



UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ
CENTRO DE TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
CURSO DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

PEDRO HERYSSON ALMEIDA DA SILVA

**CONVERSORES CC-CC MODULARES PARA DESENVOLVIMENTO DE
CARREGADORES DE BATERIAS *OFF-BOARD* PARA VEÍCULOS ELÉTRICOS**

FORTALEZA

2023

PEDRO HERYSSON ALMEIDA DA SILVA

CONVERSORES CC-CC MODULARES PARA DESENVOLVIMENTO DE
CARREGADORES DE BATERIAS *OFF-BOARD* PARA VEÍCULOS ELÉTRICOS

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Curso de Graduação em Engenharia Elétrica do Centro de Tecnologia da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do grau de bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. René Pastor
Torrico Bascopé.

FORTALEZA

2023

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação
Universidade Federal do Ceará
Sistema de Bibliotecas
Gerada automaticamente pelo módulo Catalog, mediante os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

- S582c Silva, Pedro Herysson Almeida da.
Conversores CC-CC modulares para desenvolvimento de carregadores de baterias off-board para veículos elétricos / Pedro Herysson Almeida da Silva. – 2023.
139 f. : il. color.
- Trabalho de Conclusão de Curso (graduação) – Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Curso de Engenharia Elétrica, Fortaleza, 2023.
Orientação: Prof. Dr. René Pastor Torrico Bascopé.
1. Conversor CC-CC. 2. Controle com limitação de corrente e tensão. 3. Conversores CC-CC modulares.
4. Carregadores de baterias de veículos elétricos. I. Título.

CDD 621.3

PEDRO HERYSSON ALMEIDA DA SILVA

CONVERSORES CC-CC MODULARES PARA DESENVOLVIMENTO DE
CARREGADORES DE BATERIAS *OFF-BOARD* PARA VEÍCULOS ELÉTRICOS

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Curso de Graduação em Engenharia Elétrica do Centro de Tecnologia da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do grau de bacharel em Engenharia Elétrica.

Aprovada em: 12/12/2023.

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. René Pastor Torrico
Bascope (Orientador)
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Dalton de Araújo Honório
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Eng. Juliana Carvalho de Alencar
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Aos meus avós, que sempre se dedicaram a me educar e ensinar. Aos meus pais, que sempre me apoiaram em momentos difíceis.

AGRADECIMENTOS

Agradeço de forma especial ao meu avô, Francisco Carmem, minha avó, Lucimar Barboza, que sempre me apoiaram e me motivaram para nunca desanimar do caminho que escolhi, por todos os ensinamentos que me propiciaram sobre trabalho e sobre a vida. Meu avô que não se encontra mais entre nós, mas sempre foi minha maior inspiração, meu maior exemplo, e que sempre acreditou que eu conseguiria chegar onde almejasse, todo o empenho, disciplina e força de vontade é graças a você, muito obrigado por ter existido em minha vida.

Por seguinte, agradeço ao meu pai, Edilson Barbosa, minha mãe, Adriana Almeida e meus irmãos, João Willian e João Pedro, por me propiciarem uma base sólida, pelo amor, carinho, e pelos momentos de descontração.

A minha namorada, Taissa Lima pelo amor, paciência e por sempre me ajudar a superar dificuldades, por entender momentos de estresse e me acalmar.

Ao Prof. Dr. René Pastor Torrico Bascopé , pela excelente orientação e as oportunidades a mim concedidas. Aos professores Dr. Dalton de Araújo Honório e Dr. Wilkley Bezerra Correia que ajudaram a concretizar este trabalho. Aos demais professores ao longo da graduação e aos funcionários do departamento que auxiliaram no desenvolvimento deste trabalho.

Ao Laboratório de Condicionadores de Energia (LCE) pelo acolhimento e suporte ao projeto, aos amigos e colegas da universidade pelo compartilhamento de informações técnicas e aos momentos de descontração. Em especial aos colegas de laboratório, Vinícius, Emanuel e Vitória pelo apoio direto ao trabalho e aos demais colegas de laboratório, Igor, Silvestre, Amanda, Ubirani, Dayane, Juliana, Pedro, Rogério e o Me. Paulo Honório Filho. Ao Luan Rocha, Rhuan Mendes e Kayque Bezerra grandes amigos na graduação que em momento algum me deixaram desanimar e foi de grande contribuição para desenvolvimento técnico e pessoal. E aos demais que posso não estar me lembrando agora, mas que contribuíram de alguma forma e deveriam serem citados.

Ao professor participante da banca examinadora Prof. Dr. Dalton de Araújo Honório e Mestranda Juliana Carvalho de Alencar pelo tempo e sugestões.

“Todo o conhecimento humano começou com intuições, passou daí aos conceitos e terminou com ideias.” (Immanuel Kant.)

RESUMO

Os carregadores de baterias off-board para veículos elétricos (VEs) apresentam potências acima de 10 kW, e pelas potências envolvidas, normalmente, eles são desenvolvidos com dois estágios de processamento de energia elétrica. Assim, o primeiro estágio é dado por um conversor CA-CC (retificador) e o segundo estágio é formado por um conversor CC-CC que tem a função de regular a tensão e a corrente nas baterias. Então, visando o desenvolvimento de carregadores de baterias *off-board* para VEs, neste Trabalho de Conclusão de Curso (TCC) foi estudado o segundo estágio formado por conversores CC-CC modulares da família Buck com as entradas independentes e as saídas conectadas em série. Esta técnica facilita o uso de semicondutores MOSFETs de potência com menor resistência $R_{DS(on)}$ disponíveis comercialmente que aumentam o rendimento global do sistema. Para melhorar ainda o rendimento global, em cada conversor CC-CC modular é usada a células de comutação de três estados (CCTE). As vantagens do conversor CC-CC proposto, são: reduzidos esforços de tensão e corrente nos semicondutores e outros componentes, reduzido filtro LC de saída devido a sua operação com o dobro da frequência de comutação; o autotransformador ajuda a balancear a corrente através das chaves porque a tensão média nele é zero; mantém a característica de controle do conversor CC-CC Buck clássico. Como desvantagem, podemos citar a necessidade muitos semicondutores e fontes auxiliares para a polarização dos MOSFETs. Outro destaque importante, é o uso da técnica de controle mestre-escravo formada por uma malha de tensão e uma malha de corrente. No conteúdo do TCC são apresentadas, as análises qualitativa e quantitativa; um exemplo de projeto; e resultados de simulação e experimentais para quatro módulos associados em série; tendo cada módulo as seguintes especificações: tensão de entrada $V_{i1}-V_{i4}=30$ V a 50 V; potência de saída $P_{o1}-P_{o4}=95$ W; tensão de saída $V_{o1}-V_{o4}=10,5$ V a 13,5 V; e frequência de comutação $f_s=25$ kHz.

Palavras-chave: Conversor CC-CC; Controle com Limitação de Corrente e Tensão; Conversores CC-CC Modulares; Carregadores de Baterias de Veículos Elétricos.

ABSTRACT

Off-board battery chargers for electric vehicles (EVs) have powers exceeding 10 kW, and due to the involved power levels, they are typically developed with two stages of electrical power processing. Thus, the first stage consists of an AC-DC converter (rectifier), and the second stage is formed by a DC-DC converter that regulates voltage and current to the batteries. Therefore, aiming at the development of off-board battery chargers for EVs, this undergraduate thesis studied the second stage formed by modular DC-DC converters of the Buck family with independent inputs and outputs connected in series. This technique facilitates the use of power MOSFETs with lower on-state resistance ($R_{DS(on)}$) commercially available, thereby increasing the overall system efficiency. To further improve overall efficiency, each modular DC-DC converter uses three-state switching cells (TSSC). The advantages of the proposed DC-DC converter include reduced voltage and current stress on semiconductors and other components, a reduced output LC filter due to its operation at twice the switching frequency, and the autotransformer helps balance the current through the switches as the average voltage across it is zero. Additionally, it maintains the control characteristic of the classic Buck DC-DC converter. A disadvantage is the need for many semiconductors and auxiliary sources for MOSFET biasing. Another important highlight is the use of the master-slave control technique formed by a voltage loop and a current loop. The thesis presents qualitative and quantitative analyses, a design example, and simulation and experimental results for four modules connected in series. Each module has the following specifications: input voltage $V_{i1}-V_{i4} = 30 \text{ V to } 50 \text{ V}$; output power $P_{o1}-P_{o4} = 95 \text{ W}$; output voltage $V_{o1}-V_{o4} = 10.5 \text{ V to } 13.5 \text{ V}$, and switching frequency $f_s = 25 \text{ kHz}$.

