



UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA  
CAMPUS JOINVILLE  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA DE SISTEMAS  
ELETRÔNICOS

RODRIGO PATRÍCIO DACOL

**CARREGADOR DE BATERIAS NÃO ISOLADO COM RETIFICADOR  
PFC SEMI-BRIDGELESS BOOST**

JOINVILLE  
2019  
Rodrigo Patrício Dacol

Rodrigo Patrício Dacol

**CARREGADOR DE BATERIAS NÃO ISOLADO COM RETIFICADOR  
PFC BRIDGELESS BOOST**

Dissertação submetida ao Programa de Pós Graduação em Engenharia de Sistemas eletrônicos da Universidade Federal de Santa Catarina para a obtenção do Grau de Mestre em Engenharia de Sistemas Eletrônicos.

Orientador: Prof. Dr. Gierry Waltrich

Coorientador: Prof. Dr. Joselito Anastácio Heerd

Joinville  
2019

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor,  
através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária da UFSC

Dacol, Rodrigo

CARREGADOR DE BATERIAS NÃO ISOLADO COM RETIFICADOR PFC  
SEMI-BRIDGELESS BOOST / Rodrigo Dacol ; orientador, Gierry  
Waltrich, coorientador, Alexandro Garro, 2019.

133 p.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa  
Catarina, Campus Joinville, Programa de Pós-Graduação em  
Engenharia de Sistemas Eletrônicos, Joinville, 2019.  
Inclui referências.

1. Engenharia de Sistemas Eletrônicos. 2. Carregador  
baterias. 3. eletrônica de potência. 4. Transformador multi  
interfase. 5. Semi Bridgeless Boost. I. Waltrich, Gierry .  
II. Garro, Alexandro. III. Universidade Federal de Santa  
Catarina. Programa de Pós-Graduação em Engenharia de  
Sistemas Eletrônicos. IV. Título.

Rodrigo Patrício Dacol  
**Carregador de baterias não isolado com retificador PFC Semi-Bridgeless  
Boost**

O presente trabalho em nível de mestrado foi avaliado e aprovado por banca examinadora composta pelos seguintes membros:

Prof. Dr. Eng. Telles Brunelli Lazzarin  
Universidade Federal de Santa Catarina

Prof. Dr. Eng. Diego Santos Greff  
Universidade Federal de Santa Catarina

Certificamos que esta é a **versão original e final** do trabalho de conclusão que foi julgado adequado para obtenção do título de mestre em Engenharia de Sistemas Eletrônicos.

---

Prof. Dr. Eng. Alexandro Garro Brito  
Coordenador do Programa

---

Prof. Dr. Eng. Gierry Waltrich  
Orientador

Joinville, 16 de Setembro de 2019.

Este trabalho dedicado aos meus pais Sônia e José Patrício pelo apoio incondicional.

## AGRADECIMENTOS

Aos meus pais José Patrício Neto e Sônia Sueli Dacol, pelo amor e compreensão incondicionais em todos os momentos da minha vida, e que sem a qual nada teria sido possível.

Ao meu orientador, Professor Gierry Waltrich, que confiou no meu trabalho e nas minhas decisões, me auxiliando sempre com suas orientações, não medindo esforços para auxiliar mesmo que a distância, com as diversas longas reuniões via conferência e todo o auxílio prestado nos dias que estive no laboratório em Florianópolis.

Aos meus estimáveis colegas do Programa de Pós Graduação em Engenharia de sistemas eletrônicos, Valdir, Carlos, Felipe e André. Aos demais amigos e colegas que de alguma forma contribuíram para minha formação acadêmica e pessoal.

Gostaria de agradecer em especial ao colega Valdir Pedrinho, Por todas horas de conversa e pela paciência no esclarecimento de muitas dúvidas.

Gostaria de agradecer o Professor Diego Greff por ceder espaço no laboratório Emoby e toda a infraestrutura fornecida.

À CAPES, pelo auxílio financeiro.

“Mais importante que as riquezas naturais são as riquezas artificiais da educação e tecnologia.” Roberto Campo

## RESUMO

Sistemas dependentes de baterias vêm se tornando cada vez mais presentes no cotidiano das pessoas através de inúmeras aplicações, sejam estas de eletrodomésticos até mesmo os veículos elétricos dos mais variados tipos. Esse trabalho aborda o estudo, projeto dimensionamento e a implementação de um conversor aplicado a carregadores de baterias íon lítio. O carregador de baterias será composto de dois conversores, um conversor CC/CC a ser implementado por um Buck *Interleaved* empregando um transformador *multi-interfase* e um conversor CA/CC, será implementado por um conversor *Semi-Bridgeless Boost* que fará a correção do fator de potência. Esse trabalho aborda o estudo das topologias empregadas, o funcionamento das etapas de operação, o equacionamento, modelagem de ambos os conversores para as malhas de corrente e tensão. Além disso foi realizado o projeto dos circuitos auxiliares para a implementação experimental do protótipo. A partir do funcionamento dos conversores, do projeto e do dimensionamento dos elementos ativos e passivos, foram realizados os projetos dos controladores digitais para os dois conversores. Fizeram-se necessárias a utilização de simulações numéricas, para a validação da teoria discutida. Posteriormente foi construído um protótipo do carregador de bateria com potência 1.5kW, para obtenção dos resultados experimentais. Por último esses resultado foram discutidos e analisados.

**Palavras-chave:** Carregador de Baterias. Correção de Fator de Potência. Buck Interleaved. PFC Semi-Bridgeless Boost.



## ABSTRACT

Systems with batteries are becoming increasingly present in everyday life, being used by many applications, from appliances to electric vehicles. This paper shows a study, design, project and implementation of a converter applied to lithium ion battery chargers. The battery charger will have two converters, a DC / DC converter to be implemented by a Buck Interleaved employing a multi-phase transformer and an AC / DC converter, will be implemented by a Semi-Bridgeless Boost converter that will correct the power factor. This paper presents the study of the chosen topologies, the stages of operation, the equation of the circuits, modeling of both converters. In addition, auxiliary circuits were designed for the experimental implementation of the prototype. From the operation of the converters, digital controllers were designed for both converters. The use of numerical simulations was necessary to validate the theory discussed. Then a prototype 1.5kW battery charger was built to obtain the experimental results.

**Keyword:** Batter charger. Power Factor Correction. Buck Interleaved. PFC Semi-Bridgeless Boost.

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 Processo de carga das baterias .....	24
Figura 1.2 Conversor CC/CC empregado como carregador de baterias .....	24
Figura 1.3 Tensão e corrente na entrada do retificador de entrada.....	25
Figura 1.4 Conversor <i>BUCK-PFC</i> .....	26
Figura 1.5 Conversor Boost PFC.....	26
Figura 1.6 Conversor <i>interleaved Boost PFC</i> .....	27
Figura 1.7 <i>PFC Bridgeless Boost</i> . .....	27
Figura 1.8 <i>Semi-Bridgeless Boost PFC</i> .....	28
Figura 1.9 Filtro ativo paralelo .....	28
Figura 1.10 Estrutura do projeto proposto. ....	28
Figura 2.1 Conversor Buck. ....	30
Figura 2.2 Primeira etapa de operação do conversor BUCK.....	30
Figura 2.3 Segunda etapa de operação do conversor Buck. ....	30
Figura 2.4 Tensão no indutor.....	31
Figura 2.5 Conversor Buck <i>Interleaved</i> .....	32
Figura 2.6 Primeira etapa de operação .....	32
Figura 2.7 Segunda e quarta etapa de operação.....	32
Figura 2.8 Terceira etapa de funcionamento. ....	33
Figura 2.9 Formas de onda da corrente nos semicondutores.....	33
Figura 2.10 Forma de onda da corrente no Transformador multi-interfase. ....	34
Figura 2.11 modelo de pequenos sinais.....	36
Figura 2.12 Modelo de pequenos sinais para tensão. ....	37
Figura 2.13 Conversor Boost PFC tradicional.....	37
Figura 2.14 Etapas de operação do conversor Boost PFC.....	38
Figura 2.15 Topologia do retificador PFC <i>Semi-Bridgeless Boost</i> . ....	38
Figura 2.16 Etapas de funcionamento durante semiciclo positivo. ....	38
Figura 2.17 Etapas de funcionamento durante semiciclo negativo. ....	39
Figura 2.18 Principais formas de onda da corrente do conversor PFC <i>Semi-Bridgeless Boost</i> . ....	39
Figura 2.19 Diagrama de blocos da estrutura de controle do conversor PFC <i>Semi-Bridgeless Boost</i> . ....	40
Figura 2.20 Circuito equivalente simplificado do conversor Boost. ....	40
Figura 2.21 Circuito equivalente por valores médio. ....	41
Figura 2.22 Circuito equivalente para determinação do modelo.....	42
Figura 3.1 Estrutura do protótipo de carregador de baterias. ....	43
Figura 3.2 Diagrama de Blocos da malha de corrente.....	45
Figura 3.3 Diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto da planta não controlada. ....	46
Figura 3.4 Diagrama de bode em laço aberto das plantas controladas não controlada(azul) e controlada(vermelha). ....	47
Figura 3.5 Principais características do MOSFET IRFP460. ....	48
Figura 3.6 Principais características do Diodo C3D20060D.....	49
Figura 3.7 Indutor de saída <i>LS</i> .....	51
Figura 3.8 Tensão no enrolamento do transformador e a intensidade do fluxo magnético no núcleo. ....	52
Figura 3.9 Transformador multi-interfase. ....	54
Figura 3.10 Gráfico das perdas no Buck Interleaved .....	55
Figura 3.11 Diodo de proteção contra conexão invertida da bateria. ....	56
Figura 3.12 Diodo de proteção contra desconexão da bateria durante a carga.....	56
Figura 3.13 Ondulação de corrente parametrizada para um semiciclo da rede no indutor <i>Lin</i> . ....	58
Figura 3.14 Malha de corrente do <i>Semi-Bridgeless Boost PFC</i> .....	59
Figura 3.15 Diagrama de bode da malha de corrente do filtro ativo. ....	61
Figura 3.16 Diagrama de Bode para malha de tensão. ....	62

Figura 3.17 Indutores <i>Lin</i> de entrada do retificador <i>PFC Semi-Bridgeless Boost</i> .	64
Figura 3.18 Características do MOSFET IRFP460.	65
Figura 3.19 Características do Diodo MUR1560.	66
Figura 3.20 Perdas totais no <i>PFC Semi-Bridgeless Boost</i> .	68
Figura 3.21 Kit de desenvolvimento LAUNCHXL-F28069M.	68
Figura 3.22 Sensor Allegro ACS-758.	69
Figura 3.23 Circuito de condicionamento de sinal do sensor de corrente.	70
Figura 3.24 Circuito de condicionamento de sinal do sensor de tensão da bateria.	70
Figura 3.25 Circuito de condicionamento de sinal do sensor de tensão de barramento.	71
Figura 3.26 Sensor LEM LA-55P.	71
Figura 3.27 Circuito de condicionamento de sinal do sensor de corrente de entrada.	72
Figura 3.28 Circuito de condicionamento de sinal do sensor de tensão de entrada.	72
Figura 3.29 Driver isolado [46].	73
Figura 4.1 Simulação do conversor Buck <i>Interleaved</i> .	74
Figura 4.2 Malha de controle digital PI do conversor Buck <i>Interleaved</i> .	75
Figura 4.3 Simulação: Corrente no indutor de saída(vermelho), tensão de saída (azul), acionamento do interruptor S1(verde) e acionamento do interruptor S2(rox).	75
Figura 4.4 Simulação: Ondulação da corrente na saída.	76
Figura 4.5 Simulação: Ondulação de corrente nos indutores acoplados.	76
Figura 4.6 Simulação: Corrente no transformador (gráfico superior) e sinal de acionamento dos interruptores (gráfico inferior).	77
Figura 4.7 Simulação: Tensão no diodo(azul) e corrente no diodo x10(vermelho).	77
Figura 4.8 Simulação não ideal: Tensão no diodo(azul) e corrente no diodo x 10(vermelho).	78
Figura 4.9 Simulação: Tensão no MOSFET(azul) e corrente no MOSFET x 10(vermelho).	78
Figura 4.10 Simulação não ideal: Tensão no MOSFET(Azul) e corrente no MOSFET x 10(vermelho).	79
Figura 4.11 Simulação: Curvas de tensão e corrente do Buck como carregador de baterias.	80
Figura 4.12 Potência de saída e potência de entrada no conversor.	80
Figura 4.13 Simulação do retificador <i>PFC Semi-Bridgeless Boost</i> .	81
Figura 4.14 Estrutura de controle do controlador digitalizado.	81
Figura 4.15 Simulação: Tensão(Azul) e corrente(x10-Vermelho) na entrada do retificador <i>PFC Semi-Bridgeless Boost</i> .	81
Figura 4.16 Simulação: Corrente na entrada(azul) e corrente no MOSFET(Verde).	82
Figura 4.17 Simulação: Corrente na entrada e corrente no diodo D1.	82
Figura 4.18 Simulação: Corrente no interruptor(verde), corrente no diodo do retificador(rox), corrente no indutor de entrada e corrente(vermelho) no diodo Da(azul).	83
Figura 4.19 Simulação: Corrente no interruptor(verde) corrente no diodo de entrada(rox).	83
Figura 4.20 Simulação: Ondulação de tensão no Barramento.	84
Figura 4.21 Simulação do carregador de baterias com <i>PFC</i> .	84
Figura 4.22 Simulação: Superior: Tensão de entrada(azul) e corrente de saída x 10(Vermelho) Inferior: Tensão de saída(azul) e corrente de saída(vermelho).	85
Figura 4.23 Simulação de degrau de corrente no carregador de baterias. Superior: Tensão de entrada(azul), corrente de saída x 10(Vermelho) e Tensão do Barramento(verde) Inferior: Tensão de saída(azul) e corrente de saída(vermelho).	86
Figura 4.24 Camada superior da placa de circuito impresso construída.	86
Figura 4.25 Camada inferior da placa de circuito impresso construída.	87
Figura 4.26 Protótipo construído do carregador de baterias com retificador <i>PFC</i> .	87
Figura 4.27 Tensão no MOSFET(Azul) e tensão no diodo(Amarelo).	88
Figura 4.28 Tensão no MOSFET(Azul), tensão no diodo(Amarelo) e corrente no transformador (Verde e Roxa).	89
Figura 4.29 Corrente no transformador multi-interfase(Verde e Roxo) e corrente no indutor de saída(azul).	90
Figura 4.30 Degrau de carga, Corrente na saída (Amarela) e tensão na saída(Roxo).	91

Figura 4.31 Degrau de carga, Corrente na saída (Amarela) e tensão na saída(Roxo).....	92
Figura 4.32 PFC Bridgeless Boost.....	92
Figura 4.33 Tensão(Vermelho) e corrente (azul) na entrada PFC Bridgeless Boost para 436W.....	93
Figura 4.34 Corrente na entrada do retificador PFC Bridgeless Boost para 436W.....	93

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Análise qualitativa das baterias.....	22
Tabela 2 - Análise quantitativa das baterias.....	23
Tabela 3 - níveis de potência para carregadores de baterias .....	23
Tabela 4 - Especificações do carregador de baterias.....	43
Tabela - 5 Características do MOSFET IRFP460.....	48
Tabela 6 - Características do indutor de saída.....	50
Tabela 7 - Características do núcleos Magmattec MMTS26T4715.....	50
Tabela 8 - Aspectos construtivos do indutor <i>LS</i> .....	51
Tabela 9 - Características do núcleo NEE 42/21/15 .....	53
Tabela 10 - Aspectos construtivos do Transformador <i>multi-interfase</i> .....	54
Tabela 11 - Cálculo das perdas totais no Buck <i>Interleaved</i> .....	55
Tabela 12 - Especificações do retificador PFC Semi-Bridgeless Boost .....	56
Tabela 13 -Características dos indutores de entrada do PFC .....	62
Tabela 14 - Características do núcleos Magmattec MMTS26T4715.....	62
Tabela 15 - Aspectos construtivos do indutor <i>Lin.</i> .....	64
Tabela 16 - Características do MOSFET IRFP460.....	65
Tabela 17 - Dados do capacitor de Barramento .....	67
Tabela 18- Perdas totais no PFC Semi-Bridgeless Boost. ....	67
Tabela 19 - Principais características do LAUNCHXL-F28069M.....	69
Tabela 20 Comparação dos esforços nos semicondutores. ....	79
Tabela 21 comparação dos resultados teóricos e resultados de simulação do PFC Semi-Bridgeless Boost.....	84
Tabela 22 - Dados obtidos na simulação da Figura 4.21 .....	85

## LISTA DE ABREVIATURAS

AMPOP	Amplificador Operacional
BMS	<i>“Battery Management System”</i> sistema de gerenciamento de bateria
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
DHT	Distorção Harmônica Total
DNAEE	Departamento Nacional de Aguas e Energia Elétrica
DSP	<i>Digital Signal Processor</i> – Processador Digital de Sinais
FP	Fator de Potência
FTLA	Função de Transferência de Laço Aberto
FTMF	Função de Transferência de Malha Fechada
IEC	<i>“International Electrotechnical Commission”</i>
IEEE	Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos
INMETRO	Instituto Nacional de Metrologia
Li-Ion	Ion de Lítio
LR	Lugar das Raízes
MF	Margem de Fase
NiCd	Níquel Cadmio
NiMH	Níquel Hidreto Metálico
Pb-Acid	Chumbo ácido
PCB	Printed Circuit Board
PFC	<i>“Power Factor Correction”</i> , Correção do Fator de Potência
Psim	<i>Power Simulation</i>
PWM	<i>“Pulse Width Modulation”</i> , Modulação por Largura de Pulso
RMS	<i>Root mean square</i> - Raiz quadrada média
RSE	Resistência Série Equivalente
THD	<i>“Total Harmonic Distortion”</i> , Distorção Harmônica Total
VSI	<i>“Voltage Source Inverter”</i> , Inversor de Tensão
AMPOP	Amplificador Operacional

## LISTA DE SIMBOLOS

$\Delta I_{in}$	Ondulação de corrente de entrada	A
$\Delta I_o$	Ondulação de Corrente na Saída	A
$A_S$	Área ocupado da espira do indutor de saída	cm <sup>2</sup>
$A_T$	Área ocupado das espiras do transformador	cm <sup>2</sup>
$A_e$	Área da secção do núcleo	cm <sup>2</sup>
$A_e A_w$	Produtos de area	cm <sup>4</sup>
$A_w$	Área da janela	cm <sup>2</sup>
$B_S$	Densidade de Fluxo no indutor de saída	T
$B_T$	Densidade de Fluxo no transformador	T
$B_c$	Densidade de Fluxo	T
$C_B$	Capacitor do barramento	F
$C_i(s)$	Controlador de Corrente	
$C_o$	Capacitor de saída	F
$C_v(s)$	Controlador de Tensão	
$C_{v1}, C_{v2}$	Capacitores do Controlador de Tensão	$\Omega$
$D_1, D_2$	Diodos	
$D_{IV}$	Diodo de proteção de conexão reversa	
$D_{Max}$	Razão Cíclica Máxima	
$D_{Min}$	Razão Cíclica Mínima	
$D_a, D_b$	Diodos do retificador	
$D_{oC}$	Diodo de proteção abertura de circuito	
$E_{offD}$	Energia de bloqueio do diodo	J
$E_{onD}$	Energia de bloqueio do diodo	J
$E_{offM}$	Energia de bloqueio do mosfet	J
$E_{onM}$	Energia de bloqueio do mosfet	J
$FTLA_{ic}$	Função de transferência laço aberto da corrente controlada	
$FTLA_{inc}$	Função de transferência laço aberto da corrente não controlada	
$FTLA_{vc}$	Função de transferência laço aberto da tensão controlada	
$FTLA_{vnc}$	Função de transferência laço aberto da tensão não controlada	
$F_W$	Fator de ocupação	
$G_I(s)$	Função de transferência da Corrente do Carregador	
$G_V$	Ganho Estático de tensão	
$G_{iPFC}$	Função de transferência de corrente da planta do retificador	
$G_v(s)$	Função de transferência da Tensão do Carregador	
$G_{vf}$	Função de transferência de tensão da planta do retificador	
$H_i$	Função de transferência da corrente do Bridgeless Boost	
$H_v$	Função de transferência da tensão do Bridgeless Boost	
$I_{D_{a,b}med}$	Corrente media no diodo do retificador	A
$I_{D_{a,b}rms}$	Corrente eficaz no diodo do retificador	A
$I_{Diodo med}$	Corrente media no diodo de entrada	A
$I_{Diodo rms}$	Corrente eficaz no diodo de entrada	A
$I_{L_{in} rms}$	Corrente eficaz no indutor de entrada	A
$I_{Mosfet rms}$	Corrente media no MOSFET	A
$I_{MOSfet rms}$	Corrente eficaz no MOSFET	A

$I_{rederms}$	Corrente eficaz na entrada	A
$AI_1$	Corrente da Harmônica fundamental	A
$I_{D1}, I_{D2}$	Corrente nos Diodos do Carregador	A
$I_{Dmed}$	Corrente media no Diodo	A
$I_{Doff}$	Corrente durante o início do bloqueio	A
$I_{Don}$	Corrente durante o início da condução	A
$I_{Drms}$	Corrente eficaz no Diodo	A
$IL_S$	Corrente no indutore de saída	A
$IL_{T1}, IL_{T2}$	Corrente no Transformador muti-interfase	A
$I_{Lsmmed}$	Corrente media no indutor de saída	A
$I_{Lsrms}$	Corrente eficaz no indutor de saída	A
$I_{Mmed}$	Corrente media no MOSFET	A
$I_{Mrms}$	Corrente eficaz no MOSFET	A
$I_{RMS}$	Corrente Eficaz	A
$I_S$	Corrente no Indutor de Saída	A
$I_{S1}, I_{S2}$	Corrente nos Interruptores do Carregador	A
$I_{Tmed}$	Corrente media no transformador	A
$I_{Trms}$	Corrente eficaz no Transformador	A
$I_{ef}$	Corrente Eficaz	A
$I_{in}$	Corrente de entrada	A
$I_o$	Corrente drenada pela carga	A
$I_{oMAX}$	Máxima Correte drenada pela carga	A
$I_{pico}$	Corrente de pico	A
$I_{rede}$	Corrente da Rede	A
$J_{MAX}$	Densidade de corrente	A/cm <sup>2</sup>
$K_{ADC}$	Ganho do ADC	
$K_{Ci}$	Ganho do controlador de corrente	
$K_{Cv}$	Ganho do controlador de corrente	
$K_{IS}$	Ganho da planta de corrente	
$K_{PWM}$	Ganho do PWM	
$K_i$	Ganho do sensor de corrente	
$K_v$	Ganho do sensor de tensão	
$L_S$	Indutor de do carregador	H
$L_{Ssaída}$	Indutância de saída	H
$L_{T1}, L_{T2}$	Indutancia do transformador	
$L_{Transformadç}$	Indutância do transformador	H
$L_t$	Transformador muti-interfase	H
$L_{in}$	Indutor de entrada	H
$L_S$	Indutor de Saída	H
$M_i$	Índice de modulação	
$N_S$	Número de espiras do indutor de saída	
$N_T$	Número de espiras do indutor do transformador	
$P_{CD}$	Perdas em condução	W
$P_{CM}$	Perdas em condução	W
$P_{in}$	Potência na entrada	W
$P_{out}$	Potência na carga	W
$P_{sw}$	Perdas de chaveamento	W



$P_{swD}$	Perdas de chaveamento	W
$P_v$	Perdas volumétricas	mW/ cm <sup>3</sup>
$Q_1, Q_2$	Interruptores	
$Q_c$	Capacidade de carga	nC
$R_{Load}$	Resistor de saída	$\Omega$
$R_{SE}$	Resistencia Série equivalente do capacitor	$\Omega$
$R_1, R_2$	Resistores da aquisição de sinais	$\Omega$
$R_{div1}, R_{div1}$	Resistores da aquisição de sinais	$\Omega$
$R_{div12}, R_{div11}$	Resistores da aquisição de sinais	$\Omega$
$C_1, C_2, C_3$	Capacitores da aquisição de sinais	F
$S_1, S_2$	Interruptores	
$T_S$	Período de Comutação	s
$V_{BUS}$	Tensão do Barramento	V
$V_{BUS}$	Tensão de barramento	V
$V_{T1}, V_{T2}$	Tensão nos enrolamentos do transformador	V
$V_{Tpico-pico}$	Tensão Triangular de Pico a Pico	V
$V_{ab}$	Tensão nos terminais ab do inversor de tensão em ponte completa	V
$V_e$	Volume do núcleo	cm <sup>3</sup>
$V_{ef}$	Tensão Eficaz	V
$V_{in}$	Tensão de entrada	V
$V_{inpico}$	Tensão de entrada de pico	V
$V_{oMAX}$	Máxima Tensão de Saída	V
$V_{oMIN}$	Mínima Tensão de Saída	V
$V_{out}$	Tensão de Saída	V
$V_p$	Tensão de pico	V
$V_{rede}$	Tensão da Rede	V
$V_{ref}$	Tensão de Referência	V
$f_{rede}$	Frequência da Rede	Hz
$f_s$	Frequência de Comutação	Hz
$l_e$	Caminho magnético	cm
$t_{Doff}$	Tempo de entrada em bloqueio	ns
$t_{Don}$	Tempo de entrada em condução	ns
$t_f$	Tempo de descida	ns
$t_{off}$	Período com Interruptor Bloqueado	
$t_{on}$	Período com Interruptor Conduzindo	
$t_r$	Tempo de subida	ns
$A_L$	Indutância nominal	mH
$R_{DSon}$	Resistencia de condução do MOSFET	
$\Delta i_{Lf}$	Porcentagem de Ondulação de Corrente no Indutor do FA	
$\omega_o$	Frequência fundamental	Rad/s
$\omega_{zi}$	Frequência do Zero do controlador de corrente	Rad/s
$\omega_{zv}$	Frequência do Zero do controlador de corrente	Rad/s
$\Phi$	Fluxo magnético	
$\Delta I_T$	Ondulação de corrente no transformador	A
A	Área do núcleo	cm <sup>2</sup>
B	Densidade de Fluxo	

$\cos(\varphi)$	Cosseno do Ângulo de Carga ou Fator de Deslocamento	
D	Razão cíclica	
$D(t)$	Razão Cíclica Instantânea	
$I_{ref}$	Corrente de Referência	A
k	Fator de acoplamento do transformador muti-interfase	
L	Indutor	H
M	Indutância Mutua	H
P	Potência Ativa	W
S	Potência Aparente	VA
$CME$	Comprimento médio da espira	cm
$\eta$	Eficiência	%
$\xi$	Fator de amortecimento	Rad/s

## SUMÁRIO

<b>1 INTRODUÇÃO .....</b>	<b>22</b>
<b>1.1 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA DE CONVERSORES CC/CC PARA CARREGADORES .....</b>	<b>24</b>
<b>1.2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA DE RETIFICADORES COM CORREÇÃO DE FATOR DE POTÊNCIA .....</b>	<b>25</b>
<b>1.3 TOPOLOGIA ESCOLHIDA .....</b>	<b>28</b>
<b>1.4 ESTRUTURA DO TRABALHO .....</b>	<b>29</b>
<b>2 ESTUDO DAS TOPOLOGIAS UTILIZADAS .....</b>	<b>30</b>
<b>2.1 CONVERSOR BUCK.....</b>	<b>30</b>
2.1.1 ETAPAS DE OPERAÇÃO .....	30
2.1.2 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DO CONVERSOR BUCK .....	31
2.1.3 CONVERSOR BUCK <i>INTERLEAVED</i> .....	31
2.1.4 TRANSFORMADOR DE MULTI INTERFASE .....	33
2.1.5 MODELAGEM DO CONVERSOR .....	36
<b>2.2 RETIFICADOR PFC BIDGELESS BOOST .....</b>	<b>37</b>
2.2.1 ETAPAS DE FUNCIONAMENTO .....	38
2.2.2 ESTRATÉGIAS DE CONTROLE .....	39
<b>3 DIMENSIONAMENTO E PROJETO .....</b>	<b>43</b>
<b>3.1 PROCEDIMENTOS DE PROJETO DO CONVERSOR BUCK COMO CARREGADOR DE BATERIAS..</b>	<b>43</b>
3.1.1 PROJETO DO CONVERSOR BUCK <i>INTERLEAVED</i> .....	43
3.1.2 DIMENSIONAMENTO DOS ELEMENTOS DO CONVERSOR BUCK <i>INTERLEAVED</i> .....	47
<b>3.2 RETIFICADOR PFC SEMI-BRIDGELESS BOOST .....</b>	<b>56</b>
3.2.1 PROJETO DO RETIFICADOR PFC SEMI-BRIDGELESS BOOST.....	56
3.2.2 DIMENSIONAMENTO DOS ELEMENTOS DO RETIFICADOR PFC <i>SEMI-BRIDGELESS BOOST</i> .....	62
<b>3.3 CIRCUITOS AUXILIARES .....</b>	<b>68</b>
3.3.1 DSP .....	68
3.3.2 CIRCUITOS DE CONDICIONAMENTO DE SINAIS .....	69
3.3.3 DRIVER ISOLADO.....	72
<b>4 RESULTADO DAS SIMULAÇÕES E RESULTADOS EXPERIMENTAIS .....</b>	<b>74</b>
<b>4.1 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO .....</b>	<b>74</b>
4.1.1 BUCK <i>INTERLEAVED</i> .....	74
4.1.2 SIMULAÇÕES DO RETIFICADOR PFC SEMI-BRIDGELESS BOOST .....	80
<b>4.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....</b>	<b>86</b>
4.2.1 CONVERSOR BUCK <i>INTERLEAVED</i> .....	88
4.2.2 RETIFICADOR PFC <i>BRIDGELESS BOOST</i> .....	92
<b>5 CONCLUSÃO.....</b>	<b>94</b>
<b>6 REFERÊNCIAS.....</b>	<b>96</b>
<b>APENDICE A – METODOLOGIA DE MONTAGEM DE BANCOS DE BATERIAS.....</b>	<b>100</b>
<b>APÊNDICE – B: CIRCUITOS SIMULADOS .....</b>	<b>103</b>
<b>APENDICE-C:CÓDIGO DO DSP .....</b>	<b>105</b>
<b>APENDICE-C: PROJETO DE POTÊNCIA.....</b>	<b>113</b>
<b>APENDICE-C: CÓDIGO NO MATLAB PARA CALCULAR THD E FP .....</b>	<b>133</b>
<b>APENDICE-D: DRIVER ISOLADO .....</b>	<b>134</b>

## 1 INTRODUÇÃO

Recentemente o armazenamento de energia vem tornando-se indispensável em aplicações cotidianas, industriais e de transporte, devido à crescente preocupação ambiental com a poluição decorrente do uso de combustíveis fósseis. Desde vastamente utilizada em dispositivos de baixos consumo como computadores, smartphones e outros dispositivos portáteis, desempenha papel importante na indústria em equipamentos que necessitam de fornecimento ininterrupto de energia. A popularização de sistemas eólicos e fotovoltaicos também tem feito com que se aumentem a demanda sistemas de armazenamento da energia sobressalentes.

A crescente procura por veículos elétricos, criou a necessidade de sistemas com alta capacidade de armazenamento de energia, entre eles as baterias têm preponderância quando comparadas com outros sistemas como supercapacitores, células a combustível e até mesmo ar comprimido. Para sistemas de mobilidade, as baterias são ainda a principal fonte de energia, pela sua alta densidade de energia, segurança e escalabilidade.

Entre as tecnologias de baterias recarregáveis mais empregadas comercialmente hoje estão as baterias de Chumbo-ácido (Pb-acid), Níquel-cádmio (NiCd), Hidretos metálicos de níquel (NiMH) e Ion-Lítio (Li-ion) [1]. A Tabela 1 apresenta uma comparação qualitativa entre as características de cada um desses tipos de baterias e a Tabela 2 mostra um comparativo técnico entre as células das baterias.

Tabela 1 - Análise qualitativa das baterias.

### **COMPARAÇÃO QUALITATIVA DAS BATERIAS**

<b>Característica</b>	<b>Pb-acid</b>	<b>NiCd</b>	<b>NiMH</b>	<b>Li-íon</b>
<b>Custo</b>	Baixo	Elevado	Elevado	Elevado
<b>Densidade de energia</b>	Baixa	Média	Média	Elevada
<b>Densidade de potência</b>	Baixa	Média	Média	Elevada
<b>Vida útil</b>	Baixo	Alto	Alto	Alto
<b>Reciclagem</b>		Possível (Risco elevado)	Possível	Possível (Risco elevado)
<b>Risco de sobre aquecimento</b>	Muito reduzido	Reduzido	Médio	Elevado
<b>Elementos tóxicos</b>	Sim	Sim	Não	Não
<b>Segurança de utilização</b>	Segura	Insegura	Segura	Insegura
<b>Efeito da temperatura na vida útil</b>	Baixo	Muito alto	Alto	Médio
<b>Carga rápida</b>	Não	Sim	Sim	Sim
<b>Manutenção</b>	3 a 6 meses	30 a 60 dias	30 a 60 dias	Não necessária

Fonte: Adaptado [2].

As baterias de chumbo ácido (Pb-acid), possuem baixa densidade de potência, baixa quantidade de ciclos de vida, necessitam de manutenção frequente. São o modelo mais comum de baterias recarregáveis e vem sendo substituídas por tecnologias mais modernas [2] [3].

As baterias de níquel cádmio (NiCd), são mais caras do que as baterias de chumbo, apresentam uma densidade de energia maior que as baterias de chumbo. Devido sua alta capacidade de carga, esse modelo de bateria era utilizado nos primeiros modelos de veículos elétricos [1] [3] [4]. A maior vantagem desse tipo de bateria é sua capacidade de ser carregada rapidamente. Entre as principais desvantagens, estão a baixa capacidade de suportar sobre carregamentos, que podem ocasionar explosões. Além disso Cádmio é um elemento químico altamente tóxico, o que dificulta o processo de reciclagem e descarte das baterias.

As baterias de hidretos metálicos de níquel (NiMH), tem características próximas as das baterias de Níquel Cádmio, tendo como principal vantagem a inexistência de efeito memória e

sendo construídas por matérias que não são tóxicos e de reciclagem simples. Essas baterias tem como desvantagem uma taxa de auto descarga um pouco mais elevada que as anteriores e uma baixa tolerância a sobre carregamento, sendo necessário sistemas mais complexos de monitoramento e controle da carga [1] [4] [3].

As baterias de Íon-Lítio atualmente são a principal tecnologia empregada em uma vasta gama de aplicações, desde aplicações de baixo consumo até mesmo sendo a tecnologia mais utilizada no setor de mobilidade elétrica. Distingue-se das demais por uma maior segurança, elevada densidade de energia, e baixa custo de manutenção, por todas essas vantagens é altamente empregada em sistemas de armazenamento de energia como de veículos elétricos. Essas baterias tem como principal desvantagem a sensibilidade à temperatura [1] [4] [3].

Tabela 2 - Análise quantitativa das baterias.

### COMPARAÇÃO QUANTITATIVA DAS BATERIAS

<i>Característica</i>	Pb-acid	NiCd	NiMH	Li-ion
<i>Tensão nominal da célula(V)</i>	2	1,25	125	3,6
<i>Densidade de energia(Wh/dm<sup>3</sup>)</i>	[8;16]	45-80	60-120	110-160
<i>Energia específica(Wh/dm<sup>3</sup>)</i>		[30;60]	[50;90]	[90;115]
<i>Densidade de potência (W/dm<sup>3</sup>)</i>	60	60	320	2900
<i>Potência específica(W/kg)</i>	250	<1000	<1000	<2000
<i>Resistência interna(mΩ)</i>	<100	100-200	200-300	150-250
<i>Vida útil (80% da capacidade inicial)</i>	[200;300]	[300;1500]	[300;2000]	[500;2000]
<i>tempo de carga(horas)</i>	[8;16]	1	[2;4]	[2;4]
<i>Auto descarga (%/mês a 20°C)</i>	5	[10;20]	[20;30]	[5;10]
<i>Carga contínua máxima (C)</i>	5	20	5	>2

Fonte: Adaptado [2].

Os carregadores de bateria são classificados em três categorias pela norma IEC61851 da International Electrotechnical Commission (IEC) [5], conforme Tabela 3. As duas primeiras categorias são para uma faixa de potência entre 3,3 e 14,4 kW, usada em aplicações de carregadores de pequeno porte e carregadores integrados a carga. A terceira categoria representa as estações de carregamento público, com níveis de potência de até 240 kW.

Tabela 3 - níveis de potência para carregadores de baterias

<i>Nível</i>	<i>Uso</i>	<i>Potência</i>	<i>Tempo de carga</i>	
<i>Nível I</i>	Residencial	Até 3,3kW	4 à 1h	Carga lenta
<i>Nível II</i>	Público/privado	Até 14,4kW	Até 3h	Carga normal
<i>Nível III</i>	Estação pública de recarga	Até 240kW	Até 30min	Carga Rápida

Fonte: Adaptado da IEC61851 [5].

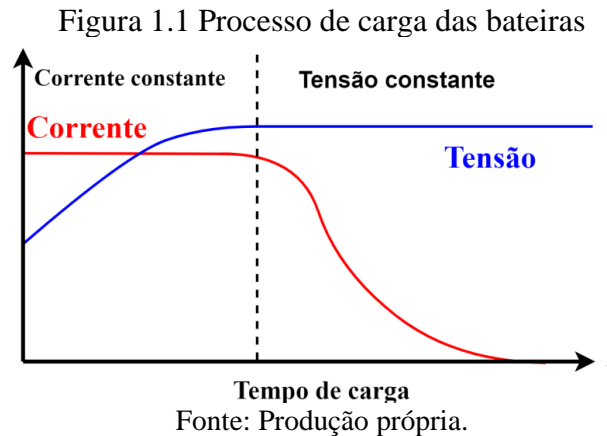
Esses carregadores de baterias são divididos em dois tipo, os carregadores de baterias de estágio único e os carregadores de baterias com dois estágios. As topologias de carregadores que utilizam estágio único são adequadas para aplicações de baixa potência ou aplicadas em carregadores de baterias de chumbo ácido.

As topologias que utilizam dois estágios, apresentam um primeiro estágio de retificação (AC/CC) e um estágio responsável pela compatibilização de níveis de tensão e corrente de carga (CC/CC). Os retificadores podem ou não fazer a correção do fator de potência, porém com a elevação da potência e o elevado tempo de carga a correção do fator de potência torna-se interessante.

## 1.1 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA DE CONVERSORES CC/CC PARA CARREGADORES

Em virtude dessa vasta utilização de baterias recarregáveis, por aplicações com as mais variadas necessidades, tem surgido interesse no desenvolvimento de carregadores de baterias [6] [7] [8], para aplicações de baixa, média e alta potência. As baterias tem um processo de carga que é realizado em duas etapas e que os carregadores devem ser capazes de controlar.

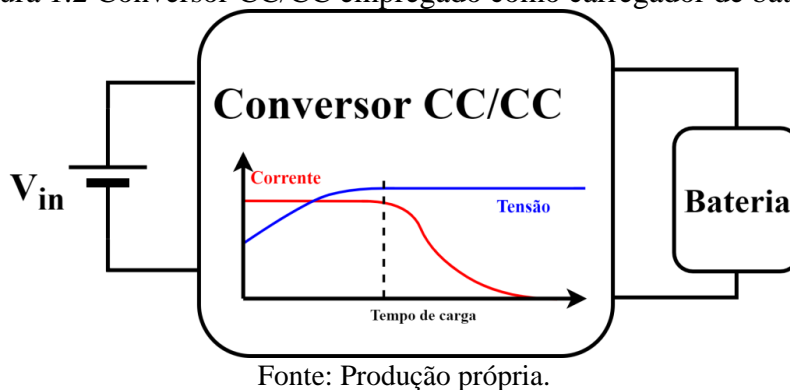
Uma primeira etapa em que o carregador de baterias controla a corrente de carga e a tensão da bateria sobe lentamente até a tensão máxima. Atingida a tensão máxima da bateria, o carregador deve limitar a tensão e a corrente irá caindo até ser zerada, finalizando o processo de carga. A Figura 1.1 ilustra idealmente as duas etapas do processo de carga das baterias, a primeira de corrente constante e a segunda com a tensão constante.



O estágio CC/CC [9] dos conversores para carregadores de baterias, como apresentado na Figura 1.2, tem como principais funcionalidades fazer a compatibilização dos níveis de tensão, entre a tensão de alimentação e a tensão da bateria, além de proporcionar o controle de corrente de carga.

O controle de carga de baterias através do conversor, será realizado nos estágios conforme a Figura 1.1. Para carregadores de baterias as topologias de conversores CC/CC empregados, podem ou não dispor de isolamento galvânica. Essa isolamento irá proporcionar maior segurança aos usuários.

Figura 1.2 Conversor CC/CC empregado como carregador de baterias



Os conversores CC/CC para carregadores de baterias são de diversas topologias [7], as topologias mais empregadas como carregadores não isolados são conversores *Buck Interleaved* [10] [11] [12] [13], *Buck-Boost Interleaved*, *Boost-PFC* [14] e *Forward*.

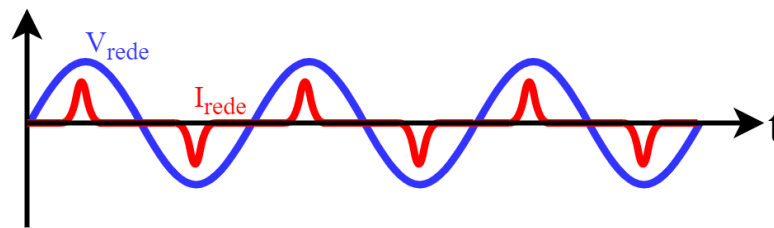
O conversor *Buck Interleaved* [15] [16], ou conversor abaixador multi-interfase, é uma técnica útil para reduzir os esforços nos componentes do conversor. Os conversores *Interleaved* são equivalentes a versão da combinação paralela de dois ou mais conjuntos de conversores [17]. Para a versão com dois conversores, os interruptores operam com uma defasagem de  $180^\circ$  entre eles, produzindo correntes com essa defasagem entre cada um dos ramos paralelos. A corrente na saída é

a soma dessas duas correntes, produzindo uma corrente de saída com menor ondulação e do dobro da frequência.

## 1.2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA DE RETIFICADORES COM CORREÇÃO DE FATOR DE POTÊNCIA

Os carregadores de baterias que não realizam a correção do fator de potência (*Power Factor Correction* - PFC), utilizam retificadores monofásicos ou trifásicos a diodo na entrada isso faz com que exista uma defasagem entre a corrente de entrada e a tensão de alimentação, como mostrado na Figura 1.3. Essa defasagem ocasiona em um fator de potência reduzido de aproximadamente de 54%, devido a inserção de harmônicos de corrente na rede.

Figura 1.3 Tensão e corrente na entrada do retificador de entrada.



Fonte: Produção própria.

O fator de potência é definido pela equação (1.1), sendo a relação entre a potência ativa e aparente.

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{\frac{1}{T} \int v_i(t) i_i(t) dt}{V_{RMS} I_{RMS}} \quad (1.1)$$

Quando a tensão da rede é senoidal, o fator de potência é expresso pela equação

$$FP = \frac{I_1}{I_{RMS}} \cos \phi \quad (1.2)$$

A corrente de entrada pode ser expressa em função de suas componentes harmônicas

$$I_{RMS} = \sqrt{I_1^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_n^2} \quad (1.3)$$

A Distorção Harmônica Total (THD), é definida pela relação entre o valor RMS das componentes harmônicas e sua componente fundamental

$$DHT = \frac{\sqrt{I_1^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1} \quad (1.4)$$

Assim de forma simplificada o fator de potência pode ser reescrito como:

$$FP = \frac{\cos \phi}{\sqrt{1 + DTH^2}} \quad (1.5)$$

Existe uma relação entre o fator de potência e as harmônicas que distorcem a corrente. Assim sendo existem normas que regulamentam a o máximo de harmônicos que um equipamento pode injetar na rede.

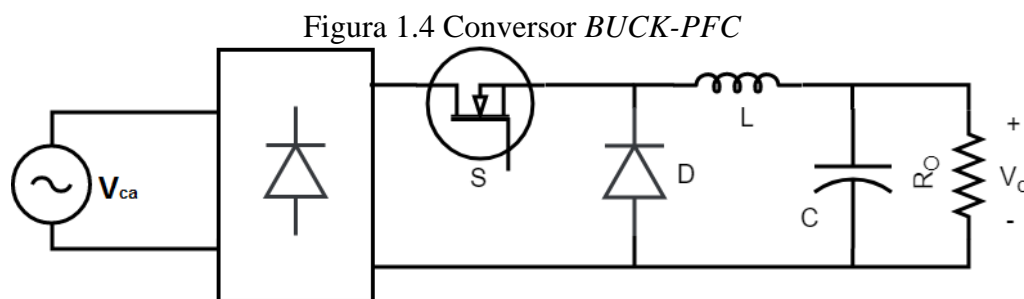
A norma IEC 61000-3-2 [18] [19], trata da limitações de harmônicos de corrente na rede pública de alimentação causadas por equipamentos. Aplica-se a equipamentos elétricos e eletrônicos que tenham uma corrente de entrada inferior a 16 A por fase, para uma rede de alimentação de baixa tensão alternada, com frequência de 50Hz ou 60Hz e tensão de fase de 220 ou 240 V. A norma IEEE 519 [20] [18] descreve os principais os limites da emissão de harmônicos para um instalação elétrica, do ponto de vista do acoplamento da instalação com a rede, não importando o que ocorre dentro da instalação, mas como isso impacta o sistema.

Aqui no Brasil as poucas limitações que existem com relação a emissão de harmônicos por equipamentos, são normas do INMETRO, uma das poucas restrições trata da emissão de harmônicos por dispositivos de iluminação, que devem ter fator de potência superior a 0.95, mas não define limites para emissão de harmônicos. A portaria 1569/93 [21] do NAE (departamento nacional de água e energia elétrica), regulamenta o limite para o fator de potência em um instalação em 0.92, determinando o faturamento dos reativos excedentes.

Será realizada uma breve revisão de algumas topologias potenciais para a aplicação em carregadores de bateria, muitas propostas vem sendo feitas para melhorar o fator de potência dos carregadores de baterias atualmente.

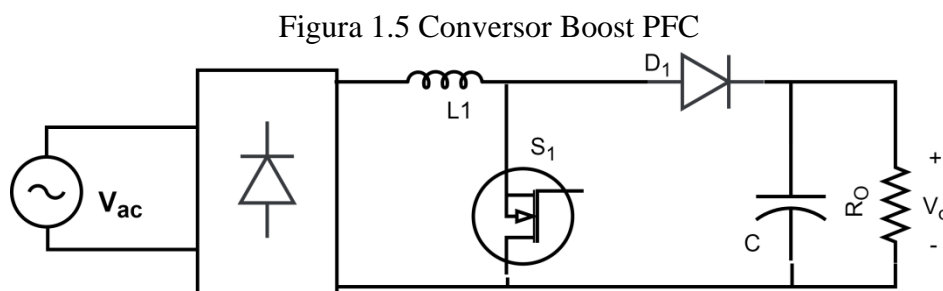
Uma topologia proposta para carregadores de baterias com correção de fator de potência é um conversor *Buck-PFC* [26], esse carregador é constituído de dois estágios um retificador e um conversor Buck como apresentado Figura 1.4.

O que realiza a correção do fator de potência nessa estrutura é a estratégia de controle, que controla a corrente que flui através do interruptor para que esteja em fase com a tensão na entrada retificada. O conversor *Buck-PFC* apresenta um elevado fator de potência somente próximo a sua potência nominal, quando a corrente de carga vai diminuído o fator de potência diminui junto com ela. [26] [12].



Fonte: Produção própria.

O conversor *Boost PFC* [23] [24] é uma topologia bastante clássica para correção do fator de potência, como apresentado na Figura 1.5, por se tratar de um conversor elevador haverá a necessidade de um segundo estágio para compatibilização da tensão ou que o banco de baterias a ser carregado tenha uma elevada tensão.

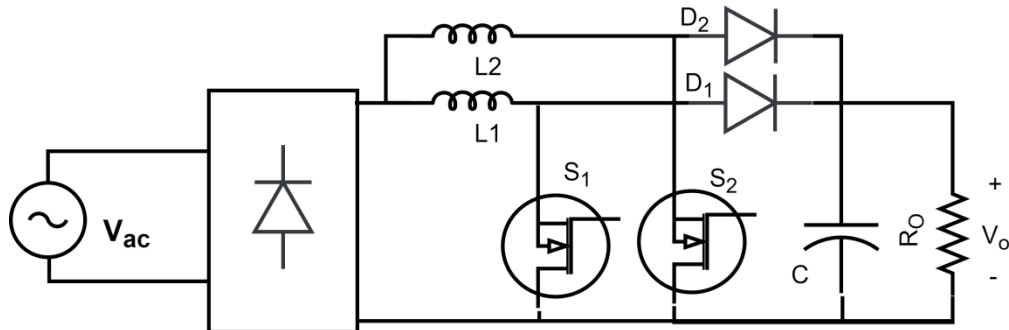


Fonte: Produção própria.



Essa topologia é adequada para potência baixas, até 1kW [24] [25]. Com a elevação da corrente o volume do indutor tende a aumentar, assim como as perdas no retificador. Uma alternativa para a redução do volume no indutor é o conversor *interleaved Boost PFC*, mostrada na Figura 1.6 por apresentar dois braços, o volume desses indutores será reduzido.

Figura 1.6 Conversor *interleaved Boost PFC*

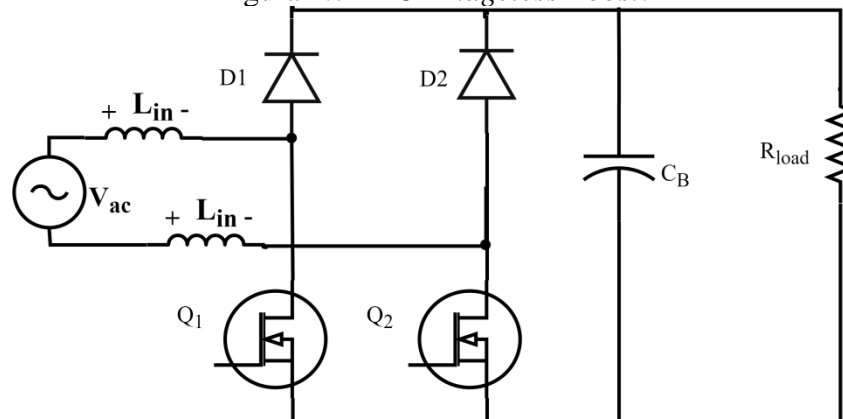


Fonte: Produção própria.

