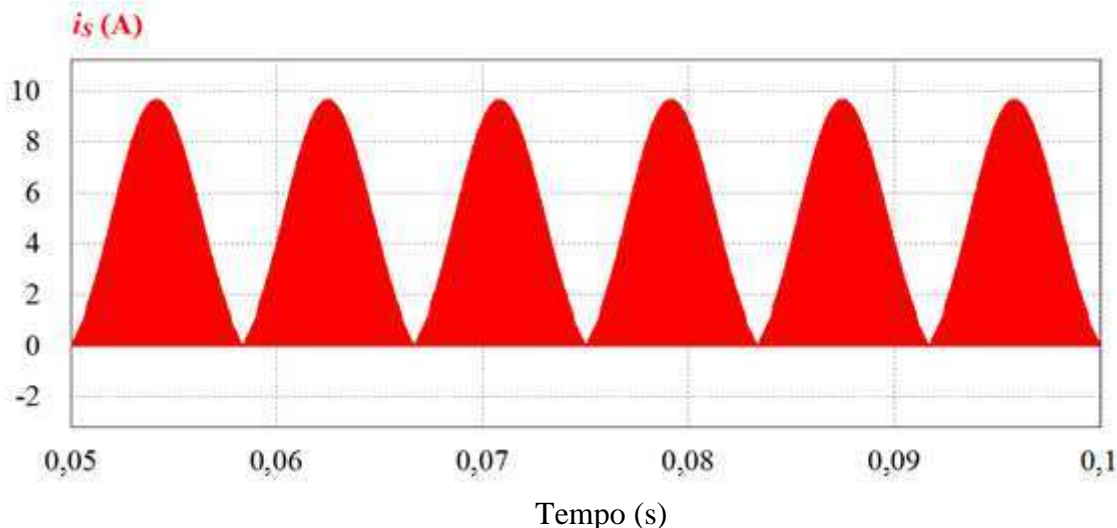
Fonte: O autor (2015).

5.3.8. Correntes nos semicondutores

A corrente no transistor S , i_S , está diretamente relacionada ao comportamento da entrada do conversor Zeta, pois este elemento conduz a corrente do indutor L_m , i_{L_m} , na primeira e na segunda etapa, sendo que na primeira etapa o transistor S conduz ainda a corrente i_{L_o} . Considerando-se que ambas as correntes, i_{L_m} e i_{L_o} , adquirem maiores

valores quando a tensão v_g se eleva, então a corrente i_S também há de adquirir seus maiores valores quando a tensão v_g for máxima, o que foi verificado na simulação, conforme apresenta a Figura 59.

Figura 59 – Forma de onda da corrente no transistor S , i_S , em três períodos de baixa frequência, T_{rede} .



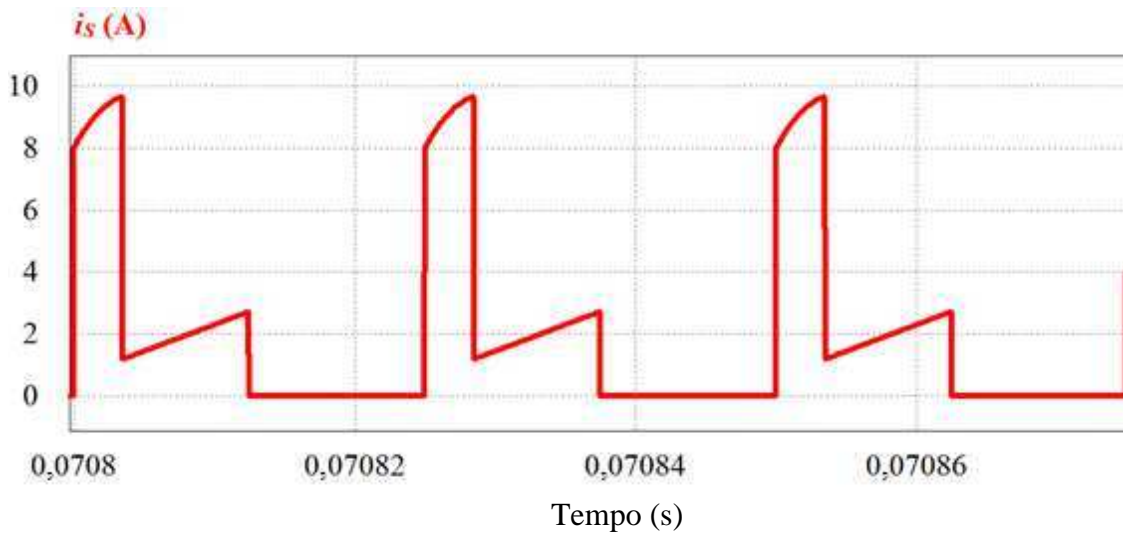
Fonte: O autor (2014).

Apresentam-se as formas de onda simuladas da corrente no transistor através da Figura 60. Esta figura mostra o detalhe do comportamento em alta frequência da corrente i_S na região do pico de sua forma de onda em baixa frequência. Nesta figura, observa-se que a corrente i_S é maior quando corresponde à soma de ambas as correntes nos indutores, alcançando 9,7 A, e é reduzida consideravelmente quando o conversor adentra a segunda etapa, na qual a corrente varia entre 1,2 A e 2,7 A.

A corrente no diodo D , i_D , também, varia em função da tensão v_g , como é possível observar na Figura 61, obtida através da simulação do sistema proposto no PSIM[®], uma vez que, também, conduz as correntes i_{Lm} e i_{Lo} . Nesta figura, demonstra-se o comportamento apresentado pela corrente i_D em baixa frequência ao longo da simulação.

Apresenta-se o comportamento da corrente no diodo D , i_D , em três períodos de alta frequência na região onde esta é máxima, através da Figura 62, obtida através da simulação do sistema proposto no PSIM[®]. Nesta figura, observa-se que a corrente i_D é nula durante a primeira etapa; sofre um súbito aumento quando passa a conduzir a corrente i_{Lo} , que declina ao longo da segunda etapa; e sofre novo incremento ao passar a conduzir, também, a corrente i_{Lm} . A corrente i_D alcança seu valor de pico (i_{Dpk}), em torno de 11 A, nesta terceira etapa.

Figura 60 – Forma de onda da corrente no transistor S , i_S , em três períodos de alta frequência, T .



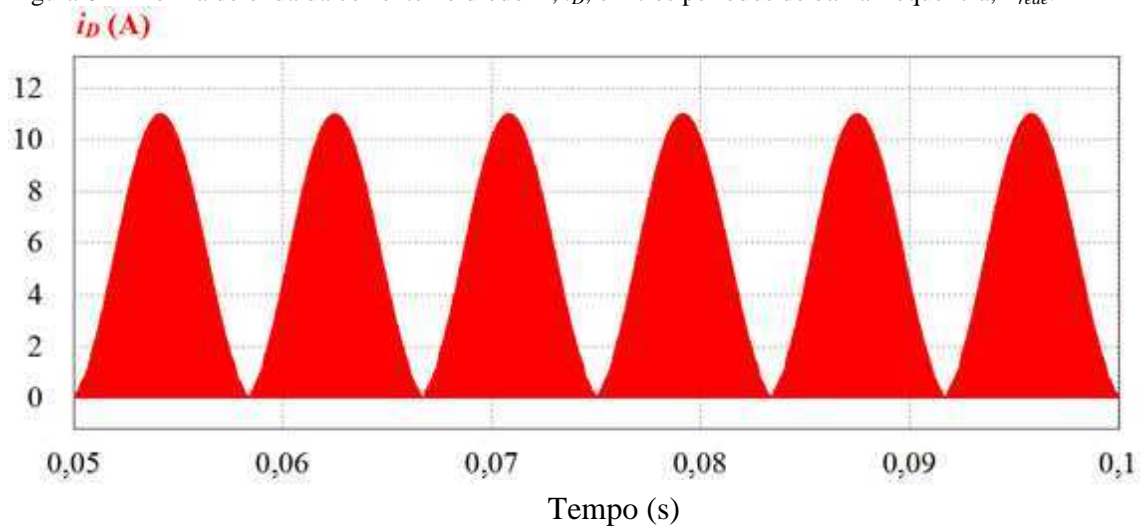
Fonte: O autor (2014).

Tabela 11 – Parâmetros relativos à corrente observados na chave S .

PARÂMETROS	CORRENTE (A)
$i_{S\ md}$	1,3
$i_{S\ ef}$	2,4
$i_{S\ pk}$	9,7

Fonte: O autor (2015).

Figura 61 – Forma de onda da corrente no diodo D , i_D , em três períodos de baixa frequência, T_{rede} .

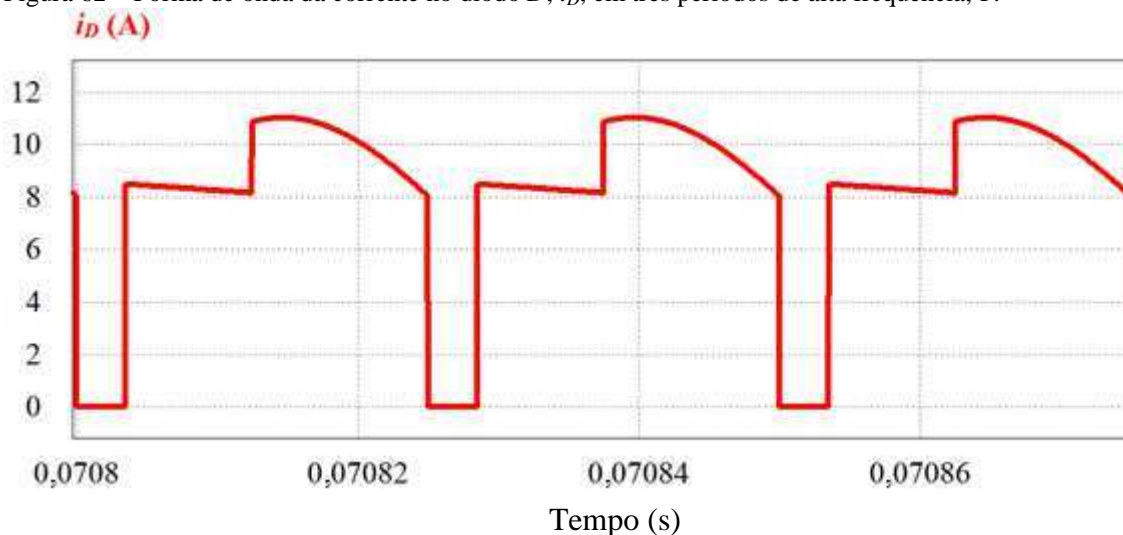


Fonte: O autor (2014).

Embora as correntes i_S e i_D conduzam a soma das correntes i_{Lo} e i_{Lm} , isto ocorre em etapas distintas. A corrente i_D apresenta picos consideravelmente superiores à

corrente i_S , porque na terceira etapa a corrente i_{Lm} , quando circula através do diodo D , alcança seus maiores valores, enquanto que na primeira etapa, quando a corrente i_{Lm} flui através do transistor S , esta exibe seus menores valores.

Figura 62 – Forma de onda da corrente no diodo D , i_D , em três períodos de alta frequência, T .



Fonte: O autor (2014).

Contatou-se que a corrente média no diodo D ($i_{D\ md}$) equivale à corrente na saída do PFP, I_o (4 A). Através desta simulação, foi possível inferir, também, que a corrente eficaz no diodo D ($i_{D\ ef}$) é 5,4 A. Estes dados são apresentados na Tabela 12, juntamente, com a corrente $i_{D\ pk}$.

Tabela 12 – Parâmetros relativos à corrente observados no diodo D .

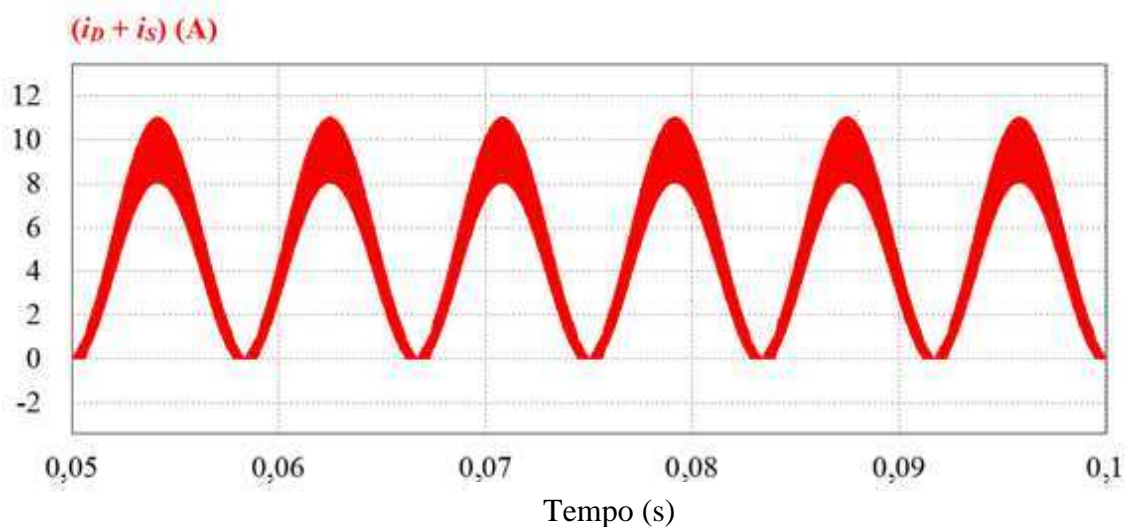
PARÂMETROS	CORRENTE (A)
$i_{D\ md}$	4
$i_{D\ ef}$	5,4
$i_{D\ pk}$	11

Fonte: O autor (2015).

A simulação do PFP Zeta operando no MCS demonstrou que o transistor S e o diodo D estão em condução na segunda etapa. Então, a soma das correntes nestes semicondutores nunca se anula, uma vez que sempre há um destes elementos conduzindo, conforme apresentado na Figura 63, obtida através da simulação do sistema proposto no PSIM[®]. O valor dessa soma e a variação máxima de sua forma de onda são

funções da tensão retificada da rede elétrica v_g , assim como cada uma de suas parcelas, as correntes i_S e i_D . Nesta figura, pode-se ainda observar que na maioria do período de baixa frequência esta soma não se anula. Conforme comentado na introdução, este fator determina que um conversor de quarta ordem, como o Zeta, opera como se estivesse no MCC. Porém, na região de passagem por zero, o conversor opera de forma diferente, o que se reflete na soma das correntes nos semicondutores.

Figura 63 – Forma de onda da soma das correntes no transistor S e no diodo D , $i_S + i_D$, em três períodos de baixa frequência, T_{rede} .

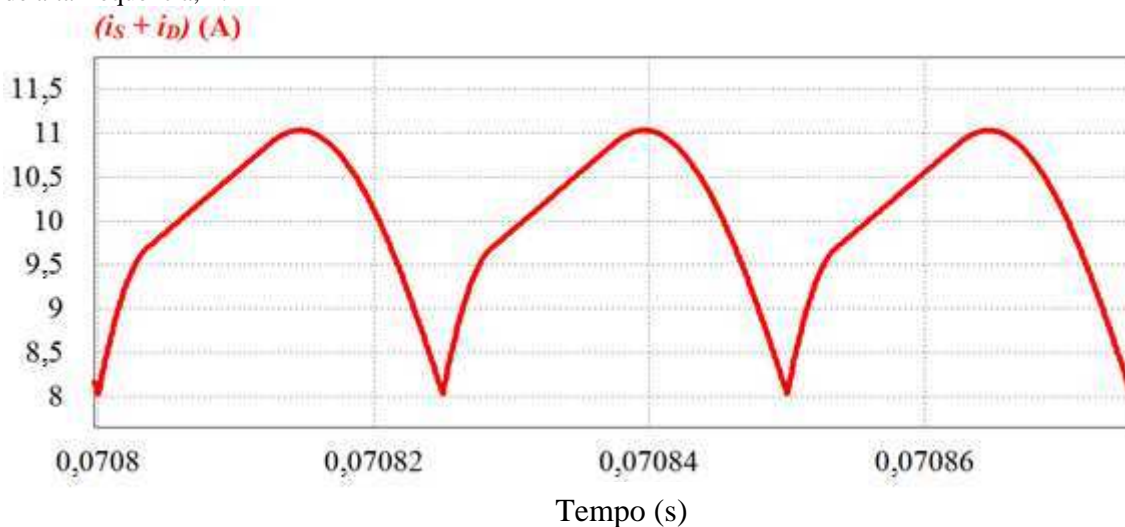


Fonte: O autor (2014).

Na Figura 64, obtida através da simulação do sistema proposto no PSIM[®], apresenta-se o comportamento da soma das correntes i_D e i_S em três períodos de alta frequência localizados no cume da forma de onda de baixa frequência. Nesta figura, é notável que a soma destas correntes varia entre 8 A e 11 A, e, portanto, não se anula.

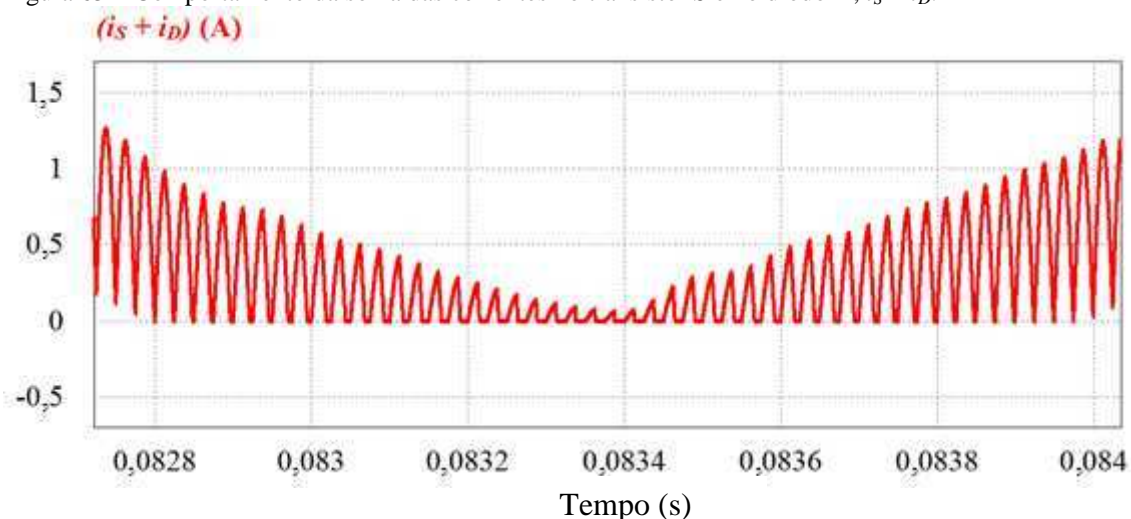
Na Figura 65 apresenta-se o comportamento da soma das correntes i_D e i_S de alta frequência na região de passagem por zero. Através da observação desta figura, percebe-se que, nesta região, o PFP opera como se estivesse no MCD, pois há intervalos em que esta soma se anula e assim permanece, até se erguer novamente.

Figura 64 – Forma de onda da soma das correntes no transistor S e no diodo D , $i_S + i_D$, em três períodos de alta frequência, T .



Fonte: O autor (2014).

Figura 65 – Comportamento da soma das correntes no transistor S e no diodo D , $i_S + i_D$.



Fonte: O autor (2014).

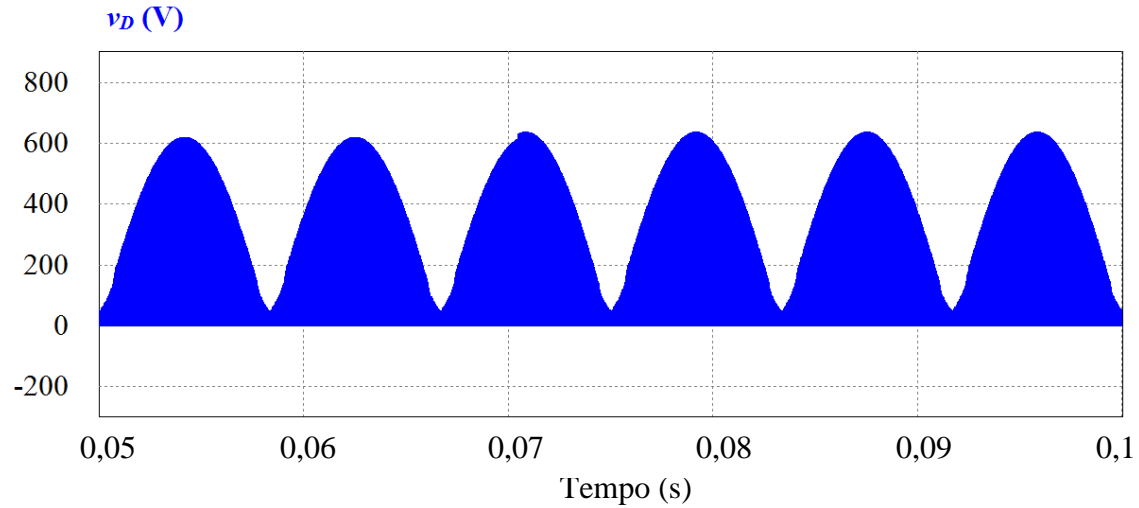
5.3.9. Tensões nos semicondutores

A operação do conversor Zeta no MCS provoca grandes esforços de tensão no diodo D e no transistor S . A Figura 66, obtida através da simulação do sistema proposto no PSIM[®], demonstra que a tensão no diodo D , v_D , varia em função da tensão v_g . Deste modo, a tensão v_D é máxima quando a tensão v_g é máxima.

Demonstra-se, através da Figura 67, o comportamento da tensão v_D ao longo de um período de alta frequência. Nesta figura, observa-se que a tensão v_D sobe instantaneamente de zero ao seu valor de pico (v_{Dpk}), 636 V, e declina até se anular ao final da primeira etapa. A tensão v_D permanece nula ao longo do restante do período de

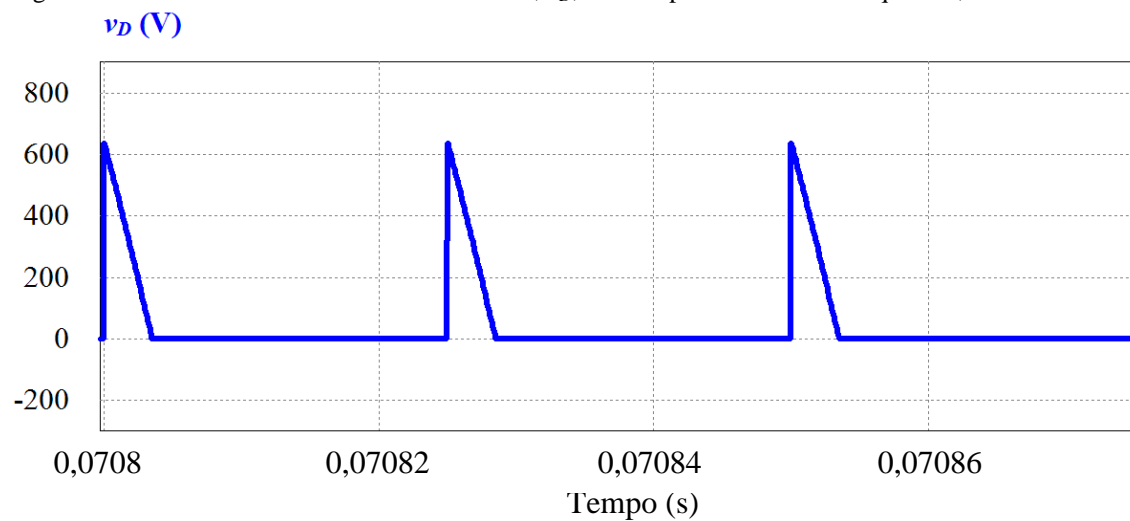
alta frequência, T . A tensão média no diodo D ($v_{D\ md}$) equivale à 45 V. A Tabela 13 apresenta as tensões $v_{D\ pk}$ e $v_{D\ md}$.

Figura 66 – Forma de onda da tensão no diodo D , v_D , em três períodos de baixa frequência, T_{rede} .



Fonte: O autor (2014).

Figura 67 – Forma de onda da tensão no diodo D , v_D , em três períodos de alta frequência, T .



Fonte: O autor (2014).

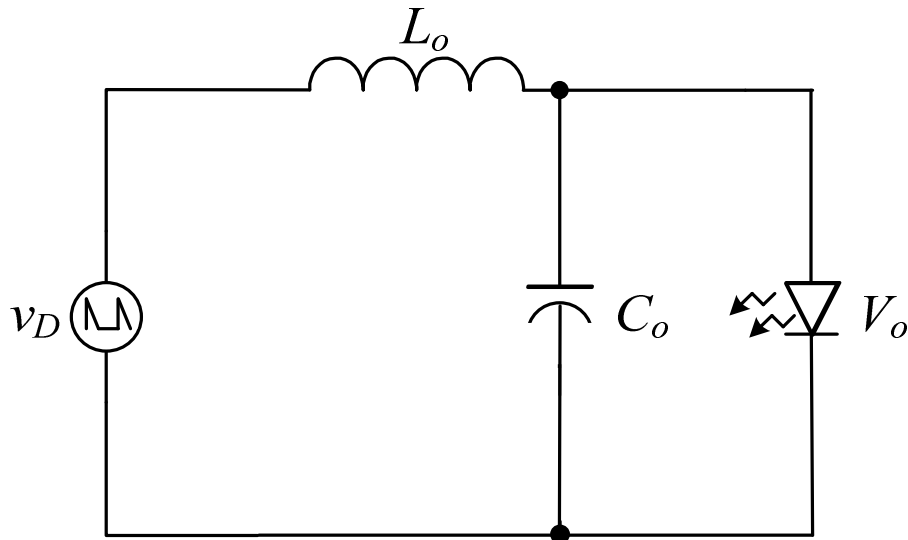
Tabela 13 – Parâmetros relativos à corrente observados no diodo D .

PARÂMETROS	TENSÃO (V)
$v_{D\ md}$	636
$v_{D\ pk}$	9,7

Fonte: O autor (2015).

A tensão média no diodo D , $v_{D\,md}$, deve ser igual à tensão de saída, V_o , pois o diodo D permanece em paralelo com o circuito de saída do PFP. A Figura 68 apresenta o circuito de saída do PFP com o diodo D comportando-se como a fonte de tensão deste circuito. Para que a tensão $v_{D\,md}$ se iguale à tensão V_o é necessário que a tensão $v_{D\,pk}$ seja alta, pois há tensão no diodo D apenas ao longo da primeira etapa.

Figura 68 – Circuito explicativo da alta tensão de pico no diodo D .



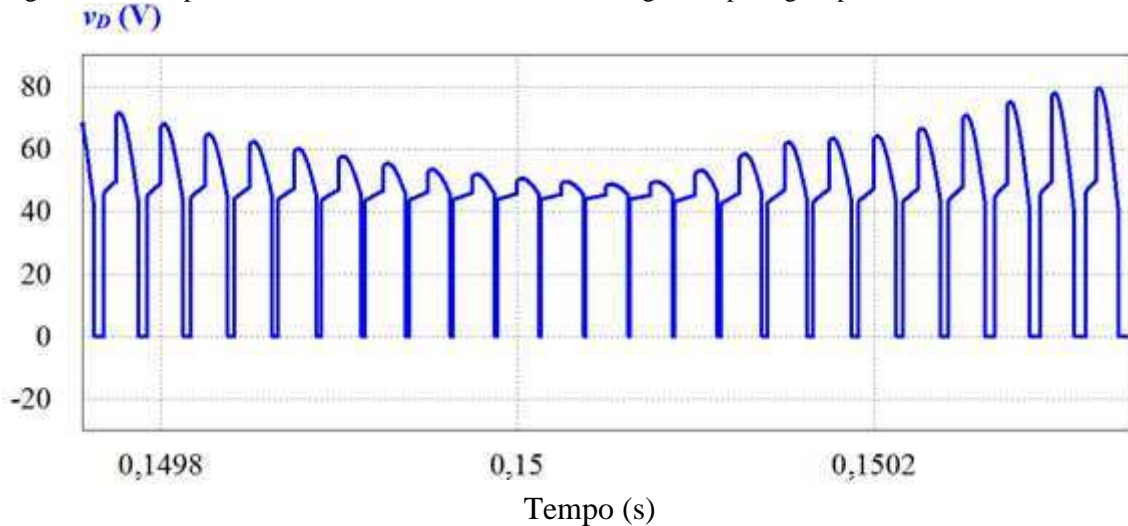
Fonte: O autor (2014).

