

ANO
2018



UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA – UDESC
CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS – CCT
PROGRAMA DE PÓS GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

A estratégia de controle *Leading Edge Modulated - One Cycle Control* (LEM-OCC) permite controlar o Retificador *Bridgeless Totem Pole* com o uso de um resistor *shunt*, conectado à referência de saída, para medição de corrente, porém, possui restrições em sua estabilidade e elevada Distorção Harmônica Total (DHT) da corrente de entrada. Este trabalho apresenta extensões ao LEM-OCC, que aumentam a região de estabilidade e diminuem a DHT desta técnica de controle.

Orientador: Yales Rômulo de Novaes

Coorientador: Cassiano Rech

Joinville, 2018

GUILHERME DA SILVA FISCHER | EXTENSÃO DO ONE CYCLE CONTROL COM
MODULAÇÃO LEADING-EDGE PARA OPERAÇÃO COM BAIXA CARGA E BAIXA
DISTORÇÃO HARMÔNICA TOTAL APLICADA AO RETIFICADOR BRIDGELESS TOTEM

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

**EXTENSÃO DO *ONE CYCLE CONTROL*
COM MODULAÇÃO *LEADING-EDGE*
PARA OPERAÇÃO COM BAIXA CARGA E
BAIXA DISTORÇÃO HARMÔNICA TOTAL
APLICADA AO RETIFICADOR
*BRIDGELESS TOTEM POLE***

GUILHERME DA SILVA FISCHER

JOINVILLE, 2018

**UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA
CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

GUILHERME DA SILVA FISCHER

**EXTENSÃO DO *ONE CYCLE CONTROL* COM MODULAÇÃO *LEADING-EDGE*
PARA OPERAÇÃO COM BAIXA CARGA E BAIXA DISTORÇÃO HARMÔNICA
TOTAL APLICADA AO RETIFICADOR *BRIDGELESS TOTEM POLE***

JOINVILLE

2018

GUILHERME DA SILVA FISCHER

**EXTENSÃO DO *ONE CYCLE CONTROL* COM MODULAÇÃO *LEADING-EDGE*
PARA OPERAÇÃO COM BAIXA CARGA E BAIXA DISTORÇÃO HARMÔNICA
TOTAL APLICADA AO RETIFICADOR *BRIDGELESS TOTEM POLE***

Dissertação submetida ao Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, do Centro de Ciências Tecnológicas da Universidade do Estado de Santa Catarina, para a obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Yales Rômulo de Novaes

Coorientador: Prof. Dr. Cassiano Rech

JOINVILLE

2018

da Silva Fischer, Guilherme

Extensão do one cycle control com modulação leading-edge para operação com baixa carga e baixa distorção harmônica total aplicada ao retificador bridgeless totem pole / Guilherme da Silva Fischer. - Joinville , 2018.

150 p.

Orientador: Yales Rômulo de Novaes

Co-orientador: Cassiano Rech

Dissertação (Mestrado) - Universidade do Estado de Santa Catarina, Centro de Ciências Tecnológicas, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Joinville, 2018.

1. conversores ac-dc. 2. controle de corrente. 3. correção do fator de potência. 4. retificador bridgeless totem pole. I. Rômulo de Novaes, Yales. II. Rech, Cassiano. , .III. Universidade do Estado de Santa Catarina, Centro de Ciências Tecnológicas, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. IV. Título.

**Extensão do One Cycle Control com Modulação Leading-edge para Operação
com Baixa Carga e Baixa Distorção Harmônica Total Aplicada ao Retificador
Bridgeless Totem Pole**

por

Guilherme da Silva Fischer

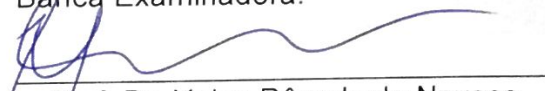
Esta dissertação foi julgada adequada para obtenção do título de

MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA

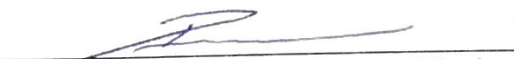
Área de concentração em "Sistemas Eletroeletrônicos"
e aprovada em sua forma final pelo

CURSO DE MESTRADO ACADÊMICO EM ENGENHARIA ELÉTRICA
DO CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS DA
UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA.

Banca Examinadora:


Prof. Dr. Yales Rômulo de Novaes
CCT/UDESC (Orientador/Presidente)


Prof. Dr. Alessandro Luiz Batschauer
CCT/UDESC


Prof. Dr. Demercil de Souza Oliveira
Júnior - UFC

Joinville, SC, 27 de fevereiro de 2018.

Este trabalho é dedicado à minha família

AGRADECIMENTOS

Agradeço aos meus pais Guilherme Fischer e Ana Franscida da Silva, por todo suporte, não só durante este trabalho, mas por toda minha vida.

Ao professor orientador Yales Rômulo de Novaes, por todo conhecimento e suporte providos durante a execução deste trabalho.

Ao professor coorientador Cassiano Rech, por ajudar a guiar o rumo da pesquisa.

A todos os professores do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica que contribuíram à minha formação, especialmente ao professor Marcello Mezaroba, que me deu muito trabalho e muito conhecimento durante este período, no projeto do Filtro Ativo Série.

A todos do Núcleo de Processamento de Energia Elétrica, especialmente aos colegas Alisson Mengatto, Felipe Zimann, Gustavo Lambert e Vitor Odaguiri.

À FAPESC pela bolsa de estudos e compra de materiais, a CAPES pela programa PRO-CAD, pelo qual pude trabalhar na UFSM sobre orientação do professor Cassiano, e a Coilcraft pelas amostras.

Agradeço especialmente ao colega Claudio Bruning, por todo suporte fornecido durante a elaboração deste trabalho.

*“A ciência nunca resolve um problema sem criar
pelo menos outros dez.” (George Bernard Shaw)*

RESUMO

O Retificador *Bridgeless Totem Pole* (RBTP) é uma topologia promissora para a Correção do Fator de Potência (CFP), que pode atingir eficiência maior que 99% com o uso de semicondutores *wide bandgap*. Realizar a medição de corrente com baixo custo é um desafio nesta topologia, que precisa ser resolvido para sua adoção em aplicações sensíveis ao custo. *Leading Edge Modulated - One Cycle Control* (LEM-OCC) permite controlar o RBTP com o uso de um resistor *shunt* conectado à referência de saída do conversor para medição de corrente, porém possui restrições em sua estabilidade quando operando com baixo ganho de tensão da entrada para a saída. Estratégias existentes na literatura podem estender a região estável do LEM-OCC, porém resultam em elevada Distorção Harmônica Total (DHT). Duas extensões ao LEM-OCC são apresentadas, que estendem a região de estabilidade para permitir operação com qualquer ganho de tensão e com baixa DHT. O estágio de potência do RBTP é analisado, incluindo equacionamento para seleção dos semicondutores, dissipador e filtro de EMI. Um protótipo de 300 W do RBTP é construído para avaliar o desempenho das técnicas de controle propostas e compará-las com soluções existentes.

Palavras-chave: conversores ac-dc, controle de corrente, correção do fator de potência, retificador *bridgeless totem pole*.

ABSTRACT

Totem Pole Bridgeless Rectifier (TPBR) is a promising power circuit topology for power factor correction (PFC) that has low conduction losses and low common mode noise generation, that can achieve efficiency higher than 99% with the use of wide bandgap devices. Low cost input current sensing is a challenge in the TPBR that needs to be solved for adoption in cost sensitive applications. Leading Edge Modulated - One Cycle Control (LEM-OCC) can achieve control of TPBR using a low side shunt resistor for current sensing, but has restrictions in stability at low input to output voltage gain. Existing strategies in literature can extend the stable region of LEM-OCC, but result in high Total Harmonic Distortion (THD). Two different extensions to LEM-OCC are presented, that extend stability to any input voltage and input power, and achieve lower THD. TPBR power stage analysis is presented, including design equations for selecting semiconductors, heat sink and EMI input filter. A 300 W TPBR prototype is built to evaluate the performance of the proposed techniques, comparing them with existing solutions.

Keywords: AC-DC power converters, current control, power factor correction, totem pole bridgeless rectifier.

LISTA DE FIGURAS

1.1	Topologias de retificadores com elevado fator de potência	39
1.2	Controle do RBTP amostrando a corrente dos diodos	40
2.1	Retificador <i>Bridgeless Totem Pole</i>	45
2.2	Etapas de operação do RBTP	46
2.3	Formas de onda do RBTP	48
3.1	Circuito do Modulador PWM Generalizado.	58
3.2	Formas de onda do Modulador PWM generalizado	58
3.3	RPDCB aplicado à correção do fator de potência utilizando OCC	59
3.4	Circuito para implementação do LEM-OCC no RBTP	62
3.5	Formas de onda do LEM-OCC aplicado ao conversor RBTP	63
3.6	Exemplo de ocorrência de instabilidade no LEM-OCC	65
3.7	Detalhe da ocorrência de instabilidade no LEM-OCC.	66
3.8	Ocorrência de distorção no LEM-OCC devido à aproximação $\langle i_{LB} \rangle_{T_s} \approx i_{LB}$	67
3.9	STATCOM utilizando OCC com estabilidade estendida	68
3.10	Circuito do LEM-OCC com corrente fictícia	68
3.11	Formas de onda do LEM-OCC com corrente fictícia operando em CCM	70
3.12	Formas de onda do LEM-OCC com corrente fictícia operando em DCM	73
3.13	Circuito do PSIM utilizado para simulação das técnicas de controle propostas	75
3.14	Simulações com corrente fictícia proporcional à tensão de entrada	76
3.15	Operação em DCM com R_e negativa. $P_{in} = 25,0W$. DHT = 123,8%	76
3.16	Correção da distorção do LEM-OCC com o uso da corrente fictícia calculada para condição CCM.	77
3.17	Correção da distorção do LEM-OCC-S com o uso da corrente fictícia calculada para condição DCM.	78
3.18	Exemplo de correção da distorção do LEM-OCC-SD.	79
3.19	Ocorrência de atraso no OCC quando operando com elevada corrente de entrada.	80
3.20	Corrente fictícia utilizada para eliminação da distorção da corrente de entrada em diferentes condições.	81
3.21	Diagrama para geração da corrente fictícia e tensão modulante utilizando a técnica simplificada.	82
3.22	Valor médio instantâneo da corrente de entrada do RBTP utilizando LEM-OCC-SDS.	84

3.23	Variação da DHT em função da potência de entrada, para diferentes variações do OCC e para a proposta de Wu (2017). $V_{in}^{rms} = 242$ V.	85
4.1	Protótipo do RBTP.	88
4.2	Diferentes configurações para dissipação de calor utilizando a placa.	95
4.3	Uso da placa como dissipador para componente SMD.	96
4.4	Uso de dissipador no RBTP. Elementos possuem profundidade p_e	97
4.5	Temperatura estimada das superfícies da PCI.	100
4.6	Sensor de corrente utilizado.	101
4.7	Medição de ruído eletromagnético conduzido utilizando LISN.	102
4.8	Simulação do ruído eletromagnético diferencial do RBTP projetado.	103
4.9	Circuito para definição da perda por inserção.	103
4.10	Filtro de EMI com topologia π	104
4.11	Análise da perda por inserção de um filtro π com o RBTP.	104
4.12	Simulação do ruído eletromagnético diferencial utilizando um filtro π na entrada do RBTP projetado.	105
4.13	Diagrama geral da implementação do LEM-OCC com corrente fictícia.	106
4.14	Diagrama de blocos do controle da tensão da saída.	108
4.15	Circuito simplificado da planta de tensão.	108
4.16	Diagrama de bode do controle da tensão de saída.	110
5.1	Saída do integrador.	111
5.2	Operação do LEM-OCC-SD sem filtro no sensor de corrente. Tempo: $4\mu s/div$, v_{in} : 100V/div, $R_s i_{DB}$: 500mV/div, i_{LB} : 1A/div.	112
5.3	Corrente medida com filtro e com soma do sinal de corrente fictícia. Tempo: $4\mu s/div$, v_+ : 200mV/div, $R_s (i_{DB} + i_f)$: 200mV/div, i_{LB} : 500mA/div.	112
5.4	Partida do conversor.	113
5.5	Instabilidade do LEM-OCC com baixa carga e elevada tensão de entrada. $V_{in}^{rms}=220V$, $P_{in}=58,4W$. Tempo: 4ms/div, v_o : 100V/div, v_{in} : 50V/div, i_{LB} : 500mA/div.	114
5.6	Resultados experimentais: 25W@85V. Tempo: 4ms/div, v_o : 50V/div, v_{in} : 50V/div, i_{LB} : 500mA/div.	114
5.7	Espectro harmônico da corrente i_{LB} : 25W@85V.	115
5.8	Resultados experimentais: 25W@250V. Tempo: 4ms/div, v_o : 50V/div, v_{in} : 100V/div.	116
5.9	Espectro harmônico: 25W@250V.	116
5.10	Resultados experimentais: 300W@85V. Tempo: 4ms/div, v_o : 50V/div, v_{in} : 50V/div, i_{LB} : 5A/div.	117

5.11	Resultados experimentais: 300W@250V. Tempo: 4ms/div, v_o : 50V/div, v_{in} : 100V/div, i_{LB} : 1A/div.	117
5.12	Espectro harmônico: 300W@85V.	118
5.13	Espectro harmônico: 300W@250V.	118
5.14	Espectro harmônico: 300W@220V, comparado a norma IEC-61000-3-2, Classe D.	119
5.15	Resultados experimentais de DHT da corrente de entrada.	119
5.16	Desempenho do LEM-OCC-SD em variações de carga. $V_{in}^{rms} = 220$ V. Tempo: 20ms/div, v_o : 50V/div, v_{in} : 100V/div, i_{LB} : 1A/div.	120
5.17	Desempenho do LEM-OCC-SD em variações da tensão de entrada. $P_{in} = 100$ W. Tempo: 100ms/div, v_o : 50V/div, v_{in} : 100V/div, i_{LB} : 1A/div.	120
5.18	Desempenho do LEM-OCC-SDS em variações de carga. $V_{in}^{rms}=220$ V. Tempo: 20ms/div, v_o : 50V/div, v_{in} : 100V/div, i_{LB} : 1A/div.	121
5.19	Desempenho do LEM-OCC-SDS em variações da tensão de entrada. $P_{in} = 100$ W. Tempo: 100ms/div, v_o : 50V/div, v_{in} : 100V/div, i_{LB} : 1A/div.	121
5.20	Resultados experimentais de rendimento do conversor.	122
5.21	Imagem térmica do conversor. $P_o = 300$ W.	123
5.22	Comparação entre corrente do indutor e corrente da rede. Tempo: 4ms/div.	124
B.1	Esquemático geral do conversor	136
B.2	Filtro de entrada (Input).	137
B.3	Fontes Auxiliares (Auxiliary Power Supplies).	138
B.4	Estágio de Potência (Power Stage).	139
B.5	Gate Driver (Gate Driver).	140
B.6	Circuitos de Condicionamento Analógico (Analog Conditioning)	141
B.7	Circuitos digitais (Digital Circuits)	142
B.8	Circuitos digitais (Digital Circuits)	143
B.9	Circuitos do DSP (CPU)	144
B.10	Leiaute - camada superior	145
B.11	Leiaute - camada inferior	146

LISTA DE TABELAS

3.1	Especificações de RBTP para um refrigerador doméstico	65
4.1	Especificações do RBTP construído.	87
4.2	Componentes utilizados no protótipo.	87
4.3	Área de PCI necessária.	96
4.4	Descrição dos elementos da PCI utilizados no cálculo térmico.	98
4.5	Temperatura dos componentes com o uso de dissipador.	100
4.6	Dados do <i>choke</i> de modo comum CMT3-11.5-6L.	105
4.7	Descrição dos parâmetros do controle.	109
5.1	Equipamentos utilizados nos testes experimentais.	111
5.2	Temperatura dos componentes com o uso de dissipador.	123
6.1	Resultados experimentais de DHT nos extremos da especificação do conversor. . . .	127

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

AMPOP	amplificador operacional
CFP	correção do fator de potência
ca	corrente alternada
cc	corrente contínua
DHT	distorção harmônica total
FTMA	função de transferência de malha aberta
GaN	Nitreto de Gálio
PI	proporcional integral
RBICR	retificador <i>bridgeless</i> com interruptores conectados à referência
RBTP	retificador <i>bridgeless totem pole</i>
RPCB	retificador em ponte com conversor <i>boost</i>
RQP	regime quase permanente
SiC	carbeto de silício
VMC	valor médio do cubo

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS ESTRANGEIRAS

ADC	<i>analog-digital converter</i>
CCM	<i>continuous conduction mode</i>
DAC	<i>digital analog converter</i>
DCM	<i>discontinuous conduction mode</i>
FFSR	<i>flip flop set reset</i>
HEMT	<i>high electron mobility transistor</i>
IGBT	<i>insulated gate bipolar transistor</i>
LEM	<i>leading edge modulation</i>
MOSFET	<i>metal oxide field effect transistor</i>
OCC	<i>one cycle control</i>
LEM-OCC	<i>leading edge modulated - one cycle control</i>
LEM-OCC-S	<i>leading edge modulated - one cycle control - stability</i>
LEM-OCC-SD	<i>leading edge modulated - one cycle control- stability, distortion</i>
LEM-OCC-SDS	<i>leading edge modulated - one cycle control - stability, distortion, simplified</i>
TEM-OCC	<i>trailing edge modulated - one cycle control</i>
PWM	<i>pulse width modulation</i>
RMS	<i>root mean square</i>
STATCOM	<i>static synchronous compensator</i>
TEM	<i>trailing edge modulation</i>
ZOH	<i>zero order holder</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

A_{PCI}	área de dissipação de uma PCI
a	valor inicial da corrente fictícia cc
a_i	valor inicial para otimização de a
a_n	$n = 0, 1, 2$, coeficientes de um polinômio de segunda ordem.
α	relação entre tensão de entrada e tensão de saída
b	razão de redução da amplitude da corrente fictícia cc
b_i	valor inicial para otimização de b
C_o	capacitância de saída do conversor
C_x	capacitância para filtragem diferencial
C_y	capacitância para filtragem de modo comum
D	razão cíclica em regime permanente
D_m	razão de desmagnetização do indutor <i>boost</i> em regime permanente
D'	razão cíclica complementar em regime permanente
ΔI_{LB}	ondulação da corrente do indutor <i>boost</i>
$\Delta I_{LB,\%}$	ondulação da corrente do indutor <i>boost</i> em %
ΔT	tempo de variação da saída do AMPOP
ΔT_{LB}	variação da temperatura do indutor <i>boost</i>
ΔV	variação da tensão de saída do AMPOP
ΔV_o	ondulação pico a pico da tensão de saída v_o
$\Delta V_{o,RSC}$	ondulação da tensão v_o causada pela resistência série do capacitor
$\Delta V_{o,e}$	ondulação da tensão v_o causada pela energia entregue na frequência f_s
$\Delta V_{o,\%}$	ondulação pico a pico da tensão de saída v_o em %
d	razão cíclica

d_{S1}	razão cíclica do interruptor S_1
d_{S2}	razão cíclica do interruptor S_2
d_m	razão de desmagnetização do indutor do conversor
d_n	razão cíclica no n-ésimo período de comutação
d'_n	razão cíclica complementar no n-ésimo período de comutação
$E_{J,DB}$	energia armazenada na junção dos diodos <i>boost</i>
$E_{SW,S1,2}(t)$	energia total de comutação de S_1 e S_2 durante um período comutação
$E_{off,S1,2}$	energia dissipada na entrada em condução dos interruptores S_1 e S_2
$E_{on,S1,2}$	energia dissipada no bloqueio dos interruptores S_1 e S_2
e_i	espessura do isolante
e_l	espessura da camada de cobre
e_p	espessura da PCI
e_v	espessura da parede da via térmica
FD	fator de deslocamento
$FDIS$	fator de distorção
FP	fator de potência
F_n	n-ésimo termo da série de Fourier de $f(t)$
F^{rms}	valor eficaz (RMS) de $f(t)$
F_0	termo cc da série de Fourier de $f(t)$
f_r	frequência da tensão da rede
f_s	frequência de comutação
$f(t)$	sinal qualquer de período T
G_A	ganho do amplificador do sensor de corrente
h	coeficiente de transferência de calor de uma PCI para o ar
I_{Co}^{rms}	valor eficaz (RMS) de i_{Co}

$I_{D_{B1,B2}}^{rms}$	valor eficaz (RMS) da corrente dos diodos D_{B1} e D_{B2}
$I_{DM}(s)$	corrente de modo diferencial em s
$I_{D_{1,2}}^{rms}$	valor eficaz (RMS) da corrente dos diodos D_1 e D_2
I_{LB}^{rm}	valor eficaz (RMS) de i_{LB}
$I_{S_{1,2}}^{rms}$	valor eficaz (RMS) da corrente dos interruptores S_1 e S_2
I^{rms}	valor eficaz (RMS) da corrente $i(t)$
I_{fe}	fundo de escala do sensor de corrente
I_{in}^{pk}	valor de pico de i_{in}
I_{in}^{rms}	valor eficaz (RMS) de i_{in}
I_n	n-ésimo termo da série de Fourier de $i(t)$
I_o	valor médio da corrente de saída do conversor
I_p	pico da corrente de entrada em RQP
I_p^n	pico da corrente de entrada no n-ésimo período de comutação
I_v	vale da corrente de entrada em RQP
I_0	termo cc da série de Fourier de $i(t)$
i_{Co}	corrente do capacitor C_o
i_{DB}	corrente dos diodos <i>boost</i>
i_{DB1}	corrente do diodo D_{B1}
$i_{D_{B1,B2}}$	corrente dos diodos D_{B1} e D_{B2}
i_{DB2}	corrente do diodo D_{B2}
i_{DM}	corrente de modo diferencial
i_{D1}	corrente do diodo D_1
$i_{D_{1,2}}$	corrente dos diodos D_1 e D_2
i_{D2}	corrente do diodo D_2
i_{LB}	corrente do indutor do conversor

i_{S1}	corrente do interruptor S_1
$i_{S1,2}$	corrente dos interruptor S_1 e S_2
i_{S2}	corrente do interruptor S_2
i_f	corrente fictícia
i_f^d	parcela de i_f referente a distorção
i_f^e	parcela de i_f referente a estabilidade
i_{in}	corrente de entrada do conversor
i_{in}^d	parcela de i_{in} referente a distorção
i_{in}^e	parcela de i_{in} referente a resistência emulada
i_o	corrente de saída do conversor
$i(t)$	corrente de período T
$\langle i_{LB} \rangle_{T_s}$	valor médio instantâneo de i_{LB}
$\langle i_{in} \rangle_{T_s}$	valor médio instantâneo de i_{in}
K_a	variação de a_i para otimização de a
K_b	variação de b_i para otimização de b
K_s	ganho de I_p^n para o próximo período
L_B	indutância do conversor
L_{CM}	indutância acoplada (modo comum)
L_D	indutância diferencial
l_e	largura dos elementos
λ_{SG}	condutividade térmica do <i>silglass</i>
λ_{cu}	condutividade térmica do cobre
λ_{FR4}	condutividade térmica do FR4
M	número de amostras na janela do filtro média móvel
$M(d)$	ganho de tensão do conversor

$M(D)$	ganho de tensão do conversor em regime permanente
m	inclinação de uma reta
ω	frequência angular
ω_r	frequência angular da tensão da rede
P	potência ativa
P_{Co}	perdas no capacitor C_o
$P_{D_{B1,B2}}$	perdas totais nos diodos D_{B1} e D_{B2}
$P_{D_{B1,B2},cond}$	perdas nos diodos D_{B1} e D_{B2} por condução
$P_{D_{1,2}}$	perdas totais nos diodos D_1 e D_2
$P_{D_{1,2},cond}$	perdas nos diodos D_1 e D_2 por condução
P_I	perda por inserção de um filtro
$P_{I,\pi}$	perda por inserção de do filtro π
P_{LB}	perdas totais no indutor <i>boost</i>
$P_{LB,cond}$	perdas no indutor <i>boost</i> por condução
$P_{LB,hist}$	perdas no indutor <i>boost</i> por histerese
P_{SC}	perdas em um semiconductor
$P_{SW,S_{1,2}}$	perdas por comutação dos interruptores S_1 e S_2
$P_{S_{1,2}}$	perdas totais nos interruptores S_1 e S_2
$P_{S_{1,2},cond}$	perdas nos interruptores S_1 e S_2 por condução
P_{in}	potência de entrada do conversor
$P_{in,min}$	mínima potência de entrada para operação estável
P_o	potência de saída do conversor
$P_{o,max}$	máxima potência de saída do conversor
$P_{o,min}$	mínima potência de saída do conversor
P^*	saída do controle da tensão de saída

P_{max}^*	valor máximo desejado de P^*
P_{min}^*	valor mínimo desejado de P^*
p_e	profundidade dos elementos
ϕ_n	fase do n-ésimo termo da série de Fourier de $i(t)$
Q	saída do modulador PWM generalizado
Q'	saída complementar do modulador PWM generalizado
R_A	impedância de entrada do analisador de espectro
R_L	resistência da carga do conversor
R_{SC}	resistência série do capacitor C_o .
R_{SH}	resistência do resistor <i>shunt</i>
$R_{S,choke}$	resistência série do <i>choke</i> de modo comum
R_e	resistência emulada pelo conversor
R_{eq}	resistência equivalente emulada pelo conversor
R_f	resistência fictícia
R_s	ganho do sensor de corrente
r_v	raio da via térmica
S	potência aparente
SR	<i>slew rate</i> do AMPOP
T	período de uma forma de onda periódica
T_A	temperatura ambiente
T_C	temperatura do encapsulamento
T_D	temperatura do dissipador
$T_{D_{B1},J}$	temperatura da junção do diodo D_{B1}
$T_{D_{B2},J}$	temperatura da junção do diodo D_{B2}
$T_{D_1,J}$	temperatura da junção do diodo D_1

$T_{D_2,J}$	temperatura da junção do diodo D_2
T_{LB}	temperatura do indutor <i>boost</i>
T_P	temperatura da placa
$T_{S_1,J}$	temperatura da junção do interruptor S_1
$T_{S_2,J}$	temperatura da junção do interruptor S_2
T_a	tempo de amostragem do controle de tensão
T_{max}	temperatura máxima de um componente
T_r	período da tensão da rede
T_s	período de comutação
t	tempo
$\tan \delta$	fator de dissipação do capacitor
θ_{CP}	resistência térmica encapsulamento-PCI
θ_{CS}	resistência térmica encapsulamento-superfície de uma PCI
θ_{DA}	resistência térmica dissipador-ar
θ_{JC}	resistência térmica junção-encapsulamento
$\theta_{JC,D}$	resistência térmica junção-encapsulamento dos diodos D_1 e D_2
$\theta_{JC,DB}$	resistência térmica junção-encapsulamento dos diodos D_{B1} e D_{B2}
$\theta_{JC,S}$	resistência térmica junção-encapsulamento dos interruptores S_1 e S_2
θ_{LB}	resistência térmica do indutor <i>boost</i>
$\theta_{L,Cu}$	resistência lateral da camada de cobre
$\theta_{L,FR4}$	resistência lateral do FR4
θ_{PD}	resistência térmica PCI-Dissipador
θ_{SA}	resistência térmica superfície-ar de uma PCI
$\theta_{T,FR4}$	resistência do FR4 através da placa
θ_n	fase do n-ésimo termo da série de Fourier de $v(t)$

θ_{via}	resistência térmica de uma via da PCI
$V_{DM,f}(s)$	ruído de modo diferencial em s , com filtro
$V_{DM}(s)$	ruído de modo diferencial em s , sem filtro
V_{LIMH}	limite positivo da corrente medida
V_{LIML}	limite negativo da corrente medida
$V_{N,cm3}$	volume do núcleo do indutor em cm^3
V_{in}	valor de v_{in} analisado em regime quase permanente
V_{in}^{pk}	valor de pico de v_{in}
V_{in}^{rms}	valor eficaz (RMS) de $v(t)$
$V_{in,max}^{rms}$	máxima tensão eficaz (RMS) de entrada do conversor
$V_{in,min}^{rms}$	mínima tensão eficaz (RMS) de entrada do conversor
V_m	sinal modulante constante
V_n	n-ésimo termo da série de Fourier de $v(t)$
V_o	valor médio da tensão de saída v_o do conversor
V_o^*	referência da tensão de saída do conversor
V^{rms}	valor eficaz (RMS) de $v(t)$
V_0	termo cc da série de Fourier de $v(t)$
v_{CM}	ruído de modo comum
v_{DB1}	tensão sobre o diodo D_{B1}
v_{DB2}	tensão sobre o diodo D_{B2}
v_{DM}	ruído de modo diferencial
v_{D1}	tensão sobre o diodo D_1
v_{D2}	tensão sobre o diodo D_2
v_L	tensão na carga sem filtro
v_{LB}	tensão sobre o indutor <i>boost</i>

$v_{L,f}$	tensão na carga com filtro
v_S	tensão de uma fonte
v_{S1}	tensão sobre o interruptor S_1
v_{S2}	tensão sobre o interruptor S_2
v_{in}	tensão de entrada do conversor
v_m	sinal modulante
v_n	ruído medido no neutro da LISN
v_o	tensão de saída do conversor
v_p	ruído medido na fase da LISN
v_1	entrada do modulador PWM generalizado
v_2	entrada do modulador PWM generalizado
v_3	entrada do modulador PWM generalizado
$v(t)$	tensão de período T
v_+	tensão na entrada positiva do comparador do modulador PWM generalizado
X^{rms}	valor eficaz de $x(t)$
$x(t)$	sinal de frequência f_r comutado na frequência f_s
$\langle x \rangle_{T_r}$	valor médio de $x(t)$ em um período T_r
$\langle x \rangle_{T_s}$	valor médio de $x(t)$ em um período T_s

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	39
2	CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA UTILIZANDO O RETIFICADOR <i>BRIDGELESS</i> TOTEM-POLE	43
2.1	Conceitos Fundamentais de Fator de Potência	43
2.2	Retificador <i>Bridgless Totem Pole</i>	44
2.2.1	Ganho Estático do RBTP	48
2.3	Análise do estágio de potência do RBTP	49
2.3.1	Procedimento para cálculo de valores eficazes e de valores médios	50
2.3.2	Capacitor de Saída	50
2.3.3	Indutor de entrada	51
2.3.4	Interruptores S_1 e S_2	52
2.3.5	Diodos D_{B1} e D_{B2}	54
2.3.6	Diodos D_1 e D_2	54
2.4	Conclusões	55
3	<i>ONE CYCLE CONTROL</i> PARA CFP	57
3.1	Modulador PWM Generalizado	57
3.2	<i>One Cycle Control</i> para CFP utilizando o RBTP	59
3.2.1	Aproximação em regime quase-estado-estacionário	59
3.2.2	Implementação da lei de controle utilizando o modulador PWM generalizado	60
3.2.3	Estabilidade do LEM-OCC	62
3.2.4	Distorção Harmônica do LEM-OCC	65
3.3	Extensão do LEM-OCC para aumento da faixa de estabilidade, diminuição da distorção harmônica e operação em modo DCM	67
3.3.1	LEM-OCC com corrente fictícia de formato livre	69
3.3.2	Estabilidade do LEM-OCC aplicado ao RBTP em CCM	70
3.3.3	Distorção harmônica do LEM-OCC com corrente fictícia em CCM	71
3.3.4	Estabilidade do LEM-OCC aplicado ao RBTP em DCM	72
3.3.5	Distorção Harmônica do LEM-OCC com corrente fictícia em DCM	73
3.3.6	Detecção do Modo de Condução	75
3.3.7	Simulações do LEM-OCC com corrente fictícia	75
3.3.7.1	Corrente fictícia proporcional à tensão de entrada	76

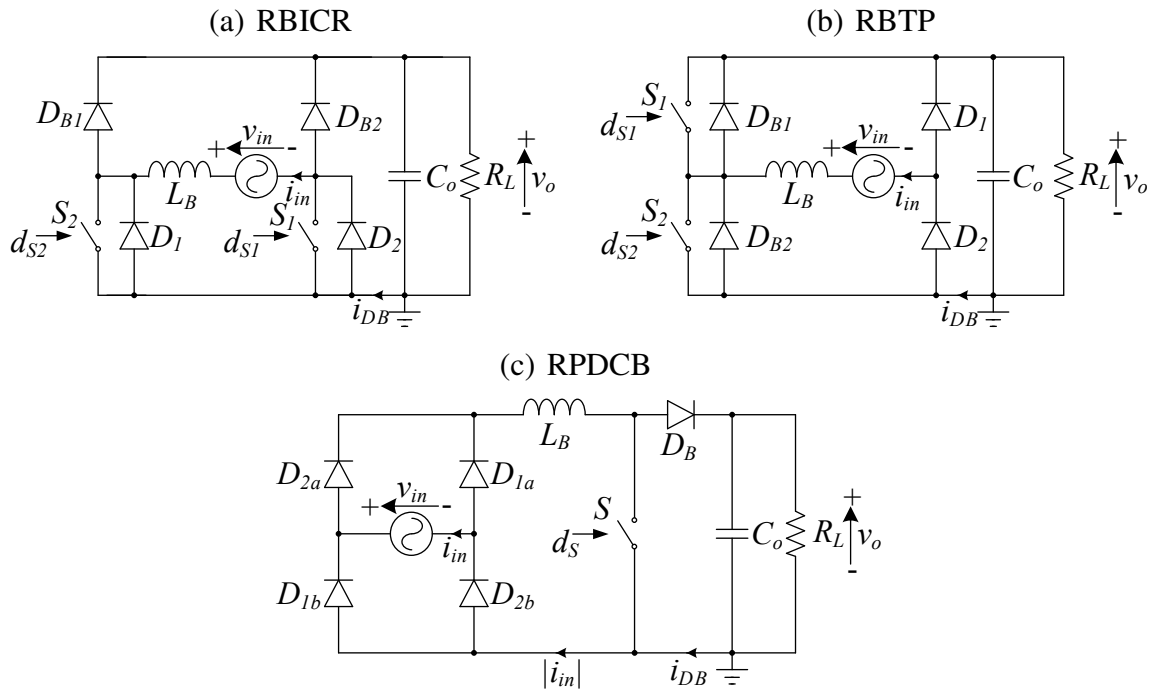
3.3.7.2	Corrente fictícia calculada para condição CCM	77
3.3.7.3	Corrente fictícia calculada para condição DCM	77
3.3.7.4	Corrente fictícia combinada CCM/DCM	78
3.3.8	Minimização da distorção no LEM-OCC operando em CCM e DCM utilizando uma corrente fictícia de simples geração	80
3.3.9	Determinação das constantes a e b	82
3.3.10	Simulação do LEM-OCC-SDS	83
3.3.11	Comparação entre as variações do OCC estudadas	83
3.4	Conclusão	84
4	PROJETO DO RETIFICADOR BRIDGELESS TOTEM POLE	87
4.1	Indutor Boost	89
4.2	Capacitor C_o	90
4.3	Interruptores S_1 e S_2	91
4.4	Diodos D_{B1} e D_{B2}	92
4.5	Diodos D_1 e D_2	93
4.6	Projeto Térmico	93
4.6.1	Uso da PCI como dissipador de calor	94
4.6.1.1	Cálculo das áreas de PCI necessárias para o RBTP	95
4.6.2	Dimensionamento do dissipador	97
4.7	Sensor de corrente	100
4.8	Filtro de Emissão Eletromagnética	101
4.8.1	Projeto do Filtro	102
4.9	Implementação do Controle	105
4.10	Projeto do controle da tensão de saída	107
4.11	Conclusões	110
5	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	111
5.1	Integrador e sensor de corrente	111
5.2	Partida do conversor	112
5.3	Comparação entre o LEM-OCC e as técnicas propostas	113
5.3.1	Desempenho em transitórios	120
5.4	Rendimento e elevação de temperatura do RBTP	121
5.5	Performance do filtro de EMI	123
5.6	Conclusões	124
6	CONCLUSÕES	127

REFERÊNCIAS	129
APÊNDICE A – <i>Script</i> para otimização dos parâmetros do OCC-LE-EDS . .	133
APÊNDICE B – Esquemático e <i>layout</i> do RBTP	135
APÊNDICE C – <i>Script</i> para cálculo térmico	147

1 INTRODUÇÃO

Em aplicações de correção do fator de potência (CFP), os retificadores com topologia *Bridgeless* das Figuras 1.1(a) (MITCHELL, 1983) e 1.1(b) (SALMON, 1995) prometem um aumento do rendimento do retificador por meio da eliminação de um diodo do caminho da corrente, diminuindo perdas por condução, quando comparados com o Retificador Ponte de Diodos com Conversor *Boost* (RPDCB) da Fig 1.1(c).

Figura 1.1 – Topologias de retificadores com elevado fator de potência



Fonte: Autor.

Porém, as topologias *Bridgeless* possuem desvantagens que dificultam sua adoção. O Retificador *Bridgeless* com Interruptores Conectados à Referência (RBICR) possui a desvantagem de gerar elevado ruído de modo comum (KONG; WANG; LEE, 2008; YE et al., 2004; LU; BROWN; SOLDANO, 2005), visto que a conexão entre a rede e a saída muda a cada comutação dos interruptores. Já o retificador *Bridgeless Totem Pole* (RBTP) possui menor ruído de modo comum, pois a tensão da rede é conectada à saída pelos diodos D_1 ou D_2 , que operam na frequência da rede, porém até recentemente era limitado a aplicações em DCM (*discontinuous conduction mode*) em razão das perdas de comutação causadas pela recuperação reversa dos diodos intrínsecos dos MOSFETs (*metal oxide field effect transistor*) (HUBER; JANG; JOVANOVIĆ, 2008).

O problema das perdas por recuperação reversa no RBTP pode ser contornado com o uso de semicondutores modernos. Em (BRUNING, 2015), diodos de Carbeto de Silício (SiC),

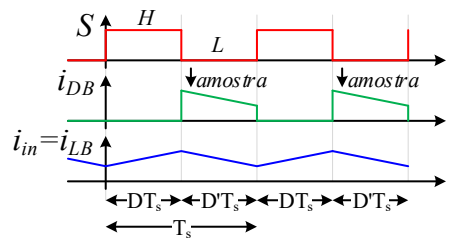
que não possuem recuperação reversa, são utilizados em paralelo com IGBTs (*insulated gate bipolar transistor*) de silício sem diodos internos. Em (WU, 2017) são utilizados IGBTs com diodos de silício ultrarrápidos e de recuperação suave. Com o uso de semicondutores de Nitreto de Gálio (GaN) rendimento próximo a 98,5% é atingido em (JESKE, 2016) e superior a 99% em (ZHOU et al., 2015) .

Dessa forma, o RBTP consegue combinar baixas perdas de condução, baixas perdas por comutação (com o uso de semicondutores adequados) e baixo ruído de modo comum. Porém esta topologia ainda apresenta desafios, especialmente para aplicações de baixo custo, na medição das grandezas necessárias para realização do controle. Especialmente a corrente de entrada i_{in} não pode ser medida utilizando resistores *shunt* como no RPDCB, requerendo sensores isolados ou uma estratégia de controle diferente.

Para resolver este problema de custo dos sensores, (ZHOU et al., 2015) mudam a referência do circuito de controle para o indutor, o que permite que um resistor *shunt* seja utilizado para medição de i_{in} , mas requer o uso de uma fonte cc-cc isolada para alimentação do circuito de controle e *gate-drivers* isolados. A desvantagem desta estratégia é na realização do controle de estágios seguintes, como um inversor, pois leva à replicação de circuitos de controle ou à necessidade de sensores isolados para estes estágios.

Também visando controle de baixo custo do RBTP, Wu (2017) amostra a corrente de retorno i_{DB} , apresentada na Figura 1.1(a), um curto instante após os interruptores abrirem, conforme a Figura 1.2. Após a abertura dos interruptores, i_{DB} é igual à corrente de entrada i_{in} , e a amostra de corrente será aproximadamente igual ao pico da corrente do indutor. É necessário utilizar um ADC (*Analog-Digital Converter*) com tempo de aquisição curto para operação em DCM, e a razão cíclica máxima é limitada, visto que os interruptores devem abrir para se realizar a medição de corrente.

Figura 1.2 – Controle do RBTP amostrando a corrente dos diodos



Fonte: Adaptado de (WU, 2017).

Por outro lado, o *One Cycle Control* (LAI; SMEDLEY, 1998a) é uma estratégia de controle que pode ser utilizada para controlar o RBTP utilizando sensores mais simples. No OCC a corrente de entrada é comparada com uma portadora dente de serra de amplitude variável, sendo normalmente utilizada *Trailing Edge Modulation* (TEM), na qual o instante de entrada

em condução dos interruptores é fixo pelo *clock* do circuito, e o instante de bloqueio é controlado. Esta estratégia, referenciada neste trabalho por *Trailing Edge Modulated - One Cycle Control* (TEM-OCC), possui como vantagens não precisar medir a forma de onda da tensão de entrada e requerer a medição da corrente apenas enquanto os interruptores estão conduzindo. Em (BROWN; SOLDANO, 2005a) o RBICR é controlado utilizando TEM-OCC, sendo utilizados transformadores de corrente (TC) para medir a corrente dos interruptores. O TEM-OCC é utilizado para controlar o RBTP em (BRUNING, 2015), porém o RBTP não aceita que ambos os interruptores recebam o mesmo sinal de gatilho (HUBER; JANG; JOVANOVIĆ, 2008), tornando necessário medir a polaridade da tensão de entrada para selecionar qual dos interruptores opera. Além disso, Bruning (2015) utiliza um sensor de efeito Hall para medir a corrente de entrada, não aproveitando totalmente as vantagens do TEM-OCC.

Dentro do contexto de aplicações de baixo custo que buscam elevado rendimento, este trabalho dá continuidade ao trabalho de (BRUNING, 2015), no qual um RBTP de 300 W é desenvolvido para aplicação em refrigeradores domésticos com inversor. Buscando melhorias em relação ao custo do controle é utilizado o *Leading Edge Modulated - One Cycle Control*, uma variação do OCC na qual o instante de bloqueio dos interruptores é fixo pelo *clock* do circuito, e o instante de entrada em condução é variado (LAI; SMEDLEY, 1998a). A vantagem do LEM-OCC é a possibilidade de realizar o controle utilizando a corrente i_{DB} , medida por um resistor *shunt*. O LEM-OCC possui elevada Distorção Harmônica Total (DHT) quando a tensão de entrada é elevada e a carga é baixa, e apresenta limitações em relação à potência de entrada para garantir operação estável do controle de corrente. Duas extensões para o LEM-OCC são apresentadas neste trabalho, que permitem redução da DHT e aumento da faixa de estabilidade, sendo que uma requer uso de um DSP e atinge melhores resultados, enquanto a segunda extensão requer apenas somadores e amplificadores analógicos.

Este trabalho está dividido como segue: No capítulo 2 é apresentado o RBTP e suas etapas de operação. No capítulo 3 é apresentado o LEM-OCC e as extensões desenvolvidas para operação adequada com tensão de entrada elevada e baixa carga. No capítulo 4 é apresentado o projeto de um protótipo de 300 W do RBTP, utilizado para validar a estratégia de controle proposta. Os resultados experimentais obtidos são apresentados no capítulo 5, e o capítulo 6 apresenta as conclusões.