No conversor *Interleaved boost PFC* [24] [25], as chaves comutam com uma defasagem de  $180^\circ$ , isso proporciona que a ondulação de corrente tenha o dobro da frequência de chaveamento, minimizando as correntes no capacitor de saída e reduzindo a ondulação na corrente de entrada. Entretanto o o conversor *Interleaved boost PFC* apresenta perdas no retificador semelhantes ao conversor *Interleaved boost* convencional, devido a essas perdas novas alternativas surgiram com o intuito de reduzir as perdas no retificador.

A topologia *Bridgeless Boost*, como mostrada na Figura 1.7 [24], pode ser visto como um conversor *Boost*, que substitui o retificador de entrada. Essa estrutura através da uma estratégia de controle adequada é capaz de drenar corrente em fase com a tensão senoidal da rede. Tem como vantagem evitar as perdas dos diodos do retificador.

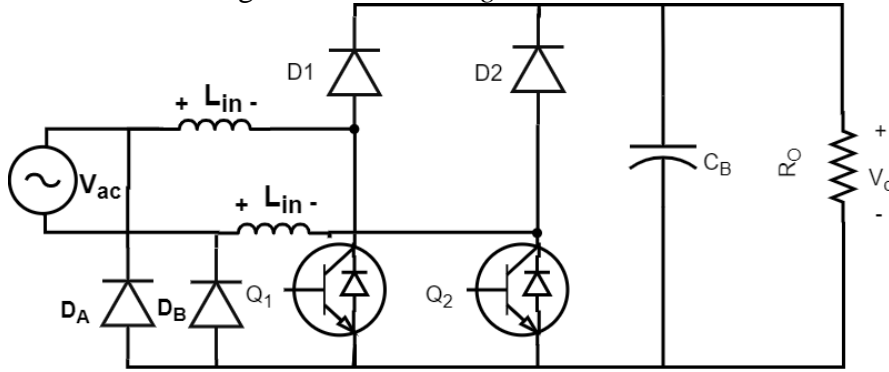
Figura 1.7 *PFC Bridgeless Boost*.



Fonte: Produção própria.

Na Figura 1.8 é a apresentada a topologia do conversor *Semi-Bridgeless Boost* [24] [25] [26], esse estrutura é um meio termo entre os conversores *Boost* tradicionais, com o conversor *Bridgeless Boost*. Mesmo com uma maior quantidade de semicondutores, esse conversor apresenta perdas menores que as anteriores [25], além disso devido a presença dos diodos  $D_a$  e  $D_b$  que comutam em baixa frequência a THD é relativamente mais baixa que as demais [26].

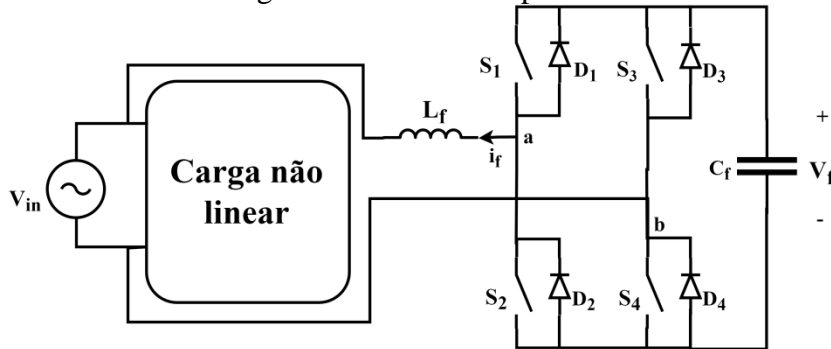
Figura 1.8 *Semi-Bridgeless Boost PFC*



Fonte: Produção própria.

Outra técnica proposta para a correção do fator de potência é a utilização de filtros ativos paralelos ao carregador [27] [28] [29] [30], afim de eliminar os harmônicos gerados pelo carregador. As topologia de inversor de tensão em ponte completa pode ser utilizado como um filtro ativo paralelo. A principal vantagem da utilização do filtro ativo é conseguir manter um fator de potência elevado independente da carga que esteja sendo corrigida.

Figura 1.9 Filtro ativo paralelo



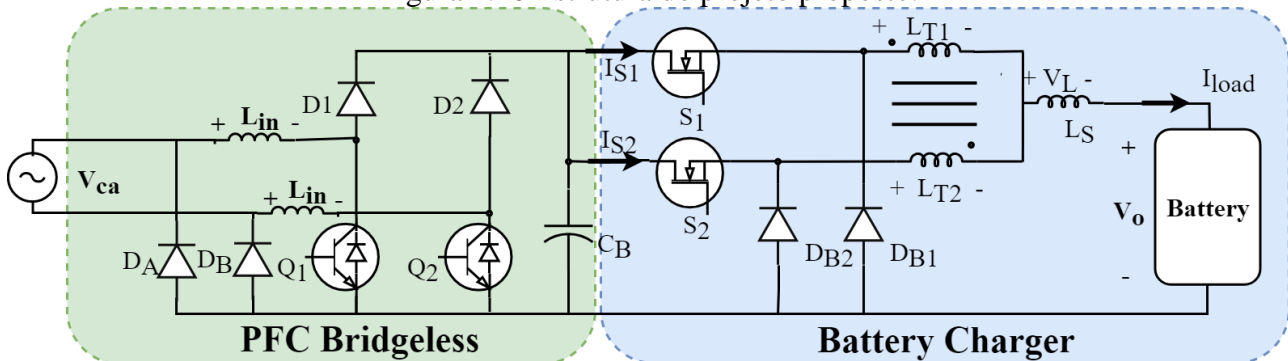
Filtro ativo

Fonte: Produção própria.

### 1.3 TOPOLOGIA ESCOLHIDA

Esse trabalho irá propor um carregador de baterias de Lítio-Ion para banco de baterias de 48V, com uma corrente de saída máxima de 32A. A topologia a ser implementada é apresentada na Figura 1.10. Para o carregador de baterias será utilizado um conversor Buck *Interleaved*, utilizando transformador *multi-interfase*. A correção do fator de potência será realizada por um retificador PFC *Semi-Bridgeless Boost*, que irá drenar corrente da rede em fase com a tensão senoidal de entrada.

Figura 1.10 Estrutura do projeto proposto.



Fonte: Produção própria.

O objetivo dessa estrutura é atuar como um carregador de baterias com elevado fator de potência, ou seja com baixa distorção da corrente de entrada e baixa injeção de harmônicos na rede de alimentação e devido a topologia escolhida como conversor CC/CC as correntes serão reduzidas nos interruptores. O controle de ambos os conversores será implementado de forma digital com um *Digital Signal Processor- DSP*.

#### 1.4 ESTRUTURA DO TRABALHO

Esse trabalho é estruturado em quatro capítulos, conforme a descrição a seguir.

No capítulo 1 foi contextualizado o problema e realizada uma breve revisão bibliográfica de topologias de conversores CC/CC não isolados para carregamento de baterias e conversores CA/CC para correção de fator de potência. Também foi apresentada a topologia a ser estudada nesta dissertação.

No capítulo 2 é apresentada uma análise estática das topologias estudadas do conversor Buck *Interleaved* e do *PFC Semi-Bridgeless Boost*. São apresentados as etapas de operação de cada uma das topologias, as características de ganho estático as modelagens dos conversores. São obtidas as funções de transferência do carregador de baterias e do retificador *PFC Semi-Bridgeless Boost*.

No capítulo 3 são apresentados o projeto e dimensionamento do circuito de potência dos conversores empregador no carregador de baterias, é projetado os controladores, indutores e calculado os esforços no componentes ativos e passivos do circuito. Também é apresentado o projeto dos circuitos de condicionamento de sinal, comando dos interruptores.

No capítulo 4 são apresentadas as simulações contemplando as principais formas de onda do protótipo, analisando e comparando com as formas de onda teóricas esperadas. Adicionalmente, são abordadas a implementação e a análise dos resultados experimentais com o foco na apresentação dos resultados obtidos com o protótipo de carregador de baterias em laboratório.

Por fim, as conclusões gerais sobre o trabalho são apresentadas e os possíveis propostas para estudos futuros.

## 2 ESTUDO DAS TOPOLOGIAS UTILIZADAS

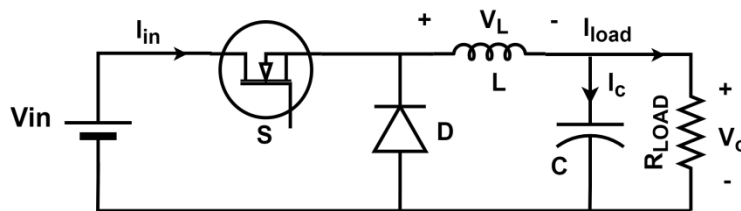
Esse capítulo apresenta uma revisão das topologias a serem utilizadas, como carregador de baterias e como retificador controlado para correção do fator de potência. Será empregado um conversor Buck *Interleaved* com transformador *multi-interfase* como estrutura de carregador de baterias e um retificador PFC *Semi-Bridgeless Boost*, para realizar a correção do fator de potência.

Serão apresentadas as etapas de operação, o equacionamento, principais formas de ondas e a modelagem das suas respectivas malhas de corrente e tensão.

### 2.1 CONVERSOR BUCK

O conversor Buck, ou abaixador, é um conversor estático de energia CC-CC, tem como finalidade compatibilizar dois níveis de tensões diferentes, sendo a tensão média de entrada maior ou igual a tensão de saída [31]. A topologia mais clássica do conversor Buck é apresentada na Figura 2.1 Conversor Buck.

Figura 2.1 Conversor Buck.

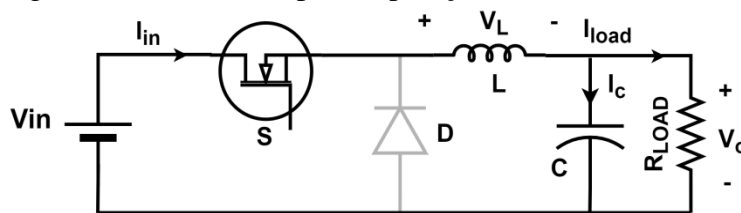


Fonte: Produção própria.

#### 2.1.1 Etapas de operação

A primeira etapa de operação do conversor Buck [31], inicia-se com o comando para o interruptor iniciar a condução. Durante essa etapa de funcionamento, a corrente flui da fonte em direção a carga, circulando pelo interruptor e pelo indutor, carregando o capacitor e fornecendo energia a carga, como mostra a Figura 2.2.

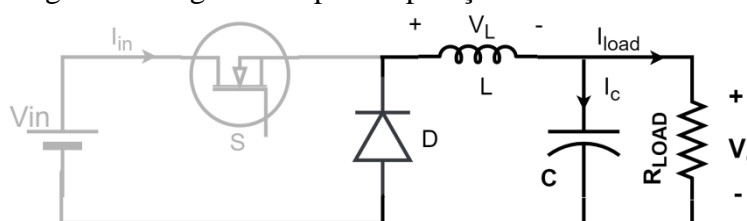
Figura 2.2 Primeira etapa de operação do conversor BUCK.



Fonte: Produção própria.

A segunda etapa de operação do conversor Buck [31], ocorre quando o interruptor deixa de conduzir, e a corrente que está circulando pelo indutor passa a ser conduzida pelo diodo. Como é apresentado na Figura 2.3 a corrente acumulada no indutor irá circular pelo diodo e fornecerá energia para carga.

Figura 2.3 Segunda etapa de operação do conversor Buck.

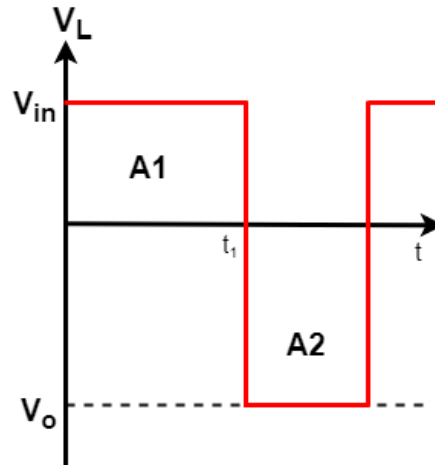


Fonte: Produção própria.

### 2.1.2 Princípio de funcionamento do conversor Buck

Sendo o valor médio da tensão no indutor nulo como apresenta a Figura 2.4, temos que durante a primeira etapa de operação a tensão sobre o indutor será a diferença entre a tensão de entrada e saída, e durante a segunda etapa de operação a tensão sobre o indutor é inversamente o valor da tensão de saída, como apresentado na equação (2.1) [31].

Figura 2.4 Tensão no indutor.



Fonte: Produção própria.

$$(V_{in} - V_o)T_{on} + (-V_o) * (1 - D)T_{off} = 0 \quad (2.1)$$

A razão cíclica de operação do conversor,  $D$ , Equação (2.2), é a relação entre o tempo de condução do interruptor ( $T_{on}$ ) e período de chaveamento ( $T_s$ ).

$$D = \frac{T_{on}}{T_s} \quad (2.2)$$

Substituindo a equação (2.2) na equação (2.1), obtemos a expressão.

$$(V_{in} - V_o)DT_s + (-V_o) * (1 - D)T_s = 0 \quad (2.3)$$

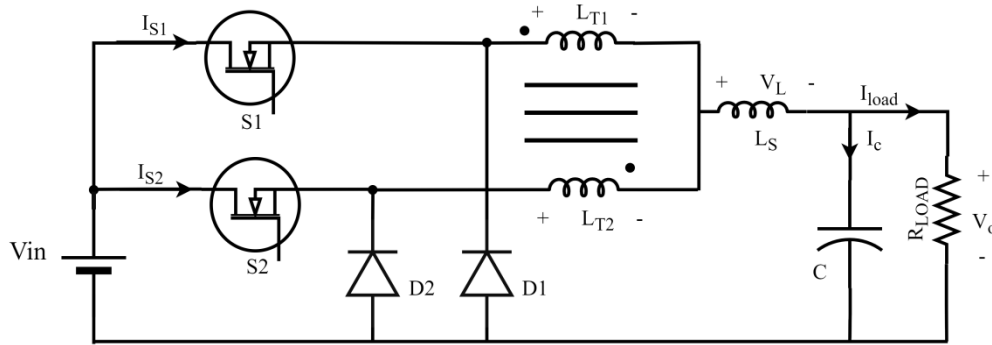
Isolando a razão cíclica, obtemos o ganho estático do conversor Buck, que é apresentado na equação (2.4).

$$G_v = \frac{V_o}{V_{in}} = D \quad (2.4)$$

### 2.1.3 Conversor Buck *Interleaved*

O conversor Buck *Interleaved*, é uma alternativa ao conversor Buck convencional. Nessa topologia os esforços nos semicondutores são divididos proporcionalmente entre cada um dos braços, na

Figura 2.5 é apresentada Na topologia do conversor Buck *Interleaved* com dois braços [15] [32], utilizando transformador multi-interfase [33].

Figura 2.5 Conversor Buck *Interleaved*.

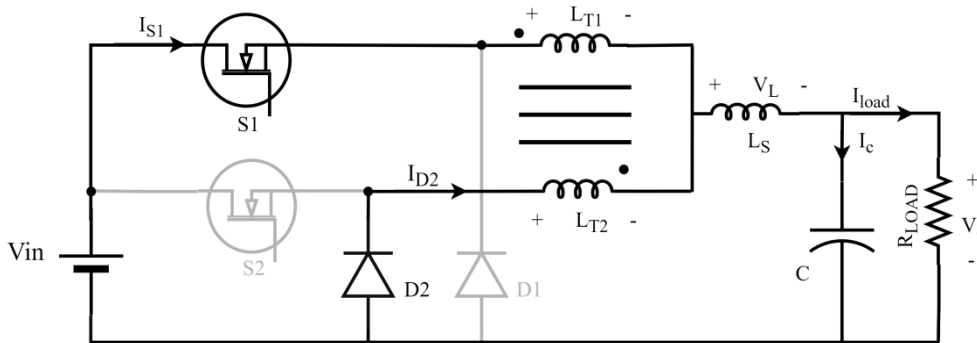
Fonte: Produção própria.

O comando dos interruptores é acionado com  $180^\circ$  de defasagem entre eles, assim o conversor Buck *Interleaved* terá quatro etapas de operação quando a razão cíclica for inferior a 50% e apenas três etapas de operação quando a razão cíclica for superior a 50%. Nesse trabalho será estudado somente a condição onde a razão cíclica é inferior a 50%.

### 2.1.3.1 Etapas de operação

A primeira etapa de operação do conversor Buck *Interleaved*, inicia-se com o comando para o interruptor do braço superior iniciar a condução, mantendo o interruptor do braço inferior bloqueado. Durante essa etapa de funcionamento, a corrente flui da fonte em direção a carga, circulando pelo interruptor do braço superior e pelo transformador multi interfase e indutor de saída carregando o capacitor e fornecendo energia a carga, como mostra a Figura 2.6. Durante essa etapa, no braço inferior a corrente circula através do diodo de roda-livre.

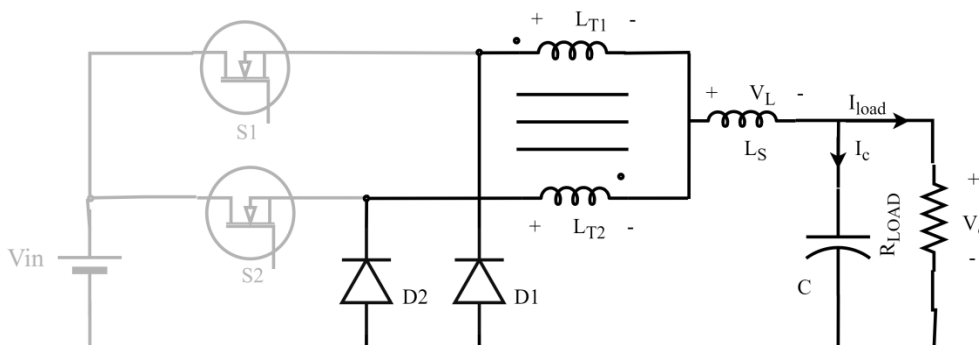
Figura 2.6 Primeira etapa de operação.



Fonte: Produção própria.

A Segunda etapa de funcionamento, como mostrada na Figura 2.7. Nessa etapa ambos os interruptores estão bloqueados, a corrente na carga flui através dos diodos *D1* e *D2* em roda livre.

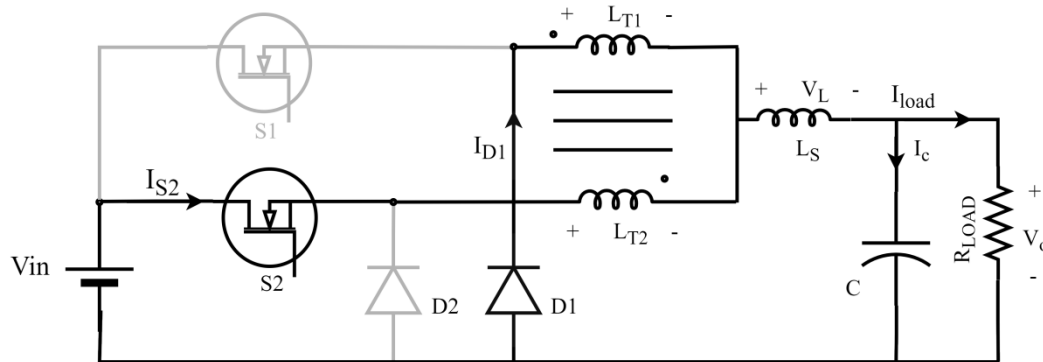
Figura 2.7 Segunda e quarta etapa de operação.



Fonte: Produção própria.

A terceira etapa de operação do conversor Buck *Interleaved*, inicia-se com o comando para o interruptor do braço inferior iniciar a condução, mantendo o interruptor do braço superior bloqueado. Durante essa etapa de funcionamento, a corrente flui da fonte em direção a carga, circulando pelo interruptor do braço inferior e pelo transformador *multi-interfase* e indutor de saída carregando o capacitor e fornecendo energia a carga, como mostra a Figura 2.8. Durante essa etapa, no braço superior a corrente circula através do diodo de roda livre.

Figura 2.8 Terceira etapa de funcionamento.

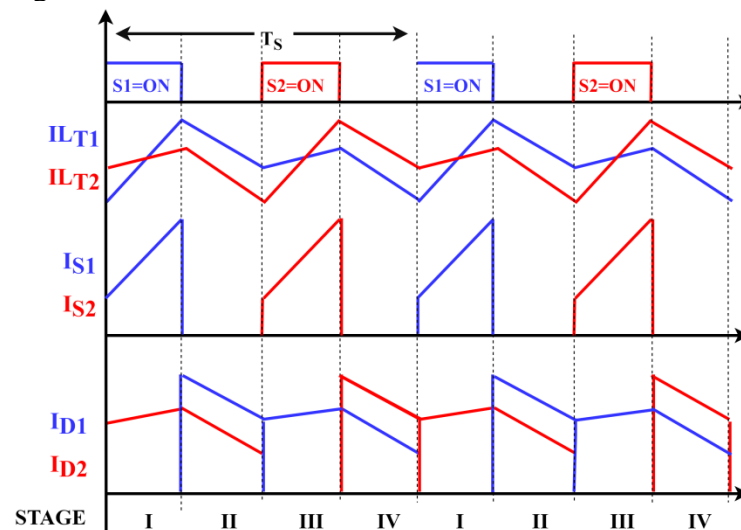


Fonte: Produção própria.

A quarta etapa de funcionamento é idêntica a segunda etapa, os interruptores encontram-se bloqueados e a corrente circula na carga através dos diodos *D1* e *D2*.

As formas de onda das correntes nos interruptores e diodos, em cada uma das etapas de operação são apresentadas na Figura 2.9 ilustrando o funcionamento de cada uma das etapas de operação.

Figura 2.9 Formas de onda da corrente nos semicondutores.



Fonte: Produção própria.

#### 2.1.4 Transformador de multi interfase

Nesse trabalho o indutor em cada um dos braços do conversor Buck *Interleaved* foi substituído por um transformador multi interfase [33] [34]. As seguintes considerações serão feitas para os cálculos teóricos: o transformador terá relação de transformação unitária, a indutância própria dos enrolamentos será igual ( $L_{T1} = L_{T2} = L_T$ ), resistência nula nos enrolamentos e todo o fluxo ficará concatenado no núcleo.

A principal vantagem de utilizar um transformador multi-interfase é diminuição dos volumes dos elementos magnéticos do circuito. Isso é resultado de um menor fluxo magnético no

transformador de multi-interfase quando comparado aos indutores, portanto o fluxo no núcleo será proporcional somente a diferença das correntes,  $\Delta I_T$ , [33] (

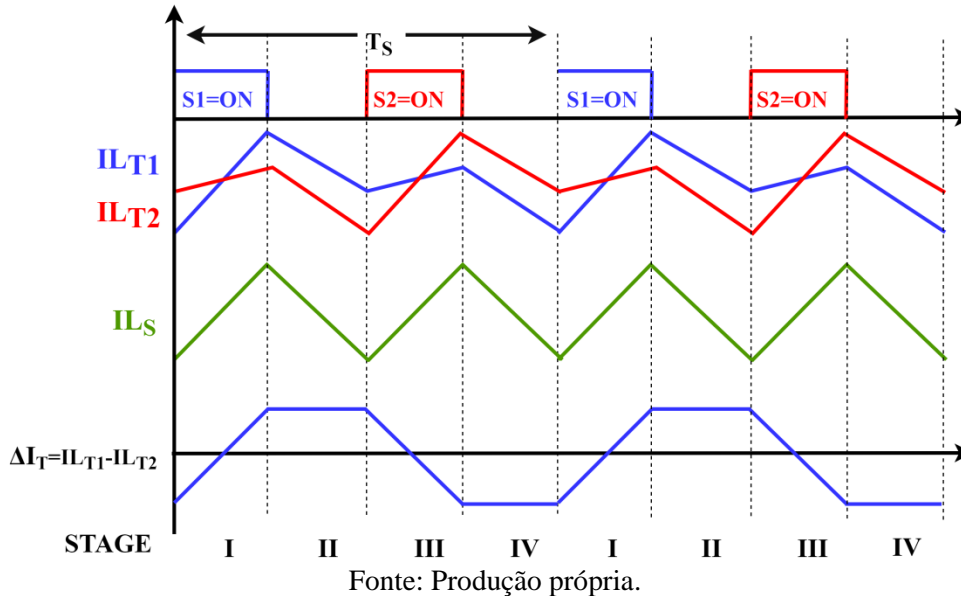
Figura 2.10).

A tensão em uma bobinas do transformador é a composição da corrente na sua própria bobina e da corrente induzida mutuamente. A equação (2.5) representa a tensão na bobina 1 do transformador, em função da corrente de cada uma das bobinas e das respectivas indutâncias próprias e indutâncias mútuas.

$$V_{T1} = L_{T1} \frac{dI_{T1}}{dt} - M \frac{dI_{T2}}{dt} \quad (2.5)$$

Faremos a modelagem do transformador multi-interfase e do indutor de saída para razão cíclica menor que 50%. As formas de onda das correntes nos interruptores e diodos são apresentadas na Figura 2.9 e as formas de ondas de correntes no transformador e no indutores de saída é mostrada de forma detalhada na Figura 2.10.

Figura 2.10 Forma de onda da corrente no Transformador multi-interfase.



Considerando a primeira etapa de funcionamento do conversor Buck *Interleaved* como na Figura 2.6, o somatório das tensões em cada um das malhas é representada pelas equações (2.6) e (2.7).

$$V_{in} - V_{T1} - V_{Ls} = V_{out} \quad (2.6)$$

$$-V_{T2} - V_{Ls} = V_{out} \quad (2.7)$$

Substituindo o termo da equação (2.5) nas equações (2.6) e (2.7) e sendo  $M = kL_t$  a indutância mutua do transformador multi-interfase.

$$V_{in} - L_{T1} \frac{dI_{T1}}{dt} + M \frac{dI_{T2}}{dt} - L_s \frac{d(I_{T2} + I_{T1})}{dt} = V_{out} \quad (2.8)$$

$$-L_{T2} \frac{dI_{T2}}{dt} + M \frac{dI_{T1}}{dt} - L_s \frac{d(I_{T1} + I_{T2})}{dt} = V_{out} \quad (2.9)$$

Somando as equações (2.8) e (2.9) e sendo  $k=1$  a relação de transformação



$$(2L_S + 2L_T) \frac{d(I_{T1} + I_{T2})}{dt} = V_{in} - 2V_{out} \quad (2.10)$$

A ondulação da corrente de pico a pico  $\Delta I_S$  no indutor de saída será .

$$\Delta I_S = \frac{d(I_{T1} + I_{T2})}{dt} DT_S \quad (2.11)$$

Substituindo a equação (2.11) na equação (2.10), obtemos a ondulação de saída  $I_S = \Delta I_o$ .

$$\Delta I_S = \frac{V_{in}(1 - 2D)DT_S}{2(L_S + L_T)} \quad (2.12)$$

Subtraindo as equações (2.8) e (2.9).

$$2L_T \frac{d(I_{T1} - I_{T2})}{dt} = V_{in} \quad (2.13)$$

A ondulação de corrente no transformador multi-interfase,  $\Delta I_T$ .

$$\Delta I_T = \frac{d(I_{T1} - I_{T2})}{dt} DT_S \quad (2.14)$$

Substituindo (2.14) em (2.13).

$$\Delta I_T = \frac{V_{in}DT_S}{2L_T} \quad (2.15)$$

Dos conhecimentos elementares de eletromagnetismo sabe-se que:

$$L.I = \phi . N \quad (2.16)$$

Onde o fluxo é a equação (2.17).

$$\phi = B . A \quad (2.17)$$

Assim, a indução magnética gerado no núcleo do indutor e do transformador são respectivamente  $B_S$  e  $B_T$ .

Assim,  $L_S$  e  $L_T$  podem ser obtidas através das equações (2.18) e (2.19).

$$B_S = \frac{L_S I_S}{N_S A_S} + \frac{L_S \frac{\Delta I_S}{2}}{N_S A_S} \quad (2.18)$$

$$B_T = \frac{L_T \frac{\Delta I_T}{2}}{N_T A_T} \quad (2.19)$$

Onde  $N_S$  e  $N_T$  são o número de espiras dos indutores,  $A_S$  e  $A_T$  são as áreas das secções transversais dos núcleos. Substituindo a equação (2.12) em (2.18), obtemos a expressão para o fluxo no indutor de saída.

$$B_S = \frac{L_S I_S}{N_S A_S} + \frac{L_S V_{in} (1 - 2D) D T_S}{2 N_S A_S 2 (L_S + L_T)} \quad (2.20)$$

Substituindo a equação (2.15) em (2.19) obtemos a expressão para o fluxo no transformador multi-interfase.

$$B_T = \frac{V_{in} D T_S}{2 N_T A_T} \quad (2.21)$$

As expressões (2.20) e (2.21) são fundamentais para o projeto desses componentes.

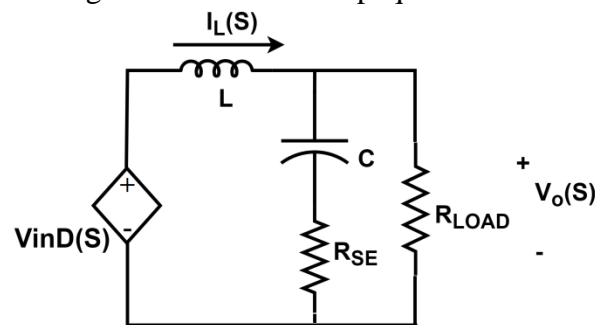
## 2.1.5 Modelagem do conversor

### 2.1.5.1 Malha de corrente

Para obter a função de transferência,  $G_I(S)$ , em um conversor Buck, operando no modo de condução contínua, pode-se simplificar o conversor para o modelo apresentado na Figura 2.11. Nesse modelo o interruptor e o diodo de roda livre são substituídos por uma fonte de tensão controlado em função da razão cíclica, para assim obter um modelo com parâmetros lineares e assim poder trabalhar no domínio da frequência, que a transformada de Laplace pode ser utilizada em modelos lineares e invariantes no tempo.

A partir desse modelos obtemos o a função de transferência da corrente de saída em função da razão cíclica do conversor, apresentada pela equação (2.22).

Figura 2.11 modelo de pequenos sinais.



Fonte: Produção própria.

$$G_I(S) = \frac{I_L(S)}{D(S)} = \frac{\frac{V_{in}}{R_o} \omega_o^2 (S R_{se} C + 1)}{S^2 + 2 \omega_o \xi S + \omega_o^2} \quad (2.22)$$

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.23)$$

$$\xi = \frac{1}{2RC\omega_o} \quad (2.24)$$

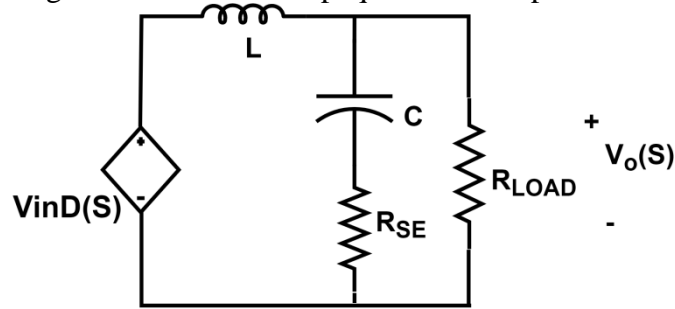
### 2.1.5.2 Malha de tensão

Para obter a função de transferência  $G_V(S)$ , equação (2.25), em um conversor Buck, operando no modo de condução contínua, pode-se simplificar o conversor para o modelo apresentado na

Figura 2.12. Nesse modelo o interruptor e o diodo de roda livre são substituídos por uma fonte de tensão controlado em função da razão cíclica.

A partir desse modelos obtemos o a função de transferência de tensão de saída em função da razão cíclica do conversor, apresentada pela equação (2.25).

Figura 2.12 Modelo de pequenos sinais para tensão.



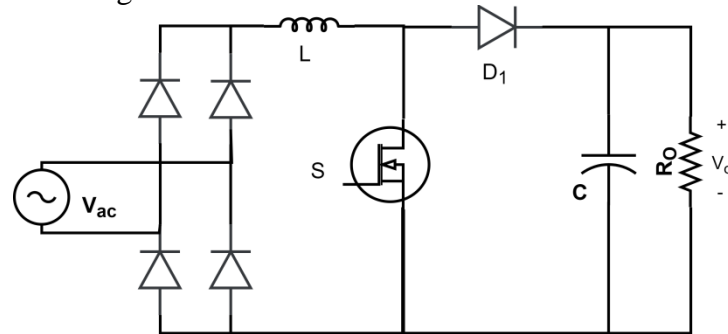
Fonte: Produção própria.

$$G_v(S) = \frac{V_o(S)}{D(S)} = \frac{V_{in} R (S R_{se} C + 1)}{S^2 (L C (R_{se} + R) + S (L + R R_{se} C) + R)} \quad (2.25)$$

## 2.2 RETIFICADOR PFC BIDGELESS BOOST

Entre as topologia de conversores mais empregadas para realização da correção do fator de potência, está o conversor Boost como na Figura 2.13. O conversor Boost empregado na correção de fator de potência é a topologia tradicional desse conversor com um retificador de entrada, a correção do fator de potência fica por conta da estratégia de controle, que fará com que a corrente da entrada esteja em fase com a tensão de entrada retificada.

Figura 2.13 Conversor Boost PFC tradicional

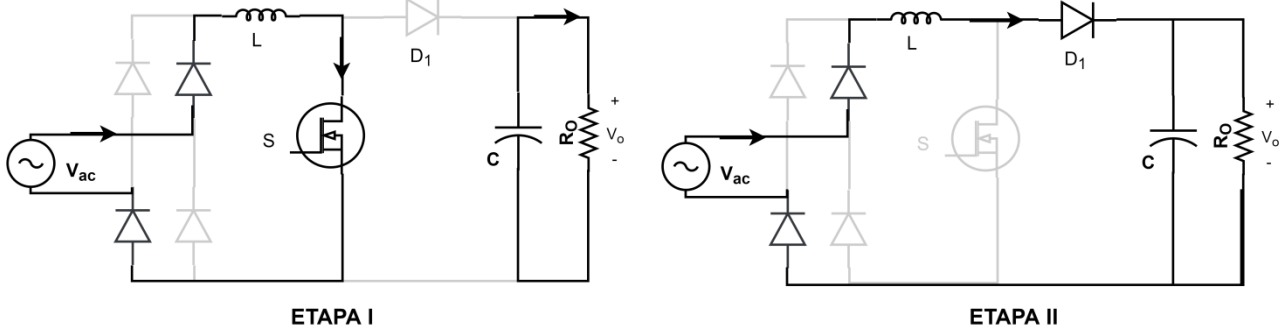


Fonte: Produção própria.

As etapas de operação do conversor Boost PFC como apresentadas na Figura 2.14, são como de qualquer conversor Boost. Durante o semiciclo positivo da rede, a primeira etapa inicia-se com a entrada em condução do transistor e o bloqueio do diodo, a corrente no indutor passará a aumentar e a corrente na carga será mantida pelo capacitor de saída. A segunda etapa de operação inicia-se com o bloqueio do interruptor, o diodo passa conduzir a corrente do indutor que passa a fluir para a carga.

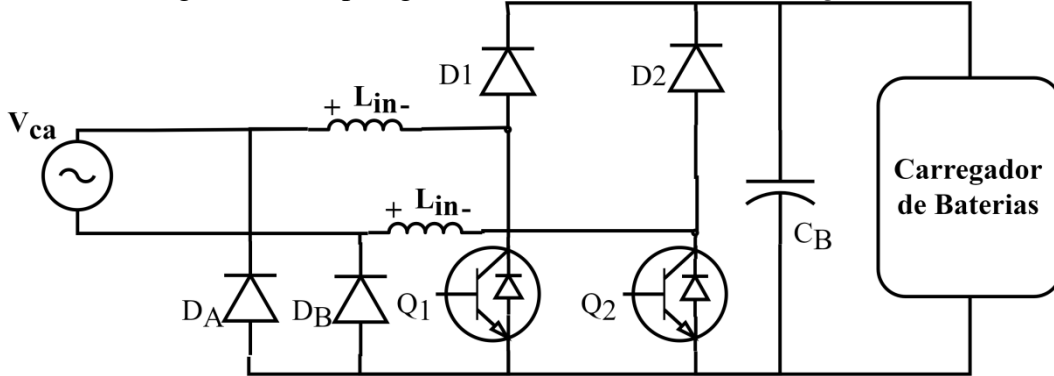
Essas duas etapas irão se repetir de forma idênticas para o semiciclo negativo.

Figura 2.14 Etapas de operação do conversor Boost PFC.



Fonte: Produção própria.

O conversor proposto, retificador PFC *Semi-Bridgeless* Boost em comparação ao conversor Boost tradicional, elimina o retificador de entrada [25] [24] assim reduzindo a quantidade de semicondutores no circuito e consequentemente as suas perdas. O conversor proposto neste trabalho é apresentado na Figura 2.15, um retificador PFC *Semi-Bridgeless* Boost.

Figura 2.15 Topologia do retificador PFC *Semi-Bridgeless* Boost.

Fonte: Produção própria.

### 2.2.1 Etapas de funcionamento

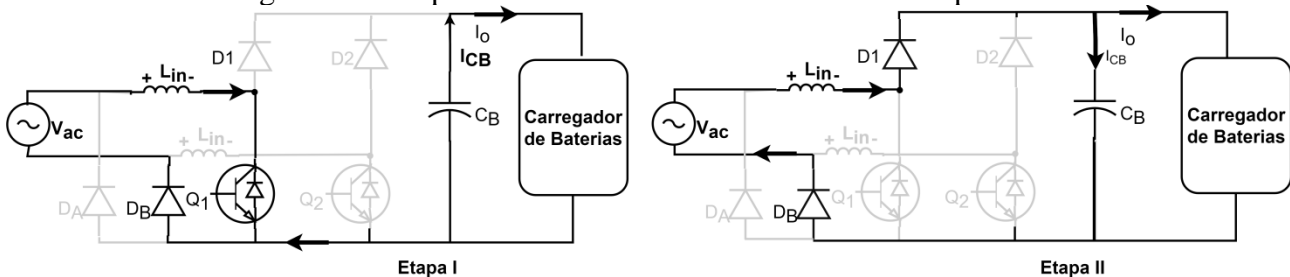
As etapas de operação do retificador PFC *Semi-Bridgeless* Boost são apresentadas nas Figura 2.16 e Figura 2.17, que mostram as etapas de operação para o semiciclo positivo e semiciclo negativo respectivamente.

Durante o semiciclo positivo, como mostrado na Figura 2.16, a primeira etapa de operação ocorre quando o interruptor  $Q_1$  é acionado. Nesta primeira etapa a corrente no indutor de entrada  $L_{in}$  irá aumentar. A corrente na carga será fornecida pelo capacitor  $C_B$  durante esse etapa.

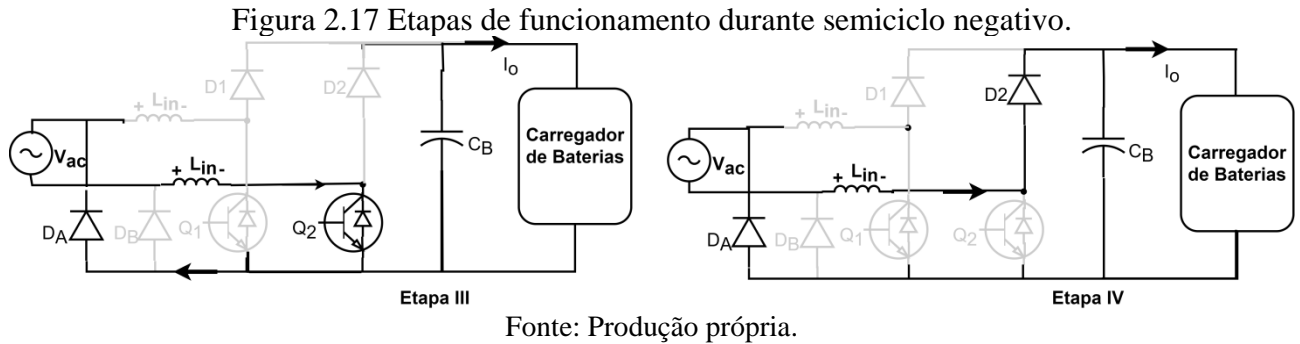
Na segunda etapa de operação, o interruptor  $Q_1$  é desligado e a corrente no indutor de entrada  $L_{in}$  irá diminuir, o diodo  $D_1$  passará a conduzir e fornecerá corrente para a carga e o capacitor  $C_B$ .

O diodo  $D_B$  estará em condução durante todo o semiciclo positivo, assim tendo uma frequência de operação baixa. A presença do diodo  $D_B$  não é necessária, porém sua presença proporciona uma redução significativa na THD [24].

Figura 2.16 Etapas de funcionamento durante semiciclo positivo.



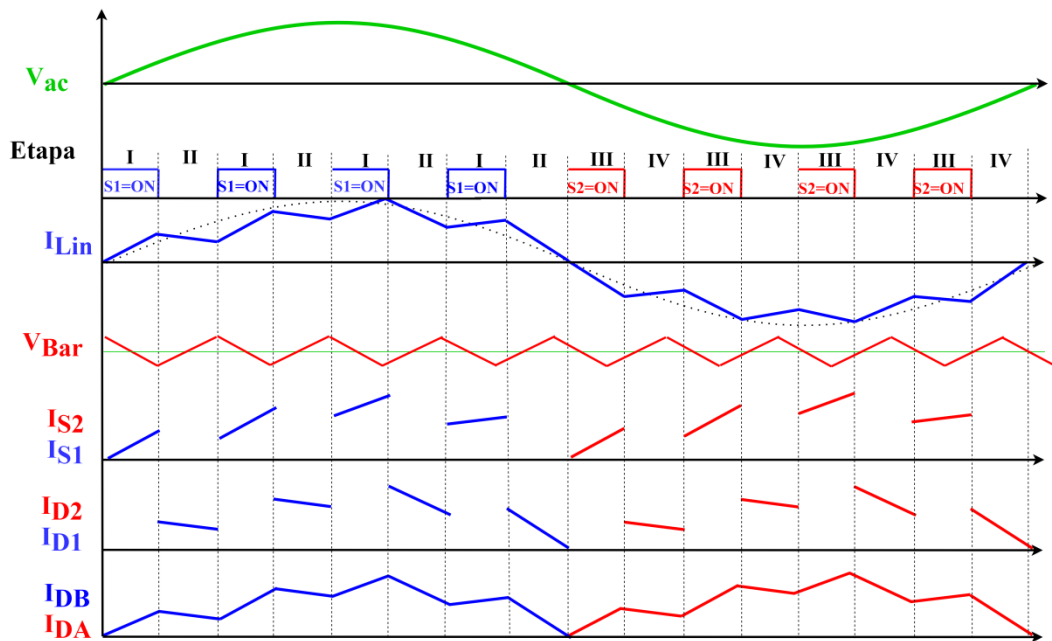
Fonte: Produção própria.



Para o semiciclo negativo, o retificador PFC *Semi-Bridgeless* Boost tem funcionamento semelhante ao semiciclo positivo, porém operando com o interruptor  $Q_2$ . As etapas de operação do semiciclo negativo são mostradas na Figura 2.17.

As principais formas de onda da corrente nas quatro etapas de funcionamento do retificador são representadas na Figura 2.18, que ilustra de forma extrapoladas para alguns ciclos de operação a operação do retificador controlado *Semi-Bridgeless* Boost na correção do fator de potência. O controle da corrente de entrada, para obtenção de uma corrente senoidal e em fase com a tensão de alimentação, é obtido através de uma estratégia de controle para o acionamento dos interruptores.

Figura 2.18 Principais formas de onda da corrente do conversor PFC *Semi-Bridgeless* Boost.

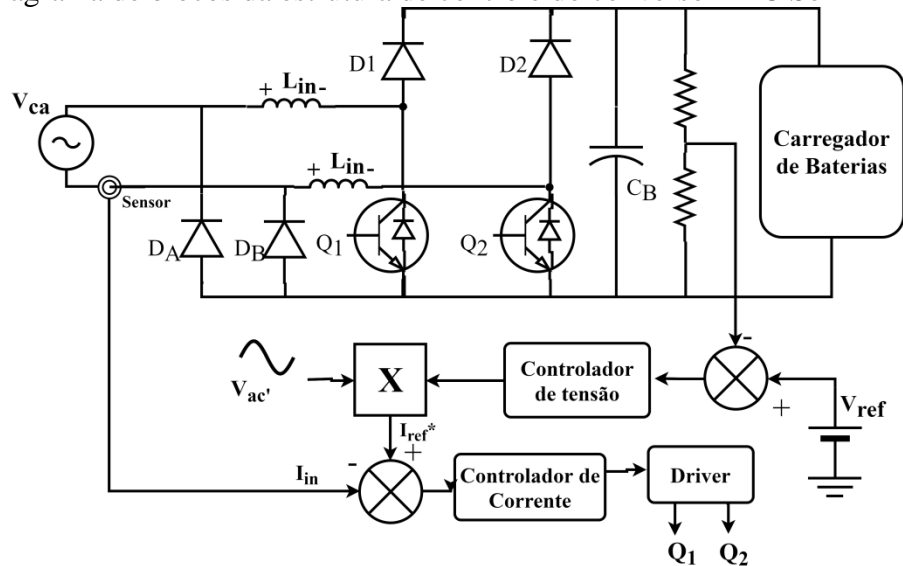


## 2.2.2 Estratégias de controle

Na topologia do conversor retificador *Semi-Bridgeless* Boost PFC apresentada na Figura 2.15 as características estáticas e dinâmicas são similares a um conversor Boost tradicional [25]. Portanto a modelagem da malhas de tensão e corrente serão as mesma da topologia amplamente empregada do conversor Boost.

A estratégia de controle é dividida em duas malhas de controle, uma malha mais rápida para o controle da corrente de entrada e uma malha mais lenta para o controle da tensão do barramento. A Figura 2.19 apresenta o diagrama de bloco da estrutura de controle do conversor, para obtenção da corrente de entrada senoidal e em fase com a tensão de alimentação. Para a operação dessa estratégia de controle é necessário o sensoriamento da tensão de barramento, da tensão de entrada e da corrente de entrada.

Figura 2.19 Diagrama de blocos da estrutura de controle do conversor PFC Semi-Bridgeless Boost.

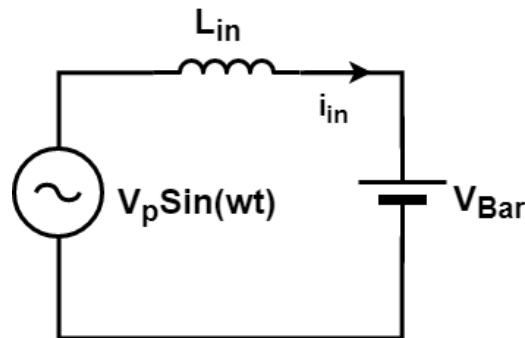


Fonte: Produção própria.

### 2.2.2.1 Malha de corrente

A partir das etapas de operação do conversor Boost, pode-se obter o circuito equivalente simplificado para valores médios, como mostrado na Figura 2.20.

Figura 2.20 Circuito equivalente simplificado do conversor Boost.



Fonte: Produção própria.

A Figura 2.20 representa o modelo simplificado da etapa de operação do conversor Boost. Considerando a tensão de barramento constante e a variável de controle sendo a razão cíclica,  $D$ , pode ser obtido através dos valores médio, a função de transferência da malha de corrente.

$$-V_p \sin \omega t + V_{Lin} + V_{Bar} = 0 \quad (2.26)$$

$$V_{Bar} = (1 - D)V_o \quad (2.27)$$

Substituindo a equação (2.27) na equação (2.26):

$$-V_p \sin \omega t + V_{Lin} + (1 - D)V_o = 0 \quad (2.28)$$

Isolando a tensão sobre o indutor na equação(2.28):

$$V_{Lin} = V_p \sin \omega t - (1 - D)V_o \quad (2.29)$$

$$V_{Lin} = L_{in} \frac{dI_{in}}{dt} \quad (2.30)$$

Substituindo a equação (2.30) na equação (2.29) obtém-se a expressão para a corrente no indutor de entrada:

$$L_{in} \frac{dI_{in}}{dt} = V_p \sin \omega t - (1 - D)V_o \quad (2.31)$$

$$\frac{dI_{in}}{dt} = \frac{1}{L_{in}} (V_p \sin \omega t - (1 - D)V_o) \quad (2.32)$$

A equação (2.32) representa o modelo instantâneo para o controle da corrente de entrada. Adicionando uma pequena perturbação na razão cíclica da equação (2.32).

$$\frac{d(I_{in} + \Delta I_{in})}{dt} = \frac{1}{L_{in}} (V_p \sin \omega t - (1 - (D + \Delta D))V_o) \quad (2.33)$$

Subtraindo a equação (2.32) da equação (2.33):

$$\frac{d\Delta I_{in}}{dt} = \frac{\Delta D V_o}{L_{in}} \quad (2.34)$$

Aplicando Laplace na equação (2.34), obtemos a função de transferência da corrente de entrada pela razão cíclica, equação (2.35):

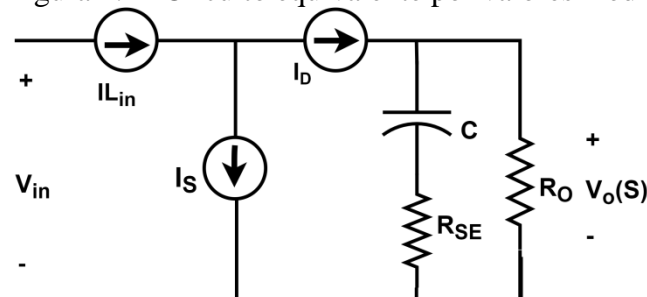
$$H_i(S) = \frac{\Delta I_{in}}{\Delta D} = \frac{V_o}{S \cdot L_{in}} \quad (2.35)$$

Conhecendo a expressão que rege o comportamento da corrente do conversor Boost, pode ser estudado o controlador de corrente para o conversor.

#### 2.2.2.2 Malha de tensão

A modelagem da malha de tensão do conversor, está interessada no controle da tensão de saída do conversor. Trabalhando com os valores médios das grandezas do conversor Boost, pode-se obter a representação da Figura 2.21.