Destaca-se que a tensão v_D também se comporta de forma distinta no período de comutação, ao longo da região de passagem por zero, conforme a Figura 69. Nesta região, a tensão v_D se eleva até um nível intermediário, entre 40 V e 45 V, e na etapa seguinte se eleva bruscamente até seu valor máximo.

A tensão no transistor S , v_S , assim como a tensão v_D , em baixa frequência, obtida através da simulação do sistema proposto no PSIM[®], varia de acordo com a tensão v_g , como pode ser visto na Figura 70. Nesta figura, observa-se também que, na região de passagem por zero, o comportamento desta variável apresenta mudança.

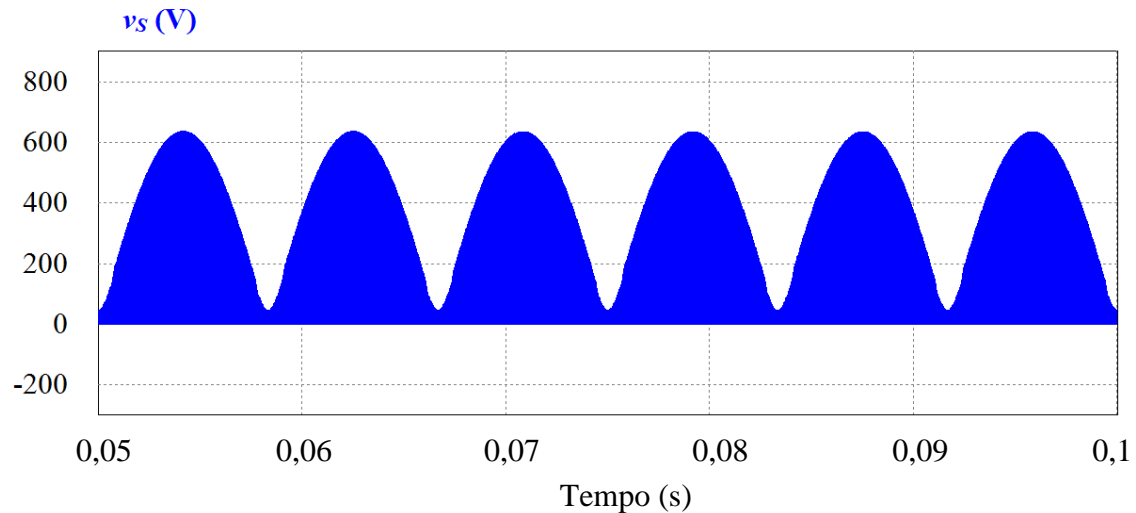
Apresenta-se o comportamento de alta frequência, obtido através da simulação do sistema proposto no PSIM[®], em três períodos T localizados no pico da onda da tensão v_D em baixa frequência, $T_{red}/2$, através da Figura 71. Nesta, observa-se que a tensão v_S ascende de forma não linear até seu valor de pico ($v_{S\,pk}$), 636 V, na terceira etapa e permanece nula nas demais etapas de comutação.

Figura 69 – Comportamento da tensão no diodo D , v_D , na região de passagem por zero.



Fonte: O autor (2014).

Figura 70 – Forma de onda da tensão no transistor S , v_S , em três períodos de baixa frequência, T_{rede} .

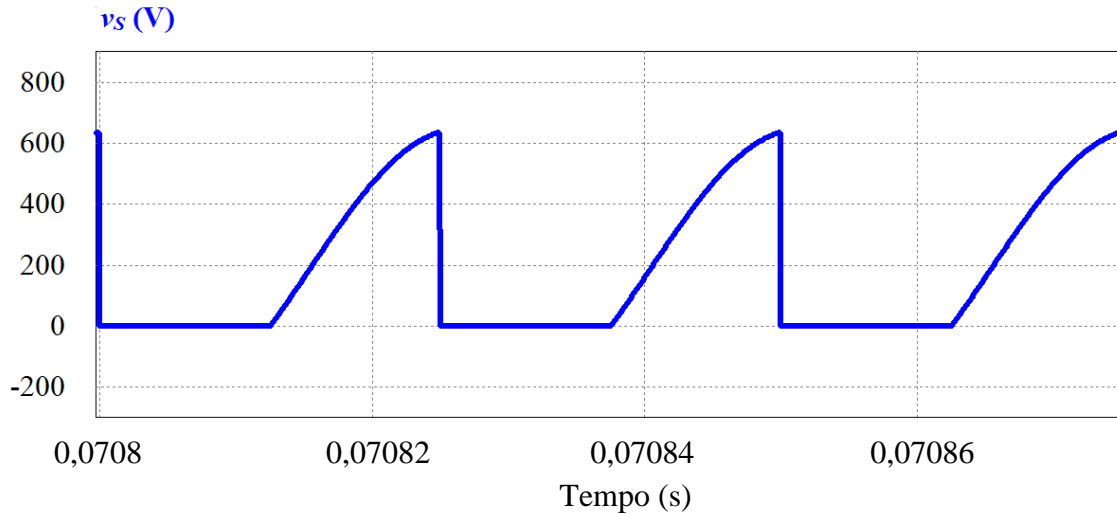


Fonte: O autor (2014).

Apresenta-se o comportamento de alta frequência em três períodos T localizados no pico da onda da tensão v_D em baixa frequência, $T_{rede}/2$, através da Figura 71. Nesta, observa-se que a tensão v_S ascende de forma não linear até seu valor máximo, 637 V, na terceira etapa e permanece nula nas demais etapas de comutação.

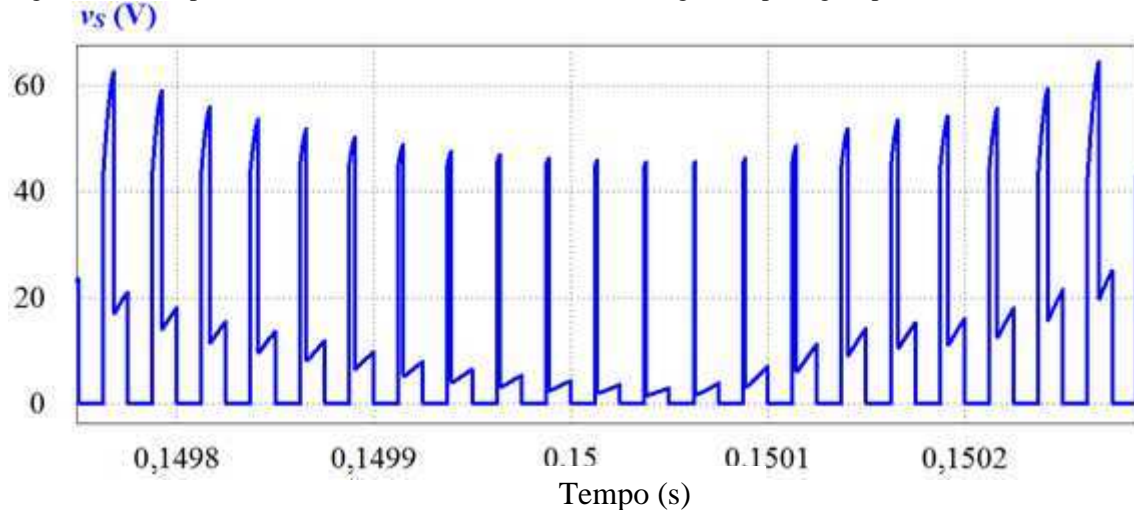
Na região de passagem por zero, a tensão v_S se comporta de forma distinta, exibindo uma tensão alta que se eleva, e depois decai até um nível intermediário, onde torna a crescer, até subitamente se anular, e assim permanecer até que se eleve instantaneamente, replicando o início da forma de onda descrita neste parágrafo, conforme a Figura 72.

Figura 71 – Forma de onda da tensão no transistor S , v_s , em três períodos de alta frequência, T .



Fonte: O autor (2014).

Figura 72 – Comportamento da tensão no transistor S , v_s , na região de passagem por zero.

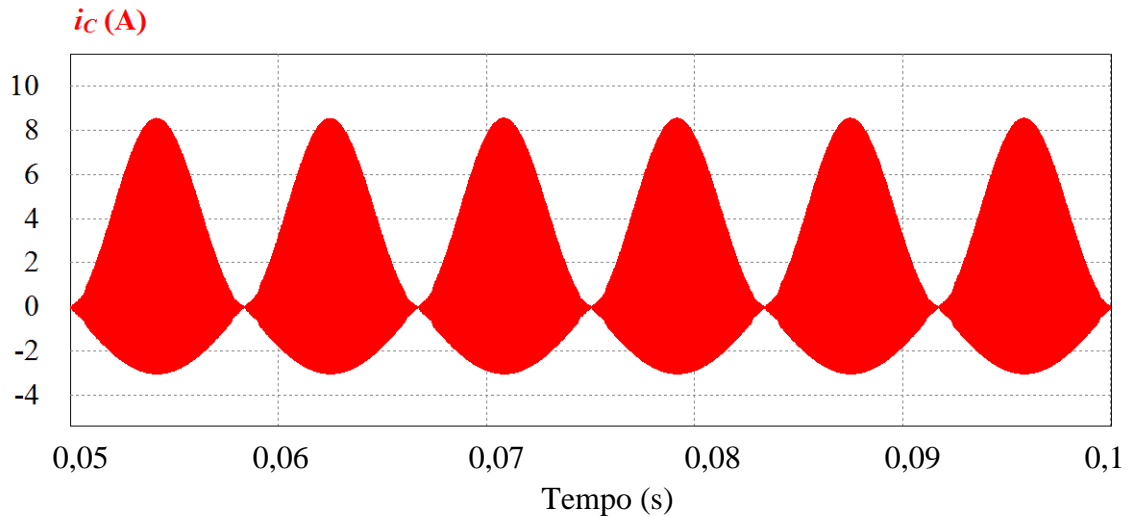


Fonte: O autor (2014).

5.3.10. Corrente no capacitor de acoplamento

O comportamento em baixa frequência da corrente no capacitor de acoplamento C , i_C , é apresentado através da Figura 73, em três períodos de baixa frequência. Nesta figura, observa-se que tanto o valor máximo quanto o valor mínimo da corrente i_C em um período T variam ao longo do período T_{rede} em função da tensão v_g . Observa-se que na região de passagem por zero há uma alteração no padrão de comportamento da corrente i_C .

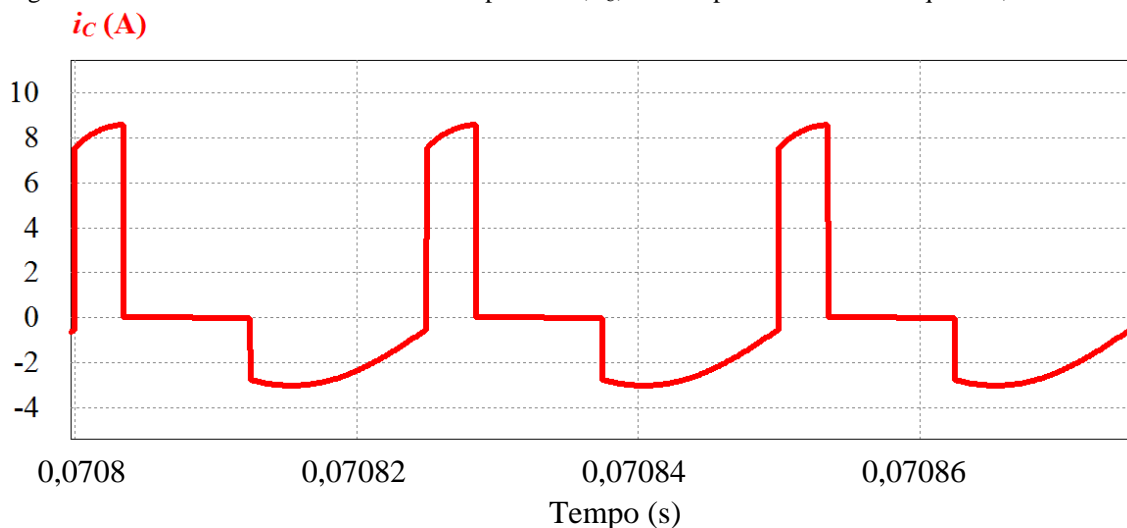
Figura 73 – Forma de onda da corrente no capacitor C , i_C .



Fonte: O autor (2014).

A Figura 74 representa o comportamento simulado da corrente i_C em três períodos de alta frequência. Os períodos representados nesta figura foram selecionados na região onde a forma de onda da corrente i_C alcança sua variação máxima em baixa frequência, $T_{rede}/2$. Nesta figura, observa-se que o valor máximo atingido pela corrente i_C , o qual, neste estudo de caso, equivale a 8,5 A, enquanto o valor mínimo alcança -3,5 A.

Figura 74 – Forma de onda da corrente no capacitor C , i_C , em três períodos de alta frequência, T .

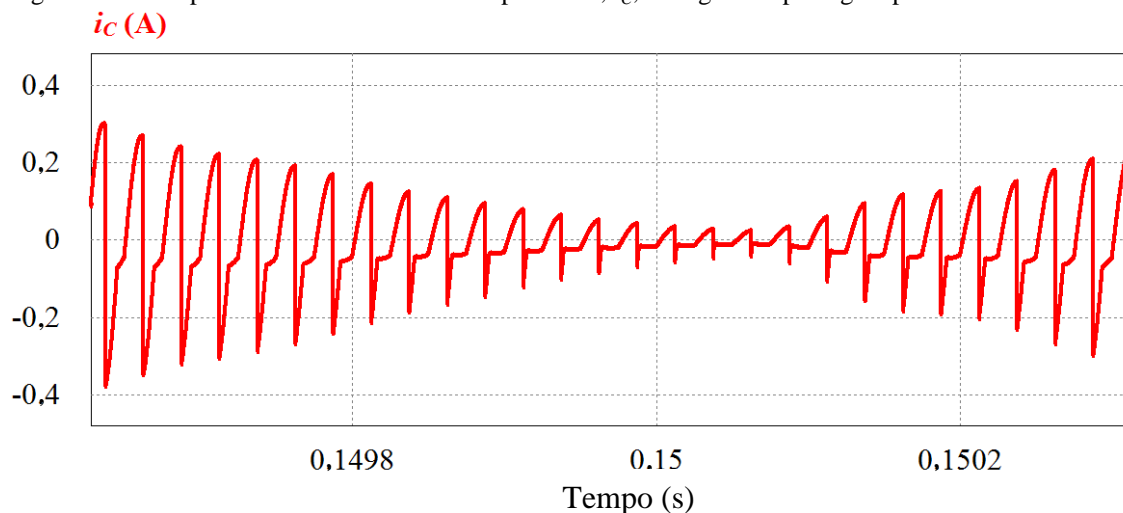


Fonte: O autor (2014).

Na região de passagem por zero, a corrente i_C apresenta um comportamento diferente da maioria de seu período de baixa frequência, $T_{rede}/2$, conforme Figura 75.

Este comportamento é caracterizado pela eliminação do comportamento típico da segunda etapa e pelo aparecimento de uma nova etapa, que precede a primeira do ciclo de comutação do MCS. Nesta nova etapa, a corrente i_C atinge um valor intermediário entre seu valor mínimo e seu valor máximo e neste permanece durante um intervalo significativo, até voltar a se elevar rumo ao seu valor máximo.

Figura 75 – Comportamento da corrente no capacitor C , i_C , na região de passagem por zero.



Fonte: O autor (2014).

5.3.11. Tensão no capacitor de acoplamento C

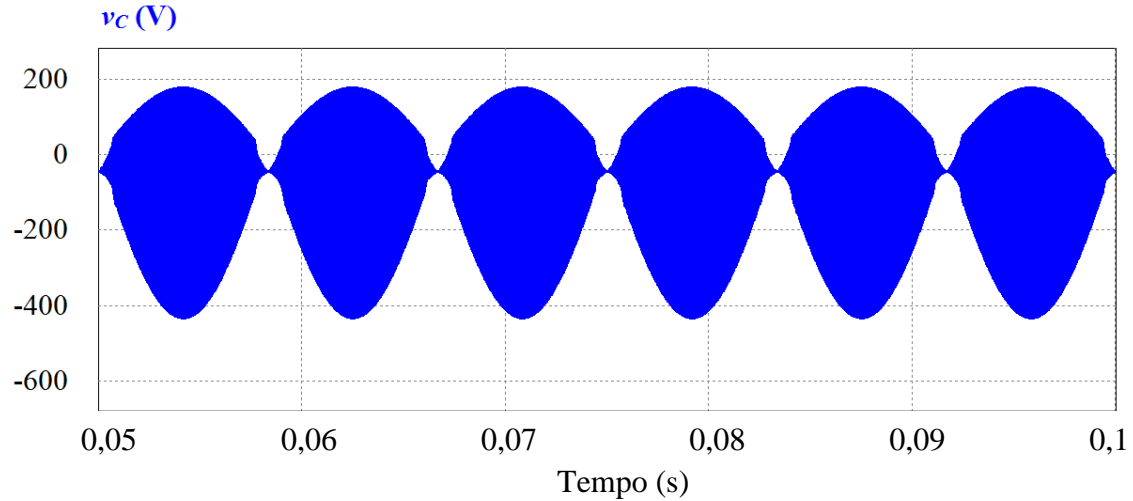
O comportamento da tensão no capacitor de acoplamento C , v_C , em baixa frequência, é descrito através da Figura 76, obtida através da simulação do sistema proposto no PSIM[®], na qual verifica-se que tanto o valor máximo quanto o valor mínimo desta tensão, $v_{C\ max}$ e $v_{C\ min}$, respectivamente, são proporcionais à tensão v_g ao longo da maioria do período de baixa frequência, $T_{rede}/2$. Novamente, observa-se um comportamento distinto na região de passagem por zero.

O comportamento da tensão no capacitor de acoplamento C , v_C , em alta frequência, condiz com o descrito na análise qualitativa e, conseqüentemente seu valor máximo equivale à tensão $n v_g$, a qual possui valor 180 V, uma vez que o PFP simulado não é isolado. A tensão mínima no capacitor C , $v_{C\ min}$, é igual a -434 V. A forma de onda da tensão no capacitor C em alta frequência é apresentada na Figura 77.

Nesta simulação, observou-se que o *ripple* máximo da tensão no capacitor ($\Delta v_{C\ max}$) é cerca de 600 V. A tensão média no capacitor C ($v_{C\ md}$) é -45 V, valor que é inverso ao da tensão de saída, V_o . A tensão eficaz no capacitor C é 165 V. Os dados

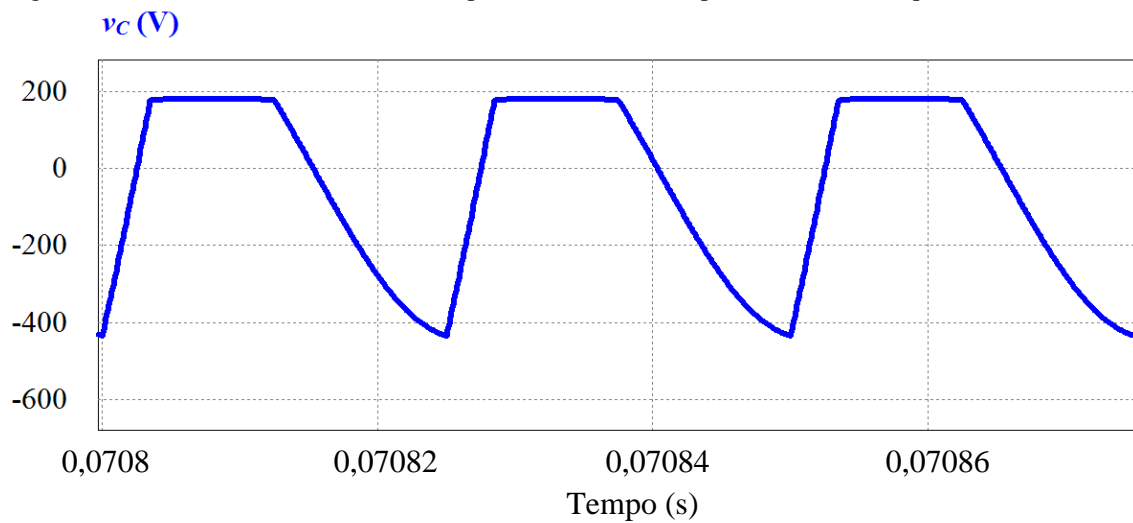
referentes à tensão média e eficaz no capacitor C são apresentados na Tabela 14, juntamente com o *ripple* máximo $\Delta v_{C\ max}$.

Figura 76 – Forma de onda da tensão no capacitor C , v_C , em três períodos de baixa frequência, T_{rede} .



Fonte: O autor (2014).

Figura 77 – Forma de onda da tensão no capacitor C , v_C , em três períodos de alta frequência, T .



Fonte: O autor (2014).

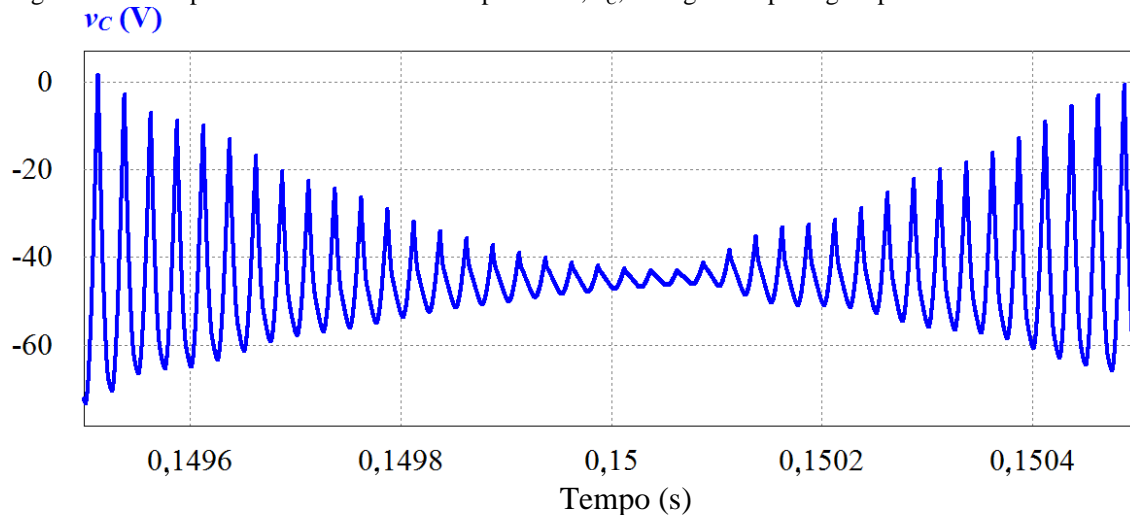
Tabela 14 – Parâmetros relativos à tensão observados no capacitor C .

PARÂMETROS	TENSÃO (V)
$v_{C\ md}$	-45
$v_{C\ ef}$	165
$\Delta v_{C\ max}$	614

Fonte: O autor (2015).

Na região de passagem por zero, a tensão no capacitor C tende a ser negativa, embora na transição entre a região de operação no MCS e a região de passagem por zero, esta tensão ainda assuma alguns picos positivos, conforme a Figura 78. Porém, na maior parte do intervalo representado nesta figura, a tensão v_C assume exclusivamente valores negativos e ondula em torno de -45 V.

Figura 78 – Comportamento da tensão no capacitor C , v_C , na região de passagem por zero.



Fonte: O autor (2014).

5.4. Modelo Computacional do Equacionamento do PFP

A partir das equações que descrevem o comportamento do conversor em alta e em baixa frequência, descritas no capítulo 3, gerou-se um modelo computacional da operação do PFP, utilizando o *software* MATLAB[®]. Este modelo se distingue do elaborado no *software* PSIM[®], pois aquele é baseado na montagem do circuito, enquanto este apresenta as relações entre as variáveis seguindo fielmente as equações elaboradas no capítulo 3.

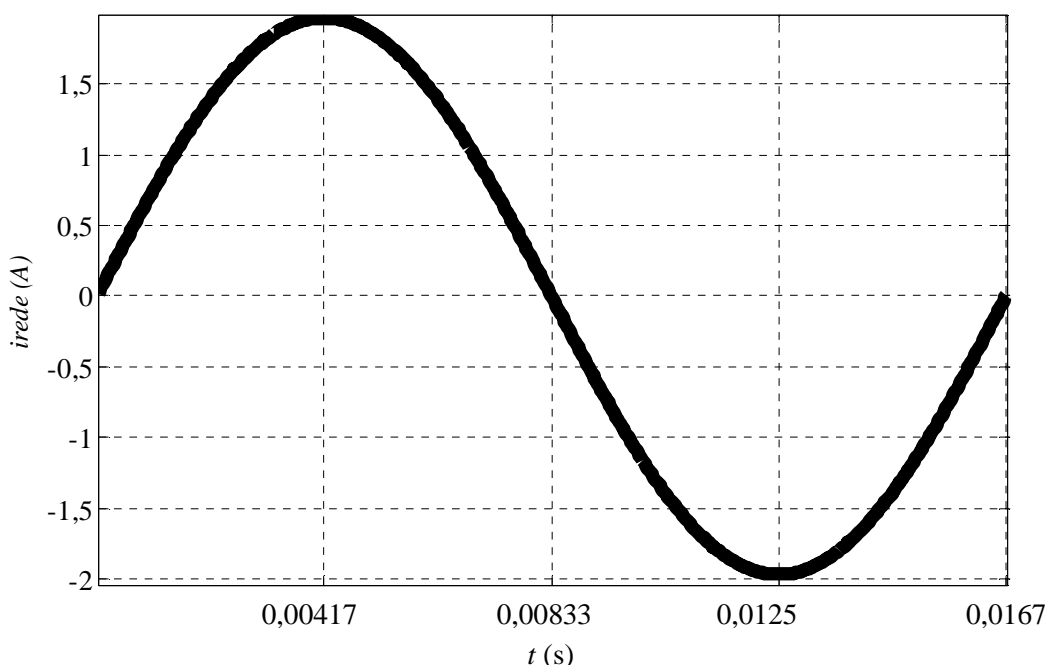
A fim de validar o modelo equacionado, simulou-se este utilizando os dados obtidos para o estudo de caso da alimentação da luminária LED, apresentados na seção 4.2. Uma vez que a corrente e a tensão de saída, I_o e V_o , respectivamente, foram utilizadas como variáveis de entrada deste projeto, estas são consideradas constantes por este modelo e seus respectivos valores são 4 A e 45 V.

A seguir serão discutidas, detalhadamente, as formas de onda geradas pelo modelo elaborado para as principais variáveis do PFP baseado no conversor Zeta operando no MCS. Apresentam-se as formas de onda de alta frequência destas variáveis na região onde a tensão v_{rede} é aproximadamente igual ao seu pico, V_g .

5.4.1. Corrente e tensão de entrada

A corrente de entrada, i_{rede} , na simulação do MATLAB[®], se comporta de forma a estar constantemente em fase com a tensão aplicada à entrada do PFP, v_{rede} , em baixa frequência, conforme o modelo desenvolvido. Consequentemente, a simulação do modelo resultou em uma corrente i_{rede} com forma de onda senoidal em fase com a tensão v_{rede} , conforme a Figura 79. Nesta figura, observa-se que o pico desta onda alcança aproximadamente 2 A. Ressalta-se que a forma de onda senoidal da corrente i_{rede} , obtida através deste modelo, não apresenta qualquer distorção na região de passagem por zero.

Figura 79 – Forma de onda da corrente na entrada do PFP.



Fonte: O autor (2014).