Keywords: DC-DC converter; Control with Current and Voltage Limitation; Modular DC-DC Converters; Electric Vehicle Battery Chargers.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Diagrama de blocos para orientação do tipo de conversor	20
Figura 2 – Diagramas de blocos de carregadores de veículos elétricos (VEs), (a) Lento, (b) Semi rápido, (c) Rápido	21
Figura 3 – Pack de baterias de lítio íon	23
Figura 4 – Pack de baterias de níquel-metal hidreto	24
Figura 5 – Bateria de chumbo ácido	24
Figura 6 – Curvas características de tensão e corrente do método de carga com tensão constante	25
Figura 7 – Curvas características de tensão e corrente do método de carga com corrente constante	26
Figura 8 – Curvas características de tensão e corrente do método de carga com corrente constante e tensão constante	27
Figura 9 – Carregador de baterias em diagrama de blocos do sistema <i>on-board</i> .	28
Figura 10 – Carregador de baterias em diagrama de blocos do sistema <i>off-board</i> .	28
Figura 11 – Estação de recarga de Veículos elétricos (VE's) com energia solar . .	29
Figura 12 – Conversor CC-CC DAB	30
Figura 13 – Conversor bidirecional de dois estágios	31
Figura 14 – Conversor SWISS-DAB de estágio único e trifásico	32
Figura 15 – Conversor NPC com dois níveis no primeiro estágio e três níveis no segundo estágio	33
Figura 16 – Conversor multiporta CA-CC em Cascata	34
Figura 17 – Arquiteturas de conversores modulares de acordo com o tipo de conexão, (a) entradas em paralelo e saídas em paralelo, (b) entradas em paralelo e saídas em série	35
Figura 18 – Arquiteturas de conversores modulares de acordo com o tipo de conexão, (a) entradas em série e saídas em paralelo, (b) entradas em série e saídas em série	35
Figura 19 – Arquiteturas de conversores modulares de acordo com o tipo de conexão, (a) entradas independentes e saídas em paralelo, (b) entradas independentes e saídas em série	36

Figura 20 – Conversor CC-CC baseado em conversores CC-CC modulares com CCTE	37
Figura 21 – Conversor CC-CC baseado em conversores CC-CC modulares com CCTE, sendo as entradas independentes e as saídas em série	39
Figura 22 – Caminhos de circulação de corrente durante a, (a) primeira etapa, (b) segunda etapa.	42
Figura 23 – Formas de onda teóricas no MCC	43
Figura 24 – Ganho estático do conversor em função do razão cíclica	45
Figura 25 – Caminhos de circulação de corrente durante a terceira etapa	46
Figura 26 – Formas de onda teóricas no MCD	47
Figura 27 – Ganho estático do conversor em função da razão cíclica	50
Figura 28 – Característica de saída do conversor para os três modos de condução de corrente através dos indutores	52
Figura 29 – Corrente através dos capacitores filtro C1-C4	53
Figura 30 – Modelo CA da chave Pulse Width Modulation (PWM)	57
Figura 31 – Conversor <i>buck</i> equivalente	57
Figura 32 – Conversor <i>buck</i> de pequenos sinais.	57
Figura 33 – Circuito sem perturbação da fonte de tensão de entrada	58
Figura 34 – Circuito simplificado	58
Figura 35 – Diagrama de blocos do controle	60
Figura 36 – Diagrama de blocos de um sistema de malha fechada	62
Figura 37 – Diagrama de Bode para $FTLA_{sci}(s)$	73
Figura 38 – Curvas de avanço de fase para o compensador Tipo 2.	75
Figura 39 – Compensador Tipo 2	76
Figura 40 – Diagrama de Bode do compensador Tipo 2	77
Figura 41 – Diagrama de laço aberto com inclusão do compensador.	77
Figura 42 – Diagrama de Bode para $FTLA_{scv}$	79
Figura 43 – Diagrama de Bode do compensador Tipo 2	81
Figura 44 – Diagrama de laço aberto com inclusão do compensador	82
Figura 45 – Diagrama de bode para malha fechada	85
Figura 46 – Conversores Modulares	88
Figura 47 – Tensão de entrada dos conversores modulares	89

Figura 48 – Tensão e corrente de saída para os conversores modulares	89
Figura 49 – Tensão e corrente nos indutores dos conversores modulares	90
Figura 50 – Tensão e corrente nos capacitores dos conversores modulares	90
Figura 51 – Corrente nas chaves dos conversores	91
Figura 52 – Tensão de entrada para os conversores modulares	92
Figura 53 – Tensão e corrente de saída para os conversores modulares	92
Figura 54 – Tensão e corrente nos indutores dos conversores modulares	93
Figura 55 – Tensão e corrente nos capacitores dos conversores modulares	93
Figura 56 – Corrente nas chaves dos conversores modulares	94
Figura 57 – Arranjo para teste do degrau de carga	95
Figura 58 – Tensão e corrente de saída dos conversores modulares no teste do degrau de carga	96
Figura 59 – Tensão no barramento CC e corrente de saída dos conversores modu- lares no teste do degrau de carga	97
Figura 60 – Tensão na saída e corrente no indutor dos conversores no teste de curto circuito	98
Figura 61 – Tensão na saída e corrente no indutor dos conversores no teste de recarga de bateria	99
Figura 62 – Arranjo experimental para teste dos conversores	101
Figura 63 – Detalhamento da associação dos conversores em série	102
Figura 64 – Tensão dreno-fonte nas chaves principais e corrente no indutor	103
Figura 65 – Tensões de saída dos quatro conversores associados em série	103
Figura 66 – Tensões de saída dos quatro conversores associados em série	104
Figura 67 – Corrente no conversor mestre e no segundo conversor	104
Figura 68 – Corrente no conversor mestre e no terceiro conversor	105
Figura 69 – Corrente no conversor mestre e no quarto conversor	105
Figura 70 – Teste do degrau de carga	106
Figura 71 – Detalhamento quando a carga vai de 100% para 50%	107
Figura 72 – Detalhamento quando a carga vai de 50% para 100%	107
Figura 73 – Teste de curto circuito	108
Figura 74 – Teste de curto circuito no momento do curto	109
Figura 75 – Teste de curto circuito no momento da retirada do curto	109

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Características dos carregadores segundo a norma SAE J1772	20
Tabela 2 – Especificações de projeto	64
Tabela 3 – Considerações do projeto	64
Tabela 4 – Comparação das grandezas entre valores teóricos e simulados	91
Tabela 5 – Comparação das grandezas entre valores teóricos e simulados	94
Tabela 6 – Especificações do protótipo	99
Tabela 7 – Considerações do protótipo	100
Tabela 8 – Valores dos componentes do protótipo	100

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ABNT	Associação brasileira de normas técnicas
CA	Corrente alternada
CC	Corrente contínua
DAB	Dual Active Bridge
EPE	Empresa de pesquisa energética
G2V	<i>Grid to vehicle</i>
IGBT	transistores bipolares de porta isolada
IRENA	International Renewable Energy Agency
PFC	Power Factor Correction
PS-SPWM	Phase shifted sinusoidal pulse width modulation
PWM	Pulse Width Modulation
V2G	Vehicle to grid
VE's	Veículos elétricos

LISTA DE SÍMBOLOS

A_g	Ganho do compensador em valor absoluto
A_p	Ganho do compensador em dB
C	Capacitância do capacitor
$C_i(s)$	Função de transferência do compensador de corrente
$FTLA_{cci}(s)$	Função de Transferência de Laço Aberto da malha de corrente com compensador
$FTLA_{ccv}(s)$	Função de Transferência de Laço Aberto da malha de tensão com compensador
C_{sim}	Capacitância para capacitor do modelo da bateria
$C_v(s)$	Função de transferência do compensador de tensão
D_{max}	Razão cíclica máxima
D_{min}	Razão cíclica mínima
ESR	Resistência interna do capacitor
f_{ci}	Frequência de cruzamento da malha de corrente
f_{cv}	Frequência de cruzamento da malha de tensão
$F_m(s)$	Função de transferência da moduladora
f_{p1}	Frequência do polo do compensador
f_s	Frequência de chaveamento
f_{z1}	Frequência do zero do compensador
$H_i(s)$	Função de transferência para elemento de medição de corrente
$H_v(s)$	Função de transferência para elemento de medição de tensão
I_{imax}	Corrente de entrada máxima do conversor
I_{imin}	Corrente de entrada mínima do conversor
I_o	Corrente de saída do conversor
K	Fator K
L	Indutância do indutor
MF	Margem de fase