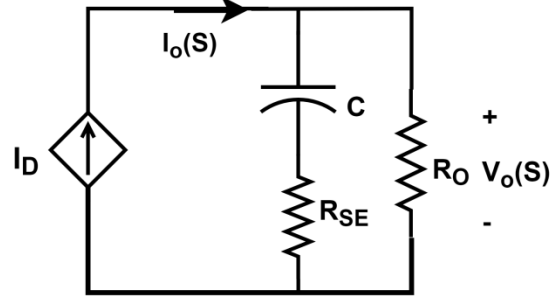
Figura 2.21 Circuito equivalente por valores médio.



Fonte: Produção própria.

O modelo apresentado na Figura 2.21, pode ser simplificado ainda mais para a obtenção da tensão de saída  $V_o$ , o que resulta na representação da Figura 2.22.

Figura 2.22 Circuito equivalente para determinação do modelo.



Fonte: Produção própria.

Utilizando o modelo do circuito elétrico equivalente da Figura 2.22 para obter o modelo da tensão de saída  $V_o$ , aplicando a lei de Kirchhoff para as corrente, obtém-se as equações (2.36) e (2.37).

$$I_o = I_C + I_{R_o} \quad (2.36)$$

$$I_o = C_o \frac{dV_o(t)}{dt} + \frac{V_o(t)}{R_o} \quad (2.37)$$

Manipulando os termos da equação (2.37), obtém-se a equação (2.38).

$$\frac{dV_o(t)}{dt} + \frac{V_o(t)}{C_o R_o} = \frac{I_o(t)}{C_o} \quad (2.38)$$

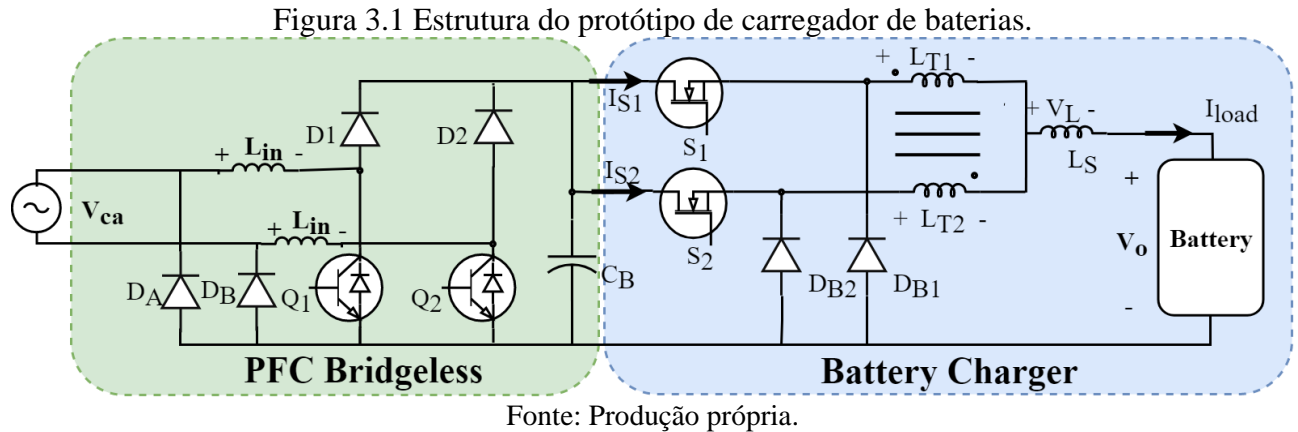
Aplicando a transformada de Laplace na equação (2.38), obtém-se a função de transferência para tensão de saída por valores médio, como representado na equação (2.39).

$$H_V(s) = \frac{V_o(s)}{I_o(s)} = \frac{R_o}{s C_o R_o + 1} \quad (2.39)$$



### 3 DIMENSIONAMENTO E PROJETO

Nesse capítulo será apresentado um carregador de baterias de Íon-Lítio, com a correção do fator de potência. Para realizar a estrutura do carregador de utilizando um conversor Buck Interleaved, e a estrutura de correção de fator de potência será realizada por um retificador controlado do tipo PFC *Semi-Bridgeless* Boost, conforme apresentado na Figura 3.1.



Nesse capítulo serão discutidos os procedimentos de projetos dos elementos ativos e passivos dos conversores apresentados.

#### 3.1 PROCEDIMENTOS DE PROJETO DO CONVERSOR BUCK COMO CARREGADOR DE BATERIAS

##### 3.1.1 Projeto do conversor Buck *Interleaved*

O carregador de baterias será especificado para bancos de bateria de 13 células(3,7V) em série, isso significa uma tensão nominal de 48V. Definiremos as seguintes especificações para o projeto do carregados de baterias conforme Tabela 4:

Tabela 4 - Especificações do carregador de baterias.

**Especificações de projeto do carregador de baterias**

<b>Tensão de entrada</b>	$V_{in} = 400V$
<b>Potência de saída</b>	$P_{out} = 1500W$
<b>Corrente máxima de saída</b>	$I_{o\_max} = 32A$
<b>Tensão mínima de saída</b>	$V_{o\_min} = 39V$
<b>Tensão máxima de saída</b>	$V_{o\_max} = 54,6V$
<b>Ondulação máxima de corrente percentual</b>	5%
<b>Ondulação máxima de corrente</b>	$\Delta I_o = 1,6A$
<b>Frequência chaveamentos</b>	$f_s = 50kHz$

Fonte: Produção própria.

A partir dos dados de especificação do carregador de baterias pode-se obter os valores máximos da razão cíclica, equação (3.1) e a razão cíclica mínima:

$$D_{max} = \frac{V_{o\_max}}{V_{in}} = 0,176 \quad (3.1)$$

$$D_{min} = \frac{V_{o\_min}}{V_{in}} = 0,116 \quad (3.2)$$

### 3.1.1.1 Indutor de saída e transformador multi-interfase

A partir dos valores máximos da ondulação de corrente na saída, pode-se definir a indutância magnetizante do transformador multi-interfase pela equação (3.3), e o indutor de saída pela equação (3.4). A modelagem desses dois foram apresentadas no capítulo anterior.

$$L_{transformador\_mag} = \frac{V_{o\_max}}{\Delta I_o f_s} = 353\mu H \quad (3.3)$$

$$L_{saída} = \frac{V_{in}(1 - 2D_{min})D_{min}}{2\Delta I_o 2f_s} = 144\mu H \quad (3.4)$$

### 3.1.1.2 Calculo dos esforços de corrente

A determinação dos esforços nos componentes ativos (interruptores e diodos) e passivos (indutores e capacitores) é fundamental para a posterior seleção dos componentes mais adequados e a determinação das perdas desses componentes.

#### 3.1.1.2.1 Esforços de corrente nos interruptores

A corrente eficaz e a corrente média em cada um dos interruptores, são calculadas na equações (3.5) e (3.6) respectivamente.

$$I_{Mrms} = \sqrt{D_{max}} \frac{I_o}{2} = 6,54A \quad (3.5)$$

$$I_{Mmed} = D_{max} \frac{I_o}{2} = 2,73A \quad (3.6)$$

#### 3.1.1.2.2 Esforços de corrente nos diodos

A corrente eficaz e a corrente média em cada um dos diodos, são calculadas na equações (3.7) e (3.8) respectivamente.

$$I_{Drms} = \sqrt{\sqrt{(1 - D_{min})} \left(\frac{I_o}{2}\right)^2} = 15,15A \quad (3.7)$$

$$I_{Dmed} = (1 - D_{min}) \frac{I_o}{2} = 13,82A \quad (3.8)$$

#### 3.1.1.2.3 Esforços de corrente nos indutores

A corrente eficaz e a corrente média no transformador multi-interfase é calculada nas equações (3.9) e (3.10) respectivamente.

$$I_{Trms} = \frac{\sqrt{\left(I_o + \frac{\Delta I_o}{2}\right)^2}}{2} = 15,95A \quad (3.9)$$

$$I_{Tmed} = \frac{I_o + \frac{\Delta I_o}{2}}{2} = 15,85A \quad (3.10)$$

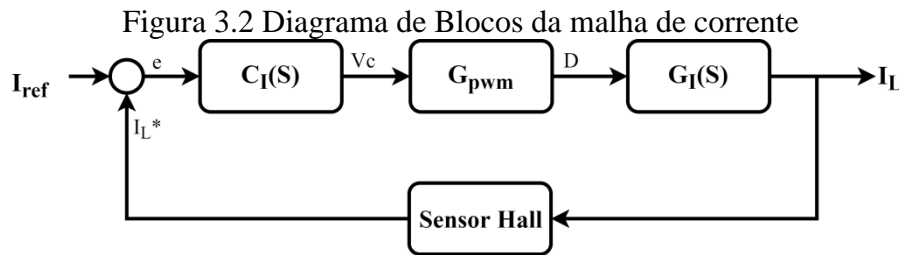
Nas equações (3.11) e (3.12) são calculadas as correntes eficaz e média no indutor de saída do carregador de baterias.

$$I_{Lsrms} = \sqrt{\left(I_o + \frac{\Delta I_o}{2}\right)^2} = 31,72A \quad (3.11)$$

$$I_{Lsmed} = I_o + \frac{\Delta I_o}{2} = 31,85A \quad (3.12)$$

### 3.1.1.3 Controlador do carregador de baterias

O diagrama de blocos da malha de corrente da Figura 3.2, contém a planta do conversor Buck  $G_i(S)$ , o ganho do sensor Hall de corrente, o ganho do conversor analógico digital  $K_{ADC}$ , o controlador de corrente  $H_i(S)$  e o ganho de PWM  $K_{pwm}$ .



Fonte: Produção própria.

#### 3.1.1.3.1 Ganho do sensor de corrente

O ganho do sensor de corrente é unitário para a frequência de amostragem, assim sendo o sensor de corrente e o filtro pode ser considerado somente um ganho estático na malha de controle de corrente do conversor.

Desta forma o ganho do sensor de corrente para o conversor Buck é definido pela equação (3.13).

$$K_i = \frac{1,65}{50} = 0,0033V/A \quad (3.13)$$

#### 3.1.1.3.2 Ganho do conversor analógico digital

O ganho do conversor analógico digital é definido pelas características do DSP utilizado, o conversor ADC possui 12 bits e tensão máxima de entrada de 3,3V.

O ganho do ADC é definido pela equação (3.14)

$$K_{ADC} = \frac{4096}{3.3} = 1241,21 \quad (3.14)$$

#### 3.1.1.3.3 Ganho do PWM

Como pode ser observado na Figura 3.2, entre o compensador de corrente e a planta tem-se o modular PWM. O modulador PWM gerar os pulsos, utilizou-se para o acionamento dos

interruptores. A utilização do PWM insere na malha de controle de corrente, uma ganho relativo ao modulador.

A equação (3.15) apresenta o ganho do modulador PWM, que depende da frequência de chaveamento  $f_s = 50\text{kHZ}$  a ser definido no DSP e da frequência de *clock* é  $f_{clk} = 80\text{MHz}$  do DSP utilizado, deste modo calcula-se o ganho do modulador.

$$K_{pwm} = \frac{1}{\frac{f_{clk}}{f_s} - 1} = \frac{1}{1799} \quad (3.15)$$

#### 3.1.1.3.4 Projeto do controlador de corrente

O projeto do controle do conversor Buck como carregador de baterias, é realizado somente através de um controlador de corrente, tendo em vista que a tensão de saída será a tensão da bateria que está sendo carregada, após atingir o valor máximo da tensão da bateria o controlador digital será saturado e assim a tensão permanecerá constante.

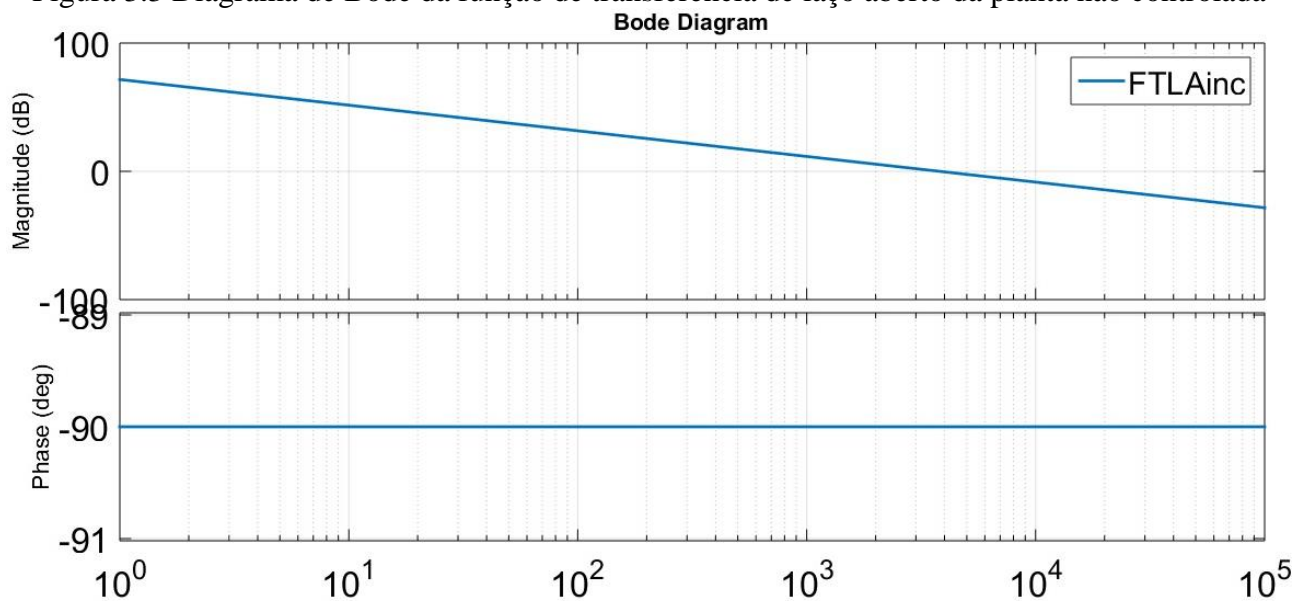
O controlador digital terá ainda a função de determinar a corrente de referência de carga e realizar a proteção contra sobre tensão de carregamento. A função de transferência da planta de corrente do carregador de baterias, representada na equação(3.16) é a planta que deseja-se controlar.

$$G_i(s) = \frac{V_{in}}{sL_C} \quad (3.16)$$

Através da análise do diagrama de blocos da Figura 3.4, obtem-se função de transferência de laço aberto da planta de corrente não controlada, a equação (3.17) leva em consideração o ganho do sensor de corrente (3.13) ganho do conversor ADC (3.14) e o ganho do PWM (3.15).

$$FTLA_{inc}(s) = K_i K_{ADC} G_i(s) K_{pwm} \quad (3.17)$$

Figura 3.3 Diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto da planta não controlada



Fonte: Produção própria.

A partir das características da planta apresentada na equação (3.16) que possui um integrador, ou seja é estável, portanto um simples controlador do tipo PI á será suficiente para controlar a planta.

$$H_i(s) = \frac{K_i(s + \omega_{zi})}{s} \quad (3.18)$$

O projeto do controlador de corrente será realizado utilizando o método de análise em frequência considerando margem de fase e margem de ganho a ser atingido pela função de transferência da corrente controlada (3.21).

Considerando os seguintes requisitos para o controlador de corrente, a frequência de cruzamento será de  $f_{ci} = 10kHz$ , a Margem de fase será de  $90^\circ$  na frequência de cruzamento.

A equação (3.19) refere-se ao cálculo do ganho do controlador PI de corrente, e a equação(3.20) é referente a zero do controlador.

$$K_{ci} = \frac{1}{\text{ModuloFTLA}_{inc} \frac{\sqrt{\omega_{ci}^2 + \omega_{zi}^2}}{\omega_{ci}}} = 2.69 \quad (3.19)$$

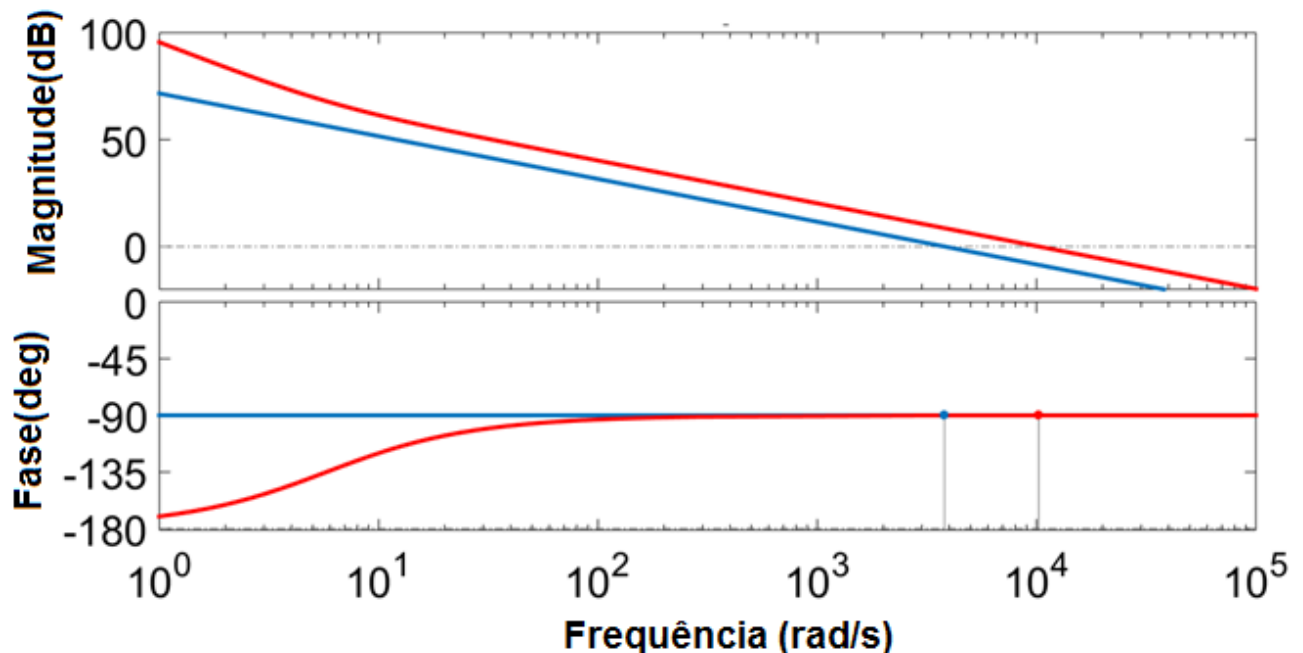
$$\omega_{zi} = \frac{\omega_{ci}}{\tan\left(\frac{-\pi}{6} - \text{FaseFTLA}_{inc}\right)} = 3.62810^4 \quad (3.20)$$

A equação (3.21) é a função de transferência de laço aberto da corrente controlada.

$$FTLA_{ic}(s) = K_i K_{ADC} G_i(s) K_{pwm} H_i(s) \quad (3.21)$$

Foi traçado o diagrama de Bode da planta (azul) e da função de transferência de mala aberta da corrente controlada(vermelho) na Figura 3.4. A frequência de cruzamento é de  $10kHz$  e a margem de fase é de  $90^\circ$ .

Figura 3.4 Diagrama de bode em laço aberto das plantas controladas não controlada(azul) e controlada(vermelha).



Fonte: Produção própria.

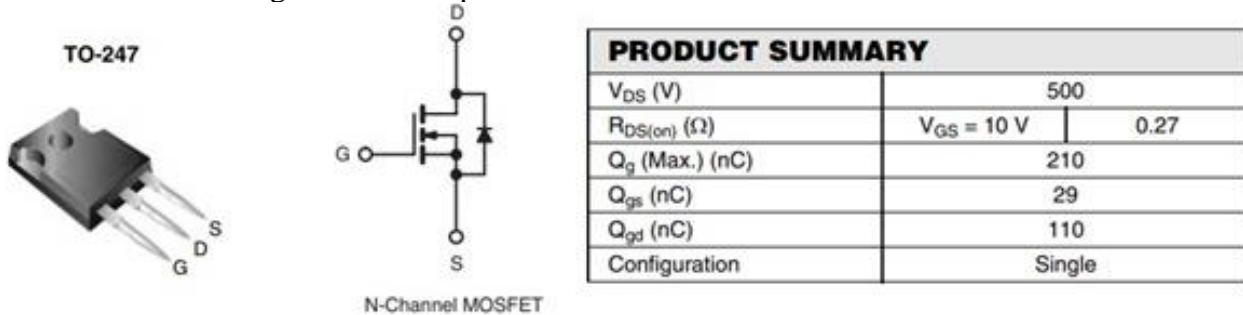
### 3.1.2 Dimensionamento dos elementos do conversor Buck Interleaved

#### 3.1.2.1 MOSFETS

A escolha dos MOSFETs foram selecionados levando-se em consideração as correntes eficaz e média e a tensão de pico sobre o componente.

Deste modo optou-se por MOSFETs *N-channel*, modelo IRFP460 [35]. As principais características desse MOSFET tais como tensão máxima de 500V e corrente de 20A à 25°C são apresentadas na Figura 3.5.

Figura 3.5 Principais características do MOSFET IRFP460.



Fonte: Adaptado do Datasheet [34].

### 3.1.2.1.1 Perdas nos MOSFETS

Na Tabela - 5 são apresentadas as características do MOSFET IRFP460 [35] necessárias para cálculos das perdas de condução e chaveamento durante a operação.

Tabela - 5 Características do MOSFET IRFP460

Resistencia de condução	$R_{DSon} = 270\text{m}\Omega$
Tempo de subida	$t_r = 59\text{ns}$
Tempo de descida	$t_f = 58\text{ns}$
Atraso no acionamento	$t_{Don} = 18\text{ns}$
Atraso no bloqueio	$t_{Doff} = 110\text{ns}$

Fonte: Adaptado do Datasheet [35].

Nas equações (3.22) e (3.23) são apresentadas a energia dissipada durante o acionamento e o desligamento do interruptor durante o chaveamento.

$$E_{onM} = V_{in} I_{Don} \frac{t_{Don} + t_r}{2} = 1.8 \times 10^{-4} \text{J} \quad (3.22)$$

$$E_{offM} = V_{in} I_{Doff} \frac{t_{Doff} + t_f}{2} = 4.2 \times 10^{-4} \text{J} \quad (3.23)$$

As perdas de chaveamento, são apresentadas conforme a equação(3.24)

$$P_{sw} = (E_{onM} + E_{offM}) f_s = 30.09 \text{w} \quad (3.24)$$

As perdas de condução no MOSFET, são calculadas na equação (3.25).

$$P_{CM} = R_{Dson} * I_{Mrms}^2 = 11.57 \text{w} \quad (3.25)$$

As perdas totais em cada um dos interruptores é o somatório das perdas de chaveamento e as perdas de condução, como calculado na equação (3.26).

$$P_{totais\_mosfet} = P_{CM} + P_{sw} = 41.66 \text{w} \quad (3.26)$$

### 3.1.2.2 Diodos

A escolha do diodo segue os mesmos parâmetros da escolha dos MOSFETs, baseando-se nos valores de corrente médio e eficaz calculado anteriormente. Optou-se pelo diodo Sic C3D20060D [36], que devido a sua tecnologia possui um tempo de comutação muito rápido, o que proporciona uma redução nas perdas. A Figura 3.6 apresenta as principais características do diodo escolhido.

Figura 3.6 Principais características do Diodo C3D20060D.



Fonte: Adaptado do Datasheet [37].

#### 3.1.2.2.1 Perdas nos diodos

Nas equações (3.27) e (3.28) são apresentadas a energia dissipada durante início da condução e o bloqueio do diodo.

$$E_{onD} = V_{in} * Q_c = 7.65 * 10^{-6} \quad (3.27)$$

$$E_{offD} = V_{omax} * Q_c = 1.33 * 10^{-6} \quad (3.28)$$

As perdas de comutação do diodo, são calculadas na equação (3.29).

$$P_{swD} = (E_{onD} + E_{offD})f_s = 0.73w \quad (3.29)$$

As perdas de condução no diodo, são calculadas na equação (3.30).

$$P_{CD} = R_{DS}I_{Drms}^2 = 52.57w \quad (3.30)$$

As perdas totais em cada um dos diodos é o somatório das perdas de comutação e as perdas de condução, como calculado na equação (3.31) e (3.26).

$$P_{totais\_diodo} = P_{CD} + P_{swD} = 53.30w \quad (3.31)$$

### 3.1.2.3 Indutor e transformador

Anteriormente nas equações (3.3) e (3.4) foram determinadas as indutâncias do transformador multi-interfase e do indutor de saída. Ambos indutores foram projetados visando atender as características de projeto e minimizando os volumes dos elementos magnéticos do projeto.

#### 3.1.2.3.1 Indutor de saída

O indutor de saída foi projetado para garantir o funcionamento adequado do carregador de baterias. A corrente de pico e a corrente eficaz que circulam pelo indutor  $L_S$ , foram obtidas com auxílio de simulação numérica.

O núcleo escolhido para esse indutor foi de núcleos toroidais da Magmattec MMTS26T4715 de sendust S26 [38], esse núcleo é específico para filtros de conversores de alta frequência (acima de 50kHz), possui baixas perdas, opera até 200°C sem perder as propriedades, densidade de fluxo de saturação de 1,05 T, assim sua principal vantagem é a redução nas dimensões do indutor projetado.

Tabela 6 - Características do indutor de saída.

<b>Indutância</b>	<b><math>L_s = 150\mu H</math></b>
<b>Ondulação corrente</b>	$\Delta I_c = 2A$
<b>Corrente eficaz</b>	$I_{Lef} = 32A$
<b>Corrente de pico</b>	$I_{pico} = 3A$
<b>Máxima densidade de fluxo</b>	$B_c = 0,9T$
<b>Máxima densidade de corrente</b>	$J_{MAX} = 450A/cm^2$
<b>Fator de ocupação da janela</b>	$F_W = 0,5$
<b>Frequência da ondulação</b>	$f_s = 100kHz$

Fonte: Produção própria.

As características do núcleo escolhido Magmattec MMTS26T4715 [38], são apresentadas na Tabela 7. Devido as características desejadas para o indutor  $L_s$ , como elevada corrente e baixa ondulação de corrente, foi necessário a utilização de 4 núcleos em paralelo para obtenção da indutância desejada.

Tabela 7 - Características do núcleos Magmattec MMTS26T4715

<b>Indutância nominal</b>	<b><math>A_L = 37mH/1000espira</math></b>
<b>Caminho magnético</b>	$l_e = 11,63cm$
<b>Permeabilidade</b>	$\mu = 26$
<b>Comprimento das espira</b>	$CME = 6,65cm$
<b>Volume</b>	$V_e = 15,6cm^3$
<b>Perdas volumétricas</b>	$P_v = 200mW/cm^3$
<b>Quantidade de núcleos em paralelo</b>	4

Fonte: Adaptado do Datasheet [38].

Conhecendo a indutância desejada e a montagem do núcleo a ser utilizada, pode-se calcular a quantidade de espiras necessárias para obtenção da indutância, como calculado na equação (3.32).

$$N_{espiras} = \sqrt{\frac{L10^6}{A_L N_{nucleosparalelos}}} = 32 \quad (3.32)$$

A máxima densidade de fluxo para esse indutor, como calculado na equação (3.33), está dentro do valor suportado pelo núcleo para não saturar. Essa diferença garante uma margem de segurança para o funcionamento do indutor.

$$B_{amax} = \frac{N_{espiras} * I_{pico} * \mu * \mu_0}{l_e} = 0,29T \quad (3.33)$$

A corrente na saída do carregador de baterias mesmo possuindo uma ondulação em alta frequência, essa ondulação é percentualmente baixa, sendo assim o efeito pelicular pode ser desprezado. Partindo da disponibilidade de condutores 20AWG, a equação (3.34) determina a quantidade de condutores em paralelo necessários, esse valor será arredondado para cima.



$$n_{condutores20} = \frac{I_{ef}}{J_{Max}S_{fio20}} = 9,66 \quad (3.34)$$

As perdas no condutor são calculadas na equação (3.35).

$$P_{Cobre} = R_{Cobre}I_{Lmed}^2 = 21,31W \quad (3.35)$$

As perdas no núcleo dependem das perdas volumétricas para a densidade de fluxo, podendo ser obtida no catálogo de dados do núcleo [38], a equação (3.36) mostra o cálculo das perdas do núcleo.

$$P_{nucelo} = P_{volumetricas} * V_{ol} = 12.46W \quad (3.36)$$

As perdas totais desse indutor para a potência nominal é apresentada na equação (3.37)

$$P_{totais} = P_{nucelo} + P_{cobre} = 33,77W \quad (3.37)$$

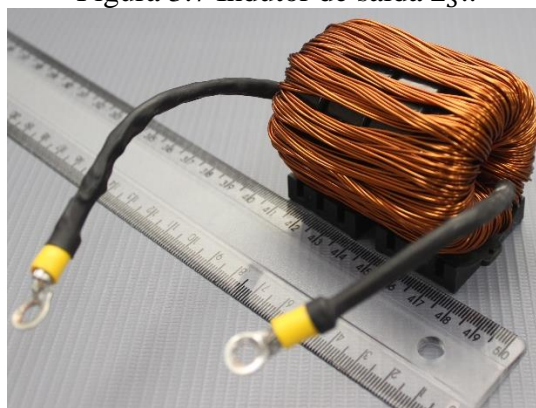
Uma relação dos aspectos construtivos do indutor  $L_S$  é apresentado na Tabela 8, a partir desses parâmetros foi construído o indutor mostrado na Figura 3.7.

Tabela 8 - Aspectos construtivos do indutor  $L_S$ .

Núcleo	<b>Magmattec MMS26T4715</b>
<b>Quantidade de núcleos paralelos</b>	4
<b>Condutores em paralelo</b>	10 x 20AWG
<b>Comprimentos</b>	4.5m
<b>Espiras</b>	32
<b>Volume indutor</b>	71,7cm <sup>3</sup>
<b>Perdas totais</b>	33,77W

Fonte: Produção própria.

Figura 3.7 Indutor de saída  $L_S$ .



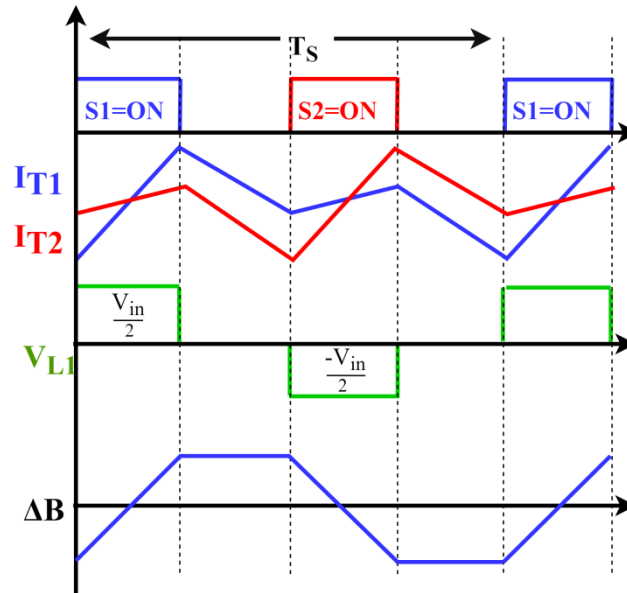
Fonte: Produção própria.

### 3.1.2.3.2 Transformador multi-interfase

Como apresentado na Figura 3.8, no transformador multi-interfase flui a corrente de cada um dos braços do conversor Buck, como no transformador essas correntes tem sentidos opostos o seu nível DC se anula restando somente a componente alternada. Portanto a variação do fluxo magnético será proporcional as ondulações de correntes.

O projeto do transformador foi realizado de acordo com a metodologia [39], essa metodologia determina o produto das áreas da janela do núcleo e da área da secção transversal do núcleos ( $A_e A_w$ ). Posteriormente é escolhido um núcleo comercial que atenda os requisitos do projeto e depois são calculados os condutores do transformador.

Figura 3.8 Tensão no enrolamento do transformador e a intensidade do fluxo magnético no núcleo.



Fonte: Produção própria.

Pela lei de Faraday, equação (3.38), temos:

$$V dt = N d\phi \quad (3.38)$$

A variação do fluxo magnético, equação (3.5), é o produto da variação da indução magnética por uma área.

$$d\phi = \Delta B A_e \quad (3.39)$$

Considerando a tensão em um dos enrolamentos e o tempo em que o enrolamento permanece sob esta tensão durante o intervalo de condução do MOSFET, obtém-se a (3.40).

$$\frac{V_{in}}{2} D T_s = N \Delta B A_e \quad (3.40)$$

A equação (3.41), mostra a área transversal do núcleo, essa relação foi apresentada anteriormente na equação (2.21).

$$A_e = \frac{\frac{V_{in}}{2} D}{N \Delta B f_s} \quad (3.41)$$

A partir da lei de Ampère, obtemos a relação entre a densidade de corrente pela área, como mostrada na (3.42).

$$AJ = I_{ef} N \quad (3.42)$$

Considerando a ondulação de corrente no indutor de saída como nula, pode-se considerar a corrente em cada enrolamento como metade da corrente de saída. Dessa forma se obtém:

$$J = \frac{I_{ef}N}{A} = \frac{I_{ef}N}{A_w K_c} \quad (3.43)$$

Isolando a área da janela na equação (3.43) e multiplicando pela equação (3.41) obtemos o produto de áreas.

A escolha do núcleo foi realizada através do cálculo do produto das áreas, a equação (3.44) determina o produto de áreas mínimo para a construção do indutor. Como o transformador irá possuir dois enrolamentos, o fator de ocupação escolhido foi de 70% da metade da janela.

$$A_e A_w = \frac{\frac{V_{in}}{2} D I_{ef}}{N \Delta B f_s K_c J} = 3,57 \text{ cm}^4 \quad (3.44)$$

A partir do produto de áreas foi escolhido o núcleo NEE 42/21/15 [40] de material N27, Tabela 9.

Tabela 9 - Características do núcleo NEE 42/21/15

<b>Produto de áreas efetivo</b>	$A_e A_w = 4.634 \text{ cm}^4$
<b>Caminho magnético</b>	$l_e = 99 \text{ mm}$
<b>Permeabilidade</b>	$\mu_e = 1510$
<b>Comprimento médio de espira</b>	$CME = 5.185 \text{ cm}$
<b>Perdas volumétricas</b>	$P_v = 300 \text{ mW/cm}^3$
<b>Ondulação corrente</b>	$\Delta I_T = 1 \text{ A}$
<b>Corrente eficaz</b>	$I_{Tef} = 16 \text{ A}$
<b>Corrente de pico</b>	$I_{pico} = 16,2 \text{ A}$
<b>Máxima densidade de fluxo</b>	$B_c = 0,3 \text{ T}$
<b>Máxima densidade de corrente</b>	$J_{MAX} = 450 \text{ A/cm}^2$
<b>Fator de ocupação da janela</b>	$F_W = 0,35$
<b>Fator de acoplamento</b>	$k = 0,97$
<b>Frequência</b>	$f_s = 50 \text{ kHz}$

Fonte: Produção própria

Realizada a escolha do núcleo, calcula-se a quantidade de espiras necessárias para obter a indutância desejada, através da equação (3.45).

$$N = \frac{\frac{V_{in}}{2} D_{Max}}{A_e \Delta B f_s} = 20 \quad (3.45)$$

Serão utilizados condutores de 20AWG em paralelo para a construção dos enrolamentos do indutor, como apresentado na equação (3.46), serão utilizados 5 condutores 20AWG em paralelo em cada um dos enrolamentos do transformador multi-interfase.

$$n_{condutores} = \frac{I_{Lmed}}{J_{MAX} A_{20}} = 476 \quad (3.46)$$

As perdas no cobre são calculadas na equação (3.47) onde a resistência do cobre depende do comprimento do condutor da quantidade de condutores em paralelo e da resistividade do cobre.

$$P_{Cobre} = R_{Cobre} I_{Lmed}^2 = 1,85 \text{ W} \quad (3.47)$$

As perdas no núcleo são calculadas a partir das perdas volumétricas apresentadas na ficha técnica do núcleo [37], como mostrado na equação(3.48) o indutor construído utiliza dois núcleos do tipo E.

$$P_{nucelo} = P_{volumetricas} * 2 * V_{ol} = 8,28W \quad (3.48)$$

As perdas do núcleo são calculadas na (3.49), como o transformador *multi-interfase* utiliza dois enrolamentos as perdas no cobre são duplicadas.

$$P_{totais} = P_{nucelo} + 2P_{cobre} = 11,98W \quad (3.49)$$

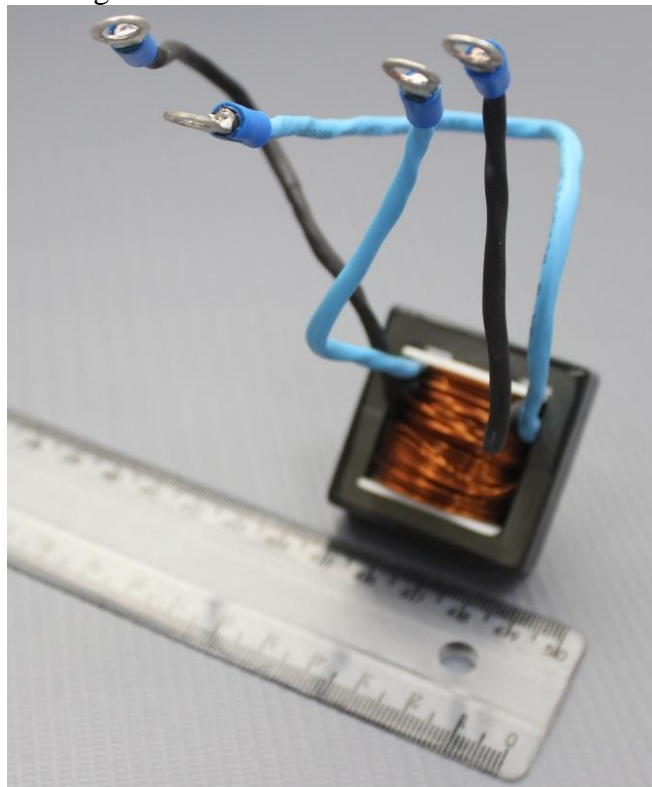
Uma relação dos aspectos construtivos do transformador é apresentado na Tabela 10, a partir desses parâmetros foi construído o indutor mostrado na Figura 3.9.

Tabela 10 - Aspectos construtivos do Transformador *multi-interfase*

Núcleo	NEE 42/21/15
Condutores em paralelo	5 x 20AWG
Comprimentos	1,75m
Espiras	4
Volume do Transformador	41cm <sup>3</sup>
Perdas totais	11,98W

Fonte: Produção própria.

Figura 3.9 Transformador multi-interfase.



Fonte: Produção própria.

#### 3.1.2.4 Perdas totais no Buck *Interleaved*

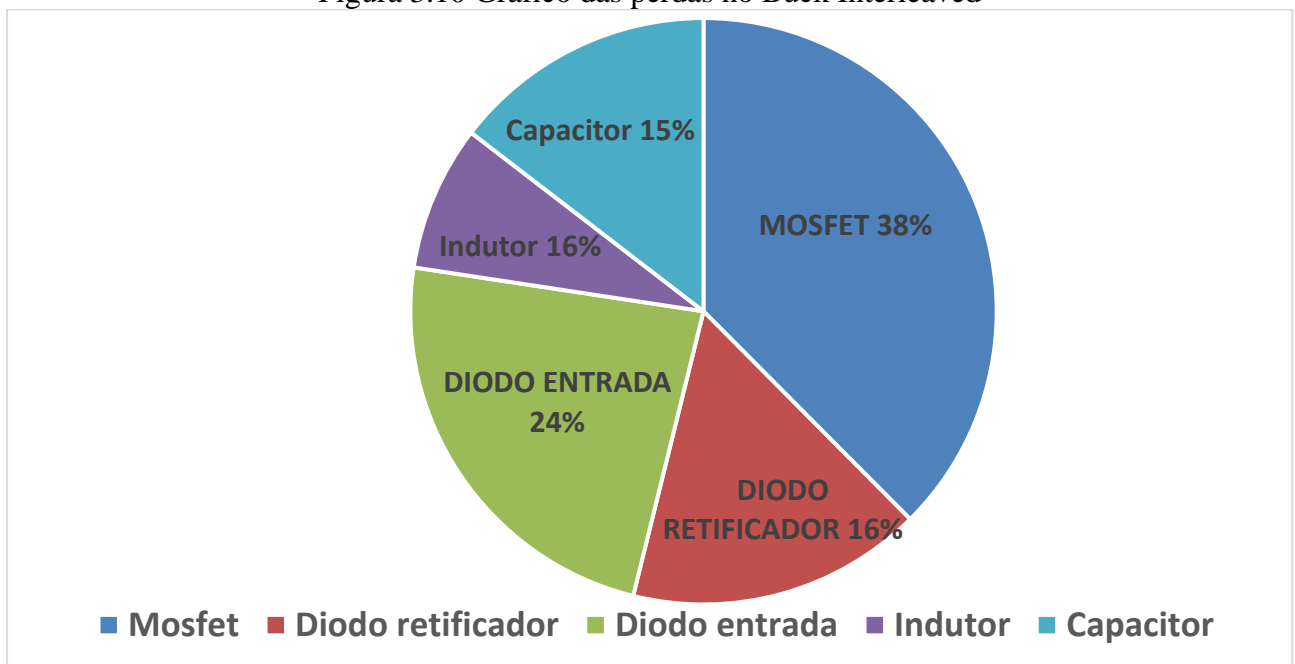
As perdas em todos os elementos do conversor Buck *Interleaved* são mostrada na Tabela 11, são apresentados as perdas para potência nominal do carregador de baterias.

Tabela 11 - Cálculo das perdas totais no Buck *Interleaved*

<b>COMPONENTE</b>	<b>QUANTIDADE</b>	<b>PERDAS</b>	<b>PERDAS TOTAIS</b>
<i>MOSFET</i>	2	<b>41,66W</b>	<b>83,32W</b>
<i>Diodo</i>	2	53,30W	106,6W
<i>Transformador</i>	1	11,98W	11,98W
<i>Indutor</i>	1	33,77W	33,33W
<b>TOTAL</b>			<b>234,3W</b>

Fonte: Produção própria

Na Figura 3.10 são apresentados as perdas percentuais em cada um dos componentes do circuito. Como esperada as maiores perdas são nos diodos. Mas devido as características do MOSFET escolhido as perdas no interruptor estão elevadas, considerando que o período de condução do MOSFET durante o carregamento é curto.

Figura 3.10 Gráfico das perdas no Buck *Interleaved*

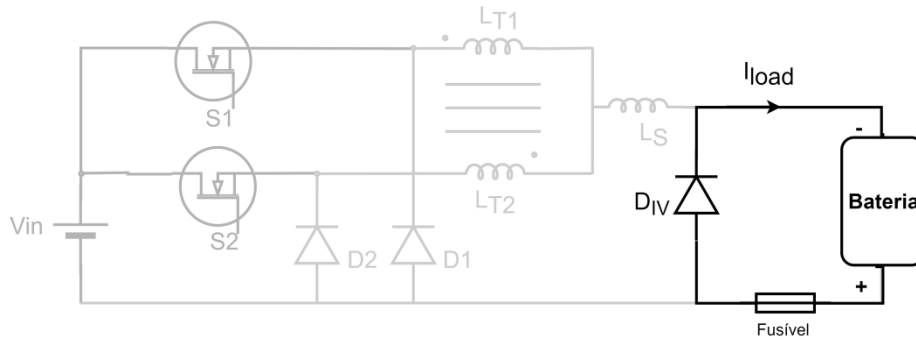
Fonte: Produção própria

### 3.1.2.5 Proteções

Ao carregador de baterias, foram adicionados algumas proteções em hardware para garantir sua operação com maior segurança.

Na Figura 3.11 foi adicionado um diodo em antiparalelo com a saída do carregador de baterias, A função desse diodo é proteger o conversor contra conexão invertida da bateria para a carga. Esse diodo não afeta o funcionamento do carregador de baterias em condições normais de operação do carregador. Quando circular corrente por esse diodo, ele irá forçar a atuação do fusível de saída do circuito.

Figura 3.11 Diodo de proteção contra conexão invertida da bateria.

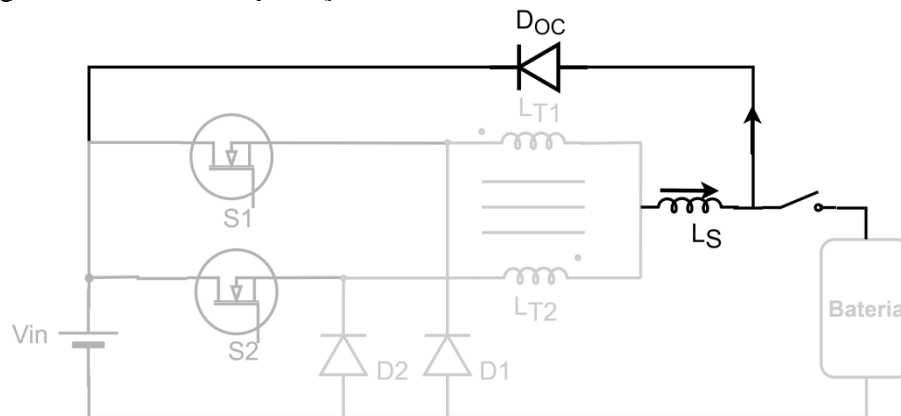


Fonte: Produção própria.

Outra proteção necessária a um carregador de bateria, é a proteção contra a desconexão da bateria durante o processo de carga. Como a corrente máxima de operação desse protótipo é elevada, é necessária essa proteção para que não exista arcos de corrente ou a elevação drástica da tensão de saída, se a bateria for desconectada durante o processo de carga.

Através de simulações verificou-se que esse diodo deve suportar um surto de corrente muito elevado, de aproximadamente 200A. Além disso é necessário que através do DSP seja detectada a desconexão da bateria, através da queda da tensão de saída, desligando o acionamento dos MOSFETs.

Figura 3.12 Diodo de proteção contra desconexão da bateria durante a carga



Fonte: Produção própria.

Ainda se fez necessário a implementação de algumas outras proteções do carregador de baterias através do DSP, para garantir a proteção da bateria contra sobre tensão de carregamento e também limitar a corrente de carga para cada um dos bancos de baterias.

## 3.2 RETIFICADOR PFC SEMI-BRIDGELESS BOOST

### 3.2.1 Projeto do Retificador PFC Semi-Bridgeless Boost

O retificador PFC Semi-Bridgeless Boost terá como carga na saída o conversor Buck *Interleaved* de 1500W do carregador de baterias. O retificador PFC Semi-Bridgeless Boost apresenta as seguintes especificações de projeto, conforme Tabela 12.

Tabela 12 - Especificações do retificador PFC Semi-Bridgeless Boost

Especificações do retificador PFC Semi-Bridgeless Boost	
Tensão de entrada	$V_{in} = 220V$
Potência da carga	$P_o = 1500W$
Tensão de barramento	$V_{Bus} = 400V$
Ondulação da tensão de	$\Delta V_{Bus} = 20V$

<b>barramento</b>	
<b>Frequência da rede</b>	$f_{rede} = 60\text{Hz}$
<b>Frequência de chaveamento</b>	$f_s = 50\text{kHz}$

Fonte: Produção própria.

Supondo que a corrente de entrada esteja em fase com a tensão da rede, o valor da corrente de pico na entrada será calculado na Equação (3.50), considerando 15% como uma margem de segurança.

$$I_{in\_pico} = 1.15 \frac{2P_o}{V_{in\_pico}} = 11,10\text{A} \quad (3.50)$$

### 3.2.1.1 Indutor de entrada

A máxima ondulação de entrada de corrente no indutor, foi definida como 20% da corrente de pico de entrada.

$$\Delta i_{Lin} = 0.2 I_{in\_pico} = 2,20\text{A} \quad (3.51)$$

A relação entre a tensão de pico da rede e a tensão de barramento é o índice de modulação. Para o comportamento esperado do conversor Boost, a tensão de saída deve ser maior ou igual a tensão de entrada. Assim o índice de modulação máximo é calculado pela equação (3.52).

$$M_i = \frac{V_{in}}{V_{Barramento}} = 0,78 \quad (3.52)$$

A tensão de alimentação da rede é caracterizada como na equação (3.53).

$$V_{rede} = V_{in\_pico} \sin \theta \quad (3.53)$$

Quando o interruptor está conduzindo, pode-se definir a relação da equação (3.54).

$$V_{rede} = L_{in} \frac{dI_{Lin}(t)}{dt} = L_{in} \frac{\Delta I_{Lin}}{\Delta t} \quad (3.54)$$

Durante o intervalo de condução do interruptor, o intervalo de tempo é a relação da razão cíclica pelo período de chaveamento, como descrito na equação (3.55).

$$\Delta t = D(\theta) T_s \quad (3.55)$$

Substituindo as equações (3.55) e (3.53) na equação (3.54).

$$\frac{L_{in} \Delta I_{Lin}}{V_{in\_pico} T_s} = \sin(\theta) D(\theta) \quad (3.56)$$

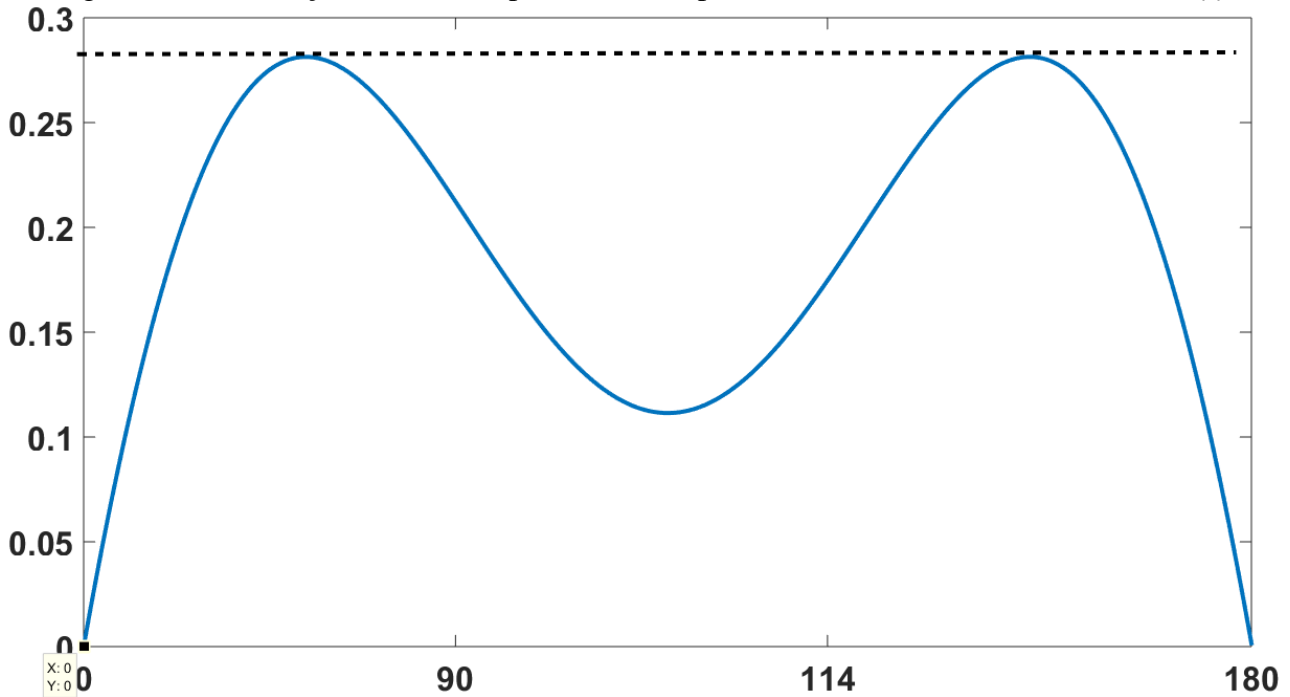
A razão cíclica pode ser descrita, pelo ganho estático do conversor, como na equação (3.57).

$$D(\theta) = 1 - \frac{V_{in\_pico} \sin(\theta)}{V_{Barramento}} \quad (3.57)$$

Substituindo a equação (3.57) na equação (3.56), obtém-se a ondulação de corrente normalizada para o período de um dos semiciclos da tensão da rede. Pode-se obter através da Figura 3.13a ondulação de corrente no indutor de entrada.

$$\frac{L_{in}\Delta I_{Lin}}{V_{in\text{pico}}T_s} = \sin(\theta) - \frac{V_{in\text{pico}}}{V_{Barramento}} \sin(\theta)^2 \quad (3.58)$$

Figura 3.13 Ondulação de corrente parametrizada para um semiciclo da rede no indutor  $L_{in}$ .