2 CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA UTILIZANDO O RETIFICADOR *BRIDGELESS* TOTEM-POLE

Neste capítulo serão apresentados conceitos de fator de potência e o funcionamento do RBTP. Diversas topologias de correção do fator de potência foram analisadas em (BRUNING, 2015), visando atender à norma IEC-61000-3-2 (IEC, 2014b) Classe D em uma aplicação de conversor ca-cc para um refrigerador com inversor. Bruning (2015) escolhe o RBTP pelas características de elevado rendimento e baixo ruído de modo comum, e pela capacidade de ser facilmente modificado em um retificador *Bridgeless* com característica de dobrador de tensão, para operação em baixa tensão de entrada. Verifica-se em trabalhos recentes interesse por esta topologia (ZHOU et al., 2015; WU, 2017; XUE et al., 2015; LIU et al., 2015; JESKE, 2016), especialmente, com o uso de semicondutores de Nitreto de Gálio.

2.1 CONCEITOS FUNDAMENTAIS DE FATOR DE POTÊNCIA

Conceitos de potência e harmônicas em sistemas não lineares podem ser verificados em (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001, p. 587-607). Este texto é utilizado como referência para os conceitos fundamentais de fator de potência apresentados nesta seção.

O fator de potência FP é uma figura de mérito que relaciona o quão efetiva é a transferência de energia entre uma fonte e uma carga, sendo definido como a relação entre a potência ativa e aparente:

$$FP = \frac{P}{S}. \quad (2.1)$$

Considera-se uma fonte de tensão $v(t)$, entregando corrente $i(t)$, ambas periódicas de período T . Esta tensão e corrente podem ser expressas em séries de Fourier:

$$v(t) = V_0 + \sum_{n=1}^{\infty} V_n \cos(n\omega t - \phi_n), \quad (2.2)$$

$$i(t) = I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} I_n \cos(n\omega t - \theta_n), \quad (2.3)$$

sendo $\omega = 2\pi/T$.

A potência ativa entregue pela fonte é

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T v(t)i(t)dt. \quad (2.4)$$

O valor eficaz (RMS - *root mean square*), F^{rms} , de um sinal $f(t)$, periódico de período T , cujos termos da série de Fourier são F_n , é

$$F^{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (f(t))^2 dt} = \sqrt{F_0^2 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{F_n^2}{2}}, \quad (2.5)$$

sendo a potência aparente

$$S = V^{rms} \cdot I^{rms}. \quad (2.6)$$

Para uma tensão $v(t)$ com apenas componente fundamental, e uma corrente sem nível cc, o fator de potência é reescrito com o uso de (2.1) a (2.6):

$$FP = \frac{1}{\sqrt{1 + (\text{DHT}_i)^2}} \cos(\phi_1 - \theta_1), \quad (2.7)$$

sendo a distorção harmônica total (DHT) da corrente definida como

$$\text{DHT}_i = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1}. \quad (2.8)$$

Esta análise é de extrema importância na eletrônica de potência, pois demonstra que o conceito de fator de potência utilizando apenas o fator de deslocamento

$$FD = \cos(\phi_1 - \theta_1) \quad (2.9)$$

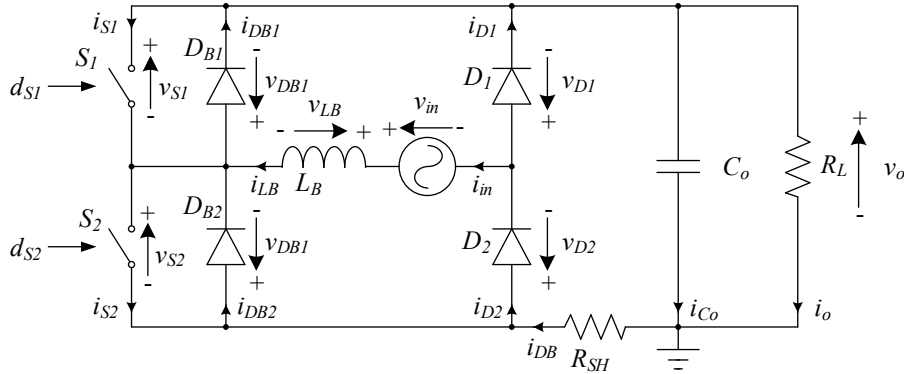
não é suficiente em sistemas onde há circulação de harmônicos de corrente, sendo necessário incluir o fator de distorção

$$FDIS = \frac{1}{\sqrt{1 + (\text{DHT}_i)^2}}. \quad (2.10)$$

Neste trabalho a DHT será calculada até a 40ª harmônica, que são as correntes de interesse para a norma IEC-61000-3-2 (IEC, 2014b).

2.2 RETIFICADOR *BRIDGLESS TOTEM POLE*

Nesta seção são apresentadas as etapas de operação do RBTP, proposto em (SALMON, 1995). O circuito é apresentado na Figura 2.1. Um resistor *shunt* com referência no negativo da tensão de saída é utilizado para medir a corrente no caminho i_{DB} . A fonte de tensão v_{in} é conectada diretamente aos diodos D_1 e D_2 , sendo o indutor posicionado entre a fonte e os diodos *boost* D_{B1} e D_{B2} e os interruptores S_1 e S_2 . A resistência R_L representa a carga do conversor, sendo a tensão de saída v_o sempre maior que $|v_{in}|$.

Figura 2.1 – Retificador *Bridgeless Totem Pole*

Fonte: Autor.

A operação do RBTP em CCM (*continuous conduction mode*) é dividida em quatro etapas. Duas etapas ocorrem para tensão $v_{in} > 0$, e $i_{in} > 0$ e duas etapas ocorrem para tensão $v_{in} < 0$, e $i_{in} < 0$. Esta topologia não consegue operar com corrente de polaridade oposta á tensão de entrada. Uma quinta etapa ocorre quando o conversor opera em DCM. Apenas um dos interruptores opera para $v_{in} > 0$ e o outro interruptor opera apenas para $v_{in} < 0$.

Primeiramente, a análise é realizada para a condição $v_{in} > 0$, $i_{in} > 0$. A Etapa I é apresentada na Figura 2.2(a), ela ocorre durante $0 \leq t \leq dT_s$, sendo d a razão cíclica e T_s o período de comutação. O interruptor S_2 é fechado, e a tensão da rede é aplicada sobre o indutor, cuja corrente cresce linearmente pela relação

$$\frac{di_{LB}}{dt} = \frac{v_{in}}{L_B} \quad (2.11)$$

enquanto que a tensão de saída, v_o , é mantida pelo capacitor C_o , que é descarregado pela corrente

$$i_{Co} = -i_o. \quad (2.12)$$

A tensão de saída do conversor é conectada à fonte v_{in} pelo caminho formado pelo resistor *shunt* R_{SH} e o diodo D_2 . Os diodos D_1 , D_{B1} e o interruptor S_1 bloqueiam a tensão de saída.

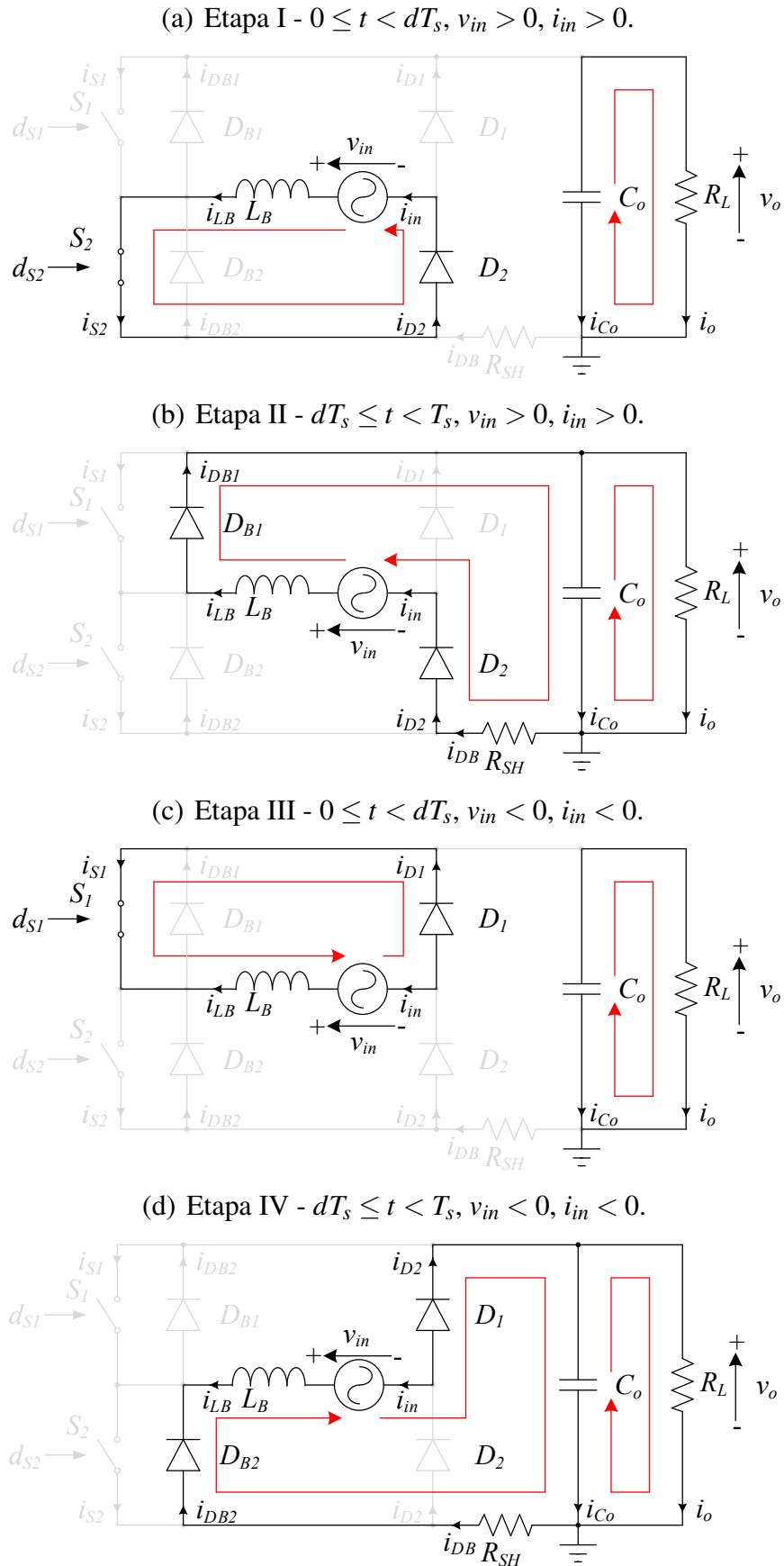
A mudança para a Etapa II, mostrada na Figura 2.2(b), ocorre com a abertura do interruptor S_1 . Esta etapa ocorre durante $dT_s \leq t < T_s$. Para manter a corrente do indutor o diodo D_{B1} entra em condução. A corrente do indutor decresce linearmente pela relação

$$\frac{di_{LB}}{dt} = \frac{v_{in} - v_o}{L_B} \quad (2.13)$$

e a tensão da carga é mantida pelo capacitor C_o , que tem corrente

$$i_{Co} = i_{in} - i_o. \quad (2.14)$$

Figura 2.2 – Etapas de operação do RBTP



Fonte: Autor.

Durante a Etapa II i_{DB1} e i_{DB} são iguais, e é possível medir a corrente do diodo D_{B1} através da queda de tensão no resistor R_{SH} . O interruptor S_1 pode ser fechado durante esta etapa, visto que ele está em paralelo com o diodo em condução D_{B1} . A tensão de saída do conversor continua conectada à fonte v_{in} pelo caminho formado pelo resistor *shunt* R_{SH} e o diodo D_2 . Os diodos D_{B2} e D_1 e o interruptor S_2 bloqueiam a tensão de saída.

Após a Etapa II, a Etapa I é repetida, iniciando um novo período de comutação. Durante a mudança da Etapa II para a Etapa I o diodo D_{B1} bloqueia, causando perda por recuperação reversa no interruptor S_2 .

Quando a tensão de entrada é negativa, ocorrem as Etapas III e IV. A Etapa III é apresentada na Figura 2.2(c) e possui simetria com a Etapa I, também ocorrendo durante $0 \leq t < dT_s$, porém o interruptor S_1 é fechado, e v_{in} e i_{in} são negativos. A tensão da rede é aplicada sobre o indutor, cuja corrente decresce linearmente pela relação

$$\frac{di_{LB}}{dt} = \frac{v_{in}}{L_B} \quad (2.15)$$

enquanto a tensão de saída é mantida pelo capacitor C_o , novamente descarregado pela corrente

$$i_{Co} = -i_o. \quad (2.16)$$

Nesta etapa, o polo positivo da tensão de saída passa a ser conectado à fonte v_{in} através do diodo D_1 . Os diodos D_2 e D_{B2} e o interruptor S_2 bloqueiam a tensão de saída.

A mudança para a Etapa IV, apresentada na Figura 2.2(d), ocorre com a abertura do interruptor S_1 . Esta etapa é análoga à Etapa II, e também ocorre durante $dT_s \leq t < T_s$. Dessa vez, para manter a corrente do indutor, o diodo D_{B2} entra em condução. A corrente do indutor cresce linearmente pela relação

$$\frac{di_{LB}}{dt} = \frac{v_{in} + v_o}{L_B}, \quad (2.17)$$

sendo que a tensão de saída é agora aplicada com polaridade oposta no indutor. A tensão da carga continua mantida pelo capacitor C_o , que agora possui corrente

$$i_{Co} = -i_{in} - i_o. \quad (2.18)$$

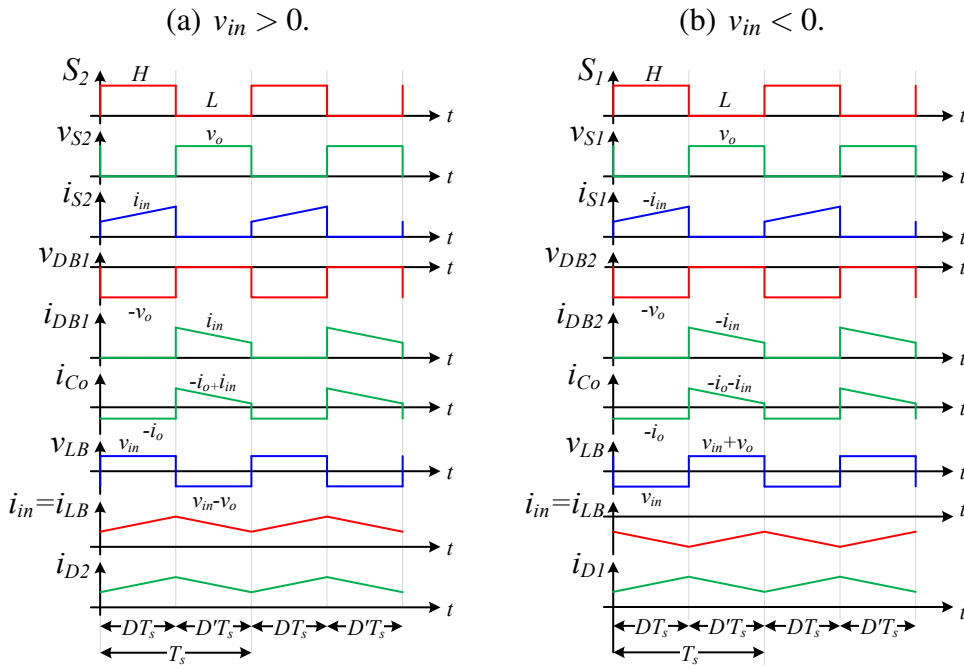
Durante esta etapa i_{DB2} e i_{DB} são iguais, e é possível medir a corrente do diodo D_{B2} através da queda de tensão no resistor R_{SH} . Similarmente à Etapa II, o interruptor S_2 pode ser fechado por estar em paralelo com o diodo em condução D_{B2} . Nesta etapa, o polo positivo da tensão de saída continua sendo conectado à fonte v_{in} , através do diodo D_1 . Os diodos D_{B1} e D_2 e o interruptor S_1 bloqueiam a tensão de saída.

Dadas as etapas de operação apresentadas pode ser observada a simetria que ocorre na operação com tensão positiva e negativa. Isto se reflete nas equações (2.14) e (2.18), que mos-

tram que quando ocorre mudança da polaridade da corrente de entrada, também ocorre mudança do sinal no equacionamento, efetivamente realizando a retificação da corrente para carga do capacitor.

Formas de onda são apresentadas na Figura 2.3(a) para $v_{in} > 0$ e na Figura 2.3(b) para $v_{in} < 0$, e elucidam a simetria. As formas de onda de S_2 para $v_{in} > 0$ são iguais às de S_1 para $v_{in} < 0$, e o mesmo ocorre entre D_1/D_2 e D_{B1}/D_{B2} . A grande diferença nas formas de onda ocorre na tensão sobre o indutor e sua corrente, que possuem polaridades opostas.

Figura 2.3 – Formas de onda do RBTP



Fonte: Autor.

2.2.1 Ganho Estático do RBTP

Nesta seção é deduzido o ganho estático do RBTP. É considerado que a razão cíclica possui valor fixo D e que a tensão de entrada e de saída são valores constantes V_{in} e V_o , respectivamente. Em regime permanente a tensão média no indutor é nula e para $v_{in} > 0$ e tem-se:

$$\frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} V_{in} dt + \frac{1}{T_s} \int_{DT_s}^{T_s} (V_{in} - V_o) dt = DV_{in} + (1 - D)(V_{in} - V_o) = 0, \quad (2.19)$$

que resulta no ganho estático

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{1 - D}. \quad (2.20)$$

Já para $v_{in} < 0$ tem-se:

$$\frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} V_{in} dt + \frac{1}{T_s} \int_{DT_s}^{T_s} (V_{in} + V_o) dt = DV_{in} + (1-D)(V_{in} + V_o) = 0, \quad (2.21)$$

que resulta no ganho estático

$$\frac{V_o}{V_{in}} = -\frac{1}{1-D}. \quad (2.22)$$

Observando-se (2.20) e (2.22) o ganho estático pode ser generalizado com o uso do módulo de v_{in} :

$$\frac{V_o}{|V_{in}|} = \frac{1}{1-D}. \quad (2.23)$$

Isto demonstra a equivalência matemática entre o RBTP e o RPDCB, no qual a ponte de diodos realiza a função $|v_{in}|$.

2.3 ANÁLISE DO ESTÁGIO DE POTÊNCIA DO RBTP

O equacionamento das perdas do RBTP pode ser encontrado em (BRUNING, 2015), no qual são utilizados diodos de SiC com IGBTs de silício, sendo também desenvolvido em (JESKE, 2016), no qual são utilizados HEMTs (*high electron mobility transistor*) de GaN.

As seguintes considerações são realizadas: os cálculos são realizados para potência de entrada máxima e, nesse caso, a ondulação da corrente do indutor é pequena comparada com seu valor médio instantâneo. É considerado que tensão e corrente de entrada são senoidais e descritas por:

$$v_{in}(t) = \sqrt{2}V_{in}^{rms} \sin(2\pi f_r t) = V_{in}^{pk} \sin(2\pi f_r t) \quad (2.24)$$

$$i_{in}(t) = \sqrt{2}I_{in}^{rms} \sin(2\pi f_r t) = I_{in}^{pk} \sin(2\pi f_r t) \quad (2.25)$$

sendo f_r a frequência da rede de alimentação, e $T_r = 1/f_r$ o seu período.

Também é considerado que o conversor opera em CCM durante todo o período da rede e, portanto a razão cíclica é

$$D(t) = 1 - \frac{|V_{in}^{pk} \sin(2\pi f_r t)|}{V_o}. \quad (2.26)$$

Por fim, tensão e corrente de saída são consideradas constantes e iguais a seus valores médios V_o e I_o .

2.3.1 Procedimento para cálculo de valores eficazes e de valores médios

As correntes e tensões dos componentes do RBTP se concentram em duas frequências, a frequência da rede e a frequência de comutação. Isso dificulta a obtenção de seus valores médios e eficazes. Considere um sinal $x(t)$, que possui componentes na frequência de comutação $f_s = 1/T_s$ e na frequência da rede f_r . Para obter o valor médio e o valor eficaz deste sinal em um período da rede a integral tem que ser dividida em somatórios:

$$\langle x \rangle_{T_r} = \frac{1}{T_r} T_s \sum_{n=1}^{T_r/T_s} \left(\frac{1}{T_s} \int_{(n-1)T_s}^{nT_s} x(t) dt \right), \quad (2.27)$$

$$X^{rms} = \sqrt{\frac{1}{T_r} T_s \sum_{n=1}^{T_r/T_s} \left(\frac{1}{T_s} \int_{(n-1)T_s}^{nT_s} x^2(t) dt \right)}. \quad (2.28)$$

Conforme Erickson e Maksimovic (2001, p. 673-674), é possível aproximar o somatório por uma integral caso T_r seja muito maior que T_s e, portanto:

$$\langle x \rangle_{T_r} = \frac{1}{T_r} \int_0^{T_r} \left(\frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} x(\tau) d\tau \right) dt = \langle \langle x(t) \rangle_{T_s} \rangle_{T_r}, \quad (2.29)$$

$$X^{rms} = \sqrt{\frac{1}{T_r} \int_0^{T_r} \left(\frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} x^2(\tau) d\tau \right) dt} = \sqrt{\langle \langle x(t)^2 \rangle_{T_s} \rangle_{T_r}}. \quad (2.30)$$

Essa aproximação é utilizada nos cálculos desta seção.

Para obter as perdas por condução a queda de tensão sobre os semicondutores é aproximada por um polinômio de segunda ordem

$$v_{sc}(i_{sc}) = a_2 i_{sc}^2 + a_1 i_{sc} + a_0, \quad (2.31)$$

resultando na potência dissipada

$$P_{SC} = \frac{1}{T_r} \int_0^{T_r} (a_2 i_{sc}^3(t) + a_1 i_{sc}^2(t) + a_0 i_{sc}(t)) dt = a_2 \langle i_{sc}^3 \rangle_{T_r} + a_1 \langle i_{sc}^2 \rangle_{T_r} + a_0 \langle i_{sc} \rangle_{T_r}. \quad (2.32)$$

que requer o cálculo do valor médio do cubo (VMC) da corrente, adicionalmente aos valores médios e eficazes usualmente calculados.

2.3.2 Capacitor de Saída

O capacitor de saída possui duas funções: filtrar a componente da tensão de saída presente no dobro da frequência da rede, causada pela potência de entrada pulsada de sistemas monofásicos; e filtrar a componente de alta frequência presente na corrente do indutor.

A variação de tensão causada pela potência de entrada pulsada é (SOUZA, 1998):

$$\Delta V_o = \frac{P_o}{\omega_r V_o C_o}. \quad (2.33)$$

A componente de alta frequência é formada por uma parcela referente à queda de tensão na resistência série equivalente R_{SC} , e uma referente à transferência de energia entre indutor e capacitor (KAZIMIERCZUK, 2008):

$$\Delta V_{o,e} = \frac{T_s (D - 1) (I_o - I_{in}^{pk})}{C_o}, \quad (2.34)$$

$$\Delta V_{o,RSC} = R_{SC} \cdot I_{in}^{pk}. \quad (2.35)$$

As perdas no capacitor ocorrem em sua resistência série equivalente, sendo necessário, portanto, calcular o valor eficaz de i_{Co} em um período da rede. Primeiramente considerando i_{in} constante durante um período de comutação é calculado

$$\langle i_{Co}^2 \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \left(\int_0^{DT_s} (-I_o)^2 dt + \int_{D(t)T_s}^{T_s} (|i_{in}(t)| - I_o)^2 dt \right) = DI_o^2 + (1 - D(t))(|i_{in}(t)| - I_o)^2. \quad (2.36)$$

A corrente do capacitor possui período de $T_r/2$, logo, seu valor eficaz é

$$I_{Co}^{rms} = \sqrt{\frac{2}{T_r} \int_0^{\frac{T_r}{2}} (D(t)I_o^2 + (1 - D(t))(|i_{in}(t)| - I_o)^2 dt)}. \quad (2.37)$$

As perdas no capacitor acontecem em sua resistência série equivalente e portanto

$$P_{Co} = R_{SC} I_{Co}^{rms}. \quad (2.38)$$

2.3.3 Indutor de entrada

Por intermédio das equações que descrevem a derivada da corrente do indutor, (2.11) e (2.15), a ondulação da corrente do indutor pode ser escrita como

$$\Delta I_{LB}(t) = \frac{V_{in}(t)D(t)}{L_B f_s}. \quad (2.39)$$

A máxima ondulação de corrente acontece nos pontos de inflexão da curva de $\Delta I_{LB}(t)$, que ocorrem para

$$t = \frac{T_r}{4}, \text{ para } \alpha < 0,5 \quad (2.40)$$

$$t = \frac{T_r}{2\pi} \arcsin\left(\frac{1}{2\alpha}\right), \text{ para } \alpha \geq 0,5 \quad (2.41)$$

$$\alpha = \frac{\sqrt{2}V_{in}^{rms}}{V_o}. \quad (2.42)$$

A indutância necessária pode ser obtida por

$$L_B = \frac{\sqrt{2}V_{in}^{rms}}{\Delta I_{LB}f_s}(1 - \alpha), \text{ para } \alpha < 0,5 \quad (2.43)$$

$$L_B = \frac{V_o}{4\Delta I_{LB}f_s}, \text{ para } \alpha \geq 0,5. \quad (2.44)$$

O indutor conduz a corrente da rede e, desse modo, seu valor eficaz é

$$I_{LB}^{rms} = I_{in}^{rms} = \frac{P_{in}}{V_{in}^{rms}} \quad (2.45)$$

resultando nas perdas por condução

$$P_{LB,cond} = R_{S,L}I_{LB}^{rms}, \quad (2.46)$$

sendo $R_{S,L}$ a resistência série do indutor.

2.3.4 Interruptores S_1 e S_2

Em um período de comutação os interruptores conduzem a corrente de entrada $|i_{in}|$ no intervalo $0 \leq t < D(t)T_s$ e ficam bloqueados durante $D(t)T_s \leq t < T_s$. Como a ondulação da corrente do indutor é desprezada:

$$\langle i_{S1,2} \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \int_0^{D(t)T_s} i_{S1,2}(\tau) d\tau = D(t) \cdot |i_{in}(t)| \quad (2.47)$$

$$\langle i_{S1,2}^2 \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \int_0^{D(t)T_s} i_{S1,2}^2(\tau) d\tau = D(t) \cdot |i_{in}(t)|^2 \quad (2.48)$$

$$\langle i_{S1,2}^3 \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \int_0^{D(t)T_s} i_{S1,2}^3(\tau) d\tau = D(t) \cdot |i_{in}(t)|^3. \quad (2.49)$$

Cada interruptor opera durante meio período da rede, portanto, a integral durante $T_r/2 \leq t \leq T_r$ é zero, e obtém-se:

$$\langle i_{S1,2} \rangle_{T_r} = \frac{1}{T_r} \int_0^{T_r/2} D(t) \cdot |i_{in}(t)| dt \quad (2.50)$$

$$I_{S1,2}^{rms} = \sqrt{\frac{1}{T_r} \int_0^{T_r/2} D(t) \cdot |i_{in}(t)|^2 dt} \quad (2.51)$$

$$\langle i_{S1,2}^3 \rangle_{T_r} = \frac{1}{T_r} \int_0^{T_r/2} D(t) \cdot |i_{in}(t)|^3 dt. \quad (2.52)$$

As perdas por condução são calculadas combinando (2.32) e (2.50) a (2.52), sendo

$$P_{S_{1,2},cond} = a_2 \left\langle i_{S_{1,2}}^3 \right\rangle_{T_r} + a_1 \left(I_{S_{1,2}}^{rms} \right)^2 + a_0 \left\langle i_{S_{1,2}} \right\rangle_{T_r}. \quad (2.53)$$

A energia dissipada na comutação dos interruptores depende da tensão de bloqueio e corrente comutada, do tempo de subida t_r e de descida t_f da corrente do interruptor, e dos tempos de recuperação reversa t_a (subida da corrente de recuperação reversa) e t_b (descida da corrente de recuperação reversa), sendo $t_{rr} = t_a + t_b$ o tempo total. A energia dissipada na entrada em condução no instante t é (HAAF; HARPER, 2007):

$$E_{on,S_{1,2}}(t) = \frac{1}{2} V_o |i_{in}(t)| t_r + V_o (|i_{in}(t)| + I_{RRM}) t_a + V_o \left(\frac{1}{2} |i_{in}(t)| + \frac{1}{3} I_{RRM} \right) t_b \quad (2.54)$$

sendo I_{RRM} a máxima corrente de recuperação reversa dos diodos. Já a energia dissipada no bloqueio dos interruptores é

$$E_{off,S_{1,2}}(t) = \frac{1}{2} V_o |i_{in}(t)| t_f. \quad (2.55)$$

Valores típicos dos tempos t_r , t_f , t_a e t_b e da máxima corrente de recuperação reversa I_{RRM} podem ser obtidos nos *datasheets* dos componentes selecionados ou calculados por meio de outros parâmetros fornecidos. Estes valores são dependentes de parâmetros do circuito, como resistência do circuito de *gatilho* dos interruptores, derivada da corrente durante a comutação e amplitude da corrente comutada, sendo o uso dos valores típicos encontrados no *datasheet* uma aproximação.

Diodos de SiC não possuem recuperação reversa, diminuindo as perdas de comutação. Contudo, eles possuem energia armazenada em sua capacitância de junção, $E_{J,DB}$, que é dissipada nos interruptores (ABDEL-RAHMAN; STÜCKLER; SIU, 2016). As perdas totais a cada comutação são, desse modo:

$$E_{SW,S_{1,2}}(t) = \frac{1}{2} V_o |i_{in}(t)| (t_r + t_f) + E_{J,DB}. \quad (2.56)$$

A potência média dissipada pela comutação é obtida somando as energias de comutação e dividindo pelo período da rede. Cada interruptor comuta por meio período da rede, resultando em

$$P_{SW,S_{1,2}} = \frac{1}{T_r} \sum_{n=1}^{T_r/(2T_s)} E_{SW,S_{1,2}}(nT_s). \quad (2.57)$$

2.3.5 Diodos D_{B1} e D_{B2}

Os diodos D_{B1} e D_{B2} conduzem a corrente de entrada $|i_{in}|$ durante $D(t)T_s \leq t < T_s$ e ficam bloqueados durante $0 \leq t < D(t)T_s$, o que resulta em

$$\langle i_{D_{B1,B2}} \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \int_{D(t)T_s}^{T_s} i_{DB1,2}(\tau) d\tau = (1 - D(t)) \cdot |i_{in}(t)| \quad (2.58)$$

$$\langle i_{D_{B1,B2}}^2 \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \int_{D(t)T_s}^{T_s} i_{DB1,2}(\tau)^2 d\tau = (1 - D(t)) \cdot |i_{in}(t)|^2 \quad (2.59)$$

$$\langle i_{D_{B1,B2}}^3 \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \int_{D(t)T_s}^{T_s} i_{DB1,2}(\tau)^3 d\tau = (1 - D(t)) \cdot |i_{in}(t)|^3. \quad (2.60)$$

Cada diodo opera durante meio período da rede, portanto, a integral durante $T_r/2 \leq t \leq T_r$ é zero, e obtém-se

$$\langle i_{D_{B1,B2}} \rangle_{T_r} = \frac{1}{T_r} \int_0^{T_r/2} (1 - D(t)) \cdot |i_{in}(t)| dt \quad (2.61)$$

$$I_{D_{B1,B2}}^{rms} = \sqrt{\frac{1}{T_r} \int_0^{T_r/2} (1 - D(t)) \cdot |i_{in}(t)|^2 dt} \quad (2.62)$$

$$\langle i_{D_{B1,B2}}^3 \rangle_{T_r} = \frac{1}{T_r} \int_0^{T_r/2} (1 - D(t)) \cdot |i_{in}(t)|^3 dt. \quad (2.63)$$

As perdas por condução são calculadas combinando (2.32) e (2.61) a (2.63), sendo

$$P_{D_{B1,B2},cond} = a_2 \langle i_{DB1,2}^3 \rangle_{T_r} + a_1 \left(I_{DB1,2}^{rms} \right)^2 + a_0 \langle i_{DB1,2} \rangle_{T_r}. \quad (2.64)$$

Não são consideradas perdas por comutação nos diodos *boost*, devido ao uso de semicondutores de SiC.

2.3.6 Diodos D_1 e D_2

Diferentemente dos outros semicondutores, D_1 e D_2 comutam apenas na frequência da rede. Ambos D_1 e D_2 conduzem $|i_{in}|$ durante meio período da rede, o que resulta em

$$\langle i_{D_{1,2}} \rangle_{T_r} = \frac{1}{T_r} \int_0^{T_r/2} |i_{in}(t)| dt = \frac{\sqrt{2} I_{in}^{rms}}{\pi} \quad (2.65)$$

$$I_{D_{1,2}}^{rms} = \sqrt{\frac{1}{T_r} \int_0^{T_r/2} |i_{in}(t)|^2 dt} = \frac{I_{in}^{rms}}{\sqrt{2}} \quad (2.66)$$

$$\langle i_{D_{1,2}}^3 \rangle_{T_r} = \frac{1}{T_r} \int_0^{T_r/2} |i_{in}(t)|^3 dt = \frac{4\sqrt{2} (I_{in}^{rms})^3}{3\pi} \quad (2.67)$$

As perdas por condução são calculadas combinando (2.32) e (2.61) a (2.63), sendo

$$P_{D_{1,2},cond} = a_2 \left\langle i_{D_{1,2}}^3 \right\rangle_{T_r} + a_1 \left(I_{D_{1,2}}^{rms} \right)^2 + a_0 \left\langle i_{D_{1,2}} \right\rangle_{T_r}. \quad (2.68)$$

2.4 CONCLUSÕES

Neste capítulo é apresentado em detalhes o RBTP, sendo verificado que este conversor possui simetria nas suas formas de onda quando operando com tensão de entrada positiva e negativa. O ganho estático do conversor é o mesmo que o RPDCB, o que permite o uso de estratégias de controle como o OCC, desenvolvida originalmente para esta topologia. Também são apresentados os equacionamentos necessários para cálculo de perdas do conversor, a fim de permitir o desenvolvimento de um protótipo.

Entendendo o funcionamento do RBTP pode-se analisar com maior facilidade o uso OCC nesta topologia, o que é realizado no próximo capítulo. Em razão da simetria na operação com a tensão de entrada positiva e negativa verificada, a análise do controle é apresentada de forma genérica, considerando valores absolutos, $|v_{in}|$ e $|i_{in}|$.

3 ONE CYCLE CONTROL PARA CFP

O OCC é uma técnica de controle não linear, que controla a razão cíclica de um interruptor tal que a cada período de comutação o valor médio de uma variável chaveada do conversor seja exatamente igual ou proporcional a uma variável de controle (SMEDLEY; ĆUK, 1995). O nome *One Cycle Control* foi escolhido pelos autores em virtude da capacidade de esta técnica de controle rejeitar distúrbios da fonte de alimentação em um ciclo, atingir o valor da referência em um ciclo e corrigir erros de comutação em um ciclo.

Continuando o desenvolvimento de técnicas de controle para conversores estáticos, Lai e Smedley (1998b) apresentam o *Modulador PWM generalizado*, o qual permite que através dele sejam derivadas técnicas de controle para diferentes aplicações e topologias, utilizando modulação *Trailing-Edge* (TEM) ou *Leading-Edge* (LEM). Pode-se derivar a partir deste modulador o OCC, e de especial interesse para este trabalho, técnicas de controle para conversores estáticos utilizados para CFP, operando tanto em DCM (LAI; SMEDLEY; MA, 1997) quanto em CCM (LAI; SMEDLEY, 1998a).

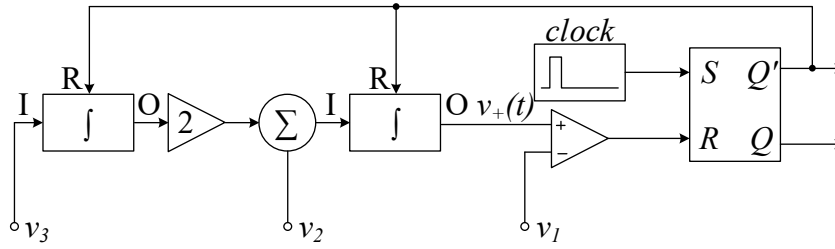
Reforça-se aqui que a partir do Modulador PWM generalizado é possível derivar o OCC apresentado em (SMEDLEY; ĆUK, 1995) e outras técnicas de controle, porém como o OCC foi desenvolvido primeiro, controladores derivados do Modulador PWM generalizado acabam recebendo o nome OCC, como em (LAI; SMEDLEY; MA, 1997) ou no circuito integrado IRF1150 (BROWN; SOLDANO, 2005b).

3.1 MODULADOR PWM GENERALIZADO

O Modulador PWM generalizado com dois estágios é apresentado na Figura 3.1. Este modulador é composto de dois integradores com *reset*, um *Flip-Flop Set-Reset* (FFSR), um comparador, um gerador de pulsos de *clock* e um amplificador de ganho dois. Os sinais de entrada v_1 , v_2 e v_3 atuam na razão cíclica das saídas Q e Q' e são definidos pela estratégia de controle, podendo ser medições de corrente, de tensão, saídas de controladores, entre outros.

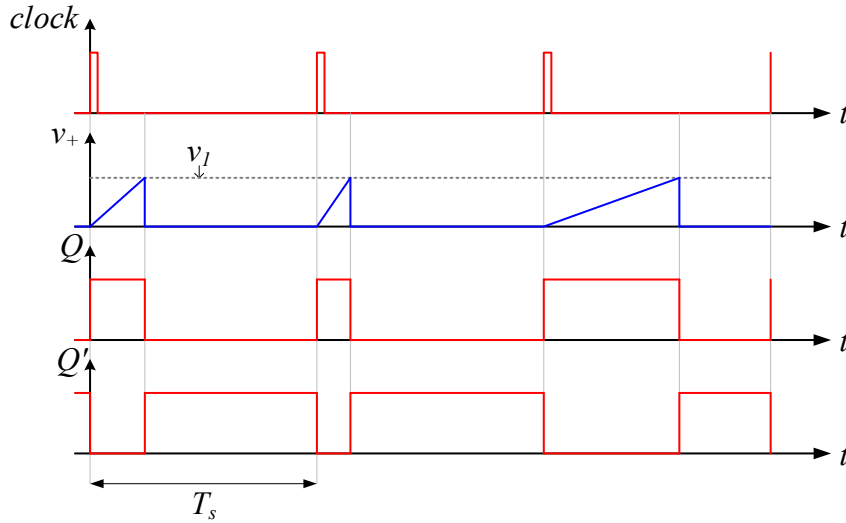
As formas de onda do Modulador PWM generalizado são apresentadas na Figura 3.2. A modulação utilizando a saída Q é chamada de *Trailing-Edge* pois em um período de comutação a borda de subida é sincronizada com o pulso de *clock* e a borda de descida é modulada. Já a modulação utilizando a saída Q' é chamada de *Leading-Edge*, pois a borda de descida é sincronizada com o pulso de *clock* e a borda de subida é modulada. Após o *reset* do FFSR as saídas do modulador não mudam de estado, independentemente dos sinais de entrada v_1 , v_2 e

Figura 3.1 – Circuito do Modulador PWM Generalizado.



Fonte: Adaptado de (LAI; SMEDLEY, 1998a).

Figura 3.2 – Formas de onda do Modulador PWM generalizado



Fonte: Adaptado de (LAI; SMEDLEY, 1998a).

v_3 , e dessa forma, estes sinais não precisam ser gerados e/ou medidos até o próximo pulso de *clock*.

Assume-se que as variáveis de controle v_2 e v_3 podem ser aproximadas por constantes durante um período de comutação e, analisando o circuito do Modulador PWM generalizado, a tensão na entrada positiva do comparador, $v_+(t)$, será

$$v_+(t) = v_2 \frac{t}{T_s} + v_3 \left(\frac{t}{T_s} \right)^2. \quad (3.1)$$

Verifica-se que o amplificador de ganho dois tem a função de equalizar o ganho de v_3 em (3.1).

O tempo t é medido do início do período de comutação até o instante em que $v_1 = v_+$. Dessa forma a razão cíclica $d = t/T_s$ da saída Q satisfaz

$$v_1 = v_2 d + v_3 d^2, \quad (3.2)$$

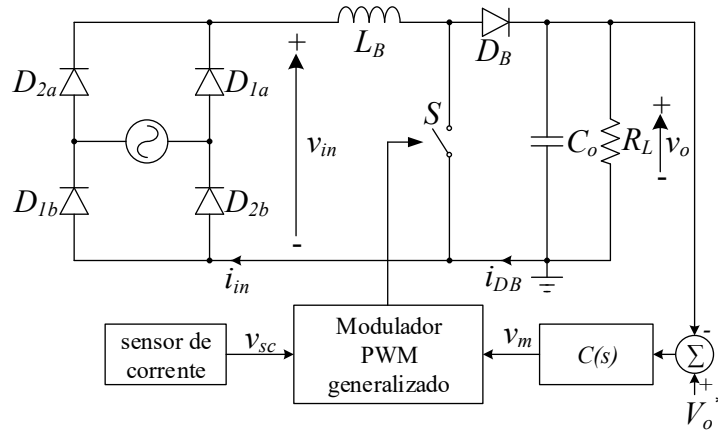
e a razão cíclica da saída Q' satisfaz

$$v_1 = v_2(1 - d) + v_3(1 - d)^2. \quad (3.3)$$

3.2 ONE CYCLE CONTROL PARA CFP UTILIZANDO O RBTP

Nesta seção é apresentado como o OCC pode ser utilizado para controlar o RBTP de forma que este seja visto pela rede elétrica como uma carga resistiva. As equações apresentadas são derivadas em detalhe em (LAI; SMEDLEY, 1998a) para o RPDCB. O circuito do RPDCB aplicado à CFP é apresentado na Figura 3.3. O equacionamento realizado por Lai e Smedley (1998b) também é válido para o RBTP, visto que possuem o mesmo ganho estático. Perceba na Figura 3.3 que a tensão v_{in} foi definida após a ponte retificadora, que faz o papel de obter o valor absoluto da tensão da rede. Neste trabalho será utilizado v_{in} conforme já definido no capítulo 2, com o uso do valor absoluto nas equações.

Figura 3.3 – RPDCB aplicado à correção do fator de potência utilizando OCC



Fonte: Adaptado de (LAI; SMEDLEY, 1998a).

3.2.1 Aproximação em regime quase-estado-estacionário

Uma das formas de realizar a correção do fator de potência é realizar o controle do conversor de forma que o valor médio instantâneo da corrente de entrada seja proporcional à tensão da rede dividida por uma resistência emulada R_e , conforme

$$\langle i_{in} \rangle_{T_s} = \frac{v_{in}}{R_e}. \quad (3.4)$$

Quando a frequência de comutação do conversor é muito maior que a frequência da rede a tensão de entrada pode ser aproximada por uma constante durante alguns períodos de comu-

tação. Durante este curto tempo o conversor tende a atingir o regime permanente se a lei de controle for estável. Dessa forma a emulação de uma resistência pode ser alcançada com a lei de controle (LAI; SMEDLEY, 1998a)

$$R_s \langle i_{in} \rangle_{T_s} = \frac{v_m}{M(d)} \quad (3.5)$$

na qual $M(d)$ é o ganho de tensão do conversor em função da razão cíclica d , R_s é o ganho do sensor de corrente e v_m é a tensão modulante que controla a amplitude da corrente de entrada.

Quando o conversor é estável, a razão cíclica em regime permanente D satisfaz

$$\frac{V_o}{V_{in}} = M(D), \quad (3.6)$$

sendo V_o a tensão de saída e $M(D)$ o ganho de tensão do conversor. As variáveis maiúsculas indicam o regime permanente na frequência de comutação.