$FTLA_{sci}(s)$	Função de Transferência de Laço Aberto da malha de corrente sem compensador
$FTLA_{scv}(s)$	Função de Transferência de Laço Aberto da malha de tensão sem compensador
P	Defasagem da planta simulada na frequência de cruzamento
P_i	Potência de entrada do conversor
P_o	Potência de saída do conversor
R_{bat}	Resistência interna da bateria
R_{efi}	Referência para malha de corrente para montagem experimental
R_{efv}	Referência para malha de tensão para montagem experimental
R_o	Resistência do resistor de carga
V_i	Tensão de entrada do conversor
V_{imax}	Tensão de entrada máxima do conversor
V_{imin}	Tensão de entrada mínima do conversor
V_o	Tensão de saída do conversor
V_{ref-i}	Referência para malha de corrente para simulação
V_{ref-v}	Referência para malha de tensão para simulação
α	Avanço de fase requerido
Δi_L	Ondulação de corrente
$\Delta I_{Lo}\%$	Porcentagem da ondulação de corrente
Δt_{sim}	Tempo para carga máxima para o modelo da bateria
ΔV	Variação de tensão no modelo da bateria
$\Delta V_{Co}\%$	Porcentagem da ondulação de tensão
ΔV_o	Ondulação de tensão
η	Rendimento

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	19
1.1	Contextualização do Tema	19
1.2	Normas Sobre Carregadores de Baterias para VE's	20
1.2.1	Norma SAE J1772	20
1.2.2	Associação brasileira de normas técnicas (ABNT) NBR 17019:2022 – <i>Instalações elétricas de baixa tensão – Requisitos para instalações em locais especiais – Alimentação de VEs</i>	21
1.3	Baterias Usadas em VE's	22
1.3.1	Princípio de Funcionamento de uma Bateria Genérica	22
1.3.2	Bateria de Lítio de Íon	23
1.3.3	Bateria de Níquel-Metal Hidreto	23
1.3.4	Bateria de Chumbo-Ácido	23
1.3.5	Métodos de Carga de Baterias	24
1.3.5.1	Método de Carga de Baterias com Tensão Constante	24
1.3.6	Método de Carga de Baterias com Corrente Constante	25
1.3.7	Método de Carga com Corrente Constante e Tensão Constante	26
1.4	Carregadores para Veículos Elétricos	27
1.4.1	Carregadores do Tipo On-board	27
1.4.2	Carregadores do Tipo Off-board	28
1.4.3	Relação de Estações de Carregamento para VE's e Energia Solar	29
1.4.4	Carregador de Bateria para VE's Baseado no Conversor CC-CC DAB	30
1.4.5	Carregador de Bateria para VE's Baseado em um Conversor de Dois Estágios	30
1.4.6	Carregador de Bateria para VE's por Indução (Wireless)	31
1.4.7	Carregador de Bateria para VE's Baseado no Conversor NPC com Três Níveis	32
1.4.8	Carregador de Bateria para VE's Baseado no Conversor Multiporta CA-CC em Cascata	33
1.5	Associação de Conversores CC-CC	34
1.6	Conversor CC-CC Proposto	36

1.7	Considerações Finais	38
2	ANÁLISE DO CONVERSOR PROPOSTO	39
2.1	Introdução	39
2.1.1	<i>Topologia</i>	40
2.2	Análise Qualitativa	40
2.2.1	<i>Considerações Sobre as Etapas de Operação do Conversor</i>	40
2.2.2	<i>Etapas de Operação com Razão Cíclica menor que 0,5 no MCC</i> . . .	40
2.2.3	<i>Etapas de Operação com Razão Cíclica menor que 0,5 em MCD</i> . .	45
2.2.4	<i>Análise do Conversor em Modo Condução Crítica (MCCr) com $D < 0,5$</i>	50
2.3	Análise Quantitativa do Conversor em MCC	51
2.3.1	<i>Determinação dos Indutores L1-L4</i>	52
2.3.2	<i>Determinação dos Capacitores C1-C4</i>	53
2.3.3	<i>Esforços de Tensão e Corrente nos Componentes do Conversor</i> . . .	55
2.3.3.1	<i>Autotransformador</i>	56
2.4	Controle do Conversor	56
2.4.1	<i>Modelagem do Conversor Considerando seu Equivalente</i>	56
2.4.2	<i>Estratégia de Controle</i>	60
2.4.3	<i>Estabilidade da Planta</i>	61
2.5	Considerações Finais	63
3	EXEMPLO DE PROJETO	64
3.1	Introdução	64
3.2	Especificações e Considerações de Projeto	64
3.3	Parâmetros Preliminares de Projeto	64
3.4	Projeto da Malha de Corrente	72
3.5	Projeto da Malha de Tensão	78
3.5.1	<i>Dimensionamento das Chaves para o Protótipo</i>	82
3.5.2	<i>Dissipadores Térmicos para o Protótipo</i>	83
3.5.3	<i>Snubber RCD para o Protótipo</i>	84
3.6	Considerações Finais	85
4	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS	87
4.1	Introdução	87
4.2	Resultados de Simulação	87

4.2.1	<i>Circuito de Simulação</i>	87
4.2.2	<i>Formas de Onda em Regime Permanente</i>	89
4.2.2.1	<i>Formas de Onda Para Tensão de Entrada de 225 V</i>	89
4.2.2.2	<i>Formas de Onda Para Tensão de Entrada de 275 V</i>	92
4.2.3	<i>Formas de Onda em Regime Dinâmico</i>	95
4.2.3.1	<i>Teste do Degrau de Carga</i>	95
4.2.3.2	<i>Teste de Curto Circuito</i>	97
4.2.3.3	<i>Teste da Recarga de Bateria</i>	98
4.3	Resultados Experimentais	99
4.3.1	<i>Especificações e Considerações do Protótipo</i>	99
4.3.2	<i>Resumo dos Componentes do Circuito de Potência</i>	100
4.3.3	<i>Resumo do Circuito de Controle</i>	100
4.3.4	<i>Fotografia do Protótipo</i>	101
4.3.5	<i>Formas de Onda em Regime Permanente</i>	102
4.3.6	<i>Formas de Onda em Regime Dinâmico</i>	106
4.3.6.1	<i>Teste do Degrau de Carga</i>	106
4.3.6.2	<i>Teste de Curto Circuito</i>	108
4.4	Considerações Finais	110
5	CONCLUSÕES FINAIS E SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS	111
	REFERÊNCIAS	112
	APÊNDICE A – FONTE AUXILIAR - LEIAUTE E ESQUEMÁTICO .	114
	APÊNDICE B – PLACA DE CONTROLE -LEIAUTE E ESQUEMÁTICO	116
	APÊNDICE C – PLACA DE POTÊNCIA - LEIAUTE E ESQUEMÁTICO	118
	APÊNDICE D – PLACA PARA FONTE DE ENTRADA - LEIAUTE E	
	ESQUEMÁTICO	120
	APÊNDICE E – CÓDIGO IMPLEMENTADO NO MICROCONTRO-	
	LADOR STM32F411	122
	APÊNDICE F – CIRCUITO SIMULADO NO PSIM - POTÊNCIA E	
	CONTROLE	129
	APÊNDICE G –SCRIPT NO MATLAB PARA GERAR OS GRÁFI-	
	COS DE GANHO DO CONVERSOR	130

APÊNDICE H –SCRIPT NO MATLAB PARA GERAR OS DIAGRA-	
MAS DE BODE PARA O CONVERSOR	133
APÊNDICE I –CÓDIGO EM C USADO NO CBLOCK DO PSIM . .	136

1 INTRODUÇÃO

1.1 Contextualização do Tema

É verdade que a energia elétrica tornou-se fator essencial para o desenvolvimento tecnológico da população mundial, além de trazer mais qualidade de vida para os seres humanos, isto implica na crescente utilização de energia elétrica ao longo dos anos. É lógico que, quanto mais energia consumida, maior deve ser a geração de energia elétrica, que é subdividida em duas fontes, renováveis e não-renováveis. Onde as fontes de energia não-renováveis acarretam em uma série de prejuízos ao meio ambiente, em contra-partida, as fontes renováveis não causam impacto ambiental no planeta terra.

Nos tempos atuais, há uma preocupação intensa voltada para a preservação do meio ambiente e em atitudes sustentáveis, uma destas preocupações é com a diminuição da liberação de gases do efeito estufa que afetam a atmosfera terrestre, provenientes da queima de combustíveis fósseis, dito isto, surgem alternativas mais sustentáveis para algumas das tecnologias atuais a fim de evitar a queima de combustíveis fósseis, como por exemplo, veículos elétricos e híbridos. O Parlamento Europeu aprovou uma lei que proíbe a venda de veículos a combustão na União Europeia a partir de 2035, com a finalidade de acelerar a mudança de veículos a combustão para veículos totalmente elétricos (ABNETT, 2023).