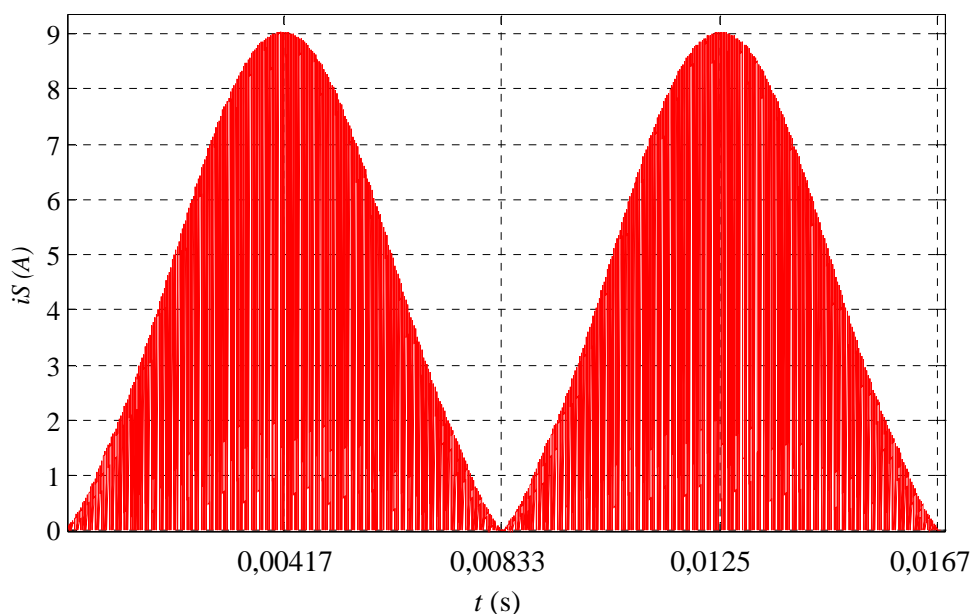
5.4.2. Correntes nos semicondutores

A simulação do modelo equacionado forneceu resultados semelhantes aos obtidos através da simulação do circuito, no que diz respeito às correntes que circulam nos semicondutores.

A Figura 80 apresenta a forma de onda da corrente no transistor, i_S , em um período de baixa frequência, obtida através da simulação do modelo matemático idealizado no MATLAB[®]. Nesta figura, é possível observar que os valores máximos desta corrente formam uma onda senoidal retificada, assim como na simulação do circuito no PSIM[®]. Porém, a distorção da corrente i_S constatada na região de passagem

por zero na simulação do circuito é inexistente no modelo desenvolvido, pois este considera que o PFP baseado no conversor Zeta opera no MCS ao longo de todo período de baixa frequência, T_{rede} .

Figura 80 – Forma de onda da corrente i_S , em um período de baixa frequência.

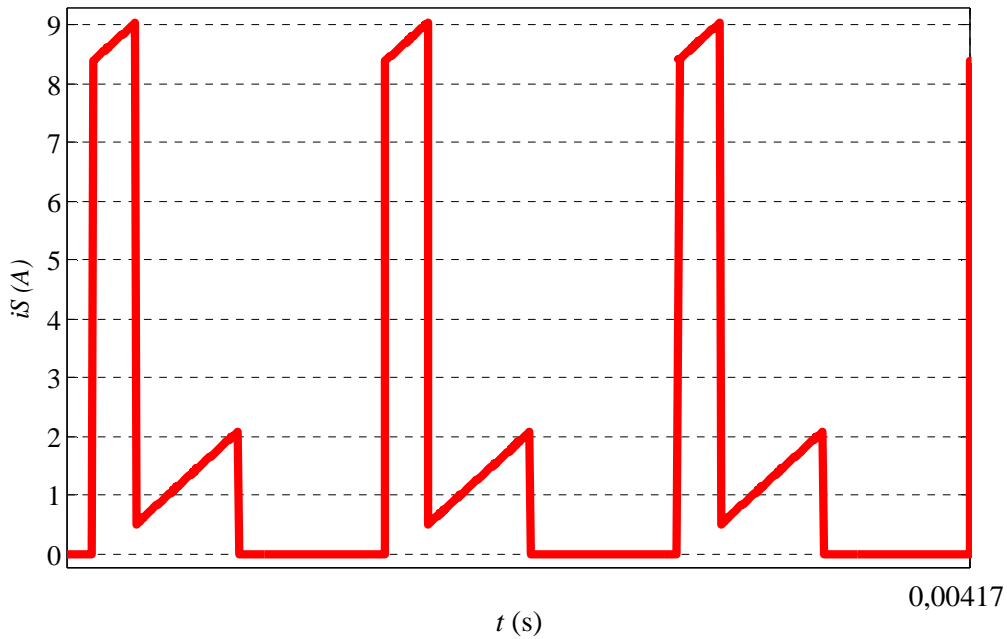


Fonte: O autor (2014).

A Figura 81 apresenta a forma de onda da corrente no transistor, i_S , em três períodos de alta frequência, obtidos através da simulação do modelo equacionado no MATLAB[®]. Nesta figura, é possível observar que esta corrente inicia o período de comutação se elevando instantaneamente até aproximadamente 8,4 A, e segue crescendo durante a primeira etapa, onde circulam por estes componentes as correntes dos indutores L_m e L_o , até alcançar seu valor máximo em um período de alta frequência, que, no pico da onda de baixa frequência equivale a, aproximadamente, 9 A. O início da segunda etapa provoca uma grande alteração na corrente que flui através do transistor S , o qual passa a conduzir apenas a corrente i_{Lm} , de modo que esta se reduz instantaneamente. Ao longo da segunda etapa, a corrente i_S cresce até o fim desta, quando esta se anula.

A simulação do modelo equacionado produziu uma forma de onda de alta frequência para a corrente i_S muito similar àquela gerada pela simulação do PSIM[®]. Entretanto, a corrente i_S simulada através do modelo equacionado apresentou um crescimento linear na primeira etapa de comutação.

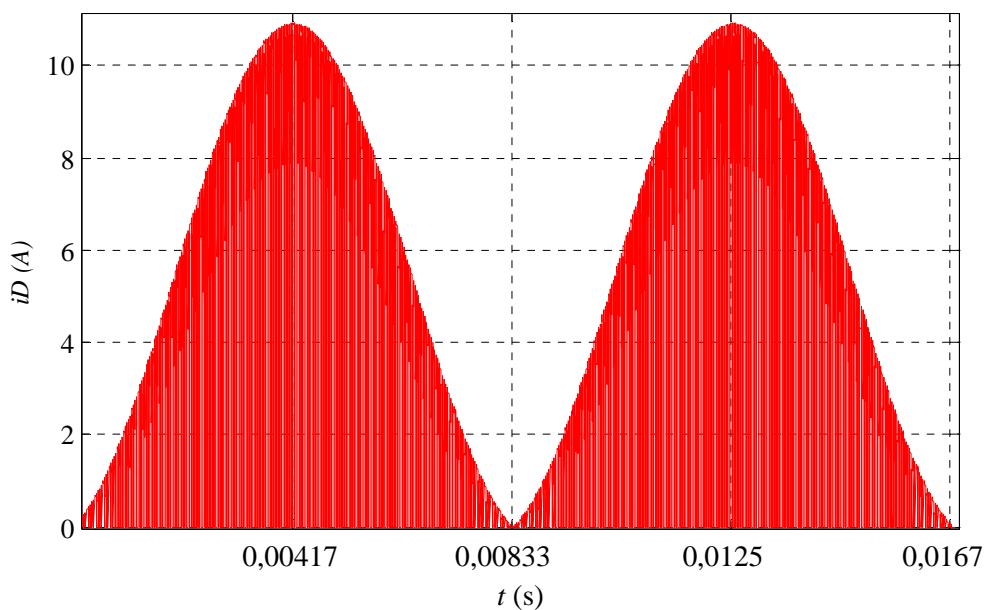
Figura 81 – Forma de onda da corrente i_S , em três períodos de alta frequência.



Fonte: O autor (2014).

A Figura 82 apresenta a forma de onda de baixa frequência da corrente no diodo, i_D , obtida na simulação do modelo do capítulo 3 desenvolvido no MATLAB[®]. Os contornos desta forma de onda são determinados pelos seus valores mínimos, zero, e por seus valores máximos, os quais variam ao longo do período $T_{rede}/2$, proporcionalmente à variação da tensão senoidal retificada, v_g .

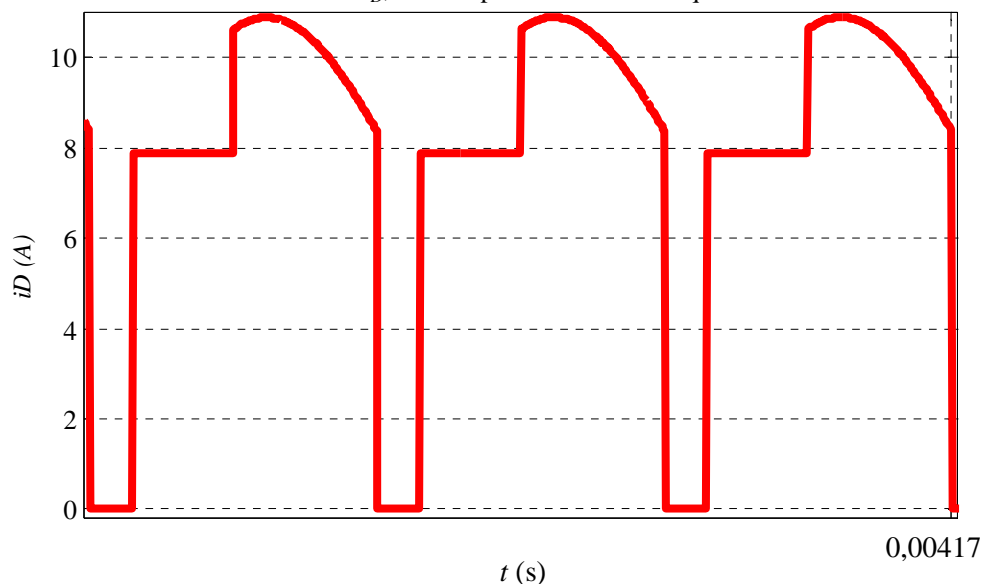
Figura 82 – Forma de onda da corrente i_D , em um período de baixa frequência,



Fonte: O autor (2014).

A Figura 83 apresenta a forma de onda da corrente i_D , em alta frequência, gerada no MATLAB[®]. Como pode ser visto nesta figura, a corrente i_D se inicia nula e assim permanece até o final da primeira etapa. Neste instante, a corrente i_D se eleva instantaneamente até alcançar 8 A e com este valor permanece ao longo da segunda etapa. No início da terceira etapa, a corrente i_D se eleva bruscamente, pois o diodo D passa a conduzir as correntes em ambos os indutores, i_{Lm} e i_{Lo} . Na terceira etapa, a corrente i_D descreve uma curva, onde cresce não linearmente durante um tempo relativamente pequeno e, após alcançar seu valor máximo, decresce de forma não linear até o fim do período de comutação.

Figura 83 – Forma de onda da corrente i_D , em três períodos de alta frequência.



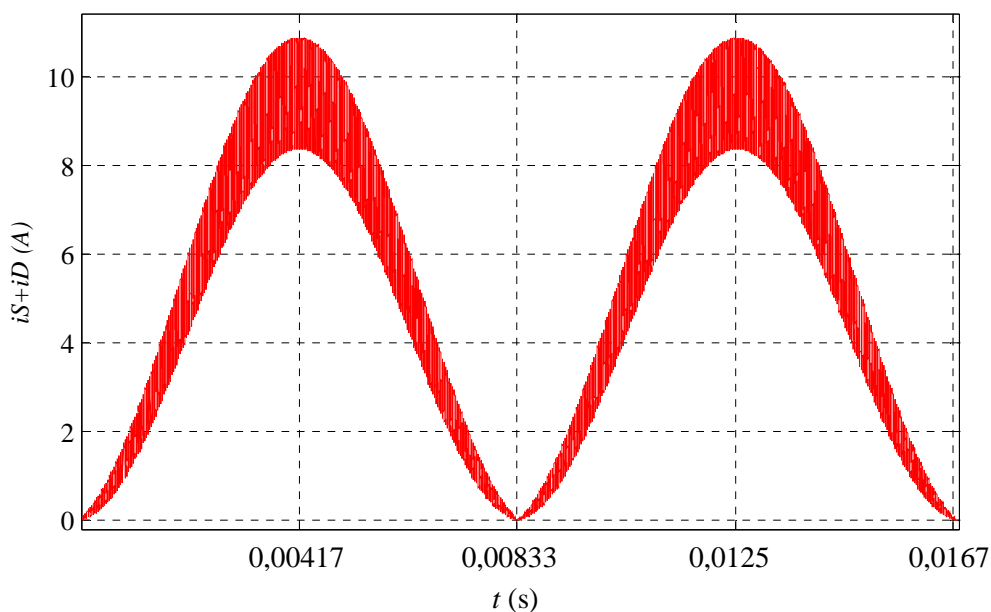
Fonte: O autor (2014).

Diferentemente da corrente i_S descrita na Figura 62, a qual foi gerando PSIM[®], a corrente i_D da Figura 83 é constante na segunda etapa. Esta diferença ocorre porque nesta etapa flui no diodo D apenas a corrente i_{Lo} , que foi considerada constante durante o equacionamento, no capítulo 3.

A Figura 84 apresenta a forma de onda correspondente à soma das correntes i_D e i_S em baixa frequência, a qual foi gerada no MATLAB[®]. Nesta figura, observa-se uma forma de onda bastante similar à apresentada na Figura 63. Então, a forma de onda da soma das correntes i_D e i_S , é senoidal, sem qualquer distorção e com uma ondulação que não provoca a anulação da soma das correntes em nenhum ponto de sua curva resultante. Portanto, a soma das correntes i_D e i_S se torna nula apenas quando a tensão v_g se anula.

Constatou-se que o valor de pico da soma das correntes i_D e i_S alcança aproximadamente 11 A na simulação do modelo equacionado através do MATLAB[®], mesmo valor propiciado pela simulação do circuito do PFP estudado operando no MCS.

Figura 84 – Forma de onda da soma das correntes i_S e i_D , em um período de baixa frequência.



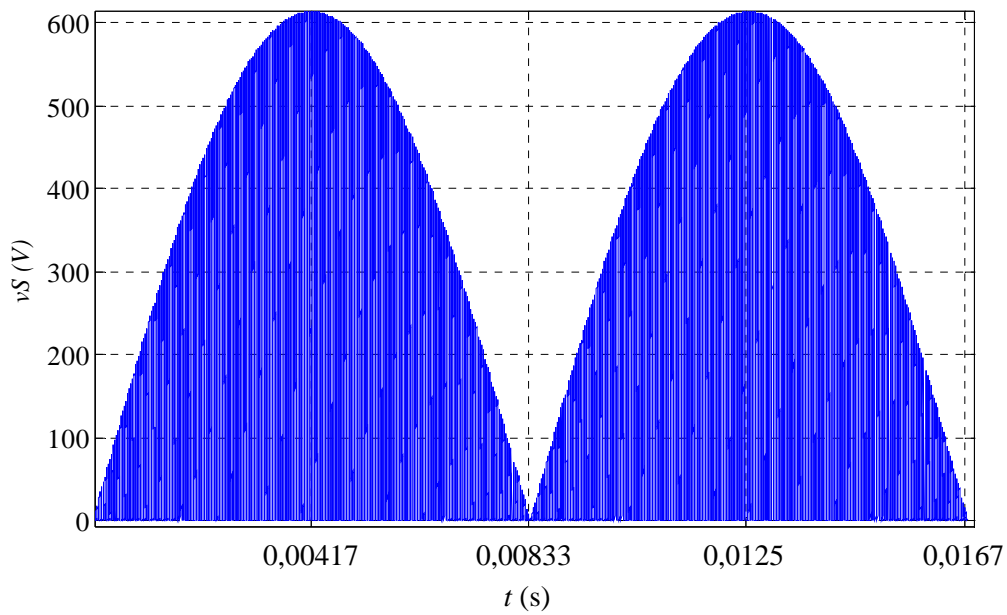
Fonte: O autor (2014).

5.4.3. Tensões nos semicondutores

A simulação do modelo no MATLAB[®] apresentou tensões nos semicondutores do PFP baseado no conversor Zeta operando no MCS com comportamento similar àquele observado ao longo da simulação deste circuito no PSIM[®].

Na Figura 85, apresenta-se a forma de onda da tensão no transistor S , v_S , em baixa frequência, gerada no MATLAB[®], através do modelo proposto, cujos valores máximos formam uma onda senoidal retificada. Comparando esta figura com a Figura 70, a qual apresenta a simulação no PSIM[®] do comportamento da tensão v_S , observou-se que ambas se comportam de forma muito semelhante, alcançando aproximadamente o mesmo valor de pico.

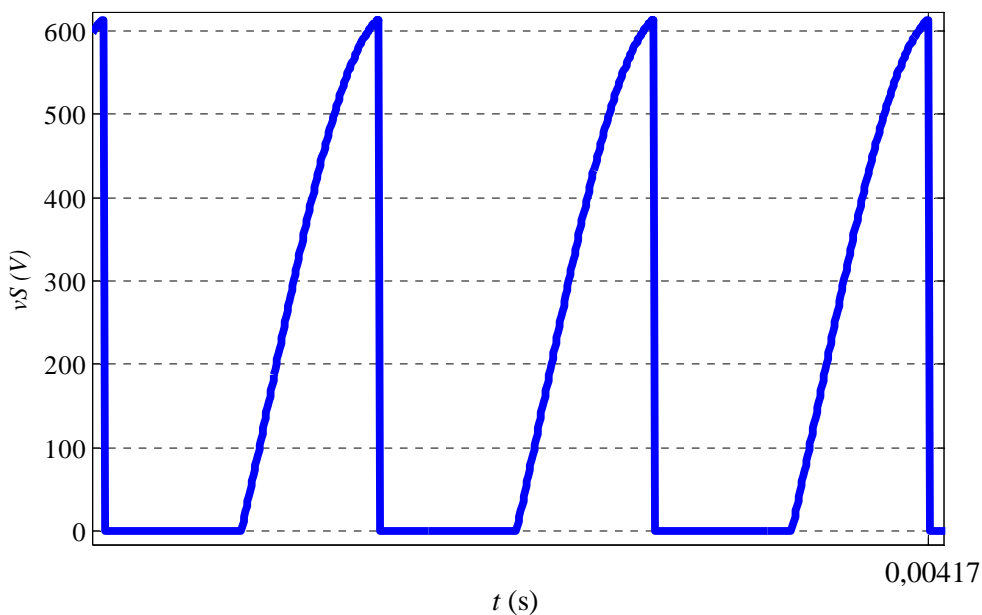
Figura 85 – Forma de onda da tensão v_S , em um período de baixa frequência.



Fonte: O autor (2014).

Observou-se que a tensão v_S , em alta frequência, no modelo realizado através do MATLAB[®], conforme a Figura 86, se comporta, também, de forma muito similar à forma de onda desta tensão, em alta frequência obtida através da simulação no PSIM[®], apresentada na Figura 71.

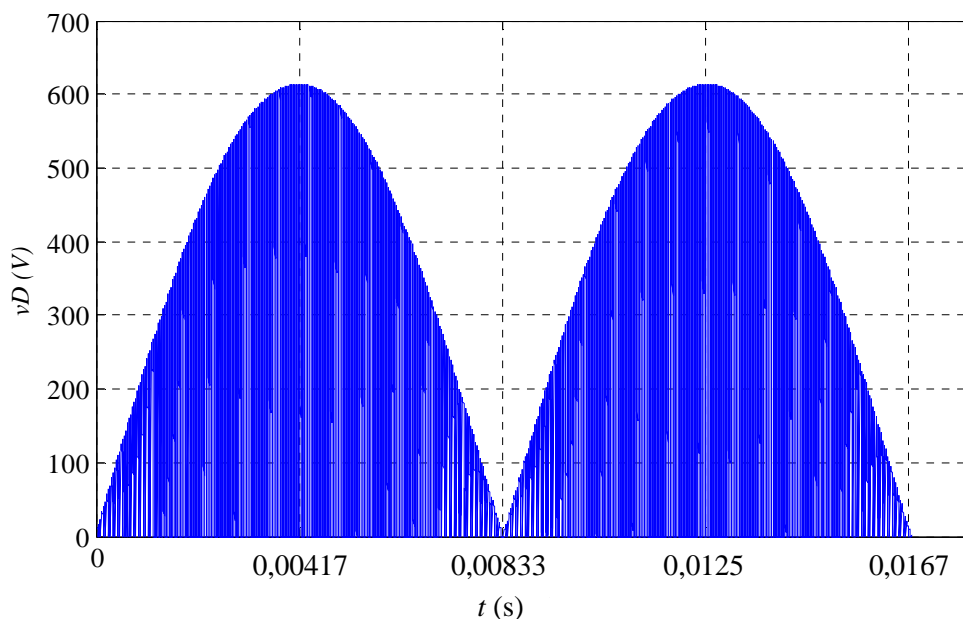
Figura 86 – Forma de onda da tensão v_S , em três períodos de alta frequência.



Fonte: O autor (2014).

Na Figura 87, apresenta-se a forma de onda da tensão no diodo D , v_D , em baixa frequência, obtida através da simulação do modelo através do MATLAB[®]. Os valores máximos desta tensão, $v_{D\ max}$, formam uma onda senoidal retificada. Deste modo o comportamento da tensão v_D observado na simulação no MATLAB[®] é o mesmo obtido na simulação no PSIM[®].

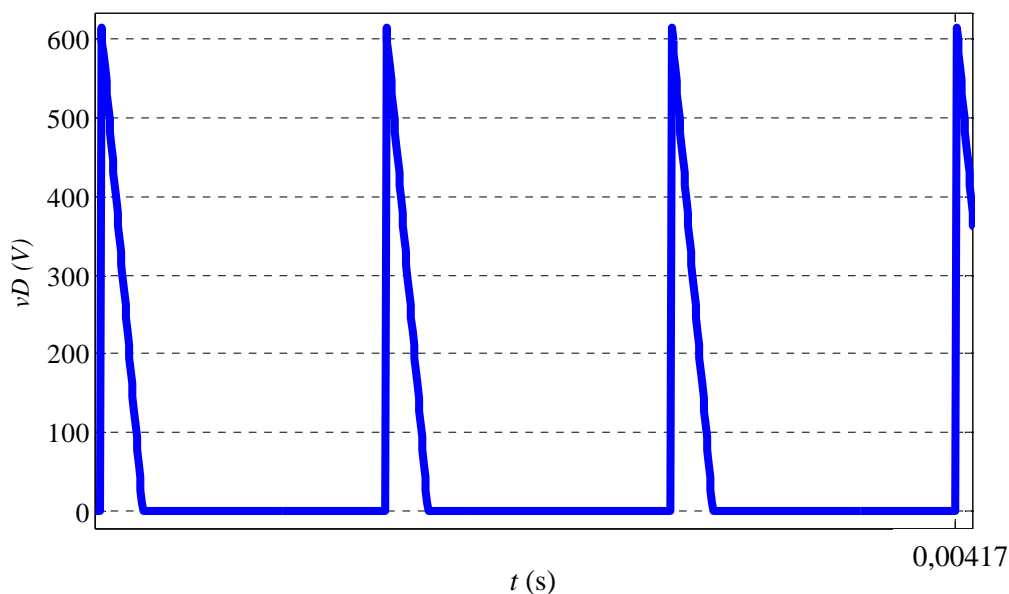
Figura 87 – Forma de onda da tensão v_D , em um período de baixa frequência.



Fonte: O autor (2014).

Na Figura 88, apresenta-se a forma de onda da tensão no diodo D , v_D , em alta frequência, obtida através da simulação do modelo no MATLAB[®]. Nesta figura, observou-se que a tensão v_D inicia o período de comutação com um degrau, no qual ascende até pouco mais de 600 V. Na primeira etapa, esta tensão é reduzida linearmente até se anular, o que provoca o início da segunda etapa, na qual, assim como na terceira etapa, a tensão v_D permanece nula. Este comportamento coincide com o descrito por esta tensão na simulação do circuito do PFP baseado no conversor Zeta no PSIM[®], apresentado anteriormente na Figura 67.

Figura 88 – Forma de onda da tensão v_D , em um período de alta frequência.



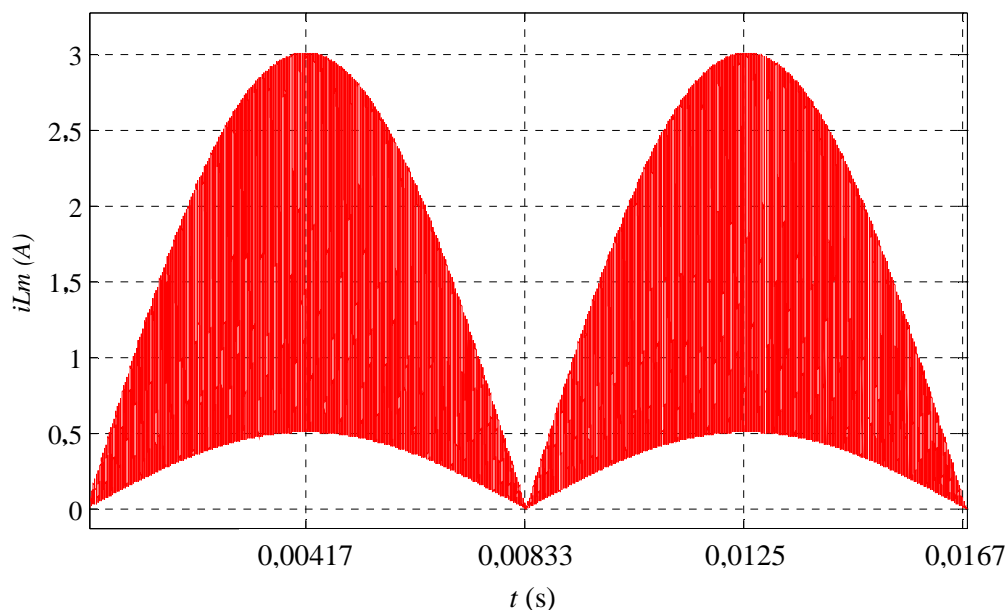
Fonte: O autor (2014).

As formas de onda das tensões nos semicondutores, o diodo D e o transistor S geradas no MATLAB[®], através do modelo equacionado, se comportaram de forma bastante similar às do circuito simulado no PSIM[®], porém sem qualquer distorção na região de passagem por zero. Isto era esperado, visto que esta distorção não foi considerada na modelagem do PFP baseado no conversor Zeta operando no MCS, pois ocorre em uma parcela pouco significativa do período $T_{rede}/2$.

5.4.4. Corrente nos Indutores L_m e L_o

Através da simulação no MATLAB[®], adquiriu-se as formas de onda previstas pelo modelo equacionado para as correntes nos indutores L_m e L_o , i_{Lm} e i_{Lo} , respectivamente. A forma de onda referente à corrente i_{Lm} em baixa frequência é apresentada na Figura 89, na qual observa-se que a corrente i_{Lm} varia segundo uma onda senoidal retificada em fase com a tensão v_g . Nesta figura, nota-se que há uma ampla ondulação na corrente i_{Lm} . Este comportamento condiz com o observado na onda simulada no PSIM[®], apresentada na Figura 47.

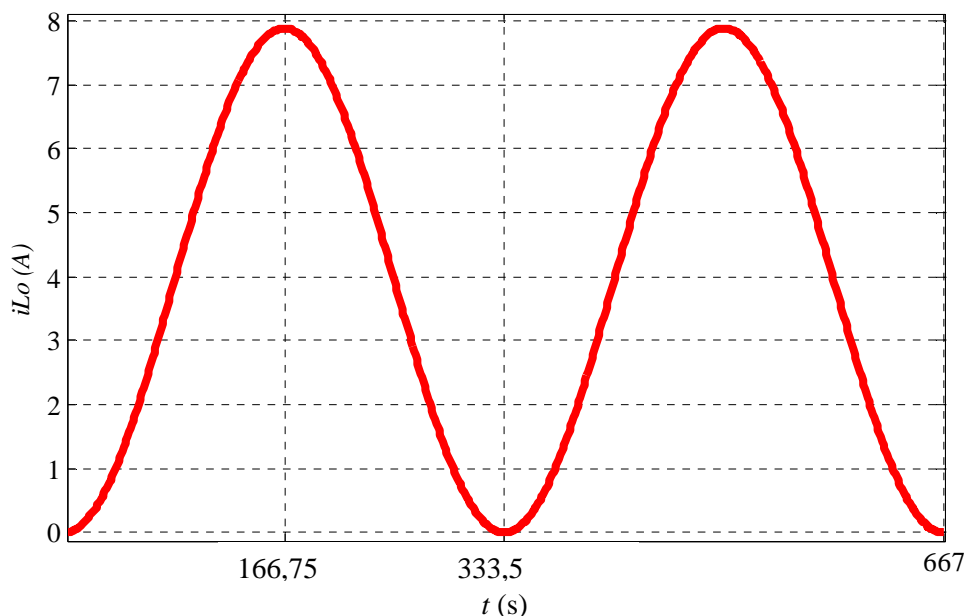
Figura 89 – Forma de onda da corrente i_{Lm} , em um período de baixa frequência, na simulação do modelo equacionado através do MATLAB®.