Combinando (3.5) e (3.6) resulta na aproximação regime quase permanente (RQP), na qual $d \approx D$:

$$R_s \langle i_{in} \rangle_{T_s} = v_m \frac{v_{in}}{V_o}. \quad (3.7)$$

Se a tensão de saída V_o e a tensão modulante v_m forem constantes durante um período da rede, a corrente de entrada do conversor é proporcional à tensão de entrada v_{in} , resultando em

$$R_e = \frac{v_{in}}{\langle i_{in} \rangle_{T_s}} = \frac{R_s V_o}{V_m}. \quad (3.8)$$

A equação (3.8) mostra que controlando a amplitude de V_m é possível alterar a resistência equivalente do conversor. Para implementar a lei de controle da equação (3.5) pode-se utilizar o Modulador PWM generalizado.

3.2.2 Implementação da lei de controle utilizando o modulador PWM generalizado

O RBTP não é uma topologia reversível, o que torna necessário considerar $R_e \geq 0$ no equacionamento do OCC. Além disso, seu ganho estático

$$M(D) = \frac{V_o}{|V_{in}|} = \frac{1}{1-D} \quad (3.9)$$

implica ser necessário utilizar o módulo de i_{in} e v_{in} em (3.4)-(3.8)

Com esta consideração, a corrente de entrada i_{in} e a corrente do indutor i_{LB} são relacionadas por

$$|\langle i_{in} \rangle_{T_s}| = |\langle i_{LB} \rangle_{T_s}|. \quad (3.10)$$

Substituindo (3.9) e (3.10), considerando $d \approx D$, na lei de controle (3.5) resulta em

$$R_s |\langle i_{LB} \rangle_{T_s}| = v_m(1 - d). \quad (3.11)$$

A equação (3.11) é reorganizada para ficar no mesmo formato que (3.2) (modulação *Trailing-Edge*), resultando em

$$v_m - R_s |\langle i_{LB} \rangle_{T_s}| = v_m d. \quad (3.12)$$

Comparando (3.2) e (3.11) percebe-se que

$$v_1 = v_m - R_s |\langle i_{LB} \rangle_{T_s}|, \quad (3.13)$$

$$v_2 = v_m, \quad (3.14)$$

$$v_3 = 0. \quad (3.15)$$

A equação (3.11) já está no formato de (3.3) (modulação *Leading-Edge*), e obtém-se

$$v_1 = R_s |\langle i_{LB} \rangle_{T_s}|, \quad (3.16)$$

$$v_2 = v_m, \quad (3.17)$$

$$v_3 = 0. \quad (3.18)$$

Dessa forma, a emulação de uma resistência pode ser realizada utilizando o modulador PWM generalizado e as tensões descritas em (3.13) a (3.18).

Quando a ondulação da corrente do indutor for muito pequena, é possível aproximar seu valor médio instantâneo por seu valor instantâneo

$$\langle i_{LB} \rangle_{T_s} \approx i_{LB}. \quad (3.19)$$

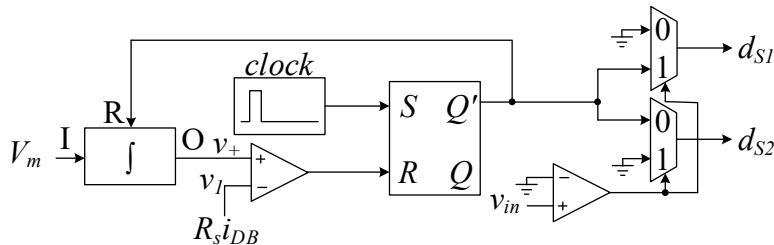
A vantagem de utilizar a corrente instantânea é a facilidade de realizar sua medição, já que esta pode ser medida diretamente. Para medir o valor médio da corrente é necessário realizar uma integração da corrente instantânea, conforme apresentado em (LAI; SMEDLEY, 1998a), que resulta no mesmo circuito que o controle com portadora não linear apresentado em (MAK-SIMOVIĆ; JANG; ERICKSON, 1996) para a modulação TE. Por ser uma aproximação, o uso da corrente instantânea resulta em distorção da corrente de entrada do conversor dependente da ondulação de corrente do indutor, que pode ser elevada em condições de carga mínima e máxima tensão de entrada.

Pela análise da Figura 2.1 e das formas de onda nas Figuras 2.3(a) e 2.3(b), e como v_1 , v_2 e v_3 não precisam ser medidos após o *reset* do FFSR, quando utilizada TEM a medição de corrente é necessária apenas enquanto os interruptores S_1 ou S_2 estão conduzindo, e quando

utilizado LEM a medição de corrente é necessária apenas enquanto os diodos *boost* D_{B1} e D_{B2} estão conduzindo. A corrente dos dois diodos *boost* pode ser medida utilizando o resistor R_{SH} , e não é necessário circuito para obter o valor absoluto destas medições, visto que os D_{B1} e D_{B2} conduzem $|i_{in}|$.

O circuito resultante do LEM-OCC para o RBTP é apresentado na Figura 3.4. É necessário apenas um estágio do modulador PWM generalizado. A resistência do *shunt* R_{SH} e o ganho do sensor de corrente R_s não são, necessariamente, idênticos, visto que usualmente é utilizado um amplificador na medição da queda de tensão do *shunt*. Multiplexadores são utilizados para seleccionar o interruptor que deve operar de acordo com a polaridade da tensão de entrada. O interruptor em operação será referido como o *interruptor ativo*.

Figura 3.4 – Circuito para implementação do LEM-OCC no RBTP



Fonte: Adaptado de (LAI; SMEDLEY, 1998a).

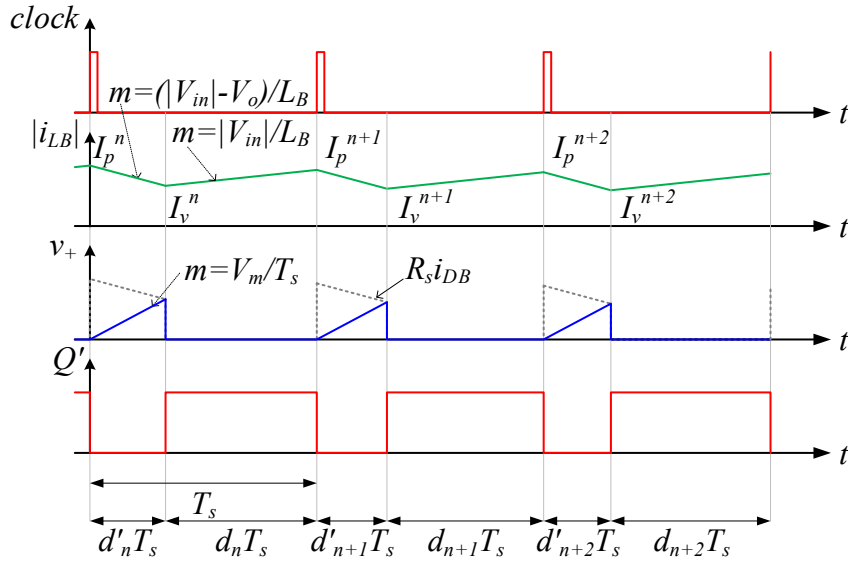
3.2.3 Estabilidade do LEM-OCC

Para a implementação da técnica de controle é necessário garantir a estabilidade nas condições de operação do conversor. O TEM-OCC não possui problemas de estabilidade quando utilizado no RBTP, porém o LEM-OCC, como será demonstrado, possui uma faixa de estabilidade limitada. Outro problema do LEM-OCC é não ser possível, sem mudanças na lei de controle, que o conversor opere em DCM.

Para analisar a estabilidade do conversor *boost* CFP controlado com o LEM-OCC, Lai e Smedley (1998a) utilizam a *Teoria de Mapeamento* (MOON, 1987).

Na Figura 3.5 são apresentadas as formas de onda do LEM-OCC. As variáveis I_p^n e d^n representam o pico da corrente do indutor e a razão cíclica durante o n -ésimo período de comutação, respectivamente. Esta figura permite observar que o LEM-OCC não irá operar em DCM. A tensão de saída do integrador v_+ nunca é negativa, pois o conversor não é reversível e, desse modo, o valor mínimo de v_m é zero. Dessa forma quando a tensão v_+ e a corrente do indutor forem zero ocorre o *reset* do FFSR e a entrada em condução do interruptor ativo, aumentando a corrente e fazendo com que o conversor opere no modo crítico, impossibilitando a operação em DCM.

Figura 3.5 – Formas de onda do LEM-OCC aplicado ao conversor RBTP



Fonte: Adaptado de (LAI; SMEDLEY, 1998a).

Para a análise de estabilidade, primeiramente verifica-se que o *reset* do FFSR do modulador ocorre no instante t em que $v_+ = v_1$. Para o n -ésimo período de comutação isto ocorre na condição

$$\left(I_p^n + \frac{|V_{in}| - V_o}{L_B} t \right) R_s = \frac{V_m}{T_s} t, \quad (0 \leq t \leq T_s). \quad (3.20)$$

Na modulação *Trailing-Edge* o interruptor ativo recebe o sinal da saída complementar, Q' , do FFSR e, portanto, $t = d'_n T_s = (1 - d_n) T_s$. A equação (3.20) é então reorganizada em

$$d'_n = I_p^n \left(\frac{V_m}{R_s} + \frac{V_o - |V_{in}|}{L_B f_s} \right)^{-1}. \quad (3.21)$$

Mediante a análise da Figura 3.5 também é possível obter o pico da corrente no período de comutação $n + 1$:

$$I_p^{n+1} = I_p^n + \frac{|V_{in}|}{L_B} T_s - \frac{V_o}{L_B} d'_n T_s. \quad (3.22)$$

Combinando (3.20) e (3.22), obtém-se

$$I_p^{n+1} = \frac{|V_{in}|}{L_B} T_s + I_p^n K_s, \quad (3.23)$$

sendo que

$$K_s = 1 - \left(\frac{L_B f_s}{R_s} \frac{V_m}{V_o} + \frac{V_o - |V_{in}|}{V_o} \right)^{-1}. \quad (3.24)$$

A equação (3.23) pode ser vista como uma realimentação de estados, na qual o próximo estado, I_p^{n+1} , depende do estado atual I_p^n multiplicado por um ganho K_s e de um termo independente que é somado. Para que o sistema seja estável, é necessário que

$$|K_s| < 1. \quad (3.25)$$

Esta condição impõe que o estado realimentado, I_p^n , seja sempre atenuado no próximo período de comutação, pois se $|K_s| > 1$, mesmo caso a parcela independente seja nula, o pico da corrente aumenta a cada período de comutação, tendendo ao infinito com o aumento de n .

Na equação (3.24) a parcela em parênteses sempre será positiva, pois no RBTP $V_o \geq |V_{in}|$, e pela restrição de $R_e \geq 0$, $V_m \geq 0$. Dessa forma (3.24) é reescrita, com o uso de (3.8), em

$$\frac{L_B f_s}{R_e} > \frac{|V_{in}|}{V_o} - \frac{1}{2}. \quad (3.26)$$

Como a parcela à esquerda em (3.26) é sempre positiva, o conversor sempre será estável se $|V_{in}| < (1/2)V_o$. Também, é possível reescrever esta condição de estabilidade em

$$R_e < \frac{2V_o L_B f_s}{2|V_{in}| - V_o} \quad (3.27)$$

que demonstra que dada uma especificação de frequência de comutação, indutância, tensão de saída e tensão de entrada máxima existe uma máxima resistência emulada, ou uma carga mínima, necessária para a estabilidade do conversor.

Para demonstrar o quanto a condição de estabilidade do LEM-OCC é restritiva são consideradas as especificações do RBTP desenvolvido por Bruning (2015) para aplicação em refrigeradores domésticos com compressores de capacidade variável, reproduzidas na Tabela 3.1. O pior caso para o critério de estabilidade ocorre na tensão de entrada máxima, para a qual a resistência equivalente mínima é

$$R_e < \frac{2 \cdot 380V \cdot 2,4mH \cdot 65kHz}{2 \cdot \sqrt{2} \cdot 242V - 380V} = 389,39\Omega \rightarrow P_{in,min} = 150W. \quad (3.28)$$

A potência de entrada mínima de 150 W é muito elevada para esta aplicação. Considerando rendimento unitário isto representa 50% da potência de saída nominal. Os parâmetros que definem a estabilidade do conversor, como a tensão de saída, indutância e frequência de comutação são usualmente determinados pelo custo e volume do conversor, e limitações tecnológicas, não sendo adequado modificar estes parâmetros para atender ao critério de estabilidade. Para as especificações apresentadas é necessário um aumento do produto $L_B f_s$ em aproximadamente seis vezes para obter estabilidade na condição de potência de entrada mínima.

Na Figura 3.6 é apresentada uma simulação do conversor *Boost* com as especificações da Tabela 3.1 com a potência de entrada ajustada em 140 W, tensão de entrada de 242 V e utilizando

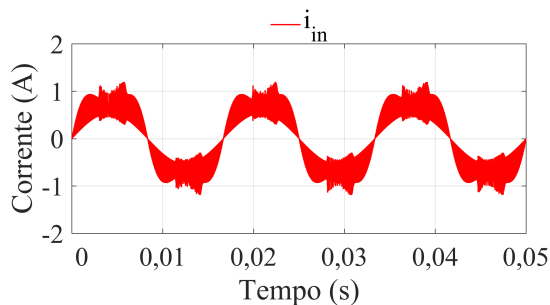
Tabela 3.1 – Especificações de RBTP para um refrigerador doméstico

Parâmetro	Descrição	Valor
$V_{in,max}^{rms}$	Valor eficaz máximo da tensão de entrada	242 V
L_B	Indutância	2,4 mH
$P_{o,max}$	Máxima potência de saída	300 W
$P_{o,min}$	Mínima potência de saída	25 W
V_o	Tensão de saída	380 V
C_o	Capacitância de Saída	270 μ F
f_s	Frequência de comutação	65 kHz

Fonte: (BRUNING, 2015).

o LEM-OCC. Quando a tensão de entrada se aproxima de seu valor de pico começam a ocorrer oscilações da corrente de entrada. Esta oscilação é localizada apenas no pico da tensão da rede em razão do seu formato senoidal, pois durante parte do período da rede o conversor estará na região de estabilidade $|V_{in}| < (1/2)V_o$.

Figura 3.6 – Exemplo de ocorrência de instabilidade no LEM-OCC



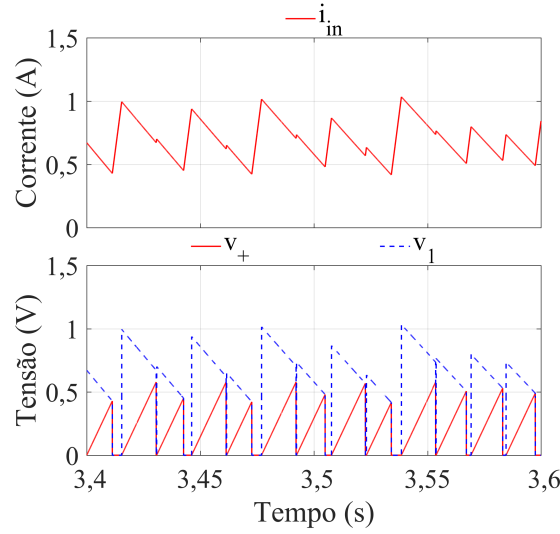
Fonte: Autor.

As oscilações que ocorrem são sub-harmônicas (LAI; SMEDLEY, 1998a), como pode ser observado na Figura 3.7, pois quando as tensões aplicadas no comparador do modulador não se cruzam o estado da saída não irá mudar por um período de comutação, gerando uma sub-harmônica da frequência de comutação.

3.2.4 Distorção Harmônica do LEM-OCC

Outro ponto importante na análise do LEM-OCC é a distorção harmônica da corrente de entrada. A aproximação do valor médio instantâneo da corrente do indutor por seu valor instantâneo, conforme (3.19), gera uma diferença entre o valor médio instantâneo desejado para i_{in} e o valor obtido. Essa diferença causa a presença de harmônicas de baixa frequência na corrente de entrada e, também, modifica a relação entre v_m e a resistência emulada dada por (3.8).

Figura 3.7 – Detalhe da ocorrência de instabilidade no LEM-OCC.



Fonte: Autor.

Lai e Smedley (1998a) apresentam o cálculo do valor médio instantâneo da corrente de entrada do RPDCB controlado utilizando o OCC. Novamente este cálculo é válido para o RBTP. Primeiramente, o pico da corrente, considerando a aproximação em RQP $d'_n \rightarrow D'$, pode ser calculado combinando (3.9) e (3.21), resultando em

$$I_p = \frac{|V_{in}|}{V_o} \left(\frac{V_m}{R_s} + \frac{V_o + |V_{in}|}{L_B f_s} \right). \quad (3.29)$$

O vale da corrente é obtido pela análise das formas de onda na Figura 3.5, e é

$$I_v = I_p - \frac{V_o - |V_{in}|}{L_B} D' T_s = \frac{|V_{in}|}{V_o} \frac{V_m}{R_s} = \frac{|V_{in}|}{R_e}. \quad (3.30)$$

A equação (3.30) mostra que o vale da corrente do indutor seguirá o valor $|V_{in}|/R_e$. Isto significa que a parcela fundamental da corrente do indutor sempre é maior que o esperado para uma dada resistência emulada calculada por (3.8).

A corrente do indutor cresce e decresce de forma linear, pois sua resistência série é desconsiderada, e em um período de comutação as tensões de saída e entrada são aproximadas por constantes. Dessa forma, o valor médio instantâneo da corrente do indutor é

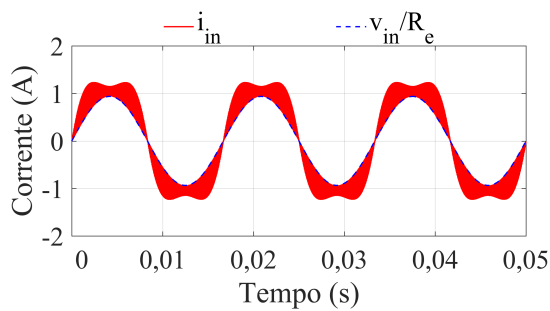
$$|i_{LB}|_{T_s} = \frac{I_p + I_v}{2} = \frac{|V_{in}|}{R_e} \left(1 + \frac{V_o - |V_{in}|}{V_o} \frac{R_e}{2L_B f_s} \right) = \frac{|V_{in}|}{R_e} + \frac{V_o - |V_{in}|}{V_o} \frac{|V_{in}|}{2L_B f_s}. \quad (3.31)$$

A equação (3.31) mostra que o valor médio instantâneo da corrente do indutor possui uma parcela correspondente à corrente desejada $|V_{in}|/R_e$ e uma parcela de distorção dependente da frequência de comutação, indutância *boost* e tensão de entrada e de saída. Todos estes parâmetros são usualmente determinados devido à aplicação ou por questões de tecnologia,

peso, volume e custo. Dessa forma, é atrativo verificar se esta distorção pode ser eliminada com a melhoria da estratégia de controle e qual o custo desta possível solução.

Na Figura 3.8 a forma de onda da corrente de entrada do RBTP da Tabela 3.1 é apresentada, obtida por simulação com tensão de entrada máxima e v_m calculado por (3.8) para se obter uma potência de entrada de 160 W. A potência de entrada medida é de 204 W, e a DHT de 14,2%. Há um erro significativo entre a potência de entrada desejada e a obtida, enquanto que a distorção harmônica, embora seja baixa comparada com um retificador sem CFP, pode ser melhorada.

Figura 3.8 – Ocorrência de distorção no LEM-OCC devido à aproximação $\langle i_{LB} \rangle_{T_s} \approx i_{LB}$



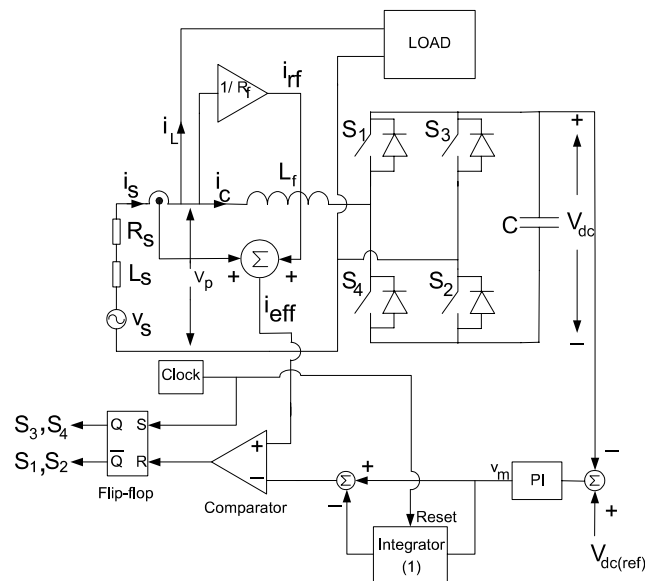
Fonte: Autor.

3.3 EXTENSÃO DO LEM-OCC PARA AUMENTO DA FAIXA DE ESTABILIDADE, DIMINUIÇÃO DA DISTORÇÃO HARMÔNICA E OPERAÇÃO EM MODO DCM

Além da publicação original do LEM-OCC por Lai e Smedley (1998a), não são encontradas na literatura outras pesquisas utilizando o LEM-OCC. Entre os possíveis motivos desta falta de pesquisa neste tópico se destaca a predominância do RPDCB nas aplicações de baixo custo, no qual a medição da corrente no interruptor ou no indutor por resistor *shunt* é simples, permitindo o uso do TEM-OCC que não possui problemas de estabilidade.

Há na literatura discussões sobre o uso do OCC no conversor ponte completa bidirecional e no conversor trifásico bidirecional, que possuem problemas de instabilidade em baixa carga (SMEDLEY; ZHOU; QIAO, 2001) e em operação no modo reversível. Em (CHATTERJEE et al., 2004; CHATTERJEE; CHANDRA; AL-HADDAD, 2005; GHODKE; FERNANDES; CHATTERJEE, 2006) são realizados estudos nestes conversores utilizando OCC, nos quais a solução proposta para aumento da faixa de estabilidade é a soma de uma corrente fictícia, proporcional à tensão de entrada, à medição da corrente de entrada do conversor. O circuito de controle resultante é apresentado na Figura 3.9, na qual o conversor ponte completa bidirecional é utilizado como compensador estático síncrono (STATCOM). A corrente fictícia i_{rf} é gerada aplicando um ganho $1/R_f$ à tensão de entrada medida.

Figura 3.9 – STATCOM utilizando OCC com estabilidade estendida

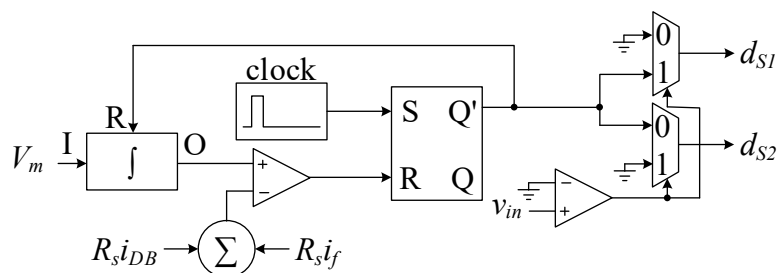


Fonte: (CHATTERJEE; CHANDRA; AL-HADDAD, 2005).

Este capítulo mostra que a extensão proposta por Chatterjee et al. (2004) também pode ser utilizada para estender a faixa de estabilidade do LEM-OCC no RBTP. Como o LEM-OCC não entra modo DCM o uso da corrente fictícia proporcional à tensão de entrada resolve o problema de estabilidade, porém a DHT resultante é elevada. A proposta de Chatterjee et al. (2004) é estendida para utilizar uma corrente fictícia de formato livre, que permite operação em DCM e baixa DHT. Esta corrente fictícia é de geração mais complexa, requerendo um DSP. Uma simplificação da corrente fictícia proposta também é apresentada, que pode ser implementada utilizando circuitos analógicos simples.

Para aplicar a corrente fictícia ao LEM-OCC é utilizado o circuito da Figura 3.10, no qual a corrente fictícia, gerada com o uso de um DAC de um DSP, por exemplo, é multiplicada pelo ganho do sensor de corrente e somada à medição de corrente.

Figura 3.10 – Circuito do LEM-OCC com corrente fictícia



Fonte: Autor.

Por fim, nota-se que embora se esteja trabalhando com a modulação LE, as ideias propostas também podem ser utilizadas para melhorar o desempenho do TEM-OCC, que embora não apresente instabilidade, apresenta distorção harmônica, especialmente, quando operando com baixa carga.

3.3.1 LEM-OCC com corrente fictícia de formato livre

Nesta seção é apresentada uma extensão do LEM-OCC aplicada ao RBTP na qual uma corrente fictícia é somada à corrente de entrada medida, com o objetivo de aumentar a faixa estabilidade do controle e diminuir a DHT. O objetivo do controle continua sendo emular uma resistência, de acordo com (3.4), porém a lei de controle (3.5) é estendida. Ao sinal medido da corrente de entrada é somado uma corrente fictícia i_f , resultando na lei de controle

$$R_s (|\langle i_{in} \rangle_{T_s}| + i_f) = \frac{v_m}{M(d)}. \quad (3.32)$$

A equação (3.6) continua válida e é combinada a (3.32), considerando o RQP, $d \approx D$, para se obter

$$R_s (|\langle i_{in} \rangle_{T_s}| + i_f) = \frac{v_m |v_{in}|}{V_o}. \quad (3.33)$$

O LEM-OCC não consegue garantir o formato perfeitamente senoidal do valor médio instantâneo da corrente de entrada devido à ondulação da corrente do indutor. Isto implica que a corrente de entrada i_{in} pode ser dividida em

$$|\langle i_{in} \rangle_{T_s}| = i_{in}^e + i_{in}^d, \quad (3.34)$$

na qual i_{in}^e é a parcela que emula a resistência R_e desejada, de forma que a resistência emulada é redefinida como $R_e = |v_{in}| / i_{in}^e$. Enquanto que i_{in}^d é a parcela correspondente à distorção causada pelo controle, que inclui tanto as harmônicas quanto o erro de amplitude da fundamental.

Como o formato da corrente fictícia é livre, ela também pode ser dividida em

$$i_f = i_f^e + i_f^d, \quad (3.35)$$

na qual i_f^e é utilizada para estender a faixa de estabilidade do conversor, e, desse modo, é uma corrente proporcional à tensão de entrada multiplicada por um ganho $1/R_f$, conforme proposto por Chatterjee et al. (2004), e definida por

$$i_f^e = \frac{|v_{in}|}{R_f} \quad (3.36)$$

e a parcela i_f^d é utilizada para compensar a distorção causada pelo LEM-OCC, tal que

$$i_{in}^d = -i_f^d. \quad (3.37)$$

Combinando (3.33), (3.34), (3.35), (3.36) e (3.37) e manipulando, obtém-se:

$$\frac{1}{R_e} + \frac{1}{R_f} = \frac{1}{R_{eq}} = \frac{v_m}{R_s V_o} \quad (3.38)$$

na qual R_{eq} é o equivalente paralelo entre as resistências R_f e R_e .

Considerando v_m constante durante um período da rede, (3.38) é manipulada em

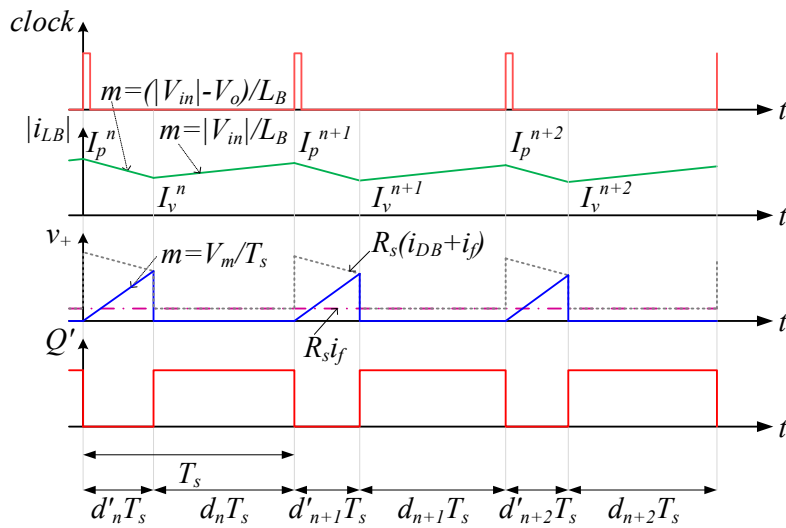
$$R_{eq} = \frac{R_s V_o}{V_m} \quad (3.39)$$

que é análoga à (3.8), porém agora a tensão modulante define o valor da resistência equivalente R_{eq} , e não diretamente a resistência emulada.

3.3.2 Estabilidade do LEM-OCC aplicado ao RBTP em CCM

É necessário provar que a extensão proposta permite uma extensão da faixa de estabilidade do conversor. Para tal, na Figura 3.11 são apresentadas as formas de onda do LEM-OCC com corrente fictícia, quando utilizado no RBTP em CCM.

Figura 3.11 – Formas de onda do LEM-OCC com corrente fictícia operando em CCM



Pela Figura 3.11 o *reset* do FFSR do modulador ocorre na condição

$$\left(I_p^n + i_f + \frac{|V_{in}| - V_o}{L_B} t\right) R_s = \frac{V_m}{T_s} t, \quad (0 \leq t \leq T_s). \quad (3.40)$$

Como a modulação é LE, $t = d'_n T_s = (1 - d_n) T_s$ no instante de *reset*. Manipulando (3.40) é obtido

$$d'_n = (I_p^n + i_f) \left(\frac{V_m}{R_s} + \frac{V_o - |V_{in}|}{L_B f_s} \right)^{-1}. \quad (3.41)$$

O pico da corrente no período $n + 1$ é calculado por meio da análise da Figura 3.11

$$I_p^{n+1} = I_p^n + \frac{|V_{in}|}{L_B} T_s - \frac{V_o}{L_B} d'_n T_s. \quad (3.42)$$

Combinando (3.40) e (3.42) obtém-se

$$I_p^{n+1} = \frac{|V_{in}|}{L_B} T_s + (K_s - 1) i_f + I_p^n K_s \quad (3.43)$$

que é semelhante à (3.23), porém com um termo adicional que depende da corrente fictícia. Considerando que a corrente i_f não é gerada utilizando amostras da corrente de entrada, a realimentação de estados é realizada apenas pelo ganho K_s , que continua sendo definido por

$$K_s = 1 - \left(\frac{L_B f_s}{R_s} \frac{V_m}{V_o} + \frac{V_o - |V_{in}|}{V_o} \right)^{-1}. \quad (3.44)$$

Considerando o critério $K_s < 1$, porém com relação entre V_m e a resistência emulada dada por (3.39), o novo critério de estabilidade é

$$\frac{L_B f_s}{R_{eq}} > \frac{|V_{in}|}{V_o} - \frac{1}{2}, \quad (3.45)$$

que agora depende do paralelo entre as resistências R_f e R_e . A equação (3.45) pode ser manipulada em (3.46) que permite cálculo da resistência fictícia R_f , que garante a estabilidade do conversor no pior caso, máxima tensão de entrada e mínima potência de entrada. Neste cálculo deve-se tomar cuidado com o valor da indutância, incluindo as tolerâncias de fabricação e a variação da indutância com a amplitude da corrente.

$$R_f < \frac{2L_B f_s V_o R_e}{R_e (2|V_{in}| - V_o) - 2L_B f_s V_o}, \quad R_f > 0. \quad (3.46)$$

3.3.3 Distorção harmônica do LEM-OCC com corrente fictícia em CCM

Para corrigir o problema da distorção harmônica do LEM-OCC utilizando a corrente fictícia é necessário calcular a influência da corrente fictícia no valor médio instantâneo da corrente

do indutor. Considerando a operação em CCM e utilizando a aproximação em RQP, $d \approx D$, a equação (3.41) combinada com (3.9) resulta em

$$\frac{|V_{in}|}{V_o} = (I_p + i_f) \left(\frac{V_m}{R_s} + \frac{V_o - |V_{in}|}{L_B f_s} \right)^{-1}. \quad (3.47)$$

A equação (3.47) é manipulada para se obter o pico da corrente, I_p :

$$I_p = \frac{|V_{in}|}{V_o} \left(\frac{V_m}{R_s} + \frac{V_o - |V_{in}|}{L_B f_s} \right) - i_f. \quad (3.48)$$

O vale da corrente I_v em (3.49) é obtido através da análise da Figura 3.11:

$$I_v = I_p - \frac{V_o - |V_{in}|}{L_B} D' T_s = \frac{|V_{in}|}{V_o} \frac{V_m}{R_s} - i_f. \quad (3.49)$$

Como não são consideradas resistências dos componentes e as fontes são consideradas constantes no RQP, a corrente do indutor cresce linearmente e seu valor médio instantâneo é

$$\langle i_{LB} \rangle_{T_s} = \frac{I_p + I_v}{2} = \frac{|V_{in}|}{R_{eq}} \left(1 + \frac{V_o - |V_{in}|}{V_o} \frac{R_{eq}}{2L_B f_s} \right) - i_f. \quad (3.50)$$

Se i_f for utilizada apenas para aumentar a estabilidade, conforme a proposta de Chatterjee et al. (2004), isto é $i_f = i_f^e = |V_{in}|/R_f$, a equação (3.50) se reduz à (3.31) e, portanto, o uso da corrente fictícia com formato senoidal não influencia na distorção harmônica do LEM-OCC.

Utilizando a corrente fictícia proposta em (3.35), (3.36) e (3.37), e igualando o valor médio instantâneo da corrente do indutor em (3.50) com o objetivo do controle (3.4), é obtida a corrente

$$i_f^d = \frac{|V_{in}|}{2L_B f_s V_o} (V_o - |V_{in}|) \quad (3.51)$$

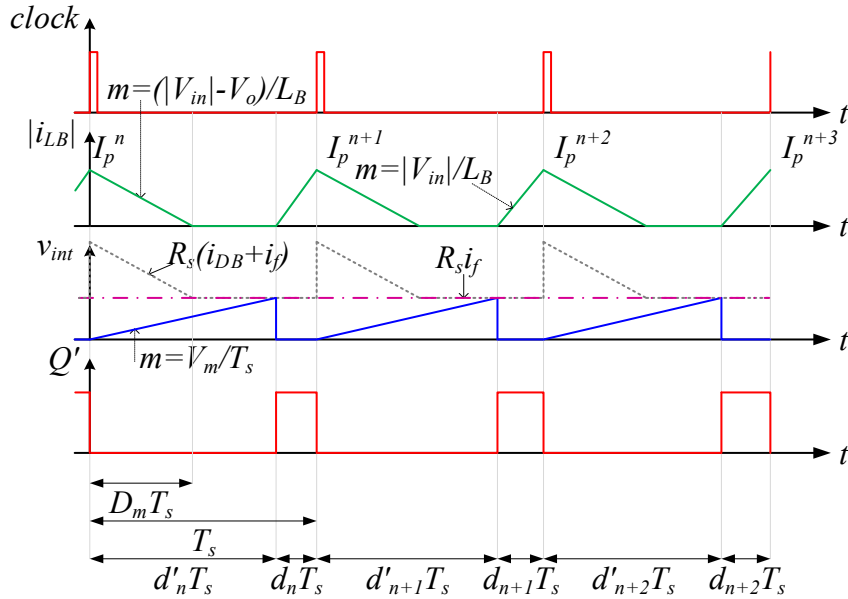
necessária para eliminar o erro da corrente de entrada causada pelo LEM-OCC. Considerando a tensão de saída constante o valor de i_f^d pode ser calculado em um DSP através de uma operação de soma e duas operações de multiplicação.

3.3.4 Estabilidade do LEM-OCC aplicado ao RBTP em DCM

A Figura 3.12 apresenta as formas de onda do LEM-OCC com corrente fictícia e operando em DCM. Quando a corrente do indutor chega a zero a tensão na entrada v_1 do modulador é $R_s i_f$. Se i_f é maior do que zero a saída Q' será ativada quando

$$V_m \frac{t}{T_s} = R_s i_f. \quad (3.52)$$

Figura 3.12 – Formas de onda do LEM-OCC com corrente fictícia operando em DCM



Fonte: Autor.

Como a modulação é LE, tem-se que $t/T_s = d'$ e, assim, a razão cíclica depende diretamente de i_f e V_m :

$$d' = \frac{R_s i_f}{V_m}, \quad 0 \leq d' < T_s. \quad (3.53)$$

Dessa forma, dada uma razão cíclica na qual o RBTP opera em DCM, uma corrente fictícia i_f pode ser calculada utilizando (3.53) de forma que o modulador gere esta razão cíclica na saída Q' . A equação (3.53) também demonstra que em DCM a razão cíclica é independente da corrente do indutor.

A condição de operação em DCM impõe que a corrente chegue a zero durante o período de comutação, a corrente de pico no período $n + 1$ é independente de seu valor no período n , conforme

$$I_p^{n+1} = \frac{d |V_{in}|}{L_B f_s} = \left(1 - \frac{R_s i_f}{V_m}\right) \frac{|V_{in}|}{L f_s}. \quad (3.54)$$

Percebe-se que $K_s = 0$ em (3.54) pois não há a realimentação do estado anterior no estado atual, e o pico da corrente é limitado pelas variáveis de entrada do controle V_m e i_f . Isto implica que quando utilizado o LEM-OCC com corrente fictícia e o conversor estiver operando em DCM o sistema é estável.

3.3.5 Distorção Harmônica do LEM-OCC com corrente fictícia em DCM

É necessário calcular a corrente de entrada do RBTP em DCM para o LEM-OCC com corrente fictícia, obtendo-se o valor de i_f nesta condição. Considerando as formas de onda

do RBTP operando em DCM na Figura 3.12 e a aproximação em RQP, $d \approx D$, o valor médio instantâneo da corrente do indutor é

$$|\langle i_{LB} \rangle_{T_s}| = \frac{1}{2} (D + D_m) I_p \quad (3.55)$$

na qual o tempo de desmagnetização D_m é

$$D_m = \frac{|V_{in}|}{V_o - |V_{in}|} D. \quad (3.56)$$

O pico da corrente do indutor em DCM é

$$I_p = \frac{|V_{in}| D}{L_B f_s}. \quad (3.57)$$

As equações (3.53), (3.55), (3.56) e (3.57) são combinadas em

$$|\langle i_{LB} \rangle_{T_s}| = \frac{1}{2} \left(\frac{V_o |V_{in}|}{V_o - |V_{in}|} \right) \frac{D^2}{L_B f_s} = \frac{1}{2} \left(\frac{V_o |V_{in}|}{V_o - |V_{in}|} \right) \frac{\left(1 - \frac{R_s i_f}{V_m}\right)^2}{L_B f_s} \quad (3.58)$$

que permite calcular o valor médio instantâneo da corrente de entrada do conversor dada a corrente fictícia, a tensão modulante, as tensões de entrada e de saída, e os parâmetros do conversor.

Igualando o valor médio instantâneo da corrente do indutor, (3.55), ao objetivo de controle, (3.4), é obtida a corrente fictícia

$$i_f = \frac{V_m}{R_s} \left(1 - \sqrt{2 L_B f_s \left(\frac{V_o - |V_{in}|}{V_o} \right) \left(\frac{V_m}{R_s V_o} - \frac{1}{R_f} \right)} \right) \quad (3.59)$$

necessária para que o LEM-OCC opere em DCM com baixa DHT. Não é feita distinção entre as parcelas i_f^e e i_f^d , pois em DCM o controle sempre é estável. A presença de $1/R_f$ serve para manter a relação entre a tensão modulante V_m e a resistência emulada dada por (3.38).

A equação (3.59) é de implementação mais difícil em um controlador do que (3.51), obtida para CCM. Especificamente, a obtenção da raiz quadrada de um número é mais demorada do que as operações de multiplicação e divisão, visto que são utilizados métodos iterativos em seu cálculo. Este não é um impedimento à aplicação desta técnica, pois, como i_f não possui derivada elevada, o valor inicial utilizado no método iterativo para cálculo da raiz pode utilizar o resultado obtido no período de comutação anterior, obtendo o novo valor com poucas iterações.

A corrente fictícia visa eliminar harmônicas na frequência da rede e não na frequência de comutação. Isto permite que o valor de i_f seja atualizado em frequências mais baixas que f_s , aumentando o tempo de cálculo disponível para a implementação de (3.59).

3.3.6 Detecção do Modo de Condução

A detecção do modo de condução se baseia no equacionamento da operação em DCM. Para que o conversor opere em DCM é necessário que ocorra a desmagnetização total do indutor antes do fim do período de comutação, impondo que

$$D + D_m < 1. \quad (3.60)$$

A razão cíclica quando o conversor está operando sem distorção é calculada igualando-se (3.58) a (3.4), resultando em

$$D = \sqrt{\frac{2L f_s V_o - |V_{in}|}{R_e V_o}}. \quad (3.61)$$

Combinando (3.56), (3.60) e (3.61) é obtido

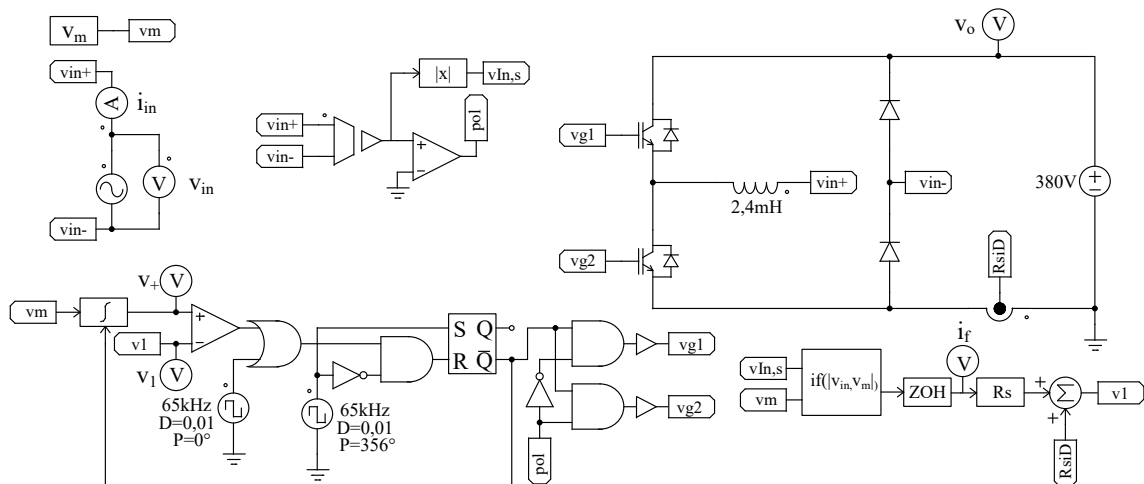
$$|V_{in}| > \frac{2L_B f_s V_o}{R_f} + V_o - \frac{2L_B f_s}{R_s} V_m. \quad (3.62)$$

A equação (3.62) pode ser implementada com uma multiplicação e uma soma e não requer iterações ou divisões.

3.3.7 Simulações do LEM-OCC com corrente fictícia

Simulações utilizando o software PSIM são apresentadas para verificar o equacionamento desenvolvido, considerando um RBTP com os parâmetros da Tabela 3.1. O circuito utilizado é apresentado na Figura 3.13. Um bloco genérico é utilizado para gerar diferentes correntes fictícias.