Fonte: Produção própria.

A ondulação da corrente é obtida a partir da Figura 3.12 e da Equação (3.58), a variação da ondulação de corrente em função de  $\omega t$ :

$$\Delta i_{Lin}(\theta) = 0,25 \quad (3.59)$$

A indutância do PFC Semi-Bridgeless é obtida a partir da Equação (3.58), considerando a ondulação de corrente parametrizada, e apresentada pela equação (3.60)

$$L_{in} = \frac{\Delta i_{Lin} V_{Barramento}}{\Delta i_{LMAX} 2f_s} = 250\mu H \quad (3.60)$$

Um valor aproximado para o capacitor de barramento pode ser obtido por:

$$C_{Bus} = \frac{Q_{filtro}}{f_{rede}(\Delta V_{Bus}^2)} = 900\mu F \quad (3.61)$$

### 3.2.1.2 Esforços de corrente

#### 3.2.1.2.1 Esforços de corrente no indutor

A corrente nos indutores de entrada, a equação (3.62) é a corrente eficaz na entrada.

$$I_{Lin_{rms}} = \frac{I_{in\_pico}}{\sqrt{2}} = 7,85A \quad (3.62)$$



### 3.2.1.2.2 Esforços de corrente no capacitor do barramento

$$I_{C\_bus} = M_i * I_{rede_{rms}} = 11,85A \quad (3.63)$$

### 3.2.1.2.3 Esforços de corrente nos MOSFETs

Nas equações (3.64) e (3.65) determina a corrente eficaz nos interruptores.

$$I_{Mosfet_{rms}} = \sqrt{M_i} \frac{I_{rede_{rms}}}{2} = 5,31A \quad (3.64)$$

$$I_{Mosfet_{med}} = M_i \frac{I_{rede_{rms}}}{2} = 2,91A \quad (3.65)$$

### 3.2.1.2.4 Esforços de corrente nos Diodos do retificador

As equações (3.66) e (3.67) determinam as correntes eficaz e a média nos diodos do retificador:

$$I_{Diodo_{rms}} = \sqrt{M_i} \frac{I_{rede_{pico}}}{2} = 8,97A \quad (3.66)$$

$$I_{Diodo_{med}} = (1 - M_i) I_{rede_{pico}} = 2,25A \quad (3.67)$$

### 3.2.1.2.5 Esforços de corrente nos Diodos $D_a$ e $D_b$ de entrada

As equações (3.68) e (3.69) mostram a corrente eficaz e média nos diodos  $D_a$  e  $D_b$  que são conectados diretamente na entrada do retificador.

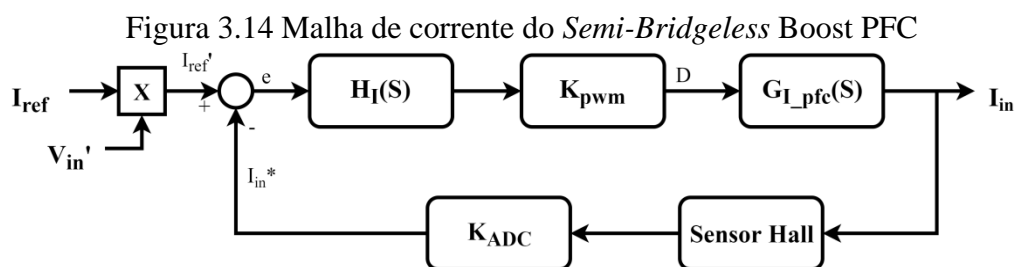
$$I_{D_{a,b}rms} = \frac{P_{out} \sqrt{2}}{V_{in}} = 9,64A \quad (3.68)$$

$$I_{D_{a,b}med} = \frac{P_{out}}{V_{in}} = 6,29A \quad (3.69)$$

### 3.2.1.3 Malha de corrente

O diagrama de blocos da malha de corrente da Figura 3.14, contém a planta de corrente do retificador,  $G_{i\_pfc}(S)$ , o ganho do sensor Hall de corrente, o ganho do conversor analógico digital,  $K_{ADC}$ , o controlador de corrente,  $H_i(S)$ , e o ganho de PWM,  $K_{pwm}$ .

A corrente de referencia  $I_{ref}$  é multiplicado por uma amostra da tensão senoidal da rede,  $V_{in}'$ , para que a corrente,  $I_{in}$ , esteja em fase com a tensão e tenha o mesmo formato.



Fonte: Produção própria

### 3.2.1.3.1 Ganho do sensor de corrente

O ganho do sensor de corrente é apresentado por:

$$K_i = \frac{1.65}{25} = 0,066V/A \quad (3.70)$$

### 3.2.1.3.2 Projeto do controlador de corrente

A função de transferência é calculada de acordo com a equação, assim é obtida a função de transferência de laço aberto, equação (3.72).

A função de transferência da planta de corrente do retificador PFC Semi-Bridgeless Boost, representada na equação (3.71) é a planta que deseja-se controlar e foi obtida anteriormente na equação (2.22).

$$G_{iPFC}(s) = \frac{V_{Barramento}}{SL_{in}} \quad (3.71)$$

O ganho do conversor  $K_{adc}$  foi definido anteriormente em (3.14), assim como o ganho do modulador PWM  $K_{PWM}$  foi definido anteriormente em (3.15).

$$FTLA_{inc}(s) = K_i K_{ADC} G_{iPFC}(s) K_{pwm} \quad (3.72)$$

O ganho do controlador de corrente foi projetado para ter cruzamento por zero na frequência de 2,50Hz por:

$$K_i = \frac{1}{\text{Modulo}FTLA_{inc} \frac{\sqrt{\omega_{ci}^2 + \omega_{zi}^2}}{\omega_{ci}}} = 0,18 \quad (3.73)$$

O polo do controlador é:

$$\omega_{zi} = \frac{\omega_{ci}}{\tan\left(\frac{-\pi}{6} - \text{Fase}FTLA_{inc}\right)} = 9069 \quad (3.74)$$

A equação (3.75), representa o controlador de corrente do filtro ativo paralelo

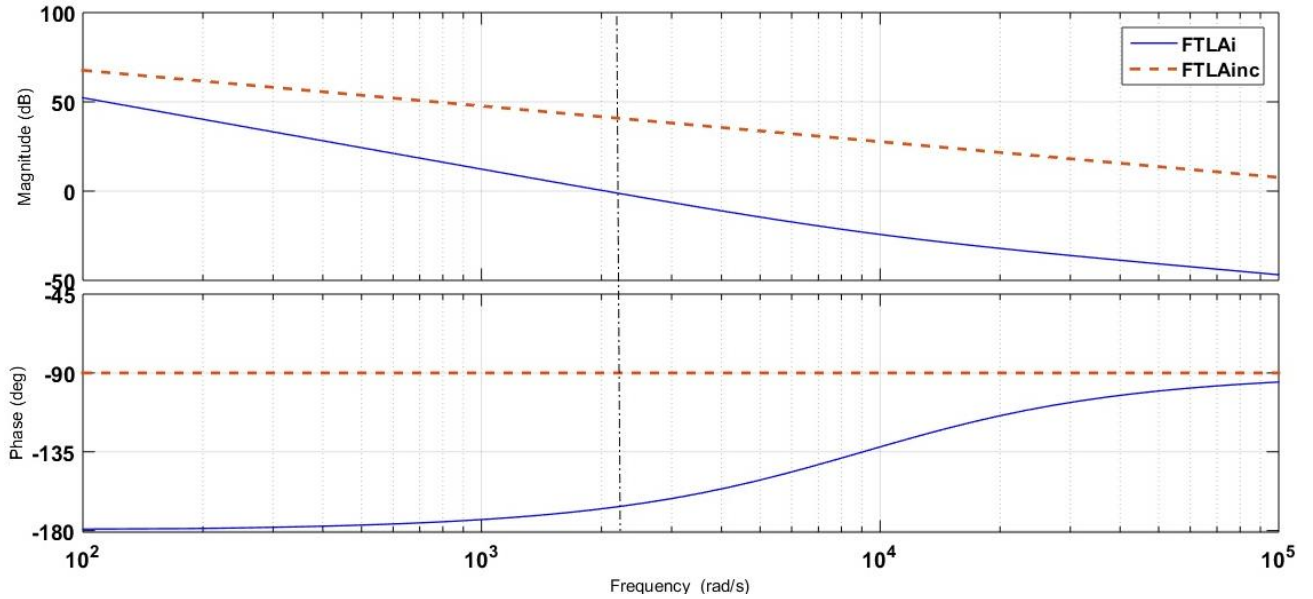
$$H_i(s) = \frac{K_i(s + \omega_{zi})}{s} \quad (3.75)$$

A função de transferência de laço aberto da corrente controlada, é dada por:

$$FTLA_{ic}(s) = K_i K_{ADC} G_i(s) K_{pwm} H_i(s) \quad (3.76)$$

A Figura 3.15 apresenta o diagrama de bode do modulo e fase da planta de corrente (azul) e da função de transferência de laço aberto da corrente controlada(vermelha). Pode-se observar que a FTLA é estável, tendo margem de fase de 60°.

Figura 3.15 Diagrama de bode da malha de corrente do filtro ativo.



Fonte: Produção própria.

### 3.2.1.3.3 Projeto controle da malha de tensão

A função de transferência da malha de tensão do PFC Semi-Bridgeless Boost, equação (3.77).

$$G_{vf}(s) = \frac{R_o}{sC_oR_c + 1} \quad (3.77)$$

A equação (3.78) é a função de transferência de laço aberto da tensão não controlada.

$$FTLA_{vnc}(s) = K_v K_{ADC} G_{vf}(s) K_{pwm} |FTLA_{inc}(\omega_{cv})| \quad (3.78)$$

O ganho do sensor de tensão, é representado por:

$$K_v = \frac{3.3}{600} = 0,006 \quad (3.79)$$

O controlador de tensão é um simples controlador PI, como mostra a equação (3.82), foi projetado para ter cruzamento por zero na frequência de 250Hz tendo o seu ganho e seu polo representados pelas equações (3.81) e (3.80) respectivamente.

$$K_{cv} = \frac{\omega_{cv}}{\text{ModuloFTLA}_{vnc} \sqrt{\omega_{cv}^2 + \omega_{zv}^2}} = 15,33 \quad (3.80)$$

$$\omega_{zv} = \frac{\omega_{ci}}{\tan\left(\frac{-\pi}{6} - \text{FaseFTLA}_{inc}\right)} = 1844 \quad (3.81)$$

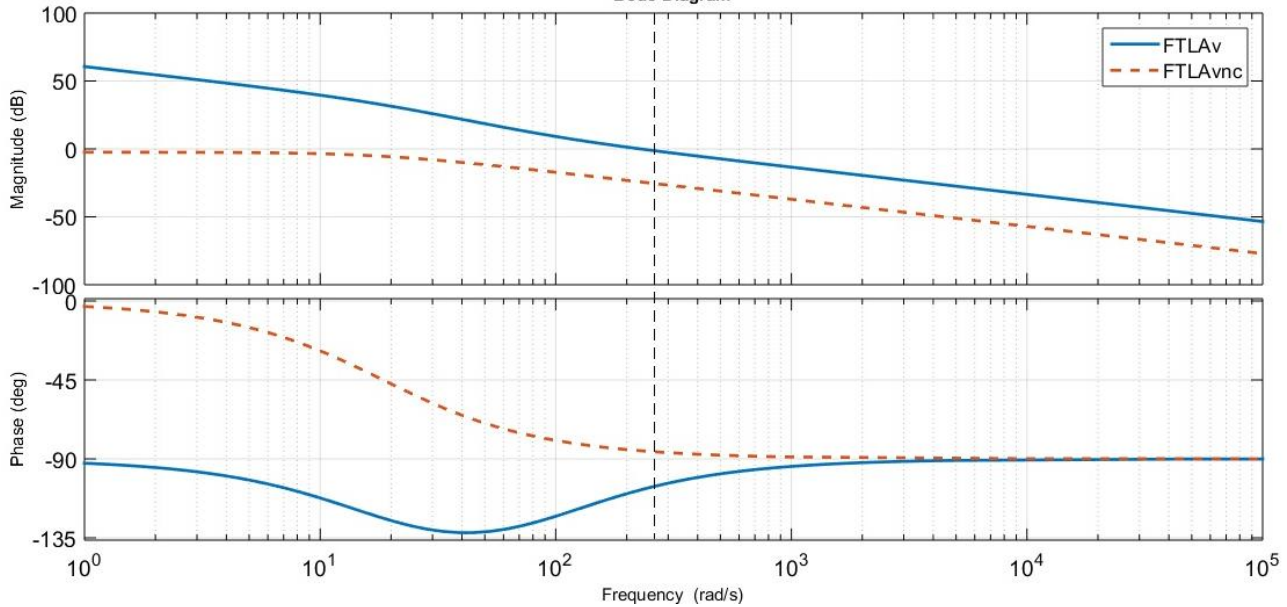
$$H_v(s) = \frac{K_v(s + \omega_{zv})}{s} \quad (3.82)$$

A função de transferência de laço aberto da tensão controlada é apresentada conforme a equação (3.83).

$$FTLA_{vc}(s) = K_v G_v(s) K_{pwm} H_v(s) \quad (3.83)$$

A Figura 3.16 apresenta o diagrama de bode do módulo e fase da planta de tensão, da malha de tensão(azul) da função de transferência de laço aberto da tensão controlada(vermelha). Pode-se observar que a FTLA é estável, tendo margem de fase de  $60^\circ$  no seu cruzamento por zero na frequência de 250Hz.

Figura 3.16 Diagrama de Bode para malha de tensão.



Fonte: Produção própria.

### 3.2.2 Dimensionamento dos elementos do retificador PFC *Semi-Bridgeless Boost*

#### 3.2.2.1 Indutores de entrada

Os indutores de entrada foram projetados para garantir o funcionamento adequado do retificador PFC *Semi-Bridgeless Boost*. A corrente de pico e a corrente eficaz que circulam pelo indutor  $L_{in}$ , foram obtidas anteriormente nas equações (3.50) e (3.62).

O núcleo escolhido para esse indutor foi de núcleos toroidais da Magmattec MMTS26T4715 de sandust S26 [38], esse núcleo é específico para filtros de PFC com ondulação de corrente acima de 8kHz, possui baixas perdas volumétricas, opera até  $200^\circ\text{C}$  sem perder as propriedades e a, indução de saturação máxima de 1,05 T.

Tabela 13 -Características dos indutores de entrada do PFC

Indutância	$L_{in} = 250\mu\text{H}$
Corrente eficaz	$I_{Lef} = 7,5\text{A}$
Corrente de pico	$I_{pico} = 13\text{A}$
Máxima densidade de fluxo	$B_c = 0,9\text{T}$
Máxima densidade de corrente	$J_{MAX} = 450\text{A}/\text{cm}^2$
Fator de ocupação da janela	$F_W = 0,75$
Frequência da ondulação	$f_s = 50\text{kHz}$

Fonte: Produção própria

As características do núcleo escolhido Magmattec MMTS26T4715 [37], são apresentadas na Tabela 14.

Tabela 14 - Características do núcleos Magmattec MMTS26T4715  
indutância nominal |  $A_L = 37\text{mH}/1000\text{espira}$

<b>Caminho magnético</b>	$l_e = 11,63cm$
<b>Permeabilidade</b>	$\mu = 26$
<b>Comprimento das espira</b>	$CME = 6,65cm$
<b>Volume</b>	$V_e = 15,6cm^3$
<b>Perdas volumétricas</b>	$P_v = 200mW/cm^3$

Fonte: Produção própria

Conhecendo a indutância desejada e a indutância por espira do núcleo a ser utilizado, pode-se calcular a quantidade de espiras necessárias para obtenção da indutância projetada, como calculado na equação (3.84).

$$N_{esp} = \sqrt{\frac{Ll_e}{\mu\mu_0 A_e}} = 81,5 \quad (3.84)$$

A máxima densidade de fluxo para esse indutor, como calculado na equação(3.85), está dentro do valor suportado pelo núcleo para não saturar. Essa diferença garante uma margem de segurança para o funcionamento do indutor.

$$B_{max} = \frac{N_{esp} I_{pico} \mu \mu_0}{l_e} = 0,30T \quad (3.85)$$

Devido a ondulação em alta frequência, faz-se presente o efeito pelicular em que a corrente tende a circular pela superfície do condutor com a elevação da frequência. Na equação (3.86) determina-se o raio mínimo necessário para a corrente circular na frequência da ondulação de corrente. Conhecendo-se na equação (3.87) o diâmetro máximo do condutor, serão utilizados condutores 22AWG, com diâmetro de 0.064cm.

$$\Delta = \frac{7.5 \text{ cm}}{\sqrt{f_s}} = 0,035 \quad (3.86)$$

$$D_{condutor} = 2\Delta = 0,067cm \quad (3.87)$$

Utilizando condutores 22AWG, a equação (3.88) determina a quantidade de condutores em paralelo necessários.

$$n_{condutores} = \frac{I_{ef}}{J_{max} S_{fio22}} = 4 \quad (3.88)$$

As perdas no condutor são calculadas conforme a equação (3.89), a resistência do cobre depende da resistividade do condutor, do seu comprimento e da quantidade de condutores em paralelo.

$$P_{cobre} = R_{cobre} I_{rms}^2 = 5,13W \quad (3.89)$$

As perdas no núcleo dependem das perdas volumétricas para a densidade de fluxo, podendo ser obtida no catálogo de dados do núcleo [37], a equação (3.36) e (3.90) mostra o cálculo das perdas do núcleo.

$$P_{nucleo} = P_{sdust} V_{ol} = 3,12W \quad (3.90)$$

As perdas totais para cada um dos indutores de entrada operando na potência nominal é apresentada na equação (3.91).

$$P_{totais} = P_{nucleo} + P_{cobre} = 8,25W \quad (3.91)$$

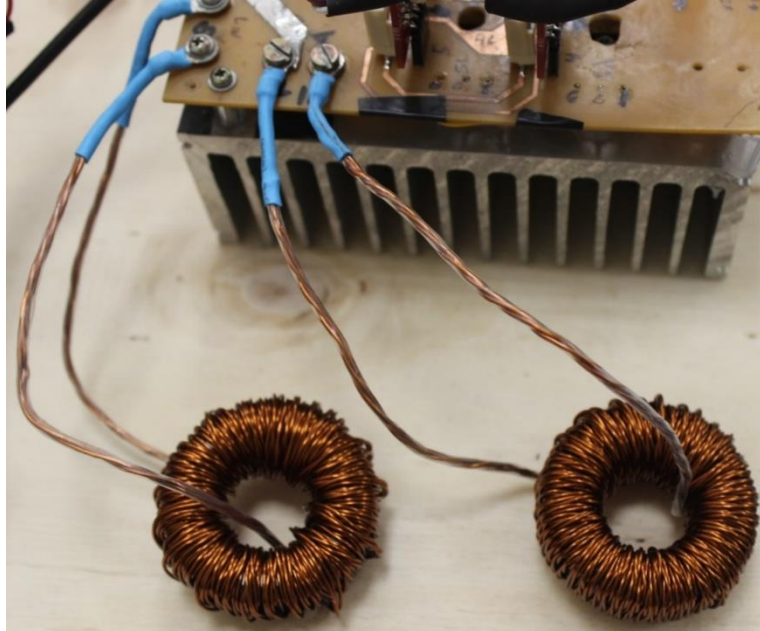
Uma relação dos aspectos construtivos do indutor  $L_{in}$  é apresentado na Tabela 15, a partir desses parâmetros foi construído os indutores mostrado na Figura 3.17.

Tabela 15 - Aspectos construtivos do indutor  $L_{in}$ .

Núcleo	Magmattec MMTS26T4715
Condutores em paralelo	4
Comprimentos	5m
Espiras	82
Volume indutor	15,6cm <sup>3</sup>
Perdas totais	8,25W

Fonte: Produção própria.

Figura 3.17 Indutores  $L_{in}$  de entrada do retificador *PFC Semi-Bridgeless Boost*.



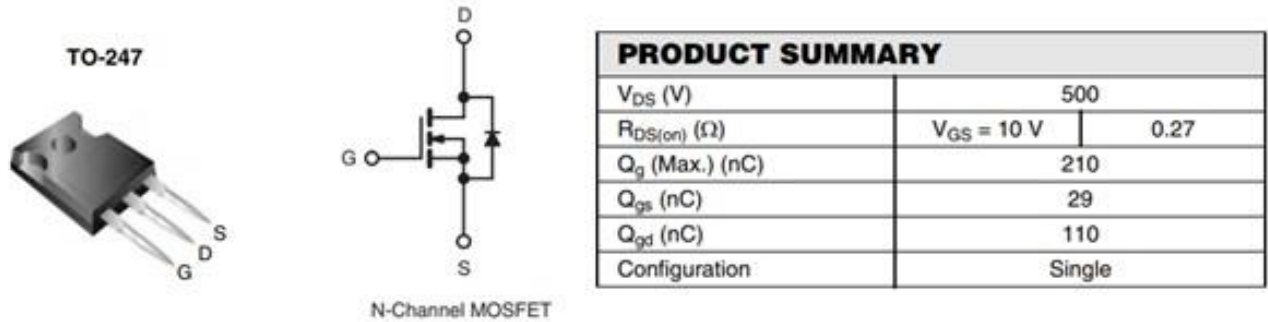
Fonte: Produção própria.

### 3.2.2.2 Interruptor

A escolha dos interruptores foram selecionados levando-se em consideração as correntes eficaz média e a tensão de pico sobre o componente.

Deste modo optou-se por MOSFETs N-channel, modelo IRFP460 [35]. As principais características desse MOSFET tais como tensão máxima de 500V e corrente de 20A à 25°C são apresentadas na Figura 3.18

Figura 3.18 Características do MOSFET IRFP460



Fonte: Adaptado do Datasheet [35].

### 3.2.2.2.1 Perdas nos mosfets

Na Tabela 16 são apresentadas as características do MOSFET IRFP460 [34] necessárias para os cálculos das perdas de condução e chaveamento durante a operação.

Tabela 16 - Características do MOSFET IRFP460

<b>Resistencia de condução</b>	$R_{DS_{on}} = 270m\Omega$
<b>Tempo de subida</b>	$t_r = 59ns$
<b>Tempo de descida</b>	$t_f = 58ns$
<b>Atraso no acionamento</b>	$t_{Don} = 18ns$
<b>Atraso no bloqueio</b>	$t_{Doff} = 110ns$

Fonte: Produção própria.

Nas equações (3.92) e (3.93) são apresentadas a energia dissipada durante o acionamento e o bloqueio do MOSFET durante o chaveamento.

$$E_{onM} = V_{in} I_{Don} \frac{t_{Don} + t_r}{2} = 1,81 * 10^{-4} J \quad (3.92)$$

$$E_{offM} = V_{in} I_{Doff} \frac{t_{Doff} + t_f}{2} = 4,20 * 10^{-4} J \quad (3.93)$$

As perdas de chaveamento, são apresentadas conforme a equação (3.94).

$$P_{swM} = (E_{onM} + E_{offM}) f_s = 27,80W \quad (3.94)$$

As perdas de condução no MOSFET, são calculadas na equação (3.95) (3.25).

$$P_{CM} = R_{DSon} I_{MofsetRMS}^2 = 10,76W \quad (3.95)$$

As perdas totais em cada um dos interruptores é o somatório das perdas de chaveamento e as perdas de condução, como calculado na equação(3.96).

$$P_{Mofset} = P_{CM} + P_{swM} = 38,56W \quad (3.96)$$

### 3.2.2.3 Diodos do retificador

Para os diodos do retificador  $D_1$  e  $D_2$  que irá operar em alta frequência optou-se pela utilização diodo Sic C3D20060D [37], que devido a sua tecnologia possui uma um tempo de comutação muito rápido, o que proporciona uma redução nas perdas. A Figura 3.6 apresenta as principais características do diodo escolhido.

A escolha do diodo segue os mesmos parâmetros da escolha dos interruptores, baseando-se nos valores de corrente médio e eficaz calculado anteriormente nas equações(3.66) e (3.67).

### 3.2.2.3.1 Perdas nos diodos do retificador

Nas equações (3.97) e (3.98) são apresentadas a energia dissipada durante início da condução e o bloqueio do diodo.

$$E_{onD} = V_{in}Q_c = 7,46 * 10^{-4}J \quad (3.97)$$

$$E_{offD} = V_{omax}Q_c = 1,31 * 10^{-4}J \quad (3.98)$$

As perdas de comutação do diodo, são calculadas na equação.

$$P_{swD} = (E_{onD} + E_{offD})f_s = 27,80W \quad (3.99)$$

As perdas de condução no diodo, são calculadas na equação.

$$P_{CD} = R_D I_{DiodoRMS}^2 = 15,34W \quad (3.100)$$

As perdas totais em cada um dos diodos é o somatório das perdas de comutação e as perdas de condução, como calculado na equação.

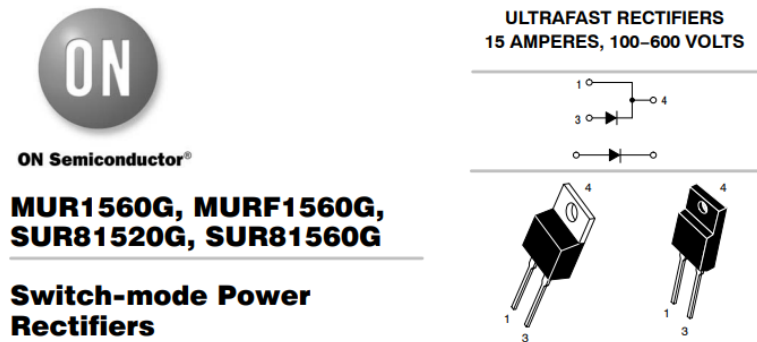
$$P_{Diodo} = P_{CD} + P_{swD} = 43,14W \quad (3.101)$$

### 3.2.2.4 Diodo de entrada

Esses diodos foram selecionados levando-se em consideração as correntes eficaz média e a tensão de pico sobre o componente, devido ao seu comportamento de chaveamento na frequência da rede, não há necessidade um diodo muito rápido.

Deste modo optou-se por diodo para retificadores, modelo MUR1560 [41]. As principais características desse Diodo tais como tensão máxima de 600V e corrente de 15A à 100°C são apresentadas na Figura 3.19.

Figura 3.19 Características do Diodo MUR1560



Fonte: Adaptado do *Datasheet* [41].

#### 3.2.2.4.1 Perdas nos diodos de entrada

Nas equações (3.102) e (3.103) são apresentadas a energia dissipada durante início da condução e o bloqueio do diodo.



$$E_{onDr} = V_{in}Q_c = 1,24 * 10^{-4}J \quad (3.102)$$

$$E_{offDr} = V_{Bus}Q_c = 1,64 * 10^{-4}J \quad (3.103)$$

As perdas de comutação do diodo, são calculadas na equação (3.104).

$$P_{swD} = (E_{onDr} + E_{offDr})f_s = 0,02W \quad (3.104)$$

As perdas de condução no diodo, são calculadas na equação (3.105).

$$P_{CDr} = V_{TO}I_{Da,med} + R_D I_{Da,RMS}^2 = 24,17W \quad (3.105)$$

As perdas totais em cada um dos diodos é o somatório das perdas de comutação e as perdas de condução, como calculado na equação (3.106).

$$P_{Diodo,ret} = P_{CDr} + P_{swDr} = 24,19W \quad (3.106)$$

### 3.2.2.5 Capacitor do Barramento

Os capacitores do Barramento foram escolhidos de acordo com a capacitância e corrente eficaz. Serão utilizados dois capacitores em paralelo da marca Epcos, modelo: B43501-A5477 [41], sua características são apresentadas na Tabela 17.

Tabela 17 - Dados do capacitor de Barramento

Parâmetro	Nomenclatura
Capacitância	$C_{nom} = 470\mu F$
Tensão nominal	$V_{nom,cap} = 450V$
Resistência série equivalente	$RSE = 430m\Omega$
Valor máximo da corrente	$I_{AC,max} = 6,1A$

Fonte: *Datasheet* [40].

#### 3.2.2.5.1 Perdas nos capacitores do Barramento

As perdas nos capacitores barramento são calculadas, a partir da equação (3.107) e deve-se levar em conta que devido ao arranjo em paralelo dos capacitores do barramento, sua resistência, *SER*, será dividida pelo número de capacitores.

$$P_{c,bus} = RSE * I_{C,rms}^2 = 5,68W \quad (3.107)$$

### 3.2.2.6 Perdas totais no PFC Semi-Bridgeless Boost

As perdas totais no retificador PFC Semi-Bridgeless Boost é a soma das perdas em cada um dos elementos do conversor, na Tabela 18 é apresentada as perdas individuais de cada componente e as perdas totais.

Tabela 18- Perdas totais no PFC Semi-Bridgeless Boost.

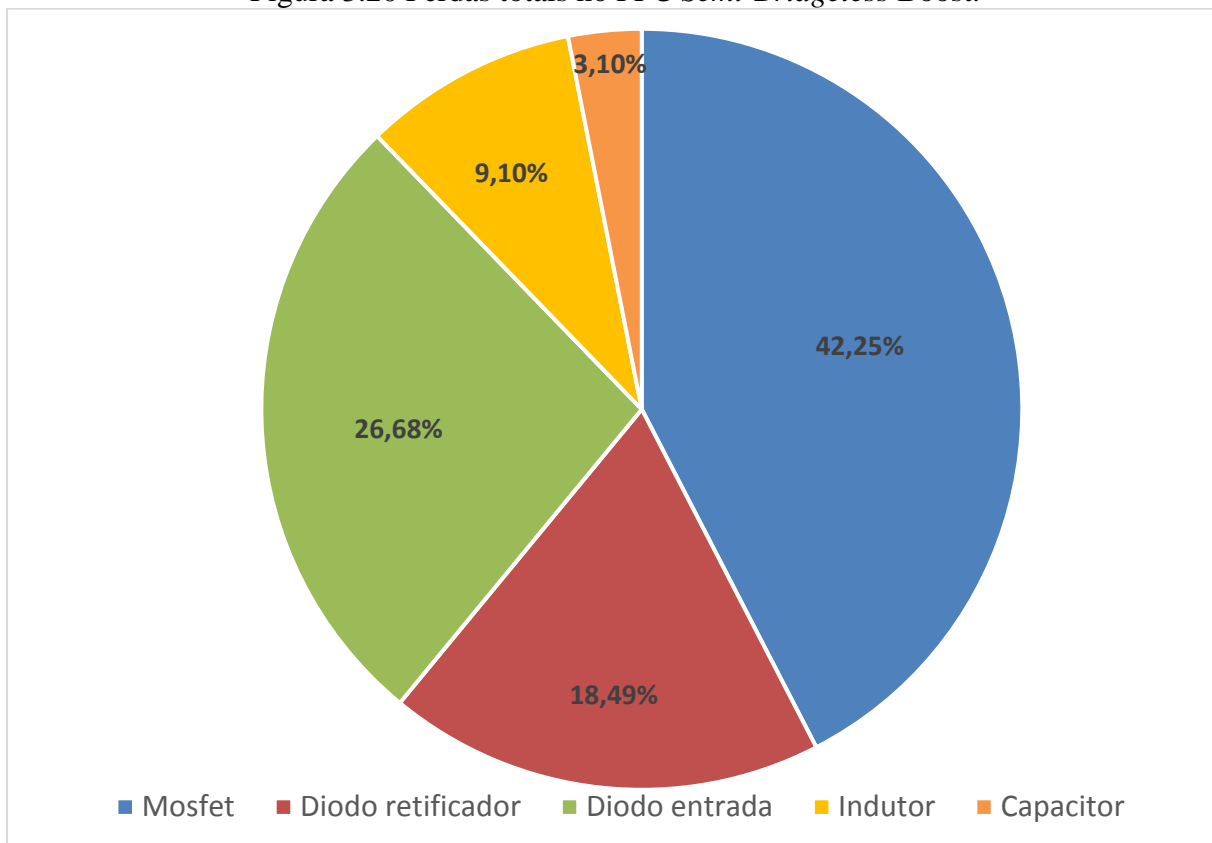
COMPONENTE	QUANTIDADE	PERDAS	PERDAS TOTAIS
<i>MOSFET</i>	2	38,56W	77,12W
<i>Diodo retificador</i>	2	16,75W	33,5W
<i>Diodo entrada</i>	2	24,17W	48,34W

<i>Indutor</i>	2	8,25W	16,5W
<i>Capacitor</i>	2	2,84W	5,68W
<b>Total</b>			<b>181.14W</b>

Fonte: Produção própria.

Pode-se observado na Figura 3.20 as perdas percentuais em cada um dos componentes do PFC *Semi-Bridgeless Boost*, as perdas no MOSFET estão elevadas se comparadas que o tempo de condução do interruptor e do Diodo do retificador são semelhantes.

Figura 3.20 Perdas totais no PFC *Semi-Bridgeless Boost*.



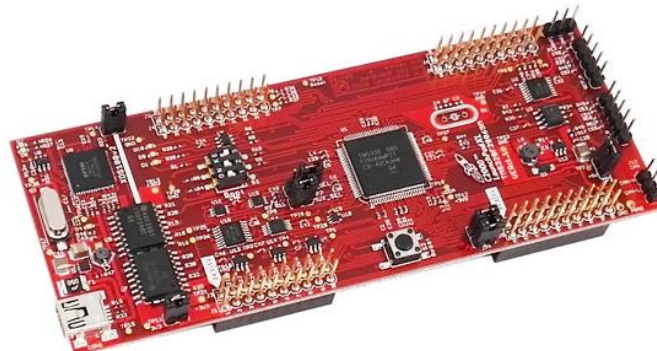
Fonte: Produção própria.

### 3.3 CIRCUITOS AUXILIARES

#### 3.3.1 DSP

Para a implementação da malhas de controle de modo digital, optou-se pela utilização do kit de desenvolvimento modelo LAUNCHXL-F28069M [43] da *Texas Instruments*, Figura 3.21. O código implementado está apresentado no apêndice C.

Figura 3.21 Kit de desenvolvimento LAUNCHXL-F28069M.



Fonte: Datasheet F28069M [43].

Tabela 19 - Principais características do LAUNCHXL-F28069M.

<b>Frequência de Clock</b>	90MHZ
<b>Tensão de alimentação</b>	3.3V
<b>Memória ROM</b>	256kb
<b>Memória RAM</b>	100kb
<b>Conversor ADC</b>	16 canais 12bits
<b>PWM</b>	16 canais
<b>Pinos digitais</b>	32 pinos
<b>Conexão</b>	USB serial

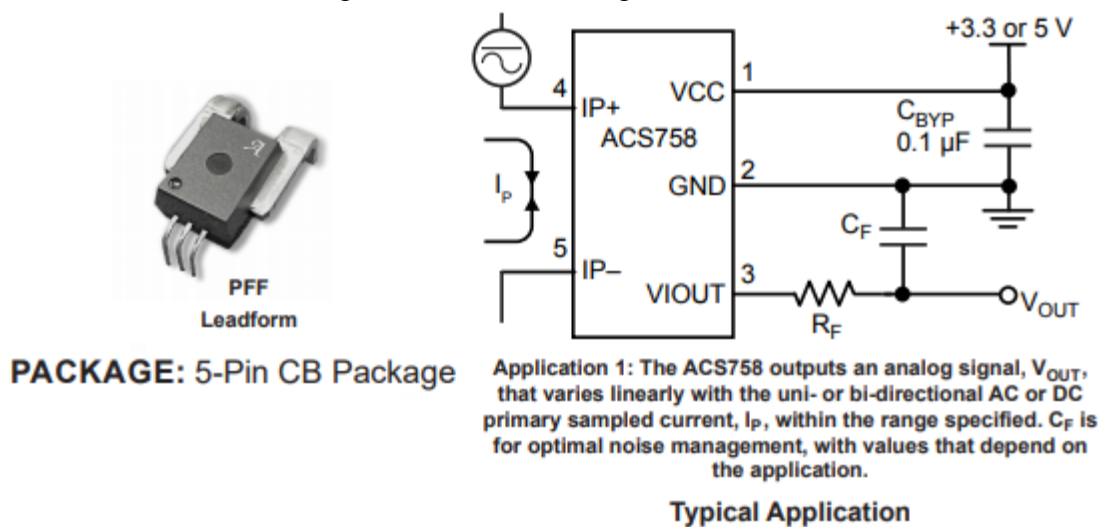
Fonte: Adaptado do *Datasheet* [43].

### 3.3.2 Circuitos de condicionamento de sinais

#### 3.3.2.1 Aquisição da Corrente de saída

Para a medição da corrente de carga do conversor Buck *interleaved*, foi utilizado um sensor de efeito hall para medição de corrente da Allegro, modelo ACS-758-50B [44], como apresentado na Figura 3.22. Esse é um sensor de corrente bidirecional para medição de correntes de até 50A, com banda passante de 120kHz. Esse sensor possui saída compatível com a tensão do conversor ADC do DSP.

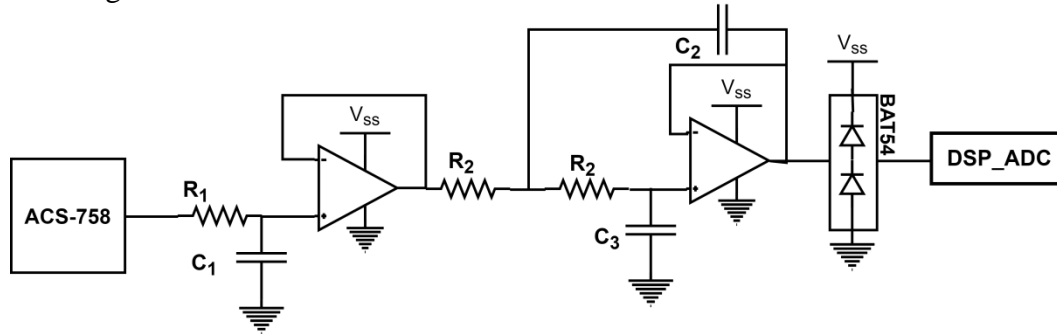
Figura 3.22 Sensor Allegro ACS-758.



Fonte: Adaptado do datasheet [44].

A Figura 3.23 mostra o circuito de condicionamento de sinais aplicado ao sensor de corrente do carregador de baterias. Tendo em vista que a tensão de saída do sensor de corrente já é compatível com a tensão do conversor ADC, não é necessário aplicar nenhum ganho de tensão a esse sinal, pois o mesmo filtra os ruídos provenientes do protótipo. Esse circuito é composto de dois filtros passa baixa e um limitador de tensão (BAT54) para a proteção do conversor ADC.

Figura 3.23 Circuito de condicionamento de sinal do sensor de corrente.



Fonte: Produção própria.

A frequência de corte do primeiro filtro passa baixa, considerando  $R_1 = 10k\Omega$  e  $C_1 = 10nF$  a frequência calculada é apresentada na (3.108).

$$f_{c1} = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} = 1.5kHz \quad (3.108)$$

A frequência de corte do segundo filtro passa baixa, considerando  $R_2 = 10k\Omega$ ,  $C_2 = 22nF$  e  $C_3 = 47nF$  a frequência calculada é apresentada na (3.109).

$$f_{c2} = \frac{\sqrt{2}}{4\pi R_2 C_3} = 500Hz \quad (3.109)$$

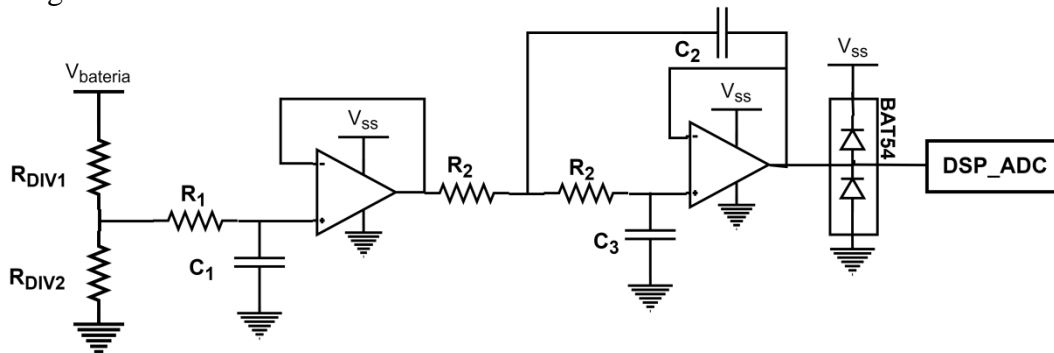
$$C_2 = 2C_3 \quad (3.110)$$

### 3.3.2.2 Aquisição da tensão da bateria

A medição da tensão da bateria é realizada através de um divisor resistivo. O divisor resistivo de medição da tensão da bateria foi projetado para realizar leituras de tensões de até 110V, o que possibilita a utilização do carregador de baterias para conjuntos de baterias com até 26 células em série, ou conjuntos de baterias de tensão nominal de 96V.

A Figura 3.24 apresenta o circuito utilizado para a leitura do sinal de tensão da bateria, o comportamento e desses filtros foram descritos anteriormente nas equações (3.108), (3.109) e (3.110) com as mesmas frequências de corte.

Figura 3.24 Circuito de condicionamento de sinal do sensor de tensão da bateria.



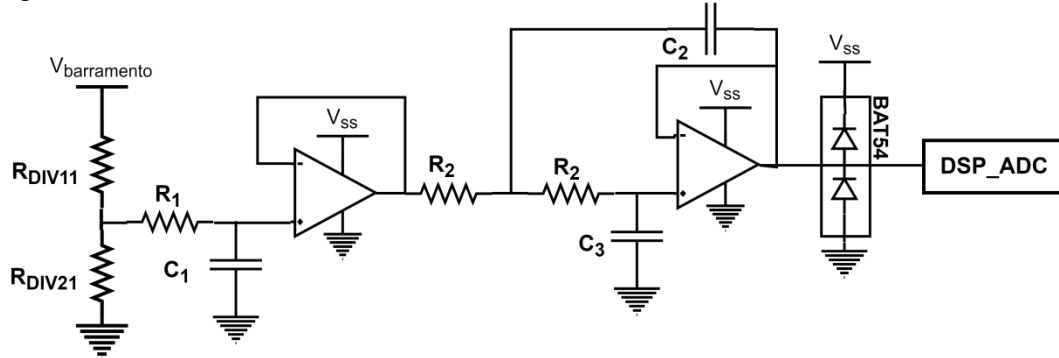
Fonte: Produção própria.

### 3.3.2.3 Aquisição da tensão do barramento

A medição da tensão do barramento é realizada através de um divisor resistivo. O divisor resistivo de medição da tensão da bateria foi projetado para realizar leituras de tensões de até 600V, o que insere uma margem de segurança para leituras de sobre tensão no barramento

A Figura 3.25 apresenta o circuito utilizado para a leitura do sinal de tensão do barramento, o comportamento e desses filtros foram descritos anteriormente nas equações (3.108), (3.109) e (3.110) com as mesmas frequências de corte.

Figura 3.25 Circuito de condicionamento de sinal do sensor de tensão de barramento.

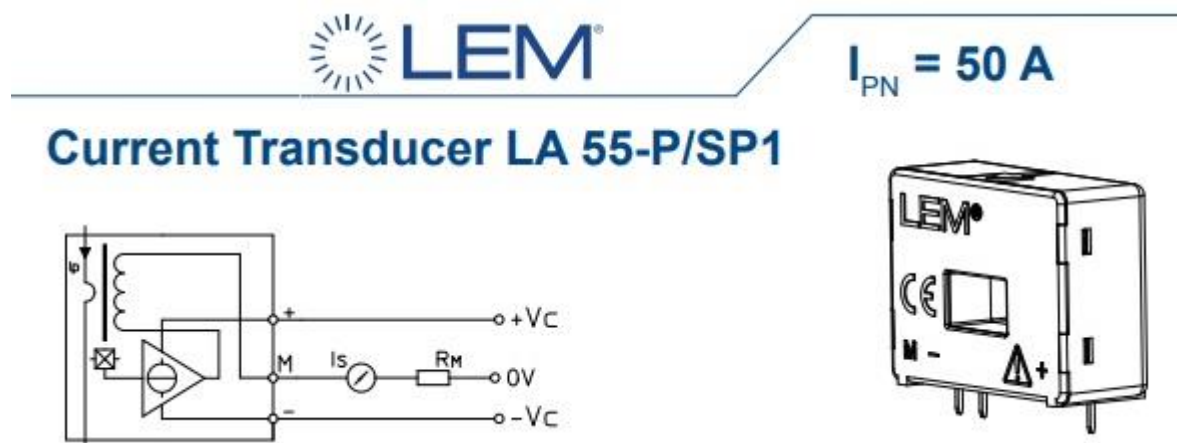


Fonte: Produção própria.

#### 3.3.2.4 Aquisição da corrente de entrada

Para a medição da corrente de entrada do retificador PFC Semi-Bridgeless boost, foi utilizado um sensor de efeito hall para medição de corrente da LEM, modelo LA 55-P, como apresentado na Figura 3.22. Esse é um sensor de corrente bidirecional para medição de correntes de até 50A [45], possui saída que necessita de um circuito de compatibilização de sinal para ser utilizado pelo DSP.

Figura 3.26 Sensor LEM LA-55P.

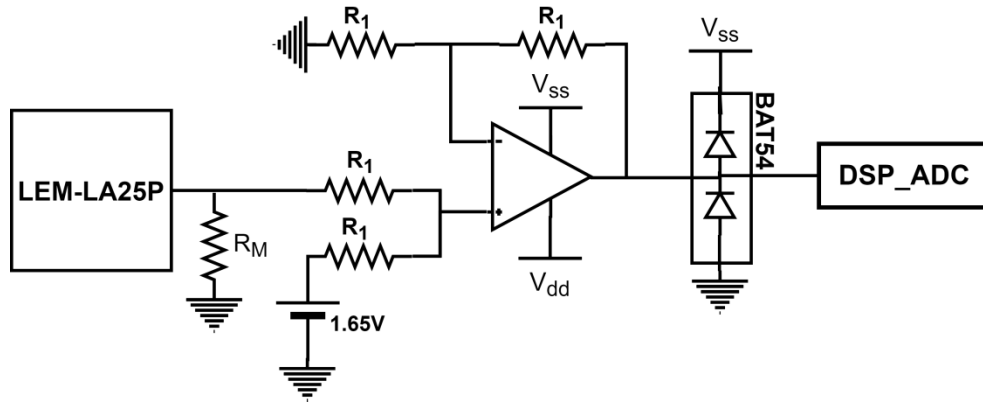


Fonte: Adaptado do Datasheet [45].

A saída do sensor apresentado na Figura 3.26 é em corrente, chegando a corrente máxima de 10mA, a tensão na saída depende do resistor  $R_M$ , que segundo o catálogo do produto [45] pode variar entre 100Ω à 150Ω.

O circuito de compatibilização de sinal da Figura 3.27, soma um nível DC de 1.65V ao sinal do sensor para que seja realizada a leitura pelo conversor ADC. O Ganho do circuito de compatibilização de sinais é mostrado na equação (3.111).

Figura 3.27 Circuito de condicionamento de sinal do sensor de corrente de entrada.



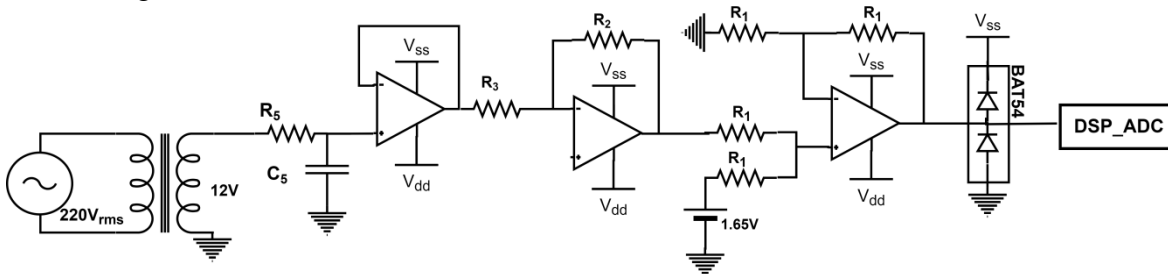
Fonte: Produção própria.

$$A_v = \frac{R_1}{R_1} = 1 \quad (3.111)$$

### 3.3.2.5 Aquisição da tensão de entrada

A medição da tensão de entrada é feita com um transformador abaixador isolado como sensor. A tensão medida é compatibilizada ao DSP pelo circuito apresentado na Figura 3.28, faz a compatibilização do sinal da tensão de entrada com o DSP. A frequência de corte do filtro passa baixa da entrada é apresentado na equação (3.112) e o ganho é determinado na equação (3.113) onde além do ganho é adicionado um nível DC ao sinal.

