

JEFFERSON CARLOS FISCHER

**ESTUDO, PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM
CONVERSOR CA/CC UNIDIRECIONAL APLICADO EM
ESTAÇÕES DE REABASTECIMENTO DE CARROS
ELÉTRICOS DO TIPO NÍVEL 1**

Dissertação apresentada ao Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Tecnológicas, da Universidade do Estado de Santa Catarina, como requisito parcial para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Sérgio Vidal Garcia Oliveira

**JOINVILLE
2017**

F529e Fischer, Jefferson Carlos

Estudo, projeto e implementação de um conversor CA/CC unidirecional aplicado em estações de reabastecimento de carros elétricos do tipo nível 1/Jefferson Carlos Fischer. - 2017.

143 p. : il. ; 21 cm

Orientador: Sérgio Vidal Garcia Oliveira

Bibliografia: 131-135 p.

Dissertação (Mestrado) – Universidade do Estado de Santa Catarina, Centro de Ciências Tecnológicas, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Joinville, 2017.

1. Processamento de energia elétrica. 2. Conversores de corrente elétrica. 3. Carregadores de baterias. 4. Veículos elétricos (sistemas de propulsão). I. Oliveira, Sérgio Vidal Garcia. II. Universidade do Estado de Santa Catarina. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. III. Título.

CDD: 621.31 - 23. ed.

Jefferson Carlos Fischer

**Estudo, Projeto e Implementação de um Conversor CA/CC
Unidirecional Aplicado em Estações de Reabastecimento de
Carros Elétricos do Tipo Nível 1.**

Dissertação apresentada ao Curso de Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica na área de concentração "Sistemas Eletroeletrônicos".

Banca Examinadora

Orientador:



Prof. Dr. Sérgio Vidal Garcia Oliveira
CCT/UDESC

Membros



Prof. Dr. Joselito Anastácio Heerd
CCT/UDESC



Prof. Dr. Adriano Péres
UFSC - BNU

Joinville, SC, 8 de fevereiro de 2017.

AGRADECIMENTOS

Primeiramente a Deus, que sempre ilumina o meu caminho, me dá sabedoria e forças nos momentos difíceis.

A minha família pelo apoio incondicional, em especial aos meus pais Irineu e Kátia, que proveram todo o suporte da melhor forma possível, possibilitando desta forma o meu desenvolvimento profissional e intelectual. Devo a eles o meu caráter e a minha vida por todos os ensinamentos que sempre me proporcionaram.

Meus sinceros agradecimentos ao professor Sérgio Vidal Garcia Oliveira, pelo profissionalismo, empenho, seriedade, determinação e pela orientação segura e objetiva durante todas as etapas deste trabalho. Agradeço também pela confiança depositada em minha pessoa e pela amizade adquirida.

Aos membros da banca examinadora, pelas sugestões, correções e questionamentos.

A todos os professores do Programa de Pós-Graduação da Engenharia Elétrica, que contribuíram para a minha formação em Eletrônica de Potência.

Meus agradecimentos a todas as amizades firmadas na pós, em especial aos amigos Robson Mayer, Menaouar Berrehil El Kattel, Daniel Gustavo Castellain, Felipe Joel Zimann, Gustavo Lambert, Rubens Hock e Felipe G. Stein.

Agradeço a todos os funcionários do Departamento de Engenharia Elétrica que contribuíram com o meu desenvolvimento acadêmico, no qual de forma direta ou indireta, forneceram suporte para a conclusão deste trabalho.

A Universidade do Estado de Santa Catarina, por toda a estrutura fornecida e pelo apoio financeiro ao longo do meu curso de mestrado.

“Nunca ninguém se torna mestre num domínio em que não conheceu a impotência e, quem aceita esta ideia, saberá também que tal impotência não se encontra nem no começo nem antes do esforço empreendido, mas sim no seu centro.”

Walter Benjamin

“A única maneira de fazer um trabalho extraordinário é de amares aquilo que fazes. Se ainda não o encontraste, continua a procurar. Não te acomodes. Tal como com os assuntos do coração, tu saberás quando é que o encontraste.”

Steve Jobs

RESUMO

Este trabalho apresenta uma visão geral a respeito de conversores CA/CC aplicados a carregadores de bateria de veículos elétricos e veículos elétricos híbridos. Adicionalmente, este trabalho contempla um estudo, projeto e implementação de um conversor CA/CC Bridgeless Boost com correção do fator de potência para aplicação em carregadores de bateria para veículos elétricos. O conversor é aplicado para carregadores automotivos de nível 1. Os resultados das análises matemáticas são validados por simulação numérica e comprovados pela construção de um protótipo em laboratório. Resultados experimentais de um protótipo de 1 kW, convertendo uma tensão de entrada de 220 Vca em uma tensão de saída de 400 Vcc, a uma frequência de comutação de 70 kHz, são apresentados. Os resultados obtidos mostraram que o conversor atende as exigências e condições para operarem como estágio CA/CC de um carregador de bateria para veículos elétricos.

Palavras Chave: Conversor CA/CC, Carregadores de bateria, Veículos elétricos, Veículos elétricos híbridos.

ABSTRACT

This paper presents an overview about AC/DC converters applied to battery chargers for electric vehicles and hybrid electric vehicles. In addition, includes a study, design and implementation of a Bridgeless Boost power factor corrector AC/DC converter for application in electric vehicles battery chargers. The converter is applied to automotive level 1 chargers. The results from mathematical analysis are validated by numerical simulation and verified by the construction of a prototype in laboratory. Experimental results of 1 kW prototype, converting 220 Vac input voltage to 400 Vdc output, at 70 kHz switching frequency, are presented. The results obtained showed that converter meets the requirements and conditions to operate as AC/DC stage of a battery charger for electric vehicles.

Key words: AC/DC converter, Battery chargers, Electric vehicles, Hybrid electric vehicles.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Diagrama de blocos típico de um carregador de baterias de dois estágios.	41
Figura 2 – Conversor Boost convencional	43
Figura 3 – Conversor Boost em configuração Interleaved	44
Figura 4 – Topologia Boost PFC Bridgeless Interleaved	45
Figura 5 – Comparativo da distribuição de perdas estimada nos semicondutores com uma frequência de comutação de 70 kHz, entrada 240 V, carga de 3,4 kW a 400 V	46
Figura 6 – Topologia Boost PFC Phase Shifted Semi-bridgeless	48
Figura 7 – Comparativo da distribuição de perdas estimada nos semicondutores com uma frequência de comutação de 70 kHz, entrada 240 V, carga de 3,3 kW a 400 V	49
Figura 8 – Conversor Phase Shifted Semi-bridgeless	51
Figura 9 – Formas de onda do conversor proposto para $D > 0,5$	53
Figura 10 – Intervalos 1 e 3 ($D > 0,5$)	54
Figura 11 – Intervalo 2 ($D > 0,5$)	54
Figura 12 – Intervalo 4 ($D > 0,5$)	54
Figura 13 – Formas de onda do conversor proposto para $D < 0,5$	55
Figura 14 – Intervalos 1 e 3 ($D < 0,5$)	56
Figura 15 – Intervalo 2 ($D < 0,5$)	56
Figura 16 – Intervalo 4 ($D < 0,5$)	56
Figura 17 – Densidade de perdas no núcleo em função do pico da densidade de fluxo – Núcleo Kool M μ 60 μ	66
Figura 18 – Gráfico de perdas dos componentes do conversor	75
Figura 19 – Estrutura interna de controle do UCC28070	80
Figura 20 – Diagrama de blocos de controle (técnica de controle do UCC28070)	80
Figura 21 – Esquemático do amplificador de transcondutância de tensão com compensação	83
Figura 22 – Curva de ganho da FTMA da malha de tensão em função da frequência	88
Figura 23 – Fase em função da frequência	88
Figura 24 – Circuito amplificador subtrator da corrente no indutor L_1 . ..	89
Figura 25 – Circuito amplificador subtrator da corrente no indutor L_2 . ..	89
Figura 26 – Esquemático do amplificador de transcondutância de corrente com compensação	91
Figura 27 – Curva de ganho da FTMA da malha de corrente	94

Figura 28 – Curva de fase da FTMA da malha de corrente	94
Figura 29 – Esquema de ligação do <i>driver</i> UCC27324	96
Figura 30 – Tensão de entrada (em vermelho), corrente de entrada (x20 - em azul) e tensão de saída (em verde).....	97
Figura 31 – Tensão de entrada (em vermelho), corrente de entrada (x20 - em azul), tensão de saída (em verde), corrente em L_1 (x20 - rosa) e corrente em L_2 (x20 - laranja).....	98
Figura 32 – Tensão de entrada (em vermelho), corrente de entrada (x20 - em azul), tensão de saída (em verde), corrente na saída (x100 - rosa) e potência na saída (laranja)	99
Figura 33 – Tensão de entrada (em vermelho), corrente de entrada (x20 - em azul).....	99
Figura 34 – Corrente no interruptor Q_1 (em vermelho), corrente no interruptor Q_2 (em azul)	100
Figura 35 – Formas de onda da corrente no diodo D_1 (em vermelho), corrente no diodo D_2 (em azul)	100
Figura 36 – Corrente no diodo D_a (em vermelho), corrente no diodo D_b (em azul)	101
Figura 37 – Pulso de comando do interruptor Q_1 , corrente no interruptor Q_1 e corrente no indutor L_1 para $D < 0,5$	101
Figura 38 – Pulso de comando do interruptor Q_1 , corrente no interruptor Q_1 e corrente no indutor L_1 para $D > 0,5$	102
Figura 39 – Ondulação da tensão de saída.....	102
Figura 40 – Ondulação da corrente no indutor.....	103
Figura 41 – Pulso de comando do interruptor Q_1 (em vermelho), pulso de comando do interruptor Q_2 (em azul).....	103
Figura 42 – Sinais do bloco multiplicador: A (em vermelho), B (em azul escuro), AB (em verde), C (em rosa), C2 (em laranja) e ABC2 (em azul claro)	104
Figura 43 – Degrau de carga: tensão de entrada (em vermelho), corrente de entrada (x20 - em azul), tensão de saída (em verde), corrente na saída (x100 - rosa)	105
Figura 44 – Camada superior da PCI projetada	106
Figura 45 – Camada inferior da PCI projetada	106
Figura 46 – PCI com as trilhas e sem os planos de terra.....	107
Figura 47 – Tensão de entrada (em azul), corrente de entrada (em rosa) e tensão de saída (em azul claro)	109
Figura 48 – Tensão de entrada (em azul), corrente de entrada (em rosa), tensão de saída (em azul claro), corrente de saída (em verde) e potência de entrada (em vermelho)	109

Figura 49 – Tensão de entrada (em azul), corrente de entrada (em rosa), corrente no indutor L_1 (em verde) e tensão de saída (em azul claro).....	110
Figura 50 – Tensão de entrada (em azul), corrente de entrada (em rosa), corrente no indutor L_2 (em verde) e tensão de saída (em azul claro).....	110
Figura 51 – Tensão de entrada (em azul), corrente no indutor L_1 (em rosa), corrente no indutor L_2 (em verde) e tensão de saída (em azul claro).....	111
Figura 52 – Tensão de entrada (em azul), corrente de entrada (em rosa), tensão de saída (em azul claro), corrente de saída (em verde)	111
Figura 53 – Corrente no interruptor Q_1 (em rosa), corrente no interruptor Q_2 (em verde)	112
Figura 54 – Corrente no diodo D_1 (em rosa), corrente no diodo D_2 (em verde).....	113
Figura 55 – Corrente no diodo D_a (em rosa), corrente no diodo D_b (em verde).....	113
Figura 56 – Ondulação da tensão de saída (ΔV)	114
Figura 57 – Ondulação de corrente no indutor (ΔI_L)	114
Figura 58 – Tensão de entrada (em azul), corrente no interruptor Q_2 (em rosa) e tensão dreno-source no interruptor Q_2 (em azul claro)	115
Figura 59 – Tensão dreno-source no interruptor Q_2 (em azul claro), corrente no interruptor Q_2 (em rosa).....	115
Figura 60 – Pulso de comando do interruptor Q_1 (em azul), corrente no interruptor Q_1 (em verde) e corrente no indutor L_1 (em rosa) para $D < 0,5$	116
Figura 61 – Pulso de comando do interruptor Q_1 (em azul), corrente no interruptor Q_1 (em verde) e corrente no indutor L_1 (em rosa) para $D > 0,5$	117
Figura 62 – Pulsos de comando dos interruptores defasados em 180°	117
Figura 63 – Tensão de entrada (em azul), corrente de entrada (em rosa) e tensão no pino 5 VINAC do UCC28070 (em azul claro), considerando que o UCC28070 não entrou em operação.	118
Figura 64 – Tensão de entrada (em azul), corrente de entrada (em rosa) e tensão no pino 5 VINAC do UCC28070 (em azul claro), considerando que o UCC28070 entrou em operação.....	118

Figura 65 – Sinais de saída dos amplificadores de corrente (pinos 11 CAOB e 12 CAO A do UCC28070, formas de onda em azul e azul claro respectivamente)	119
Figura 66 – Degrau de carga de 50%: tensão de entrada (em azul), corrente de entrada (em rosa), tensão de saída (em azul claro), corrente na saída (em verde)	120
Figura 67 – Degrau de carga de 100%: tensão de entrada (em azul), corrente de entrada (em rosa), tensão de saída (em azul claro), corrente na saída (em verde)	120
Figura 68 – Degrau de carga de 100% com a tensão de saída em acoplamento CA: tensão de entrada (em azul), corrente de entrada (em rosa), tensão de saída (em azul claro), corrente na saída (em verde)	121
Figura 69 – Degrau de carga de 100% com a tensão de saída em acoplamento CA: tensão de entrada (em azul), corrente de entrada (em rosa), tensão de saída (em azul claro), corrente na saída (em verde)	121
Figura 70 – Rendimento em função da potência de saída para $V_{in}=220$ V, $V_{out}=400$ V e $f_s=70$ kHz	123
Figura 71 – Fator de potência em função da potência de saída para $V_{in}=220$ V, $V_{out}=400$ V e $f_s=70$ kHz	124
Figura 72 – Distorção harmônica total (THD) de corrente em função da potência de saída para $V_{in}=220$ V, $V_{out}=400$ V e $f_s=70$ kHz	125
Figura 73 – Medição da amplitude do espectro harmônico	125
Figura 74 – Protótipo do conversor proposto.....	126
Figura 75 – Pontos quentes nos componentes de potência do conversor	127

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Níveis de potência dos carregadores aplicados aos veículos elétricos	39
Tabela 2 – Descrição/quantidade dos componentes utilizados para cada topologia frente ao conversor Bridgeless Interleaved	47
Tabela 3 – Descrição/quantidade dos componentes utilizados para cada topologia frente ao conversor Phase Shifted Semi-bridgeless	50
Tabela 4 – Visão geral/comparativo entre as topologias.....	50
Tabela 5 – Especificações do conversor phase shifted semi-bridgeless	59
Tabela 6 – Considerações para o projeto dos indutores	60
Tabela 7 – Dados adicionais do núcleo e do enrolamento	61
Tabela 8 – Dados do fio 18AWG.....	63
Tabela 9 – Dados do fio 23AWG.....	64
Tabela 10 – Coeficientes do núcleo Kool Mμ 60μ	65
Tabela 11 – Dados dos interruptores Q_1 e Q_2	68
Tabela 12 – Dados dos diodos D_1 e D_2	69
Tabela 13 – Dados dos diodos D_a e D_b	70
Tabela 14 – Dados dos capacitores C_o	71
Tabela 15 – Relação entre tensão de pico V_{in} e fator K_{VFF} correspondente.....	91
Tabela 16 – Comparativo dos resultados teóricos, simulados e experimentais (parte 1).....	122
Tabela 17 – Comparativo dos resultados teóricos, simulados e experimentais (parte 2).....	122

LISTA DE ABREVIações

<i>BMS</i>	<i>Battery Management System</i>
<i>CA/ca</i>	<i>Corrente Alternada</i>
<i>CC/cc</i>	<i>Corrente Contínua</i>
<i>CCM</i>	<i>Continuous Conduction Mode</i>
<i>D</i>	<i>Razão cíclica</i>
<i>EMI</i>	<i>Electromagnetic Interference</i>
<i>EPRI</i>	<i>Electric Power Research Institute</i>
<i>EU</i>	<i>Europe</i>
<i>EV</i>	<i>Electric Vehicle</i>
<i>EVSE</i>	<i>Electric Vehicle Supply Equipment</i>
<i>FP</i>	<i>Fator de Potência</i>
<i>FTMA</i>	<i>Função de Transferência em Malha Aberta</i>
<i>GEE</i>	<i>Gases do Efeito Estufa</i>
<i>HEV</i>	<i>Hybrid Electric Vehicle</i>
<i>IEC</i>	<i>International Electrotechnical Commission</i>
<i>IEEE</i>	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
<i>IWC</i>	<i>Infrastructure Working Council</i>
<i>MOSFET</i>	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
<i>PCI</i>	<i>Placa de Circuito Impresso</i>
<i>PEV</i>	<i>Plug-in Electric Vehicle</i>
<i>PHEV</i>	<i>Plug-in Hybrid Electric Vehicle</i>
<i>PFC</i>	<i>Power Factor Correction</i>
<i>PWM</i>	<i>Pulse Width Modulation</i>
<i>RMS</i>	<i>Root Mean Square</i>
<i>SAE</i>	<i>Society of Automotive Engineers</i>
<i>THD</i>	<i>Total Harmonic Distortion</i>
<i>UDESC</i>	<i>Universidade do Estado de Santa Catarina</i>
<i>US</i>	<i>United States</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

Símbolo	Descrição	Unidade
V_{in_nom}	Tensão de entrada CA nominal	V
P_{out}	Potência de saída	W
f_{rede}	Frequência da rede	Hz
f_s	Frequência de comutação	Hz
V_{out}	Valor médio da tensão de saída	V
η	Rendimento teórico	-
ΔV	Ondulação da tensão de saída	%
ΔI_{Lmax}	Máxima ondulação da corrente no indutor	%
I_{in}	Valor médio da corrente de entrada	A
I_{in_pico}	Valor de pico da corrente de entrada	A
ΔI_L	Ondulação de corrente	A
r	Relação entre a frequência da rede e de comutação	-
x_l	Impedância indutiva	Ω
L	Indutância	H
ΔT	Elevação de temperatura	$^{\circ}\text{C}$
T_a	Temperatura ambiente	$^{\circ}\text{C}$
k_u	Fator de utilização da janela (toróides)	-
μ_o	Permeabilidade no vácuo	H/m
I_{pico}	Corrente de pico no indutor	A
E_{ind}	Energia armazenada no indutor	J
B_{max}	Densidade de fluxo máxima	T
A_c	Área da seção transversal do núcleo	cm^2
W_a	Área do enrolamento da janela total	cm^2
A_p	Produto $A_c \times W_a$	cm^4
Φ_{ext}	Diâmetro externo	cm
Φ_{int}	Diâmetro interno	cm
V_c	Volume do núcleo	cm^3
B_{sat}	Densidade de fluxo de saturação	T
k_i	Fator da forma de onda da corrente	-
MLT	Comprimento médio de uma espira	cm
k_w	Fator de enrolamento	-
ρ_{20}	Resistividade do condutor	$\Omega.m$

α_{20}	Coeficiente de temperatura da resistividade a 20°C	-
k_t	Relação entre resistividade, coeficiente de transferência de calor e constantes do núcleo	-
l_c	Comprimento médio do núcleo	Cm
$A_{p\text{calc}}$	Cálculo do produto entre a área do enrolamento da janela do núcleo e a área da seção transversal	cm ⁴
R_θ	Resistência térmica do núcleo	°C/W
P_{d_max}	Dissipação máxima do núcleo	W
μ_{opt}	Valor ótimo da permeabilidade efetiva	-
μ_{ef}	Valor máximo da permeabilidade efetiva relativa	-
L_{1000}	Indutância de 68 mH para 1000 espiras	H
N	Número de espiras	-
H	Intensidade do campo magnético	A/m
γ	Ondulação de fluxo	-
J_o	Densidade de corrente	A/cm ²
I_{Lrms}	Valor médio quadrático da corrente no indutor	A
A_w	Área da seção transversal do condutor	cm ²
D_w	Diâmetro dos enrolamentos	mm
$\rho_{20_use_18}$	Resistência do fio 18AWG a 20°C	Ω/cm
A_{isol_18}	Área de isolamento do fio 18AWG	cm ²
D_{fio18_isol}	Diâmetro isolamento do fio 18AWG	cm
Δ	Profundidade de penetração	cm
D_{max}	Diâmetro máximo dos condutores	cm
$\rho_{20_use_23}$	Resistência do fio 23AWG a 20°C	Ω/cm
S_{23}	Área de cobre do fio 23AWG	cm ²
D_{fio23_isol}	Diâmetro isolamento do fio 23AWG	cm
N_{fios}	Número de fios condutores necessários	-
T_{max}	Temperatura máxima	°C
R_{18}	Resistência para o fio 18AWG	Ω
P_{cu_18}	Perdas para o fio 18AWG	W
R_{23}	Resistência para o fio 23AWG	Ω
R_{23_total}	Resistência total para o fio 23AWG	Ω

P_{cu_23}	Perdas para o fio 23AWG	W
H_{ACmax}	Valor máximo do campo magnético	A.T/cm
H_{ACmin}	Valor mínimo do campo magnético	A.T/cm
B_{ACmax}	Densidade de fluxo máxima	T
B_{ACmin}	Densidade de fluxo mínima	T
ΔB	Ondulação da densidade de fluxo	T
B_{pk}	Pico da densidade de fluxo em Tesla	T
B_{pk_gauss}	Pico da densidade de fluxo em Gauss	Gauss
P_L	Densidade das perdas no núcleo	W/cm ³
P_{ferro}	Perdas no ferro	W
P_{total_18}	Perdas totais para a bitola de fio 18AWG	W
P_{total_23}	Perdas totais para a bitola de fio 23AWG	W
A_{tot18}	Área total do fio com isolamento para bitola 18AWG	cm ²
A_{w18_need}	Área da janela necessária para bitola 18AWG	cm ²
$Exec_{18}$	Possibilidade de execução para bitola 18AWG	-
D_{tot23_3cond}	Diâmetro total para bitola 23AWG com 3 condutores	cm
A_{tot23_3cond}	Área total com isolamento do fio 23AWG com 3 condutores	cm ²
A_{w23_need}	Área da janela necessária para bitola 23AWG	cm ²
$Exec_{23}$	Possibilidade de execução para bitola 23AWG	-
V_{Smax}	Valor máximo da tensão sobre os interruptores Q ₁ e Q ₂	V
I_{S_ef}	Valor eficaz da corrente nos interruptores Q ₁ e Q ₂	A
V_{DS}	Tensão dreno-source	V
R_{DSon}	Resistência de condução dreno-source	Ω
I_D	Corrente de dreno contínua (a 100°C)	A
R_{thJC}	Resistência térmica junção-cápsula	K/W
R_{thJA}	Resistência térmica junção-ambiente	K/W
t_r	Tempo de subida	s
t_f	Tempo de descida	s

Q_g	Carga total do <i>gate</i>	C
t_{rr}	Tempo de recuperação reversa	s
V_{Dmax}	Tensão máxima sobre os diodos D ₁ e D ₂	V
I_{D12_ef}	Corrente eficaz nos diodos D ₁ e D ₂	A
V_{DC}	Tensão reversa repetitiva máxima	V
I_F	Valor médio da corrente de condução	A
I_{Frms}	Valor RMS da corrente de condução	A
V_F	Queda de tensão direta do diodo (a 150°C)	V
$R_{thD1D2JC}$	Resistência térmica junção-cápsula	°C/W
V_{Dabmax}	Valor máximo da tensão sobre os diodos D _a e D _b	V
I_{Dab_ef}	Valor eficaz da corrente nos diodos D _a e D _b	A
V_{RRM}	Valor de pico reversa repetitiva da tensão	V
$I_{F_Da_Db}$	Valor médio da corrente de condução	A
$V_{F_Da_Db}$	Queda de tensão direta do diodo (a 25°C)	V
$t_{rr_Da_Db}$	Tempo de recuperação reversa	s
$R_{thDaDbJC}$	Resistência térmica junção-cápsula	°C/W
C_{out}	Capacitância do capacitor de saída	F
I_{Co_pico}	Corrente de pico no capacitor de saída	A
$I_{Co_picoapico}$	Corrente de pico a pico no capacitor de saída	A
RSE	Resistência série equivalente do capacitor de saída	Ω
C_{nom}	Valor nominal da capacitância	F
V_{nom_cap}	Tensão nominal do capacitor	V
RSE_cap	Resistência série equivalente do capacitor escolhido	Ω
I_{AC_max}	Valor máximo de pico a pico da corrente (a 100Hz, 85°C)	A
$I_{Co_max_4caps}$	Valor máximo da corrente em cada um dos 4 capacitores	A
C_{out_equiv}	Capacitância equivalente, considerando os 4 capacitores em paralelo	F
R_o	Resistor de carga	Ω
$P_{Q1_Q2_cond}$	Perdas em condução para os interruptores Q ₁ e Q ₂	W

$P_{Q1_Q2_comut}$	Perdas por comutação para os interruptores Q_1 e Q_2	W
$P_{Q1_Q2_total}$	Perdas totais nos interruptores	W
$I_{D1_D2_medio}$	Valor médio da corrente nos diodos D_1 e D_2	A
$P_{D1_D2_cond}$	Perdas em condução nos diodos D_1 e D_2	W
$P_{D1_D2_total}$	Perdas totais considerando os diodos D_1 e D_2	W
$I_{Da_Db_medio}$	Valor médio da corrente nos diodos D_a e D_b	A
$P_{Da_Db_cond}$	Perdas em condução nos diodos D_a e D_b	W
$P_{Da_Db_total}$	Perdas totais considerando os diodos D_a e D_b	W
I_{Cout_ef}	Valor eficaz da corrente total nos capacitores	A
$P_{Cout1_2_3_4}$	Perdas individuais nos capacitores de saída	W
P_{Cout_total}	Perdas totais nos capacitores de saída	W
P_{conv_total}	Perdas totais no conversor	W
η_t	Rendimento teórico do conversor	%
T_{amb}	Temperatura ambiente	°C
$T_{Q1_Q2_jun}$	Temperatura de junção para os interruptores Q_1 e Q_2	°C
$T_{Q_jun_max}$	Temperatura máxima de junção para os interruptores Q_1 e Q_2	°C
$R_{thQ1Q2JA_max}$	Valor máximo da resistência térmica entre junção-ambiente para os interruptores Q_1 e Q_2	°C/W
$T_{D_jun_max}$	Temperatura máxima de junção para os diodos D_1 e D_2	°C
R_{thQCD}	Resistência térmica cápsula-dissipador para os interruptores Q_1 e Q_2	°C/W
$R_{thQ1Q2DA}$	Resistência térmica dissipador-ambiente para os interruptores Q_1 e Q_2	°C/W
$T_{D1_D2_jun}$	Temperatura de junção para os diodos D_1 e D_2	°C
$R_{thD1D2JA_max}$	Valor máximo da resistência térmica entre	°C/W

R_{thDCD}	junção-ambiente para os diodos D_1 e D_2 Resistência térmica cápsula-dissipador	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$
$R_{thD1D2DA}$	para os diodos D_1 e D_2 Resistência térmica dissipador-ambiente	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$
$T_{Da_Db_jun}$	para os diodos D_1 e D_2 Temperatura de junção para os diodos D_a e D_b	$^{\circ}\text{C}$
$R_{thDaDbJA_max}$	Máxima resistência térmica entre junção-ambiente nos diodos D_a e D_b	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$
$R_{thDaDbDA}$	Resistência térmica dissipador-ambiente para os diodos D_a e D_b	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$
R_{pk1}	Resistor limitador da corrente de pico R_{pk1}	Ω
R_{pk2}	Resistor limitador da corrente de pico R_{pk2}	Ω
V_s	Sinal sensorado da corrente de pico	V
V_{ref}	Tensão de referência do UCC28070	V
R_{rt}	Resistor de ajuste da máxima razão cíclica R_{rt}	Ω
R_{dmx}	Resistor de ajuste da máxima razão cíclica R_{dmx}	Ω
D_{max}	Máxima razão cíclica	-
R_a	Resistor R_a do divisor resistivo da tensão de saída	Ω
R_b	Resistor R_b do divisor resistivo da tensão de saída	Ω
V_{ovp}	Limite de proteção de sobretensão	V
g_{mv}	Ganho do amplificador de transcondutância de tensão	S
V_{vref}	Tensão de referência do amplificador de transcondutância de tensão	V
H	Ganho de realimentação do divisor de tensão	-
z_{eq}	Impedância equivalente	Ω
z_1	Impedância série de R_{zv} e C_{zv}	Ω
R_{zv}	Resistência da malha de tensão	Ω
C_{zv}	Capacitância do zero da malha de tensão	F
z_2	Impedância do capacitor C_{pv}	Ω
C_{pv}	Capacitância do pólo da malha de tensão	F

$FT_{PI+filtro}$	Função de transferência de um compensador do tipo PI com filtro	-
k_c	Ganho do controlador	-
ω_{zv}	Valor do zero da malha de tensão	-
ω_{pv}	Valor do pólo da malha de tensão	-
V_{ond_out}	Ondulação de tensão pico a pico na saída	V
Δ_{vao}	Ganho do amplificador da tensão de saída	V
z_o	Impedância de saída	Ω
f_{cv}	Frequência de cruzamento da malha de tensão	Hz
f_{bode}	Frequência em Bode para a malha de tensão	Hz
f_{bodec}	Frequência em Bode para a malha de corrente	Hz
G_{cv}	Ganho da rede de compensação de tensão	-
G_{psv}	Ganho do estágio de potência da malha de tensão	-
T_{vdB}	Ganho da malha de tensão em dB	dB
θ_v	Fase da malha de tensão	$^\circ$
MF_v	Margem de fase da malha de tensão	$^\circ$
I_{pn}	Valor RMS nominal da corrente no primário do sensor LTSR 15-NP	A
V_{out_sensor}	Tensão de saída do sensor Hall	V
G_{sensor}	Ganho do sensor Hall	-
$R_{sensor1}$	Resistência de carga na saída do sensor 1	Ω
$R_{sensor2}$	Resistência de carga na saída do sensor 2	Ω
V_1	Tensão no nó V_1	V
V_2	Tensão no nó V_2	V
R_1	Resistência R_1 do circuito amplificador subtrator da corrente no indutor L_1	Ω
R_2	Resistência R_2 do circuito amplificador subtrator da corrente no indutor L_1	Ω
R_3	Resistência R_3 do circuito amplificador subtrator da corrente no indutor L_1	Ω
R_4	Resistência R_4 do circuito amplificador subtrator da corrente no indutor L_1	Ω
R_5	Resistência R_5 do circuito amplificador	Ω

	subtrator da corrente no indutor L_1	
R_6	Resistência R_6 do circuito amplificador	Ω
	subtrator da corrente no indutor L_2	
R_7	Resistência R_7 do circuito amplificador	Ω
	subtrator da corrente no indutor L_2	
R_8	Resistência R_8 do circuito amplificador	Ω
	subtrator da corrente no indutor L_2	
R_9	Resistência R_9 do circuito amplificador	Ω
	subtrator da corrente no indutor L_2	
R_{10}	Resistência R_{10} do circuito amplificador	Ω
	subtrator da corrente no indutor L_2	
C_1	Capacitor C_1 do circuito amplificador	F
	subtrator da corrente no indutor L_1	
C_2	Capacitor C_2 do circuito amplificador	F
	subtrator da corrente no indutor L_2	
f_c	Frequência de corte	Hz
g_{mc}	Ganho do amplificador de transcondutância de corrente	S
R_{IMO}	Resistência de saída do multiplicador	Ω
K_{VFF}	Bloco <i>feed-forward</i>	V^2
V_{vaomax}	Tensão de saída do amplificador de erro de tensão VAO	V
IMO	Corrente de saída do multiplicador	A
G_{psc}	Ganho do estágio de potência da malha de corrente	-
R_{zc1}	Resistência 1 do zero da malha de corrente	Ω
R_{zc2}	Resistência 2 do zero da malha de corrente	Ω
C_{zc1}	Capacitância 1 do zero da malha de corrente	F
C_{zc2}	Capacitância 2 do zero da malha de corrente	F
C_{pc1}	Capacitância 1 do pólo da malha de corrente	F
C_{pc2}	Capacitância 2 do pólo da malha de corrente	F
ΔV_{ramp}	Amplitude da rampa de tensão PWM	V
T_{cdB}	Ganho teórico da malha de corrente em	dB

	dB	
θ_c	Fase da malha de corrente	°
$Pa1$	Parcela 1 do ganho teórico da malha de corrente	-
$Pa2$	Parcela 2 do ganho teórico da malha de corrente	-
$Pa3$	Parcela 3 do ganho teórico da malha de corrente	-
f_{cxo}	Frequência de cruzamento da malha de corrente	Hz
MF_i	Margem de fase da malha de corrente	°
C_{ss}	Capacitor da partida suave	F
t_{ssmin}	Tempo mínimo de partida suave	s
t_{ss}	Tempo da partida suave	s
R_{rdm}	Resistência de ajuste da magnitude da frequência	Ω
C_{cdr}	Capacitância de ajuste da taxa de frequência	F
f_{dm}	Magnitude da frequência	Hz
f_{dr}	Taxa da frequência	Hz
R_{gate1}	Resistência de gate do interruptor Q_1	Ω
R_{gate2}	Resistência de gate do interruptor Q_2	Ω
$R11$	Resistência conectada a entrada A do <i>driver</i>	Ω
$R12$	Resistência conectada a entrada B do <i>driver</i>	Ω
$R13$	Resistência conectada entre <i>gate</i> e <i>source</i> do interruptor Q_1 da saída A do <i>driver</i>	Ω
$R14$	Resistência conectada entre <i>gate</i> e <i>source</i> do interruptor Q_2 da saída B do <i>driver</i>	Ω
$C3$	Capacitância da saída A do <i>driver</i>	F
$C4$	Capacitância da saída B do <i>driver</i>	F
I_{L1_ef}	Valor eficaz da corrente no indutor L1	A
I_{L2_ef}	Valor eficaz da corrente no indutor L2	A
I_{D1_ef}	Valor eficaz da corrente no diodo D1	A
I_{D2_ef}	Valor eficaz da corrente no diodo D2	A
I_{Q1_ef}	Valor eficaz da corrente no interruptor $Q1$	A

I_{Q2_ef}	Valor eficaz da corrente no interruptor Q2	A
I_{Da_ef}	Valor eficaz da corrente no diodo Da	A
I_{Db_ef}	Valor eficaz da corrente no diodo Db	A
I_{o_ef}	Valor eficaz da corrente na saída	A
I_{L1_pico}	Valor de pico da corrente no indutor L1	A
I_{L2_pico}	Valor de pico da corrente no indutor L2	A
I_{D1_pico}	Valor de pico da corrente no diodo D1	A
I_{D2_pico}	Valor de pico da corrente no diodo D2	A
I_{Q1_pico}	Valor de pico da corrente no interruptor Q1	A
I_{Q2_pico}	Valor de pico da corrente no interruptor Q2	A
I_{Da_pico}	Valor de pico da corrente no diodo Da	A
I_{Db_pico}	Valor de pico da corrente no diodo Db	A
ΔI_{L1}	Ondulação de corrente no indutor L1	A
ΔI_{L2}	Ondulação de corrente no indutor L2	A
V_{Q1_max}	Valor máximo da tensão no interruptor Q1	V
V_{Q2_max}	Valor máximo da tensão no interruptor Q2	V