Figura 3.13 – Circuito do PSIM utilizado para simulação das técnicas de controle propostas



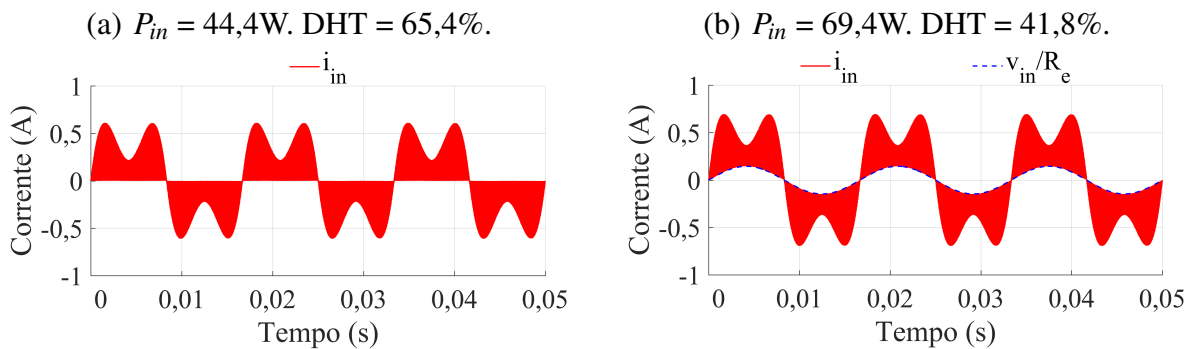
Fonte: Autor.

3.3.7.1 Corrente fictícia proporcional à tensão de entrada

Primeiramente, é considerada corrente fictícia proporcional à tensão de entrada, sendo $R_f = 389 \, \Omega$ calculado para garantir estabilidade na condição de carga nula e máxima tensão de entrada. Esta técnica é referenciada por LEM-OCC-S (*Leading Edge Modulated - One Cycle Control - Stability*), pois visa apenas estender a faixa de *estabilidade* do conversor.

As simulações são realizadas com máxima tensão de entrada e utilizando valores de V_m calculados por (3.39) para se obter potências de entrada de 0 W e de 25 W, sendo as respectivas formas de onda apresentadas na Figura 3.14. As potências de entrada obtidas são de 44,4 W e 60 W, não sendo atingido o valor mínimo de 25 W requerido para a aplicação. O vale da corrente do indutor segue o valor v_{in}/R_e , conforme esperado, e a DHT é elevada.

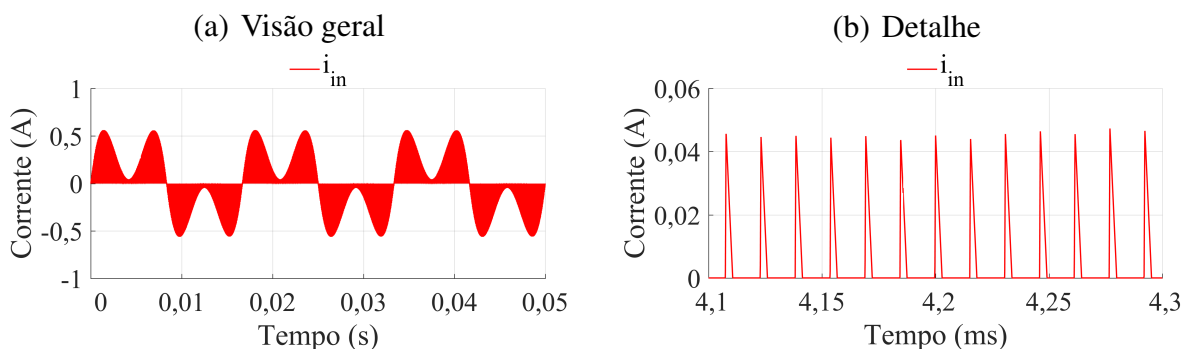
Figura 3.14 – Simulações com corrente fictícia proporcional à tensão de entrada



Fonte: Autor.

Para atingir a mínima potência desejada permite-se um valor de resistência emulada negativa no cálculo de V_m . Isto leva o conversor a operar em DCM. Contudo, conforme apresentado na Figura 3.15, o resultado não é satisfatório, visto que o modo DCM ocorre no pico da tensão de entrada, piorando a DHT. O equacionamento apresentado também se torna inválido nesta condição, uma vez que ele é desenvolvido considerando $R_e > 0$.

Figura 3.15 – Operação em DCM com R_e negativa. $P_{in} = 25,0W$. DHT = 123,8%

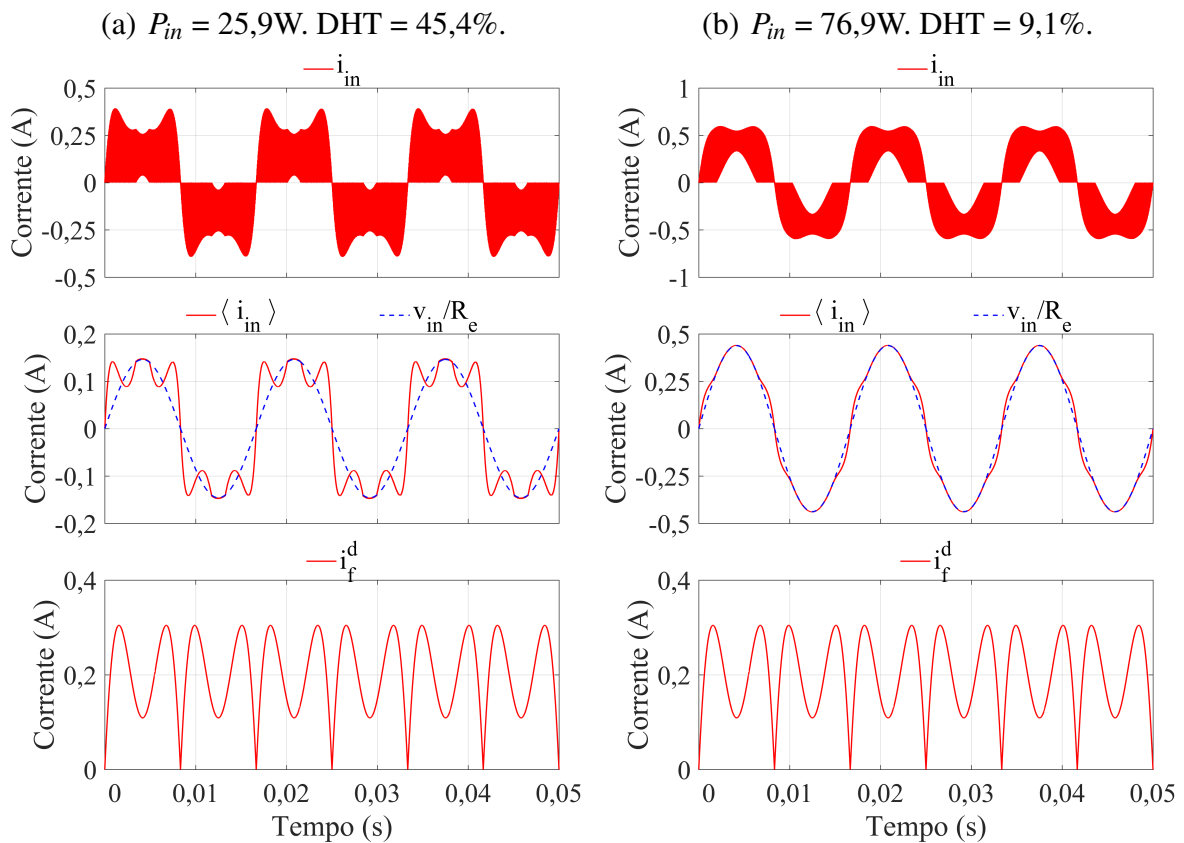


Fonte: Autor.

3.3.7.2 Corrente fictícia calculada para condição CCM

Visando verificar a possibilidade de simplificar a estratégia de controle, na Figura 3.16 são apresentadas formas de onda utilizando-se apenas a corrente fictícia calculada para a condição CCM, considerando-se máxima tensão de entrada, para V_m calculado para potências de entrada de 25 W e 75 W. Na condição de 75W, o valor médio instantâneo da corrente de entrada do conversor segue com precisão a corrente desejada pela maior parte do período da rede, mas, para a condição de 25 W, o conversor opera em DCM durante a maior parte do período da rede, resultando em elevada DHT.

Figura 3.16 – Correção da distorção do LEM-OCC com o uso da corrente fictícia calculada para condição CCM.



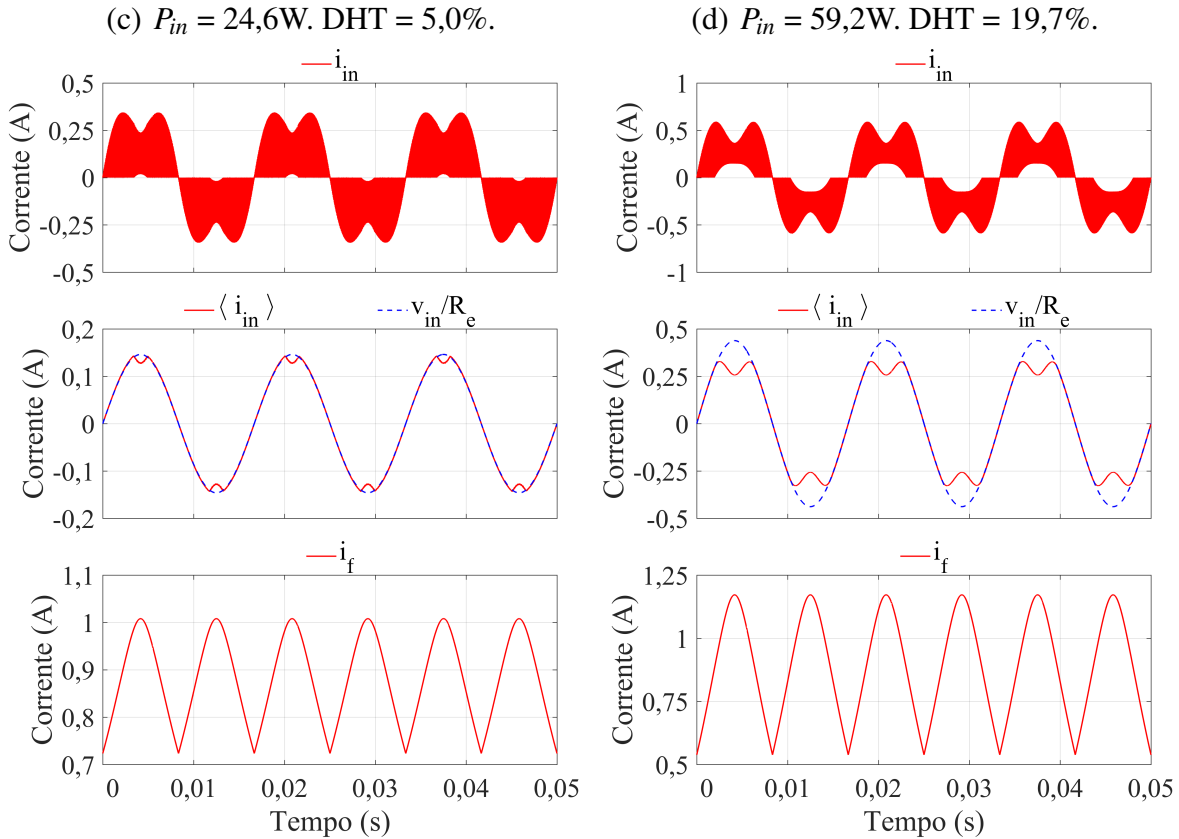
Fonte: Autor.

3.3.7.3 Corrente fictícia calculada para condição DCM

Também com o objetivo de verificar a possibilidade de simplificar o controle, na Figura 3.17 são apresentadas formas de onda utilizando-se apenas a corrente fictícia calculada para a condição DCM, considerando-se máxima tensão de entrada, para V_m calculado para po-

tências de entrada de 25 W e 75 W. A corrente fictícia utilizada permite a eliminação da distorção enquanto o conversor opera em DCM, porém em razão da operação em CCM no pico da tensão de entrada ocorre uma redução da amplitude da corrente se comparada ao valor desejado, resultando em distorção.

Figura 3.17 – Correção da distorção do LEM-OCC-S com o uso da corrente fictícia calculada para condição DCM.



Fonte: Autor.

3.3.7.4 Corrente fictícia combinada CCM/DCM

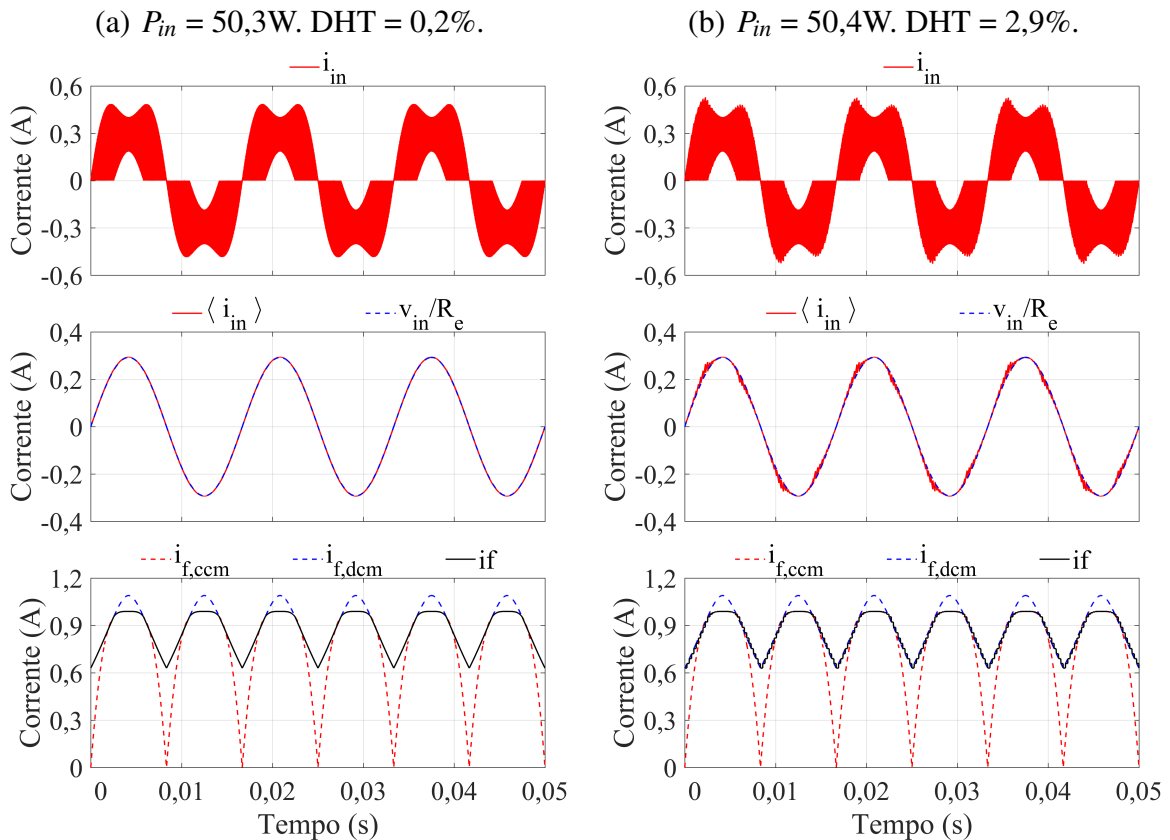
As simulações utilizando a corrente fictícia calculada para apenas um dos modos de operação, CCM ou DCM, demonstram que não é possível trocar uma pela outra, visto que ocorre significativa distorção da corrente de entrada quando a corrente fictícia utilizada não condiz com o modo de operação. Para obter bons resultados, torna-se necessário o uso de ambos os equacionamentos e da detecção do modo de condução.

Resultados de simulação, considerando o uso das correntes fictícias CCM e DCM adequadamente selecionadas, conforme a equação (3.62), para máxima tensão de entrada e V_m calculado para se obter potência de entrada de 50 W, são apresentados nas Figuras 3.18(a)

e 3.18(b), para frequências de atualização de i_f iguais à f_s e à 3,96 kHz, respectivamente. Para a potência de entrada de 50 W o conversor opera em DCM e em CCM durante um período da rede. Com o uso da corrente fictícia combinada a corrente alvo e o valor médio instantâneo da corrente de entrada estão sobrepostos. Observa-se que as correntes fictícias para os modos CCM e DCM são iguais apenas no ponto em que ocorre a mudança do modo de condução. Por proporcionar melhoria da *estabilidade e distorção* da corrente esta técnica será referenciada como LEM-OCC-SD (*Leading Edge Modulated - One Cycle Control - Stability, Distortion*).

A taxa de atualização de 3,96 kHz causa a assimetria na forma de onda da corrente visualizada na Figura 3.18)(b). Isso ocorre, pois, para $0 \leq t < T_r/4$, a tensão $|v_{in}|$ possui derivada positiva, e, desse modo, o valor de i_f é calculado com um valor de $|v_{in}|$ menor que o real, devido ao atraso. Isto se inverte quando a derivada de $|v_{in}|$ é negativa entre $T_r/4 \leq t < T_r/2$, causando mudança na polaridade do erro e a assimetria observada.

Figura 3.18 – Exemplo de correção da distorção do LEM-OCC-SD.

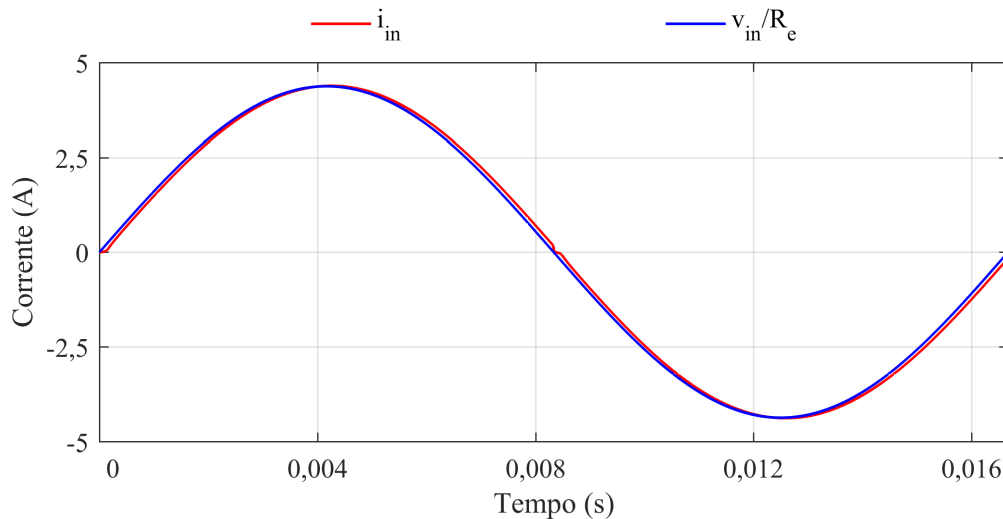


Fonte: Autor.

Resultados de simulação considerando a máxima carga de 300 W e mínima tensão de entrada de 85 V são apresentados na Figura 3.19. A corrente de entrada do conversor é levemente atrasada se comparada à corrente alvo. Esta é uma característica do OCC, e um modelo de grandes sinais tratando desta defasagem, para o conversor reversível, é desenvolvido por Ghodke et

al. (2009), que demonstram que este atraso é relacionado à indutância de entrada do conversor. Ghodke et al. (2009) afirmam que esta defasagem é predominante em aplicações de alta potência, nas quais a frequência de comutação é reduzida e uma elevada indutância é utilizada para se obter ondulação de corrente razoável. Na aplicação proposta neste trabalho este efeito pode ser desprezado. A DHT nesta condição é de 0,2 %.

Figura 3.19 – Ocorrência de atraso no OCC quando operando com elevada corrente de entrada.



Fonte: Autor.

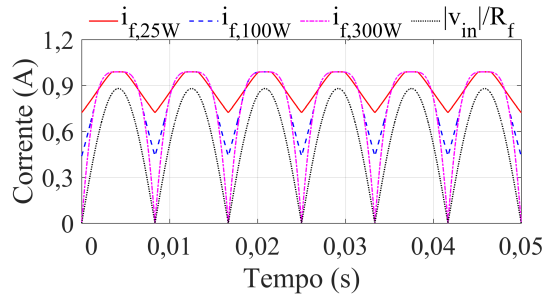
3.3.8 Minimização da distorção no LEM-OCC operando em CCM e DCM utilizando uma corrente fictícia de simples geração

Gerar as correntes fictícias utilizando as equações apresentadas requer o uso de um DSP, e embora este DSP não precise de elevada capacidade de processamento, especialmente, em razão da frequência de atualização da corrente fictícia poder ser menor que a frequência de comutação, para certas aplicações isto pode não ser ideal e, portanto nesta seção é apresentada uma alternativa que pode ser implementada de forma analógica.

Na Figura 3.20 são apresentadas as correntes fictícias necessárias para eliminação das harmônicas da corrente de entrada do RBTP com os parâmetros da Tabela 3.1, para potências de entrada de 25 W, 150 W e 300 W, considerando máxima tensão de entrada. A corrente fictícia para baixa carga se aproxima a um valor cc, enquanto que a corrente fictícia para máxima potência de entrada é formada, principalmente, pela parcela relativa a estabilidade do conversor $i_f^e = v_{in}/R_f$.

Esta análise indica que utilizar um valor cc, que muda para uma senoide à medida que a potência de saída aumenta, deve resultar em uma diminuição da DHT em baixa carga. Como

Figura 3.20 – Corrente fictícia utilizada para eliminação da distorção da corrente de entrada em diferentes condições.



Fonte: Autor.

à medida que a potência de entrada aumenta, a amplitude de i_f^e mínima necessária para operação estável é reduzida, propõe-se o uso de um valor cc cuja amplitude é reduzida conforme a potência de entrada aumenta. A corrente fictícia proposta segue a forma

$$i_f = a - bP^* = (a - bP^*) (|\sin(\omega_r t)| + (1 - |\sin(\omega_r t)|)), \quad i_f > 0, \quad (3.63)$$

na qual o sinal P^* representa potência de entrada desejada para o conversor, e é a saída do controle de tensão do barramento cc. A tensão de entrada é $|V_{in}| = \sqrt{2}V_{in}^{rms} |\sin(\omega_r t)|$, o que implica que a parcela

$$i_f^e = (a - bP^*) |\sin(\omega t)| \rightarrow \frac{1}{R_f} = \frac{a - bP^*}{\sqrt{2}V_{in}^{rms}} \quad (3.64)$$

é utilizada para estabilizar o controle, enquanto a parcela

$$i_f^d = (a - bP^*) (1 - |\sin(\omega t)|) \quad (3.65)$$

é utilizada para reduzir a distorção.

Para esta corrente fictícia proposta, quando a potência de entrada é baixa, obtém-se um valor cc similar à corrente fictícia obtida para a potência de 25 W na Figura 3.20. À medida que a potência de entrada aumenta, o conversor passa a operar naturalmente com menos distorção, a amplitude da compensação i_f^d é diminuída. Porém, com a corrente proposta a parcela i_f^e também é diminuída, efetivamente aumentando R_f com o aumento da potência de entrada.

Considerando a relação entre a resistência emulada e a potência de entrada desejada:

$$R_e = \frac{(V_{in}^{rms})^2}{P^*}, \quad (3.66)$$

e que a parcela i_f^e deve obedecer o critério de estabilidade, (3.26), cujo pior caso ocorre no pico da tensão de entrada

$$V_{in}^{pk} = \sqrt{2}V_{in}^{rms}, \quad (3.67)$$

é necessário que

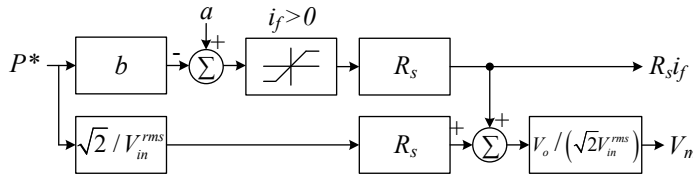
$$a - bP^* \geq V_{in}^{pk} \frac{2V_{in}^{pk} - V_o}{2L_B f_s V_o} - \frac{V_{in}^{pk}}{R_e} = V_{in}^{pk} \frac{2V_{in}^{pk} - V_o}{2L_B f_s V_o} - V_{in}^{pk} \frac{P^*}{(V_{in}^{rms})^2}. \quad (3.68)$$

Como a resistência fictícia varia com P^* , o valor de V_m para uma dada resistência emulada, calculado por (3.39) precisa ser reescrito utilizando (3.64) e (3.66), o que resulta em

$$V_m = \frac{V_o R_s}{\sqrt{2} V_{in}^{rms}} \left(\frac{\sqrt{2} P^*}{V_{in}^{rms}} + a - bP^* \right). \quad (3.69)$$

A corrente fictícia proposta pode ser implementada de acordo com o diagrama da Figura 3.21. São necessários apenas circuitos analógicos simples, como amplificadores, somadores e saturadores.

Figura 3.21 – Diagrama para geração da corrente fictícia e tensão modulante utilizando a técnica simplificada.



Fonte: Autor.

3.3.9 Determinação das constantes a e b

Não sendo encontrada solução analítica para os valores das constantes a e b que minimizam a DHT, optou-se por uma solução numérica. Considerando o critério de estabilidade (3.68), e a semelhança de estrutura nos dois lados da equação, é possível propor valores iniciais de a e b :

$$a_i = V_{in}^{pk} \frac{2V_{in}^{pk} - V_o}{2L_B f_s V_o} \quad (3.70)$$

$$b_i = \frac{\sqrt{2}}{V_{in}^{rms}}. \quad (3.71)$$

Estes valores garantem a estabilidade do conversor, porém não garantem DHT mínima.

A DHT do conversor pode ser descrita por uma equação:

$$\text{DHT}(a, b, P^*). \quad (3.72)$$

É possível obter valores de a e b que minimizam a DHT para uma faixa de potência desejada do conversor. Para tal, a função

$$C = \sum_{P^*=P_{min}^*}^{P_{max}^*} \text{DHT}(k_a \cdot a_i, k_b \cdot b_i, P^*) \quad (3.73)$$

deve ser minimizada, por intermédio de uma busca dentro de uma faixa finita de k_a e k_b . A implementação de (3.72) pode ser realizada de forma computacionalmente eficiente, calculando diretamente o valor médio instantâneo da corrente pelas equações (3.58) e (3.50). Combinações de k_a e k_b que não atendem o critério de estabilidade devem ser descartadas. Por se tratar de uma técnica que busca melhorar a *estabilidade* e a *distorção* do LEM-OCC, todavia, com um circuito *simplificado*, será utilizado o nome LEM-OCC-SDS (*Leading Edge Modulated - One Cycle Control - Stability, Distortion, Simplified*).

3.3.10 Simulação do LEM-OCC-SDS

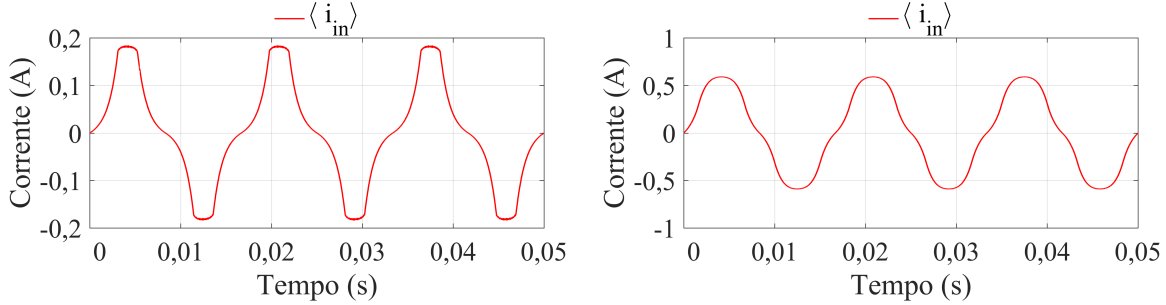
Simulações do RBTP utilizando os parâmetros da Tabela 3.1 são realizadas para verificar a performance do LEM-OCC-SDS. Os valores de k_a e k_b utilizados são obtidos com o uso do *script* do Apêndice A, sendo P^* variado de 1 W a 300 W. O valor médio instantâneo da corrente de entrada do conversor, considerando máxima tensão de entrada, para potências de entrada de 25 W, 100 W e 300 W, é apresentado na Figura 3.22. Há significativa diferença entre P_{in} e P^* pois o critério (3.73) penaliza apenas a distorção harmônica e não o erro entre a resistência emulada desejada e seu valor efetivo, o que não representa um problema, visto que foi atingido o valor mínimo de P_{in} desejado. É perceptível a presença de harmônicos de baixa ordem, especialmente, para $P_{in}=25$ W. Como a razão cíclica do LEM-OCC com corrente fictícia em DCM é diretamente relacionada ao valor de i_f , o conversor opera com razão cíclica fixa nesta condição.

3.3.11 Comparação entre as variações do OCC estudadas

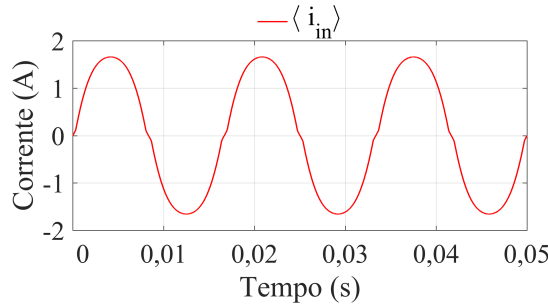
Um gráfico da DHT da corrente de entrada do RBTP, para as diferentes variações do OCC, é apresentado na Figura 3.23. As siglas 0,8LB e 1LB representam o LEM-OCC-SD com valor de indutância reduzido em 20% e com valor de indutância nominal, respectivamente, sendo a compensação calculada utilizando o valor nominal nos dois casos. Também é apresentada a variação da DHT com o uso de um controlador de corrente PI+polo, digital, de banda passante de 8 kHz e margem de fase de 45 °, sendo utilizada amostra do pico da corrente, I_p , conforme a proposta de Wu (2017). As variações LEM e LEM-S possuem a mesma DHT, porém a variação

Figura 3.22 – Valor médio instantâneo da corrente de entrada do RBTP utilizando LEM-OCC-SDS.

(a) $P^* = 12,3 \text{ W}$. $P_{in} = 25,0 \text{ W}$. DHT = 32,3%. (b) $P^* = 81,9 \text{ W}$. $P_{in} = 100,0 \text{ W}$. DHT = 9,8%.



(c) $P^* = 264,6 \text{ W}$. $P_{in} = 300,0 \text{ W}$. DHT = 5,5%.



Fonte: Autor.

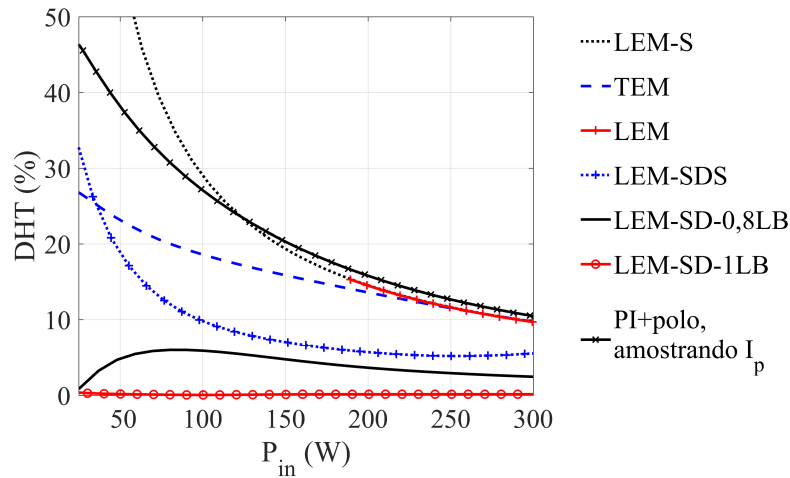
LEM não atinge a potência de entrada mínima. O LEM-OCC-SDS é competitivo com o TEM-OCC, tendo DHT menor durante quase toda a faixa de operação do conversor. O LEM-OCC-SDS-1LB permite que o RBTP opere com DHT menor que 1%, contudo, na prática, variações da indutância, limitação da razão cíclica, e efeitos parasitas não permitem que estes valores sejam alcançados. O desempenho do controle PI+polo é limitado pelo erro causado pela amostra do pico da corrente em cada ciclo de comutação, pois embora o controlador consiga impor que o valor da amostra seja próximo ao valor de referência, a diferença entre a amostra I_p e o valor médio instantâneo $\langle i_{LB} \rangle_{T_s}$ causa distorção da corrente.

3.4 CONCLUSÃO

Este capítulo apresenta uma revisão completa do LEM-OCC, sendo verificado que, embora esta estratégia seja interessante pela sua redução no custo dos sensores, na prática ela não é aplicável ao RBTP devido à sua limitação de estabilidade e elevada DHT.

Todavia, o estudo realizado demonstra que é possível, com a adição de um DSP, estender o LEM-OCC para operar com distorção harmônica muito baixa e de forma estável. É difícil quantizar o quanto a adição do DSP influencia no custo do controle, pois certas aplicações

Figura 3.23 – Variação da DHT em função da potência de entrada, para diferentes variações do OCC e para a proposta de Wu (2017). $V_{in}^{rms} = 242$ V.



Fonte: Autor.

requerem o uso de um DSP para outras tarefas, como interface com o usuário, e, desse modo, utilizá-lo para geração da corrente fictícia pode representar um custo adicional incremental de periféricos do DSP significativamente menor do que um DSP dedicado. A possibilidade de atualizar a corrente fictícia em frequências menores que a frequência de comutação, sem afetar significativamente a DHT, possibilita a implementação desta estratégia mesmo em DSPs com pouca capacidade de processamento.

Para aplicações em que o uso do DSP não seja adequado, também é proposta uma simplificação da técnica desenvolvida, que pode ser implementada apenas com circuitos analógicos simples, e que, portanto, pode ser implementada em um circuito integrado.

Os resultados obtidos em simulação são muito bons, sendo que a técnica LEM-OCC-SDS apresentou DHT menor que 1% durante toda a faixa de operação do conversor, e a técnica LEM-OCC-SDS apresentou resultados similares ao TEM-OCC, que já é utilizado em circuitos comerciais. Na prática, espera-se uma degradação da performance obtida em simulação, devido a limitações, como variação da indutância, efeitos de elementos parasitas e, especialmente, a limitação da razão cíclica necessária para medição da corrente dos diodos.

4 PROJETO DO RETIFICADOR BRIDGELESS TOTEM POLE

Neste trabalho são utilizadas as mesmas especificações e componentes de potência que em (BRUNING, 2015), conforme as Tabelas 4.1 e 4.2, porém com duas modificações. A frequência de comutação é reduzida de 65 kHz para 64,8 kHz, por esta ser um múltiplo inteiro da frequência da rede. A faixa de operação da tensão de entrada é estendida de 97 V a 242 V para 85 V-250 V.

Tabela 4.1 – Especificações do RBTP construído.

Parâmetro	Descrição	Valor
$V_{in,max}^{rms}$	Máxima tensão de entrada	250 V
$V_{in,min}^{rms}$	Mínima tensão de entrada	85 V
$\Delta I_{LB,\%}$	Ondulação da corrente do indutor	15% @ 120 V
ΔV_o	Variação da tensão de saída (pico a pico)	4%
$P_{o,max}$	Potência de entrada máxima	300 W
$P_{o,min}$	Potência de entrada mínima	25 W
V_o	Tensão de saída	380 V
f_s	Frequência de comutação	64,8 kHz
f_r	Frequência da rede	60 Hz
T_A	Temperatura ambiente	25 °C

Fonte: Autor.

O RBTP de Bruning (2015) utiliza a própria Placa de Circuito Impresso (PCI) como dissipador, porém com sobreaquecimento quando operando na tensão de entrada de 97 V e máxima potência de saída. Verificou-se que a metodologia apresentada em (GULINO, 2003) não é adequada caso múltiplos componentes de potência instalados na mesma PCI. Em razão desse problema e da extensão da faixa de operação, os cálculos térmicos do RBTP são refeitos neste capítulo, utilizando outra referência para verificar a possibilidade do uso da PCI como dissipador.

Neste capítulo também são apresentados o projeto de um filtro de emissão eletromagnética adicionado ao conversor e considerações para o projeto do sensor de corrente do LEM-OCC.

Tabela 4.2 – Componentes utilizados no protótipo.

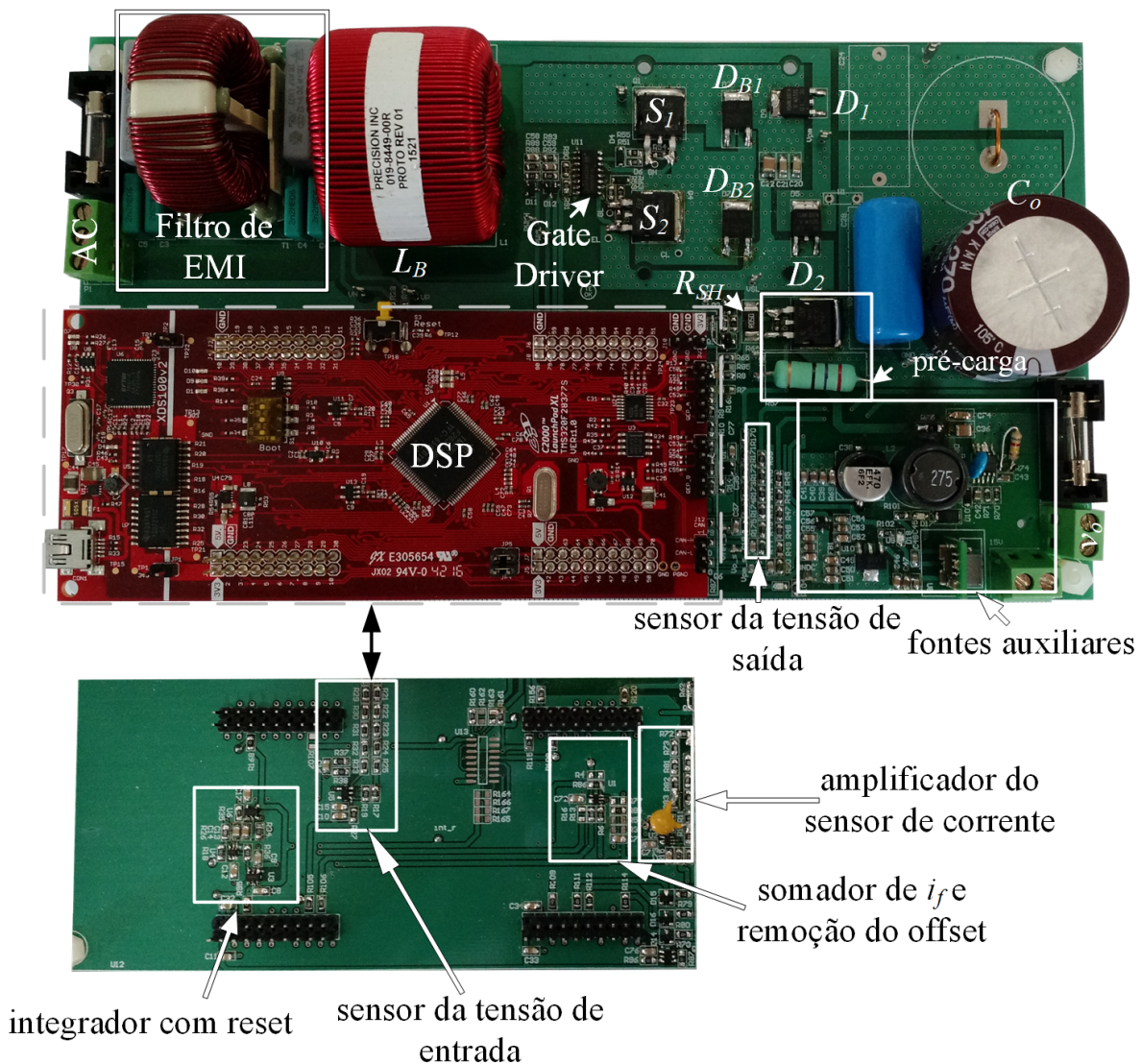
Parâmetro	Código	Descrição
S_1, S_2	STGB20V60F	IGBT - 600 V, 200 A
D_{B1}, D_{B2}	C4D05120E	Diodo de SiC - 1,2k V, 9 A
D_1, D_2	VS-15AWL06FN	Diodo de Si - 600 V, 15 A
C_o	EKMM401VSN271MA30S	270 μ F, $\tan\delta = 0,15$, 400 V, 2,1 A @ 85 °C
L_B	019-8449-00R (Precision Inc.)	3,2 mH @ 0 A, 2,4 mH @ 5 A, $R_{S,L} = 0,37 \Omega$ @ 25 °C

Fonte: Autor.

As perdas do conversor têm seu valor máximo quando a tensão de entrada é mínima e a potência de entrada é máxima. Isso ocorre, pois a tensão de bloqueio dos semicondutores é fixa e igual a V_o , enquanto que a corrente aumenta com a diminuição da tensão de entrada. Dessa forma, exceto caso especificado o contrário, os cálculos são realizados utilizando $V_{in}^{rms} = 85 \text{ V}$.

Com as considerações apresentadas neste capítulo é desenvolvido o esquemático e o *layout* do conversor, apresentados no Apêndice B, sendo uma foto do protótipo, mostrando o posicionamento de componentes e sensores, apresentada na Figura 4.1.

Figura 4.1 – Protótipo do RBTP.



Fonte: Autor.

4.1 INDUTOR BOOST

A ondulação da corrente do indutor é especificada em 15% na condição de $V_{in}^{rms} = 120$ V, sendo em ampères

$$\Delta I_{LB} = \sqrt{2} \frac{P_{in}}{V_{in}^{rms}} \Delta I_{LB, \%} = \sqrt{2} \frac{300 \text{ W}}{120 \text{ V}} 15\% = 0,53 \text{ A.} \quad (4.1)$$

Utilizando (2.42) e (2.43) é obtido o valor da indutância:

$$\alpha = \frac{\sqrt{2} V_{in}^{rms}}{V_o} = \frac{\sqrt{2} \cdot 120 \text{ V}}{380 \text{ V}} = 0,447, \quad (4.2)$$

$$L_B = \frac{\sqrt{2} V_{in}^{rms}}{\Delta I_{LB} f_s} (1 - \alpha) = \frac{\sqrt{2} \cdot 120 \text{ V}}{0,53 \text{ A} \cdot 64,8 \text{ kHz}} (1 - 0,447) = 2,73 \text{ mH.} \quad (4.3)$$

O indutor utilizado possui código 019-8449-00R, sendo fabricado pela Precision, Inc. Este indutor é fabricado com a tecnologia *powder core*, que apresenta característica de saturação suave, devido ao entreferro distribuído (SARTORI, 2009), reduzindo o valor da indutância com o aumento da corrente. A indutância inicial é de 3,2 mH, que cai para 2,4 mH para uma corrente de 5 A, o que é considerado adequado, dado o valor calculado. A variação da indutância é uma dificuldade adicional na compensação realizada no LEM-OCC-SD e no LEM-OCC-SDS, visto que o valor de indutância altera o valor da corrente fictícia necessária para eliminar a distorção da corrente. O aumento da indutância em baixa carga aumenta a faixa de estabilidade do LEM-OCC e também diminui a distorção harmônica presente tanto no LEM-OCC quanto no LEM-OCC-S, porém esta variação não é suficiente para que estas técnicas obtenham baixa DHT em baixa carga, ou, no caso do LEM-OCC, sequer seja estável no pior caso.