Fonte: O autor (2014).

O comportamento da corrente i_{Lo} em baixa frequência, segundo a simulação, através do MATLAB®, é apresentado na Figura 90. Nesta figura, observa-se que a variação da corrente i_{Lo} em baixa frequência forma uma onda senoidal retificada, em fase com a tensão v_g . O valor de pico da corrente i_{Lo} é quase igual a 8 A. Portanto, a forma de onda descrita nesta figura tem o mesmo comportamento apresentado pela corrente i_{Lo} no circuito simulado no PSIM®, apresentada na Figura 50. Entretanto, na figura gerada pela simulação no PSIM®, a corrente i_{Lo} possui uma ondulação em alta frequência, a qual foi desprezada no modelo proposto no capítulo 3, no qual esta corrente foi considerada constante em alta frequência.

Figura 90 – Forma de onda da corrente i_{L_o} , em um período de baixa frequência.



Fonte: O autor (2014).

5.4.5. Tensão no indutor L_m

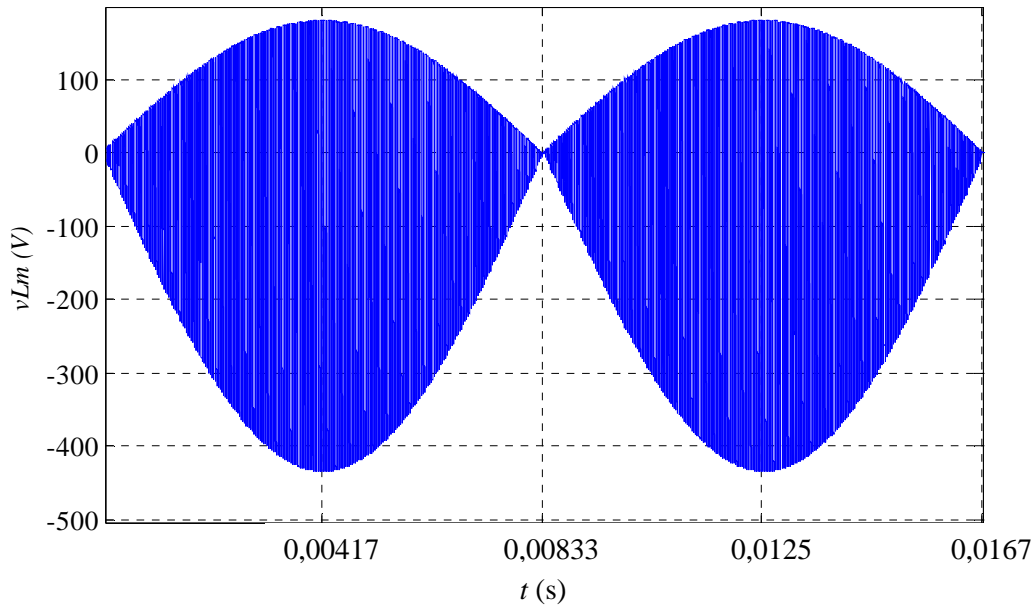
A simulação, do modelo proposto no capítulo 3, gerou curvas que descrevem o comportamento das tensões nos indutores L_m e L_o , v_{Lm} e v_{L_o} , respectivamente, segundo as equações que as descrevem.

O comportamento da tensão v_{Lm} em baixa frequência, segundo a simulação, através do MATLAB[®], do modelo obtido no capítulo 3, é apresentado na Figura 93. Os contornos desta forma de onda são determinados pelos valores máximos e mínimos da tensão v_{Lm} em alta frequência, os quais são proporcionais à tensão instantânea v_g . O valor de pico da tensão v_{Lm} alcança 180 V, a tensão de pico da rede. Já o valor mínimo alcançado pela tensão v_{Lm} , ao longo do período $T_{rede}/2$, é cerca de -430 V. Este comportamento coincide com aquele constatado na simulação do circuito estudado no PSIM[®], apresentada na Figura 53.

O comportamento da tensão v_{Lm} em alta frequência, segundo a simulação, através do MATLAB[®], do modelo desenvolvido no capítulo 3, é apresentado na Figura 92. Nesta figura, nota-se que a tensão v_{Lm} inicia o período de comutação em seu valor máximo, $n v_g$, no qual permanece até o início da terceira etapa. Instante a partir do qual, a tensão v_{Lm} decresce não linearmente, até alcançar seu valor mínimo, negativo, ao final do período de comutação. Este comportamento é muito próximo do observado na simulação do circuito estudado no PSIM[®], o qual foi apresentado na Figura 53. Entretanto, observou-se uma diferença relativa à primeira etapa, na qual a tensão v_{Lm} na

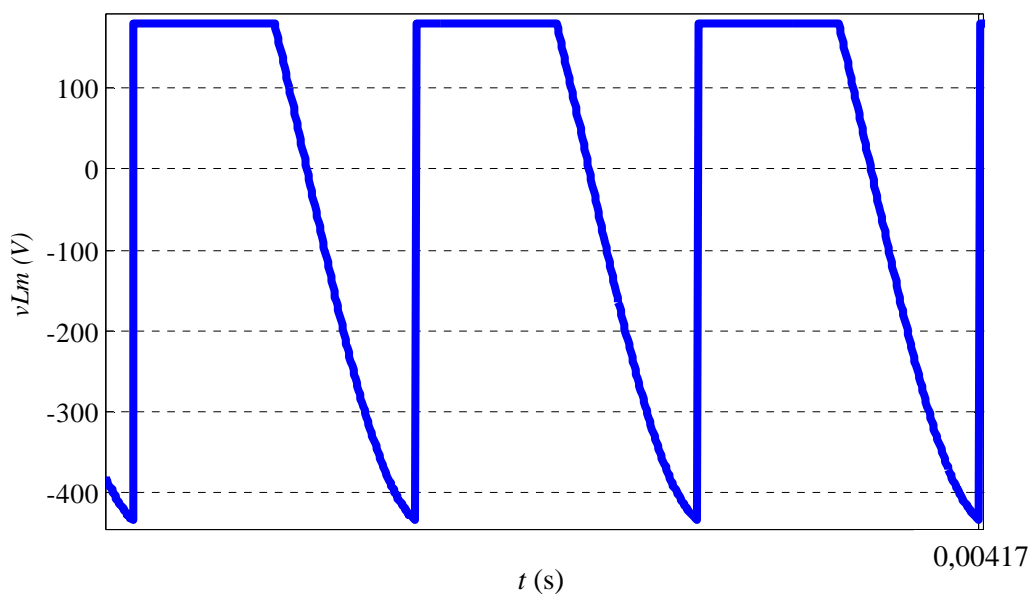
simulação do PSIM[®] inicia em um valor pouco acima de 180 V e decresce linearmente alcançando 180 V ao término da primeira etapa, o que ocorre em função do efeito do capacitor de filtro, C_f , o qual foi desconsiderado na análise quantitativa, visando simplificá-la, uma vez que este comportamento não é significativo para o funcionamento do PFP baseado no conversor Zeta para o MCS.

Figura 91 – Forma de onda da tensão v_{Lm} , em um período de baixa frequência.



Fonte: O autor (2014).

Figura 92 – Forma de onda da tensão v_{Lm} , em um período de alta frequência.



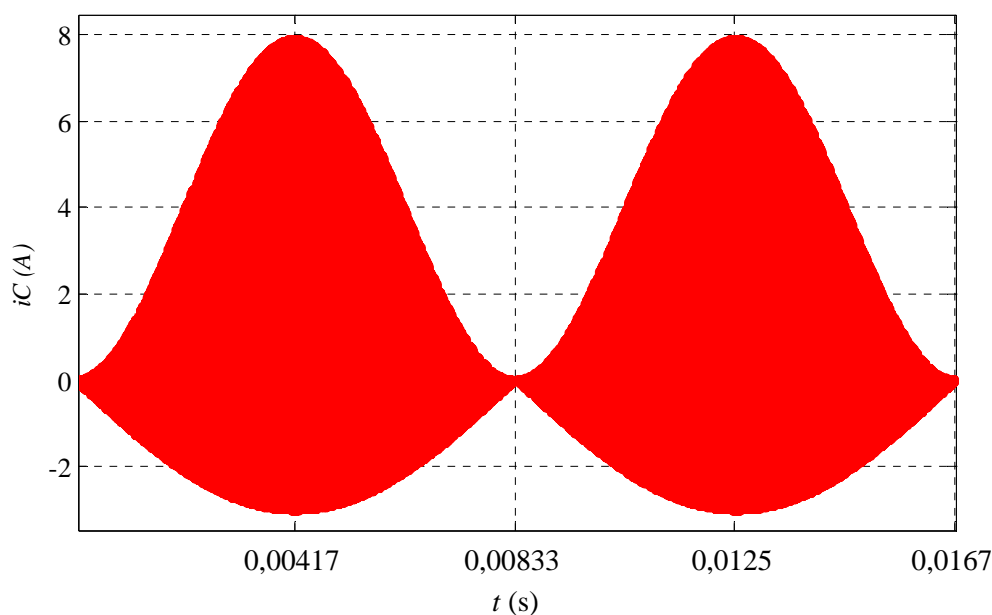
Fonte: O autor (2014).

5.4.6. Corrente no capacitor de acoplamento C

O comportamento da corrente i_C em baixa frequência, segundo a simulação, através do MATLAB[®], do modelo desenvolvido no capítulo 3, é apresentado na Figura 93. A forma de onda demonstrada por esta figura é determinada pelos valores máximos e mínimos assumidos pela corrente i_C em alta frequência, os quais são proporcionais à variação da onda senoidal retificada descrita pelos valores instantâneos da tensão v_g em baixa frequência. Observou-se que o valor de pico da corrente i_C aproxima-se de 8 A e o menor valor assumido pela corrente i_C , no período $T_{rede}/2$, é aproximadamente 3 A.

A forma de onda da corrente i_C em baixa frequência gerada pela simulação no MATLAB[®] apresentou um comportamento bastante similar ao observado na forma de onda desta variável na simulação no PSIM[®], apresentada previamente na Figura 73. Porém, a corrente i_C assume valores um pouco mais elevados na simulação no PSIM[®], ultrapassando os 8 A. Esta questão será explicada a seguir, através da análise do comportamento da corrente i_C em alta frequência para ambas as formas de simulação.

Figura 93 – Forma de onda da corrente i_C , em um período de baixa frequência.



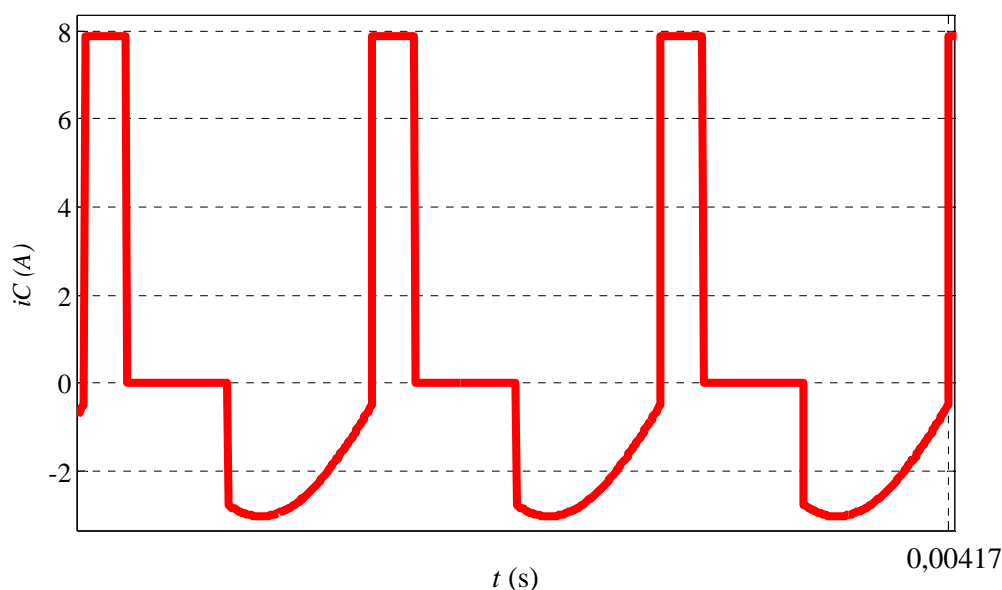
Fonte: O autor (2014).

O comportamento da corrente i_C em alta frequência, segundo a simulação, através do MATLAB[®], do modelo apresentado no capítulo 3, é apresentado na Figura 94. Através desta figura, observa-se que a corrente i_C eleva-se, instantaneamente, ao início de um período de comutação, até seu valor máximo, no qual permanece, até o término da primeira etapa, no qual a corrente i_C decai, instantaneamente, anulando-se.

Então, a corrente i_C permanece nula durante toda segunda etapa. O fim desta, provoca uma queda instantânea na corrente i_C que assume um valor negativo, no qual começa a terceira etapa. Ao longo da terceira etapa, a corrente i_C apresenta um crescimento não linear.

A forma de onda da corrente i_C apresentada pela Figura 94, é semelhante à apresentada pela simulação do circuito estudado, no PSIM[®], a qual foi apresentada na Figura 74. Porém, na primeira etapa, a corrente i_C no PSIM[®] se eleva não linearmente a partir do valor atingido instantaneamente no início do período de comutação, enquanto que no modelo equacionado a corrente i_C permanece constante. Esta diferença ocorre porque a corrente i_{L_o} , que circula pelo capacitor C na primeira etapa, foi considerada constante para um período de alta frequência. Isto ocasiona as diferenças entre os resultados obtidos pelos simuladores utilizados em baixa frequência. Nas demais etapas, o comportamento descrito pela corrente i_C na simulação do MATLAB[®] é compatível com a forma de onda desta corrente apresentada na simulação no PSIM[®].

Figura 94 – Forma de onda da corrente i_C , em um período de baixa frequência.



Fonte: O autor (2014).

5.4.7. Tensão no capacitor de acoplamento C

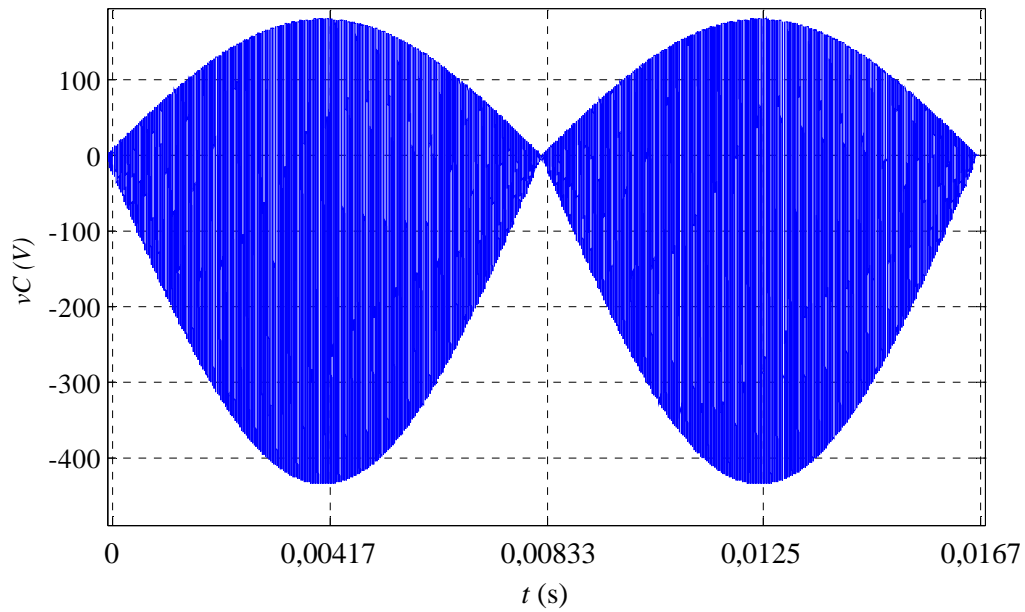
O comportamento da tensão v_C em baixa frequência, segundo a simulação no MATLAB[®], é demonstrado na Figura 95. O comportamento da tensão v_C em alta frequência, segundo a simulação, através do MATLAB[®], é apresentado na Figura 96. Nesta figura, observa-se que a tensão inicia o período de comutação em seu valor

mínimo e, ao longo da primeira etapa, cresce até alcançar seu valor máximo, $n v_g$. Uma vez que a tensão v_C se iguala a este valor, inicia-se a segunda etapa, na qual esta tensão não apresenta variação, mantendo-se equivalente a tensão $n v_g$, até o final da segunda etapa. Ao longo da terceira etapa, a tensão v_C decai não linearmente até atingir seu valor mínimo, ao final do período de comutação. Este comportamento confere com o descrito para a tensão v_C , em frequência, na simulação do circuito PSIM[®], apresentada previamente na Figura 77.

O comportamento da tensão v_C em alta frequência, segundo a simulação, através do MATLAB[®], é apresentado na Figura 96. Nesta figura, observa-se que a tensão inicia o período de comutação em seu valor mínimo e, ao longo da primeira etapa, cresce até alcançar seu valor máximo, $n v_g$. Uma vez que a tensão v_C se iguala a este valor, inicia-se a segunda etapa, na qual esta tensão não apresenta variação, mantendo-se equivalente a tensão $n v_g$, até o final da segunda etapa. Ao longo da terceira etapa, a tensão v_C decai não linearmente até atingir seu valor mínimo, ao final do período de comutação. Este comportamento confere com o descrito para a tensão v_C , em alta frequência, na simulação do circuito estudado no PSIM[®], apresentada previamente na Figura 77. Nesta figura, observa-se que os valores máximos e mínimos, em alta frequência, da tensão v_C variam de acordo com os valores instantâneos assumidos pela tensão de entrada retificada, v_g . Deste modo, o valor de pico da tensão v_C corresponde à 180 V, o mesmo valor assumido pela tensão de pico da rede, V_g , enquanto que, o valor mínimo da tensão v_C em um período $T_{rede}/2$ é cerca de -430 V.

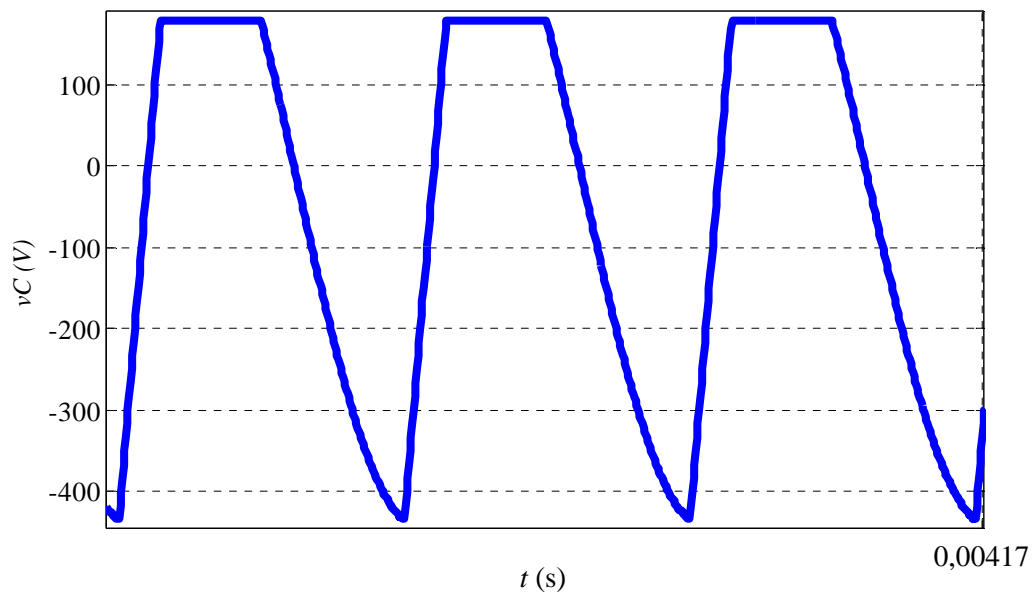
O comportamento da tensão v_C em alta frequência, segundo a simulação, através do MATLAB[®], é apresentado na Figura 96. Nesta figura, observa-se que a tensão inicia o período de comutação em seu valor mínimo e, ao longo da primeira etapa, cresce até alcançar seu valor máximo, $n v_g$. Uma vez que a tensão v_C se iguala a este valor, inicia-se a segunda etapa, na qual esta tensão não apresenta variação, mantendo-se equivalente a tensão $n v_g$, até o final da segunda etapa. Ao longo da terceira etapa, a tensão v_C decai não linearmente até atingir seu valor mínimo, ao final do período de comutação. Este comportamento confere com o descrito para a tensão v_C , em alta frequência, na simulação do circuito estudado no PSIM[®], apresentada previamente na Figura 77.

Figura 95 – Forma de onda da tensão v_C , em um período de baixa frequência.



Fonte: O autor (2014).

Figura 96 – Forma de onda da tensão v_C , em um período de alta frequência.



Fonte: O autor (2014).

5.5. Comparação entre os modos de condução MCS e MCD

Em síntese se pode afirmar que a operação do conversor Zeta no modo de condução simultânea resulta na simplificação do circuito de controle, já que o regulador pode ser realizado a partir de circuitos controladores PWM de uso geral, os quais empregam apenas uma malha de realimentação. Esta simplificação resulta ser

importante, tendo em vista que a operação de um PFP no MCC exige uma malha adicional para garantir o comportamento senoidal da corrente de entrada. Logo, o controlador empregado em PFPs no MCC é mais complexo, pois necessita processar informações provenientes de duas malhas de controle simultaneamente. Portanto, tendo em vista que só existe uma chave para ser comandada no conversor e que existem duas condições a serem satisfeitas, a saber: a) corrente nominal nos LEDs e b) a forma de onda senoidal da corrente de entrada; é necessário compor os sinais provenientes das duas malhas, o que se faz mediante a multiplicação de ambos os sinais. Por isso, controladores PWM para PFPs operando no MCC são mais complexos e mais custosos.

Uma vez que a operação no MCS e no MCD compartilha o mesmo tipo de controle é necessário verificar se existe ou não alguma vantagem que justifique o emprego deste novo modo de condução (MCS). Tendo em mente o exposto, a continuação se vai apresentar um estudo de caso comparativo, considerando dois PFPs empregando o conversor Zeta, sendo que um deles irá operar no MCS e o outro no MCD. O referido estudo de caso realizar-se-á mediante as simulações no *software* PSIM[®]. Descreveu-se o dimensionamento e a simulação do PFP no MCS nas sessões anteriores deste capítulo. O PFP baseado no conversor Zeta operando no MCD foi dimensionado conforme a metodologia de projeto apresentada por (Barbi e Martins, 1998), utilizaram-se as mesmas especificações empregadas no projeto do PFP baseado no conversor Zeta no MCS, visando uma comparação justa entre ambos os modos de condução.

Este estudo comparativo irá abordar o desempenho de ambos os projetos considerando o comportamento das correntes de entrada e saída, os esforços de tensão e corrente nos semicondutores, assim como a tensão de saída considerando a mesma carga resistiva para ambos os PFPs.

A topologia do PFP baseado no conversor Zeta operando no MCD é idêntica à apresentada na Figura 43. Uma vez que o objetivo deste estudo é a comparação entre ambos os modos de condução, os filtros de entrada e saída em ambos os PFPs são idênticos. Contudo, as razões cíclicas nos diferentes modos de condução são distintas, pois no caso da operação do PFP no MCD a razão cíclica é $d = 0,14$, conforme (Barbi e Martins, 1998), enquanto que a razão cíclica no MCS é $d = 0,5$, de acordo com a metodologia proposta nesta dissertação.

Para a análise dos esforços de corrente no diodo D e no transistor S , foram empregados os seguintes parâmetros: valor médio, o valor eficaz (ou rms) e o valor

máximo (ou de pico), obtidos para ambos os PFPs operando no MCS e no MCD. Os esforços de tensão nos interruptores são avaliados em função de seus valores máximos e da sua evolução temporal.

Apresentam-se, sob a forma de tabelas, os valores nominais dos diversos indutores e capacitores que compõem os PFPs em estudo. Assim, os valores das indutâncias do PFP operando no MCD são apresentados na Tabela 15, juntamente com os respectivos valores das indutâncias do PFP baseado no MCS.

Tabela 15 – Valores dos indutores projetados.

Indutores	MCS	MCD
L_f	520 μ H	520 μ H
L_o	1 mH	47 μ H
L_m	1 mH	47 μ H

Fonte: O autor (2014).

Na Tabela 16, são apresentados os valores das capacitâncias projetadas para o PFP baseado no MCD, juntamente com os respectivos valores das capacitâncias do PFP baseado no MCS.

Tabela 16 – Valores dos capacitores projetados.

Capacitores	MCS	MCD
C_f	1 μ F	1 μ F
C	47 nF	10 μ F
C_o	1500 μ F	1500 μ F

Fonte: O autor (2014).

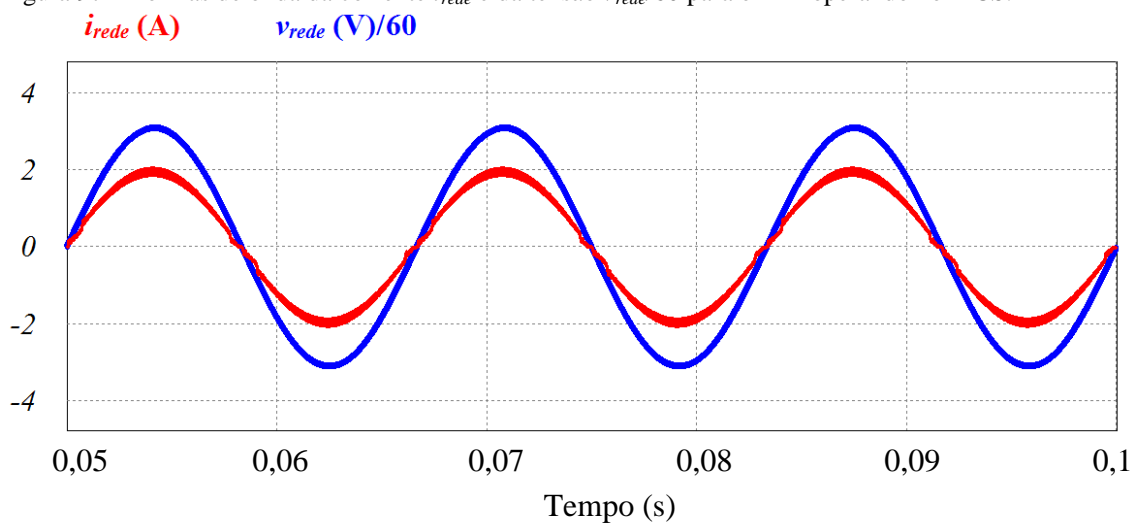
Através da análise comparativa dos parâmetros de projeto apresentados na Tabela 15 e na Tabela 16, constatou-se que o MCS exige um capacitor de acoplamento, C , com valor nominal de capacitância muito menor que o necessário para operação no MCD. Contudo, a operação do conversor MCS apresenta valor eficaz de corrente no capacitor C , $i_{C_{ef}} = 2,4$ A, o qual é inferior ao valor apresentado na operação no MCD, $i_{C_{ef}} = 4,2$ A. Entretanto, os indutores obtidos para a operação no MCD são consideravelmente menores do que aqueles necessários para operar o PFP no MCS.