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	28
1.1 OBJETIVOS E CONTRIBUIÇÕES	29
1.2 ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO	30
2 ESTADO DA ARTE DE SISTEMAS DE CARGA MONOFÁSICOS.....	31
2.1 VEÍCULOS DE TRAÇÃO ELÉTRICA	32
2.1.1 Veículo elétrico	33
2.1.2 Veículo elétrico híbrido	35
2.2 ACUMULADORES DE ENERGIA ELÉTRICA	36
2.2.1 Baterias de chumbo-ácido	36
2.2.2 Baterias de íons de Lítio	37
2.3 CARREGADORES DE BATERIA PARA VEÍCULOS ELÉTRICOS	37
2.3.1 Carregadores embarcados ao veículo	38
2.3.2 Carregadores externos	38
2.3.3 Estações de recarga	38
2.3.4 Nível de potência dos carregadores	38
2.3.5 Escolha do carregador	41
2.4 TOPOLOGIAS DE CARREGADORES DE BATERIAS PARA VEÍCULOS ELÉTRICOS	41
2.4.1 Requerimentos de isolamento e segurança para carregadores de baterias	42
2.4.2 Soluções monofásicas de alto desempenho para conversores CA/CC com correção do fator de potência	42
2.4.2.1 Conversor Boost convencional	43
2.4.2.2 Conversor Boost em configuração Interleaved	44
2.4.2.3 Conversor Bridgeless Interleaved	44
2.4.2.4 Conversor Phase Shifted Semi-bridgeless	47
2.5 ESTUDO TEÓRICO DO CONVERSOR PHASE SHIFTED SEMI-BRIDGELESS	51
2.5.1 Análise qualitativa	51
2.5.1.1 Operação no semi-ciclo positivo e análise para $D > 0,5$	51
2.5.1.2 Operação no semi-ciclo positivo e análise para $D < 0,5$	52
2.5.2 Análise quantitativa	57
2.5.2.1 Esforços de corrente nos indutores L_1 e L_2	57

2.5.2.2 Esforços de tensão e de corrente nos diodos D_1 e D_2	57
2.5.2.3 Esforços de tensão e de corrente nos interruptores Q_1 e Q_2	58
2.5.2.4 Esforços de tensão e de corrente nos diodos D_a e D_b	58
3 PROJETO DO CONVERSOR PHASE SHIFTED SEMI-BRIDGELESS	59
3.1 ESPECIFICAÇÕES TÉCNICAS DO CONVERSOR PHASE SHIFTED SEMI-BRIDGELESS	59
3.2 DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES DE POTÊNCIA	59
3.2.1 Dimensionamento dos indutores L_1 e L_2	59
3.2.2 Dimensionamento dos interruptores Q_1 e Q_2	67
3.2.3 Dimensionamento dos diodos D_1 e D_2	68
3.2.4 Dimensionamento dos diodos D_a e D_b	69
3.2.5 Dimensionamento dos capacitores de saída C_o	70
3.2.6 Dimensionamento do resistor de carga R_o	71
3.3 ANÁLISE DE PERDAS NO CONVERSOR	71
3.3.1 Perdas nos indutores L_1 e L_2	72
3.3.1.1 Perdas no cobre	72
3.3.1.2 Perdas no núcleo ou ferro	72
3.3.1.3 Perdas totais	72
3.3.2 Perdas nos interruptores Q_1 e Q_2	72
3.3.2.1 Perdas em condução	72
3.3.2.2 Perdas por comutação	72
3.3.2.3 Perdas totais	73
3.3.3 Perdas nos diodos D_1 e D_2	73
3.3.4 Perdas nos diodos D_a e D_b	73
3.3.5 Perdas nos capacitores de saída C_o	74
3.3.6 Perdas totais no conversor	74
3.3.7 Rendimento teórico do conversor	74
3.4 DIMENSIONAMENTO DOS DISSIPADORES	75
3.4.1 Dissipadores para os interruptores Q_1 e Q_2	75
3.4.2 Dissipadores para os diodos D_1 e D_2	76
3.4.3 Dissipadores para os diodos D_a e D_b	77
3.5 CONTROLE DO CONVERSOR	77
3.5.1 Projeto dos parâmetros do UCC28070	80
3.5.1.1 Ajuste do limitador da corrente de pico	81
3.5.1.2 Programação da tensão de saída	81

3.5.1.3 Ajuste do divisor da tensão de entrada.....	82
3.5.1.4 Configuração da malha de tensão	82
3.5.1.5 Configuração da malha de corrente.....	87
3.5.1.6 Configuração da partida suave	94
3.5.1.7 Espectro de propagação de EMI	95
3.5.1.8 Circuito de comando dos interruptores	96
4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS	97
4.1 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO.....	97
4.2 IMPLEMENTAÇÃO E ANÁLISE DOS RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	105
4.2.1 Projeto da placa de circuito impresso	105
4.2.2 Resultados experimentais.....	107
4.2.2.1 Resposta da malha de tensão e corrente	119
4.2.2.2 Protótipo do conversor	126
5 CONCLUSÃO GERAL	128
APÊNDICE A – CIRCUITOS DE POTÊNCIA UTILIZADOS NAS SIMULAÇÕES.....	136
APÊNDICE B – CIRCUITO DE COMANDO E CONTROLE UTILIZADO NAS SIMULAÇÕES.....	137
APÊNDICE C – DIAGRAMA ELÉTRICO DO CONVERSOR PROPOSTO.....	138
APÊNDICE D – LISTA DE COMPONENTES.....	139

1 INTRODUÇÃO

Nos dias de hoje as vantagens ambientais e econômicas, a médio e a longos prazos principalmente, conseguidas com o desenvolvimento e a produção de veículos elétricos (EVs) e veículos elétricos híbridos (HEVs), vem estimulando o interesse da indústria e da ciência. O intuito é substituir ao longo dos anos os veículos convencionais por veículos mais eficientes, sendo que estes não emitam ou emitam gases nocivos em proporções reduzidas, reduzindo desta forma os causadores do efeito estufa na atmosfera. Os transportes motorizados representam um consumo de cerca de 25% da demanda mundial de energia, sendo principalmente de combustíveis derivados do petróleo, e que contribuem em igual percentual para a emissão de Gases do Efeito Estufa (GEE).

Os veículos possibilitam a mobilidade de pessoas e bens de consumo de uma forma geral. Contudo, o aumento da frota destes tipos de veículos está causando malefícios ao meio ambiente. Os veículos em questão se encontram em operação no mundo todo por mais de um século, e a sua fonte motriz vem sendo o motor à combustão interna, o qual apresenta uma baixa eficiência energética, porém ainda é o principal meio que move os diversos tipos de veículos [1].

A crescente circulação de automóveis no mundo tem contribuído para o surgimento de sérios problemas ambientais e humanos, como a poluição atmosférica, as chuvas ácidas e o próprio aquecimento global. O consumo demasiado de petróleo está esgotando as reservas mundiais deste combustível fóssil. A tendência futura é que o petróleo utilizado como combustível em veículos perca gradativamente o seu poder de uso e seja substituído progressivamente por outras fontes de energia. Entretanto, isto deve ocorrer não devido exclusivamente ao esgotamento das reservas, mas devido às limitações ambientais e econômicas que estão sendo impostas. No Brasil os benefícios ambientais serão mais evidentes comparados a outros países porque em torno de 90% da energia elétrica é oriunda de fontes renováveis, sendo que se considerar no mundo, 67% da eletricidade é gerada a partir da queima de combustíveis fósseis [2].

De acordo com [2], os veículos do futuro serão elétricos, porque estes tipos de veículos beneficiam os consumidores e porque o custo por quilômetro rodado é muito próximo da metade correspondente aos veículos movidos à gasolina. Entretanto, os EVs ainda não possuem uma ampla aceitação. As três principais barreiras incluem o alto custo

das baterias e o ciclo de vida destas, a complexidade dos carregadores e a falta de uma infraestrutura de carga [3].

Com o desenvolvimento dos EVs e HEVs, os carregadores de bateria para aplicações automotivas estão se tornando um grande mercado para as indústrias de fonte de alimentação. As melhorias na eficiência dos carregadores são cruciais para a emergência e aceitação destas tecnologias veiculares. Diante deste cenário, é relevante considerar as inovações nesta área, como por exemplo, dos conversores de energia, os quais possuem um papel fundamental no desenvolvimento e aperfeiçoamento dos sistemas elétricos dos veículos elétricos e veículos elétricos híbridos. Adicionalmente, além do rendimento, a correção do fator de potência é essencial, geralmente devido à necessidade em atender requerimentos e normas.

Devido ao espaço limitado em um veículo e aumento do consumo de potência, é requerido que os carregadores disponibilizem mais potência em um menor volume [4]. Como componente chave em um carregador, o conversor CA-CC deve apresentar elevados rendimentos e densidade de potência. Nesta dissertação, um conversor do tipo Boost Bridgeless CA-CC com correção do fator de potência é proposto para melhorar o rendimento e o desempenho dos carregadores.

1.1 OBJETIVOS E CONTRIBUIÇÕES

O principal objetivo deste trabalho é prover uma contribuição científica ao estudo de uma topologia de um carregador de baterias para veículos elétricos e veículos elétricos híbridos, buscando e propondo uma solução relativamente simples, de alto rendimento, alto fator de potência e que possibilite a recarga da bateria dos automóveis elétricos e híbridos elétricos com certa confiabilidade.

Um objetivo secundário deste trabalho é o estudo das principais topologias de conversores CA-CC aplicados a estes veículos.

Com base no estudo destes conversores aplicados a estes tipos de veículos, é desenvolvido o estudo, o projeto e a implementação de um conversor Boost Bridgeless CA-CC com correção do fator de potência para operar no sistema de carga de baterias dos EVs e HEVs.

Como objetivos específicos destacam-se:

- Revisão da literatura com relação às topologias de conversores eletrônicos do tipo CA-CC;
- Definição da topologia de conversor a qual será estudada, projetada e implementada neste trabalho;

- Estudo teórico do conversor em questão, análises qualitativa e quantitativa;
- Projeto dos circuitos de potência e de comando/controle do conversor;
- Elaboração do cálculo de perdas dos componentes de potência;
- Resultados de simulação;
- Implementação de um protótipo de 1 kW;
- Resultados experimentais.

1.2 ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO

Este trabalho é dividido em cinco capítulos, conforme descrito a seguir.

No Capítulo 2 é apresentada uma revisão bibliográfica a respeito dos principais tipos de veículos de tração elétrica (veículos elétricos e veículos elétricos híbridos), seus acumuladores de energia elétrica, os carregadores de bateria para estes tipos de veículos (carregadores embarcados, carregadores externos, estações de recarga e os níveis de potência destes carregadores) e com relação as topologias de carregadores (soluções monofásicas de alto desempenho para conversores CA/CC com correção de fator de potência). Ainda, é abordado o estudo teórico do conversor Phase Shifted Semi-bridgeless (análise qualitativa e quantitativa), bem como são ilustradas as suas principais formas de onda.

No Capítulo 3 é apresentado o projeto do conversor proposto, abordando entre outros aspectos, as especificações técnicas do conversor, o dimensionamento dos componentes de potência, a análise de perdas destes componentes de potência, o dimensionamento dos dissipadores, o controle do conversor e o projeto dos parâmetros do circuito integrado UCC28070.

No Capítulo 4 são apresentados os resultados de simulação contemplando as principais formas de onda do conversor, analisando e comparando com as formas de onda teóricas esperadas. Adicionalmente, são abordadas a implementação e a análise dos resultados experimentais, com ênfase na apresentação do projeto da placa de circuito impresso e nas particularidades do protótipo construído, bem como o principal foco, a apresentação dos resultados obtidos com o protótipo em laboratório.

No Capítulo 5 são apresentadas as considerações finais acerca do trabalho desenvolvido, bem como, a proposta de sugestões para trabalhos futuros.

2 ESTADO DA ARTE DE SISTEMAS DE CARGA MONOFÁSICOS

Nas últimas décadas é notável a grande preocupação com relação às condições ambientais do planeta, principalmente quando se trata das mudanças climáticas que vem ocorrendo e que tem causado consequências negativas para os seres vivos.

A exacerbada emissão de gases poluentes na atmosfera, como por exemplo, o dióxido de carbono (CO_2), gerado a partir da queima de combustíveis fósseis, tem contribuído massivamente nos últimos anos para o efeito estufa, causando desta forma a elevação média da temperatura da Terra. A elevação da temperatura média do planeta tem provocado danos ao ecossistema, como alterações climáticas e a elevação do nível dos mares.

Por mais que hajam divergências entre as teorias de aquecimento global, parece necessário reduzir a emissão de gases poluentes, especialmente àqueles responsáveis pelo efeito estufa. E um dos principais vilões da poluição, principalmente nos grandes centros urbanos, ainda são os automóveis [5]. Essa discussão se torna ainda mais relevante quando os efeitos das mudanças climáticas ficam ainda mais perceptíveis, levando em consideração a frota mundial de carros próxima a casa dos bilhões. O consumo de petróleo no setor de transportes apresentou, nas últimas décadas, uma taxa de crescimento bem maior do que em qualquer outro setor. Este aumento é em decorrência, principalmente, de novas demandas para o uso de veículos movidos com motores à combustão interna [6].

A busca por novas alternativas energéticas para os veículos de transporte também despertou autoridades do governo de inúmeros países, bem como da indústria especializada, com o intuito de reduzir os impactos ambientais que os sistemas de transporte atuais estão causando ao planeta. Com a evolução da indústria eletroeletrônica, química e de materiais, está sendo possível desenvolver dispositivos de armazenamento de energia, conversores eletrônicos, acionamentos e motores elétricos mais eficientes, de melhores rendimentos, de melhor confiabilidade, e que atendam e suportem as condições de operação dos veículos de transporte.

A viabilização tecnológica e financeira que os veículos elétricos e veículos elétricos híbridos vêm recebendo, está contribuindo cada ano mais para a popularização destes meios de transporte, com o objetivo de tornar os veículos mais eficientes e ecologicamente corretos [7]. O

interesse em veículos elétricos, especialmente entre os consumidores ambientalmente conscientes, vem crescendo rapidamente. Os primeiros a adotá-los foram atraídos pelos avanços na tecnologia que estão tornando os EVs e HEVs cada vez mais práticos, enquanto os viajantes comuns vêem estes tipos de veículos como uma defesa contra o aumento do preço da gasolina [8].

2.1 VEÍCULOS DE TRACÇÃO ELÉTRICA

Os EVs são veículos elétricos que possuem um ou mais motores elétricos para a sua tração. Já os HEVs apresentam motores elétricos destinados a movimentar os eixos de tração e duas ou mais fontes de energia dedicadas ao acionamento destes e dos demais sistemas embarcados ao veículo.

No início do século XX, circulavam muitos veículos elétricos a bateria, porém o aperfeiçoamento dos motores a combustão interna tornaram este o acionador padrão. A pequena capacidade de armazenamento das baterias, seu peso e o tempo elevado para carga limitaram o uso dos EVs ao atendimento de necessidades específicas como o transporte em áreas restritas.

No final do século, entretanto, observou-se um renascimento dos EVs estimulado inicialmente por incentivos governamentais e normas que restringem as emissões de poluentes. Embora o número de veículos elétricos ainda seja relativamente pequeno, a fase de experiências com tal tecnologia já se encontra ultrapassada e as vendas crescem em função das vantagens apresentadas, tais como: alta eficiência energética que proporciona custos operacionais inferiores aos convencionais e elevado conforto, isto é, baixo ruído e ausência de vibrações. Diante deste cenário, os incentivos e esforços visando o desenvolvimento e a melhoria do desempenho, da segurança e da autonomia dos veículos elétricos vêm crescendo ano após ano. Assim sendo, fabricantes de automóveis, componentes e peças vêm investindo no desenvolvimento e aperfeiçoamento de tecnologias com o intuito de tornar os veículos elétricos mais competitivos perante aos veículos convencionais. Nos próximos cinco anos, praticamente todos os fabricantes de automóveis planejam lançar um modelo elétrico híbrido ou a bateria [8].

No motor à combustão interna dos veículos convencionais, as perdas de energia contida no combustível são elevadas e podem variar dependendo do tipo de combustível utilizado, da eficiência do sistema de transmissão e dos acoplamentos mecânicos. Contudo, em torno de

40% da energia já é perdida na exaustão dos gases no escapamento, cerca de 30% é perdida na refrigeração do motor e o restante são perdas mecânicas por fricção [9].

A literatura e as montadoras de automóveis classificam os veículos do tipo EV e HEV como automóveis “*plug-in*”, os quais se diferem unicamente pelo fato das baterias do sistema de tração serem carregadas completamente por meio de uma tomada elétrica externa (normalmente conectada a rede elétrica) quando o veículo estiver estacionado, geralmente estes veículos dispõem de um carregador de baterias a bordo de baixa capacidade. De certa forma, todos os EVs são automóveis do tipo *plug-in*, denominados de *plug-in electric vehicles* (PEVs), pois necessitam de uma fonte de energia externa para o carregamento completo dos seus acumuladores [7].

A distinção entre um HEV e um PHEV é basicamente que o último dispõe de uma tomada elétrica, possibilitando desta forma a carga das baterias de tração que estão a bordo do veículo. Os EVs e HEVs independente da sua aplicação possibilitam o uso de motores elétricos do tipo corrente contínua, motor de indução, motor síncrono de ímãs permanentes ou motor de relutância variável para a tração dos veículos. O motor de tração utilizado nos veículos deve possuir requisitos específicos para esta aplicação, como elevado torque de partida, elevada densidade de potência, alta eficiência em uma gama ampla de torque e velocidades, ampla faixa de variação de velocidade e capacidade de sobrecarga elevada com operação intermitente [10].

Com relação à vida útil de um veículo puramente elétrico ou híbrido, estes devem pelo menos atender a expectativa de vida de um veículo convencional, ou seja, um veículo exclusivamente com motor a combustão interna. Nestes termos, visando à competitividade com os veículos convencionais, os EVs e HEVs devem apresentar uma vida útil estimada em torno de 15 a 20 anos, ou algo em torno de 400 mil quilômetros, desde que sejam respeitadas algumas condições, tais como: a realização das manutenções preventivas, a utilização de combustível de boa qualidade, a substituição de componentes e peças quando necessário, entre outras.

2.1.1 Veículo elétrico

O EV faz o uso de um motor elétrico para a tração e baterias e supercapacitores como acumuladores de energia elétrica. Este veículo não faz o uso de um motor à combustão interna para gerar energia para a sua propulsão.

Como acumuladores de energia são utilizadas usualmente baterias recarregáveis do tipo químicas. Em alguns EVs são utilizadas baterias mais tradicionais, como as baterias de chumbo-ácido, baterias de hidreto metálico de níquel (Ni-MH) e baterias de níquel-cádmio (Ni-Cd), que possuem custo mais reduzido, menor durabilidade e maior peso [11]. Contudo, também são utilizadas baterias com tecnologias mais avançadas em relação às baterias citadas, sendo elas baterias de polímero de íons de lítio (*polymer Li-ion*), baterias de lítio ou de íon de lítio (Li-ion), baterias de ferro fosfato de lítio (*lithium iron phosphate - LiFePO₄*), e baterias de óxido de nano lítio-titanato (*nano lithium titanate oxide - nLTO*), que possuem grande densidade de energia com peso e tamanho reduzido [11].

Visando elevar o potencial de armazenamento de energia, podem ser utilizados supercapacitores juntamente com o banco de baterias dos veículos elétricos, levando em consideração as características favoráveis que estes capacitores apresentam para o sistema, como alta densidade de potência, alta eficiência e vida útil prolongada com relação ao número de ciclos de carga/descarga [12].

A combinação de dois ou mais tipos de acumuladores de energia elétrica é conhecido também por sistema híbrido de acumulação de energia, composto basicamente e usualmente por baterias químicas e supercapacitores. Esta combinação oferece características favoráveis ao veículo, como elevada eficiência e desempenho, elevada densidade de potência, respostas mais rápidas a transitórios de carga e reduzido volume [13].

Como vantagens relacionadas aos veículos elétricos, pode-se destacar a diminuição da poluição ambiental e sonora e a economia no uso de combustíveis derivados do petróleo. Por outro lado, como desvantagens podem ser citados o preço e a autonomia destes tipos de veículos como principais entraves no uso desta tecnologia. Entretanto, estes dois aspectos vem sendo aperfeiçoados ao longo dos anos, isto é, o preço reduzindo e a autonomia aumentando. Adicionalmente, as baterias apresentam baixa densidade de energia quando comparadas aos combustíveis fósseis, elevado custo de manutenção levando em consideração a necessidade de troca das baterias no final da sua vida útil e ainda uma falta de infraestrutura adequada de reabastecimento. Com relação às perspectivas para o enfrentamento destas dificuldades, pode-se destacar o desenvolvimento de novos materiais e o aperfeiçoamento da tecnologia já existente para as baterias, bem como a promoção e incentivos governamentais visando à popularização destes meios de transporte.

2.1.2 Veículo elétrico híbrido

O veículo elétrico híbrido, HEV, consiste basicamente de duas ou mais fontes de energia para tração, podendo ser um motor a combustão interna associado a um dispositivo secundário de armazenamento de energia. Na maioria dos casos, o veículo elétrico híbrido faz o uso de um motor à combustão interna de baixa potência associado a um motor de tração elétrica, onde tanto um sistema como o outro podem ser utilizados para movimentar o veículo. Esta tecnologia apresenta um diferencial perante aos veículos puramente elétricos, pois permite a interação da alta eficiência do conversor e motor elétrico com a autonomia de um motor a combustão interna, possibilitando, desta forma, uma maior flexibilidade no modo de condução do veículo.

As estratégias de controle utilizadas nos HEVs visam satisfazer, principalmente, a obtenção da máxima economia de combustível, reduzir as emissões de poluentes para a atmosfera e obter o melhor rendimento e autonomia possível durante a condução do veículo com o menor custo. Este tipo de veículo possibilita a redução do consumo do combustível fóssil utilizado e, conseqüentemente as emissões de gases, sendo este o principal apelo comercial deste veículo [7].

A integração de mais de uma fonte de energia, caracterizando o sistema híbrido, com o uso de motor a combustão interna, acumuladores e gerador, torna possível aproveitar ao máximo cada sistema embarcado, resultando em um aumento da durabilidade, rendimento e confiabilidade de todo o sistema. Em um HEV, considerando a condução em uma zona urbana, o consumo de combustível é reduzido em 30%, aproximadamente, quando comparado a um veículo convencional [7].

O sistema híbrido requer componentes mecânicos e eletroeletrônicos e um sistema capaz de controlar e gerenciar a energia mais complexos se comparados aos sistemas puramente elétricos ou convencionais, aumentando desta forma o custo para fabricar estes tipos de veículos e até mesmo o custo de manutenção destes.

Com relação ao custo para desenvolver e fabricar veículos elétricos híbridos, estes apresentam um custo maior quando comparados aos veículos convencionais, isso devido principalmente à necessidade dos HEVs proverem de um sistema de controle e gerenciamento da energia, contendo os acumuladores (baterias e supercapacitores), gerador de energia, conversores eletrônicos e motores elétrico e a combustão interna.

2.2 ACUMULADORES DE ENERGIA ELÉTRICA

Os veículos elétricos necessitam de um sistema acumulador de energia visando alimentar o motor elétrico. O armazenamento da energia elétrica nos EVs e HEVs é um dos principais fatores que afetam o desempenho do sistema elétrico de tração destes tipos de veículos, sendo as baterias os principais elementos acumuladores de energia.

Atualmente, a tecnologia dos acumuladores de energia é um dos principais entraves para a disseminação e estabelecimento dos veículos elétricos, devido ao seu custo, peso, autonomia, tempo de recarga, vida útil, confiabilidade e segurança do sistema [7], [14]. As baterias, ou até mesmo os supercapacitores aplicados em tração veicular, usualmente são arrançados em módulos a fim de atenderem a capacidade de armazenamento e a tensão necessária para o funcionamento do sistema. Visando o controle e o monitoramento destes acumuladores, geralmente faz-se o uso de sistemas classificados como BMS – *Battery Management System*, sistema de gerenciamento de bateria. Este sistema é responsável por prolongar a vida útil e reduzir a degradação precoce da bateria.

Entre as tecnologias de baterias [15], os principais tipos e as mais utilizadas para EVs e HEVs são as de Chumbo-ácido, Níquel hidreto metálico e íons de Lítio. A seguir são apresentados os dois tipos de baterias mais utilizadas para esta aplicação.

2.2.1 Baterias de chumbo-ácido

Trata-se da primeira tecnologia de baterias recarregáveis para uso comercial. Nos dias de hoje, ainda apresentam vantagens no uso devido principalmente ao seu custo-benefício.

Para a aplicação em EVs e HEVs, as baterias de Chumbo-ácido conhecidas por estacionárias ou de ciclo profundo são recomendadas, pois são desenvolvidas para fornecer uma quantidade constante de corrente elétrica por um longo espaço de tempo. As desvantagens quanto ao uso destas baterias, se dá por conta da baixa densidade energética, o elemento tóxico na sua composição devido ao ácido e um carregamento relativamente lento [16]. Quando comparadas às baterias de íons de Lítio, possuem maior peso e apresentam uma vida útil inferior. A vida útil de uma bateria de Chumbo-ácido é de até 300 ciclos, enquanto que uma bateria de íon de Lítio apresenta uma vida útil de até 900 ciclos, ou seja, 3 vezes superior [17]. Usando a tecnologia

Chumbo-ácido, são necessários 6 kg para armazenar a mesma quantidade de energia que uma bateria de íon de Lítio de 1 kg [18].

Não é recomendado que as baterias de Chumbo-ácido sejam recarregadas pelo método de carga rápida, pois esta reduz o seu desempenho e a sua vida útil [14].

2.2.2 Baterias de íons de Lítio

Esta tecnologia de baterias possui uma maior densidade de armazenamento de energia quando é realizada a comparação com outros tipos de baterias, isto é, apresentam uma alta capacidade de armazenamento de energia em um menor volume.

Com relação às propriedades físico-químicas do Lítio, trata-se de um metal leve, com elevado potencial eletroquímico e capaz de fornecer uma maior energia específica por peso.

De acordo com [19], as baterias compostas de íons de Lítio podem ser carregadas mais rapidamente do que as baterias baseadas nas tecnologias de Chumbo-ácido e Níquel-metal-hidreto. Quando comparadas as baterias de Níquel-metal-hidreto, as células de lítio produzem a mesma quantidade de energia, porém apresentam tamanho e peso reduzidos. Não possuem elementos tóxicos em sua estrutura.

2.3 CARREGADORES DE BATERIA PARA VEÍCULOS ELÉTRICOS

Os carregadores de bateria são fundamentais no desenvolvimento dos veículos elétricos. O tempo de carga e a vida útil dos acumuladores de energia estão relacionados com as características destes dispositivos. Um carregador de bateria deve ser eficiente e confiável, com alta densidade de potência, baixo custo, e reduzido peso e volume.

Os carregadores de bateria para veículos elétricos são categorizados fundamentalmente em 3 tipos: embarcados - *on board*, externos - *off board* ou ainda em estações de recarga. Um fator relevante para considerar o tipo de carregador é o seu nível de potência. Carregadores embarcados limitam elevadas potências devido ao peso, volume e questões de custo [20], [21]. Os tipos de carregadores mencionados anteriormente podem apresentar um fluxo de potência unidirecional ou bidirecional. No caso de carregadores unidirecionais, o fluxo de potência se dá no sentido da fonte de alimentação para os acumuladores de energia. Estes tendem a reduzir a degradação da

bateria [22], [23]. Por outro lado, considerando carregadores bidirecionais, o fluxo de potência pode ser tanto da fonte de alimentação para as baterias, ou no sentido contrário.

2.3.1 Carregadores embarcados ao veículo

Um carregador localizado dentro do veículo permite aos usuários de veículos elétricos realizarem a carga destes veículos onde houver uma fonte de alimentação adequada disponível. Estes carregadores são indicados para o uso residencial e em locais públicos ou privados, e necessitam de um longo período para a carga de baterias. Conforme já citado, estes tipos de carregadores são limitados basicamente pelo peso e volume, isto é, pelo nível de potência.

2.3.2 Carregadores externos

Nos carregadores externos não há uma grande exigência de peso e volume, pois não se encontram internamente ao veículo. Geralmente possuem uma potência maior se comparado aos carregadores embarcados, resultando em um tempo de carga menor para as baterias. São indicados para o uso em recargas residenciais ou em no local de trabalho.

2.3.3 Estações de recarga

As estações de recarga são uma extensão dos carregadores externos, porém compreendem potências maiores. Estes são indicados para o uso comercial ou público em postos, sendo a sua recarga rápida, inferior a 1 hora em média.

2.3.4 Nível de potência dos carregadores

Os níveis de potência dos carregadores impactam em potência, tempo de carga e localização do carregador, custo, e efeito na rede. O desenvolvimento de uma infraestrutura de carga e equipamentos de abastecimento de veículos elétricos (*Electric Vehicle Supply Equipment* - EVSE) é uma importante consideração devido às muitas questões que necessitam ser respondidas: tempo de carga, políticas de demanda, padronização de estações de carga e procedimentos de regulamentação [3]. Algumas organizações vêm preparando normas e padrões com relação aos veículos elétricos, conexão com a rede e a interação com o usuário, são elas: *Institute of Electrical and Eletronics Engineers*

(IEEE), *Society of Automotive Engineers* (SAE), *Infrastructure Working Council* (IWC) e *International Electrotechnical Commission* (IEC).

Um carregador de baterias para veículos elétricos deve apresentar uma baixa emissão de harmônicos na rede de alimentação, sendo que deve atender e respeitar os limites impostos na norma IEC 61000-3-2, e ainda operar com um alto fator de potência.

Segundo [3], os carregadores são divididos basicamente pelo seu nível de potência, de acordo com a Tabela 1. Vale ressaltar que as potências dos carregadores apresentadas na Tabela 1 se referem a valores comerciais.

Tabela 1 - Níveis de potência dos carregadores aplicados aos veículos elétricos

Níveis de potência	Localização do carregador	Uso típico	Interface de conexão	Potência do carregador	Tempo de carga	Tecnologia do veículo
Nível 1 120 Vac (US) 230 Vac (EU)	Embarcado ao veículo (monofásico)	Uso residencial	Tomada convencional	1,4kW (12A) 1,9kW (20A)	4-11 horas 11-36 horas	PHEVs (5-15kWh) EVs (16-50kWh)
Nível 2 240 Vac (US) 400 Vac (EU)	Embarcado ao veículo (monofásico ou trifásico)	Locais públicos e privados	EVSE dedicado	4kW (17A) 8kW (32A) 19,2kW (80A)	1-4 horas 2-6 horas 2-3 horas	PHEVs (5-15kWh) EVs (16-30kWh) EVs (3-50kWh)
Nível 3 208-600 Vac ou Vcc	Não está integrado ao veículo (trifásico)	Uso comercial, análogo a um posto de gasolina	EVSE dedicado	50kW 100kW	0,4-1 hora 0,2-0,5 hora	EVs (20-50kWh)

Fonte: Baseado em [3].

Contudo, o nível 1 é ponto de partida no desenvolvimento e na disseminação da tecnologia dos veículos elétricos. Trata-se do método mais lento para a carga dos acumuladores de energia. O equipamento é monofásico e encontra-se embarcado ao veículo, sendo a tensão de alimentação em 120 Vca ou 220 Vca. Faz-se o uso de uma tomada convencional e as potências neste nível podem chegar até 3 kW. Conforme já comentado, é indicado para o uso residencial. Por outro lado, o nível 2 é sugerido para o uso em locais públicos e privado, e é necessário um equipamento dedicado para realizar a sua conexão. Compreende em médias potências até 20 kW. O carregador se encontra embarcado ao veículo, sendo que a sua estrutura pode ser monofásica ou trifásica. Neste nível, a carga é realizada em 240 Vca ou 400 Vca, e o

tempo de carga é inferior ao nível 1. Por último, o nível 3 é utilizado para cargas rápidas, para o uso comercial, análogo a um posto de combustível convencional. Este nível compreende as maiores potências dos carregadores e operam tipicamente em 480 Vca. Os carregadores do nível 3 também são chamados de estações de recarga. O principal entrave é o custo de instalação destes sistemas.

De acordo com a *Electric Power Research Institute* (EPRI), muitos proprietários de EVs esperam carregar seus veículos em casa durante a noite. Por esta razão, os níveis de potência 1 e 2 serão as opções primárias [24]. Além disso, carregadores com potências menores são uma vantagem para a rede elétrica porque minimizam esforços nestas nas horas de pico [25]. Ainda, carregadores de nível 2 e principalmente de nível 3 podem aumentar e gerar perdas nos transformadores de distribuição, quedas de tensão, distorção harmônica, picos de demanda, e carregamento térmico no sistema de distribuição. Isto poderia impactar na vida útil do transformador, na segurança, na eficiência, na confiabilidade e na economia no desenvolvimento de redes inteligentes devido à vida útil reduzida do transformador [26].

No Brasil, está se buscando uma introdução de normas e regulamentações em relação aos veículos elétricos. Atualmente existem duas normas no país: a ABNT NBR IEC 61851-1:2013 (Sistema de recarga condutiva para veículos elétricos - Parte 1: Requisitos gerais) e a ABNT NBR IEC 62196-1:2013 (Plugues, tomadas, tomadas móveis para veículo elétrico e Plugues fixos de veículos elétricos – Recarga condutiva para veículos elétricos – Parte 1: Requisitos gerais). A norma ABNT NBR IEC 61851-1 é aplicável aos sistemas embarcados ou não embarcados para a recarga de veículos elétricos rodoviários com tensões alternadas normalizadas (conforme a IEC 60038) até 1000 V e com tensões contínuas até 1500 V, assim como para a alimentação com energia elétrica a todos os serviços auxiliares do veículo durante a conexão à rede elétrica, se necessário. Contudo, a norma ABNT NBR IEC 62196 é aplicável aos plugues, às tomadas, às tomadas móveis para veículos elétricos, aos plugues fixos de veículos elétricos e aos cabos de recarga de veículos elétricos, aqui referidos como acessórios, destinados para uso em sistemas de recarga condutiva que compreendem meios de controle, com uma tensão nominal de operação não excedendo 690 V ca 50 Hz – 60 Hz, a uma corrente nominal não excedendo 250 A; 1.500 Vcc a uma corrente nominal não excedendo 400 A.

2.3.5 Escolha do carregador

O desenvolvimento dos carregadores deve ser baseado nas normas e condições prescritas na seção anterior. Desta forma, diante do cenário apresentado, o sistema de carregamento proposto deve operar no nível 1 com alimentação monofásica de 220 Vca. Na seção seguinte, são abordadas algumas topologias de conversores eletrônicos pertinentes à aplicação em veículos elétricos.

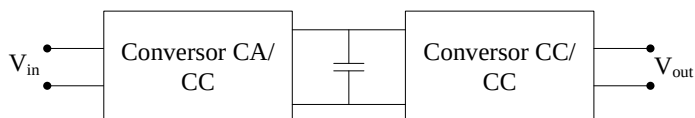
2.4 TOPOLOGIAS DE CARREGADORES DE BATERIAS PARA VEÍCULOS ELÉTRICOS

Nesta seção são apresentadas as principais topologias monofásicas de conversores eletrônicos de potência aplicados a carregadores de baterias.

Conforme mencionado na seção anterior, há necessidade de um alto fator de potência para os carregadores, as topologias monofásicas com correção ativa do fator de potência podem ser divididas em duas categorias: estágio único e dois estágios [4]. As topologias de estágio único são adequadas para aplicações de baixa potência. Adicionalmente, devido à elevada ondulação de baixa frequência na corrente de saída, somente baterias de chumbo ácido são carregáveis [4]. Nestes termos, as topologias de dois estágios apresentam melhores desempenhos que as de estágio único quando empregadas nos carregadores dos PHEVs [27], considerando que a faixa de potência é relativamente alta e que as baterias de íon-lítio são utilizadas como principal sistema de armazenamento de energia.