A resistência série do indutor é de $0,37 \Omega @ 25^\circ \text{C}$, que é corrigida para $0,42 \Omega @ 60^\circ \text{C}$. A corrente eficaz do indutor é dada por (2.45), e, portanto, as perdas por condução são

$$P_{LB, cond} = R_{S,L} I_{LB}^{rms} = R_{S,L} \left(\frac{P_{in}}{V_{in}^{rms}} \right)^2 = 0,42 \Omega \left(\frac{300 \text{ W}}{85 \text{ V}} \right)^2 = 5,23 \text{ W.} \quad (4.4)$$

As perdas por histerese no núcleo foram dadas pelo fabricante:

$$P_{LB, hist} = 1,48 \text{ W,} \quad (4.5)$$

o que resulta nas perdas totais no indutor de

$$P_{LB} = P_{LB, hist} + P_{LB, cond} = 6,71 \text{ W.} \quad (4.6)$$

A resistência térmica θ_{LB} do indutor para o ar é estimada pela equação empírica

$$\theta_{LB} = 53 \left(\frac{V_{N,cm^3}}{cm^3} \right)^{-0,54} \text{ } ^\circ\text{C/W} = 53 \left(\frac{66,0cm^3}{cm^3} \right)^{-0,54} = 5,52 \text{ } ^\circ\text{C/W} \quad (4.7)$$

fornecida em (MANIKTALA, 2012), onde $V_{N,cm^3} = 66,0cm^3$ é o volume do núcleo. Dessa forma, a elevação de temperatura é

$$\Delta T_{LB} = P_{LB} \theta_{LB} = 6,71 \text{ W} \cdot 5,52 \text{ } ^\circ\text{C/W} = 37,03 \text{ } ^\circ\text{C}, \quad (4.8)$$

o que resulta na temperatura de operação de

$$T_{LB} = T_A + \Delta T_{LB} = 25 \text{ } ^\circ\text{C} + 37,03 \text{ } ^\circ\text{C} = 62,03 \text{ } ^\circ\text{C}. \quad (4.9)$$

4.2 CAPACITOR C_o

A ondulação de tensão é definida em 4% da tensão de saída, medido de pico a pico, e, desse modo,

$$\Delta V_o = \Delta V_{o,\%} V_o = 4\% \cdot 380 \text{ V} = 15,2 \text{ V}. \quad (4.10)$$

A capacitância é calculada para atender ao critério de ondulação, causada pela potência de entrada pulsada, conforme (2.33):

$$C_o = \frac{P_o}{\omega_r V_o \Delta V_o} = \frac{300 \text{ W}}{2\pi \cdot 60 \text{ Hz} \cdot 380 \text{ V} \cdot 15,2 \text{ V}} = 137,8 \text{ } \mu\text{F}. \quad (4.11)$$

O capacitor escolhido possui código EKMM401VSN271MA30S, é fabricado pela United Chemi-Con, Inc, tendo capacitância de 270 μF , e fator de dissipação é $\tan \delta = 0,15$, na frequência de 120 Hz. A resistência série é, portanto:

$$R_{SC} = \frac{\tan \delta}{2\pi f_r C_o} = \frac{0,15}{2\pi \cdot 120 \text{ Hz} \cdot 270 \mu\text{F}} = 0,737 \text{ } \Omega. \quad (4.12)$$

É verificada a ondulação na frequência de comutação. A parcela que ocorre pela queda de tensão na resistência série do capacitor é (2.35)

$$\Delta V_{o,RSC} = R_{SC} \cdot I_{in}^{pk} = \frac{0,737 \text{ } \Omega \cdot 300 \text{ W}}{\sqrt{2} \cdot 85 \text{ V}} = 3,678 \text{ V}. \quad (4.13)$$

A ondulação que ocorre pela entrega de energia na frequência de comutação é obtida por meio de (2.34):

$$\Delta V_{o,e} = \frac{(D-1) (I_o - I_{in}^{pk})}{f_s C_o} = \frac{(0,684-1)}{64,8 \text{ kHz} \cdot 270 \text{ } \mu\text{F}} \left(\frac{300 \text{ W}}{380 \text{ V}} - \frac{\sqrt{2} \cdot 300 \text{ W}}{85 \text{ V}} \right) = 0,076 \text{ V}. \quad (4.14)$$

sendo $D=0,684$ a razão cíclica no pico da tensão de entrada.

A ondulação na frequência de comutação se encontra em níveis adequados, considerando a margem da capacitância calculada. O valor eficaz da corrente do capacitor é calculado resolvendo (2.37) por integração numérica:

$$I_{Co}^{rms} = 1,65 \text{ A}, \quad (4.15)$$

resultando nas perdas no capacitor de

$$P_{Co} = R_{SC} (I_{Co}^{rms})^2 = 0,737 \Omega \cdot 1,65 \text{ A} = 2,00 \text{ W}. \quad (4.16)$$

4.3 INTERRUPTORES S_1 E S_2

Os valores médio e eficaz e o VMC da corrente dos interruptores S_1 e S_2 são obtidos através de (2.50), (2.51) e (2.52), respectivamente. Estas equações foram resolvidas utilizando integração numérica:

$$\langle i_{S1,2} \rangle_{T_r} = 1,19 \text{ A}, \quad (4.17)$$

$$I_{S1,2}^{rms} = 2,13 \text{ A}, \quad (4.18)$$

$$\langle i_{S1,2}^3 \rangle_{T_r} = 19,01 \text{ A}^3. \quad (4.19)$$

O interruptor escolhido é o STGB20V60F do fabricante STMicroelectronics, que possui limites de tensão, de 600 V, e de corrente, de 20 A, adequados à aplicação e sua construção não inclui diodos em paralelo no mesmo encapsulamento, o que permite o uso de diodos de SiC externos. A queda de tensão coletor-emissor v_{CE} do IGBT é aproximada utilizando (2.31), com os coeficientes

$$a_0 = 0,4571 \text{ V}, a_1 = 0,2515 \Omega, a_2 = -0,009380 \Omega/\text{A}, \quad (4.20)$$

resultando na potência dissipada por condução de

$$\begin{aligned} P_{S1,2,cond} &= a_2 \langle i_{S1,2}^3 \rangle_{T_r} + a_1 (I_{S1,2}^{rms})^2 + a_0 \langle i_{S1,2} \rangle_{T_r} = \\ &= 19,01 \text{ A}^3 \cdot -0,009380 \Omega/\text{A} + (2,13 \text{ A})^2 \cdot 0,2515 \Omega + 1,19 \text{ A} \cdot 0,4571 \text{ V} = \\ &= 1,513 \text{ W}. \end{aligned} \quad (4.21)$$

As curvas de energia de comutação fornecidas no *datasheet* do STGB20V60F incluem as perdas causadas pela recuperação reversa de um diodo de silício, não sendo adequadas para uso neste trabalho, e os tempos de subida $t_r = 12 \text{ ns}$ e de descida $t_f = 23 \text{ ns}$ da corrente são informados apenas para a condição de resistor de *gate* $R_G = 10 \Omega$. É utilizado resistor

de *gate* de $R_g = 10 \, \Omega$, porém com um diodo em paralelo para reduzir o tempo de descida da corrente. Devido à impedância de saída do circuito de gatilho, os tempos de subida e descida da corrente do interruptor são maiores na prática do que os utilizados no cálculo de perdas. As perdas por comutação são calculadas resolvendo (2.56) e (2.57) por cálculo numérico. A energia armazenada na junção dos diodos D_B , obtida no *datasheet*, é de $2,5 \, \mu\text{J}$, resultando em

$$P_{SW,S_{1,2}} = 0,766 \, \text{W}. \quad (4.22)$$

As perdas totais em cada interruptor são

$$P_{S_{1,2}} = P_{S_{1,2},cond} + P_{SW,S_{1,2}} = 1,513 \, \text{W} + 0,766 \, \text{W} = 2,279 \, \text{W}. \quad (4.23)$$

4.4 DIODOS D_{B1} E D_{B2}

Os valores médio e eficaz e o VMC da corrente dos diodos D_{B1} e D_{B2} são obtidos através de (2.61), (2.62) e (2.63), respectivamente. Estas equações foram resolvidas utilizando integração numérica:

$$\langle i_{D_{B1,B2}} \rangle_{T_r} = 0,395 \, \text{A}, \quad (4.24)$$

$$I_{D_{B1,B2}}^{rms} = 1,293 \, \text{A}, \quad (4.25)$$

$$\langle i_{D_{B1,B2}}^3 \rangle_{T_r} = 7,376 \, \text{A}^3. \quad (4.26)$$

O diodo utilizado é de SiC, e possui código C4D05120E, sendo fabricado pela Cree, Inc. Este diodo possui limite de tensão de 1200 V e de corrente de 9 A, sendo, dessa maneira, adequado aos valores calculados. Novamente, é utilizada a aproximação em (2.31) para cálculo das perdas por condução, sendo

$$a_0 = 0,5044 \, \text{V}, \, a_1 = 0,3502 \, \Omega, \, a_2 = -0,009165 \, \Omega/\text{A}, \quad (4.27)$$

resultado na potência dissipada por condução de

$$\begin{aligned} P_{D_{B1,B2},cond} &= a_2 \langle i_{D_{B1,B2}}^3 \rangle_{T_r} + a_1 \left(I_{D_{B1,B2}}^{rms} \right)^2 + a_0 \langle i_{D_{B1,B2}} \rangle_{T_r} = \\ &= 7,376 \, \text{A}^3 \cdot -0,009165 \, \Omega/\text{A} + (1,293 \, \text{A})^2 \cdot 0,3502 \, \Omega + 0,395 \, \text{A} \cdot 0,5044 \, \text{V} = \\ &= 0,717 \, \text{W}. \end{aligned} \quad (4.28)$$

Não são consideradas perdas por comutação nos diodos, visto que eles são de SiC, além disso, a energia armazenada em suas capacitâncias parasitas é descarregada sobre os interruptores S_1 e S_2 . Portanto, as perdas totais em cada diodo *boost* são

$$P_{D_{B1,B2}} = P_{D_{B1,B2},cond} = 0,717 \, \text{W}. \quad (4.29)$$

4.5 DIODOS D_1 E D_2

Os valores médio e eficaz e o VMC da corrente dos diodos D_1 e D_2 são obtidos através de (2.61), (2.62) e (2.63), respectivamente. Os valores obtidos são:

$$\langle i_{D_{1,2}} \rangle_{T_r} = \frac{\sqrt{2} I_{in}^{rms}}{\pi} = \frac{\sqrt{2} \cdot 300 \text{ W}}{85 \text{ V} \pi} = 1,589 \text{ A}, \quad (4.30)$$

$$I_{D_{1,2}}^{rms} = \frac{I_{in}^{rms}}{\sqrt{2}} = \frac{300 \text{ W}}{85 \text{ V} \cdot \sqrt{2}} = 2,496 \text{ A}, \quad (4.31)$$

$$\langle i_{D_{1,2}}^3 \rangle_{T_r} = \frac{4\sqrt{2} (I_{in}^{rms})^3}{3\pi} = \frac{4\sqrt{2} (300 \text{ W})^3}{(85 \text{ V})^3 \cdot 3\pi} = 26,388 \text{ A}^3. \quad (4.32)$$

O diodo utilizado é de Si, código VS-15AWL06FN do fabricante Vishay Intertechnology, Inc. Este diodo possui limite de tensão de 600 V, e de corrente de 15 A, sendo, desse modo, adequado aos valores calculados. Este diodo tem a característica de possuir baixíssima queda de tensão, sendo ideal para utilização em D_1 e D_2 que não comutam em alta frequência. Novamente é utilizada a aproximação em (2.31) para cálculo das perdas por condução, sendo

$$a_0 = 0,5534 \text{ V}, \quad a_1 = 0,01651 \text{ } \Omega, \quad a_2 = -8,508 \cdot 10^{-5} \text{ } \Omega/\text{A}, \quad (4.33)$$

resultando na potência dissipada por condução de

$$\begin{aligned} P_{D_{1,2},cond} &= a_2 \langle i_{D_{1,2}}^3 \rangle_{T_r} + a_1 \left(I_{D_{1,2}}^{rms} \right)^2 + a_0 \langle i_{D_{1,2}} \rangle_{T_r} = \\ &26,388 \text{ A}^3 \cdot -8,508 \cdot 10^{-5} \text{ } \Omega/\text{A} + (2,496 \text{ A})^2 \cdot 0,01651 \text{ } \Omega + 1,589 \text{ A} \cdot 0,5534 \text{ V} = \\ &0,980 \text{ W}. \end{aligned} \quad (4.34)$$

Não são consideradas perdas por comutação nos diodos D_1 e D_2 , visto que eles operam apenas na frequência da rede:

$$P_{D_{1,2}} = P_{D_{1,2},cond} = 0,980 \text{ W}. \quad (4.35)$$

4.6 PROJETO TÉRMICO

Para diminuir o custo do conversor, (BRUNING, 2015) sugere o uso da própria PCI do RBTP como dissipador. A metodologia utilizada (encontrada em (GULINO, 2003)), dispõe de gráficos da variação da resistência térmica do componente em função da área de cobre do *pad* SMD sem mencionar qual a área total da PCI utilizada nos testes, que também impõe limites para a resistência térmica, especialmente, quando múltiplos componentes são utilizados na mesma placa.

É apresentada nesta seção como a placa pode ser utilizada como dissipador de forma efetiva, incluindo exemplo de limitação prática e solução através do uso de um dissipador adicional.

4.6.1 Uso da PCI como dissipador de calor

Na Figura 4.2 são apresentadas três construções diferentes de uma PCI para dissipação de calor, onde um componente SMD é montado em uma placa de material como FR4 (menor condutividade térmica) e com um *pad* de cobre (maior condutividade térmica) ao seu redor. A Figura 4.2(a) apresenta uma construção adequada, pois há uma boa área de cobre em torno do componente SMD, permitindo boa transferência do calor gerado pela superfície da placa, e a área total da placa é elevada, o que permite boa transferência de calor da placa para o ar por convecção.

Na Figura 4.2(b) a área de cobre em torno do componente é a mesma que na Figura 4.2(a), porém a área total da placa é pequena. Nesse caso, o calor gerado pelo componente é bem espalhado pela superfície da placa, porém, por possuir pequena área total, ocorre aumento da temperatura da placa para que todo o calor gerado pelo componente seja trocado com o ar, sobreaquecendo a placa e o componente.

Por fim, na Figura 4.2(c) a área total da placa é adequada, contudo o *pad* de cobre é pequeno. Nessa situação, o calor gerado pelo componente não é espalhado pela placa, e, embora, a placa tenha capacidade de trocar este calor com o ar sem sobreaquecer, as bordas da placa não recebem calor de forma efetiva, o que concentra a troca de calor no centro da placa, levando ao sobreaquecimento da placa e do componente.

Como em (GULINO, 2003) é especificada apenas a área de cobre do *pad* para os componentes, é possível que se chegue ao caso da Figura 4.2(b) quando utilizada esta referência, especialmente, se múltiplos componentes são montados na mesma placa. Segundo TI (2013), com o uso de convecção natural, o coeficiente de transferência de calor h , de uma face da PCI para o ar, é

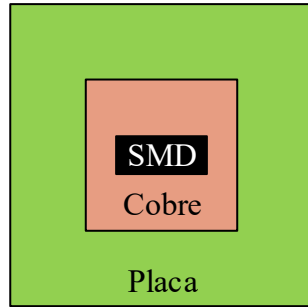
$$h = \frac{10 \text{ W}}{\text{m}^2\text{K}}. \quad (4.36)$$

A resistência térmica da superfície da placa para o ar, para uma placa de área A_{PCI} é

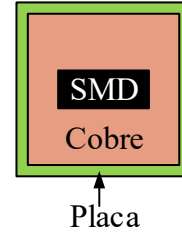
$$\theta_{SA} = \frac{1}{h} \frac{1}{A_{PCI}}. \quad (4.37)$$

Figura 4.2 – Diferentes configurações para dissipação de calor utilizando a placa.

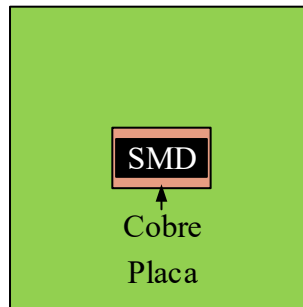
(a) Área de placa e cobre adequadas.



(b) Área de placa inadequada.



(c) Área de cobre inadequada.



Fonte: Autor.

Supondo uma elevação de 40 °C na temperatura da placa e considerando dissipação pelos dois lados da placa, a área necessária por watt é

$$A_{PCI} = \frac{1 \text{ Wm}^2\text{K}}{2 \cdot 10 \text{ W} \cdot 40 \text{ °C}} = 1250 \text{ mm}^2/\text{W}. \quad (4.38)$$

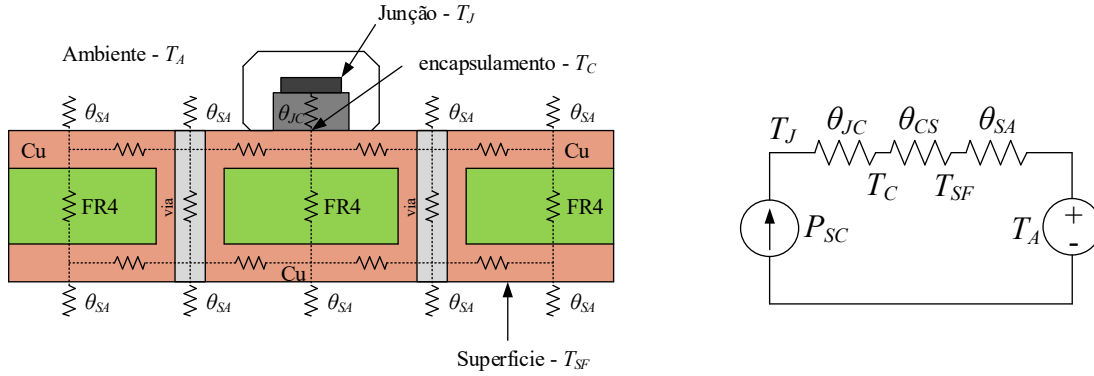
Para obter a mesma elevação de 40 °C na temperatura de um componente com encapsulamento *D²pak*, considerando dissipação de um watt, os gráficos em (GULINO, 2003) indicam ser necessário um *pad* de cobre de apenas 180 mm². A área total de PCI necessária é, portanto, significativamente maior que a área do *pad* de cobre necessário, o que demonstra a possibilidade de ocorrência do caso apresentado na Figura 4.2(b).

4.6.1.1 Cálculo das áreas de PCI necessárias para o RBTP

Um modelo da transferência de calor entre o componente SMD, a placa e o ambiente é apresentado na Figura 4.3(a). O cobre é o principal responsável por transferir o calor pela superfície da placa, e vias térmicas e o material da placa fazem a transferência de calor entre as faces. O circuito simplificado é apresentado na Figura 4.3(b) e inclui a resistência térmica da junção para o encapsulamento θ_{JC} , e valores equivalentes entre o encapsulamento e as superfícies da placa, θ_{CS} , e entre a superfície da placa e o ar, θ_{SA} .

Figura 4.3 – Uso da placa como dissipador para componente SMD.

(a) Componente montado em PCI de duas camadas. (b) Circuito térmico simplificado.



Fonte: Adaptado de (TI, 2013).

A obtenção do valor de resistência térmica θ_{CS} é uma tarefa complexa, requerendo análise por elementos finitos ou resolução do circuito térmico completo para obtenção de bons resultados. Uma verificação inicial da área necessária para dissipação das perdas dos semicondutores pode ser obtida considerando-se θ_{CS} nulo e que a temperatura da superfície da PCI é uniforme, o que permite a estimação de θ_{SA} por (4.37). Dessa forma, considerando-se o circuito equivalente, dissipação pelas duas faces da PCI, componente dissipando potência P_{SC} , e a máxima temperatura de junção T_{max} , a área de PCI necessária é

$$A_{PCI} = \frac{P_{SC}}{2(T_{max} - T_A - \theta_{JC}P_{SC})h}. \quad (4.39)$$

A equação (4.39) é solucionada para os semicondutores do RBTP e os resultados são apresentados na Tabela 4.3. Considerou-se a máxima temperatura da junção $T_{max} = 120^\circ\text{C}$. As áreas necessárias são significativas e não é possível atender a este critério enquanto se busca minimização de indutâncias e capacitâncias parasitas no *layout*, sendo necessário o uso de um dissipador.

Tabela 4.3 – Área de PCI necessária.

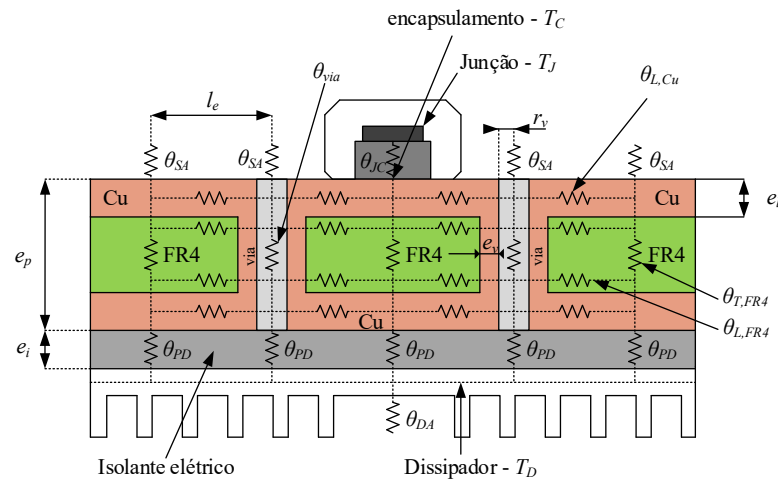
Componente	Potência Dissipada	θ_{JC}	Área
S_1, S_2	2,279 W	0,9 °C/W	1163 mm ²
D_{B1}, D_{B2}	0,717 W	1,55 °C/W	363 mm ²
D_1, D_2	0,980 W	1,8 °C/W	499 mm ²
Total	7,952 W	-	4049 mm ²

Fonte: Autor.

4.6.2 Dimensionamento do dissipador

Como não é possível dissipar as perdas do conversor diretamente através da placa, sem que seja atingida a máxima temperatura dos componentes, é necessário dimensionar um dissipador. Um esquema da montagem utilizada é apresentado na Figura 4.4. O dissipador é montado em uma das faces da placa, enquanto os componentes SMD ficam na face oposta, dessa forma, ocorre condução de calor através do material FR4 da placa, sendo vias térmicas necessárias para reduzir a resistência térmica entre as faces da PCI. O calor gerado pelo componente é espalhado pelas superfícies da PCI pelo cobre e pelo FR4. Um material isolante elétrico é colocado entre a placa e o dissipador. Para obter a elevação de temperatura o circuito térmico completo é resolvido, sendo este montado por meio da divisão da placa em elementos de largura $l_e = 1$ mm e profundidade $p_e = 1$ mm, dimensões escolhidas em virtude do espaçamento entre as vias térmicas ser 2 mm. É considerado que a temperatura na base do dissipador é uniforme.

Figura 4.4 – Uso de dissipador no RBTP. Elementos possuem profundidade p_e .



Fonte: Autor.

Com o espaço disponível foi verificada a possibilidade de utilizar um dissipador HS-4425 (HS-DISSIPADORES, 2018), com 50mm de comprimento, e de resistência térmica

$$\theta_{DA} = 6,3 \text{ } ^\circ\text{C/W}, \quad (4.40)$$

porém não é especificada em qual condição de montagem (vertical ou horizontal) o fabricante obteve este valor. Como a montagem utilizada é na face inferior da PCI, é possível que haja aumento deste valor na prática.

Tabela 4.4 – Descrição dos elementos da PCI utilizados no cálculo térmico.

Símbolo	Descrição	Valor
e_p	espessura da PCI	1,6 mm
l_e	largura dos elementos	1 mm
p_e	profundidade dos elementos	1 mm
e_l	espessura da camada de cobre	72 μm
e_v	espessura da parede da via térmica	35 μm
r_v	raio do furo da via térmica	0,15 mm
λ_{cu}	condutividade térmica do cobre	385 W/(m·K)
λ_{SG}	condutividade térmica do isolante	0,9 W/(m·K)
λ_{FR4}	condutividade térmica do FR4	0,25 W/(m·K)
e_i	espessura do material isolante	0,178 mm

Fonte: Autor.

Para reduzir a resistência entre as faces da placa são utilizadas vias térmicas. A resistência de cada via térmica é calculada por (TI, 2013):

$$\theta_{via} = \frac{e_p}{\lambda_{cu}\pi(r_v^2 - (r_v - e_v)^2)}. \quad (4.41)$$

As vias térmicas foram construídas conforme os dados da Tabela 4.4 e, portanto:

$$\theta_{via} = \frac{1,6 \text{ mm}}{385 \text{ W/(m} \cdot \text{K)} \cdot \pi \cdot (0,15\text{mm} - (0,15 \text{ mm} - 35\mu\text{m})^2)} = 142,625 \text{ }^\circ\text{C/W}. \quad (4.42)$$

Quando não há via térmica em uma área da placa, a condução de calor entre as faces ocorre pelo material FR4. Nesse caso, cada elemento de 1x1mm possui resistência térmica

$$\theta_{T,FR4} = \frac{e_p}{\lambda_{FR4}p_e l_e} = \frac{1,6\text{mm}}{0,25 \text{ W/(m} \cdot \text{K)} \cdot 1 \text{ mm} \cdot 1 \text{ mm}} = 6400 \text{ }^\circ\text{C/W} \quad (4.43)$$

que é significativamente maior que a resistência térmica de uma via que ocupa espaço similar.

O calor gerado pelos componentes é espalhado pelo cobre na superfície da placa e pelo material FR4. Cada camada de cobre da PCI possui espessura e_l e, desse modo, a resistência lateral de cada elemento térmico, quando há cobre na superfície da placa, será

$$\theta_{Cu,L} = \frac{l_e}{\lambda_{cu}p_e e_l} = \frac{1\text{mm}}{385 \text{ W/(m} \cdot \text{K)} \cdot 1 \text{ mm} \cdot 72 \mu\text{m}} = 34,63 \text{ }^\circ\text{C/W}. \quad (4.44)$$

Quando não há cobre na superfície da placa a condução lateral ocorre pelo material FR4. Como a placa possui duas camadas, inferior e superior, é considerado que cada elemento representa metade da espessura da placa, e, portanto, possuem resistência térmica

$$\theta_{FR4,L} = 2 \frac{l_e}{\lambda_{FR4}e_p p_e} = 2 \frac{1 \text{ mm}}{0,25 \text{ W/(m} \cdot \text{K)} \cdot 1,6 \text{ mm} \cdot 1 \text{ mm}} = 5000 \text{ }^\circ\text{C/W}. \quad (4.45)$$

Novamente, o FR4 é significativamente pior que o cobre na condução térmica, o que mostra a importância do dimensionamento dos *pads* de cobre para ser obtida boa condução de calor.

O material isolante elétrico utilizado é chamado de *silglass*, sendo sua espessura e condutividade térmica apresentadas na Tabela 4.4. Esse material é colocado entre a base do dissipador e a placa para realizar a isolamento elétrica, permitindo que o mesmo dissipador seja utilizado em componentes conectados a diferentes potenciais. Cada elemento de 1x1mm possui resistência de

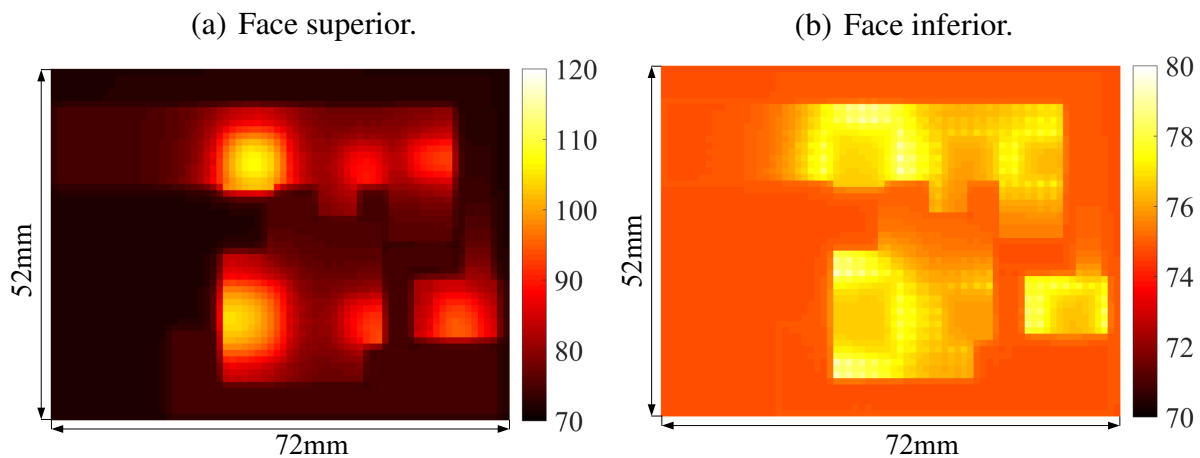
$$\theta_{PD} = \frac{e_i}{\lambda_{SG} l_e p_e} = \frac{0,178 \text{ mm}}{0,9 \text{ W}/(\text{m} \cdot \text{K}) \cdot 1 \text{ mm} \cdot 1 \text{ mm}} = 197,78 \text{ }^{\circ}\text{C}/\text{W}. \quad (4.46)$$

Esta é a resistência apenas do isolante, não considerando a qualidade do contato entre o isolante e a placa, e entre o isolante e o dissipador, assim, o valor prático é maior que a resistência térmica do isolante em si.

Dadas as resistências térmicas dos elementos e conhecido o *layout* do conversor é possível montar o circuito térmico completo e por intermédio da solução deste sistema linear obter a temperatura estimada dos componentes. Os resultados são apresentados de forma gráfica na Figura 4.5. Os pontos de maior temperatura sobre o *pad* de cada componente SMD são medidos e somados à elevação de temperatura junção-capsula, resultando nas temperaturas de junção da Tabela 4.5. Os componentes possuem temperatura máxima de 175°C, deixando boa margem, necessária devido a simplificações realizadas, tanto no cálculo de perdas quanto no cálculo térmico. O *script* utilizado é apresentado no Apêndice C.

A Figura 4.5(a) mostra a importância do *pad* de cobre para a transferência de calor. Mesmo com uma grande área de cobre ao seu redor dos componentes e uma boa densidade de vias térmicas, há aumento significativo da temperatura dos componentes em relação à temperatura do dissipador. Já a face inferior da PCI, na Figura 4.5(b), possui maior uniformidade em sua temperatura, em razão do contato com o dissipador, porém são visíveis pontos de maior temperatura nas vias térmicas próximas aos componentes, devido ao fluxo de calor ser maior nestes pontos.

Figura 4.5 – Temperatura estimada das superfícies da PCI.



Fonte: Autor.

Tabela 4.5 – Temperatura dos componentes com o uso de dissipador.

Símbolo	Temperatura	Valor
T_A	ambiente	25 °C
T_D	do dissipador	75,1 °C
$T_{S1,J}$	da junção do interruptor S_1	109,0 °C
$T_{S2,J}$	da junção dos interruptor S_2	106,4 °C
$T_{DB1,J}$	da junção do diodo D_{B1}	90,6 °C
$T_{DB2,J}$	da junção do diodo D_{B2}	93,9 °C
$T_{D2,J}$	da junção do diodo D_1	94,3 °C
$T_{D2,J}$	da junção do diodo D_2	96,7 °C

Fonte: Autor.

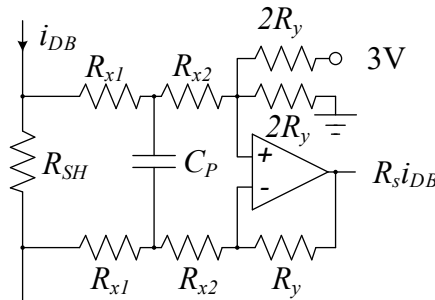
4.7 SENSOR DE CORRENTE

Uma das dificuldades da implementação prática do LEM-OCC é a descontinuidade da corrente medida. Como a corrente medida é comutada na frequência f_s , há presença de uma elevada derivada na medição, além de oscilações causadas por elementos parasitas, como as indutâncias séries das trilhas e do próprio resistor *shunt*. O circuito utilizado para medição da corrente é apresentado na Figura 4.6

Este circuito permite a medição de correntes positivas e negativas circulando pelo resistor *shunt*, sendo os valores medidos com um *offset* de 1,5 V. Como o DSP utilizado possui portas com limite de 3 V, o ganho do amplificador foi definido em 3,666, com um resistor R_{SH} de 0,05 Ω o fundo de escala é

$$I_{fe} = \frac{V_d}{2} \frac{1}{R_{SH} G_A} = \frac{1,5 \text{ V}}{0,05 \Omega \cdot 3,666} = 8,18 \text{ A} \quad (4.47)$$

Figura 4.6 – Sensor de corrente utilizado.



Fonte: Autor.

que possui boa margem em relação ao pico de 5 A, esperado para operação com mínima tensão de entrada e máxima potência de saída. O capacitor C_p serve para compensar o zero causado pelas indutâncias parasitas, sendo seu valor determinado com testes práticos.

Como o sinal medido possui derivada elevada, é necessário estar atento à *slew rate* do amplificador operacional. Se for considerada a variação de zero ao fundo de escala durante uma comutação e que a saída do amplificador deve ser capaz de atingir o valor desejado em $\Delta t = 2\%T_s$, ou seja 2% do período de comutação, a *slew rate* do amplificador pode ser calculada por

$$SR = \frac{\Delta V}{\Delta T} = \frac{1,5 \text{ V} \cdot 64,8 \text{ kHz}}{2\%} = 4,85 \text{ V}/\mu\text{s}. \quad (4.48)$$

O amplificador operacional (AMPOP) escolhido é o OPA358, da fabricante Texas Instruments, que possui saída *rail to rail*, permitindo ser atingido o fundo de escala com alimentação de 3V, e possui *slew rate* de 55 V/ μ s, adequada à aplicação.

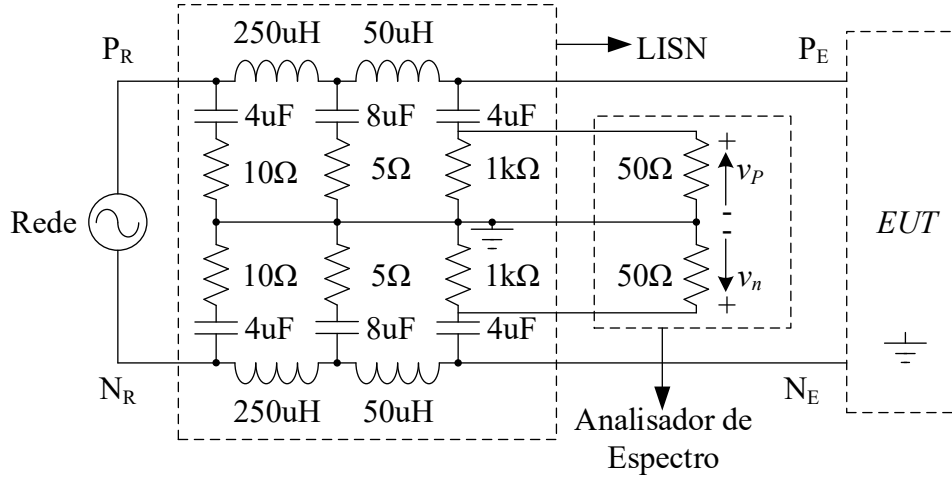
4.8 FILTRO DE EMISSÃO ELETROMAGNÉTICA

A análise realizada no capítulo 3 considera a fonte de entrada do RBTP como ideal, desconsiderando impedância da rede e a presença de filtros de emissão eletromagnética (EMI). Na prática, é comumente necessário o uso de um filtro na entrada dos conversores de eletrônica de potência para atender às normas de EMI.

Dessa forma, embora abranger os efeitos do filtro de EMI no controle da corrente de entrada, especialmente, na estabilidade, esteja além da proposta deste trabalho, um filtro de EMI é incluído no protótipo para verificação experimental.

Optou-se por projetar um filtro que busque atender à norma CISPR 32 (IEC, 2015). Essa norma define limites para o espectro harmônico das tensões medidas em uma LISN - (*Line Impedance Stabilization Network*), durante a operação do equipamento em teste (EUT), con-

Figura 4.7 – Medição de ruído eletromagnético conduzido utilizando LISN.



Fonte: LISN que atende critérios da norma CISPR-16-1-2. (IEC, 2014a).

forme a Figura 4.7. Através das tensões v_P (ruído da fase) e v_N (ruído do neutro) geradas pelo conversor é medido o nível de emissão de modo comum

$$v_{CM} = \frac{v_P + v_N}{2} \quad (4.49)$$

e o nível de emissão de modo diferencial

$$v_{DM} = v_P - v_N. \quad (4.50)$$

Neste trabalho, o projeto do filtro considera apenas a emissão diferencial v_{DM} . O RBTP projetado é simulado junto com a LISN no PSIM, sendo o pior caso verificado na condição de $V_{in}^{rms}=242$ V. Por meio da simulação é obtido o espectro harmônico de v_{DM} e comparado com a classe B da norma, conforme a Figura 4.8. A harmônica crítica para o projeto do filtro se encontra na frequência de 195 kHz e possui amplitude de 115,3 dB μ V, estando 62,0 dB μ V acima do limite da norma.

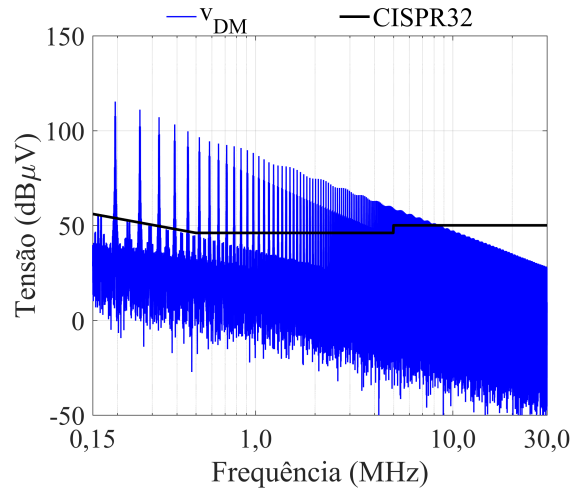
4.8.1 Projeto do Filtro

Para realizar o projeto do filtro é utilizado o conceito de perda por inserção (PAUL, 2006). Na Figura 4.9(a) é apresentado um sistema onde uma fonte v_s gera uma tensão v_L em uma carga R_L . A mesma fonte v_s gera uma tensão $v_{L,f}$ na mesma carga R_L , quando um filtro é inserido entre a fonte e a carga. Assim, a perda por inserção é definida como

$$P_I = 20 \log_{10} \left(\frac{V_L}{V_{L,f}} \right), \quad (4.51)$$

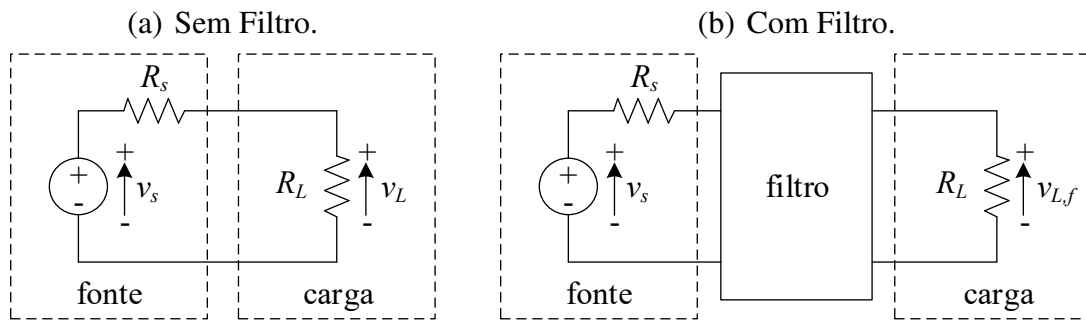
sendo V_L e $V_{L,f}$ as amplitudes dos sinais.

Figura 4.8 – Simulação do ruído eletromagnético diferencial do RBTP projetado.



Fonte: Autor.

Figura 4.9 – Circuito para definição da perda por inserção.

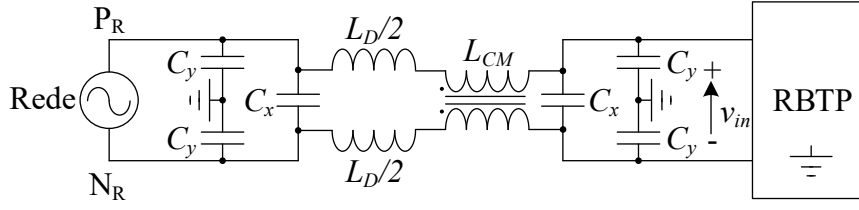


Fonte: Adaptado de (PAUL, 2006).

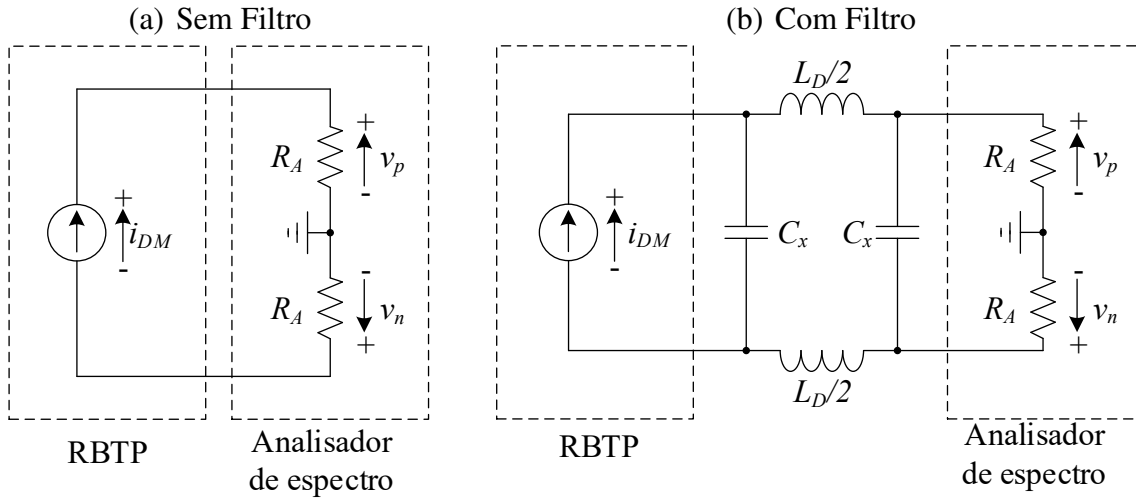
Para obter 62 dB de atenuação é projetado um filtro de topologia π , conforme a Figura 4.10, o qual realiza a filtragem dos ruídos de modo diferencial, pelos capacitores C_x e pelos indutores L_D , e de modo comum, pelos capacitores C_y e pelo indutor acoplado L_{CM} . A própria dispersão indutor de modo comum L_{CM} pode ser utilizada para formar o filtro π no modo diferencial.

O cálculo da perda por inserção do filtro π é baseado na Figura 4.11. Primeiramente, na Figura 4.11(a) considera-se que o RBTP pode ser visto como uma fonte de correntes harmônicas devido à presença da indutância de entrada, e a LISN nas frequências de interesse pode ser simplificada para apenas os resistores do analisador de espectro R_A . Já na Figura 4.11(b) é adicionado o filtro diferencial. Nota-se que no modo diferencial o circuito não é afetado pela indutância acoplada L_{DM} e é considerado que $C_y \ll C_x$. Dessa forma, obtém-se a função de transferência do circuito sem o filtro:

$$\frac{V_{DM}(s)}{I_{DM}(s)} = 2R_A \quad (4.52)$$

Figura 4.10 – Filtro de EMI com topologia π .

Fonte: Autor.

