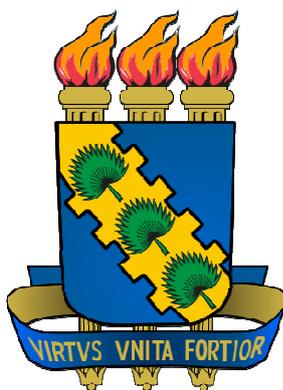


UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ
CENTRO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA



CARREGADOR DE BATERIAS MONOFÁSICO PARA
APLICAÇÃO EM VEÍCULOS ELÉTRICOS

César Orellana Lafuente

Fortaleza

Julho de 2011

CARREGADOR DE BATERIAS MONOFÁSICO PARA APLICAÇÃO EM VEÍCULOS ELÉTRICOS

Dissertação submetida à Universidade Federal do Ceará como parte dos requisitos para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador:

Prof. Dr. René Pastor Torrico Bascopé

Co-orientador:

Prof. Dr. Demercil de Souza Oliveira Jr.

Fortaleza

Julho de 2011

César Orellana Lafuente

CARREGADOR DE BATERIAS MONOFÁSICO PARA APLICAÇÃO EM VEÍCULOS ELÉTRICOS

Esta dissertação foi julgada adequada para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica, Área de Eletrônica de Potência e Acionamentos Elétricos, e aprovada em sua forma final pelo programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica na Universidade Federal do Ceará.

César Orellana Lafuente, Eng.

Orientador:

Prof. René Pastor Torrico Bascopé, Dr.

Banca Examinadora:

Prof. Demercil de Souza Oliveira Júnior, Dr.

Prof. Sérgio Daher, Dr.- Ing.

Prof. Fernando Lessa Tofoli, Dr

Fortaleza, Julho de 2011

*“Nunca me he encontrado con alguien tan
ignorante de quien no pudiese aprender algo”*

Galileo Galilei (1564-1642)

O presente trabalho dedico:

Aos meus queridos pais, pelo amor e o carinho que me deram durante minha vida.

A meu grande amigo e irmão Renan, que com seu exemplo de vida me dá forças para seguir adiante.

Ao Nachito, meu pequeno filho, por ser essa imensa explosão de amor, que um dia na minha vida de repente aconteceu.

AGRADECIMENTOS

Um agradecimento especial ao meu orientador e professor Dr. René Pastor Torrico Bascopé, por confiar em mim, pela oportunidade, por me mostrar novos horizontes, pela paciência e dedicação na hora de ensinar e, principalmente, pela sua amizade.

Aos professores do programa de pós-graduação em engenharia elétrica da UFC, Dr. Luiz Henrique Silva Colado Barreto, PhD. Fernando Luiz Marcelo Antunes, Dr. José Carlos Teles Campos, Dr. Cícero Marcos Tavares Cruz e Dr. Demercil de Souza Oliveira Jr., Prof. Sérgio Daher, Dr.- Ing., Prof. Fernando Lessa Tofoli, Dr. pelos conhecimentos transmitidos durante todo o tempo que fiquei na UFC (Universidade Federal do Ceará).

Ao Grupo de Processamento de Energia e Controle (GPEC) da Universidade Federal do Ceará, pelo apoio técnico e estrutural.

À Fundação Cearense de Apoio ao Desenvolvimento Científico e Tecnológico (FUNCAP), pelo apoio financeiro necessário para a realização desse trabalho e desenvolvimento científico, sem o qual seria impossível a realização desta dissertação.

Aos colegas e amigos de mestrado e laboratório, pelas sugestões e a gentil ajuda que sempre recebi: Eduardo Lenz Cesar, Cícero Alisson dos Santos, Antonio Barbosa, Luis Daniel Bezerra, Hermínio Miguel de Oliveira Filho, Ranoica, Gustavo, Jesus, Junho, Eldin, Derivan, Sheila, João, Bruno e muitos outros.

Finalmente, um agradecimento especial a Felipe Aragão e Poennia Gadelha, que desinteressadamente ajudaram na tradução deste trabalho.

RESUMO

Orellana-Lafuente, C., “Carregador de Baterias Monofásico Para Aplicação em Veículos Elétricos”, Universidade Federal do Ceará - UFC, 2011, 154p.

Este trabalho apresenta o estudo de um carregador de baterias monofásico aplicado a veículos elétricos. Este carregador é composto por dois estágios de processamento de energia e um circuito digital de supervisão para controlar a tensão sobre o banco de baterias e a corrente de recarga das mesmas. O primeiro estágio consiste de um conversor CA-CC *bridgeless* com característica de alto fator de potência, e o segundo estágio é representado por um conversor CC-CC *fullbridge* com isolamento em alta frequência e comutação sob tensão nula (*Zero Voltage Switching – ZVS*). Para ambos os conversores, foi realizada uma análise qualitativa e quantitativa, bem como apresentados exemplos de projeto para facilitar o dimensionamento dos componentes. Finalmente, com os componentes escolhidos, foi montado um protótipo que permite carregar de uma até oito baterias de 12 V conectadas em série. O sistema apresenta como especificações: tensão de entrada alternada de 220 V \pm 15%; tensão de saída contínua de 120 V; corrente de saída contínua de 20 A; e potência média de saída de 2,4 kW.

Palavras- chave: Veículos Elétricos. Carregador de Baterias. Conversor *Bridgeless*. Correção de Fator de Potencia. Conversor *FB-ZVS-PS*. Comutação sob Tensão Nula.

ABSTRACT

Orellana-Lafuente, C., “Single-Phase Battery Charger Feasible for Electric Vehicles Applications”, Federal University of Ceará - UFC, 2011, 154p.

This work presents a single-phase battery charger for electric vehicles. This converter is composed by two energy processing stages and a digital circuit to control the voltage across the batteries and their respective charging current. The first stage is a high power factor AC-DC bridgeless converter, while the second one consists on a ZVS (Zero Voltage Switching) high frequency isolated DC-DC full-bridge converter. For both converters, the qualitative and quantitative analyses have been performed, as well as design examples have been presented in order to ease the components calculation. Finally, a prototype that allows charging up to eight series-connected 12 V batteries has been built. The system specifications are: AC input voltage of 220 V \pm 15%; DC output voltage of 120 V; DC output current of 20 A; and average output power of 2.4 kW.

Key-Words: Electric Vehicles. Battery Chargers. Bridgeless Converters. Power Factor Correction. *FB-ZVS-PS* Converter. Zero Voltage Switching.

SUMÁRIO

CARREGADOR DE BATERIAS MONOFÁSICO PARA APLICAÇÃO EM VEÍCULOS ELÉTRICOS	i
Lista de Abreviaturas e Siglas	xiii
Lista de Símbolos	xv
CAPÍTULO 1 INTRODUÇÃO AOS SISTEMAS ELETRÔNICOS DE POTÊNCIA APLICADOS A VEÍCULOS ELÉTRICOS	1
1.1 Introdução	1
1.2 História e Evolução dos <i>EV's</i>	1
1.2.1 Veículos Híbridos (<i>HV</i>).....	4
1.2.2 Veículos <i>Plug-In</i> Híbridos (<i>PHEV's</i>).....	6
1.2.3 Veículos Completamente Elétricos (<i>EV's</i>).....	7
1.3 Tecnologia e Tipos de Baterias.....	9
1.3.1 Historia e Desenvolvimento Tecnológico das Baterias.....	9
1.3.2 Princípio de Funcionamento das Baterias	11
1.3.3 Características Importantes das Baterias.....	12
1.3.4 Baterias de Chumbo-Ácido	14
1.3.5 Baterias de Níquel Metal Hidreto (Ni-Mh).....	15
1.3.6 Baterias de Lítio-Íon (Li-Íon).....	17
1.4 Tecnologia de Carregadores Comerciais de Baterias para <i>Ev's</i>	18
1.5 Técnicas Utilizadas para Carregamento de Baterias.....	20
1.5.1 Técnicas de Carregamento de Baterias Chumbo-Ácido	20
1.5.2 Técnica de Carregamento de Baterias Ni-Mh.....	22
1.5.3 Técnica de Carregamento de Baterias de Li-Íon.....	22
1.6 Topologias de Conversores Utilizados em Carregadores de Baterias para <i>EV's</i>	23
1.6.1 Possíveis Topologias Monofásicas de Conversores CA/CC.....	25
1.6.2 Possíveis Topologias Monofásicas de Conversores CC/CC.....	26
1.7 Topologia Proposta	27
1.8 Conclusões	28
CAPÍTULO 2 ESTUDO DO CONVERSOR CA/CC <i>BRIDGELESS</i> COM CORREÇÃO DE FATOR DE POTÊNCIA	29
2.1 Introdução	29
2.2 Análise Qualitativa do Conversor <i>Bridgeless</i>	30

2.2.1 Topologia do Conversor <i>Bridgeless</i>	30
2.2.2 Etapas de Operação	30
2.2.3 Formas de Onda	32
2.3 Análise Quantitativa do Conversor <i>Bridgeless</i>	33
2.3.1 Esforços de corrente no Indutor L_b	33
2.3.2 Esforços de Corrente e Tensão nos Diodos de Transferência D_1 e D_2	35
2.3.3 Esforços de Corrente e Tensão nos Interruptores S_1 e S_2	37
2.3.4 Esforços de Corrente no Capacitor de Filtro de Saída C_{o1}	38
2.4 Metodologia e Exemplo de Projeto	38
2.4.1 Especificações Técnicas do Conversor CA/CC <i>Bridgeless</i>	39
2.4.2 Dimensionamento do Indutor <i>Boost</i> L_b	40
2.4.3 Dimensionamento do Capacitor de Filtro de Saída C_{o1}	41
2.4.4 Dimensionamento dos Diodos D_1 e D_2	42
2.4.5 Dimensionamento dos Interruptores S_1 e S_2	43
2.5 CONTROLE DO CONVERSOR CA/CC	44
2.5.1 Projeto da Malha de Corrente.....	47
2.5.2 Projeto da Malha de Tensão	49
2.5.3 Parâmetros Adicionais do UC3854B	51
2.6 Resultados de Simulação	54
2.6.1 Circuito Simulado	54
2.6.2 Corrente e Tensão nos Diodos D_1 e D_2	54
2.6.3 Corrente e Tensão nos Interruptores S_1 e S_2	55
2.6.4 Tensão e Corrente de Entrada	56
2.6.5 Corrente e Tensão na Carga	57
2.6.6 Transitórios de Carga	57
2.6.7 Rendimento do Conversor.....	59
2.7 Conclusões	60
CAPÍTULO 3 ESTUDO DO CONVERSOR CC-CC <i>FULL-BRIDGE</i> ISOLADO EM ALTA FREQUÊNCIA COM CARACTERÍSTICAS DE MODULAÇÃO POR DESLOCAMENTO DE FASE E COMUTAÇÃO SOB TENSÃO NULA (<i>FB-ZVS-PS</i>)	61
3.1 Introdução	61
3.2 Análise Qualitativa	61
3.2.1 Topologia do Conversor <i>FB-ZVS-PS</i>	61
3.2.2 Etapas de Operação	62

3.2.3 Formas de Onda	66
3.3 Análise Quantitativa do Conversor <i>FB-ZVS-PS</i>	67
3.3.1 Esforços de Corrente e Tensão nos Interruptores S_3, S_4, S_5, S_6	69
3.3.2 Esforços de Corrente e Tensão nos Diodos Retificadores D_{r3} e D_{r4}	70
3.3.3 Indutor de Filtro de Saída L_o	71
3.3.4 Capacitor de Filtro de Saída C_{o2}	72
3.3.5 Indutor de Comutação L_r	72
3.3.6 Capacitor de Bloqueio C_b	73
3.4 METODOLOGIA E EXEMPLO DE PROJETO	73
3.4.1 Especificações Técnicas do Conversor <i>FB-ZVS-PS</i>	73
3.4.2 Dimensionamento do Indutor de Filtro de Saída L_o	75
3.4.3 Dimensionamento do Capacitor de Filtro de Saída C_{o2}	77
3.4.4 Dimensionamento dos Interruptores S_3, S_4, S_5 e S_6	77
3.4.5 Dimensionamento dos Diodos Retificadores D_{r3} e D_{r4}	78
3.4.6 Dimensionamento do Transformador de Alta Frequência T_r	79
3.4.7 Dimensionamento do Capacitor de Bloqueio C_b	81
3.4.8 Dimensionamento do Indutor Ressonante L_r	81
3.5 Controle do Conversor CC/CC <i>FB-ZVS-PS</i>	83
3.5.1 Projeto da Malha de Corrente	84
3.5.2 Projeto da Malha de Tensão	86
3.5.3 Parâmetros Adicionais do UCC3895N	88
3.6 Resultados de Simulação	90
3.6.1 Circuito Simulado	90
3.6.2 Corrente e Tensão de Saída	90
3.6.3 Tensão e Corrente no Primário do Transformador	91
3.6.4 Tensão e Corrente no Secundário do Transformador	91
3.6.5 Tensão e Corrente nos Diodos Retificadores	92
3.6.6 Tensão e Corrente nos Interruptores S_3 e S_4	92
3.6.7 Resposta Dinâmica do Conversor <i>FB-ZVS-PS</i>	93
3.6.8 Rendimento do Conversor	97
3.7 Conclusões	98
CAPÍTULO 4 SISTEMA DE INTERFACE E SUPERVISÃO	99
4.1 Introdução	99

4.2 Circuito de Supervisão e Interface do Sistema	99
4.2.1 Estrutura e Funcionamento do Sistema Supervisor.....	100
4.2.2 Estrutura e Funcionamento da Interface de Usuário	101
4.2.3 Exemplo de Projeto do Sistema de Interface e Supervisão.....	101
4.2.4 Lógica de Funcionamento do <i>Software</i>	103
4.2.5 Circuito e Resultados de Simulação.....	106
4.2.6 Resultados Experimentais	106
4.3 Conclusões	107
CAPÍTULO 5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS E CONCLUSÕES GERAIS.....	108
5.1 Introdução	108
5.2 Resultados Experimentais do Conversor CA-CC.....	108
5.2.1 Formas de Onda de Corrente e Tensão nos Diodos e Interruptores.....	108
5.2.2 Formas de Onda de Corrente e Tensão no Indutor L_b	110
5.2.3 Formas de Onda de Corrente e Tensão Nominal de Saída.....	111
5.3 Resultados Experimentais do Conversor CC-CC <i>FB-SVS-PS</i>	111
5.3.1 Formas de Onda de Corrente e Tensão nos Interruptores e Diodos.....	112
5.3.2 Formas de Onda de Corrente e Tensão no Primário e Secundário do Transformador T_r	112
5.3.3 Formas de Onda de Corrente e Tensão no Indutor L_o	113
5.3.4 Tensão e Corrente de Saída.....	114
5.4 CONCLUSÕES	115
Anexo A – CIRCUITO SIMULADO DO CONVERSOR <i>BRIDGELESS</i>	1
Anexo B – CIRCUITO SIMULADO DO CONVERSOR <i>FB-ZVS-os</i>	2
Anexo C – ESQUEMÁTICO DE MONTAGEM DO CONVERSOR <i>BRIDGELESS</i>	3
Anexo D – ESQUEMÁTICO DE MONTAGEM DO CONVERSOR <i>FB-ZVS-PS</i>	4
Anexo E – ALGORITMO DO SISTEMA SUPERVISÓRIO E DE INTERFACE.....	5
Anexo F – FOTOGRAFIAS DOS PROTÓTIPOS	11

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

AD	Analógico/Digital
Amp-Op	Amplificador Operacional
AWG	<i>American Wire Gauge</i> – Escala Americana Normalizada
CCP	<i>Capture, Compare, PWM</i> – Captura, Comparação e PWM
CI	Circuito Integrado
DA	Digital/Analógico
EEPROM	<i>Electrically-Erasable Programmable Read-Only Memory</i> – Memória Somente de Leitura Programável e Apagável Eletricamente
EFV	Esponja de Fibra de Vidro
EMI	<i>Electromagnetic Interference</i> – Interferência Eletromagnética
EV	<i>Electric Vehicle</i> – Veículo Elétrico
FBZVSPF	<i>Full-Bridge Zero Voltage Switching Phase Shift</i> – Conversor em Ponte Completa com Comutação sob Tensão Nula e Modulação por Deslocamento de Fase
FT	Função de Transferência
FTMA	Função de Transferência de Malha Aberta
FTMF	Função de Transferência de Malha Fechada
HV	<i>Hybrid Vehicle</i> – Veículo Híbrido
I	Integrador
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i> – Transistor Bipolar de Porta Isolada
LCD	<i>Liquid Crystal Display</i> – Visor de Cristal Líquido
Li-íon	Lítio-Íon
MCC	Modo de Condução Contínua
MCD	Modo de Condução Descontínua

MIPS	Milhões de Instruções por Segundo
Ni-Cd	Níquel-Cádmio
Ni-Mh	Níquel Metal Hidreto
PF	Fator de Potência
PFC	<i>Power Factor Correction</i> – Correção de Fator de Potência
PHEV	<i>Plug-In Electric Vehicle</i> – Veículo Híbrido para Tomada
PI	Proporcional-Integral
PID	Proporcional-Integral-Derivativo
PSP	<i>Parallel Slave Port</i> – Porta Escrava Paralela
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> – Modulação por Largura de Pulso
RAM	<i>Random Access Memory</i> – Memória de Acesso Aleatório
RFI	<i>Radio Frequency Interference</i> – Interferência por Radiofrequência
RISC	<i>Reduced Instruction Set Computing</i> – Computador com Conjunto de Instruções Reduzidas
SSP	<i>Synchronous Serial Port</i> – Porta Serial Síncrona
UK	United Kingdom
USA	United State of America
USART	<i>Universal Synchronous Asynchronous Receiver Transmitter</i> – Transmissor/Receptor Universal Síncrono e Assíncrono
VRLA	<i>Valve Regulated Lead-Acid</i> – Bateria de Chumbo Ácido com Válvula
ZE	<i>Zero Emission</i> – Emissão Nula de CO ₂ (gás carbônico)

LISTA DE SÍMBOLOS

A_e	Área do entreferro
A_w	Área da janela do núcleo
C_1	Capacitor de filtro de saída do conversor <i>bridgeless</i>
C_b	Capacitor de bloqueio
C_{o2}	Capacitor de filtro de saída do conversor <i>FB-ZVS-PS</i>
D	Razão cíclica
D_1, D_2	Diodo retificador do conversor <i>bridgeless</i>
D_{bat}	Diodo de anti-retrocesso de corrente
D_{efec}	Razão cíclica efetiva
D_{min}	Razão cíclica mínima
D_{r3}, D_{r4}	Diodo retificador do conversor <i>FB-ZVS-PS</i>
f_s	Frequência de comutação
$I_{(Dr3,Dr4)ef}$	Corrente eficaz nos diodos
$I_{(Dr3,Dr4)med}$	Corrente média nos diodos
$I_{(S3,S4)ef}, I_{(S5,S6)ef}$	Corrente eficaz nos interruptores
$I_{(S3,S4)med}, I_{(S5,S6)med}$	Corrente média nos interruptores
I_{bnom}	Corrente nominal de carga
i_{C1}	Corrente instantânea do capacitor de filtro de saída C_1
I_{cm}	Corrente pulsada de coletor
I_{cn}	Corrente de coletor
I_{Co1ef}	Corrente eficaz no capacitor de filtro de saída
i_{D1}	Corrente instantânea no diodo D_1
I_{D1}	Corrente de pico no diodo D_1
iD_{1ef}	Corrente eficaz no diodo D_1
iD_{1med}	Corrente média no diodo D_1
I_f	Corrente máxima no diodo
I_{fms}	Corrente não repetitiva de pico
i_{Lb}	Corrente instantânea no indutor <i>boost</i>
I_{Lbef}	Corrente eficaz no indutor de filtro de saída
I_{Lbpk}	Corrente de pico no indutor de filtro de saída

i_{Lo}	Corrente instantânea no indutor de filtro de saída
I_{Loef}	Corrente eficaz no indutor de filtro de saída
I_{Lopk}	Corrente de pico no indutor de filtro de saída
i_{Lr}	Corrente instantânea no indutor ressonante
I_o	Corrente média de saída
I_{S2}	Corrente pico no interruptor principal S_2
I_{S2ef}	Corrente eficaz no interruptor S_2
I_{S2med}	Corrente média no interruptor S_2
i_{S3}, \dots, i_{S6}	Corrente instantânea nos interruptores S_3, S_6
J_{max}	Densidade de corrente no condutor
ku	Possibilidade de execução
K_w	Fator de utilização da janela do núcleo
L_b	Indutor de filtro de entrada
L_m	Indutância magnetizante
L_o	Indutor de filtro de saída
L_r	Indutor ressonante
n	Relação de transformação
N_L	Número de espiras do indutor
nL	Número de fios em paralelo
P_o	Potência nominal de saída
R_o	Resistência de carga do conversor <i>bridgeless</i>
R_{se2}	Resistência série equivalente
S_1, S_2	Interruptores principais do conversor <i>bridgeless</i>
S_3, S_4, S_5, S_6	Interruptores principais da ponte do conversor <i>FB-ZVS-PS</i>
S_L	Seção transversal do condutor que constitui o indutor
T	Período de comutação
t_f	Tempo de decida
t_r	Tempo de subida
T_r	Transformador com <i>tap</i> central
t_{rr}	Tempo de condução reversa
v_{ab}	Tensão no lado primário
V_{bat}	Tensão de saída do conversor <i>FB-ZVS-PS</i>

V_{batmax}	Tensão máxima de saída do conversor <i>FB-ZVS-PS</i>
V_{bcar}	Tensão típica de carga
V_{bdes}	Tensão de descarregamento plena
V_{beq}	Tensão de equalização
V_{bflu}	Tensão de flutuação
V_{bnom}	Tensão nominal da bateria
v_{C1}	Tensão instantânea no capacitor de filtro de saída C_1
V_{ce}	Tensão coletor-emissor
V_{D1}	Tensão de pico no diodo D_1
V_{des}	Tensão de descarga no capacitor de filtro de saída
V_e	Tensão de entrada conversor <i>FB-ZVS-PS</i>
V_{emax}	Tensão máxima de entrada
V_f	Tensão de condução no diodo
V_{gs}	Tensão de gatilho
v_{GS1}, v_{GS2}	Tensão de gatilho dos interruptores S_1, S_2
v_{GS3}, \dots, v_{GS6}	Tensão de gatilho dos interruptores S_3-S_6
V_i	Tensão alternada da rede elétrica
V_{imin}	Tensão mínima de entrada
v_{Lb}	Tensão instantânea no indutor <i>boost</i>
v_{Lr}	Tensão no indutor ressonante
V_o	Tensão nominal de saída do conversor <i>bridgeless</i>
V_r	Tensão reversa máxima
v_{S2}	Tensão instantânea no interruptor S_2
v_{sec}	Tensão no lado secundário
β	Relação de tensões
B_{max}	Máxima densidade de fluxo magnético
δ	Entreferro do núcleo (<i>gap</i>)
Δi_{Lb}	Ondulação de corrente no indutor <i>boost</i>
Δi_{Lbmax}	Ondulação máxima de corrente no indutor <i>boost</i>
$\overline{\Delta i_p}$	Ondulação de corrente parametrizada
Δt	Diferencial de tempo
ΔV_{Cb}	Ondulação de tensão no capacitor de bloqueio

$\Delta v_{C_{o1}}$	Ondulação de tensão no capacitor de filtro de saída C_{o1}
$\Delta \varphi$	Diferença de fase
η	Rendimento do conversor
π	Constante de curvatura
ω	Frequência angular

INTRODUÇÃO GERAL

O presente trabalho, intitulado “Carregador de Baterias Monofásico para Aplicação em Veículos Elétricos”, visa contribuir com a problemática ambiental que atravessam as grandes cidades do mundo na atualidade.

Neste sentido, a utilização de veículos tracionados por energia elétrica pode contribuir com a redução das emissões de CO₂ (gás carbônico) no meio ambiente. No entanto, este tipo de veículo ainda não é utilizado massivamente pela sociedade, devido às complicações logísticas e, principalmente, ao elevado custo.

Nos últimos anos, a tecnologia que envolve a fabricação deste tipo de veículos tem experimentado grandes avanços. Como exemplo, podem-se citar veículos elétricos comerciais que atingem autonomias de até 150 km, velocidades máximas de até 140 km/h e potências equivalentes a 107 CV, como é o caso do modelo *Nissan-Leaf*, que se encontra no topo da lista dos dez melhores veículos elétricos da Europa no ano 2011[4]. Entretanto, o ponto fraco deste tipo de veículo sempre consistiu na baixa capacidade de armazenamento de energia que possuem em comparação àqueles que recorrem à utilização de combustíveis fósseis e motores de combustão interna. O descobrimento de novas tecnologias de armazenamento de energia, como é o caso as baterias de lítio-íon com densidade de energia superior a suas antecessoras, ou seja, as baterias de chumbo-ácido, tornou viável a construção deste tipo de veículos na atualidade.

As baterias de lítio-íon têm sido utilizadas com bastante sucesso há alguns anos em equipamentos eletrônicos portáteis. Estas baterias são construídas com metal lítio, o que significa que são recicláveis e não emitem gases de evaporação no meio ambiente. Na América do Sul, este metal é abundante, sendo que a maior reserva do mundo localiza-se na planície do Salar de Uyuni, na Bolívia.

Outro aspecto que torna interessante a utilização desta nova tecnologia é a questão econômica, pois a energia elétrica é bem mais barata do que aquela proveniente do petróleo e combustíveis fósseis. Neste sentido, a utilização dos veículos elétricos em termos da energia permite uma redução de custos de até 12 vezes em comparação a um veículo a combustão interna [1].

Diante deste contexto, e através dos conhecimentos obtidos na formação acadêmica do curso de mestrado da Faculdade de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará, foi possível idealizar, projetar e construir um protótipo de carregador de baterias, que por sua vez pode ser utilizado no carregamento de baterias dos futuros veículos elétricos e, assim, contribuir com os avanços tecnológicos.

A ideia proposta neste trabalho consiste em criar um carregador de potência para aplicação residencial que possa ser conectado a uma rede de 220 V. Assim, os usuários de veículos elétricos poderiam carregar seus automóveis em casa durante algumas horas, justamente enquanto estes não estão sendo utilizados.

Assim, propõe-se um carregador de baterias composto por dois estágios de processamento de energia e um circuito digital de supervisão. No primeiro estágio, tem-se o conversor *bridgeless*, responsável por realizar a correção de fator de potência, retificar a tensão alternada da rede elétrica e elevar a tensão a um nível CC de 400 V, que posteriormente é entregue para o segundo conversor. No caso do segundo estágio, tem-se o conversor *full-bridge* com característica de comutação suave usando a modulação por deslocamento de fase. Este conversor é responsável pelo isolamento em alta frequência e ajuste dos níveis de tensão e corrente que são aplicados ao banco de baterias. A estrutura deste trabalho é dividida em cinco capítulos, os quais são descritos a seguir.

No Capítulo 1, é realizado um estudo teórico acerca da evolução dos veículos elétricos ao longo do tempo, tipos e variações que existem na atualidade, princípio de funcionamento e principais características. É realizado também um estudo detalhado focado nos princípios de funcionamento dos acumuladores de energia e dos tipos de baterias tracionárias existentes para este tipo de aplicação. São apresentadas também as técnicas de carregamento para cada tipo de bateria existente no mercado. Então, é desenvolvido um estudo do estado da arte dos conversores utilizados neste tipo de aplicações, e são propostas topologias para cada uma das etapas de operação do carregador.

Nos Capítulos 2 e 3, é realizado um estudo sobre o funcionamento dos conversores *bridgeless* e *full-bridge* com modulação por deslocamento de fase, respectivamente, contando também com a análise matemática e por simulação numérica. São estudadas e implementadas técnicas de controle apropriadas para os dois conversores. No final de cada capítulo, é proposto um exemplo de projeto com as especificações desejadas.

Já no Capítulo 4, tem-se o projeto e simulação do circuito digital de supervisão. Por meio de fluxogramas, é mostrada a lógica de funcionamento do *software* encarregado de aplicar as técnicas de supervisão.

No Capítulo 5, são mostrados os resultados experimentais e formas de onda para ambos os estágios de processamento montados em laboratório.

Por fim, são discutidas as principais conclusões acerca deste trabalho, bem como apresentadas sugestões pertinentes para o desenvolvimento de trabalhos futuros.

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO AOS SISTEMAS ELETRÔNICOS DE POTÊNCIA APLICADOS A VEÍCULOS ELÉTRICOS

1.1 INTRODUÇÃO

Nos últimos anos, presenciaram-se grandes avanços tecnológicos em todas as áreas da ciência e da tecnologia, a exemplo de Telecomunicações, Genética, Informática, entre outras. A Eletrônica de Potência também se inclui neste caso. No entanto, o sonho de ter Veículos Elétricos (*EV's*) circulando nas ruas em substituição aos meios de transporte tradicionais (isto é, os veículos que utilizam combustíveis fósseis não renováveis), ainda não aconteceu de forma abrangente. Não atribuída a limitações da tecnologia eletrônica ou mecânica, esta demora persiste devido ao atraso no desenvolvimento da tecnologia das baterias. Nos dias atuais, ainda se tem o umbral da era dos *EV's* tão esperados em todo o mundo.

Dados recentes revelam que o rendimento e a autonomia dos *EV's* aumentaram consideravelmente nos últimos anos, o que torna viável atualmente a fabricação e comercialização deste tipo de veículo nas grandes cidades [1].

Diante de toda a informação supramencionada, devem-se ressaltar alguns elementos importantes que serão destacados ao longo do desenvolvimento deste trabalho. Primeiro, é necessário um estudo sobre a evolução dos veículos elétricos, levando à vanguarda tecnológica e comercial de *EV's*. Como segundo ponto, destaca-se o estudo de baterias aplicadas a *EV's*, bem como respectivas características, capacidades e curvas de carga. Por fim, o estudo culmina nos carregadores aplicados a estes tipos de baterias, no que se refere a protótipos comerciais, topologias existentes, e também estruturas mais adequadas e eficientes, que são especificamente o foco principal do projeto.

1.2 HISTÓRIA E EVOLUÇÃO DOS *EV'S*

Os *EV's* surgem como alternativa aos automóveis convencionais com a premissa “*Zero Emission*”. Isto significa que estes veículos produzem “emissões nulas” de gases causadores do efeito estufa produzidos pelos veículos automotores atuais. A utilização de *EV's* também envolve energias limpas, que poderiam advir de fontes renováveis, como estações de geração fotovoltaica ou centrais de geração eólica, as quais já existem, por exemplo, nos estados do Ceará e Rio Grande do Norte, que possuem grande potencial eólico.

Os *EV's*, no entanto, não são invenções recentes. É difícil saber com precisão quando surgiu o primeiro protótipo de veículo elétrico, mas, sem dúvida, isto está relacionado à criação e ao desenvolvimento dos primeiros protótipos de baterias no ano de 1832 [1].

A Figura 1.1 mostra o modelo de um dos primeiros carros elétricos. Este exemplar possuía autonomia de 1609 km para um banco de baterias não recarregáveis. A partir de então, diversos automóveis elétricos foram desenvolvidos no decorrer do tempo, como mostra a Tabela 1.1, que demonstra a linha temporal da evolução dos *EV's*.

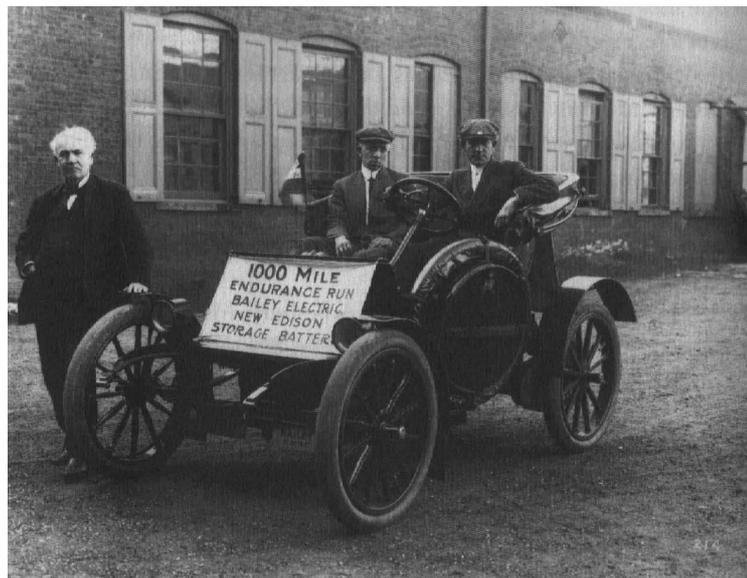


Figura 1.1 – Thomas Edison e o protótipo Bailey.

Ref. (Edison National Historic Site U.S) [2].

Tabela 1.1 – Linha do tempo dos *EV's* [1].

<i>Ano</i>	<i>Descrição</i>
1834	Thomas Davenport cria a primeira bateria não recarregável para a utilização em veículos elétricos.
1859	Gastón Plante cria a primeira bateria recarregável de chumbo-ácido.
1889	Thomas Edison construiu o primeiro veículo elétrico usando baterias de níquel alcalinas.
1895	Primeira competição de carros nos Estados Unidos, onde um <i>EV</i> ganhou a prova.
1903	A primeira multa por excesso de velocidade nos Estados Unidos foi para um veículo híbrido.
1912	Os <i>EV's</i> mostram ter um bom desempenho na neve, sendo esta uma

	diferença importante em relação aos automóveis movidos à gasolina.
1952	Recorde de autonomia, onde o modelo <i>Saied Motia</i> foi conduzido por 370 km com apenas uma carga das baterias.
1983	Uma frota de veículos elétricos foi conduzida de San José a San Francisco (Califórnia USA), por 161 km, no percurso de ida e volta com somente uma carga.
1994	Recorde de velocidade para o <i>EV-1</i> , de 300 km/h no estado da Califórnia (USA).
1997	Toyota apresenta a produção do <i>Prius</i> , sendo este um veículo híbrido (gasolina-eletricidade), em Tóquio, Japão.
2002	A Toyota apresenta o RAV4EV (veículo puramente elétrico), sendo que as vendas estimadas para o período de dois anos foram realizadas em apenas oito meses.
2003	O modelo T-Zero da <i>AC Propulsion</i> obtém os melhores resultados para um <i>EV</i> : 482 km de autonomia, aceleração de 0-97 km/h em 3,6 s e velocidade máxima de 160 km/h.
2006	O modelo <i>Wrightspeed XI</i> atingiu de 0 a 97 km/h em 3,6 s.
2010	Atualmente, todas as grandes companhias de veículos no mundo têm protótipos avançados de veículos elétricos prontos para entrarem no mercado.

Este roteiro fornece uma perspectiva adequada de como os veículos elétricos evoluíram ao longo do tempo, com aumento de capacidade e melhoria das autonomias, velocidades máximas que podem atingir, entre diversas outras características importantes. Progressivamente, surgiram também algumas variações que se tornaram mais populares, como é o caso dos veículos híbridos, muito populares atualmente nos Estados Unidos. Este tipo de transporte alternativo urbano está dividido em três grandes grupos, diferenciados entre si pelas características que apresentam como:

- Veículos híbridos;
- *Plug-in* híbridos;
- Completamente elétricos.

1.2.1 Veículos Híbridos (HV)

O veículo híbrido mostrado na Figura 1.2 é um veículo de propulsão alternativa que combina dois tipos de motores de distinta natureza para sua locomoção. Nesse caso específico, tem-se um motor alimentado por energia elétrica, mostrado na Figura 1.3, e outro de combustão interna a gasolina. Uma das maiores vantagens dos veículos híbridos é o reaproveitamento maior de 30% da energia em comparação às contrapartes convencionais de combustão interna a gasolina com mesma capacidade, que recuperam somente 19%. Essa diferença entre a eficiência dos veículos citados deve-se principalmente à melhor capacidade de armazenamento das baterias e ao reaproveitamento da energia cinética, que é transformada novamente em energia elétrica devido aos freios regenerativos que normalmente esta tecnologia agrega.



Figura 1.2 – Toyota Prius (Modelo representativo de veículo híbrido)

Ref.(Toyota Company SA) [3].

Ao final do ano 2009, já existiam no mundo dois milhões e meio de veículos híbridos. Estes veículos são advindos majoritariamente dos Estados Unidos com 1,6 milhões de unidades, do Japão, com 640 mil unidades, e da Europa, com mais de 235 mil veículos híbridos. Companhias como Toyota Motors Corporation, Honda Motors e Ford são as principais produtoras deste tipo de tecnologia.

É importante mencionar que, apesar da eficiência que esses veículos demonstram devido ao uso da eletricidade, não são completamente “limpos”. Isto significa que à medida que se usa o motor de combustão interna a gasolina, segue-se emitindo gases tóxicos (CO₂) no meio ambiente.

Com a utilização de veículos híbridos, pode-se alcançar uma economia de combustível de até 80% na cidade, e 40% nas autoestradas, minimizando consideravelmente o impacto ambiental causado pela emissão de CO₂ sob as mesmas proporções.



Figura 1.3 – Motor elétrico de propulsão para veículos híbridos.

Ref. (Toyota Company US) [3]

Por tudo o que foi mencionado acerca deste tipo de veículo, e em termos de eficiência, o veículo híbrido representa um marco jamais alcançado por automóveis de transporte urbano quando se trata de eficiência energética.

A Figura 1.4 mostra a imagem de um banco de baterias para utilização em veículos híbridos. Neste caso específico, tem-se um banco de baterias de Ni-Mh que é instalado em automóveis híbridos da Nissan.



Figura 1.4 - Módulo de baterias Ni-Mh para veículos híbridos.

Ref. (Nissan Company USA) [4]

1.2.2 Veículos *Plug-In* Híbridos (*PHEV's*)

Os *PHEV's*, do inglês “*Plug-In Electric Vehicles*”, são veículos híbridos que têm a capacidade de recarregar as baterias por meio de tomadas elétricas, além de recarregá-las através do gerador do motor de gasolina. Os *PHEV's* aumentam a capacidade da bateria e do motor elétrico em comparação com o veículo puramente híbrido, e diminuem a capacidade e tamanho do motor de combustão a gasolina. Assim, é necessário recarregar em alguns casos as baterias do veículo por meio de fontes externas de energia elétrica. A partir dessa característica, tem-se a utilização do termo “*plug-in*”, já que se pode eventualmente recorrer a uma tomada doméstica para recarregar as baterias. A Figura 1.5 mostra as características que um veículo deve agregar obrigatoriamente.

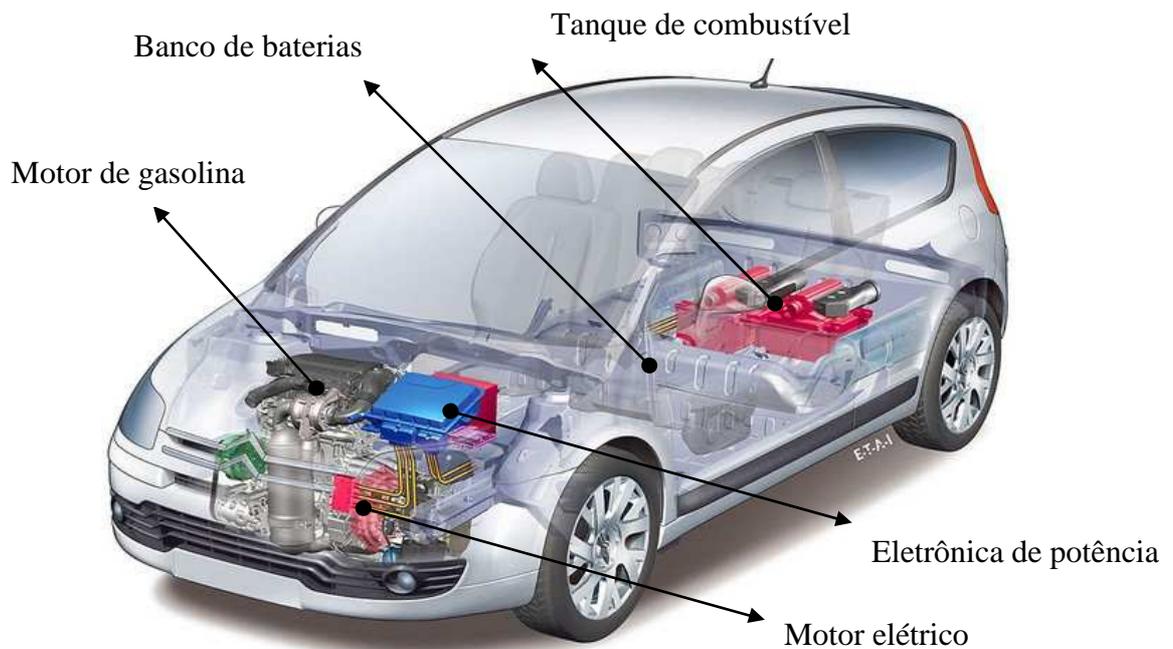


Figura 1.5 - Veículo *PHEV* Chevrolet Volt.

Ref.(Veículos Híbridos) [5]

Um veículo de tipo *PHEV* compartilha ou combina as principais características de um veículo híbrido tradicional e de um elétrico. O primeiro *PHEV* comercial do mundo foi o modelo Sedan F3DM, que possuía autonomia de 109 km, fabricado pela empresa chinesa BYD e lançado ao mercado no final de 2008. As principais empresas automobilísticas anunciaram que lançariam seus modelos de *PHEV's* entre os anos 2010 e 2012, gerando, desse modo, grande expectativa nos consumidores.

Dentre todo este conjunto de especificidades técnicas, diz-se que um veículo híbrido pode ser considerado como tal quando possui no mínimo uma autonomia de 16 km em modo exclusivamente elétrico, ou seja, utilizando apenas a energia armazenada nas baterias, sem auxílio do motor de combustão interna. Além disso, a carga utilizada pelas baterias deve ser proveniente de fontes renováveis de energia, como sistemas eólicos ou fotovoltaicos.

Um dos principais problemas enfrentados pelos usuários dos *EV's* é o temor de que a bateria esgote sua carga antes que cheguem a seus destinos. Por sua vez, isto não ocorre com os *PHEV's*, já que possuem o motor de combustão, que entra em funcionamento em caso de descarregamento da bateria. Deve-se ressaltar também que os *PHEV's*, em comparação com os *HV's*, possuem uma bateria de maior capacidade e melhor tecnologia (lítio-íon), o que os posiciona um passo à frente dos *HV's*.

1.2.3 Veículos Completamente Elétricos (*EV's*)

Os veículos elétricos, mais conhecidos por sua sigla em inglês "*EV's*", são tracionados através de motores elétricos, os quais podem ser do tipo rotativo, linear ou inercial. O motor dos *EV's* deve ser alimentado por algum tipo de acumulador de energia, especificamente por bancos de baterias, que devem ser instalados no veículo.

O modelo mais representativo deste tipo de *EV's* até o momento é o Toyota Rav-4, lançado nos Estados Unidos e representado na Figura 1.6. Este exemplar teve grande aceitação pelo público consumidor, mas não é o único protótipo de *EV* em funcionamento, já que existe uma variedade desses veículos ao redor do mundo.

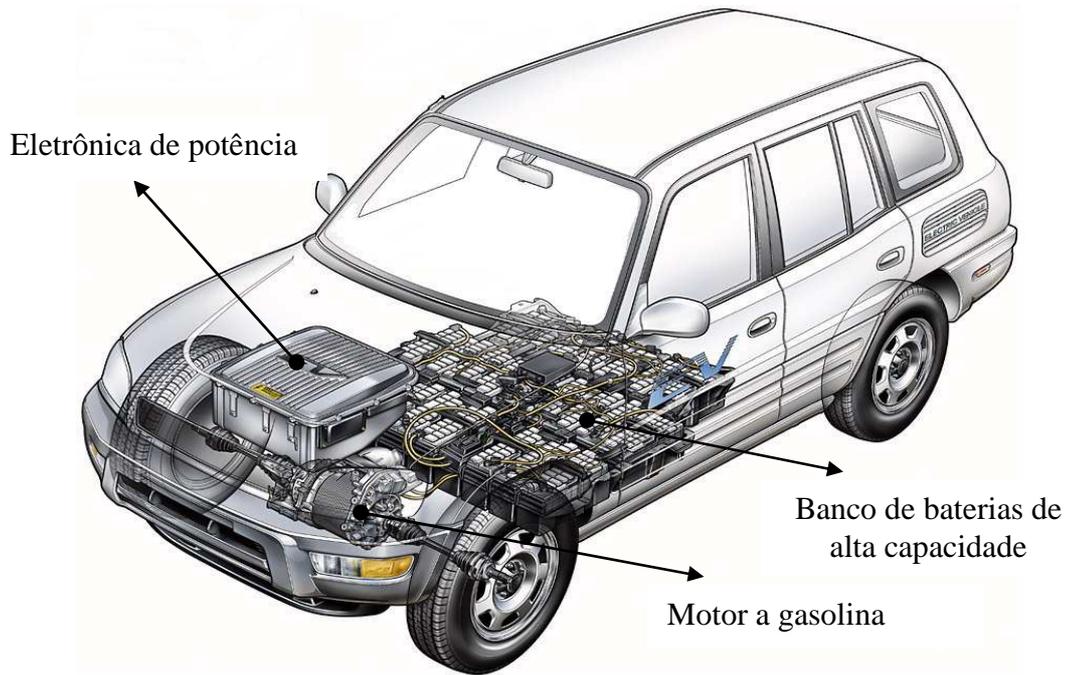


Figura 1.6 – EV Toyota Rav4.
Ref.(Toyota Company US) [1].

São também considerados *EV's* quaisquer outros tipos de meios de transporte e de trabalho que utilizam a energia elétrica para seu funcionamento ou locomoção, a saber:

- Bicicletas elétricas (China);
- Motocicletas elétricas (Japão, Brasil);
- Veículos de entrega (Correios de Paris);
- Veículos para funcionários de companhias (Google U.S., Usina de Itaipu – Brasil);
- Ônibus elétricos urbanos (Espanha);
- Empilhadeiras (indústria em geral).