Tudo isto, aliado ao fato de que, as formas de geração de energia elétrica estão cada vez mais sustentáveis, com a crescente expansão de usinas fotovoltaicas e parques de geração eólicos. Segundo a Empresa de pesquisa energética (EPE), em 2022 a matriz energética brasileira foi composta de 47,4 % de fontes renováveis, entre elas a hidráulica, solar, eólica, biomassa etc (EPE, 2022). Além da matriz energética brasileira ser propícia a expansão dos veículos elétricos, a matriz energética mundial tende a ser cada vez mais sustentável, ainda há mais vantagens para o uso da energia elétrica, em relação a combustíveis fósseis usados para veículos a combustão, a energia elétrica possui certa facilidade de transmissão e distribuição, como consequência, tem-se potencial de ter muitos postos de abastecimentos, públicos ou um próprio carregador residencial.

1.2 Normas Sobre Carregadores de Baterias para VE's

1.2.1 Norma SAE J1772

Esta norma trata sobre as arquiteturas de carregamento para veículos elétricos, onde são definidos três níveis de carregamento: nível 1 em Corrente alternada (CA), nível 2 em CA e nível 3 em CA, mas está em desenvolvimento níveis de carregamento em Corrente contínua (CC). Além disso, os níveis 1 e 2 são descritos como carregamentos lentos, exceto pelo nível 2 em CC. Estas informações estão descritas na Tabela 4.2 da SAE J1772, mostrada a seguir:

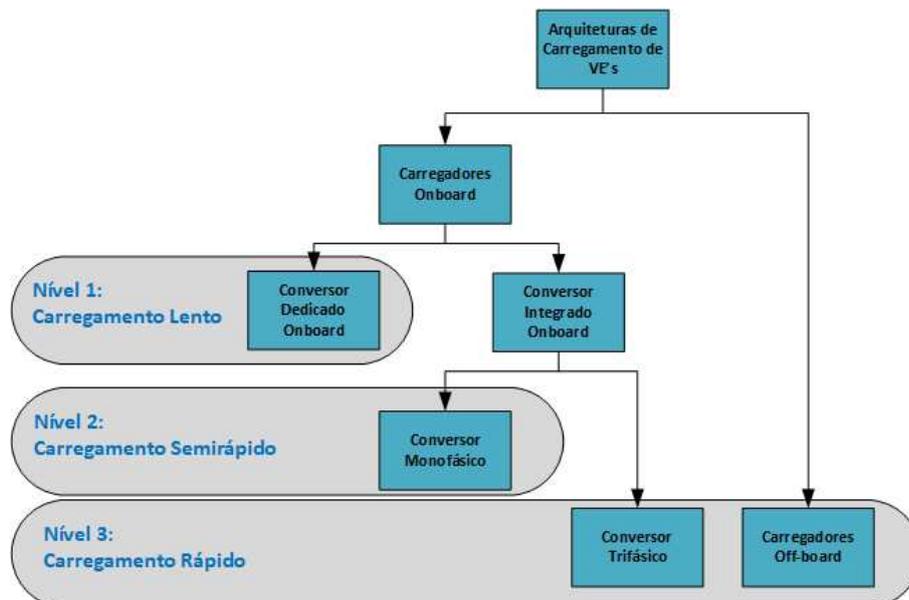
Tabela 1 – Características dos carregadores segundo a norma SAE J1772

Método de carregamento	Tensão de Entrada (V)	Localização do carregador	Nível de potência	Tempo de Carga
CA nível 1	120	<i>Onboard</i>	1.4kW, 12 A 1.9 kW, 16A	7 (17) h
^a CC nível 1	200-450	<i>Off-board</i>	36kW, 80 A	0.3 (1.2) h
CA nível 2	208-240	<i>Onboard</i>	19.2kW, 80 A	0.4-3 (1.2-7) h
^a CC nível 2	200-450	<i>Off-board</i>	90kW, 200 A	10 (20)
CA nível 3	208-240	<i>Onboard</i>	96kW, 400 A	(15)
^a CC nível 3	200-600	<i>Off-board</i>	240kW, 400 A	(<10) min

^a Não finalizada

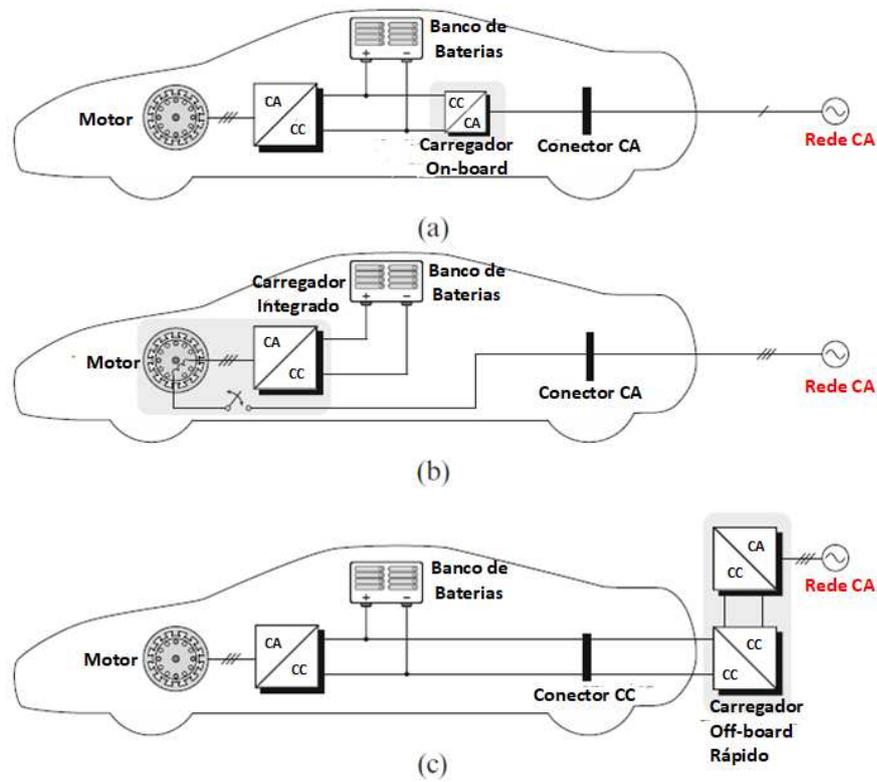
Fonte: (SAE INTERNATIONAL, 2017)

Figura 1 – Diagrama de blocos para orientação do tipo de conversor



Fonte: Adaptado de (VENERI, 2017)

Figura 2 – Diagramas de blocos de carregadores de veículos elétricos (VEs), (a) Lento, (b) Semi rápido, (c) Rápido



Fonte: Adaptado de (VENERI, 2017).

1.2.2 ABNT NBR 17019:2022 – Instalações elétricas de baixa tensão – Requisitos para instalações em locais especiais – Alimentação de VEs

Esta norma, trata sobre os requisitos para a instalação de um posto de fornecimento de energia elétrica fixa para abastecer veículos elétricos (G2V) e/ou a rede elétrica receber energia proveniente dos veículos elétricos (V2G) (ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS, 2022).

A norma NBR17019:2022 ainda traz alguns tópicos importantes, sobre a conexão da estação de recarga com os VE's, sendo estes destacados a seguir:

- 6.5.101.2 Cada tomada de corrente deve ter um contato de terra conectado ao condutor de proteção (PE), com exceção dos casos em que uma separação elétrica seja utilizada.
- 6.5.101.3 Cada tomada de corrente ou tomada móvel para VE deve estar localizada a uma distância compatível com o comprimento do cabo de recarga para o veículo elétrico.
- 6.5.101.4 Uma tomada de corrente ou uma tomada móvel para VE deve alimentar

- somente um veículo elétrico por vez.
- 6.5.101.4.1 Não é permitida a utilização de extensões elétricas com tomadas múltiplas e de adaptadores múltiplos.
 - 6.5.102.1 As estações de recarga para VE destinadas ao público devem ser projetadas de maneira a facilitar o acesso ao ponto de recarga, onde quer que esteja localizado o veículo elétrico e o local onde elas estão situadas deve possuir sinalização de acesso adequada.