Figura 4.11 – Análise da perda por inserção de um filtro π com o RBTP.

Fonte: Autor.

e, com a adição do filtro, tem-se:

$$\frac{V_{DM,f}(s)}{I_{DM}(s)} = \frac{2R_A}{2s^3L_D C_x^2 R_A + s^2L_D C_x + 4sC_x R + 1}. \quad (4.53)$$

A perda por inserção é obtida conforme (4.51), sendo os módulos de V_{DM} e $V_{DM,f}$ obtidos por (4.52) e (4.53), considerando o regime permanente $s \rightarrow j\omega$:

$$P_{l,\pi} = 10 \log \left(4\omega^6 C^4 R^2 L^2 + \omega^4 L C^2 (L - 16C R^2) + \omega^2 C (16C R^2 - 2L) + 1 \right). \quad (4.54)$$

A partir de (4.54) é possível projetar os componentes do filtro para obter a atenuação necessária para atender à norma. São necessários 62 dB de atenuação, sendo adicionada uma margem de segurança de 6 dB, totalizando 68 dB de atenuação. A equação (4.54) possui dois graus de liberdade para o projeto, assim, os capacitores C_X são fixados em 330 nF, e o valor de indutância necessário é

$$L_D = 125 \mu\text{H}. \quad (4.55)$$

Dado este valor de indutância é escolhido um *choke* de modo comum de código CMT3-11.5-6L, do fabricante Coilcraft, cujas características são apresentadas na Tabela 4.6. A in-

dutância de dispersão de $140 \mu\text{H}$ e a máxima corrente eficaz de 6 A atendem aos requisitos do conversor. Embora não seja feito projeto do filtro de modo comum, pois as capacitâncias parasitas que geram este ruído não foram modeladas, é utilizado o valor típico de 2,2 nF para C_Y .

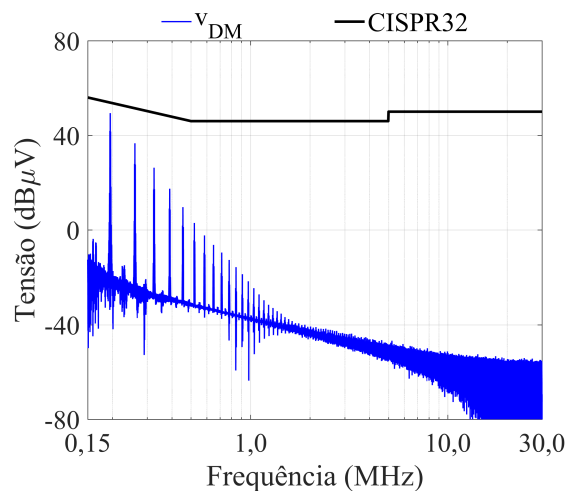
Tabela 4.6 – Dados do *choke* de modo comum CMT3-11.5-6L.

Símbolo	Temperatura	Valor
$R_{S,choke}$	Resistência série	$0,088 \Omega$
L_{CM}	Indutância de modo comum	11,5 mH
L_D	Indutância de dispersão	$140 \mu\text{H}$
I_{max}^{rms}	Máximo valor eficaz da corrente	6 A

Fonte: Autor.

Para validar o projeto, o filtro de EMI é simulado junto ao RBTP e à LISN, sendo o resultado apresentado na Figura 4.12, que mostra que o projeto inicial está adequado. Os resultados a partir de aproximadamente 2 MHz não são válidos em virtude da limitação no número de casas decimais dos dados exportados pelo PSIM. Como o sinal v_{DM} possui harmônicas de elevada amplitude em baixa frequências, a quantidade de dígitos significativos nos resultados exportados não consegue representar a baixa amplitude das harmônicas de alta frequência.

Figura 4.12 – Simulação do ruído eletromagnético diferencial utilizando um filtro π na entrada do RBTP projetado.



Fonte: Autor.

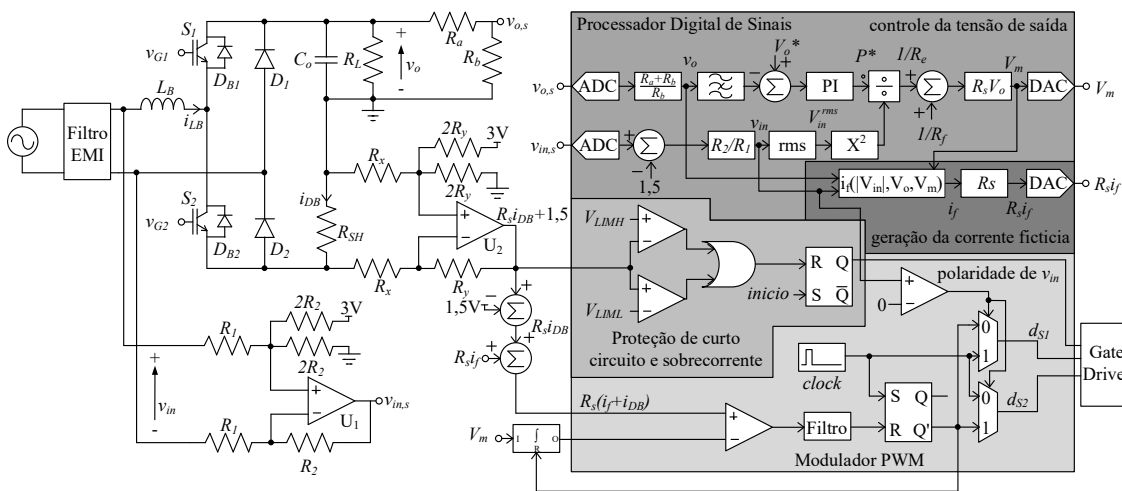
4.9 IMPLEMENTAÇÃO DO CONTROLE

Para implementar o controle proposto é utilizado o *kit* LAUNCHXL-F28377S, que possui um DSP TMS320F28377S, que conta com capacidades como ponte flutuante e módulos PWM

flexíveis com comparadores analógicos internos, o que permite implementação do OCC com apenas um integrador externo e os sensores de corrente e tensão.

Um diagrama geral da implementação do controle é apresentado na Figura 4.13. As tensões v_o e v_{in} são medidas e convertidas em sinais digitais por ADCs. Esses sinais são utilizados pelo controlador da tensão de saída para determinar a tensão modulante v_m , que determina a corrente de entrada. O valor eficaz da tensão de entrada é medido utilizando uma janela móvel para realização de *feedforward* da tensão de entrada no controle da tensão de saída. Também é utilizado um filtro rejeita faixa (média móvel) no controle da tensão de saída, para eliminar harmônicas múltiplas da frequência de 60 Hz presentes na medição da tensão de saída, diminuindo a DHT. O valor da tensão modulante V_m calculado pelo controle é convertido em sinal analógico por um DAC, para ser utilizado pelo integrador do OCC.

Figura 4.13 – Diagrama geral da implementação do LEM-OCC com corrente fictícia.



Fonte: Autor.

As medições de v_o e v_{in} e o valor calculado de v_m são utilizados para calcular o valor de corrente fictícia, que é convertido em um sinal analógico por um segundo DAC. A corrente fictícia é atualizada na mesma frequência que a amostragem do controle de tensão do barramento, que é de 5,4 kHz. O valor de L_B utilizado pela compensação é de 3,2 mH, dando prioridade à compensação com baixa corrente de entrada, devido à queda no valor de indutância com o aumento da corrente.

A corrente i_{DB} é medida com um *offset* de 1,5 V e utilizando comparadores analógicos internos ao DSP é realizada uma comparação em janela da corrente medida com os limites de corrente V_{LIMH} e V_{LIML} . O limite V_{LIMH} serve para bloquear os interruptores do conversor em caso de sobrecorrente, quando a corrente i_{DB} passar de um limite desejado. Já o nível V_{LIML}

detecta curtos do braço formado por S_1 e S_2 , visto que nesta situação a corrente pelo *shunt* será negativa.

O *offset* da corrente medida é removido por um somador analógico e o valor da corrente fictícia proveniente do DAC é somado à medição. Este valor, $R_s(i_f + i_{DB})$, e a integral de v_m , gerada por um integrador externo ao DSP, são inseridos em um comparador analógico interno ao DSP, formando o OCC.

Para evitar que ruídos levem ao *reset* do FFSR do OCC com facilidade, a saída do comparador é filtrada. O filtro utilizado possui uma janela móvel de 32 amostras da saída do comparador. A taxa de amostragem é de 200 MHz, e o filtro somente muda sua saída para nível alto quando pelo menos 24 amostras da janela estiverem em nível alto, o que representa um atraso de pelo menos 120 ns na saída do comparador.

A saída do FFSR do OCC é aplicada em um multiplexador, que define qual dos interruptores receberá a razão cíclica do controle, sendo o multiplexador controlado pela polaridade da tensão de entrada. Adicionalmente, quando o interruptor em condução abre o interruptor oposto recebe o comando para fechar por um curto tempo (com um tempo morto adequado para evitar curto de braço). Isso é feito porque, conforme discutido em (UPAMANYU et al., 2016), quando a corrente de entrada é baixa, a subida da tensão nos interruptores é mais lenta, pois as capacitâncias parasitas dos interruptores e diodos são carregadas pela corrente de entrada. Essa demora na subida da tensão dos interruptores aumenta a razão cíclica efetiva do interruptor, causando distorção da corrente de entrada. Ao fechar o interruptor oposto por um curto período de tempo, é permitido que o capacitor de saída carregue as capacitâncias parasitas, diminuindo a distorção.

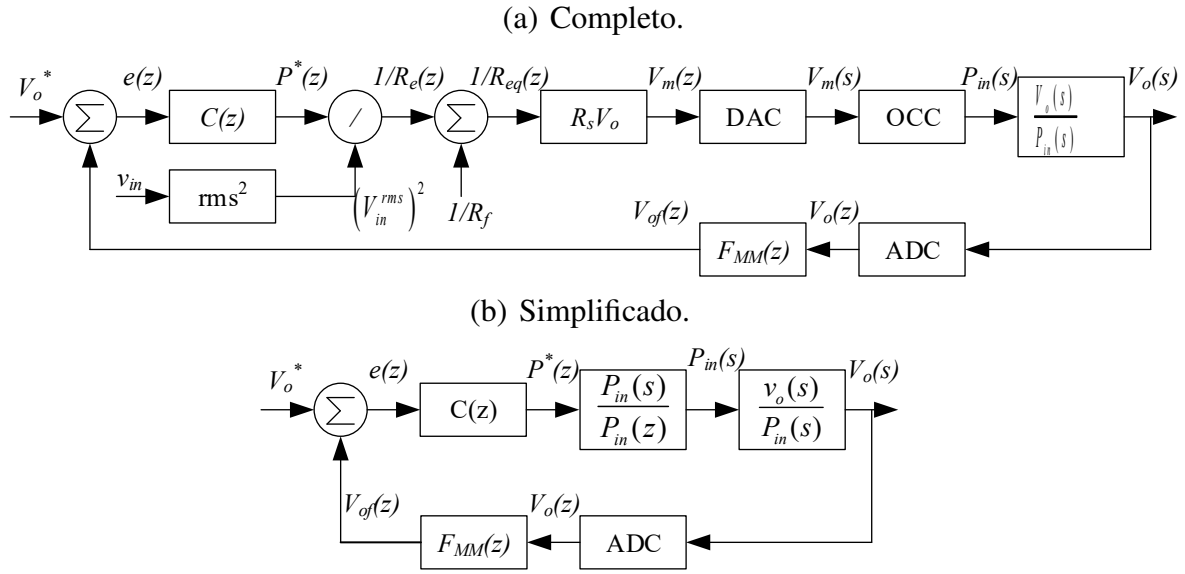
4.10 PROJETO DO CONTROLE DA TENSÃO DE SAÍDA

O LEM-OCC-SD ajusta a resistência emulada variando a tensão modulante v_m , conforme (3.39), e a potência de entrada é relacionada com R_e por (3.66). Dessa maneira, a estrutura proposta na Figura 4.13 resulta no diagrama de blocos da Figura 4.14(a). O bloco $F_{MM}(z)$ é o filtro rejeita faixa utilizando média móvel. Os ganhos dos sensores são compensados pelo código, e, portanto, não aparecem no diagrama de blocos. O controle de tensão do barramento deve ser muito mais lento que o OCC, o que implica na simplificação

$$\frac{P_{in}(s)}{P^*(z)} = 1, \quad (4.56)$$

resultando no diagrama de blocos simplificado da Figura 4.14(b).

Figura 4.14 – Diagrama de blocos do controle da tensão da saída.



Fonte: Autor.

Para realizar o projeto do controle é necessário obter a função de transferência de malha aberta (FTMA) do controle. Primeiramente, o filtro média móvel utilizado tem equação (NODARI, 2011)

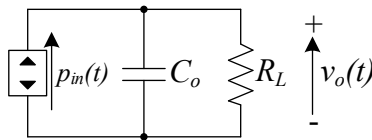
$$F_{MM}(z) = \frac{1}{M} \frac{1 - z^{-M}}{1 - z^{-1}} \quad (4.57)$$

sendo M é o número de amostras do filtro. Esta equação pode ser transformada para o domínio s com o uso de $z^{-M} = e^{-sMT_a}$

$$F_{MM}(s) = \frac{1}{M} \frac{1 - e^{-sMT_a}}{1 - e^{-sT_a}} \quad (4.58)$$

na qual $T_a = 1/f_a$ é o período de amostragem.

Figura 4.15 – Circuito simplificado da planta de tensão.



Fonte: Autor.

A função $V_o(s)/P_{in}(s)$ é obtida com base no circuito da Figura (4.15). Considerando-se rendimento unitário, a potência de entrada será entregue ao capacitor de saída e à carga. Pela análise do balanço de potência

$$\frac{1}{2} C_o \frac{dv_o^2(t)}{dt} + \frac{v_o^2(t)}{R_L} = p_{in}(t), \quad (4.59)$$

aplicando a análise de pequenos sinais $v_o(t) = V_o + \hat{v}_o(t)$ e $p_{in}(t) = P_{in} + \hat{p}_{in}(t)$ e removendo termos de segunda ordem, obtêm-se

$$C_o V_o \frac{d\hat{v}_o}{dt} + \frac{2V_o \hat{v}_o}{R_L} = \hat{p}_{in}(t). \quad (4.60)$$

Através da transformada de Laplace de (4.60) é obtido

$$\frac{V_o(s)}{P_{in}(s)} = \frac{1}{V_o} \frac{1}{sC_o + \frac{2}{R_L}}. \quad (4.61)$$

Os dados para o projeto do controlador são apresentados na Tabela 4.7. O projeto é realizado no domínio s e depois discretizado utilizando o método de Tustin. Os atrasos do controle não representam um problema, pois a banda passante escolhida é muito menor que a frequência de amostragem. A FTMA, com controlador unitário é

$$FTMA(s) = F_{MM}(s) \frac{P_{in}(s)}{V_o(s)} \quad (4.62)$$

Tabela 4.7 – Descrição dos parâmetros do controle.

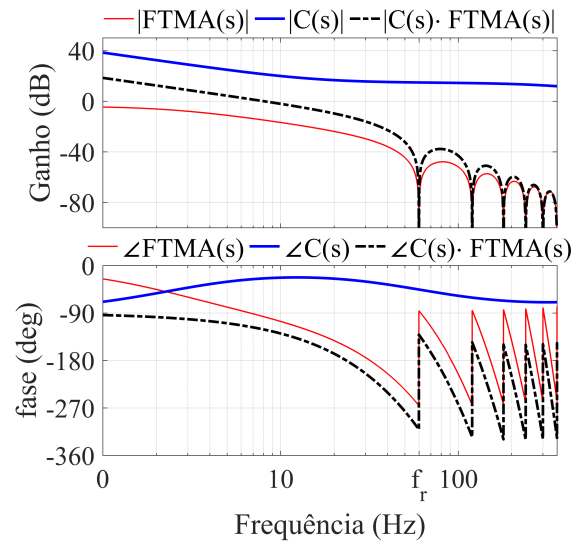
Símbolo	Descrição	Valor
MF	Margem de fase	60 °
F_C	Frequência de corte do controle	8 Hz
M	Número de amostras da média móvel	90
f_a	Frequência de amostragem do controle	5,4 kHz
V_o	Valor médio da tensão de saída	380 V
R_L	Resistência da carga	481,3 Ω

Fonte: Autor.

Os diagramas de bode do controle projetado são apresentados na Figura 4.16. O controlador utilizado é do tipo Proporcional Integral (PI) com um polo adicional para filtragem. O zero do controlador é posicionado sobre o polo da planta, o polo adicional foi ajustado para se obter a margem de fase de 60 ° desejada e o ganho foi ajustado para se obter a banda passante de 8 Hz.

Embora o projeto do controlador apresentado considere o uso do LEM-OCC-SD com *feedforward*, este controlador de tensão também pode ser utilizado para o LEM-OCC-SDS, visto que o circuito do LEM-OCC-SDS foi desenvolvido considerando que a saída do controlador de tensão define a potência de entrada desejada. O LEM-OCC-SDS, porém, não possui *feedforward* reduzindo a banda passante quando a tensão de entrada for baixa.

Figura 4.16 – Diagrama de bode do controle da tensão de saída.



Fonte: Autor.

4.11 CONCLUSÕES

Neste capítulo é apresentado o projeto do RBTP, incluindo cálculo de perdas, dimensionamento do dissipador e implementação do controle utilizando as extensões propostas do LEM-OCC.

É apresentado que com o uso da PCI como dissipador não é possível operar o conversor com a tensão de entrada mínima, sendo necessário um dissipador. Também é apresentado o projeto de um filtro de EMI, que tem como objetivo validar se os efeitos do filtro são significativos na estabilidade do controle.

5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Neste capítulo são apresentados resultados experimentais do RBTP. Foco é dado à comparação entre as diferentes variações do LEM-OCC. Os resultados são obtidos utilizando os seguintes equipamentos listados na Tabela 5.1.

Tabela 5.1 – Equipamentos utilizados nos testes experimentais.

Equipamento	Modelo	Uso
Osciloscópio	MDO4054B-3	todas as medições exceto as do filtro de EMI
Osciloscópio	MSO2014B	medições do filtro de EMI
Variador de tensão	ATV-215-M	todos os testes
Ponteira de tensão	TPP0250	todas as medições de sinais de controle
Ponteira de tensão	THDP0100	todas as medições de v_{in} e v_o
Ponteira de corrente	TCP0030A	todas as medições de corrente
Wattímetro	WT230	todas as medições de rendimento

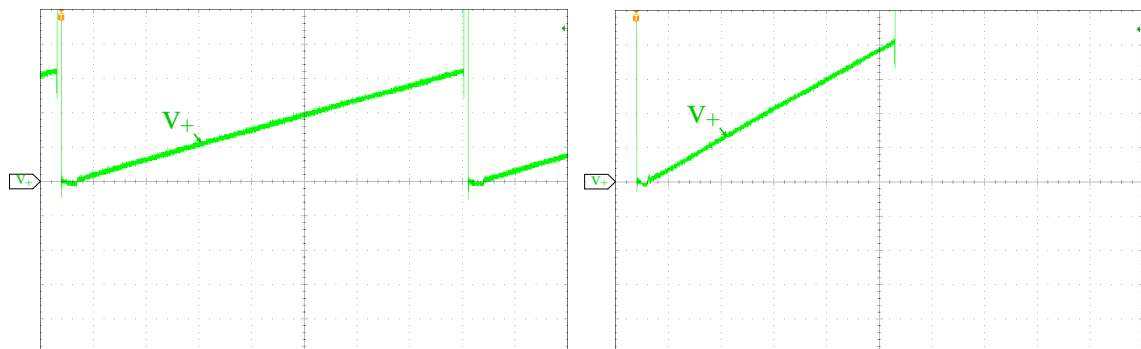
Fonte: Autor.

5.1 INTEGRADOR E SENSOR DE CORRENTE

Para o funcionamento do OCC, a qualidade da medição do sinal de corrente e o correto funcionamento do integrador são essenciais. Primeiramente, nas Figuras 5.1(a) e (b), é apresentado o funcionamento integrador, para uma tensão v_m de 500 mV e 1,5 V, respectivamente. Percebe-se que há um atraso no início da integração, especialmente visível para $v_m = 500$ mV.

Figura 5.1 – Saída do integrador.

(a) $v_m = 500$ mV. Tempo: $4\mu\text{s}/\text{div}$, v_+ : 200 mV/div. (b) $v_m = 1,5$ V. Tempo: $4\mu\text{s}/\text{div}$, v_+ : 200 mV/div.

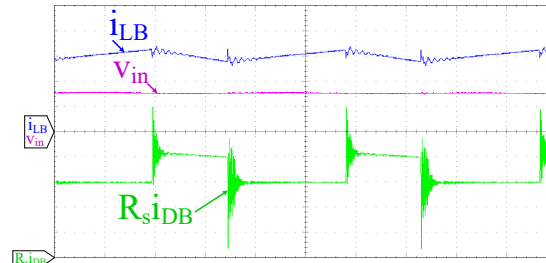


Fonte: Autor.

A Figura 5.2 apresenta a operação do LEM-OCC-SD sem a presença de um capacitor de filtro no amplificador do sensor de corrente. Embora o controle funcione, há grande quantidade

de ruído no sinal de corrente medido durante a entrada em condução e durante o bloqueio do IGBT. Há um *offset* de 1,5 V na medição de corrente.

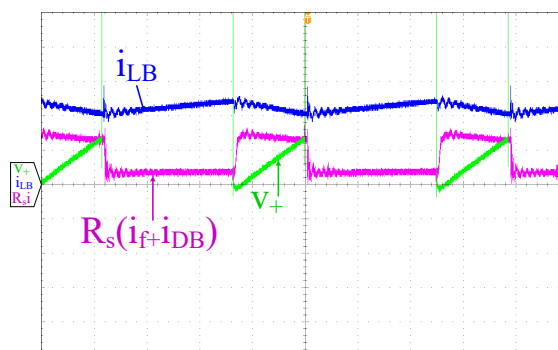
Figura 5.2 – Operação do LEM-OCC-SD sem filtro no sensor de corrente. Tempo: $4\mu\text{s}/\text{div}$, v_{in} : 100V/div, $R_s i_{DB}$: 500mV/div, i_{LB} : 1A/div.



Fonte: Autor.

Dessa forma, foi utilizado um capacitor de 150 pF para filtragem do sinal de corrente. Na Figura 5.3 é apresentado o sinal de corrente com o uso do filtro, remoção do nível de 1,5 V do sinal medido e com a soma da corrente fictícia. Em razão da presença do capacitor a medição da corrente do diodo possui um tempo de subida durante o qual a medição da corrente do diodo é inválida. Para evitar que ocorra comparação entre a saída do integrador com a saída do sensor de corrente, antes da saída do sensor de corrente ter estabilizado, a máxima razão cíclica é limitada em 0,95. O integrador vai ao fundo de escala (3 V) após a comparação ser verdadeira, porém há um atraso entre esta ocorrência e a comutação.

Figura 5.3 – Corrente medida com filtro e com soma do sinal de corrente fictícia. Tempo: $4\mu\text{s}/\text{div}$, v_+ : 200mV/div, $R_s (i_{f+} + i_{DB})$: 200mV/div, i_{LB} : 500mA/div.



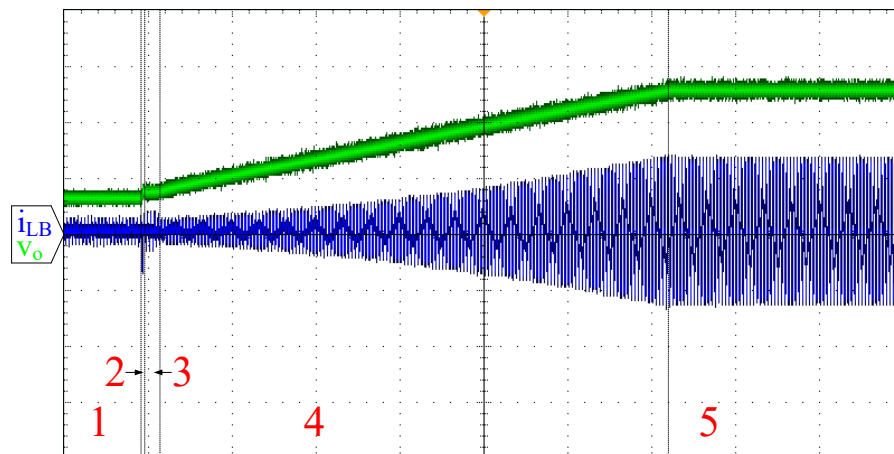
Fonte: Autor.

5.2 PARTIDA DO CONVERSOR

A partida do conversor ocorre em cinco etapas, apresentadas na Figura 5.4, e descritas a seguir:

1. É feita a pré-carga por um resistor, para diminuir os picos de corrente no capacitor e diodos;
2. Após o capacitor de saída ser carregado é fechado o interruptor da pré-carga para diminuir as perdas, o que causa um pico na corrente de entrada e uma elevação da tensão da saída, em razão da diminuição da impedância no caminho da corrente. Esse pico é significativamente menor do que ocorreria sem pré-carga;
3. O filtro média móvel é populado e a tensão de saída é medida para ser utilizada como valor inicial para a rampa de referência da tensão de saída;
4. O controlador da tensão de saída é ativado e sua referência sobe em rampa;
5. Operação em regime.

Figura 5.4 – Partida do conversor.



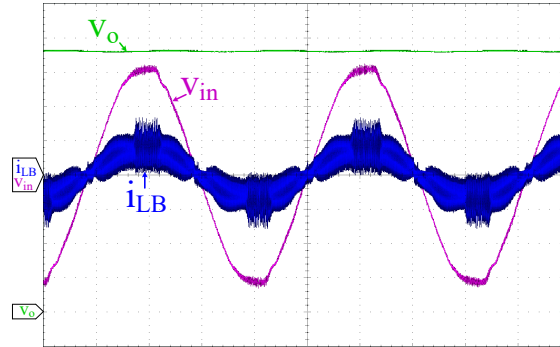
Fonte: Autor.

5.3 COMPARAÇÃO ENTRE O LEM-OCC E AS TÉCNICAS PROPOSTAS

Para validar a extensão do LEM-OCC proposta, resultados experimentais são apresentados para o LEM-OCC-S, LEM-OCC-SDS e LEM-OCC-SDS. O conversor também é operado com o LEM-OCC sem extensão, sendo verificada a ocorrência de instabilidade, conforme a Figura 5.5.

Resultados experimentais comparando as três extensões discutidas neste trabalho são apresentados nas Figuras 5.6, 5.8, 5.10 e 5.11. O ponto de operação será referenciado pelo par $P_o @ V_{in}^{rms}$, isto é, potência de saída e valor eficaz da tensão de entrada.

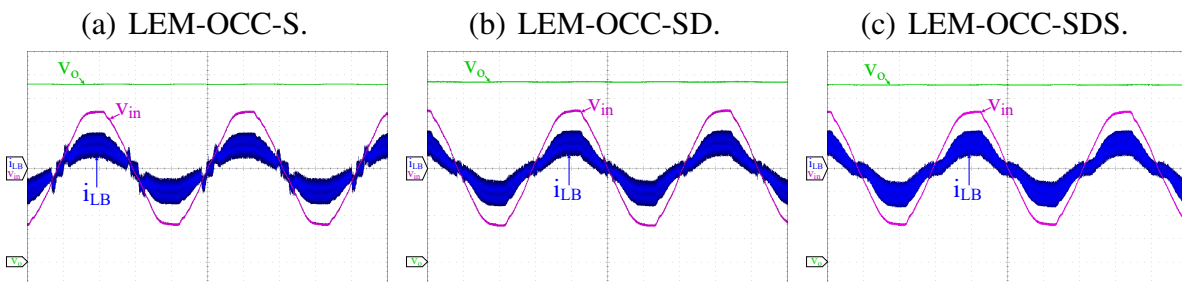
Figura 5.5 – Instabilidade do LEM-OCC com baixa carga e elevada tensão de entrada. $V_{in}^{rms}=220V$, $P_{in}=58,4W$. Tempo: 4ms/div, v_o : 100V/div, v_{in} : 50V/div, i_{LB} : 500mA/div.



Fonte: Autor.

Na Figura 5.6 são apresentados resultados experimentais obtidos no ponto de operação 25W@85V. Na Figura 5.6(a) o LEM-OCC-S apresenta significativa distorção em torno do cruzamento por zero, isso ocorre, pois no começo da passagem por zero o aumento da corrente é limitado pela tensão de entrada, mesmo com razão cíclica máxima. Após um leve aumento da tensão de entrada, devido a distorção dos sinais (tanto a corrente medida quanto i_f^e possuem valores muito pequenos quando v_{in} é baixo), a razão cíclica continua elevada por um curto tempo e a corrente aumenta além do desejado. Esse efeito não ocorre no LEM-OCC-SD e LEM-OCC-SDS, nas Figuras 5.6(b) e (c), pois estas técnicas de controle somam ao sinal de corrente medido à corrente fictícia i_f^d , que, como visto no capítulo 3, possui amplitude maior próxima ao cruzamento por zero da tensão, aumentando a amplitude dos sinais comparados e diminuindo o efeito da distorção.

Figura 5.6 – Resultados experimentais: 25W@85V. Tempo: 4ms/div, v_o : 50V/div, v_{in} : 50V/div, i_{LB} : 500mA/div.

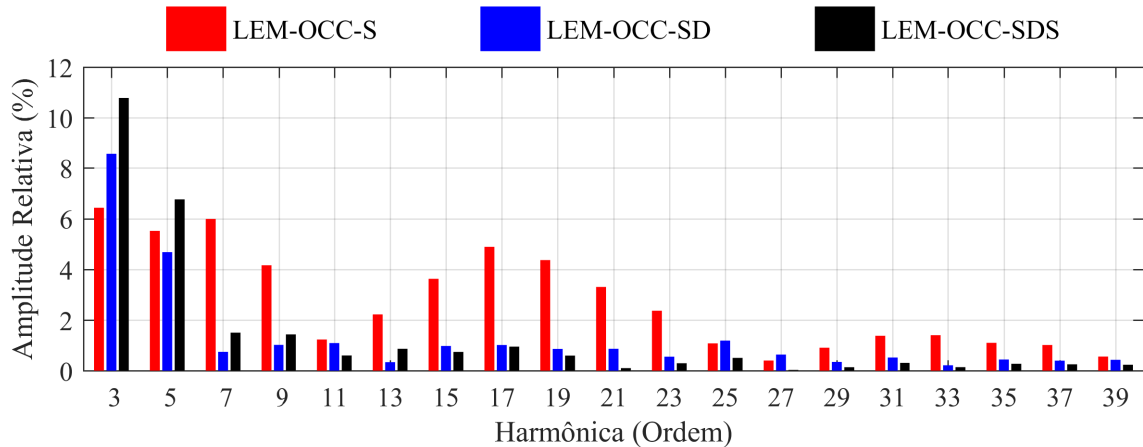


Fonte: Autor.

O espectro harmônico da corrente do indutor, para as três extensões estudadas, no ponto de operação 25W@85V, é apresentado na Figura 5.7. Neste ponto de operação, o LEM-OCC-S possui a menor amplitude da terceira harmônica entre as técnicas comparadas, porém apresenta maior amplitude das harmônicas de ordem elevada, em razão da distorção no cruzamento por zero. O LEM-OCC-SD possui terceira e quinta harmônicas de menor amplitude que o LEM-

OCC-SDS, sendo que as demais harmônicas possuem amplitudes similares. O LEM-OCC-SD não apresenta vantagem significativa neste ponto de operação, pois a corrente fictícia não compensa erros causados pela limitação de razão cíclica, distorções e *offsets* nos sinais medidos, e efeitos de componentes parasitas, que são predominantes neste ponto de operação.

Figura 5.7 – Espectro harmônico da corrente i_{LB} : 25W@85V.



Fonte: Autor.

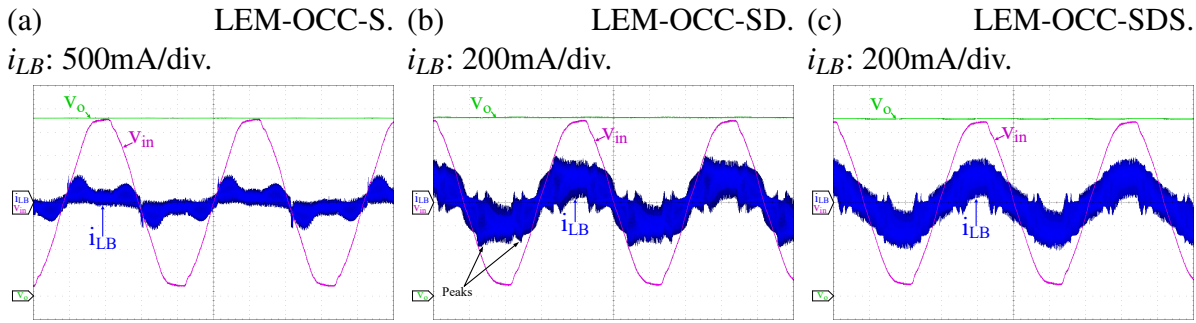
Na Figura 5.8 são apresentados resultados experimentais no ponto de operação 25W@250V. O LEM-OCC-S, na Figura 5.8(a), apresenta distorção significativa, com uma DHT de 75%, sendo a corrente de entrada maior perto do cruzamento por zero do que no pico da tensão de entrada, e, desta forma, a corrente de entrada não é proporcional à tensão de entrada. O LEM-OCC-SD, na Figura 5.8(b), apresenta melhor desempenho nesta condição, com DHT de 13 %, enquanto o LEM-OCC-SDS, na Figura 5.8(c), possui DHT de 30 %. O pico da corrente em torno do cruzamento por zero é maior no LEM-OCC-SD do que no LEM-OCC-SDS, o que é necessário para compensar a diminuição no valor médio instantâneo da corrente de entrada quando o conversor entra em DCM.

A Figura 5.8 mostra na prática a ocorrência de assimetria na forma de onda da corrente, nas extensões S e SD, que ocorre por conta de i_f não ser atualizada de forma contínua, mas na frequência de amostragem f_a . Este efeito é discutido na seção 3.3.7.4, e pode ser verificado com clareza nesta condição, pois este é o ponto de operação que possui a maior relação i_f/i_{in} . Esta assimetria não está presente no LEM-OCC-SDS, uma vez que esta estratégia utiliza um valor de i_f constante em regime permanente, e, portanto, não é afetada pela frequência de amostragem.

Um pequeno *ripple* causado pela atualização de i_f é visível na Figura 5.8(a), novamente por ser a condição com maior i_f e menor i_{in} . A ressonância entre o indutor de entrada e as capacitâncias parasitas causam os picos na corrente destacados na Figura 5.8(b). Este efeito é

discutido para o RPDCB em (GUSSEME et al., 2007; LI et al., 2018), e pode ser melhorado com o uso de circuitos de amortecimento, ao custo de diminuir o rendimento do conversor.

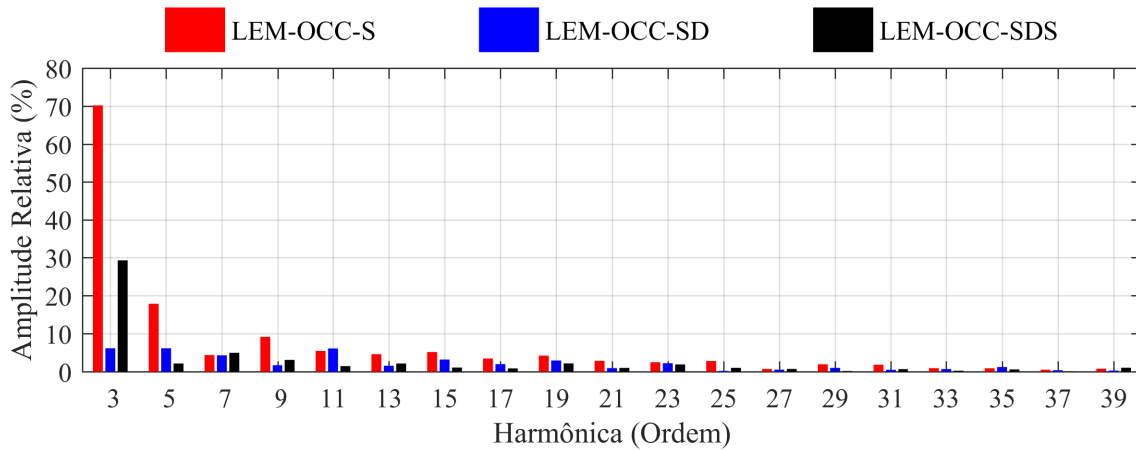
Figura 5.8 – Resultados experimentais: 25W@250V. Tempo: 4ms/div, v_o : 50V/div, v_{in} : 100V/div.



Fonte: Autor.

O espectro harmônico da corrente do indutor, para as três extensões estudadas, no ponto de operação 25W@250V, é apresentado na Figura 5.9. O LEM-OCC-SD reduz significativamente a amplitude da terceira harmônica, em relação ao LEM-OCC-S e ao LEM-OCC-SDS. A amplitude dos demais harmônicos do LEM-OCC-SD são similares às do LEM-OCC-SDS, sendo que o LEM-OCC-S apresenta desvantagem para quase todos os harmônicos.

Figura 5.9 – Espectro harmônico: 25W@250V.

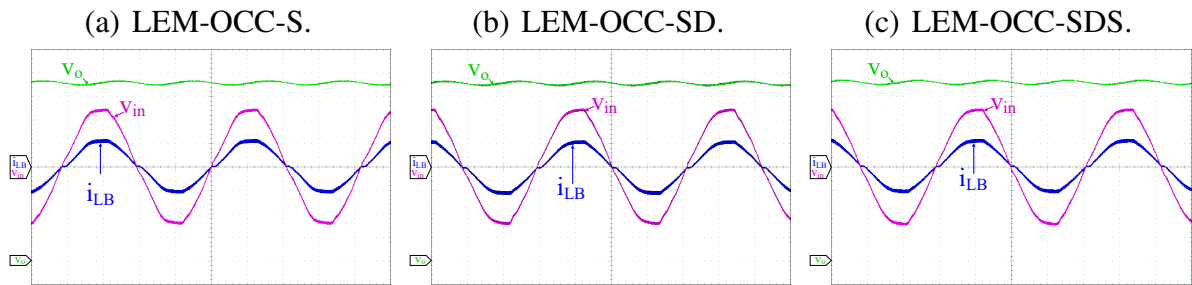


Fonte: Autor.

Para potências de entrada elevadas, nas Figuras 5.10 e 5.11, a compensação possui efeito pequeno, visto que o conversor opera em CCM e a ondulação de corrente é proporcionalmente pequena. Distorção no cruzamento por zero é especialmente visível para $V_{in}^{rms} = 85$ V, devido à limitação da razão cíclica.

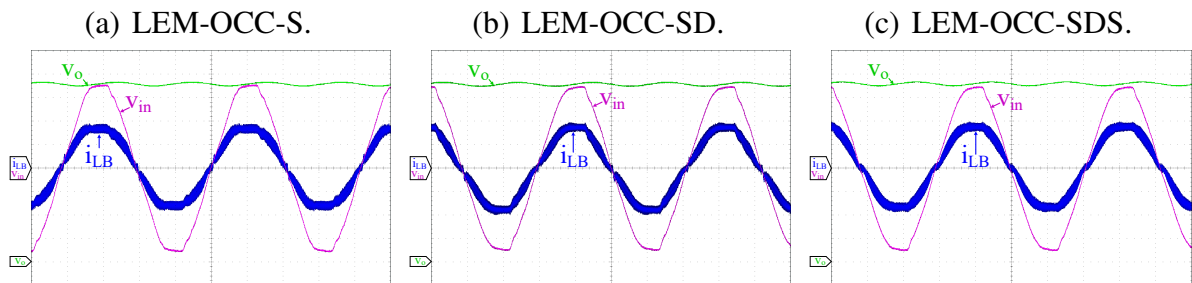
O espectro harmônico da corrente do indutor, para as três extensões estudadas, nos pontos de operação 300W@85V e 300W@250V é apresentado nas Figuras 5.12 e 5.13, respectiva-

Figura 5.10 – Resultados experimentais: 300W@85V. Tempo: 4ms/div, v_o : 50V/div, v_{in} : 50V/div, i_{LB} : 5A/div.



Fonte: Autor.

Figura 5.11 – Resultados experimentais: 300W@250V. Tempo: 4ms/div, v_o : 50V/div, v_{in} : 100V/div, i_{LB} : 1A/div.



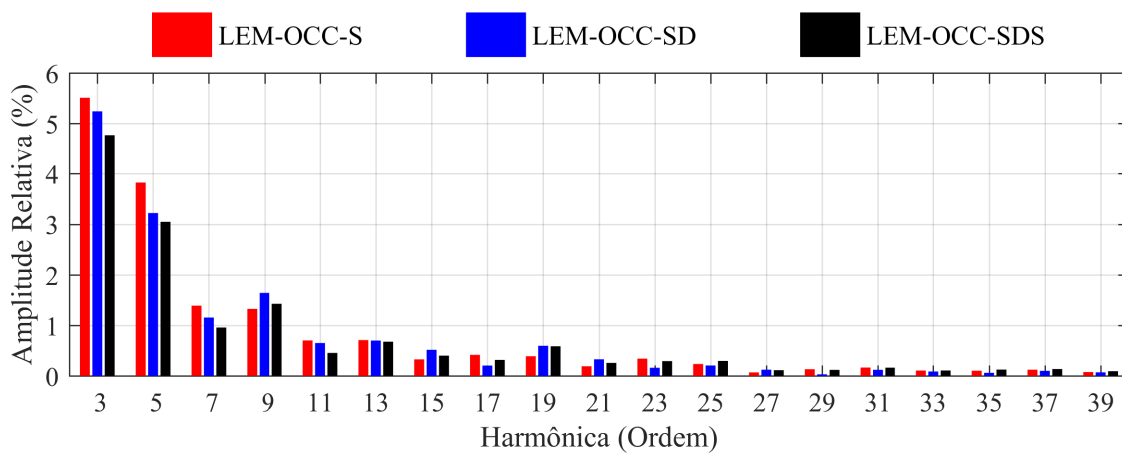
Fonte: Autor.

mente. Nestes dois pontos de operação as três técnicas possuem espectro harmônico similar, o que novamente ocorre em razão da corrente fictícia compensar apenas o erro causado pela ondulação da corrente do indutor, que não é o efeito predominante na distorção da corrente de entrada quando operando em máxima potência de entrada.

O espectro harmônico foi também obtido no ponto de operação nominal, 300W@220V, e comparado com os limites impostos pela norma IEC-61000-3-2, Classe D (IEC, 2014b), e é apresentado na Figura 5.14. As três extensões do OCC são capazes de atender a norma, que não apresenta requisitos de desempenho em baixa carga.