Figura 3.28 Circuito de condicionamento de sinal do sensor de tensão de entrada.



Produção própria.

Fonte:

$$f = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} = 5kHz \quad (3.112)$$

$$V_o = \frac{-R_2}{R_3} V_{in} + 1.65v \quad (3.113)$$

### 3.3.3 Driver isolado

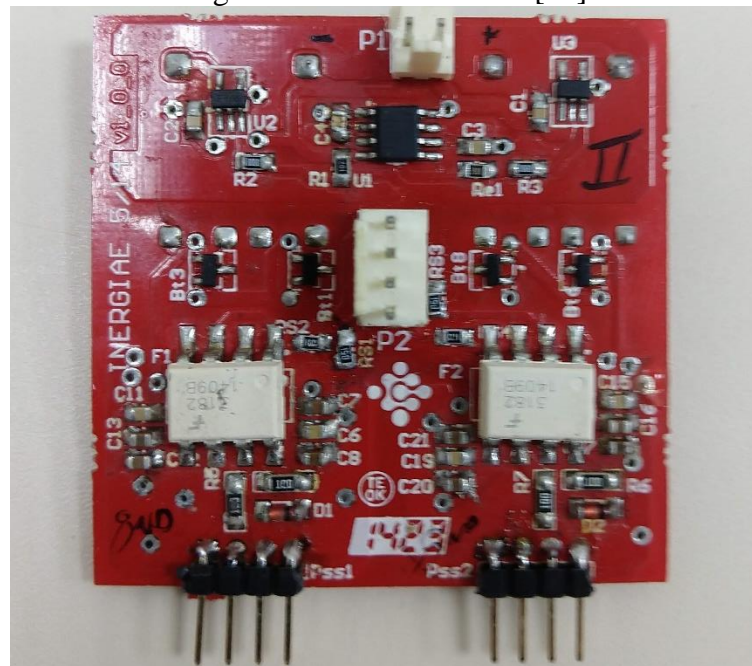
O Driver [46] de acionamento dos MOSFET, é apresentado na.

Figura 3.29. Cada uma das placas conta com dois circuitos de acionamento isolados e independentes, os mesmos modelos de *drivers* foram utilizados para o Buck *Interleaved* e para o PFC *Semi-Bridgeless*, o esquemático do driver é mostrado em detalhes no Apêndice D.

O sinal para o acionamento dos MOSFET proveniente do DSP, é um sinal de modulação PWM com 3.3V, esse sinal é isolado do circuito de potência através de opto-acoplador.

O circuito do driver é alimentado por 12V, através de um oscilador em alta frequência e um transformador de sinais, disponibiliza 15V e -5V para o acionamento e bloqueio dos MOSFET respectivamente.

Figura 3.29 Driver isolado [46]



Fonte: Produção própria.

## 4 RESULTADO DAS SIMULAÇÕES E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Neste capítulo serão apresentados os resultados de simulações na seção 4.1 e os resultados experimentais na seção 4.2.

### 4.1 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Nesta seção serão apresentados e discutidos os resultados de simulações do conversor Buck *Interleaved* na seção 4.1.1 e as simulações do retificador controlado PFC *Semi-Bridgeless Boost* na seção.

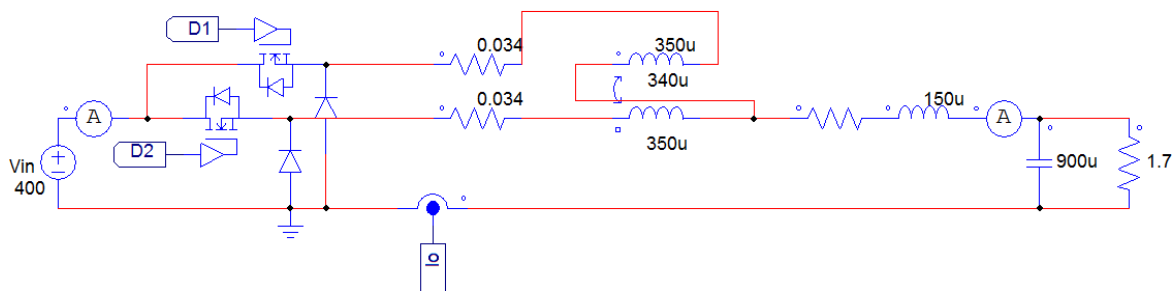
As simulações foram realizadas no *software (Power Simulation)®*, através das simulações foram obtidas as grandezas elétricas de tensão e corrente nos componentes ativos e passivos do circuito. Com relação ao circuito de potência apresentados durante as simulações, estes compreendem a estrutura do conversor proposto neste trabalho, utilizando uma carga resistiva capacitiva.

#### 4.1.1 Buck interleaved

O conversor Buck *Interleaved* foi projetado para operar como um carregador de baterias, no entanto os seus testes de funcionamento foram em grande maioria realizados com uma carga formada por um resistor  $R_o = 1.7\Omega$  e um capacitor  $C_o = 900\mu H$ . Por ter sido projetado para operar como carregador de baterias, o conversor Buck *Interleaved* operará apenas com malha de controle de corrente.

A Figura 4.1 mostra o circuito utilizado para a simulação do conversor Buck *Interleaved*, a simulação foi realizada com carga idela RC. Nessa simulação foram adicionadas as não idealidades dos componentes; resistência dos MOSFETs e Diodos, queda de tensão dos Diodos, resistência dos condutores do elementos magnéticos.

Figura 4.1 Simulação do conversor Buck *Interleaved*

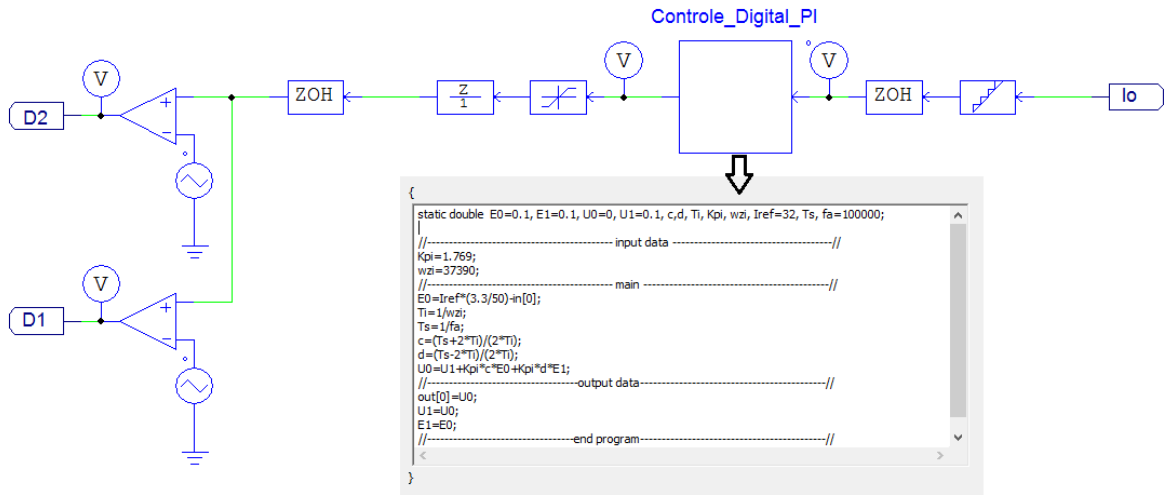


Fonte: Simulação do Psim.

A Figura 4.2 mostra a estrutura do controlador PI digitalizado do conversor da Figura 4.1, os parâmetros do controlador foram obtido no capítulo anterior. No Apêndice B está detalhado o código em C implementado durante as simulações numéricas.



Figura 4.2 Malha de controle digital PI do conversor Buck *Interleaved*

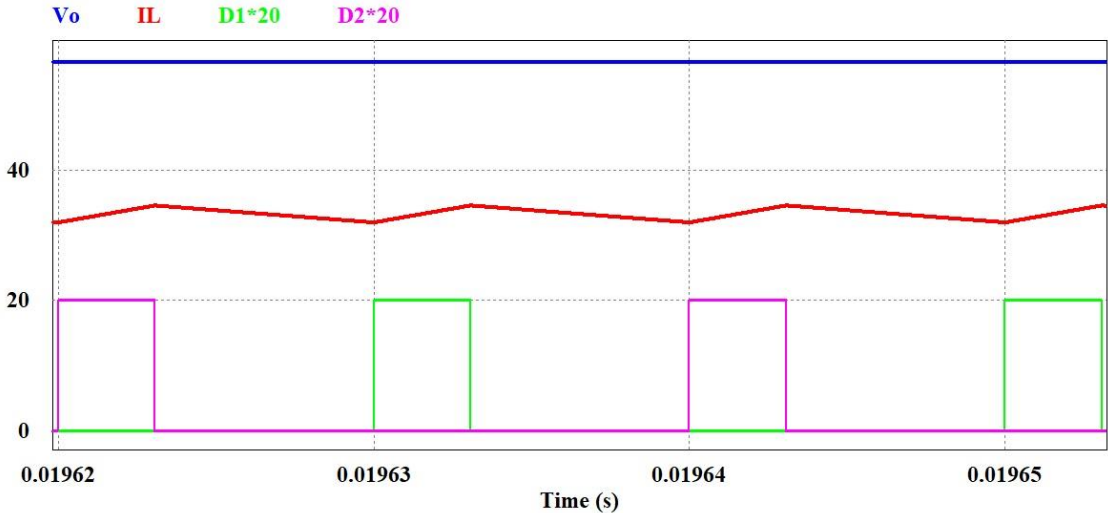


Fonte: Simulação do Psim.

Na Figura 4.3 são apresentadas as tensões, correntes de saída e os sinais de acionamento dos interruptores. Nesta figura pode-se verificar que a ondulação da corrente na saída tem o dobro da frequência de acionamento de um dos interruptores. Enquanto na Figura 4.4 é mostrada a corrente de saída do conversor, podemos observar que a corrente média de saída é de 32A com uma ondulação na com  $\Delta I_L=2A$ , essa ondulação corresponde a corrente de ondulação projetada.

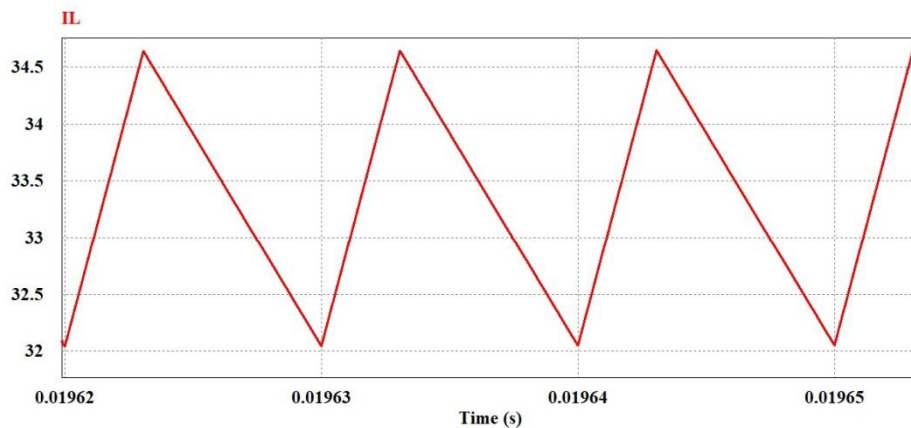
A Figura 4.5 mostra a corrente que circula nos indutores acoplados, podemos observar que a corrente média desses indutores é de 16A com uma ondulação de  $\Delta I_L=2A$ , essa ondulação corresponde a corrente de ondulação projetada.

Figura 4.3 Simulação: Corrente no indutor de saída(vermelho), tensão de saída (azul), acionamento do interruptor S1(verde) e acionamento do interruptor S2(rox).



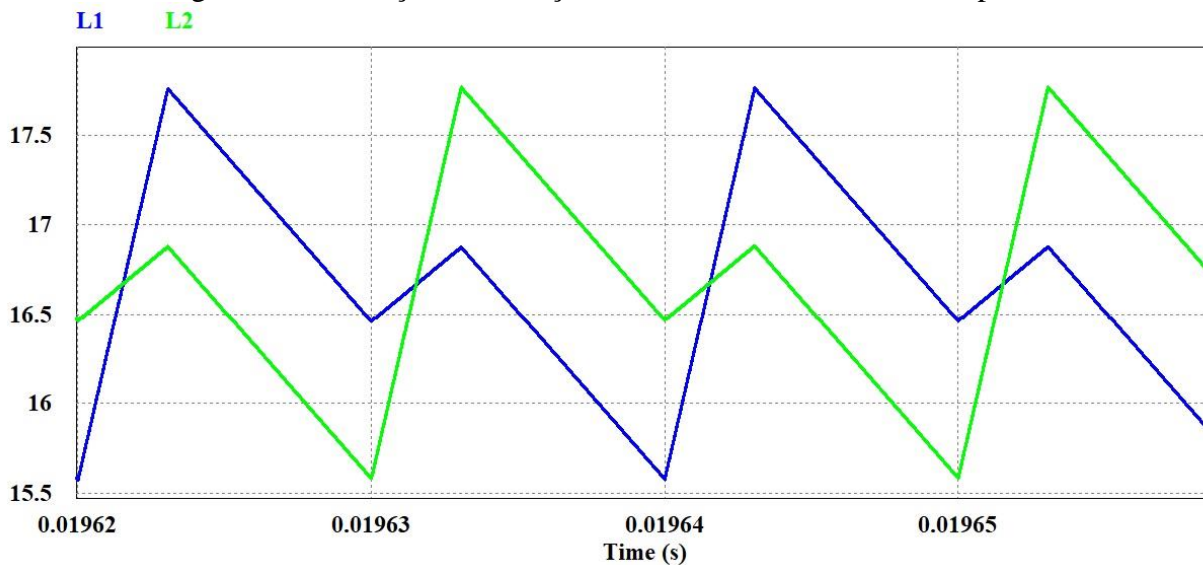
Fonte: Simulação do Psim.

Figura 4.4 Simulação: Ondulação da corrente na saída.



Fonte: Simulação do Psim.

Figura 4.5 Simulação: Ondulação de corrente nos indutores acoplados.

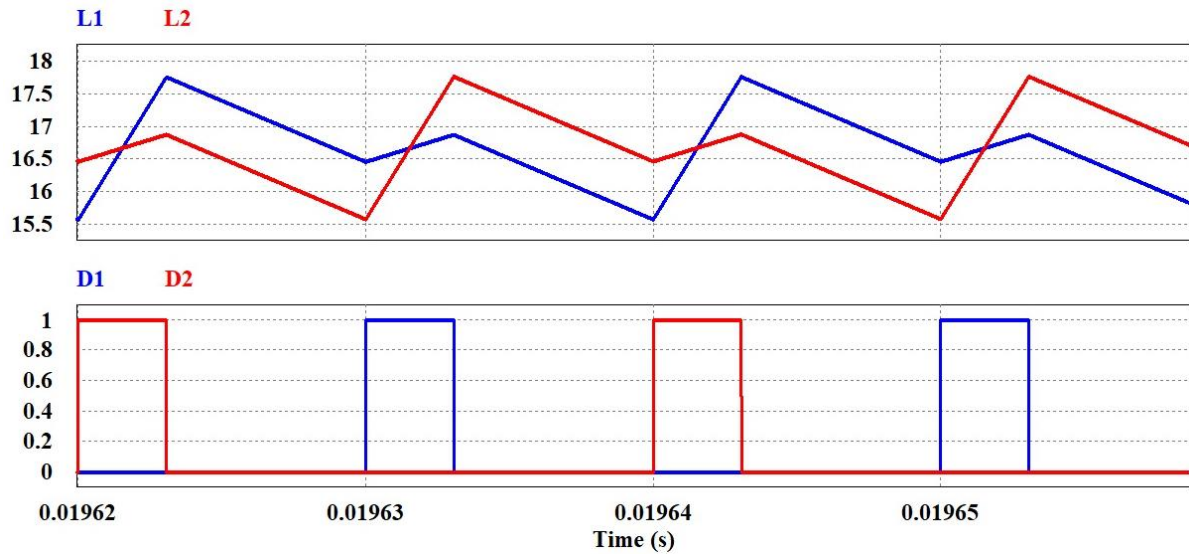


Fonte: Simulação do Psim.

A Figura 4.6 evidencia a partir das simulações o comportamento teórico esperado para os indutores acoplados, conforme apresentado comportamento teórico anteriormente na Figura 2.10.

Pode-se observar que quando uma das corrente cresce, durante o período de acionamento do seu respectivo interruptor, a outra corrente cresce, porém com uma menor derivada de corrente menor. Durante o período em que os interruptores estão desligado, ambas as corrente decaem com a mesma derivada de corrente.

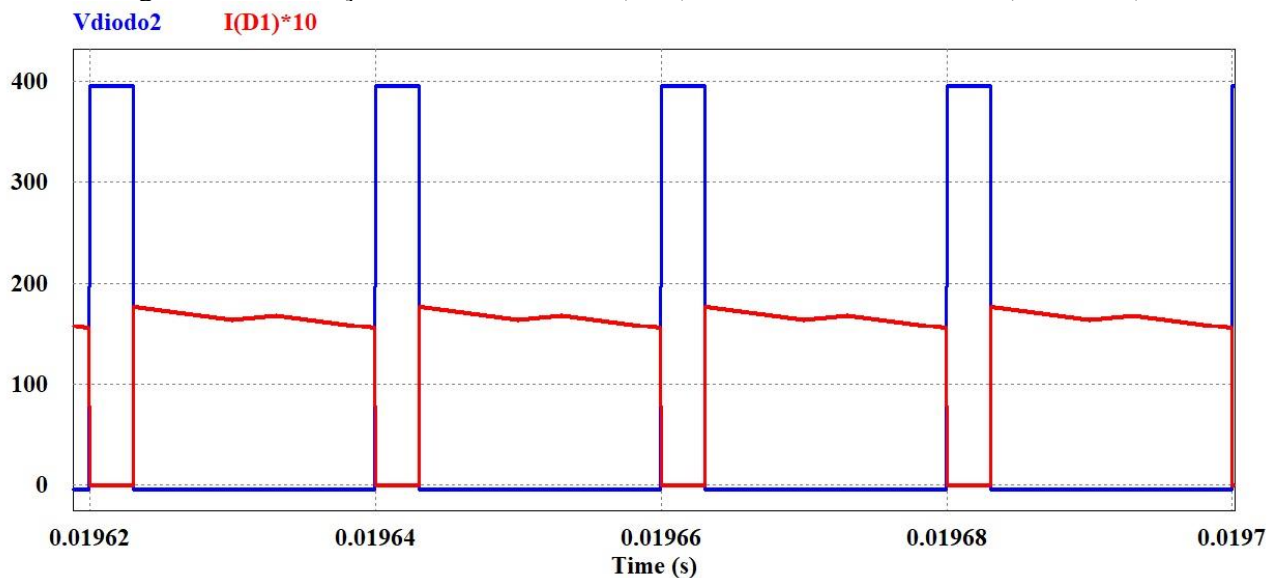
Figura 4.6 Simulação: Corrente no transformador (gráfico superior) e sinal de acionamento dos interruptores (gráfico inferior).



Fonte: Simulação do Psim.

A Figura 4.7 a apresenta as grandezas elétricas de um dos diodos do conversor Buck *Interleaved*, os esforços de tensão e corrente nesse componente. Como durante essa operação, a razão cíclica é inferior a 50%, os diodos terão um tempo de condução maior que o tempo que estarão em bloqueio.

Figura 4.7 Simulação: Tensão no diodo(azul) e corrente no diodo x10(vermelho).

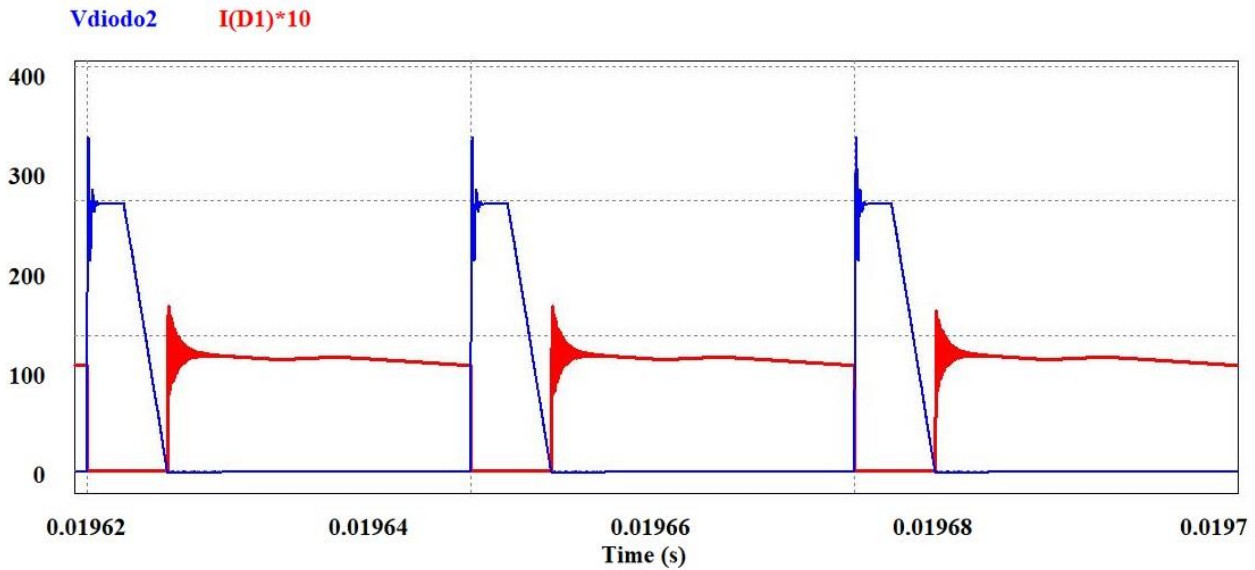


Fonte: Simulação do Psim.

Foi realizada uma simulação adicionando algumas outras não idealidades no circuito, conforme apêndice B, foram adicionadas indutâncias serie nos Diodos e MOSFET e uma pequena capacitância dos componentes. Essas não idealidades refletem-se em um pico na tensão e na corrente nos semicondutores.

A Figura 4.8 mostra o comportamento não ideal para a Figura 4.7, surge no diodo uma tensão de pico em torno de 500V e um pico de corrente no início do período de condução. Os circuitos das simulações não ideais mais detalhadas são apresentados no apêndice B.

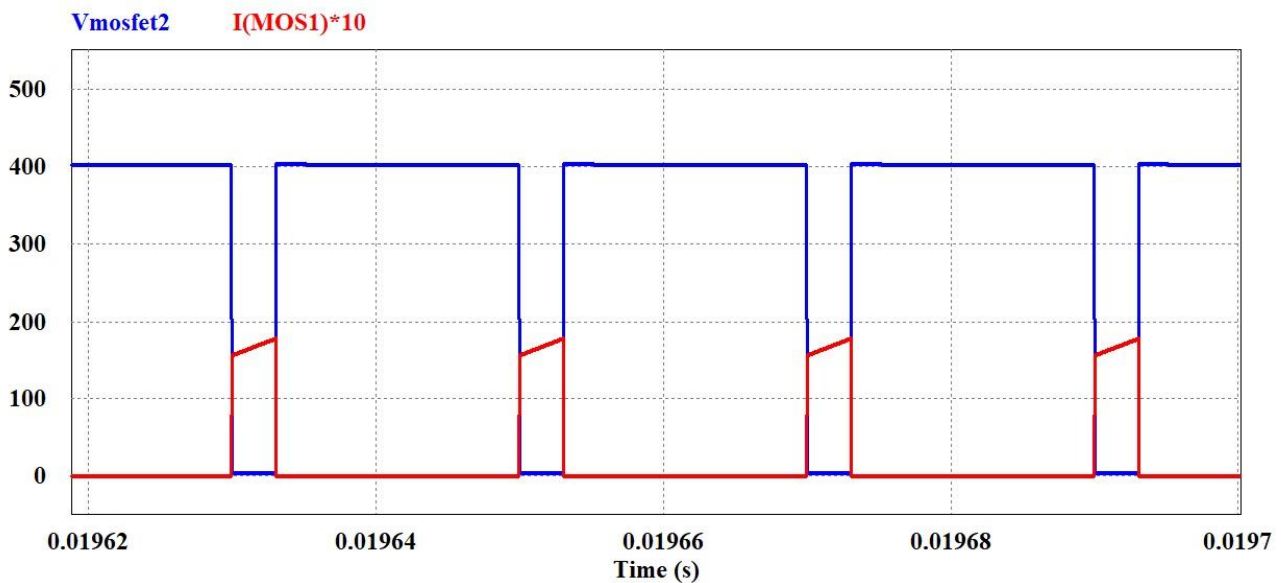
Figura 4.8 Simulação não ideal: Tensão no diodo(azul) e corrente no diodo x 10(vermelho).



Fonte: Simulação do Psim.

A Figura 4.9 apresenta as grandezas elétricas de um dos interruptores do conversor Buck *Interleaved*, os esforços de tensão e corrente nesse componente. Como durante essa operação, a razão cíclica é inferior a 50%, os interruptores terão um tempo de condução menor que o tempo que estarão em bloqueio. Assim tanto sua corrente média, quanto a eficaz serão inferiores as grandezas dos diodos.

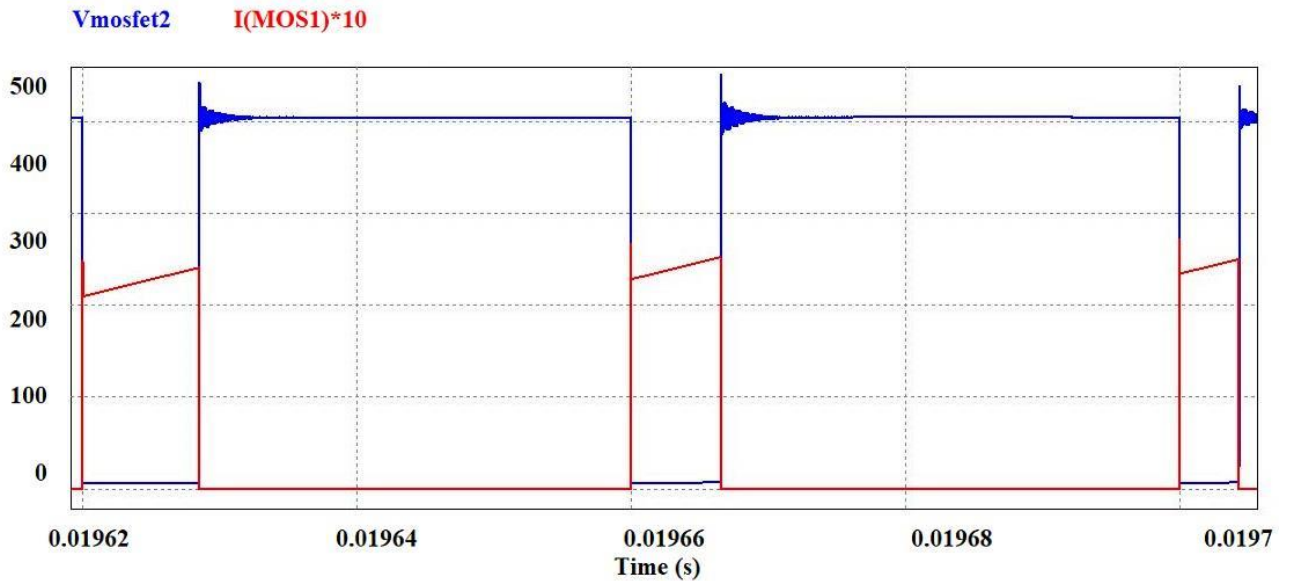
Figura 4.9 Simulação: Tensão no MOSFET(azul) e corrente no MOSFET x 10(vermelho).



Fonte: Simulação do Psim.

Na Figura 4.10 é realizada a simulação não ideal para a Figura 4.9, em decorrência da indutâncias parasitas e da capacitância, surge um pico de tensão durante o bloqueio do MOSFET e um pico de corrente durante o início em condução. Os circuitos das simulações não ideais mais detalhadas são apresentados no apêndice B.

Figura 4.10 Simulação não ideal: Tensão no MOSFET(Azul) e corrente no MOSFET x 10(vermelho).



Na Tabela 20 são apresentados os valores teóricos e de simulações numéricas para as correntes eficaz e média no elementos ativos do circuito, além do erro percentual entre eles. Pode-se observar que existe um pequeno erro percentual.

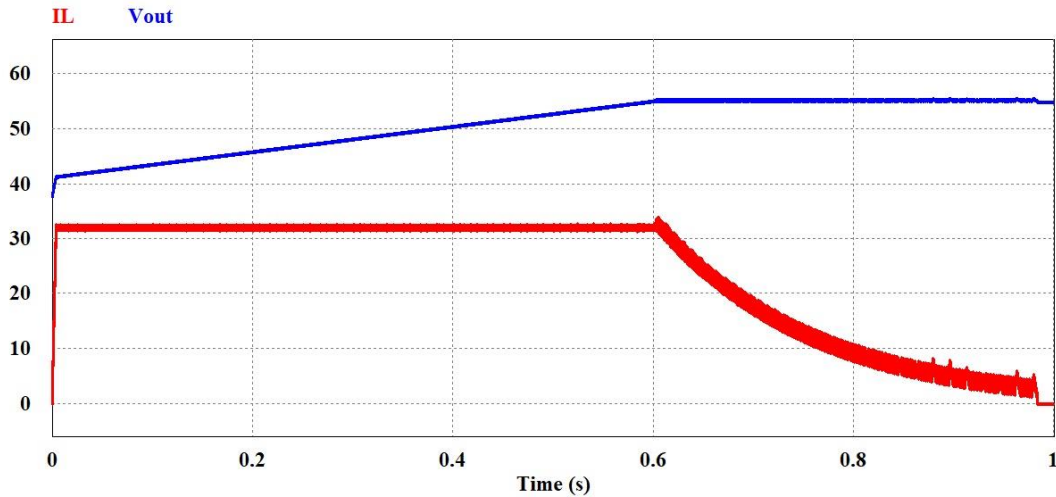
Tabela 20 Comparação dos esforços nos semicondutores.

	Resultados teóricos (A)	Resultados de Simulações(A)	Erro percentual (%)
$I_{Mrms}$	6.55	6.89	5.19
$I_{Mmed}$	2.74	2.95	7.66
$I_{Drms}$	15.15	14.48	4.34
$I_{Dmed}$	13.82	13.21	4.42

Fonte: Produção própria.

Conhecendo o comportamento de todos os componentes do conversor Buck *Interleaved*, substitui-se a carga por uma modelo de bateria para realizar uma simulação com o comportamento de carregador de baterias para o conversor. Como é mostrada na Figura 4.11, o processo de carga é dividido em duas etapas, uma primeira etapa onde a corrente é constante e a tensão vai aumentando levemente até atingir a tensão máxima do banco de baterias, e uma segunda etapa onde a tensão permanece constante e a corrente vai decrescendo até atingir zero, terminando o processo de carga da bateria. Cabe ao controlador do conversor limitar a razão cíclica para que a tensão na saída não exceda a máxima tensão da bateria que está sendo carregada.

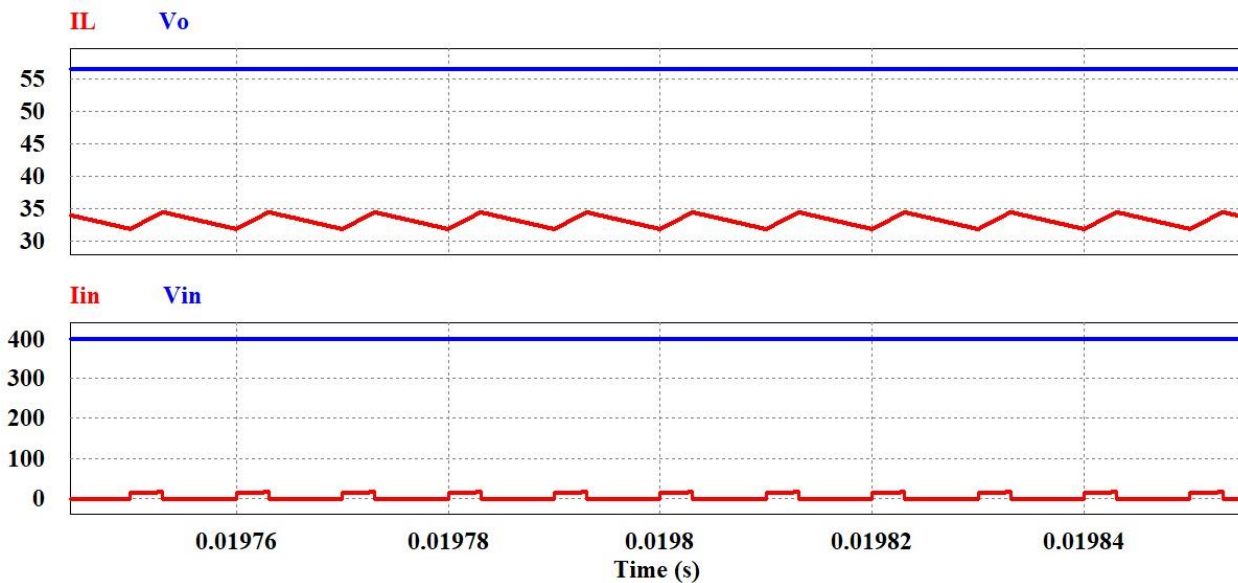
Figura 4.11 Simulação: Curvas de tensão e corrente do Buck como carregador de baterias.



Fonte: Simulação do Psim.

A Figura 4.12 mostra as corrente e tensão na saída do conversor e na entrada do conversor, calculando a através desses valores as respectivas potência, obtemos  $P_{in} = 1735w$  e  $P_{out} = 1540w$ .

Figura 4.12 Potência de saída e potência de entrada no conversor



Fonte: Simulação do Psim.

Com base nos valores obtidos na Figura 4.12, calcula-se a eficiência do conversor simulado com na equação (4.1). Subtraindo a potência de saída pela potência de entrada, temos que as perdas na simulação foram de 195W, algo próximo as perdas teóricas obtidas na Tabela 11.

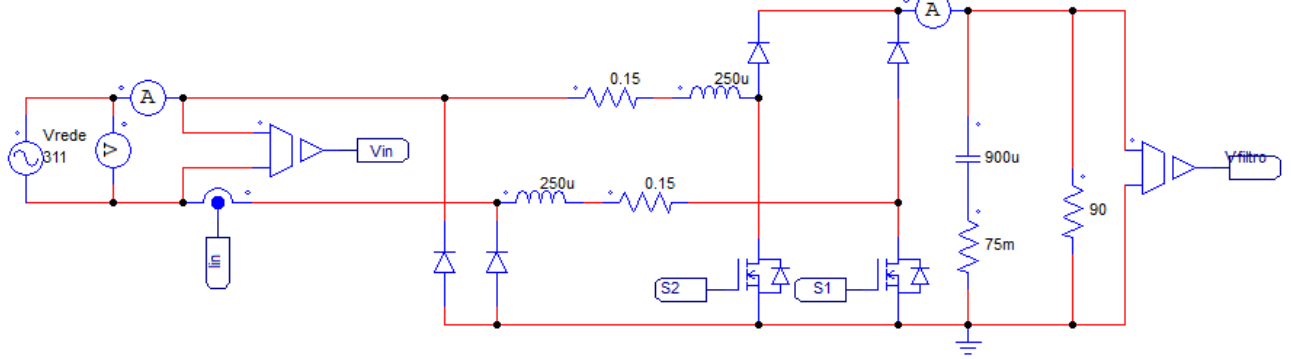
$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = 88,76\% \quad (4.1)$$

#### 4.1.2 Simulações do retificador PFC Semi-Bridgeless boost

A Figura 4.13 mostra a estrutura do conversor simulado, um retificador PFC *Semi-Bridgeless* Boost. Essa simulação foi realizada levando-se em conta as não idealidades, sendo considerada as resistências dos Diodos e MOSFETs, a queda de tensão dos Diodos e as resistências de capacitores e indutores, essas grandezas foram obtidas no capítulo anterior.



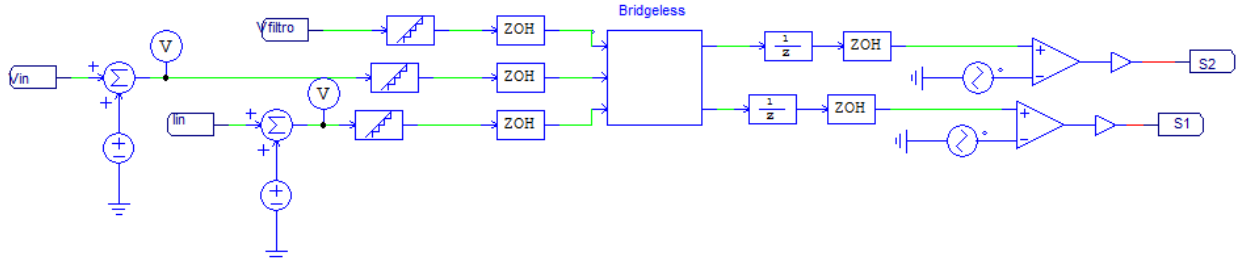
Figura 4.13 Simulação do retificador PFC *Semi-Bridgeless Boost*.



Fonte: Simulação do Psim.

A Figura 4.14 mostra a estrutura de controle do conversor, esse é um controlador digital contendo duas malhas de controle PI, uma malha mais lenta de tensão e uma malha mais rápida de corrente. No Apêndice B está detalhado o código em C implementado durante as simulações numéricas.

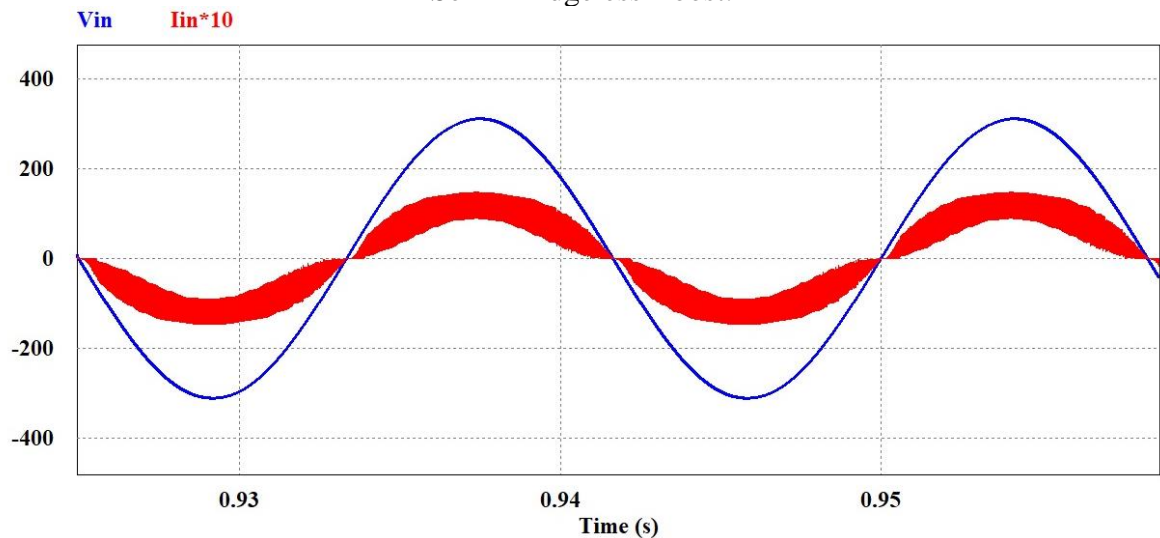
Figura 4.14 Estrutura de controle do controlador digitalizado.



Fonte: Simulação do Psim.

A Figura 4.15 apresenta as formas de onda para a tensão e corrente na entrada, onde pode-se verificar que a corrente está em fase com a tensão, apresentando um bom comportamento senoidal. Quando analisada a Figura 4.15, o conversor possui um fator de potência  $FP=99.28\%$  e uma taxa de distorção harmônica  $THD=7.7\%$ . Ambas verificadas através da simulação.

Figura 4.15 Simulação: Tensão (Azul) e corrente ( $\times 10$ -Vermelho) na entrada do retificador PFC *Semi-Bridgeless Boost*.



Fonte: Simulação do Psim.

Na Figura 4.16 pode-se observar o comportamento de um dos interruptores, comparado com a corrente na entrada. Nota-se que a o interruptor funciona somente em um dos semiciclos da rede de

alimentação, permanecendo desligado durante o outro semiciclo. O mesmo comportamento nota-se no diodo D1 que compõem o retificador, na Figura 4.17 pode-se observar seu funcionamento, que ocorre somente em um semiciclo.

Figura 4.16 Simulação: Corrente na entrada(azul) e corrente no MOSFET(Verde).

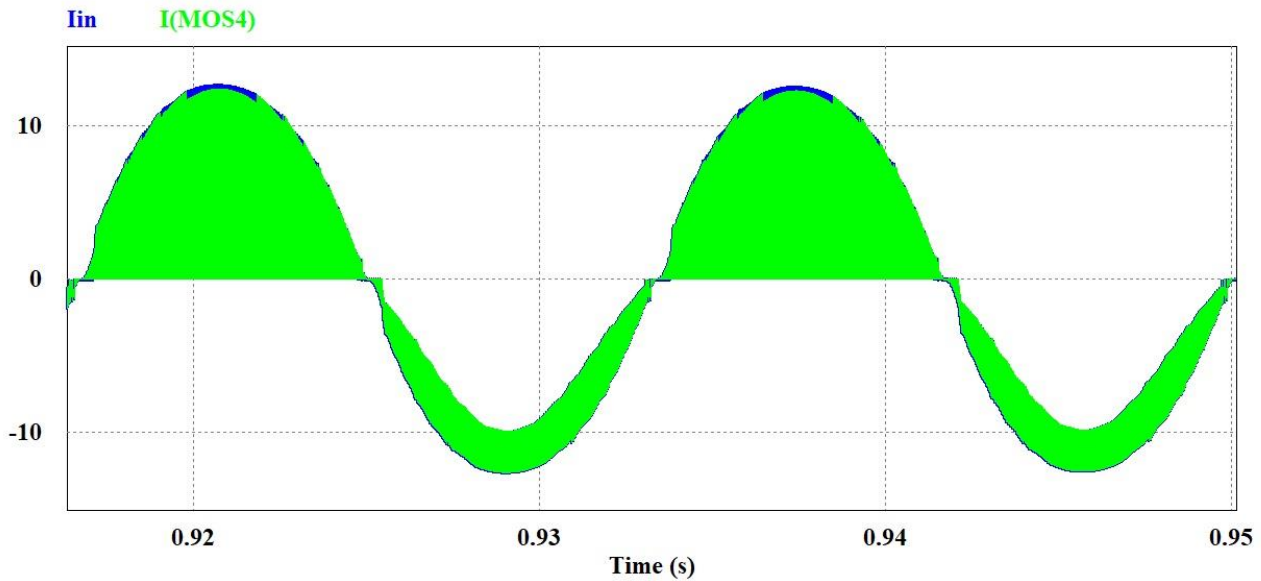
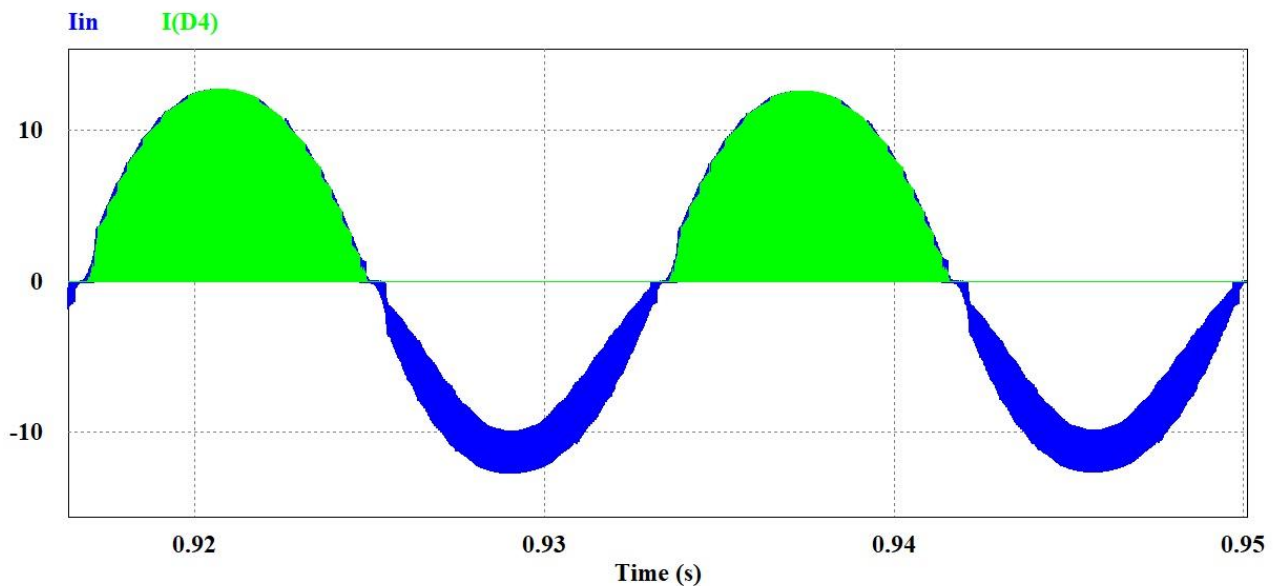


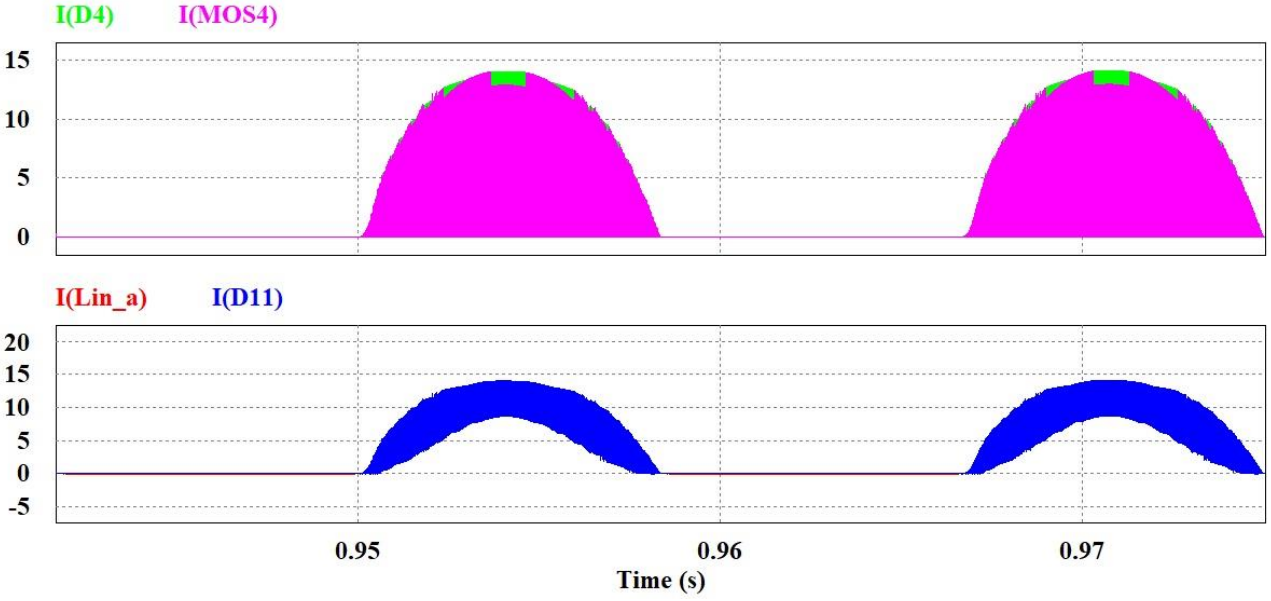
Figura 4.17 Simulação: Corrente na entrada e corrente no diodo D1.



A Figura 4.18 evidencia o comportamento que foi observado nas Figura 4.17 e Figura 4.16, o interruptor e o diodo do retificador tem funcionamento complementar durante o mesmo semiciclo, mas o diodo Da conduz durante todo um semiciclo, e sua condução de corrente coincide com a corrente que flui através do indutor na entrada.



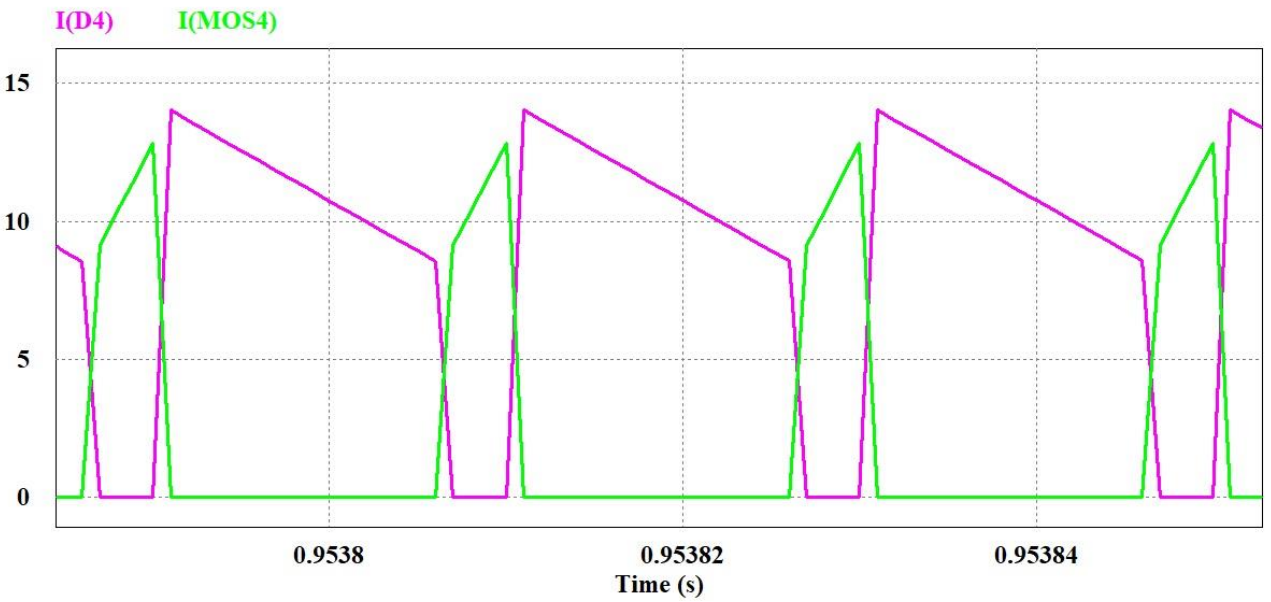
Figura 4.18 Simulação: Corrente no interruptor(verde), corrente no diodo do retificador(roxo), corrente no indutor de entrada e corrente(vermelho) no diodo Da(azul).