1.3 Baterias Usadas em VE's

1.3.1 *Princípio de Funcionamento de uma Bateria Genérica*

Uma bateria é um dispositivo que converte a energia química contida em seus materiais ativos diretamente em energia elétrica por meio de uma reação de oxidação-redução. No caso de um sistema recarregável, a bateria é recarregada por uma inversão do processo. Este tipo de reação envolve a transferência de elétrons de um material para outro através de um circuito elétrico. (LINDEN; REDDY, 1995)

Como a bateria elétrica converte quimicamente energia química em energia elétrica, ela não está sujeita, assim como a combustão ou motores térmicos, às limitações do ciclo de Carnot ditadas pela segunda lei da termodinâmica. As baterias, portanto, são capazes de ter maior eficiência de conversão de energia. (LINDEN; REDDY, 1995)

Devido a esta característica, as baterias tornam-se altamente viáveis para serem usadas como fonte primária para diversas tecnologias, como por exemplo, os variados circuitos eletrônicos presentes no dia a dia e para veículos totalmente elétricos.

Além da característica física da bateria reter muita energia e apresentar uma alta taxa de eficiência na conversão de energia, com o passar dos anos, as chaves eletrônicas conseguiram atingir níveis de tensão e corrente cada vez maiores, o que proporcionou uma elevação no processamento de energia, o que fez surgir conversores que conseguem carregar um *pack* de baterias com energia elevada, em cada vez menos tempo.

1.3.2 Bateria de Lítio de Íon

As baterias de lítio íon são as baterias mais utilizadas em veículos elétricos e veículos híbridos, graças a algumas características que tornam esse tipo muito vantajoso para veículos elétricos. As baterias de lítio de íon podem ser recarregadas sem uma descarga completa, além de apresentarem elevada eficiência energética. Se comparadas a outros tipos de baterias tem um desempenho melhor no quesito curva de descarga em altas temperaturas (NEOCHARGE, 2021). A relação peso da bateria por potência entregue, é a maior entre todos os tipos de baterias existentes, isso significa que baterias de lítio íon conseguem reter maior quantidade de energia para um mesmo peso, em comparação a outro tipo de bateria.

Figura 3 – Pack de baterias de lítio íon



Fonte: NeoCharge (2021).

1.3.3 Bateria de Níquel-Metal Hidreto

Baterias de níquel-metal hidreto tem sua aplicação voltada principalmente para veículos híbridos, já que para aplicação em veículos elétricos não é viável, devido a alguns fatores, como um custo mais elevado, apresenta uma autodescarga considerável (característica péssima para veículos que tem como única fonte a energia elétrica) e em altas temperaturas o comportamento desta bateria é muito influenciado (NEOCHARGE, 2021).

1.3.4 Bateria de Chumbo-Ácido

Este tipo de bateria, tem mais aplicações em veículos elétricos para suprir as cargas auxiliares, apesar de serem confiáveis, as baterias de chumbo-ácido apresentam uma vida útil menor se comparada com a bateria de lítio íon por exemplo, isto seria justificativa suficiente para recorrer as baterias de lítio íon para fonte primária em um

Figura 4 – Pack de baterias de níquel-metal hidreto



Fonte: NeoCharge (2021).

veículo elétrico. Outro fator que impede o uso deste tipo de bateria, é seu o impacto no desempenho quando elas são submetidas a temperaturas mais baixas(HUTCHINSON, 2004).

Figura 5 – Bateria de chumbo ácido



Fonte: NeoCharge (2021).

1.3.5 Métodos de Carga de Baterias

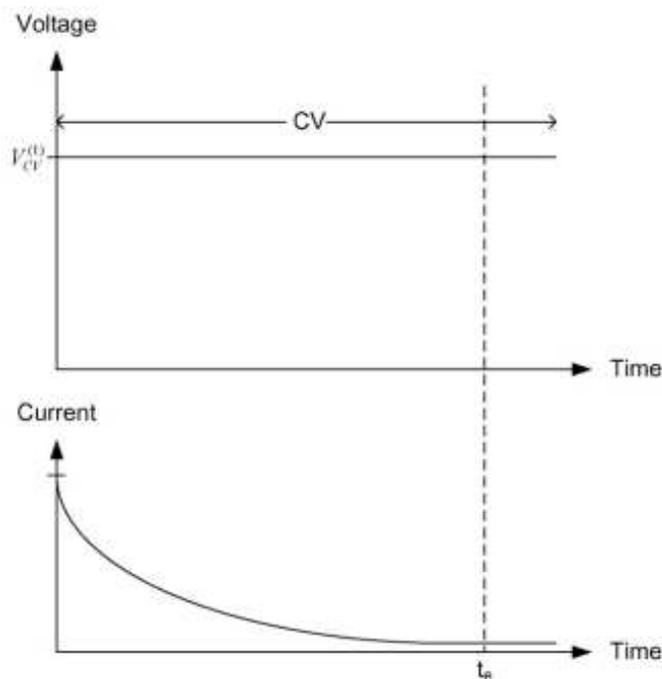
Existem diferentes métodos para se carregar baterias, onde cada um desses tem suas curvas características de carga, sendo os três métodos mais triviais: tensão constante, corrente constante, tensão e corrente constante. Porém, cada tipo de bateria apresenta uma característica particular em relação a sua curva de carga e descarga, dito isto, usam-se métodos a fim de aumentar a vida útil das baterias.

1.3.5.1 Método de Carga de Baterias com Tensão Constante

Este é o método de carga mais simples possível, já que a implementação deste tipo de método é apenas ajustar a tensão imposta aos terminais da bateria é a

tensão de flutuação da bateria, ou seja, basta apenas uma malha de tensão no controle que mantenha a tensão fixa independente de perturbações, descartando a malha de corrente. A desvantagem deste método, é que a corrente inicial é bastante alta, causando um aumento de temperatura da bateria. As curvas características de tensão e corrente são mostradas na Figura 6.

Figura 6 – Curvas características de tensão e corrente do método de carga com tensão constante

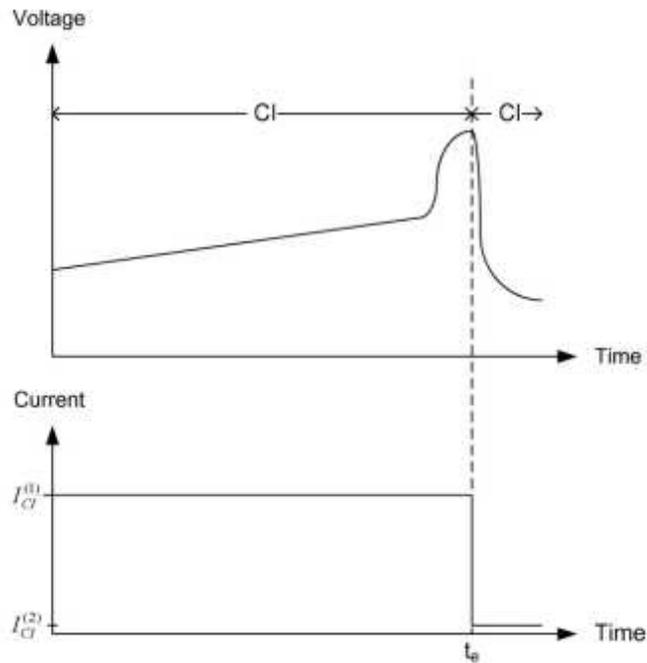


Fonte: Adaptado de (WONG *et al.*, 2008).

1.3.6 Método de Carga de Baterias com Corrente Constante

Este método, ao invés de manter uma tensão constante na tensão de flutuação da bateria, impõe uma corrente constante que obedeça o valor estipulado pela fabricante da determinada bateria a ser carregada. Uma desvantagem deste método é que como sempre está sendo imposto uma corrente constante, quando a bateria chega a sua carga máxima, a fonte continuaria impondo corrente constante. Logo, se faz necessário um outro método para detectar que a bateria está carregada para haver interrupção de energia da fonte para a bateria, para evitar possíveis danos e acidentes por sobreaquecimento (WONG *et al.*, 2008). As curvas características de tensão e corrente do método de corrente constante é mostrada na Figura 7.