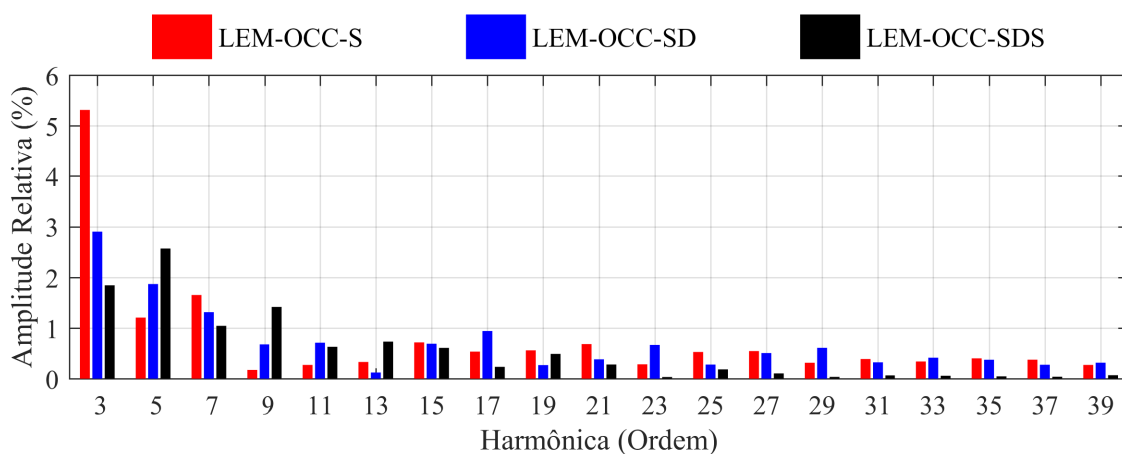
Resultados experimentais da DHT em função da potência de entrada do conversor são apresentados na Figura 5.15. Para a tensão de entrada $V_{in}^{rms} = 85$ V o LEM-OCC-SD e o LEM-OCC-SDS não apresentam grande vantagem em relação ao LEM-OCC-S. Para a tensão de entrada máxima o LEM-OCC-SD apresenta melhoria significativa na DHT, em comparação ao LEM-OCC-SDS e ao LEM-OCC-S. O LEM-OCC-SDS também possui melhor desempenho que o LEM-OCC-S, tendo boa vantagem a partir de $P_{in} < 150$ W.

Figura 5.12 – Espectro harmônico: 300W@85V.



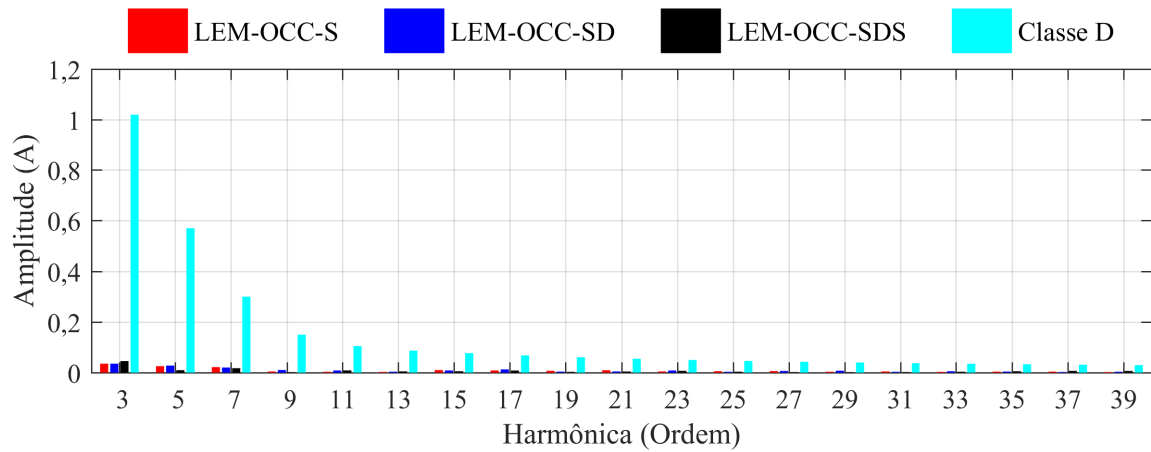
Fonte: Autor.

Figura 5.13 – Espectro harmônico: 300W@250V.



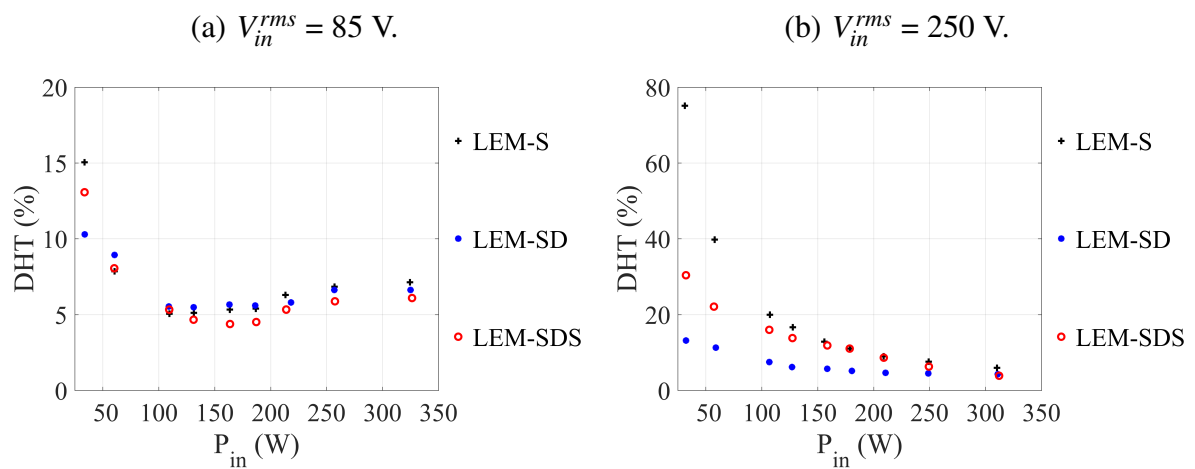
Fonte: Autor.

Figura 5.14 – Espectro harmônico: 300W@220V, comparado a norma IEC-61000-3-2, Classe D.



Fonte: Autor.

Figura 5.15 – Resultados experimentais de DHT da corrente de entrada.



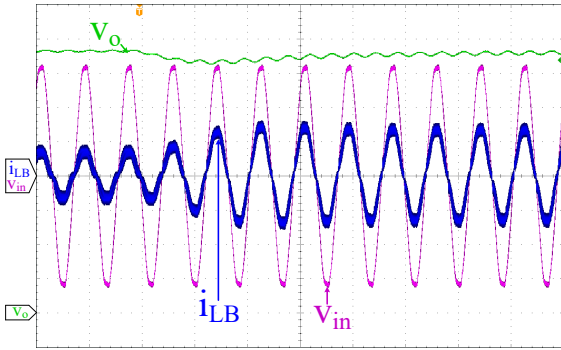
Fonte: Autor.

5.3.1 Desempenho em transitórios

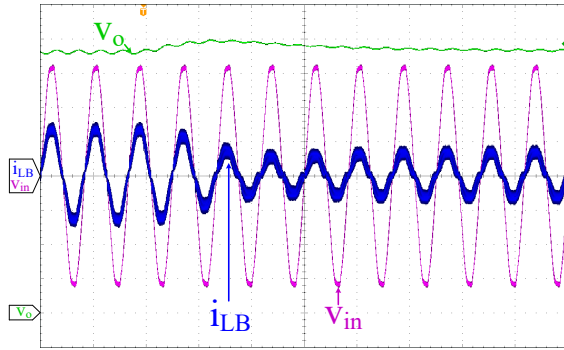
Testes com variação da tensão de entrada e degraus de carga foram realizados e são apresentados nas Figuras 5.16 e 5.17 para o LEM-OCC-SD e nas Figuras 5.18 e 5.19 para o LEM-OCC-SDS. Não é visível instabilidade no controle da corrente, conforme esperado pela análise de estabilidade. Não há diferença significativa no desempenho do controle de tensão do LEM-OCC-SD e do LEM-OCC-SDS quando são aplicados degraus de carga, porém, devido à presença do *feedforward*, a variação da tensão de entrada tem efeito mais significativo na tensão de saída do LEM-OCC-SDS do que no LEM-OCC-SD.

Figura 5.16 – Desempenho do LEM-OCC-SD em variações de carga. $V_{in}^{rms} = 220$ V. Tempo: 20ms/div, v_o : 50V/div, v_{in} : 100V/div, i_{LB} : 1A/div.

(a) $P_{in}=110$ W $\rightarrow$ $P_{in}=210$ W. $\Delta V_o = -15$ V.



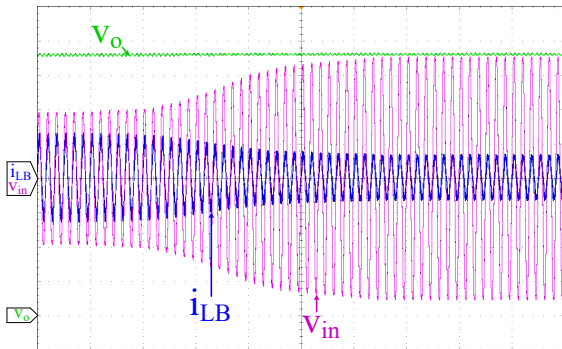
(b) $P_{in}=110$ W $\rightarrow$ $P_{in}=210$ W. $\Delta V_o = 14$ V.



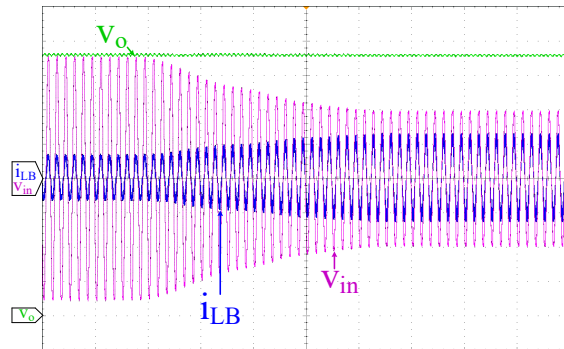
Fonte: Autor.

Figura 5.17 – Desempenho do LEM-OCC-SD em variações da tensão de entrada. $P_{in} = 100$ W. Tempo: 100ms/div, v_o : 50V/div, v_{in} : 100V/div, i_{LB} : 1A/div.

(a) $v_{in}=127$ V $\rightarrow$ $v_{in}=250$ V. $\Delta V_o = 1$ V.

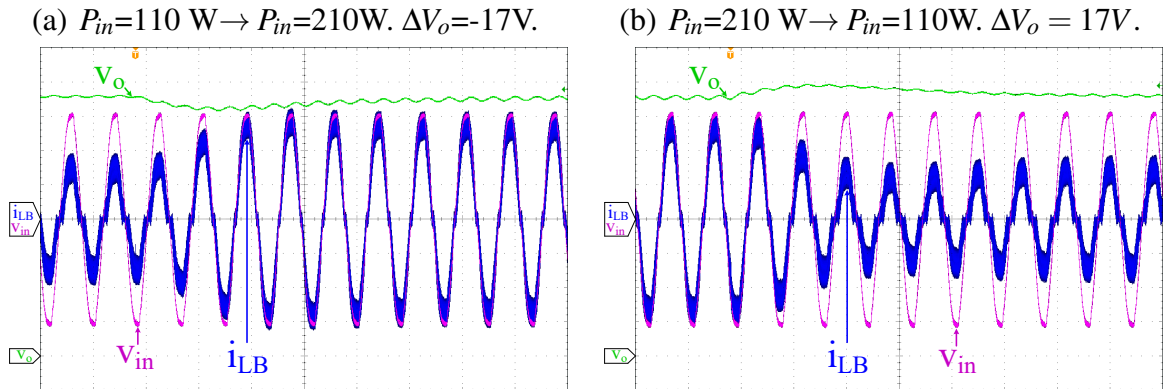


(b) $v_{in}=250$ V $\rightarrow$ $v_{in}=127$ V. $\Delta V_o = -1$ V.



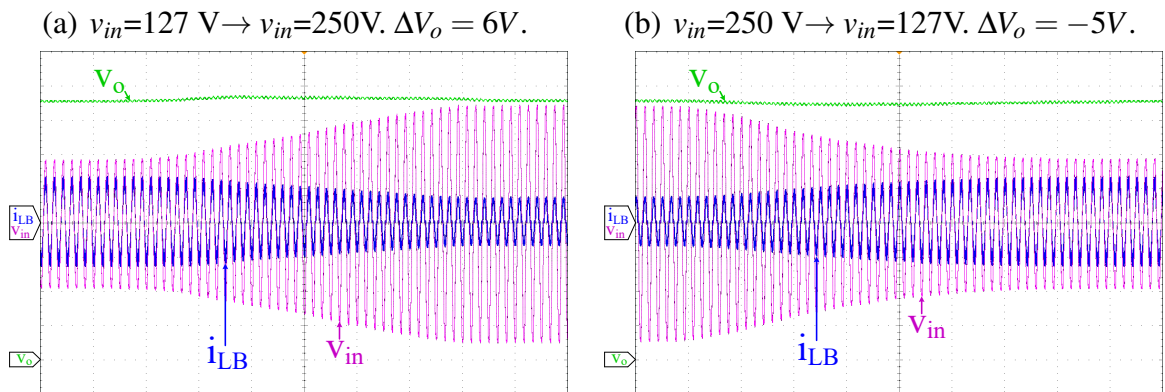
Fonte: Autor.

Figura 5.18 – Desempenho do LEM-OCC-SDS em variações de carga. $V_{in}^{rms}=220$ V. Tempo: 20ms/div, v_o : 50V/div, v_{in} : 100V/div, i_{LB} : 1A/div.



Fonte: Autor.

Figura 5.19 – Desempenho do LEM-OCC-SDS em variações da tensão de entrada. $P_{in} = 100$ W. Tempo: 100ms/div, v_o : 50V/div, v_{in} : 100V/div, i_{LB} : 1A/div.



Fonte: Autor.

5.4 RENDIMENTO E ELEVAÇÃO DE TEMPERATURA DO RBTP

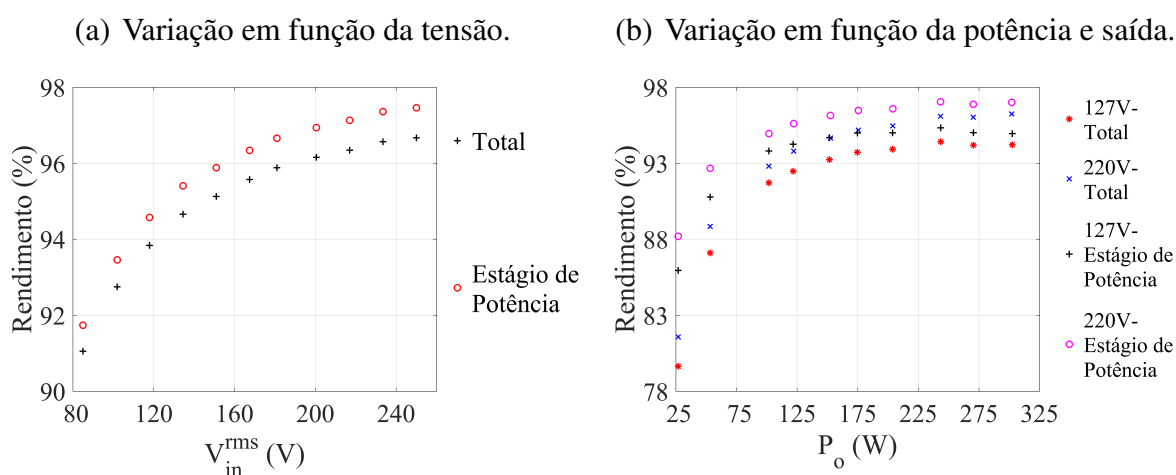
Para obter o rendimento do conversor foi medida a potência entregue pela fonte ca e a potência entregue à carga. Desta forma, são incluídas as perdas no filtro de EMI do conversor, perdas nas fontes auxiliares e nos circuitos de controle, sendo este o rendimento *total* do conversor. A potência dissipada nos circuitos auxiliares, o que inclui fontes auxiliares, circuitos de controle e *gate driver*, foi medida em 2,4819 W, para tensão de entrada máxima, variando menos que 5% em toda faixa de operação do conversor. Descontadas as perdas nos circuitos auxiliares, obtém-se o rendimento do *estágio de potência* do conversor.

O rendimento é obtido para diferentes valores de tensão de entrada, considerando potência de saída nominal, e apresentado na Figura 5.20(a). O aumento do rendimento com o aumento da tensão de entrada é esperado, visto que a tensão de bloqueio dos semicondutores independe de

v_{in} , e, assim, o rendimento é afetado predominantemente pelo aumento da corrente com baixa tensão de entrada.

O rendimento também é obtido para diferentes valores de potência de saída, considerando tensão de 127 V e de 220 V, sendo os resultados apresentados na Figura 5.20(b). Ocorre significativa diminuição do rendimento em baixa carga, visto que as perdas nas capacitâncias parasitas dos componentes não diminuem quando a potência da carga decresce. Esse efeito é mais acentuado, quando consideradas as perdas nos circuitos auxiliares, que não variam com a carga. O rendimento com tensão de entrada de 220 V é sempre maior que o rendimento para tensão de entrada de 127 V, devido aos menores níveis de corrente.

Figura 5.20 – Resultados experimentais de rendimento do conversor.



Fonte: Autor.

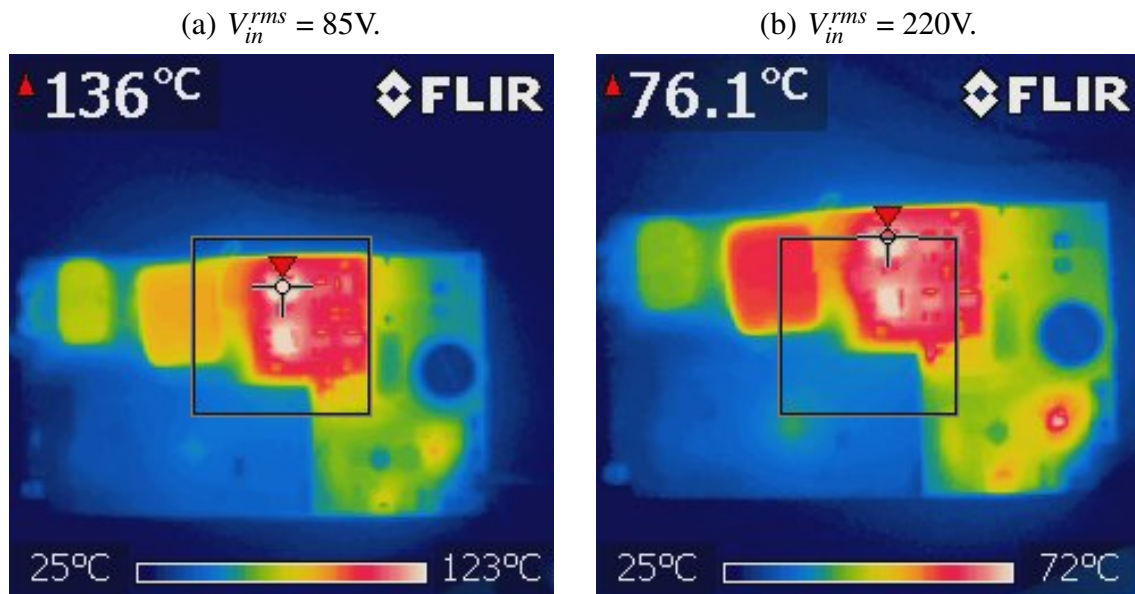
O rendimento do RBTP projetado é elevado, porém melhorias são possíveis, visto que o máximo rendimento obtido de 97,5% (para o estágio de potência) é menor que os 99% já obtidos na literatura com o uso de HEMTs de GaN. Para o RBTP deste trabalho, cita-se a possibilidade de diminuir as perdas de comutação com a redução dos tempos de comutação do IGBT, o que requer o uso de um *gate driver* com maior capacidade de pico de corrente.

As perdas na condição de carga máxima e mínima tensão de entrada são maiores do que o esperado, o que se reflete na maior elevação de temperatura do que a esperada pelo projeto. Os interruptores apresentam a maior diferença entre o resultado teórico e o prático, o que é justificado pelos tempos de comutação dos interruptores serem maiores na prática do que os obtidos do *datasheet*, visto que são fornecidos valores de t_r e t_f apenas para uma configuração de resistência de gatilho, que é diferente da utilizada no protótipo.

Nas Figuras 5.21(a) e (b) são apresentadas imagens térmicas do conversor operando nas tensões de entrada de 85 V e 220 V. A elevação de temperatura se concentra na área sobre o dissipador, uma vez que mesmo com a presença de planos de cobre em áreas adjacentes a resis-

tência térmica lateral da placa continua sendo elevada. A temperatura do encapsulamento dos componentes é apresentada na Tabela 5.2. Esses resultados mostram que são necessários mais detalhes no cálculo de perdas do RBTP, especialmente, na caracterização dos componentes, para obtenção de estimativas de perda e de temperatura com maior precisão,.

Figura 5.21 – Imagem térmica do conversor. $P_o = 300\text{W}$.



Fonte: Autor.

Tabela 5.2 – Temperatura dos componentes com o uso de dissipador.

Símbolo	Temperatura	Estimada	Experimental
T_A	ambiente	25 °C	25,2 °C
T_D	do dissipador	75,1 °C	93,1 °C
$T_{S1,C}$	do encapsulamento do interruptor S_1	106,9 °C	133 °C
$T_{S2,C}$	do encapsulamento do interruptor S_2	104,3 °C	130 °C
$T_{DB1,C}$	do encapsulamento do diodo D_{B1}	89,5 °C	103 °C
$T_{DB2,C}$	do encapsulamento do diodo D_{B2}	92,8 °C	103 °C
$T_{D1,C}$	do encapsulamento do diodo D_1	92,5 °C	106 °C
$T_{D2,C}$	do encapsulamento diodo D_2	95,0 °C	106 °C

Fonte: Autor.

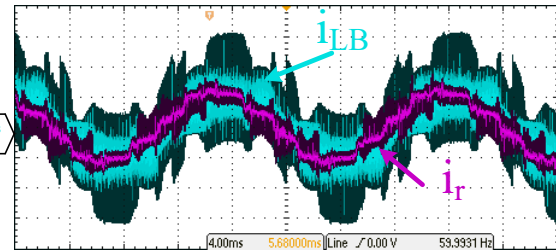
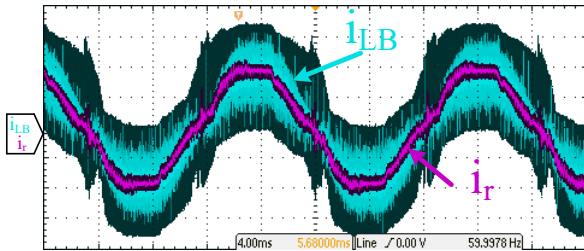
5.5 PERFORMANCE DO FILTRO DE EMI

Para observar o efeito do filtro de EMI, na Figura 5.22 são apresentados resultados experimentais da corrente da rede i_r e da corrente do indutor boost i_{LB} . Os testes são realizados com valores de tensão de entrada de 127 V e 220 V, para a máxima carga de 300 W e a mínima carga de 25 W. O efeito do filtro é significativo em todas as condições, proporcionando elevada

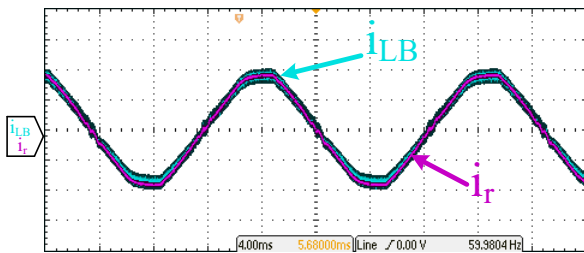
atenuação da ondulação de corrente do indutor, porém seu efeito é especialmente visível nos resultados obtidos com carga de 25 W, visto que a ondulação de corrente, proporcionalmente à fundamental, é maior nesta condição.

Figura 5.22 – Comparação entre corrente do indutor e corrente da rede. Tempo: 4ms/div.

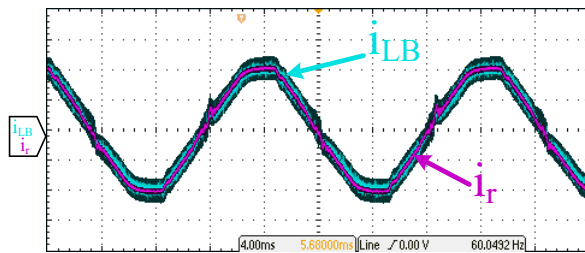
(a) 25W@127V. i_{LB} : 200mA/div. i_r : 200mA/div. (b) 25W@220V. i_{LB} : 200mA/div. i_r : 200mA/div.



(c) 300W@127V. i_{LB} : 2A/div. i_r : 2A/div.



(d) 300W@220V. i_{LB} : 1A/div. i_r : 1A/div.



Fonte: Autor.

5.6 CONCLUSÕES

Neste capítulo são apresentados resultados experimentais obtidos com o RBTP utilizando as técnicas de controle estudadas no capítulo 3. Apesar de limitações, como razão cíclica máxima e efeitos dos componentes parasitas, os resultados obtidos mostram que a técnica de controle proposta é viável, visto que ela se mostrou estável e com performance satisfatória.

Com os resultados experimentais obtidos está comprovada a impossibilidade de utilizar o LEM-OCC sem as extensões estudadas, em virtude da instabilidade, sendo também confirmada a baixa performance do LEM-OCC-S com máxima tensão de entrada. Também, é demonstrado que devido a limitações práticas, o LEM-OCC-SD não apresenta vantagem significativa na mínima tensão de entrada.

O rendimento experimental do RBTP projetado é elevado, porém ainda há espaço para melhorias, tanto no cálculo de perdas quanto nos componentes utilizados. A melhoria da precisão dos cálculos de perdas também se mostra necessária para melhor validar a metodologia de dimensionamento do dissipador utilizada.

Por fim, os resultados experimentais mostram que o filtro de EMI é capaz de atenuar a ondulação da corrente do indutor sem afetar a estabilidade do controle de corrente.

6 CONCLUSÕES

Neste trabalho é dado foco à aplicação do LEM-OCC ao RBTP, sendo verificado que o LEM-OCC não é uma estratégia de controle adequada para este conversor, em virtude da baixa faixa de estabilidade que impede a operação com baixa carga quando a tensão de entrada é elevada. Uma solução baseada na literatura é avaliada, porém no protótipo de 300 W implementado esta extensão resulta em DHT de 75% na condição de carga de 25W@250V.

Duas novas extensões ao LEM-OCC são propostas, o LEM-OCC-SD e o LEM-OCC-SDS. O LEM-OCC-SD requer um DSP e permite a diminuição da DHT para apenas 13% no ponto de operação 25W@250V. A versão simplificada da técnica proposta, o LEM-OCC-SDS, permite uma diminuição da DHT para 30% na mesma condição, e requer apenas somadores e amplificadores analógicos para implementação. A comparação entre as técnicas, sendo os dados provenientes de resultados experimentais, é sumarizada na Tabela 6.1, na qual se verifica que as extensões desenvolvidas apresentam pouca vantagem quando operando com elevada carga, porém com melhora significativa em baixa carga.

Tabela 6.1 – Resultados experimentais de DHT nos extremos da especificação do conversor.

Ponto de Operação	LEM-OCC-S	LEM-OCC-SD	LEM-OCC-SDS
25W@85V	15%	10%	13%
300W@85V	7,1%	6,6%	6,1%
25W@250V	75%	13%	30%
300W@250V	6%	4,3%	3,9%

Fonte: Autor.

A análise teórica das estratégias propostas, incluindo os critérios de estabilidade, é apresentada com detalhes, sendo também apresentados os procedimentos para o projeto do RBTP, incluindo projeto de filtro de EMI, dissipadores e projeto do controlador da tensão de saída. Uma vantagem verificada no uso do LEM-OCC e das extensões propostas é não ser necessário projetar um controlador de corrente, sendo apenas necessário parametrizar o OCC.

Os resultados obtidos neste trabalho são muito bons, sendo conferido o problema de estabilidade da técnica original e desenvolvida uma técnica alternativa que apresenta bons resultados experimentais. Para obter estes bons resultados, contudo, é necessário cuidado no desenvolvimento dos circuitos analógicos de condicionamento. Especialmente, ruídos na medição de corrente são problemáticos, visto que a medição de corrente é aplicada diretamente ao comparador do OCC, e ruídos podem causar comutações em instantes errados, degradando significativamente o desempenho do controle.

Outro desafio encontrado na prática, que não está incluso no equacionamento, são os atrasos na comutação, como o atraso de entrada em condução dos interruptores, atraso de propagação do *gate driver* e dos comparadores do modulador, que influenciam na técnica desenvolvida e são um possível ponto a ser estudado em trabalhos futuros.

Dados os desafios encontrados neste trabalho é perceptível que ainda há espaço para melhoria da técnica de controle proposta. Citam-se as seguintes possibilidades de trabalhos futuros:

1. uso de semicondutores de GaN e análise dos efeitos destes na medição de corrente e distorção por atraso do bloqueio;
2. análise da máxima frequência de operação alcançável devido à limitação da razão cíclica;
3. análise dos efeitos do filtro de EMI e impedância da rede na qualidade da compensação e estabilidade do controle;
4. uso de outras simplificações da corrente fictícia, que não um valor cc;
5. análise dos efeitos da ondulação da tensão de saída no LEM-OCC-SDS quando não utilizado filtro de média móvel no controle de tensão;
6. uso de diferentes topologias para o integrador e amplificador do sensor de corrente, para melhorar a qualidade da compensação realizada;
7. análise dos atrasos do controle (filtro do comparador, entrada em condução, etc.) na estabilidade e qualidade da compensação;
8. aplicação em outras topologias, incluindo o Retificador *Bridgeless* dobrador de tensão estudado em (BRUNING, 2015);
9. analisar se o uso da corrente fictícia pode melhorar o desempenho do autocontrole (REMOR, 2004), que também apresenta problemas de instabilidade em baixa carga (LANGE; HELDWEIN, 2011);
10. Analisar outras técnicas de controle, especialmente, as que não utilizam sensor de corrente, como a proposta por (ALBUQUERQUE et al., 2017).

Destaca-se, por fim, que embora tenha sido aplicado ao RBTP neste trabalho, as extensões apresentadas podem ser utilizadas para melhorar a performance do OCC, tanto com modulação LE quanto modulação TE, aplicados a outros conversores.

REFERÊNCIAS

- ABDEL-RAHMAN, S.; STÜCKLER, F.; SIU, K. PFC boost converter design guide - 1200 W example. **Infineon Application Note**, n. AN201409PL52009, 2016.
- ALBUQUERQUE, L. T.; SILVA, C. E. A.; Oliveira Jr., D. S.; Sá Jr., E. M. Boost PFC sem sensor de corrente utilizando técnica de deslocamento de amostra de tensão. **Eletrônica de Potência**, v. 22, p. 63–70, 2017.
- BROWN, R.; SOLDANO, M. One cycle control IC simplifies PFC designs. **Twentieth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2005. APEC 2005.**, v. 2, p. 825–829, March 2005. ISSN 1048-2334.
- BROWN, R.; SOLDANO, M. PFC Converter Design with IR1150 One Cycle Control IC. **International Rectifier Application Note**, n. AN-1077, 2005.
- BRUNING, C. **Retificador Bridgeless com elevado fator de potência utilizando One Cycle Control para aplicação em refrigeradores domésticos**. 268 p. Dissertação (Mestrado) — Universidade do Estado de Santa Catarina - UDESC, Joinville, 2015.
- CHATTERJEE, K.; CHANDRA, A.; AL-HADDAD, K. PLL-less one-cycle controlled modified load compensator for wide range of loads. **PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference**, p. 2322–2326, 2005. ISSN 02759306.
- CHATTERJEE, K.; CHANDRA, A.; AL-HADDAD, K.; LAGACE, P. J. A PLL less VAR generator based on one-cycle control. **2004 11th International Conference on Harmonics and Quality of Power (IEEE Cat. No.04EX951)**, p. 512–518, Sept 2004.
- ERICKSON, R.; MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals of Power Electronics**. [S.l.]: Springer US, 2001. (Power electronics). ISBN 9780792372707.
- GHODKE, D. V.; FERNANDES, B. G.; CHATTERJEE, K. PLL-less one cycle controlled bi-directional high power factor ac to dc converter. **PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference**, 2006. ISSN 02759306.
- GHODKE, D. V.; SREERAJ, E. S.; CHATTERJEE, K.; FERNANDES, B. G. One-cycle-controlled bidirectional AC-to-DC converter with constant power factor. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 56, n. 5, p. 1499–1510, 2009. ISSN 02780046.
- GULINO, R. **Guidelines for using ST mosfet SMD packages**. Milano, Itália, 2003.
- GUSSEME, K. D.; SYPE, D. M. V. de; BOSSCHE, A. P. M. V. den; MELKEBEEK, J. A. Input-current distortion of CCM boost PFC converters operated in DCM. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 54, n. 2, p. 858–865, April 2007. ISSN 0278-0046.
- HAAF, P.; HARPER, J. Understanding Diode Reverse Recovery and its Effect on Switching Losses . **Fairchild Power Seminar 2007**, 2007.
- HS-DISSIPADORES. **Dissipadores de Calor**, 2018. Disponível em: <<http://www.hsdissipadores.com.br/catalogo.pdf>>.

HUBER, L.; JANG, Y.; JOVANOVIĆ, M. M. Performance evaluation of bridgeless PFC boost rectifiers. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 23, n. 3, p. 1381–1390, May 2008. ISSN 0885-8993.

IEC. **CISPR 16-1-2:2014 - Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods - Part 1-2: Radio disturbance and immunity measuring apparatus - coupling devices for conducted disturbance measurements**. [S.l.], 2014.

IEC. **Limits for harmonic current emissions (equipment input current up to 16 A per phase)**. [S.l.], 2014.

IEC. **CISPR 32:2015 - Electromagnetic compatibility of multimedia equipment - Emission requirements**. [S.l.], 2015.

JESKE, E. **Estudo de um retificador bridgeless de alto fator de potência empregando semicondutores de nitreto de gálio e controle digital**. 234 p. Dissertação (Mestrado) — Universidade do Estado de Santa Catarina - UDESC, Joinville, 2016.

KAZIMIERCZUK, M. **Pulse-width Modulated DC-DC Power Converters**. [S.l.]: Wiley, 2008. ISBN 9780470694657.

KONG, P.; WANG, S.; LEE, F. C. Common mode EMI noise suppression for bridgeless PFC converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 23, n. 1, p. 291–297, Jan 2008. ISSN 0885-8993.

LAI, Z.; SMEDLEY, K. A family of continuous-conduction-mode power-factor-correction controllers based on the general pulse-width modulator. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 13, n. 3, p. 501–510, may 1998. ISSN 08858993.

LAI, Z.; SMEDLEY, K. A general constant-frequency pulsewidth modulator and its applications. **IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications**, v. 45, n. 4, p. 386–396, apr 1998. ISSN 10577122.

LAI, Z.; SMEDLEY, K. M.; MA, Y. Time Quantity One-Cycle Control for Power-Factor Correctors. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 12, n. 2, p. 369–375, 1997.

LANGE, A. D. B.; HELDWEIN, M. L. Light load stability improvement for single-phase boost pfc rectifier using input current self-control technique. In: **XI Brazilian Power Electronics Conference**. [S.l.: s.n.], 2011. p. 61–67. ISSN 2165-0454.

LI, Q.; YAO, K.; SONG, J.; XU, H.; HAN, Y. A series diode method of suppressing parasitic oscillation for boost pfc converter operated in discontinuous conduction mode. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 33, n. 1, p. 407–424, Jan 2018. ISSN 0885-8993.

LIU, Z.; LEE, F. C.; LI, Q.; YANG, Y. Design of gan-based mhz totem-pole pfc rectifier. In: **2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 682–688. ISSN 2329-3721.

LU, B.; BROWN, R.; SOLDANO, M. Bridgeless PFC implementation using one cycle control technique. **Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC**, v. 2, p. 812–817, 2005.

MAKSIMOVIĆ, D.; JANG, Y.; ERICKSON, R. W. Nonlinear-carrier control for high-power-factor boost rectifiers. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 11, n. 4, p. 578–584, 1996. ISSN 08858993.

MANIKTALA, S. **Switching Power Supplies A - Z**. [S.l.]: Elsevier Science, 2012. ISBN 9780123865342.

MITCHELL, D. **AC-DC Converter having an improved power factor**. 1983. US Patent 4,412,277.

MOON, F. C. **Chaotic Vibrations — An Introduction for Applied Scientists and Engineers**. New York: Willey, 1987.

NODARI, L. M. **Sistema de controle digital com rápida resposta transitória para um retificador monofásico meia-ponte**. 156 p. Dissertação (Mestrado) — Universidade do Estado de Santa Catarina - UDESC, joinville, 2011.

PAUL, C. **Introduction to Electromagnetic Compatibility**. Second edition. Estados Unidos: John Wiley and Sons Ltd, 2006. ISBN 9780471755005.

REMOR, J. P. **Autocontrole de corrente aplicado ao conversor boost monofásico, para correção do fator de potência**. 165 p. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Catarina - UFSC, Florianópolis, 2004.

SALMON, J. C. Circuit topologies for PWM boost rectifiers operated from 1-phase and 3-phase ac supplies and using either single or split dc rail voltage outputs. In: **Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1995. APEC '95. Conference Proceedings 1995., Tenth Annual**. [S.l.: s.n.], 1995. p. 473–479 vol.1.

SARTORI, H. C. **Uma nova metodologia de projeto para a otimização do volume do conversor boost PFC**. 143 p. Dissertação (Mestrado) — Universidade do Estado de Santa Maria - UFSM, Santa Maria, Brasil, 2009.

SMEDLEY, K. M.; ČUK, S. One-Cycle Control of Switching Converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 10, n. 6, p. 625–633, 1995. ISSN 19410107.

SMEDLEY, K. M.; ZHOU, L.; QIAO, C. Unified constant-frequency integration control of active power filters-steady-state and dynamics. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 16, n. 3, p. 428–436, 2001. ISSN 08858993.

SOUZA, A. F. **Retificadores monofásicos de alto fator de potência com reduzidas perdas de condução e comutação suave**. 198 p. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 1998.

TI. AN-2020 Thermal Design by Insight, not Hindsight. **Texas Instruments Application Note**, n. SNVA419C, 2013.

UPAMANYU, K.; VENKATRAMANAN, D.; ADAPA, A.; NARAYANAN, G. Experimental study on the influence of dead-time on igbt turn-off characteristics in an inverter leg at high and low currents. In: **2016 7th India International Conference on Power Electronics (IICPE)**. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–5.

WU, W. 1.5 kW digital totem pole PFC design for air-conditioner and performance comparison using IGBT, SiC and GaN. In: **PCIM Europe 2017; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management**. [S.l.: s.n.], 2017. p. 1–5.

XUE, L.; SHEN, Z.; BOROEYEVICH, D.; MATTAVELLI, P. GaN-based high frequency totem-pole bridgeless pfc design with digital implementation. In: **2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 759–766. ISSN 1048-2334.

YE, H.; YANG, Z.; DAI, J.; YAN, C.; XIN, X.; YING, J. Common mode noise modeling and analysis of dual boost PFC circuit. In: **INTELEC 2004. 26th Annual International Telecommunications Energy Conference**. [S.l.: s.n.], 2004. p. 575–582.

ZHOU, L.; WU, Y.; HONEA, J.; WANG, Z. High-efficiency true bridgeless totem pole PFC based on GaN HEMT: Design challenges and cost-effective solution. In: **Proceedings of PCIM Europe 2015; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–8.

APÊNDICE A – Script para otimização dos parâmetros do OCC-LE-EDS

```
1 clear all;
2 %Parametros do conversor e rede
3 LB      = 2.4E-3; %Indutancia boost
4 Vo      = 380;   %Tensao de Entrada
5 fs      = 65E3;  %frequencia de comutacao
6 Rs      = 1;     %Resistencia equivalente do sensor de tensao
7 vIn_rms = 242;   %Valor RMS da tensao de entrada
8 fr      = 60;    %frequencia da rede
9
10
11 %--Declaracao das faixas P*, k_a, k_b a serem utilizadas, e da resolucao dos
12 %calculos
13 Pmin    = 1;
14 Pmax    = 300;
15 dP      = 1;
16
17 k_a_min = 0.1;
18 k_a_max = 2;
19 dk_A    = 0.1;
20
21 k_b_min = 0.1;
22 k_b_max = 2;
23 dk_b    = 0.01;
24
25 amostras_rede = 50;
26
27 %--Gera tensao da rede
28 wt = 0:(1/amostras_rede)*2*pi:pi-(1/amostras_rede)*2*pi;
29 vIn = vIn_rms*sqrt(2)*sin(wt);
30
31 %--inicializa vetores de calculo
32 min_C = inf;
33 if_min = zeros(1,length(wt));
34 ip     = zeros(1,length(wt));
35 iv     = zeros(1,length(wt));
36
37 ai     = sqrt(2)*vIn_rms*(2*sqrt(2)*vIn_rms-Vo)/(2*LB*fs*Vo);
38 bi     = sqrt(2)/vIn_rms;
39 for k_a = k_a_min:dk_A:k_a_max
40     for k_b = k_b_min:dk_b:k_b_max
41         for P=Pmin:dP:Pmax
42             clear iL
43             iL = zeros(1,length(wt));
44
45             %--minima if que atende o criterio de estabilidade nesta
46             %potencia
47             if_min(P) = sqrt(2)*vIn_rms*(2*sqrt(2)*vIn_rms-Vo)/(2*LB*fs*Vo)-sqrt(2)/vIn_rms*P;
48
49             %--calcula if e vm
50             a = k_a*ai;
51             b = k_b*bi;
52
53             if a-b*P< 0 %Saturador de if
54                 ific(1:length(wt)) = 0;
55                 vm = Rs*Vo*P/(vIn_rms^2);
56             else
57                 ific(1:length(wt)) = a-b*P;
58                 Rf = 1/(ifc(1)/(sqrt(2)*vIn_rms));
59                 vm = Rs*Vo*(P/(vIn_rms^2)+1/Rf);
60             end
61
62             %--Para a operacao e rejeita esta DHT se if nao atende o criterio
63             %de estabilidade
64             if (a-b*P) < if_min(P)
65                 THDi(P)=inf;
66                 break;
67             end
```

```

68
69     %--calcula a corrente durante meio periodo da rede
70     for i=1:length(wt)
71         iv_ccm = vIn(i)*vm/(Vo*Rs)-ific(i);
72         %--o vale da corrente em CCM nao pode ser negativo, sendo
73         %utilizado como criterio de deteccao de modo de operacao
74         if iv_ccm < 0
75             %--Equacao de iL para DCM
76             iL(i) = 1/2*(Vo*vIn(i)/(Vo-vIn(i)))*(1-(Rs*ific(i)/vm))^2/(LB*fs);
77         else
78             %--Equacao de iL para CCM
79             ip(i) = vIn(i)/Vo*(vm/Rs+(Vo-vIn(i))/(LB*fs))-ific(i);
80             iv(i) = vIn(i)*vm/(Vo*Rs)-ific(i);
81             iL(i) = (ip(i)+iv(i))/2;
82         end
83     end
84
85     pIn(P) = sum(iL.*vIn)/length(wt);
86
87     %--calcula da DHT
88     iL = [iL -iL]; %simetria para formar o periodo completo
89     Fs= (1/fr)/(2*length(wt));
90     T=1/Fs;
91     Len=length(iL);
92
93     Y = fft(iL);
94     P2 = abs(Y/Len);
95     P1 = P2(1:Len/2+1);
96     P1(2:end-1) = 2*P1(2:end-1);
97
98     f = Fs*(0:(Len/2))/Len;
99
100    THDi(P)=sqrt(sum(P1(3:end).^2)/P1(2)^2);
101
102
103    end
104
105    C = sum(THDi);
106    if C< min_C
107        min_C = C;
108        best_k_a = k_a;
109        best_k_b = k_b;
110        pIn_min=min(pIn);
111        best_THDi=THDi;
112        best_pIn=pIn;
113        %o melhor k_a e k_b ocorrem para o minimo C
114    end
115 end
116 end
117
118 best_k_a %--Valor de k_a encontrado
119 best_k_b %--Valor de k_b encontrado

```

APÊNDICE B – Esquemático e *layout* do RBTP

Neste anexo é apresentado o esquemático e o leiaute do conversor desenvolvido. Os esquemáticos foram corrigidos com as mudanças que foram necessárias na prática, porém o leiaute permanece inalterado. Componentes marcados com NM não são montados para o RBTP, visto que outros conversores não relacionados a este trabalho podem ser montados utilizando esta mesma placa.