Os *EV's* também existem no Brasil, tanto importados como frutos do desenvolvimento tecnológico nacional. Por exemplo, no Ceará, a concessionária de energia elétrica Coelce, em 2009, importou três protótipos com autonomia de até 80 km, oito horas de tempo de recarga das baterias e velocidade máxima de 80 km/h. Outro caso interessante é o do FCC II (*Fiat Concept Car II*), desenvolvido completamente no Brasil pela Fiat nos laboratórios de BENIN, com 59 kW de potência, que possui 93 baterias de lítio-íon e autonomia de até 100 km.

Para informações mais detalhadas acerca da construção e projeto de veículos elétricos, deve-se consultar a referência [6].

1.3 TECNOLOGIA E TIPOS DE BATERIAS

Nesta seção, é realizado um estudo dos acumuladores elétricos, também conhecidos como baterias. Primeiro, tem-se o acompanhamento histórico da evolução tecnológica das baterias. Então, segue a descrição do princípio básico de funcionamento das baterias e, finalmente, o estudo detalhado sobre o tipo de baterias que podem ser aplicadas em veículos elétricos, destacando-se quais técnicas de carregamento são mais apropriadas para os distintos tipos de baterias existentes.

1.3.1 História e Desenvolvimento Tecnológico das Baterias

A história da criação das baterias e seu princípio básico de funcionamento são bastante conhecidos. O primeiro registro sobre a existência de um tipo de bateria ou acumulador de energia elétrica data do ano 250 a.C., na Síria. A Figura 1.7 mostra uma vasilha de cerâmica com uma barra de ferro introduzida ao centro e um cilindro de cobre que circunda essa barra, a qual, quando cheia de vinagre, pode produzir até 1,1 V de tensão contínua entre seus terminais.

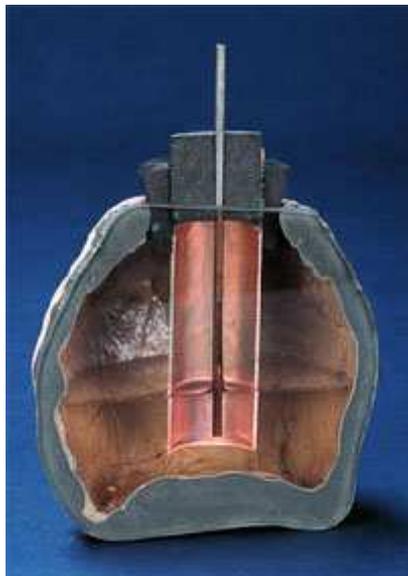


Figura 1.7 – Primeira bateria (princípio eletroquímico) [7].

Os marcos seguintes sobre a criação da eletricidade datam do ano 1800, com Alessandro Volta, que descobriu o princípio da eletrólise e concluiu que era possível obter uma tensão elétrica (“voltagem”) contínua ao se utilizar certos fluidos como condutores para

promover a reação química entre metais. Volta também havia descoberto que as células individuais podiam ser associadas em série para aumentar a diferença de potencial entre seus terminais. Dessa maneira, nasceu a primeira bateria. A Tabela 1.2 mostra como evoluíram as baterias no decorrer do tempo.

Em 1802, Dr. Willian Cruickshank desenvolveu uma bateria com capacidade de ser produzida em série, sendo constituída de lâminas de cobre quadradas e soldadas em uma ampla caixa de madeira retangular que utilizava a salmoura ou ácido diluído como eletrólito. Tal caixa continha sulcos que permitiam a manutenção e ajuste da posição do espaçamento adequado entre as placas. Essa bateria foi utilizada pela primeira vez para iluminar a abóbada da *Royal Institution* de Londres, utilizando-se lâmpadas de arco-elétrico de carvão.

Em 1859, o físico Francês Gastón Plante inventou a primeira bateria recarregável de chumbo-ácido, que é a tecnologia atualmente utilizada na maioria das aplicações que requerem o armazenamento de energia.

Tabela 1.2– Linha do tempo das baterias elétricas [7].

<i>Ano</i>	<i>Autor</i>	<i>Descrição</i>
1600	Gilbert (UK)	Estudos sobre o princípio da eletrólise.
1791	Galvani (Itália)	Descobrimto da eletricidade em animais.
1800	Volta (Itália)	Invenção da primeira célula de voltagem.
1802	Cruikshank (UK)	Primeira bateria elétrica de produção em série.
1820	Ampere (França)	Geração de eletricidade através de magnetismo.
1833	Faraday (UK)	Publicação da lei de Faraday.
1836	Daniell (UK)	Invenção da célula de Daniell.
1839	Grove (UK)	Invenção da célula de combustível.
1859	Planté (França)	Invenção da bateria de chumbo-ácido.
1868	Leclanché (França)	Invenção da célula de Leclanché.
1888	Gassner (USA)	Conclusão da célula seca (sólida)
1899	Jugner (Suécia)	Invenção das baterias de níquel-cádmio.
1901	Edison (USA)	Invenção das baterias de níquel-ferro.
1932	Shlecht&Ackermann (GER)	Invenção da placa de pólo sintetizado.
1947	Neumann (França)	Selado exitoso das baterias de níquel cádmio.
1960	Union Carbide (USA)	Desenvolvimento das primeiras baterias alcalinas.
1970	-----	Desenvolvimento das baterias de chumbo-ácido com válvula.
1990	-----	Comercialização das baterias de níquel metal hidreto.
1991	Sony (Japão)	Disponibilização no mercado das baterias de lítio-íon.

É importante destacar que a geração de energia elétrica por meio do princípio eletromagnético foi descoberta relativamente mais tarde apenas em 1820, em comparação com a geração eletroquímica através das baterias elétricas.

As investigações sobre as baterias de níquel-metal se iniciaram em 1970, embora essa célula mostrasse instabilidade ao início de sua criação. Em meados de 1980, esse problema foi superado com a adição de hidreto à composição, nascendo, assim, as baterias de níquel-hidreto metálico, sendo lançadas no mercado a partir da década de 1990.

Seguindo a linha do tempo sobre o desenvolvimento das baterias elétricas, chega-se finalmente à criação das baterias de lítio-íon. As primeiras investigações sobre esse tipo de bateria começaram na década de 1970, apresentando, também, um problema de instabilidade no processo de carregamento. Porém, esse problema logo foi solucionado com a substituição do metal lítio por íons de lítio. Mesmo essa configuração com menor densidade de carga demonstrou que as baterias de Lítio-Íon eram seguras, sendo, então, a partir de 1991, comercializadas pela *Sony Corporation* no Japão, observando-se certas precauções e recomendações de segurança na hora de carregá-las.

Embora o custo seja muito elevado, atualmente os veículos elétricos *EV's* têm como alvo a utilização desta tecnologia de baterias. Suas características como alta capacidade e densidade de energia são ideais para a construção de veículos elétricos.

1.3.2 Princípio de Funcionamento das Baterias

Uma bateria pode ser considerada como uma central produtora de energia elétrica a partir de energia química. Seu princípio de funcionamento é explicado através do conhecido efeito Galvani, pesquisador que colocou um sapo em um recipiente com dois metais diferentes submergidos em uma solução condutora, produzindo, assim, uma reação no animal por meio do efeito do fluxo dos elétrons através de seu corpo e do fluido. Este fenômeno é também conhecido como eletrólise, sendo ilustrado na Figura 1.8.

Para entender o efeito da eletrólise, identificam-se dois tipos de materiais ativos com propriedades diferentes. O primeiro, chamado de catodo ou terminal positivo, não deve conter muitos elétrons, enquanto o segundo, em contrapartida, denominado anodo ou terminal negativo, é rico em elétrons. Os materiais ativos normalmente são dispostos em estado sólido como o chumbo, embora possam ser líquidos, como o sulfato sódico, ou gasosos (zinco gasoso ou alumínio gasoso). Quando uma carga é conectada a uma bateria, externamente existe um fluxo de elétrons do pólo positivo para o pólo negativo através da carga, o que

ocorre devido à tensão existente entre os terminais. No entanto, no interior da bateria existe um fluxo que se direciona do terminal negativo ao positivo para manter o fluxo interno da bateria. Para manter esta dinâmica, devem-se escolher matérias ativas que possuam, no caso do anodo, um elevado potencial de oxidação, e, no caso do catodo, um elevado potencial de redução, garantindo assim uma eletrólise sustentável.

Por exemplo, o metal de lítio possui um potencial de $+3,045\text{ V}$ em referência ao hidrogênio, e por isso o lítio é propenso a transferir elétrons, já que possui elevado potencial de redução. Por outro lado, o flúor possui um potencial de $-2,87\text{ V}$ em relação ao hidrogênio, possuindo potencial negativo que o torna propenso a receber elétrons e, conseqüentemente, elevado potencial de oxidação. Esses dois compostos formam um bom par para a construção de uma bateria, mas na prática outros fatores são também considerados, como a compatibilidade dos materiais, custos e riscos entre as reações químicas, entre outros fatores.

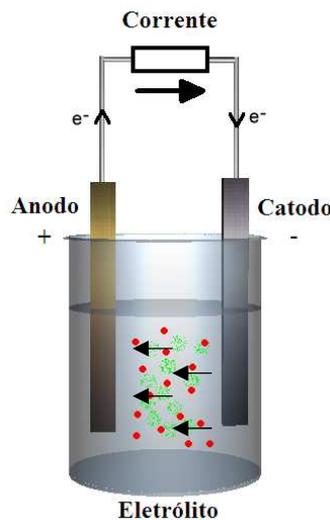


Figura 1.8 – Funcionamento interno de uma bateria de chumbo-ácido etapa de descarregamento.

1.3.3 Características Importantes das Baterias

Pode-se agrupar diferentes materiais ativos sob as mesmas características expostas anteriormente no momento da construção de uma bateria. Devido às distintas características e natureza dos materiais, alguns apresentarão melhores ou piores densidades de energia, como mostra a Tabela 1.3.

Tabela 1.3 – Principais características das baterias [7].

<i>Tipo de bateria</i>	<i>Tensão da bateria por célula [V]</i>	<i>Variação de temperatura [°C]</i>	<i>Ciclos de carga por módulo</i>
Chumbo-ácido	2,1	35-70	600
Níquel-cádmio	1,25	30-50	2000
Níquel-metal hidreto	1,4	20-60	600
Níquel-zinco	1,6	40-65	250
Níquel-ferro	1,25	40-80	800
Sódio-sulfuro	2,08	300-400	350
Zinco-ar	1,62	0-45	70
Lítio-ferro	1,66	400-450	500
Lítio-polímero	3,5	0-100	300

Dentre as principais características das distintas combinações de metais mostradas na Tabela 1.3, as mais importantes são a tensão por célula, temperatura de trabalho e a quantidade de vezes que essa bateria poderia ser carregada (ciclos de carga), nas quais se destacam, por exemplo, as baterias Ni-Cd, com 200 ciclos de carga úteis. Entretanto, as baterias de Li-Po (polímero de lítio) apresentam uma faixa de temperatura de trabalho de 0 a 100 °C, que é uma característica relevante em aplicações como os *EV's*.

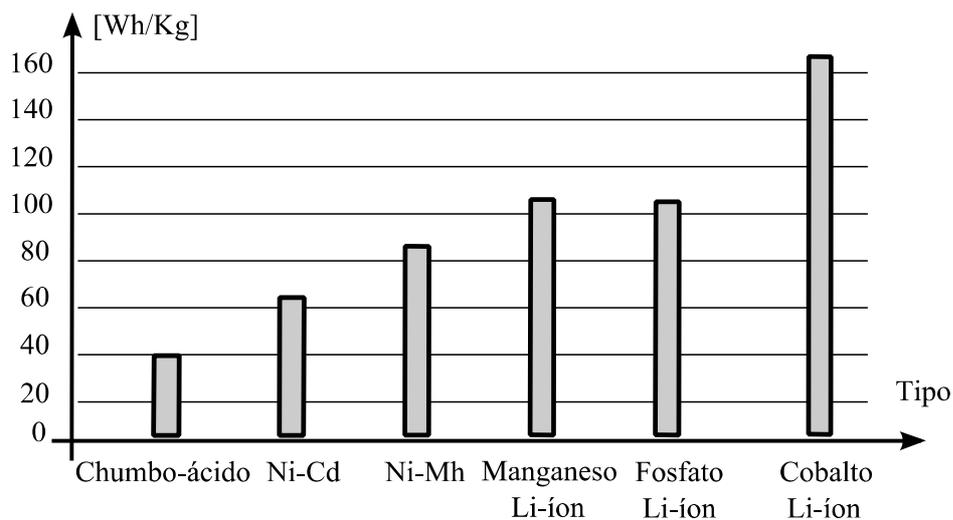


Figura 1.9 – Comparação de densidade de energia [7].

Outro parâmetro a se estudar é a densidade de energia nas baterias, como mostra o gráfico comparativo da Figura 1.9, onde se podem observar as distintas combinações de

metais e as respectivas capacidades de armazenamento de energia em Wh/kg que estas possuem. As baterias de Li-íon, por exemplo, possuem a maior densidade de energia (160 Wh/kg) em comparação às baterias de Ni-Mh, com apenas 90 Wh/kg, ou unidades de chumbo-ácido, com 40 Wh/kg. Por outro lado, a Figura 1.10 relaciona os principais tipos de baterias com a autonomia que podem fornecer a um determinado veículo.

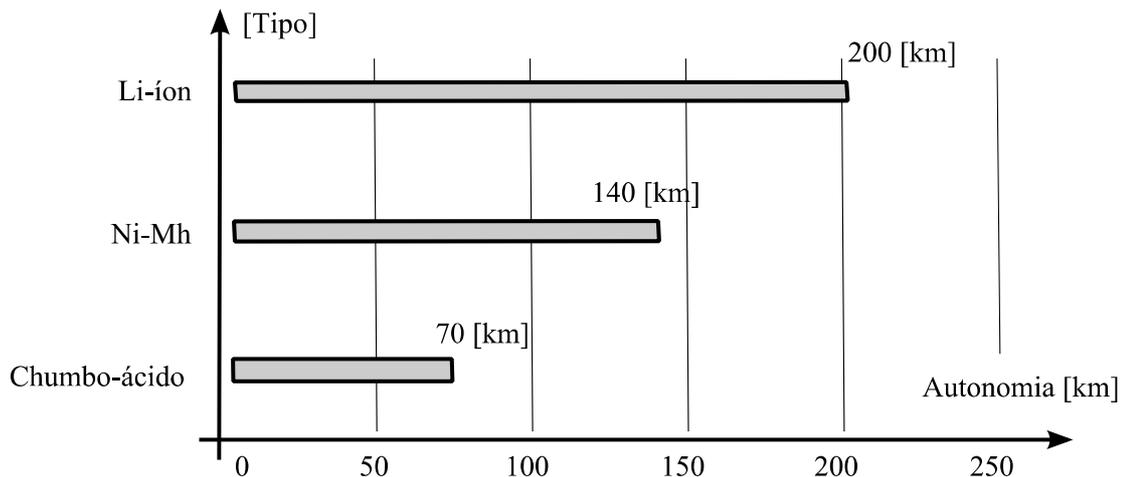


Figura 1.10 – Comparação da autonomia para diversos tipos de bateria.

1.3.4 Baterias de Chumbo-Ácido

A bateria de chumbo-ácido, mostrada na Figura 1.11, é a mais conhecida e difundida no mercado. É utilizada para uma infinidade de aplicações, como, por exemplo, em veículos de combustão interna como fonte que alimenta o motor de arranque e o sistema eletrônico, em sistemas de alimentação ininterrupta de energia (*Uninterruptible Power Supplies – UPS's*), em pequenas versões de sistemas de iluminação de emergência de edifícios, entre tantas outras.

Estas baterias são compostas por seis células com tensão nominal de 2,1 V por célula, que compõem a chamada bateria ou acumulador com tensão nominal de 12 V entre seus terminais. Utilizam ácido sulfúrico dissolvido em água a uma proporção de 1,280 g/ml para carga total e 1,100 g/ml para carga mínima ou sem carga. A placa positiva é composta por chumbo e é recoberta ou impregnada de dióxido de chumbo (PbO_2), e a placa negativa é formada por chumbo esponjoso. Uma das grandes vantagens dessa tecnologia é a grande durabilidade, pois, se conservadas adequadamente, são capazes de agregar uma vida útil de até 20 anos. No entanto, para aplicação em *EV's*, essa bateria apresenta sérias desvantagens, como:

- Reposição periódica de eletrólito;
- Instalação vertical obrigatória;
- Desprendimento de hidrogênio no ar.



Figura 1.11 – Bateria comercial de chumbo-ácido usada em *EV's*.

Com o objetivo de superar esses inconvenientes, surgem, então, as baterias do tipo *VRLA (Valve Regulated Lead-Acid)*, que são unidades seladas de chumbo-ácido com melhores capacidades e desempenho. Tais baterias usam gel como eletrólito e possuem uma válvula que regula automaticamente a emissão de gases de hidrogênio e a pressão interna da bateria. Além dessas qualidades, podem ser instaladas em qualquer posição e não necessitam de manutenção periódica.

Existem atualmente no mercado brasileiro *EV's* que usam esses tipos de acumuladores de energia em forma de banco de baterias, os quais representam uma alternativa ao transporte urbano com um custo muito reduzido por quilômetro percorrido.

Dentre outras variações interessantes das baterias de chumbo-ácido, destacam-se as baterias de esponja de fibra de vidro (EFV), que possuem como eletrólito uma esponja empapada em líquido. Pode-se mencionar como vantagens a menor susceptibilidade a congelamentos e a desnecessidade de ventilação.

1.3.5 Baterias de Níquel Metal Hidreto (Ni-Mh)

As baterias de níquel-metal hidreto (Ni-Mh), do inglês *Nickel metal hydride*, representadas na Figura 1.12, mostraram muita instabilidade em seus experimentos iniciais.

No entanto, com a descoberta de um novo tipo de hidreto de metal, em meados de 1980, foi possível estabilizar as células. O sucesso dessa bateria se deve principalmente à elevada densidade de energia, e, também, ao uso de hidreto de metal, que por sua vez não contamina o meio ambiente. Esse tipo de bateria, por exemplo, possui densidade de energia 40% maior em relação a uma contraparte de Ni-Cd (*Nickel-Cadmium*). Em contrapartida, possui menor durabilidade, já que as altas temperaturas de carga reduzem seu tempo de vida útil, além do fato de que as baterias de Ni-Mh também sofrem o fenômeno de auto-descarregamento.



Figura 1.12 – Banco de baterias Ni-Mh.

Ref.(Toyota Company) [3].

As baterias de Ni-MH substituíram as baterias de Ni-Cd por não causarem danos ao meio ambiente e também pela elevada densidade de energia. Essas baterias representam um passo intermediário em direção à criação das baterias de lítio-íon, que são utilizadas principalmente em telecomunicações e *EV's*. As principais vantagens das baterias de Ni-Mh são:

- Densidades de energia 30 a 40% superiores às baterias Ni-Cd;
- Livres do efeito memória;
- Não é necessária regulamentação ou controle para seu transporte;
- Não poluem o meio ambiente.

Por outro lado, possuem algumas limitações, como:

- Tempo de vida útil limitado, deteriorando-se após 200/300 ciclos de carga para descargas profundas;
- Correntes de descarga limitadas (correntes elevadas de carga comprometem o tempo de vida útil);

- Complexos algoritmos de carga;
- Manutenção periódica (descargas completas para prevenir a formação de cristais nas células).

1.3.6 Baterias de Lítio-Íon (Li-Íon)

As baterias de lítio-íon, mais conhecidas como Li-Íon e ilustradas na Figura 1.13, representam atualmente a tecnologia com melhor potencial e maior êxito no mercado. O lítio é o mais leve dentre todos os metais, possuindo um elevado potencial eletroquímico e a mais alta densidade de energia em comparação às suas contemporâneas de Ni-Mh ou Chumbo-Ácido. Os trabalhos de pesquisa para o desenvolvimento desse tipo de bateria começaram em 1912 com G. N. Lewis. No entanto, sua comercialização não foi possível até o ano 1970, quando surgiram as primeiras baterias de Lítio não recarregáveis, que logo foram lançadas no mercado. Os primeiros protótipos apresentaram problemas devido à própria instabilidade do metal lítio, o que ocorria principalmente no processo de carregamento. Pesquisas posteriores tornaram possível a criação de baterias de lítio não metálico, que utilizavam os íons de lítio, os quais, com a adoção de algumas precauções, permitem a utilização segura da bateria. A empresa *Sony Corporation* começou a fabricá-las e comercializá-las em 1991.



Figura 1.13 – Módulo de baterias Li-íon para EV's.

Ref.(Varta Company) [8].

Atualmente as baterias de Li-Íon são utilizadas principalmente na indústria eletrônica, telefones celulares, computadores portáteis e equipamentos de música. Os avanços desta tecnologia e o bom rendimento das baterias de Li-Íon as tornam alvo de grande interesse na

fabricação de *EV's*, sendo que as principais montadoras de veículos do mundo têm protótipos de veículos elétricos baseados em acumuladores de Li-Íon. Suas principais vantagens são:

- Alta densidade de energia e elevado potencial;
- Baixo índice de auto-descarga;
- Não possuem efeito memória;
- Elevadas correntes de descarga, ideais para baterias do tipo tracionárias.

No entanto, estas possuem algumas limitações:

- Precisam de proteção contra sobretensões e sobrecorrentes;
- Apresentam envelhecimento por uso;
- Elevado custo de fabricação, sendo este 40% maior que uma bateria de Ni-Cd.

Para maiores informações técnicas acerca das tecnologias de baterias aplicadas em veículos elétricos, deve-se recorrer às referências [9] e [10].

1.4 TECNOLOGIA DE CARREGADORES COMERCIAIS DE BATERIAS PARA EV'S

Os primeiros carregadores de baterias aplicáveis a *EV's* surgiram em 1915, acompanhando a invenção das baterias recarregáveis de chumbo-ácido. A Figura 1.14 mostra uma estação de carga utilizada pelos primeiros *EV's*.



Figura 1.14 – Primeira estação de carga para veículos elétricos, datada de 1915 [2].

Existe uma classificação fundamental quando se trata de carregadores de energia para veículos elétricos, mais conhecidos como *EV's Power Charger*, principalmente de acordo com a alocação e a potência, como é mostrado a seguir:

- Carregadores acoplados aos veículos elétricos;
- Carregadores externos;
- Carregadores massivos.

A Figura 1.15 mostra um carregador comercial de baterias para *EV's* fabricado pela *Interlog Company* aplicado a veículos elétricos ou para carregar baterias do tipo tracionárias. Suas principais características são:

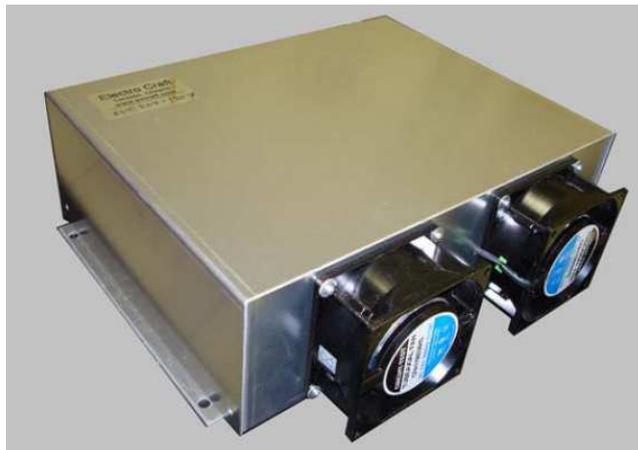


Figura 1.15 – Carregador de baterias de 1,7 kW com PFC (EVC207).
Ref.(Interlog Company) [11]

- Tensão de entrada monofásica CA de 110 V;
- Fonte isolada da rede tipo *onboard*;
- Correção de fator de potência (PFC);
- Tensão de saída CC entre 48 V e 360 V;
- Proteção contra curto-circuito e polaridade invertida;
- Compensação por temperatura ambiente;
- Potência de saída de 1,7 kW

A companhia *Eltec Valery* fabrica um carregador de alta tecnologia e desempenho, mostrado na Figura 1.16, sendo que o modelo 3000IP é aplicado exclusivamente a *EV's* e *Plug in Hybrid*. Esse carregador possui um rendimento de 96%, com a possibilidade de

montagem tipo *onboard*, tornando-se um dos mais completos e sofisticados equipamentos do tipo. Por sua vez, agrega como principais características:

- Tensão de entrada CA universal de 85 a 275 V (*plug in anywhere*);
- Corrente máxima de entrada 14 A;
- Tensão de saída CC de 295 a 421 V;
- Potência de saída de 3060 W;
- Fator de potência maior que 0,99 para 50% de carga.



Figura 1.16 – Módulo carregador de baterias de 3 kW (3000IP).
Ref.(Eltec Valery Charger) [12]

1.5 TÉCNICAS UTILIZADAS PARA CARREGAMENTO DE BATERIAS

Existem diversas recomendações apresentadas pelos fabricantes no momento de realizar o carregamento das baterias para *EV's*, as quais dependem principalmente do tipo de bateria, da capacidade do banco de bateria e do tempo de carga. Embora a técnica consista na manipulação de duas variáveis, que são a tensão e a corrente através da bateria em três ou quatro etapas diferenciadas, em algumas situações deve-se controlar a temperatura para evitar que se ultrapasse o limite de risco, o qual pode danificar a bateria ou produzir acidentes.

1.5.1 Técnicas de Carregamento de Baterias Chumbo-Ácido

O tempo de carregamento típico de uma bateria de chumbo-ácido selada é de 12 a 16 horas, e em alguns casos de até 36 horas para bancos de baterias de grande capacidade. A

técnica de carregamento das baterias de chumbo-ácido deve ser obedecida pela curva da Figura 1.17.

A técnica de carregamento mais recomendada, que permite manter a vida útil da bateria, consiste em três estágios. No primeiro, aplica-se uma corrente constante por um tempo de cinco horas, elevando a tensão da célula até atingir uma tensão nominal. Nesta etapa, a bateria recebe 70% da sua capacidade. Na segunda etapa de carregamento, a intensidade de corrente diminui gradualmente até atingir o ponto onde em que célula se torna saturada, o que quer dizer que a célula não tem mais capacidade de receber carga e isto não permite a circulação de corrente através da mesma. Por outro lado, a tensão aplicada nesta etapa é constante e leva um tempo de aproximadamente cinco horas. Esta segunda etapa é considerada essencial e serve para prolongar o tempo de vida útil da mesma e, caso seja omitida, torna a bateria susceptível à perda da respectiva capacidade de carga máxima [9].

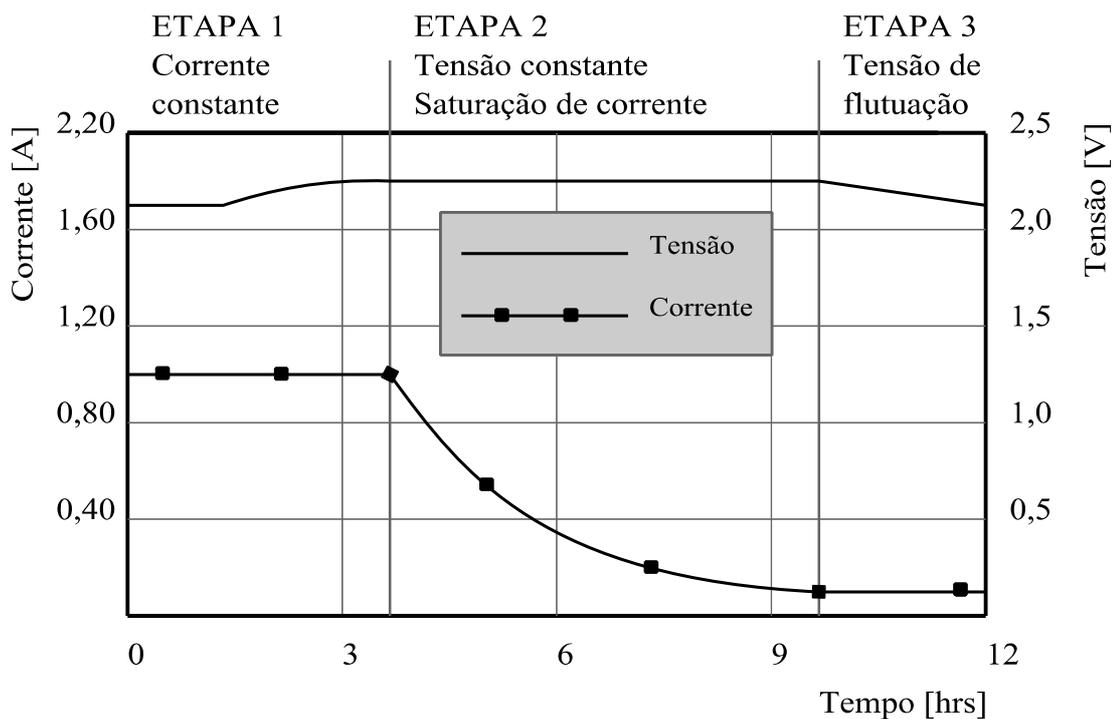


Figura 1.17 – Curva de carga por célula de baterias chumbo-ácido [7].

Finalmente, a terceira e última etapa, denominada também etapa de flutuação, consiste em aplicar uma corrente mínima e uma tensão ondulatória. Isto significa que a tensão da bateria deve possuir pequenas variações acima o valor nominal para compensar o efeito de descarga natural da bateria. O objetivo desta última etapa é manter a tensão nominal de saída quando a bateria não estiver sendo utilizada.

1.5.2 Técnica de Carregamento de Baterias Ni-Mh

Existem algumas variações na técnica aplicada ao carregamento de baterias de Ni-Mh em comparação com aquelas de chumbo-ácido, como mostra a Figura 1.18. Pode-se perceber que o algoritmo de carregamento é mais complexo que as técnicas tipicamente recomendadas para outros tipos de baterias. Neste caso, existe mais uma variável adicional que é a pressão, a qual deve ser controlada direta ou indiretamente, não existindo nesta técnica tempos mínimos ou máximos de carregamento [9].

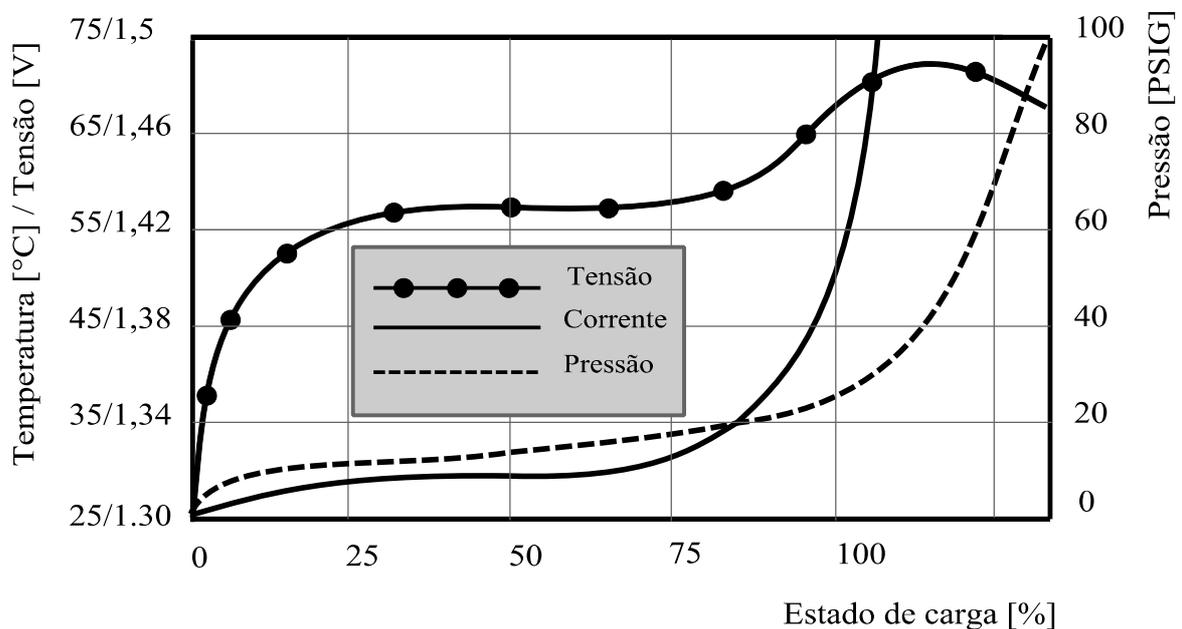


Figura 1.18 – Curva de carga por célula de baterias Ni-Mh [7].

1.5.3 Técnica de Carregamento de Baterias de Li-Íon

Não existem carregadores rápidos para baterias de Li-Íon, pois a estrutura química deste tipo de baterias assim não permite. Os fabricantes são rigorosos nas recomendações, como mostra a Figura 1.19, onde, na primeira etapa, é aplicada uma corrente constante de 1 A para um incremento progressivo da tensão de até 4,2 V por célula. Na segunda etapa, deve-se aplicar uma tensão constante e reduzir a corrente progressivamente até atingir um valor de 3% da corrente nominal da célula. Neste ponto, a bateria é considerada completamente carregada em um tempo de aproximadamente três horas.

As baterias de Li-Íon não precisam escorvamento, sendo diferenciadas em relação às unidades de Ni-Mh neste ponto, o que significa que o carregamento inicial não precisa ocorrer por um tempo prolongado. Outra consideração importante é que cada célula normalmente é carregada com uma tensão nominal de 4,2 V, que equivale a 1·C (capacidade total). No entanto, pode-se aplicar 4,1 V como tensão nominal, e isso equivale à obtenção de 0,8·C (80% da capacidade). Portanto, esta técnica prolonga o tempo de vida útil da bateria [9].

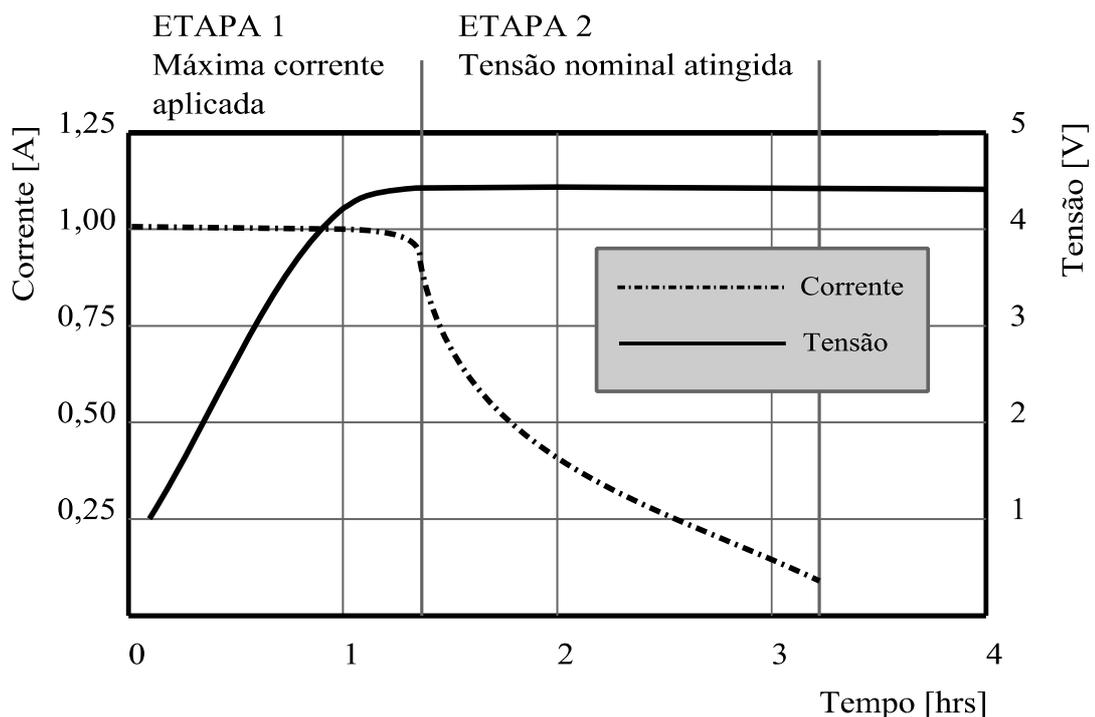


Figura 1.19 – Curva de carga por célula de baterias Li-Íon [7].

1.6 TOPOLOGIAS DE CONVERSORES UTILIZADOS EM CARREGADORES DE BATERIAS PARA EV'S

Existe uma ampla variedade de topologias de conversores estáticos que podem ser aplicados no carregamento de baterias. No entanto, inicialmente será analisada a estrutura principal em termos de um diagrama de blocos baseado nas necessidades do projeto, seguindo as tendências dos carregadores comerciais existentes no mercado.

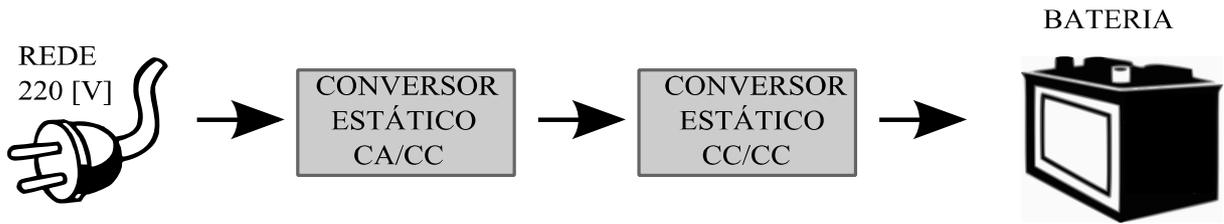


Figura 1.20 – Diagrama de blocos dos componentes do carregador de baterias.

No diagrama de blocos da Figura 1.20, mostra-se a estrutura do carregador de baterias, no qual o sistema conversor é dividido em dois estágios principais. O primeiro é o conversor CA/CC, também chamado de pré-regulador, que tem a função de transformar a tensão alternada da rede em tensão contínua, mantendo um alto fator de potência. O segundo estágio é o conversor CC/CC, normalmente isolado em alta frequência, que realiza a adaptação de tensão de saída do estágio anterior para a tensão do banco de baterias. Este estágio basicamente controla a tensão e a corrente de saída.

A seguir, é apresentada uma revisão do estado da arte das topologias utilizadas na implementação de carregadores de baterias. A Figura 1.21 (a) mostra uma topologia básica, que consiste em um transformador de baixa frequência com *tap* central e um retificador de onda completa no lado secundário. Esta topologia não possui correção de fator de potência (PFC), nem permite controlar as grandezas de saída aplicadas à bateria.

Outras topologias foram propostas por diferentes autores com o objetivo de atender os requisitos de um conversor aplicável a *EV's*, como mostra a Figura 1.21 (b), na qual se tem um conversor monofásico de dois estágios. O primeiro estágio consiste de um conversor *boost* com PFC, e o segundo estágio é um conversor *buck*. A Figura 1.21 (c) mostra outra topologia composta de dois estágios, sendo que o primeiro é um conversor CA/CC *boost* convencional, usado basicamente para obter PFC. No segundo estágio, tem-se um conversor CC/CC *half-bridge* isolado em alta frequência com retificador em ponte completa.

Conversores ressonantes podem ser utilizados também em aplicações de carregadores de baterias para veículos elétricos. Assim, a Figura 1.21 (d) mostra um conversor CC/CC ressonante, que possui uma ponte retificadora na entrada e um conversor ressonante isolado em alta frequência com retificação em ponte completa na saída.

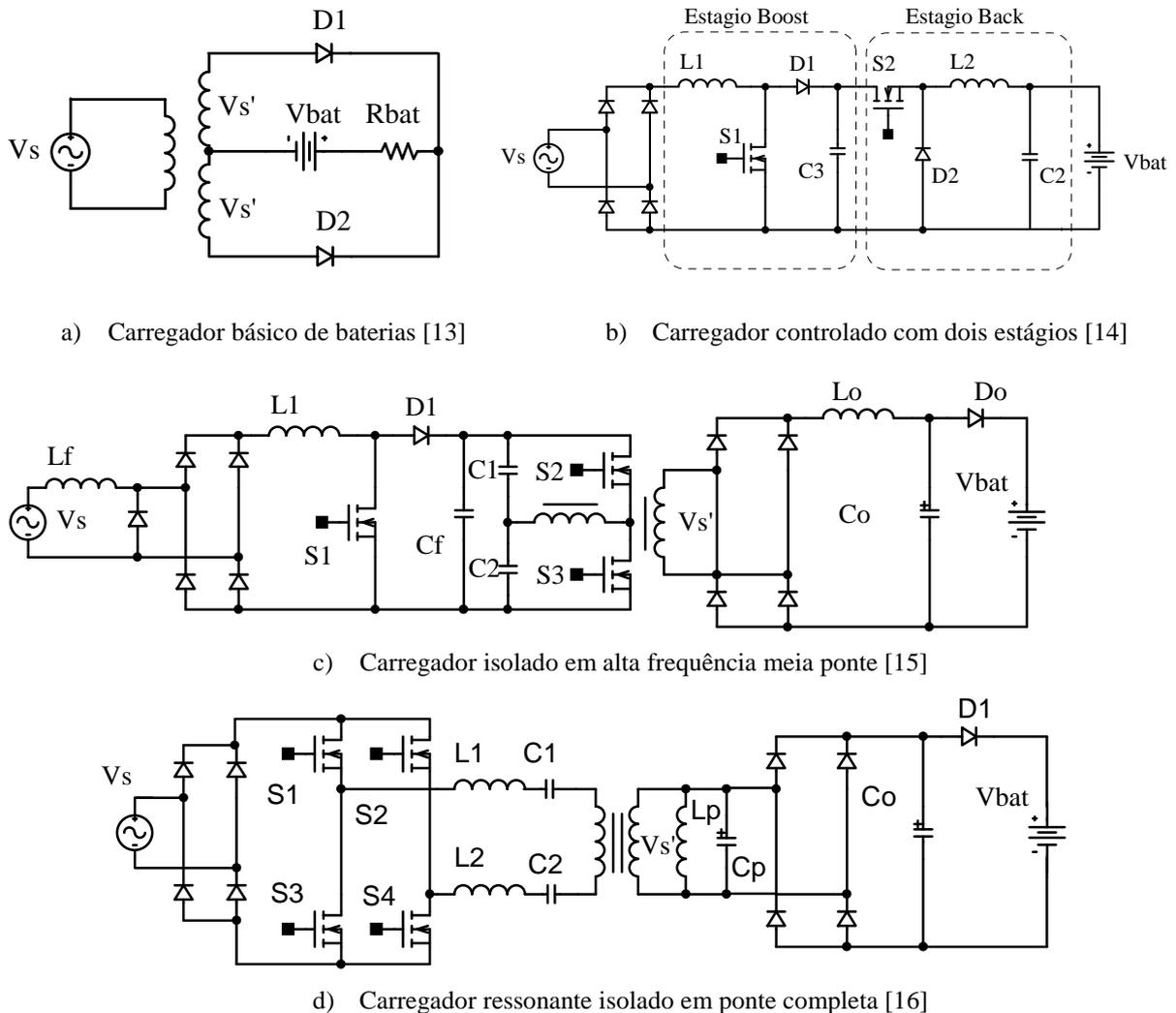


Figura 1.21– Estado da arte das topologias usadas para carregadores de baterias.

1.6.1 Possíveis Topologias Monofásicas de Conversores CA/CC

A Figura 1.22 mostra uma série de topologias distintas de circuitos monofásicos de potência que têm a capacidade de retificar a forma de onda senoidal da rede, onde a técnica de controle permite realizar a correção do fator de potência. A Figura 1.22 (a) mostra a topologia do conversor *boost* unidirecional, muito difundido na literatura. Na Figura 1.22 (b), tem-se o conversor *interleaved* (intercalado) unidirecional, que se caracteriza por ter uma melhor capacidade de corrente de saída, além de retificar a tensão CA e permitir PFC. Finalmente, na Figura 1.22 (c) mostra-se a topologia do conversor *bridgeless*. Esta topologia se caracteriza por ter um reduzido número de componentes, além de retificar a corrente de entrada. A simplicidade da modulação e acionamento dos interruptores torna esta topologia muito atrativa para a aplicação neste trabalho.

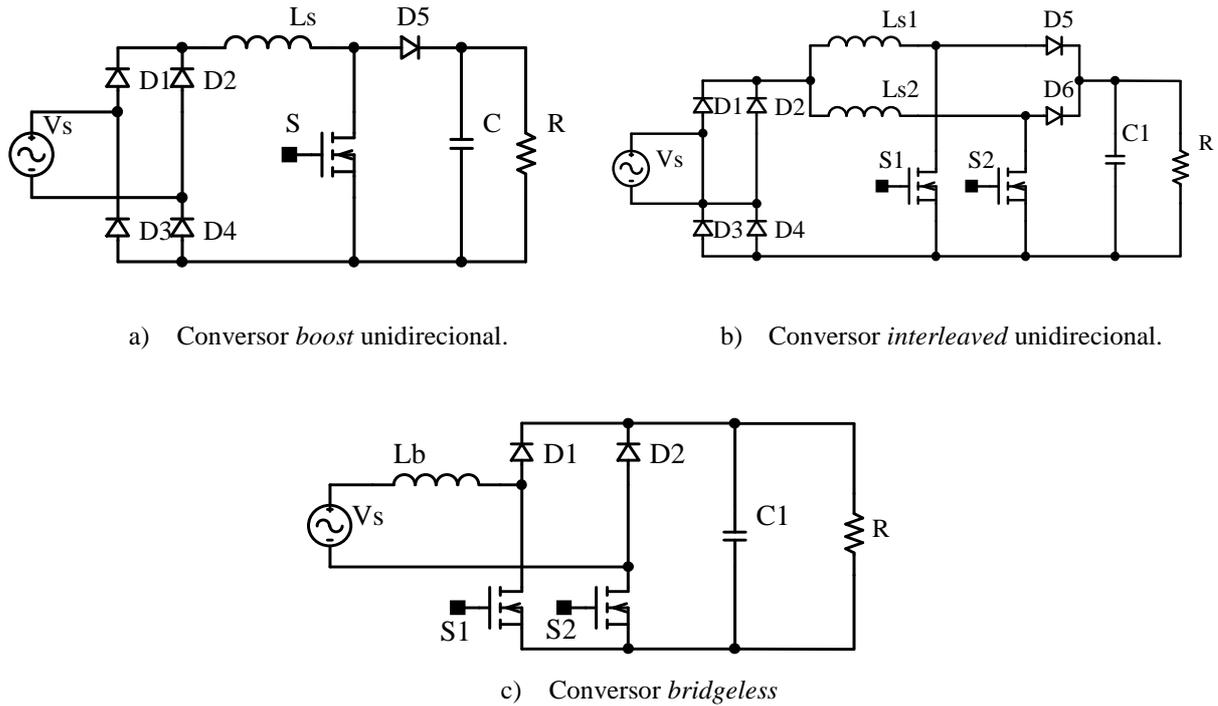


Figura 1.22 – Possíveis topologias de conversores CA/CC para aplicação como primeiro estágio do carregador de baterias.