A Figura 1 ilustra um diagrama de blocos de um carregador de baterias de dois estágios utilizado para os PHEVs.

Figura 1 – Diagrama de blocos típico de um carregador de baterias de dois estágios.



Fonte: Baseado em [4].

De acordo com a Figura 1, o estágio CA/CC retifica a tensão de entrada CA e a transfere para o estágio dos capacitores do barramento CC. Ao mesmo tempo, a característica de correção do fator de potência é atingida. Em seguida, o estágio CC/CC então converte a tensão CC

dos capacitores para uma tensão de saída CC regulada e destinada para a carga das baterias. Com relação aos conversores do primeiro estágio, ou seja, conversores CA-CC, são estruturas chave para a eficiência dos carregadores.

2.4.1 Requerimentos de isolamento e segurança para carregadores de baterias

A necessidade de isolamento pode estar presente em algumas funções dos veículos elétricos, como por exemplo, nas baterias e no conversor CC-CC que têm como principal função prover uma tensão CC regulada para a carga [3]. Embora a isolamento galvânica seja uma opção favorável para os carregadores por questões de segurança, carregadores isolados embarcados aos veículos elétricos são geralmente evitados devido aos impactos no custo, peso e volume da estrutura.

Os requerimentos para aparelhos e sistemas têm o intuito de reduzir o risco de choque elétrico para o usuário durante a carga dos acumuladores dos veículos elétricos. Existe uma série de normas aplicáveis à questão de segurança e isolamento de veículos elétricos, sendo algumas delas específicas para o sistema de carga das baterias. Dentre estas, podem ser citadas a norma UL 2202 (Segurança dos Sistemas de Carga dos Veículos Elétricos), a norma DIN VDE 0510-11 (Requerimentos de Segurança para a Instalação de Baterias e Secundários) e a norma IEC TC 69 (Segurança e Infraestrutura dos Carregadores).

De uma forma geral, durante a pesquisa e elaboração deste trabalho, não foram encontradas exigências com relação à questão de isolamento dos carregadores, mais precisamente dos conversores CC-CC empregados. Em outras palavras, com relação ao estudo e projeto de carregadores de bateria, estes podem empregar tanto conversores isolados, bem como conversores não isolados.

O foco deste trabalho está no estudo dos conversores CA/CC. Portanto, a proposta é apresentar soluções monofásicas CA-CC de alto desempenho para os conversores com correção de fator de potência aplicados aos carregadores de bateria dos veículos elétricos.

2.4.2 Soluções monofásicas de alto desempenho para conversores CA/CC com correção do fator de potência

Como parte fundamental dos carregadores de baterias dos veículos elétricos, os conversores CA/CC devem apresentar elevado

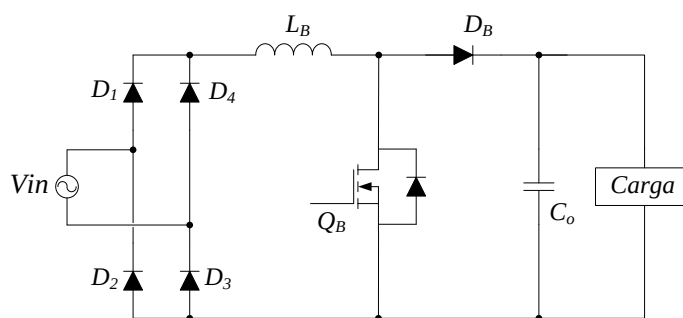
rendimento e densidade de potência [28]. Neste âmbito, a pesquisa das topologias é realizada com base nas variações do conversor Boost com correção do fator de potência, o qual apresenta elevado rendimento, elevado fator de potência, elevada densidade de potência e baixo custo [28]. Para efeito de revisão de algumas topologias potenciais para a aplicação em carregadores de bateria, uma abordagem é realizada em [14].

Portanto, o foco deste capítulo é abordar soluções monofásicas CA-CC de alto desempenho derivados dos conversores Boost com correção de fator de potência que possam ser aplicados como carregadores de bateria dos PHEVs. Uma variedade de topologias e métodos de controle têm sido desenvolvidos para aplicações de correção de fator de potência [29-31].

2.4.2.1 Conversor Boost convencional

A topologia do conversor Boost convencional é a topologia mais popular para aplicações de correção do fator de potência. Ela utiliza uma ponte de diodos dedicada para retificar a tensão de entrada CA para CC. A Figura 2 apresenta o circuito do conversor Boost.

Figura 2 – Conversor Boost convencional



Fonte: Produção do próprio autor.

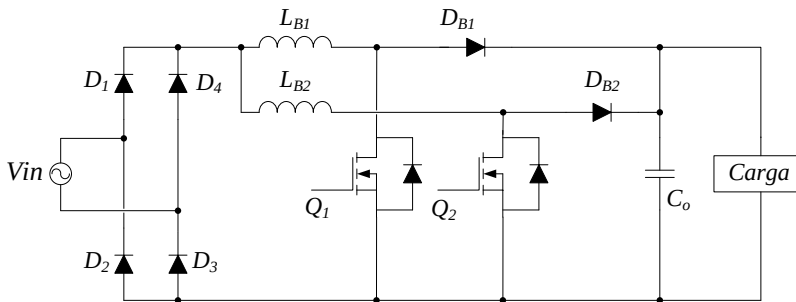
Nesta topologia, a ondulação de corrente no capacitor de saída é elevada [32]. À medida que o nível de potência aumenta, as perdas nos diodos da ponte retificadora impactam significativamente no rendimento do conversor, podendo a dissipação de calor em uma área limitada se tornar um problema [28]. O volume do indutor também pode se tornar problemático para uma questão de projeto em potências elevadas.

Resumidamente, esta topologia é adequada para baixas e médias potências, com potências até 1 kW.

2.4.2.2 Conversor Boost em configuração Interleaved

O conversor Boost em configuração Interleaved (ou intercalado), conforme apresentado na Figura 3, é composto de dois conversores Boost em paralelo operando defasados em 180° .

Figura 3 – Conversor Boost em configuração Interleaved



Fonte: Produção do próprio autor.

A corrente de entrada é a soma das correntes nos dois indutores de entrada. Devido às correntes nos indutores estarem fora de fase, ocorre uma redução na ondulação da corrente total de entrada, causada pela comutação do conversor.

Em virtude da comutação 180° fora de fase, a frequência da ondulação da corrente de entrada é o dobro da frequência de comutação, introduzindo desta forma uma ondulação da corrente de entrada menor, permitindo a redução do filtro de entrada contra interferências eletromagnéticas [28]. Com a redução da ondulação na saída, os esforços nos capacitores de saída são minimizados.

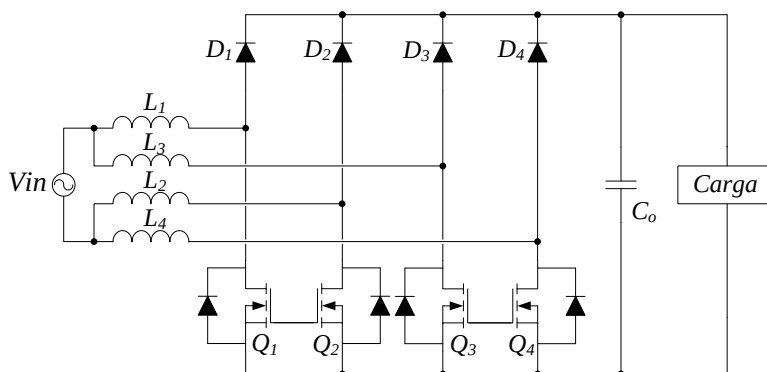
De forma análoga ao conversor Boost convencional, esta topologia apresenta a mesma preocupação com relação ao gerenciamento de calor gerado pelos diodos da ponte retificadora na entrada. Contudo, as perdas totais de potência são similares comparadas a um conversor Boost convencional.

2.4.2.3 Conversor Bridgeless Interleaved

A topologia proposta no Capítulo 2 de [4] trata-se de um conversor Boost Bridgeless Interleaved com correção do fator de potência aplicado aos carregadores para os PHEVs. Esta topologia é

abordada e proposta visando aumentar o rendimento e o desempenho do conversor, o qual é crítico para minimizar o tamanho do carregador, tempo de carga e quantidade e custo de energia drenada da rede elétrica. A Figura 4 apresenta a topologia em questão.

Figura 4 – Topologia Boost PFC Bridgeless Interleaved



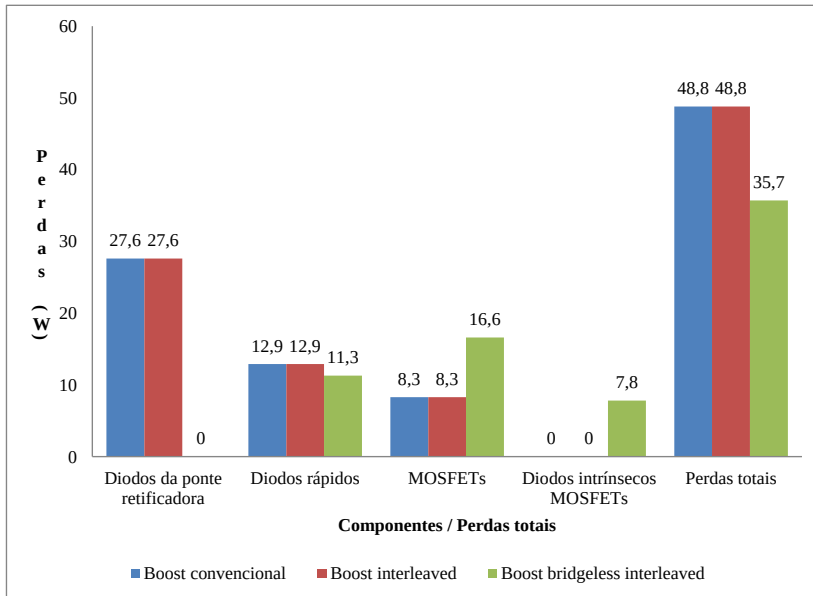
Fonte: Produção do próprio autor.

O conversor da Figura 4 introduz mais dois interruptores (MOSFETs) e mais dois diodos rápidos no lugar dos quatro diodos lentos utilizados na ponte retificadora do conversor Boost PFC em configuração Interleaved.

A distribuição das perdas nos semicondutores para as três topologias derivadas do conversor Boost, Boost convencional, Boost Interleaved e Boost Bridgeless Interleaved, são apresentadas na Figura 5. Verifica-se que os diodos da ponte retificadora apresentam a maior parcela de perdas entre as topologias com retificador em ponte na entrada. Contudo, as topologias Bridgeless eliminam estas perdas de 27,6 W. No entanto, a desvantagem é que as perdas nos MOSFETs (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*) são maiores e que os diodos intrínsecos aos MOSFETs conduzem, produzindo perdas de 7,8W.

Conforme pode ser notado, para a topologia Bridgeless Interleaved, novas perdas foram introduzidas nos diodos intrínsecos dos MOSFETs. Entretanto, levando em consideração a eliminação dos retificadores em ponte, há um ganho de rendimento e desempenho para esta topologia.

Figura 5 – Comparativo da distribuição de perdas estimada nos semicondutores com uma frequência de comutação de 70 kHz, entrada 240 V, carga de 3,4 kW a 400 V



Fonte: Baseado em [4].

De acordo com [4], tendo em vista verificar a qualidade da corrente de entrada, as harmônicas são apresentadas e comparadas com a norma IEC 61000-3-2. As harmônicas geradas são inferiores aos limites da norma, o qual é requerido para os carregadores para os PHEVs. A THD (*Total Harmonic Distortion*) de corrente é inferior a 5 %, de 50 % a 100 % de carga, e está de acordo com a norma IEC 61000-3-2. O fator de potência é apresentado para toda a faixa de potência do conversor, sendo superior a 0,99 de 50 % a 100 % de carga [4]. O rendimento do conversor em função da potência de saída para diferentes níveis de tensão de entrada também é apresentado. Tratando-se do conversor Bridgeless Interleaved proposto, elevados rendimentos são alcançados ao longo de toda a faixa de potência. Ainda, os rendimentos verificados experimentalmente dos conversores Boost PFC Interleaved e Bridgeless Interleaved para uma tensão de entrada de 240V são avaliados. Contudo, comparativamente, o conversor Bridgeless

Interleaved proposto é o que apresenta um maior rendimento ao longo de toda a faixa de potência.

A Tabela 2 a seguir apresenta os modelos dos componentes utilizados para cada topologia avaliada na Figura 5.

Tabela 2 – Descrição/quantidade dos componentes utilizados para cada topologia frente ao conversor Bridgeless Interleaved

Componente	Boost convencional	Boost Interleaved	Bridgeless Interleaved
Diodos da ponte retificadora	25ETS08S / 4 un.	25ETS08S / 4 un.	-
Diodos rápidos	IDB06S60C / 1 un.	IDB06S60C / 2 un.	CSD10060 / 4 un.
MOSFETs	IPB60R099CP / 1 un.	IPB60R099CP / 2 un.	IPP60R099CP / 4 un.
Indutor	Núcleo Kool mu 77071 60 espiras / 400 μ H / 1 un.	Núcleo Kool mu 77071 60 espiras / 400 μ H / 2 un.	Núcleo Kool mu 77071 60 espiras / 400 μ H / 4 un.
Capacitor	EKXJ451ELL820 / 82 μ F / 10 un.	EKXJ451ELL820 / 82 μ F / 10 un.	EKXJ451ELL820 / 82 μ F / 10 un.

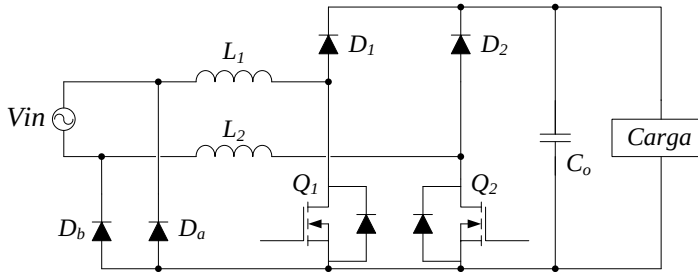
Fonte: Baseado em [4].

Sendo assim, a topologia apresentada possui um elevado fator de potência, elevado rendimento ao longo de toda a faixa de carga e harmônicas de corrente compatíveis com a referência normativa. Em outras palavras, é uma solução monofásica alternativa para os conversores CA/CC que requerem potências mais elevadas para as aplicações de carga das baterias, nível 2.

2.4.2.4 Conversor Phase Shifted Semi-bridgeless

A topologia proposta no Capítulo 3 de [4] é um conversor Boost Phase Shifted Semi-bridgeless com correção do fator de potência destinada aos carregadores para os PHEVs. Esta topologia apresenta um elevado rendimento para cargas abaixo da nominal, superior a 97%, o qual é fundamental para minimizar o tamanho do carregador, tempo de carga e quantidade e custo de eletricidade. A topologia é apresentada na Figura 6.

Figura 6 – Topologia Boost PFC Phase Shifted Semi-bridgeless



Fonte: Produção do próprio autor.

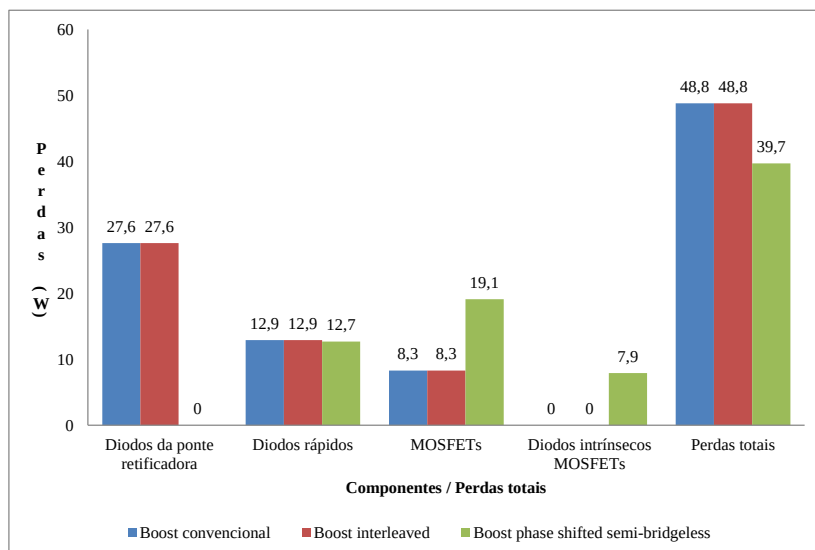
A topologia da Figura 6 introduz mais dois diodos (D_a e D_b) para conectar a referência da saída à entrada. Porém, a corrente nem sempre retorna por esses diodos, resultando em perdas por condução menores, se comparado à existência dos diodos caracterizando uma ponte retificadora na entrada, Figura 2. Adicionalmente, os sinais dos interruptores estão 180° fora de fase, isto é, defasados em 180° .

A distribuição de perdas estimada dos semicondutores para o conversor Boost convencional, conversor Boost em configuração Interleaved e para o conversor Boost Phase Shifted Semi-bridgeless são apresentadas na Figura 7. Verifica-se que as perdas nos diodos da ponte retificadora, assim denominados nesta comparação, são nulas para o conversor Phase Shifted Semi-bridgeless. Entretanto, as desvantagens são maiores perdas nos MOSFETs e a condução dos diodos intrínsecos, produzindo novas perdas. Em geral, os MOSFETs estão sujeitos a maiores esforços na topologia Phase Shifted Semi-bridgeless, porém é a topologia que apresenta as menores perdas totais.

Os rendimentos experimentais dos conversores Boost Phase Shifted Semi-bridgeless e Boost Interleaved também são apresentadas em [4], considerando uma frequência de comutação de 70 kHz e uma tensão de saída de 400 V. O conversor proposto Semi-bridgeless obtém um rendimento máximo de 98,6 % a uma potência de saída de 1 kW. O rendimento para cargas abaixo da nominal é maior se comparado ao conversor Boost na configuração Interleaved, isto devido à ausência da ponte retificadora na entrada.

A THD da corrente é inferior a 5 %, de 50 % a 100 % de carga, e está de acordo com a norma IEC 61000-3-2 [4]. O fator de potência é superior a 0,99 de 50 % a 100 % de carga.

Figura 7 – Comparativo da distribuição de perdas estimada nos semicondutores com uma frequência de comutação de 70 kHz, entrada 240 V, carga de 3,3 kW a 400 V



Fonte: Baseado em [4].

Com base nos dados apresentados, verificou-se que o conversor Boost CA/CC Phase Shifted Semi-bridgeless é indicado para aplicações de carga residenciais (nível 1) para os PHEVs. A principal justificativa com relação ao uso desta topologia é devido ao rendimento obtido para cargas abaixo da nominal, onde apresentou rendimento superior quando comparado ao conversor Boost em configuração Interleaved. Esta característica é fundamental para o processo de carga de baterias dos PHEVs. Vale ressaltar que uma das premissas do projeto é a seleção de um conversor que possibilite um alto rendimento.

A Tabela 3 apresenta os modelos dos componentes utilizados para cada topologia avaliada na Figura 7.

Tabela 3 – Descrição/quantidade dos componentes utilizados para cada topologia frente ao conversor Phase Shifted Semi-bridgeless

Componente	Boost convencional	Boost Interleaved	Phase Shifted Semi-bridgeless
Diodos da ponte retificadora	25ETS08S / 4 un.	25ETS08S / 4 un.	-
Diodos entre a referência da saída e a entrada	-	-	25ETS08S / 2 un.
Diodos rápidos	IDB06S60C / 1 un.	IDB06S60C / 2 un.	IDB06S60C / 2 un.
MOSFETs	IPB60R099CP / 1 un.	IPB60R099CP / 2 un.	IPB60R099CP / 2 un.
Indutor	Núcleo Kool mu 77071 60 espiras / 400 μ H / 1 un.	Núcleo Kool mu 77071 60 espiras / 400 μ H / 2 un.	Núcleo Kool mu 77071 60 espiras / 400 μ H / 2 un.
Capacitor	EKXJ451ELL820 / 82 μ F / 10 un.	EKXJ451ELL820 / 82 μ F / 10 un.	EKXJ451ELL820 / 82 μ F / 10 un.

Fonte: Baseado em [4].

Por fim, a Tabela 4 possibilita uma comparação e visão geral das topologias derivadas do conversor Boost pretendidas como estágio CA/CC dos carregadores de bateria.

Tabela 4 – Visão geral/comparativo entre as topologias

Topologia	Conversor Boost PFC convencional	Conversor Boost PFC Phase Shifted Semi-bridgeless	Conversor Boost PFC Interleaved	Conversor Boost PFC Bridgeless Interleaved	Conversor PFC Ressonante Bridgeless Interleaved
Faixa de potência	< 1 kW	< 3,5 kW	< 3,5 kW	> 5 kW	> 5 kW
EMI/ruído	Elevado	Razoável	Razoável	Melhor	Melhor
Ondulação no capacitor	Elevada	Média	Baixa	Baixa	Baixa
Ondulação na entrada	Elevada	Média	Baixa	Baixa	Baixa
Tamanho do magnético	Grande	Médio	Pequeno	Pequeno	Pequeno
Rendimento	Baixo	Melhor	Bom	Melhor	Bom
Custo	Baixo	Médio	Médio	Elevado	O maior

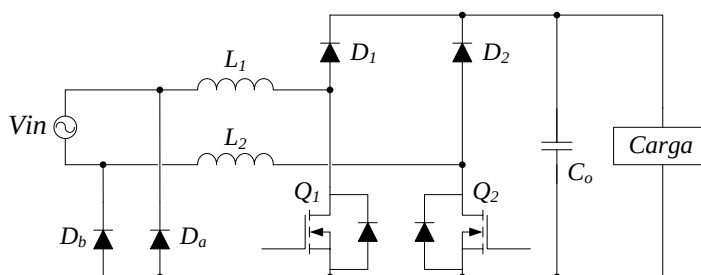
Fonte: Baseado em [28].

O conversor PFC Phase Shifted Semi-bridgeless foi à topologia de escolha para os carregadores de nível 1, enquanto que o conversor PFC Bridgeless Interleaved é uma topologia adequada para os carregadores de nível 2 [28].

2.5 ESTUDO TEÓRICO DO CONVERSOR PHASE SHIFTED SEMI-BRIDGELESS

Com base nas considerações feitas na seção 2.4.2, o conversor em estudo é o conversor Phase Shifted Semi-bridgeless com correção do fator de potência, apresentado na Figura 8.

Figura 8 – Conversor Phase Shifted Semi-bridgeless



Fonte: Produção do próprio autor.

Para analisar as etapas de operação do circuito apresentado na Figura 8, o ciclo da tensão de entrada é dividido em semi-ciclo positivo e negativo. Adicionalmente, a operação detalhada do circuito depende da razão cíclica D . A análise da operação do semi-ciclo positivo é realizada para $D > 0,5$ e $D < 0,5$.

2.5.1 Análise qualitativa

Nesta seção é realizada a análise qualitativa da operação do semi-ciclo positivo para $D > 0,5$ e $D < 0,5$.

2.5.1.1 Operação no semi-ciclo positivo e análise para $D > 0,5$

A operação detalhada do conversor proposto depende da razão cíclica. Durante cada meio ciclo, a razão cíclica do conversor é maior que 0,5 (quando a tensão de entrada é menor que metade da tensão de saída) ou menor que 0,5 (quando a tensão de entrada é maior que metade da tensão de saída). As formas de onda do conversor proposto

durante a operação no semi-ciclo positivo com a razão cíclica $D > 0,5$ são apresentadas na Figura 9. As Figuras 10, 11 e 12 contemplam os caminhos das correntes para os intervalos mencionados na Figura 9. Com o objetivo de simplificar a análise, assume-se que a corrente é dividida igualmente no diodos D_1 e D_2 , nos diodos dos MOSFETs e propriamente nos MOSFETs. Os intervalos ou instantes de operação são apresentados a seguir.

Intervalo 1 ($t_0 - t_1$): em t_0 , os interruptores Q_1 e Q_2 estão em condução. Durante este intervalo, as correntes nas indutâncias L_1 e L_2 aumentam linearmente e por consequência disso armazena-se energia nestes indutores. A energia armazenada no capacitor C_o é transferida para a carga. A corrente de retorno é então dividida entre os componentes D_b , D_{q2} e Q_2 .

Intervalo 2 ($t_1 - t_2$): em t_1 , somente o interruptor Q_1 conduz. Durante este intervalo, as correntes nas indutâncias L_1 e L_2 continuam aumentando linearmente e armazena-se energia nestes indutores. A energia armazenada no capacitor C_o é transferida para a carga. A corrente de retorno é então dividida entre os componentes D_b e D_{q2} .

Intervalo 3 ($t_2 - t_3$): em t_2 , os interruptores Q_1 e Q_2 estão em condução novamente, e o intervalo 1 é repetido. Durante este intervalo, as correntes nas indutâncias L_1 e L_2 aumentam linearmente e por consequência disso armazena-se energia nestes indutores. A energia armazenada no capacitor C_o é transferida para a carga. A corrente de retorno é novamente dividida entre os componentes D_b , D_{q2} e Q_2 .

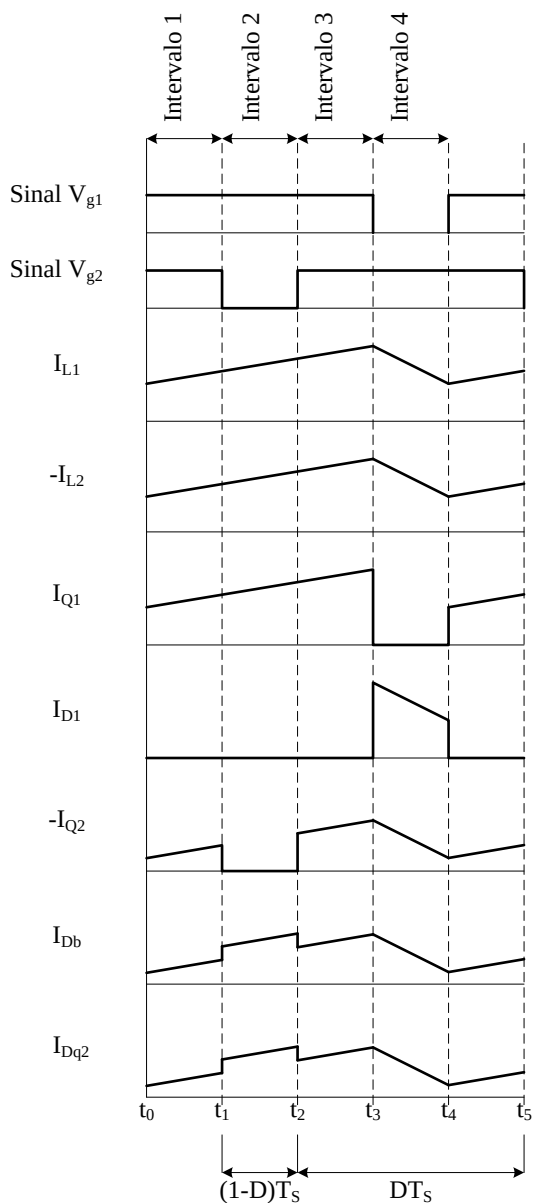
Intervalo 4 ($t_3 - t_4$): em t_3 , somente o interruptor Q_2 se encontra em condução. Durante este intervalo, a energia armazenada nos indutores L_1 e L_2 é liberada para a saída através dos componentes L_1 , D_1 , parcialmente Q_2 , D_{q2} , L_2 e D_b .

2.5.1.2 Operação no semi-ciclo positivo e análise para $D < 0,5$

As formas de onda do conversor proposto para $D < 0,5$ são apresentadas na Figura 13. As Figuras 14, 15 e 16 contemplam os caminhos das correntes para os intervalos mencionados na Figura 13.

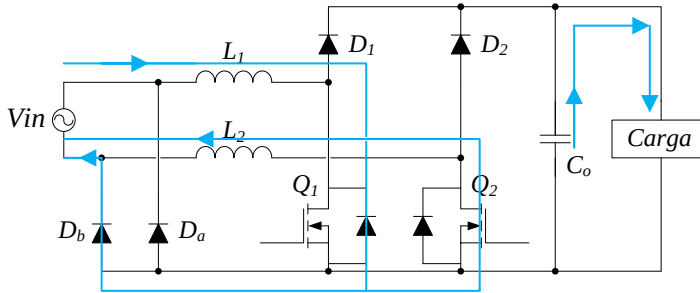
Intervalo 1 ($t_0 - t_1$): em t_0 , os interruptores Q_1 e Q_2 não estão em condução. Durante este intervalo, a energia armazenada nos indutores L_1 e L_2 é liberada para a saída através dos componentes L_1 , D_1 , parcialmente D_{q2} , L_2 e D_b .

Figura 9 – Formas de onda do conversor proposto para $D > 0,5$



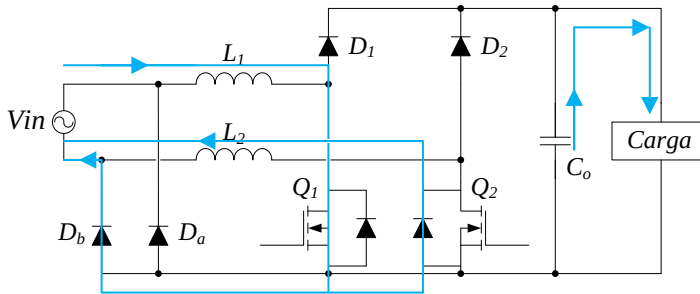
Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 10 – Intervalos 1 e 3 ($D > 0,5$)



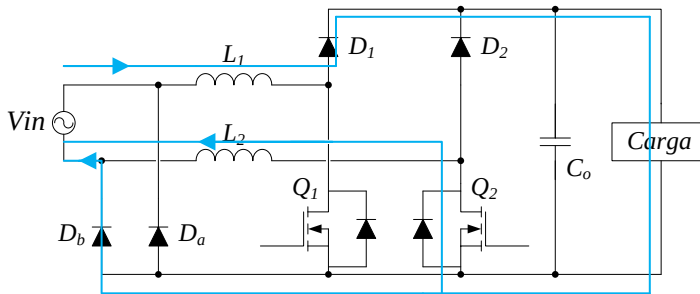
Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 11 – Intervalo 2 ($D > 0,5$)



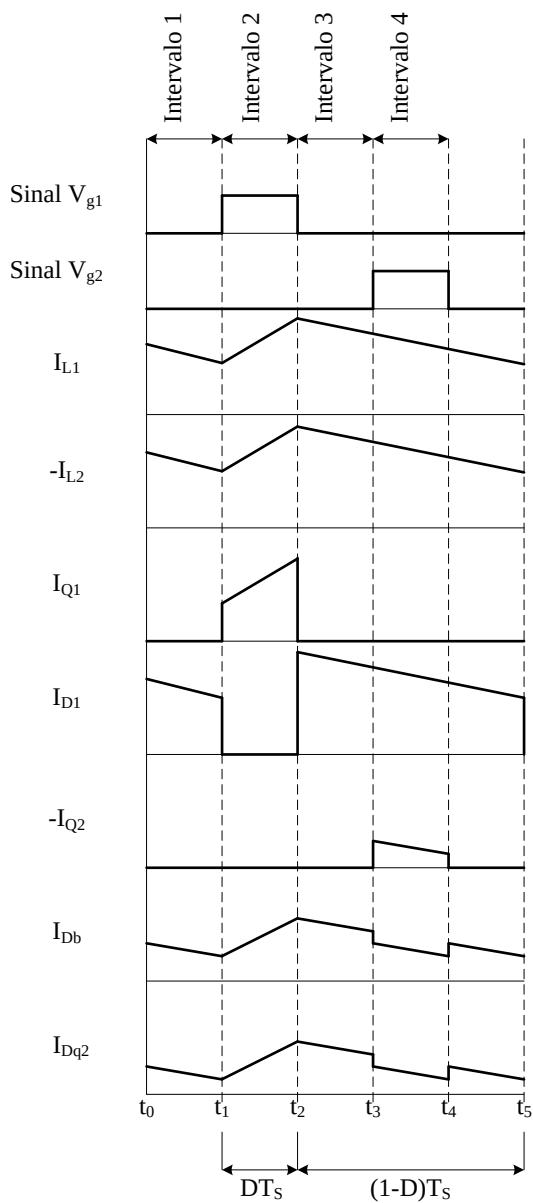
Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 12 – Intervalo 4 ($D > 0,5$)



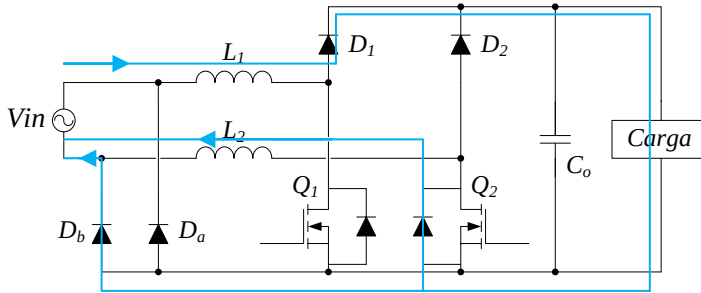
Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 13 – Formas de onda do conversor proposto para $D < 0,5$



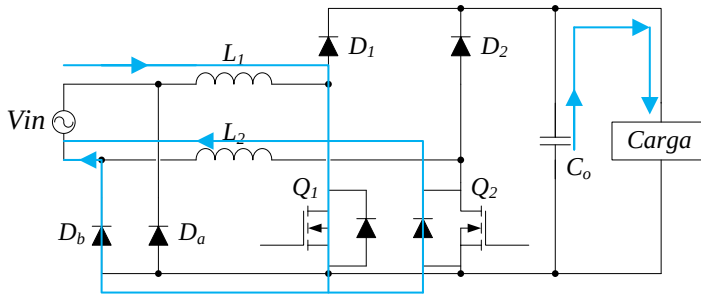
Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 14 – Intervalos 1 e 3 ($D < 0,5$)



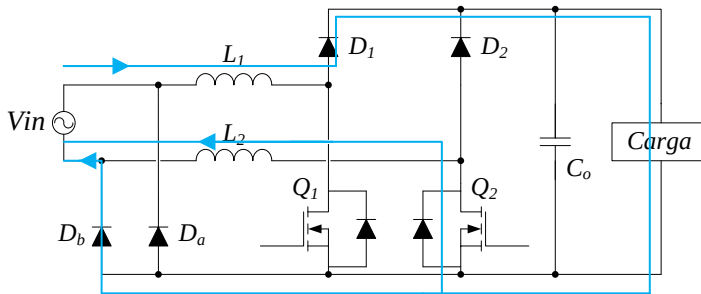
Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 15 – Intervalo 2 ($D < 0,5$)



Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 16 – Intervalo 4 ($D < 0,5$)



Fonte: Produção do próprio autor.

Intervalo 2 ($t_1 - t_2$): em t_1 , somente o interruptor Q_1 conduz. Durante este intervalo, a corrente nos indutores L_1 e L_2 continuam aumentando linearmente e armazena-se energia nestes indutores. A energia armazenada no capacitor C_o é transferida para a carga. A corrente de retorno é então dividida somente entre os componentes D_b e D_{q2} .

Intervalo 3 ($t_2 - t_3$): em t_2 , os interruptores Q_1 e Q_2 não estão em condução novamente. Durante este intervalo, a corrente nos indutores L_1 e L_2 decrescem linearmente, e a energia nestes indutores é liberada. A energia armazenada em L_1 e L_2 é liberada para a saída através dos componentes L_1 , D_1 , parcialmente D_{q2} , L_2 e D_b .