Figura B.1 – Esquemático geral do conversor

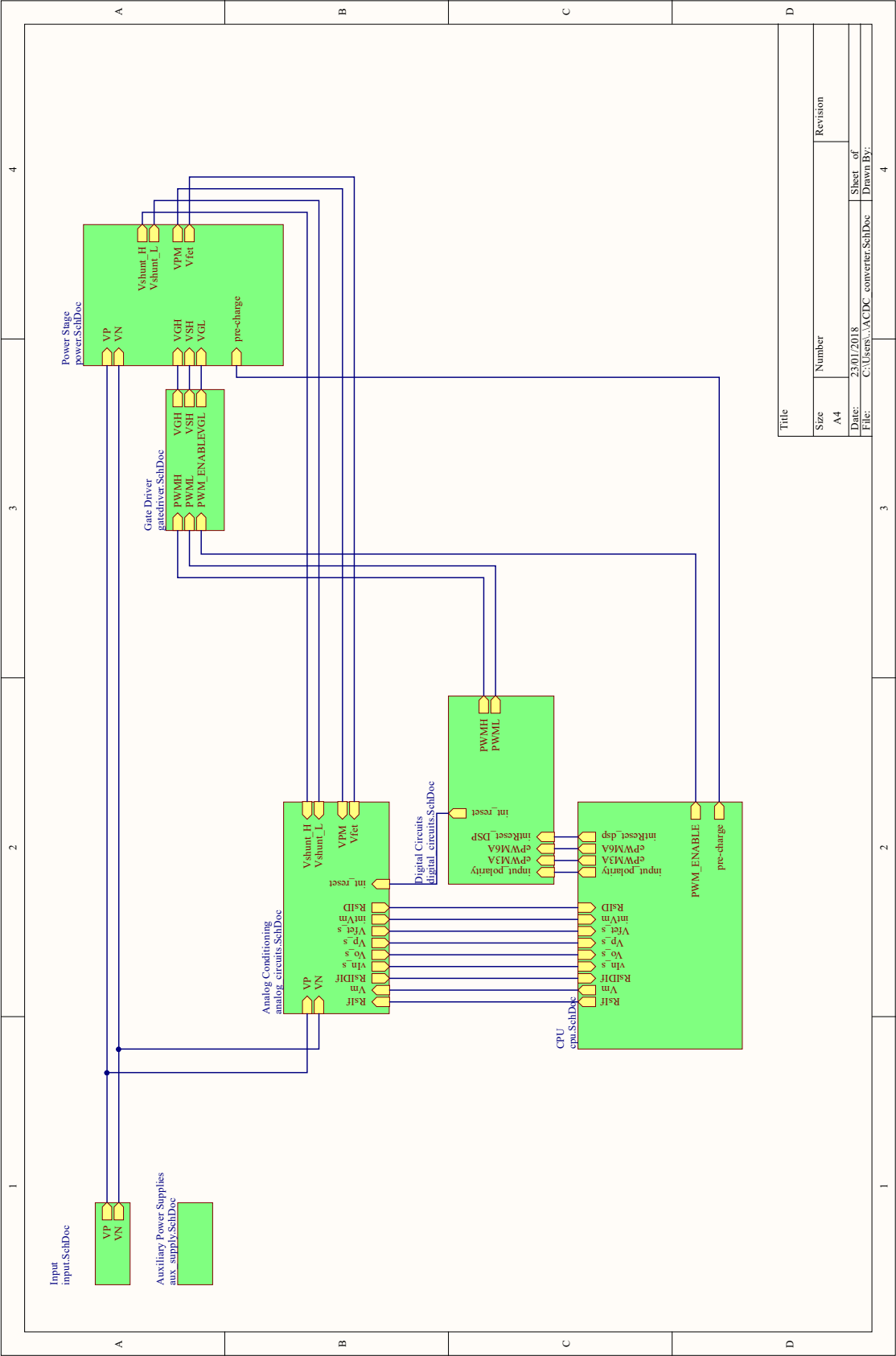
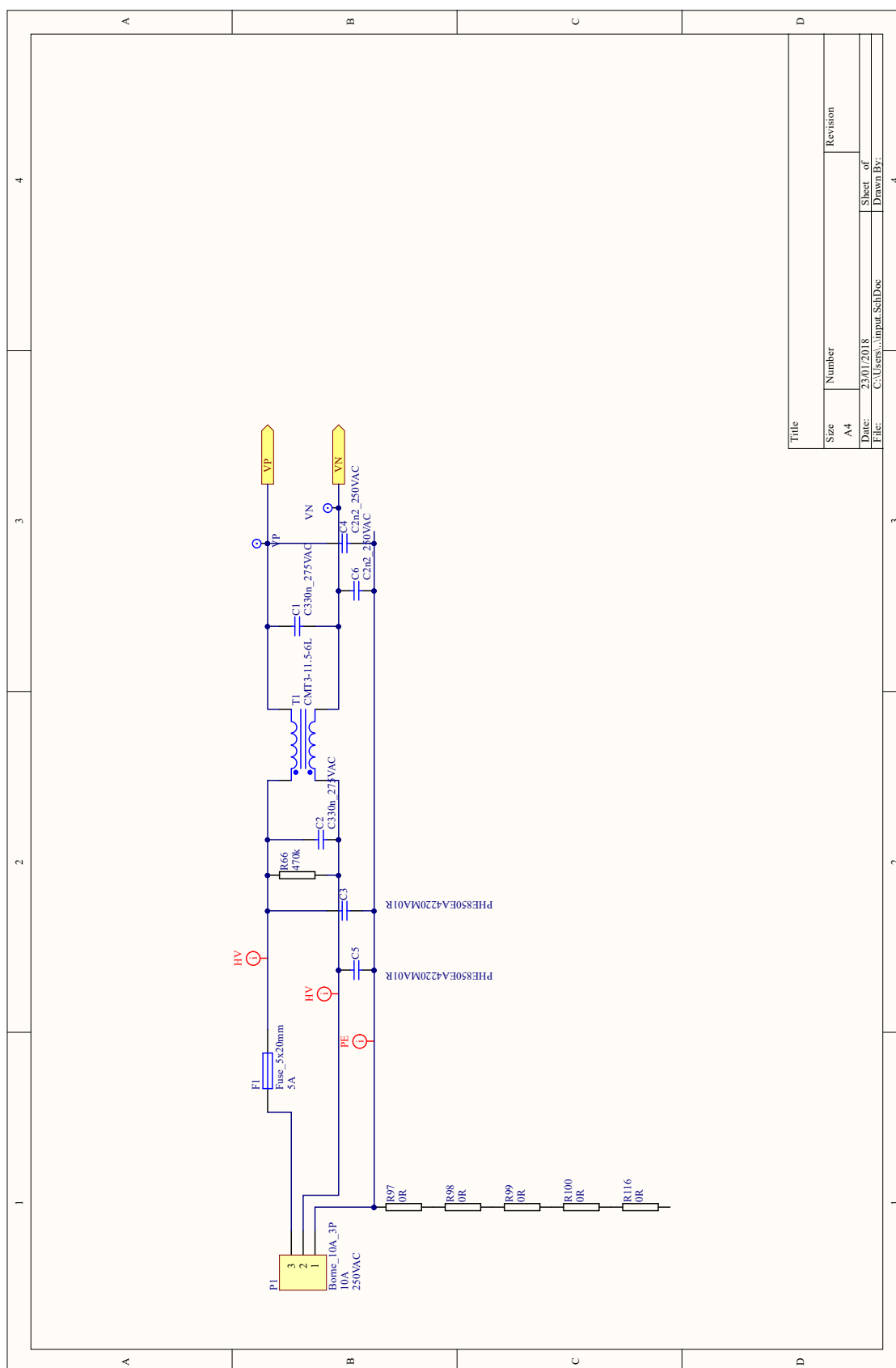
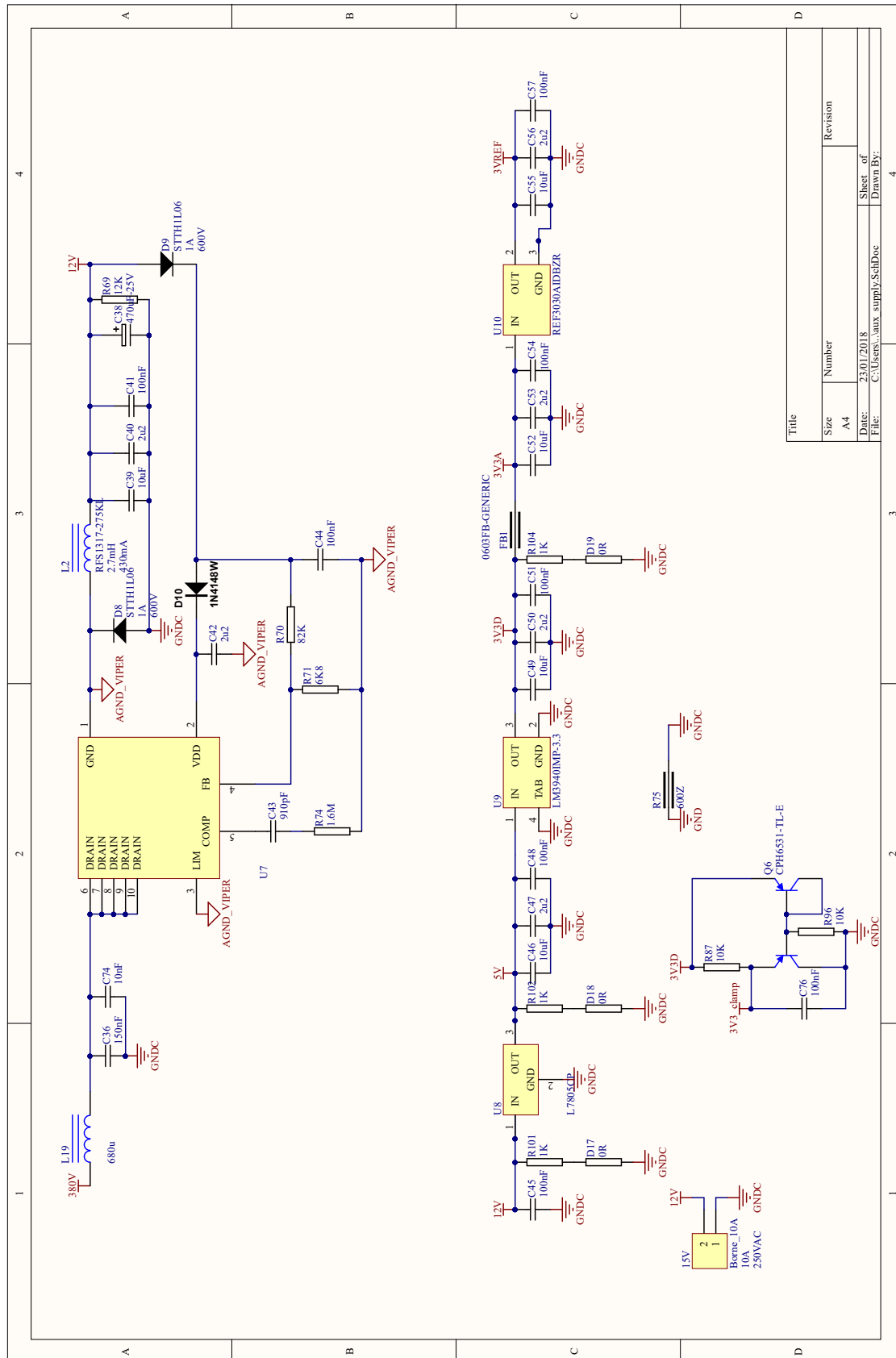


Figura B.2 – Filtro de entrada (Input).



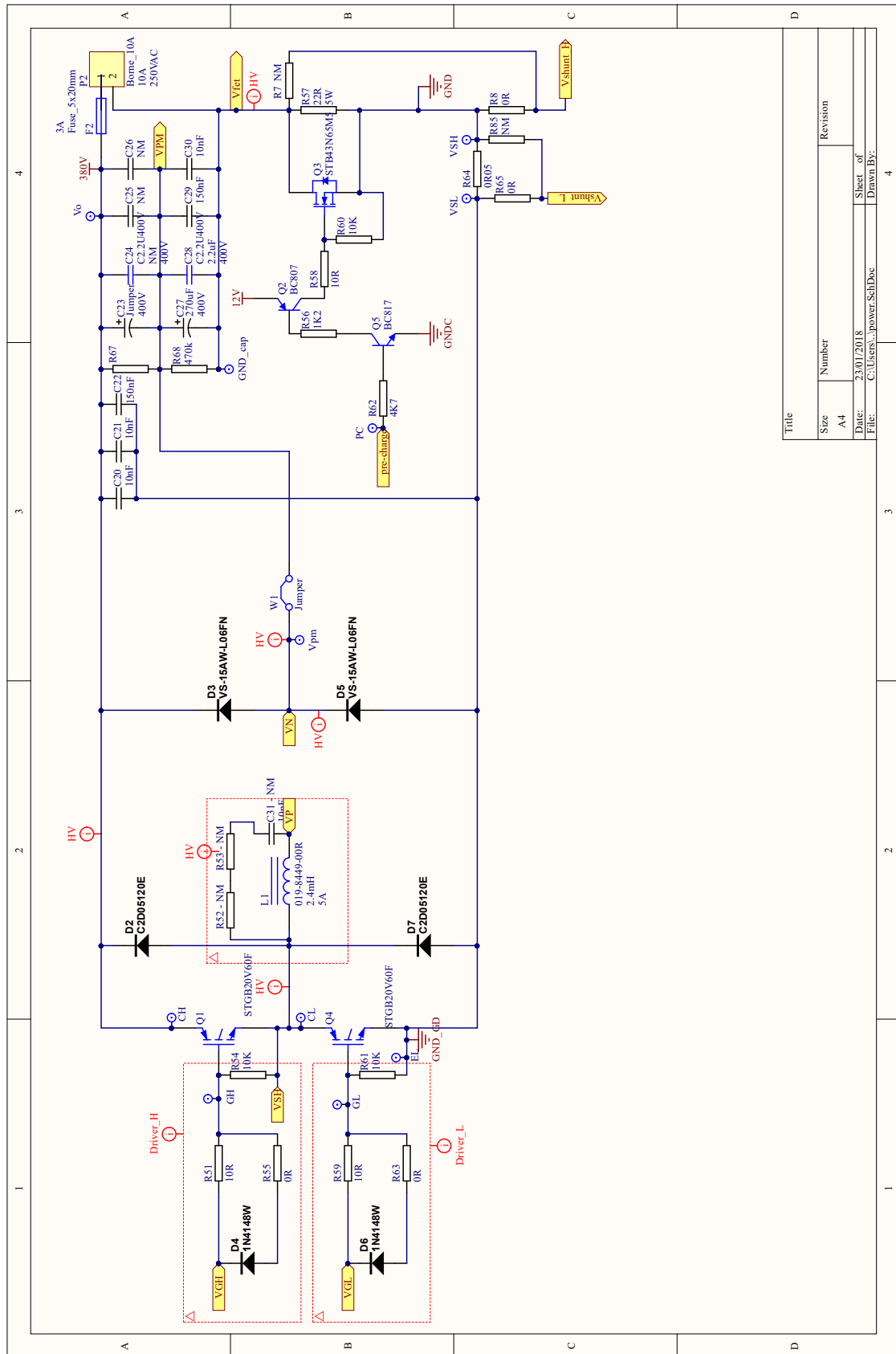
Fonte: Autor.

Figura B.3 – Fontes Auxiliares (Auxiliary Power Supplies).



Fonte: Autor.

Figura B.4 – Estágio de Potência (Power Stage).



Fonte: Autor.

Fonte: Autor.

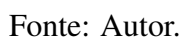
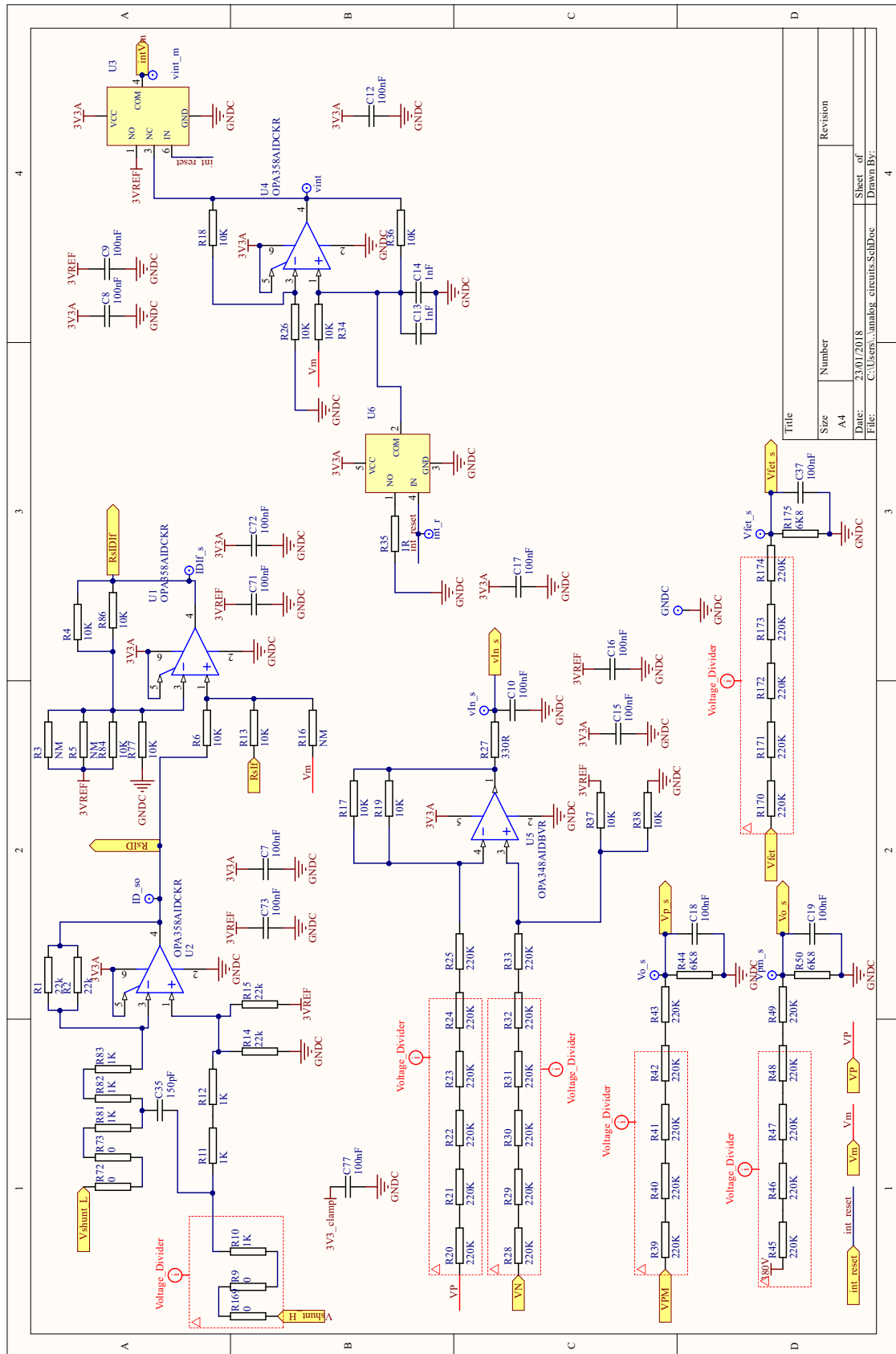


Figura B.6 – Circuitos de Condicionamento Analógico (Analog Conditioning)



Fonte: Autor.

Fonte: Autor.

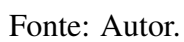
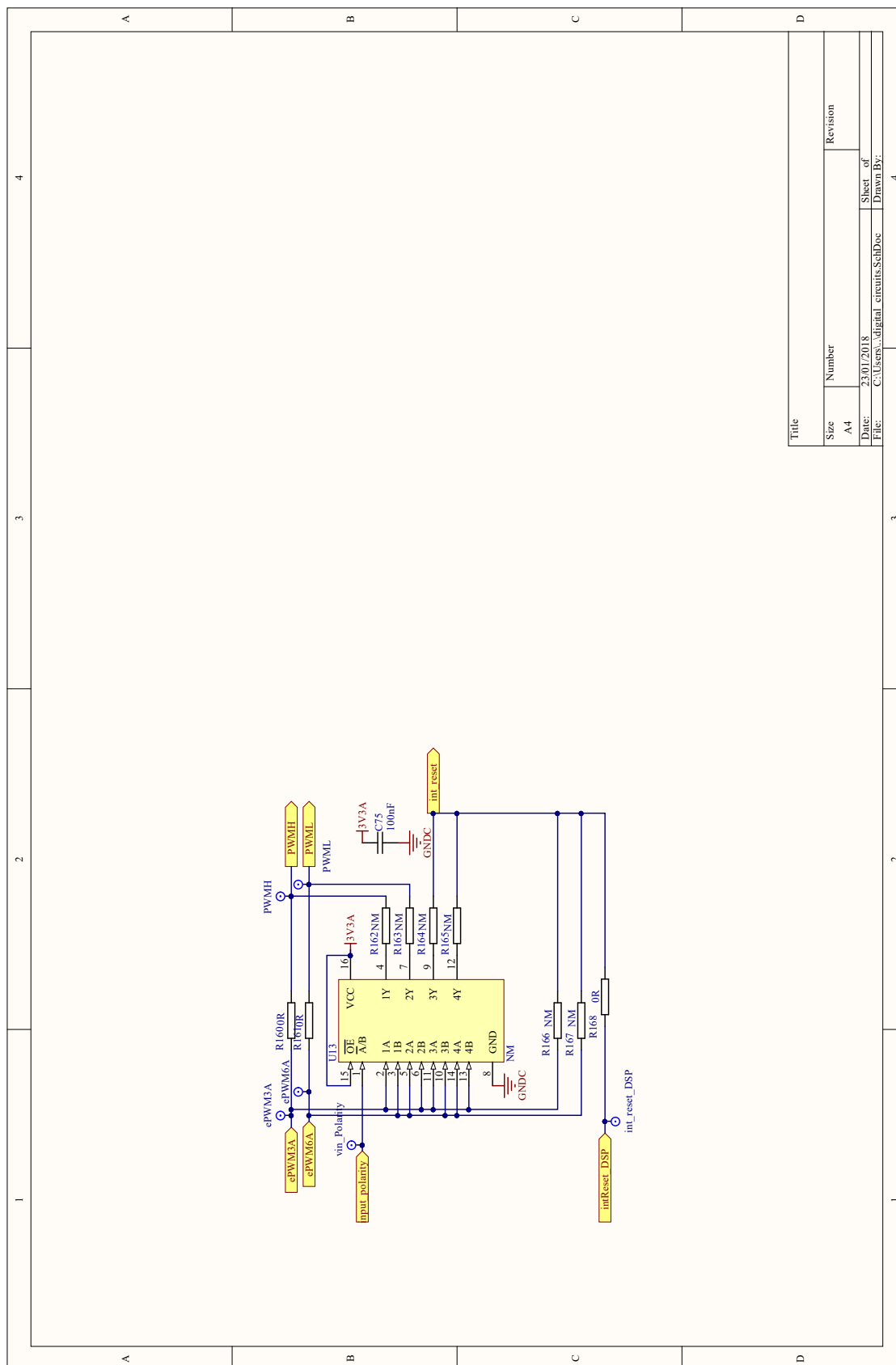


Figura B.8 – Circuitos digitais (Digital Circuits)



Fonte: Autor.

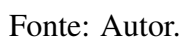
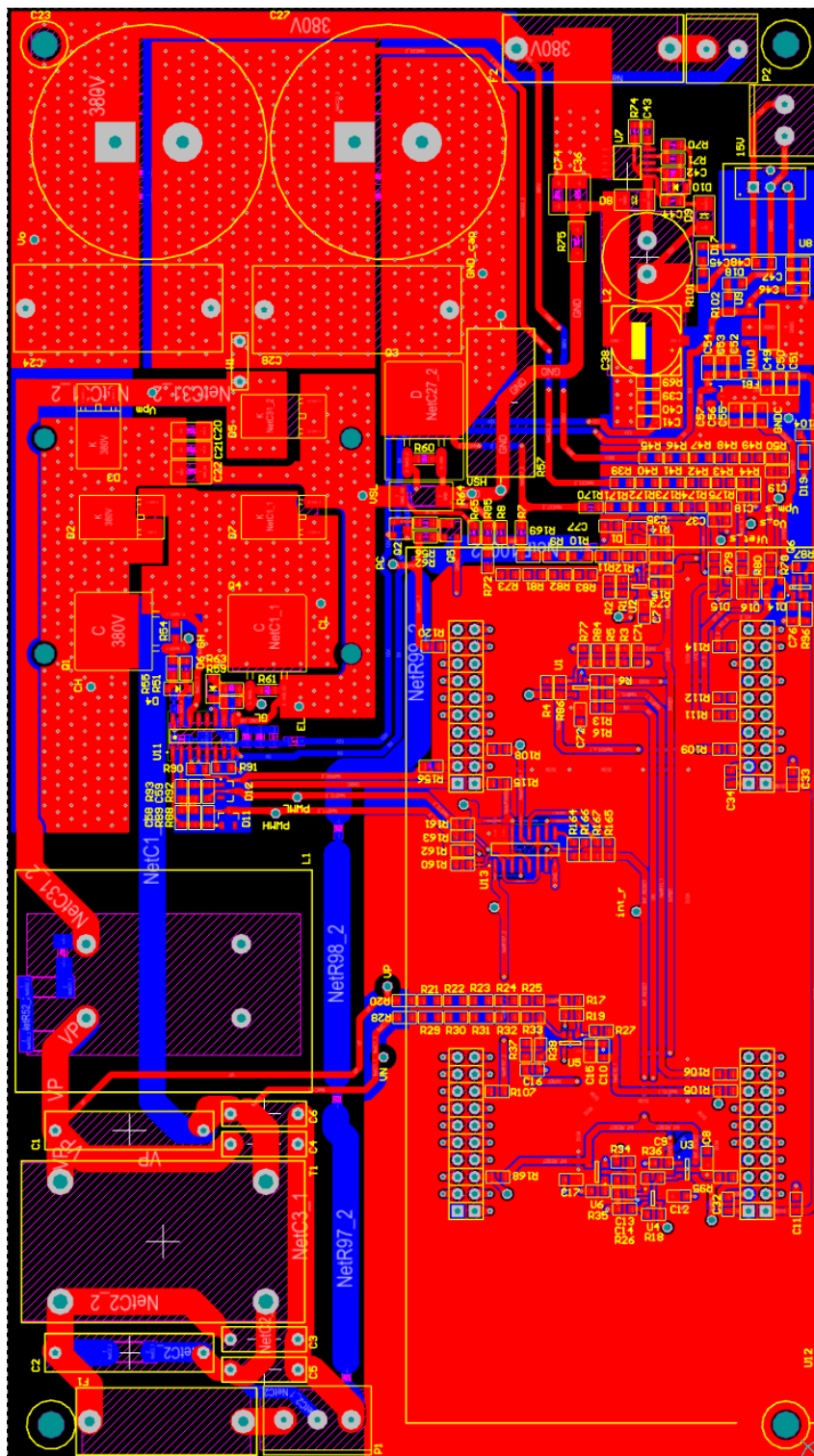
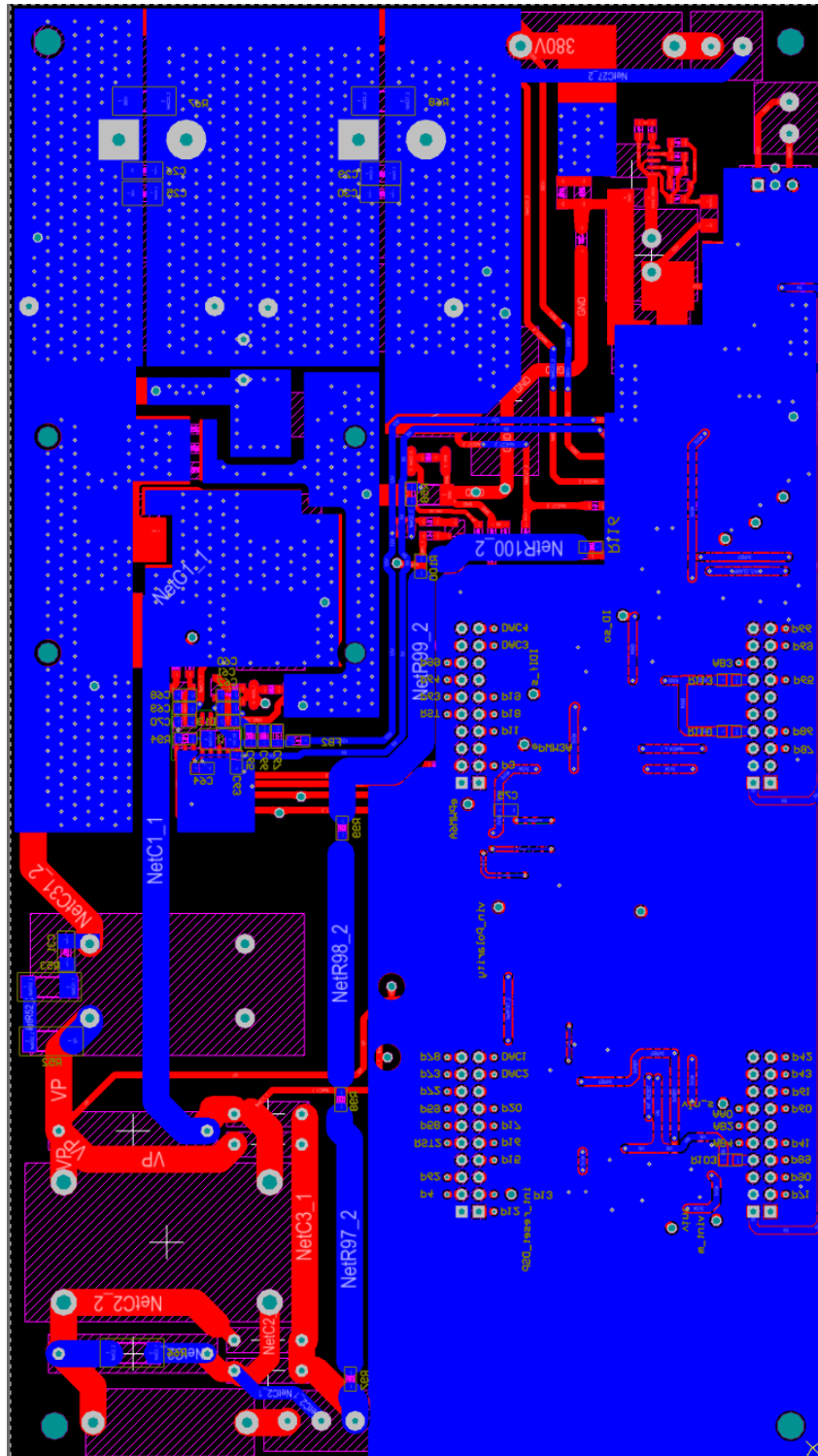


Figura B.10 – Leiaute - camada superior



Fonte: Autor.

Figura B.11 – Leiaute - camada inferior



Fonte: Autor.

APÊNDICE C – Script para cálculo térmico

```
1 clear all; close all;
2
3 %dimensoes
4 x=72;
5 y=55;
6
7 %Potencia dissipada
8 %IGBT
9 PS = 2.279;
10 %Diodos SiC
11 PDB = 0.717;
12 %Diodos lentos
13 PD = 0.98;
14
15 %Calcula temperatura do dissipador
16 TD = (PS*2+PDB*2+PD*2)*6.3+25;
17
18 %aloca memoria
19 Y = zeros(2*(x)*(y));
20 %Resistencias termicas
21 Osa = 1*10^5;
22 Olc = 34.632;
23 Olfr = 5*10^3;
24 Ovia = 142.625;
25 Ofrr = 6.4*10^3;
26 OPD = 0.09*x*y;
27
28 %Declara o mapa das resistencias termicas
29 %botton layer
30 copper_botton = Olfr*ones(x,y);
31 xs = 1; xe = 35; ys = 19; ye = 27;
32 copper_botton(2*xs:2*xe,2*ys:2*ye)=Olc;
33 xs = 27;xe = 31.5;ys = 14.5;ye = 18.5;
34 copper_botton(2*xs:2*xe,2*ys:2*ye)=Olc;
35 xs = 1;xe = 13.5;ys = 16;ye = 17.5;
36 copper_botton(2*xs:2*xe,2*ys:2*ye)=Olc;
37 xs = 14;xe = 17.5;ys = 3.5;ye = 17.5;
38 copper_botton(2*xs:2*xe,2*ys:2*ye)=Olc;
39 xs = 17.5;xe = 20.5;ys = 3.5;ye = 17.5;
40 copper_botton(2*xs:2*xe,2*ys:2*ye)=Olc;
41 xs = 21;xe = 24.5;ys = 3.5;ye = 15.5;
42 copper_botton(2*xs:2*xe,2*ys:2*ye)=Olc;
43 xs = 25;xe = 26;ys = 6.5;ye = 17.5;
44 copper_botton(2*xs:2*xe,2*ys:2*ye)=Olc;
45 xs = 10;xe = 13;ys = 1;ye = 7;
46 copper_botton(2*xs:2*xe,2*ys:2*ye)=Olc;
47 xs = 13.5;xe = 35;ys = 1;ye = 2.5;
48 copper_botton(2*xs:2*xe,2*ys:2*ye)=Olc;
49 xs = 25.5;xe = 35;ys = 3;ye = 5.5;
50 copper_botton(2*xs:2*xe,2*ys:2*ye)=Olc;
51 xs = 27;xe = 28;ys = 6;ye = 12;
52 copper_botton(2*xs:2*xe,2*ys:2*ye)=Olc;
53 xs = 27;xe = 31.5;ys = 12.5;ye = 13.5;
54 copper_botton(2*xs:2*xe,2*ys:2*ye)=Olc;
55 xs = 29;xe = 35;ys = 7;ye = 11;
56 copper_botton(2*xs:2*xe,2*ys:2*ye)=Olc;
57 %top layer
58 copper_top = Olfr*ones(x,y);
59 xs = 1;xe = 31.5;ys = 19;ye = 24.5;
60 copper_top(2*xs:2*xe,2*ys:2*ye)=Olc;
61 xs = 21.5;xe = 24;ys = 16.5;ye = 18.5;
62 copper_top(2*xs:2*xe,2*ys:2*ye)=Olc;
63 xs = 27;xe = 31.5;ys = 14.5;ye = 18.5;
64 copper_top(2*xs:2*xe,2*ys:2*ye)=Olc;
65 xs = 14;xe = 17.5;ys = 3.5;ye = 13;
66 copper_top(2*xs:2*xe,2*ys:2*ye)=Olc;
67 xs = 17.5;xe = 20.5;ys = 3.5;ye = 17.5;
```

```

68 copper_top(2*xs:2*xe,2*ys:2*ye)=0lc;
69 xs = 21;xe = 24.5;ys = 3.5;ye = 15.5;
70 copper_top(2*xs:2*xe,2*ys:2*ye)=0lc;
71 xs = 25;xe = 26;ys = 6.5;ye = 17.5;
72 copper_top(2*xs:2*xe,2*ys:2*ye)=0lc;
73 xs = 10;xe = 13;ys = 1;ye = 7;
74 copper_top(2*xs:2*xe,2*ys:2*ye)=0lc;
75 xs = 13.5;xe = 35;ys = 1;ye = 2.5;
76 copper_top(2*xs:2*xe,2*ys:2*ye)=0lc;
77 xs = 25.5;xe = 35;ys = 3;ye = 5.5;
78 copper_top(2*xs:2*xe,2*ys:2*ye)=0lc;
79 xs = 27;xe = 28;ys = 6;ye = 12;
80 copper_top(2*xs:2*xe,2*ys:2*ye)=0lc;
81 xs = 27;xe = 31.5;ys = 12.5;ye = 13.5;
82 copper_top(2*xs:2*xe,2*ys:2*ye)=0lc;
83 xs = 29;xe = 35;ys = 7;ye = 11;
84 copper_top(2*xs:2*xe,2*ys:2*ye)=0lc;
85 xs = 33;xe = 34.5;ys = 11.5;ye = 27;
86 copper_top(2*xs:2*xe,2*ys:2*ye)=0lc;
87 xs = 1;xe = 32.5;ys = 25.5;ye = 27;
88 copper_top(2*xs:2*xe,2*ys:2*ye)=0lc;
89 xs = 14;xe = 17.5;ys = 18.5;ye = 22;
90 copper_top(2*xs:2*xe,2*ys:2*ye)=0lc;
91 %vias
92 vias = Ofrr*ones(x,y);
93 for j = 1:y
94     for i=1:x
95         if ((copper_top(i,j)<0lfr) && (mod(i,2)==0) && (mod(j,2)==1))
96             vias(i,j) = Ovia;
97         end
98     end
99 end
100
101 xs = 13.5;xe = 18.5;ys = 18;ye = 22.5;
102 vias(2*xs:2*xe,2*ys:2*ye)=Ofrr;
103 xs = 13.5;xe = 18.5;ys = 5.5;ye = 11;
104 vias(2*xs:2*xe,2*ys:2*ye)=Ofrr;
105 xs = 23;xe = 26;ys = 16;ye = 22;
106 vias(2*xs:2*xe,2*ys:2*ye)=Ofrr;
107 xs = 23;xe = 26;ys = 6;ye = 10;
108 vias(2*xs:2*xe,2*ys:2*ye)=Ofrr;
109 xs = 30.5;xe = 34;ys = 7;ye = 10;
110 vias(2*xs:2*xe,2*ys:2*ye)=Ofrr;
111 xs = 28.5;xe = 34;ys = 19.5;ye = 22;
112 vias(2*xs:2*xe,2*ys:2*ye)=Ofrr;
113 xs = 1;xe = 32.5;ys = 25.5;ye = 27;
114 vias(2*xs:2*xe,2*ys:2*ye)=Ofrr;
115 xs = 33;xe = 34.5;ys = 11.5;ye = 27;
116 vias(2*xs:2*xe,2*ys:2*ye)=Ofrr;
117
118 %Monta a matriz de condutividade termica
119 for j = 1:y
120     for i = 1:x
121         top = 1+(i-1)*2+2*(j-1)*x;
122         bot=top+1;
123
124
125         %%-----Top
126         Olt = 0;
127         if i>1
128             Y(top,top-2) =-1/( copper_top(i,j)+copper_top(i-1,j));
129             Olt = Olt + 1/( copper_top(i,j)+copper_top(i-1,j));
130         end
131
132         if i<x
133             Y(top,top+2) =-1/( copper_top(i,j)+copper_top(i+1,j));
134             Olt = Olt+1/( copper_top(i,j)+copper_top(i+1,j));
135         end
136
137         if j>1

```

```

138         Y(top,top-2*x) =-1/( copper_top(i,j)+copper_top(i,j-1));
139         Olt = Olt+1/( copper_top(i,j)+copper_top(i,j-1));
140     end
141
142     if j<y
143         Y(top,top+2*x) =-1/( copper_top(i,j)+copper_top(i,j+1));
144         Olt = Olt+1/( copper_top(i,j)+copper_top(i,j+1));
145     end
146
147
148     Y(top,top)=Olt+1/Osa+1/vias(i,j);
149     Y(top,bot)=-1/vias(i,j);
150
151     %%-----Bot
152     Olt = 0;
153     if i>1
154         Y(bot,bot-2) =-1/( copper_top(i,j)+copper_top(i-1,j));
155         Olt = Olt + 1/( copper_top(i,j)+copper_top(i-1,j));
156     end
157
158     if i<x
159         Y(bot,bot+2) =-1/( copper_top(i,j)+copper_top(i+1,j));
160         Olt = Olt+1/( copper_top(i,j)+copper_top(i+1,j));
161     end
162
163     if j>1
164         Y(bot,bot-2*x) =-1/( copper_top(i,j)+copper_top(i,j-1));
165         Olt = Olt+1/( copper_top(i,j)+copper_top(i,j-1));
166     end
167
168     if j<y
169         Y(bot,bot+2*x) =-1/( copper_top(i,j)+copper_top(i,j+1));
170         Olt = Olt+1/( copper_top(i,j)+copper_top(i,j+1));
171     end
172
173
174     Y(bot,bot)=Olt+1/(OPD)+1/vias(i,j);
175     Y(bot,top)=-1/vias(i,j);
176
177     end
178 end
179
180 %aplica as potencias geradas na placa
181 I=25/Osa*ones(x*y*2,1);
182 I(2:2:end)=75/(OPD);
183
184 xs = 28.5;xe = 31.5;ys = 19.5;ye = 22;
185
186 for dx = xs*2:1:xe*2
187     for dy = ys*2:1:ye*2
188         I(1+(dx-1)*2+2*(dy-1)*x) = ...
189             I(1+(dx-1)*2+2*(dy-1)*x)+PD/(length(xs*2:1:xe*2)*length(ys*2:1:ye*2));
190     end
191 end
192
193 xs = 30.5;xe = 33.5;ys = 7;ye = 10;
194 for dx = xs*2:1:xe*2
195     for dy = ys*2:1:ye*2
196         I(1+(dx-1)*2+2*(dy-1)*x) = ...
197             I(1+(dx-1)*2+2*(dy-1)*x)+PD/(length(xs*2:1:xe*2)*length(ys*2:1:ye*2));
198     end
199 end
200
201 xs = 23.5;xe = 26;ys = 19;ye = 21.5;
202 for dx = xs*2:1:xe*2
203     for dy = ys*2:1:ye*2
204         I(1+(dx-1)*2+2*(dy-1)*x) = ...
205             I(1+(dx-1)*2+2*(dy-1)*x)+PDB/(length(xs*2:1:xe*2)*length(ys*2:1:ye*2));
206     end
207 end

```

```

205 xs = 23.5;xe = 26;ys = 6.5;ye = 9.5;
206
207 for dx = xs*2:1:xe*2
208     for dy = ys*2:1:ye*2
209         I(1+(dx-1)*2+2*(dy-1)*x) = ...
                I(1+(dx-1)*2+2*(dy-1)*x)+PDB/(length(xs*2:1:xe*2)*length(ys*2:1:ye*2));
210     end
211 end
212
213 xs = 14;xe = 18.5;ys = 19.5;ye = 22.5;
214
215 for dx = xs*2:1:xe*2
216     for dy = ys*2:1:ye*2
217         I(1+(dx-1)*2+2*(dy-1)*x) = ...
                I(1+(dx-1)*2+2*(dy-1)*x)+PS/(length(xs*2:1:xe*2)*length(ys*2:1:ye*2));
218     end
219 end
220
221 xs = 14;xe = 18.5;ys = 5.5;ye = 11;
222
223 for dx = xs*2:1:xe*2
224     for dy = ys*2:1:ye*2
225         I(1+(dx-1)*2+2*(dy-1)*x) = ...
                I(1+(dx-1)*2+2*(dy-1)*x)+PS/(length(xs*2:1:xe*2)*length(ys*2:1:ye*2));
226     end
227 end
228 %Resolve o sistema linear
229 temp = linsolve(Y,I);

```