1.6.2 Possíveis Topologias Monofásicas de Conversores CC/CC

A Figura 1.23 mostra um conjunto de conversores CC/CC bastante difundidos na literatura especializada. A partir da escolha de uma destas topologias, deve surgir o circuito que corresponde ao segundo estágio do carregador. Por exemplo, na Figura 1.23 (a) tem-se o conversor *full-bridge*, que se caracteriza principalmente por ser utilizado para potências médias e por ser isolado em alta frequência.

Por outro lado, a Figura 1.23 (b) mostra o circuito do conversor *push-pull*, o qual surge a partir do conversor *forward* e se caracteriza por possuir um transformador de *tap* central no lado primário do transformador. Tem-se também o conversor em meia ponte ou *half-bridge*, que é isolado em alta frequência e tem a vantagem de possuir reduzida tensão de bloqueio dos interruptores, como mostra a Figura 1.23 (c).

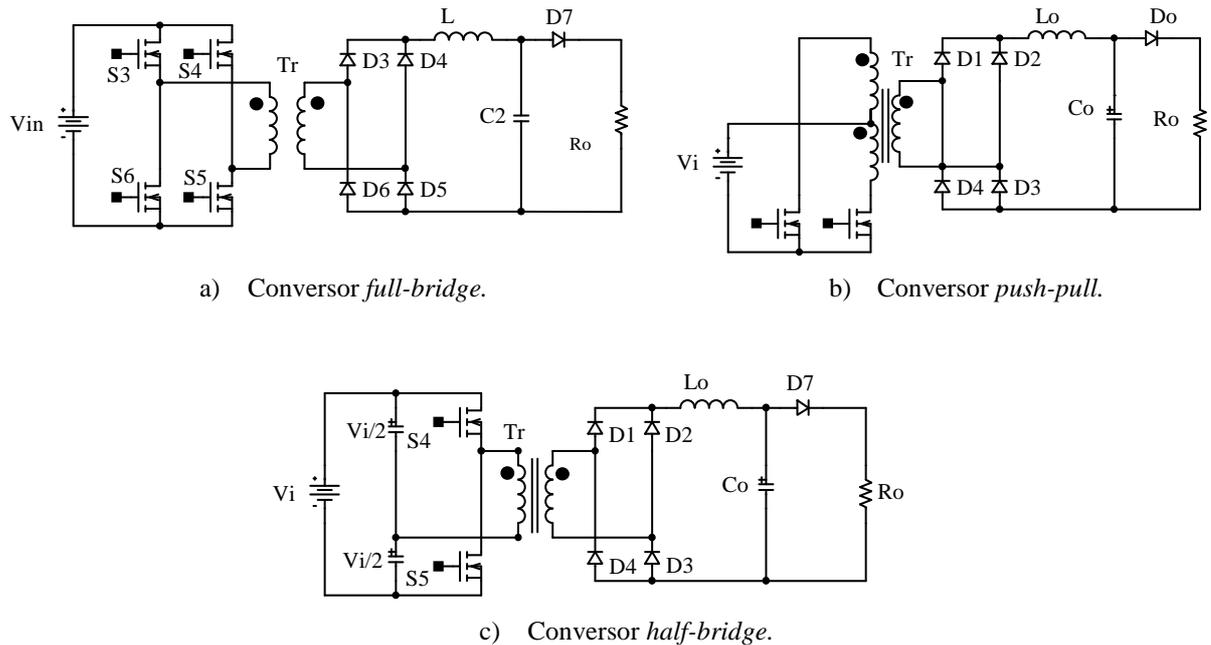


Figura 1.23 – Possíveis topologias de conversores CC/CC para aplicação como segundo estágio do carregador de baterias.

1.7 TOPOLOGIA PROPOSTA

A topologia proposta neste trabalho é representada na Figura 1.24 e é constituída por dois estágios de conversão de energia. No primeiro estágio, apresenta-se o conversor CA/CC *bridgeless*, responsável pela correção do fator de potência e ainda por fornecer um barramento CC para o segundo estágio. No segundo estágio, tem-se o conversor CC/CC *full-bridge* com comutação sob tensão nula (ZVS – *Zero Voltage Switching*) e modulação por deslocamento de fase. A função deste conversor é ajustar a tensão e a corrente de saída utilizadas para carregar o banco de baterias.

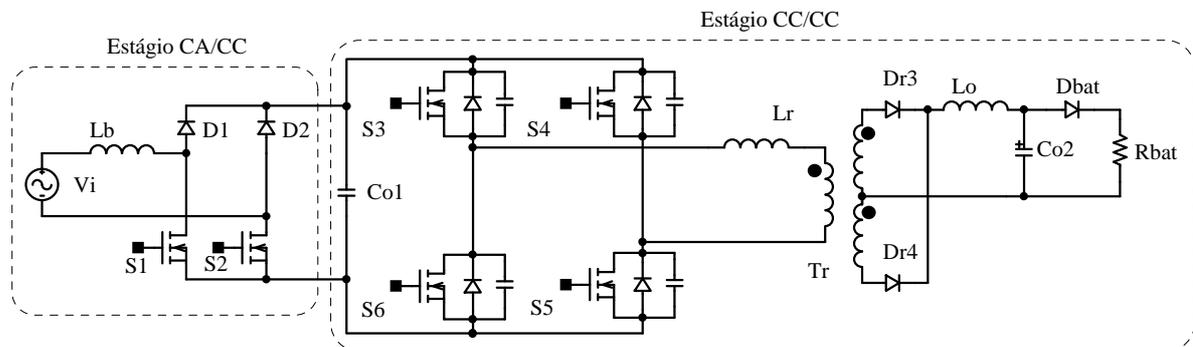


Figura 1.24– Topologia proposta.

1.8 CONCLUSÕES

Neste capítulo, foi apresentada uma fundamentação teórica que serve como justificativa e base para o desenvolvimento do projeto do carregador monofásico de baterias aplicado a veículos elétricos.

Inicialmente, foi realizado um estudo teórico da evolução dos veículos elétricos ao longo do tempo, dos tipos de veículos que existem na atualidade, do princípio de funcionamento e das principais características. Foi apresentado também um estudo detalhado acerca dos princípios de funcionamento e tipos de baterias existentes para este tipo de aplicação. Foram descritas as técnicas de carregamento para cada tipo de bateria existente no mercado. Contemplou-se ainda um estudo do estado da arte dos conversores utilizados neste tipo de aplicações na atualidade.

Considerando todas as informações supracitadas, foram propostas duas topologias de conversores estáticas que constituirão os estágios do carregador. No primeiro estágio de conversão, foi escolhido o conversor *CA-CC bridgeless*, por ser uma topologia que apresenta um número reduzido de componentes e, como consequência, apresenta menores perdas por condução, e também pela simplicidade de modulação usando a técnica de controle que será proposta nos capítulos subsequentes. Já no segundo estágio de conversão, tem-se o conversor *CC-CC FB-ZVS-PS*, por proporcionar isolamento galvânico e adaptação dos níveis de tensão e corrente de acordo com o número de baterias.

CAPÍTULO 2

ESTUDO DO CONVERSOR CA/CC *BRIDGELESS* COM CORREÇÃO DE FATOR DE POTÊNCIA

2.1 INTRODUÇÃO

Os conversores estáticos são considerados cargas não lineares e drenam correntes distorcidas (pulsadas) que poluem a rede elétrica. As séries de Fourier são ferramentas matemáticas que permitem decompor uma forma de onda periódica em uma soma de ondas senoidais, de distintas frequências maiores e múltiplas da frequência fundamental, chamadas harmônicas.

As harmônicas de corrente poluem então a rede elétrica, comprometendo severamente a qualidade da energia em termos da distorção da tensão de alimentação [37], ocasionando diversos outros inconvenientes, a saber:

- As harmônicas de corrente incrementam as perdas sobre os condutores e no entreferro dos transformadores, reduzindo a eficiência na transmissão de energia e produzindo problemas de sobreaquecimento.
- A corrente eficaz (rms) das harmônicas não representa uma potência útil em watts para a carga, e como resultado surge o uso ineficiente da capacidade dos equipamentos;
- Em sistemas trifásicos, as harmônicas triplas são muito prejudiciais, provocando sobrecargas nos sistemas trifásicos com neutro.
- Elevados picos de correntes harmônicas podem provocar uma ativação desnecessária da proteção dos sistemas elétricos.
- Harmônicas de corrente podem provocar também interferências eletromagnéticas, interrupção nas telecomunicações, falha nos isolamentos e ruído audível para o ser humano.

Neste capítulo, é projetado e descrito o princípio de funcionamento do conversor CA/CC *bridgeless*, encarregado principalmente de realizar a correção do fator de potência devido aos argumentos supramencionados. Deste modo, o circuito elétrico implementado emulará as características de uma carga resistiva pura para a rede elétrica.

2.2 ANÁLISE QUALITATIVA DO CONVERSOR *BRIDGELESS*

A análise qualitativa do conversor mostra as distintas etapas de operação da topologia proposta, e as principais grandezas elétricas para cada uma das etapas. São analisadas também as formas de onda resultantes destas etapas de operação, considerando que o conversor opera em regime permanente.

2.2.1 Topologia do Conversor *Bridgeless*

A Figura 2.1 mostra a topologia do conversor CA/CC *bridgeless*, que foi escolhido para o primeiro estágio do carregador de baterias proposto, sendo esta topologia muito difundida na eletrônica de potência para este tipo de aplicações. Apresenta algumas vantagens em comparação a outras topologias equivalentes como, por exemplo, o reduzido número de componentes e a simplicidade de aplicação do sinal de modulação PWM aplicado aos interruptores do conversor [17].

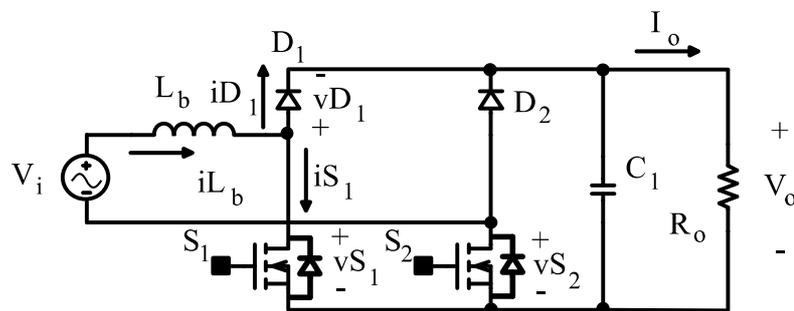


Figura 2.1 – Topologia proposta conversor CA/CC *bridgeless*.

2.2.2 Etapas de Operação

O funcionamento detalhado do conversor pode ser explicado mediante as distintas etapas de operação. Neste caso, o conversor possui quatro etapas principais de operação em um período de comutação. A análise é desenvolvida considerando-se que todos os elementos são ideais e que o conversor opera em regime permanente.

- 1ª etapa: (t_0, t_1)

A primeira etapa do conversor, mostrada na Figura 2.2, ocorre durante o semiciclo positivo da fonte V_i , quando os interruptores S_1 e S_2 estão ligados. Então, a corrente circula

através do indutor L_b e dos interruptores S_1 e S_2 . Esta etapa tem como objetivo armazenar energia no indutor L_b .

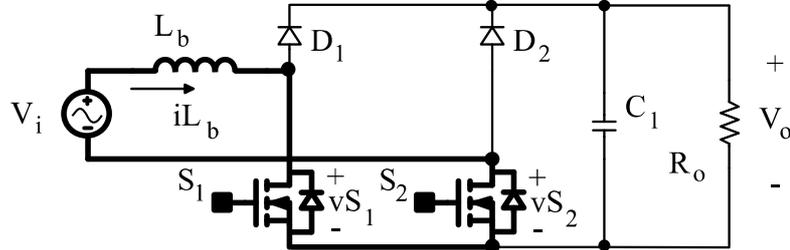


Figura 2.2 – Primeira etapa de operação.

- 2ª etapa: (t_1, t_2)

Na segunda etapa, o interruptor S_1 recebe o sinal de bloqueio e o diodo D_1 é polarizado diretamente. Então a fonte V_i e o indutor L_b enviam energia ao capacitor e à carga resistiva através do diodo D_1 , enquanto a corrente retorna pelo diodo intrínseco do transistor S_2 , como mostra a Figura 2.3.

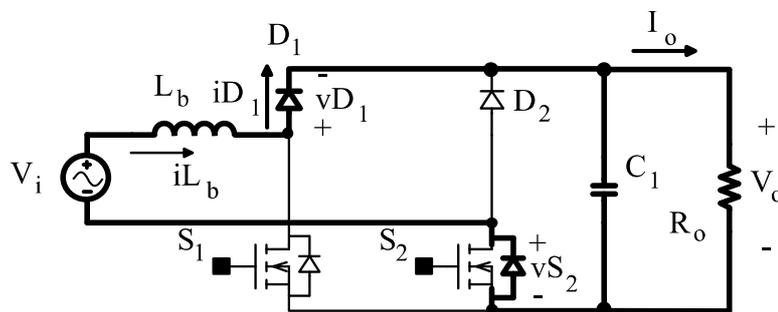


Figura 2.3 – Segunda etapa de operação.

- 3ª etapa: (t_2, t_3)

A terceira etapa ocorre quando se tem o semiciclo negativo da fonte V_i , e os interruptores S_1 e S_2 recebem o sinal de condução. Então, a corrente circula através dos interruptores S_1 e S_2 , fechando o circuito através do indutor L_b . Esta etapa tem como objetivo armazenar energia no indutor para um fluxo negativo de corrente i_{L_b} , como mostra a Figura 2.4.

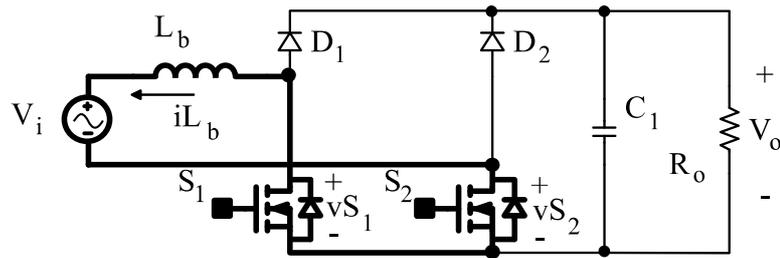


Figura 2.4 – Terceira etapa de operação.

- 4^a etapa: (t_3, t_4)

Na quarta etapa de operação, o interruptor S_2 recebe o sinal de bloqueio e o diodo D_2 é polarizado diretamente. Então, a fonte V_i e o indutor L_b enviam energia ao capacitor e à carga resistiva através do diodo D_2 , sendo que a corrente retorna pelo diodo intrínseco do interruptor S_1 , como mostra a Figura 2.5. Após concluída esta etapa de operação, tem-se um retorno ao primeira estágio e o ciclo de comutação se repete novamente.

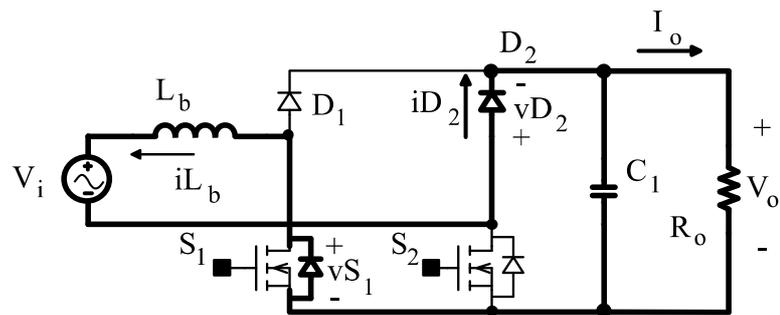


Figura 2.5 – Quarta etapa de operação.

2.2.3 Formas de Onda

As formas de onda básicas do conversor *bridgeless* são apresentadas na Figura 2.6, sendo obtidas a partir das distintas etapas de operação que foram apresentadas na seção anterior. Adicionalmente, considera-se que a frequência de comutação f_s é muito maior do que frequência da rede elétrica de 60 Hz. Então, assume-se que, para um período de comutação dos interruptores, a variação de tensão de entrada é mínima e, neste caso, desprezada. Portanto, a tensão de entrada da rede é considerada constante e o conversor é analisado como uma estrutura *boost* convencional.

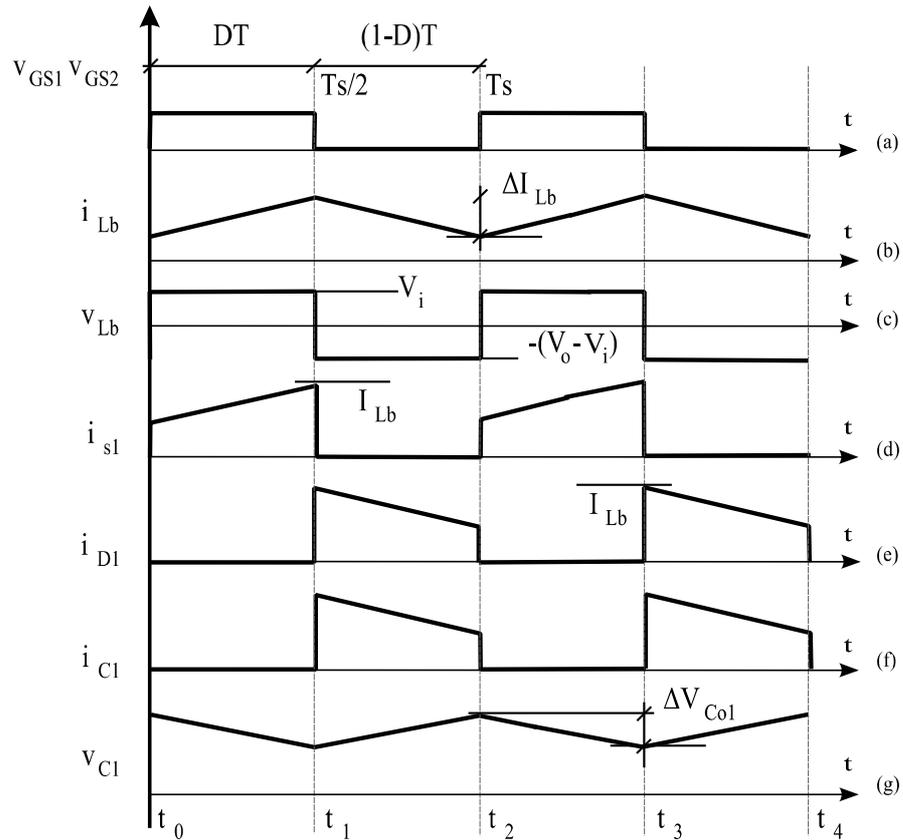


Figura 2.6 – Formas de onda do conversor *bridgeless*.

2.3 ANÁLISE QUANTITATIVA DO CONVERSOR *BRIDGELESS*

A análise quantitativa do conversor *bridgeless* permite determinar os esforços de tensão e corrente nos componentes, sendo estes obtidos a partir das formas de onda da Figura 2.6 para cada um dos componentes do conversor. Será realizado também o equacionamento para obter os valores dos principais componentes do circuito de potência, como o indutor *boost*, capacitor de filtro de saída, resistor de carga, entre outros.

2.3.1 Esforços de corrente no Indutor L_b

Considerando que a variação de tensão de entrada V_i é desprezível para um período de comutação T_s , pode-se adotar a relação do ganho estático do conversor *boost* convencional como ponto de partida desta análise. Neste caso, o ganho estático do conversor é representado em função da frequência angular da rede ωt , como mostra a equação (2.1). A variável β é definida como a relação entre a tensão de saída V_o e o valor de pico de tensão de entrada V_i , como se pode observar na equação (2.2).

$$\frac{V_o}{V_i(\omega t)} = \frac{1}{1 - D(\omega t)}. \quad (2.1)$$

$$\beta = \frac{V_o}{\sqrt{2} \cdot V_i}. \quad (2.2)$$

Substituindo a equação (2.2) em (2.1), é obtida a expressão que relaciona o valor da razão cíclica D com a variação da frequência angular ωt da tensão de entrada V_i , mostrada na equação (2.3).

$$D(\omega t) = 1 - \frac{\text{sen}(\omega t)}{\beta}. \quad (2.3)$$

A equação (2.3) é representada graficamente na Figura 2.7 para identificar o valor mínimo da razão cíclica D_{min} , que no caso é $\pi/2$. Para um período da rede elétrica, o valor mínimo de razão cíclica se repete no sem-ciclo negativo para um valor $\omega t = 3\pi/2$. Assim, é expressa a razão cíclica mínima em função do fator β na equação (2.4).

$$D_{min} = 1 - \frac{1}{\beta}. \quad (2.4)$$

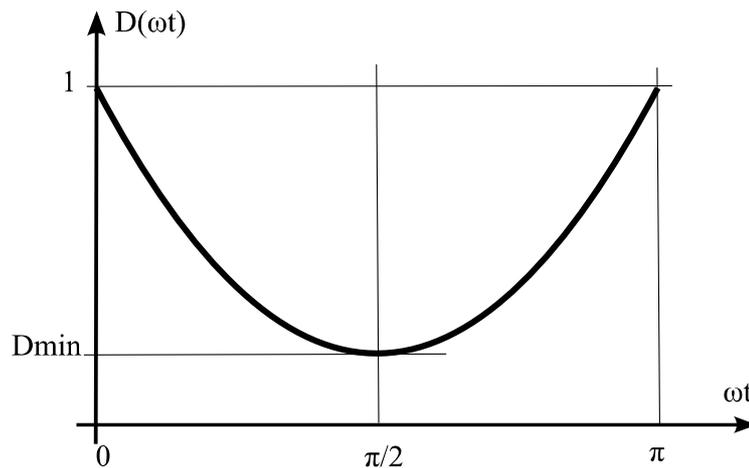


Figura 2.7 – Curva da razão cíclica em função de ωt .

A variação máxima de corrente no indutor L_b é expressa em função da frequência angular mostrada na Figura 2.8. Esta equação é representada em função do parâmetro β e dada na equação (2.5) [17].

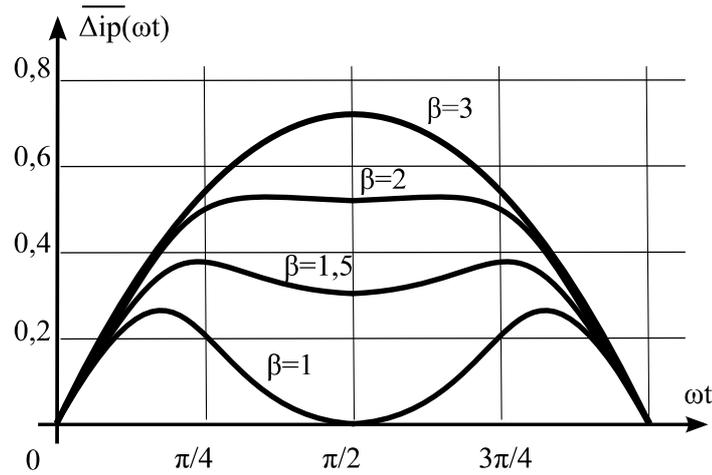


Figura 2.8 – Corrente parametrizada no indutor L_b .

$$\overline{\Delta I_{Lb\max}} = \frac{\beta}{4}. \quad (2.5)$$

Assim, (2.6) expressa o valor da indutância L_b que se encontra em função da variação percentual de tensão na saída, da ondulação percentual de corrente no indutor L_b e da ondulação de corrente parametrizada (2.5).

$$L_b = \frac{(V_i)^2 \cdot \overline{\Delta I_{Lb\max}} \cdot (1 - \% \Delta V_{i\max}) \cdot \eta}{f_{s1} \cdot \% \Delta I_{Lb\max} \cdot P_o}. \quad (2.6)$$

Finalmente, a equação (2.7) determina a relação para calcular o valor máximo de corrente que circula através do indutor, para uma condição de tensão mínima de entrada.

$$I_{Lb\max} = \frac{P_o}{\eta \cdot V_{i\min}}. \quad (2.7)$$

2.3.2 Esforços de Corrente e Tensão nos Diodos de Transferência D_1 e D_2

Nesta seção, são determinados os esforços de corrente e tensão reversa dos diodos D_1 e D_2 . As equações obtidas neste item serão posteriormente utilizadas para escolher os diodos do projeto.

A corrente instantânea que circula através do diodo D_1 é dada pela equação (2.8). Para calcular o valor médio desta corrente, aplica-se o conceito de valor médio, onde é integrada a

expressão para a metade do período da frequência da rede elétrica apresentada na equação (2.9).

$$I_{D1,D2}(\omega t) = \frac{1}{\beta} \cdot \sqrt{2} \cdot I_{Lb} \cdot \text{sen}^2(\omega t). \quad (2.8)$$

$$I_{(D1,D2)med} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \left(\frac{1}{\beta} \cdot \sqrt{2} \cdot I_{Lb} \cdot \text{sen}^2(\omega t) \right) d(\omega t). \quad (2.9)$$

Resolvendo a equação (2.9), obtém-se a corrente média nos diodos D_1 e D_2 , dada por (2.10).

$$I_{(D1,D2)med} = \frac{\sqrt{2} \cdot I_{Lb}}{4 \cdot \beta}. \quad (2.10)$$

Aplicando o conceito de valor eficaz na equação (2.8), obtém-se a equação (2.11).

$$I_{(D1,D2)ef} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \left(\frac{1}{\beta} \cdot \sqrt{2} \cdot I_{Lb} \cdot \text{sen}^2(\omega t) \right)^2 d(\omega t)}. \quad (2.11)$$

Resolvendo a equação (2.11), obtém-se a corrente eficaz nos diodos D_1 e D_2 segundo (2.12).

$$I_{(D1,D2)ef} = \frac{\sqrt{2} \cdot I_{Lb}}{4 \cdot \beta} \cdot \sqrt{3}. \quad (2.12)$$

O valor da tensão reversa máxima nos diodos D_1 e D_2 é igual ao valor da tensão de saída somada ao valor da ondulação de tensão de saída, como se pode constatar na equação (2.13).

$$V_{D1} = V_o + \Delta V_o. \quad (2.13)$$

2.3.3 Esforços de Corrente e Tensão nos Interruptores S_1 e S_2

Neste item, são determinados os esforços de corrente e tensão nos interruptores S_1 e S_2 . Para este caso, deve-se considerar que o tempo de condução dos interruptores varia constantemente e que existe uma variação de corrente na entrada, que no caso pode ser desprezada para um período de comutação. Assim, pode-se expressar o valor da corrente instantânea em função da frequência angular na equação (2.14).

$$I_{S_1, S_2}(\omega t) = I_{Lb}(\omega t) \cdot D(\omega t). \quad (2.14)$$

Aplicando o conceito de valor médio na equação (2.14), obtém-se a expressão (2.15).

$$I_{(S_1, S_2)med} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi (I_{Lb}(\omega t) \cdot D(\omega t)) d(\omega t). \quad (2.15)$$

Resolvendo (2.15), obtém-se a equação (2.16), que representa a corrente média através dos interruptores.

$$I_{(S_1, S_2)med} = \frac{\sqrt{2} \cdot I_{Lb}}{4} \cdot \left(\frac{4 \cdot \beta - \pi}{\beta \cdot \pi} \right). \quad (2.16)$$

Aplicando o conceito de valor eficaz na equação (2.14), obtém-se a expressão (2.17). Resolvendo-a, obtém-se o valor eficaz da corrente através dos interruptores, como mostra (2.18).

$$I_{(S_1, S_2)ef} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi (I_{Lb}(\omega t) \cdot D(\omega t))^2 d(\omega t)}. \quad (2.17)$$

$$I_{(S_1, S_2)ef} = \frac{\sqrt{2} \cdot I_{Lb}}{4} \cdot \sqrt{\left(4 - \frac{64}{3 \cdot \beta \cdot \pi} + \frac{3}{\beta^2} \right)}. \quad (2.18)$$

O valor da tensão nos interruptores é igual à tensão de saída somada ao valor de ondulação de tensão de saída, de acordo com (2.19).

$$V_{(S1,S2)} = V_o + \Delta V_o. \quad (2.19)$$

2.3.4 Esforços de Corrente no Capacitor de Filtro de Saída C_{o1}

O valor da corrente eficaz no capacitor de filtro de saída é calculado a partir da corrente instantânea no capacitor, dada por (2.20). Assim, resolvendo esta equação, resulta em (2.21).

$$I_{C_{o1}}(\omega t) = \frac{\sqrt{2} \cdot I_{Lb}}{2 \cdot \beta} \cdot \cos(2 \cdot \omega t). \quad (2.20)$$

$$I_{C_{o1ef}} = \frac{I_{Lb}}{2 \cdot \beta}. \quad (2.21)$$

O valor da capacitância do filtro de saída deve ser projetado para suportar cargas não lineares. Este valor é calculado e obtido por (2.22) seguindo às recomendações da TI (*Texas Instruments*) [18], tem-se.

$$C_{o1} = \frac{2 \cdot P_o \cdot \Delta t}{V_o^2 - V_{des}^2}. \quad (2.22)$$

2.4 METODOLOGIA E EXEMPLO DE PROJETO

Neste item, é proposta uma metodologia de projeto para o primeiro estágio através de um exemplo proposto. As especificações são obtidas a partir da quantidade de baterias a ser carregada e da corrente máxima que o banco de baterias requer. Assim, a partir destes dados, devem ser calculados e dimensionados todos os componentes que compõem o circuito de potência do conversor *bridgeless*.

Os métodos de cálculo e os fundamentos básicos para a proposição desta metodologia são baseados na bibliografia básica de eletrônica de potência [37] [38] [39] [40] [41].

2.4.1 Especificações Técnicas do Conversor CA/CC *Bridgeless*

As especificações técnicas do conversor foram adotadas com base no estudo previamente apresentado no Capítulo 1, e considerando o fato de que a capacidade dos bancos de baterias é diferente entre um veículo e outro. Os carregadores para veículos elétricos devem operar em uma ampla faixa de tensão, adaptando-se a uma variedade de bancos de baterias.

Desta forma, a Tabela 2.1 resume as principais especificações técnicas que são adotadas no conversor.

Tabela 2.1– Especificações do conversor *bridgeless*.

<i>Simbologia</i>	<i>Descrição</i>	<i>Valor</i>
V_i	Tensão de entrada CA nominal	220 \pm 20% V
P_o	Potência de saída	2,5 kW
V_o	Tensão de saída CC	400 V

A Tabela 2.2 mostra as considerações adotadas para o dimensionamento do conversor, as quais são propostas pelo projetista com base em sua experiência na área ou nas normas existentes para este tipo de conversor.

Tabela 2.2 – Considerações do projeto do conversor *bridgeless*.

<i>Simbologia</i>	<i>Descrição</i>	<i>Valor</i>
f_{s1}	Frequência de comutação	30 kHz
η_1	Rendimento teórico	0,95
ΔV_o	Variação da tensão de saída	5% de V_o
$\% \Delta I_{Lb \max}$	Valor percentual da variação da corrente do indutor	0,2
$\% \Delta V_{i \max}$	Valor máximo percentual da variação da tensão de entrada	0,2

2.4.2 Dimensionamento do Indutor *Boost* L_b

O valor da indutância *boost* de entrada L_b é calculado a partir da equação (2.6). Previamente, devem-se calcular os valores da constante β e da corrente parametrizada dados nas equações (2.2) e (2.5), respectivamente.

$$L_b = \frac{(220)^2 \cdot 0,321 \cdot (1-0,2) \cdot 0,95}{30000 \cdot 0,2 \cdot 2527} = 776 \quad [\mu\text{H}]. \quad (2.23)$$

$$\beta = \frac{400}{\sqrt{2} \cdot 220} = 1,28. \quad (2.24)$$

$$\overline{\Delta I}_{L_b \max} = \frac{1,28}{4} = 0,321 \quad [\text{A}]. \quad (2.25)$$

Após obtido o valor da indutância de entrada L_b , devem-se calcular os parâmetros construtivos do indutor. Por limitações físicas do núcleo, o indutor L_b é dividido em dois indutores L_{b1} e L_{b2} em série, de modo que resulta $L_{b1}=L_{b2}=388 \mu\text{H}$.

- Dimensionamento físico do indutor *boost* de entrada L_{b1}

A Tabela 2.3 mostra as considerações iniciais que normalmente são adotadas para projetar e construir um indutor de alta frequência [19].

Tabela 2.3 – Considerações construtivas do indutor L_{b1} .

<i>Simbologia</i>	<i>Descrição de projeto</i>	<i>Valor</i>
B_{\max}	Máxima densidade de fluxo magnético	0,3 T
J_{\max}	Densidade de corrente	350 A/cm ²
K_w	Fator de utilização da janela do núcleo	0,7

A equação (2.26) é utilizada para calcular o produto das áreas da janela e da seção do núcleo. Este valor é utilizado para escolha do núcleo de ferrite, sendo no caso adotado o núcleo NEE-65/33/26 de material IP12R usando a referência [19].

$$A_e \cdot A_w = \frac{L_{b1} \cdot I_{L_{bpk}} \cdot I_{L_{bef}}}{K_w \cdot B_w \cdot J_w} \cdot 10^4 = \frac{390 \times 10^{-3} \cdot 21 \cdot 15}{0,7 \cdot 0,3 \cdot 400} \cdot 10^4 = 14,098 \text{ [cm}^4\text{]}. \quad (2.26)$$

Desta maneira, são calculados os distintos parâmetros que são utilizados na construção do indutor L_{b1} e L_{b2} , por sua vez mostrados na Tabela 2.4.

Tabela 2.4– Parâmetros construtivos do indutor L_{b1} .

<i>Simbologia</i>	<i>Descrição</i>	<i>Valor</i>
N_L	Número de espiras	77
S_L	Seção transversal calculada para o condutor	0,057 cm ²
S_{26AWG}	Seção transversal do condutor adotado (26 AWG)	0,0051287 cm ²
nL	Número de condutores em paralelo	12
ku	Possibilidade de execução	0,618
δ	Entreferro do núcleo	0,61 mm

2.4.3 Dimensionamento do Capacitor de Filtro de Saída C_{o1}

O valor da capacitância do filtro de saída C_{o1} é calculado a partir da equação (2.22). Para este cálculo, é adotado o valor de tensão mínima na saída V_{des} mostrado em (2.28), bem como o parâmetro Δt (*hold-up time* ou tempo de sustentação da tensão) da expressão (2.29). Esta grandeza determina o tempo máximo que o capacitor poderá manter a tensão mínima na saída do conversor.

$$C_{o1} = \frac{2 \cdot 2527 \cdot 8,3}{400^2 \cdot 375^2} = 2174 \text{ } [\mu\text{F}]. \quad (2.27)$$

$$V_{des} = 375 \text{ [V]}. \quad (2.28)$$

$$\Delta t = 8.3 \text{ [ms]}. \quad (2.29)$$

Para o projeto, são escolhidos quatro capacitores de 470 μF conectados em paralelo, fabricados pela companhia EPCOS com código (B43503-S5477-M91) [20]. Cada capacitor possui uma resistência interna de 260 $\text{m}\Omega$, resultando em uma resistência serie equivalente R_{se} de 65 $\text{m}\Omega$.

2.4.4 Dimensionamento dos Diodos D_1 e D_2

Para dimensionar os diodos D_1 e D_2 , é necessário conhecer os valores de corrente média e da tensão reversa máxima, sendo estes calculados a partir das equações (2.10) e (2.13), respectivamente.

$$I_{(D1,D2)med} = \frac{\sqrt{2} \cdot 15,11}{4 \cdot 1,28} = 3,99 \text{ [A]}. \quad (2.30)$$

$$I_{(D1,D2)ef} = \frac{\sqrt{2} \cdot 15,11}{4 \cdot 1,28} \cdot \sqrt{3} = 6,9 \text{ [A]}. \quad (2.31)$$

$$V_{(D1,D2)rev} = 400 \text{ [V]}. \quad (2.32)$$

No caso, foi escolhido o diodo ultrarrápido 30EPH06 da companhia *International Rectifier* (IR) [21], cujas principais características são mostradas na Tabela 2.5.

Tabela 2.5 – Principais características dos diodos D_1 e D_2 .

<i>30EPH 06 (Diodo ultrarrápido fabricado por IR)</i>		
<i>Simbologia</i>	<i>Descrição</i>	<i>Valor</i>
V_f	Tensão de condução	2 V
I_f	Corrente máxima	30 A
I_{fms}	Corrente de pico não repetitiva	300 A
V_r	Tensão reversa	600 V
t_{rr}	Tempo de recuperação reversa	28 ns

2.4.5 Dimensionamento dos Interruptores S_1 e S_2

Para dimensionar corretamente os interruptores, são calculadas as correntes média e eficaz, bem como a tensão máxima, usando as equações (2.16), (2.18) e (2.7), respectivamente. Assim, deve-se adotar um interruptor cujas especificações nominais superem estas grandezas calculadas considerando uma margem de segurança superior.

$$I_{(S1,S2)med} = \frac{\sqrt{2} \cdot 12}{4} \cdot \left(\frac{4 \cdot 1,28 - 3,12}{1,28 \cdot 3,14} \right) = 2,7 \text{ [A]}. \quad (2.33)$$

$$I_{(S1,S2)ef} = \frac{\sqrt{2} \cdot 12}{4} \cdot \sqrt{\left(4 - \frac{64}{3 \cdot 1,28 \cdot 3,14} + \frac{3}{(1,28)^2} \right)} = 3,9 \text{ [A]}. \quad (2.34)$$

$$V_{(s1,s2)max} = 400 \text{ [V]}. \quad (2.35)$$

No caso, foi escolhido o interruptor tipo IGBT IRG4PC50UD da companhia *International Rectifier* [22] cujos dados são expostos na Tabela 2.6.

Tabela 2.6 – Dados dos interruptores S_1 e S_2 .

<i>IRG4PC50UD (IGBT fabricado por IR)</i>		
<i>Simbologia</i>	<i>Descrição</i>	<i>Valor</i>
V_{ce}	Tensão coletor-emissor	600 V
I_{cn}	Corrente de coletor	55 A
I_{cm}	Corrente pulsada de coletor	220 A
V_{gs}	Tensão de gatilho	± 20 V
t_r	Tempo de subida	25 ns
t_f	Tempo de descida	74 ns

2.5 CONTROLE DO CONVERSOR CA/CC

No estágio de conversão CA/CC, é proposta a aplicação da técnica de controle por corrente média, a qual foi estudada nas referências [23], [42] e [43].

O circuito de controle aplicado ao carregador de baterias deverá atuar no sentido de manter a operação do sistema de acordo com características específicas desejadas. Neste caso, a malha de corrente se dedicará a manter a corrente de entrada aproximadamente com a mesma forma e em fase com a tensão de entrada senoidal. Por outro lado, a malha de tensão deverá manter a tensão de saída dentro dos limites pré-estabelecidos, permitindo a rápida resposta do conversor frente a possíveis variações de carga na saída.

No caso, é utilizado o circuito integrado (CI) dedicado UC3854B da *Texas Instruments* [24], que utiliza esta técnica de controle com algumas adequações em comparação com aquela aplicada ao conversor *boost* convencional. A Figura 2.9 mostra o circuito de potência do conversor *bridgeless* conectado ao diagrama de blocos que representa a estrutura interna que o CI UC3854B possui para realizar o controle do conversor.

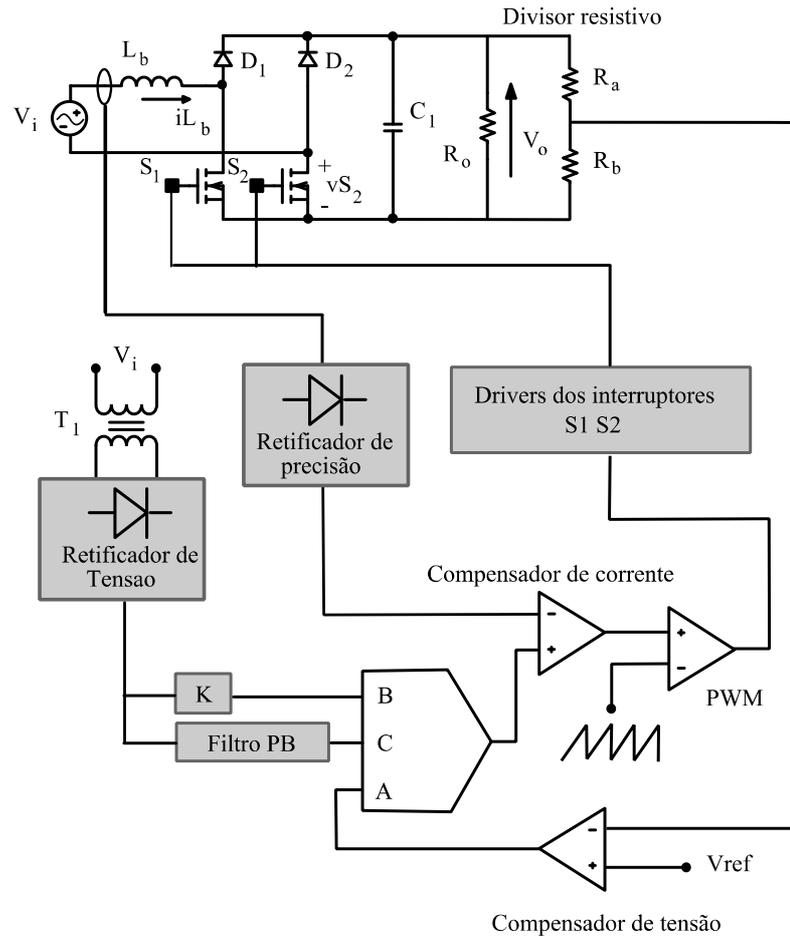


Figura 2.9 – Estrutura interna de controle UC3854B.

A seguir, é explicado com detalhe cada um dos elementos que compõem o circuito de controle mostrado na Figura 2.9.

- **TI:** é um transformador utilizado para obter uma amostra da forma de onda da tensão de entrada da rede;
- **Sensor Hall:** é um sensor de precisão de corrente de efeito *Hall*, posicionado em série com o indutor L_b . O sinal amostrado deve ser retificado antes de ser enviado para o controle.
- **Divisor resistivo:** é encarregado de coletar a amostra da tensão de saída do circuito de potência. Esta amostra deve ser ajustada de acordo com o valor da tensão de referência do compensador de tensão.

- **Retificador de tensão:** este retificador é ligado no secundário do transformador $T1$ para adequar o sinal de amostra da rede;
- **Retificador de precisão:** este retificador é normalmente construído por uma configuração de amplificadores operacionais e diodos com o objetivo de fornecer uma amostra de corrente sem distorção nem *offset*;
- **Fator K:** é um atenuador que trabalha reduzindo a amostra retificada da tensão de entrada;
- **Filtro PB:** é um filtro passa-baixa, mais conhecido como filtro de *feedforward*. Este filtro recebe o sinal retificado da tensão de entrada e fornece uma tensão CC proporcional ao valor eficaz da tensão da rede elétrica. Este sinal é utilizado para compensar eventuais variações da tensão de entrada e rapidamente proceder aos ajustes do circuito de controle;
- **Multiplicador:** este bloco gera um sinal de referência a partir das operações algébricas fornecidas pelos sinais de entrada Fator K, Filtro PB e compensador de tensão, como expõe o bloco multiplicador da Figura 2.9;
- **Compensador de tensão:** este compensador monitora a tensão de saída do conversor, e atua na dinâmica da malha de tensão;
- **Compensador de corrente:** o compensador de corrente monitora a corrente através do indutor de armazenamento, do conversor e atua na dinâmica da malha de corrente;
- **Modulador PWM:** é um comparador de dois sinais de entrada, sendo o primeiro um sinal dente de serra com frequência constante, previamente ajustada para o projeto. O segundo é o sinal de controle proveniente do compensador de corrente, tendo como resultado o sinal *PWM* que vai diretamente para os *drivers* que irão acionar os interruptores;

- **Drivers dos interruptores:** este bloco tem a função de reproduzir fielmente a forma de onda do sinal *PWM*, adequando os valores de tensão e corrente para as necessidades do interruptor.

O circuito de controle da Figura 2.9 pode ser representado na forma de diagrama de blocos, como mostra a Figura 2.10. Este diagrama de controle compreende uma malha de corrente, a qual por sua vez se encontra inserida dentro de outra malha de tensão.

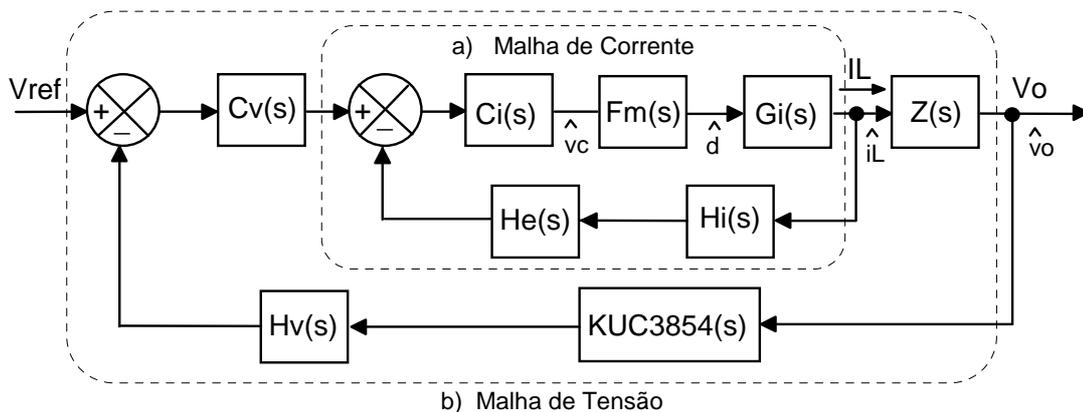


Figura 2.10 – Diagrama de blocos do controle (técnica por corrente média – UC3854B).