Figura 7 – Curvas características de tensão e corrente do método de carga com corrente constante

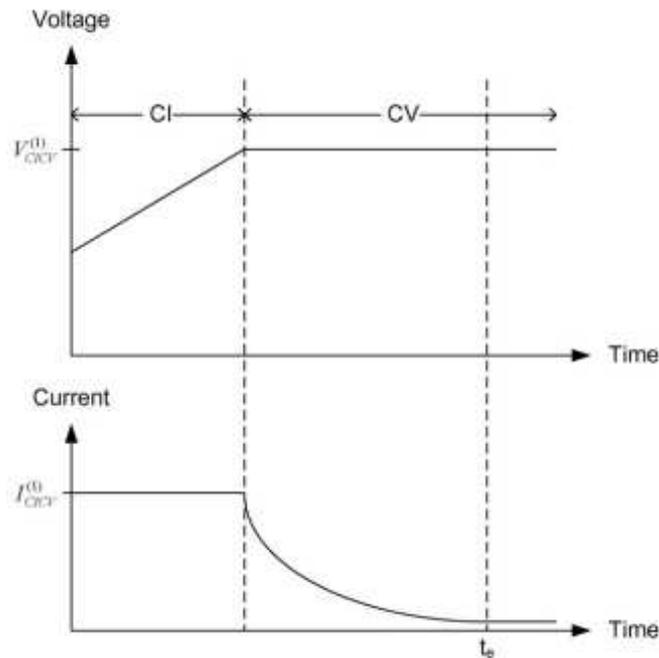


Fonte: Adaptado de (WONG *et al.*, 2008).

1.3.7 Método de Carga com Corrente Constante e Tensão Constante

Este método é um dos mais frequentes para casos de carregamento de baterias, onde a corrente é mantida constante e a tensão varia até chegar ao valor da tensão de flutuação da bateria, quando é atingido este patamar, a tensão é mantida constante e a corrente começa a decair, até chegar a quase zero, tal como mostrada na Figura 8 (WONG *et al.*, 2008). Para este tipo de carregamento, se faz necessário o uso de duas malhas, uma de corrente que mantém a mesma constante, na medida que vai crescendo a tensão até chegar na tensão de flutuação da bateria, há uma troca da malha de corrente para a malha de tensão começar a operar, mantendo a tensão constante.

Figura 8 – Curvas características de tensão e corrente do método de carga com corrente constante e tensão constante



Fonte: Adaptado de (WONG *et al.*, 2008).

1.4 Carregadores para Veículos Elétricos

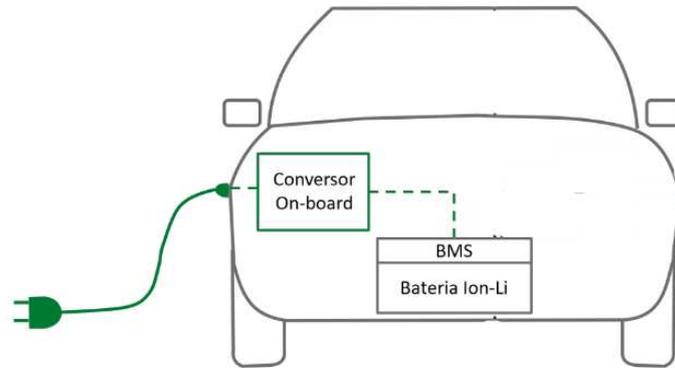
Os carregadores de veículos totalmente elétricos, podem ser classificados quanto a disposição do carregador em, *on-board* ou *off-board*; quanto ao nível de potência de carregamento/rapidez de carga das baterias(1, 2 ou 3); quanto a conexão (conexão física ou por indução (sem fio)); quanto a fonte primária de alimentação (monofásica, trifásica ou CC); a conversão de energia (único estágio ou dois estágios) e ao seu fluxo de potência (unidirecional ou bidirecional) (KHALIGH; DUSMEZ, 2012).

1.4.1 Carregadores do Tipo On-board

Os carregadores do tipo *on-board*, estão embarcados nos veículos elétricos. Onde apenas se faz necessário uma conexão da energia elétrica provinda de uma rede com o veículo elétrico (ou seja, não há necessidade de nenhum dispositivo eletrônico de interface entre a rede elétrica e a conexão com o veículo elétrico, pois este dispositivo está embarcado no VE). Mas, há limitações evidentes para este tipo de carregador, quanto maior a potência de um carregador de baterias embarcado no veículo, conseqüentemente maior será seu volume/peso. A Figura 9 mostra um VE com um conversor *on-board*,

que pode ser conectado a rede CA.

Figura 9 – Carregador de baterias em diagrama de blocos do sistema *on-board*

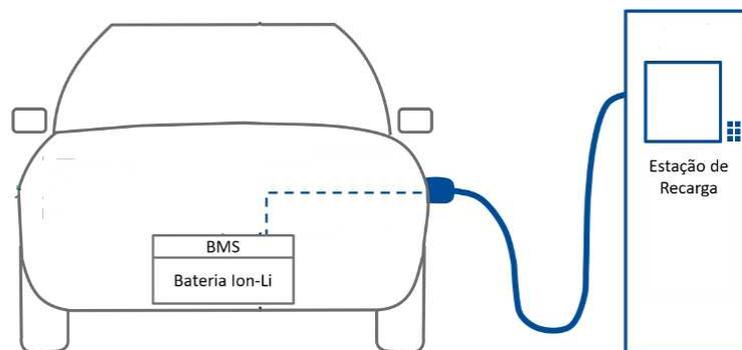


Fonte: Adaptado de Cia (2021).

1.4.2 Carregadores do Tipo Off-board

Os carregadores do tipo *off-board*, estão externos ao veículo elétrico, devido a isso, não há mais preocupações com peso e volume do carregador, já que o carregador não está embarcado, logo, é possível projetar carregadores do tipo *off-board* para uma potência bastante superior se comparado ao tipo *on-board*. Além da potência em si, agora também é possível projetar carregadores com carga rápida para as baterias do veículo elétrico, sendo um fator crucial para a expansão de veículos elétricos, a Figura 10 mostra um carregador do tipo *off-board* fazendo a recarga das baterias.

Figura 10 – Carregador de baterias em diagrama de blocos do sistema *off-board*



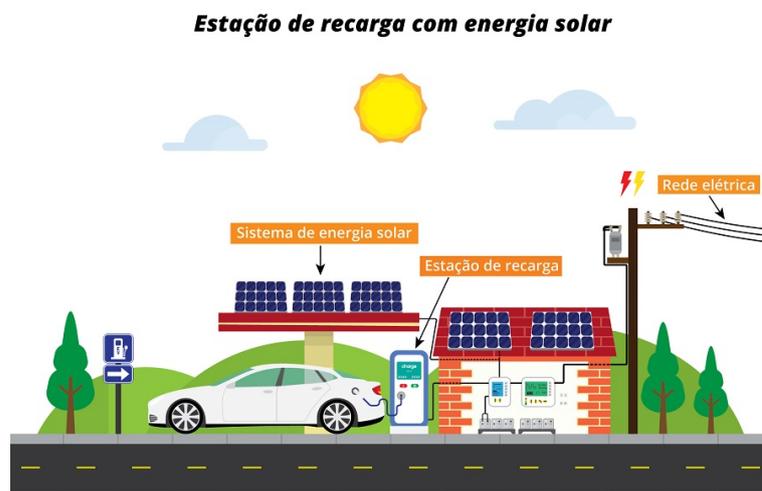
Fonte: Adaptado de Cia (2021).

1.4.3 Relação de Estações de Carregamento para VE's e Energia Solar

Como mostrado nos tópicos anteriores, tem-se que carregadores *on-board* que recebem alimentação em corrente alternada, e o dispositivo embarcado no veículo é responsável por fazer a retificação para carregar as baterias. Já os carregadores *off-board*, apenas se conectam a bateria, pois todo o circuito eletrônico fica externo ao carro, logo, a alimentação é em tensão CC.

A energia solar fotovoltaica gera energia elétrica em tensão CC, logo, faz sentido para conectar carregadores de veículos elétricos do tipo *off-board*, já que não necessitaria de um estágio de retificação CA-CC. Como consequência, haveria menos perdas por existir menos estágios de conversão, outro fator que torna esta aplicação ainda mais favorável, é que além de gerar energia para os carregadores, quando não houver demanda para VE's, a energia gerada pode ser injetada na rede elétrica. Apesar das vantagens descritas, atualmente esta aplicação ainda não é tão disseminada, mas apresenta constante evolução ao passar do tempo. O International Renewable Energy Agency (IRENA) lançou um relatório em 2019, onde aborda que a implantação acelerada de geração solar fotovoltaica pode reduzir em até 21% a emissão de gás carbônico até 2050 (AUTOSSUSTENTAVEL, 2020). Ou seja, aliando veículos elétricos a energia solar fotovoltaica, como mostrado na Figura 11, pode-se obter estações de recargas para veículos elétricos com carregadores *off-board* com altas potência e de carga rápida baseadas em energia limpa e com diminuição do aquecimento global.