5.5.1. Corrente na entrada do PFP

A corrente na entrada, i_{rede} , e a tensão na entrada, v_{rede} , do PFP baseado no conversor Zeta operando no MCS são reproduzidas na Figura 97. Já na Figura 98, apresentam-se o comportamento destas variáveis quando este PFP opera no MCD. Nesta figura, é evidente que a corrente i_{rede} está em fase com a tensão v_{rede} , tanto na operação no MCS como na operação no MCD. Pode-se afirmar, também, que a potência transmitida ao PFP é aproximadamente igual para os dois casos de operação, pois a comparação entre a Figura 97 e a Figura 98 demonstra poucas diferenças entre a operação deste PFP no MCS e no MCD.

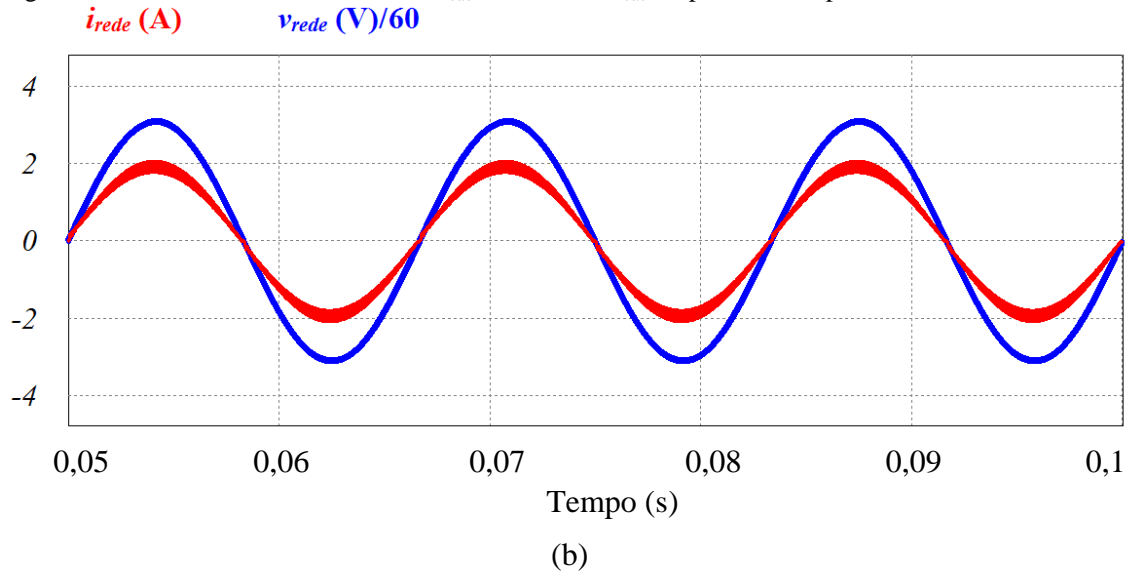
A análise comparativa da Figura 97 e da Figura 98 demonstra que a região de passagem por zero apresenta pequena distorção quando o PFP opera no MCD. Porém, o *ripple* da corrente i_{rede} é menor quando o PFP opera no MCS, do que quando opera no MCD.

Figura 97 – Formas de onda da corrente i_{rede} e da tensão $v_{rede}/60$ para o PFP operando no MCS.



Fonte: O autor (2015).

Figura 98 – Formas de onda da corrente i_{rede} e da tensão $v_{rede}/60$ para o PFP operando no MCD.

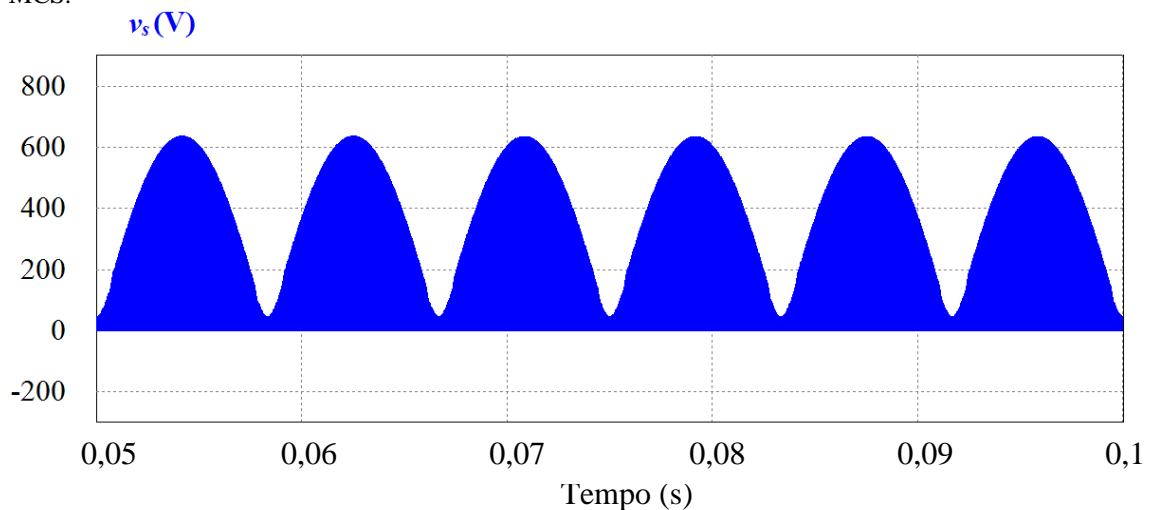


Fonte: O autor (2015).

5.5.2. Esforços de tensão nos semicondutores

As tensões no transistor S do PFP baseado no conversor Zeta operando no MCS e no MCD, em três períodos de baixa frequência, são apresentadas na Figura 99 e Figura 100, respectivamente. Através da simulação, verificou-se que a tensão de pico no transistor, $v_{S\ pk}$, é 636 V e 240 V quando o PFP opera no MCS e no MCD, respectivamente.

Figura 99 – Forma de onda da tensão no transistor S , v_s , em três períodos T_{rede} , para o PFP operando no MCS.

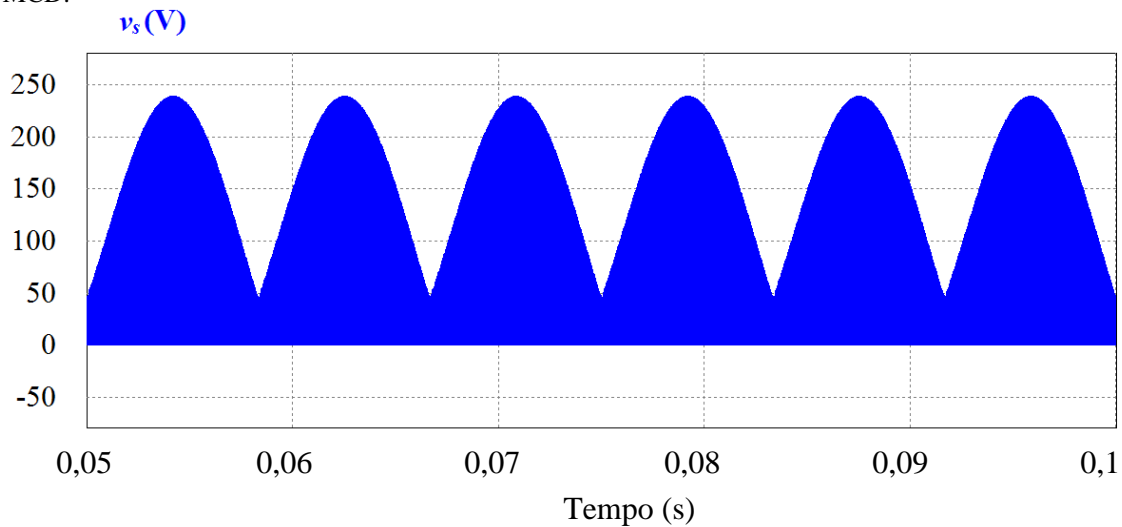


Fonte: O autor (2015).

As tensões no diodo D do PFP baseado no conversor Zeta operando no MCS e no MCD, em três períodos de baixa frequência, são apresentadas na Figura 101 e Figura

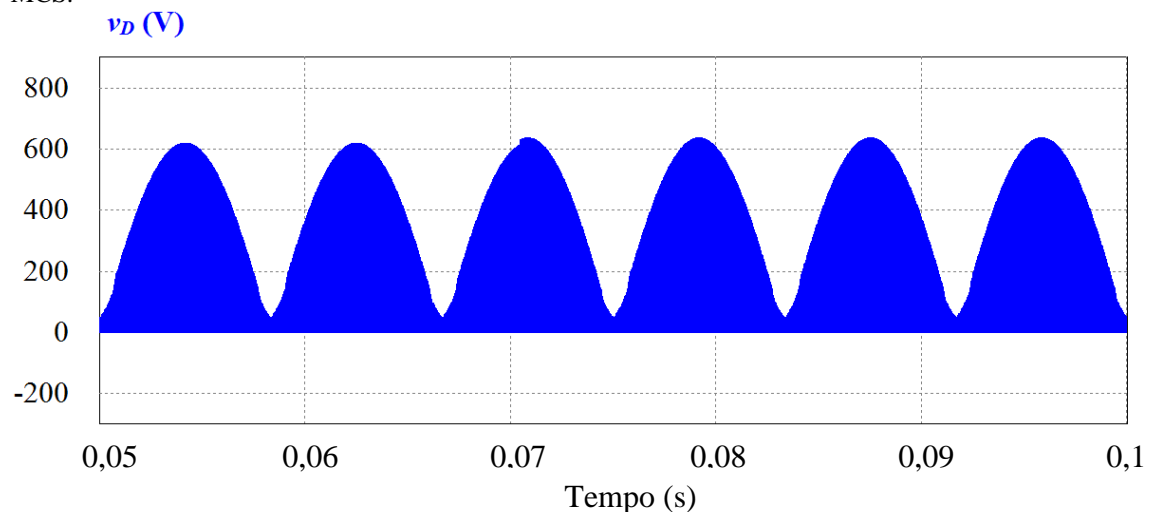
102, respectivamente. Através da simulação, verificou-se que a tensão de pico no transistor, v_{Dpk} , é 637 V e 251 V quando o PFP opera no MCS e no MCD, respectivamente. Esta diferença ocorre, porque em ambos os modos a tensão média no diodo D , v_{Dmd} , deve igualar a tensão de saída, V_o . Uma vez que o tempo de condução do diodo é menor no MCD, a tensão v_{Dpk} neste modo é menor do que no MCS. A Tabela 17 apresenta as tensões v_{Dpk} e v_{Dmd} e para os dois modos analisados.

Figura 100 – Forma de onda da tensão no transistor S , v_s , em três períodos T_{rede} , para o PFP operando no MCD.



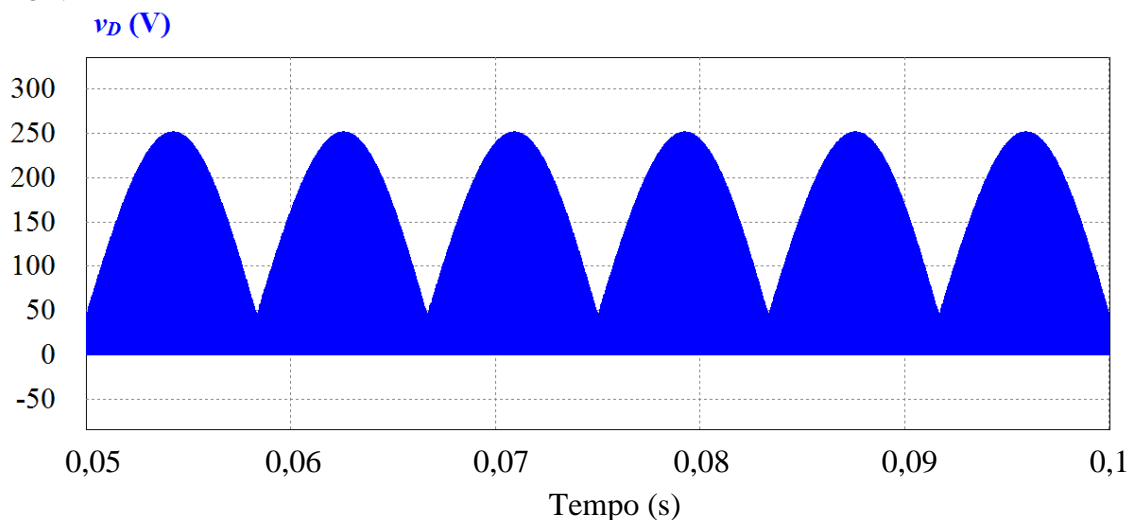
Fonte: O autor (2015).

Figura 101 – Forma de onda da tensão no diodo D , v_D , em três períodos T_{rede} , para o PFP operando no MCS.



Fonte: O autor (2015).

Figura 102 – Forma de onda da tensão no diodo D , v_D , em três períodos T_{rede} , para o PFP operando no MCD.



Fonte: O autor (2015).

Tabela 17 – Parâmetros relativos à tensão observados no diodo D para o MCS e para o MCD.

TENSÃO	MCS	MCD
$v_{D\ md}$ (V)	45	45
$v_{D\ pk}$ (V)	637	252

Fonte: O autor (2015).

5.5.3. Esforços de Corrente nos semicondutores

Através da simulação, obtiveram-se as correntes média, eficaz e de pico, no transistor S , respectivamente, $i_{S\ md}$, $i_{S\ ef}$ e $i_{S\ pk}$. Na Tabela 18 são apresentados os valores destas correntes para o MCS e para o MCD.

Tabela 18 – Correntes observadas no transistor S para o MCS e para o MCD.

CORRENTES	MCS	MCD
$i_{S\ md}$ (A)	1,3	1,3
$i_{S\ ef}$ (A)	2,4	4,4
$i_{S\ pk}$ (A)	9,7	28

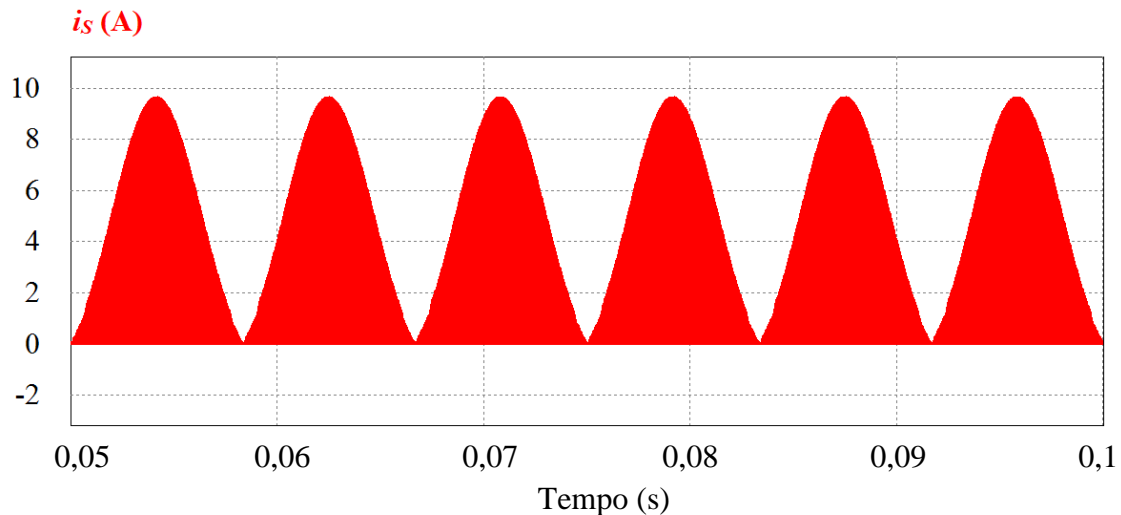
Fonte: O autor (2015).

Por meio dos valores apresentados na Tabela 18, constatou-se que a corrente média no transistor $i_{S\ md}$, é a mesma para os PFPs resultantes de ambos os projetos. Entretanto, a corrente $i_{S\ ef}$ no MCS possui quase metade do valor assumido por esta

corrente no MCD. A corrente $i_{S_{pk}}$ no MCS tem, aproximadamente, um terço do valor observado no MCD.

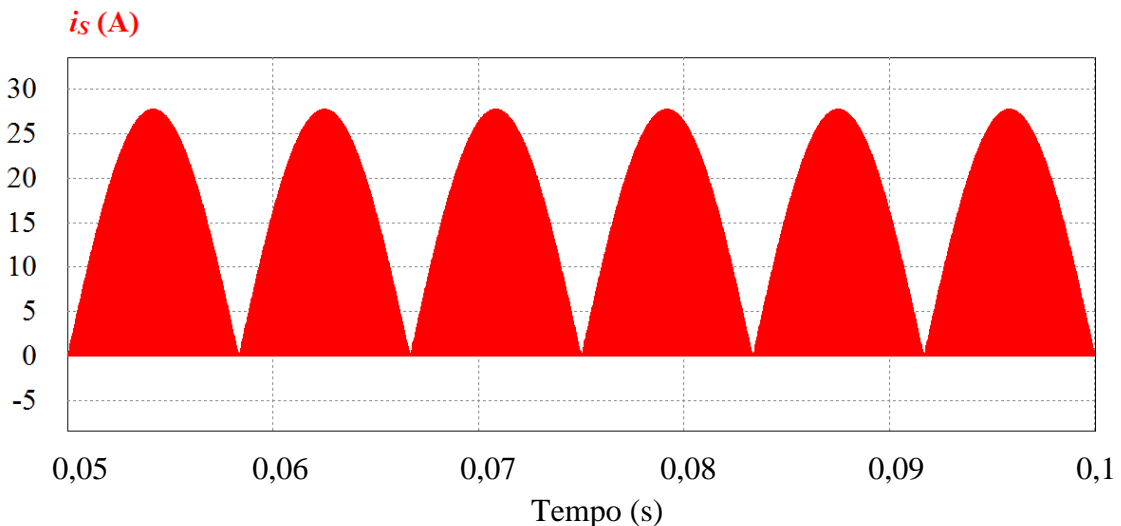
As correntes no transistor S do PFP baseado no conversor Zeta operando no MCS e no MCD, em três períodos de baixa frequência, são apresentadas na Figura 103 e Figura 104, respectivamente.

Figura 103 – Forma de onda da corrente no transistor S , i_S , em três períodos T_{rede} , para o PFP operando no MCS.



Fonte: O autor (2015).

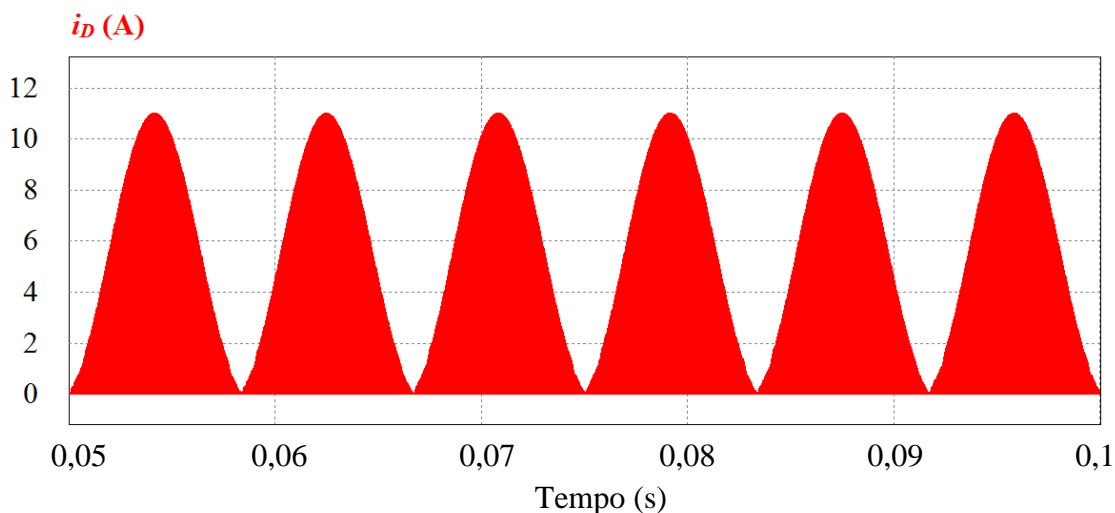
Figura 104 – Forma de onda da corrente no transistor S , i_S , em três períodos T_{rede} , para o PFP operando no MCD.



Fonte: O autor (2015).

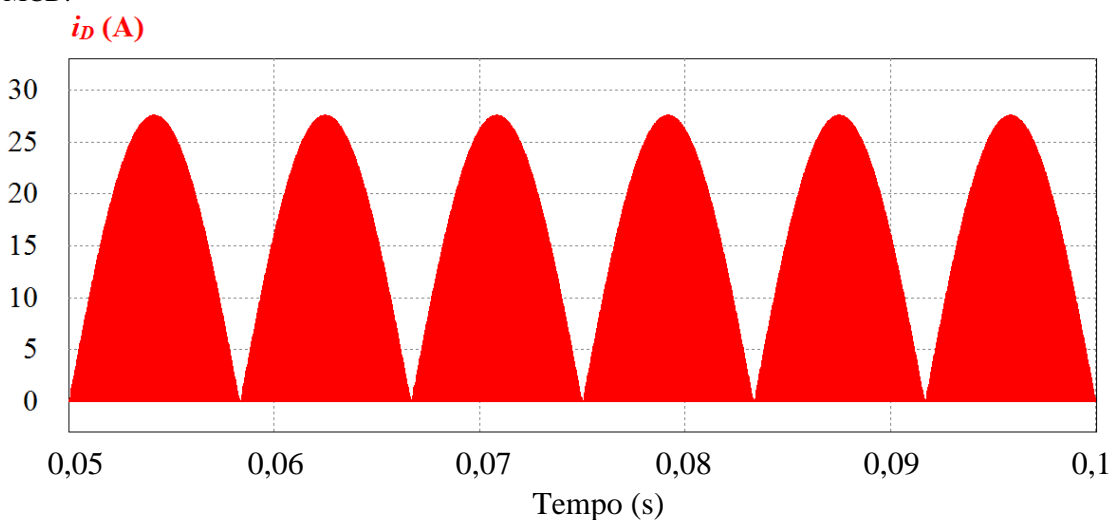
As correntes no diodo D do PFP baseado no conversor Zeta operando no MCS e no MCD, em três períodos de baixa frequência, são apresentadas na Figura 105 e Figura 106, respectivamente.

Figura 105 – Forma de onda da corrente no diodo D , i_D , em três períodos T_{rede} , para o PFP operando no MCS.



Fonte: O autor (2015).

Figura 106 – Forma de onda da corrente no diodo D , i_D , em três períodos T_{rede} , para o PFP operando no MCD.



Fonte: O autor (2015).

Os esforços de corrente no diodo são analisados considerando a corrente média, eficaz e de pico para este semicondutor, $i_{D\,md}$, $i_{D\,ef}$ e $i_{D\,pk}$, respectivamente. Na Tabela 19 apresentam-se os valores destas correntes para o PFP baseado no conversor Zeta projetado para operar no MCS e no MCD. Uma vez que a corrente média no diodo, $i_{D\,md}$, deve ser igual a corrente média de saída, I_o , a qual é um parâmetro de projeto do PFP, ambos os modos de condução resultam em correntes $i_{D\,md}$ idênticas a corrente I_o . O uso do MCS permitiu que o diodo D conduzisse uma corrente $i_{D\,ef}$ de 5,4 A. Esta corrente é menor do que a obtida no MCD, cujo valor é igual a 7,9 A. O valor da

corrente i_{Dpk} alcançada no MCS, 11 A, é menos da metade do valor atingido no MCD, 28 A.

Tabela 19 – Correntes observadas no diodo D para o MCS e para o MCD.

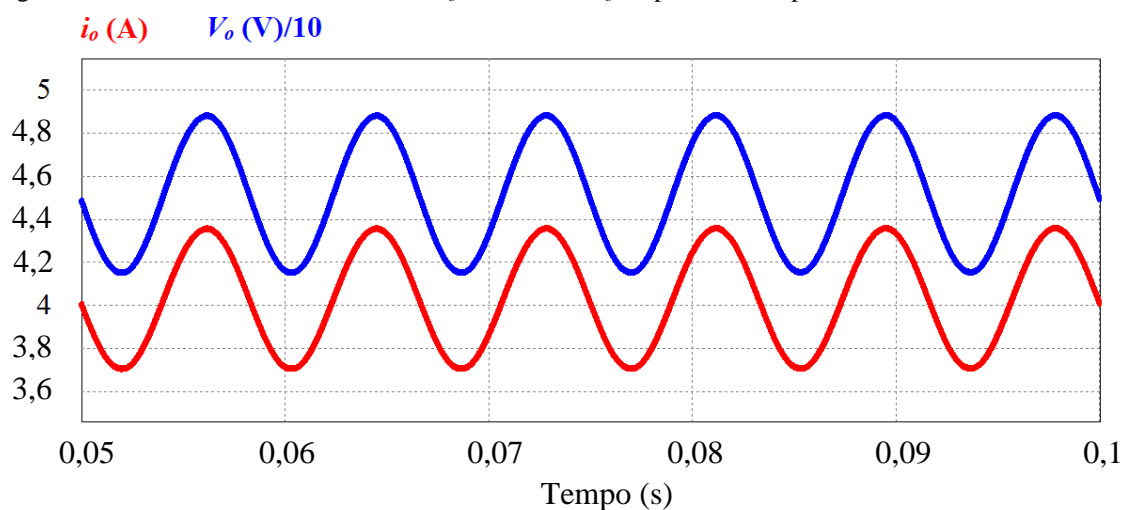
CORRENTES	MCS	MCD
i_{Dmd} (A)	4,0	4,0
i_{Def} (A)	5,4	7,9
i_{Dpk} (A)	11	28

Fonte: O autor (2015).

5.5.4. Tensão e Corrente na Saída do PFP

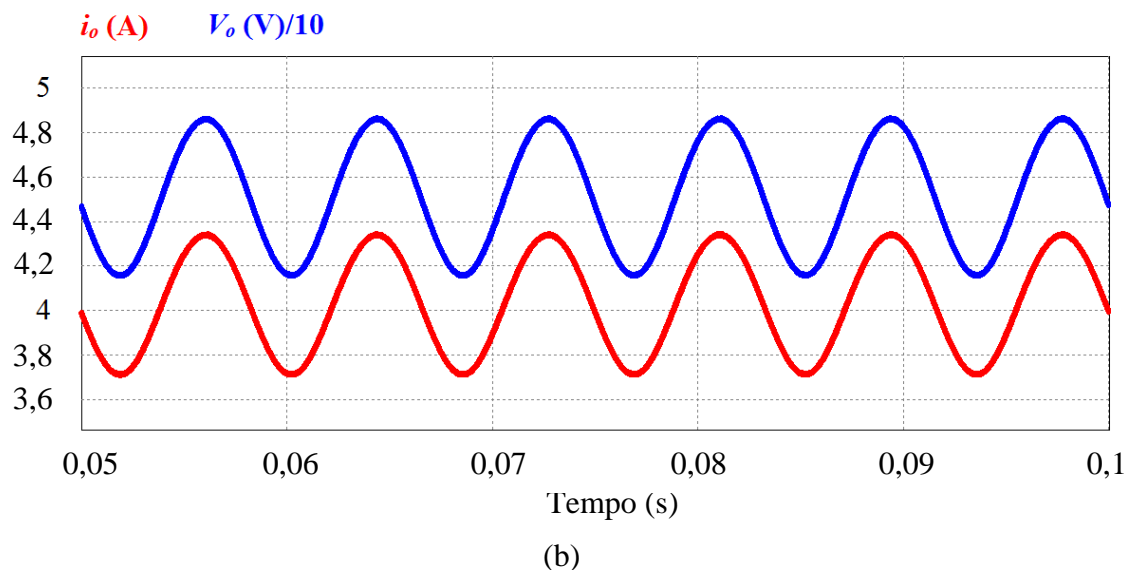
A corrente e a tensão de saída, i_o e V_o , respectivamente, são aproximadamente iguais para os PFPs aplicando o MCS e o MCD. Isto ocorreu devido a capacitância do filtro de saída, C_o , ter sido selecionada com o mesmo valor em ambos os modos. As formas de onda da corrente i_o e da tensão V_o , do PFP baseado no conversor Zeta operando no MCS e no MCD são reproduzidas na Figura 107 e Figura 108 respectivamente.