2.5.1 Projeto da Malha de Corrente

A malha de corrente tem a função de fornecer um sinal de controle adequado para manter a corrente de entrada senoidal em fase com a forma de onda da tensão de entrada, que também apresenta formato senoidal. Deste modo, o conversor poderá operar com um fator de potência (PF) quase unitário, e cumprir as normas e recomendações existentes para este tipo de circuito.

O diagrama de blocos que corresponde à malha de corrente é mostrado na Figura 2.10, sendo representadas as expressões matemáticas que correspondem às funções de transferência necessárias, obtidas após a devida modelagem do sistema. As funções de transferência envolvidas com a malha de corrente são mostradas e explicadas em detalhes na Tabela 2.7.

Tabela 2.7 – Funções de transferência envolvidas com a malha de corrente.

$FTLA_{sci}(s) = F_m(s) \cdot G_i(s) \cdot H_i(s) \cdot H_e(s)$	Função de transferência de laço aberto sem compensador de corrente.
$FTLA_{cci}(s) = FTLA_{sci}(s) \cdot C_i(s)$	Função de transferência de laço aberto com compensador de corrente.
$C_i(s) = \frac{1}{R_{cp} \cdot C_{cp}} \cdot \left[\frac{s + \frac{1}{R_{cz} \cdot C_{cz}}}{s \cdot \left(s \cdot \frac{C_{cz} + C_{cp}}{R_{cz} \cdot C_{cz} \cdot C_{cp}} \right)} \right]$	Função de transferência do circuito compensador de corrente (compensador PI com filtro).
$H_i(s) = K_{hall} \cdot K_{dif}$	Função de transferência de amostragem de corrente.
$H_e(s) = 1 - \frac{s}{2 \cdot f_s} + \left(\frac{s^2}{\pi^2 \cdot f_s^2} \right)$	Função de transferência de amostragem do sistema.
$G_i(s) = \frac{V_o}{s \cdot L_b}$	Função de transferência simplificada da planta $\frac{\hat{i}_L}{\hat{d}}$.
$F_m(s) = \frac{1}{V_s}$	Ganho do modulador PWM.

Assim, o conversor *bridgeless* agora pode ser representado através das distintas funções de transferência, e também é possível obter os respectivos diagramas de Bode compostos pelo ganho e a fase. Estes diagramas permitem estudar o comportamento dinâmico do sistema em laço aberto sem o compensador e inclusive aplicar o compensador de corrente para corrigir a dinâmica do sistema.

A Figura 2.11 mostra os distintos diagramas de Bode obtidos a partir das funções de transferência da planta, do compensador PI com filtro e do sistema finalmente compensado, onde foi adotada uma frequência de cruzamento de 5 kHz.

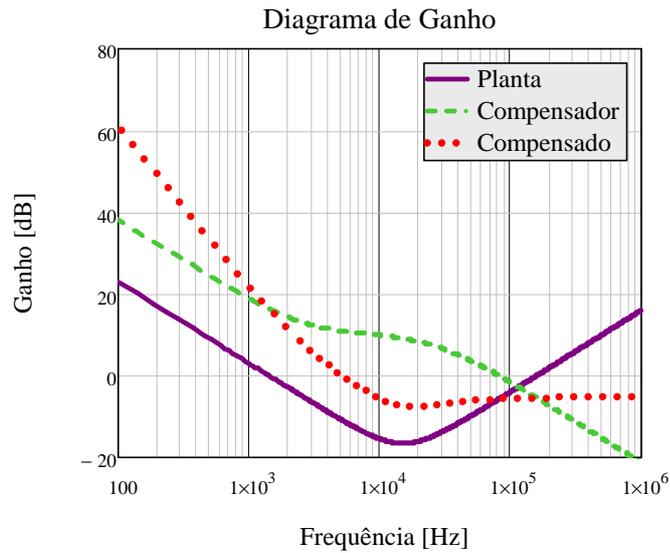


Figura 2.11 – Diagramas de Bode em termos do ganho da malha de corrente.

A Figura 2.13 mostra o diagrama de Bode composto pela fase da planta, do compensador e do sistema finalmente compensado, apresentando uma margem de fase de 22° .

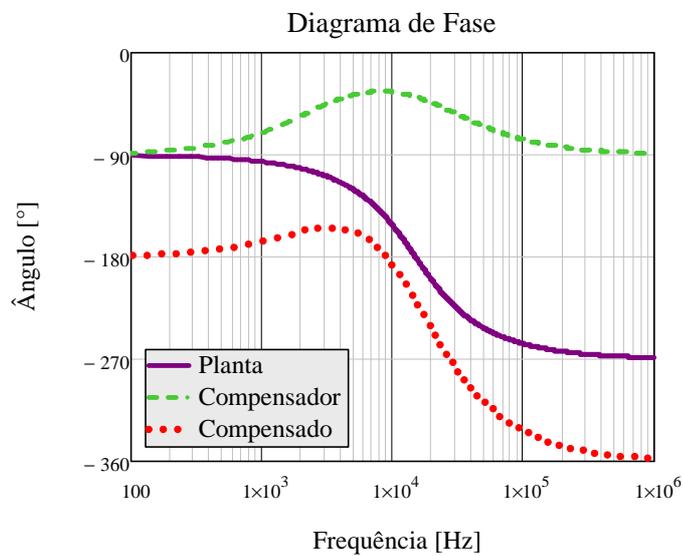


Figura 2.12 – Diagramas de Bode em termos da fase da malha de corrente.

2.5.2 Projeto da Malha de Tensão

A malha de tensão é projetada usando as recomendações da nota de aplicação U-134 [25] da companhia *Texas Instruments*. Esta técnica possui algumas diferenças em comparação com a técnica de controle por corrente média convencional, na qual é adicionado um bloco na

malha de controle de tensão, denominado KUC3854B e mostrado na Figura 2.10, o qual incorpora características próprias do circuito integrado.

A malha de controle de tensão, apresentada na Figura 2.10 (b), é externa e possui inserida em si a malha de corrente. Esta malha é responsável por compensar as variações de tensão na saída produzidas por variações eventuais de carga. As expressões matemáticas necessárias obtidas a partir da modelagem do sistema são mostradas e devidamente explicadas na Tabela 2.8.

Tabela 2.8 - Funções de transferência envolvidas na malha de tensão.

$FTLA_{scv}(s) = \frac{1}{H_i(s)} \cdot H_v(s) \cdot Z_o(s) \cdot K_{UC3854B}(s)$	Função de transferência de laço aberto sem compensador de tensão.
$FTLA_{ccv}(s) = FTLA_{scv}(s) \cdot C_v(s)$	Função de transferência de laço aberto com compensador de tensão.
$C_v(s) = \frac{1}{R_{vp} \cdot C_{vp}} \cdot \left[\frac{s + \frac{1}{R_{vp} \cdot C_{vz}}}{s \cdot \left(s \cdot \frac{C_{vz} + C_{vp}}{R_{vp} \cdot C_{vz} \cdot C_{vp}} \right)} \right]$	Função de transferência do circuito compensador de tensão.
$K_{UC3854B}(s) = \frac{I_{ac\min}}{V_{FF}^2} \cdot RMO$	Fator característico do circuito integrado UC3854B.
$H_v(s) = \frac{V_{ref}}{V_o}$	Ganho de amostragem de tensão.
$Z_o(s) = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{R_o \cdot R_{se1}}{R_o + R_{se1}} \cdot \left[\frac{s + \frac{1}{C_{o1} \cdot R_{se1}}}{s + \frac{1}{C_{o1} \cdot (R_o \cdot R_{se1})}} \right]$	Função de transferência da planta $\frac{\hat{v}_o}{\hat{i}_L}$.

A Figura 2.13 mostra os distintos diagramas de Bode obtidos a partir das funções de transferência mostradas na Tabela 2.8. Estes diagramas fornecem valiosas informações acerca do comportamento dinâmico do sistema. No caso, foi adotada uma frequência de cruzamento de 15 Hz.

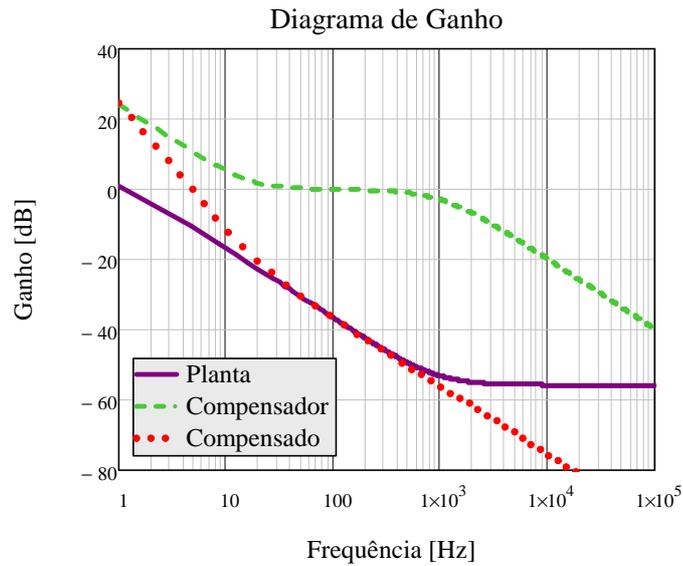


Figura 2.13 - Diagramas de Bode em termos do ganho da malha de tensão.

A Figura 2.14 mostra o diagrama de Bode composto pela fase da planta, do compensador e do sistema finalmente compensado, apresentando uma margem de fase de 91° .

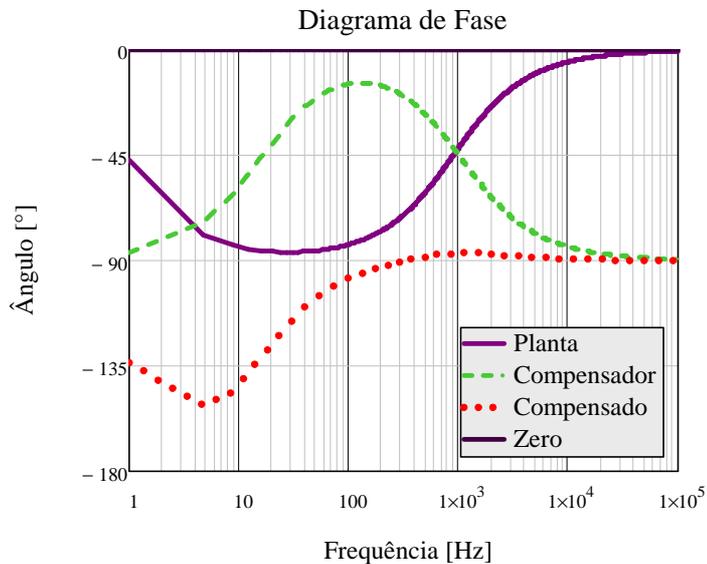


Figura 2.14 - Diagramas de Bode em termos da fase da malha de tensão.

2.5.3 Parâmetros Adicionais do UC3854B

O Anexo A apresenta o circuito real de simulação do conversor, que foi implementado discretamente utilizando o *software* de simulação OrCAD. Nota-se que, além do projeto de controle de corrente e tensão supramencionado, o circuito integrado precisa de alguns outros

componentes externos adicionais, como proteção de sobrecorrente, ajuste da frequência de comutação, configuração da partida suave, entre outros. A seguir, são calculados estes parâmetros seguindo a recomendação e notas de aplicação do fabricante [25].

Ressalta-se neste ponto que os distintos valores obtidos para cada uma das grandezas são aproximados para o valor comercial imediatamente superior.

- **Limitador de pico de corrente:** é um circuito adicional de proteção, utilizado para limitar a sobrecorrente. Os valores dos resistores R_{pk1} e R_{pk2} que compõem este circuito de proteção são calculados nas equações (2.36) e (2.37) respectivamente.

$$R_{pk1} = 10 \quad [\text{k}\Omega]. \quad (2.36)$$

$$R_{pk2} = \frac{V_{pko} \cdot R_{pk1}}{V_{ref}} = \frac{2,3 \cdot 10000}{7,5} = 3,3 \quad [\text{k}\Omega]. \quad (2.37)$$

- **Malha de *feedforward*:** este circuito é um filtro passa-baixa, que na sua configuração tem uma série de capacitores e resistores calculados a seguir. Primeiro, é calculada a constante de *feedforward* na equação (2.38), e então determinada a frequência de corte do filtro na equação (2.39). Assim, a partir destes parâmetros, são calculados os resistores e capacitores que compõem o filtro, como mostram as equações (2.40) a (2.45).

$$K_{FF} = \frac{\%THD_{180\text{Hz}}}{\%THD_{120\text{Hz}}} = \frac{1,5}{66,2} = 22,65 \quad (2.38)$$

$$f_{cFF} = 2 \cdot f_r \cdot \sqrt{K_{FF}} = 2 \cdot 60 \cdot 0,022 = 18,063 \quad [\text{Hz}]. \quad (2.39)$$

$$V_{ff} = \frac{V_{imina} \cdot R_{FF3}}{R_{FF1} + R_{FF2} + R_{FF3}} \quad (2.40)$$

$$R_{FF1} = 1 \times 10^6 \quad [\Omega]. \quad (2.41)$$

$$V_{FF} = 1,5 \quad , \quad V_{FFC} = 4,5 \quad , \quad Vi \min_{amos} = 140 \quad [\text{V}]$$

$$R_{FF2} = \frac{R_{FF1} \cdot [V_{FF} \cdot Vi \min_{amos} - V_{FFC} (Vi \min_{amos} - V_{FF}) - (V_{FF} - V_{FFC})]}{V_{FFC} \cdot (Vi \min_{amos} - V_{FF}) + (V_{FF} \cdot V_{FFC}) - Vi \min_{amos} (Vi \min_{amos} - V_{FF}) - V_{FFC} \cdot Vi \min_{amos}} \quad (2.42)$$

$$R_{FF2} = \frac{1 \times 10^6 \cdot [1,5 \cdot 140 - 4,5(140 - 1,5) - (1,5 - 4,5)]}{4,5 \cdot (140 - 1,5) + (1,5 \cdot 4,5) - 140 \cdot (140 - 1,5) - 4,5 \cdot 140} = 22 \times 10^3 \quad [\Omega].$$

$$R_{FF3} = \frac{V_{FF} \cdot R_{FF1} + V_{FF} \cdot R_{FF2}}{Vi \min_{amos} - V_{FF}} \quad (2.43)$$

$$R_{FF3} = \frac{1,5 \cdot 1 \times 10^6 + 1,5 \cdot 22 \times 10^3}{140 - 1,5} = 12 \times 10^3 \quad [\Omega].$$

$$C_{FF1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{Cff} \cdot R_{FF2}} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 18,06 + 5600} = 180 \times 10^{-9} \quad [\text{F}]. \quad (2.44)$$

$$C_{FF2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{Cffreal} \cdot R_{FF3}} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 15,78 + 27000} = 470 \times 10^{-9} \quad [\text{F}]. \quad (2.45)$$

- **RVAC:** este resistor é responsável por limitar a corrente que circula através do pino 6, seguindo-se a recomendação onde não se deve ultrapassar 250 μA . Desta forma, obtém-se o valor do resistor dado por (2.46).

$$RVAC = \frac{V_{ipkse}}{I_{acmax}} = \frac{24,395}{250 \times 10^{-6}} = 100 \times 10^3 \quad [\Omega]. \quad (2.46)$$

- **Ajuste do oscilador:** a frequência de comutação dos interruptores é determinada por um oscilador tipo RC. Estes componentes são calculados para uma frequência de 30 kHz, como mostram as equações (2.47) e (2.48).

$$RT = \frac{3,75}{2 \cdot I_{acmax}} = \frac{3,75}{2 \cdot 180 \times 10^{-6}} = 10 \times 10^3 \quad [\Omega]. \quad (2.47)$$

$$CT = \frac{1,25}{RT \cdot f_s} = \frac{1,25}{10 \times 10^3 \cdot 30 \times 10^3} = 4,7 \times 10^{-9} \quad [\text{F}]. \quad (2.48)$$

- **RMO:** O resistor *RMO* é calculado mediante as equações (2.49) e (2.50), seguindo estritas recomendações do fabricante.

$$RMO = \frac{P_o \cdot k_{hall} \cdot k_{diff} \cdot k \cdot RVAC \cdot 2,25}{V_{ief \min}^2 \cdot \eta \cdot (V_{ea} - 1,5)} \cdot \frac{1}{a_{ff}}. \quad (2.49)$$

$$RMO = \frac{2527 \cdot 0,004 \cdot 2,127 \cdot 1 \cdot 100 \times 10^3 \cdot 2,25}{187^2 \cdot 0,95 \cdot (6 - 1,5)} \cdot \frac{1}{68 \times 10^{-3}} = 5,6 \times 10^3 \quad [\Omega]. \quad (2.50)$$

2.6 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Nesta seção, são apresentados os principais resultados de simulação com o objetivo de verificar as formas de onda e o comportamento do conversor em regime permanente e dinâmico. Como já foi dito anteriormente, o conversor *bridgeless* necessita de duas malhas de controle para operar adequadamente: uma de corrente e outra de tensão.

2.6.1 Circuito Simulado

O circuito completo usado na simulação é apresentado no Anexo A. Este circuito foi simulado usando componentes reais da biblioteca de simulação do *software* OrCAD, onde são modeladas as não idealidades dos mesmos. Assim, isto torna os resultados de simulação mais próximos dos experimentais. As formas de onda correspondem ao conversor operando com potência nominal.

2.6.2 Corrente e Tensão nos Diodos D_1 e D_2

A Figura 2.15 (a) mostra as formas de onda da tensão instantânea sob o diodo D_1 , enquanto a Figura 2.15 (b) corresponde à corrente instantânea através deste componente, onde surge um pico negativo de corrente devido ao efeito de comutação.

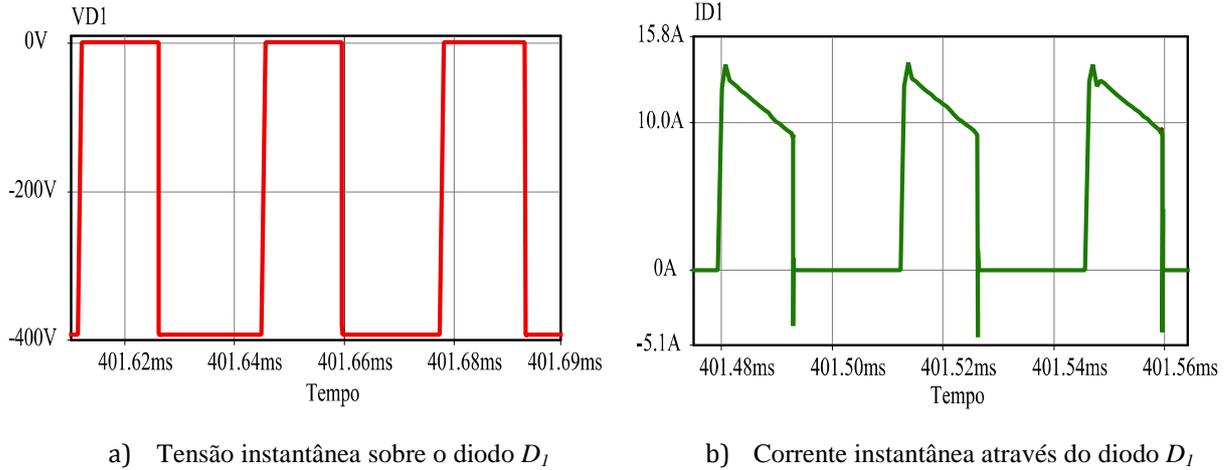


Figura 2.15 – Esforços de corrente e tensão no diodo D_1 .

2.6.3 Corrente e Tensão nos Interruptores S_1 e S_2

A Figura 2.16 (a) mostra a forma de onda da tensão sobre o interruptor S_1 , na qual o valor da tensão pico atinge aproximadamente 400 V. A Figura 2.16 (b), por sua vez, mostra a corrente através do interruptor S_1 , com um valor de pico de 21 A, que ocorre devido ao efeito de comutação.

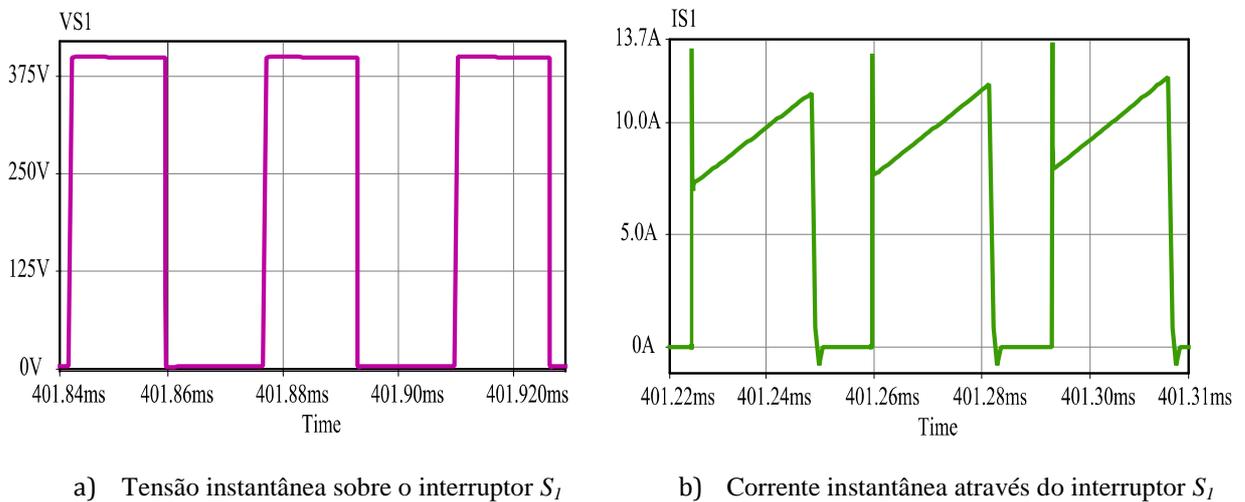


Figura 2.16 – Corrente e tensão no interruptor S_1 .

2.6.4 Tensão e Corrente de Entrada

A Figura 2.17 evidencia que a correção de fator de potência foi realizada com sucesso, e que a corrente drenada da rede apresenta uma forma de onda senoidal simétrica e em fase com a forma de onda da tensão da rede.

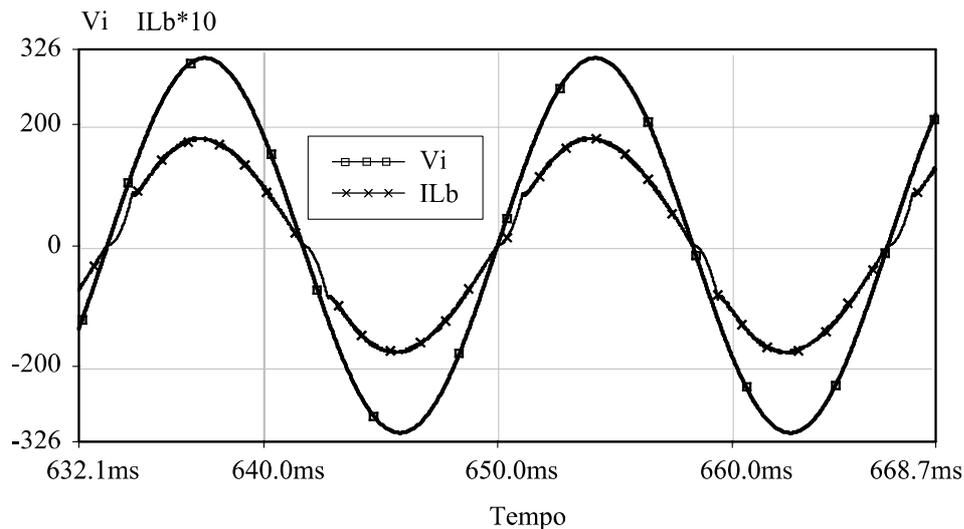


Figura 2.17 –Tensão da rede e corrente de entrada do conversor *bridgeless*.

A Tabela 2.9 apresenta alguns parâmetros relacionados com a correção de fator de potência, obtidos a partir das formas de onda de corrente e tensão de entrada do conversor.

Tabela 2.9– Parâmetros de interesse relacionados à correção de fator de potência.

<i>Simbologia</i>	<i>Descrição</i>	<i>Valor</i>
PF	Fator de potência real	0,968
THD	Taxa de distorção harmônica total da corrente de entrada	4,51%
PF	Fator de deslocamento	0,990

A Figura 2.18 – Espectro harmônico da corrente de entrada mostra o espectro harmônico da corrente de entrada, onde o valor da fundamental é de 6,2 A, alocada em 60 Hz, e o valor da terceira harmônica de corrente é de 0,43 A, alocada em 180 Hz, é mostrada também a curva que corresponde à norma IEC 555-2 usada como referência comparativa para equipamentos

monofásicos portáteis “Grupo B da norma”, onde estabelece que o valor máximo da terceira harmônica de corrente não deve ultrapassar de 3,5 [A].

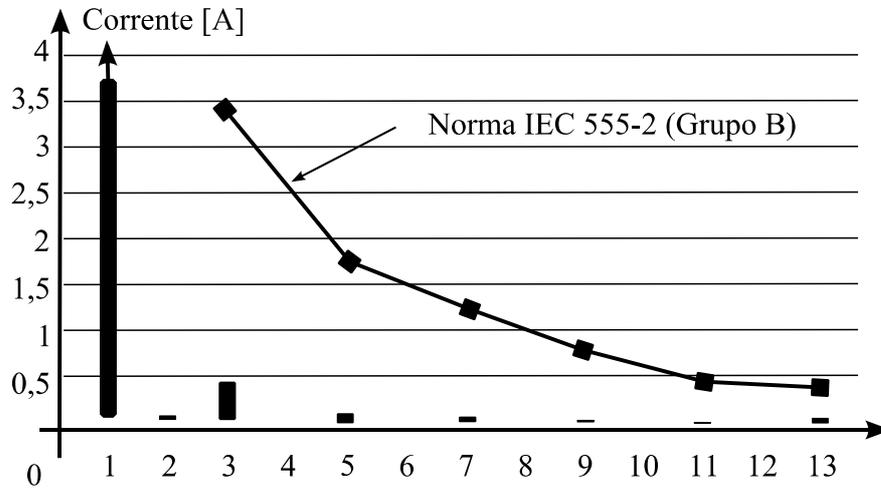


Figura 2.18 – Espectro harmônico da corrente de entrada

2.6.5 Corrente e Tensão na Carga

A Figura 2.19 representa os valores de simulação da tensão e corrente nominais na carga em regime permanente, sendo estes de 400 V e 6,2 A, respectivamente.

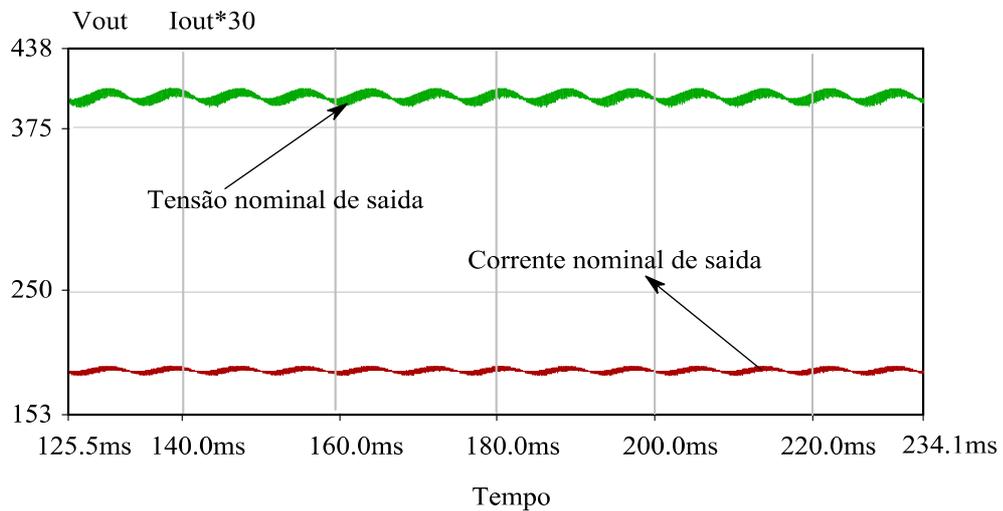


Figura 2.19 – Tensão e corrente nominal de saída.

2.6.6 Transitórios de Carga

Para validar a técnica de controle empregada no circuito de potência, são realizados ensaios de variações abruptas de carga. Então, é avaliado o tempo de resposta do circuito do controle para restabelecer os valores nominais de funcionamento do conversor.

A Figura 2.20 mostra a resposta da tensão e da corrente de saída para um degrau de carga de 50%, o que no caso representa uma carga de 64Ω conectada em paralelo com o valor da resistência nominal. Nota-se que a tensão na saída se restitui rapidamente, retomando o valor médio de 400 V com um aumento na ondulação.

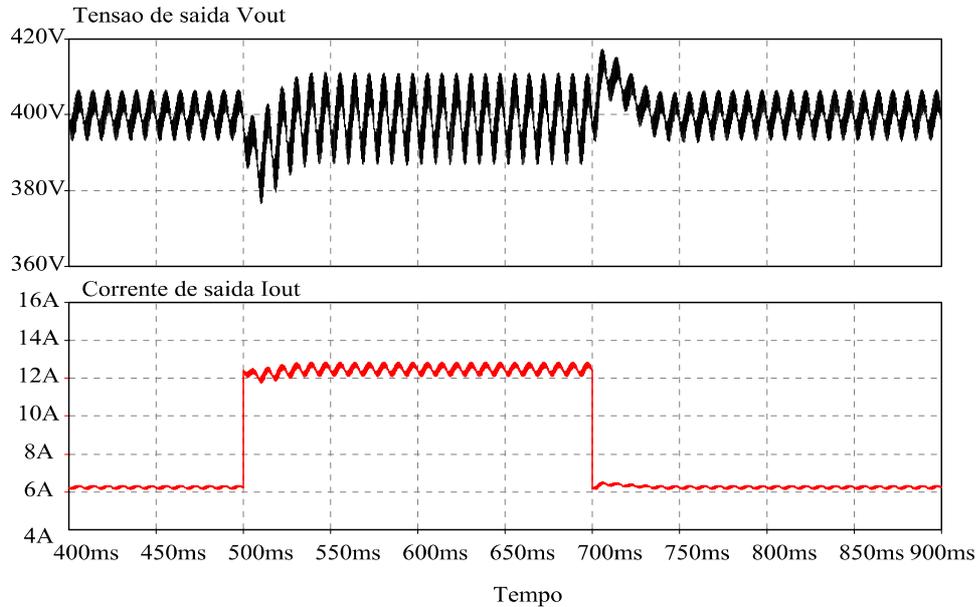


Figura 2.20 – Tensão de saída para um transitório de carga de 50 %.

A Figura 2.21 mostra o efeito que o transitório produz na corrente que circula através do indutor de entrada L_b . Verifica-se que há um aumento na ondulação de corrente no intervalo onde a carga é a metade do valor nominal.

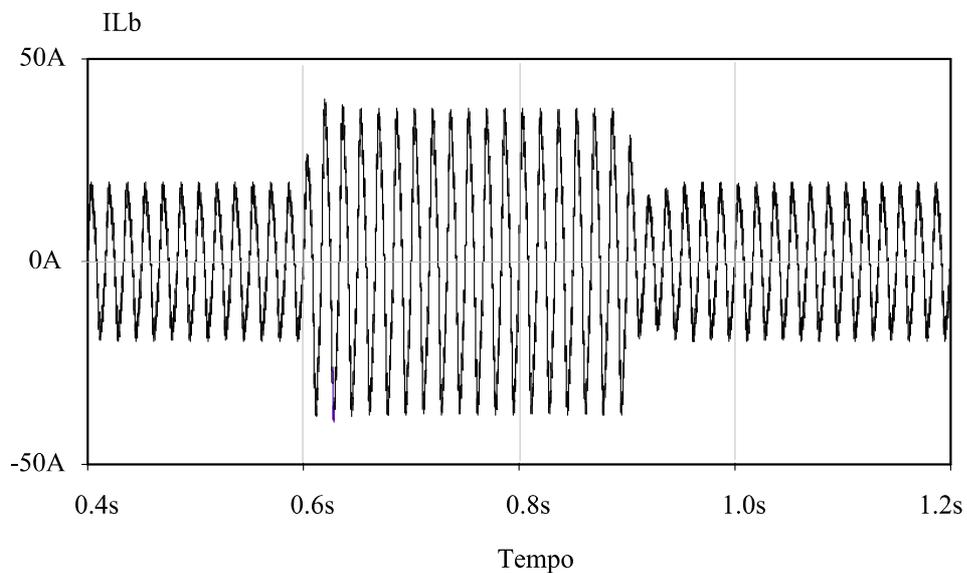


Figura 2.21 – Corrente de entrada para um transitório de carga de 50%.

Para verificar a estabilidade do controle adotado, é realizada a comparação do sinal dente de serra com o sinal de controle ou onda moduladora. Como pode ser observado na Figura 2.22, a rampa do sinal dente de serra não apresenta paralelismo com o sinal de controle e, portanto, o sistema é estável.

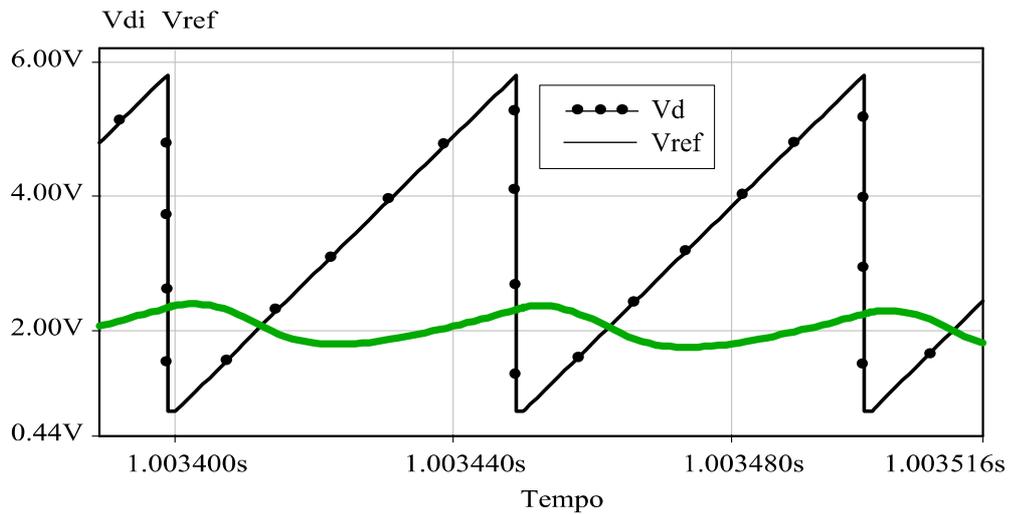


Figura 2.22 – Sinal dente de serra e sinal de controle.

2.6.7 Rendimento do Conversor

A Figura 2.23 mostra a curva de rendimento obtida através de simulação do conversor bridgeless. O valor médio aproximado que esta curva apresenta é de 94% para uma faixa de variação de potência de 500 a 2400 W.

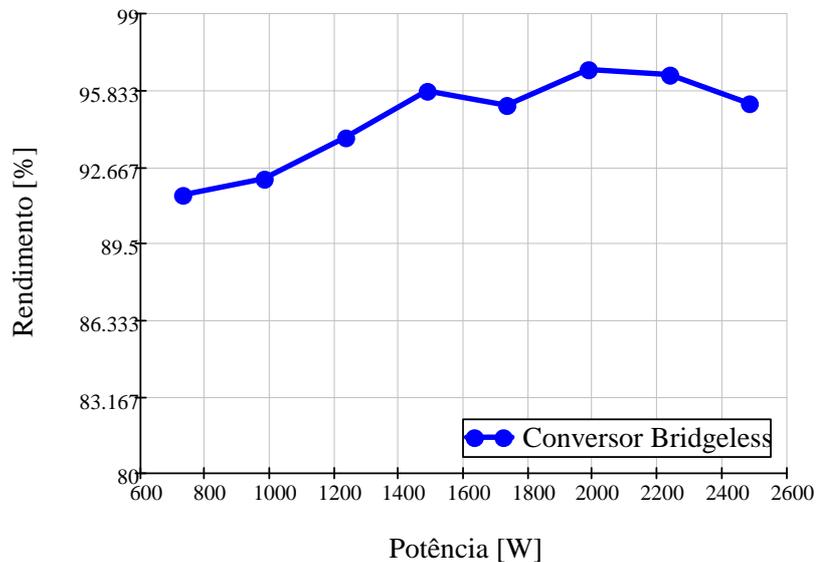


Figura 2.23 – Curva de rendimento do conversor Bridgeless

2.7 CONCLUSÕES

Este capítulo dedicou-se ao estudo detalhado do conversor CA-CC *bridgeless*, onde inicialmente foi realizado um estudo sobre o funcionamento do conversor. Também foram realizadas a análise matemática e por simulação usando uma técnica de controle apropriada a este conversor.

Inicialmente, na análise qualitativa, foram determinadas as etapas de operação do conversor e mostradas as formas de onda para um período de comutação. Já na análise quantitativa do conversor, foram obtidas as expressões matemáticas das grandezas de tensão e corrente nos componentes do conversor.

Para obter a correção de fator de potência, foi adotada a técnica de controle por corrente média. Esta estratégia de controle apresenta duas malhas de controle, sendo uma de corrente e a outra de tensão. Para ambas as malhas indicadas, foram adotados compensadores PI com filtro. Segundo especificações iniciais, foi apresentado o exemplo de projeto para os circuitos de potência e de controle.

Posteriormente, foi realizada a simulação do conversor em malha fechada, onde foi possível obter os resultados desejados, tal como a corrente de entrada aproximadamente senoidal, elevado fator de potência de entrada e a regulação da tensão de saída.

CAPÍTULO 3

ESTUDO DO CONVERSOR CC-CC *FULL-BRIDGE* ISOLADO EM ALTA FREQUÊNCIA COM CARACTERÍSTICAS DE MODULAÇÃO POR DESLOCAMENTO DE FASE E COMUTAÇÃO SOB TENSÃO NULA (*FB-ZVS-PS*)

3.1 INTRODUÇÃO

Este capítulo descreve o funcionamento do segundo estágio do carregador proposto, que consiste de um conversor CC-CC *full-bridge* isolado em alta frequência com características de modulação por deslocamento de fase e comutação sobre tensão nula, conhecido na literatura pelo acrônimo *FB-ZVS-PS* (*Full-Bridge Zero Voltage Switching Phase Shift*) [26].

Este conversor apresenta algumas vantagens quando associado a uma modulação por deslocamento de fase (*phase-shift*) como, por exemplo, a comutação sob tensão nula (*ZVS*) nos interruptores, o que minimiza as perdas e aumenta o rendimento do conversor. Outras vantagens são os baixos níveis de emissão de interferência eletromagnética (*EMI*) e radiofrequência (*RFI*) [27].

O conversor CC-CC *FB-ZVS-PS* pode operar com potências superiores a 1 kW e em frequências de comutação elevadas, o que permite reduzir o volume do transformador e do indutor de filtro de saída.

3.2 ANÁLISE QUALITATIVA

A análise qualitativa do conversor CC-CC *FB-ZVS-PS* estuda as distintas etapas de operação da topologia proposta, bem como as principais grandezas resultantes envolvidas. São analisadas também as formas de onda resultantes destas etapas de operação, considerando que o conversor trabalha em regime permanente.

3.2.1 Topologia do Conversor *FB-ZVS-PS*

A topologia em estudo é mostrada na Figura 3.1, sendo composta pela fonte de tensão V_e , interruptores S_3 , S_4 , S_5 e S_6 que constituem os dois braços da configuração em ponte

completa, indutor ressonante L_r , transformador de alta frequência T_r , diodos retificadores de alta frequência D_{r3} e D_{r4} , e filtro de saída dado pelo indutor L_o e o capacitor C_{o2} .

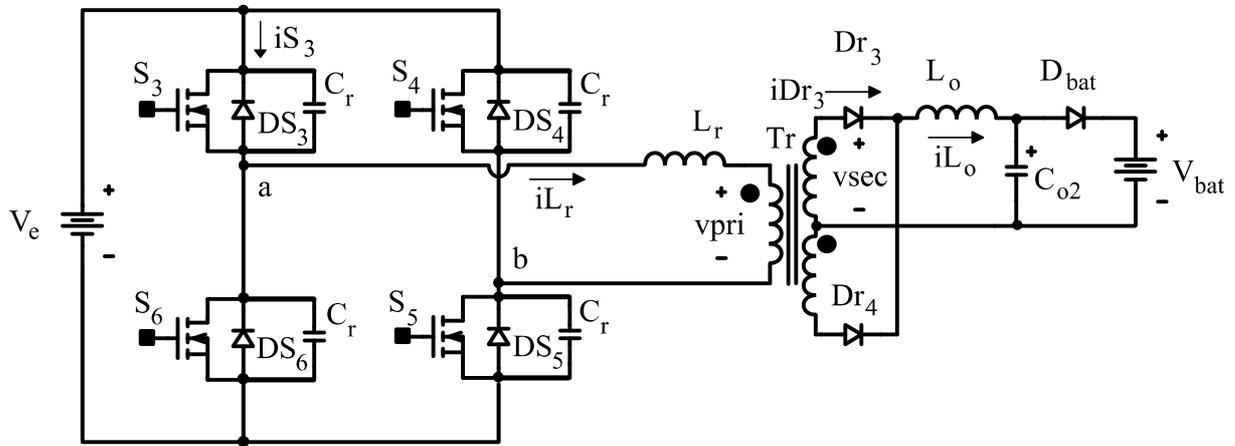


Figura 3.1 – Topologia do conversor CC-CC FB-ZVS-PS.

3.2.2 Etapas de Operação

O funcionamento detalhado do conversor é explicado pelas distintas etapas de operação. Neste caso, o conversor possui oito estágios. Para simplificar a análise matemática e a compreensão do funcionamento do sistema, todos os componentes são considerados ideais.

Deve-se mencionar que as análises das distintas etapas de operação são válidas para o conversor operando em regime permanente, seguindo os sinais de comando dos interruptores segundo ilustra a Figura 3.10.

- 1ª etapa: (t_0, t_1)

A primeira etapa de operação inicia quando os interruptores S_3 e S_5 estão conduzindo. Nesta etapa, acontece a transferência direta de energia para a carga através do transformador T_r , como mostra a Figura 3.2. No entanto, no lado secundário a corrente circula através do diodo retificador D_{r3} e é transferida para o banco de baterias. Observa-se que os capacitores de comutação associados aos interruptores S_4 e S_6 ficam submetidos ao valor de tensão V_e .

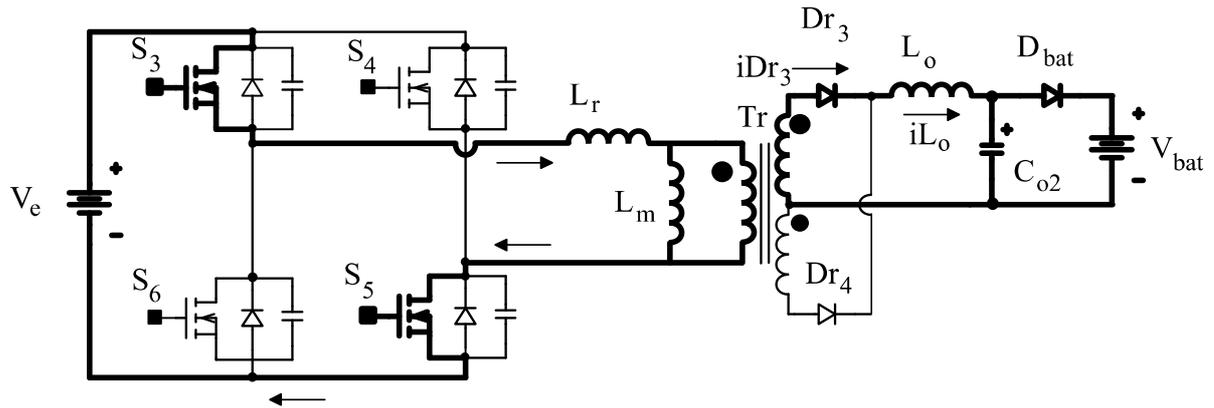


Figura 3.2 – 1ª etapa de operação do conversor *full-bridge*.

- 2ª etapa: (t_1, t_2)

A segunda etapa de operação se inicia quando o interruptor S_3 é comandado a desligar, como mostra a Figura 3.3. Nesta etapa, o capacitor de comutação associado ao interruptor S_3 é carregado, e o capacitor de comutação associado a o interruptor S_6 é descarregado. A comutação é considerada como não crítica, pois ocorre com o auxílio da corrente de carga referida ao lado primário do transformador T_r .

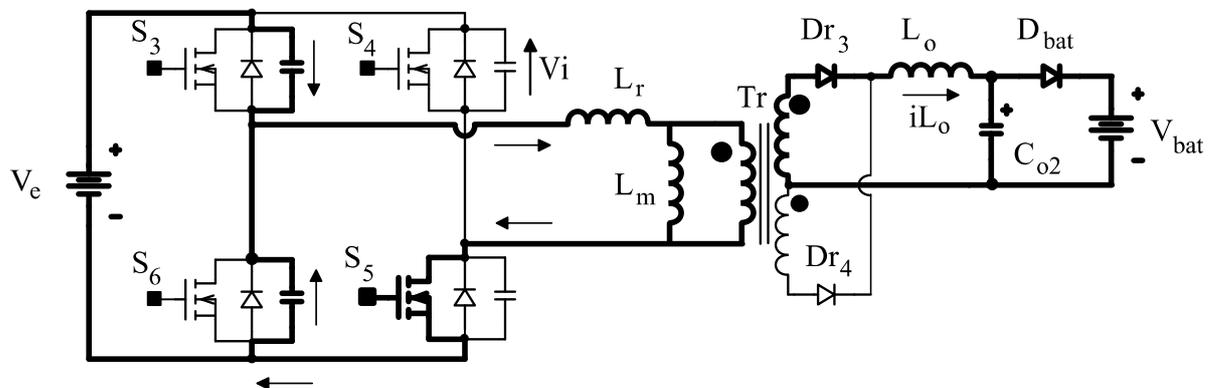


Figura 3.3 – 2ª etapa de operação do conversor *full-bridge*.