Fonte: Simulação do Psim.

As formas de onda apresentadas na Figura 4.19 evidenciam que a corrente na entrada flui de forma complementar entre o interruptor e o diodo de entrada, assim sendo esses componentes irão operar de acordo com a frequência de chaveamento do interruptor.

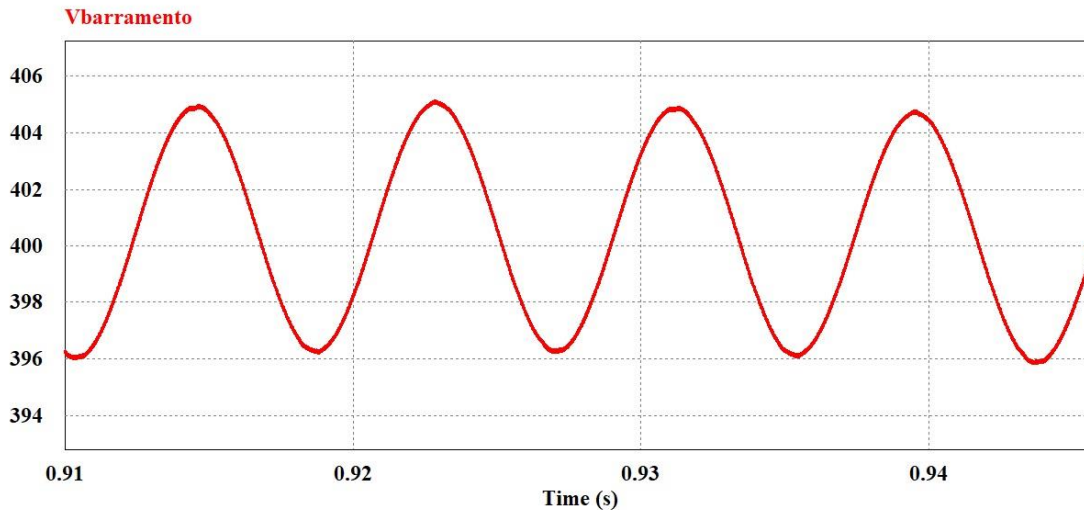
Figura 4.19 Simulação: Corrente no interruptor(verde) corrente no diodo de entrada(roxo).



Fonte: Simulação do Psim.

A Figura 4.20 mostra a ondulação de tensão no barramento de saída, essa é uma das grandezas elétricas que são controladas nessa planta. A malha externas de controle, a malha mais lenta faz o controle da tensão do barramento, que tem uma oscilação de 1% em torno do seu valor de referência.

Figura 4.20 Simulação: Ondulação de tensão no Barramento.



Fonte: Simulação do Psim.

Na Tabela 21 são comparados os resultados teóricos com os resultados de simulações para os elementos ativos do retificador Semi-Bridgeless Boost PFC.

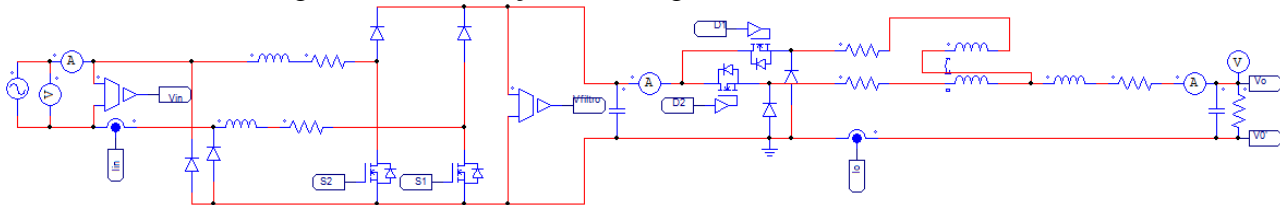
Tabela 21 comparação dos resultados teóricos e resultados de simulação do PFC Semi-Bridgeless Boost.

	Resultados teóricos (A)	Resultados de Simulações(A)	Erro percentual (%)
$I_{Mrms}$	5,31	6,05	4,12
$I_{Mmed}$	2,67	2,53	5,24
$I_{D,rms}$	8,97	8,21	8,47
$I_{D,med}$	2,25	2,47	9,31
$I_{D,ret,rms}$	9,64	10,23	6,12
$I_{D,ret,med}$	<b>6,29</b>	6,42	2,07

Fonte: Produção própria.

Concluída as simulações do retificador PFC *Semi-Bridgeless* Boost, foram realizadas simulações conectando ambos os conversores o conversor CA/CC da entrada com o CC/CC de saída. A Figura 4.21 apresenta a simulação do conversor completo proposto nesse trabalho, utilizando os controladores das Figura 4.2 e Figura 4.14.

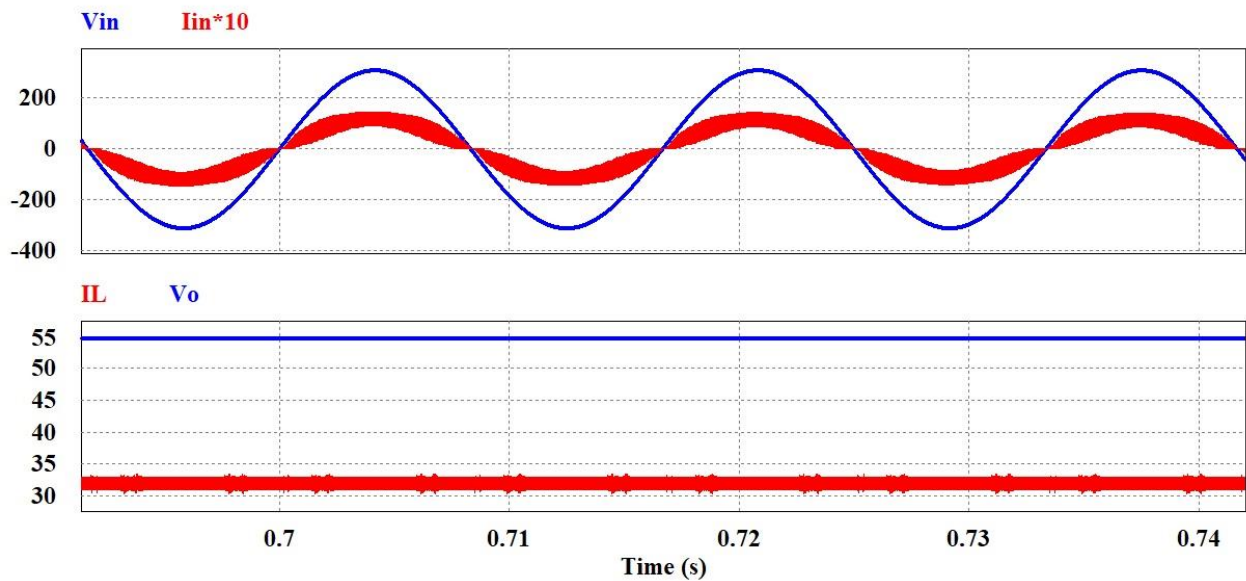
Figura 4.21 Simulação do carregador de baterias com PFC.



Fonte: Simulação do Psim.

Através da simulação da Figura 4.21, obteve-se a tensão e corrente na entrada e a tensão e corrente na saída, como mostrado na Figura 4.22.

Figura 4.22 Simulação: Superior: Tensão de entrada(azul) e corrente de saída x 10(Vermelho)  
Inferior: Tensão de saída(azul) e corrente de saída(vermelho).



Fonte: Simulação do Psim.

Tabela 22 - Dados obtidos na simulação da Figura 4.21

<b>Tensão na entrada</b>	$V_{in_{rms}} = 220V$
<b>Corrente na entrada</b>	$I_{in_{rms}} = 8.6A$
<b>Potência na entrada</b>	$P_{in} = 1838W$
<b>Tensão na Saída</b>	$V_{out} = 48V$
<b>Corrente na Saída</b>	$I_{out} = 32A$
<b>Potência na Saída</b>	$P_{out} = 1536W$

Fonte: Produção própria

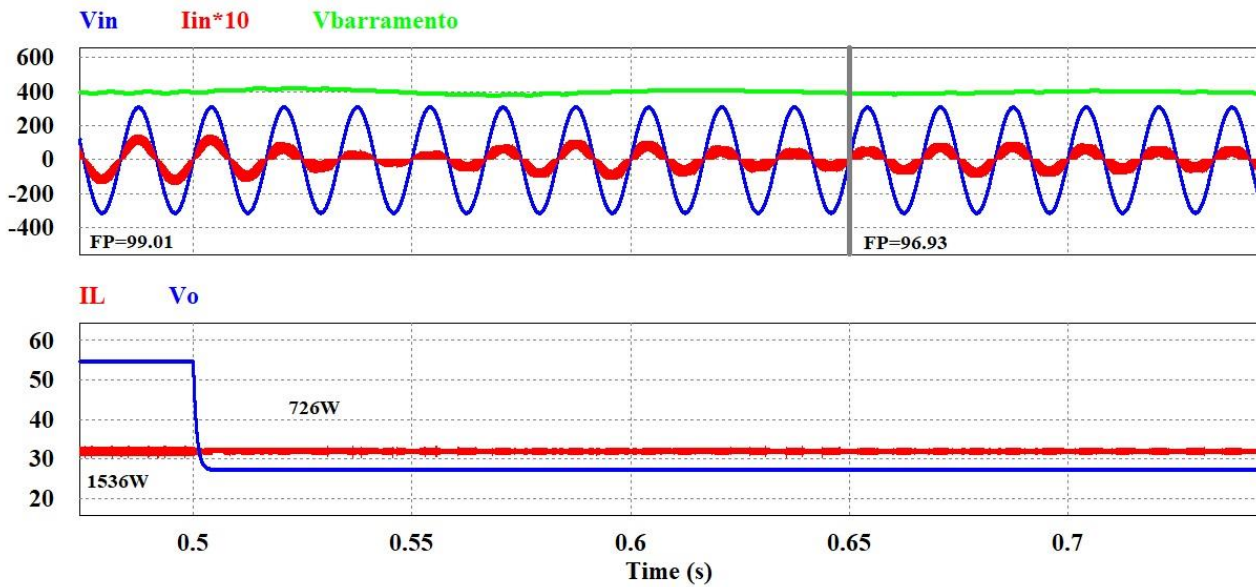
Na Tabela 22 estão os dados das grandezas obtidas na simulação da Figura 4.21, através desses e possível calcular a eficiência do conversor como na equação (4.2). Calculando a diferença entre a potência na saída pela entrada obtém-se as perdas simuladas do protótipo, como na equação (4.3) que pode ser comparado com as perdas teóricas obtidas pela soma das perdas das Figura 3.20 e Figura 3.10 que foi de 418w.

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = 83.78\% \quad (4.2)$$

$$Perdas = 302W \quad (4.3)$$

Foi realizado uma mudança na referência de corrente no carregador de baterias como mostrada na Figura 4.23, a potência na saída foi reduzida para 47% da potência nominal. Pode-se observar que após 6 ciclos de rede a tensão de barramento volta a se estabilizar e a corrente de entrada volta a estar em fase com a tensão de entrada. Antes da realização do degrau de corrente o fator de potência na entrada era de 99.08% e após a realização desse degrau o fator de potência foi reduzido para 96.93%.

Figura 4.23 Simulação de degrau de corrente no carregador de baterias. Superior: Tensão de entrada(azul), corrente de saída x 10(Vermelho) e Tensão do Barramento(verde) Inferior: Tensão de saída(azul) e corrente de saída(vermelho).

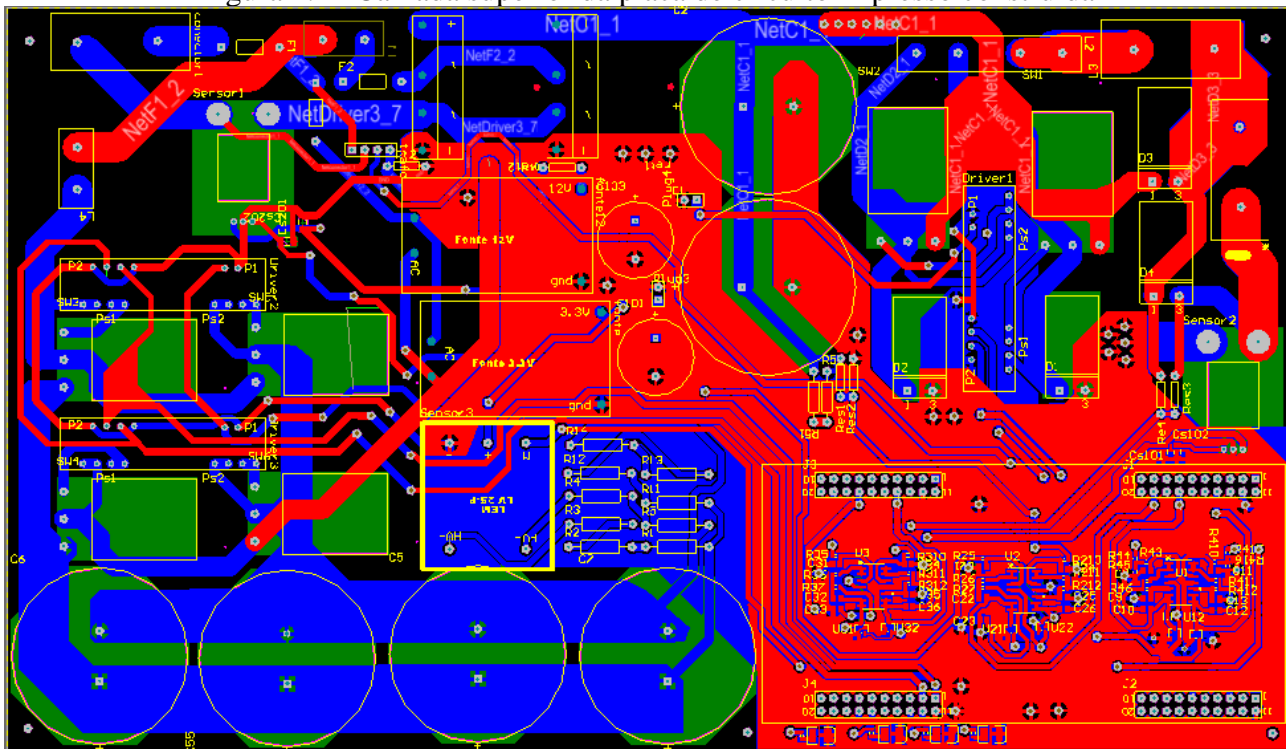


Fonte: Simulação do Psim.

## 4.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Com base na proposta desse trabalho, nos circuitos estudados e projetados foi elaborada uma placa de circuito impresso, utilizando o software *Altium Design*. Para maximalizar o aproveitamento de espaços no protótipo a ser construído, foi confeccionada a placa de circuito impresso em duas camadas. As Figura 4.24 e Figura 4.25 mostram as camadas superior e inferior do placa de circuito impressa confeccionada.

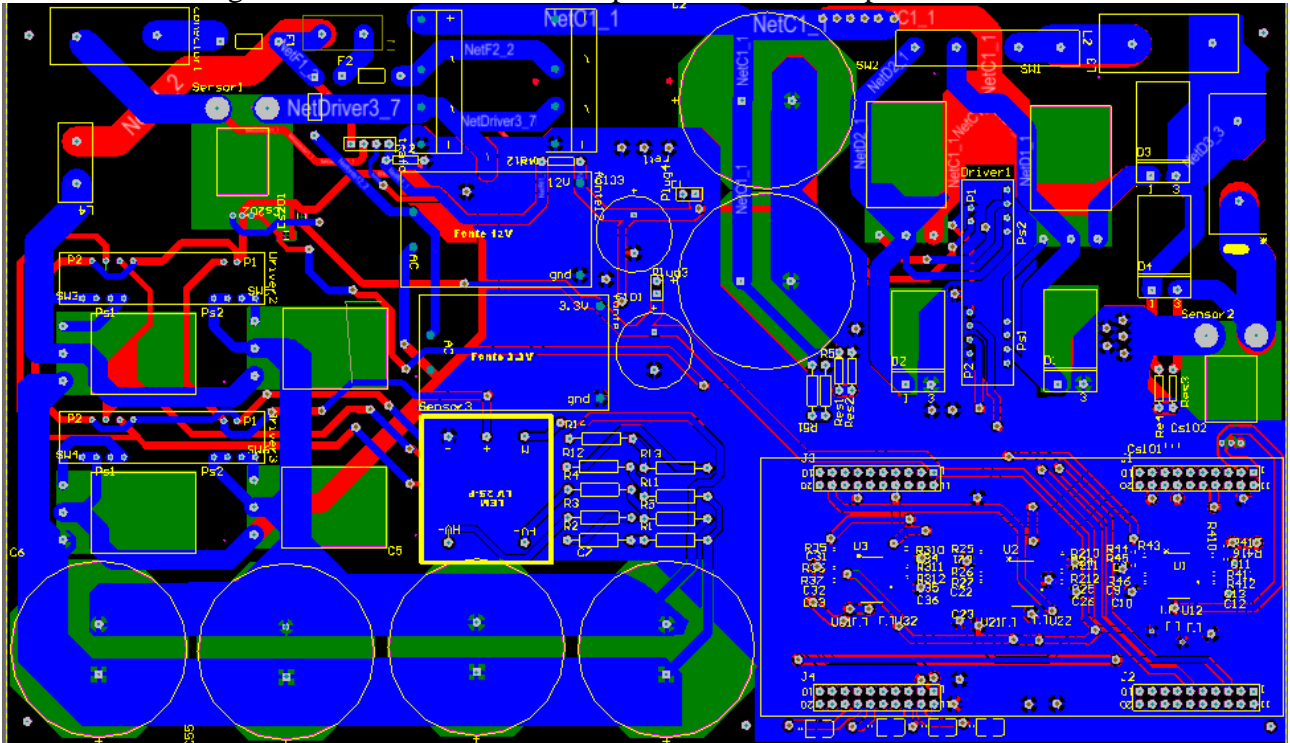
Figura 4.24 Camada superior da placa de circuito impresso construída



Fonte: Produção própria



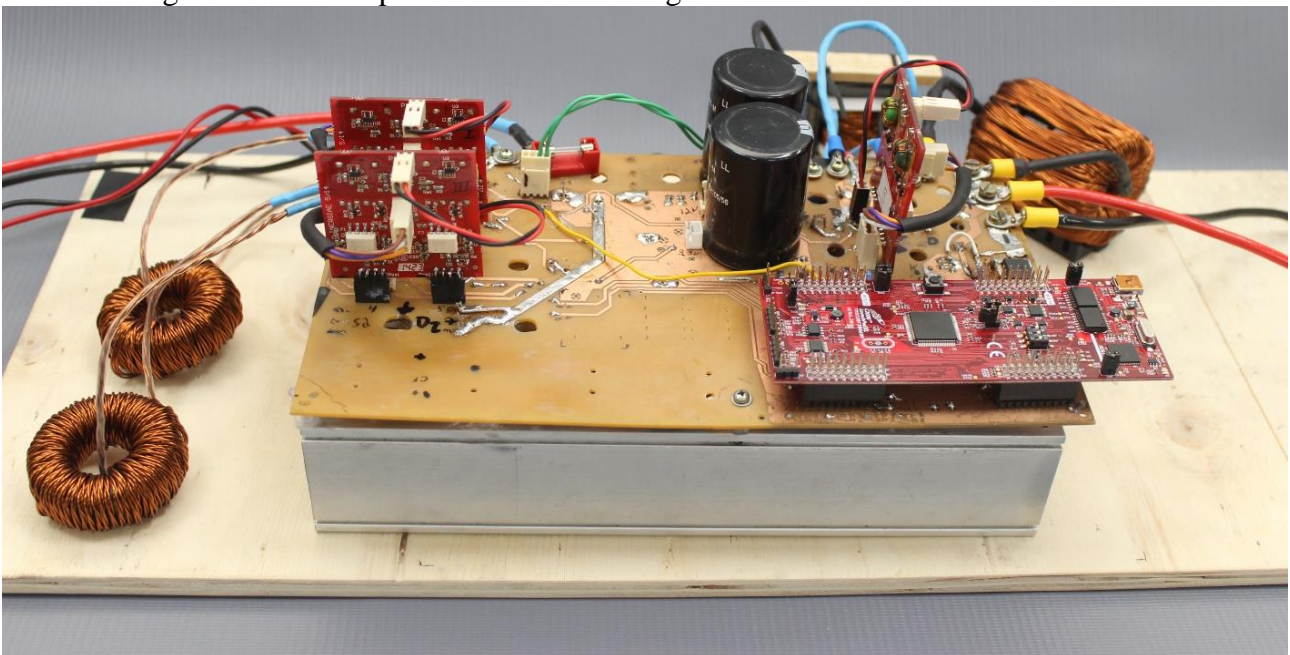
Figura 4.25 Camada inferior da placa de circuito impresso construída



Fonte: Produção própria

A Figura 4.26 apresenta o protótipo construído, a sua placa de circuito impresso possui as dimensões de 258mm por 154mm. Devido ao tamanho, todos os indutores foram montados externamente à placa de circuito impresso. Houveram algumas alterações no projeto desde a confecção da placa de circuito impresso, como a substituição de um filtro ativo paralelo na entrada pelo retificador PFC Semi-Bridgeless Boost, essas alterações ocasionaram algumas área livres na placa.

Figura 4.26 Protótipo construído do carregador de baterias com retificador PFC



Fonte: Produção própria

A seguir são listados os equipamentos utilizados para a coleta dos resultados experimentais:

- Osciloscópio Tektronix TDS2024C;
- Sonda de corrente Tektronix A622;

- Fontes de alimentação.
- Carga resistores 6x15 $\Omega$  1kW em Paralelo;
- Varivolt 2000VA TDGC2-2kVA
- Transformador isolador 1kW 127v/220v;
- Osciloscópio Tektronix DPO5054;
- Sonda de corrente Tektronix P6021A;

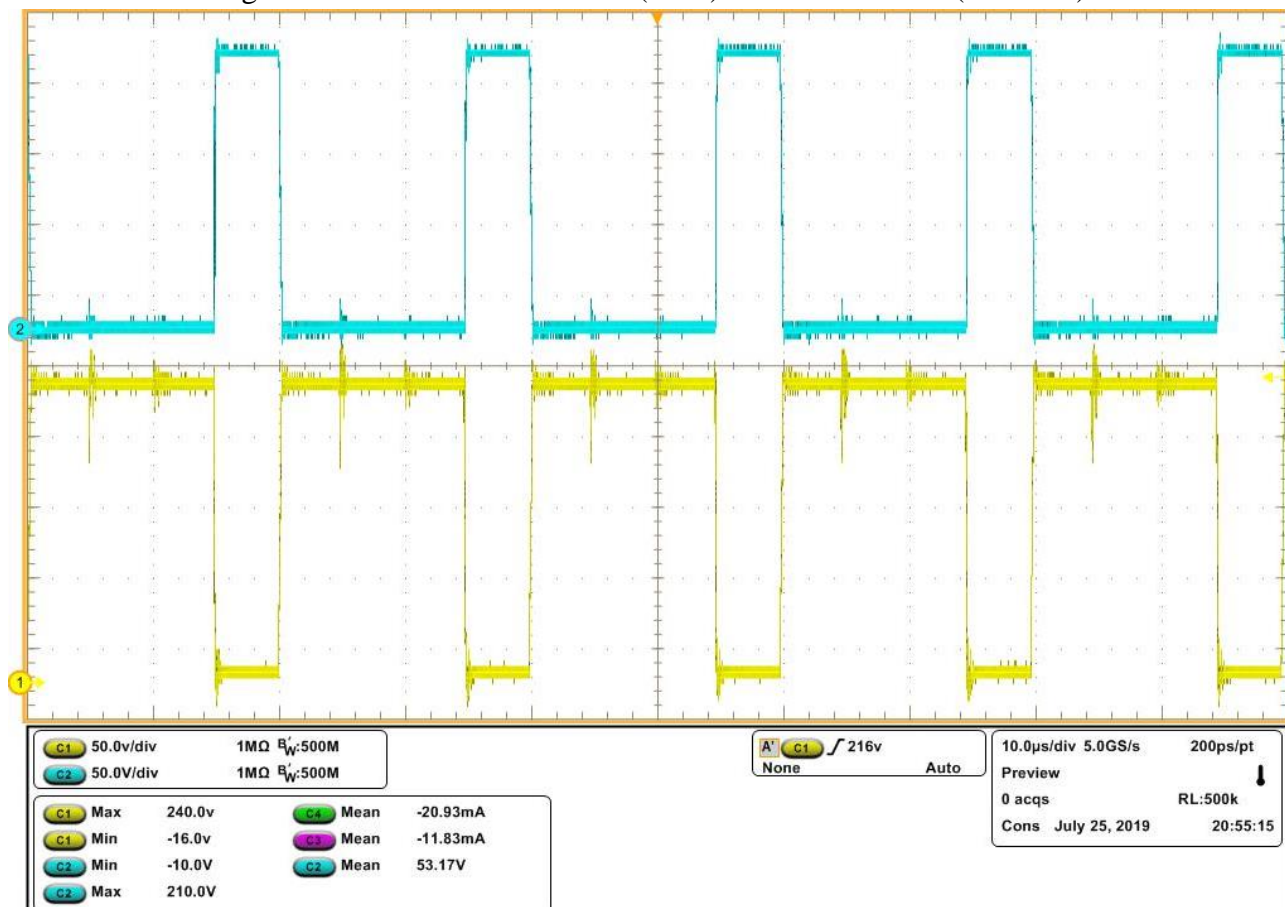
#### 4.2.1 Conversor Buck interleaved

O carregador de baterias foi projetado para disponibilizar 1500W na saída, que operando com bancos de baterias de 13 células em série, significaria uma tensão de 48V(nominal) e uma corrente máxima de carga de 32A. Entretanto, devido a disponibilidade em laboratório, se obteve uma resistência de 2.8 $\Omega$  para realização dos ensaios em potência nominal, o que significa que a corrente e tensão na saída se alteram para 23A e 62V, obtendo uma potência de saída de 1500W.

Devido às limitações de equipamentos presentes em laboratório as tensão de alimentação nos ensaios fora reduzida para 127Vac ou 200Vdc no barramento de entrada.

Na Figura 4.27 é mostrada a tensão no MOSFET e no diodo de um dos braços do conversor Buck Interleaved. Pode-se observar que o durante a condução do MOSFET, o diodo encontra-se bloqueado e durante o bloqueio do MOSFET, o diodo passa a conduzir, esse segundo estado tem um tempo de operação maior, o que faz com que as perdas nos diodos tendam a ser maiores.

Figura 4.27 Tensão no MOSFET(Azul) e tensão no diodo(Amarelo)



Fonte: Fonte: Print da tela do Osciloscópio DPO5054

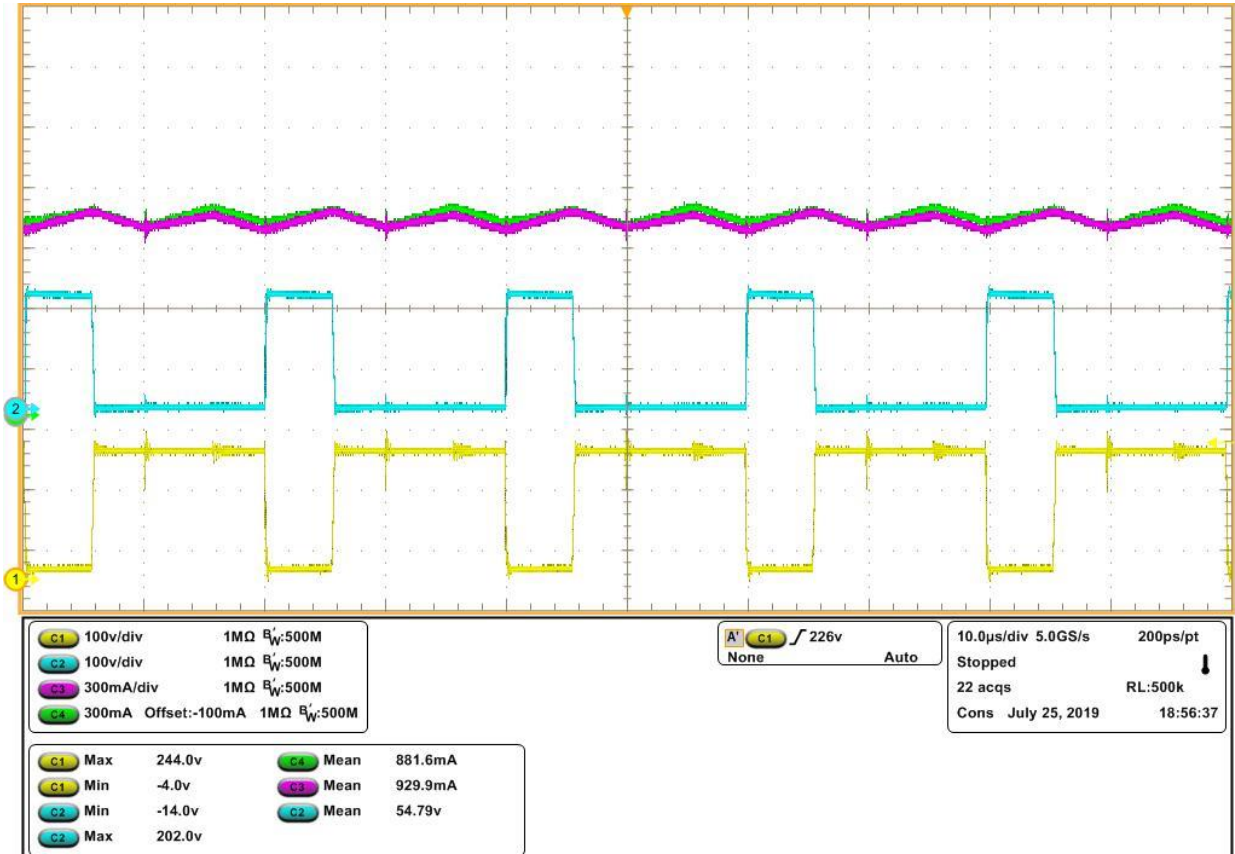
Na Figura 4.28 é mostrada além da tensão no MOSFET e no diodo, como apresentado anteriormente na Figura 4.27, é mostrada a corrente que circula em cada uma das bobinas do transformador, as essas correntes comportam-se como evidenciado no comportamento teórico (Figura 2.3) e as simulações (Figura 4.6).

Durante o acionamento do MOSFET (amarelo), a corrente no respectivo braço transformador (roxo) cresce e tem uma maior derivada de crescimento, no seu próximo ponto de crescimento o outro interruptor está acionado tendo então uma derivada menor de crescimento.

Na Figura 4.29 podemos observar as correntes através do transformador e a corrente no indutor de saída. Para evidenciar a ondulação de corrente durante as etapas de operação, somente a componente alternada está sendo apresentada, essa ondulação é diretamente relacionada com a indução magnética.

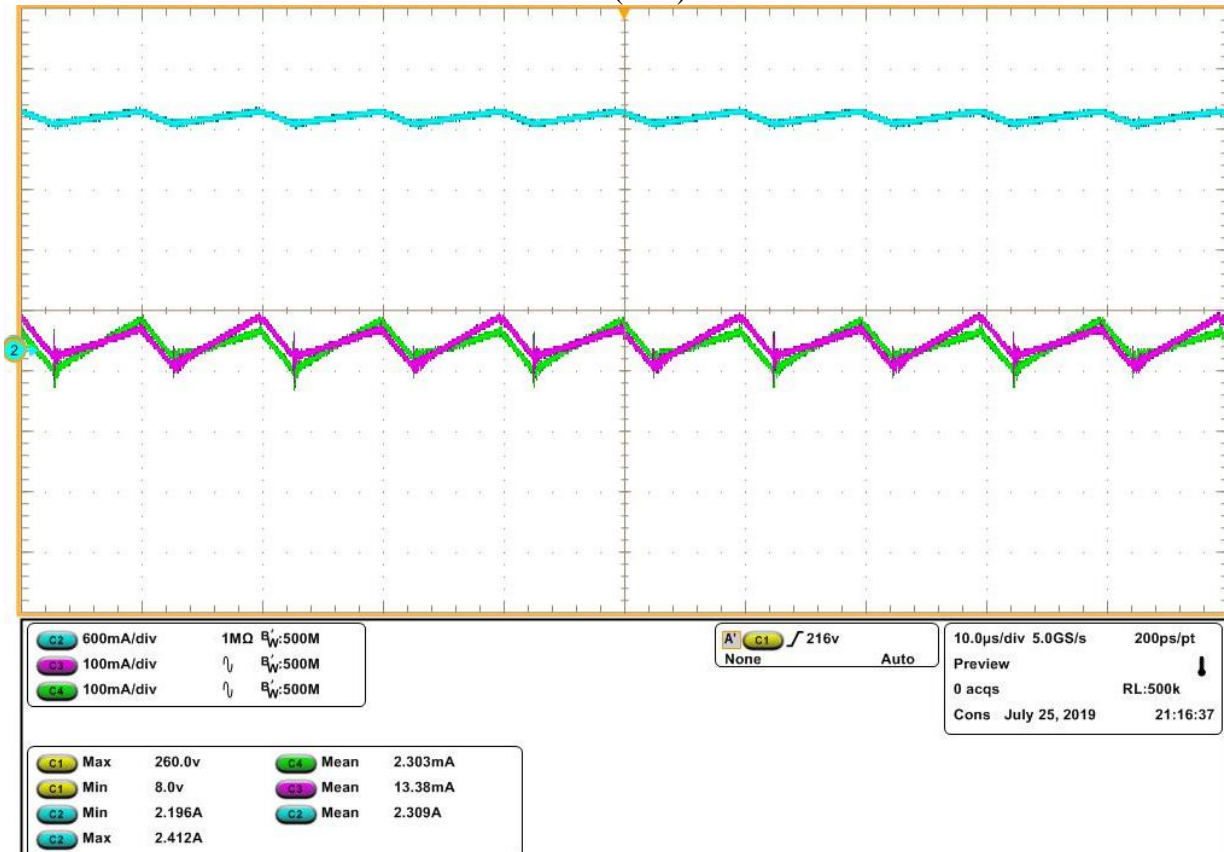
Pode-se observar que a corrente no indutor de saída, tem o dobro da frequência das correntes no transformador, assim como a ondulação na saída tem o dobro da amplitude da ondulação.

Figura 4.28 Tensão no MOSFET(Azul), tensão no diodo(Amarelo) e corrente no transformador (Verde e Roxa).



Fonte: Print da tela do Osciloscópio DPO5054, Sondas de corrente Tektronix P6021A

Figura 4.29 Corrente no transformador multi-interfase(Verde e Roxo) e corrente no indutor de saída(azul)



Fonte: Print da tela do Osciloscópio DPO5054, Sondas de corrente Tektronix P6021A.

Na

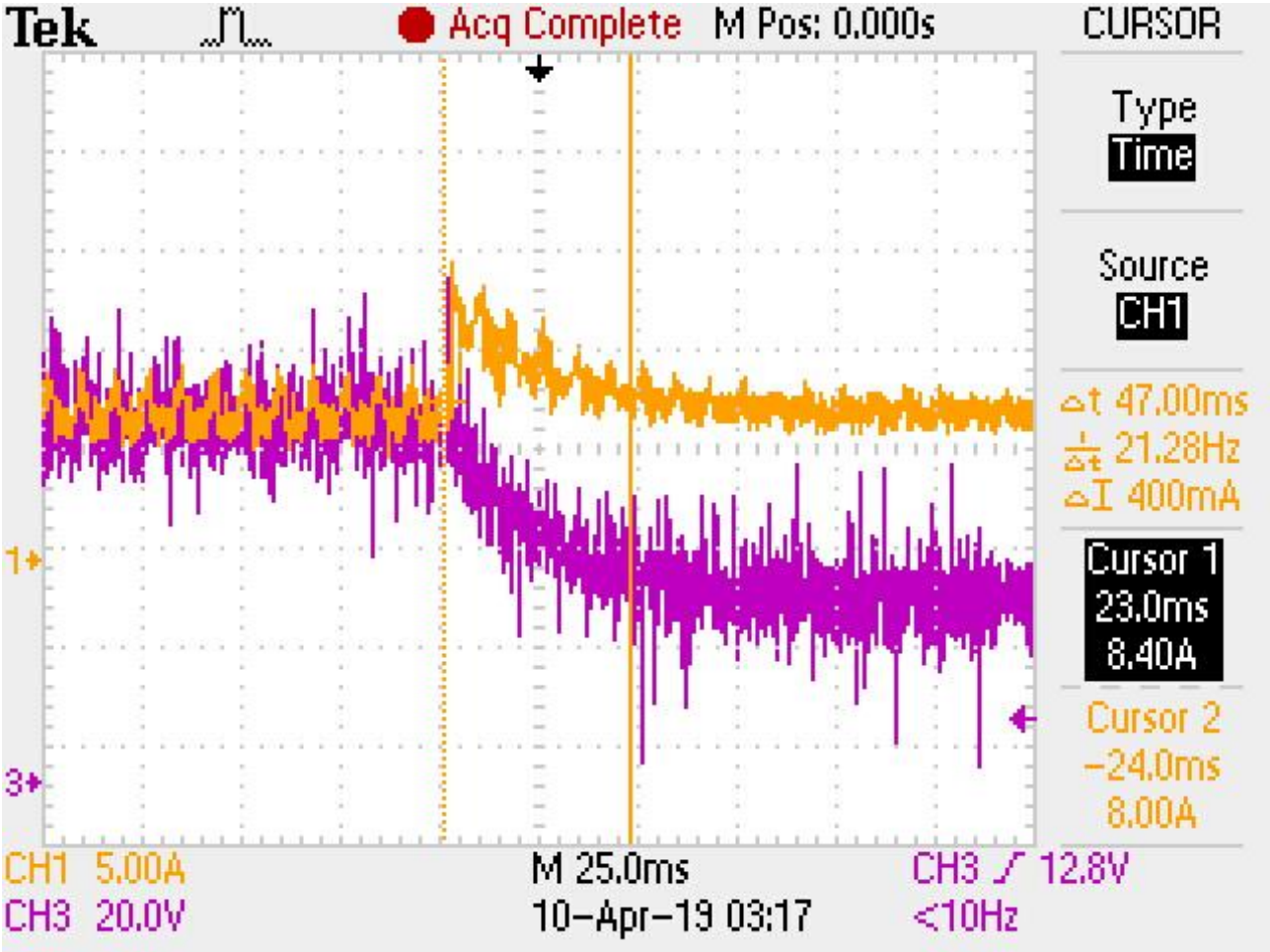
Figura 4.30 e Figura 4.31 foram realizados testes na malha de controle do conversor Buck Interleaved, foi realizado dois degraus de carga para testar a estabilidade do sistema de controle. Como Carregador de baterias a dinâmica da malha de corrente tende a ser bastante

No primeiro teste foi realizado um degrau de carga, diminuindo a resistência de saída, conseqüentemente a tensão na saída irá cair, nesse teste a corrente tem uma elevação e rapidamente retorna a corrente de referência que era de 8A nesse ensaio.

No segundo teste foi realizado o inverso, foi feito um degrau de carga aumentando a resistência de saída. Assim que o degrau é realizado a tensão irá subir, a corrente tem uma leve queda e rapidamente retorna ao valor de referência.

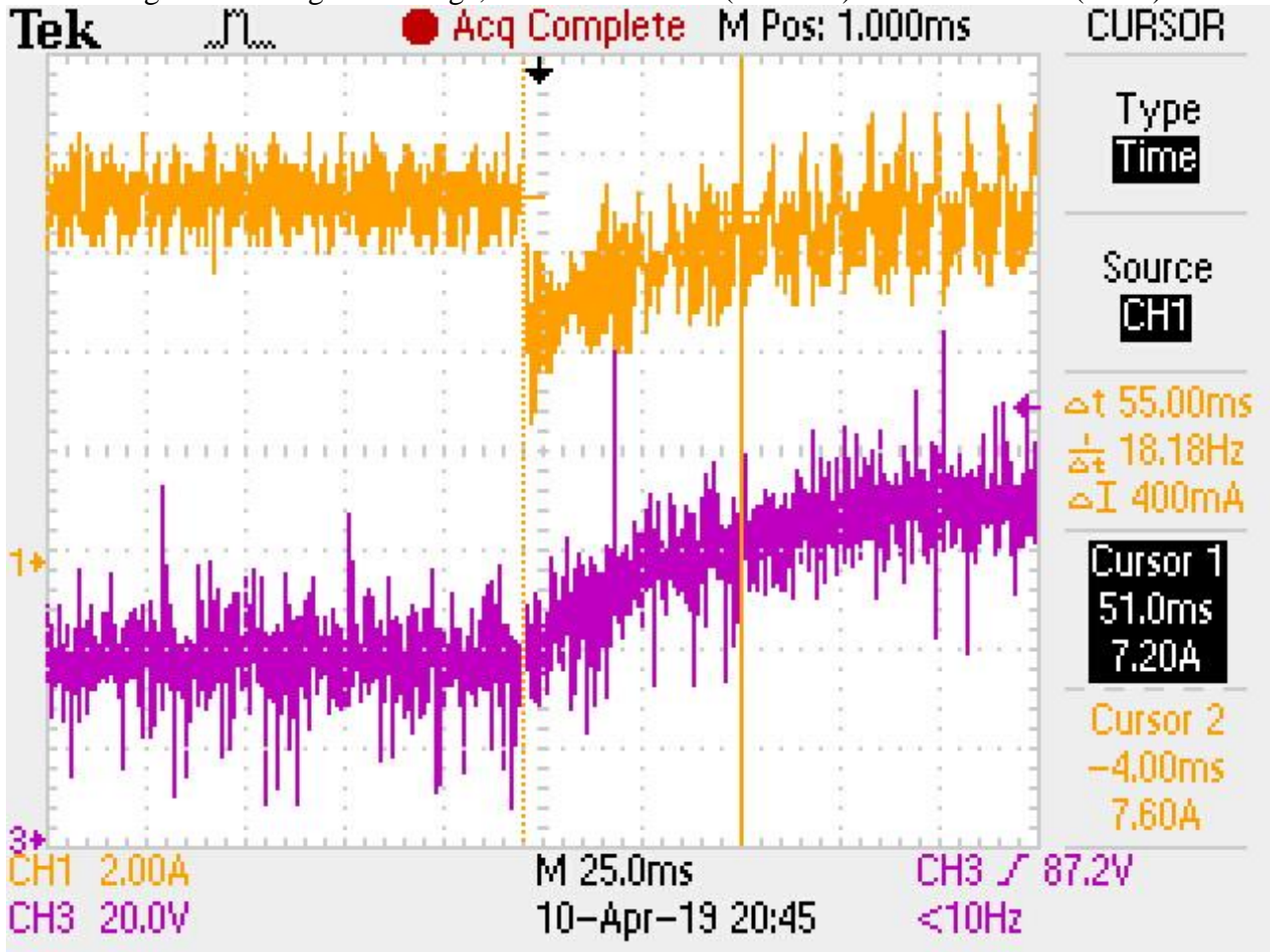


Figura 4.30 Degrau de carga, Corrente na saída (Amarela) e tensão na saída(Roxo)



Fonte: Print da tela do Osciloscópio TDS2024C, Sonda de corrente Tektronix A622

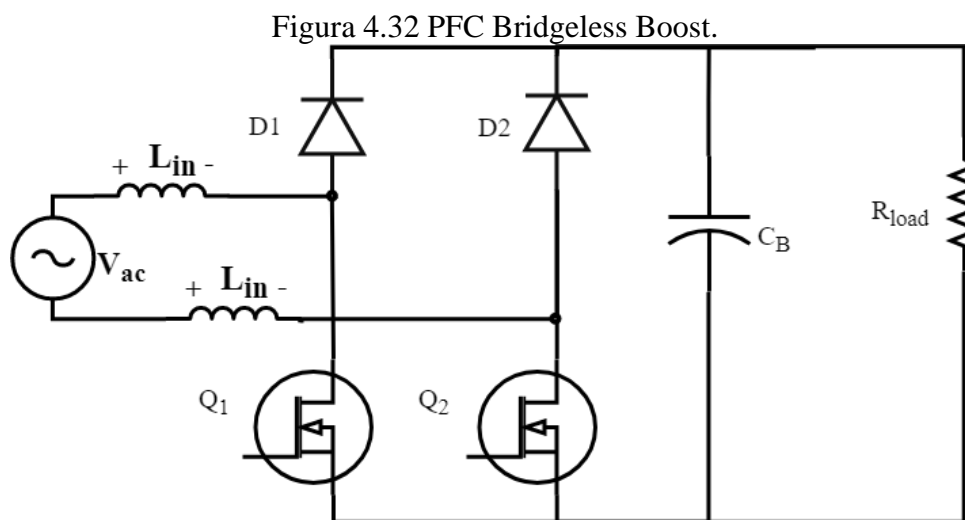
Figura 4.31 Degrau de carga, Corrente na saída (Amarela) e tensão na saída(Roxo)



Fonte: Print da tela do Osciloscópio TDS2024C, Sonda de corrente Tektronix A622

#### 4.2.2 Retificador PFC Bridgeless Boost

Os resultados experimentais do retificador com correção de fator de potência foram obtidos com a topologia da Figura 4.32, pelas questões construtivas do protótipo os diodos de baixa frequência da topologia apresentada na Figura 1.8 seriam colocados posteriormente de forma externa ao protótipo. Entre as suas funções estaria a redução nas perdas no MOSFET e a promoção da melhora na THD.

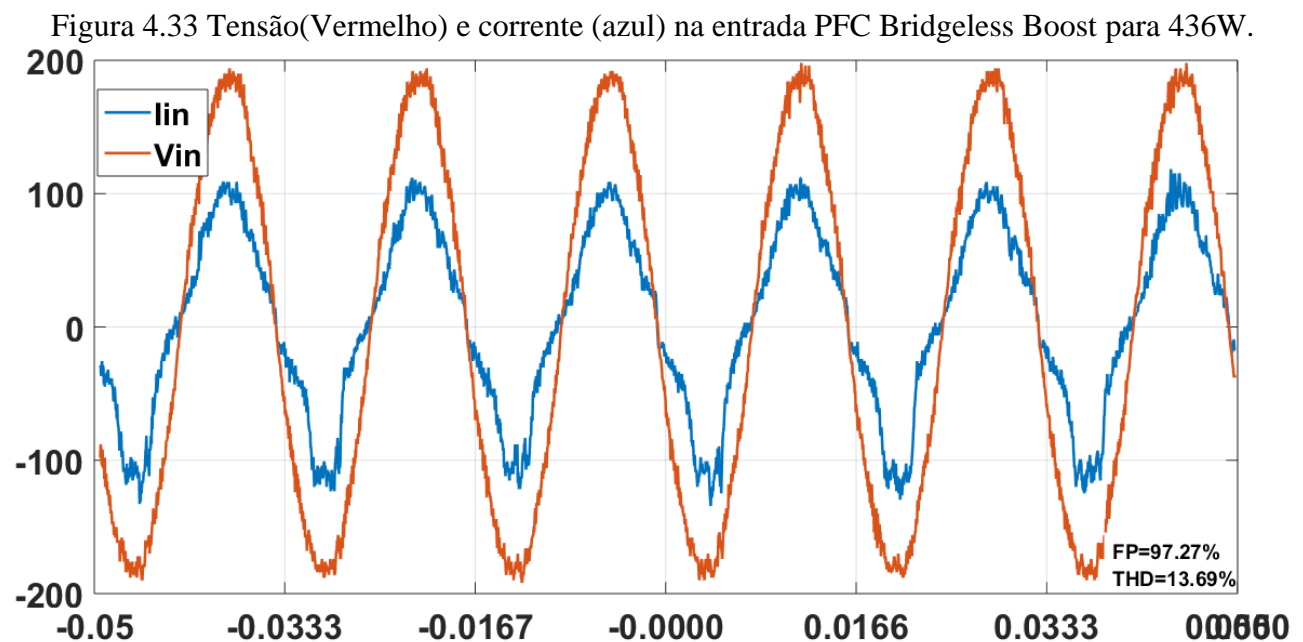


Fonte: Produção própria.

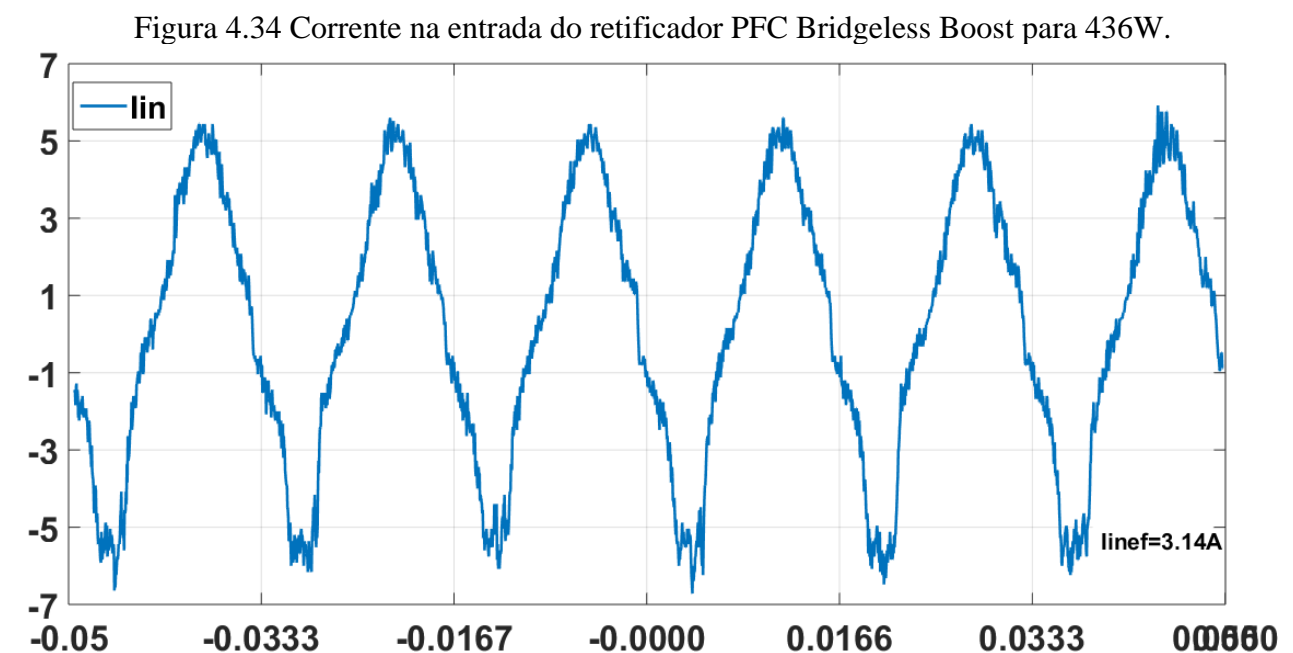
Para a realização dos testes do PFC contamos com um resistor de  $90\Omega$  e  $1kW$ , além disso a tensão de entrada no protótipo foi limitada a  $127V_{rms}$  devido a disponibilidade do transformador isolador no laboratório. Isso limita os teste inicialmente a uma tensão de barramento de  $200V$  e com essa carga a potência fica limitada  $445W$ .