Figura 107 – Formas de onda da corrente i_o e da tensão $V_o/10$ para o PFP operando no MCS.



Fonte: O autor (2015).

Figura 108 – Formas de onda da corrente i_o e da tensão $V_o/10$ para o PFP operando no MCD.



Fonte: O autor (2015).

5.6. Conclusões

Neste capítulo, foi realizado um estudo visando validar os critérios de dimensionamento, previamente, elaborados analiticamente. Outrossim, foi desenvolvido um estudo comparativo do conversor Zeta operando no modo de condução proposto neste trabalho (MCS) e no MCD. Para que a comparação seja justa, ambos os projetos empregaram as mesmas especificações. Através deste estudo, notou-se, como vantagem da operação no MCS, que esta resulta em menores esforços de corrente nos semicondutores. Entretanto, como desvantagem, foram observados maiores esforços de tensão nestes componentes. Deste modo, o MCS é mais atraente que o MCD para sistemas de baixa tensão e alta corrente. Observou-se que o capacitor de acoplamento C tem seu tamanho reduzido no MCS, já que a sua capacitância é bem menor, assim, como a corrente que por ele circula, quando comparado ao capacitor necessário para operação no MCD. Analogamente, os indutores do projeto no MCD são muito menores do que os projetados para o MCS. Contudo, se trata de uma pseudo vantagem, já que as correntes que por eles circulam são muito mais elevadas.

A simulação do PFP baseado no conversor Zeta comprovou que este sistema atua como um PFP praticamente ideal no MCS. Apesar de operar com razão cíclica e frequência de comutação constantes. O sistema se comportou conforme previsto na análise qualitativa, desenvolvido no capítulo 2, exceto nas regiões de passagem por zero. A simulação do modelo desenvolvido, no capítulo 3, na plataforma MATLAB®, apresentou um comportamento bastante similar àquele demonstrado pela simulação do

circuito, do PFP baseado no conversor Zeta operando no MCS, através do *software* PSIM[®]. Demonstrando, assim, que o modelo elaborado reproduz adequadamente o comportamento do conversor no MCS.

Observou-se que o comportamento em baixa frequência, $T_{rede}/2$, das principais variáveis, é proporcional à variação da tensão retificada imposta pela rede elétrica, v_g . Constatou-se este comportamento nas tensões e nas correntes do capacitor C , cujos valores máximos e mínimos em alta frequência variam ao longo do período de baixa frequência em função da tensão v_g . As tensões e correntes nos indutores L_o e L_m , bem como no diodo D e no transistor S , também variam conforme a variação senoidal retificada da tensão v_g .

Através da análise da simulação das correntes nos principais semicondutores, o transistor S e o diodo D , i_S e i_D , respectivamente, foi possível verificar que ambos conduzem simultaneamente e que a soma das correntes nestes componentes jamais se anula. Isto comprova que o conversor Zeta está operando como se estivesse no MCC. As correntes nos indutores, i_{Lm} e i_{Lo} , também nunca se anulam, ao longo da operação do PFP no MCS.

A forma de onda oriunda da soma entre as correntes i_S e i_D mostrou, ainda, que, na região de passagem por zero, o sistema se comporta como se estivesse no MCD. A forma de onda apresentada pela tensão i_{Lo} conduz, também a esta conclusão. Na região de passagem por zero os esforços de corrente e tensão são relativamente pequenos.

6. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Este capítulo tem por fim apresentar uma análise experimental da operação do conversor Zeta no MCS atuando como PFP para alimentar uma luminária LED de 180 W. O protótipo em análise foi concebido a partir dos critérios de projeto apresentados no capítulo 4, considerando as especificações propostas naquele capítulo. Conseqüentemente, os componentes utilizados no protótipo são aqueles especificados na Tabela 3 e na Tabela 4, as quais foram apresentadas no capítulo 4.

A análise experimental do comportamento do sistema é realizada através da observação de diversas formas de onda de tensão e de corrente, capturadas a partir de um protótipo de laboratório, especialmente construído para este fim.

Primeiramente, serão descritas as características físicas da luminária LED de potência, seguindo-se um relato sobre as características do protótipo utilizado.

6.1. Características da Luminária LED

A carga utilizada neste estudo de caso é uma luminária LED industrial, apresentada na Figura 109, modelo *High Power LED Baylight*, o qual foi desenvolvido pela empresa *Luckysunny*[®]. Além, da lâmpada LED, esta luminária é composta por uma lente convexa para LEDs de potência, um dissipador de calor parafusado à montagem dos LEDs, um *driver* modelo HLG-185H-48A, o qual é fabricado pela *Mean Well*[®], um suporte mecânico para a luminária e um refletor.

Figura 109 – Luminária LED de 180 W.



Fonte: O autor (2014).

Visando o emprego desta luminária, juntamente, com o PFP baseado no conversor Zeta operando no MCS, retirou-se o *driver* desenvolvido pela empresa *Mean Well*[®] do conjunto. Conforme medido em laboratório, os parâmetros necessários para a alimentação da luminária *High Power LED Baylight* da empresa *Luckysunny*[®] são expostos na Tabela 20.

Tabela 20 – Parâmetros do conjunto de LEDs da luminária *High Power LED Baylight*.

PARÂMETROS	CONJUNTO DE LEDS DA LUMINÁRIA HIGH BAY
Tensão (V_o)	45 V
Corrente (I_o)	4 A
Potência (P_o)	180 W

Fonte: O autor (2014).

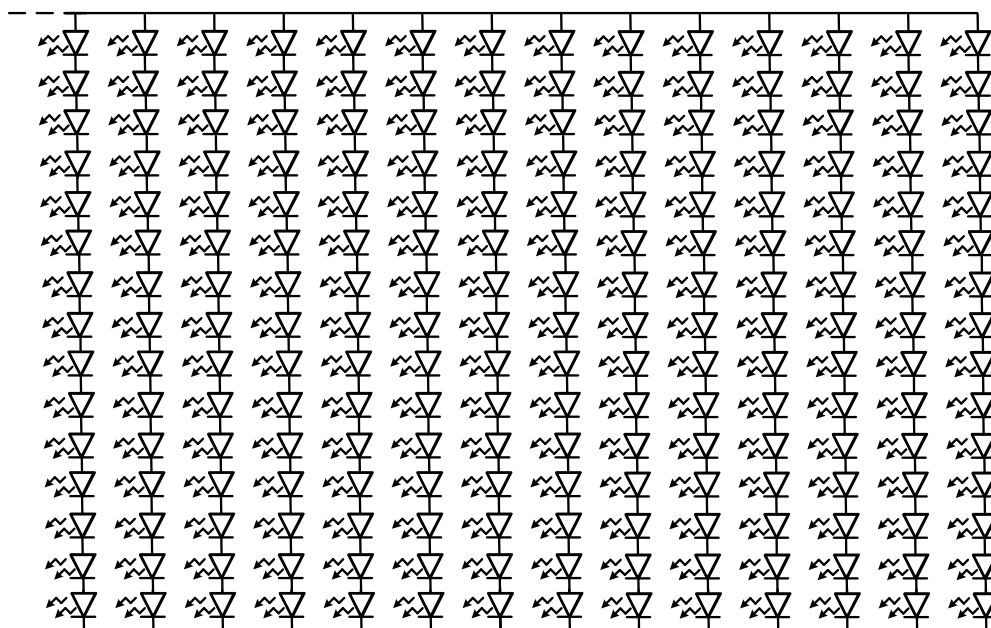
A lâmpada LED, da luminária *High Power LED Baylight*, é formada de 210 LEDs BXCD4545 desenvolvidos pela empresa Bridgelux[®]. Os parâmetros dessa luminária são apresentados através da Tabela 21, conforme documento fornecido pelo fabricante (Bridgelux, 2014). Neste documento, a empresa informa que a máxima Temperatura de Junção (T_j) do LED é de 150°C. Já a Corrente de Polarização Direta (I_f) circulando em cada LED deste modelo não deve exceder 700 mA, considerando uma Temperatura de Junção igual a 140°C. Por sua vez, a Tensão de Polarização Direta (V_f) não deve ser maior que 3 V quando a corrente conduzida pelo LED equivaler a seu valor nominal, ou seja, metade de seu valor máximo. O valor máximo para a Tensão Reversa (V_r) nestes LEDs equivale a -5 V, quando a Temperatura Ambiente (T_a) é igual a 25°C. Considerando que a tensão reversa no LED é máxima, a Corrente Reversa (I_r) neste elemento não deve superar 2 μ A. A Potência Óptica Mínima (P_{om}) de cada LED é de 340 mW para uma corrente I_f nominal (350 mA).

Tabela 21 – Parâmetros dos LEDs BXCD4545 da Bridgelux®.

PARÂMETROS	VALOR MÁXIMO	CONDIÇÃO
Temperatura de Junção (T_j)	150 °C	
Corrente de Polarização Direta (I_f)	700 mA	$T_j = 140^\circ\text{C}$
Tensão de Polarização Direta (V_f)	3,0 V	$I_f = 350 \text{ mA}$
Tensão Reversa (V_r)	-5 V	$T_a = 25^\circ\text{C}$
Corrente Reversa (I_r)	2,0 μA	$V_r = -5 \text{ V}$
Potência Óptica Mínima (P_{om})	340 mW	$I_f = 350 \text{ mA}$

Fonte: Bridgelux (2014).

A lâmpada LED, da luminária *High Power LED Baylight*, é produzida pela *Luckysunny*®, empregando LEDs BXCD4545 Bridgelux® segundo uma associação série-paralelo (15 x 14) resultando em um dispositivo com elevada densidade de LEDs (do inglês – *chip on board (COB)*), a qual é apresentada na Figura 110. A Figura 111 apresenta uma montagem COB, como exemplo.

Figura 110 – Associação série-paralelo de 210 LEDs contida na luminária *High Power LED Baylight*.

Fonte: O autor (2014).

Figura 111 – Montagem COB.



Fonte: http://www.revoled.com.br/blog/wp-content/uploads/2014/06/COB_LED1.jpg (2014).

6.2. Protótipo do PFP baseado no Conversor Zeta no MCS

Visando verificar experimentalmente os resultados obtidos em simulação e comprovar a aplicabilidade do conversor Zeta operando no MCS como PFP para o acionamento de uma luminária LED, montou-se um protótipo deste sistema, com as características descritas no capítulo 5.

Para medição das correntes circulando no PFP foram adicionados resistores *shunt* em série com certos componentes do circuito. Deste modo, possibilitou-se a medição das correntes no transistor S , no capacitor C e no diodo D utilizando-se, respectivamente, os resistores R_{S2} , R_{S3} , R_{S4} . Utilizaram-se, também, resistores *shunts* para a medição da corrente de entrada, i_{rede} , e de saída, i_o . Estes resistores são chamados R_{S1} e R_{S5} , respectivamente. Todos os resistores *shunt* do circuito possuem resistência equivalente a $0,2 \Omega$. Foi necessária a utilização de *shunts*, uma vez que a inserção de pontes em formato de “U”, em série com os componentes em análise, para fixação da sonda de corrente, resultou na inclusão de indutâncias adicionais ao circuito, as quais geraram oscilações importantes, que descaracterizaram a operação do conversor no MCS.

Assim como na simulação, a tensão eficaz e a frequência da rede elétrica são iguais a 127 V e a 60 Hz, respectivamente. A razão cíclica e a frequência de comutação impostas ao PFP foram fixadas em 0,5 e 40 kHz, respectivamente. Ao longo dos ensaios, a entrada deste circuito (entre os terminais J_1 e J_2) foi alimentada com um variador de tensão monofásico (variac), de 2400 VA da empresa Variac. Deste modo, pôde-se observar o comportamento do PFP com a tensão de entrada nominal e com tensões inferiores. Entretanto, o circuito do variador de tensão monofásico possui uma grande indutância, a qual atribuía à fonte de alimentação do conversor características de fonte de corrente, e não de fonte de tensão como é, em realidade o comportamento da rede elétrica. Então, foi necessário contrabalancear esta característica, bastando para tanto adicionar um capacitor, C_1 , em paralelo com os terminais de entrada do PFP.

No circuito experimental, o valor do capacitor C foi obtido através da associação em paralelo dos capacitores C_2 , C_3 e C_4 . Analogamente, obteve-se o valor do capacitor C_o através da associação em paralelo dos capacitores C_5 e C_6 . Os valores dos capacitores utilizados no protótipo do PFP são apresentados na Tabela 22.

Tabela 22 – Valores dos capacitores no protótipo do PFP.

Capacitores	Capacitâncias
C_f	1 μF
C_1	3,3 μF
C_2	3,3 nF
C_3	22 nF
C_4	22 nF
C_5	1000 μF
C_6	470 μF

Fonte: O autor (2014).

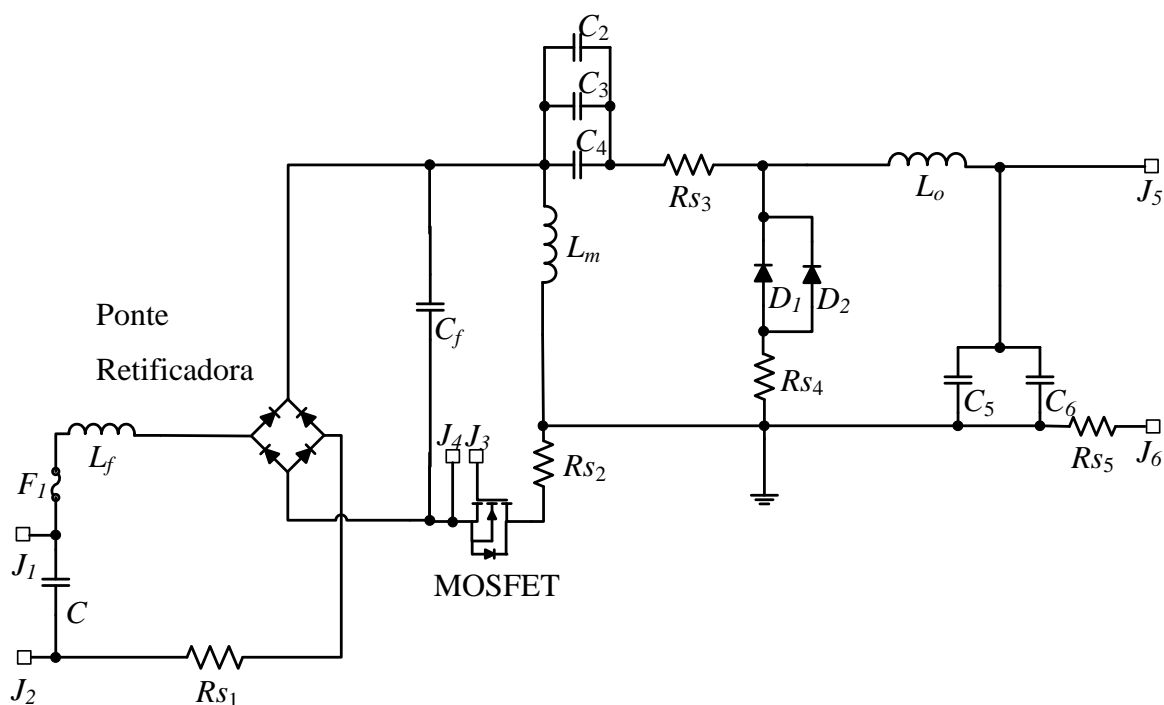
Os indutores do protótipo do PFP foram projetados e construídos em laboratório com as indutâncias especificadas na Tabela 3. Em face das amplitudes da corrente e da tensão observadas no diodo D ao longo da simulação, utilizaram-se dois diodos MUR820 em paralelo (D_1 e D_2) para distribuir o estresse de corrente entre estes componentes.

Na Figura 112, é apresentado o diagrama esquemático do circuito do PFP baseado no conversor Zeta. Nesta figura, ressalta-se que os terminais J_3 e J_4 representam a entrada do sinal de controle e o terra do MOSFET, respectivamente. Os terminais J_5 e J_6 na saída do circuito são utilizados para a conexão com a carga. O fusível (F_1) foi adicionado para proteger o circuito do PFP contra sobrecorrentes.

Constatou-se, durante a simulação, que altas tensões incidem sobre o transistor S . Por esta razão, selecionou-se o MOSFET ST[®] E24NA100, o qual é suficientemente robusto para desempenhar esta função. Foi desenvolvido um circuito de comando e acionamento para o transistor S , para fornecer um sinal adequado para o correto funcionamento do conversor. Para este fim, empregou-se o CI 3524, o qual é um CI dedicado para o controle de fontes comutadas, o qual implementa de forma simples a

modulação por largura de pulso (do inglês – *pulse width modulation* – PWM). Além da geração do sinal PWM este CI incorpora funcionalidades como fácil implementação do circuito de proteção de sobrecorrente e da malha de realimentação, através de um amplificador de transcondutância.

Figura 112 – Diagrama esquemático do circuito do PFP baseado no conversor Zeta prototipado.



Fonte: O autor (2014).

Contudo, devido à alta capacitância de entrada do MOSFET utilizado, foi necessário desenvolver um *driver* de transcondutância para amplificar a corrente do sinal de saída do CI 3524 que apresenta saída em coletor aberto. Deste modo, o referido *driver* é apresentado na Figura 113. Este *driver* possui capacitores e resistores, os quais são apresentados na Tabela 23 e na Tabela 24, respectivamente.

Este circuito, na Figura 113, recebe o sinal gerado pelo CI 3524 e é alimentado por uma fonte de tensão constante com 16 V. O diodo D_1 impede que a corrente gerada no *driver* prejudique o funcionamento deste CI.

O transistor PNP Q_5 recebe o sinal do CI 3524, na forma de uma onda quadrada. Este sinal varia entre um valor positivo e um valor nulo. Quando o CI 3524 emite sinal positivo, não há tensão entre a base e o emissor do transistor Q_5 , provocando a abertura deste. Assim este sinal alcança a base dos transistores Q_1 e Q_2 . Isto provoca uma diferença de potencial positiva entre estas bases e seus respectivos emissores, o que

resulta na condução dos transistores NPN Q_1 e Q_2 . A condução de Q_1 possibilita que uma corrente flua da fonte de alimentação para os resistores R_6 e R_7 e para o capacitor C_9 , carregando este. A condução do transistor Q_2 provoca a abertura do transistor NPN Q_4 e fornece um caminho alternativo para a passagem da corrente da fonte de alimentação. A abertura do Q_4 gera uma diferença de potencial entre o *Gate* e o *Source* do MOSFET, o que resulta em sua condução.

Tabela 23 – Valores dos capacitores no *driver* do PFP.

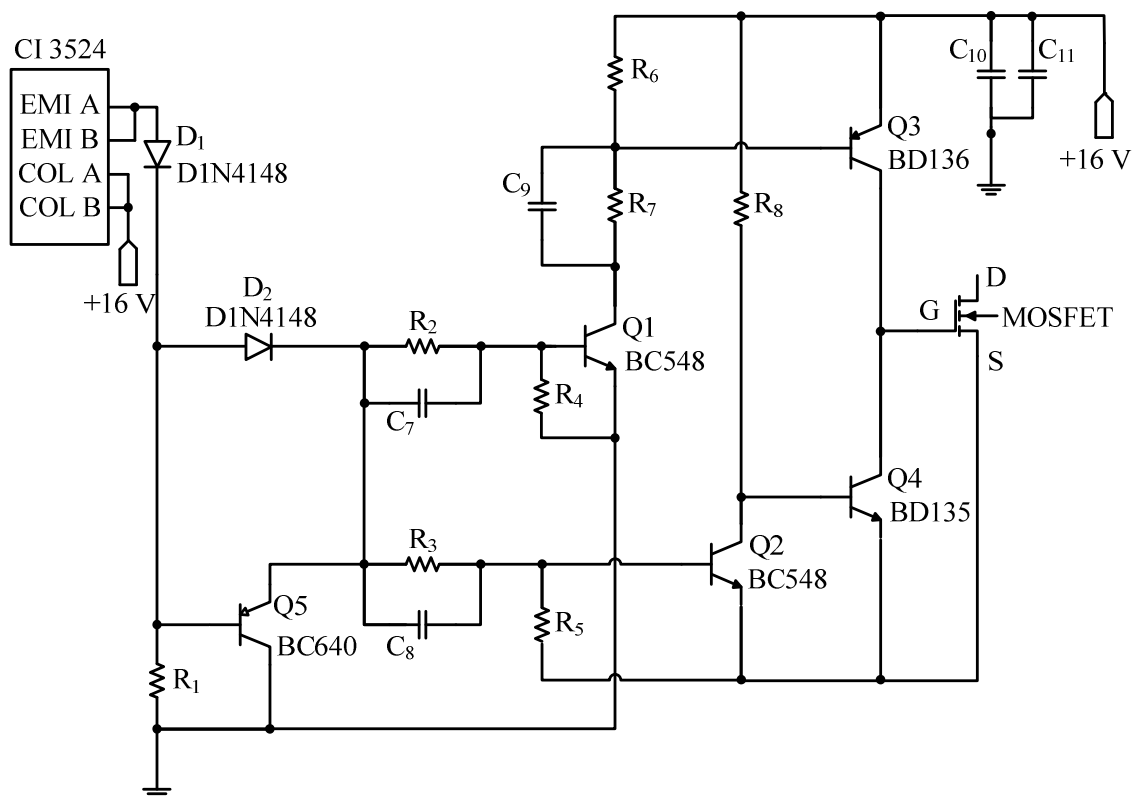
Capacitores	Capacitâncias
C_7	680 pF
C_8	680 pF
C_9	470 pF
C_{10}	4700 μ F
C_{11}	1 μ F

Fonte: O autor (2014).

Tabela 24 – Valores dos resistores no *driver* do PFP.

Resistores	Resistências
R_1	2.7 k Ω
R_2	1 k Ω
R_3	1 k Ω
R_4	1 k Ω
R_5	1 k Ω
R_6	100 Ω
R_7	1 k Ω
R_8	470 Ω

Fonte: O autor (2014).

Figura 113 – Detalhe do circuito de amplificação do sinal de comando do transistor *S*.

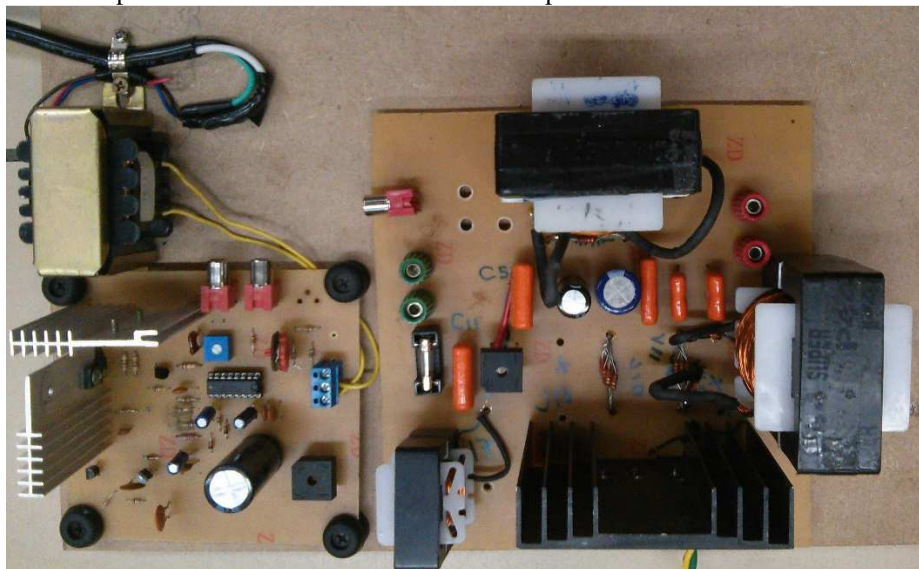
Fonte: Vanderlei Amaral (2014).

Quando o sinal emitido pelo CI 3524 é nulo, há uma diferença de potencial negativa entre a base e o emissor do transistor PNP Q_5 , em função do acúmulo prévio de energia nos capacitores C_7 e C_8 . Ao longo da condução do transistor Q_5 , o sinal do CI 3524 não alcança os transistores Q_1 e Q_2 . Isto permite a descarga dos capacitores C_7 e C_8 através dos resistores R_4 e R_5 , respectivamente. Após a descarga destes capacitores ocorre, respectivamente, a abertura dos transistores Q_1 e Q_2 . Além disto, a condução de Q_5 conecta a saída do diodo ao terra, e, nesta situação, os transistores NPN Q_1 e Q_2 permanecem abertos. A abertura de Q_1 impede que uma corrente flua da fonte de alimentação para o resistor R_7 e para o capacitor C_9 . A tensão acumulada neste capacitor provoca uma diferença de potencial negativa entre esta e a tensão da fonte. Esta diferença de potencial resulta na condução do transistor PNP Q_3 . Os capacitores C_{10} e C_{11} são carregados. Uma vez que o transistor Q_2 está aberto, a fonte de tensão de 16 V alimenta a base do transistor NPN Q_4 e surge uma diferença de potencial entre a base deste e seu emissor. Nesta situação, o transistor Q_4 conduz. Isto produz um curto-circuito entre o *Gate* e o *Source* do MOSFET, o que resulta na abertura do MOSFET.

O protótipo desenvolvido é apresentado através da Figura 114, na qual é possível visualizar o circuito do PFP, conectado aos seus indutores e o circuito de acionamento,

localizado em uma placa separada, porém fixado ao lado do circuito de potência em uma base de madeira. Ressalta-se que há um plano de terra, constituído por uma chapa de aço, sob a base de madeira.

Figura 114 – Protótipo do PFP baseado no Conversor Zeta operando no MCS.



Fonte: O autor (2014).

6.3. Análise Experimental do PFP Operando no MCS

A análise experimental do PFP baseado no conversor Zeta operando no MCS e alimentando a luminária LED, descrita anteriormente, foi realizada em bancada no Laboratório de Eletrônica de Potência (LEPUC) da Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul (PUCRS).

Nos ensaios experimentais utilizaram-se dois osciloscópios: um do fabricante Agilent[®] (modelo DSO 1002A de 60 MHz e 2 G Sa/s) e um fabricado pela Minipa[®] (modelo MO-1221 de 20 MHz), apresentados na Figura 115. Ambos os osciloscópios dispõem de dois canais de tensão que permitem a medição dos sinais de tensão e corrente, sendo que estes últimos foram obtidos através dos resistores *shunt* adicionados ao protótipo.

Os sinais em alta frequência foram medidos em pontos que não necessariamente condizem com os picos da onda em baixa frequência e, por isso, sua amplitude parece reduzida, em relação aos mesmos sinais em baixa frequência, nas figuras que serão apresentadas a seguir.

Figura 115 – Osciloscópios (a) da Agilent® e (b) da Minipa® utilizados.



(a)

(b)

Fonte: O autor (2014).

O osciloscópio digital da Agilent® oferece maior comodidade para a obtenção das formas de onda, além de recursos para o cálculo dos valores médios e efetivos das variáveis medidas. Entretanto, o osciloscópio analógico da Minipa® possui uma melhor resposta em frequência, além de uma menor sensibilidade às interferências eletromagnéticas, EMI, em relação ao modelo da Agilent®. No osciloscópio Agilent®, as EMIs se manifestam sob a forma de ruídos de alta intensidade, sob o sinal que se deseja medir, isto se comprovou ao curto circuitar a sonda de tensão, quando se observaram sinais de ruído análogos aos observados durante os ensaios anteriores. Estes ruídos estão associados aos elevados campos interferentes gerados pelo próprio conversor, e à susceptibilidade do osciloscópio digital utilizado a estes campos interferentes. Portanto, nos casos em que a relação sinal ruído, assim o exigia os ensaios foram repetidos, empregando para tanto um osciloscópio analógico do fabricante Minipa®.