Intervalo 4 ($t_3 - t_4$): em t_3 , somente o interruptor Q_2 está em condução. Durante este intervalo, a energia armazenada nos indutores L_1 e L_2 é liberada para a saída através dos componentes L_1 , D_1 , parcialmente Q_2 , D_{q2} , L_2 e D_b .

A operação do conversor durante o semi-ciclo negativo da tensão de entrada é similar à operação do conversor durante o semi-ciclo positivo da tensão de entrada.

2.5.2 Análise quantitativa

A análise quantitativa do conversor Phase Shifted Semi-bridgeless possibilita determinar os esforços de tensão e de corrente nos componentes.

2.5.2.1 Esforços de corrente nos indutores L_1 e L_2

A equação (2.1) determina os esforços de corrente nos indutores L_1 e L_2 [33].

$$I_{Lrms} = \frac{P_{out}}{\sqrt{2} \cdot V_{in_nom}} \quad (2.1)$$

2.5.2.2 Esforços de tensão e de corrente nos diodos D_1 e D_2

Como os diodos D_1 e D_2 encontram-se conectados diretamente à saída, sofrem os esforços da tensão de saída do conversor. A equação (2.2) apresenta o valor máximo da tensão sobre os diodos.

$$V_{Dmax} = V_{out_max} = V_{out} + \Delta V \quad (2.2)$$

O valor eficaz da corrente nestes diodos é calculado de acordo com [33], equação (2.3) neste trabalho.

$$I_{D12_ef} = \frac{P_{out}}{\sqrt{2} \cdot V_{in_nom}} \cdot \sqrt{\frac{8 \cdot \sqrt{2} \cdot V_{in_nom}}{3 \cdot \pi \cdot V_{out}}} \quad (2.3)$$

2.5.2.3 Esforços de tensão e de corrente nos interruptores Q_1 e Q_2

Como os interruptores Q_1 e Q_2 encontram-se conectados diretamente à saída, sofrem os esforços da tensão de saída do conversor. A equação (2.4) apresenta o valor máximo da tensão sobre os interruptores.

$$V_{S_max} = V_{out_max} = V_{out} + \Delta V \quad (2.4)$$

O valor eficaz da corrente é calculado de acordo com [33], equação (2.5) neste trabalho.

$$I_{S_ef} = \frac{P_{out}}{\sqrt{2} \cdot V_{in_nom}} \cdot \sqrt{1 - \frac{8 \cdot \sqrt{2} \cdot V_{in_nom}}{3 \cdot \pi \cdot V_{out}}} \quad (2.5)$$

2.5.2.4 Esforços de tensão e de corrente nos diodos D_a e D_b

Como os diodos D_a e D_b encontram-se conectados diretamente à entrada, sofrem os esforços da tensão de entrada do conversor. A equação (2.6) apresenta o valor máximo da tensão sobre os diodos.

$$V_{Dab_max} = V_{in_pico} = V_{in_nom} \cdot \sqrt{2} \quad (2.6)$$

O valor eficaz da corrente nestes diodos é calculado de acordo com [33], equação (2.7) neste trabalho.

$$I_{Dab_ef} = \frac{P_{out}}{\sqrt{2} \cdot V_{in_nom}} \quad (2.7)$$

3 PROJETO DO CONVERSOR PHASE SHIFTED SEMI-BRIDGELESS

Neste capítulo é proposta uma metodologia de projeto para o estágio CA/CC de um carregador de baterias. Contudo, devem ser calculados e dimensionados todos os componentes que compõem o circuito de potência, de comando e de controle do conversor.

Os métodos de cálculo e os fundamentos básicos para a proposição desta metodologia são baseados na bibliografia básica da eletrônica de potência [34-36], e ainda em [37-41].

3.1 ESPECIFICAÇÕES TÉCNICAS DO CONVERSOR PHASE SHIFTED SEMI-BRIDGELESS

As especificações técnicas do conversor foram adotadas com base no estudo apresentado no Capítulo 1. A Tabela 5 apresenta as especificações do conversor proposto.

Tabela 5 – Especificações do conversor phase shifted semi-bridgeless

Parâmetro	Nomenclatura	Valor
Tensão de entrada CA nominal ($\pm 5\%$)	V_{in_nom}	220 V
Potência de saída	P_{out}	1 kW
Frequência da rede	f_{rede}	60 Hz
Frequência de comutação	f_s	70 kHz
Tensão de saída	V_{out}	400 V
Rendimento teórico	η	0,95
Ondulação da tensão de saída	ΔV	5%
Máxima ondulação da corrente no indutor	Δ_{ILmax}	20%

Fonte: Produção do próprio autor

3.2 DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES DE POTÊNCIA

A seguir é realizado o dimensionamento dos componentes de potência do conversor Phase Shifted Semi-bridgeless.

3.2.1 Dimensionamento dos indutores L_1 e L_2

O projeto dos indutores deste trabalho foi realizado com base na metodologia prevista em [37].

Inicialmente, a corrente de entrada e o valor de pico da corrente de entrada do conversor são determinados a partir das equações (3.1) e (3.2).

$$I_{in} = \frac{P_{out}}{\eta \cdot V_{in_nom}} = 4,785A \quad (3.1)$$

$$I_{in_pico} = I_{in} \cdot \sqrt{2} = 6,767A \quad (3.2)$$

A ondulação de corrente é calculada a seguir via equação (3.3).

$$\Delta IL = I_{in} \cdot \Delta IL_{max} = 0,957A \quad (3.3)$$

O valor de indutância, equação (3.6), é calculado com base nas equações (3.4) e (3.5).

$$r = \frac{f_s}{f_{rede}} = 1167 \quad (3.4)$$

$$xl = \frac{V_{in_nom}}{\frac{\Delta IL}{2} \cdot r} = 0,394\Omega \quad (3.5)$$

$$L = \frac{xl}{2 \cdot \pi \cdot f_{rede}} = 1,045mH \quad (3.6)$$

A Tabela 6 a seguir apresenta algumas considerações atribuídas para o projeto dos indutores.

Tabela 6 – Considerações para o projeto dos indutores

Parâmetro	Nomenclatura	Valor
Elevação de temperatura	ΔT	40°C
Temperatura ambiente	T_a	30°C
Fator de utilização da janela (toróides)	k_u	0,2
Permeabilidade no vácuo	μ_o	$4\pi \cdot 10^{-7} H/m$

Fonte: Produção do próprio autor

A energia no indutor, equação (3.8), é calculada com base no valor de pico da corrente nos indutores, equação (3.7). Ainda, a energia no indutor é calculada seguindo a definição apresentada em [37].

$$I_{pico} = I_{in_pico} = 6,767A \quad (3.7)$$

$$E_{ind} = L \cdot I_{pico}^2 = 0,048J \quad (3.8)$$

A Tabela 7 contempla os dados referentes ao núcleo e enrolamento previstos para os indutores.

Tabela 7 – Dados adicionais do núcleo e do enrolamento

Parâmetro	Nomenclatura	Valor
Densidade de fluxo máxima	B_{max}	0,45T
Área da seção transversal do núcleo	A_c	$2,27cm^2$
Área do enrolamento da janela total	W_a	$19,01cm^2$
Produto $A_c \times W_a$	A_p	$43,153cm^4$
Diâmetro externo	Φ_{ext}	7,78cm
Diâmetro interno	Φ_{int}	4,92cm
Volume do núcleo	V_c	$45,3cm^3$
Densidade de fluxo de saturação	B_{sat}	1,05T
Fator da forma de onda da corrente	k_i	1,0
Comprimento médio de uma espira (fator 1,3)	MLT	7,02cm
Fator de enrolamento	k_w	0,7
Resistividade do condutor	ρ_{20}	$1,72 \cdot 10^{-8}$ $\Omega \cdot m$
Coefficiente de temperatura da resistividade a 20°C	α_{20}	0,00393
Relação entre resistividade, coeficiente de transferência de calor e constantes do núcleo	k_t	$48,2 \cdot 10^3$
Comprimento médio do núcleo	l_c	19,95cm

Fonte: Produção do próprio autor

O produto da área da janela do núcleo com a sua área de seção transversal pode ser obtido através da equação (3.9).

$$A_{p_{calc}} = \left(\frac{k_i \cdot E_{ind}}{B_{max} \cdot k_t \cdot \sqrt{k_u \cdot \Delta T}} \right)^{1,1428} \cdot 10^8 = 10,5cm^4 \quad (3.9)$$

Assim sendo, deve-se se efetuar a escolha de um núcleo com A_p (produto $A_c \times W_a$) com valor igual ou superior ao calculado. Logo, a escolha do núcleo da Tabela 7 está adequada, pois $A_p = 43,153cm^4$, sendo que a escolha deste núcleo foi realizada com base nos modelos disponíveis pelo fabricante.

Visando o cálculo da dissipação máxima do núcleo, equação (3.11), é determinada a resistência térmica do núcleo, equação (3.10).

$$R_{\theta} = \frac{0,06}{\sqrt{V_c \cdot 10^{-6}}} = 8,915^{\circ}C / W \quad (3.10)$$

$$P_{d_max} = \frac{\Delta T}{R_{\theta}} = 4,487W \quad (3.11)$$

Os valores das permeabilidades efetivas, valor ótimo da permeabilidade efetiva (μ_{opt}) e valor máximo da permeabilidade efetiva relativa (μ_{ef}), podem ser obtidos através das equações (3.12) e (3.13), respectivamente.

$$\mu_{opt} = \frac{B_{max} \cdot l_c \cdot k_i}{\mu_o \cdot \sqrt{\frac{P_{d_max} \cdot k_u \cdot W_a}{\rho_{20} \cdot MLT}}} = 60,1 \quad (3.12)$$

$$\mu_{ef} = \frac{B_{max}^2 \cdot A_c \cdot l_c}{\mu_o \cdot E_{ind}} = 152,034 \quad (3.13)$$

Contudo, com base nos dados determinados por (3.12) e (3.13), foram escolhidos os núcleos toroidais Sendust S60 modelo MMTS60T7713 do fabricante Magmattec, com permeabilidade relativa de 60 [42]. Os dados destes núcleos já se encontram especificados na Tabela 7.

Para o projeto do enrolamento, levando em consideração que os núcleos escolhidos possuem uma indutância de 68 mH para 1000 espiras, calcula-se o número de espiras na equação (3.15).

$$L_{1000} = 68mH \quad (3.14)$$

$$N = 1000 \cdot \sqrt{\frac{L}{L_{1000}}} = 124 \quad (3.15)$$

Determina-se então a intensidade do campo magnético, via equação (3.16).

$$H = \frac{N \cdot I_{in_pico}}{l_c} = 4205A / m \quad (3.16)$$

Com relação à bitola do fio, ou enrolamento, calcula-se a densidade de corrente na equação (3.18), assumindo que a ondulação de fluxo é desprezível nos indutores, equação (3.17).

$$\gamma = 0 \quad (3.17)$$

$$J_o = k_t \cdot \frac{\sqrt{\Delta T}}{\sqrt{k_u \cdot (1 + \gamma)} \cdot \sqrt[8]{A_p}} = 425,781 A/cm^2 \quad (3.18)$$

Em seguida, determina-se o valor eficaz da corrente no indutor e a área da seção transversal do condutor, equações (3.19) e (3.20), respectivamente.

$$I_{Lrms} = \frac{P_{out}}{\sqrt{2} \cdot V_{in_nom}} = 3,214 A \quad (3.19)$$

$$A_w = \frac{I_{Lrms}}{J_o} = 7,5488 \cdot 10^{-3} cm^2 \quad (3.20)$$

Tendo em vista a área da seção transversal do condutor, determina-se o diâmetro dos enrolamentos, equação (3.21).

$$D_w = \sqrt{\frac{A_w}{\pi}} \cdot 2 = 0,098 cm = 0,98 mm \quad (3.21)$$

Sendo assim, um fio de cobre de diâmetro de 1,02mm (18AWG) é suficiente. A Tabela 8 apresenta dados pertinentes ao fio escolhido [35].

Tabela 8 – Dados do fio 18AWG

Parâmetro	Nomenclatura	Valor
Resistência do fio 18AWG a 20°C	$\rho_{20_use_18}$	$210,5 \times 10^{-6} \Omega/cm$
Área de isolamento do fio 18AWG	A_{isol_18}	$0,009735 cm^2$
Diâmetro isolamento do fio 18AWG	D_{fio18_isol}	0,111cm

Fonte: Produção do próprio autor

Na sequência é avaliada a questão do efeito pelicular nos condutores escolhidos. A profundidade de penetração e o diâmetro máximo dos condutores são calculados nas equações (3.22) e (3.23), respectivamente.

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f_s}} = 0,028 cm \quad (3.22)$$

$$D_{\max} = 2 \cdot \Delta = 0,057 \text{ cm} \quad (3.23)$$

De acordo com o Apêndice 6 de [35], é indicado o fio 23AWG, sendo as características discriminadas na Tabela 9.

Tabela 9 – Dados do fio 23AWG

Parâmetro	Nomenclatura	Valor
Resistência do fio 23AWG a 20°C	$\rho_{20_use_23}$	$668 \times 10^{-6} \Omega/\text{cm}$
Seção de cobre do fio 23AWG	S_{23}	$0,002582 \text{ cm}^2$
Diâmetro isolamento do fio 23AWG	$D_{\text{fio23_isol}}$	$0,064 \text{ cm}$

Fonte: Produção do próprio autor

Em seguida, determina-se o número de fios condutores necessários, equação (3.24).

$$N_{\text{fios}} = \frac{A_w}{S_{23}} = 2,924 \quad (3.24)$$

Com relação às perdas no cobre, calcula-se a temperatura máxima, equação (3.25), e posteriormente a resistência e perdas para o fio 18AWG, equações (3.26) e (3.27) respectivamente.

$$T_{\max} = T_a + \Delta T = 70^\circ \text{C} \quad (3.25)$$

$$R_{18} = N \cdot MLT \cdot \rho_{20_use_18} \cdot [1 + \alpha_{20} (T_{\max} - 20)] = 0,219 \Omega \quad (3.26)$$

$$P_{cu_18} = R_{18} \cdot I_{Lrms}^2 = 2,264 \text{ W} \quad (3.27)$$

De forma análoga, em seguida determinam-se a resistência e as perdas no cobre para o fio 23AWG, considerando 3 condutores em paralelo neste caso, equações (3.29) e (3.30).

$$R_{23} = N \cdot MLT \cdot \rho_{20_use_23} \cdot [1 + \alpha_{20} (T_{\max} - 20)] = 0,696 \Omega \quad (3.28)$$

$$R_{23_total} = \frac{R_{23}}{3} = 0,232 \Omega \quad (3.29)$$

$$P_{cu_23} = R_{23_total} \cdot I_{Lrms}^2 = 2,395 \text{ W} \quad (3.30)$$

As perdas no núcleo são calculadas com base em [43]. Assim sendo, as equações (3.31) e (3.32) apresentam, respectivamente, o cálculo dos valores máximo e mínimo da intensidade do campo magnético.

$$H_{AC\max} = \left[\frac{N}{l_c} \cdot \left(I_{Lrms} + \frac{\Delta IL}{2} \right) \right] = 22,946 \frac{A \cdot T}{cm} \quad (3.31)$$

$$H_{AC\min} = \left[\frac{N}{l_c} \cdot \left(I_{Lrms} - \frac{\Delta IL}{2} \right) \right] = 17 \frac{A \cdot T}{cm} \quad (3.32)$$

Calculam-se então a densidade de fluxo magnético máxima e mínima, equações (3.33) e (3.34), com base nos coeficientes do núcleo Kool M μ 60 μ [43], estes apresentados na Tabela 10.

Tabela 10 – Coeficientes do núcleo Kool M μ 60 μ

Coeficiente	Valor
a	1,658x10 ⁻⁴
b	2,301x10 ⁻⁵
c	7,297x10 ⁻⁵
d	5,906x10 ⁻³
e	6,053x10 ⁻⁵
x	0,5

Fonte: Produção do próprio autor

$$B_{AC\max} = \left(\frac{a + b \cdot H_{AC\max} + c \cdot H_{AC\max}^2}{1 + d \cdot H_{AC\max} + e \cdot H_{AC\max}^2} \right)^x = 0,183T \quad (3.33)$$

$$B_{AC\min} = \left(\frac{a + b \cdot H_{AC\min} + c \cdot H_{AC\min}^2}{1 + d \cdot H_{AC\min} + e \cdot H_{AC\min}^2} \right)^x = 0,139T \quad (3.34)$$

Em seguida, calculando a ondulação da densidade de fluxo, equação (3.35), determina-se o pico da densidade de fluxo nas equações (3.36) e (3.37).

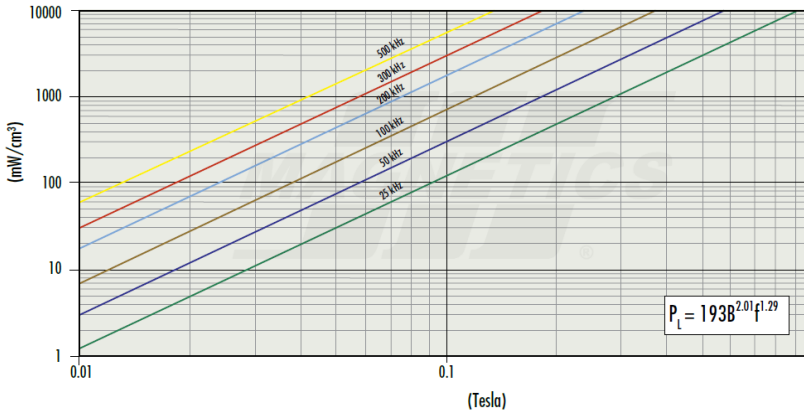
$$\Delta B = B_{AC\max} - B_{AC\min} = 0,044T \quad (3.35)$$

$$B_{pk} = \frac{\Delta B}{2} = 0,022T \quad (3.36)$$

$$B_{pk_gauss} = B_{pk} \cdot 10000 = 219,497Gauss \quad (3.37)$$

Com base no gráfico da densidade de perdas no núcleo (mW/cm^3) em função do pico da densidade de fluxo (Tesla), Figura 17, verifica-se uma densidade das perdas no núcleo, equação (3.38), sendo que este valor foi coletado exclusivamente baseando-se nas curvas do gráfico. Ainda, estimam-se as perdas no ferro, equação (3.39).

Figura 17 – Densidade de perdas no núcleo em função do pico da densidade de fluxo – Núcleo Kool M μ 60 μ



Fonte: Baseado em [43].

$$P_L = 20 \text{ mW} / \text{cm}^3 \quad (3.38)$$

$$P_{\text{ferro}} = P_L \cdot l_c \cdot A_c = 0,906 \text{ W} \quad (3.39)$$

Levando em consideração as perdas no cobre e no ferro, determinam-se as perdas totais para as bitolas de fio 18AWG e 23AWG, equações (3.40) e (3.41), respectivamente.

$$P_{\text{total}_18} = P_{\text{cu}_18} + P_{\text{ferro}} = 3,17 \text{ W} \quad (3.40)$$

$$P_{\text{total}_23} = P_{\text{cu}_23} + P_{\text{ferro}} = 3,30 \text{ W} \quad (3.41)$$

Na sequência é realizado o cálculo da possibilidade de execução considerando o fio com bitola 18AWG. Calcula-se então a área total do fio com isolamento, equação (3.42).

$$A_{\text{tot18}} = \pi \cdot \left(\frac{D_{\text{fio18}_{\text{isol}}}}{2} \right)^2 = 9,677 \cdot 10^{-3} \text{ cm}^2 \quad (3.42)$$

Determina-se em seguida a área da janela necessária, equação (3.43), e posteriormente verifica-se a possibilidade de execução, equação (3.44).

$$A_{w18_need} = \frac{(N \cdot A_{tot18})}{k_w} = 1,714cm^2 \quad (3.43)$$

$$Exec_{18} = \frac{A_{w18_need}}{W_a} = 0,09 \quad (3.44)$$

De forma análoga, é realizado o cálculo da possibilidade de execução considerando o fio com bitola 23AWG. Com base em [38], 3 condutores em paralelo resultam em um diâmetro total conforme apresentado na equação (3.45).

$$D_{tot23_3cond} = D_{fio23_isol} \cdot 2,156 = 0,138cm \quad (3.45)$$

Calcula-se então a área total do fio com isolamento, equação (3.46).

$$A_{tot23_3cond} = \pi \cdot \left(\frac{D_{tot23_3cond}}{2} \right)^2 = 0,015cm^2 \quad (3.46)$$

Determina-se em seguida a área da janela necessária, equação (3.47), e posteriormente verifica-se a possibilidade de execução, equação (3.48).

$$A_{w23_need} = \frac{(N \cdot A_{tot23_3cond})}{k_w} = 2,648cm^2 \quad (3.47)$$

$$Exec_{23} = \frac{A_{w23_need}}{W_a} = 0,139 \quad (3.48)$$

Assim sendo, com base na análise realizada e nas possibilidades de uso das bitolas 18AWG e 23AWG, fez-se a escolha do uso da bitola 18AWG para os indutores.

3.2.2 Dimensionamento dos interruptores Q₁ e Q₂

Os esforços de tensão nos interruptores Q₁ e Q₂ são determinados com base na equação (2.4). A equação (3.49) apresenta o valor máximo da tensão sobre os interruptores.

$$V_{S_{\max}} = V_{out} + \Delta V = 420V \quad (3.49)$$

O valor eficaz da corrente é calculado de acordo com a equação (2.5). A equação (3.50) determina o valor eficaz da corrente nos interruptores Q_1 e Q_2 .

$$I_{S_{ef}} = \frac{P_{out}}{\sqrt{2} \cdot V_{in_nom}} \cdot \sqrt{1 - \frac{8 \cdot \sqrt{2} \cdot V_{in_nom}}{3 \cdot \pi \cdot V_{out}}} = 1,873A \quad (3.50)$$

Com base nestas informações, fez-se a escolha do interruptor da Infineon, modelo IPP60R099CP, contendo as características apresentadas na Tabela 11. Os dados dos interruptores escolhidos foram obtidos em [44].

Tabela 11 – Dados dos interruptores Q_1 e Q_2

Parâmetro	Nomenclatura	Valor
Tensão dreno-source	V_{DS}	650V
Resistência de condução dreno-source	R_{DSon}	0,18Ω
Corrente de dreno contínua (a 100°C)	I_D	19A
Resistência térmica junção-cápsula	R_{thJC}	0,5K/W
Resistência térmica junção-ambiente	R_{thJA}	62K/W
Tempo de subida	t_r	5ns
Tempo de descida	t_f	5ns
Carga total do <i>gate</i>	Q_g	60nC
Tempo de recuperação reversa	t_{rr}	450ns

Fonte: Produção do próprio autor

3.2.3 Dimensionamento dos diodos D_1 e D_2

Os esforços de tensão nos diodos D_1 e D_2 são determinados com base na equação (2.2). A equação (3.51) apresenta o valor máximo da tensão sobre os diodos.

$$V_{D_{\max}} = V_{out} + \Delta V = 420V \quad (3.51)$$

O valor eficaz da corrente é calculado de acordo com a equação (2.3). A equação (3.52) determina o valor eficaz da corrente nos diodos D_1 e D_2 .

$$I_{D12_ef} = \frac{P_{out}}{\sqrt{2} \cdot V_{in_nom}} \cdot \sqrt{\frac{8 \cdot \sqrt{2} \cdot V_{in_nom}}{3 \cdot \pi \cdot V_{out}}} = 2,612A \quad (3.52)$$

Com base nestas informações, fez-se a escolha do diodo da Infineon, modelo IDH04S60C, contendo as características apresentadas na Tabela 12. Os dados do diodo escolhido foram obtidos em [45].

Tabela 12 – Dados dos diodos D₁ e D₂

Parâmetro	Nomenclatura	Valor
Tensão reversa repetitiva máxima	V _{DC}	600V
Corrente contínua de condução	I _F	4A
Valor eficaz da corrente de condução	I _{Frms}	5,6A
Tensão de condução do diodo (a 150°C)	V _F	2V
Resistência térmica junção-cápsula	R _{thD1D2JC}	3,6°C/W

Fonte: Produção do próprio autor

3.2.4 Dimensionamento dos diodos D_a e D_b

Os esforços de tensão nos diodos D_a e D_b são determinados com base na equação (2.6). A equação (3.53) apresenta o valor máximo da tensão sobre os diodos.

$$V_{Dab\max} = V_{in_nom} \cdot \sqrt{2} = 311V \quad (3.53)$$

O valor eficaz da corrente é calculado de acordo com a equação (2.7). A equação (3.54) determina o valor eficaz da corrente nos diodos D_a e D_b.

$$I_{Dab_ef} = \frac{P_{out}}{\sqrt{2} \cdot V_{in_nom}} = 3,215A \quad (3.54)$$

Com base nestas informações, fez-se a escolha do diodo da Fairchild, modelo MUR860, contendo as características apresentadas na Tabela 13. Os dados do diodo escolhido foram obtidos em [46].

Tabela 13 – Dados dos diodos D_a e D_b

Parâmetro	Nomenclatura	Valor
Tensão de pico reversa repetitiva	V_{RRM}	600V
Valor médio da corrente de condução	$I_{F_Da_Db}$	8A
Tensão de condução do diodo (a 25°C)	$V_{F_Da_Db}$	1,5V
Tempo de recuperação reversa	$t_{rr_Da_Db}$	70ns
Resistência térmica junção-cápsula	$R_{thDaDbJC}$	2°C/W

Fonte: Produção do próprio autor

3.2.5 Dimensionamento dos capacitores de saída C_o

O valor da capacitância dos capacitores de saída é calculado de acordo com a equação (3.55).

$$C_{out} = \frac{P_{out}}{2 \cdot \pi \cdot f_{rede} \cdot V_{out} \cdot (\Delta V \cdot V_{out})} = 331,573 \mu F \quad (3.55)$$

O valor de pico da corrente e o valor de pico a pico da corrente no capacitor são obtidas via simulação e apresentadas abaixo.

$$I_{Co_pico} = 4,44A \quad (3.56)$$

$$I_{Co_picoapico} = 7,022A \quad (3.57)$$

Em seguida, determina-se a resistência série equivalente do capacitor, equação (3.58).

$$RSE = \frac{\Delta V \cdot V_{out}}{I_{Co_picoapico}} = 2,848 \Omega \quad (3.58)$$

Assim sendo, faz-se a escolha do capacitor EPCOS, modelo B43504-S5227-M1. A Tabela 14 apresenta as características deste capacitor. Os dados do capacitor foram obtidos em [47].

Tabela 14 – Dados dos capacitores C_o

Parâmetro	Nomenclatura	Valor
Capacitância nominal	C_{nom}	220 μ F
Tensão nominal do capacitor	V_{nom_cap}	450V
Resistência série equivalente do capacitor	RSE_cap	0,61 Ω
Valor máximo da corrente (a 100Hz, 85°C)	I_{AC_max}	2,42A

Fonte: Produção do próprio autor

Visando atender o valor de pico a pico da corrente no capacitor, apresentado na equação (3.57), faz-se o uso de 4 capacitores em paralelo. A equação (3.59) determina o valor máximo da corrente em cada um dos 4 capacitores.

$$I_{Co_max_4caps} = \frac{I_{Co_picoapico}}{4} = 1,756A \quad (3.59)$$

Desta forma, o valor máximo da corrente em cada um dos 4 capacitores é inferior ao valor máximo da corrente (I_{AC_max}) especificado para o modelo de capacitor escolhido. Adicionalmente, a capacitância equivalente, considerando os 4 capacitores em paralelo, é calculada na equação (3.60).

$$C_{out_equiv} = 4 \cdot C_{nom} = 880\mu F \quad (3.60)$$

3.2.6 Dimensionamento do resistor de carga R_o

O valor do resistor de carga R_o é definido com base na Lei de Ohm e equação (3.61).

$$R_o = \frac{V_{out}^2}{P_{out}} = 160\Omega \quad (3.61)$$

3.3 ANÁLISE DE PERDAS NO CONVERSOR

Nesta seção é analisada a caracterização das perdas nos componentes. Adicionalmente, é apresentado um gráfico ilustrando o percentual de perdas em cada componente e o rendimento teórico do conversor.

3.3.1 Perdas nos indutores L_1 e L_2

Conforme seção 3.2.1, definiu-se a bitola 18AWG para os indutores. Adicionalmente, como já foi apresentado o cálculo das perdas totais nos indutores na seção 3.2.1, nesta seção somente serão reportados os valores encontrados.

3.3.1.1 Perdas no cobre

De acordo com a equação (3.27) apresentada na seção 3.2.1, o valor das perdas no cobre é de 2,264 W.

3.3.1.2 Perdas no núcleo ou ferro

De acordo com a equação (3.39) apresentada na seção 3.2.1, o valor das perdas no ferro é de 0,906 W.

3.3.1.3 Perdas totais

As perdas totais em cada indutor são representadas pelo somatório das perdas no cobre e perdas no ferro. De acordo com a equação (3.40), o valor das perdas totais em cada indutor é de 3,17 W, totalizando uma perda total nos dois indutores ($P_{L1_L2_total}$) de 6,34 W.

3.3.2 Perdas nos interruptores Q_1 e Q_2

As perdas totais nos interruptores são compostas por perdas na condução e na comutação.

3.3.2.1 Perdas em condução

A equação (3.62) apresenta o cálculo das perdas em condução para os interruptores Q_1 e Q_2 .

$$P_{Q1_Q2_cond} = I_{S_ef}^2 \cdot R_{DSon} = 0,632W \quad (3.62)$$

3.3.2.2 Perdas por comutação

A equação (3.63) apresenta o cálculo das perdas por comutação para os interruptores Q_1 e Q_2 .

$$P_{Q1_Q2_comut} = \frac{f_s}{2} \cdot (t_r + t_f) \cdot I_D \cdot V_{Smax} = 2,793W \quad (3.63)$$

3.3.2.3 Perdas totais

As perdas totais nos interruptores são representadas pelo somatório das perdas em condução e comutação, de acordo com a equação (3.64).

$$P_{Q1_Q2_total} = (P_{Q1_Q2_cond} \cdot 2) + (P_{Q1_Q2_commut} \cdot 2) = 6,85W \quad (3.64)$$

3.3.3 Perdas nos diodos D₁ e D₂

De forma análoga ao cálculo das perdas nos interruptores, as perdas nos diodos D₁ e D₂ são compostas pelo somatório das perdas na condução e na comutação. No entanto, devido os diodos serem de Carbetto de Silício (SiC), as perdas por comutação neste caso são desprezíveis. Portanto, as perdas totais são representadas somente pelas perdas em condução. De acordo com [39], as perdas em condução nos diodos são representadas pela equação (3.66). O valor médio da corrente nos diodos ($I_{D1_D2_medio}$) é obtido via simulação.

$$I_{D1_D2_medio} = 1,247A \quad (3.65)$$

$$P_{D1_D2_cond} = V_F \cdot I_{D1_D2_medio} = 2,494W \quad (3.66)$$

Assim sendo, as perdas totais considerando os dois diodos são definidas na equação (3.67).

$$P_{D1_D2_total} = P_{D1_D2_cond} \cdot 2 = 4,988W \quad (3.67)$$

3.3.4 Perdas nos diodos D_a e D_b

As perdas nos diodos D_a e D_b são compostas pelo somatório das perdas em condução e comutação. No entanto, devido estes diodos não serem modulados em alta frequência, as perdas por comutação neste caso são desprezíveis. Portanto, as perdas totais são representadas somente pelas perdas em condução. De acordo com [39], as perdas em condução nos diodos são representadas pela equação (3.69). O valor médio da corrente nestes diodos é obtido via simulação e apresentada a seguir.

$$I_{Da_Db_medio} = 2,05A \quad (3.68)$$

$$P_{Da_Db_cond} = V_{F_Da_Db} \cdot I_{Da_Db_medio} = 3,075W \quad (3.69)$$

As perdas totais, considerando os dois diodos, são representadas pela equação (3.70).

$$P_{Da_Db_total} = P_{Da_Db_cond} \cdot 2 = 6,15W \quad (3.70)$$

3.3.5 Perdas nos capacitores de saída C_o

Com base no valor eficaz da corrente total nos capacitores, equação (3.71), calculam-se as perdas individuais nos capacitores e as perdas totais nos capacitores de saída, equações (3.72) e (3.73), respectivamente.

$$I_{Cout_ef} = 2,727A \quad (3.71)$$

$$P_{Cout1_2_3_4} = RSE_cap \cdot \left(\frac{I_{Cout_ef}}{4} \right)^2 = 0,284W \quad (3.72)$$

$$P_{Cout_total} = P_{Cout1_2_3_4} \cdot 4 = 1,134W \quad (3.73)$$

3.3.6 Perdas totais no conversor

As perdas totais no conversor são representadas pelo somatório das perdas em todos os componentes, equação (3.74).

$$\begin{aligned} P_{conv_total} &= P_{L1_L2_total} + P_{D1_D2_total} + P_{Q1_Q2_total} \\ &+ P_{Da_Db_total} + P_{Cout_total} = 25,462W \end{aligned} \quad (3.74)$$

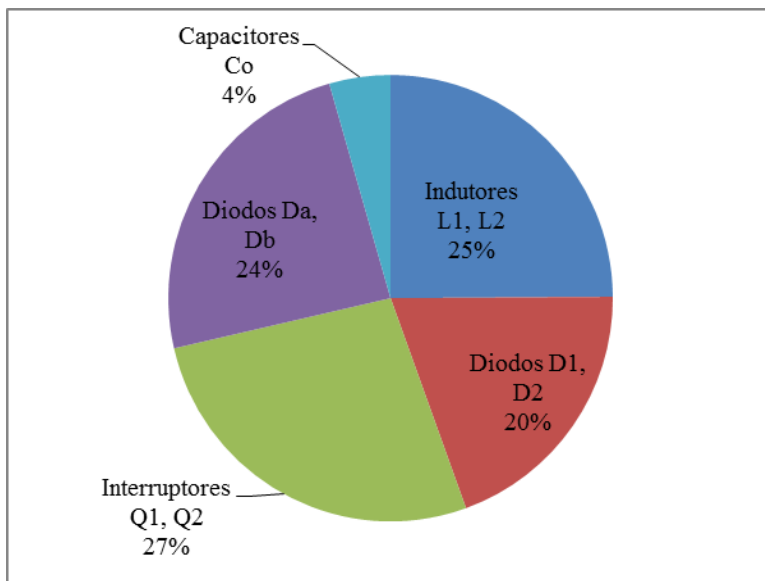
A Figura 18 ilustra o percentual de perdas em cada componente de potência do conversor.

3.3.7 Rendimento teórico do conversor

O rendimento teórico do conversor operando com potência nominal é dado pela equação (3.75).

$$\eta_t = \frac{1}{1 + \frac{P_{conv_total}}{P_{out}}} \cdot 100\% \cong 98\% \quad (3.75)$$

Figura 18 – Gráfico de perdas dos componentes do conversor



Fonte: Produção do próprio autor.

3.4 DIMENSIONAMENTO DOS DISSIPADORES

Nesta seção é avaliada a necessidade de uso de dissipadores para os semicondutores de potência.

3.4.1 Dissipadores para os interruptores Q_1 e Q_2

Considerando a resistência térmica junção-ambiente apresentada na Tabela 11, e uma temperatura ambiente (T_{amb}) de 40°C, a equação (3.76) determina a temperatura de junção nos interruptores.

$$T_{Q1-Q2_jun} = R_{thJA} \cdot \frac{P_{Q1-Q2_total}}{2} + T_{amb} = 252,35^{\circ}C \quad (3.76)$$

Assim sendo, levando em consideração uma temperatura máxima de junção nos interruptores de 100°C, são necessários dissipadores para os MOSFETs. A equação (3.77) determina a máxima resistência térmica entre junção-ambiente.

$$R_{thQ1Q2JA_max} = \frac{(T_{Q_jun_max} - T_{amb})}{\frac{P_{Q1_Q2_total}}{2}} = 17,518^{\circ}C / W \quad (3.77)$$

Considerando uma resistência térmica cápsula-dissipador (R_{thQCD}) de $1,4^{\circ}C/W$, utilizando mica e pasta térmica, a equação (3.78) apresenta o valor da resistência térmica dissipador-ambiente necessária.

$$\begin{aligned} R_{thQ1Q2DA} &= R_{thQ1Q2JA_max} - R_{thJC} \\ -R_{thQCD} &= 15,618^{\circ}C / W \end{aligned} \quad (3.78)$$

De acordo com [48], faz-se a escolha do dissipador modelo HS 2816, o qual apresenta uma resistência térmica de $7,92^{\circ}C/W$ para 10cm de altura/comprimento.