- 3ª etapa: (t_2, t_3)

A terceira etapa de operação é mostrada na Figura 3.4 e se inicia quando o capacitor associado ao interruptor S_6 atinge é plenamente descarregado, enquanto o diodo intrínseco do interruptor S_6 é polarizado diretamente. Assim, começa o processo de roda livre da energia no lado primário com a energia do indutor de filtro. Esta etapa termina quando o interruptor S_6 é ligado, mas a corrente só circula através do seu respectivo diodo intrínseco.

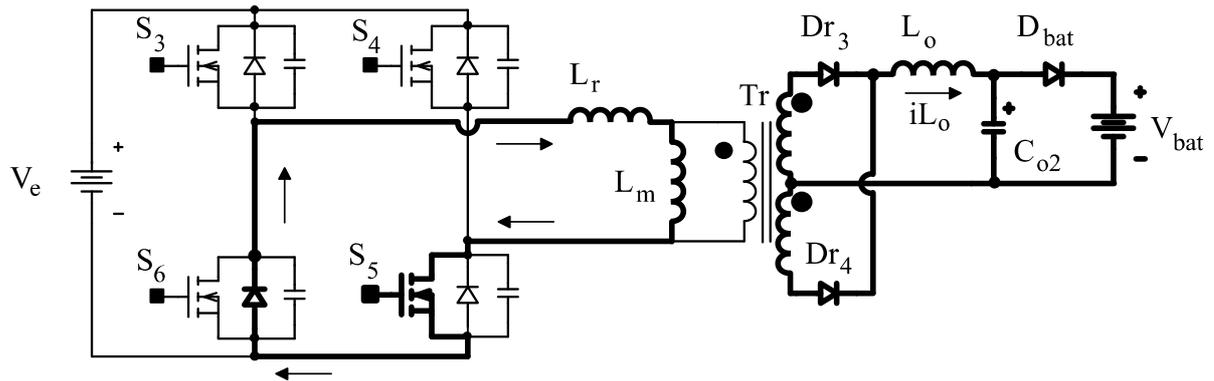


Figura 3.4 – 3ª etapa de operação do conversor *full-bridge*.

- 4ª etapa: (t_3, t_4)

A quarta etapa de operação, mostrada na Figura 3.5, começa quando o interruptor S_6 é comandado a conduzir. Esta etapa é muito importante, pois durante sua ocorrência há a comutação sob tensão nula do interruptor S_6 . A corrente no lado primário ainda se encontra em roda livre.

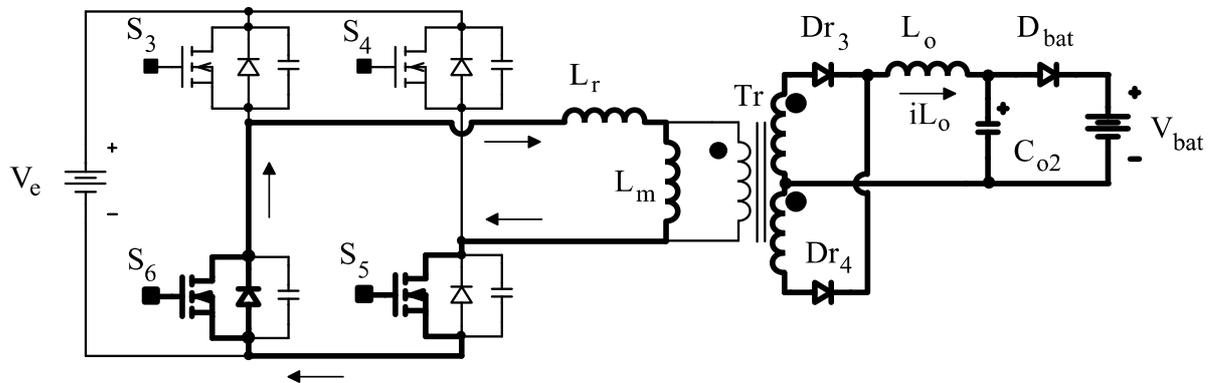


Figura 3.5 – 4ª etapa de operação do conversor *full-bridge*.

- 5ª etapa: (t_4, t_5)

A quinta etapa de operação é mostrada na Figura 3.6 e se inicia quando o interruptor S_5 é comandado a desligar. Então, o capacitor de comutação associado ao interruptor S_5 carrega-se progressivamente de maneira ressonante, e o capacitor de comutação associado ao interruptor S_4 inicia sua descarga até atingir tensão nula também de maneira ressonante. No entanto, no lado secundário do conversor a corrente continua em roda livre.

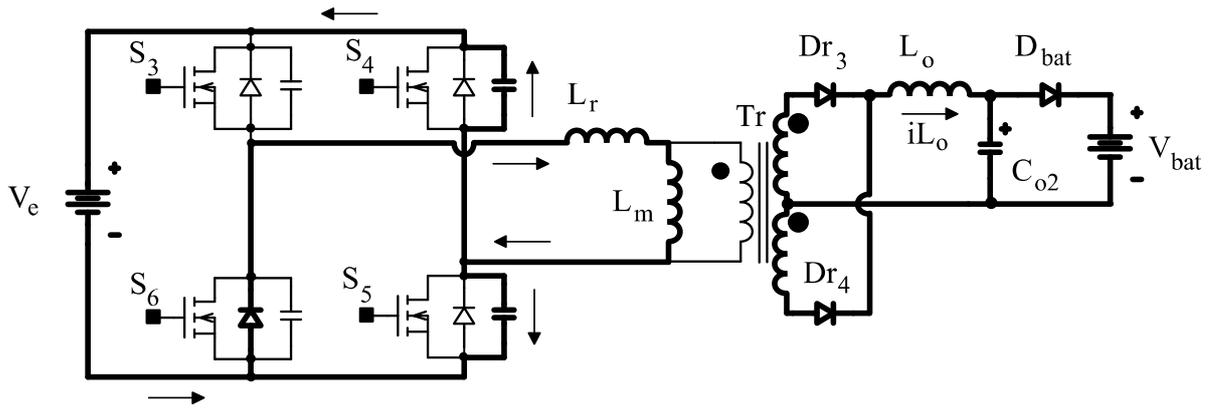


Figura 3.6 – 5ª etapa de operação do conversor *full-bridge*.

- 6ª etapa: (t_5, t_6)

A sexta etapa de operação, mostrada na Figura 3.7, inicia-se quando o diodo associado ao interruptor S_4 é polarizado diretamente, e assim a corrente no conversor encontra-se em roda livre. Esta é uma etapa transitória, anterior àquela onde ocorre a comutação sob tensão nula do interruptor S_4 .

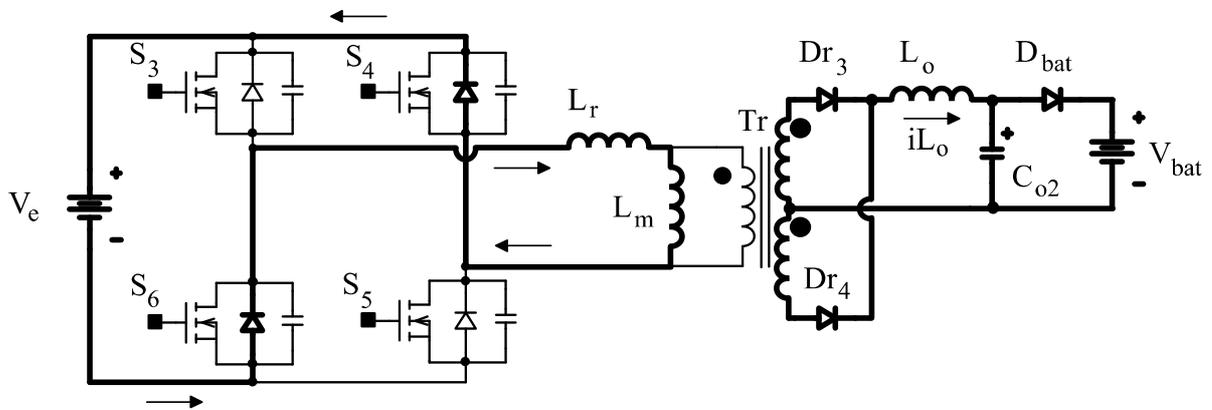


Figura 3.7 – 6ª etapa de operação do conversor *full-bridge*.

- 7ª etapa: (t_6, t_7)

A sétima etapa, mostrada na Figura 3.8, inicia-se quando o interruptor S_4 é comandado a conduzir. Nesta etapa, o interruptor supracitado realiza a comutação sob tensão nula, e a corrente no indutor de comutação L_r circula em roda livre até atingir valor nulo.

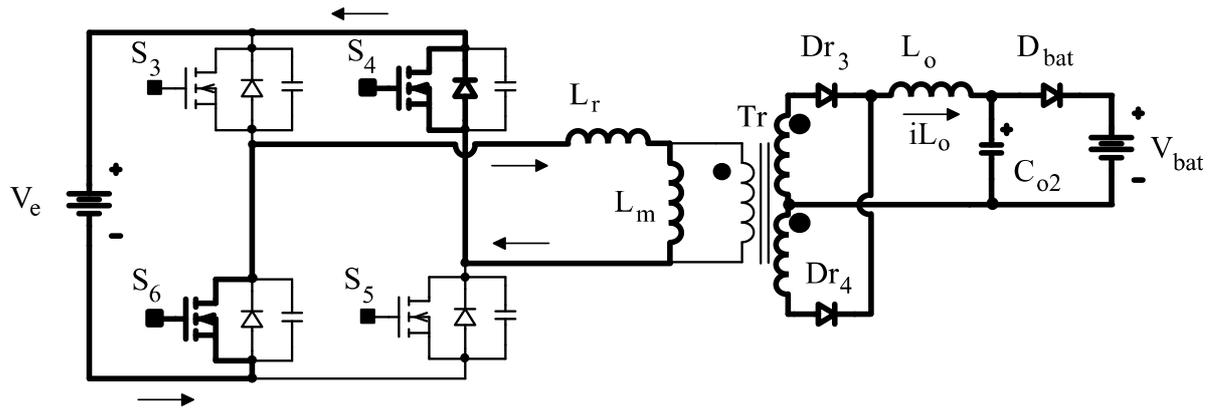


Figura 3.8 – 7ª etapa de operação do conversor *full-bridge*.

- 8ª etapa: (t_7, t_8)

Finalmente, após a corrente no indutor L_r se anular, o fluxo da corrente muda de sentido até superar o valor de $n \cdot I_o$, onde acontecerá a transferência de energia para uma nova etapa de operação. No entanto, a corrente no lado secundário continua em roda livre enquanto não atinge o valor $n \cdot I_o$, de acordo com a Figura 3.9.

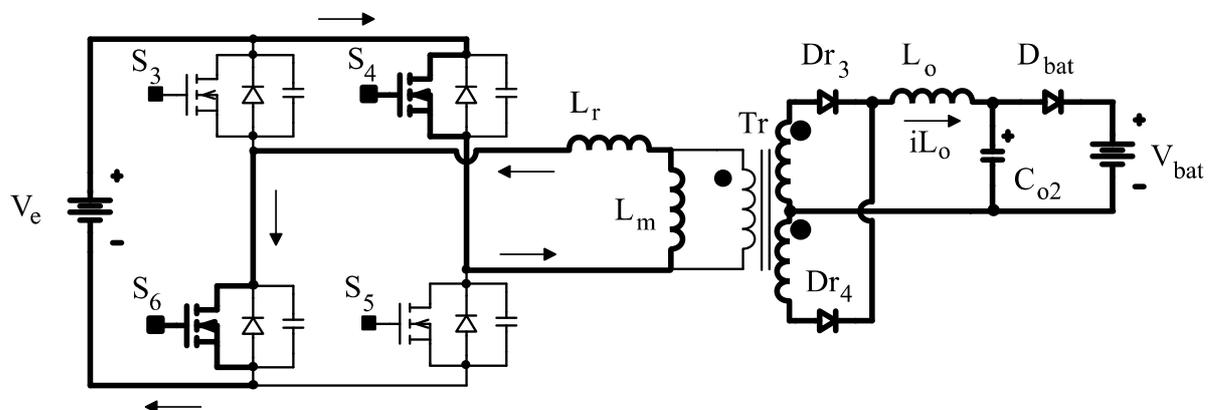


Figura 3.9 – 8ª etapa de operação do conversor *full-bridge*.

3.2.3 Formas de Onda

As formas de onda básicas de corrente e tensão do conversor correspondente às etapas de operação anteriores que representam um período de comutação completa são mostradas na Figura 3.10. A Figura 3.10 (a), a Figura 3.10 (b), a Figura 3.10 (c) e a Figura 3.10 (d) ilustram os sinais de comando dos interruptores com modulação por deslocamento de fase. A Figura 3.10 (e) representa as variações da corrente através do indutor de comutação L_r e a variação da tensão no primário do transformador V_{ab} . A Figura 3.10 (f) e a Figura 3.10 (g) mostram a

tensão do secundário V_{sec} e a corrente do diodo retificador D_{r3} , respectivamente. Finalmente, a Figura 3.10 (h) e a Figura 3.10 (i) correspondem às correntes através dos interruptores.

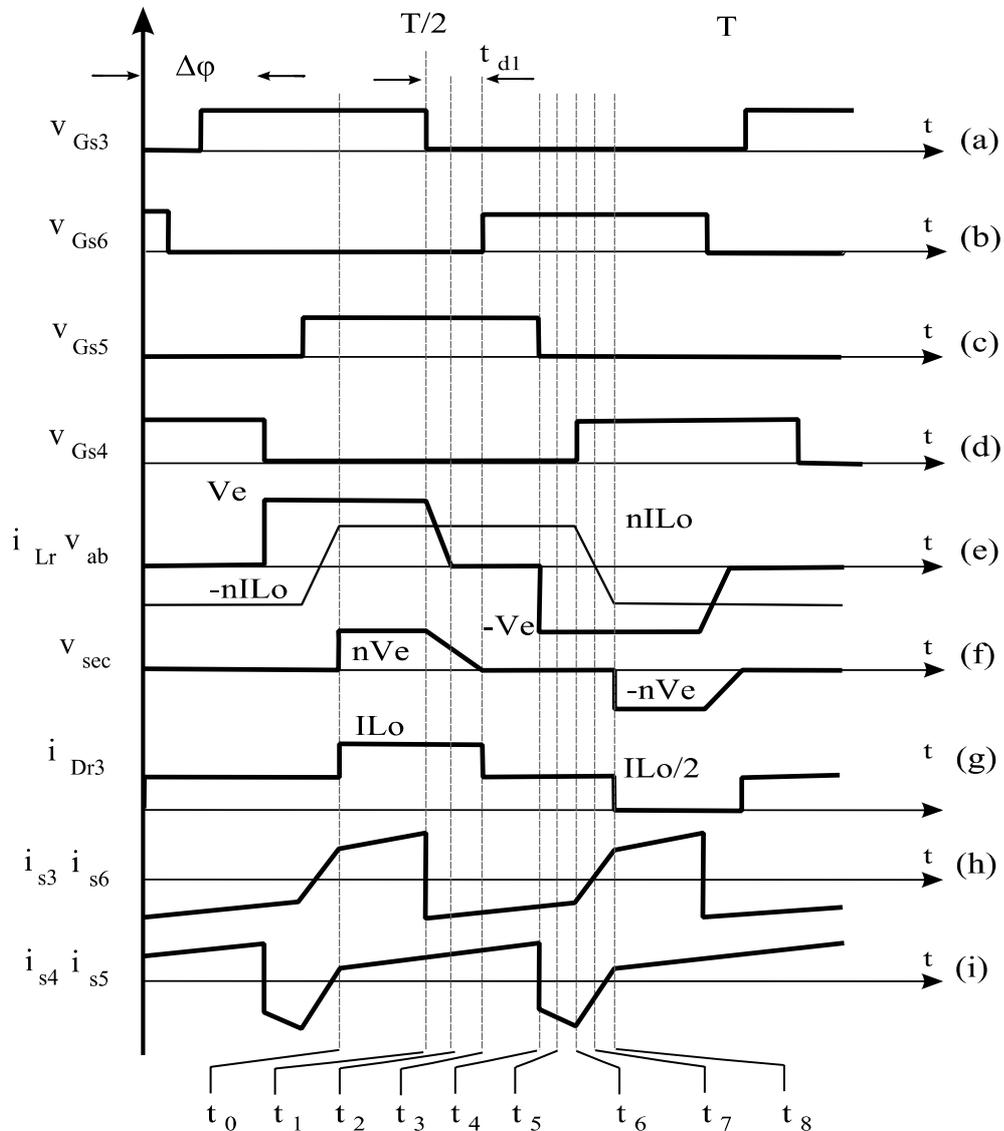


Figura 3.10 – Formas de onda do conversor CC-CC *FB-ZVS-OS*.

3.3 ANÁLISE QUANTITATIVA DO CONVERSOR *FB-ZVS-PS*

A análise quantitativa estuda os esforços de corrente e tensão nos componentes do conversor. Estes esforços são obtidos a partir das formas de onda dos valores instantâneos da Figura 3.10 para cada um dos principais componentes.

Uma das características de funcionamento que deve ser considerada é o efeito da perda de razão cíclica. Este fenômeno acontece devido à presença do indutor de comutação L_r , que causa uma variação linear de corrente no lado primário e produz um atraso na transferência de

corrente à saída e, como consequência, uma perda da razão cíclica ocorre no lado secundário. Este efeito é ilustrado em detalhes na Figura 3.11.

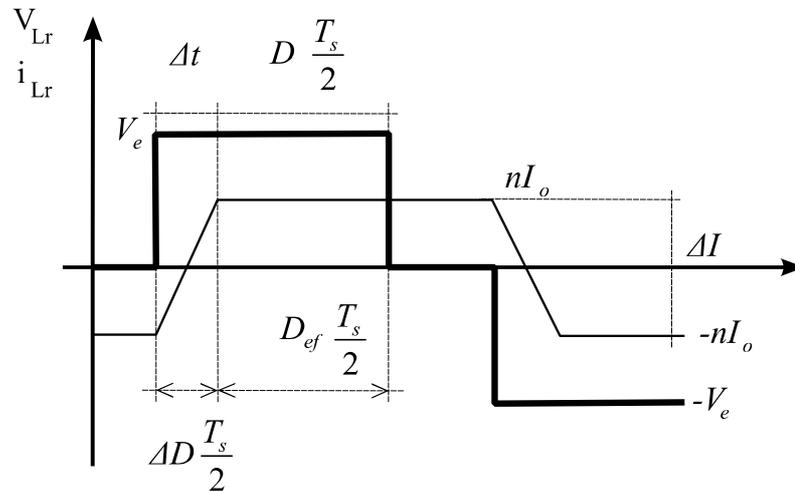


Figura 3.11 - Efeito de perda de razão cíclica.

A partir da análise das formas de onda da Figura 3.11, é obtida a equação que determina o valor da variação de razão cíclica ΔD :

$$\Delta D = \frac{4 \cdot f_s \cdot L_r \cdot I_o \cdot n}{V_e} \quad (3.1)$$

Como ponto de partida, é determinada a equação do ganho estático do conversor, dada por (3.2), que resulta da análise das formas de onda da Figura 3.11.

$$V_e = L_r \frac{2 \cdot I_o}{\Delta t} \cdot n \quad (3.2)$$

O tempo necessário para que o indutor de comutação assuma o valor nominal da corrente de saída referida ao lado primário é definido pela relação (3.3).

$$\Delta t = \Delta D \frac{T_s}{2} \quad (3.3)$$

Assim, é conhecida a relação entre a tensão de saída e a tensão de entrada, denominada de ganho estático do conversor *full-bridge* operando com modulação por deslocamento de fase, como mostra a equação (3.4).

$$V_{bat} = V_e \cdot D_{efec} \cdot n. \quad (3.4)$$

A relação de transformação do transformador é definida pela equação (3.5).

$$n = \frac{N_s}{N_p}. \quad (3.5)$$

Assim, tem-se o valor da razão cíclica do lado secundário, denominada neste caso como sendo a razão cíclica efetiva, definida pela equação (3.6).

$$D_{efec} = D - \Delta D. \quad (3.6)$$

Finalmente, substituindo (3.6) e (3.1) na equação (3.4), é obtida a relação que determina o valor de tensão de saída V_{bat} . Deve-se ressaltar que a expressão (3.7) contempla a compensação por perda de razão cíclica supramencionada.

$$V_{bat} = V_e \cdot n \cdot \left(D - \frac{4 \cdot f_s \cdot L_r \cdot I_o \cdot n}{V_e} \right). \quad (3.7)$$

3.3.1 Esforços de Corrente e Tensão nos Interruptores S_3, S_4, S_5, S_6

A partir das formas de onda da corrente instantânea nos interruptores, é determinada a corrente eficaz através dos interruptores S_3 e S_6 , dada pela expressão (3.8). Por outro lado, a corrente eficaz através dos interruptores S_4 e S_5 pode ser obtida pela expressão (3.9).

$$I_{(S3,S5)ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left(\int_0^{\frac{\Delta D \cdot T_s}{4}} \left(\frac{4 \cdot t \cdot I_o \cdot n}{\Delta D \cdot T_s} \right)^2 dt - \int_0^{(D-\Delta D) \cdot \frac{T_s}{2}} (I_o \cdot n)^2 dt \right)}. \quad (3.8)$$

$$I_{(S4,S6)ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left(\int_0^{\frac{\Delta D \cdot T_s}{4}} \left(\frac{4 \cdot t \cdot n \cdot I_o}{\Delta D \cdot T_s} \right)^2 dt + \int_0^{(D-\Delta D) \frac{T_s}{2}} (I_o \cdot n)^2 dt + \int_0^{(1-D) \frac{T_s}{2}} (I_o \cdot n)^2 dt \right)}. \quad (3.9)$$

Assim, resolvendo as equações (3.8) e (3.9), são obtidas as equações simplificadas da corrente eficaz nos interruptores segundo (3.10) e (3.11).

$$I_{(S3,S5)ef} = \frac{I_o \cdot n}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{D + \frac{5 \cdot \Delta D}{6}}. \quad (3.10)$$

$$I_{(S4,S6)ef} = \frac{I_o \cdot n}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{1 - \frac{5 \cdot \Delta D}{6}}. \quad (3.11)$$

Aplicando o conceito de valor médio, também são determinadas as expressões da corrente média através dos interruptores, mostradas nas equações (3.12) e (3.13).

$$I_{(S3,S5)med} = \frac{1}{8} \cdot \left(4 \cdot \frac{D_{efec}}{2} - 3 \cdot \Delta D \right) \cdot n \cdot I_o. \quad (3.12)$$

$$I_{(S4,S6)med} = \frac{1}{8} \cdot (4 - 3 \cdot \Delta D) \cdot n \cdot I_o. \quad (3.13)$$

A partir das formas de onda da tensão instantânea nos interruptores, é determinada a tensão máxima que os interruptores suportam, dada na equação (3.14).

$$V_{(S3,S4,S5,S6)max} = V_{e\max}. \quad (3.14)$$

3.3.2 Esforços de Corrente e Tensão nos Diodos Retificadores D_{r3} e D_{r4}

Utilizando as formas de onda da corrente instantânea dos diodos D_{r3} e D_{r4} , pode-se obter a equação que fornece o valor médio da corrente que circula através dos mesmos de acordo com (3.15).

$$I_{(Dr3,Dr4)med} = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{(D-\Delta D) \frac{T_s}{2}} (I_o \cdot n) dt + 2 \int_0^{(1-D+\Delta D) \frac{T_s}{2}} \left(\frac{I_o}{2} \right) dt \right] \quad (3.15)$$

Assim, resolvendo (3.15), é obtida a expressão que determina o valor da corrente média através dos diodos retificadores, conforme (3.16).

$$I_{(Dr3,Dr4)med} = \frac{I_o}{2}. \quad (3.16)$$

O valor da corrente eficaz através dos diodos D_{r3} e D_{r4} é dado pela equação (3.17).

$$I_{(Dr3,Dr4)ef} = \frac{I_o}{\sqrt{2}}. \quad (3.17)$$

A tensão reversa máxima nos diodos retificadores D_{r3} e D_{r4} é definida pela expressão (3.18). Esta grandeza é igual ao dobro de n vezes a tensão de entrada devido à utilização do transformador com *tap* central no secundário.

$$V_{(Dr3,Dr4)max} = 2 \cdot n \cdot V_{e\max}. \quad (3.18)$$

3.3.3 Indutor de Filtro de Saída L_o

O indutor de filtro de saída L_o deve ser projetado a partir da especificação de ondulação máxima de corrente estipulada para o projeto. Assim, tem-se a equação que determina seu valor como sendo:

$$L_o = \frac{(V_{bat\max} + V_F) \cdot (1 - D_{efec})}{2 \cdot f_s \cdot \Delta I L_o}. \quad (3.19)$$

Nesta equação, deve-se considerar a tensão máxima de saída $V_{bat\max}$ e a queda de tensão adicional produzida pelos diodos V_F .

A partir da relação de transformação n e da tensão máxima na entrada do conversor $V_{e\max}$, pode-se obter o valor da razão cíclica mínima D_{min} como sendo:

$$D_{\min} = \frac{(V_{o\max} + V_F)}{V_{e\max}} \cdot \frac{1}{2 \cdot n}. \quad (3.20)$$

Considerando uma ondulação de corrente mínima através do indutor de filtro L_o , são obtidas as expressões da corrente de pico e da corrente eficaz no mesmo através das equações (3.21) e (3.22), respectivamente.

$$IL_{opk} = I_o + \frac{\Delta I_o}{2}. \quad (3.21)$$

$$IL_{oef} = I_o. \quad (3.22)$$

3.3.4 Capacitor de Filtro de Saída C_{o2}

O capacitor de filtro de saída C_{o2} é projetado para satisfazer as especificações de ondulação máxima de tensão de saída. Assim, a equação que define o valor da capacitância C_{o2} é:

$$C_{o2} = \frac{\Delta IL_o}{8 \cdot f_{s2} \cdot \Delta V_{bat}}. \quad (3.23)$$

Associado a este capacitor, tem-se uma resistência série intrínseca, sendo que seu valor não deve ultrapassar aquele definido pela equação (3.24).

$$R_{se2} \leq \frac{\Delta V_{bat}}{\Delta IL_o}. \quad (3.24)$$

3.3.5 Indutor de Comutação L_r

O valor da indutância de comutação L_r é obtido a partir da equação (3.25), sendo esta vinculada ao efeito de perda de razão cíclica. Nota-se que a equação depende do valor de perda de razão cíclica ΔD , o qual deve ser estipulado pelo projetista.

$$L_r = \frac{\Delta D \cdot V_{e\min}}{4 \cdot n \cdot f_{s2} \cdot I_o} \quad (3.25)$$

3.3.6 Capacitor de Bloqueio C_b

O circuito que representa a topologia do conversor *FB-ZVS-PS* na Figura 3.1 não mostra o capacitor de bloqueio devido ao fato de o mesmo não influenciar na análise do conversor em regime permanente. Entretanto, este capacitor deve ser considerado na prática e conectado em série com o primário do transformador. A função deste capacitor é evitar a circulação da componente contínua da corrente e, conseqüentemente, evitar a saturação do transformador. Assim a equação que define este valor é dada por:

$$C_b = \frac{I_o}{2 \cdot n \cdot f_{s2} \cdot \Delta V_{Cb}} \quad (3.26)$$

3.4 METODOLOGIA E EXEMPLO DE PROJETO

Nesta etapa, é proposta uma metodologia de execução do projeto do segundo estágio do carregador através de um exemplo proposto. As especificações para este conversor são obtidas a partir da quantidade de baterias a ser carregada e da corrente máxima que o banco de baterias requer. Assim, a partir destes dados, são calculados e dimensionados todos os elementos que compõem o circuito de potência do conversor *FB-ZVS-PS*.

Os métodos de cálculo e os fundamentos básicos para a proposição desta metodologia são obtidos em base a bibliografia básica da eletrônica de potência [37] [38] [39] [40] [41].

3.4.1 Especificações Técnicas do Conversor *FB-ZVS-PS*.

Com base no que foi mencionado no Capítulo 1, sabe-se que o processo de carga de uma bateria precisa de distintos valores de tensão. Assim, como exemplo, a Tabela 3.1 mostra os valores de tensão que caracterizam o processo de carga de uma bateria de chumbo-ácido de gel.

Tabela 3.1– Valores característicos de carga de baterias chumbo-ácido.

<i>Simbologia</i>	<i>Descrição</i>	<i>Valor</i>
V_{bnom}	Tensão nominal da bateria	12,6-12,8 V
V_{bdes}	Tensão de descarga plena	11,8-12,0 V
V_{bcar}	Tensão típica de carga	14,2-14,5 V
V_{beq}	Tensão de equalização	15 V
V_{bflu}	Tensão de flutuação	13,4-13,5 V
I_{bnom}	Corrente nominal de carga	20 A

O conversor *FB-ZVS-PS* é projetado para alimentar um banco de baterias de oito unidades, onde poderá ser aplicada uma tensão máxima de equalização V_{beq} por bateria, resultando um valor total de 120 V como sendo a tensão máxima na saída do conversor.

As especificações técnicas detalhadas do projeto são apresentadas na Tabela 3.2, e também são adotadas outras considerações necessárias para o dimensionamento do circuito na Tabela 3.3.

Tabela 3.2– Especificações de projeto do conversor *FB-ZVS-OS*.

<i>Simbologia</i>	<i>Descrição</i>	<i>Valor</i>
V_e	Tensão de entrada CC nominal	400 ±5 V
P_o	Potência de saída nominal	2,4 kW
V_{bat}	Tensão de saída CC nominal	114 V
$V_{bat\ max}$	Tensão máxima de saída CC	120 V
$V_{bat\ min}$	Tensão mínima de saída CC	12 V

Tabela 3.3 – Considerações de projeto do conversor *FB-ZVS-PS*

<i>Simbologia</i>	<i>Descrição</i>	<i>Valor</i>
f_{s2}	Frequência de comutação	30 kHz
η_2	Rendimento teórico	0,95
ΔV_o	Variação da tensão de saída	0,6 V
ΔI_{L_b}	Variação da corrente do indutor	10% de I_o
ΔD	Perda de razão cíclica	10% de D

3.4.2 Dimensionamento do Indutor de Filtro de Saída L_o

O valor do indutor de filtro de saída é calculado através da equação (3.19), sendo este função da tensão máxima na saída (tensão máxima do banco de baterias), da tensão de condução dos diodos, da ondulação através do indutor de filtro de saída L_o e da razão cíclica mínima.

$$L_o = \frac{(120 + 2,5) \cdot (1 - 2 \cdot 0,362)}{2 \cdot 30000 \cdot 2} = 200,389 \quad [\mu\text{H}]. \quad (3.27)$$

A razão cíclica mínima é definida pela faixa de variação de tensão na entrada e é obtida a partir da equação (3.20).

$$D_{\min} = 0,4 \cdot \frac{380}{420} = 0,362. \quad (3.28)$$

A variação de corrente máxima através do indutor é calculada mediante a equação (3.29), considerando uma variação de 10%, como indicam as especificações do projeto.

$$\Delta I_{L_{\max}} = 10\% \cdot I_o = 0,1 \cdot 20 = 2 \quad [\text{A}]. \quad (3.29)$$

- Dimensionamento construtivo do indutor de filtro de saída L_o

A Tabela 3.4 mostra os principais parâmetros característicos assumidos no dimensionamento e para a construção do indutor L_o .

Tabela 3.4 – Parâmetros de projeto do indutor L_o .

<i>Simbologia</i>	<i>Descrição</i>	<i>Valor</i>
B_{\max}	Densidade de fluxo magnético	0,3 T
J_{\max}	Densidade de corrente	350 A/cm ²
K_w	Fator de utilização da janela	0,7

O produto das áreas da janela e do entreferro é um fator utilizado para a escolha do núcleo. No caso, foi escolhido por tabela o núcleo NEE-65/33/26 de material IP12R da Thornton [19], que possui um produto de áreas de 19,99 cm⁴, valor que satisfaz o produto calculado na equação (3.30).

$$A_e \cdot A_w = \frac{L_o \cdot I_{L_{opk}} \cdot I_{L_{oef}}}{K_w \cdot B_w \cdot J_w} \cdot 10^4 = \frac{200 \times 10^{-6} \cdot 21 \cdot 20}{0,7 \cdot 0,3 \cdot 350} \cdot 10^4 = 11,098 \text{ [cm}^4\text{]}. \quad (3.30)$$

Adicionalmente, são calculados parâmetros utilizados na construção do indutor, como mostra a Tabela 3.5, onde são apresentados os valores de número de espiras, a quantidade de condutores entrelaçados em paralelo e o fator de utilização da janela do núcleo.

Tabela 3.5 – Tabela resumo das características construtivas do indutor L_o .

<i>Simbologia</i>	<i>Descrição</i>	<i>Valor</i>
N_L	Número de espiras	27
S_L	Seção do condutor calculado	0,057 cm ²
S_{26AWG}	Seção do condutor assumido (26 AWG)	0,0051287 cm ²
nL	Número de condutores em paralelo	32
k_u	Fator de utilização	0,618
δ	Entreferro do núcleo	1,16 mm

3.4.3 Dimensionamento do Capacitor de Filtro de Saída C_{o2}

O valor mínimo do capacitor de filtro de saída C_{o2} é calculado utilizando a equação (3.23)

$$C_{o2} = \frac{2}{8 \cdot 30000 \cdot 0,6} = 13,889 \quad [\mu\text{F}]. \quad (3.31)$$

A escolha do valor comercial do capacitor C_{o2} deve ocorrer através do valor de resistência serie R_{se2} obtida a partir da equação (3.24).

$$R_{se2} \leq \frac{0,6}{2} \leq 0,3 \quad [\Omega]. \quad (3.32)$$

Assim, foi escolhido o capacitor EPCOS B43501 de 250 V e 1000 μF [28], com uma resistência serie equivalente R_{se2} de 0,29 Ω , que satisfaz o valor mínimo requerido.

3.4.4 Dimensionamento dos Interruptores S_3 , S_4 , S_5 e S_6

Estes interruptores são dimensionados após a determinação das correntes eficaz e média e da tensão máxima sobre os terminais do interruptor [36]. Assim, estes valores de corrente eficaz são calculados a partir das equações (3.10) e (3.11).

$$I_{(S3,S5)ef} = \frac{20 \cdot 0,855}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{0,4 + \frac{5 \cdot 40 \times 10^{-3}}{6}} = 3,91 \quad [\text{A}]. \quad (3.33)$$

$$I_{(S4,S6)ef} = \frac{20 \cdot 0,855}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{1 - \frac{5 \cdot 40 \times 10^{-3}}{6}} = 6,35 \quad [\text{A}]. \quad (3.34)$$

Os valores de corrente média são obtidos a partir das equações (3.12) e (3.13).

$$I_{(S3,S5)med} = \frac{1}{8} \cdot \left(4 \cdot \frac{0,36}{2} - 3 \cdot 40 \times 10^{-3}\right) \cdot 0,855 \cdot 20 = 3,52 \quad [\text{A}]. \quad (3.35)$$

$$I_{(S4,S6)med} = \frac{1}{8} \cdot (4 - 3 \cdot 40 \times 10^{-3}) \cdot 0,855 \cdot 20 = 4,43 \text{ [A]}. \quad (3.36)$$

O valor máximo de tensão sobre os interruptores é dado pela equação (3.14).

$$V_{(S3,S4,S5,S6)} = 420 \text{ [V]}. \quad (3.37)$$

No caso, foi escolhido o modulo IGBT SK50GB065 [29], cujas características são mostradas na Tabela 3.6.

Tabela 3.6 – Características principais dos interruptores.

SK50GB065 (IGBT fabricado por SEMIKRON)		
<i>Simbologia</i>	<i>Descrição</i>	<i>Valor</i>
V_{ce}	Tensão de coletor-emissor	600 V
I_{cn}	Corrente de coletor	54 A
I_{cm}	Corrente pulsada de coletor	60 A
V_{gs}	Tensão de gatilho	± 20 V
t_r	Tempo de subida	30 ns
t_f	Tempo de decida	20 ns

3.4.5 Dimensionamento dos Diodos Retificadores D_{r3} e D_{r4}

Para dimensionar corretamente os diodos D_{r3} e D_{r4} , são calculados os valores de corrente média e eficaz utilizando as equações (3.16) e (3.17), respectivamente.

$$I_{(Dr3,Dr4)med} = \frac{20}{2} = 10 \text{ [A]}. \quad (3.38)$$

$$I_{(Dr3,Dr4)ef} = \frac{20}{\sqrt{2}} = 14,14 \text{ [A]}. \quad (3.39)$$

Também é calculado o valor de tensão reversa máxima que os diodos suportam através da equação (3.18). Assim, deve-se escolher um diodo que supere estas grandezas com uma margem de segurança.

$$V_{(Dr3,Dr4)\max} = 2 \cdot 0,45 \cdot 420 = 383 \quad [\text{V}]. \quad (3.40)$$

Assim, foi adotado um diodo ultrarrápido HFA30PA60CPbF da *International Rectifier* [30], cujas características são dadas na Tabela 3.7.

Tabela 3.7 – Principais características dos diodos D_{r3} e D_{r4} .

<i>HFA30PA60CPbF (Diodo ultrarrápido fabricado por IR)</i>		
<i>Simbologia</i>	<i>Descrição</i>	<i>Valor</i>
V_f	Tensão de condução	1,2 V
I_f	Corrente máxima	15x2 A
I_{fms}	Corrente não repetitiva de pico	300 A
V_r	Tensão reversa	600 V
t_{rr}	Tempo de recuperação reversa	19 ns

3.4.6 Dimensionamento do Transformador de Alta Frequência T_r

O transformador de alta frequência é projetado utilizando os parâmetros assumidos na Tabela 3.8. Para este projeto, é adotada uma configuração de transformador de tipo *tap* central, a qual permite reduzir o número de componentes no circuito retificador. No entanto, a desvantagem da configuração de *tap* central é a utilização não eficiente do núcleo de *ferrite*.

Tabela 3.8 – Parâmetros assumidos para o transformador T_r .

<i>Simbologia</i>	<i>Descrição</i>	<i>Valor</i>
ΔB_{\max}	Varição da densidade de fluxo magnético	0,2 T
J_{\max}	Densidade de corrente	350 A/cm ²
B_{\max}	Densidade de fluxo magnético máximo	0,1
K_u	Fator de utilização da janela	0,4
K_t	Fator de topologia	1
K_p	Fator de utilização do enrolamento primário	0,41

Assim, pode-se calcular a relação do produto de áreas a partir da equação (3.41), e a partir deste valor escolher o núcleo de ferrite mediante tabelas do fabricante.

$$A_e \cdot A_w = \frac{P_{in}}{K_t \cdot K_u \cdot K_u \cdot J_{\max} \cdot \Delta B_{\max} \cdot 2 \cdot f_s^2} \cdot 10^4 \quad (3.41)$$

$$A_e \cdot A_w = \frac{2526}{0,4 \cdot 1 \cdot 0,41 \cdot 350 \cdot 0,2 \cdot 2 \cdot 3000} \cdot 10^4 = 36,677 \text{ [cm}^4\text{]}. \quad (3.42)$$

Neste caso, foi escolhido o núcleo NEE-65/33/26 de material IP12R da Thornton [19]. Para atingir o valor de produto de áreas requerido, são montados dois núcleos em paralelo, e assim é possível o valor de 47,7 [cm⁴], que satisfaz o produto calculado na equação (3.42).

Os parâmetros do transformador são mostrados na Tabela 3.9, onde são apresentadas as características construtivas do transformador, tais como número de espiras, a quantidade de condutores em paralelo, o fator de utilização k_u da janela do núcleo, entre outros.

Tabela 3.9 – Considerações do projeto do transformador de alta frequência.

<i>Grandeza</i>	<i>Descrição</i>	<i>Valor Adotado</i>
N_p	Numero de espiras do primário	15
N_s	Numero de espiras do secundário	13
S_{26AWG}	Seção do condutor adotado (26 AWG)	0,0051287 cm ²
n_p	Número de condutores em paralelo no primário	32
n_s	Número de condutores em paralelo no secundário	20
k_u	Possibilidade de execução	0,273

3.4.7 Dimensionamento do Capacitor de Bloqueio C_b

O valor do capacitor de bloqueio é calculado a partir da equação (3.26).

$$C_b = \frac{20}{2 \cdot 1,342 \cdot 30 \times 10^3 \cdot 19} = 23,555 \quad [\mu\text{F}]. \quad (3.43)$$

Considera-se neste caso uma ondulação de 5% do valor de tensão de entrada V_e , como mostra a equação (3.44).

$$\Delta V_{Cb} = 0,05 \cdot V_e = 0,05 \cdot 400 = 20 \quad [\text{V}]. \quad (3.44)$$

Para o projeto, é escolhido um capacitor de polipropileno de 20 μF e 250 V da companhia EPCOS, com código (RHP 460) [20]. Este capacitor é conectado em paralelo com um resistor de bloqueio R_b de 100 Ω e 5 W, com o objetivo de amortecer possíveis oscilações no conversor.

3.4.8 Dimensionamento do Indutor Ressonante L_r

O valor da indutância ressonante L_r é obtido a partir da equação (3.25). Este valor depende da perda de razão cíclica ΔD , adotada como sendo igual a 10% para o projeto.

$$L_r = \frac{\Delta D \cdot V_e}{4 \cdot f_{s2} \cdot I_o} \cdot n = \frac{0,1 \cdot 400}{4 \cdot 30 \times 10^3 \cdot 20} \cdot 0,45 = 6,66 \quad [\mu\text{H}]. \quad (3.45)$$

O valor de corrente de pico através do indutor L_r é calculado através da equação (3.46) considerando uma ondulação mínima de corrente. Neste caso, o valor eficaz de corrente é igual ao valor de pico.

$$I_{L_{rp}} = I_{L_{ref}} = \frac{\left(I_o + \frac{\Delta I_o}{2} \right)}{n} = \frac{\left(20 + \frac{2}{2} \right)}{4,5} = 5,25 \quad [\text{A}]. \quad (3.46)$$

A Tabela 3.10 mostra os principais parâmetros característicos assumidos no dimensionamento para a construção do indutor ressonante L_r .

Tabela 3.10 – Considerações construtivas do indutor L_r .

<i>Simbologia</i>	<i>Descrição</i>	<i>Valor</i>
B_{\max}	Varição do fluxo magnético	0,3 T
J_{\max}	Densidade de corrente	350 A/cm ²
K_w	Fator de utilização da janela	0,7

A partir da equação (3.47), é escolhido o núcleo NEE 30/15/14 de material IP12R da Thornton [31], que possui um produto de áreas de 1,7 cm⁴ e satisfaz o valor calculado na equação (3.47).

$$A_e \cdot A_w = \frac{L_r \cdot I_{L_{rp}} \cdot I_{L_{ref}}}{K_w \cdot B_w \cdot J_w} \cdot 10^4 = \frac{6 \times 10^{-6} \cdot 21 \cdot 20}{0,7 \cdot 0,3 \cdot 350} \cdot 10^4 = 0,98 \quad [\text{cm}^4]. \quad (3.47)$$

Adicionalmente, são calculados os parâmetros utilizados na construção do indutor como mostra a Tabela 3.11, onde são apresentados os valores de número de espiras, a quantidade de condutores em paralelo e o fator de utilização da janela do núcleo k_u .

Tabela 3.11 – Tabela resumo das características construtivas do indutor L_r .

<i>Simbologia</i>	<i>Descrição</i>	<i>Valor</i>
N_L	Número de espiras	4
S_{26AWG}	Seção do condutor assumido (26 AWG)	0,0051287 cm ²
nL	Número de condutores em paralelo	11
k_u	Fator de utilização	0,618
δ	Entreferro do núcleo	0,18 mm

3.5 CONTROLE DO CONVERSOR CC/CC *FB-ZVS-PS*

Para o segundo estágio de conversão, é proposta uma estratégia de controle de corrente e tensão em paralelo que opera seguindo a lógica OU, que foi previamente estudada nas referências [42] e [43]. O objetivo da malha de controle implementada especificamente para o conversor *full-bridge* é manter e ajustar o valor da corrente e da tensão de saída dentro de limites pré-estabelecidos, com um tempo de resposta elevado que permita a operação adequada frente a eventuais variações de carga ou ajustes das grandezas de saída.

A Figura 3.12 mostra o diagrama da estratégia de controle na forma de blocos.

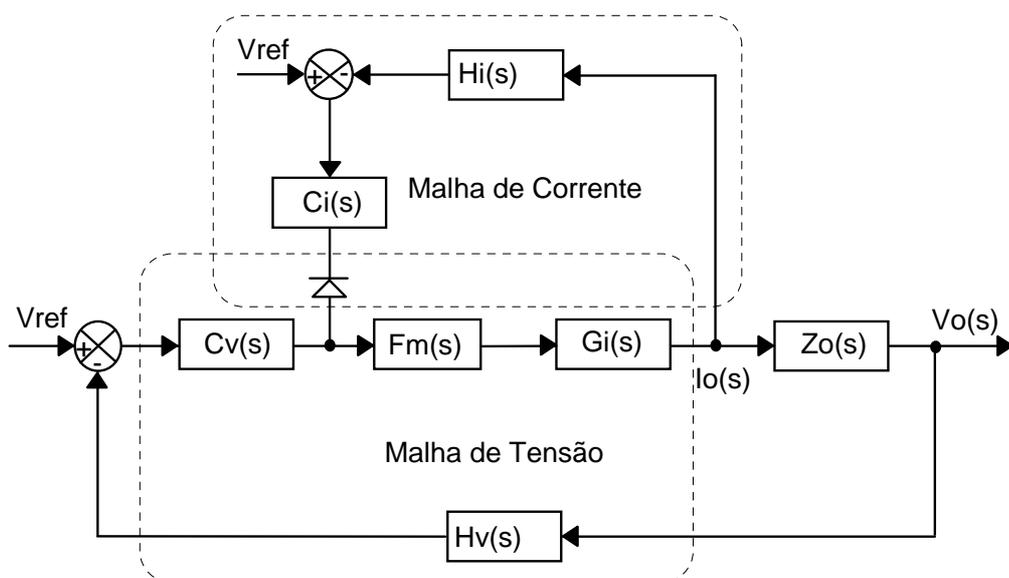


Figura 3.12 – Diagrama de blocos do sistema de controle (lógica OU).