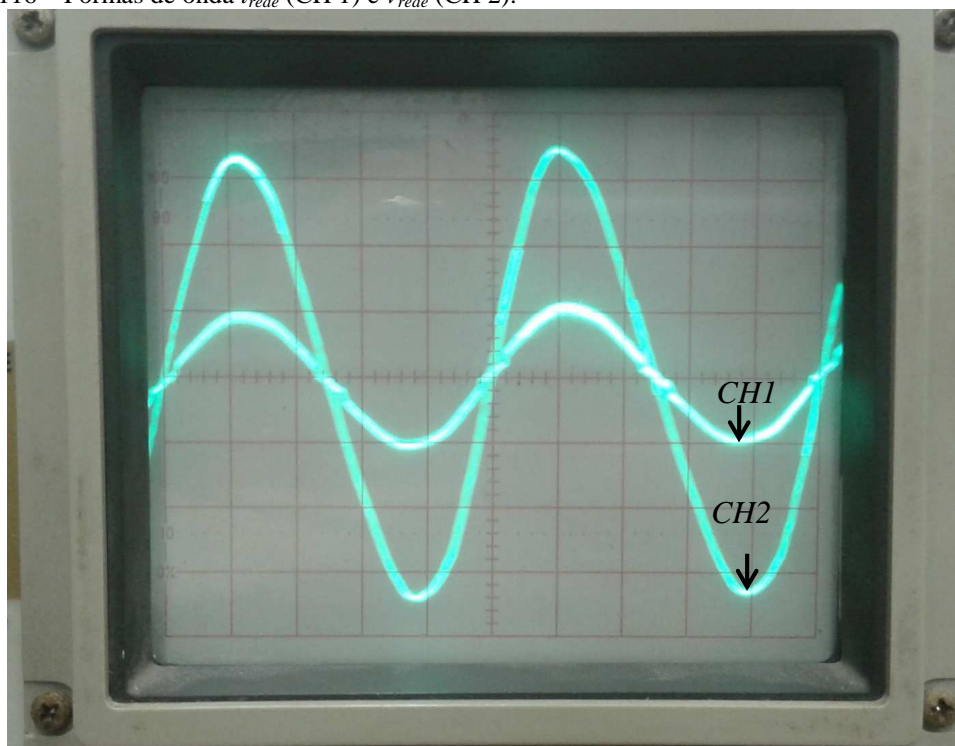
6.3.1. Corrente na entrada do PFP baseado no conversor Zeta no MCS

Visando a redução dos ruídos nas ondas da corrente e tensão de entrada, utilizou-se o osciloscópio da Minipa®. Assim, o canal 1 (CH1) deste equipamento foi utilizado para a medição da corrente de entrada, i_{rede} . Configurou-se o canal 1 para apresentar a corrente i_{rede} com proporção de 2 A por divisão da grade gráfica do osciloscópio. Analogamente, o canal 2 (CH2) deste equipamento foi utilizado para a medição da tensão de entrada, v_{rede} , e configurado para apresentar esta onda com proporção de 50 V por divisão. Nestas medições, considerou-se uma base de tempo de 3,33 ms por divisão.

Na Figura 116, apresentam-se as formas de onda da corrente de entrada, i_{rede} , (CH1) e da tensão de entrada, v_{rede} , (CH2) em baixa frequência, obtidos experimentalmente no protótipo do PFP baseado no conversor Zeta operando no MCS. Ressalta-se, também, que foi aplicada uma tensão nominal ao protótipo, resultando em uma corrente de entrada i_{rede} análoga àquela obtida mediante simulação no capítulo 4, conforme se pode verificar na Figura 44.

Na Figura 116, observa-se que ambas as ondas (da tensão v_{rede} e da corrente i_{rede}) são senoidais e estão em fase entre si. Portanto, a operação do PFP baseado no conversor Zeta no MCS resulta em um comportamento quase resistivo em relação à rede elétrica. Porém, há certo nível de distorção harmônica na forma de onda da corrente i_{rede} , conforme pode ser observado nesta figura. Entretanto, esta distorção é pouco significativa, considerando que o sistema está operando em malha aberta com ciclo de trabalho e frequência constantes.

Figura 116 – Formas de onda i_{rede} (CH 1) e v_{rede} (CH 2).



Fonte: O autor (2014).

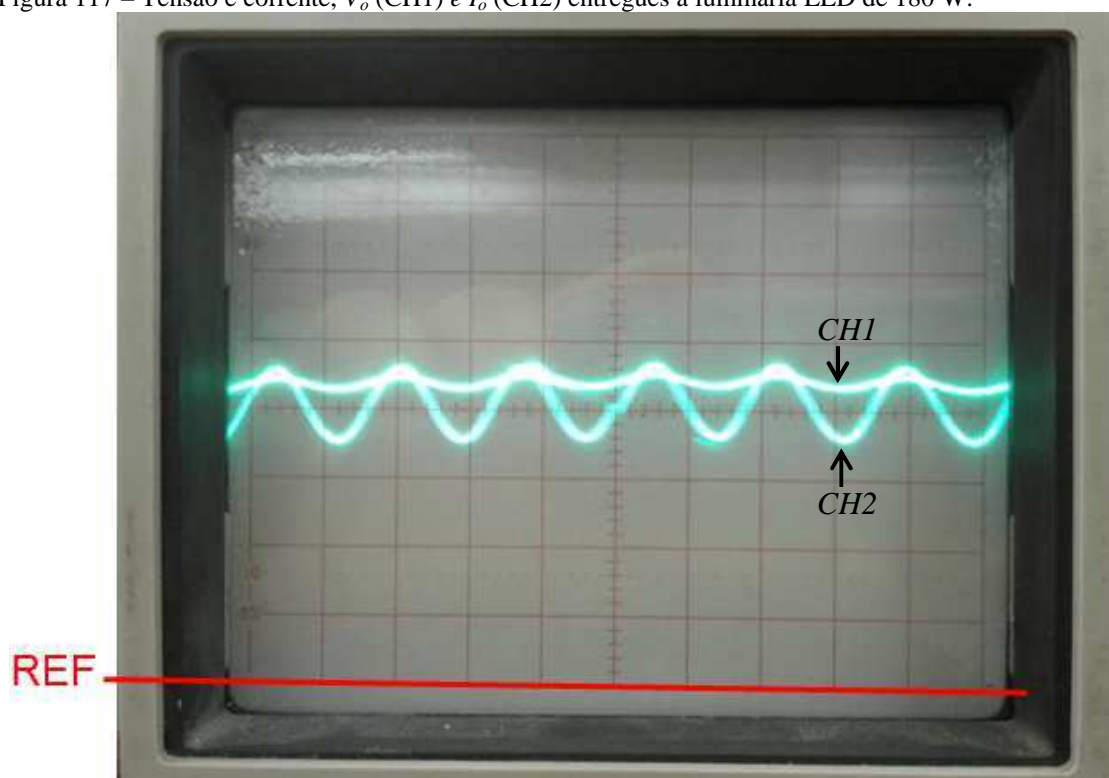
6.3.2. Corrente e tensão entregues à luminária LED

Visando a medição simultânea das formas de onda da tensão e da corrente de saída, configurou-se o primeiro canal do osciloscópio Minipa® para observar o sinal da tensão de saída, V_o , do PFP. Deste modo, o canal foi configurado para possuir uma

proporção de 10 V por divisão da grade do osciloscópio. O canal 2 foi designado para a instrumentação da corrente I_o entregue ao LED. Esta corrente é mostrada, no osciloscópio, com uma proporção de 1 A por divisão. Então, a corrente e a tensão entregues à luminária LED pelo PFP, baseado no conversor Zeta operando no MCS com razão cíclica e frequência constantes, são apresentadas na Figura 117. Nesta, apresenta-se a tensão e a corrente entregues à luminária LED, V_o , considerando uma base de tempo de 5 ms/div compatível com a frequência da rede elétrica.

Na Figura 117, constata-se que a tensão V_o apresenta pequena oscilação de baixa frequência. Ressalta-se que a escala de tensão é de 10 V/div, enquanto que a escala de corrente é de 1 A/div. A referência de ambos os canais foi posicionada na base da grade da tela do osciloscópio. Desta forma, o valor médio da tensão aplicada à luminária V_o é de 45 V. O valor médio da corrente drenada pela luminária I_o , por sua vez, é igual a 4 A. A forma de onda da corrente apresenta ondulação em torno de 1 A (pico a pico).

Figura 117 – Tensão e corrente, V_o (CH1) e I_o (CH2) entregues a luminária LED de 180 W.



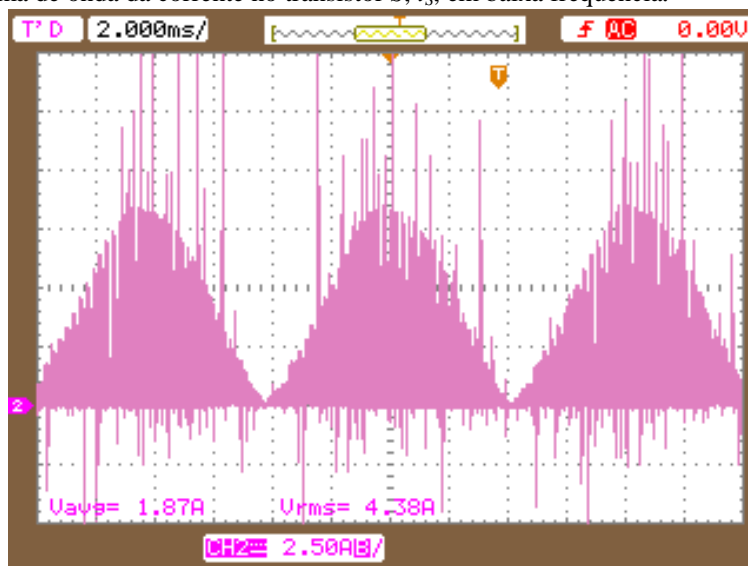
Fonte: O autor (2014).

Constatou-se que o *ripple* da corrente de saída (ΔI_o) está em torno de $\pm 10\%$ da corrente I_o . Observou-se que o *ripple* da tensão de saída (ΔV_o) é inferior à $\pm 6\%$ da tensão V_o .

6.3.3. Correntes e tensões no transistor S

Apresenta-se, na Figura 118, a forma de onda da corrente no transistor S, i_S , em baixa frequência resultante do ensaio experimental do PFP baseado no conversor Zeta operando no MCS. Nota-se que a envoltória da forma de onda da corrente na chave S (i_S) é a de um semi-ciclo positivo de uma senóide, ou seja, compatível com o resultado obtido via simulação, conforme a Figura 61, no capítulo 4. Os valores mínimos da corrente i_S são nulos, desconsiderando-se os ruídos impulsivos (*spikes*) presentes nesta aquisição. Analogamente, o valor máximo da corrente i_S é aproximadamente 8 A desconsiderando-se estes *spikes*. O valor médio desta corrente, i_{Smd} , equivale à 1,87 A. E, o valor efetivo desta corrente, i_{Sef} , é de 4,38 A.

Figura 118 – Forma de onda da corrente no transistor S, i_S , em baixa frequência.



Fonte: O autor (2014).

Apresenta-se, na Figura 119, um detalhe da forma de onda da corrente no transistor S, (i_S), em alta frequência, resultante do ensaio experimental do PFP baseado no conversor Zeta operando no MCS. Esta figura demonstra que a corrente i_S sofre uma ascensão instantânea no início da primeira etapa de comutação, na qual permanece elevando-se não linearmente, porém de forma mais sutil. Ao final da primeira etapa, a corrente i_S decresce, instantaneamente, em um degrau, o que provoca um sobressinal, no qual a corrente i_S apresenta valores negativos. Após o fim do estágio transitório, a corrente i_S possui cerca de 0,5 A e eleva-se linearmente, ao longo da segunda etapa, até o final desta, onde i_S alcança quase 2,5 A. Na terceira etapa, a corrente i_S é nula. Ressalta-se o sobressinal apresentado no início do período de comutação, devido ao

degrau provocado pela exposição súbita do transistor, previamente desligado, às correntes i_{Lm} e i_{Lo} , as quais este componente passa a conduzir.

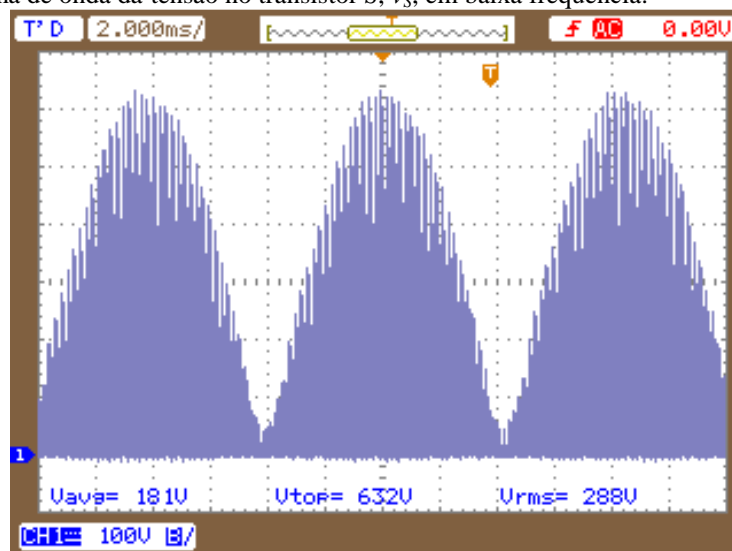
Na Figura 120, apresenta-se o gráfico gerado pelo osciloscópio da tensão no transistor S , v_S , em baixa frequência, do protótipo do PFP baseado no conversor Zeta, quando este opera no MCS. Observa-se, nesta figura, que os valores máximos da tensão v_S variam de forma proporcional à tensão senoidal retificada v_g , de forma similar à observada na simulação, conforme a Figura 70, no capítulo 4. Assim, obteve-se uma tensão máxima no transistor, $v_{S\ max}$, igual a 632 V.

Figura 119 – Forma de onda da Corrente no transistor S , i_S , em alta frequência.



Fonte: O autor (2014).

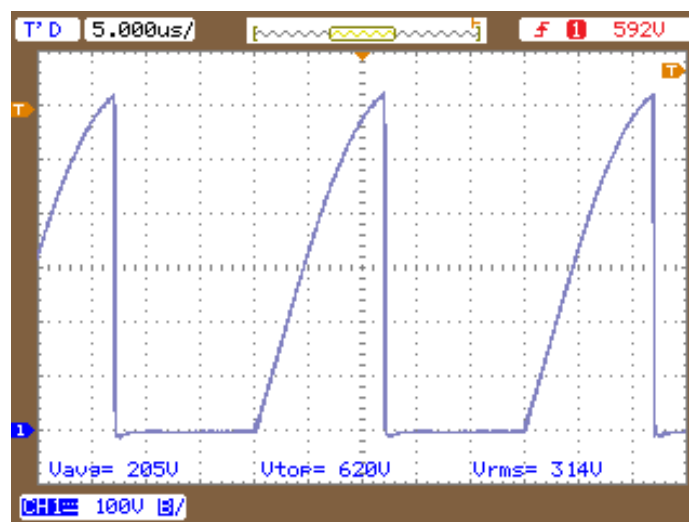
Figura 120 – Forma de onda da tensão no transistor S , v_S , em baixa frequência.



Fonte: O autor (2014).

Na Figura 121, apresenta-se o gráfico gerado pelo osciloscópio da tensão nos terminais do transistor S , v_S em alta frequência, do protótipo do PFP baseado no conversor Zeta, quando este opera no MCS. Nesta figura, destaca-se que a tensão v_S permanece nula a partir da metade do período de comutação aproximadamente. Isto ocorre porque a razão cíclica do sinal PWM, o qual comanda o transistor, é de 0,5. Ou seja, o intervalo t_{on} e o intervalo t_{off} são iguais e equivalem a 50 % do período de comutação, T . Este período, em que a tensão v_S permanece nula, corresponde à primeira e à segunda etapas do período T . Na terceira etapa deste período, a tensão v_S ascende não linearmente. Portanto, o ensaio experimental apresentou uma forma de onda compatível com a gerada na simulação no PSIM[®], apresentada na Figura 71, no capítulo 4.

Figura 121 – Forma de onda da tensão no transistor S , v_S , em alta frequência.



Fonte: O autor (2014).

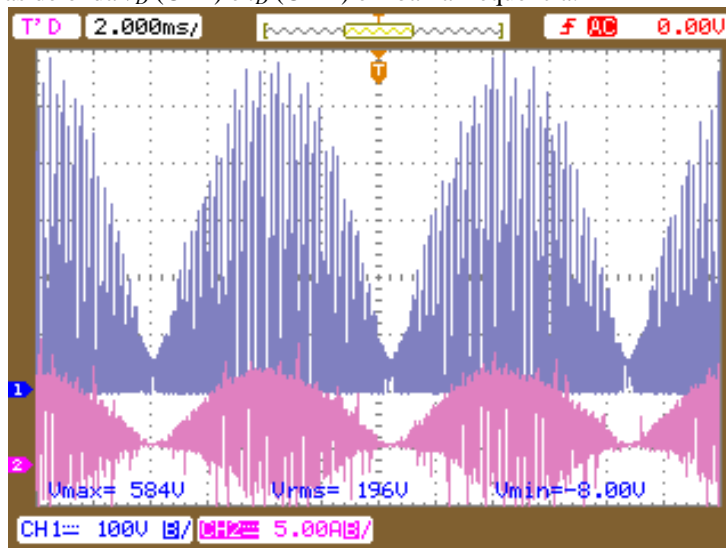
6.3.4. Correntes e tensões no diodo D

Na Figura 122, apresentam-se as formas de onda da tensão (CH1) e da corrente (CH2) no diodo D , v_D e i_D , respectivamente, em baixa frequência, do PFP baseado no conversor Zeta no MCS, obtidas experimentalmente. Observou-se que os valores máximos alcançados pela tensão v_D formam uma onda senoidal, cujo pico está em torno de 584 V, enquanto que o valor mínimo da tensão v_D é nulo. Então, constatou-se que a forma de onda da tensão v_D gerada pelo protótipo é compatível com a simulada, apresentada na Figura 66, no capítulo 4.

Uma vez que a corrente i_D varia em alta frequência de zero até seus valores máximos por período de comutação, sua forma de onda em baixa frequência é definida

por seus valores máximos e mínimos. Os valores máximos i_D , através do período de comutação, formam uma onda senoidal retificada, com o dobro da frequência da rede, proporcional à tensão v_g , e pico em 10 A. Os valores mínimos da corrente i_D são negativos, o que ocorre devido à capacitância parasita do diodo D .

Figura 122 – Formas de onda v_D (CH1) e i_D (CH 2) em baixa frequência.

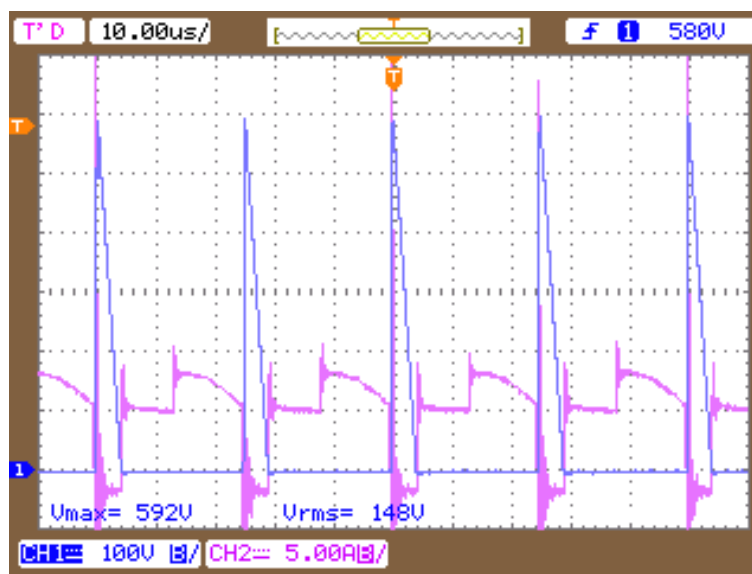


Fonte: O autor (2014).

Na Figura 123, apresentam-se as formas de onda da tensão (CH1) e da corrente (CH2) no diodo D , v_D e i_D , respectivamente, em alta frequência, para o PFP baseado no conversor Zeta no MCS, obtidas experimentalmente. Nesta figura, observa-se que, no início da primeira etapa do período de comutação, T , a tensão v_D eleva-se instantaneamente, reagindo à ativação do transistor S , que provoca a abertura do diodo D . Nesta primeira etapa, a tensão v_D decai linearmente, até se anular ante à polarização do diodo D , o que provoca uma elevação instantânea da corrente i_D , que assume a condução da corrente i_{Lo} , e, conseqüentemente, um sobressinal. A tensão v_D permanece nula nas etapas seguintes e só torna a crescer ao início de um novo período T . A corrente i_D , porém, decresce linearmente até o fim da segunda etapa, a qual é precipitada pela abertura do transistor S . Na terceira etapa, o diodo D assume a condução das correntes nos indutores i_{Lm} e i_{Lo} , respectivamente, o que provoca a ascensão instantânea de i_D , a qual decresce não linearmente no decorrer desta etapa. Portanto, as formas de onda da corrente i_D e da tensão v_D no ensaio experimental são compatíveis com as adquiridas na simulação do PFP, apresentadas na Figura 62 e na Figura 67, respectivamente, no capítulo 4.

No ensaio experimental, ao longo da primeira etapa, a corrente i_D apresenta valores negativos, diferentemente da simulação, na qual a corrente i_D é nula nesta etapa de operação. Isto ocorre em função da capacitância parasita do diodo, conforme comentado anteriormente. Outro fator que difere da simulação são os sobressinais na corrente i_D , os quais são provocados pelo fenômeno de recuperação reversa associado aos elementos parasitas intrínsecos ao diodo e os extrínsecos como as indutâncias e capacitâncias das trilhas de CI.

Figura 123 – Formas de onda i_D (CH1) e v_D (CH2) em alta frequência.



Fonte: O autor (2014).

6.3.5. Corrente e Tensão no Capacitor de Acoplamento

Na Figura 124, apresentam-se as formas de onda da tensão (CH1) e da corrente (CH2) no capacitor C , v_C e i_C , respectivamente, em baixa frequência, do PFP baseado no conversor Zeta no MCS, obtidas experimentalmente.

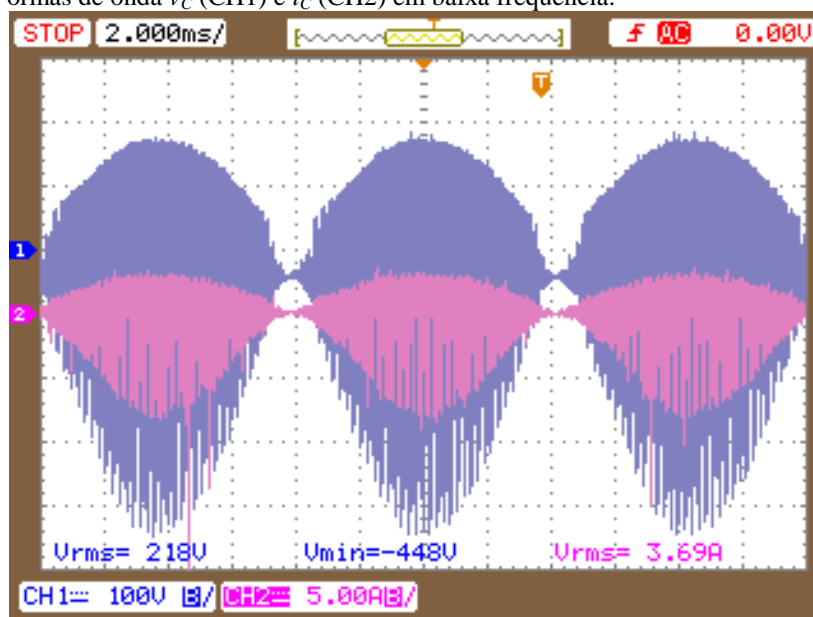
Observa-se que a corrente i_C tem uma semelhança com a curva gerada na simulação, a qual é apresentada na Figura 73, no capítulo 4, apenas em seus valores máximos, os quais atingem níveis similares, em torno de 8 A. Estes descrevem uma curva senoidal que acompanha o crescimento e o decrescimento da tensão v_g . Os valores mínimos da corrente i_C , obtidos experimentalmente, são pouco menores que zero, e sua forma de onda não adquire a forma de um período de uma senoide, quando observados em baixa frequência. Os valores mínimos da corrente i_C estão em torno de 0,5 A, e ocorrem no início e no fim do período $T_{rede}/2$, porém fora da região de passagem por zero. O valor efetivo desta corrente, $i_{C\,ef}$, é aproximadamente igual a 3,7 A.

No centro do período $T_{rede}/2$, os valores mínimos da corrente i_C descrevem uma forma côncava, diferente da forma convexa prevista pelo modelo equacionado. Este padrão diferenciado de comportamento ocorre como consequência da capacitância associada ao diodo D , o qual foi considerado ideal na simulação, no capítulo 4.

Por outro lado, a tensão v_C , observada nos terminais do capacitor C , adquire uma forma muito similar àquela apresentada pela simulação, a qual pode ser observada na Figura 76, no capítulo 4. Os níveis da tensão v_C observados nos ensaios experimentais, são compatíveis com aqueles resultantes da simulação. Deste modo, a tensão v_C máxima no período de baixa frequência alcança cerca de 180 V, enquanto que a tensão v_{Cmin} é pouco menor que -448 V. A tensão eficaz sobre este capacitor, v_{Cef} , é aproximadamente igual à 218 V.

Tanto a corrente i_C como a tensão v_C manifestam distorção em suas formas de onda ao se aproximarem da região de passagem por zero. Sendo que a distorção apresentada pela tensão v_C , na Figura 124, possui a mesma forma que aquela prevista através da simulação, conforme a Figura 76, no capítulo 4.

Figura 124 – Formas de onda v_C (CH1) e i_C (CH2) em baixa frequência.



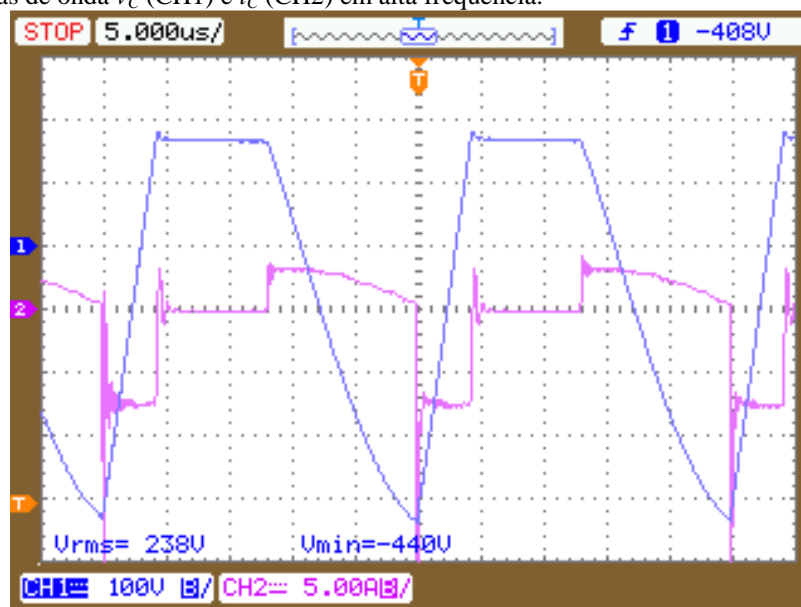
Fonte: O autor (2014).

Na Figura 125, apresentam-se as formas de onda da tensão (CH1) e da corrente (CH2) no capacitor C , v_C e i_C , respectivamente, em alta frequência, do PFP baseado no conversor Zeta no MCS, obtidas experimentalmente. Nesta figura, observa-se que a tensão v_C se eleva linearmente, a partir de seu valor mínimo, na primeira etapa, até

alcançar seu valor máximo, no qual permanece ao longo da segunda etapa, e, quando esta termina, decresce não linearmente até seu valor mínimo, o qual alcança ao final do ciclo de comutação. A não linearidade desta curva de descida é mais saliente no final da terceira etapa. Portanto, a tensão v_C gerada pela operação do PFP no MCS possui forma de onda idêntica àquela demonstrada pela simulação, o que pode ser observado através da comparação entre a Figura 125 e a Figura 77, no capítulo 4. Observou-se, também, nesta figura, que a tensão v_{Cmax} e a tensão v_{Cmin} possuem níveis muito semelhantes aos simulados.