As formas de onda da corrente de entrada do PFC obtidas com o Osciloscópio TDS2024C, utilizando Sonda de corrente Tektronix A622 foram analisadas com o auxílio do Matlab para o cálculos do fator de potência e taxa de distorção harmônica(THD) e para plotar os gráficos de tensão e corrente de entrada, código confeccionado encontra-se no apêndice.

Na Figura 4.33 é mostrada a tensão e a corrente na entrada do PFC, a potência na entrada foi de  $436W$  e o fator de potência obtido foi de  $97,27\%$ . A Figura 4.34 mostra a corrente na entrada de forma mais detalhada, a THD obtida foi de  $13,69\%$ , pode-se observar que durante o semiciclo negativo há uma maior distorção na corrente do que no semiciclo oposto.



Fonte: Dados do Osciloscópio TDS2024C, utilizando Sonda de corrente Tektronix A622 tratados no Matlab.



Fonte: Dados do Osciloscópio TDS2024C, utilizando Sonda de corrente Tektronix A622 tratados no Matlab.

## 5 CONCLUSÃO

Este trabalho iniciou apresentando uma visão geral a respeito dos tipos de baterias empregadas nos mais variados tipos de sistemas de armazenamento de energia, desde dispositivos compactos e portáteis, eletrodomésticos e até veículos elétricos dos mais variados tipos. Foram comparadas as principais tecnologias de baterias disponíveis no mercado afim de se conhecer as especificidades de cada uma delas

Uma revisão bibliográfica foi apresentada, tanto para os conversores CA/CC, quanto para os conversores CC/CC, não isolados empregados em carregadores de baterias. O foco foi identificar as topologias que melhor se adequariam para construção de um carregador de baterias com dois estágios nível 1, para ser utilizado em estações de recarga pública de pequenos veículos elétricos tais como bicicletas, patinetes ou até mesmo pequenos carros ou em um carregador para aplicação privada de carga para algum dispositivo elétrico.

Com o auxílio da revisão bibliográfica optou-se por um retificador PFC *Semi-Bridgeless Boost*, para a correção do fator de potência de entrada e um conversor Buck, propondo uma topologia *Interleaved* utilizando transformador multi-interfase, para a redução do volume dos elementos magnéticos.

No capítulo 2 os conversores que empregados no protótipo foram amplamente estudados, baseando-se nos estudos das etapas de operação de cada um dos conversores, foram desenvolvidas as análises teóricas, a realização do equacionamento e a modelagem das funções de transferências para as malhas de tensão e corrente.

O capítulo 3 foi destinado ao projeto e o dimensionamento dos dois conversores utilizados, foi realizado o dimensionamento dos esforços nos elementos passivos e ativos. Posteriormente os projetos e escolha dos elementos ativos e passivos do circuito foi executado, além do projeto dos controladores digitais e o dimensionamento das perdas teóricas em cada um dos conversores. Nesse capítulo também são projetados os circuitos auxiliares necessários para implementação prática do protótipo de carregador de baterias proposto.

Para confirmar toda teoria apresentada, fez-se necessária a análise de alguns resultados através de simulações numéricas dos estágios de potência dos conversores empregados atuando conjuntamente com os controladores digitais que foram projetados para o protótipo. As simulações serviram para a validação dos códigos em C a ser implementado experimentalmente, além disso possibilitaram a verificar o comportamento para as formas de onda de tensão e corrente nos componentes, que se ocorreu como o esperado. Nas simulações foram reproduzidos os ruídos observados durante a implementação experimental dos conversor Buck *Interleaved* que dificultaram os testes em potência nominal.

A utilização de um DSP possibilitou a simplificação da PCB, reduzindo o número de circuitos integrados e componentes utilizados. Os principais motivos que levaram à escolha deste DSP são os 16 canais de ADC de 12 Bit's e os 8 canais de PWM com configurações avançadas.

O objetivo era operar o carregador de baterias com uma potência nominal máxima de 1.5 kW, entretanto, não foi alcançado este nível de potência devido, o layout do PCB estava ocasionando picos de tensão durante a comutação do conversor Buck *Interleaved*, um dos motivos pelo qual isso pode ter ocorrido foi a não separação entre as malhas de aterramento de potência, de sinais analógicos e digitais. Além disso a estrutura presente no laboratório inviabilizou alguns dos experimentos, devido à resistência da carga disponível, a corrente máxima durante os ensaios foi de 23A.

Os experimentos envolvendo o retificador PFC *Bridgeless Boost*, também sofreram com as interferências na malha de aterramento, ocasionando alguns ruídos na malha de controle que afetam a THD. Assim como os ensaios ficaram limitados pela carga de  $90\Omega$ , com uma potência 450W. tensão de alimentação ficou limitada a 127Vac devido as características do transformador isolador disponível, o que resulta em uma tensão de barramento de 200V, como consequência os experimentos ficaram limitados a potência de 450W. Os experimentos conectando os conversores CA/CC e CC/CC, não chegaram a ser realizados, por falta de tempo.

As perdas no carregador de baterias, em ambos os conversores, ficaram acima do desejado, pois por limitações de recursos, os MOSFETs Sic projetados, foram substituídos por um MOSFET com características inferiores, entretanto que ocasiona perdas mais elevadas. Essa substituição fez-se necessária

Como diferenciais do presente trabalho, podem ser citados:

- Implementação de um carregador de baterias completo, composto de um conversor CA/CC e um conversor CC/CC;
- Controle digital do retificador PFC Semi-Bridgeless Boost;
- A diminuição dos volumes dos elementos magnéticos através da utilização transformador de *multi-interfase*;
- Utilização de núcleos toroidais de tecnologia de Sendust com baixas perdas para os indutores de entrada.
- Elevada densidade de potência do conversor;

Como sugestões para trabalhos futuros são apresentadas as seguintes propostas:

- A construção de uma nova PCB com separação entre as malhas de terra de sinal e potência, afim de reduzir a interferência no controle e a redução dos picos no chaveamento;
- Utilização de MOSFETs que minimizem as perdas durante a operação.
- A estimação da corrente de entrada, eliminando o sensor hall. Para isso e necessário um bom modelamento das perdas no conversor, assim seria possível emular a corrente senoidal de entrada conhecendo somente os parâmetros de saída de corrente e tensão. Isso acarretará na redução dos custos do carregador e poderá melhora na THD da corrente;
- Implementação de uma interface homem máquina para o carregador de baterias;

## 6 REFERÊNCIAS

- 1] M. Brandl, H. Gall, M. Wenger, V. Lorentz e M. Giegerich, “Batteries and Battery Management Systems for Electric Vehicles,” *Design, Automation & Test in Europe Conference & Exhibition*, vol. 1, n. 1, pp. 971-977, 2012.
- 2] N. Nirmal-Kumar C. Nair, Battery energy storage systems: Assessment for smallscale renewable energy integration., Energy and Buildings., 2010.
- 3] 18650batterystore, “18650batterystore,” [Online]. Available: <https://www.18650batterystore.com/Samsung-18650-p/samsung-30q.htm>. [Acesso em 03 Dezembro 2018].
- 4] H. Bergveld, “Battery Management Systems Design by Modelling,” *Philips Research Laboratories Eindhoven2001*, p. 328, 2001.
- 5] G. Joos, M. d. Freige e M. Dubois, “Design and Simulation of a Fast Charging Station for PHEV/EV batteries,” *Electric Power and Energy Conference(EPEC)*, pp. 58-59, april 2010.
- 6] “Analysis of Battery Charger Topologies for an Electric Vehicle,” em *13th Biennial Baltic Electronics Conference* , Tallinn, 2012.
- 7] M. Yilmaz e T. K. Philip, “Review of Battery Charger Topologies, Charging Power Levels, and Infrastructure for Plug-In Electric and Hybrid Vehicles,” *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, vol. 28, n. 5, pp. 2151-2170, 2013.
- 8] D. Aggeler, F. Canales, H. Zelaya, A. De La Parra, N. Butcher e O. Apeldoorn, “Ultra-Fast DC-Charge Infrastructures for EV-Mobility and Future Smart Grids,” *IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Conference Europe*, vol. 1, n. 1, pp. 1-9, 2010.
- 9] K. Seonghye e K. Feel-soon, “Multifunctional Onboard Battery Charger for Plug-in Electric Vehicles,” *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, vol. 62, n. 6, pp. 3460-3474, 2015.
- 10] S. Abinaya, Sivaranjani e S. Suja, “Methods of Battery Charging with Buck Converter Using Soft-Switching Techniques,” *Bonfring International Journal of Power Systems and Integrated Circuits*, vol. 1, n. 1, pp. 20-26, 2011.
- 11] F. Hong, J. Liu, B. Ji, J. Wang e C. Wang, “Interleaved Dual Buck Full-Bridge Three-Level Inverter,” *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, vol. 31, n. 2, pp. 964-975, 2016.
- 12] o. Yoshiya e I. Jun-Ichi, “A Novel Single-Phase Buck PFC AC–DC Converter With Power Decoupling Capability Using an Active Buffer,” *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS*, vol. 50, n. 3, pp. 1905-1915, 2014.
- 13] S. Vijayalakshmi , E. Arthika e G. P. Shanmuga, “Modeling and Simulation of Interleaved Buck-Converter with PID Controller,” *Sponsored 9th International Conference on Intelligent Systems and Control*, vol. 1, n. 1, pp. 978-985, 2015.
- 14] X. Xu, W. Liu e A. Q. Huang, “Two-Phase Interleaved Critical Mode PFC Boost Converter With Closed Loop Interleaving Strategy,” *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, vol. 24, n. 12, pp. 3003-3015, 2009.
- 15] L. T. Jakobsen, O. Garcia, P. Alou, J. A. cobos e M. A. Andersen, “Interleaved Buck Converter with Variable Number of Active Phases and a Predictive Current Sharing Scheme,” *IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference*, 2008.
- 16] I. M e R. Dhanalakshmi, “Investigations on Multiphase Modified Interleaved Buck Converters for High Step Down Voltage,” *International Conference on Innovative Mechanisms for Industry Applications*, 2017.
- 17] F. G. S., A. J. Pomilio e G. Spiazzi, “Modeling and Control Design of the Interleaved Double Dual Boost Converter,” *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*,

- vol. 60, n. 8, pp. 3283-3292, 2013.
- IEEE, "IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in  
18] Electrical Power Systems," IEEE, New York, 1993.
- IEC, "IEC 61000-3-2 Harmonics Standards Overview," SCHAFFNER, Edsion, 2006.  
19]
- IEEE, "Update of harmonic standard IEEE-519: IEEE recommended practices and  
20] requirements for harmonic control in electric power systems," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 25, n. 6, pp. 1025-1034, 1989.
- DNAEE, "PORTARIA DNAEE Nº 1.569," Brasília, 1993.  
21]
- F. Pöttker de souza e I. Barbi, "A Unity Power Factor Buck Pre-Regulator with  
22] Feedforward of the Output Inductor Current," *Fourteenth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition*, vol. 1, n. 1, pp. 1130-1136, 1999.
- I. Barbi, "Retificadores monofásicos com correção ativa do fator de potência  
23] empregando conversores Boost," INEP, Florianópolis, 2015.
- M. Fariborz, W. Eberle e W. G. Dunford, "A Phase-Shifted Gating Technique With  
24] Simplified Current Sensing for the Semi-Bridgeless AC-DC Converter," *IEEE TRANSACTIONS ON VEHICULAR TECHNOLOGY*, vol. 62, n. 4, pp. 1568-1577, 2013.
- J. C. Fischer, J. A. da Silva, Y. R. de Novaes e S. V. Garcia, "A FRONT-END  
25] BRIDGELESS POWER FACTOR CORRECTOR FOR ELECTRIC VEHICLE BATTERY CHARGERS," *Eletrônica de Potência*, vol. 22, pp. 389-348, 2017.
- M. S. Hasina e S. I. Reshma, "International Journal of Innovative Research in Phase  
26] Shifted Semi Bridgeless AC DC Converter," *Electrical, Electronics, Instrumentation and Control Engineering*, vol. 2016, n. 4, pp. 149-153, 2016.
- L. Bo, J.-z. Lu e Y. Zhang, "Application of Parallel Active Filter for the Electric Vehicle  
27] AC Charge Spots," *Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference*, pp. 978-982, 2012.
- F. P. D. SOUZA, "CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA PARA INSTALAÇÕES  
28] DE BAIXA POTÊNCIA EMPREGANDO FILTROS ATIVOS," UFSC, Florianópolis, 2000.
- M. D. P. FENILI, "ESTUDO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM FILTRO ATIVO  
29] PARALELO MONOFÁSICO DE 8kVA," UFSC, Florianópolis, 2007.
- D. LINDEKE, PROJETO DE UM FILTRO ATIVO PARALELO DE 1kVA USANDO  
30] TÉCNICAS DE CONTROLE ANALÓGICO E, Florianópolis: UFSC, 2003.
- I. Barbi e D. C. Martins, *Eletrônica de potência: conversores CC-CC básicos não  
31] isolados*, Florianópolis: Edição dos autores, 2006.
- D.-o. Cha, J.-E. Baek, Y.-M. Cho, K.-c. Ko e W.-C. Lee, "Development of interleaved  
32] buck converter using soft-switching for High current Applications," *IEEE International Power Modulator and High Voltage Conference*, 2014.
- M. Hirakawa, Y. Watanabe, M. Nagano, K. Andoh, "High Power DC/DC Converter  
33] using Extreme Close-Coupled Inductors aimed for Electric Vehicles," *The 2010 International Power Electronics Conference*, vol. 1, 2010.
- M. T. PERAÇA, *CONVERSORES UTILIZANDO CÉLULAS DE COMUTAÇÃO DE  
34] QUATRO ESTADOS*, Florianópolis: UFSC, 2008.
- VISHAY, "Vishay," [Online]. Available: <http://www.vishay.com/docs/91237/91237.pdf>.  
35] [Acesso em 20 outubro 2018].
- Rohm, "sct2120af," 2018. [Online]. Available:  
36] <http://rohms.rohm.com/en/products/databook/datasheet/discrete/sic/mosfet/sct2120af-e.pdf>.  
[Acesso em 10 outubro 2018].
- CREE, "C3D20060D," [Online]. Available:



- 37] <https://www.wolfspeed.com/media/downloads/100/C3D20060D.pdf>. [Acesso em 10 outubro 2018].
- Magmattec, “Magmattec MMTS26T4715,” [Online]. Available:
- 38] <http://magmattec.com/files/pdfs/1488820137.pdf>. [Acesso em 10 outubro 2018].
- I. Barbi, Projeto de fontes Chaveadas, Florianópolis : UFSC, 2007.
- 39]
- TDK, “Core E 42/21/15 N27,” [Online]. Available: [https://www.tdk-](https://www.tdk-electronics.tdk.com/inf/80/db/fer/e_42_21_15.pdf)
- 40] [electronics.tdk.com/inf/80/db/fer/e\\_42\\_21\\_15.pdf](https://www.tdk-electronics.tdk.com/inf/80/db/fer/e_42_21_15.pdf). [Acesso em 10 outubro 2018].
- O. Semiconductor, “Mur1560,” On, 2008.
- 41]
- Epcos, “Aluminum electrolytic capacitors Series/Type: B43501,” Epcos, 2008.
- 42]
- T. instruments, “TMS320F2806x Piccolo,” Texas instruments, Austin, Texas, 2015.
- 43]
- Allegro, “Allegro,” [Online]. Available:
- 44] <https://www.allegromicro.com/~media/Files/Datasheets/ACS758-Datasheet.ashx>. [Acesso em 5 janeiro 2019].
- LEM, “LA 55P,” [Online]. Available:
- 45] [https://www.lem.com/sites/default/files/products\\_datasheets/la\\_55-p\\_e.pdf](https://www.lem.com/sites/default/files/products_datasheets/la_55-p_e.pdf). [Acesso em 10 Novembro 2019].
- O. J. Custodio, “Driver Isolado,” INEP, Florianópolis, 2018.
- 46]
- C. Bird, “Repackr,” [Online]. Available: <http://repackr.com/>. [Acesso em 7 Agosto
- 47] 2019].
- I. Barbi, Modelagem de conversores CC empregando modelo médio e espaço de estados,
- 48] Florianópolis: Edição do Autor, 2015.
- V. Seetharaman e P. M. Subramanian, “An efficient soft switching buck converter
- 49] scheme for charging lead acid battery from,” *JOURNAL OF RENEWABLE AND SUSTAINABLE ENERGY*, n. 9, 2017.
- J. Wibben e R. Harjani, “A High-Efficiency DC–DC Converter Using 2 nH Integrated
- 50] Inductors,” *IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS*, vol. 43, n. 4, pp. 844-855, 2008.
- A. Suja, S. Sivakumar e P. S. Ramkumar, “Modified Interleaved Buck Converter
- 51] Implementation for Higher Step-Down Conversion Ratio,” em *IEEE Sponsored 2nd International Conference on Innovations in Information Embedded and Communication Systems*, 2016.
- T. Tien Ha, D.-Y. Chung, D. Park, H.-S. Lee e J.-W. Lee, “A Buck DC-DC Converter
- 52] Using Automatic PFM/PWM Mode Change for High-Efficiency Li-Ion Battery Charger,” em *International SoC Design Conference*, Korea, 2014.
- T. Jalakas, I. Roasto e D. Vinnikov, “Analysis of Battery Charger Topologies for an
- 53] Electric Vehicle,” em *Biennial Baltic Electronics Conference*, Tallinn, 2012.
- M. a. R. Licea, F. a. P. Pinal e A. I. B. Gutierrez, “A Reconfigurable Buck, Boost, and
- 54] Buck-Boost Converter: Unified Model and Robust Controller,” *Mathematical Problems in Engineering*, p. 8, 2018.
- M. Ilic e D. Maksimovic, “Interleaved Zero-Current-Transition Buck Converter,”
- 55] *Interleaved Zero-Current-Transition Buck Converter*, vol. 43, n. 6, pp. 1619-1628, 2007.
- M. hirakawa, M. nagano, Y. Watanabe e K. Ando, “High Power Density Interleaved
- 56] DC/DC Converter using a 3-phase Integrated Close-Coupled Inductor Set aimed for Electric Vehicles,” *Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 2452-2457, 2010.
- C. Ying-Chun , “High-Efficiency ZCS Buck Converter for Rechargeable Batteries,”



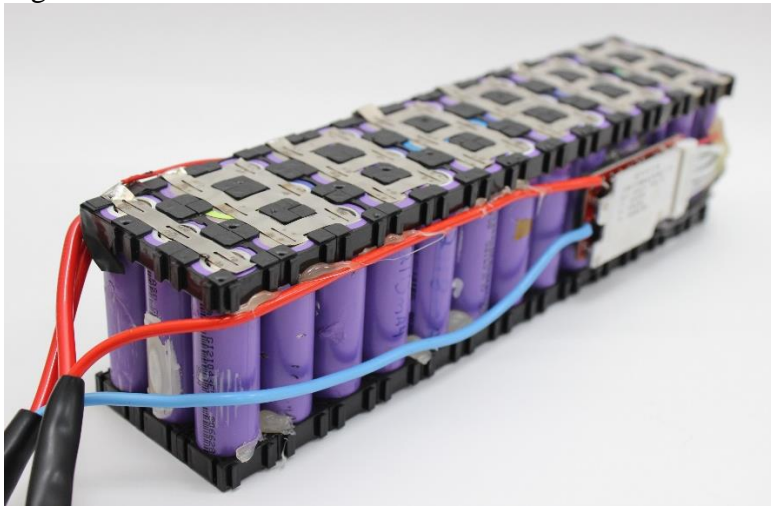
- 57] *TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, vol. 57, n. 7, pp. 2463-2473, 2010.
- B. Samet, R. Soydan, K. K. Shafiuzzaman e B. Malabika, “Control of the Single Phase  
58] Parallel Active Filter under Weak Grid Voltages,” *IEEE 5th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems*, 2014.
- P.-L. Wong, Q. Wu, X. Peng, Y. Bo e C. L. Fred, “Investigating Coupling Inductors in  
59] the Interleaving QSW VRM,” *Fifteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pp. 973-980, 2000.
- S. Utz e J. Pforr, “Operation of multi-phase converters with coupled inductors at reduced  
60] numbers of phases,” *European Conference on Power Electronics and Applications*, p. 10, 2011.
- IEEE, “APPLICATION OF IEEE STD 519-1992 HARMONIC LIMITS,” 2006.  
61]
- L. Congzhi, L. Weiqun, W. Lingyan, H. Guangdi, M. Luping e R. Bingyu, “A new  
62] method of modeling and state of charge estimation of the battery,” *Journal of Power Sources*, pp. 320-332, 2016.
- I. Husain, *ELECTRIC and HYBRID VEHICLES in Design Fundamentals*, New York:  
63] Taylor & Francis, 2005.
- A. Emadi, *Electric Vehicles*, in *Handbooks of Automotive Power Electronics and motor  
64] drives*, Chicago USA: Taylor&Francis, 2006.
- S.-H. Isaac Scott, “Battery Energy 153-179 Storage, in *Large Energy Storage Systems  
65] Handbook*,” 2011, pp. 153-179.
- Voltaplex, “Voltaplex,” [Online]. Available: [https://voltaplex.com/13s11p-46.8v-  
66\] 31.68ah-li-ion-18650-battery-pack-panasonic-pf-cuboid](https://voltaplex.com/13s11p-46.8v-31.68ah-li-ion-18650-battery-pack-panasonic-pf-cuboid). [Acesso em 7 Dezembro 2018].

## APENDICE A – METODOLOGIA DE MONTAGEM DE BANCOS DE BATERIAS

Para a realização dos testes do conversor como um carregador de baterias foi construído um banco de baterias através da reciclagem de baterias de Ion-lítio de notebooks. A metodologia utilizada para a seleção e confecção de um banco de baterias será apresentada a seguir.

A configuração do banco de baterias é de 3 células em paralelo com 13 células em séries (13S3P), sendo cada uma das células do modelo 18650 de aproximadamente 2200mA/h a Figura 1 mostra o banco de baterias de Ion-lítio construído, com 48V e 6600mA/h, como da Figura 1.

Figura 1 Banco de Baterias 48V 6600mA/h.



Fonte: Produção própria.

Para o processo de reciclagem das baterias de ion-lítio é necessário utilizar carregadores de baterias que tenham a função de medição da capacidade de carga durante o processo de descarga das baterias. Foram utilizados dois carregadores Liitokala Engineer Lii-300 como da Figura 2 ele possui dois canais com medição da capacidade de descarga, além de medir a resistência interna da bateria testada.

Figura 2 Liitokala Engineer Lii-300.



Fonte: Produção própria.

Depois de desmontados os bancos de baterias de notebook ou aquisição das células das baterias 18650, cada uma das células deve estar separada das demais e sem resquícios de soldas nos seus polos.

Então, cada uma das células deve ser colocada no carregador no modo de descarga. O carregador irá carregar cada uma das células até 4,2V, ai então será iniciado o processo de descarga de cada uma das células. Finalizados o processo de descarga, o dispositivo irá carregar cada uma das células até 4,2V e dessa forma o dispositivo determinará a capacidade da bateria (em mAh).

Em cada uma das células deve ser anotado, capacidade de carga(mAh), resistência interna(em mΩ) e a data.

Seguindo a Tabela 1, as células devem ser agrupadas pela sua resistência interna para que quando se for montar um banco de baterias sejam utilizados somente baterias com mesmo padrão de resistência interna. As baterias com resistência interna superior a 150 mΩ foram descartadas na confecção desse banco de baterias.

Tabela 1 resistência interna das baterias

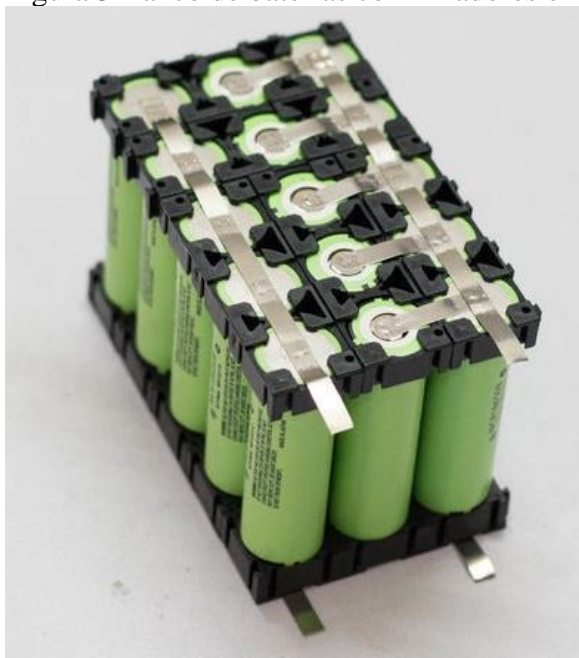
Resistência interna das baterias 185650	
0-100mΩ	Ótimo
100-150 mΩ	Bom
150-200 mΩ	Regular
Acima de 200 mΩ	Ruim

Fonte: <https://batteryuniversity.com>

Após anotadas a capacidade de carga de cada uma das células, data e elas estarem devidamente carregadas com 4,2V, elas devem ser guardadas por um período longo (um ou dois meses). Depois de um período armazenadas, a tensão das baterias deve ser novamente medida. As baterias que tiverem tensão inferior a 4,1V podem ser desconsideradas.

Com auxílio do website <http://repackr.com/> [42] podemos montar um banco de baterias com capacidade de carga bastante equilibrada entre cada um dos conjuntos em série. No website cada uma das baterias é cadastrada com sua capacidade de carga, o site fornece a configuração na qual a organização de cada um dos conjuntos em série esteja disposta de tal forma que o banco seja o mais equilibrado possível.

Figura 3 Banco de baterias com fixadores e fita de níquel.



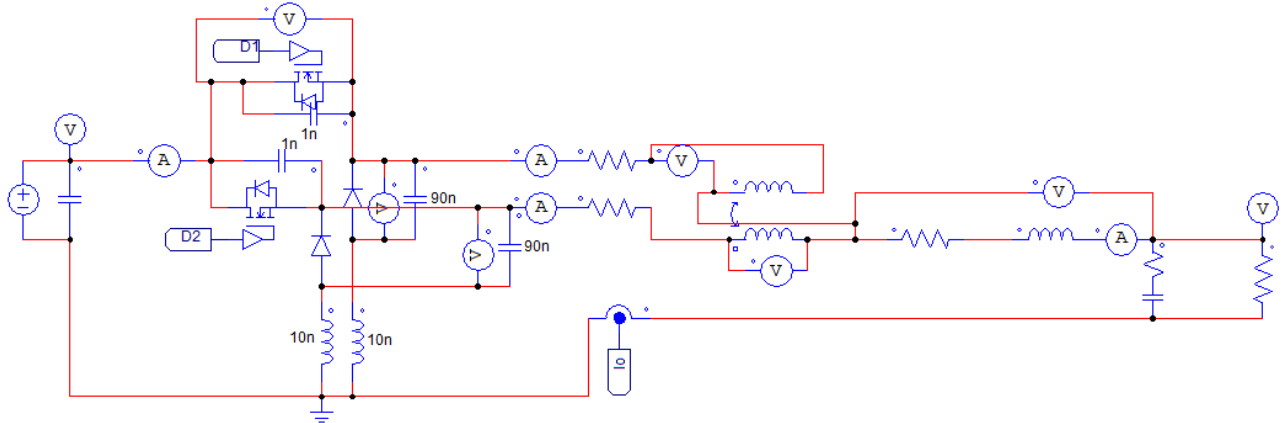
Fonte [www.batteryspace.com](http://www.batteryspace.com).

Conhecendo a disposição de cada uma das células [42], o bando de baterias é montado, fixadores próprios para esse tipo de bateria podem facilitar a montagem. As conexões elétricas são feitas através de fitas de níquel e soldadas preferencialmente com solda a ponto, pois o calor do ferro de solda pode danificar as células. Sugere-se utilizar um BMS para equalizar as células e proteger contra curtos-circuitos, sobre carregamento e descarregamento além do necessário.

## Apêndice – B: CIRCUITOS SIMULADOS

Na figura 4 são apresentadas as simulação com as não idealidades que ocasionaram o comportamento não esperado do converso Buck, que teve como consequencia o surgimento de picos de tensão durante a comutação.

Figura 4 – Simulação Conversor Buck Interleaved representando as não idealidades da PCB.



Fonte: Simulação do Psim.

A figura 5 mostra o código C implementado durante as simulações dos circuitos do conversor Buck interleaved, o código e um controlador PI para a malha de corrente.

Figura 5 – Código em C implementado nas simulações.

```

{
  wzi=37390;
  //----- main -----//

  E0=Iref*(3.3/50)-in[0];

  Ti=1/wzi;
  Ts=1/fa;
  c=(Ts+2*Ti)/(2*Ti);
  d=(Ts-2*Ti)/(2*Ti);
  U0=U1+Kpi*c*E0+Kpi*d*E1;
  //----- output data -----//
  out[0]=U0;

  U1=U0;
  E1=E0;
  //----- end program -----//
}

```

Fonte: Simulação do Psim.

A figura 6 mostra o código C implementado durante as simulações dos circuitos do conversor PFC Bridgeless Boost, o código é um controlador PI para a malha de corrente e um controlador PI para a malha de tensão.

Figura 6 - Código em C implementado nas simulações.

```

{
static double X0, X1=0.1, Y0, Y1=0.1, Vref=2.4, a, b, Tv, fa, Ts, Kpv, wzv;
static double E0, E1=0.1, U0, U1=0.1, c, d, Ti, Kpi, wzi, i=0, M;
//----- input data -----//
X0=Vref-in[0];
Kpv=1.1;
wzv=379;
fa=100000;
Kpi=0.747;
wzi=36280;
//----- main -----//
Tv=1/wzv;
Ti=1/wzi;
Ts=1/fa;
a=(Ts+2*Tv)/(2*Tv);
b=(Ts-2*Tv)/(2*Tv);
c=(Ts+2*Ti)/(2*Ti);
d=(Ts-2*Ti)/(2*Ti);
Y0=Y1+Kpv*a*X0+Kpv*b*X1;
E0=(Y0*(in[1]-1.65))-2*(in[2]-1.65);
U0=U1+Kpi*c*E0+Kpi*d*E1;
//----- output data -----//;
out[0]=U0;
out[1]=-U0;
Y1=Y0;
X1=X0;
U1=U0;
E1=E0;
//----- end program -----//
}

```

Fonte: Simulação do Psim.

## APENDICE-C:CÓDIGO DO DSP

```

#include "DSP28x_Project.h"
#include "string.h"
#include <stdio.h>

// Prototype statements for functions found within this file.
__interrupt void adc_isr(void);
void Adc_Config(void);

// Global variables used:-----
Uint16 LoopCount;
Uint16 ConversionCount;
long ADCIout;
long ADCVout;
long ADCVbarramento;
long ADCIin;
long ADCVin;
float ADCVinmax=2668; // valor para 200V 1836
float ADCVinmin=1464; //893
float ADCVinzero=2020;
float Iout;
float Vout;
float Vbarramento;
float Vp;
float ang180;
long i=0;
int bloqueio=1;
int PFC=1;
float Vin=0;
float linref=200.0;

// Variáveis para a implementação do controle -----
static double ei1=0, ei0=0, i0=0, i1=0, Iref, Iref_A=3;
static double kci, wzi;
static double kei1, kei0, kio, kadc;
static double ev1=0, ev0=0, Vref, Vref_A=130, Ta, j0, j1;
static double kvbar, kcv, wzv;
static double kev1=0.1, kev0=0.1, kadc2, X0, X1, E1, E0, FF, keii0, keii1, kcii, wzii;

main()
{
// Step 1. Initialize System Control:
InitSysCtrl();

// Step 2. Initialize GPIO:
InitGpio(); // Skipped for this example

```

```

EALLOW;
GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO5 = 1;// GPIO5 = EPWM3B pin 35 BUCK A

GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO5 = 1;
GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO2 = 1; // GPIO2 = EPWM2A pin 38 BUCK B
GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO2 = 1;
GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO6 = 1; // GPIO6 = EPWM4A pin 38 PFC A
GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO6 = 1;
GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO8 = 1; // GPIO6 = EPWM5A pin 38 PFC B
GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO8 = 1;

EDIS;

// Step 3. Clear all interrupts and initialize PIE vector table:
// Disable CPU interrupts

DINT;

// Initialize the PIE control registers to their default state.
// The default state is all PIE interrupts disabled and flags
// are cleared.
// This function is found in the F2806x_PieCtrl.c file.

InitPieCtrl();

// Disable CPU interrupts and clear all CPU interrupt flags:

IER = 0x0000;
IFR = 0x0000;

// Initialize the PIE vector table with pointers to the shell Interrupt
// Service Routines (ISR).
// This will populate the entire table, even if the interrupt
// is not used in this example. This is useful for debug purposes.
// The shell ISR routines are found in F2806x_DefaultIsr.c.
// This function is found in F2806x_PieVect.c.

InitPieVectTable();

EALLOW; // This is needed to write to EALLOW protected register
PieVectTable.ADCINT1 = &adc_isr;
EDIS; // This is needed to disable write to EALLOW protected registers

// Step 4. Initialize all the Device Peripherals:
// This function is found in F2806x_InitPeripherals.c
InitAdc(); // For this example, init the ADC
AdcOffsetSelfCal();

// Step 5. User specific code, enable interrupts:
// Enable ADCINT1 in PIE
PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx1 = 1; // Enable INT 1.1 in the PIE
IER |= M_INT1; // Enable CPU Interrupt 1

```



```

EINT;                // Enable Global interrupt INTM
ERTM;                // Enable Global realtime interrupt DBGM
//Enable Global realtime interrupt DBGM
LoopCount = 0;
ConversionCount = 0;

```

```

//--Configure ADC

```

---

```

EALLOW;
AdcRegs.ADCCTL2.bit.ADCNONOVERLAP = 1; // Enable non-overlap mode
AdcRegs.ADCCTL1.bit.INTPULSEPOS = 1; // ADCINT1 trips after AdcResults latch
AdcRegs.INTSEL1N2.bit.INT1E = 1; // Enabled ADCINT1
AdcRegs.INTSEL1N2.bit.INT1CONT = 0; // Disable ADCINT1 Continuous mode
AdcRegs.INTSEL1N2.bit.INT1SEL = 1; // setup EOC1 to trigger ADCINT1 to fire

AdcRegs.ADCSOC0CTL.bit.TRIGSEL = 1; // set SOC0 start trigger on EPWM4A, due to
round-robin SOC0 converts first then SOC1
AdcRegs.ADCSOC1CTL.bit.TRIGSEL = 11; // set SOC1 start trigger on EPWM4A, due
to round-robin SOC0 converts first then SOC1
AdcRegs.ADCSOC2CTL.bit.TRIGSEL = 11; // set SOC1 start trigger on EPWM4A, due
to round-robin SOC0 converts first then SOC1
AdcRegs.ADCSOC3CTL.bit.TRIGSEL = 5; // 0Fh EPWM6A verifcar timer
AdcRegs.ADCSOC4CTL.bit.TRIGSEL = 5; // set SOC1 start trigger on EPWM1A, due to
round-robin SOC0 converts first then SOC1

AdcRegs.ADCSOC0CTL.bit.CHSEL = 0; // set SOC0 channel select to ADCINA0 Vin
AdcRegs.ADCSOC1CTL.bit.CHSEL = 2; // set SOC1 channel select to ADCINA1 lin
AdcRegs.ADCSOC2CTL.bit.CHSEL = 4; // set SOC1 channel select to ADCINA4 Vbus
AdcRegs.ADCSOC3CTL.bit.CHSEL = 5; // set SOC1 channel select to ADCINA5 Iout
AdcRegs.ADCSOC4CTL.bit.CHSEL = 3; // set SOC1 channel select to ADCINA3 Vout

AdcRegs.ADCSOC0CTL.bit.ACQPS = 6; // set SOC0 S/H Window to 7 ADC Clock
Cycles, (6 ACQPS plus 1)
AdcRegs.ADCSOC1CTL.bit.ACQPS = 6; // set SOC1 S/H Window to 7 ADC Clock
Cycles, (6 ACQPS plus 1)
AdcRegs.ADCSOC2CTL.bit.ACQPS = 6; // set SOC1 S/H Window to 7 ADC Clock
Cycles, (6 ACQPS plus 1)
AdcRegs.ADCSOC3CTL.bit.ACQPS = 6; // set SOC1 S/H Window to 7 ADC Clock
Cycles, (6 ACQPS plus 1)
AdcRegs.ADCSOC4CTL.bit.ACQPS = 6; // set SOC1 S/H Window to 7 ADC Clock
Cycles, (6 ACQPS plus 1)
EDIS;

```

```

//--PWM_____EPWM3B pin 35 0°_____
EPwm2Regs.TBPRD = 1799; // Period = 1799 TBCLK counts para 50k
EPwm2Regs.TBPHS.half.TBPHS = 0; // Set Phase register to zero
EPwm2Regs.TBCTR = 0; // clear TB counter
EPwm2Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UP;
EPwm2Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_DISABLE; Phase loading disabled
EPwm2Regs.TBCTL.bit.PRDL = TB_SHADOW;
EPwm2Regs.TBCTL.bit.SYNCSEL = TB_CTR_ZERO;
EPwm2Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = TB_DIV1; TBCLK = SYSCLK
EPwm2Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = TB_DIV1;

```

```

EPwm2Regs.CMPCTL.bit.SHDWAMODE = CC_SHADOW;
EPwm2Regs.CMPCTL.bit.SHDWBMODE = CC_SHADOW;
EPwm2Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_ZERO; // load on CTR = Zero
EPwm2Regs.CMPCTL.bit.LOADBMODE = CC_CTR_ZERO; // load on CTR = Zero
EPwm2Regs.AQCTLA.bit.ZRO = AQ_SET;
EPwm2Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_CLEAR;
EPwm2Regs.AQCTLB.bit.ZRO = AQ_SET;
EPwm2Regs.AQCTLB.bit.CBU = AQ_CLEAR;

```

```
ang180=180; // em graus
```

```

EPwm3Regs.TBPRD = 1799; // Period = 1799 TBCLK counts para 50k
EPwm3Regs.TBPHS.half.TBPHS =(1799.0/360)*ang180;// Set Phase register to zero
EPwm3Regs.TBCTR = 0; // clear TB counter
EPwm3Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UP;
EPwm3Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_ENABLE;
EPwm3Regs.TBCTL.bit.PHSDIR = TB_DOWN;
EPwm3Regs.TBCTL.bit.PRDLT = TB_SHADOW;
EPwm3Regs.TBCTL.bit.SYNCOSEL = TB_SYNC_IN;
EPwm3Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = TB_DIV1; TBCLK = SYSCLK
EPwm3Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = TB_DIV1;
EPwm3Regs.CMPCTL.bit.SHDWAMODE = CC_SHADOW;
EPwm3Regs.CMPCTL.bit.SHDWBMODE = CC_SHADOW;
EPwm3Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_ZERO; // load on CTR = Zero
EPwm3Regs.CMPCTL.bit.LOADBMODE = CC_CTR_ZERO; // load on CTR = Zero
EPwm3Regs.AQCTLA.bit.ZRO = AQ_SET;
EPwm3Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_CLEAR;
EPwm3Regs.AQCTLB.bit.ZRO = AQ_SET;
EPwm3Regs.AQCTLB.bit.CBU = AQ_CLEAR;

```

```
// EPWM Module 4 config
```

```

EPwm4Regs.TBPRD = 1799; // Period = 1799 TBCLK counts para 50k
EPwm4Regs.TBPHS.half.TBPHS = 0; // Set Phase register to zero
EPwm4Regs.TBCTR = 0; // clear TB counter
EPwm4Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UP;
EPwm4Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_DISABLE; //Master
EPwm4Regs.TBCTL.bit.PRDLT = TB_SHADOW;
EPwm4Regs.TBCTL.bit.SYNCOSEL = TB_CTR_ZERO;
EPwm4Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = TB_DIV1; TBCLK = SYSCLK
EPwm4Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = TB_DIV1;
EPwm4Regs.CMPCTL.bit.SHDWAMODE = 0;//CC_SHADOW;
EPwm4Regs.CMPCTL.bit.SHDWBMODE = 0;//CC_SHADOW;
EPwm4Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = 1;
EPwm4Regs.CMPCTL.bit.LOADBMODE = 1;
EPwm4Regs.AQCTLA.bit.ZRO = AQ_SET;
EPwm4Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_CLEAR;
EPwm4Regs.AQCTLB.bit.ZRO = AQ_SET;
EPwm4Regs.AQCTLB.bit.CBU = AQ_CLEAR;
EPwm4Regs.ETSEL.bit.SOCAEN = 1; // Enable SOC on A group
EPwm4Regs.ETSEL.bit.SOCASEL = 1; // Enable event time-base counter equal to
zero.
EPwm4Regs.ETPS.bit.SOCAPRD = 1; // Generate pulse on 1st event

```

```
ang180=180; // em graus
```

```

EPwm5Regs.TBPRD = 1799; // Period = 1799 TBCLK      counts para 50k
EPwm5Regs.TBPHS.half.TBPHS =(1799.0/360)*ang180;// Set Phase register to zero
EPwm5Regs.TBCTR = 0; // clear TB counter
EPwm5Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UP;
EPwm5Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_ENABLE;//SLAVE
EPwm5Regs.TBCTL.bit.PHSDIR = TB_DOWN;
EPwm5Regs.TBCTL.bit.PRDLT = TB_SHADOW;
EPwm5Regs.TBCTL.bit.SYNCSEL = TB_SYNC_IN;
EPwm5Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = TB_DIV1; TBCLK = SYSCLK
EPwm5Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = TB_DIV1;
EPwm5Regs.CMPCTL.bit.SHDWAMODE = 0;//CC_SHADOW;
EPwm5Regs.CMPCTL.bit.SHDWBMODE = 0;//CC_SHADOW;
EPwm5Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = 1;
EPwm5Regs.CMPCTL.bit.LOADBMODE = 1;
EPwm5Regs.AQCTLA.bit.ZRO = AQ_SET;
EPwm5Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_CLEAR;
EPwm5Regs.AQCTLB.bit.ZRO = AQ_SET;
EPwm5Regs.AQCTLB.bit.CBU = AQ_CLEAR;

```

```
//Constantes do controle de corrente BUCK-----
```

```

//-----Ganho do ADC
//kadc = 1241;
//-----Ganho de corrente
//kio = 1650./50;
//-----Parâmetros do controlador PI-----
// -----Período de amostragem
Ta = 1./50000;
// -----Ganho do controlador PI
//kci=0.02;// Kci=7.91
// -----Frequência do zero do controlador PI
wzi= 36280;
//----- constantes do controlador de corrente discretizado
kei1=kci+(kci*wzi*Ta)/2;
kei0=-kci+(kci*wzi*Ta)/2;

```

```
//Constantes do controle do PFC-----
```

```

//-----Ganho do ADC
kadc2 = 1680/1.089;
//-----Ganho de tensão do barramento
kvbar = 8;
//-----Parâmetros do controlador PI-----
// -----Período de amostragem
Ta = 0.00002;
// -----Ganho do controlador PI
kcv=3.7;
// -----Frequência do zero do controlador PI
wzv=362.80;
//----- constantes do controlador de tensão
kev1=kcv+((kcv*wzv*Ta)/2);
kev0=-kcv+((kcv*wzv*Ta)/2);
// -----Ganho do controlador PI
kcii=15.35; // 6.35 ganho com malha tensao

```

```

// -----Frequência do zero do controlador PI
wzii=36280;
//----- constantes do controlador de tensão
keii1=kcii+(kcii*wzii*Ta*0.5);
keii0=-kcii+(kcii*wzii*Ta*0.5);

// Wait for ADC interrupt-----
-----
for(;;)
{
LoopCount++;
}
}

__interrupt void adc_isr(void){

ADCVbarramento = AdcResult.ADCRESULT2;
ADCclout = (ADCclout+AdcResult.ADCRESULT3)/2;
ADCVout = AdcResult.ADCRESULT4;
ADCVin = (ADCVin+AdcResult.ADCRESULT0)/2;
ADClin = (ADClin+AdcResult.ADCRESULT1)/2;

lout=(ADCclout-2002.)*0.028;
Vout=ADCVout/36.;
Vbarramento=(ADCVbarramento)/8.;

//

if(bloqueio==0){
Vin=((ADCVin-(((ADCVinmax-ADCVinmin)/2.)+ADCVinmin))/((ADCVinmax-
ADCVinmin)/2.));// AUTOAJUSTE DE VIN
if(Vin>1){Vin=1;}
if(Vin<-1){Vin=-1;}}
// Controle de corrente-----
//-----corrente de referência em Bits
Iref = Iref_A*kio*kadc; //para controle apenas de corrente
//----- erro da malha de corrente
ei1=Iref-(ADCclout-2002);//para controle apenas de corrente
//-----Controle de corrente
i1 =i0 + kei1*ei1 + kei0*ei0;}
//-----Saturador de razão cíclica

if(ADCVout>=2080){i1=0;}// limita a tensão de saída em 55.4V
if(ADCclout>=3050){i1=0;}//limita corrente de saída em 32A Max
if(i1<0){i1=0;}
if(i1>700){i1=700;}

if(bloqueio==1){
Iref_A=3;
i1=0;
i1=0;
ei0=0;
ei1=0;
}

```

```

}

    ePwm2Regs.CMPA.half.CMPA=i1;
EPwm3Regs.CMPB=i1;
i0=i1;
ei0=ei1;
Vin=-((ADCVin-ADCVinzero)/(ADCVinmax-ADCVinzero));// AUTOAJUSTE DE VIN
Vp=(ADCVin-ADCVinzero);// AUTOAJUSTE DE VIN
if(Vin>1){Vin=1;}
if(Vin<-1){Vin=-1;}

// Controlador PI do PFC
    if(PFC==0){
//
Vref = Vref_A*kvbar; //para controle apenas de corrente
//Erro da tensão de barramento
ev1=Vref-(ADCVbarramento);//para controle apenas de corrente
//Malha de controle de tensão do barramento
X1 =X0 + kev1*ev1 + kev0*ev0;
//Erro da corrente de entrada
E1=X1*Vin -(ADClin-2022.);
//Malha de controle de corrente
j1=j0 + keii1*E1+keii0*E0;
}

    if(PFC==1){
        Vref_A=170;
        j0=0;
        j1=0;
        X0=0;
        X1=0;
        E1=0;
        E0=0;
    }

    if((ADClin)>3000){j1=0;}//Limita corrente de entrada
    if((ADClin)<1000){j1=0;}
    if(Vbarramento>430){j1=0;}//limita tensão no barramento
    if(j1<=-1599){j1=-1599;}//
    if(j1>=1599){j1=1599;}
    if(PFC==0){j1=j1*(i/10000);}
    if(i<=10000){i=i+1;}}

EPwm4Regs.CMPA.half.CMPA = j1; // adjust duty for output EPWM1A
EPwm5Regs.CMPA.half.CMPA = -j1; // adjust duty for output EPWM2A

    j0=j1;
    X0=X1;
    E0=E1;
    ev0=ev1;

AdcRegs.ADCINTFLGCLR.bit.ADCINT1 = 1; //Clear ADCINT1 flag reinitialize for next

```

SOC

```
PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP1; // Acknowledge interrupt to PIE
```

```
return;
```

```
}
```

## APENDICE-C: PROJETO DE POTÊNCIA

### Planilha de projeto do conversor BUCK INTERLEAVED

#### Entrada

$$V_{in} := 311 \text{ V}$$

$$f_{rede} := 60 \text{ Hz}$$

$$f_s := 50000 \text{ Hz}$$

$$f_{clk} := 90 \text{ MHz}$$

#### Saída

$$V_o := 48 \text{ V} \quad V_{omin} := 36 \text{ V} \quad V_{omax} := 54.6 \text{ V}$$

$$P_o := 1500 \text{ W}$$

$$\Delta V_o := 0.01 \cdot V_o = 0.48 \text{ V}$$

$$\Delta I_o := 0.03 \cdot I_o = 0.938 \text{ A}$$

$$I_o := \frac{P_o}{V_o} = 31.25 \text{ A}$$

$$I_{in} := \frac{P_o}{V_{in}} = 4.823 \text{ A}$$

---

#### Calculos iniciais

---

$$R_o := \frac{V_{omax}}{I_o} = 1.747 \text{ } \Omega \quad D_{max} := \frac{V_{omax}}{V_{in}} = 0.176 \quad D_{min} := \frac{V_{omin}}{V_{in}} = 0.116$$

$$L := \frac{(1 - 2 D_{min}) V_{in} \cdot D_{min}}{2 \Delta I_o \cdot 2 f_s} = (1.475 \cdot 10^{-4}) \text{ H} \quad \text{indutor de saída}$$

$$C := \frac{(1 - D_{min}) V_{omax}}{8 \cdot \Delta V_o \cdot L \cdot f_s^2} = (3.408 \cdot 10^{-5}) \text{ F} \quad R_{se} := 0.220 \text{ } \Omega$$

$$L_i := \frac{L}{H} \quad C_i := \frac{C}{F} \quad R_{oi} := \frac{R_o}{\Omega} \quad R_{sei} := \frac{R_{se}}{\Omega} \quad f_{si} := \frac{f_s}{Hz} \quad V_{ini} := \frac{V_{in}}{V} \quad f := 0,10 \cdot 100000 \quad j := \sqrt{-1}$$