As distintas funções de transferência utilizadas nas malhas de corrente e tensão foram obtidas através de [42], onde é realizada a análise do conversor *full-bridge* operando com modulação por deslocamento de fase.

3.5.1 Projeto da Malha de Corrente

A malha de corrente é projetada utilizando um controlador de tipo PI com filtro, como mostra a Figura 3.13, o qual possui dois pólos e dois zeros para serem utilizados na compensação dos pólos e zeros da planta.

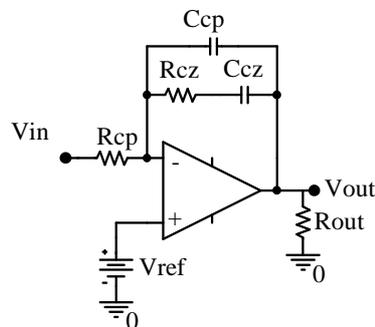


Figura 3.13 – Controlador tipo PI com filtro.

A Tabela 3.12 mostra as distintas funções de transferência usadas para o dimensionamento da malha de controle de corrente do sistema.

Tabela 3.12 – Funções de transferência associadas a malha de corrente

$FTLA_{sci}(s) = G_i(s) \cdot H_i(s) \cdot F_m(s)$	Função de transferência de laço aberto sem compensador de corrente.
$FTLA_{cci}(s) = FTLA_{sci}(s) \cdot C_i(s)$	Função de transferência de laço aberto com compensador de corrente.
$C_i(s) = \frac{1}{R_{cp} \cdot C_{cp}} \cdot \left[\frac{s + \frac{1}{R_{cz} \cdot C_{cz}}}{s \cdot \left(s \cdot \frac{C_{cz} + C_{cp}}{R_{cz} \cdot C_{cz} \cdot C_{cp}} \right)} \right]$	Função de transferência do circuito compensador de corrente (compensador PI com filtro).
$H_i(s) = K_{hall} \cdot K_{dif}$	Constante de amostragem de corrente da planta, usando sensor

	de corrente tipo Hall [35].
$G_i(s) = \frac{n \cdot V_{in \max}}{Z_f(s) + R_d}$	Função de transferência simplificada da planta.
$Z_f(s) = \frac{R_o \cdot \Delta f_s(s)}{1 + s \cdot R_o \cdot C_{o2}}$	Função de transferência da impedância de entrada.
$\Delta f(s) = s^2 \cdot L \cdot C_{o2} + s \cdot \frac{L}{C_{o2}} + 1$	Variação de frequência de comutação.
$H_o(s) = \frac{1}{\Delta f(s)}$	Função de transferência do filtro de saída.
$Z_n(s) = \frac{s \cdot L}{\Delta f(s)}$	Impedância de saída do filtro de saída.
$R_d = 0.5 \cdot R_o$	Resistência de carga equivalente.

Agora, representa-se o conversor *FB-ZVS-PF* através das distintas funções de transferência através do uso de diagramas de Bode, que permitem estudar o comportamento dinâmico do sistema em laço aberto sem o compensador e também aplicando o compensador de corrente para corrigir a curva do conversor e obter a resposta desejada.

A Figura 3.14 mostra o diagrama de Bode obtido a partir das funções de transferência do sistema sem compensador, do compensador PI e do sistema finalmente compensado.

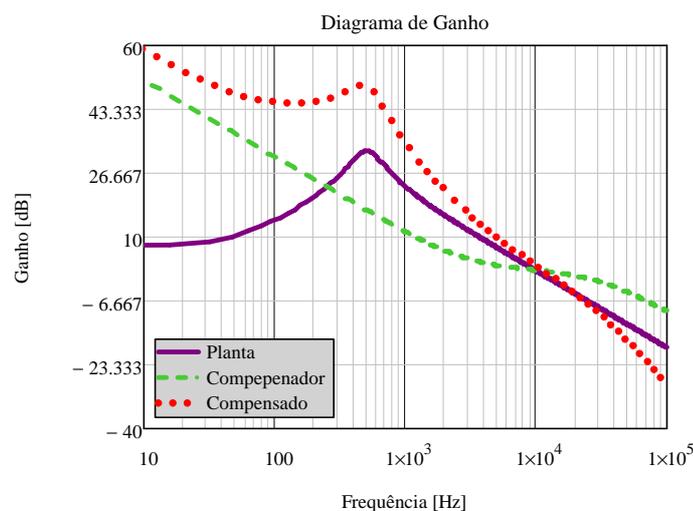


Figura 3.14 – Diagramas de Bode em termos do ganho da malha de corrente.

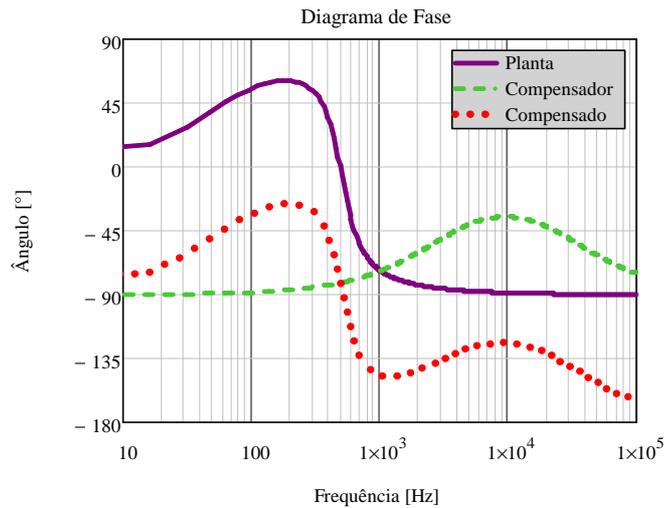


Figura 3.15 – Diagramas de Bode em termos da fase da malha de corrente.

3.5.2 Projeto da Malha de Tensão

A malha de controle de tensão é projetada utilizando um controlador de tipo Proporcional Integral Derivativo (PID), como é mostrado na Figura 3.13. Este compensador possui dois pólos e dois zeros para serem utilizados na compensação dos pólos e zeros da planta.

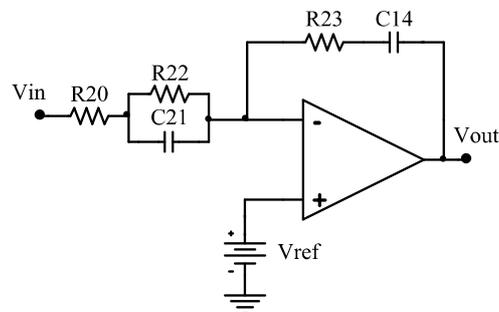


Figura 3.16 – Controlador tipo PID.

A Tabela 3.13 mostra as distintas funções de transferência obtidas para implementar a malha de tensão do conversor.

Tabela 3.13 – Funções de transferência associadas a malha de tensão.

$FTLA_{scv}(s) = G_v(s) \cdot H_v(s) \cdot G_v(s)$	Função de transferência de laço aberto sem compensador de tensão.
$FTLA_{ccv}(s) = FTLA_{scv}(s) \cdot C_v(s)$	Função de transferência de laço aberto com compensador de tensão.
$F_m(s) = \frac{1}{V_D}$	Função de transferência do modulador PWM.
$C_v(s) = \frac{R_{23}}{R_{22}} \cdot \left[\frac{\left(s + \frac{1}{R_{23} \cdot C_{14}} \right) \cdot \left(s + \frac{1}{R_{22} \cdot C_{21}} \right)}{s \cdot \left(s \cdot \frac{R_{22} + R_{20}}{C_{21} \cdot R_{20} \cdot R_{22}} \right)} \right]$	Função de transferência do circuito compensador de tensão (compensador PID).
$H_v(s) = \frac{V_{ref}}{V_{o\max}}$	Função de transferência de amostragem de tensão.
$G_v(s) = H_o \cdot n \cdot V_e \frac{Z_f(s)}{Z_f(s) + R_d}$	Função de transferência da planta.
$Z_f(s) = \frac{R_o \cdot \Delta f_s(s)}{1 + s \cdot R_o \cdot C_{o2}}$	Função de transferência da impedância de entrada.
$H_o(s) = \frac{1}{\Delta f(s)}$	Função de transferência do filtro de saída.
$R_d = 0,5 \cdot R_o$	Resistência de carga equivalente

Agora, é representado o conversor *FB-ZVS-PS* através das distintas funções de transferência e traçados os diagramas de Bode. Novamente, ressalta-se que estes diagramas permitem estudar o comportamento dinâmico do sistema em laço aberto sem o uso do compensador e também aplicando o compensador de tensão para corrigir a curva de ganho, e assim obter a resposta desejada.

A Figura 3.16 mostra o diagrama de Bode obtido a partir das funções de transferência do sistema sem compensador, do compensador PI e do sistema finalmente compensado.

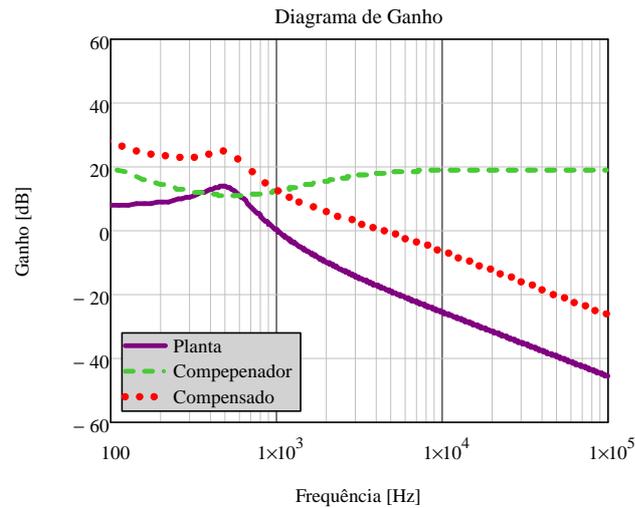


Figura 3.17 – Diagramas de Bode em termos do ganho da malha de tensão.

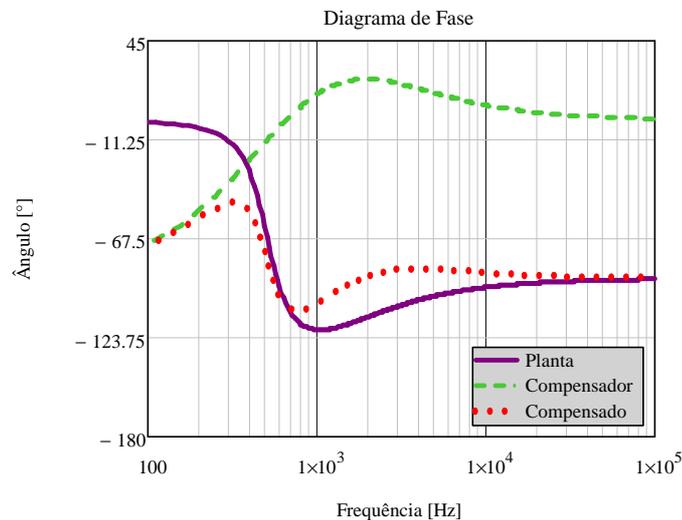


Figura 3.18 – Diagramas de Bode em termos da fase da malha de tensão.

3.5.3 Parâmetros Adicionais do UCC3895N

A Figura 3.19 mostra a configuração do circuito UCC8595. Nota-se que, além do projeto de controle de corrente e tensão previamente projetado, precisa-se de alguns outros componentes adicionais, como proteção contra variações de sobtensão da entrada, ajuste da frequência de comutação, configuração da partida suave, entre outras. A seguir, são calculados estes parâmetros segundo recomendações da folha de dados do fabricante [32] [33].

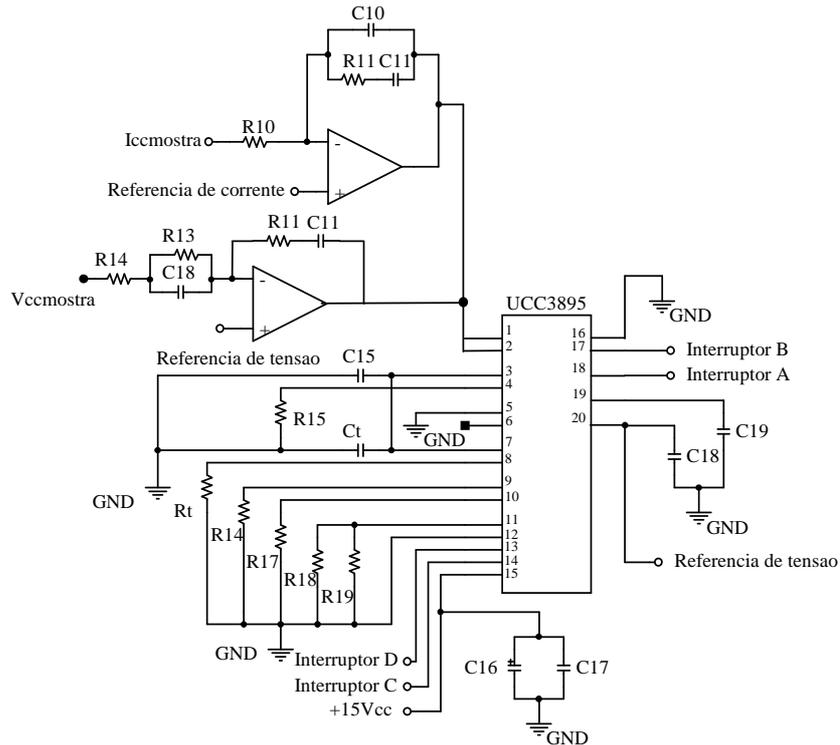


Figura 3.19 – Configuração do circuito UCC3895.

- **RT:** Resistor do oscilador. O valor deste resistor é adotado entre uma faixa de 40 kΩ e 120 kΩ, e no caso foi escolhido o valor intermediário da equação (3.48)

$$R_t = 100 \text{ [k}\Omega\text{]}. \quad (3.48)$$

- **CT:** Capacitor do oscilador. Este capacitor é utilizado para ajustar a frequência de oscilação através da equação (3.48).

$$C_t = \frac{t_{osc} \cdot 48}{5 \cdot R_t} = \frac{2,3 \cdot 10000}{7,5} = 3,3 \text{ [nF]}. \quad (3.49)$$

- **DELAB, DELCD:** Resistor encarregado de ajustar o tempo morto, e seu valor pode ser calculado através da equação (3.50).

$$R_{DEL} = \frac{t_{DEL}}{(25 \times 10^{-12})} - 25 \times 10^{-9} = \frac{50 \times 10^{-9}}{(25 \times 10^{-12})} - 25 \times 10^{-9} = 5,6 \times 10^3 \text{ [\Omega]}. \quad (3.50)$$

3.6 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Com o objetivo de verificar as principais formas de onda e o comportamento do conversor em regime permanente e para transições de carga, foram desenvolvidas simulações utilizando os componentes do circuito anteriormente dimensionado.

3.6.1 Circuito Simulado

O circuito simulado é apresentado no Anexo B, o qual foi implementado usando o *software* de simulação OrCAD, onde são consideradas também situações reais de funcionamento, como perdas nos resistores série dos capacitores e resistência de condução dos semicondutores para obter resultados mais próximos da realidade.

3.6.2 Corrente e Tensão de Saída

A Figura 3.20 mostra as formas de onda da tensão e da corrente nominal de saída, sendo o valor da tensão de 120 V, e o valor da corrente de 20 A, com ondulações de 352 mV e 60 mA, respectivamente.

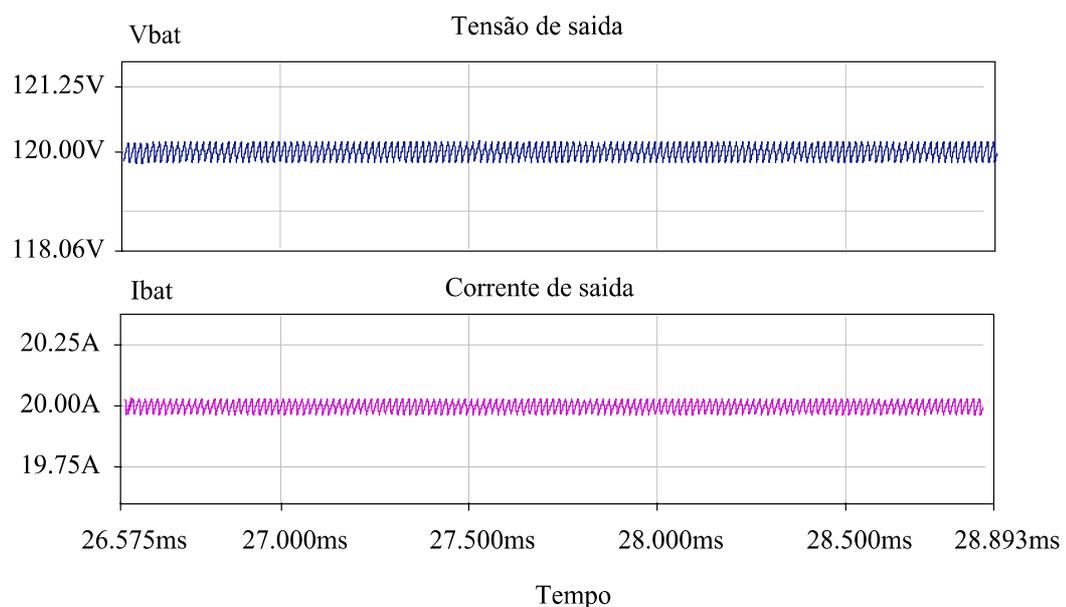


Figura 3.20 – Tensão e corrente nominal na saída.

3.6.3 Tensão e Corrente no Primário do Transformador

A Figura 3.21 mostra os resultados de simulação das tensões no primário e secundário do transformador de alta frequência.

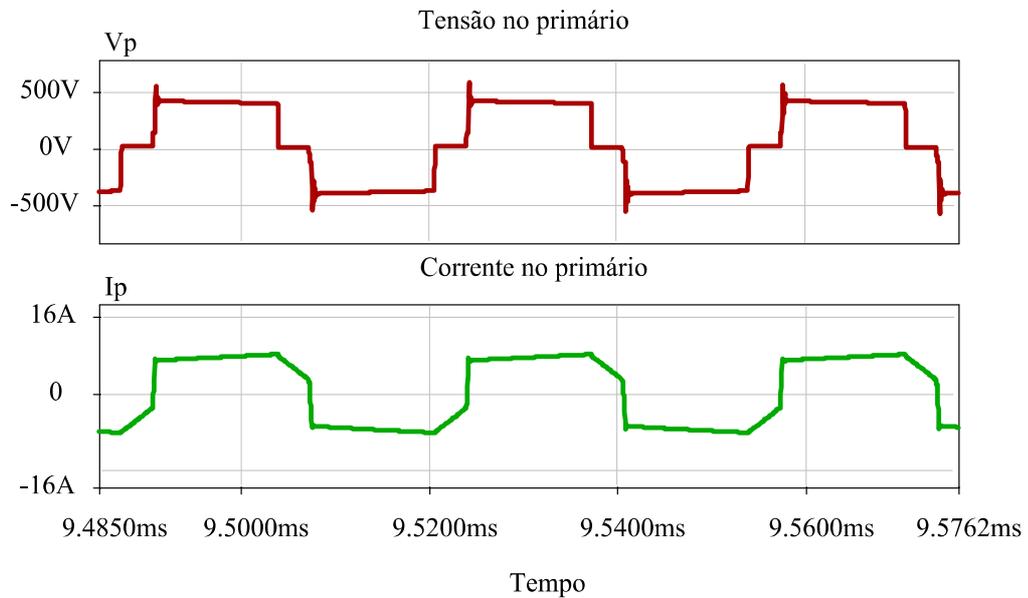


Figura 3.21 – Tensão e corrente no primário do transformador.

3.6.4 Tensão e Corrente no Secundário do Transformador

A Figura 3.21 mostra os resultados de simulação das tensões no primário e secundário do transformador de alta frequência.

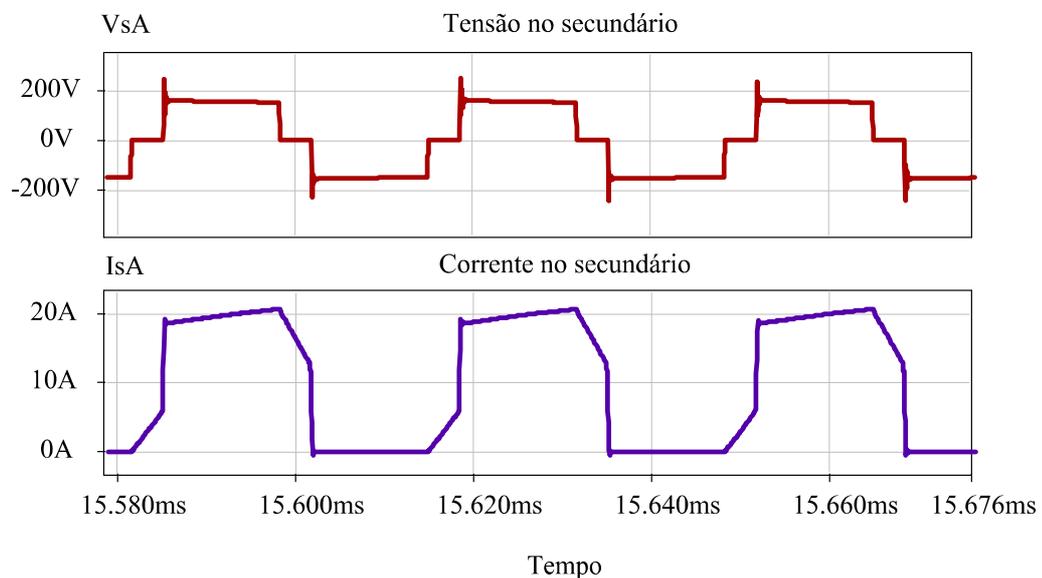


Figura 3.22 – Tensão e corrente no secundário do transformador.

3.6.5 Tensão e Corrente nos Diodos Retificadores

A Figura 3.23 mostra os resultados de simulação da tensão e corrente instantânea nos diodos retificadores D_{r3} e D_{r4} . A forma de onda de tensão mostra uma tensão reversa máxima de 500 V sobre o diodo.

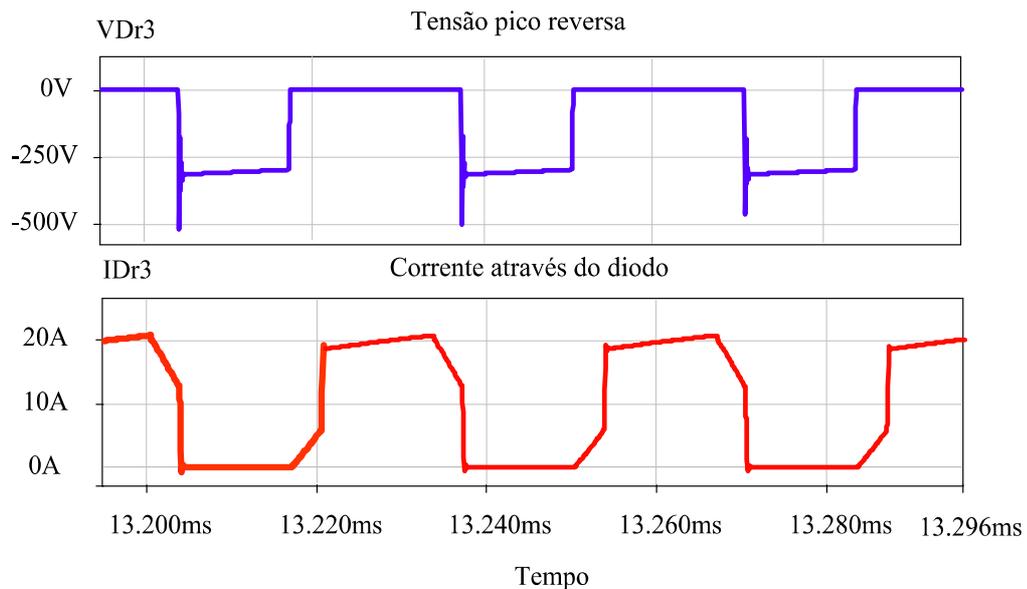


Figura 3.23 – Tensão e Corrente no diodo retificador D_{r3} .

3.6.6 Tensão e Corrente nos Interruptores S_3 e S_4

A Figura 3.24 mostra os resultados de simulação para o interruptor S_3 , onde a forma de onda da tensão apresenta pico de 400 V, enquanto a corrente de pico é de aproximadamente 8,9 A.

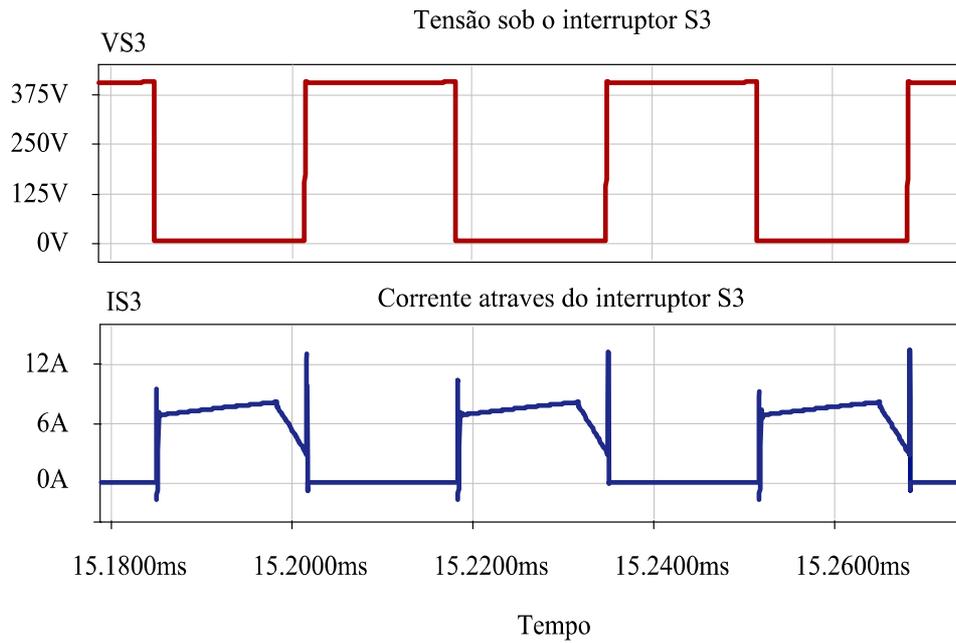


Figura 3.24 – Tensão e corrente no interruptor S_3 .

3.6.7 Resposta Dinâmica do Conversor *FB-ZVS-PS*

Nesta seção, são mostrados os resultados que evidenciam a resposta dinâmica do conversor *FB-ZVS-PS*. São realizados alguns testes do tipo degrau de carga para verificar o comportamento da tensão de saída. Também são reproduzidos testes críticos de curto-circuito para determinados pontos de carga definidos pela quantidade de baterias.

- **8 Baterias:** A Figura 3.25 mostra a resposta dinâmica do circuito de potência para uma situação crítica de curto-circuito na saída, e um degrau de carga de 50% neste caso para uma potência nominal de 2,4 kW, o que implica oito baterias conectadas em série.

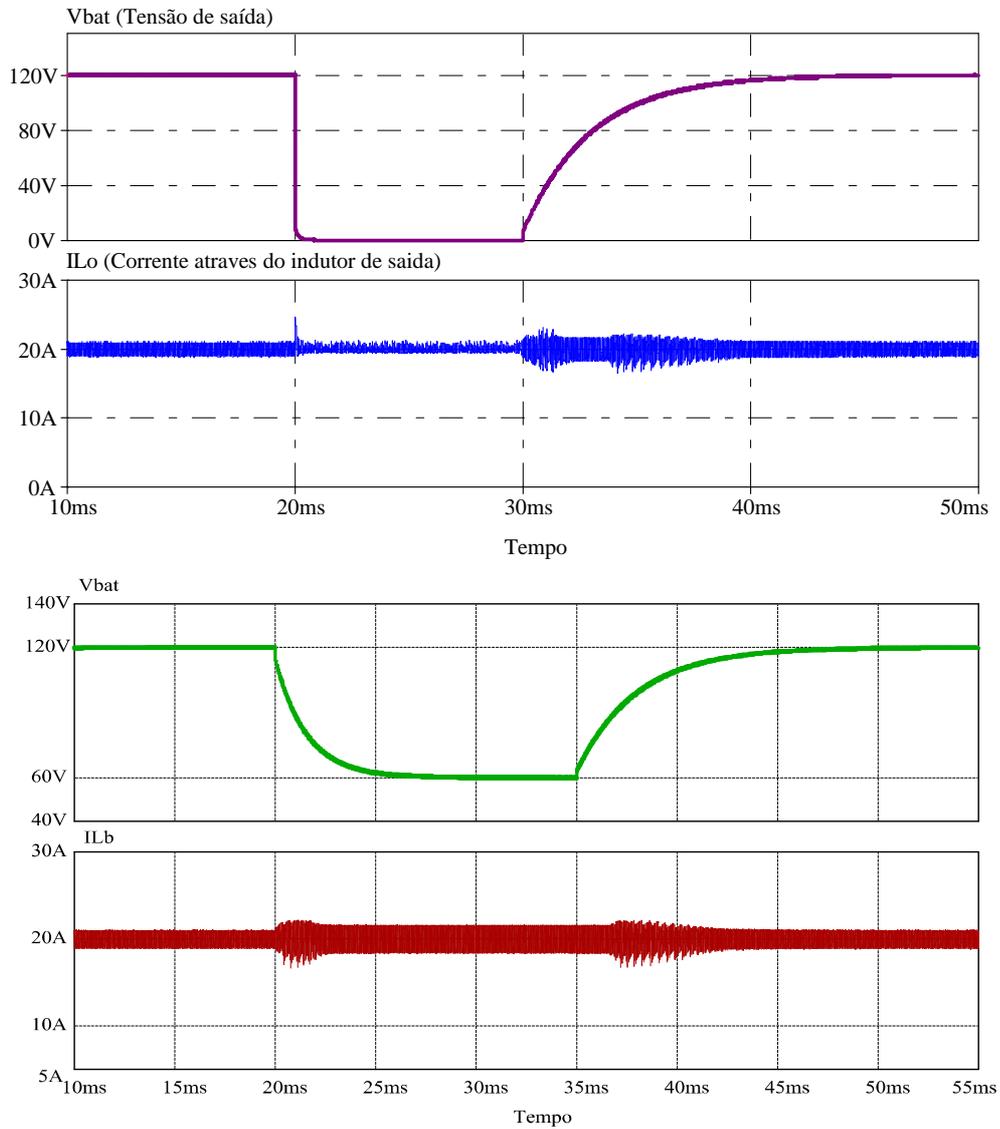


Figura 3.25 – Ensaio de curto-circuito para 2,4 kW.

- **6 Baterias:** A Figura 3.26 mostra a resposta do circuito para uma situação crítica de curto-circuito na saída, e um degrau de carga de 50% neste caso para uma potência nominal de 1,8 kW, o que corresponde a seis baterias conectadas em série.

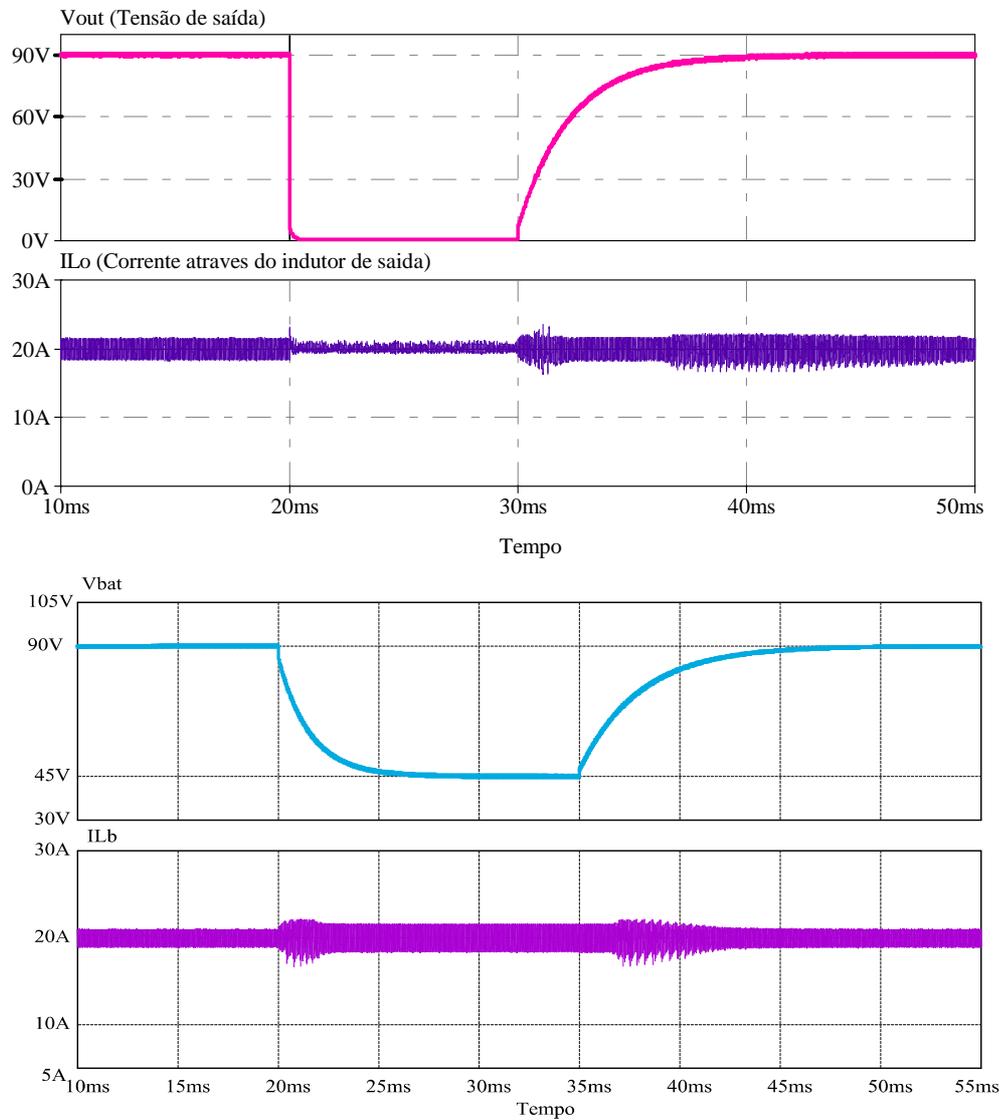


Figura 3.26 – Ensaio de curto-circuito para 1,8 kW.

- **4 Baterias:** A Figura 3.26 mostra a resposta do circuito para uma situação crítica de curto-circuito na saída, e um degrau de carga de 50% neste caso para uma potência nominal de 1,2 kW, o que corresponde a quatro baterias ligadas em série.

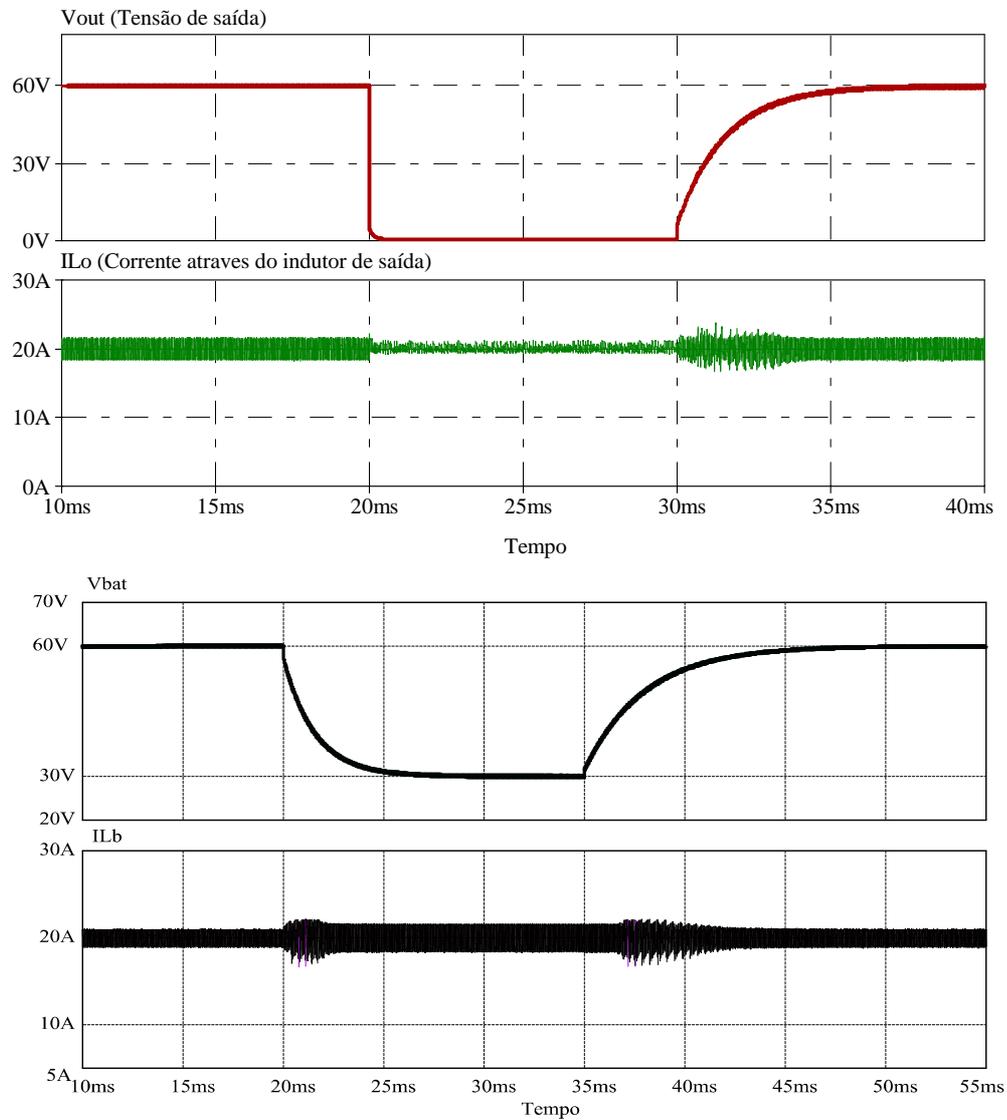


Figura 3.27 – Ensaio de curto-circuito para 1,2 kW.

- **2 Baterias:** Por fim, a Figura 3.28 mostra a resposta do circuito para uma situação crítica de curto-circuito na saída, e um degrau de carga de 50% neste caso para uma potência nominal de 600 W, correspondendo a duas baterias conectadas em série.

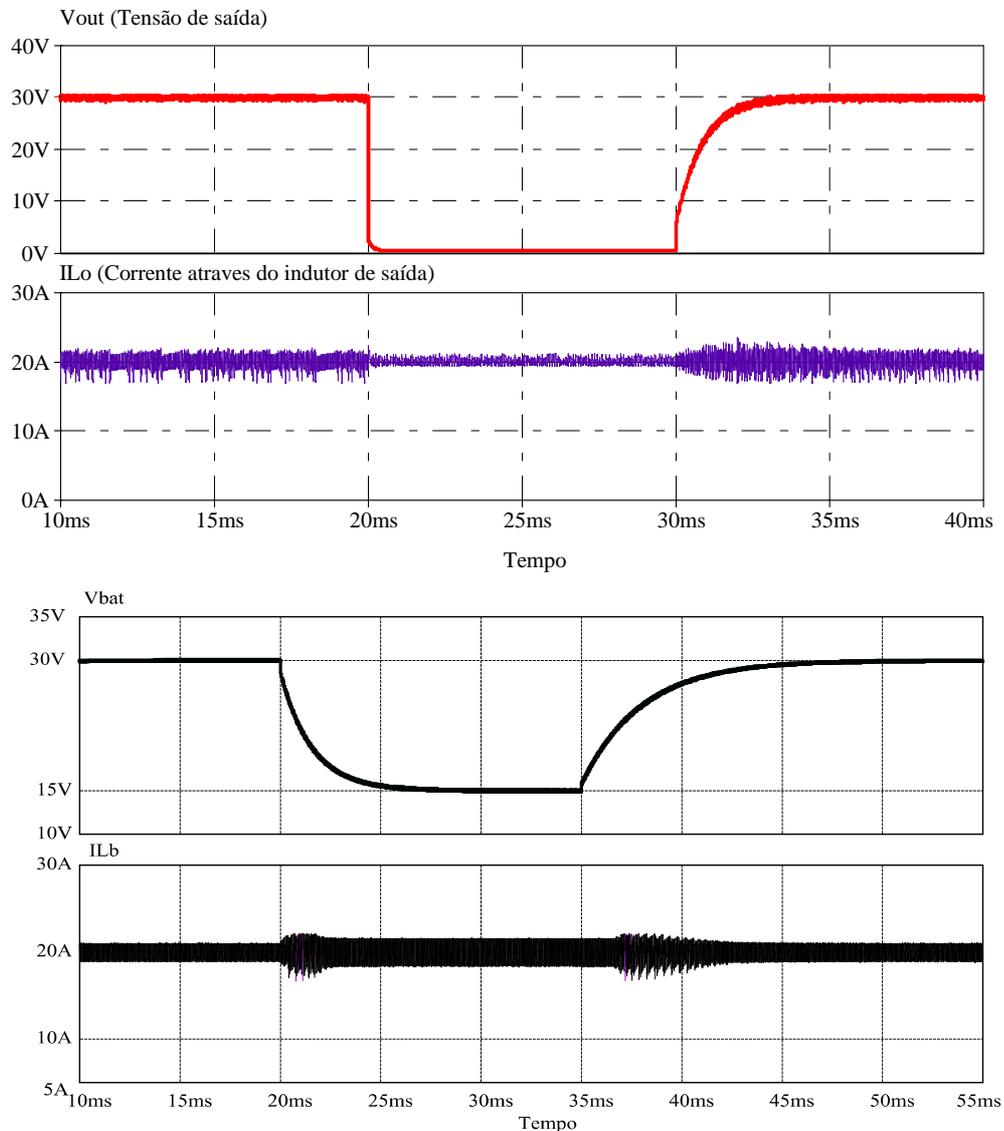


Figura 3.28 – Ensaio de curto-circuito para 0,6 kW.

3.6.8 Rendimento do Conversor

A Figura 3.29 mostra a curva de rendimento obtida através de simulação do conversor fullbridge. O valor médio aproximado que esta curva apresenta é de 95% para uma faixa de variação de potência de 500 a 2400 W.

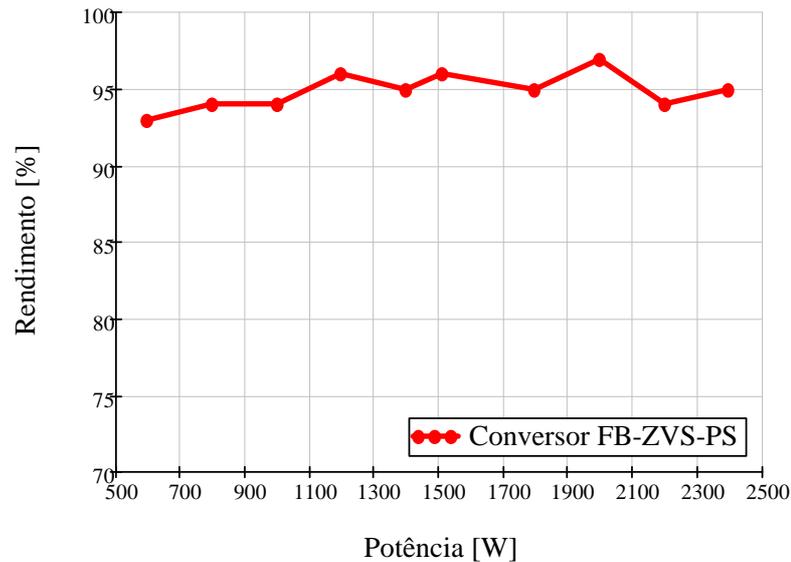


Figura 3.29 – Curva de rendimento do conversor FBZVSPS

3.7 CONCLUSÕES

Neste capítulo, foi estudado o conversor CC-CC *FB-ZVS-PS*, que cumpre as funções de proporcionar isolamento galvânico por meio de um transformador de alta frequência, e ainda realizar a adaptação dos níveis de tensão e corrente que são aplicados às baterias.

Na seção que corresponde ao estudo qualitativo do conversor, foram descritas as etapas de operação e mostradas as formas de onda para um período de comutação. No que tange à análise quantitativa do conversor, foram determinados os principais esforços de tensão e corrente de cada um dos componentes, para posteriormente serem utilizados no desenvolvimento do projeto.

Assim, foi desenvolvida a modelagem do conversor com o objetivo de se utilizar uma técnica de controle apropriada. No caso, foi escolhido o controle por modo tensão com proteção contra sobrecorrente. As malhas de tensão e corrente operam usando a lógica OU, e isso significa que as malhas não funcionam simultaneamente. A malha de tensão tem a finalidade de controlar a tensão sobre a bateria e a malha de corrente limita a corrente de recarga da bateria. Os compensadores são empregados são do tipo PID para a malha de tensão e do tipo PI com filtro para a malha de corrente.