A corrente i_C apresentada na Figura 125 inicia o período de comutação em seu valor máximo, no qual permanece até o fim da primeira etapa, quando se anula. A corrente i_C permanece nula até o fim da segunda etapa. Na terceira etapa, esta corrente assume um valor negativo, instantaneamente, e se eleva, até o fim do período de comutação, quase se anulando. Em relação à forma de onda da corrente i_C obtida através da simulação, a qual foi apresentada na Figura 74, no capítulo 4, a forma de onda da corrente i_C resultante dos ensaios experimentais apresenta sobressinais consideráveis, a cada variação instantânea desta corrente, as quais ocorrem nas intersecções entre as etapas de comutação devido aos fenômenos de comutação do transistor e do diodo.

Figura 125 – Formas de onda v_C (CH1) e i_C (CH2) em alta frequência.



Fonte: O autor (2014).

6.3.6. Eficiência do PFP

Visando mensurar a eficiência do PFP baseado no conversor Zeta operando no MCS, realizou-se um novo ensaio. Para tanto, mediu-se a potência com a qual é

alimentada a sua entrada (P_e) e a potência entregue à sua saída (P_s). A eficiência de um PFP (η) é a razão entre a potência P_s e a potência P_e .

A medição da potência P_e foi realizada utilizando um medidor de potência (wattímetro) modelo MCP50000 *Portable Power Meter* fabricados pela empresa Yokogawa[®], apresentado na Figura 126 (a). Este instrumento possibilita a medição da potência, da tensão ou da corrente quando o ramo medido possui característica de corrente alternada. Para obter a medida desejada, posicionou-se o medidor de potência em série com a entrada do PFP.

Este wattímetro não é próprio para a medição da potência P_s , pois esta tem característica de corrente contínua. Então, a potência P_s foi calculada através da medição da corrente de saída, I_o , e da tensão de saída, V_o . Essas medidas foram obtidas utilizando dois multímetros modelo ET-2082C fabricados pela empresa Minipa[®]. Na Figura 126 (b) apresenta-se um destes instrumentos, como exemplo.

Figura 126 – Instrumentos de medição: (a) Wattímetro da Yokogawa[®] e (b) multímetro da Minipa[®].



(a)

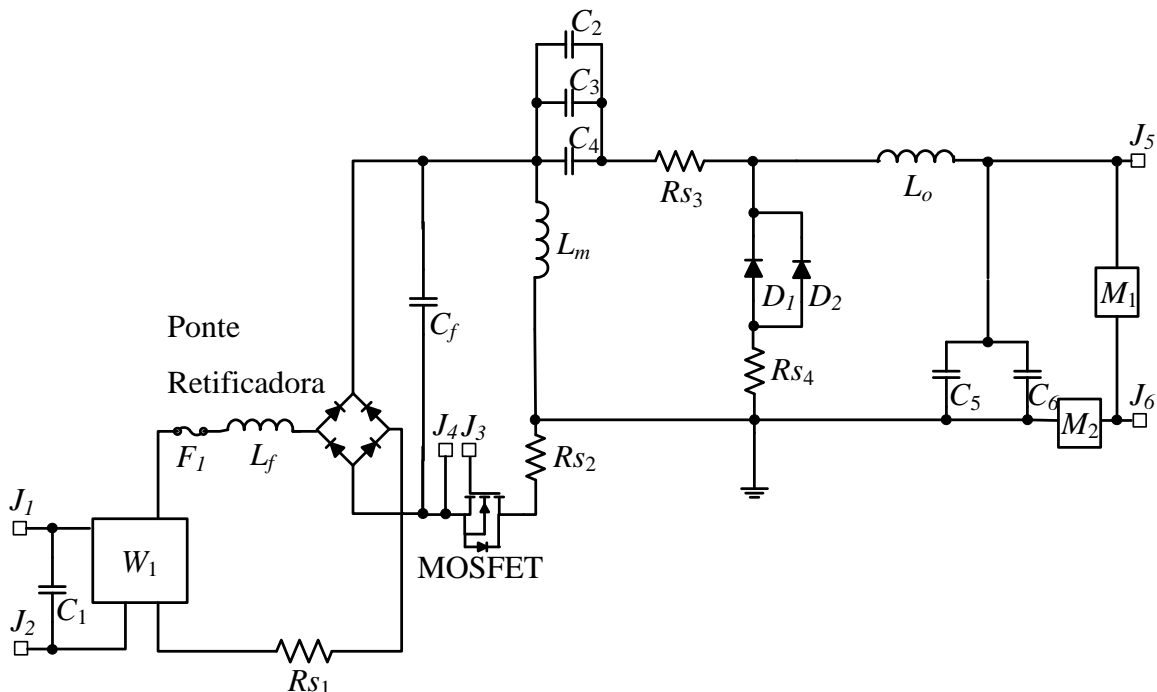
(b)

Fonte: O autor (2014).

Na Figura 127 apresenta-se o diagrama esquemático do conversor com a representação do posicionamento dos instrumentos de medição descritos. Nesta figura, os multímetros utilizados são chamados M_1 e M_2 , enquanto que o wattímetro é chamado W_1 . A tensão V_o foi obtida entre os terminais J_5 e J_6 apresentados nesta figura através do multímetro M_1 . A corrente I_o foi mensurada substituindo o resistor *shunt* R_{S5} pelo

multímetro M_2 , o qual foi configurado para medir corrente. Ao wattímetro, posicionado na entrada, chamou-se W_1 , nesta figura.

Figura 127 – Diagrama esquemático representando o posicionamento dos instrumentos de medição.



Fonte: O autor e Vanderlei Amaral (2015).

Nota-se que as medidas orientadas a observação da potência P_s e da potência P_e foram obtidas simultaneamente.

Mensurou-se a eficiência do PFP com este recebendo a potência nominal de 180 W em sua entrada. Através do procedimento descrito, mediu-se três vezes a potência P_o , a fim de obter-se o rendimento médio do PFP. Assim, a potência P_o média obtida sobre condições nominais é igual a 151 W. Isto significa que a eficiência deste PFP, η , em condições nominais, equivale a 84 %.

6.4. Conclusões

Através da análise dos ensaios experimentais do protótipo do PFP baseado no conversor Zeta projetado para operar no MCS com frequência constante e razão cíclica constante, constatou-se que a metodologia de projeto proposta é aplicável na prática, visto que o protótipo apresenta comportamento muito próximo do resistivo do ponto de vista da rede elétrica e consegue alimentar a luminária LED de potência de forma adequada para seu perfeito funcionamento e para a manutenção da sua vida útil. Portanto, atingiu-se o objetivo da etapa experimental deste trabalho.

Através da análise das formas de onda de tensão e de corrente nos componentes do PFP baseado no conversor Zeta observou-se que este está realmente operando no MCS, uma vez que o diodo D e o transistor S conduzem simultaneamente. As formas de onda relativas à tensão no capacitor C , v_C , a tensão no diodo D , v_D , e a tensão no transistor S , v_S , em alta e baixa frequência resultantes do ensaio experimental condizem com seu comportamento previsto por simulação, conforme apresentado no capítulo 4.

As correntes obtidas durante a realização dos ensaios experimentais no capacitor C , i_C , no diodo D , i_D e no transistor S , i_S , evidenciaram um comportamento em alta frequência similar ao apresentado por estas correntes na simulação, porém com sobressinais no estágio transitório entre as etapas do período de comutação. A corrente observada no resistor *shunt* associado ao diodo D , ainda, apresenta valores negativos. Isto se explica devido à presença de elevada capacitância parasita neste componente, a qual é resultado da associação em paralelo de dois diodos MUR820. A presença da elevada capacitância parasita no diodo D não foi considerada no modelo desenvolvido, no capítulo 3, nem em suas simulações.

A eficiência η alcançada pelo protótipo do PFP baseado no conversor Zeta operando no MCS foi de 84 %. Esta eficiência foi considerada satisfatória, visto que os PFPs comerciais da *Mean Well*[®] da série SP-200, os quais fornecem 200 W, possuem eficiência nominal entre 69 e 84 %. Ademais, o FP alcançado pelo modelo SP-200 é inferior a 0,98. Enquanto que o FP do PFP desenvolvido neste trabalho é de 0,99. No entanto, ressalta-se que a eficiência do protótipo, desenvolvido no presente trabalho, seria um pouco maior do que 84 %, não fossem os resistores *shunt* acoplados ao circuito para a medição das correntes que circulam no circuito.

A *Mean Well*[®] alega que seus *drivers* para LED do modelo HLG-185H-48A possuem eficiência de 94 %. Verificou-se em laboratório a eficiência deste *driver* da *Mean Well*[®] pertencente à luminária LED da *Lucksunny*[®]. Para tanto, utilizou-se o mesmo método de medição de potência aplicado ao protótipo do PFP desenvolvido neste trabalho. Assim, observou-se, através do wattímetro que este PFP da *Mean Well*[®] drena 192 W da rede comercial. Na saída este *driver* entrega uma potência de 174 W. Deste modo, constatou-se que a eficiência deste *driver* da *Mean Well*[®] é de 90 %.

A empresa *Armacost*[®] disponibiliza modelos de PFP para LEDs de até 60 W. Estes apresentam eficiência inferior a 83 % e FP inferior a 0,7.

Para fins de comparação, a eficiência de uma fonte comercial, para computadores, que emprega a tecnologia de PFP, modelo VS350, de 350 W da

Corsair[®] é de cerca de 83 %. O modelo ST30SF, de 300 W da *SilverStone*[®], por sua vez, opera com eficiência nominal entre 82 e 84 %. Portanto, a eficiência obtida pelo PFP desenvolvido neste trabalho possui níveis similares a modelos oferecidos no mercado.

7. CONCLUSÕES GERAIS

Este trabalho apresenta uma contribuição original e inédita, qual seja: a proposição, por primeira vez, da operação do conversor Zeta no modo de condução simultânea (MCS), cujo interesse reside na capacidade de implementação de um pré-regulador do fator de potência (PFP) ideal, empregando apenas um laço de realimentação. O MCS caracteriza-se por uma etapa de funcionamento segundo a qual o transistor S e o diodo D conduzem simultaneamente.

Além da proposição da nova forma de operação, são apresentadas análises originais, qualitativa e quantitativa, para o conversor Zeta operando como PFP no MCS, nos capítulos 3 e 4, respectivamente. A análise qualitativa possibilitou a determinação do comportamento das principais variáveis do conversor Zeta em alta e baixa frequência ao longo da operação no MCS. Dessa forma, descreveu-se o comportamento das correntes e das tensões no capacitor C , nos indutores L_m e L_o , no transistor S e no diodo D . Nesta análise, observou-se que o comportamento destas variáveis, em alta frequência, se distingue em três etapas, diferenciadas pela condução dos semicondutores.

A análise quantitativa possibilitou averiguar as condições necessárias para manter este PFP operando no MCS; comprovar que é possível gerar uma corrente com forma de onda senoidal em fase com a rede através da técnica proposta; e verificar quais variáveis são significativas para determinar o ganho do sistema proposto.

Através da análise quantitativa, constatou-se que a operação no MCS, no PFP baseado no conversor Zeta, exige a existência das três etapas descritas na análise qualitativa. Para tanto, a variação de tensão no capacitor C deve ser elevada o bastante para igualar a tensão da fonte de entrada ainda na primeira etapa. Isto assegura a presença da segunda etapa de funcionamento. Portanto, a capacitância C deve ser suficientemente pequena, já que esta é inversamente proporcional à variação de tensão no capacitor.

Na análise quantitativa, determinaram-se duas equações para determinar o ganho do PFP proposto operando no MCS. A mais complexa é uma aproximação não-linear enquanto que a mais simples é uma aproximação linear. Esta última, demonstra que as principais variáveis para determinação do ganho do PFP são a capacitância de acoplamento, C , a frequência de comutação, f , a razão cíclica, d , a relação de transformação, n , e a resistência na carga, R_o .

A operação do conversor Zeta no MCS depende da existência das seguintes etapas: uma primeira etapa, na qual o transistor S conduz, enquanto que o diodo D permanece aberto; uma segunda etapa, na qual ambos os semicondutores estão em condução; e uma terceira etapa, caracterizada pela condução do diodo D e não condução do transistor S . Cabe ainda ressaltar que estas etapas ocorrem em um ciclo de comutação, o qual possui frequência muito superior à frequência da rede elétrica. Para garantir a existência da segunda etapa é necessário que a ondulação de tensão no capacitor C seja suficientemente grande para alcançar a tensão da rede elétrica retificada referida ao enrolamento secundário do transformador, o que implica no projeto de um conversor Zeta com baixa capacitância no capacitor C , pois esta magnitude é inversamente proporcional ao quadrado da ondulação máxima da tensão neste capacitor.

Determinou-se que o ganho estático do PFP, baseado no conversor Zeta, operando no MCS, possui uma relação de dependência não linear com a carga introduzida em sua saída, e com a razão cíclica e a frequência do sinal PWM fornecido ao transistor S . Este ganho estabelece uma proporção linear com a relação de transformação n . O capacitor de acoplamento é, também, significativamente influente no ganho do PFP, estabelecendo-se uma relação não linear entre estas variáveis. Através desta análise, verificou-se, também, que o ganho instantâneo do PFP operando no modo introduzido neste trabalho é proporcional à tensão de entrada do conversor Zeta, ou seja, à tensão da rede elétrica posterior à retificação.

Uma vez que a frequência e a razão cíclica podem ser constantes, o funcionamento do PFP no modo proposto depende do projeto de seus componentes para este fim. Assim, como contribuição original deste trabalho, apresentam-se critérios de projeto para os capacitores e indutores do conversor Zeta, neste modo de operação. A determinação destes critérios se baseou na análise quantitativa do comportamento do conversor Zeta, buscando a obtenção do ganho necessário para alimentar a carga e a operação no MCS. Esta metodologia foi, então, aplicada ao estudo de caso.

As simulações, realizadas no PSIM[®], do circuito do PFP proposto, baseado no conversor Zeta, operando no MCS evidenciaram a obtenção de alto fator de potência e baixa distorção harmônica da corrente de entrada do PFP, conforme previsto neste estudo. Ademais, considerando-se o estudo de caso proposto, de um acionador com alto fator de potência para luminárias LED de 180 W, evidenciou-se que os níveis de corrente e de tensão de saída foram adequados para acender a luminária LED. Através da simulação foi possível confirmar o comportamento previsto na análise qualitativa.

Na simulação do sistema proposto, observou-se que as correntes nos indutores quase nunca se anulam, o que caracteriza operação no MCC, exceto em uma estreita região na passagem por zero da tensão da rede elétrica. Através desta simulação, verificou-se que as formas de onda das principais variáveis do PFP, exceto a corrente e a tensão de saída, apresentam um formato similar à variação da tensão retificada da rede elétrica. Isto ocorre porque os elementos armazenadores de energia do conversor, isto é, os indutores L_m e L_o e o capacitor de acoplamento C , são dimensionados para armazenar energia em um período de alta frequência (garantindo assim o comportamento de PFP ideal do conversor), ao passo que o capacitor de saída C_o é dimensionado para eliminar a componente de baixa frequência.

Desenvolveu-se um modelo computacional do conversor Zeta operando como PFP no MCS, empregando a plataforma MATLAB[®] e as equações desenvolvidas na análise quantitativa. Empregou-se esta estratégia para validar os estudos qualitativo e quantitativo desenvolvidos neste trabalho. A comparação dos resultados obtidos via MATLAB[®] com os obtidos no PSIM[®] evidenciou que as formas de onda resultantes do modelo desenvolvido neste trabalho condizem com aquelas reproduzidas através da simulação do circuito do PFP, baseado no conversor Zeta, operando no MCS, confirmando a veracidade do modelo desenvolvido.

Visando a verificação experimental deste trabalho desenvolveu-se um protótipo de um PFP, baseado no conversor Zeta no MCS para o acionamento de uma luminária LED de potência. A análise das principais variáveis do conversor, neste experimento, comprovou que a operação deste PFP no modo proposto permite a geração de uma corrente de entrada com forma de onda senoidal em fase com a forma de onda da tensão de entrada e a entrega da potência necessária, para a alimentação adequada da luminária LED, na saída do conversor Zeta. Isto é, confirmou-se a operação do conversor Zeta no MCS, como PFP ideal, empregando frequência e razão cíclica constantes.

Através da análise dos resultados experimentais obtidos a partir do protótipo de laboratório, verificou-se que as formas de onda das tensões no capacitor C , no diodo D e no transistor S são bastante similares às apresentadas na simulação do PFP estudado operando no MCS. Devido às hipóteses simplificadoras adotadas, as quais não levaram em conta as capacitâncias dos semicondutores, nem as indutâncias parasitas do circuito algumas discrepâncias entre os resultados simulados e os experimentais podem ser observados, tais como oscilações de alta frequência nas correntes e circulação de correntes negativas nos diodos.

A principal vantagem da operação do PFP, baseado no conversor Zeta, no MCS é manter a característica de PFP ideal operando com característica de condução contínua. Porém, o MCS não requer uma malha para imposição da corrente senoidal na sua entrada, como é necessário na operação no MCC. Destarte, no MCS basta empregar um controlador PWM convencional que mantenha o ciclo de trabalho e a frequência constantes para uma determinada condição de carga. Assim, o fechamento da malha pode ser realizado por um controlador simples que monitore somente a variável de saída de interesse seja ela tensão ou corrente. No presente caso, a variável de interesse é a corrente no LED de potência. Deste modo, não há a necessidade de um laço de controle adicional para impor a corrente senoidal na entrada do conversor. Embora esta vantagem esteja associada a um maior estresse de tensão nos semicondutores em relação à operação do conversor no MCC clássico, considera-se a operação no MCS uma alternativa viável e interessante, pelas razões supramencionadas.

A operação deste PFP no MCS apresentou menor estresse de corrente nos semicondutores em relação à operação no MCD, em situações análogas. Entretanto, a operação no MCD ocasiona um menor esforço de tensão nos semicondutores em relação ao MCS. Assim, o MCS é mais adequado à operação em baixa tensão e alta corrente do que o MCD. Contudo, o MCD é vantajoso em situações que requerem alta tensão e baixa corrente. Outra vantagem apresentada pelo MCS é a reduzida capacitância do capacitor de acoplamento. No entanto, constatou-se a presença de sobretensões nos semicondutores, como principal desvantagem da operação do conversor Zeta no MCS.

A eficiência do protótipo do PFP baseado no conversor Zeta operando no MCS, de 84 %, condiz com a eficiência apresentada por modelos atualmente disponíveis no mercado. Desta forma, observaram-se tanto modelos comerciais com eficiências inferiores como superiores aquela apresentada pelo protótipo desenvolvido no presente trabalho. Ressalta-se que a eficiência deste protótipo seria um pouco maior do que 84 %, não fossem os resistores *shunt* acoplados ao circuito para a medição das correntes que circulam no circuito.

8. FUTUROS TRABALHOS

O Modo de Condução Simultânea (MCS) introduzido, de forma original, neste estudo abre um leque de possibilidades de aplicações futuras.

Propõe-se que, em trabalhos futuros, seja investigada a aplicabilidade desta técnica a outros conversores estáticos que possuem capacitor de acoplamento como o SEPIC e o Ćuk.

Observou-se que o PFP estudado opera no MCS em uma ampla região do período de baixa frequência, porém nas proximidades da região de passagem por zero, determinada pela forma de onda da tensão da rede elétrica, o PFP opera como se estivesse no MCD, sendo que esta transição causa distorções nas formas de onda. Portanto, seria interessante pesquisar formas de maximizar a região de operação no MCS, minimizando a região de passagem por zero.

REFERÊNCIAS

- Ali, M., Orabi, M., Ahmed, M.E. e El-Aroudi, A. “A single stage SEPIC PFC converter for LED street lighting applications.” *Power and Energy (PECon), 2010 IEEE International Conference on*, Dezembro 2010: 501-506.
- ANEEL, SRD. *Revisão da Regulamentação sobre a qualidade do produto no sistema de distribuição elétrica*. Brasília, 2011.
- Barbi, I. e Martins, D. *Princípios Básicos de Correção do Fator de Potência em Fontes de Alimentação Monofásicas*. s.d.
- CALLEJA, A. J. et al. “Evaluation of a high efficiency Boost stage to supply a permanent LED emergency lighting system.” *Conference Records of Industry Applications Society Annual Meeting*, 2004: 1390-1395.
- Chung, K. K.-S. e H. S.-H. “Dynamic Hysteresis Band Control of the Buck Converter With Fast Transient Response.” *IEEE Transactions On Circuits And Systems—ii: Express Briefs* 52, n. 7 (Julho 2005): 398-402.
- Cuk, K. M. Smedley and S. “One-cycle control of switching converters .” *IEEE Tran. Power Electron* 10, n. 6 (1995): pp. 625-633.
- dos Reis, F.S., F. Antunes, e J. e Uceda, J Sebastian. “PFP converters size evaluation.” *IECON 97. 23rd International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation* 2, n. 1 (1997): 866-871.
- equipment, Limits and methods of measurement of radio disturbance characteristics of electrical lighting and similar. *CISPR 15*. 8. 2013.
- Hu, Y., L. Huber, e M. M. vol. 27, 2010-2012. Jovanović. “Single-Stage, Universal-Input AC/DC LED Driver With Current-Controlled Variable PFC Boost Inductor.” *Power Electronics, IEEE Transactions on* 27, n. 3 (Março 2012): 1579-1588.
- Hu, Yuequa, e L. e Jovanović, M.M. Huber. “Single-Stage, Universal-Input AC/DC LED Driver With Current-Controlled Variable PFC Boost Inductor.” *IEEE Transactions on Power Electronics* 27, n. 3 (Março 2012): 1579-1588.
- IEC 60950-1. “Information Technology Equipment - Safety - Part 1: General Requirements.” n. 2 (2009-12).
- IEC EN 61000-3-2. *IEC 61000-3-2 Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 3-2: Limits - Limits for harmonic current emissions (equipment input current ≤ 16 A per phase)*. 4. 2014.

- IEC EN 61010-1. “Electrical equipment for measurement, control, and laboratory use.” n. 3 (Junho 2010): 1-322.
- J. V. a. B. L. Arnold Wilkins. “LED lighting flicker and potential health concerns: IEEE standard PAR1789 update.” *2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Setembro 2010: 171 – 178.
- Lamar, D. G., Arias, M., Rodriguez, A., Fernández, A., Hernando M. M., e Sebastián, J. “Design-oriented analysis and performance evaluation of a low-cost high-brightness led driver based on flyback power factor corrector.” *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 60, n. 7 (2013): pp.2614-2626.
- Lamar, D. G., Zuniga, J. S., Alonso, A. R., González, M. R. e Hernando. “A very simple control strategy for power factor correctors driving high-brightness LEDs.” *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 24, n. 9 (2009): pp.2032-2042.
- Lin, R. -L, Y.M. Lan, F.Y. Chen, T. -J Liang, e J. -F Chen. “Single-stage CCM PFC electronic ballast.” *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2005. APEC 2005. Twentieth Annual IEEE* 1 (Março 2005).
- Martins, D. C., Campos, F. S. e Barbi, I. “Zeta converter with high power factor operating in continuous conduction mode.” *Proceedings of 22nd International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation*, 1996: pp. 1802-1807.
- Miftakhutdinov, G R. “Analysis of synchronous buck converter with hysteretic controller at high slew-rate load current transients.” *Proceedings in High High Frequency Power Conversion Conference*, 1999: 55–69.
- Mohamed, L., Hamid, N.F.A., Isa, Z.M., Saudin, N., Ramly, N.H., Ahamad, N.B. “Cuk converter as a LED lamp driver.” *2012 IEEE International Conference on Power and Energy (PECon)*, Dezembro 2012: 262-267.
- MOREIRA, M. C., PRADO, R. N., CAMPOS,. “ LEDs Implementation of High-Intensity in Human Tissue.” *WSEAS – Journal - Transactions on Biology and Biomedicine*, 2009.
- Najafi, E., A. Vahedi, e A. e Yatim, A.H.M. Mahanfar. “A New Controlling Method Based on Peak Current Mode (PCM) for PFC.” *Power and Energy Conference, 2008. PECon 2008. IEEE 2nd International* , Dezembro 2008: 1103-1107.

- Pinto, Rafael Adaime. "PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE LÂMPADAS PARA ILUMINAÇÃO DE INTERIORES EMPREGANDO DIODOS EMISSORES DE LUZ (LEDs)." *DISSERTAÇÃO DE MESTRADO*, 2008.
- R. A. Pinto, M. R. Cosetin, T. B. Marchesan, M. C. A. Campos e R. N. do Prado. "Compact lamp using high-brightness LEDs." *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting IAS 2008*, 2008: 1-5.
- Shrivastava, A. e Singh, B.,. "Zeta converter based power supply for HB-LED lamp with universal input." *IEEE International Conference on Power Electronics Drives and Energy Systems (PEDES)*, 2012: 1-5.
- Smedley, Z. Lai and K. M. "A general constant-frequency pulsewidth modulator and its applications." *IEEE Trans. on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications* 45, n. 4 (1998): pp. 386-396.
- Smedley, Z. Lai and K. M. "A general constant-frequency pulsewidth modulator and its applications." *IEEE Trans. on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications* 45, n. 4 (1998): pp. 386-396.
- Soldano, R. Brown e M. "One cycle control IC simplifies PFC designs." *Twentieth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition 2* (2005): pp 825-829.
- Sun, J. " On the zero-crossing distortion in single-phase PFC converters." *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 19, n. 3 (2004): 685-692.
- Wall, S. e Jackson, R. "Fast controller design for single phase power factor correction systems." *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 44, n. 5 (1997): 654-660.
- Wei, H. e Batarseh, I. "Comparison of basic converter topologies for power factor correction." *Proceedings IEEE Southeastcon '98*, 1998.
- Yang, Liu Yu e Jinming. "The topologies of white LED lamps' power drivers." *Power Electronics Systems and Applications, 2009. PESA 2009. 3rd International Conference on*, Maio 2009: 1-6.
- Zhang, H., Zhang, Y e Ma, X. " Distortion behavior analysis of general pulse width modulated zeta PFC converter operating in continuous conduction mode. ." *IEEE Transactions on Powerl Electronics* 27, n. 10 (2012): pp.4212-4223.
- Zheludev, N. "The life and times of the LED - A 100 years history." *Nature Photonics* (Nature Publishing Group) 1 (Abril 2007).

Apêndice A – Artigos Científicos Publicados

- Pedrollo, G. R. e dos Reis, F. S. “*HPF LED Lamp Driver Based on Zeta Converter Working in CCM with Fixed Duty Cycle*”, *Industry Applications (INDUSCON)*, 2014 *11th IEEE/IAS International Conference on*, Dezembro 2014, 1-7.
- Pedrollo, G. R., dos Reis, F. S., Rambo, C. E. B. e Guisso, I. L. “*OCC Applied to a 180W HPF Single-Stage LED Driver Based on Zeta Converter in CCM*”, *Industry Applications (INDUSCON)*, 2014 *11th IEEE/IAS International Conference on*, Dezembro 2014, 1-7.
- Cabral, H.G., Marques, A.R., Pedrollo, G.R., de Faria, P.F. e dos Reis, F.S. “*Performance Comparison of Buck-boost Family Converters for Driving LED Lamps.*” , *Industry Applications (INDUSCON)*, 2014 *11th IEEE/IAS International Conference on*, Dezembro 2014, 1-8.
- Guisso, I.L.; Lopez, H.F.M.; Pedrollo, G.R.; dos Reis, F.S., “*Anti-islanding applied on a single-stage microinverter based on zeta converter for distributed microgeneration,*” *Industrial Electronics Society, IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE*, Outubro-Novembro, 2014, 5475-5481.
- Rambo, C.E.B.; dos Reis, F.B.; Pedrollo, G.R.; dos Reis, F.S., “*Improving performance of the P&O MPPT using derivative of photovoltaic panel voltage,*” *Industrial Electronics Society, IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE*, Outubro-Novembro, 2014, 5546-5551.