3.4.2 Dissipadores para os diodos D_1 e D_2

Considerando a temperatura ambiente e a resistência térmica junção-ambiente igual ao utilizada para os interruptores, a equação (3.79) determina a temperatura de junção nos diodos.

$$T_{D1_D2_jun} = R_{thJA} \cdot \frac{P_{D1_D2_total}}{2} + T_{amb} = 194,628^{\circ}C \quad (3.79)$$

Assim sendo, levando em consideração uma temperatura máxima de junção nos diodos de $100^{\circ}C$, são necessários dissipadores para os diodos. A equação (3.80) determina a máxima resistência térmica entre junção-ambiente.

$$R_{thD1D2JA_max} = \frac{(T_{D_jun_max} - T_{amb})}{\frac{P_{D1_D2_total}}{2}} = 24,058^{\circ}C / W \quad (3.80)$$

Considerando uma resistência térmica cápsula-dissipador (R_{thDCD}) de $1,4^{\circ}C/W$, utilizando mica e pasta térmica, a equação (3.81) apresenta o valor da resistência térmica dissipador-ambiente necessária.

$$\begin{aligned} R_{thD1D2DA} &= R_{thD1D2JA_max} - R_{thD1D2JC} \\ -R_{thDCD} &= 19,058^{\circ}C / W \end{aligned} \quad (3.81)$$

De acordo com [48], faz-se a escolha do dissipador modelo HS 2816, o qual apresenta uma resistência térmica de $7,92^{\circ}\text{C}/\text{W}$ para 10cm de altura/comprimento.

3.4.3 Dissipadores para os diodos D_a e D_b

Considerando a temperatura ambiente e a resistência térmica junção-ambiente igual ao utilizada para os interruptores, a equação (3.82) determina a temperatura de junção nos diodos.

$$T_{Da_Db_jun} = R_{thJA} \cdot \frac{P_{Da_Db_total}}{2} + T_{amb} = 230,65^{\circ}\text{C} \quad (3.82)$$

Assim sendo, levando em consideração uma temperatura máxima de junção nos diodos de 100°C , são necessários dissipadores para os diodos. A equação (3.83) determina a máxima resistência térmica entre junção-ambiente.

$$R_{thDaDbJA_max} = \frac{(T_{D_jun_max} - T_{amb})}{\frac{P_{Da_Db_total}}{2}} = 19,512^{\circ}\text{C} / \text{W} \quad (3.83)$$

Considerando uma resistência térmica cápsula-dissipador (R_{thDCD}) de $1,4^{\circ}\text{C}/\text{W}$, utilizando mica e pasta térmica, a equação (3.84) apresenta o valor da resistência térmica dissipador-ambiente necessária.

$$R_{thDaDbDA} = R_{thDaDbJA_max} - R_{thDaDbJC} - R_{thDCD} = 16,112^{\circ}\text{C} / \text{W} \quad (3.84)$$

De acordo com [48], faz-se a escolha do dissipador modelo HS 2816, o qual apresenta uma resistência térmica de $7,92^{\circ}\text{C}/\text{W}$ para 10cm de altura/comprimento.

3.5 CONTROLE DO CONVERSOR

No conversor Phase Shifted Semi-bridgeless é proposta a aplicação da técnica de controle por valores médios instantâneos. O circuito de controle deverá atuar no sentido de manter a operação do sistema de acordo com as características específicas desejadas. A malha de corrente é responsável em manter, aproximadamente, a corrente de entrada com a mesma forma e em fase com a tensão de entrada senoidal. Já a malha de tensão fica responsável em manter a tensão de saída

dentro dos limites pré-estabelecidos, possibilitando desta forma a rápida resposta do conversor em eventuais variações de carga na saída.

Assim sendo, faz-se o uso do circuito integrado (CI) dedicado UCC28070 da Texas Instruments [49], o qual faz uso desta técnica de controle com alguns ajustes em relação àquela aplicada ao conversor Bridgeless clássico. O UCC28070, controlador PFC intercalado no modo de condução contínua (CCM), é um dispositivo avançado de correção de fator de potência que integra dois moduladores por largura de pulso (PWMs) operando 180° fora de fase. A operação PWM intercalada gera redução substancial nas ondulações das correntes de entrada e tensão de saída. Este dispositivo é adequado para o uso em retificadores de potência de telecomunicações e fontes de alimentação CA/CC de alto rendimento. Adicionalmente, o UCC 28070 é também um bom candidato para o conversor PFC Semi-bridgeless, principalmente pelo fato de possuir dois PWMs operando 180° fora de fase de modo intercalado.

A Figura 19 apresenta o circuito de potência do conversor Phase Shifted Semi-bridgeless conectado ao diagrama de blocos que representa a estrutura interna que o circuito integrado UCC28070 possui para realizar o controle do conversor.

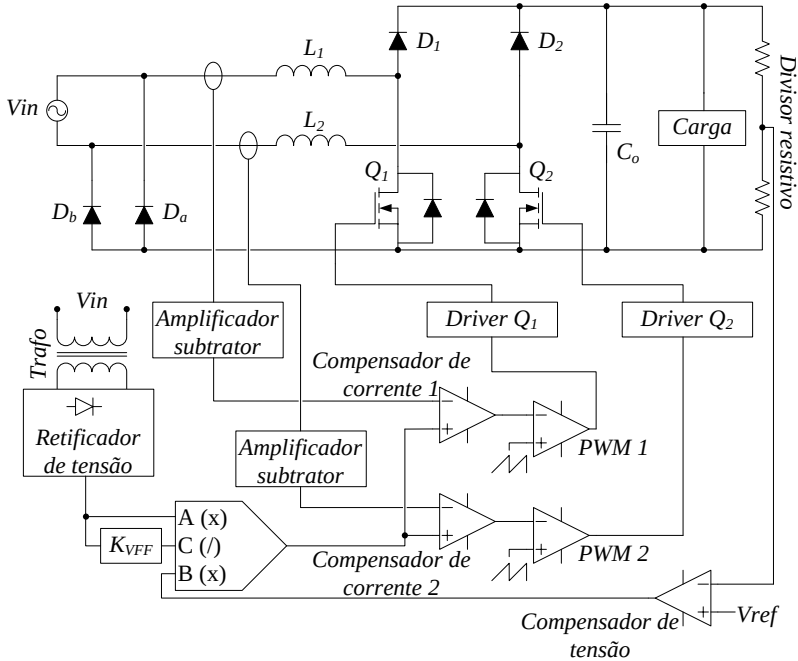
Na sequência é explicado com detalhe cada um dos elementos que compõem o circuito de controle mostrado na Figura 19.

- **Trafo:** é um transformador de baixa frequência utilizado para obter uma amostra da forma de onda da tensão de entrada da rede.
- **Sensor Hall:** é um sensor de precisão de corrente de efeito Hall, posicionado em série com os indutores L_1 e L_2 .
- **Divisor resistivo:** sua função é coletar a amostra da tensão de saída do circuito de potência. A amostra da tensão de saída deve ser ajustada de acordo com o valor da tensão de referência do compensador de tensão.
- **Retificador de tensão:** conectado ao secundário do transformador (trafo) com o intuito de adequar o sinal de amostra da rede.
- **Amplificadores subtratores:** circuito responsável em eliminar o *offset* de 2,5 V intrínseco do sensor Hall de corrente.

- Tensão *Feed-Forward* (bloco K_{VFF}): bloco que elimina a necessidade de um filtro externo para o sinal da tensão de entrada.
- Multiplicador: este bloco gera um sinal de referência a partir das operações algébricas fornecidas pelos sinais de entrada A, B e C, conforme exposto no bloco multiplicador da Figura 19.
- Compensador de tensão: monitora a tensão de saída do conversor e atua na dinâmica da malha de tensão.
- Compensadores de corrente: os compensadores de corrente monitoram as correntes através dos indutores e atuam na dinâmica da malha de corrente.
- Moduladores PWM: tratam-se de comparadores de dois sinais de entrada, sendo o primeiro um sinal dente de serra com frequência definida, ajustada para o projeto. O segundo sinal é o sinal de controle oriundo do compensador de corrente. O resultado é o sinal PWM aplicado aos *drivers* que irão acionar os interruptores.
- *Drivers* dos interruptores: possuem a função de reproduzir fielmente a forma de onda do sinal PWM, adequando os valores de tensão e corrente às necessidades dos interruptores.

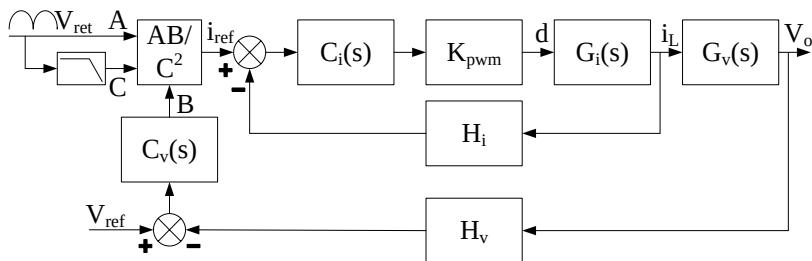
O circuito de controle da Figura 19 é representado na Figura 20 por meio de diagrama de blocos. O diagrama de controle compreende uma malha de corrente inserida dentro de uma malha de tensão, caracterizando assim um controle em cascata.

Figura 19 – Estrutura interna de controle do UCC28070



Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 20 – Diagrama de blocos de controle (técnica de controle do UCC28070)



Fonte: Produção do próprio autor.

3.5.1 Projeto dos parâmetros do UCC28070

Além do projeto de controle de corrente e tensão, que será elaborado nesta seção, o circuito integrado UCC28070 necessita de alguns outros componentes externos adicionais. A seguir é realizado o

cálculo destes parâmetros seguindo a recomendação e as notas de aplicação do fabricante [40], [49].

Vale ressaltar que os valores a serem obtidos para cada uma das grandezas são aproximados para o valor comercial disponível.

3.5.1.1 Ajuste do limitador da corrente de pico

O UCC28070 possui um comparador ajustável limitador da corrente de pico que pode ser ajustado selecionando o resistor R_{pk1} e calculando o requerido resistor R_{pk2} . Para este projeto, assumindo o sinal sensorado da corrente de pico V_s de 3,7 V, a tensão de referência V_{ref} de 6 V, e o resistor R_{pk1} de 3,9 k Ω , determina-se o valor do resistor na equação (3.85).

$$R_{pk2} = \frac{V_s \cdot R_{pk1}}{V_{ref} - V_s} = 6,274 \cdot 10^3 \Omega \quad (3.85)$$

Assim sendo, fez-se a escolha dos resistores 5,6 k Ω e 680 Ω associados em série, resultando em uma resistência R_{pk2} de 6,28 k Ω .

Ainda, os resistores R_{rt} e R_{dmx} ajustam a máxima razão cíclica. O resistor R_{rt} é calculado na equação (3.86).

$$R_{rt} = \frac{7,5 \cdot 10^9}{f_s} = 107,1 \cdot 10^3 \Omega \quad (3.86)$$

Definiu-se a utilização de resistores nos valores de 100 k Ω e 6,8 k Ω associados em série, resultando em uma resistência de 106,8 k Ω para R_{rt} .

Assumindo a máxima razão cíclica D_{max} de 0,97, seleciona-se o valor do resistor R_{dmx} na equação (3.87).

$$R_{dmx} = R_{rt} \cdot (2 \cdot D_{max} - 1) = 100,4 \cdot 10^3 \Omega \quad (3.87)$$

Com base na equação (3.87), definiu-se o resistor R_{dmx} em 100 k Ω . Considerando uma tolerância de 5% para os resistores R_{rt} e R_{dmx} não é possível que a razão cíclica D atinja o valor unitário.

3.5.1.2 Programação da tensão de saída

Na sequência são determinados os valores dos resistores R_a e R_b do divisor resistivo da tensão de saída que são conectados ao pino 4 V_{SENSE} do circuito integrado. Desta forma, assumindo o resistor R_a de 270 k Ω , a equação (3.88) calcula o valor do resistor R_b que determina a tensão de saída do conversor.

$$R_b = \frac{\frac{V_{ref}}{2} \cdot R_a}{V_{out} - \frac{V_{ref}}{2}} = 2,04 \cdot 10^3 \Omega \quad (3.88)$$

Assim sendo, fez-se a opção em utilizar os resistores de 1,5 k Ω e 560 Ω em série, para o resistor R_b .

Adicionalmente, o divisor resistivo formado por R_a e R_b também determina o limite de proteção de sobretensão V_{ovp} , ou em inglês *over voltage protection threshold*.

$$V_{ovp} = 3,18 \cdot \frac{R_a + R_b}{R_b} = 419,976V \quad (3.89)$$

3.5.1.3 Ajuste do divisor da tensão de entrada

O UCC28070 também requer monitorar a tensão de entrada para uma operação adequada. Isto requer um divisor de tensão da entrada retificada para o pino 5 VINAC do circuito integrado. Por simplicidade, o UCC28070 foi projetado para usar os mesmos valores do divisor resistivo do pino V_{SENSE} , ou seja, resistores R_a e R_b projetados na seção anterior.

3.5.1.4 Configuração da malha de tensão

A malha de tensão é projetada utilizando as recomendações da nota de aplicação [49] da companhia *Texas Instruments*. A malha de controle de tensão é externa à malha de corrente, conforme já comentada. Esta, por sua vez, é responsável em compensar as variações da tensão na saída produzidas por eventuais variações de carga.

Assim sendo, considerando o ganho do amplificador de transcondutância de tensão g_{mv} de 70 μ S, e a tensão de referência deste amplificador V_{vref} de 3 V, conforme apresentado na Figura 21, determina-se o ganho de realimentação do divisor de tensão H, equação (3.90).

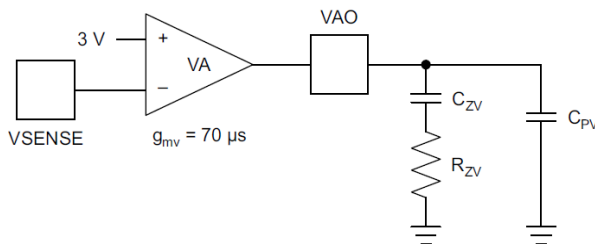
$$H = \frac{V_{vref}}{V_{out}} = 7,5 \cdot 10^{-3} \quad (3.90)$$

Com o intuito de obter a função de transferência dos compensadores apresentados na Figura 21, e deixando os mesmos em função de s, determina-se a impedância equivalente denominada de z_{eq} .

A impedância z_1 é determinada na equação (3.91) e é representada pela soma das impedâncias C_{zv} e R_{zv} .

$$z_1 = \frac{1}{s \cdot C_{zv}} + R_{zv} = \frac{1 + R_{zv} \cdot C_{zv} \cdot s}{s \cdot C_{zv}} \quad (3.91)$$

Figura 21 – Esquemático do amplificador de transcondutância de tensão com compensação



Fonte: Baseado em [49].

Na sequência é realizada a associação em paralelo das impedâncias z_1 e C_{pv} .

$$z_{eq} = z_1 // z_2 = \frac{\frac{1}{s \cdot C_{pv}} \cdot \frac{(1 + s \cdot R_{zv} \cdot C_{zv})}{s \cdot C_{zv}}}{\frac{1}{s \cdot C_{pv}} + \frac{(1 + s \cdot R_{zv} \cdot C_{zv})}{s \cdot C_{zv}}} \quad (3.92)$$

Na equação (3.93) é realizado o mínimo múltiplo comum.

$$z_{eq} = \frac{\frac{(s \cdot R_{zv} \cdot C_{zv} + 1)}{s^2 \cdot C_{pv} \cdot C_{zv}}}{\frac{s \cdot C_{zv} + s \cdot C_{pv} + s^2 \cdot R_{zv} \cdot C_{zv} \cdot C_{pv}}{s^2 \cdot C_{pv} \cdot C_{zv}}} \quad (3.93)$$

Em seguida os termos em comum são eliminados.

$$z_{eq} = \frac{(s \cdot R_{zv} \cdot C_{zv} + 1)}{s \cdot (s \cdot R_{zv} \cdot C_{zv} \cdot C_{pv} + C_{zv} + C_{pv})} \quad (3.94)$$

Na equação (3.95), todos os termos são divididos pela multiplicação dos termos R_{zv} e C_{zv} .

$$z_{eq} = \frac{\left(\frac{s \cdot R_{zv} \cdot C_{zv}}{R_{zv} \cdot C_{zv}} + \frac{1}{R_{zv} \cdot C_{zv}} \right)}{\frac{s}{R_{zv} \cdot C_{zv}} \cdot (s \cdot R_{zv} \cdot C_{zv} \cdot C_{pv} + C_{zv} + C_{pv})} \quad (3.95)$$

Em seguida os termos em comum são eliminados.

$$z_{eq} = \frac{\left(s + \frac{1}{R_{zv} \cdot C_{zv}} \right)}{\frac{s}{R_{zv} \cdot C_{zv}} \cdot (s \cdot R_{zv} \cdot C_{zv} \cdot C_{pv} + C_{zv} + C_{pv})} \quad (3.96)$$

Na sequência, reduzem-se os termos em comum no denominador.

$$z_{eq} = \frac{\left(s + \frac{1}{R_{zv} \cdot C_{zv}} \right)}{s \cdot \left(s \cdot C_{pv} + \frac{C_{zv} + C_{pv}}{C_{zv} \cdot R_{zv}} \right)} \quad (3.97)$$

Nas equações (3.98) e (3.99) os termos no denominador são reorganizados.

$$z_{eq} = \frac{\left(s + \frac{1}{R_{zv} \cdot C_{zv}} \right)}{s \cdot \left(s \cdot C_{pv} + \frac{C_{zv}}{C_{zv} \cdot R_{zv}} + \frac{C_{pv}}{C_{zv} \cdot R_{zv}} \right)} \quad (3.98)$$

$$z_{eq} = \frac{\left(s + \frac{1}{R_{zv} \cdot C_{zv}} \right)}{s \cdot C_{pv} \cdot \left(s + \frac{C_{zv}}{C_{zv} \cdot R_{zv} \cdot C_{pv}} + \frac{1}{C_{zv} \cdot R_{zv}} \right)} \quad (3.99)$$

Finalmente a função de transferência dos compensadores é apresentada na equação (3.100).

$$z_{eq} = \frac{1}{C_{pv}} \cdot \frac{1}{s} \cdot \frac{\left(s + \frac{1}{R_{zv} \cdot C_{zv}} \right)}{s + \frac{C_{zv} + C_{pv}}{C_{zv} \cdot R_{zv} \cdot C_{pv}}} \quad (3.100)$$

Como o controlador é um controlador do tipo PI (proporcional integral) com filtro, equação característica representada na equação (3.101), os termos desta são apresentadas nas equações (3.102) a (3.104).

$$FT_{PI+filtro} = k_c \cdot \frac{(s + \omega_{zv})}{s \cdot (s + \omega_{pv})} \quad (3.101)$$

$$k_c = \frac{1}{C_{pv}} \quad (3.102)$$

$$\omega_{zv} = \frac{1}{R_{zv} \cdot C_{zv}} \quad (3.103)$$

$$\omega_{pv} = \frac{C_{zv} + C_{pv}}{C_{zv} \cdot R_{zv} \cdot C_{pv}} \quad (3.104)$$

Adicionalmente, para o capacitor de saída escolhido, a ondulação de tensão pico a pico na saída, V_{ond_out} , é determinada na equação (3.105).

$$V_{ond_out} = \frac{2 \cdot P_{out}}{\eta} \cdot \frac{1}{V_{out} \cdot 2\pi \cdot 2 \cdot f_{rede} \cdot C_{out_equiv}} \quad (3.105)$$

$$V_{ond_out} = 7,932V$$

De acordo com [49], o ganho do amplificador de tensão de saída Δ_{vao} é de 3,2 V. Em seguida, calcula-se a impedância de saída Z_o , equação (3.106), e posteriormente dimensiona-se o capacitor C_{pv} , equação (3.107), com o intuito de atenuar a ondulação de baixa frequência nos capacitores de saída.

$$Z_o = \frac{\Delta_{vao} \cdot 0,03}{V_{ond_out} \cdot H \cdot g_{mv}} = 23,05 \cdot 10^3 \Omega \quad (3.106)$$

$$C_{pv} = \frac{1}{2\pi \cdot 2 \cdot f_{rede} \cdot Z_o} = 57,53 \cdot 10^{-9} F \quad (3.107)$$

Sendo assim, fez-se a escolha de um capacitor C_{pv} de 68 nF.

Visando o mais elevado fator de potência possível, a frequência de cruzamento da malha de tensão f_{cv} precisa ser ajustada baseada na equação (3.108).

$$f_{cv} = \sqrt{H \cdot g_{mv} \cdot \frac{\eta}{\Delta_{vao}} \cdot \frac{1}{2\pi \cdot C_{out_equiv} \cdot V_{out}} \cdot \frac{1}{2\pi \cdot C_{pv}}} \quad (3.108)$$

$$f_{cv} = 13,519 \text{ Hz}$$

O resistor de compensação de tensão R_{zv} é então dimensionado para colocar um zero na frequência de cruzamento da malha de tensão do conversor.

$$R_{zv} = \frac{1}{2\pi \cdot f_{cv} \cdot C_{pv}} = 173,1 \cdot 10^3 \Omega \quad (3.109)$$

Logo, fez-se a escolha de uma resistência de 180 k Ω para R_{zv} .

Adicionalmente, um capacitor de compensação C_{zv} é utilizado para aumentar o ganho CC da malha de tensão e dar uma margem de fase adicional antes do cruzamento. O zero adicionado para a malha de tensão precisa ser ajustado para 1/10 da frequência de cruzamento.

$$C_{zv} = \frac{1}{2\pi \cdot \frac{f_{cv}}{10} \cdot R_{zv}} = 654 \cdot 10^{-9} F \quad (3.110)$$

Assim sendo, definiu-se um capacitor de 680nF para C_{zv} .

As equações seguintes podem ser utilizadas para estimar o ganho da rede de compensação de tensão, o ganho do estágio de potência da malha de tensão e o ganho da malha de tensão. Estas equações podem também ser utilizadas para checar graficamente a estabilidade da malha.

O ganho da rede de compensação de tensão G_{cv} em função da frequência f_{bode} é determinado via equação (3.112).

$$f_{bode} = 1\text{Hz}, 2\text{Hz}..1000\text{Hz} \quad (3.111)$$

$$G_{cv}(f_{bode}) = H \cdot g_{mv} \cdot \frac{1 + (j \cdot 2\pi \cdot f_{bode} \cdot R_{zv} \cdot C_{zv})}{[j \cdot 2\pi \cdot f_{bode} \cdot (C_{zv} + C_{pv})] \cdot \left[\frac{(j \cdot 2\pi \cdot f_{bode} \cdot R_{zv} \cdot C_{zv} \cdot C_{pv})}{C_{zv} + C_{pv}} + 1 \right]} \quad (3.112)$$

O ganho do estágio de potência da malha de tensão G_{psv} em função da frequência f_{bode} é determinado pela equação (3.113).

$$G_{psv}(f_{bode}) = \frac{\frac{P_{out}}{\eta}}{\Delta_{vao}} \cdot \frac{1}{j \cdot (2\pi \cdot f_{bode} \cdot C_{out_equiv}) V_{out}} \quad (3.113)$$

O ganho da malha de tensão T_{vdb} em dB e a fase em função da frequência f_{bode} são determinados pelas equações (3.114) e (3.115), respectivamente.

$$T_{vdb}(f_{bode}) = 20 \cdot \log(|G_{psv}(f_{bode}) \cdot G_{cv}(f_{bode})|) \quad (3.114)$$

$$\theta_v(f_{bode}) = \arg(G_{psv}(f_{bode}) \cdot G_{cv}(f_{bode})) \cdot \frac{180}{\pi} \quad (3.115)$$

As Figuras 22 e 23 apresentam o ganho da malha de tensão e a fase em função da frequência, respectivamente. A partir destas figuras pode ser observado que a malha de tensão cruza por zero a aproximadamente 13,5 Hz, com uma margem de fase aproximada de 41°. A margem de fase MF_v é definida pela equação (3.116).

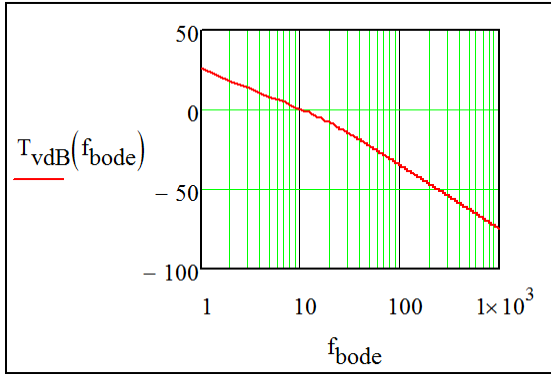
$$MF_v = \theta_v(f_{cv}) + 180 = -138,879 + 180 = 41,121^\circ \quad (3.116)$$

3.5.1.5 Configuração da malha de corrente

A malha de corrente tem o intuito de fornecer um sinal de controle adequado para manter a corrente de entrada senoidal e em fase com a forma de onda da tensão de entrada. Sendo assim, o conversor poderá operar com um fator de potência muito próximo do valor unitário, e ainda atender as normas e recomendações existentes.

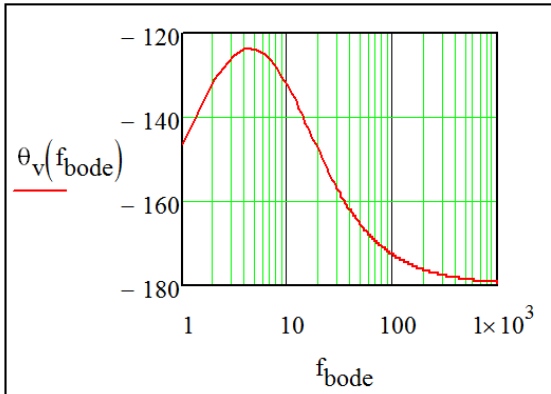
Levando em consideração o valor de pico da corrente no indutor I_{pico} , equação (3.7), e o uso do sensor Hall de corrente modelo LTSR 15-NP, com um valor eficaz nominal de corrente no primário I_{pn} de 15 A, determina-se a tensão de saída do sensor Hall, equação (3.117).

Figura 22 – Curva de ganho da FTMA da malha de tensão em função da frequência



Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 23 – Fase em função da frequência



Fonte: Produção do próprio autor.

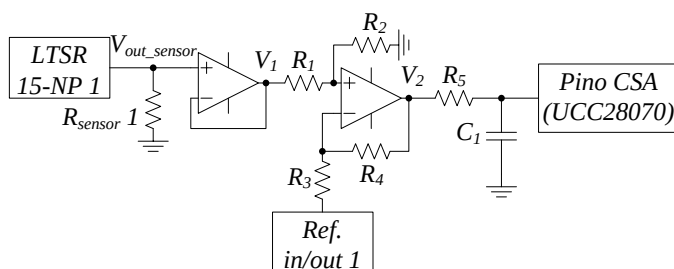
$$V_{out_sensor} = 0,625 \cdot \left(\frac{I_{pico}}{I_{pn}} \right) = 0,282V \quad (3.117)$$

Em seguida calcula-se o ganho do sensor Hall, G_{sensor} .

$$G_{sensor} = \left(\frac{V_{out_sensor}}{I_{pico}} \right) \cong 0,042 \quad (3.118)$$

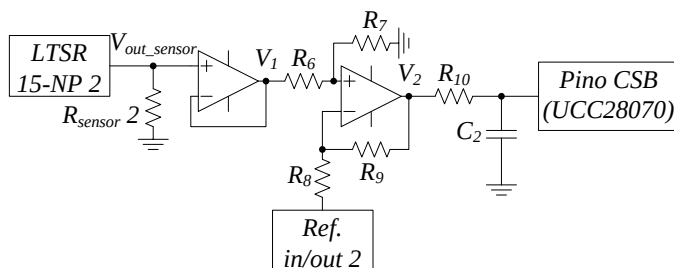
Adicionalmente, de acordo com [50], considera-se uma resistência de carga R_{load} na saída do sensor de 2,2 k Ω . Esta resistência de carga R_{load} está representada pelos resistores $R_{sensor1}$ e $R_{sensor2}$ nas Figuras 24 e 25, respectivamente. Os circuitos representados nestas figuras tem a função de eliminar o *offset* dos sensores Hall de corrente empregados. Eles são compostos por um seguidor de tensão, primeiro amplificador operacional mostrado nas figuras, o qual tem o objetivo de desacoplar os sinais e permitir que os resistores $R_{sensor1}$ e $R_{sensor2}$ não interfiram no circuito do amplificador subtrator. Neste, por sua vez, existe uma conexão com o pino de referência *in/out* dos sensores Hall de corrente, visando eliminar o *offset* de 2,5 V no sinal de saída do mesmo. Ainda, anteriormente ao sinal enviado para os pinos CSA e CSB do UCC28070, os quais recebem os sinais lidos de corrente dos indutores L_1 e L_2 , há um resistor e capacitor caracterizando um filtro *antialiasing*, também conhecido como um filtro passa baixa analógico.

Figura 24 – Circuito amplificador subtrator da corrente no indutor L_1



Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 25 – Circuito amplificador subtrator da corrente no indutor L_2



Fonte: Produção do próprio autor.

Em seguida, levando em consideração a tensão no nó V_1 de 0,282 V, a qual é a mesma tensão que V_{out_sensor} , calcula-se a tensão no

nó V_2 com base na equação característica para o amplificador subtrator, equação (3.119). Nesta, a resistência R_b refere-se às resistências R_2 , R_4 , R_7 e R_9 das Figuras 24 e 25, sendo o valor de 4,7 k Ω . De forma análoga, a resistência R_a refere-se às resistências R_1 , R_3 , R_6 e R_8 das Figuras 24 e 25, sendo o valor de 1 k Ω . Vale salientar que as resistências R_a e R_b foram definidas visando atender a faixa de tensão permitida para o pino CSA e CSB do UCC28070, sendo que esta deve ser de -0,5 V a 7 V.

$$V_2 = 0,302 \cdot \frac{R_b}{R_a} = 1,325V \quad (3.119)$$

Com relação ao filtro antialiasing, visando atender a escolha de valores comerciais de resistor e capacitor, e ainda atender uma frequência de corte f_c acima de 70 kHz, isto é, a frequência de comutação do conversor, foi definida uma f_c de 72,34 kHz. O valor dos capacitores C_1 e C_2 das Figuras 24 e 25 foram definidos em 2,2 nF. Assim sendo, o valor dos resistores R_5 e R_{10} são definidos na equação (3.120).

$$R_{5,10} = \frac{1}{2\pi \cdot f_c \cdot C_{1,2}} = 1k\Omega \quad (3.120)$$

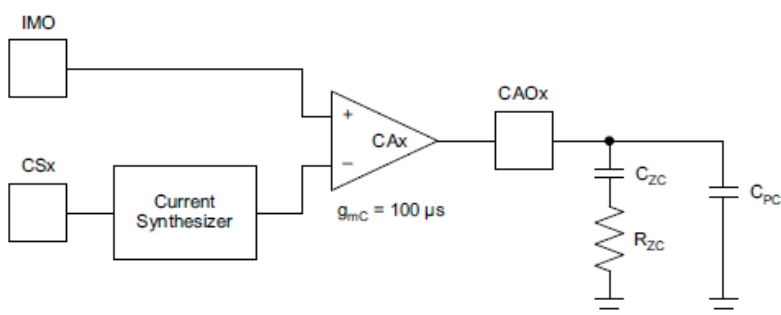
Considerando o ganho do amplificador de transcondutância de corrente g_{mc} de 100 μ S, conforme apresentado na Figura 26, é necessário definir o valor de resistência que será conectada ao pino de referência dos compensadores de corrente, pino 6 (IMO) do UCC28070. No detalhe da Figura 26 há um bloco denominado sintetizador de corrente (*current synthesizer*), responsável em reproduzir a corrente nos indutores quando se opta monitorar a corrente nos interruptores do conversor. No entanto, como as correntes já estão sendo lidas diretamente nos indutores, recomenda-se conectar o pino 7 (RSYNTH) do UCC28070 ao pino 13 (VREF). Vale ressaltar que o tipo de controlador empregado na malha de corrente é o mesmo que o utilizado na malha de tensão, ou seja, controlador PI com filtro.

O bloco multiplicador do circuito integrado UCC28070, conforme já comentado anteriormente, gera uma referência de corrente a qual representa o formato da onda desejada e uma amplitude proporcional da corrente de entrada. Esta corrente é então convertida para um sinal de tensão de referência pelo resistor R_{IMO} .

Uma grande vantagem no uso do UCC28070 é a existência do bloco K_{VFF} . O bloco K_{VFF} , ou *feed-forward*, proposto na Figura 19 opera de tal forma que detecta a transição de pico da tensão de entrada V_{in}

através de 7 limites e gera um fator K_{VFF} equivalente dentro de 8 faixas. A Tabela 15 apresenta a relação entre as várias tensões de pico de entrada e o termo K_{VFF} correspondente destinado ao bloco multiplicador. O grande benefício em fazer o uso desta técnica é que os fatores K_{VFF} eliminam qualquer contribuição à distorção na saída do multiplicador, ao contrário de um filtro externo na tensão de entrada que conteria inevitavelmente componentes de segunda harmônica de distorção.

Figura 26 – Esquemático do amplificador de transcondutância de corrente com compensação



Fonte: [49].

Assim sendo, de acordo com a tabela 15, para um pico na tensão de entrada de 311 V, a tabela sugere a escolha de um fator K_{VFF} de 2,922 e V_{inac} de 2,3325 V. Ainda, a saída do amplificador de erro de tensão VAO (V_{vaomax}) é grampeada em 5 V, o qual representa a potência de saída PFC máxima. Contudo, a equação (3.121) apresenta o cálculo da corrente de saída do multiplicador, ou IMO.

Tabela 15 – Relação entre tensão de pico V_{in} e fator K_{VFF} correspondente

Nível	V_{in} - Tensão de pico (V)	V_{inac} - Tensão de pico (V)	K_{VFF} (V ²)
1	< 133	$V_{inac} \leq 1,00$	0,398
2	133-160	$1,00 \leq V_{inac} < 1,20$	0,600
3	160-187	$1,20 \leq V_{inac} < 1,40$	0,839
4	187-220	$1,40 \leq V_{inac} < 1,65$	1,156
5	220-260	$1,65 \leq V_{inac} < 1,95$	1,604
6	260-300	$1,95 \leq V_{inac} < 2,25$	2,199
7	300-345	$2,25 \leq V_{inac} < 2,60$	2,922
8	> 345	$2,60 \leq V_{inac}$	3,857

Fonte: Baseado em [49].

$$IMO = \frac{[17 \cdot 10^{-6} \cdot V_{inac} \cdot (V_{vaomax} - 1)]}{K_{VFF}} = 54,28 \mu A \quad (3.121)$$

Com base na corrente IMO e na tensão no nó V₂ calculada anteriormente, determina-se a resistência R_{IMO} que deve ser conectada no pino 6 (IMO) do UCC28070 em relação ao terra.

$$R_{IMO} = \frac{V_2}{IMO} = 24,41 \cdot 10^3 \Omega \quad (3.122)$$

Portanto, fez-se a escolha dos resistores de 22 kΩ e 2,2 kΩ associados em série para o resistor R_{IMO}.