Finalmente, foi realizada uma simulação do conversor em malha fechada, onde foi possível obter resultados desejados para uma ampla faixa de variações de carga e situações críticas de curto-circuito.

CAPÍTULO 4

SISTEMA DE INTERFACE E SUPERVISÃO

4.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo, é projetado e descrito o sistema que permite ao usuário interagir com os circuitos de potência. O sistema é baseado no circuito digital com microcontrolador, denominado sistema de interface e supervisão.

4.2 CIRCUITO DE SUPERVISÃO E INTERFACE DO SISTEMA

Após consolidados os circuitos de potência do carregador, representados pelos conversores *CA/CC bridgeless* e *CC/CC FB-ZVS-PS* mostrados nos capítulos anteriores, é preciso projetar a etapa de supervisão e de interface, sendo que estes dois sistemas adicionais são parte do carregador de baterias para veículos elétricos. A Figura 4.1 ilustra como estes sistemas operam interligados entre si.

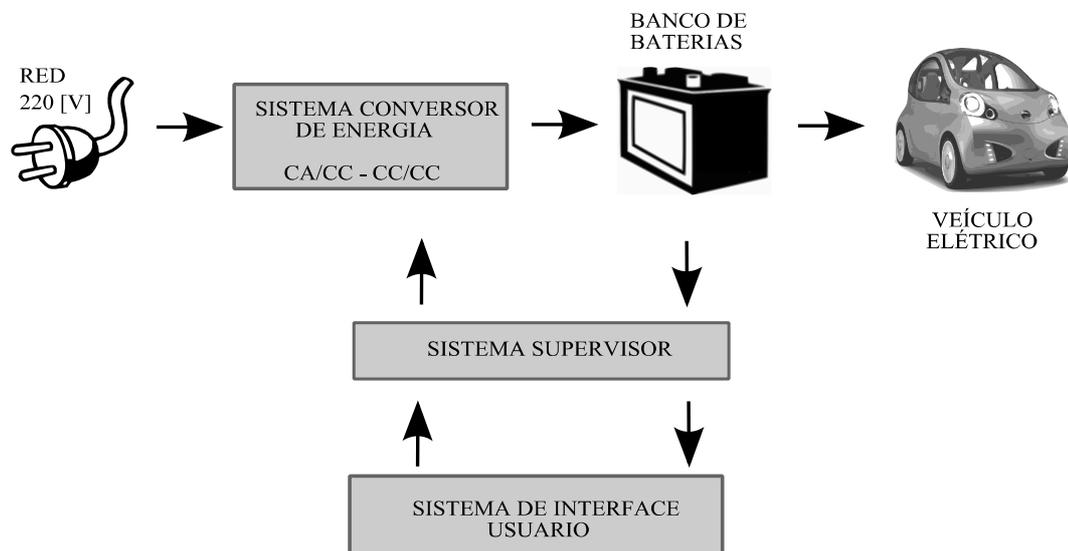


Figura 4.1 – Diagrama de blocos do sistema supervisor e interface.

Basicamente, o sistema supervisor tem a função de gerar um sinal de referência de tensão, bem como enviá-lo para o sistema de controle do conversor *FB-ZVS-PS*. Também realiza a leitura da corrente e tensão no banco de baterias e envia os dados para a interface com o usuário, para que se tenha uma representação visual do processo de carregamento, ou

ainda para que este possa alterar o processo de carregamento quando estiver trabalhando em modo manual.

4.2.1 Estrutura e Funcionamento do Sistema Supervisor

A função principal do circuito chamado sistema supervisor é de controlar a tensão e corrente de saída do conversor *FB-ZVS-PS* através de um sinal PWM filtrado. Este circuito receberá o sinal PWM transformado em valor médio, sendo então utilizado para ajustar a tensão de saída aplicada no banco de baterias, de acordo com a Figura 4.2.

O microcontrolador PIC16F877A gera um sinal PWM que varia de 0 até 99 % aproximadamente, e logo passa através do filtro passa-baixa para ser convertido em um sinal de referência CC que varia de 0 a 5 V, proporcionalmente à razão cíclica do sinal de referência.

O sinal de referência que o circuito de controle UCC3895 recebe define a tensão de saída que será aplicada no banco de baterias.

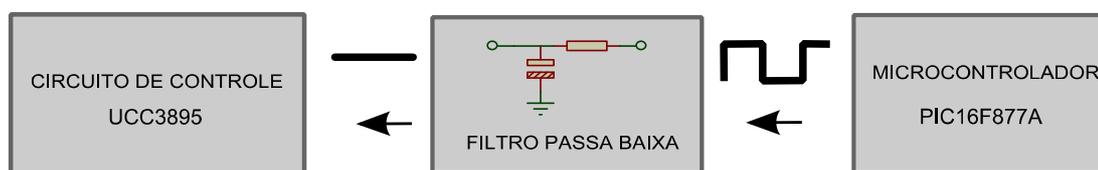


Figura 4.2 – Diagrama de blocos do filtro passa-baixa.

Adicionalmente, o sistema supervisor mede outras variáveis no banco de baterias, a exemplo da corrente injetada no banco de baterias, a tensão e a temperatura do mesmo, as quais são empregadas como informações para o sistema de interface de usuário e para ativar determinado sistema de proteção caso haja necessidade.

É possível também obter uma variação da tensão de saída do conversor *FB-ZVS-PS* sem precisar gerar uma tensão de referência variável, como foi descrito anteriormente onde foi utilizado um circuito externo com microcontrolador. No caso, a ideia consiste em mudar o sinal de amostragem de tensão proveniente do divisor resistivo na saída do conversor CC-CC, como mostra o circuito da Figura 4.3. Assim, o compensador de tensão tentará regular a tensão de controle em função do sinal de amostragem, sendo possível então obter uma tensão de saída variável nas faixas desejadas.

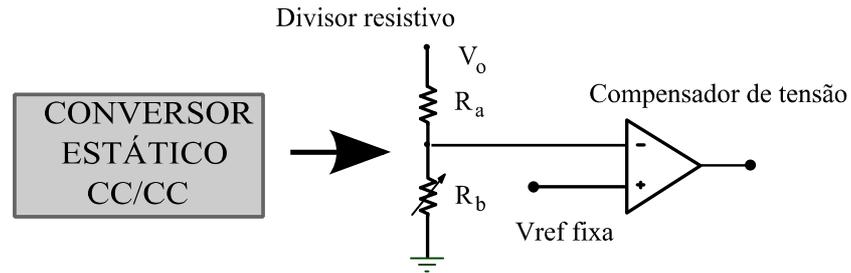


Figura 4.3 – Ajuste manual da referência de tensão.

Este circuito é de natureza analógica, e utiliza um resistor variável que deverá ser ajustado manualmente, de acordo como o valor da tensão nominal do banco de baterias a ser carregado. O ajuste do resistor de amostragem R_b representa uma mudança de *hardware*, o que é uma desvantagem, pois o controlador de tensão foi projetado para um ganho específico. Logo, este fato representa uma desvantagem se comparado com o sistema anterior.

4.2.2 Estrutura e Funcionamento da Interface de Usuário

O sistema de interface com o usuário tem a função de informar visualmente sobre o estado e a evolução do processo de carregamento do banco de baterias. A Figura 4.4 representa o diagrama de blocos que corresponde à interação da botoeira do menu com o módulo LCD através do microcontrolador.

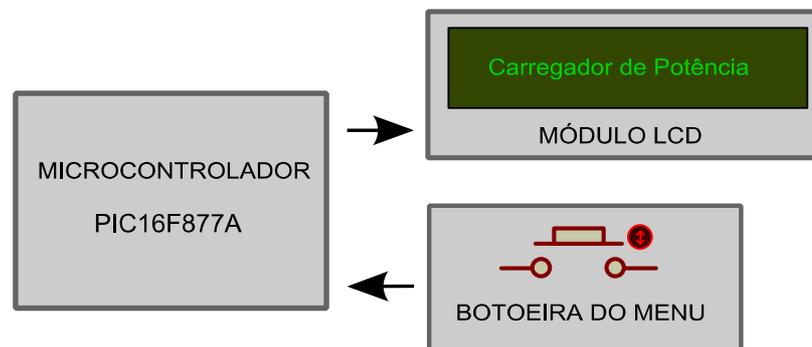


Figura 4.4 – Diagrama de blocos do sistema da interface com o usuário.

4.2.3 Exemplo de Projeto do Sistema de Interface e Supervisão

Antes da programação e montagem do sistema, deve-se configurar e calcular certos parâmetros internos do microcontrolador PIC16F877A [34]. No caso, é calculado o período

de contagem do temporizador, a resolução máxima do sinal PWM, bem como o valor dos componentes do filtro passa-baixa.

- **Período de contagem *Timer 2*:** O valor do período de contagem do temporizador (*timer*) 2 PR2 é utilizado como base de tempo para a configuração do período do sinal PWM. Este valor é calculado através da equação (4.1).

$$T_{timer2} = \frac{4 \cdot (PR2 + 1) TMR2_{pre}}{f_{osc}} \quad (4.1)$$

$$PR2 = 249 \quad (4.2)$$

- **Resolução do sinal PWM:** O valor da resolução do sinal PWM determina a quantidade de pontos ou degraus que este sinal possui. Este valor permite variar de uma razão cíclica mínima até um valor máximo. Este cálculo é obtido através da equação (4.3).

$$r_{PWM} = \frac{T_{timer1} \cdot f_{osc}}{TMR2_{prescaler}} = \frac{2 \cdot 20 \times 10^6}{8} = 1000 \quad (4.3)$$

- **Filtro passa-baixa:** O sinal de referência PWM que se obtém a partir do microcontrolador deve ser transformado no valor médio equivalente. Para isso, é implementado no *hardware* um filtro passivo passa-baixa, que possui a capacidade de gerar o valor médio a partir da onda periódica de referência PWM, como mostra a estrutura da Figura 4.2. Os valores da frequência de corte $f_{c_{pb}}$, do resistor R_{pb} e do capacitor C_{pb} são calculados usando as equações (4.4), (4.5) e (4.6), respectivamente.

$$f_{c_{pb}} = \frac{T_{timer1}}{200} = \frac{20 \times 10^6}{8} = 100 \quad [Hz] \quad (4.4)$$

$$R_{pb} = \text{valor} - \text{estipulado} = 47 \times 10^3 \quad [\Omega] \quad (4.5)$$

$$f_{c_{pb}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{pb} \cdot C_{pb}} \Rightarrow C_{pb} = 330 \quad [nF] \quad (4.6)$$

A Tabela 4.1 mostra a descrição das portas e pinos utilizados na implementação do projeto, e a Figura 4.5 mostra a distribuição geral dos pinos do microcontrolador.

Tabela 4.1– Funções do microcontrolador.

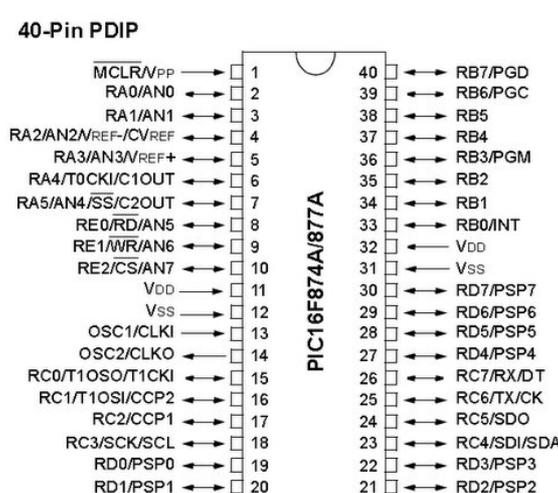
		<i>Descrição dos pinos utilizados no projeto</i>

Figura 4.5 – Configuração dos pinos do PIC 16F877A .

4.2.4 Lógica de Funcionamento do *Software*

O fluxograma apresentado na Figura 4.6 mostra a lógica de funcionamento do algoritmo implementado no microcontrolador, sendo este desenvolvido em linguagem de programação C e compilado usando o aplicativo CCS.

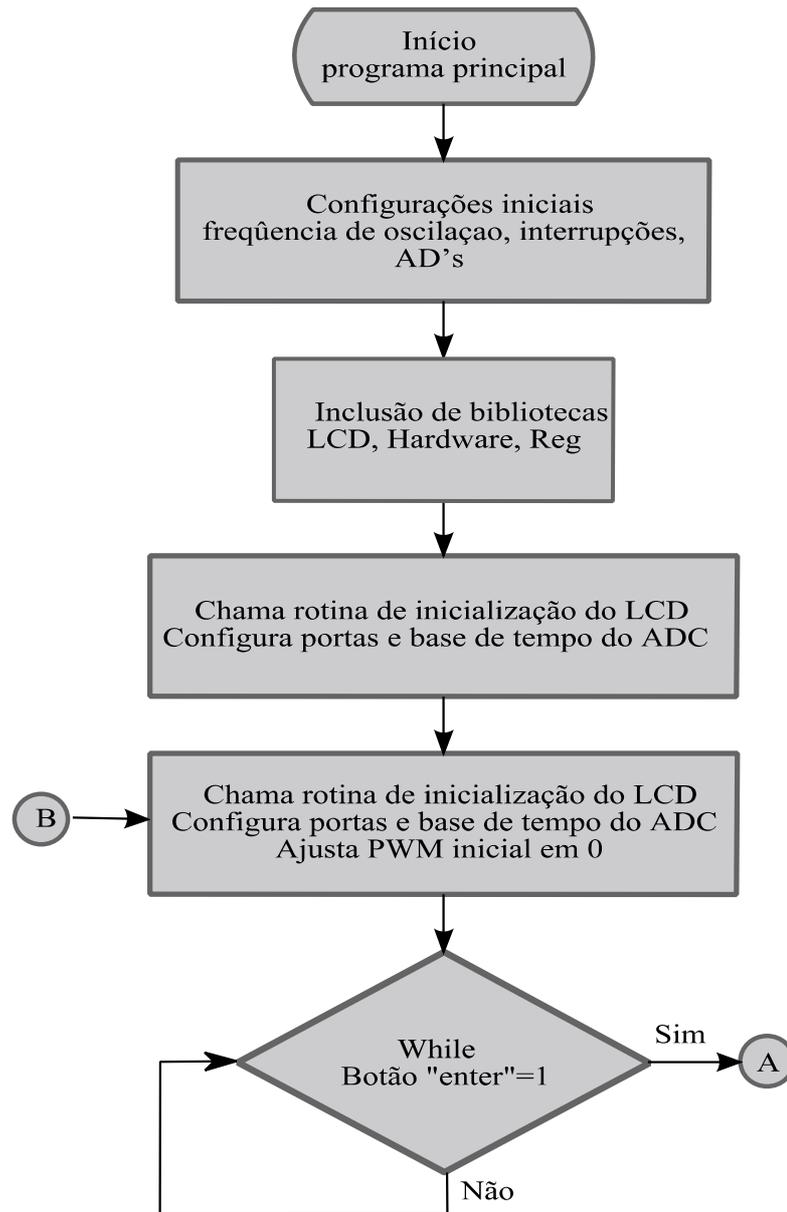


Figura 4.6 – Fluxograma do algoritmo principal.

Adicionalmente, foram criadas bibliotecas de auxílio à programação que possuem sub-rotinas, devidamente utilizadas ao longo do código do algoritmo para executar distintas funções. A Figura 4.7 representa o fluxograma da biblioteca *hardware*, que contém as sub-rotinas dos botões e do ajuste do sinal de referência PWM.

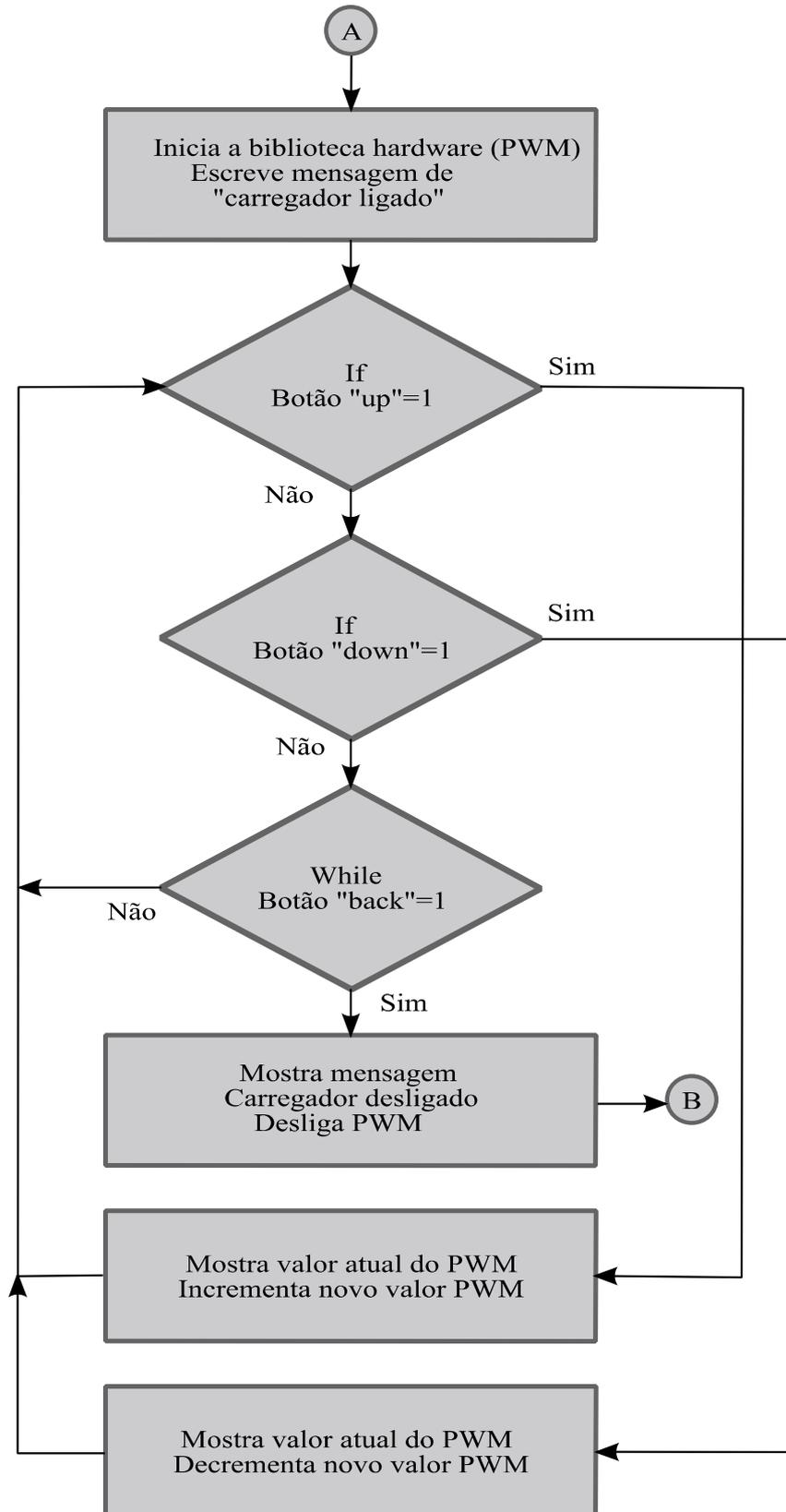


Figura 4.7 – Fluxograma de sub-rotinas B (ajuste PWM).

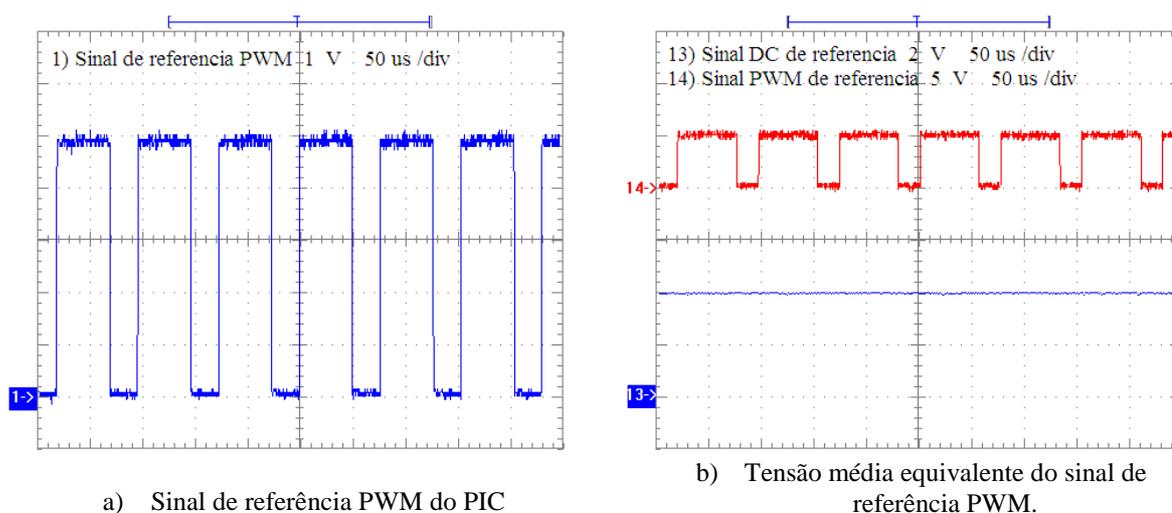


Figura 4.9 – Resultados experimentais do circuito de interface e supervisão.

4.3 CONCLUSÕES

Neste capítulo, foi apresentado o estudo relacionado ao circuito digital de supervisão e interface. Na primeira parte, foi mostrada mediante o uso de diagramas de blocos a estrutura de funcionamentos destes circuitos e como estes interagem com o circuito de potência do conversor *FB-ZVS-PS*.

Também foi proposto um exemplo de projeto onde foram definidos e calculados os parâmetros, como a máxima resolução do sinal PWM de referência e os valores do resistor e capacitor do filtro passa-baixa que transforma o sinal pulsado, devidamente gerado pelo microcontrolador em termos de um sinal de tensão contínua.

Ressalta-se que o circuito de supervisão tem a função de gerar os sinais de referência para controlar a tensão e a corrente do conversor *full-bridge* que são aplicadas aos terminais das baterias.

Posteriormente, foi escolhido o microcontrolador PIC16F877A e atribuídas as funções de seus pinos. Tais funções são realizadas após uma adequada programação do dispositivo em questão.

Finalmente, foi mostrada a lógica de funcionamento do algoritmo que executa as técnicas de supervisão dos mencionados circuitos.

CAPÍTULO 5

RESULTADOS EXPERIMENTAIS E CONCLUSÕES GERAIS

5.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo, são apresentados os resultados experimentais dos circuitos de potência do carregador de baterias estudado, projetado e simulado. A discussão destes resultados é importante para validar e consolidar todo o estudo realizado.

São apresentadas as formas de onda dos estágios CA-CC e CC-CC do protótipo experimental em regime permanente.

5.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO CONVERSOR CA-CC

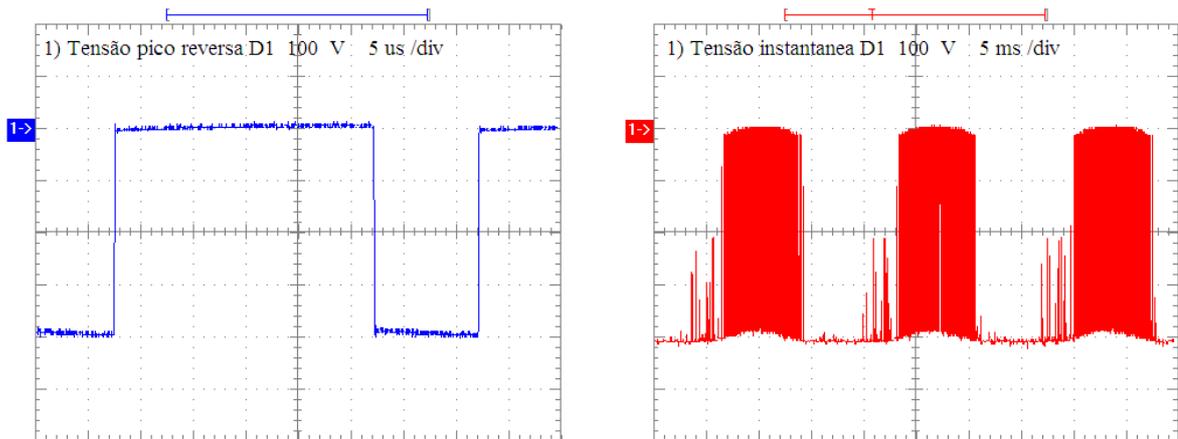
O conversor CA-CC *bridgeless* possui uma série de resultados experimentais que podem ser obtidos através dos ensaios realizados no laboratório. Assim, esta seção mostra as principais formas de onda do conversor operando em regime permanente, considerando os esforços de tensão e corrente nos componentes, a tensão e corrente de saída, bem como a corrente de entrada evidenciando a correção de fator de potência. Estes ensaios foram desenvolvidos para um terço da potência nominal.

5.2.1 Formas de Onda de Corrente e Tensão nos Diodos e Interruptores

Foi possível obter mediante o uso do osciloscópio as formas de onda de tensão e corrente instantânea nos diodos e nos interruptores do circuito.

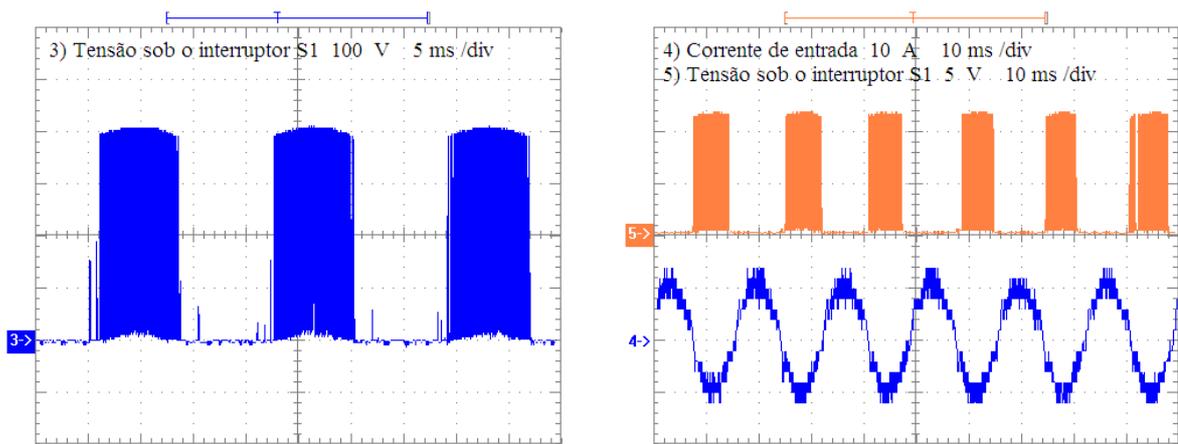
A Figura 5.1 (a) mostra a forma de onda da tensão instantânea reversa sobre o diodo D_1 . Constata-se que o valor de pico a pico é de -416 V, e uma frequência de comutação de 28.235 kHz é medida, valores estes que são próximos aos teóricos e simulados.

A Figura 5.1 (b) corresponde à tensão instantânea reversa no diodo D_1 . No caso, a forma de onda mostra como o diodo bloqueia a corrente de entrada para o semiciclo negativo e conduz para o semiciclo positivo na frequência da rede de 60 Hz.

a) Tensão instantânea sobre o diodo D_1 b) Tensão de pico reversa sobre o diodo D_1 Figura 5.1 – Resultados experimentais obtidos para o diodo D_1 .

A Figura 5.2 (a) ilustra a forma de onda da tensão instantânea sobre o interruptor S_1 , onde a tensão de pico a pico é aproximadamente 410 V e corresponde ao valor aproximado de tensão de saída que este interruptor suporta.

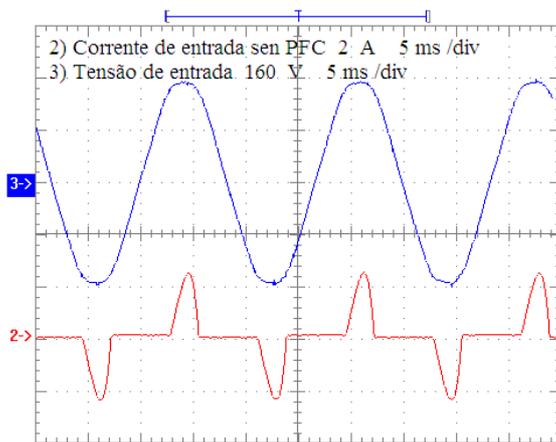
A Figura 5.2 (b) representa a tensão de pico reversa sobre o interruptor S_1 , onde se constata que este interruptor conduz a corrente apenas durante o semiciclo positivo da forma de onda da corrente de entrada.

a) Tensão no interruptor S_1 b) Tensão instantânea sobre S_1 e corrente de entradaFigura 5.2 – Resultados experimentais para o interruptor S_1 .

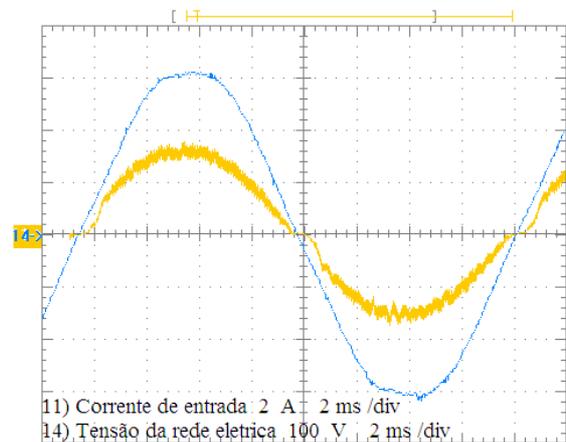
5.2.2 Formas de Onda de Corrente e Tensão no Indutor L_b

A verificação da forma de onda da corrente, principalmente no indutor, é importante para constatar se o conversor CA-CC *bridgeless* apresenta correção de fator de potência.

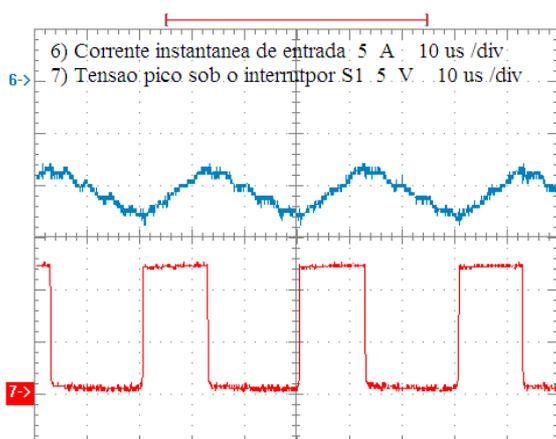
Assim, a Figura 5.3 (a) representa as formas de onda da tensão e da corrente de entrada no conversor quando não é realizada a correção do fator de potência. Observa-se que quando o valor da tensão de entrada é inferior a 30 V, o controle ainda não atua corretamente, e é por este motivo que o conversor *bridgeless* opera como um retificador a diodos em ponte completa com filtro capacitivo convencional.



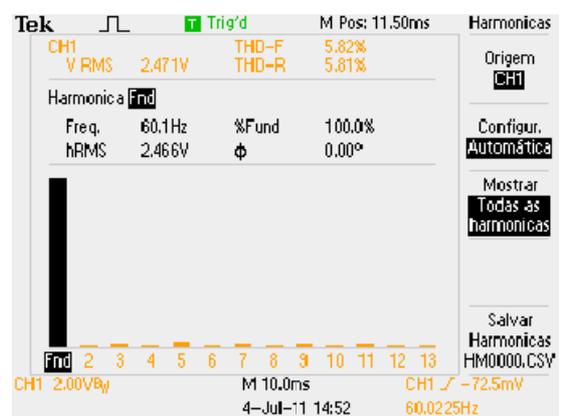
a) Tensão e corrente de entrada sem PFC



b) Tensão e corrente de entrada com PFC



c) Sinal de comando do interruptor e corrente no indutor L_b



d) Espectro de frequência da corrente de entrada

Figura 5.3 – Formas de onda necessárias para verificar a correção de fator de potência.

Assim, a Figura 5.3 (b) mostra as formas de onda da tensão e corrente de entrada. Verifica-se que a corrente mantém a forma senoidal e está em fase com a tensão de entrada, embora possua ondulação elevada, sendo que este resultado mostra o efeito da atuação da malha de controle de corrente.

A Figura 5.3 (c) representa a tensão e a corrente instantânea no indutor L_b , onde se pode observar como ocorre a acumulação e a transferência de energia por meio deste elemento.

5.2.3 Formas de Onda de Corrente e Tensão Nominal de Saída

O circuito de controle de tensão tem como finalidade elevar a tensão para um nível CC de 400 V que será aplicado ao conversor *full-bridge*. A Figura 5.4 (a) ilustra a forma de onda da tensão de saída, cujo valor de tensão é aproximadamente 410 V.

A Figura 5.4 (b) representa a ondulação de tensão de saída, sendo este valor muito pequeno porque o valor da capacitância filtro de saída foi superdimensionado no intuito de cumprir as especificações mínimas da resistência serie equivalente.

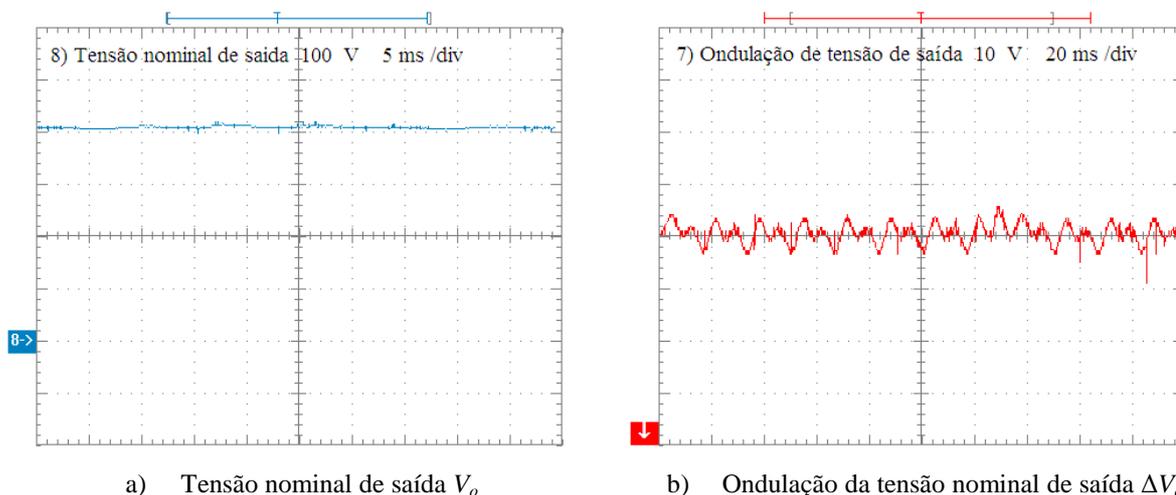


Figura 5.4 – Formas de onda da tensão de saída V_o .

5.3 RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO CONVERSOR CC-CC *FB-SVS-PS*

O conversor CC-CC *FB-ZVS-PS* apresenta uma série de resultados experimentais que são produto dos ensaios realizados no laboratório. Esta seção mostra as principais formas de

onda acerca dos esforços nos componentes semicondutores interruptores e diodos, tensão e corrente de saída e formas de ondas nos componentes magnéticos, como o transformador e o indutor de saída.

5.3.1 Formas de Onda de Corrente e Tensão nos Interruptores e Diodos

A Figura 5.5 mostra as principais formas de onda dos componentes semicondutores do circuito. A Figura 5.5 (a) corresponde à tensão sobre o interruptor S_3 . Por outro lado, a Figura 5.5 (b) ilustra a forma de onda da tensão reversa sobre o diodo D_{r3} em regime permanente.

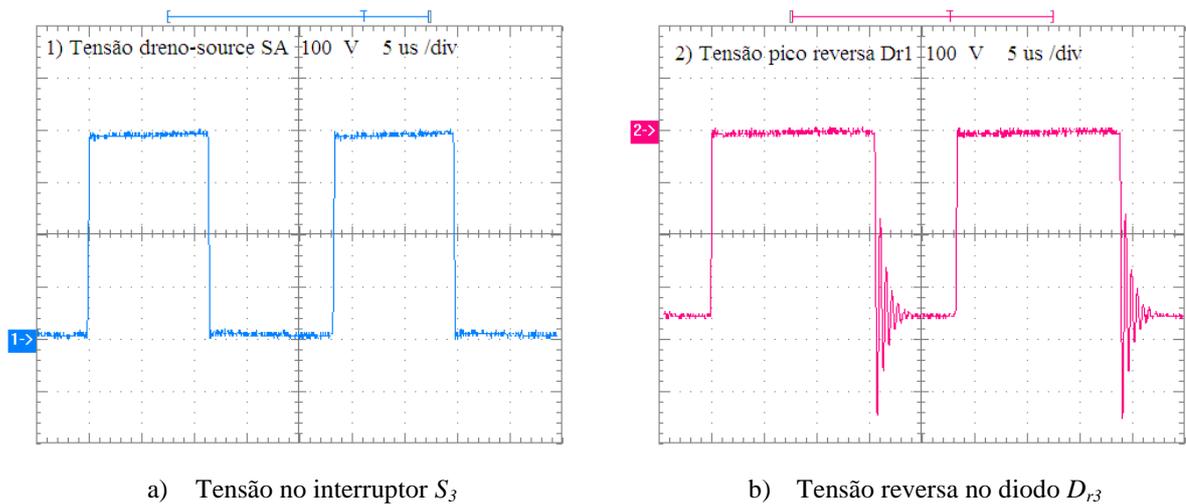


Figura 5.5 – Formas de onda experimentais nos interruptores e diodos.

5.3.2 Formas de Onda de Corrente e Tensão no Primário e Secundário do Transformador T_r

A Figura 5.6 mostra as formas de onda no transformador de alta frequência que caracterizam o funcionamento do conversor *full-bridge* quando é empregada a modulação por deslocamento de fase. A Figura 5.6 (a) ilustra a tensão no lado primário do transformador T_r , e a Figura 5.6 (b) representa a corrente que circula no lado primário.

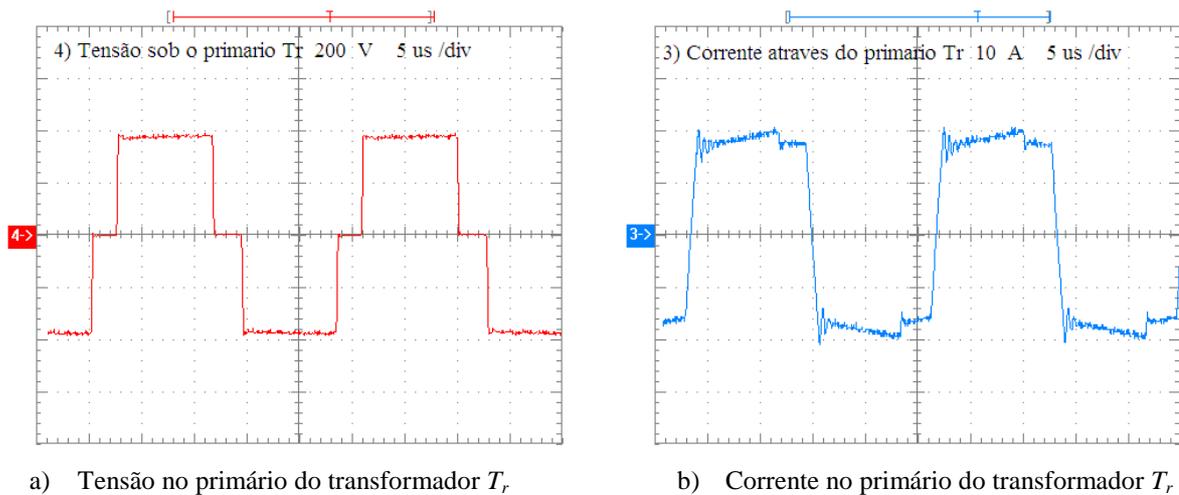


Figura 5.6 – Formas de onda experimentais no lado primário do transformador T_r .

Na Figura 5.7 (a) e na Figura 5.7 (b), tem-se a tensão e a corrente no lado secundário do transformador, respectivamente. Nota-se que a corrente é contínua e a transferência de energia ocorre em duas etapas devido ao uso do transformador com *tap* central.

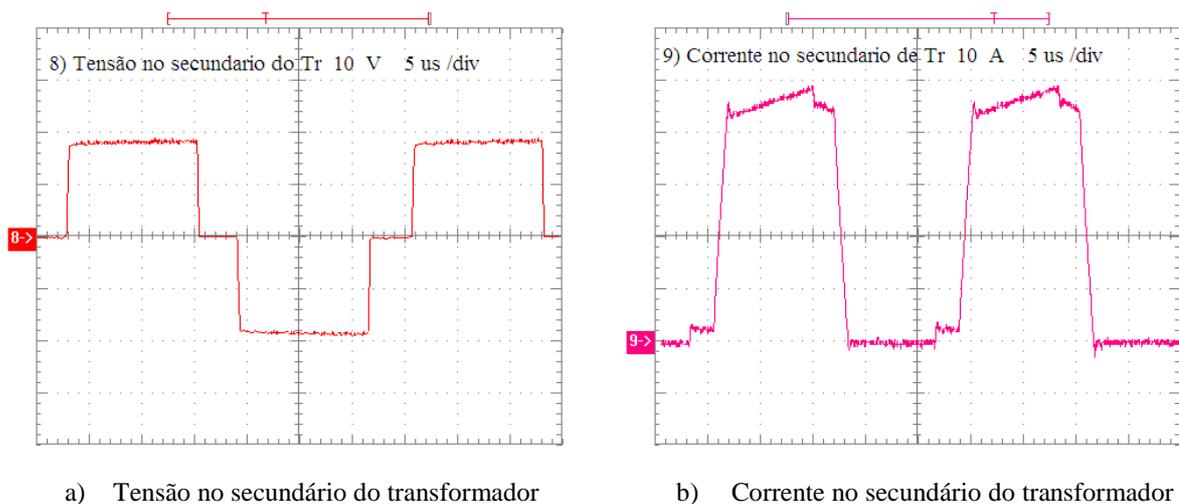
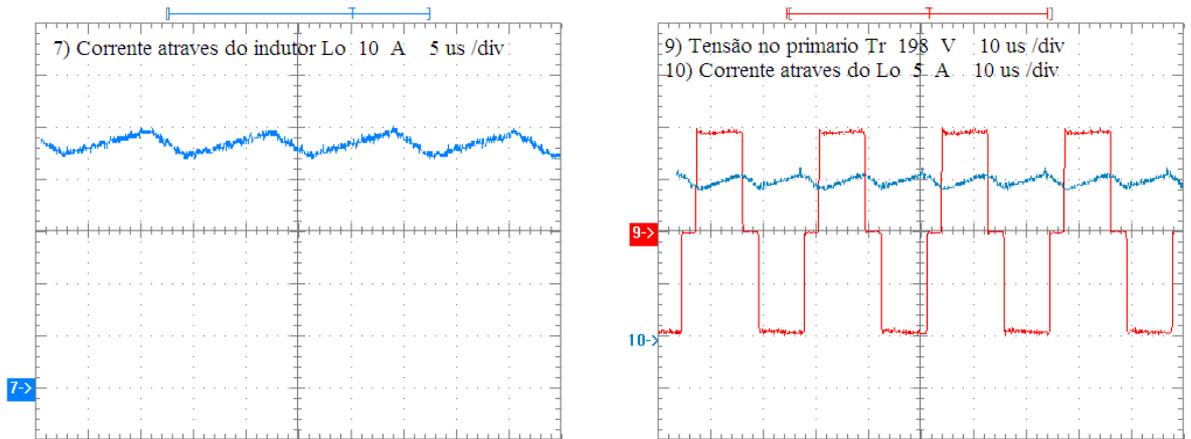


Figura 5.7 – Formas de onda experimentais no lado secundário do transformador T_r .

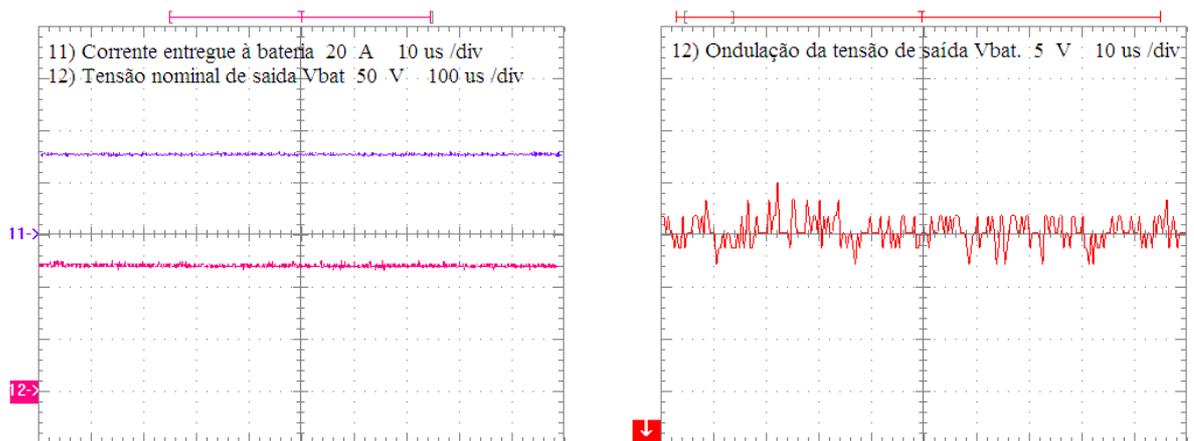
5.3.3 Formas de Onda de Corrente e Tensão no Indutor L_o

A corrente instantânea através do indutor de filtro de saída L_o é mostrada na Figura 5.8 (a), onde se observa a forma de onda característica de transferência de energia. Por outro lado, a Figura 5.8 (b) ilustra a tensão no primário do transformador e a corrente no indutor, que permitem verificar os instantes de armazenamento de energia no mesmo.

a) Corrente instantânea no indutor L_o b) Tensão no primário e corrente no indutor L_o Figura 5.8 – Formas de onda experimentais do Indutor L_o .