Figura 11 – Estação de recarga de VE's com energia solar



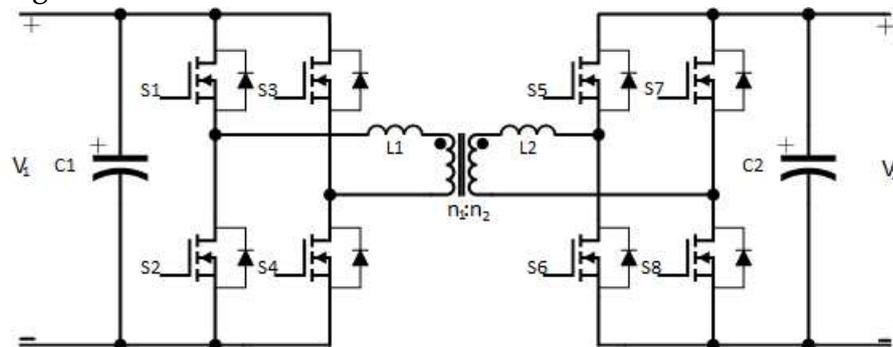
Fonte: autossustentavel (2020)

1.4.4 Carregador de Bateria para VE's Baseado no Conversor CC-CC DAB

Uma das topologias mais utilizadas para carregadores de bateria do tipo *on-board* e *off-board* é o conversor CC-CC Dual Active Bridge (DAB), que consiste em duas pontes ativas de fonte de tensão (uma no lado primário e outra no lado secundário), interligado por um transformador de alta frequência. O transformador de alta frequência fornece um isolamento galvânico, bem como uma correspondência de tensão entre o primário e o secundário (GILL, 2019).

Algumas das características importantes da topologia é a conversão CC-CC isolada com capacidade para processar altas potências, resposta dinâmica rápida, flexibilidade de operação *buck* ou *boost* (controla-se a relação de espiras do transformador para o conversor operar como abaixador ou elevador, respectivamente) e bidirecional em fluxo de potência (GILL, 2019). Além disso, o conversor DAB quanto ao controle, possui quatro tipos de modulações mais usuais, *Single Phase Shift*, *Extended Phase Shift*, *Dual Phase-Shift* e *Triple Phase-Shift*.

Figura 12 – Conversor CC-CC DAB



Fonte: Adaptado de (GILL, 2019)

1.4.5 Carregador de Bateria para VE's Baseado em um Conversor de Dois Estágios

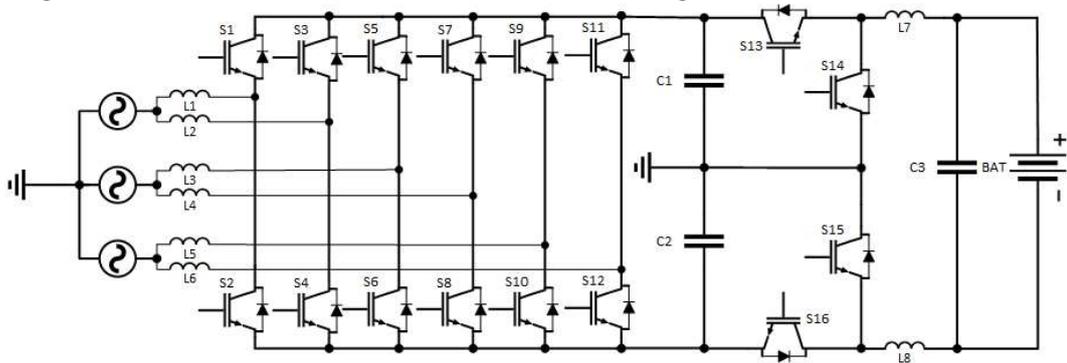
Este conversor possui dois estágios de potência, sendo o primeiro estágio CA-CC e o segundo estágio CC-CC, onde ambos os estágios foram dimensionados para proporcionar uma carga rápida a bateria de um VE (MONTEIRO *et al.*, 2018).

O conversor CA-CC é composto por uma ponte trifásica de seis braços usando transistores bipolares de porta isolada (IGBT), onde há dois braços em paralelo por fase conectados a fonte por meio de um filtro indutivo. Este arranjo permite o conversor processar ainda mais potência, já que colocar braços em paralelo aumenta o valor de

corrente entregue por fase. Logo, faz sentido utilizar esta topologia para um carregador do tipo *off-board*, já que pode-se processar altas potências com esta topologia.

O segundo estágio é bidirecional, composto por quatro IGBT's e um filtro LC de segunda ordem. Como o conversor é bidirecional, quando ele opera durante o *Grid to vehicle (G2V)*, o conversor está no modo *buck* e carrega as baterias conectadas. Durante o *Vehicle to grid (V2G)*, o conversor opera no modo *boost* e o fluxo de potência inverte, da carga para a rede.

Figura 13 – Conversor bidirecional de dois estágios



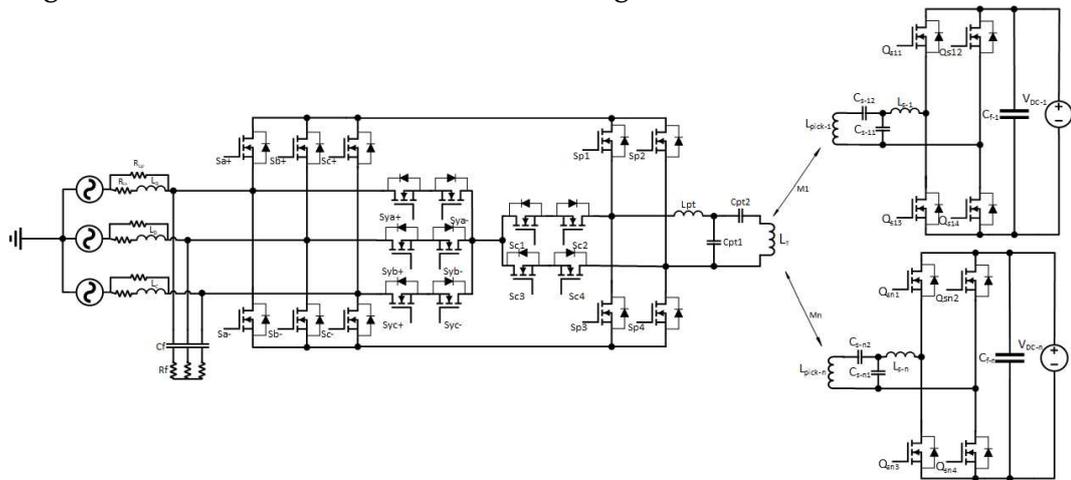
Fonte: Adaptado de (MONTEIRO *et al.*, 2018)

1.4.6 Carregador de Bateria para VE's por Indução (Wireless)

Esta topologia de conversor para carregar baterias de VE's, já segue uma forma de conexão com a carga diferente dos conversores usuais, já que, os conversores usuais há uma conexão física entre a saída do conversor e a carga (baterias). Este conversor, carrega as baterias de um VE através de indução eletromagnética (tecnologia *wireless*).

O conversor pode ser dividido principalmente em três partes: uma ponte trifásica ativa, uma rede de injeção de corrente e múltiplas saídas com um filtro LCC (WONG *et al.*, 2022). Além disso, o conversor possui um método para alcançar Power Factor Correction (PFC), além de fluxo de energia bidirecional com a realização de comutação sob tensão zero (ZVS) simultaneamente (WONG *et al.*, 2022). O fato do conversor possuir alimentação trifásica, já mostra um potencial para processar altas potências, aliado ao fato da comutação ser suave, o que proporciona perdas menores nas chaves eletrônicas envolvidas no circuito.

Figura 14 – Conversor SWISS-DAB de estágio único e trifásico



Fonte: Adaptado de (WONG *et al.*, 2022)

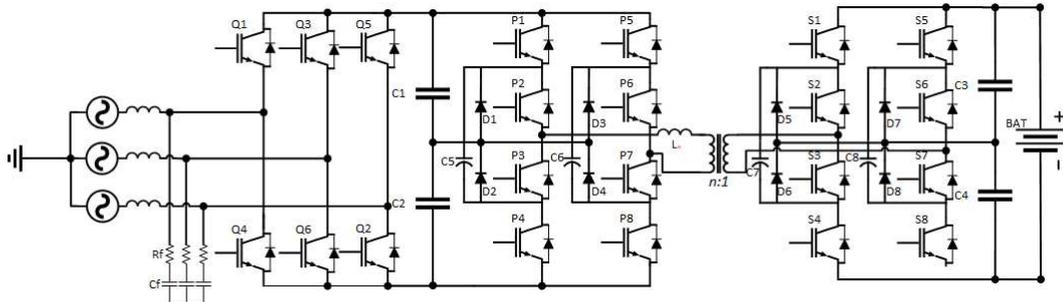
1.4.7 Carregador de Bateria para VE's Baseado no Conversor NPC com Três Níveis

Esta topologia, é semelhante ao conversor DAB mostrado anteriormente, porém, ao invés de usar apenas duas chaves por braço, esta configuração utiliza quatro chaves por braço, então o estágio CC-CC deixa de ser um conversor DAB mostrado anteriormente, e passa a ser um conversor NPC com três níveis.