A frequência de cruzamento por 0 dB da função de transferência em malha aberta (FTMA) da malha de corrente em um conversor PFC é geralmente projetada para cruzar entre 1/10 e 1/6 a frequência de comutação do conversor. A curva de ganho da FTMA da malha de corrente neste projeto foi projetada para cruzar em 1/10 a frequência de comutação. Tendo em vista compensar a malha de corrente, é requerido calcular o ganho do estágio de potência da malha de corrente (G_{psc}) no cruzamento da malha de corrente e propriamente selecionar os componentes passivos (compensadores) R_{zc1}, R_{zc2}, C_{zc1}, C_{zc2}, C_{pc1} e C_{pc2}. Considerando a amplitude da rampa de tensão PWM (ΔV_{ramp}) de 4 V, a equação (3.123) determina o ganho do estágio de potência da malha de corrente.

$$G_{psc} = \frac{V_{out} \cdot V_{out_sensor}}{2\pi \cdot \frac{f_s}{10} \cdot L \cdot \Delta V_{ramp} \cdot I_{pico}} \cong 0,091 \quad (3.123)$$

$$R_{zc,zc1,zc2} = \frac{1}{g_{mc} \cdot G_{psc}} = 110,4 \cdot 10^3 \Omega \quad (3.124)$$

$$C_{zc,zc1,zc2} = \frac{1}{2\pi \cdot \frac{f_s}{10} \cdot R_{zc}} = 206,7 pF \quad (3.125)$$

$$C_{pc,pc1,pc2} = \frac{1}{2\pi \cdot \frac{f_s}{4} \cdot R_{zc}} = 82,68 pF \quad (3.126)$$

Com base na equação (3.124), fez-se a escolha de resistores de 100 kΩ e 10 kΩ associados em série. Já com relação à equação (3.125),

optou-se pelo uso do capacitor de 220 pF. Finalmente, de acordo com a equação (3.126), fez-se a escolha do capacitor de 82 pF.

Contudo, as equações seguintes podem ser utilizadas para verificar o ganho teórico da malha de corrente (T_{cdB}) em função da frequência e a fase (θ_c) em função da frequência. Estas equações podem também ser utilizadas para checar graficamente a estabilidade da malha.

$$f_{bodec} = 1010Hz, 1020Hz..10^5 Hz \quad (3.127)$$

O ganho teórico da malha de corrente (T_{cdB}) em função da frequência é representado na equação (3.131), sendo dividido em 3 parcelas, Pa1, Pa2 e Pa3, conforme apresentado a seguir.

$$Pa1(f_{bodec}) = \frac{V_{out} \cdot V_{out_sensor}}{j \cdot (2\pi \cdot f_{bodec} \cdot L \cdot \Delta V_{ramp} \cdot I_{pico})} \quad (3.128)$$

$$Pa2 = g_{mc} \quad (3.129)$$

$$Pa3(f_{bodec}) = \frac{j \cdot (2\pi \cdot f_{bodec} \cdot R_{zc} \cdot C_{zc}) + 1}{[j \cdot (2\pi \cdot f_{bodec} \cdot (C_{zc} + C_{pc}))]} \cdot \frac{1}{\left[\frac{j \cdot (2\pi \cdot f_{bodec} \cdot R_{zc} \cdot C_{zc} \cdot C_{pc})}{C_{zc} + C_{pc}} + 1 \right]} \quad (3.130)$$

$$T_{cdB}(f_{bodec}) = 20 \cdot \log(|Pa1(f_{bodec}) \cdot Pa2 \cdot Pa3(f_{bodec})|) \quad (3.131)$$

O cálculo da fase (θ_c) em função da frequência é determinado pela equação (3.132).

$$\theta_c(f_{bodec}) = \arg(Pa1(f_{bodec}) \cdot Pa2 \cdot Pa3(f_{bodec})) \cdot \frac{180}{\pi} \quad (3.132)$$

A frequência de cruzamento da malha de corrente f_{cxo} é determinada pela equação (3.133).

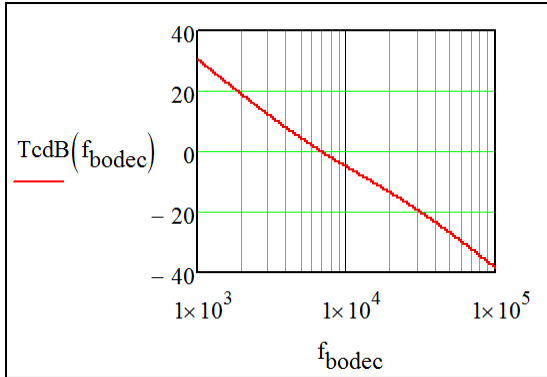
$$f_{cxo} = \frac{(V_{out} \cdot V_{out_sensor})}{I_{pico} \cdot \Delta V_{ramp} \cdot 2\pi \cdot L} \cdot g_{mc} \cdot R_{zc} \cong 7kHz \quad (3.133)$$

As Figuras 27 e 28 apresentam a curva de ganho da função de transferência em malha aberta da malha de corrente e a fase em função da frequência, respectivamente. A partir destas figuras pode ser observado que a malha de corrente cruza por zero a aproximadamente 7

kHz, com uma margem de fase aproximada de 31° . A margem de fase MF_i é definida pela equação (3.134).

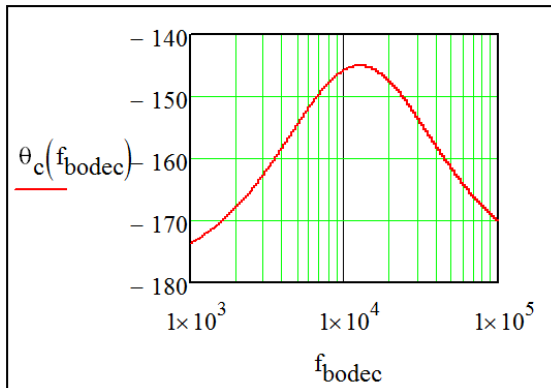
$$MF_i = \theta_c(f_{\infty}) + 180 = -149,376 + 180 \cong 31^\circ \quad (3.134)$$

Figura 27 – Curva de ganho da FTMA da malha de corrente



Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 28 – Curva de fase da FTMA da malha de corrente



Fonte: Produção do próprio autor.

3.5.1.6 Configuração da partida suave

Para ter-se uma partida suave controlada o capacitor C_{ss} , capacitor conectado ao pino 18 (SS) do UCC28070 em relação ao terra, precisa ser definido ao menos com o mesmo valor do capacitor C_{zv} ou maior. Isto significa que o projeto tem um tempo mínimo de partida

suave baseado no capacitor C_{zv} , conforme apresentado na equação (3.135).

$$t_{ss\min} = \frac{2,25 \cdot C_{zv}}{0,00001} = 0,153s \quad (3.135)$$

O tempo da partida suave pode ser definido com o capacitor C_{ss} uma vez que a quantidade de tempo da partida suave t_{ss} tem sido determinada. O requerimento de projeto original foi ter 200 ms de tempo para partida suave t_{ss} . A capacitância calculada necessária para este tempo de partida suave é menor que a capacitância requerida mínima.

$$C_{ss} = \frac{0,00001 \cdot t_{ss}}{2,25} = 889nF \quad (3.136)$$

Desta forma, optou-se pela escolha do mesmo valor de capacitância para o capacitor C_{ss} em relação ao capacitor C_{zv} . Assim sendo, a capacitância C_{ss} é de 680 nF.

3.5.1.7 Espectro de propagação de EMI

Condiz em modular a frequência de comutação para obter uma redução em ruído de EMI conduzida. O UCC28070 implementa um método de modulação triangular o qual resulta em um mesmo período gasto a cada ponto ao longo da faixa da frequência de comutação. Esta faixa total da frequência mínima a máxima é centralizada em torno da frequência de comutação nominal.

O resistor R_{rdm} e o capacitor C_{cdr} , equações (3.137) e (3.138) respectivamente, programam a magnitude e a taxa da frequência. Para este projeto a magnitude da frequência (f_{dm}) foi definida em 20 kHz e a taxa da frequência (f_{dr}) foi definida em 10 kHz. A frequência oscilará de aproximadamente 60 kHz até 80 kHz a uma taxa de 10 kHz.

$$R_{rdm} = \frac{937,5 \cdot 10^6}{f_{dm}} = 46,88 \cdot 10^3 \Omega \quad (3.137)$$

Definindo um valor comercial para o resistor R_{rdm} , fez-se a escolha da resistência de 47 k Ω .

$$C_{cdr} = \frac{0,0667 \cdot 10^{-9} \cdot R_{rdm}}{f_{dr}} = 313,5pF \quad (3.138)$$

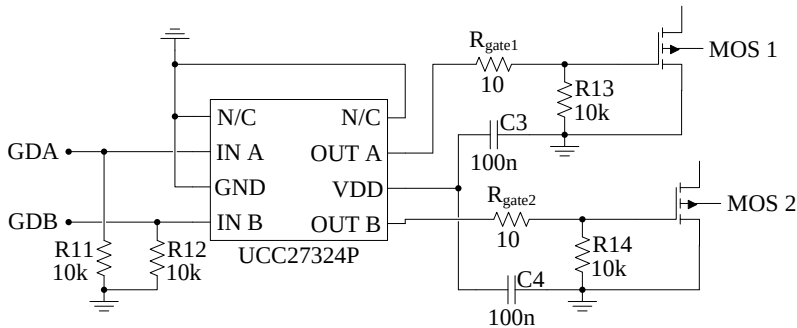
Com relação ao capacitor C_{cdr} , o valor de capacitância determinado é de 330 pF.

3.5.1.8 Circuito de comando dos interruptores

Em função da escolha de interruptores de tecnologia MOSFET, é necessário realizar a seleção de um *driver* que faça o acionamento deste semiconductor. Então, foi adotado o *driver* UCC27324 da *Texas Instruments*, o qual oferece as características necessárias para a aplicação e implementação do protótipo do conversor. Este *driver* possui dois canais independentes em um mesmo encapsulamento, possibilita correntes de pico de 4 A, os quais o tornam um potencial circuito de comando para os interruptores deste projeto [41].

A Figura 29 ilustra o esquema de ligação do *driver* UCC27324 com o circuito integrado UCC28070 (pinos GDA e GDB), e ainda com o *gate* e o *source* dos interruptores (MOS 1 e MOS 2). Vale ressaltar que o esquema de ligação proposto para este *driver* foi baseado em [40].

Figura 29 – Esquema de ligação do *driver* UCC27324



Fonte: Produção do próprio autor.

4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS

Neste capítulo os resultados de simulação são apresentados na seção 4.1 e, os resultados experimentais, na seção 4.2.

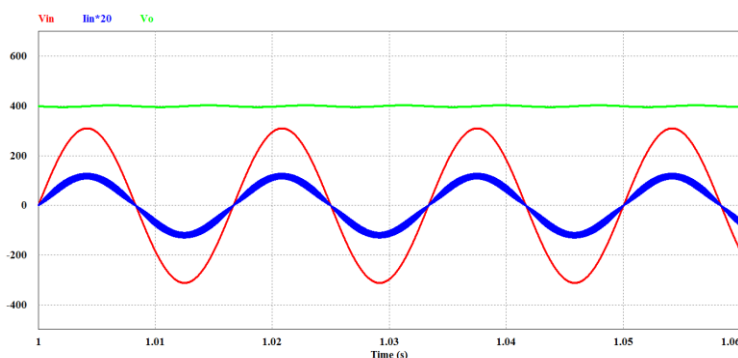
4.1 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Nesta seção os circuitos de potência, de comando e de controle são simulados no *software* PSIM (*Power Simulator*), obtendo então as principais formas de onda das grandezas elétricas nos elementos passivos, ativos e demais componentes pertinentes. Juntamente com cada resultado de simulação apresentado, são realizadas análises acerca do comportamento destas grandezas elétricas.

Assim sendo, os Apêndices A e B apresentados no final deste trabalho contemplam, respectivamente, os circuitos de potência e os circuitos de comando e de controle utilizados nas simulações. Com relação aos circuitos de potência apresentados, estes compreendem a estrutura do conversor proposto neste trabalho e diferem unicamente pela carga fixa e variável, sendo a última utilizada para avaliar a resposta dinâmica.

Portanto, a Figura 30 apresenta as formas de onda da tensão de entrada, da corrente de entrada e da tensão de saída. Nesta figura, verifica-se que a corrente de entrada está em fase com a tensão de entrada e ainda possui um formato senoidal. Em relação à tensão de saída, nota-se uma ondulação de baixa frequência.

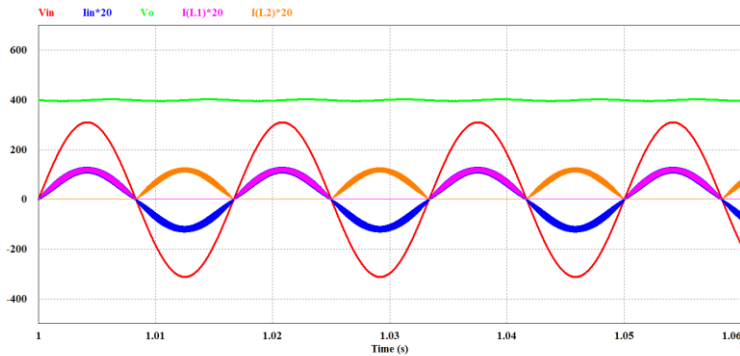
Figura 30 – Tensão de entrada (em vermelho), corrente de entrada (x20 - em azul) e tensão de saída (em verde)



Fonte: Produção do próprio autor.

A Figura 31 apresenta as formas de onda citadas anteriormente além das formas de onda das correntes nos indutores L_1 e L_2 , ficando evidente a operação em cada semi-ciclo. Isto ocorre em função da defasagem de 180° entre os dois PWMs.

Figura 31 – Tensão de entrada (em vermelho), corrente de entrada (x20 - em azul), tensão de saída (em verde), corrente em L_1 (x20 - rosa) e corrente em L_2 (x20 - laranja)



Fonte: Produção do próprio autor.

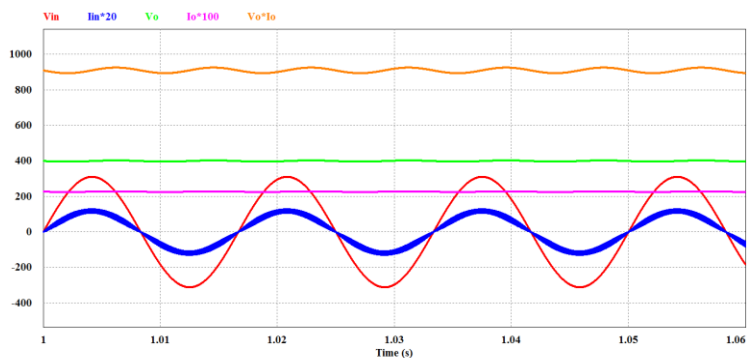
A Figura 32 apresenta além das formas de onda da Figura 30, outras grandezas elétricas, sendo que podem ser destacadas a corrente na saída e a potência de saída. Vale ressaltar que a potência de saída está sendo considerada para uma carga R_o de $175,8 \Omega$ ao invés de R_o de 160Ω (carga nominal). Isto se deve ao fato da disponibilidade da carga R_o de $175,8 \Omega$ em laboratório.

A Figura 33 contempla as formas de onda da tensão de entrada e corrente de entrada. Com base nestas, é apresentado em detalhe o fator de potência (FP) de 0,997 e a THD de corrente de 7,7%.

Nas Figuras 34 e 35 são apresentadas as formas de onda das correntes nos interruptores Q_1 e Q_2 e as correntes nos diodos D_1 e D_2 , respectivamente. Nestas verificam-se a modulação em alta frequência e a defasagem existente.

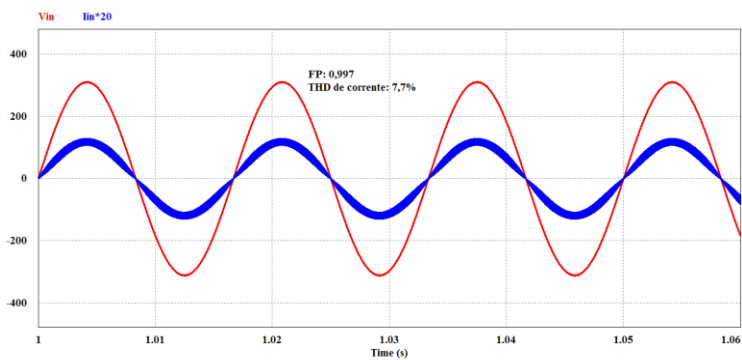
A Figura 36 contempla as formas de onda das correntes nos diodos D_a e D_b . Nota-se a defasagem existente e que a modulação destas correntes não se dá em alta frequência.

Figura 32 – Tensão de entrada (em vermelho), corrente de entrada (x20 - em azul), tensão de saída (em verde), corrente na saída (x100 - rosa) e potência na saída (laranja)



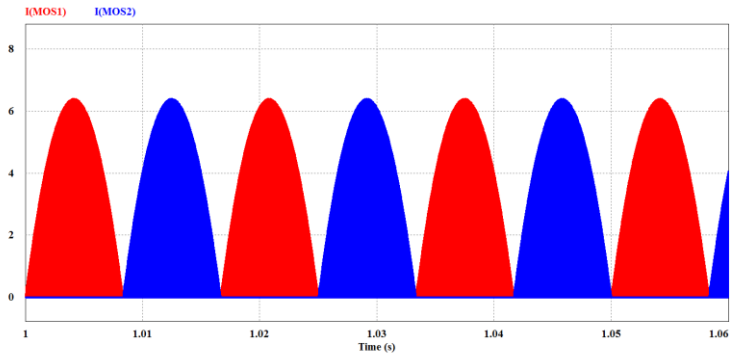
Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 33 – Tensão de entrada (em vermelho), corrente de entrada (x20 - em azul).



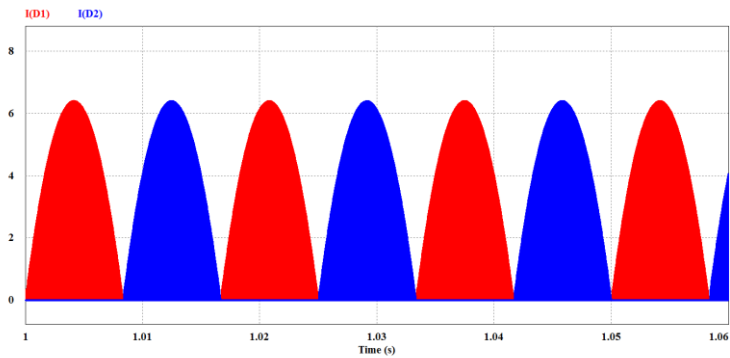
Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 34 – Corrente no interruptor Q_1 (em vermelho), corrente no interruptor Q_2 (em azul)



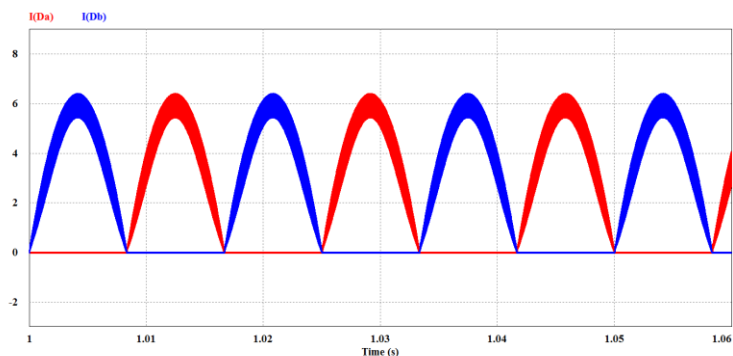
Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 35 – Formas de onda da corrente no diodo D_1 (em vermelho), corrente no diodo D_2 (em azul)



Fonte: Produção do próprio autor.

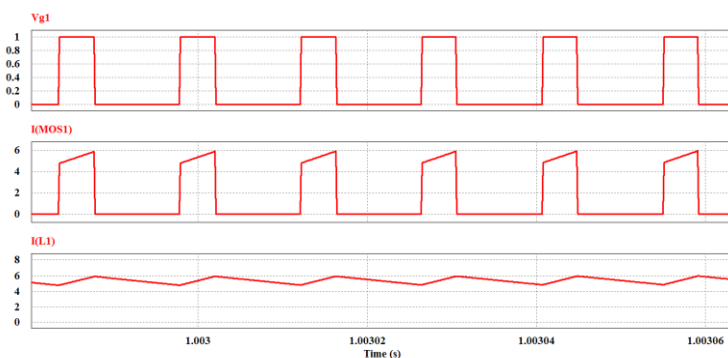
Figura 36 – Corrente no diodo D_a (em vermelho), corrente no diodo D_b (em azul)



Fonte: Produção do próprio autor.

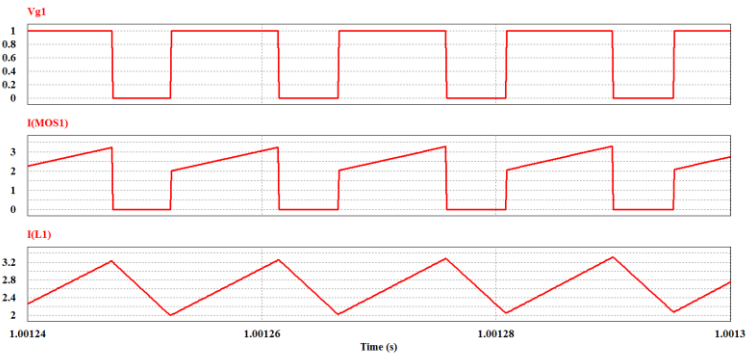
As Figuras 37 e 38 apresentam as formas de onda dos pulsos de comando do interruptor Q_1 , a corrente que circula pelo interruptor Q_1 e a corrente que circula no indutor L_1 para uma razão cíclica D menor e maior que 0,5, respectivamente. Os formatos destas formas de onda correspondem às formas de onda esperadas teoricamente.

Figura 37 – Pulso de comando do interruptor Q_1 , corrente no interruptor Q_1 e corrente no indutor L_1 para $D < 0,5$



Fonte: Produção do próprio autor.

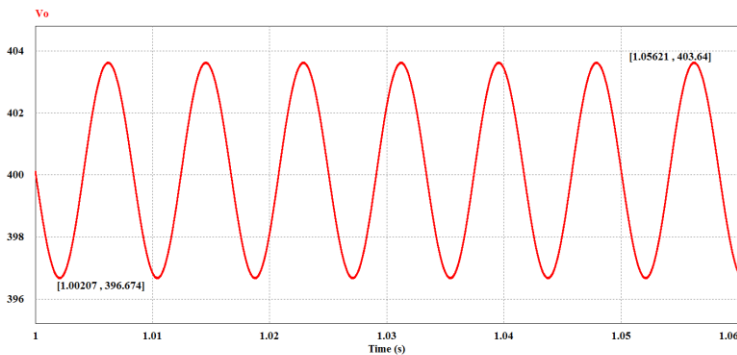
Figura 38 – Pulso de comando do interruptor Q_1 , corrente no interruptor Q_1 e corrente no indutor L_1 para $D > 0,5$



Fonte: Produção do próprio autor.

A Figura 39 apresenta a forma de onda da ondulação da tensão de saída. Conforme especificação de projeto foi determinada uma ondulação máxima ΔV de 5% da tensão de saída, ou seja 20V, sendo que uma ondulação maior pode influenciar na vida útil dos acumuladores de energia. No detalhe da figura nota-se que a ondulação varia de 396,67 V a 403,64 V, isto é, aproximadamente 7 V de ondulação.

Figura 39 – Ondulação da tensão de saída

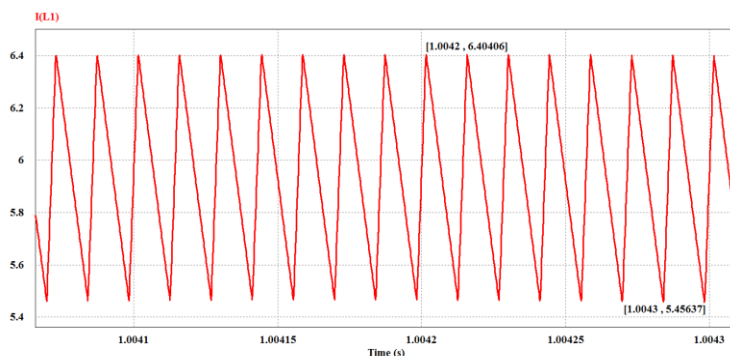


Fonte: Produção do próprio autor.

A Figura 40 apresenta a forma de onda da ondulação da corrente no indutor. De forma análoga a ondulação de tensão, a especificação de projeto para a máxima ondulação da corrente no

indutor Δ_{ILmax} é de 20%, ou seja, no valor de 0,957 A. No detalhe da figura nota-se que a ondulação varia em torno de 5,45 A a 6,40 A, resultando em uma ondulação aproximada de 0,95 A.

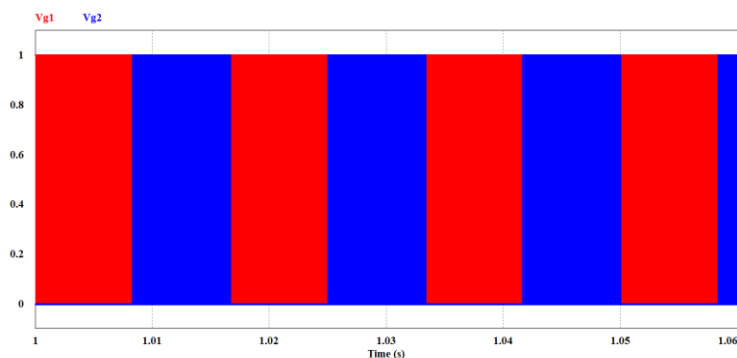
Figura 40 – Ondulação da corrente no indutor



Fonte: Produção do próprio autor.

A Figura 41 contempla a forma de onda dos pulsos de comando dos interruptores Q_1 e Q_2 . Nesta verifica-se a defasagem dos dois PWMs.

Figura 41 – Pulso de comando do interruptor Q_1 (em vermelho), pulso de comando do interruptor V_{g2} (em azul)

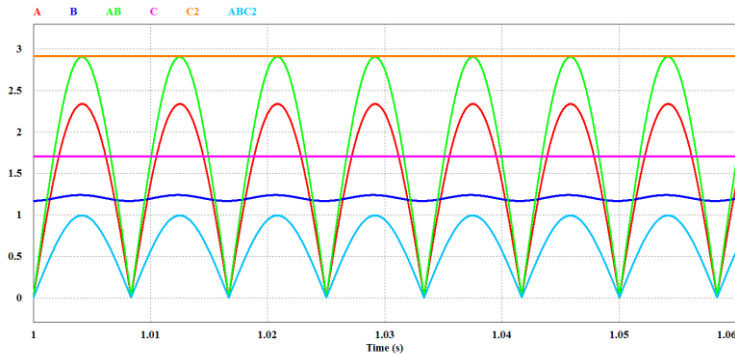


Fonte: Produção do próprio autor.

Na Figura 42 são apresentados alguns sinais que fazem parte da estrutura de controle do circuito integrado UCC28070. O sinal A faz referência a tensão de entrada retificada e atenuada, enquanto que o sinal

B refere-se a saída do compensador de tensão. Sendo assim, o sinal AB é o produto dos sinais A e B. Os sinais C e C2 fazem referência ao filtro passa baixa, sendo que o sinal C2, ou C^2 , é a multiplicação de C por C. Finalmente, o sinal ABC2 representa a saída do bloco multiplicador do UCC28070, ou pino 6 denominado IMO, e também representa a referência para os sinais de corrente lidos nos indutores L_1 e L_2 .

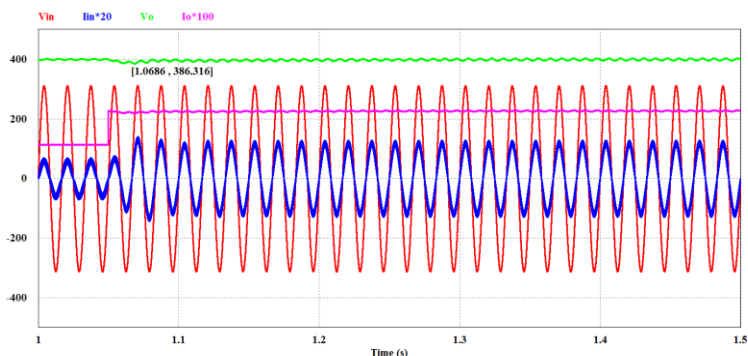
Figura 42 – Sinais do bloco multiplicador: A (em vermelho), B (em azul escuro), AB (em verde), C (em rosa), C2 (em laranja) e ABC2 (em azul claro)



Fonte: Produção do próprio autor.

Finalmente, visando avaliar a resposta e a eficiência dos controladores projetados, a Figura 43 contempla um degrau de carga de 50% para 100% da corrente nominal, alterando o valor da corrente de saída ou corrente de carga de 1,14 A para 2,28 A. Assim sendo, verifica-se uma pequena atenuação na tensão de saída no valor aproximado de 386 V, sendo que a tensão de saída leva em torno de 200 ms para restabelecer o valor de 400 V. Este período de 200 ms foi previsto levando em consideração uma malha de tensão lenta, isto é, uma frequência de cruzamento por zero de 13,5 Hz.

Figura 43 – Degrau de carga: tensão de entrada (em vermelho), corrente de entrada (x20 - em azul), tensão de saída (em verde), corrente na saída (x100 - rosa)



Fonte: Produção do próprio autor.

4.2 IMPLEMENTAÇÃO E ANÁLISE DOS RESULTADOS EXPERIMENTAIS

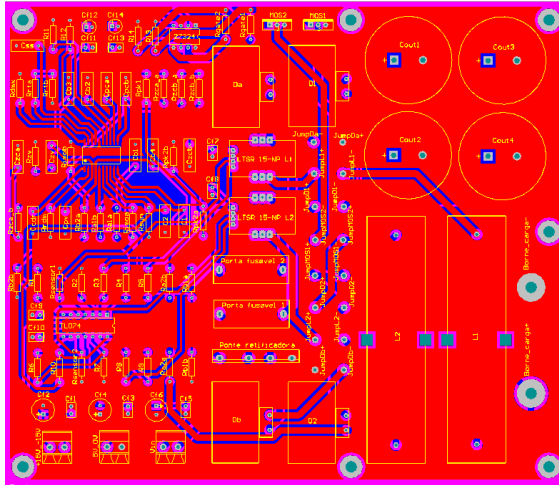
A seguir é apresentado o leiaute da placa de circuito impresso (PCI) projetada, e ainda os resultados experimentais coletados em laboratório.

4.2.1 Projeto da placa de circuito impresso

Com base no estudo e no projeto do conversor proposto neste trabalho, foi elaborado o projeto da placa de circuito impresso com o auxílio da ferramenta *Altium Designer*. Vale ressaltar que o projeto desta foi baseado nas considerações e recomendações existentes em [49].

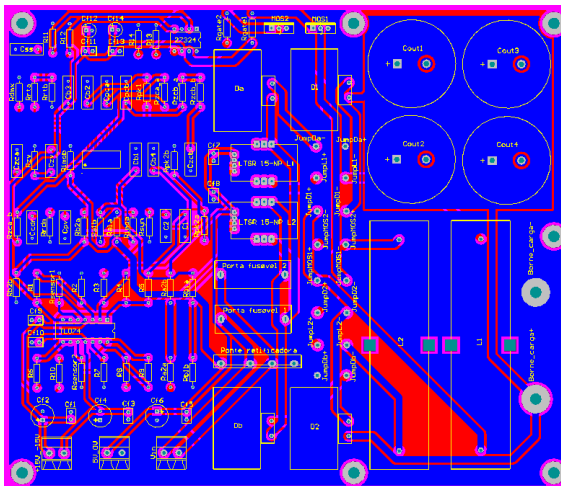
O circuito esquemático contendo os componentes de potência, comando e controle, e as suas respectivas conexões, estão representadas no Apêndice C deste trabalho. Com relação à confecção da PCI, esta foi elaborada levando em consideração duas camadas (*layers*), permitindo desta forma minimizar as dimensões da placa e consequentemente permitindo maximizar a densidade de potência da PCI. Contudo, as Figuras 44 e 45 apresentam o leiaute das camadas superior (*top layer*) e inferior (*bottom layer*), respectivamente.

Figura 44 – Camada superior da PCI projetada



Fonte: Produção do próprio autor.

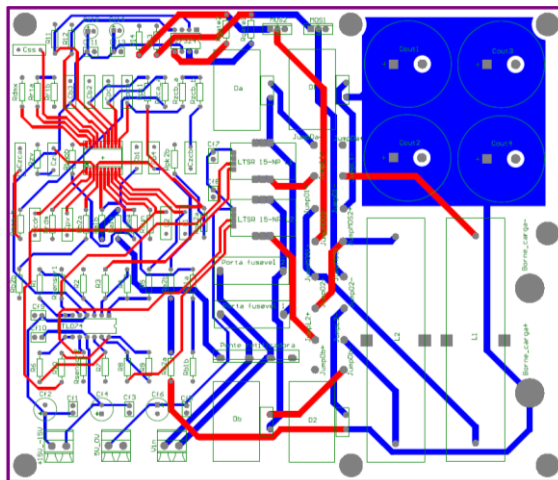
Figura 45 – Camada inferior da PCI projetada



Fonte: Produção do próprio autor.

A Figura 46 contempla a placa de circuito impresso projetada contendo as trilhas em ambas as camadas, superior e inferior, e sem os planos de terra com o intuito de permitir a visualização e o espaçamento entre as trilhas.

Figura 46 – PCI com as trilhas e sem os planos de terra



Fonte: Produção do próprio autor.

No final deste trabalho, o Apêndice D apresenta a lista de componentes utilizados para a confecção da placa de circuito impresso. Nesta são apresentados todos os componentes, incluindo os componentes de potência, de comando e de controle.

4.2.2 Resultados experimentais

Nesta seção são apresentados os resultados experimentais e as formas de onda contemplando os esforços de corrente e tensão relevantes para os elementos do protótipo do conversor.

Vale ressaltar que foi utilizado um resistor de carga R_o de 175,8 Ω ao invés de 160 Ω , devido a disponibilidade do valor de carga em laboratório. A seguir são listados os equipamentos utilizados para a coleta dos resultados experimentais:

- Fonte de alimentação Politem, modelo POL-16E;
- Osciloscópio digital Tektronix, modelo MDO4054B-3;
- Analisador de potência Tektronix, modelo PA4000;
- Regulador de tensão (varivolt) JNG, modelo TDGC2-5kVA.

Assim sendo, formas de onda experimentais do protótipo do conversor proposto são providas nas Figuras 47 a 69.

Na sequência, a Figura 47 apresenta a forma de onda da tensão de entrada, da corrente de entrada e da tensão de saída. Conforme

mostrado, a corrente de entrada está em fase com a tensão de entrada e ainda apresenta um formato senoidal. Há uma ondulação de baixa frequência na tensão de saída, sendo que esta se encontra no patamar de 400 V. O comportamento e o formato das formas de onda apresentadas na Figura 47 são equivalentes às formas de onda obtidas via simulação na Figura 30.

A Figura 48 a seguir contempla, entre outras grandezas, a potência de entrada do conversor, no valor de 932 W. Isto se deve ao fato da resistência de carga disponível e utilizada, conforme comentado nesta seção.