5.3.4 Tensão e Corrente de Saída

A Figura 5.9 (a) representa a tensão e a corrente de saída, as quais por sua vez também correspondem à tensão e corrente na bateria, respectivamente. Por sua vez, a Figura 5.9 (b) mostra a ondulação da tensão nos terminais da bateria.



a) Tensão e corrente entregue à bateria

b) Ondulação da tensão de saída

Figura 5.9 – Formas de onda de tensão e corrente de saída.

5.4 CONCLUSÕES

Neste capítulo, foram apresentados diversos resultados experimentais para os protótipos desenvolvidos, onde foi possível verificar as principais formas de onda dos estágios de potência que caracterizam o correto funcionamento dos mesmos.

Na parte inicial, foram mostradas as formas de onda do conversor CA-CC *bridgeless* para uma potência de 800 W, pois devido ao ruído gerado pelos circuitos de medição, os quais interferem no correto funcionamento do protótipo, não foi possível atingir a potência nominal.

Também foram mostradas as formas de onda do conversor CC-CC *FB-ZVS-PS* para uma potência de 1,2 kW, o que corresponde à metade da especificação nominal, que é de 2,4kW.

CONCLUSÕES GERAIS

Neste trabalho, foram realizados a análise, o projeto e a montagem de um protótipo de carregador de baterias com dois estágios de processamento de energia, tendo como fonte primária a rede comercial CA de 220 V da concessionária, e obtendo-se como resultado final um barramento de tensão CC de saída variável em uma faixa de 24 V até 120 V.

No Capítulo 1, após a realização de uma revisão bibliográfica, foi apresentado um estudo acerca da evolução dos *EV's* e seus princípios de funcionamento, com ênfase em uma das partes mais importantes constituintes destes veículos, que são as baterias, já que da eficiência deste componente central depende o bom funcionamento dos *EV's*. Pode-se então seguramente afirmar que, para garantir o funcionamento apropriado das baterias, independentemente do tipo, o equipamento crítico do processo é o carregador.

A respeito do carregador, neste mesmo capítulo foram analisadas várias topologias e proposta uma alternativa que possui dois estágios de conversão, sendo o primeiro um conversor *CA-CC bridgeless* e o segundo um conversor *CC-CC FB-ZVS-PS*. As topologias propostas são analisadas ao longo do trabalho por agregar melhores características em relação a outras alternativas previamente apresentadas na literatura.

No Capítulo 2, foi realizado o estudo do primeiro estágio, que se trata do conversor *CA/CC bridgeless* com correção de fator de potência. Para esta topologia, foram desenvolvidas as análises qualitativa e quantitativa, visando à correção de fator de potência (PFC). Ainda neste capítulo, foi realizado o projeto do estágio *CA-CC* considerando o número de baterias a ser carregado e a capacidade das mesmas. Por fim, foi realizada a simulação, a qual permitiu validar os resultados calculados e verificar o correto funcionamento do estágio sob estudo.

No Capítulo 3, foi apresentado o estudo do conversor *CC-CC full-bridge (FB-ZVS-PF)*, sendo este controlado usando a modulação por deslocamento de fase. O conversor tem como características a comutação sob tensão nula, que permite a redução de perdas de comutação e a redução de interferência eletromagnética. Também foi realizado o projeto do estágio sob *CC-CC* considerando propriamente o número de baterias a carregar. Ao final, foi realizada a simulação que permitiu validar os resultados calculados e verificar o correto funcionamento do estágio *CC-CC* do carregador. Observou-se ainda que o conversor *FB-ZVS-PS* pode operar perfeitamente nas faixas de tensão requeridas para o carregamento de baterias.

No Capítulo 4, foi proposto e projetado o circuito digital de supervisão e interface do sistema. No caso, foi possível simular e implementar com sucesso um circuito baseado no

microcontrolador PIC16F877A. Este circuito tem a capacidade de gerar manual ou automaticamente um sinal de referência, tanto para a malha de corrente como para a malha de tensão. Em outras palavras, os sinais de referência de tensão podem ser variados manualmente e mostrados em um *display* do tipo LCD. Foi possível também criar um menu dinâmico através de botões externos para que o usuário final possa manipular o carregador amigavelmente de acordo ao nível de tensão das baterias e a capacidade das baterias.

No Capítulo 5, foram apresentados os resultados experimentais correspondentes a cada estágio de projeto. No caso do conversor CA-CC *bridgeless*, são mostradas as formas de tensão e corrente dos componentes do circuito. Além disso, pode-se afirmar que os resultados mais expressivos consistem na corrente de entrada senoidal e na tensão de saída regulada.

No caso do conversor *FB-ZVS-PS*, foram obtidas as formas de onda mais importantes nos componentes do circuito em regime permanente. Também são mostradas as formas de onda correspondentes ao regime transitório, tais como degraus de corrente de carga e curto-circuito, no intuito de verificar o desempenho dinâmico das malhas de controle.

Como sugestões para desdobramentos deste trabalho em termos de futuras pesquisas, sugere-se:

- Estudar outras topologias de conversores, com a finalidade de melhorar o rendimento;
- Estudar um carregador com múltiplos conversores supervisionado por um comutador, visando a uma aplicação a larga escala com montagem do carregador em locais públicos;
- Desenvolver um *benchmark* sobre as tecnologias de carregadores comerciais com o objetivo de verificar as características estáticas e dinâmicas;
- Verificar durante um período de tempo, após realizar a carga e descarga das baterias diariamente, a tensão sobre cada bateria do banco. Desta maneira, seria possível saber se as baterias se mantêm com a mesma tensão ao longo da sua vida útil;
- Realizar os ensaios em baterias reais utilizadas pelos carros elétricos;
- Realizar um estudo mais cuidadoso sobre as baterias de lítio-íon, que são as mais promissoras da indústria de carros elétricos.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

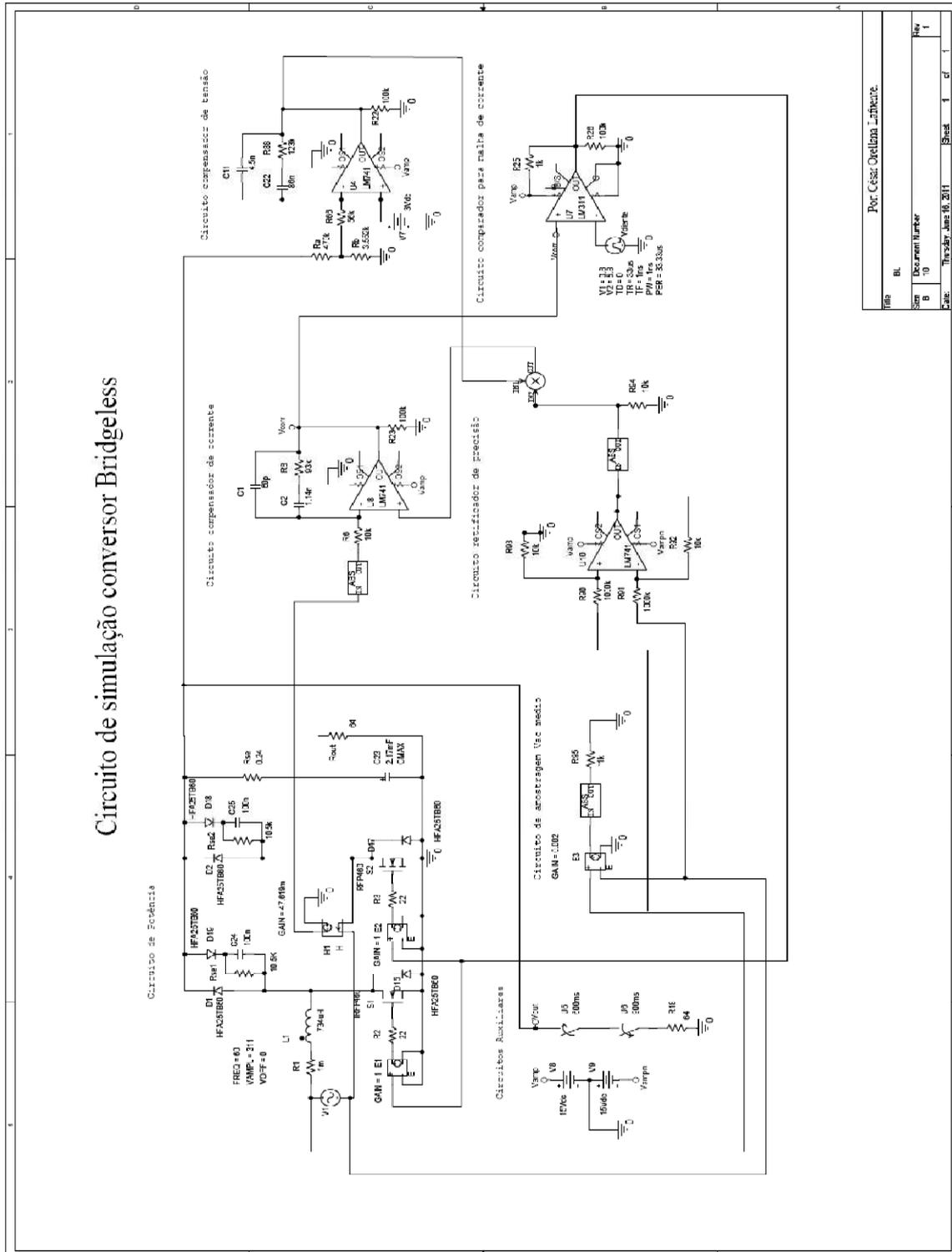
- [1] Electric Auto Association, “Electric Vehicle History”, <http://www.eaaev.org/index.html>. Acesso em 05/07/2010.
- [2] Carl Sulzberger, “An Early Road Warrior Electric Vehicles in the Early Years of the Automobile”, IEEE Power And Energy Magazine, USA, 2004.
- [3] My Prius, “Hybrid and Electric Car Information for South Africa” <http://www.myprius.co.za/index.htm>. Acesso em 07/07/2010.
- [4] Nissan Company EV’s, “Photo Galery”, <http://www.nissanusa.com/> Acesso em 05/08/2010.
- [5] Hybrid Vehicle, “Information Electric Vehicles Blog”, <http://3ahete.blogspot.com/>. Acesso em 20/07/2010.
- [6] Leitman and Bob Brant, “Build Your Own Electric Vehicle”, Mc Graw Hill, 2nd Edition / New York, USA 2009.
- [7] Battery University, “Batteries as a Power Source”, <http://batteryuniversity.com/>. Acesso em 10/10/2010.
- [8] Varta Company, “Electric Vehicles Batteries”, <http://www.varta-automotive.com>. Acesso em 13/08/2010.
- [9] Sandeep Dhameja, “Electric Vehicle Battery Systems” Newnes, Boston, USA, 2002.
- [10] H. A. Kiehne, “Battery Technology Handbook”, Marcel Dekker, Inc 2nd, Edition / New York, USA 2001.
- [11] Electro Craft Systems, “EVC207: 1.6 KW Isolated Power-Factor-Corrected Charger”, <http://pages.interlog.com/~dgv/ev%20chargers.html>. Acesso em 03/11/2010.
- [12] Eltek Valere Company, “Electric Vehicle Chargers”, <http://www.eltekvalere.com>. Acesso em 15/06/2010.
- [13] W. G. Bradley, “Electric Vehicle Battery Charger-Power Line Interface”, In IEEE Transactions on Aerospace and Electronics Systems CH1650-1, pp 430-434, 1981.
- [14] B. J. Meseerant, T. A. Stuard, “ A Maximum Power Transfer Battery Charger for Electric Vehicles ”, In IEEE Transactions on Aerospace and Electronics Systems, Vol. 33, no. 3, pp 930-938 , 1997.
- [15] K. W. Klonts, A. Esser, P. J. Wolfs, D. M. Divan, “Converter selection for Electric Vehicle Battery System with a High-Frequency and High-Power Link”, In IEEE Transactions on Aerospace and Electronics Systems 0-7803-1243, pp 855-861, 1993.

- [16] D. O. Sullivan, M. Willers, M. G. Egan, J. G. Hayes, P. T. Nguyen, C. P. Henze, “Power-Factor-Corrected Single-Stage Inductive Charger for Electric Vehicle Batteries”, In IEEE Transactions on Aerospace and Electronics Systems 0-7803-5692-6100, pp 509-516, 2000.
- [17] F. K. de Araújo Lima, “Retificador Monofásico de Reduzidas Perdas com Comutação de Alto Fator de Potência empregando *Snubber* Passivo Não Dissipativo”, Dissertação de Mestrado, Universidade Federal do Ceara, 2003.
- [18] Jean Picard, “High-Voltage Energy Storage The key to Efficient Holdup Time” Texas Instruments Application Note, 2010.
- [19] Thornton, “Folha de dados do núcleo de ferrite e carretel NEE – 65/33/26”, <http://www.thornton.com.br>. Acesso em 05/03/2011.
- [20] Epcos Electronics Components, “Folha de dados do capacitor eletrolítico B43503-S5477-M91”, <http://www.epcos.com>. Acesso em 11/11/2010.
- [21] International Rectifier, “Folha de dados do diodo ultrarrápido 30EPH06”, <http://www.irf.com>. Acesso em 29/11/2010.
- [22] International Rectifier, “Folha de dados do transistor IGBT IRG4PC50UD”, <http://www.irf.com>. Acesso em 29/11/2010.
- [23] Vlatko Vlatkovic, Juan A. Sabat C, Raymond B. Ridley, Fred C. Lee, “Small Signal Analysis of the Phase-Shifted PWM Converter”, In IEEE Transactions on Aerospace and Electronics Systems, Vol.7, no. 1, pp128-135, 1992.
- [24] Texas Instruments, “Folha de dados do circuito integrado UC3854B”, <http://www.ti.com/>. Acesso em 06/09/2010.
- [25] Texas Instruments, “Nota de aplicação U-134 UC3854B”, <http://www.ti.com/>. Acesso em 22/08/2010.
- [26] Paulo Roberto Gaidzinski, “Unidade Retificadora de Alta Performance 1500[W] 25[A], Para Telecomunicações”, Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Santa Catarina, 1993.
- [27] Carla Gondim Torrez, “Conexões de Transformadores de Alta Frequência para Conversores CC-CC PWM de Alta Frequência”, Dissertação de Mestrado, Universidade Federal do Ceará, 1993.
- [28] Epcos, “Folha de dados do capacitor eletrolítico B43501-B2108-M (100[uF], 250[V])”, <http://www.epcos.com>. Acesso em 13/06/2010.
- [29] Semikron, “Folha de dados do módulo IGBT SK506B065”, <http://www.semikron.com> Acesso em 13/12/2010.

- [30] International Rectifier, “Folha de dados do diodo ultrarrápido HFA30PA60CPbF”, <http://www.irf.com>. Acesso em 19/07/2010.
- [31] Thornton, “Folha de dados do núcleo de ferrite e carretel NEE-30/15/14”, <http://www.thornton.com.br>. Acesso em 21/07/2010.
- [32] Texas Instruments, “Folha de dados UCC3895N”, <http://www.ti.com/>. Acesso em 11/08/2010.
- [33] Texas Instruments, “Nota de aplicação UCC3895B”, <http://www.ti.com/>. Acesso em 15/010/2010.
- [34] Microchip Technology, “Application Notes”, <http://www.microchip.com/>. Acesso em 03/01/2011.
- [35] Allegro MicroSystems Inc, “Folha de dados do sensor de corrente ACS75SCA-050” <http://www.allegromicro.com>. Acesso em 01/07/2010.
- [36] René Pastor Torrico Bascopé, Arnaldo José Perin, “O Transistor IGBT Aplicado em Eletrônica de Potência”, Porto Alegre, Brasil, Editora Sagra Luzzatto, 1997.
- [37] M. H. Rashid, “Power Electronics: Circuits, Devices, and Applications”, Prentice-Hall of India, 3rd Edition, New Delhi, India, 2005.
- [38] D. C. Martins, I. Barbi, “Conversores CC-CC Básicos Não Isolados”, Editora do Autor, 2^a ed. Florianópolis, 2006.
- [39] R. W. Erickson, “Fundamentals of Power Electronics”, Second Edition, Chapman & Hall, New York, USA, 1997.
- [40] I. Barbi, “Projetos de Fontes Chaveadas”, Publicações Internas, UFC / Brasil, 1990.
- [41] I. Barbi, “Eletrônica de Potência”, Edição do Autor, 6^a Edição, Florianópolis, 2006.
- [42] V. Vorpérian, “Simplified Analysis of PWM Converters Using Model of PWM Switch Part I: Continuous Conduction Mode”, In IEEE Transactions on Aerospace and Electronics Systems, Vol. 26, no. 3, pp 490-496, 1990.
- [43] K. Ogata. “Engenharia de Controle Moderno”, 4^a edição, Prentice Hall, São Paulo, 2003.

ANEXO A – CIRCUITO SIMULADO DO CONVERSOR *BRIDGELESS*

Circuito de simulação conversor Bridgeless

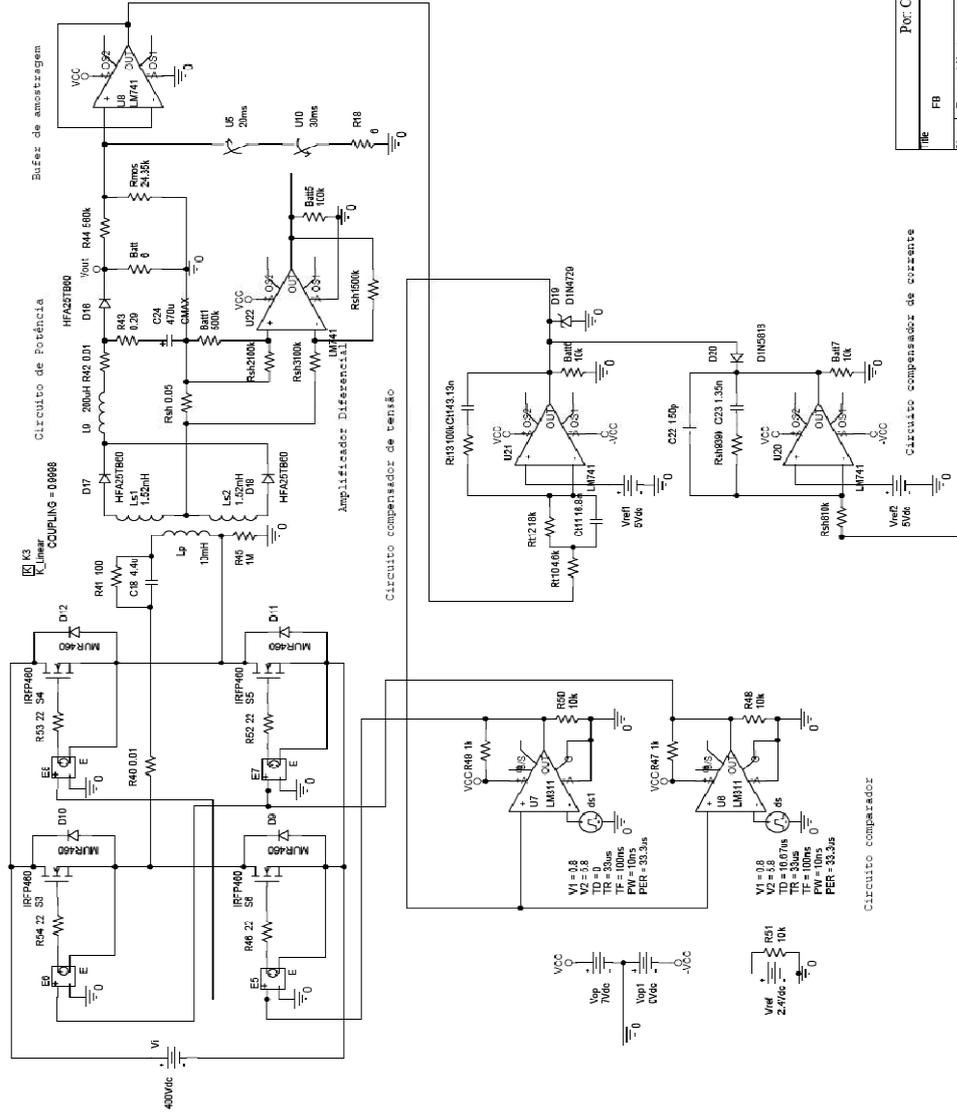


File	BL
Size	Document Number
Doc	B
Date	Thursday, June 18, 2011
Sheet	1 of 1

Por Cesar Ouelhan Lathiere.

ANEXO B – CIRCUITO SIMULADO DO CONVERSOR *FB-ZVS-OS*

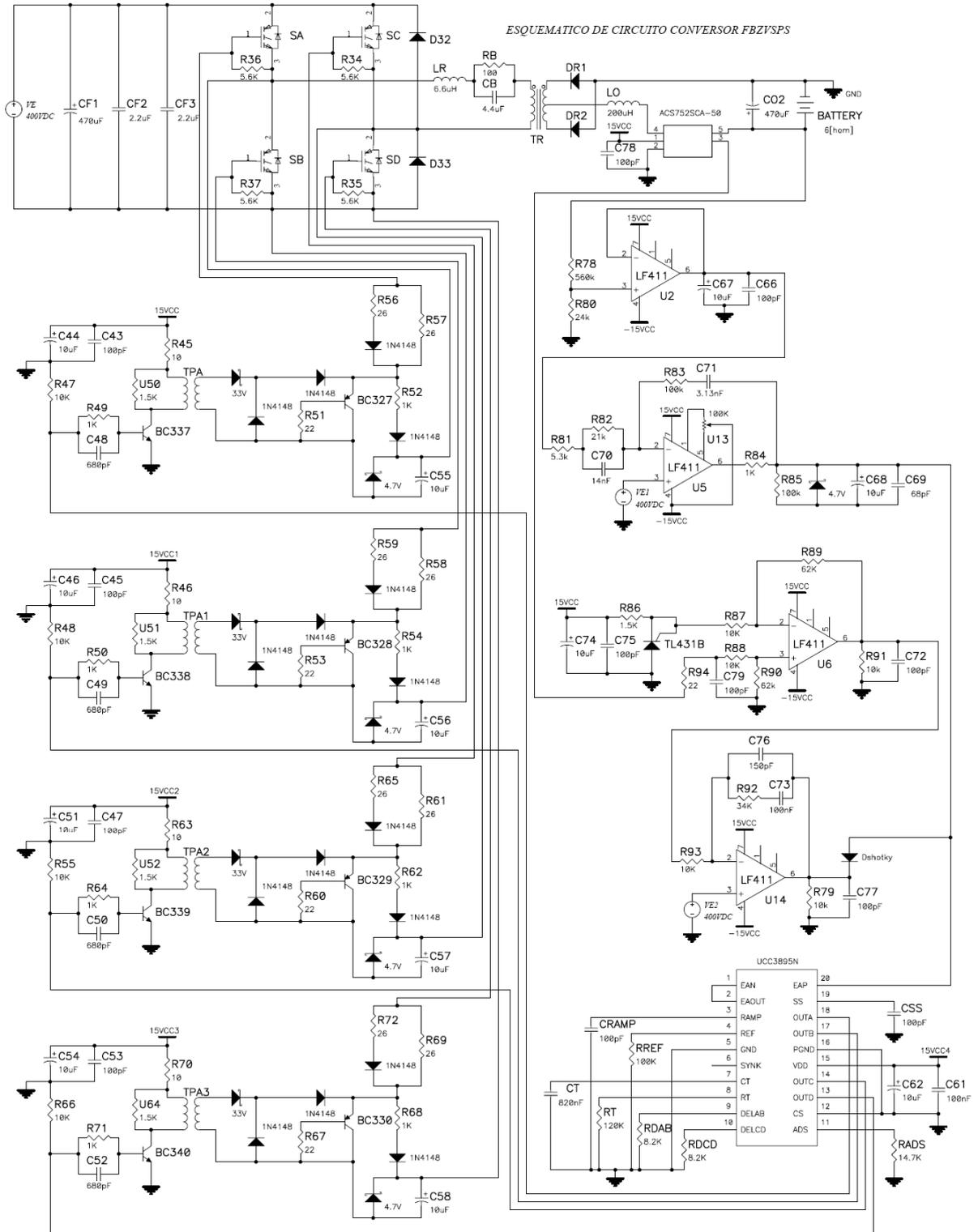
Circuito de simulação conversor Fullbridge



Projeto	FB
Documento	Document Number
Revisão	10
Rev	1
Sheet	1 of 1
Page	Thursday, June 10, 2011

Por: Cesar Crellana Lafontaine.

ANEXO D – ESQUEMÁTICO DE MONTAGEM DO CONVERSOR *FB-ZVS-PS*



ANEXO E – ALGORITMO DO SISTEMA SUPERVISÓRIO E DE INTERFACE

Estrutura principal do programa “emulador.c”

```
#include <16f877.h>
//#include <16f870.h>
#device adc=10 // Configura o compilador para conversor A/D de 10 bits
//#use fast_io(B)
#use delay(clock=4000000)
#fuses HS,NOWDT,NOPUT,NOPROTECT,BROWNOUT,NOLVP
//#use rs232(baud=19200,xmit=PIN_C6,rcv=PIN_C7,stream = test)
#include <regs_16f87x.h>
#include <mod_lcd.c>
#include <hardware.h>

static unsigned long int ValTen, ValCorr;
static unsigned long int cont;
static unsigned long int OffS = 0;

void mostra()
{
    lcd_escreve ("\f"); // limpa o LCD e o coloca na posição 1 da primeira linha
    if(ShLCD==1){
        printf (lcd_escreve," Tensao : %lu\n",ValTen);
        printf (lcd_escreve," Cor:%lu", ValCorr);
    }
    else{
        printf (lcd_escreve," Cpp:%lu,\n",cpp,);
        printf (lcd_escreve," Cor:%lu",ValCorr);
    }
}

void main()
{
    //inicia configuração do LCD e dos ADs
    lcd_ini();
    setup_ADC_ports (RA0_RA1_RA3_analog);
    // seleciona o modo de utilização com AD 0, 1, 3.
    setup_adc(ADC_CLOCK_INTERNAL );

    //configuração do pwm
    setup_timer_2 (T2_DIV_BY_1, 0xFF, 1); // timer 2 = 20 khz com resolução de 10 bits
    setup_ccp1 (ccp_pwm); // configura CCP1 para modo PWM
    set_pwm1_duty ( 0 ); // configura o ciclo ativo em 0 (desligado)

    enable_interrupts (global);
    enable_interrupts (int_rda);
}
```

```

// fazer a leitura do ad para compensar offset do sensor de corrente.
// set_adc_channel(1); delay_ms(100); OffS = read_adc(); // ativa AD 0

printf (lcd_escreve, "\f Carregador EV's \n");
// delay_ms(900);
printf (lcd_escreve, "Enter para ligar ");
//printf("c"); delay_ms(500);

while (true)
{
    Butao();

    while (liga)
    {
        output_high(RunningLED);
        But();
        if(LerAD){
            set_adc_channel(0); delay_us(200); ValCorr = read_adc(); //ativa AD 0
            set_adc_channel(1); delay_us(200); ValTen = read_adc();
        }

        if (hl){
            if(cont>900){
                mostra(); cont = 0;
            }
            cont++;
        }/**/
    }
    set_pwm1_duty (0); output_low(RunningLED); cont = 0;
}
}

```

Biblioteca auxiliar do programa “carregador.c”

```
#include <16f877.h>
//#include <16f870.h>
#device adc=10// Configura o compilador para conversor A/D de 10 bits
//#use fast_io(B)
#use delay(clock=4000000)
#fuses HS,NOWDT,NOPUT,NOPROTECT,BROWNOUT,NOLVP
//#use rs232(baud=19200,xmit=PIN_C6,rcv=PIN_C7,stream = test)
#include <regs_16f87x.h>
#include <mod_lcd.c>
#include <hardware.h>

static unsigned int indc;
static unsigned int control = 0,q;
static unsigned long int ValTen, ValCorr,d,cpp;
static unsigned long int vel = 65533;
static unsigned long int cont;
static short int fmin = 0;
static unsigned long int ek[3];
static long int pk;
static short int Sig, Ok, tab = 0;
static unsigned long int OffS = 0;

void mostra()
{
    lcd_escreve ('\f'); // limpa o LCD e o coloca na posição 1 da primeira linha
    if(ShLCD==1){
        printf (lcd_escreve," vel : %lu\n",vel);
        printf (lcd_escreve,"Cpp:%lu,Cor:%lu",cpp, ad1);
    }
    else{
        printf (lcd_escreve," Cpp:%lu,e1:%lu\n",cpp, ek[0]);
        printf (lcd_escreve,"R:%lu,Cor:%lu",RefCorr, ad1);
    }
}

void main()
{
    //inicia configuração do LCD e dos ADs
    lcd_ini();
    setup_ADC_ports (RA0_RA1_RA3_analog); // seleciona o modo com AD 0, 1, 3.
    setup_adc(ADC_CLOCK_INTERNAL );

    //configuração do pwm
    setup_timer_2 (T2_DIV_BY_1, 0xFF, 1); // timer 2 = 20 khz com resolução de 10 bits
    setup_ccp1 (ccp_pwm); // configura CCP1 para modo PWM
    set_pwm1_duty ( 0 ); // configura o ciclo ativo em 0 (desligado)
```

```

enable_interrupts (global);
enable_interrupts (int_rda);

// fazer a leitura do ad para compensar offset do sensor de corrente.
set_adc_channel(1); delay_ms(100); OffS = read_adc(); // ativa AD 0

printf (lcd_escreve, "\f Carregador de EV's \n");
delay_ms(900);
printf (lcd_escreve, " Enter para ligar ");
//printf("c"); delay_ms(500);

while (true)
{
  Butao();

  while (liga)
  {
    output_high(RunningLED);
    But();
    if(LerAD){
      set_adc_channel(0); delay_us(200); ValCorr = read_adc(); //ativa AD 0
      set_adc_channel(1); delay_us(200); ValTen = read_adc();
    }

    if (hl){
      if(cont>900){
        mostra(); cont = 0;
      }
      cont++;
    }
  }
  set_pwm1_duty (0); output_low(RunningLED); cont = 0;
}
}

```

Biblioteca auxiliar do programa "hardware.c"

```
static short int liga = 0, LerAD = 0, hl = 0;
static short int FlagB;
static int ShLCD = 1;
static unsigned long int cpp;

//definição dos bits dos botões

#define Botao_Enter    pin_d4
#define Botao_Back    pin_d5
#define Botao_Down    pin_d6
#define Botao_Up      pin_d7

//outros flags
#define RunningLED    pin_c0
#define BugLED        pin_c1

void Butao(void)
{
    if (!input(Botao_Enter)) { //botão liga
        //delay_ms(5);
        output_high(BugLED);
        while (!input(Botao_Enter)) //delay_ms(2);           // espera o botão ser solto
            liga = 1; output_low(BugLED);
        printf (lcd_escreve, "\f Carregador Ligado !!!\n");
        lcd_escreve (" Ajustando PWM\n");
    }
}

void But(void)
{
    if (!input(Botao_Back)) { //botão desliga
        output_high(BugLED);
        if (FlagB){
            liga = 0;
            printf (lcd_escreve, "\f Carregador Desligado !!! ");
            output_low(BugLED); FlagB = 0;
        }
        FlagB = 1;
    }

    else if (!input(Botao_Down)) { //ativa os dados no lcd
        output_high(BugLED);
        if (FlagB){
            cpp -= 10;
            lcd_escreve ('\f'); // limpa o LCD e o coloca na posição 1 da primeira linha
            printf (lcd_escreve, " Vref : %lu\n",cpp);
            lcd_escreve (" Enter p set PWM\n");
        }
    }
}
```

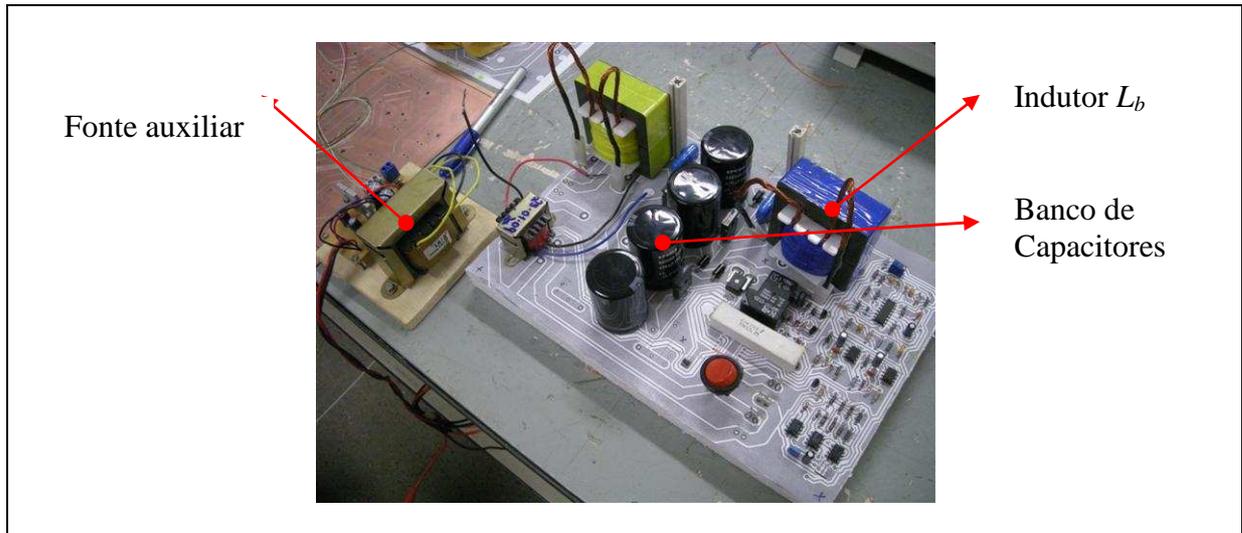
```

FlagB = 1;
}

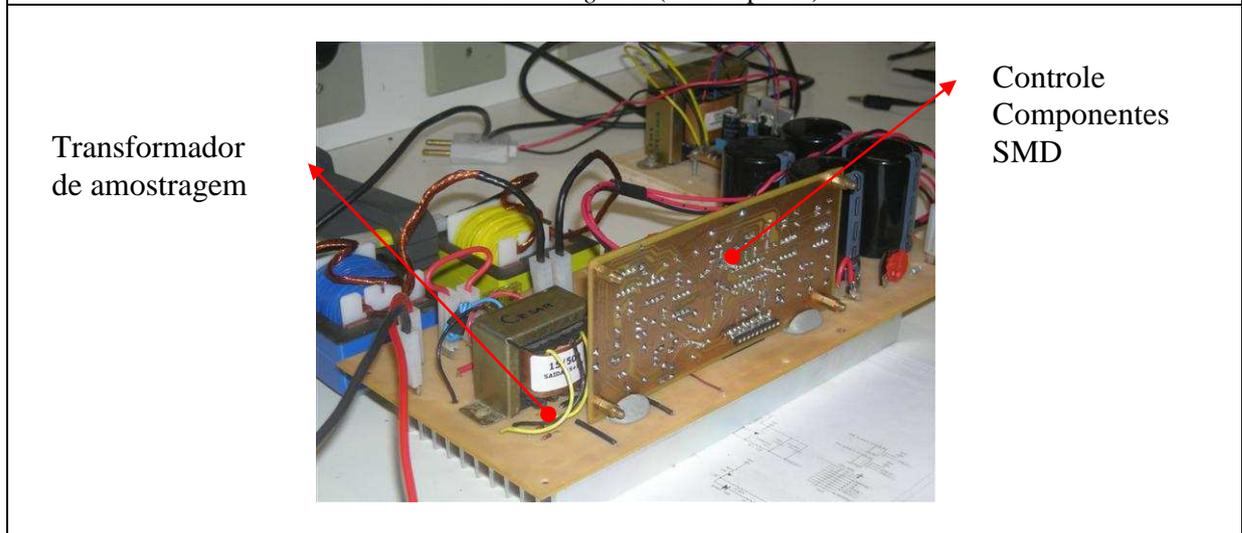
else if (!input(Botao_Up)) { //ativa modo manual
output_high(BugLED);
if (FlagB){
cpp += 10;
lcd_escreve ("\f"); // limpa o LCD e o coloca na posição 1 da primeira linha
printf (lcd_escreve," Vref : %lu\n",cpp);
lcd_escreve (" Enter p set PWM\n");
}
FlagB = 1;
}
else if (!input(Botao_Enter)) { //ativa os dados no lcd
output_high(BugLED);
if (FlagB){
set_pwm1_duty (cpp);
lcd_escreve ("\f Vref ajustado\n"); // limpa o LCD e o coloca na posição 1 da
primeira linha
printf (lcd_escreve," Vref : %lu\n",cpp);}
FlagB = 1;
}/**/
else{
output_low(BugLED); FlagB = 0; }
}

```

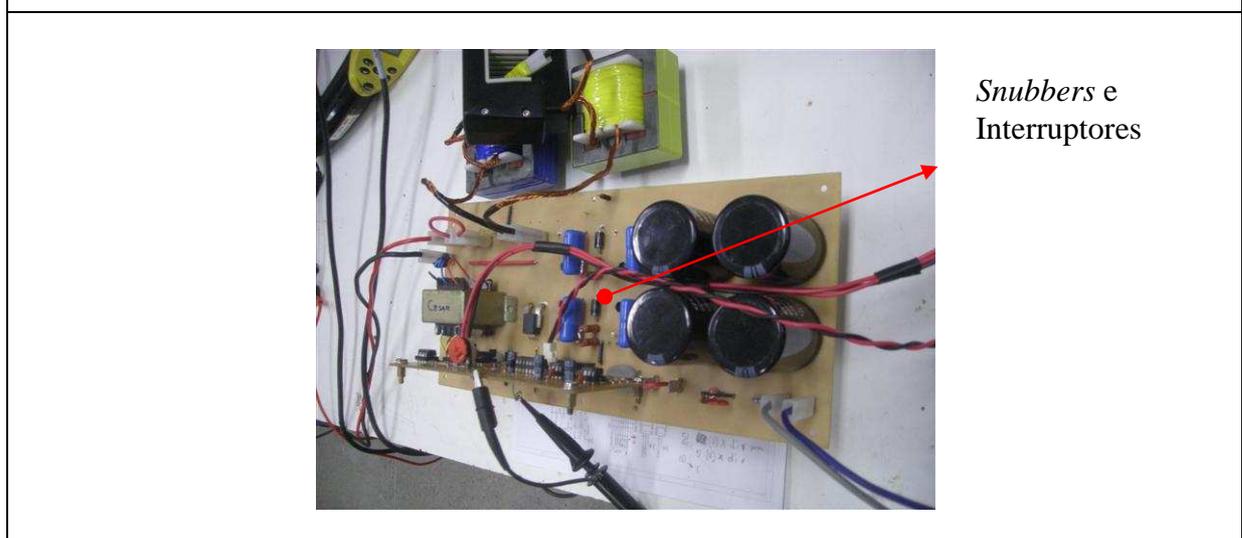
ANEXO F – FOTOGRAFIAS DOS PROTÓTIPOS



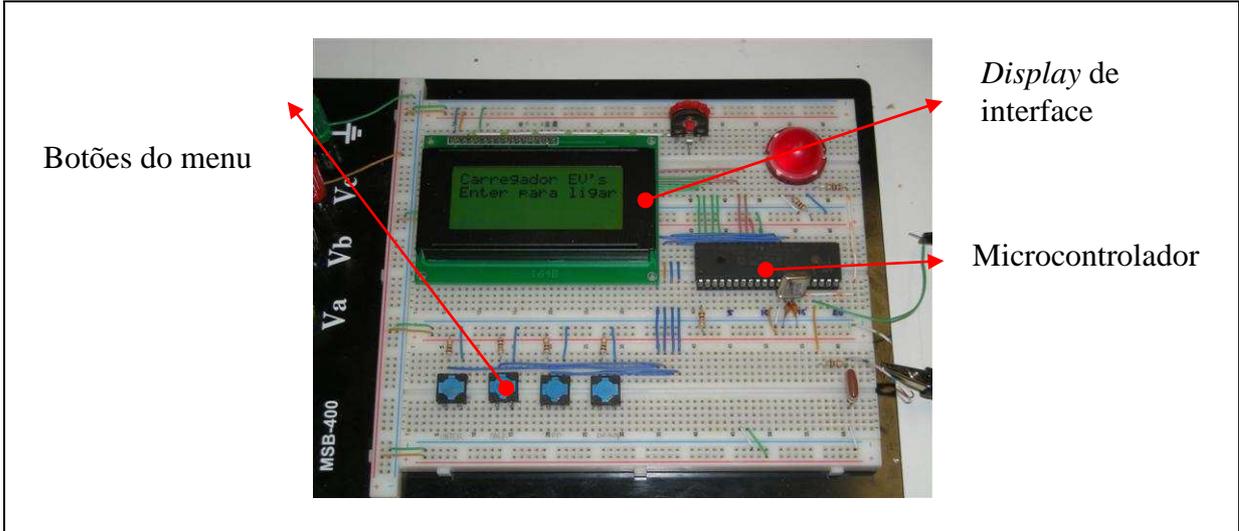
Conversor *bridgeless* (vista superior).



Circuito de controle (SMD) do conversor *bridgeless*.



Circuito de potência do conversor *bridgeless*.

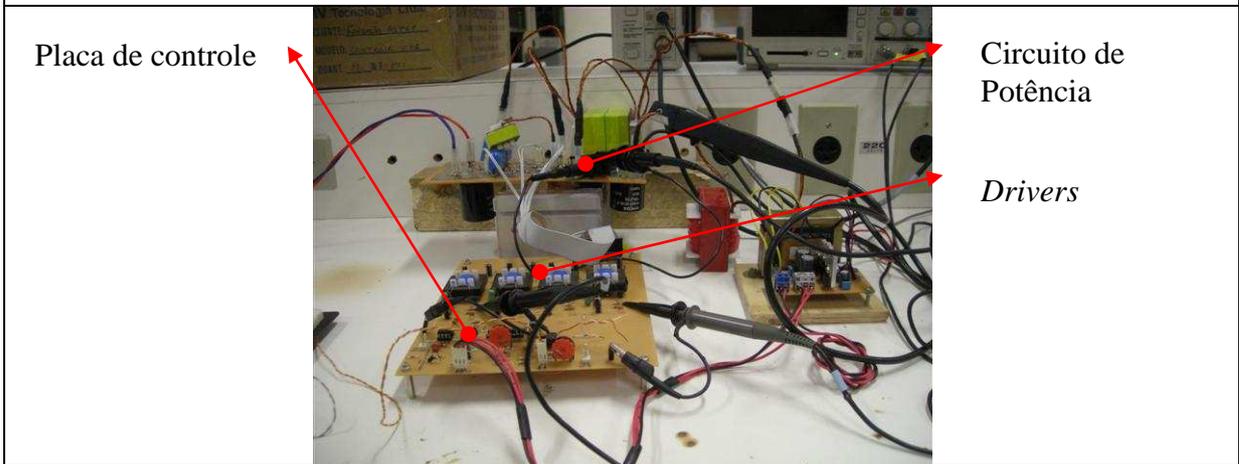


Botões do menu

Display de interface

Microcontrolador

Circuito de interface e supervisão.

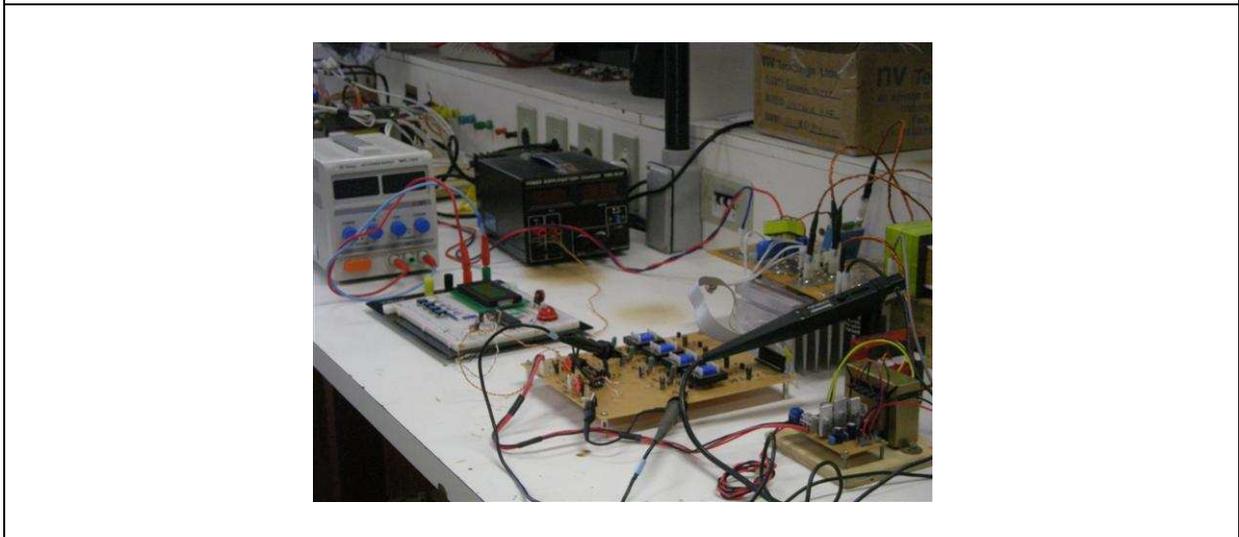


Placa de controle

Circuito de Potência

Drivers

Placa de controle e drivers do conversor FB-ZVS-FS.



Carregador interligado.

L168c Lafuente, Cesar Orellana
Carregador de baterias monofásico para aplicação em veículos elétricos /
Cesar Orellana Lafuente, 2011
120 f.; il.; enc.

Orientador: Prof. Dr. René Pastor Torrico Bascopé
Área de concentração: Eletrônica de potência e Acionamentos Elétricos
Dissertação (Mestrado) - Universidade Federal do Ceará, Centro de
Tecnologia, Fortaleza, 2011.

1. Engenharia Elétrica. 2. Eletrônica de Potência I. Bascopé, René
Pastor Torrico (orient.). II. Universidade Federal do Ceará – Programa de
Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. III. Título.

CDD 621.3