Função de transferência da Corrente:

$$f_{clk} := \frac{f_{clk}}{Hz}$$

$$\omega_o := \frac{1}{\sqrt{L_i \cdot C_i}} = 1.41 \cdot 10^4$$

$$\xi := \frac{1}{2 \cdot R_{oi} \cdot C_i \cdot \omega_o} = 0.595$$

$$G_i(s) := \frac{\frac{V_{ini} \cdot \omega_o^2 \cdot (s \cdot R_{oi} \cdot C_i + 1)}{R_{oi}}}{s^2 + 2 \cdot \xi \cdot \omega_o \cdot s + \omega_o^2}$$

Controlador de corrente

Frequencia de cruzamento:  $f_{ci} := \frac{f_{si}}{5} = 1 \cdot 10^4$   $\omega_{ci} := 2 \cdot \pi \cdot f_{ci} = 6.283 \cdot 10^4$

Ganho do sensor de corrente:  $K_i := \frac{1}{50} = 0.02$

Período de chaveamento:  $T_s := \frac{1}{f_{si}} = 2 \cdot 10^{-5}$

Período de Clock:  $T_{clk} := \frac{1}{f_{clk}} = 1.111 \cdot 10^{-8}$

Ganho do PWM:  $K_{pwm} := \frac{1}{\frac{T_s}{T_{clk}} - 1} = 5.559 \cdot 10^{-4}$

Ganho AD:  $K_{AD} := \frac{2^{12}}{3.3} = 1241.212$

Função de transferência de malha aberta:  $F T L A_{inc}(s) := K_i \cdot K_{AD} \cdot G_i(s) \cdot K_{pwm}$

$Fase F T L A_{inc} := \arg(F T L A_{inc}(j \cdot \omega_{ci})) = -1.558$

Zero do controlador:  $\omega_{zi} := \frac{\omega_{ci}}{\tan\left(\frac{-\pi}{6} - Fase F T L A_{inc}\right)} = 3.739 \cdot 10^4$

$Modulo F T L A_{inc} := |F T L A_{inc}(j \cdot \omega_{ci})| = 0.486$

Ganho do controlador:  $K_{ci} := \frac{1}{Modulo F T L A_{inc} \cdot \frac{\sqrt{\omega_{ci}^2 + \omega_{zi}^2}}{\omega_{ci}}} = 1.769$

Controlador de corrente:  $H_i(s) := K_{ci} \cdot \frac{(s + \omega_{zi})}{s}$



$$\text{Modulo}G_i(s) := 20 \cdot \log \langle |G_i(s)| \rangle$$

$$\text{Fase}G_i(s) := \arg \langle G_i(s) \rangle \cdot \left( \frac{180}{\pi} \right)$$

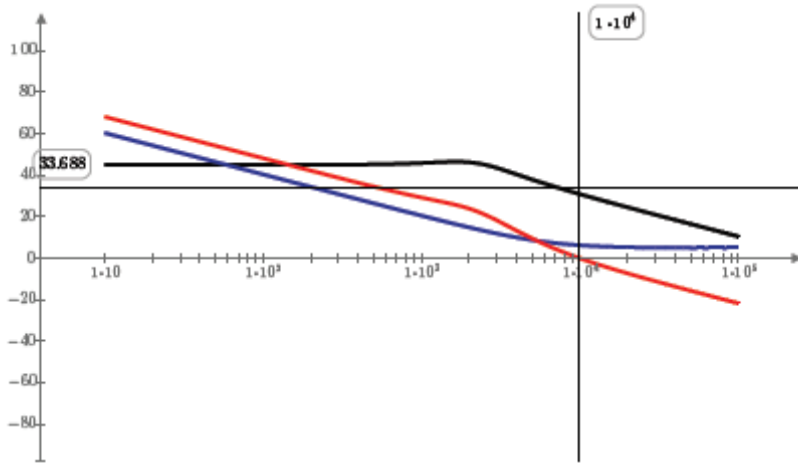
$$\text{Modulo}H_i(s) := 20 \cdot \log \langle |H_i(s)| \rangle$$

$$\text{Fase}H_i(s) := \arg \langle H_i(s) \rangle \cdot \left( \frac{180}{\pi} \right)$$

$$\text{FTLA}_{ic}(s) := H_i(s) \cdot \text{FTLA}_{inc}(s)$$

$$\text{ModuloFTLA}_{ic}(s) := 20 \cdot \log \langle |\text{FTLA}_{ic}(s)| \rangle$$

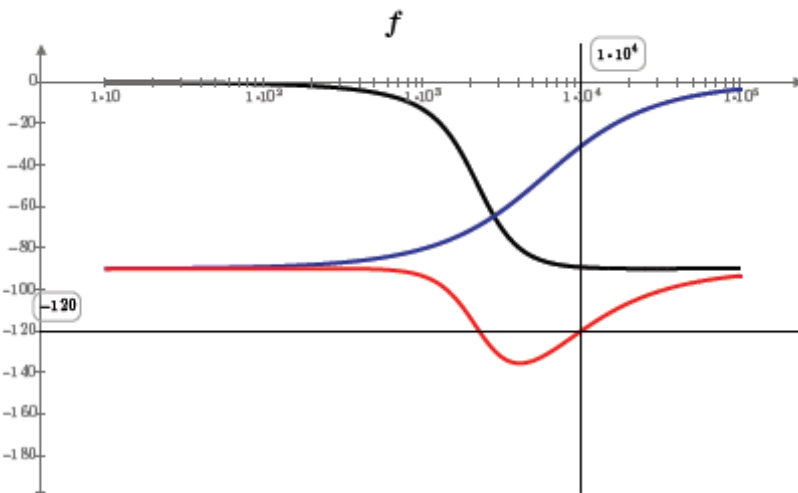
$$\text{FaseFTLA}_{ic}(s) := \arg \langle \text{FTLA}_{ic}(s) \rangle \cdot \left( \frac{180}{\pi} \right)$$



$$\text{Modulo}G_i(j \cdot f \cdot 2 \cdot \pi)$$

$$\text{Modulo}H_i(j \cdot f \cdot 2 \cdot \pi)$$

$$\text{ModuloFTLA}_{ic}(j \cdot f \cdot 2 \cdot \pi)$$



$$\text{Fase}G_i(j \cdot f \cdot 2 \cdot \pi)$$

$$\text{Fase}H_i(j \cdot f \cdot 2 \cdot \pi)$$

$$\text{FaseFTLA}_{ic}(j \cdot f \cdot 2 \cdot \pi)$$

f

---

 Função de transferência da tensão
 

---

$$f := 0,10..100000$$

$$j := \sqrt{-1}$$

Função de transferência da tensão:

$$G_v(s) := \frac{V_{ini} \cdot R_{oi} \cdot \langle s \cdot R_{sei} \cdot C_i + 1 \rangle}{s^2 \cdot \langle L_i \cdot C_i \cdot \langle R_{sei} + R_{oi} \rangle \rangle + s \cdot \langle L_i + R_{oi} \cdot R_{sei} \cdot C_i \rangle + R_{oi}}$$

Controlador de tensão

Frequencia de cruzamento:  $f_{cv} := \frac{f_{ci}}{10} = 1 \cdot 10^3$        $\omega_{cv} := 2 \cdot \pi \cdot f_{cv} = 6.283 \cdot 10^3$

Ganho do sensor de tensão:  $K_v := \frac{3.3}{60} = 0.055$

Função de transferência de laço aberto:  $FTLA_{vnc}(s) := K_v \cdot K_{AD} \cdot G_v(s) \cdot K_{pum} \cdot |FTLA_{inc}(j \cdot \omega_{cv})|$

$FaseFTLA_{vnc} := \arg \langle FTLA_{vnc}(j \cdot \omega_{cv}) \rangle = -0.593$

Zero do controlador:  $\omega_{zv} := \frac{\omega_{cv}}{\tan\left(\frac{-\pi}{6} - FaseFTLA_{vnc}\right)} = 9.091 \cdot 10^4$

$ModuloFTLA_{vnc} := |FTLA_{vnc}(j \cdot \omega_{cv})| = 33.307$

Ganho do controlador:  $K_{cv} := \frac{\omega_{cv}}{ModuloFTLA_{vnc} \cdot \sqrt{\omega_{cv}^2 + \omega_{zv}^2}} = 0.002$

Controlador de tensão:

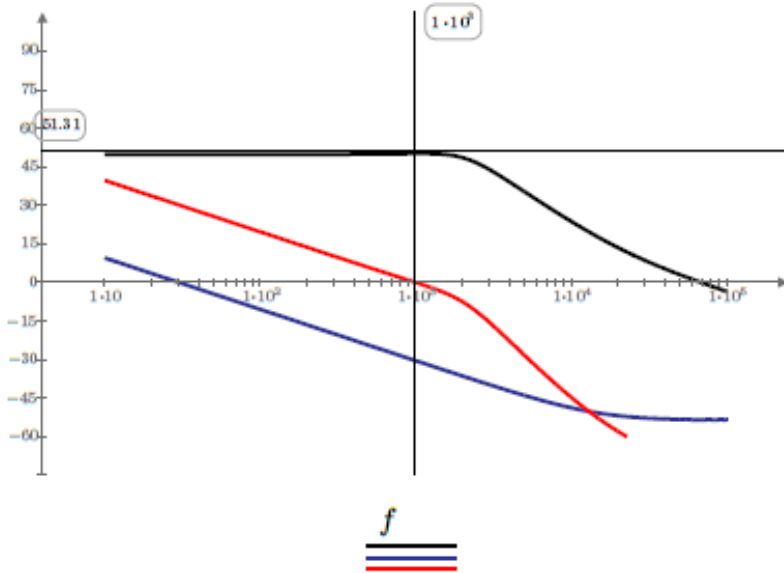
$$H_v(s) := K_{cv} \cdot \frac{\langle s + \omega_{zv} \rangle}{s}$$

$ModuloG_v(s) := 20 \cdot \log(|G_v(s)|)$        $FaseG_v(s) := \arg \langle G_v(s) \rangle \cdot \left(\frac{180}{\pi}\right)$

$ModuloH_v(s) := 20 \cdot \log(|H_v(s)|)$        $FaseH_v(s) := \arg \langle H_v(s) \rangle \cdot \left(\frac{180}{\pi}\right)$

$FTLA_{vc}(s) := H_v(s) \cdot FTLA_{vnc}(s)$

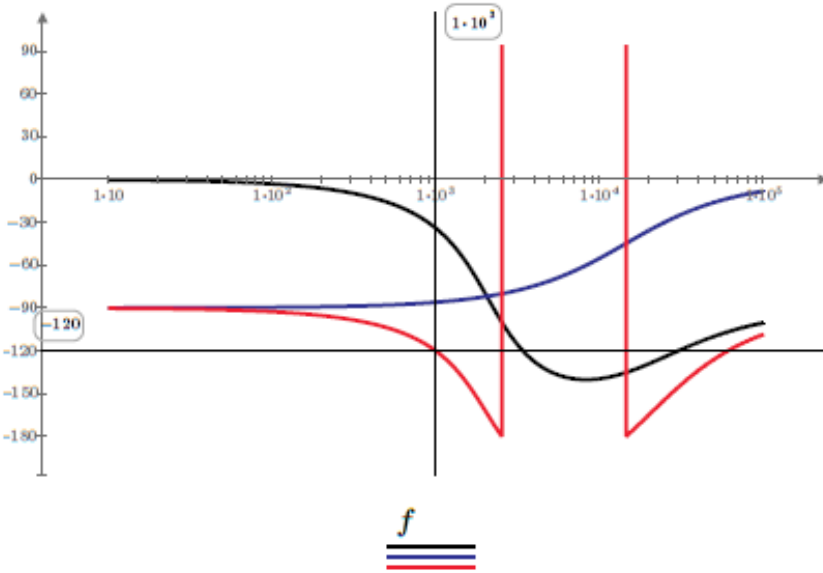
$ModuloFTLA_{vc}(s) := 20 \cdot \log(|FTLA_{vc}(s)|)$        $FaseFTLA_{vc}(s) := \arg \langle FTLA_{vc}(s) \rangle \cdot \left(\frac{180}{\pi}\right)$



$$\frac{\text{Modulo}G_v(j \cdot f \cdot 2 \cdot \pi)}{\text{Modulo}H_v(j \cdot f \cdot 2 \cdot \pi)}$$

$$\frac{\text{Modulo}H_v(j \cdot f \cdot 2 \cdot \pi)}{\text{Modulo}FTLA_{vc}(j \cdot f \cdot 2 \cdot \pi)}$$

$$\frac{\text{Modulo}FTLA_{vc}(j \cdot f \cdot 2 \cdot \pi)}{\text{Modulo}FTLA_{vc}(j \cdot f \cdot 2 \cdot \pi)}$$



$$\frac{\text{Fase}G_v(j \cdot f \cdot 2 \cdot \pi)}{\text{Fase}H_v(j \cdot f \cdot 2 \cdot \pi)}$$

$$\frac{\text{Fase}H_v(j \cdot f \cdot 2 \cdot \pi)}{\text{Fase}FTLA_{vc}(j \cdot f \cdot 2 \cdot \pi)}$$

$$\frac{\text{Fase}FTLA_{vc}(j \cdot f \cdot 2 \cdot \pi)}{\text{Fase}FTLA_{vc}(j \cdot f \cdot 2 \cdot \pi)}$$

## Esforços nos componentes

### MOSFET

IRFP460

Corrente eficaz Mosfet:  $I_{Mrms} := \sqrt{D_{max}} \cdot \frac{I_o}{2} = 6.547 \text{ A}$

Corrente média Mosfet:  $I_{Mmed} := D_{max} \cdot \frac{I_o}{2} = 2.743 \text{ A}$

Corrente em condução:  $I_{Don} := \frac{I_o}{2} - \frac{\Delta I_o}{2} = 15.156 \text{ A}$

Corrente em bloqueio:  $I_{Doff} := \frac{I_o}{2} + \frac{\Delta I_o}{2} = 16.094 \text{ A}$

Drain source on resistance:  $R_{DSon} := 0.270 \ \Omega$

current rise time:  $tr := 59 \text{ ns}$

current fall time:  $tf := 58 \text{ ns}$

Turn-on Delay Time:  $t_{Don} := 18 \text{ ns}$

Turn-off Delay Time:  $t_{Doff} := 110 \text{ ns}$

Perdas no início da condução:  $E_{onM} := V_{in} \cdot I_{Don} \cdot \frac{t_{Don} + tr}{2} = (1.815 \cdot 10^{-4}) \text{ J}$

Perdas no início do bloqueio:  $E_{offM} := V_{in} \cdot I_{Doff} \cdot \frac{t_{Doff} + tf}{2} = (4.204 \cdot 10^{-4}) \text{ J}$

Perdas de comutação:  $P_{swM} := (E_{onM} + E_{offM}) \cdot f_s = 30.095 \text{ W}$

Perdas de condução  $P_{CM} := R_{DSon} \cdot I_{Mrms}^2 = 11.573 \text{ W}$

Perdas totais do MOSFET:  $P_M := P_{CM} + P_{swM} = 41.668 \text{ W}$

## DIODO C3D20060D

Corrente eficaz:  $I_{Drms} := \sqrt{\left(\sqrt{1-D_{max}}\right) \cdot \left(\frac{I_o}{2}\right)^2} = 14.889 \text{ A}$

Corrente média:  $I_{Dmed} := (1-D_{max}) \cdot \frac{I_o}{2} = 12.882 \text{ A}$

Tensão de condução:  $V_{TO} := 1.5 \text{ V}$       Resistencia de condução:  $R_D := 0.150 \ \Omega$

Reverse recovery time:  $t_{rr} := 53 \text{ ns}$       Maximum instantaneus Reverse current:  $I_{RM} := 200 \text{ A}$

Reverse recovery charge:  $Q_c := 24 \text{ nC}$

Perdas de energia no inicio da condução:  $E_{onD} := V_{in} \cdot Q_c = (7.464 \cdot 10^{-6}) \text{ J}$

Perdas de energia no bloqueio da condução:  $E_{offD} := V_{omax} \cdot Q_c = (1.31 \cdot 10^{-6}) \text{ J}$

Perdas de comutação:  $P_{swD} := (E_{onD} + E_{offD}) \cdot f_s = 0.439 \text{ W}$

Perdas de condução:  $P_{CD} := V_{TO} \cdot I_{Dmed} + R_D \cdot I_{Drms}^2 = 52.574 \text{ W}$

Perdas totais no Diodo:  $P_{diodo} := P_{CD} + P_{swD} = 53.013 \text{ W}$

# Planilha para calculo dos indutores Toroidal

## Indutor de saída

Especificações:

$L := 150 \cdot 10^{-6} \cdot H$	(indutância desejada)
$I_{pico} := 33 \text{ A}$	(simulação)
$I_{ef} := 32.5 \text{ A}$	(simulação)
$I_{Lmed} := 32.5 \text{ A}$	(simulação)
$\Delta I := 2 \text{ A}$	(simulação)
$B_{max} := 0.9 \text{ T}$	Indução magnética máxima - projetista
$J_{max} := 650 \cdot \frac{A}{cm^2}$	densidade máxima de corrente
$\mu_0 := 4 \pi \cdot 10^{-7} \frac{H}{m}$	permeabilidade magnética do ar
$k_w := 0.5$	fator de ocupação do cobre na area da janela
$f_s := 100 \cdot 10^3 \text{ Hz}$	frequencia de operação

### Calculo da bitola do condutor:

$$\Delta := \frac{7.5 \cdot s^{-0.5} \text{ cm}}{\sqrt{f_s}} = 0.024 \text{ cm} \quad \text{profundidade de penetração}$$

$$D_{condutor} := 2 \cdot \Delta = 0.047 \text{ cm} \quad \text{Diâmetro máximo do condutor}$$

$$S_{cobre} := \frac{I_{ef}}{J_{max}} = 0.05 \text{ cm}^2 \quad \text{area que o condutor de cada indutor}$$

### Condutor escolhido AWG20

$$\text{Area de cobre: } S_{fio20} := 0.005176 \text{ cm}^2 \quad \text{Area com isolamento: } S_{fio\_iso20} := 0.006244 \text{ cm}^2$$

$$\text{Diâmetro condutor: } D_{fio20} := 0.08118 \text{ cm} \quad \text{Diâmetro com isolamento: } D_{fio\_iso20} := 0.089 \text{ cm}$$

$$\text{Condutores em paralelo: } n_{condutores20} := \text{ceil}\left(\frac{S_{cobre}}{S_{fio20}}\right) = 10$$

### Definição do núcleo:

núcleo escolhido (Magmattec) **MMTS26T4715**

Permeabilidade:  $\mu := 26$

Número de núcleos associados em paralelo:

$$N_{nucleosparalelos} := 4$$

Dimensões do núcleos

Diametro externo:  $D_{ext} := 46.7 \text{ mm}$       Diametro interno:  $D_{int} := 28.7 \text{ mm}$

altura:  $h := 15.2 \text{ mm}$       secção transversal:  $A_e := 1.340 \text{ cm}^2$

Volume:  $V_{ol} := 15.58 \text{ cm}^3$

area efetiva da janela  $A_w := \pi \cdot \left(\frac{D_{int}}{2}\right)^2 = 6.469 \text{ cm}^2$

Caminho magnético:  $l_e := 11.63 \text{ cm}$   
 Comprimento da espira:  $L_e := 2 \cdot \langle (D_{ext} - D_{int}) + h \cdot N_{nucleosparalelos} \rangle = 15.76 \text{ cm}$

indutância nominal (mH/1000turns):  $A_L := 37 \cdot 10^{-3} \cdot H$

Número de espiras  $N_{esp} := \text{ceil} \left( \sqrt{\frac{L \cdot 10^6}{A_L \cdot N_{nucleosparalelos}}} \right) = 32$

Densidade máxima de fluxo resultante  $B_{amax1} := \frac{N_{esp} \cdot I_{pico} \cdot \mu \cdot \mu_0}{l_e} = 0.297 \text{ T}$

## Possibilidade de execução

$$A_{wmin} := N_{esp} \cdot \frac{n_{condutores20} \cdot S_{fio\_iso20}}{k_w} = 3.996 \text{ cm}^2 \quad A_w = 6.469 \text{ cm}^2$$

$$Execução := \frac{A_{wmin}}{A_w} = 0.618$$

comprimento chicote  $L_{chicote} := L_e \cdot N_{esp} = 5.043 \text{ m}$

## Calculo Potência :

$$\rho_{fio20} := 0.0327 \frac{\Omega}{m} \quad R_{10} := \rho_{fio20} \cdot \frac{L_{chicote}}{n_{condutores20}} = 0.016 \Omega$$

Potência dissipada:  $P_{cobre} := R_{10} \cdot I_{Lmed}^2 = 17.419 \text{ W}$

$$P_{sdust} := 200 \frac{10^{-3} \text{ W}}{\text{cm}^3}$$

Perdas núcleo:  $P_{nucleo} := P_{sdust} \cdot V_{ol} \cdot N_{nucleosparalelos} = 12.464 \text{ W}$

Perdas totais:  $P_{totais} := P_{nucleo} + P_{cobre} = 29.883 \text{ W}$

## Transformador Multi-interfase

Corrente média:  $I_{Lmed} := 16 \text{ A}$  (simulação)

Corrente de pico:  $I_{pico} := 16 \text{ A}$  (simulação)

ondulação de corrente:  $\Delta I_c := 0.94 \text{ A}$  (simulação)

Tensão de entrada  $V_{in} := 400 \text{ V}$

Razão cídica:  $D_{max} := 0.176$

-----6-----

Indutância:	$L_c := 590 \cdot 10^{-6} \text{ H}$
acoplamento:	$k := 0.98$
frequencia:	$f_s := 50 \cdot 10^3 \text{ Hz}$
Densidade de corrente:	$J_{MAX} := 600 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$
Fator de ocupação	$K_W := 0.35$
densidade de campo:	$B_c := 0.2 \text{ T}$

$$A_e A_w := \frac{\frac{V_{in}}{2} \cdot D_{max} \cdot I_{pico}}{B_c \cdot J_{MAX} \cdot f_s \cdot K_W} = 2.682 \text{ cm}^4$$

### Núcleo escolhido: Núcleo NEE 42/21/15

$$A_e := 181 \text{ mm}^2$$

$$Largura_{janela} := 29.5 \text{ mm} \quad centro := 12.2 \text{ mm} \quad altura_{janela} := 14.8 \text{ mm}$$

$$A_w := (Largura_{janela} - centro) \cdot altura_{janela} = 256.04 \text{ mm}^2$$

$$A_e \cdot A_w = 4.634 \text{ cm}^4$$

### Volume núcleo:

$$Largura_{total} := 42 \text{ mm}$$

$$espessura := 15.5 \text{ mm}$$

$$altura_{total} := 21.2 \text{ mm}$$

$$V_e := altura_{total} \cdot Largura_{total} \cdot espessura = 13801.2 \text{ mm}^3$$

### Comprimento médio da espira:

$$CME := \left( \left( \left( \frac{Largura_{janela} - centro}{4} \right) + \frac{centro}{2} \right) \cdot 2 + 2 \cdot espessura \right)$$

$$\text{Volume espira*}: V_{espira} := CME \cdot A_w = 13275.674 \text{ mm}^3$$

$$\text{Volume total}: V_{indutor\_acoplado} := 2 \cdot V_e + V_{espira} = 0.041 \text{ L}$$

$$V_{indutor\_acoplado} = 40.878 \text{ cm}^3$$

### Número de espiras:

$$N := \text{ceil} \left( \frac{D_{max} \cdot \frac{V_{in}}{2}}{B_c \cdot A_e \cdot f_s} \right) = 20$$



## Calcúlo da bitola dos condutores

$$D_{20} := 0.08118 \text{ cm} \quad A_{20} := 0.005176 \text{ cm}^2 \quad A_{20\text{isolada}} := 0.006244 \text{ cm}^2$$

Area de cobre:  $A_{cu} := \frac{I_{Lmed}}{J_{MAX}} = 0.027 \text{ cm}^2$

numero de condutores em paralelo:  $n_{condutores} := \frac{I_{Lmed}}{J_{MAX} \cdot A_{20}} = 5.152$

comprimento condutores:

$$L_{chicote} := N \cdot CME = 1.037 \text{ m}$$

## Calculo Térmico:

$$R_{13} := \rho_{fi020} \cdot L_{chicote} = 0.034 \Omega$$

Potência dissipada:

$$P_{cobre} := R_{13} \cdot I_{Lmed}^2 = 8.681 \text{ W}$$

$$\Delta B := \frac{L_c \cdot \left(\frac{\Delta I_c}{2}\right)}{N \cdot A_e} = 0.077 \text{ T}$$

$$\alpha := 1.13$$

$$\beta := 2.07$$

$$K_c := 37.2$$

Perdas núcleo:

$$P_{nucleo} := \frac{V_e}{m^3} \cdot (f_s \cdot s)^\alpha \cdot \left(\frac{\Delta B}{T}\right)^\beta \cdot K_c \cdot W = 0.514 \text{ W}$$

$$P_{indutor\_acoplado} := P_{nucleo} + 2 \cdot P_{cobre} = 17.876 \text{ W}$$

# Bridgeless Boost PFC

Tensão de alimentação:  $V_{in} := 311 \text{ V}$   $V_{ineficaz} := 220 \text{ V}$   
 Potencia da carga:  $P_o := 1500 \text{ W}$

$$I_{inpico} := 1.05 \frac{2 \cdot P_o}{V_{ineficaz}} = 14.318 \text{ A} \quad I_{in} := 1.1 \frac{P_o}{V_{ineficaz}} = 7.5 \text{ A}$$

Tensão barramento:  $V_f := 400 \text{ V}$   $\Delta V := V_f \cdot 0.05 = 20 \text{ V}$

Frequencia da rede:  $f_{rede} := 60 \text{ Hz}$

$$\Delta i_f := 0.2 \cdot I_{in}$$

$$\Delta i_{fMAX} := 0.2 \cdot I_{inpico} = 2.864 \text{ A}$$

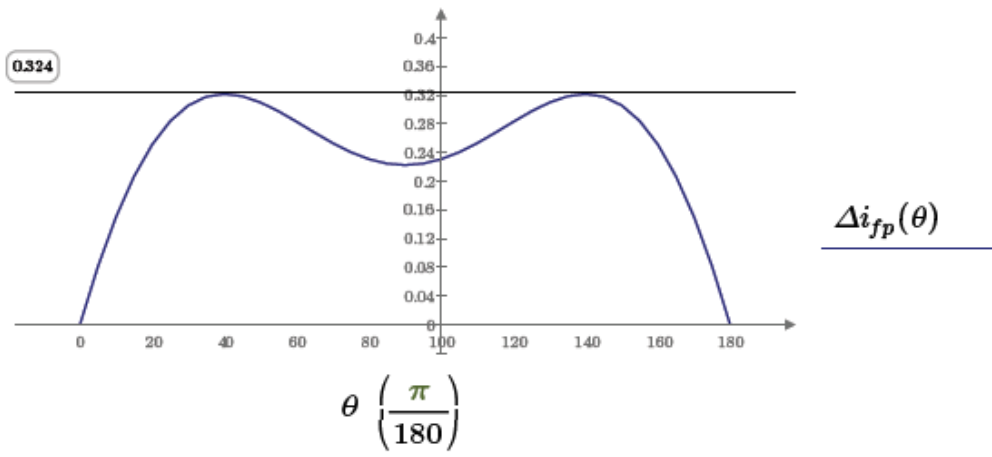
Frequencia de chaveamento:  $f_s := 50 \text{ kHz}$

Frequencia do microcontrolador:  $f_{clk} := 90 \text{ MHz}$

Indice de modulação:  $M_i := \frac{V_{in}}{V_f} = 0.778$   $\theta := 0, \frac{\pi}{36} \dots \pi$

Ondulação de corrente parametrizada:  $\Delta i_{fp}(\theta) := \sin(\theta) - M_i \cdot \sin(\theta)^2$

Variação da ondulação de corrente em função de  $\omega t$



Variação da ondulação de corrente:  $\Delta i_{fp} := 0.324$

Indutor do filtro ativo:  $L_c := \frac{\Delta i_{fp} \cdot V_f}{2 \Delta i_{fMAX} \cdot 2 \cdot f_s} = 226.286 \cdot 10^{-6} \text{ H}$

Capacitor do Barramento  $C_{bus} := \frac{P_o}{2 \cdot \pi \cdot f_{rede} \cdot \Delta V \cdot V_f} = 497.359 \cdot 10^{-6} \text{ F}$

$L_c := 250 \cdot 10^{-6} \text{ H}$  Indutor construido

\_\_\_\_\_ Função de transferência da corrente do PFC \_\_\_\_\_

$$V_{fi} := \frac{V_f}{V} \quad f_{si} := \frac{f_s}{\text{Hz}} \quad L_{ci} := \frac{L_c}{H} \quad f := 0,10..100000$$

$$f_{clki} := \frac{f_{clk}}{\text{Hz}}$$

$$j := \sqrt{-1}$$

Função de transferência da malha de corrente:

$$G_{if}(s) := \frac{V_{fi}}{s \cdot L_{ci}}$$

Controlador de corrente

Frequencia de cruzamento:  $f_{ci} := \frac{f_{si}}{5} = 1 \cdot 10^4 \quad \omega_{ci} := 2 \cdot \pi \cdot f_{ci} = 6.283 \cdot 10^4$

Ganho do sensor de corrente:  $K_i := \frac{1.65}{25} = 0.066$

Período de chaveamento:  $T_s := \frac{1}{f_{si}} = 2 \cdot 10^{-5}$

Período de Clock:  $T_{clk} := \frac{1}{f_{clki}} = 1.111 \cdot 10^{-8}$

Ganho do PWM:  $K_{pwm} := \frac{1}{\frac{T_s}{T_{clk}} - 1} = 5.559 \cdot 10^{-4}$

Ganho AD:  $K_{AD} := \frac{2048}{1.65} = 1241.212$

Função de Transferência de Laço aberto:  $F_{TLA}_{inc}(s) := K_i \cdot K_{AD} \cdot G_{if}(s) \cdot K_{pwm}$

$$Fase_{F_{TLA}_{inc}} := \arg(F_{TLA}_{inc}(j \cdot \omega_{ci})) = -1.571$$

$$Modulo_{F_{TLA}_{inc}} := |F_{TLA}_{inc}(j \cdot \omega_{ci})| = 1.16$$

Controlador de corrente PI

Zero do controlador:  $\omega_{zi} := \frac{\omega_{ci}}{\tan\left(\frac{-\pi}{6} - Fase_{F_{TLA}_{inc}}\right)} = 3.628 \cdot 10^4$

Ganho do controlador:  $K_i := \frac{\omega_{ci}}{Modulo_{F_{TLA}_{inc}} \cdot \sqrt{\omega_{ci}^2 + \omega_{zi}^2}} = 0.747$

Controlador de corrente:  $H_i(s) := K_i \cdot \frac{(s + \omega_{zi})}{s}$

$$\text{Modulo}G_{if}(s) := 20 \cdot \log(|G_{if}(s)|)$$

$$\text{Fase}G_{if}(s) := \arg(G_{if}(s)) \cdot \left(\frac{180}{\pi}\right)$$

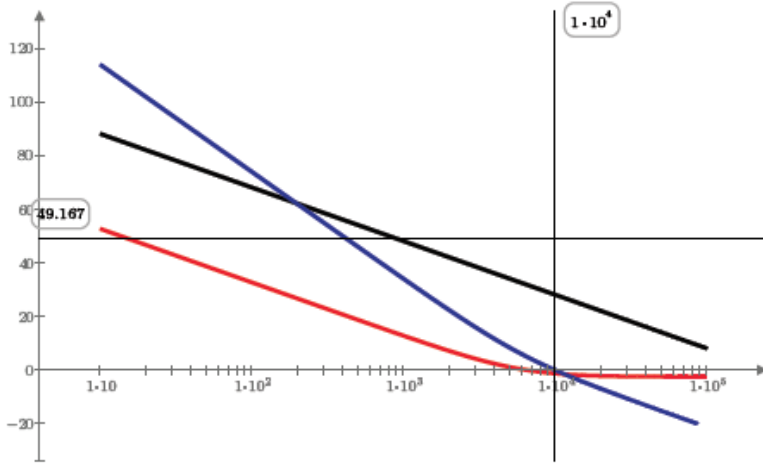
$$\text{Modulo}H_i(s) := 20 \cdot \log(|H_i(s)|)$$

$$\text{Fase}H_i(s) := \arg(H_i(s)) \cdot \left(\frac{180}{\pi}\right)$$

$$\text{FTLA}_{ic}(s) := H_i(s) \cdot \text{FTLA}_{inc}(s)$$

$$\text{ModuloFTLA}_{ic}(s) := 20 \cdot \log(|\text{FTLA}_{ic}(s)|)$$

$$\text{FaseFTLA}_{ic}(s) := \arg(\text{FTLA}_{ic}(s)) \cdot \left(\frac{180}{\pi}\right)$$

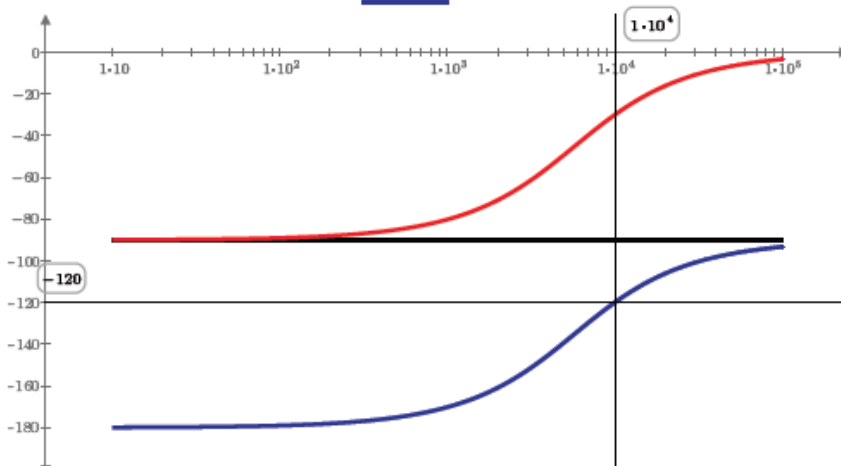


$$\text{Modulo}G_{if}(j \cdot f \cdot 2 \cdot \pi)$$

$$\text{Modulo}H_i(j \cdot f \cdot 2 \cdot \pi)$$

$$\text{ModuloFTLA}_{ic}(j \cdot f \cdot 2 \cdot \pi)$$

f



$$\text{Fase}G_{if}(j \cdot f \cdot 2 \cdot \pi)$$

$$\text{Fase}H_i(j \cdot f \cdot 2 \cdot \pi)$$

$$\text{FaseFTLA}_{ic}(j \cdot f \cdot 2 \cdot \pi)$$

f

\_\_\_\_\_ Função de transferência da tensão do FILTRO \_\_\_\_\_

$$D := M_i \quad V_{fi} := \frac{V_f}{V} \quad f_{si} := \frac{f_s}{Hz} \quad C_{fi} := \frac{C_{bus}}{F} \quad f := 0, 10 \dots 100000$$

$$R := 90$$

Função de transferência da tensão:

$$G_{vf}(s) := \frac{R}{s \cdot C_{fi} \cdot R + 1} \quad j := \sqrt{-1}$$

Controlador de tensão

Frequência de cruzamento:  $f_{cv} := \frac{f_{ci}}{100} = 100$        $\omega_{cv} := 2 \cdot \pi \cdot f_{cv} = 628.319$

Ganho do sensor de tensão:  $K_v := \frac{3.3}{600} = 0.006$        $|FTLA_{inc}(\omega_{cv})| = 115.958$

Função de transferência de laço aberto:

$$FTLA_{vnc}(s) := K_v \cdot K_{AD} \cdot G_{vf}(s) \cdot K_{pum} \cdot |FTLA_{inc}(\omega_{cv})|$$

$$FaseFTLA_{vnc} := \arg(FTLA_{vnc}(j \cdot \omega_{cv})) = -1.535$$

Margem de fase:  $M\phi := \frac{\pi}{3}$

Zero do controlador:  $\omega_{zv} := \frac{\omega_{cv}}{\tan\left(M\phi - \frac{\pi}{2} - FaseFTLA_{vnc}\right)} = 393.171$

$$ModuloFTLA_{vnc} := (|FTLA_{vnc}(j \cdot \omega_{cv})|) = 1.407$$

Ganho do controlador:  $K_{cv} := \frac{\omega_{cv}}{ModuloFTLA_{vnc} \cdot \sqrt{\omega_{cv}^2 + \omega_{zv}^2}} = 0.602$

Controlador PI:

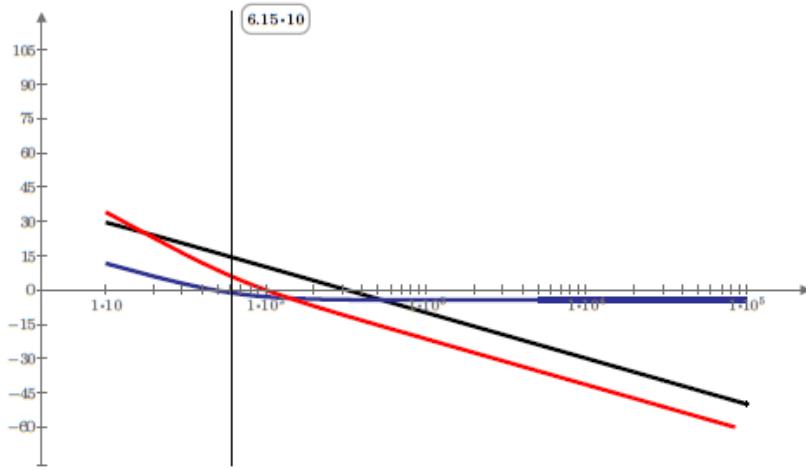
$$H_v(s) := K_{cv} \cdot \frac{(s + \omega_{zv})}{s}$$

$$ModuloG_{vf}(s) := 20 \cdot \log(|G_{vf}(s)|) \quad FaseG_{vf}(s) := \arg(G_{vf}(s)) \cdot \left(\frac{180}{\pi}\right)$$

$$ModuloH_v(s) := 20 \cdot \log(|H_v(s)|) \quad FaseH_v(s) := \arg(H_v(s)) \cdot \left(\frac{180}{\pi}\right)$$

$$FTLA_{vc}(s) := H_v(s) \cdot FTLA_{vnc}(s)$$

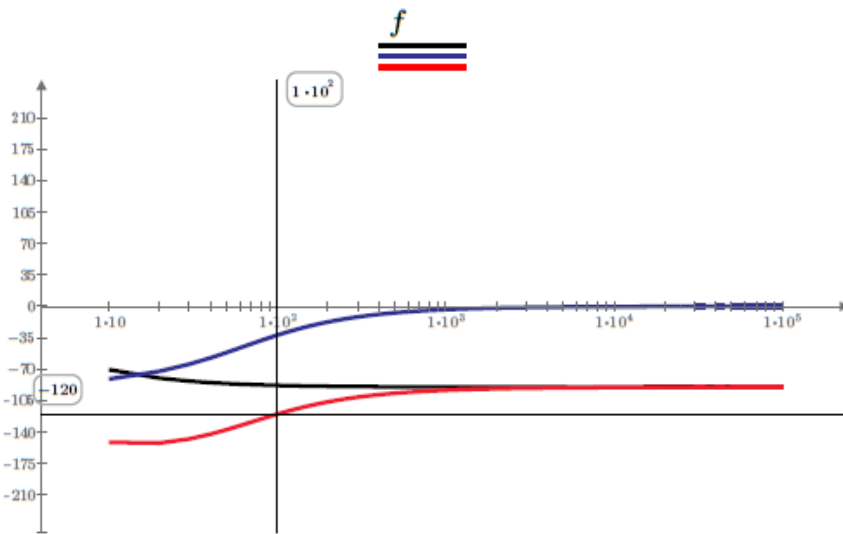
$$ModuloFTLA_{vc}(s) := 20 \cdot \log(|FTLA_{vc}(s)|) \quad FaseFTLA_{vc}(s) := \arg(FTLA_{vc}(s)) \cdot \left(\frac{180}{\pi}\right)$$



$ModuloG_{vf}(j \cdot f \cdot 2 \cdot \pi)$

$ModuloH_v(j \cdot f \cdot 2 \cdot \pi)$

$ModuloFTLA_{vc}(j \cdot f \cdot 2 \cdot \pi)$



$FaseG_{vf}(j \cdot f \cdot 2 \cdot \pi)$

$FaseH_v(j \cdot f \cdot 2 \cdot \pi)$

$FaseFTLA_{vc}(j \cdot f \cdot 2 \cdot \pi)$

$f$

$f$

## Esforços nos componentes

$$I_{redeficaz} := I_{in\text{pico}} = 14.318 \text{ A}$$

$$I_{redepico} := I_{redeficaz} \cdot \sqrt{2} = 20.249 \text{ A}$$

### MOSFET

IRFP460

Corrente eficaz Mosfet:  $I_{MosfetRMS} := \sqrt{M_i} \cdot \frac{I_{redeficaz}}{2} = 6.313 \text{ A}$

Corrente media Mosfet:  $I_{MosfetMedia} := M_i \cdot \frac{I_{in}}{2} = 2.916 \text{ A}$

Corrente em condução:  $I_{Don} := I_{redeficaz} - \frac{\Delta i_f}{2} = 13.568 \text{ A}$

Corrente em bloqueio:  $I_{Doff} := I_{redeficaz} + \frac{\Delta i_f}{2} = 15.068 \text{ A}$

Drain source on resistance:  $R_{DSon} := 0.270 \text{ } \Omega$

current rise time:  $tr := 59 \text{ ns}$

current fall time:  $tf := 58 \text{ ns}$

Turn-on Delay Time:  $t_{Don} := 18 \text{ ns}$

Turn-off Delay Time:  $t_{Doff} := 110 \text{ ns}$

Perdas no início da condução:  $E_{onM} := V_{in} \cdot I_{Don} \cdot \frac{t_{Don} + tr}{2} = (1.625 \cdot 10^{-4}) \text{ J}$

Perdas no início do bloqueio:  $E_{offM} := V_{in} \cdot I_{Doff} \cdot \frac{t_{Doff} + tf}{2} = (3.936 \cdot 10^{-4}) \text{ J}$

Perdas de comutação:  $P_{suM} := (E_{onM} + E_{offM}) \cdot f_s = 27.805 \text{ W}$

Perdas de condução:  $P_{CM} := R_{DSon} \cdot I_{MosfetRMS}^2 = 10.759 \text{ W}$

Perdas totais do MOSFET:  $P_{Mosfet} := P_{CM} + P_{suM} = 38.564 \text{ W}$

**DIODO****C3D20060D**

Corrente eficaz:  $I_{DiodoRMS} := \sqrt{M_i} \cdot \frac{I_{rede\ pico}}{2} = 8.927 \text{ A}$

Corrente média:  $I_{Diodomed} := (1 - M_i) \cdot \frac{I_{rede\ pico}}{2} = 2.253 \text{ A}$

Tensão de condução:  $V_{TO} := 1.5 \text{ V}$  Resistencia de condução:  $R_D := 0.150 \ \Omega$

Reverse recovery time:  $t_{rr} := 53 \text{ ns}$  Maximum instantaneus Reverse current:  $I_{RM} := 200 \text{ A}$

Reverse recovery charge:  $Q_c := 40 \text{ nC}$

Perdas de energia no inicio da condução:  $E_{onD} := V_{in} \cdot Q_c = (1.244 \cdot 10^{-5}) \text{ J}$

Perdas de energia no bloqueio da condução:  $E_{offD} := V_f \cdot Q_c = (1.6 \cdot 10^{-5}) \text{ J}$

Perdas de comutação:  $P_{swD} := (E_{onD} + E_{offD}) \cdot f_s = 1.422 \text{ W}$

Perdas de condução:  $P_{CD} := V_{TO} \cdot I_{Diodomed} + R_D \cdot I_{DiodoRMS}^2 = 15.334 \text{ W}$

Perdas totais no Diodo:  $P_{diodo} := P_{CD} + P_{swD} = 16.756 \text{ W}$

**Diodo modelo MUR1560**

Corrente eficaz:  $I_{Da\_rms} := \frac{P_o \cdot \sqrt{2}}{V_{ineficaz}} = 9.642 \text{ A}$

Corrente média:  $I_{Da\_med} := \frac{P_o}{V_{ineficaz}} = 6.818 \text{ A}$

Tensão de condução:  $V_{TO} := 1.5 \text{ V}$  Resistencia de condução:  $R_D := 0.150 \ \Omega$

Reverse recovery time:  $t_{rr} := 50 \text{ ns}$

Reverse recovery charge:  $Q_c := 400 \text{ nC}$

Perdas de energia no inicio da condução:  $E_{onD} := V_{in} \cdot Q_c = (1.244 \cdot 10^{-4}) \text{ J}$

Perdas de energia no bloqueio da condução:  $E_{offD} := V_f \cdot Q_c = (1.6 \cdot 10^{-4}) \text{ J}$

Perdas de comutação:  $P_{swD} := (E_{onD} + E_{offD}) \cdot f_{rede} = 0.017 \text{ W}$

Perdas de condução:  $P_{CD} := V_{TO} \cdot I_{Da\_med} + R_D \cdot I_{Da\_rms}^2 = 24.174 \text{ W}$

Perdas totais no Diodo:  $P_{diodo} := P_{CD} + P_{swD} = 24.191 \text{ W}$



## Planilha para calculo dos indutores Toroidal do Bridgeless

Especificações:

$$L := 250 \cdot 10^{-6} \cdot H$$

(indutância desejada)

$$I_{pico} := 13 \text{ A}$$

(simulação)

$$I_{ef} := 8.5 \text{ A}$$

(simulação)

$$B_{max} := 0.6 \text{ T}$$

Indução magnética máxima - projetista

$$J_{max} := 650 \cdot \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$$

densidade maxima de corrente

$$\mu_0 := 4 \pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{H}}{\text{m}}$$

permeabilidade magnética do ar

$$k_w := 0.7$$

fator de ocupação do cobre na area da janela

$$f_s := 50 \cdot 10^3 \text{ Hz}$$

frequencia de operação

**Calculo da bitola do condutor:**

$$\Delta := \frac{7.5 \cdot s^{-0.5} \text{ cm}}{\sqrt{f_s}} = 0.034 \text{ cm}$$

profundidade de penetração

$$D_{condutor} := 2 \cdot \Delta = 0.671 \text{ mm}$$

Diâmetro máximo do condutor

$$S_{cobre} := \frac{I_{ef}}{J_{max}} = 0.013 \text{ cm}^2$$

area que o condutor de cada indutor

Condutor 22 AWG

$$S_{fio22} := 0.33 \text{ mm}^2 \quad S_{fio\_iso20} := 0.006244 \text{ cm}^2$$

$$n_{condutores} := \text{ceil} \left( \frac{I_{ef}}{J_{max} \cdot S_{fio22}} \right) = 4$$

**Definição do núcleo:**núcleo escolhido (Magmattec) **MMTS26T4715**

$$\text{Relação LI}^2 \text{ para escolha do núcleo adequado (catalogo)} \quad LII := I_{pico}^2 \cdot \frac{L}{10^{-3}} = 42.25 \text{ J}$$

$$\text{Número de núcleos associados em paralelo} \quad N_{nd} := 1$$

$$\text{Dimensões do núcleos} \quad D_{ext} := 46.7 \text{ mm} \quad D_{int} := 28.7 \text{ mm} \quad h := 15.2 \text{ mm} \quad A := 1.340 \text{ cm}^2$$

$$\text{area efetiva da janela} \quad A_w := \pi \cdot \left( \frac{D_{int}}{2} \right)^2 = 6.469 \text{ cm}^2 \quad A_e := A$$

$$\text{Caminho magnético} \quad l_e := 11.63 \text{ cm}$$

Comprimento da espira  $L_e := 2 \cdot ((D_{ext} - D_{int}) + h) = 6.64 \text{ cm}$

$$L_{eT} := L_e + 2 \cdot N_{nl} \cdot h = 9.68 \text{ cm}$$

indutância nominal (mH/1000turns)

$$A_L := 37 \cdot 10^{-3} \cdot H$$

Permeabilidade:

$$\mu := 26$$

Número de espiras  $N_{esp} := \text{ceil} \left( \sqrt{\frac{L \cdot 10^6}{A_L \cdot N_{nl}}} \right) = 83$   $N_{esp} := \sqrt{\frac{L \cdot l_e}{\mu \cdot \mu_0 \cdot A_e}} = 81.492$

Densidade máxima de fluxo resultante

$$B_{amax1} := \frac{N_{esp} \cdot I_{pico} \cdot \mu \cdot \mu_0}{l_e} = 0.303 \text{ T}$$

## Possibilidade de execução

$$A_{umín} := N_{esp} \cdot \frac{S_{fio\_iso20}}{k_w} = 0.74 \text{ cm}^2$$

$$Execução := \frac{A_{umín}}{A_w} = 0.114$$

comprimento chicote

$$Comprimento := L_e \cdot N_{esp} = 5.511 \text{ m}$$

$$\rho_{fio} := 0.0515 \frac{\Omega}{m}$$

$$V_{ol} := 15.6 \text{ cm}^3$$

## Calculo Potência :

$$R_{cobre} := \rho_{fio} \cdot \frac{Comprimento}{n_{condutores}} = 0.071 \Omega$$

Potência dissipada:

$$P_{cobre} := R_{cobre} \cdot I_{ef}^2 = 5.127 \text{ W}$$

$$P_{sdust} := 200 \frac{10^{-3} \text{ W}}{\text{cm}^3}$$

Perdas núcleo:

$$P_{nucleo} := P_{sdust} \cdot V_{ol} = 3.12 \text{ W}$$

Perdas totais:

$$P_{totais} := P_{nucleo} + P_{cobre} = 8.247 \text{ W}$$

## APENDICE-C: CÓDIGO NO MATLAB PARA CALCULAR THD E FP

```

i=1;
T=2083;
Fs=50000;
n=32;
A=0;
B=0;
C=0;
while i<T
    VI=VI+V(i)*I(i);
    Vef=Vef+V(i)*V(i);
    Ief=Ief+I(i)*I(i);
    i=i+1;
end
FP=((1/T)*VI)/((sqrt((1/T)*Vef))*(sqrt((1/T)*Ief)));%retorna o FP
[thd_db,harpow,harmfreq] = thd(I,Fs,n);
T = table(harmfreq,harpow,'VariableNames',{'Frequency','Power'});
percent_thd = 100*(10^(thd_db/20));
plot(tempo,20*I,tempo,V);
plot(tempo,I);
Iinef=(sqrt((1/2482)*Ief))%retorna Corrente eficaz
Vinef=(sqrt((1/2482)*Ver)) %retorna Tensão eficaz

```

APENDICE-D: DRIVER ISOLADO