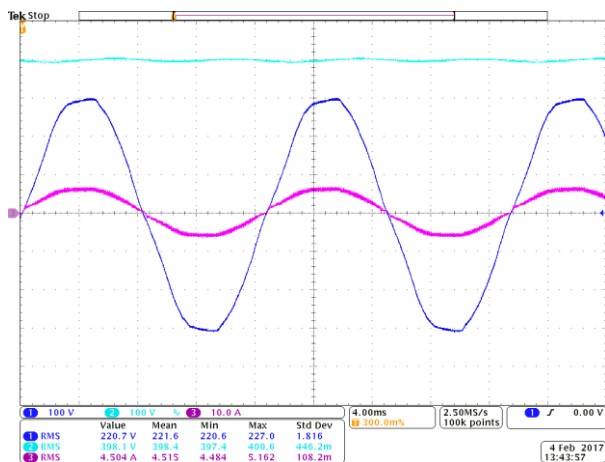
As Figuras 49 e 50 apresentam as formas de onda da tensão de entrada, da corrente de entrada, da tensão de saída e das correntes nos indutores L_1 e L_2 , respectivamente, bem como a Figura 51 também ilustra simultaneamente a forma de onda das correntes nos indutores L_1 e L_2 . Nesta verifica-se que os valores de pico das correntes nos indutores L_1 e L_2 estão de acordo com o valor calculado via equação (3.7). Conforme pode ser visualizado, as correntes nos indutores estão defasadas em 180° . Devido à existência de MOSFETs como interruptores, as correntes de retorno para a fonte de alimentação é feita parcialmente por meio dos diodos intrínsecos dos MOSFETs e pelos indutores L_1 e L_2 . Vale ressaltar que este comportamento da corrente nos indutores L_1 e L_2 difere do comportamento encontrado via simulação, Figura 31, pois nas simulações não há circulação de corrente através dos diodos intrínsecos dos MOSFETs. De qualquer forma, mesmo adicionando um diodo em antiparalelo com os MOSFETs nas simulações, não é possível reproduzir o comportamento real e esperado experimentalmente.

Já a Figura 52 contempla além da forma de onda da tensão de entrada, da corrente de entrada e da tensão de saída, a corrente de saída na carga. Nesta, verifica-se que a ondulação na tensão de saída é refletida também na corrente de saída. Comparando o resultado experimental com o resultado das simulações, Figura 32, verifica-se que o comportamento das formas de onda é equivalente.

A Figura 53 apresenta as correntes nos interruptores Q_1 e Q_2 . Conforme já comentado, os semi-ciclos negativos destas correntes representam parcialmente as correntes de retorno para a fonte de alimentação. Vale ressaltar que este comportamento da corrente nos interruptores Q_1 e Q_2 difere do comportamento encontrado via simulação, Figura 34, pois nas simulações não há circulação de corrente através dos diodos intrínsecos dos MOSFETs. De qualquer forma,

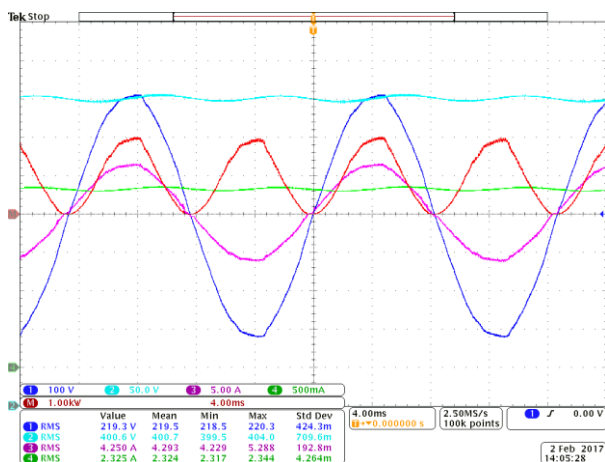
mesmo adicionando um diodo em antiparalelo com os MOSFETs nas simulações, não é possível reproduzir o comportamento real e esperado.

Figura 47 – Tensão de entrada (em azul), corrente de entrada (em rosa) e tensão de saída (em azul claro)



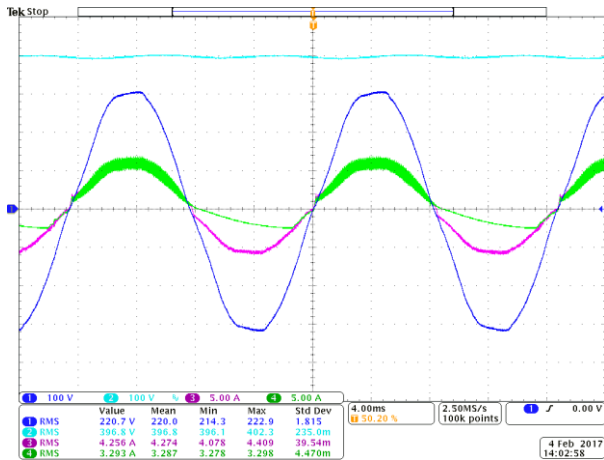
Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 48 – Tensão de entrada (em azul), corrente de entrada (em rosa), tensão de saída (em azul claro), corrente de saída (em verde) e potência de entrada (em vermelho)



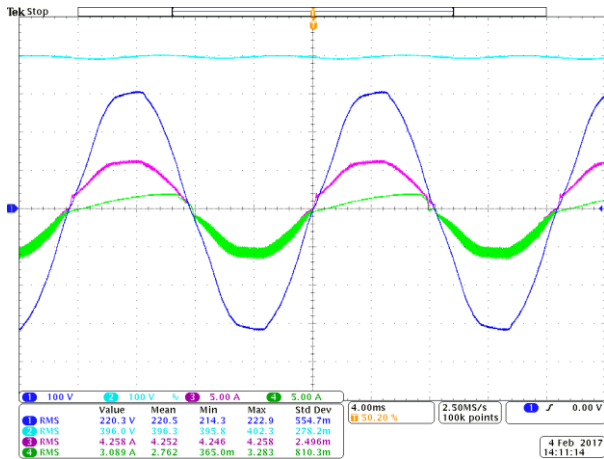
Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 49 – Tensão de entrada (em azul), corrente de entrada (em rosa), corrente no indutor L_1 (em verde) e tensão de saída (em azul claro)



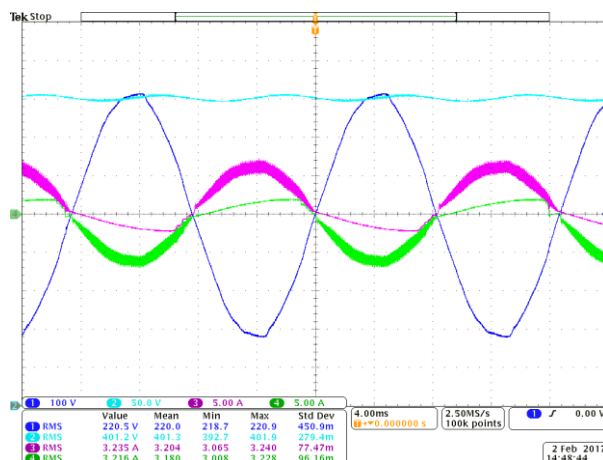
Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 50 – Tensão de entrada (em azul), corrente de entrada (em rosa), corrente no indutor L_2 (em verde) e tensão de saída (em azul claro)



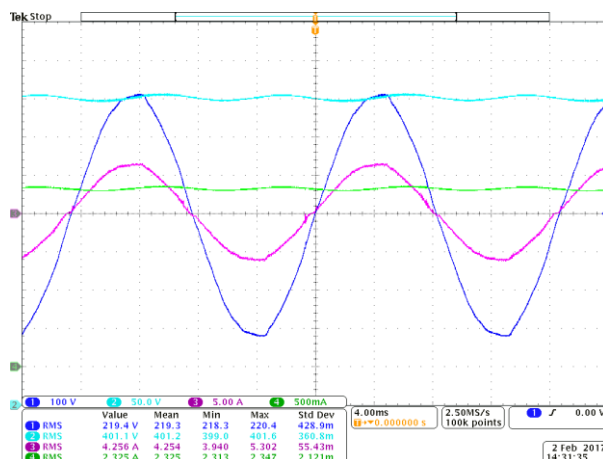
Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 51 – Tensão de entrada (em azul), corrente no indutor L_1 (em rosa), corrente no indutor L_2 (em verde) e tensão de saída (em azul claro)



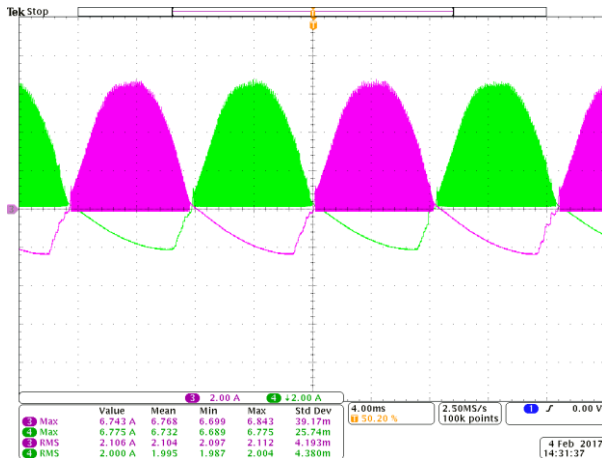
Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 52 – Tensão de entrada (em azul), corrente de entrada (em rosa), tensão de saída (em azul claro), corrente de saída (em verde)



Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 53 – Corrente no interruptor Q_1 (em rosa), corrente no interruptor Q_2 (em verde)



Fonte: Produção do próprio autor.

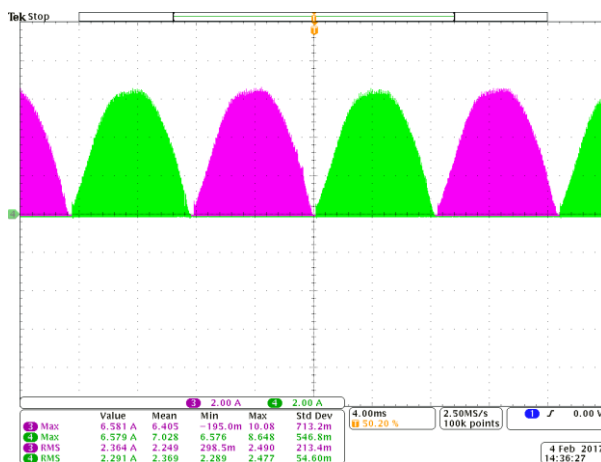
A Figura 54 representa as correntes nos diodos D_1 e D_2 . Nota-se que estas correntes, juntamente com as correntes nos interruptores, são moduladas em alta frequência. Comparando o resultado experimental com o resultado de simulação, Figura 35, verifica-se que o comportamento das formas de onda é equivalente.

A Figura 55 ilustra as correntes nos diodos D_a e D_b . Estas representam a outra parcela das correntes de retorno para a fonte de alimentação. Realizando a comparação com o resultado de simulação, Figura 36, verifica-se que as amplitudes das correntes obtidas experimentalmente possuem valores inferiores devido ao fato da corrente de retorno ser dividida entre os diodos D_a e D_b , entre os MOSFETs Q_1 e Q_2 e entre os indutores L_1 e L_2 . Já para os resultados de simulação apresentados na seção 4.1, conforme já mencionado, a corrente de retorno se dá exclusivamente pelos diodos D_a e D_b .

As Figuras 56 e 57 apresentam a ondulação da tensão de saída e a ondulação de corrente no indutor, respectivamente. A ondulação de tensão está dentro do limite estabelecido, isto é, 5% do valor da tensão de saída. O resultado experimental encontrado (ΔV) é de 9,1 V, enquanto que o resultado de simulação é de 7 V, via Figura 39. Adicionalmente, atribui-se que o ruído existente na forma de onda da Figura 56 é devido ao sinal estar ajustado em acoplamento CA e ainda possuir um valor de ruído baixo. Já para a ondulação de corrente

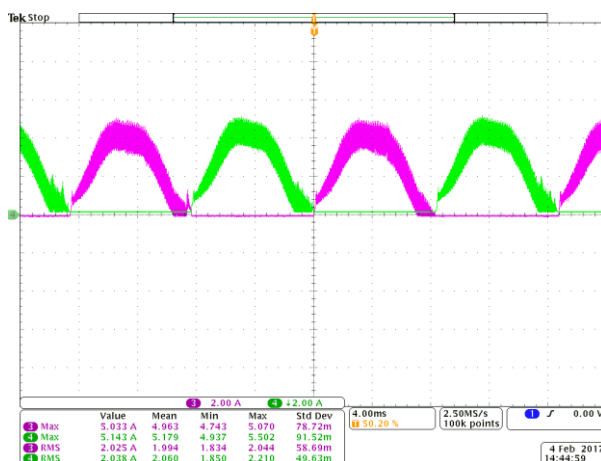
no indutor, verificou-se na prática um valor de 1,28 A, sendo que o valor calculado e de simulação é de 0,95 A.

Figura 54 – Corrente no diodo D_1 (em rosa), corrente no diodo D_2 (em verde)



Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 55 – Corrente no diodo D_a (em rosa), corrente no diodo D_b (em verde)

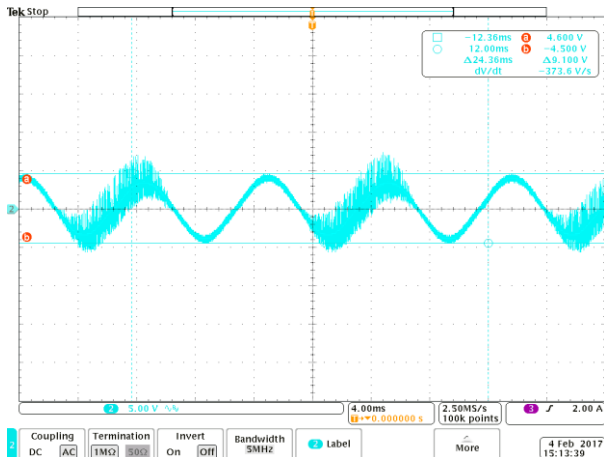


Fonte: Produção do próprio autor.

A Figura 58 contempla a forma de onda da tensão de entrada, da corrente no interruptor Q_2 e a tensão dreno-source no interruptor Q_2 . Os esforços de tensão no interruptor apresenta um valor máximo de 409,2V.

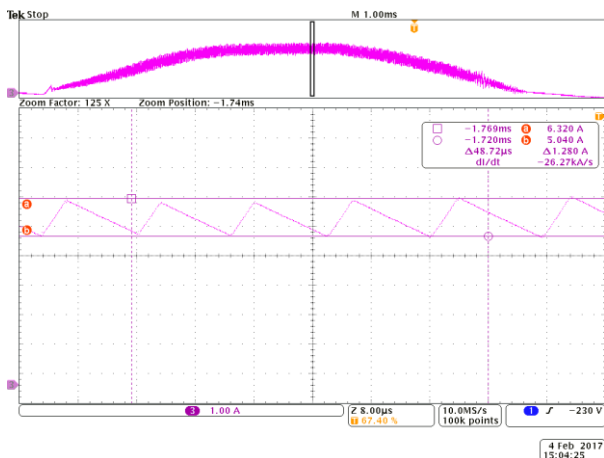
A Figura 59 apresenta, em detalhe, os esforços de tensão dreno-source no interruptor Q_2 e de corrente no interruptor Q_2 .

Figura 56 – Ondulação da tensão de saída (ΔV)



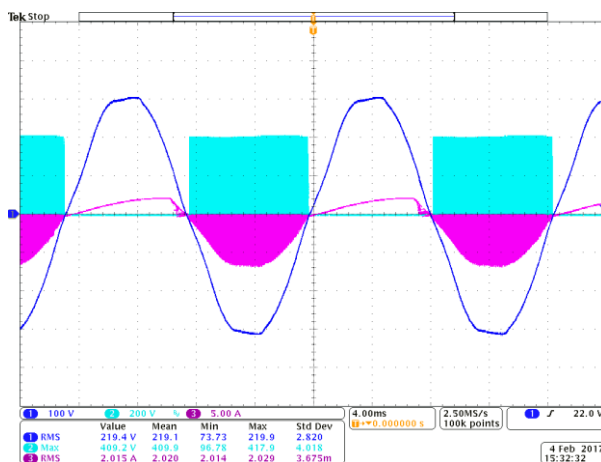
Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 57 – Ondulação de corrente no indutor (ΔI_L)



Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 58 – Tensão de entrada (em azul), corrente no interruptor Q_2 (em rosa) e tensão dreno-source no interruptor Q_2 (em azul claro)



Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 59 – Tensão dreno-source no interruptor Q_2 (em azul claro), corrente no interruptor Q_2 (em rosa)



Fonte: Produção do próprio autor.

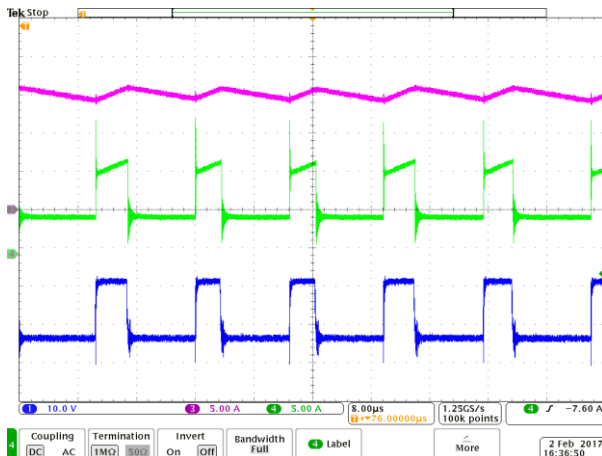
As Figuras 60 e 61 contemplam os pulsos de comando do interruptor Q_1 , a corrente no interruptor Q_1 e a corrente no indutor L_1 para $D < 0,5$ e $D > 0,5$, respectivamente. Os formatos destas formas de onda correspondem às formas de onda teóricas.

A Figura 62 ilustra os pulsos de comando dos interruptores defasados em 180° .

As Figuras 63 e 64 apresentam algumas grandezas, considerando que o circuito integrado UCC28070 não está em operação (Figura 63), e considerando que o UCC28070 se encontra em operação (Figura 64). De acordo com a Figura 63, com uma tensão de entrada de 77 Vrms, o UCC28070 não se encontra em operação, resultando em um sinal VINAC (pino 5) sem ruído. No entanto, com uma tensão de entrada maior, Figura 64, o circuito integrado UCC28070 entra em operação e resulta em um sinal VINAC (pino 5) com ruído. Esta análise é importante para identificar que o ruído é intrínseco à entrada em operação do CI UCC28070. Este sinal VINAC do circuito integrado é uma amostra da tensão de entrada retificada.

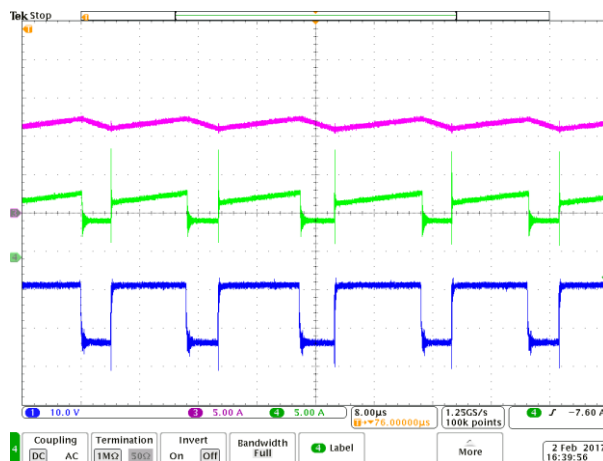
A Figura 65 contempla os sinais de saída dos amplificadores de corrente (pinos 11 CAOB e 12 CAO do UCC28070). Estes sinais representam a ação de controle considerando os compensadores projetados.

Figura 60 – Pulso de comando do interruptor Q_1 (em azul), corrente no interruptor Q_1 (em verde) e corrente no indutor L_1 (em rosa) para $D < 0,5$



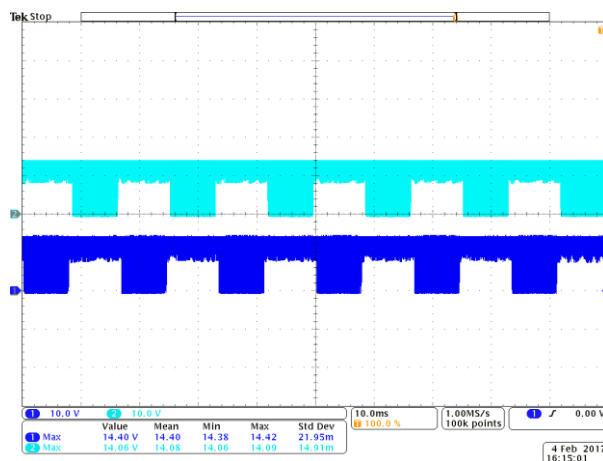
Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 61 – Pulso de comando do interruptor Q_1 (em azul), corrente no interruptor Q_1 (em verde) e corrente no indutor L_1 (em rosa) para $D > 0,5$



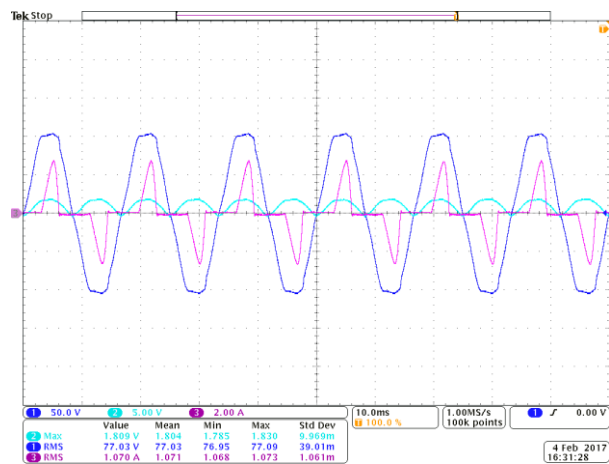
Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 62 – Pulsos de comando dos interruptores defasados em 180°



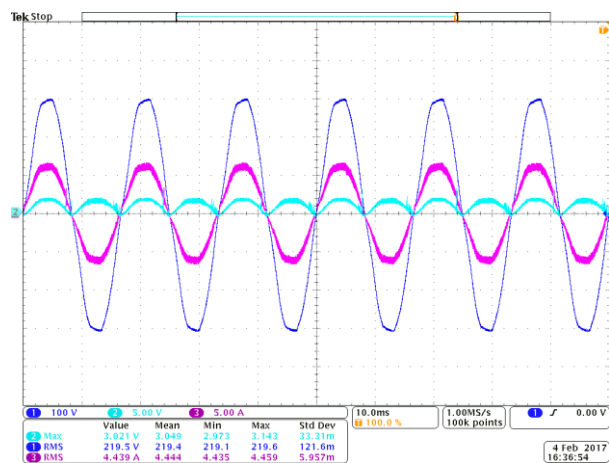
Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 63 – Tensão de entrada (em azul), corrente de entrada (em rosa) e tensão no pino 5 VINAC do UCC28070 (em azul claro), considerando que o UCC28070 não entrou em operação



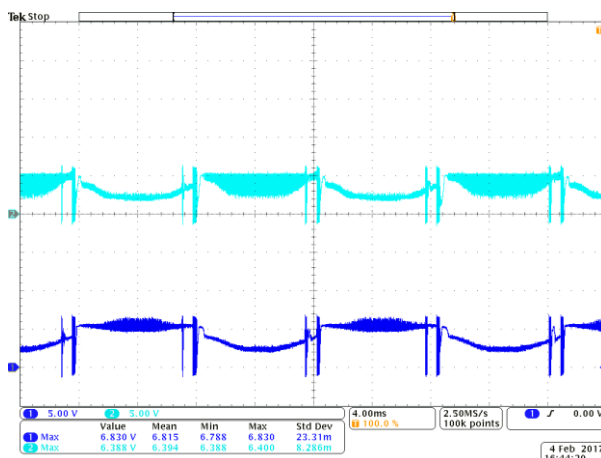
Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 64 – Tensão de entrada (em azul), corrente de entrada (em rosa) e tensão no pino 5 VINAC do UCC28070 (em azul claro), considerando que o UCC28070 entrou em operação



Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 65 – Sinais de saída dos amplificadores de corrente (pinos 11 CAOB e 12 CAO A do UCC28070, formas de onda em azul e azul claro respectivamente)



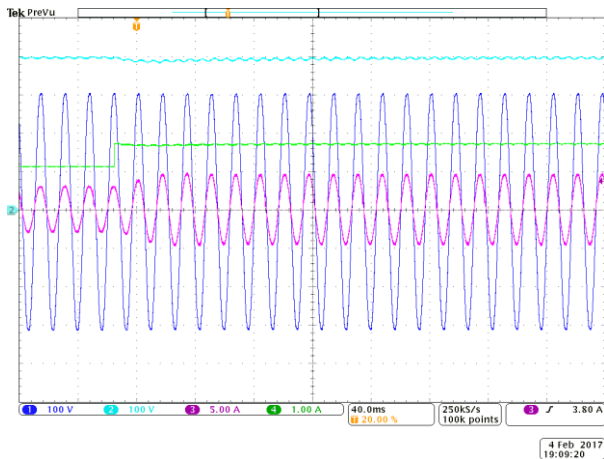
Fonte: Produção do próprio autor.

4.2.2.1 Resposta da malha de tensão e corrente

Esta seção prevê avaliar a resposta do sistema considerando o controle simultâneo das malhas de tensão e de corrente. Assim sendo, a Figura 66 apresenta um degrau de carga de 50% para 75% da corrente nominal, alterando a corrente de saída de 1,22 A para 1,80 A aproximadamente. Com isso, verifica-se que a tensão de saída praticamente não sofre grandes oscilações decorrentes da mudança de carga.

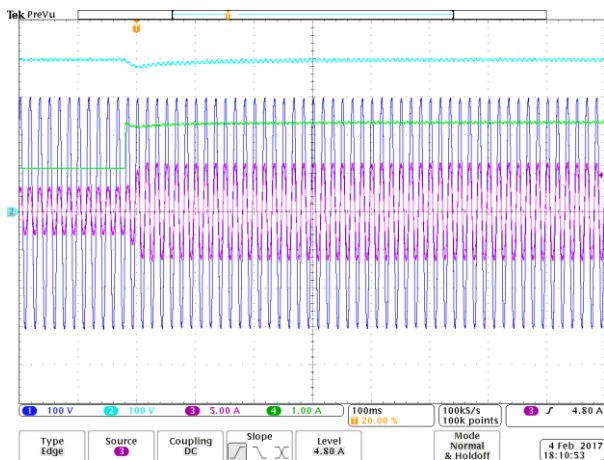
De forma análoga, as Figuras 67, 68 e 69 na sequência apresentam um degrau de carga de 50% para 100% da corrente nominal, alterando a corrente de saída de 1,22 A para 2,44 A aproximadamente (Figuras 67 e 68) e vice-versa (Figura 69). Logo, analisando a Figura 68 nota-se que o sobressinal na forma de onda da tensão de saída é em torno de 15 V, sendo que o seu valor é reestabelecido para o patamar de 400 V em um período próximo de 200 ms, de forma análoga ao resultado de simulação apresentado na Figura 43. É importante destacar que as formas de onda da tensão de saída nas Figuras 68 e 69 estão ajustadas no modo acoplamento CA, facilitando desta forma a visualização dos resultados desta grandeza.

Figura 66 – Degrau de carga de 50%: tensão de entrada (em azul), corrente de entrada (em rosa), tensão de saída (em azul claro), corrente na saída (em verde)



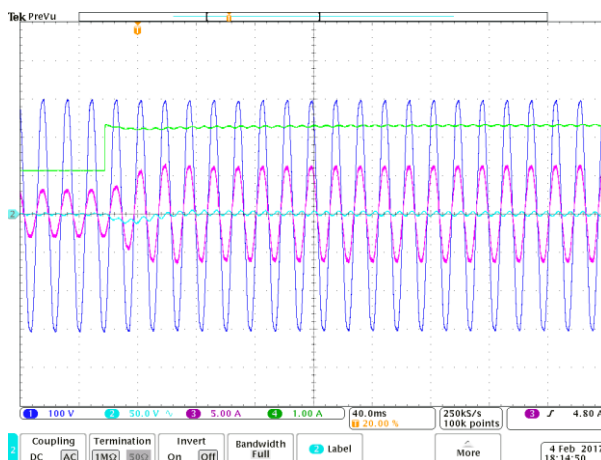
Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 67 – Degrau de carga de 100%: tensão de entrada (em azul), corrente de entrada (em rosa), tensão de saída (em azul claro), corrente na saída (em verde)



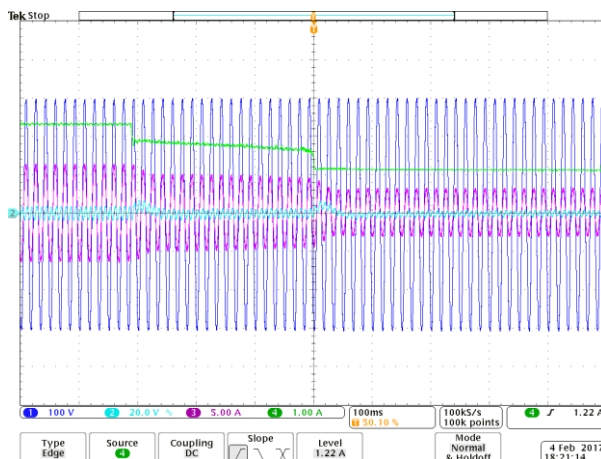
Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 68 – Degrau de carga de 100% com a tensão de saída em acoplamento CA: tensão de entrada (em azul), corrente de entrada (em rosa), tensão de saída (em azul claro), corrente na saída (em verde)



Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 69 – Degrau de carga de 100% com a tensão de saída em acoplamento CA: tensão de entrada (em azul), corrente de entrada (em rosa), tensão de saída (em azul claro), corrente na saída (em verde)



Fonte: Produção do próprio autor.

Assim sendo, verifica-se que estes resultados apresentados validam os controles das malhas de tensão e de corrente e que o

comportamento das malhas projetadas corresponde à expectativa inicial de projeto.

As tabelas 16 e 17 apresentam um comparativo dos resultados teóricos, de simulação e experimentais.

Tabela 16 – Comparativo dos resultados teóricos, simulados e experimentais (parte 1)

Esforços no componente	Valor teórico	Valor simulado	Valor experimental
I_{L1_ef}	2,93 A	2,94 A	3,24 A
I_{L2_ef}	2,93 A	2,94 A	3,22 A
I_{D1_ef}	2,38 A	2,39 A	2,36 A
I_{D2_ef}	2,38 A	2,39 A	2,29 A
I_{Q1_ef}	1,70 A	1,71 A	2,11 A
I_{Q2_ef}	1,70 A	1,71 A	2,00 A
I_{Da_ef}	2,92 A	2,94 A	2,03 A
I_{Db_ef}	2,92 A	2,94 A	2,04 A
I_{o_ef}	2,28 A	2,28 A	2,33 A
V_{out}	400 V	400,1 V	396 – 401 V
P_{out}	912 W	912,2 W	~ 932 W
ΔV	7,9 V	7,0 V	9,1 V

Fonte: Produção do próprio autor.

Tabela 17 – Comparativo dos resultados teóricos, simulados e experimentais (parte 2)

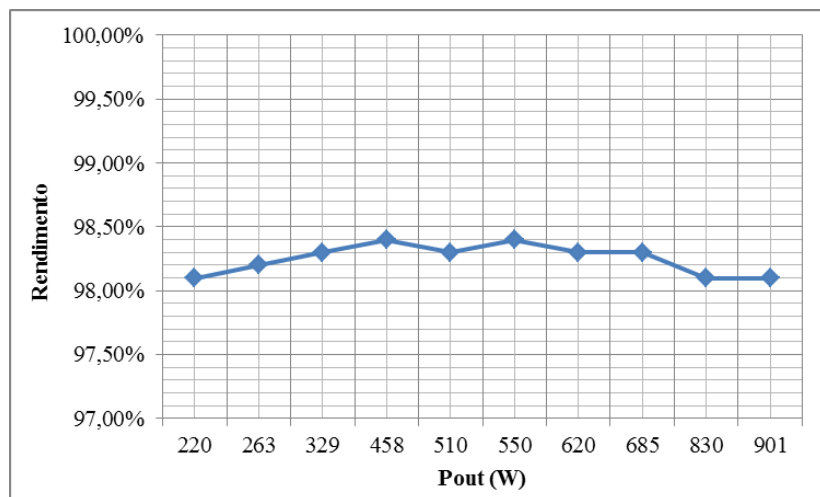
Esforços no componente	Valor teórico	Valor simulado	Valor experimental
I_{L1_pico}	6,45 A	6,41 A	< 7,0 A
I_{L2_pico}	6,45 A	6,41 A	< 7,0 A
I_{D1_pico}	6,45 A	6,41 A	6,58 A
I_{D2_pico}	6,45 A	6,41 A	6,58 A
I_{Q1_pico}	6,45 A	6,41 A	6,74 A
I_{Q2_pico}	6,45 A	6,41 A	6,78 A
I_{Da_pico}	6,45 A	6,41 A	5,03 A
I_{Db_pico}	6,45 A	6,41 A	5,14 A
ΔI_{L1}	0,96 A	0,95 A	1,28 A
ΔI_{L2}	0,96 A	0,95 A	1,30 A
V_{Q1_max}	420 V	404 V	409 V
V_{Q2_max}	420 V	404 V	411 V

Fonte: Produção do próprio autor.

De acordo com as Tabelas 16 e 17, verifica-se que os valores apresentados são similares, sendo que as diferenças existentes nos valores eficazes (teórico, simulado e experimental) e de pico (teórico, simulado e experimental) das correntes, se dão por conta do efeito comentado detalhadamente na seção 4.2.2 juntamente com as formas de onda apresentadas para cada componente. As ondulações de corrente nos indutores L_1 e L_2 apresentaram um valor experimental acima do valor de projeto, sendo que foram verificados novamente e não há erro de leitura. Pode-se afirmar que o projeto dos indutores está adequado, pois os valores de ondulação de corrente na simulação foram similares aos de projeto. Além disso, os valores de indutância dos indutores L_1 e L_2 foram medidos na prática e estão de acordo com o valor nominal de projeto.

Além das formas de onda apresentadas anteriormente, foram construídos gráficos de algumas grandezas elétricas pertinentes para a avaliação dos resultados do protótipo do conversor proposto neste trabalho. A Figura 70 faz referência à medição do rendimento do conversor frente à variação da potência de saída do mesmo.

Figura 70 – Rendimento em função da potência de saída para $V_{in}=220$ V, $V_{out}=400$ V e $f_s=70$ kHz



Fonte: Produção do próprio autor.

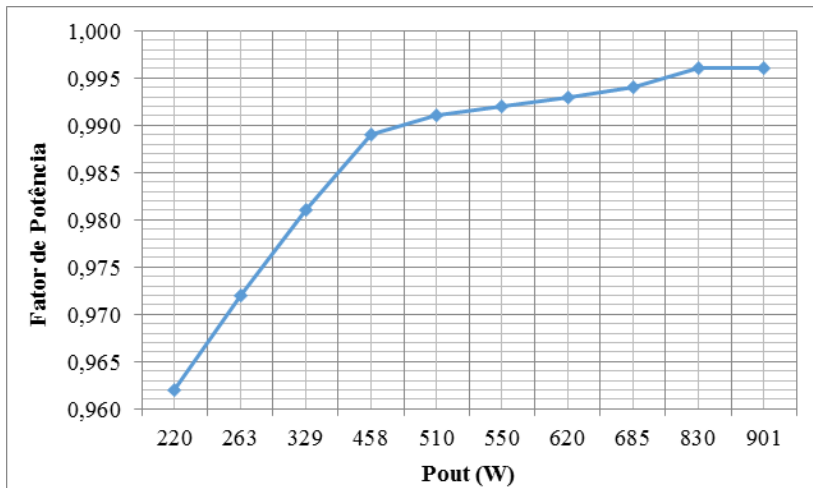
De acordo com a Figura 70, pode-se destacar que o conversor contempla uma faixa de rendimento praticamente constante ao longo de toda a faixa de potência analisada, isto é, a variação é na ordem de

0,3%, o que faz deste conversor uma excelente topologia para o estágio CA/CC dos carregadores de bateria para veículos elétricos. Além disso, o rendimento experimental obtido do protótipo construído é equivalente ao rendimento teórico determinado pela equação (3.75), no valor de 98%.

De forma análoga, a Figura 71 ilustra o fator de potência do conversor variando a potência de saída. O formato da curva apresentada já era esperado, caracterizando um maior valor de FP próximo a potência de saída nominal do conversor. Sendo assim, o máximo valor de fator de potência medido foi de 0,996, semelhante ao valor encontrado via simulação, Figura 33.

A Figura 72 contempla a distorção harmônica total (THD) da corrente de entrada em função da potência de saída. Nesta, à medida que a potência de saída se aproxima do valor nominal de projeto, a THD diminui, conforme já era esperado. Assim sendo, o menor valor encontrado para THD foi de 3,57%.

Figura 71 – Fator de potência em função da potência de saída para $V_{in}=220$ V, $V_{out}=400$ V e $f_s=70$ kHz

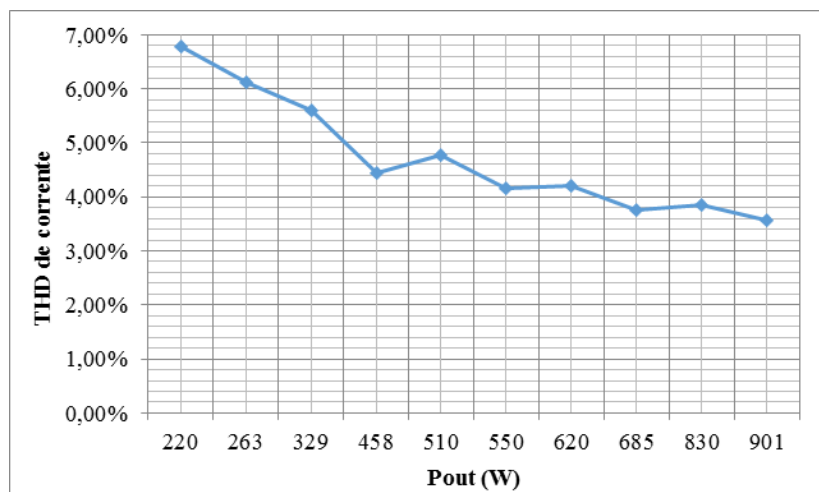


Fonte: Produção do próprio autor.

A Figura 73 ilustra o espectro harmônico (até a 39ª) dos valores medidos da amplitude da corrente de entrada. Esta, portanto, é comparada com os limites para equipamentos classificados como classe D na norma IEC 61000-3-2 (Limites para emissão de correntes harmônicas – Equipamentos com corrente de entrada ≤ 16 A por fase).

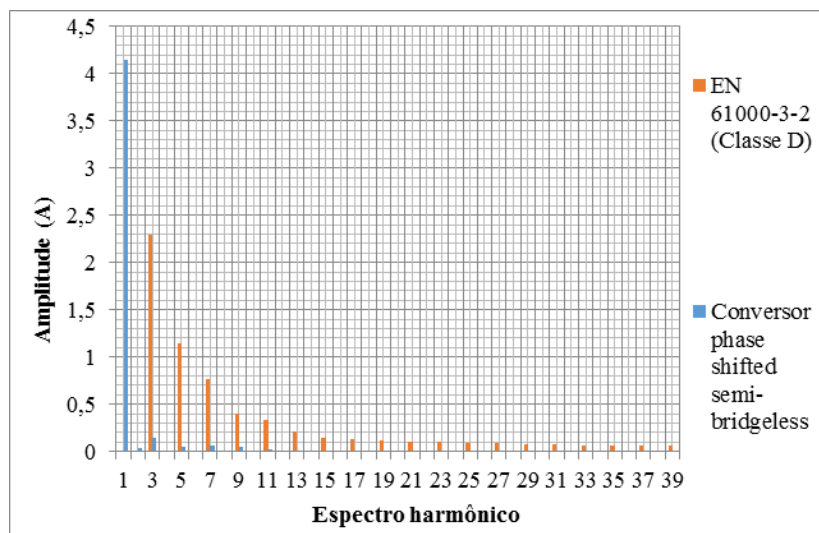
Portanto, de acordo com a Figura 73, nota-se que o conversor proposto atende aos limites da classe D para todo o espectro harmônico.

Figura 72 – Distorção harmônica total (THD) de corrente em função da potência de saída para $V_{in}=220\text{ V}$, $V_{out}=400\text{ V}$ e $f_s=70\text{ kHz}$



Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 73 – Medição da amplitude do espectro harmônico

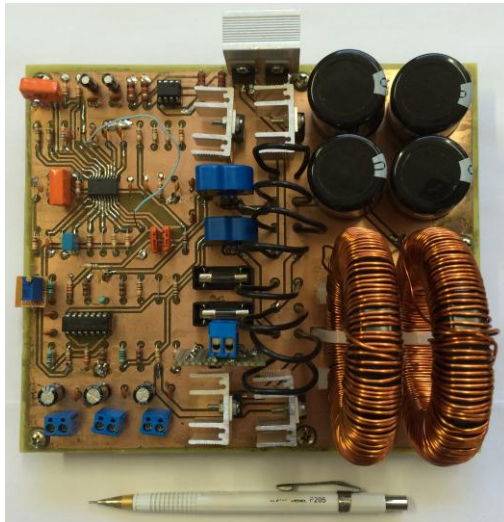


Fonte: Produção do próprio autor.

4.2.2.2 Protótipo do conversor

A Figura 74 ilustra o protótipo do conversor construído em laboratório. A placa de circuito impresso possui as dimensões de 195 mm x 167 mm. Basicamente, a distribuição dos componentes se dá da seguinte forma: componentes de comando e controle alocados do centro em direção ao lado esquerdo, enquanto que os componentes de potência estão alocados do centro em direção ao lado direito da PCI.

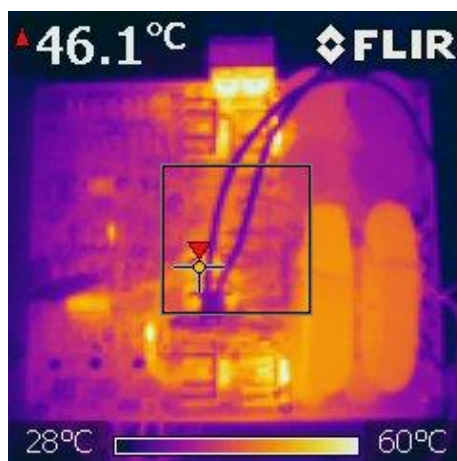
Figura 74 – Protótipo do conversor proposto



Fonte: Produção do próprio autor.

A Figura 75 contempla os pontos quentes (*hot spots*) nos componentes de potência do conversor. As maiores temperaturas registradas se encontram nos semicondutores de potência, ou seja, nos interruptores e nos diodos.

Figura 75 – Pontos quentes nos componentes de potência do conversor



Fonte: Produção do próprio autor.

5 CONCLUSÃO GERAL

Neste trabalho foi apresentada uma visão geral a respeito dos tipos de veículos elétricos, os principais tipos de baterias empregadas nestes veículos, tipos de carregadores de bateria para EVs e HEVs e algumas topologias de alto rendimento de conversores CA/CC aplicados a carregadores de bateria de veículos elétricos e veículos elétricos híbridos. Adicionalmente, foi contemplado o estudo, o projeto e a implementação de um conversor CA/CC Phase Shifted Semi-bridgeless com correção do fator de potência para aplicação em carregadores de bateria para veículos elétricos.

O conversor escolhido foi proposto como estágio CA/CC de um carregador de baterias para aplicação automotiva de nível 1. Com base nas particularidades dos carregadores de nível 1, como por exemplo, menor custo de implementação frente aos demais, fluxo de potência unidirecional, tempo de carga mais elevado e, principalmente, a necessidade da localização do carregador ser embarcado ao veículo elétrico. Foi definida uma potência de 1 kW para o conversor em questão.

Os carregadores de nível 1 são pretendidos em sua maioria para a utilização de cargas de baterias em um período médio de até 36 horas, sendo assim podendo ser utilizados para cargas noturnas em residências que por ventura seus proprietários venham a possuir veículos elétricos ou veículos elétricos híbridos. A ideia básica é que o proprietário de um veículo como este, enquanto não o está utilizando no período noturno, permita a carga das baterias deste veículo sem se preocupar com o período de carga necessária para uma carga completa. Assim sendo, no dia posterior quando se fizer a necessidade de uso do automóvel, este estará com o combustível, neste caso, com energia elétrica nas baterias, para que seu usuário possa usufruir desta tecnologia e se locomover naturalmente para o seu destino.

Nestes termos, o conversor proposto neste trabalho se torna uma excelente escolha para o uso em carregadores de bateria para aplicação automotiva. Com base no projeto deste, os resultados das análises matemáticas foram validados por simulação numérica e comprovados pela construção de um protótipo em laboratório. Resultados experimentais de um protótipo foram apresentados, convertendo uma tensão de entrada de 220 Vca em uma tensão de saída de 400 Vcc, a uma frequência de comutação de 70 kHz.

Os resultados experimentais obtidos foram satisfatórios e de acordo com o esperado. O rendimento do conversor foi superior a 98% ao longo de toda a faixa de potência, apresentando um pico de eficiência de 98,4%. O fator de potência da estrutura, próximo à potência nominal, é no valor de 0,996, sendo superior a 0,99 de meia carga a carga nominal. Com o intuito de avaliar a corrente de entrada do conversor, a distorção harmônica total da corrente de entrada é inferior a 5% de meia carga a carga nominal e ainda atende aos limites da norma IEC 61000-3-2.

Como diferenciais do presente trabalho, podem ser citados:

- Utilização de semicondutores interruptores MOSFET com tecnologia CoolMOS de baixas perdas.
- Utilização de semicondutores diodos com tecnologia de Carbeto de Silício (SiC).
- Utilização de núcleos toroidais de baixas perdas para os indutores, com tecnologia Sendust (85% Fe, 9% Si, 6% Al).
- Emprego do circuito integrado UCC28070 da Texas Instruments como controlador PFC.
- Proposta de um conversor com excelente rendimento para aplicação automotiva.

Como sugestões para trabalhos futuros são apresentadas as seguintes propostas:

- Utilização da técnica de sintetização da corrente nos interruptores a fim de reproduzir a forma de onda da corrente nos indutores (via UCC28070), eliminando a necessidade de utilização de sensores de corrente do tipo Hall.
- Implementação de controle digital para o conversor proposto.
- Integração com um conversor de estágio CC/CC, de preferência com isolamento galvânica.
- Implementação e avaliação da topologia proposta neste trabalho para a aplicação automotiva de carregadores de bateria de nível 2.

REFERÊNCIAS

- [1] Emadi, A. (July de 2011). Transportation 2.0. *IEEE Power and Energy Magazine*, 9(4), 18-29.
- [2] Benedet, R. (2012). Projeto de Lei N°3895. http://www.camara.gov.br/proposicoesWeb/prop_mostrarintegra?codteor=993858&filename=PL+3895/2012.
- [3] Yilmaz, M., & Krein, P. T. (2013). Review of battery charger topologies, charging power levels, and infrastructure for plug-in electric and hybrid vehicles. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 28(5), 2151-2169.
- [4] Musavi, F. “Investigation of High Performance Single-Phase Solutions for AC-DC Power Factor Corrected Boost Converters,” *A thesis submitted in partial fulfillment of the requirements for the degree of Doctor of Philosophy*, Vancouver, May 2011.
- [5] Marcelo. (24 de 12 de 2015). *Quais são os gases emitidos pelos automóveis?* Acesso em 29 de 09 de 2016, disponível em Portal Auto: <http://portalauto.com.br/geral/emissao-de-gases/>
- [6] Chan, C. C., Bouscayrol, A., & Chen, K. (Feb de 2010). Electric, Hybrid, and Fuel-Cell Vehicles: Architectures and Modeling. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 59(2), 589-598.
- [7] Mayer, R., & Oliveira, S. V. *Conversor CC-CC multifásico bidirecional em corrente não isolado aplicado a sistemas elétricos de tração de veículos elétricos e híbridos leves*. Dissertação de mestrado, FURB, 2014.
- [8] GE Energy Management Industrial Solutions. Soluções para Carregamento de Veículos Elétricos. 2012.
- [9] Chau, K. T., & Chan, C. C. (Abril de 2007). Emerging Energy-Efficient Technologies for Hybrid Electric Vehicles. *Proceedings of the IEEE*, 95(4), 821-835.
- [10] Estima, J. O., & Cardoso, A. J. (March de 2012). Efficiency Analysis of Drive Train Topologies Applied to Electric/Hybrid Vehicles. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 61(3), 1021-1031.

- [11] Emadi, A., Williamson, S. S., & Khaligh, A. (May de 2006). Power electronics intensive solutions for advanced electric, hybrid electric, and fuel cell vehicular power systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 21(3), 567-577.
- [12] Bauman, J., & Kazerani, M. (March de 2008). A Comparative Study of Fuel-Cell #x2013;Battery, Fuel-Cell #x2013;Ultracapacitor, and Fuel-Cell #x2013;Battery #x2013;Ultracapacitor Vehicles. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 57(2), 760-769.
- [13] Liu, W. S., Chen, J. F., Liang, T. J., Lin, R. L., & Liu, C. H. (June de 2010). Analysis, Design, and Control of Bidirectional Cascoded Configuration for a Fuel Cell Hybrid Power System. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 25(6), 1565-1575.
- [14] Júnior, F. J. (2013). Estudo, projeto e desenvolvimento de um conversor CA-CC Buck Boost aplicado a carregadores de baterias para veículos elétricos. Fortaleza.
- [15] Voelcker, J. (Sept de 2007). Lithium Batteries Take To The Road. *IEEE Spectrum*, 44(9), 26-31.
- [16] Saturnia. Baterias uma visão do futuro: Baterias para veículos elétricos e híbridos e baterias estacionárias. In: 1º Workshop de Tecnologias de Veículos Elétricos, 2009.
- [17] Brazilian Bikes, “Tecnologia bicicletas elétricas”, <http://www.brazilianbikes.com.br/sitex/index.php/pt/produtos/tecnologia>. Acesso em 21/02/2016.
- [18] Baterias Íons de Lítio, <http://baterias-ionslitio.blogspot.com.br/p/vantagens.html>. Acesso em 21/02/2016.
- [19] Dhameja, S. Electric Vehicle Battery Systems. 1º Ed. Estados Unidos da América: Newnes, 2002.
- [20] Haghbin, S., Khan, K., Lundmark, S., Alaküla, M., Carlson, O., Leksell, M., et al. (Sept de 2010). Integrated chargers for EV's and PHEV's: examples and new solutions. *Electrical Machines (ICEM), 2010 XIX International Conference on*, (pp. 1-6).
- [21] Grenier, M., Aghdam, M. G., & Thiringer, T. (Abril de 2010). Design of on-board charger for plug-in hybrid electric vehicle.

Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2010), 5th IET International Conference on, (pp. 1-6).

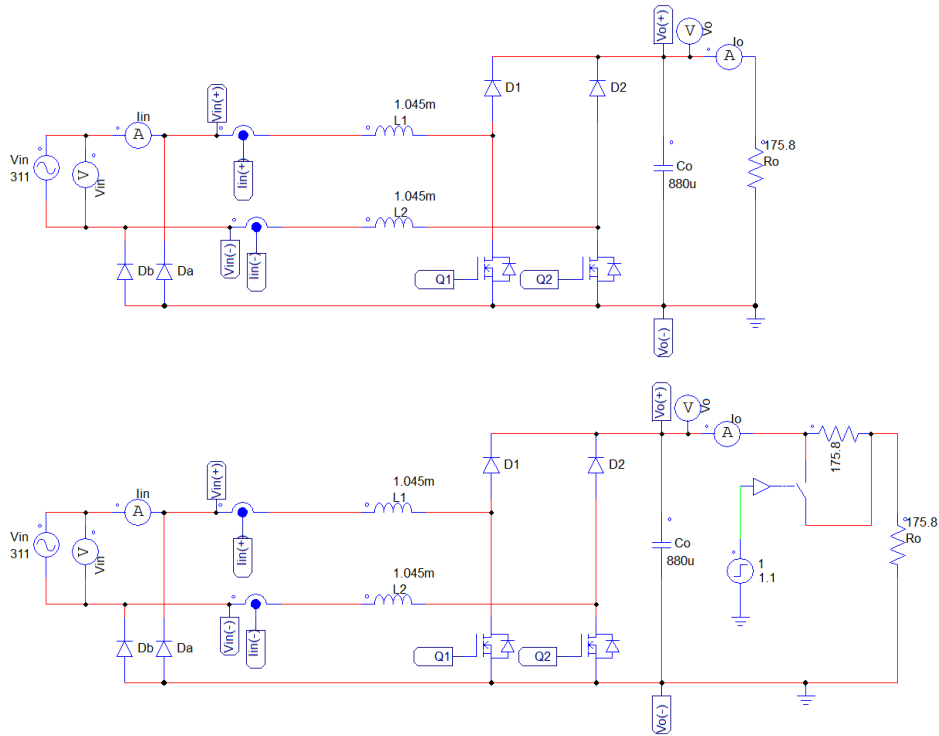
- [22] Singh, B., Singh, B. N., Chandra, A., Al-Haddad, K., Pandey, A., & Kothari, D. P. (June de 2004). A review of three-phase improved power quality AC-DC converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 51(3), 641-660.
- [23] Fasugba, M. A., & Krein, P. T. (Sept de 2011). Gaining vehicle-to-grid benefits with unidirectional electric and plug-in hybrid vehicle chargers. *2011 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, (pp. 1-6).
- [24] Botsford, C. and Szczepanek, A, "Fast Charging vs. Slow charging: Pros and cons for the new age of electric vehicles," presented at the 24th Electric Vehicle Symposium, Stavanger, Norway, May 2009.
- [25] Weiller, C. Plug-in hybrid electric vehicle impacts on hourly electricity demand in the US, *Energy Policy*, vol. 39, no. 6, pp. 3766-3778, 2011.
- [26] J. Mullan, D. Harries, T. Braunl, and S. Whitely, "Modelling the impacts of electric vehicle recharging on the Western Australian electricity supply system," *Energy Policy*, vol. 39, pp. 4349–4359, May 2011.
- [27] L. Petersen, M. Andersen, "Two-Stage Power Factor Corrected Power Supplies: The Low Component-Stress Approach," in *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, APEC. vol. 2, pp. 1195–1201, 2002.
- [28] F. Musavi, M. Edington, W. Eberle, and W. G. Dunford, "Evaluation and Efficiency Comparison of Front End AC-DC Plug-in Hybrid Charger Topologies," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 3, pp. 413-421, March 2012.
- [29] B. Singh, B.N. Singh, A. Chandra, K. Al-Haddad, A. Pandey, D.P. Kothari, "A Review of Single-Phase Improved Power Quality AC-DC Converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 50, pp. 962-981, 2003.
- [30] C. Qiao, K.M. Smedley, "A Topology Survey of Single-Stage Power Factor Corrector with a Boost Type Input-Current-

- Shaper," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 16, pp. 360-368, 2001.
- [31] D. Tollik, A. Pietkiewicz, "Comparative analysis of 1-phase active factor correction topologies," in *IEEE Telecommunications Energy Conference*, INTELEC, pp. 517-523, 1992.
 - [32] D. Xu, J. Zhang, W. Chen, J. Lin, and F. C. Lee, "Evaluation of output filter capacitor current ripples in single phase PFC converters," in *Proc. 2002 Power Convers. Conf. (PCC)*, Osaka, Japan, vol. 3, pp. 1226-1231.
 - [33] Yun-Sung Kim, Won-Yong Sung and Byoung-Kuk Lee. Comparative performance analysis of high density and Efficiency PFC topologies. *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 6, pp. 2666-2679, 2014.
 - [34] D. C. Martins, I. Barbi, "Conversores CC-CC Básicos Não Isolados", Edição do Autor, 2º ed. Florianópolis, 2006.
 - [35] I. Barbi, "Projetos de Fontes Chaveadas", Edição do Autor, 2º ed. Florianópolis, 2007.
 - [36] I. Barbi, "Eletrônica de Potência", Edição do Autor, 6º ed. Florianópolis, 2006.
 - [37] W. G. Hurley, W. H. Wölflé, "Transformers and Inductors for Power Electronics – Theory, Design and Applications", Ed. Wiley, 2013.
 - [38] Ebert, Cláudio Luís. *Programa computacional para projeto de transformadores utilizados em fontes de alimentação chaveadas*. Dissertação de mestrado, UFSC, 1997.
 - [39] Badin, Alceu André, "Material de projeto de conversores – dimensionamento de componentes", UTFPR/DAELT.
 - [40] Texas Instruments, "Notas de aplicação SLUA479B UCC28070", <http://www.ti.com/lit/an/slua479b/slua479b.pdf>. Acesso em 25/01/2016.
 - [41] Texas Instruments, "Folha de dados do driver UCC27324P", <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ucc27324.pdf>. Acesso em 07/03/2016.

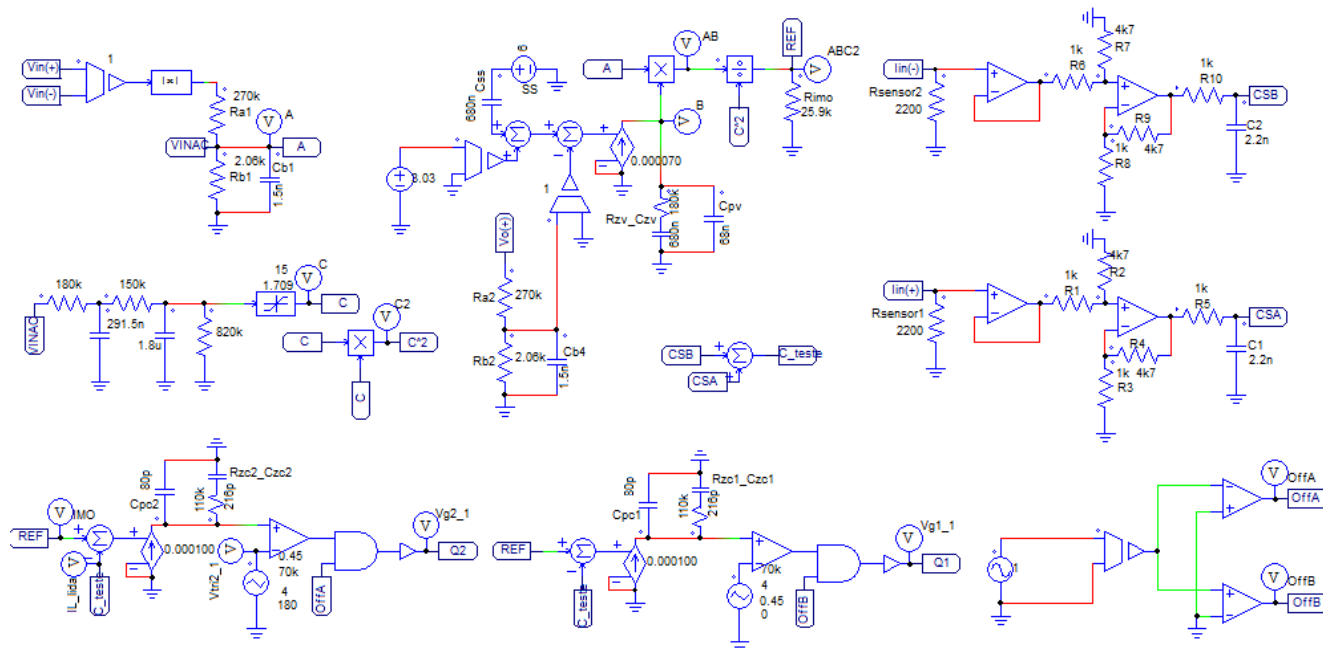
- [42] Magmattec, “Folha de dados de núcleos toroidais Sendust - S60”, <http://magmattec.com/files/pdfs/1488820463.pdf>. Acesso em 20/02/2016.
- [43] Magnetics, “Folha de dados Powder Cores”, <https://www.mag-inc.com/Media/Magnetics/File-Library/Product%20Literature/Powder%20Core%20Literature/2015-Magnetics-Powder-Core-Catalog.pdf?ext=.pdf>. Acesso em 20/02/2016.
- [44] Infineon Technologies, “Folha de dados CoolMOS Power Transistor IPP60R099CP”, https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IPP60R099CPA-DS-v02_02-en.pdf?fileId=db3a304328c6bd5c0128ee27172b59dc. Acesso em 22/02/2016.
- [45] Infineon Technologies, “Folha de dados diodo Schottky SiC IDH04S60C”, https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IDH04S60C-DS-v02_01-en.pdf?fileId=db3a30432239cccd01225ed2716f7e3f. Acesso em 23/02/2016.
- [46] Fairchild Semiconductors, “Folha de dados diodo ultra rápido MUR860”, <https://www.fairchildsemi.com/datasheets/FF/FFP08H60S.pdf>. Acesso em 23/02/2016.
- [47] EPCOS, “Folha de dados do capacitor eletrolítico modelo B43504-S5227-M1”, <https://en.tdk.eu/download/173614/7a48c67d03577cfbbfc9d186c6e257dd/aluelko-industrial-snap-in-pb.pdf>. Acesso em 25/02/2016.
- [48] HS Dissipadores, “Folha de dados HS dissipadores”, <http://www.hsdissipadores.com.br/catalogo.pdf>. Acesso em 04/03/2016.
- [49] Texas Instruments, “Folha de dados do controlador PFC CCM UCC28070”, <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ucc28070.pdf>. Acesso em 06/03/2016.
- [50] LEM, “Folha de dados do transdutor de corrente modelo LTSR 15-NP”, <http://www.lem.com/docs/products/ltsr%2015-np.pdf>. Acesso em 27/01/2016.

- [51] Texas Instruments, “Circuit Board Layout Techniques SLOA089”.

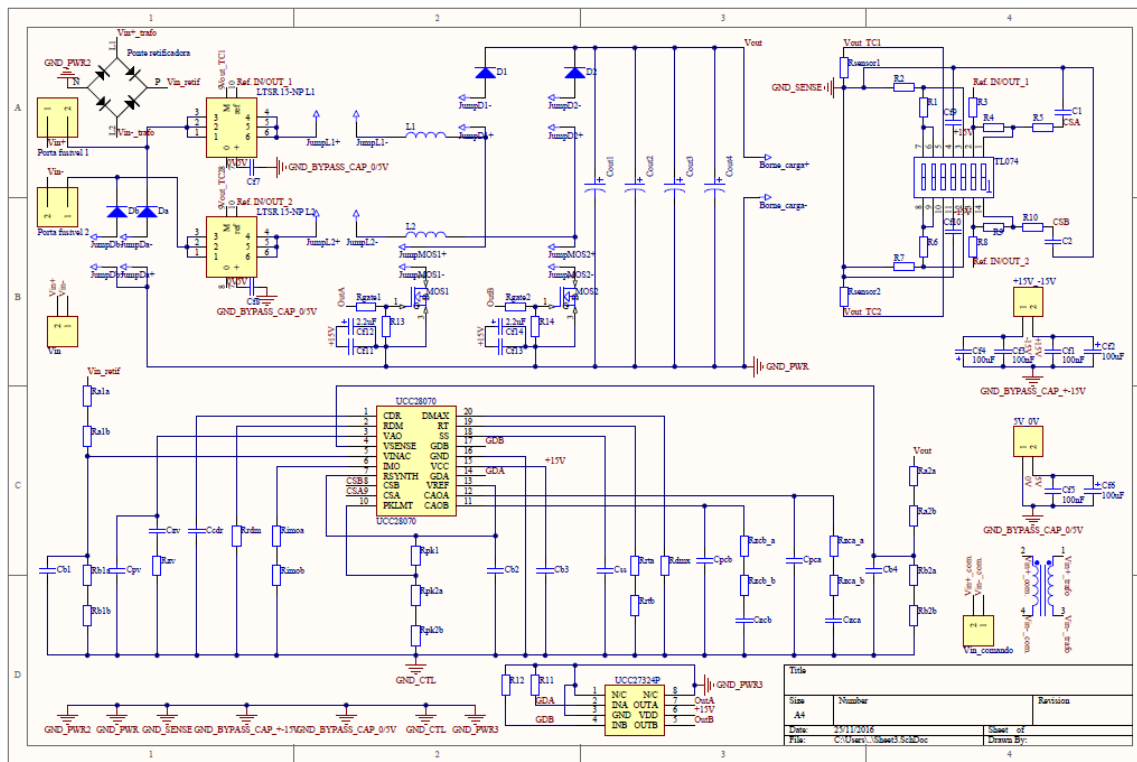
APÊNDICE A – CIRCUITOS DE POTÊNCIA UTILIZADOS NAS SIMULAÇÕES



APÊNDICE B – CIRCUITO DE COMANDO E DE CONTROLE UTILIZADOS NAS SIMULAÇÕES



APÊNDICE C – DIAGRAMA ELÉTRICO DO CONVERSOR PROPOSTO



APÊNDICE D – LISTA DE COMPONENTES

Componente		Nomenclatura	Especificação	Quantidade
Potência	Indutores	L_1, L_2	1,045 mH	2
Potência	Diodos	D_a, D_b	MUR860	2
Potência	Diodos	D_1, D_2	IDH04S60C	2
Potência	Interruptores	Q_1, Q_2	IPP60R099CP	2
Potência	Capacitores	C_o	B43504-S5227-M1	4
Potência	Resistor de carga	R_o	175,8 Ω	1
Potência	Fusíveis	F1, F2	10 A	2
Potência	Porta fusíveis	-	Porta fusíveis 10 A modelo AS-06	2
Potência	Dissipadores	-	HS 2816	6
Potência	Diodos da ponte retificadora	-	MUR160	4
Comando e controle	Sensores de corrente de efeito Hall	-	LTSR 15-NP	2
Comando e controle	Transformador	-	Hayonik 1A Entrada: 0-127-220V Saída: 24+24V	1
Comando e controle	Bornes	-	Metaltex azul BR0	4
Comando e controle	Controlador PFC	-	UCC28070	1
Comando e controle	Driver	-	UCC27324	1

Componente	Nomenclatura	Especificação	Quantidade	
Comando e controle	Amplificador operacional	- TL074	1	
Comando e controle	Resistores (<i>Isense</i>)	R _{sensor1} , R _{sensor2}	2,2 kΩ, 1/8W	2
Comando e controle	Resistores (<i>Isense</i>)	R ₁ , R ₆	1 kΩ, 1/8W 1%	2
Comando e controle	Resistores (<i>Isense</i>)	R ₂ , R ₇	4,7 kΩ, 1/8W 1%	2
Comando e controle	Resistores (<i>Isense</i>)	R ₃ , R ₈	1 kΩ, 1/8W 1%	2
Comando e controle	Resistores (<i>Isense</i>)	R ₄ , R ₉	4,7 kΩ, 1/8W 1%	2
Comando e controle	Resistores (<i>Isense</i>)	R ₅ , R ₁₀	1 kΩ, 1/8W	2
Comando e controle	Capacitores (<i>Isense</i>)	C ₁ , C ₂	PHILIPS 2,2 nF	2
Comando e controle	Resistores (limitador da corrente de pico)	R _{pk1}	3,9 kΩ, 1/8W	1
Comando e controle	Resistores (limitador da corrente de pico)	R _{pk2}	5,6 kΩ e 680 Ω em série, 1/8W	1 de cada
Comando e controle	Resistores (limitador da corrente de pico)	R _{rt}	100 kΩ e 6,8 kΩ em série, 1/8W	1 de cada
Comando e controle	Resistores (limitador da corrente de pico)	R _{dmx}	100 kΩ, 1/8W	1
Comando e controle	Resistores (<i>Vsense</i>)	R _{a1} , R _{a2}	2,7 MΩ e 270 kΩ em série, 1/8W	2 de cada
Comando e controle	Resistores (<i>Vsense</i>)	R _{b1} , R _{b2}	22 kΩ e 470 Ω em série, 1/8W	2 de cada
Comando e controle	Resistor (malha de tensão)	R _{zv}	180 kΩ, 1/8W	1

Componente		Nomenclatura	Especificação	Quantidade
Comando e controle	Capacitores (malha de tensão)	C_{pv}	68 nF, 250 V	1
Comando e controle	Capacitores (malha de tensão)	C_{zv}	680 nF, 250 V	1
Comando e controle	Resistores (malha de corrente)	R_{imo}	22 k Ω e 2,2 k Ω em série, 1/8W	1 de cada
Comando e controle	Resistores (malha de corrente)	R_{zc1} , R_{zc2}	3,9 k Ω e 270 Ω em série, 1/8W	2 de cada
Comando e controle	Capacitores (malha de corrente)	C_{zc1} , C_{zc2}	6,8 nF, 60V	2
Comando e controle	Capacitores (malha de corrente)	C_{pc1} , C_{pc2}	2,2 nF, 60V	2
Comando e controle	Capacitor (<i>soft start</i>)	C_{ss}	680 nF, 250V	1
Comando e controle	Resistor R_{rdm}	R_{rdm}	47 k Ω , 1/8W	1
Comando e controle	Capacitor C_{cdr}	C_{cdr}	330 pF, 60V	1
Comando e controle	Capacitores de filtro	C_{b1}	1,5 nF	1
Comando e controle	Capacitores de filtro	C_{b2}	0,1 μ F	1
Comando e controle	Capacitores de filtro	C_{b3}	0,1 μ F	1
Comando e controle	Capacitores de filtro	C_{b4}	1,5 nF	1
Comando e controle	Resistores (<i>Driver</i>)	R_{gate1} , R_{gate2}	10 Ω , 1W	2
Comando e controle	Resistores (<i>Driver</i>)	R_{11} , R_{12}	10 k Ω , 1/8W	2
Comando e controle	Resistores (<i>Driver</i>)	R_{13} , R_{14}	10 k Ω , 1W	2
Comando e controle	Capacitores (<i>Driver</i>)	C_3 , C_4	100 nF	2

Componente		Nomenclatura	Especificação	Quantidade
Comando e controle	Capacitores de desacoplamento	Cf ₁	100 nF	1
Comando e controle	Capacitores de desacoplamento	Cf ₂	100 µF, 35V	1
Comando e controle	Capacitores de desacoplamento	Cf ₃	100 nF	1
Comando e controle	Capacitores de desacoplamento	Cf ₄	100 µF, 35V	1
Comando e controle	Capacitores de desacoplamento	Cf ₅	100 nF	1
Comando e controle	Capacitores de desacoplamento	Cf ₆	100 µF, 35V	1
Comando e controle	Capacitores de desacoplamento	Cf ₇	100 nF	1
Comando e controle	Capacitores de desacoplamento	Cf ₈	100 nF	1
Comando e controle	Capacitores de desacoplamento	Cf ₉	100 nF	1
Comando e controle	Capacitores de desacoplamento	Cf ₁₀	100 nF	1
Comando e controle	Capacitores de desacoplamento	Cf ₁₁	100 nF	1

Componente		Nomenclatura	Especificação	Quantidade
Comando e controle	Capacitores de desacoplamento	C_{f12}	2,2 μ F, 100V	1
Comando e controle	Capacitores de desacoplamento	C_{f13}	100 nF	1
Comando e controle	Capacitores de desacoplamento	C_{f14}	2,2 μ F, 100V	1