Esta topologia apresenta dois estágios de conversão, um estágio CA-CC em que a alimentação CA é trifásica e um estágio CC-CC. O fato deste conversor possuir quatro chaves por braço, faz com que a modulação utilizada para acionar estes braços seja um pouco diferente da usual. Para o caso de um conversor NPC, se faz necessário ter uma moduladora e duas portadoras, mais especificamente usar uma modulação do tipo *Phase shifted sinusoidal pulse width modulation (PS-SPWM)*, onde as portadoras são defasadas em 180° .

O conversor NPC oferece uma série de vantagens em comparação com outros conversores, como maior eficiência energética, menor distorção harmônica, menor estresse nas chaves de potência e menor impacto nos sistemas de alimentação (CHAU-RASIYA; SINGH, 2022).

Figura 15 – Conversor NPC com dois níveis no primeiro estágio e três níveis no segundo estágio



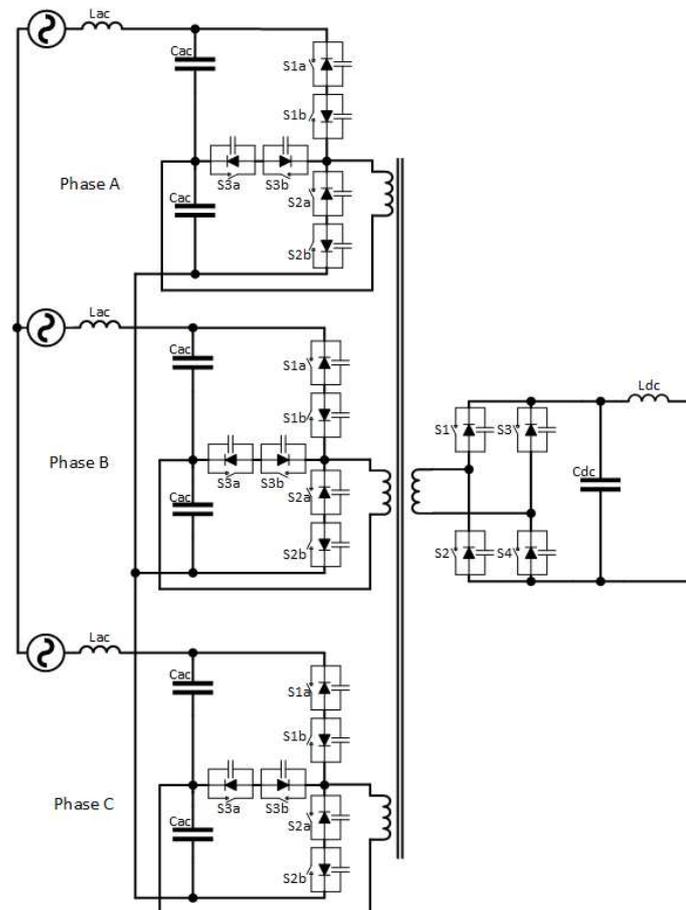
Fonte: Adaptado de (CHAURASIYA; SINGH, 2022)

1.4.8 Carregador de Bateria para VE's Baseado no Conversor Multiporta CA-CC em Cascata

Esta topologia é baseada em um conversor *H-bridge* convencional com a conexão em estrela. A diferença é que há três conversores CA-CA que recebem alimentação de cada uma das três fases, para em seguida transferirem potência para um conversor do tipo CA-CC onde estão conectadas as baterias a serem carregadas. Este tipo de topologia pode-se trabalhar com vários conversores associados (seja em paralelo ou em série), além disso, cada módulo conversor é bidirecional e apresentam isolamento galvânica através de um transformador com quatro enrolamentos (três enrolamentos para lado primário e um enrolamento para secundário acoplados) e a saída do conversor tem a característica de fonte de corrente, pois possui um indutor na saída (apresenta baixa ondulação de corrente na saída) (JAUCH, 2016).

Devido ao fato de cada módulo conversor ser alimentado pelas três fases, e poder ser associado em série ou em paralelo, esta topologia atende aos requisitos necessários para ser usada como carregador *off-board*, processa altos valores de potência, baixa ondulação na corrente que carrega as baterias, baixas perdas nos semicondutores, etc.

Figura 16 – Conversor multiporta CA-CC em Cascata



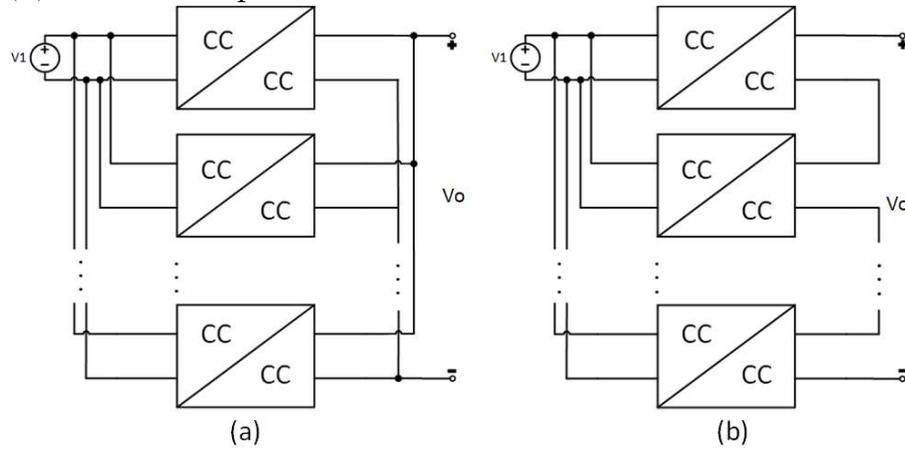
Fonte: Adaptado de (JAUCH, 2016)

1.5 Associação de Conversores CC-CC

Há uma possibilidade de se gerar novos conversores CC-CC usando técnicas de associação de conversores, onde pode-se denominar o resultado das associações de conversores, como “Conversores CC-CC de Múltiplos Conversores” (BASCOPE, 2000)

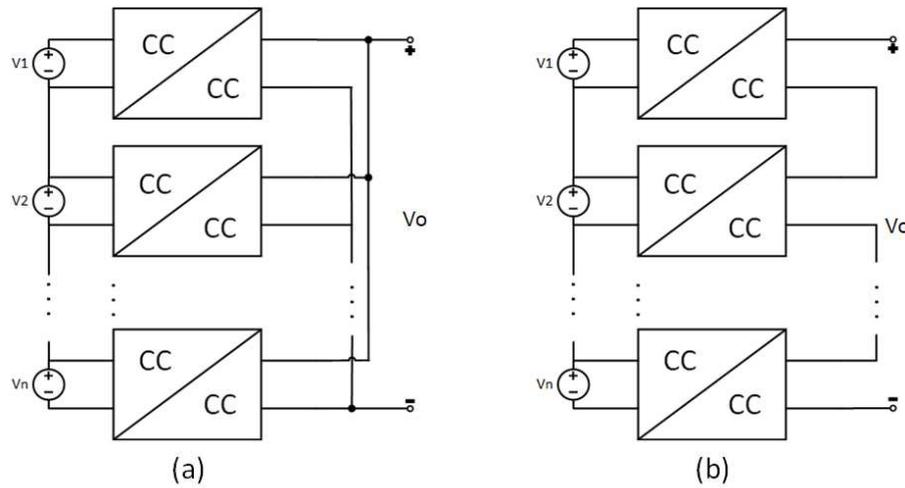
A principal característica de se associar conversores CC-CC é a flexibilidade de operar com quatro combinações de associações de entradas ou saídas, sendo as combinações: paralelo, série, misto ou independente (BASCOPE, 2000). Será mostrado a seguir as possíveis associações em forma de diagrama de blocos:

Figura 17 – Arquiteturas de conversores modulares de acordo com o tipo de conexão, (a) entradas em paralelo e saídas em paralelo, (b) entradas em paralelo e saídas em série



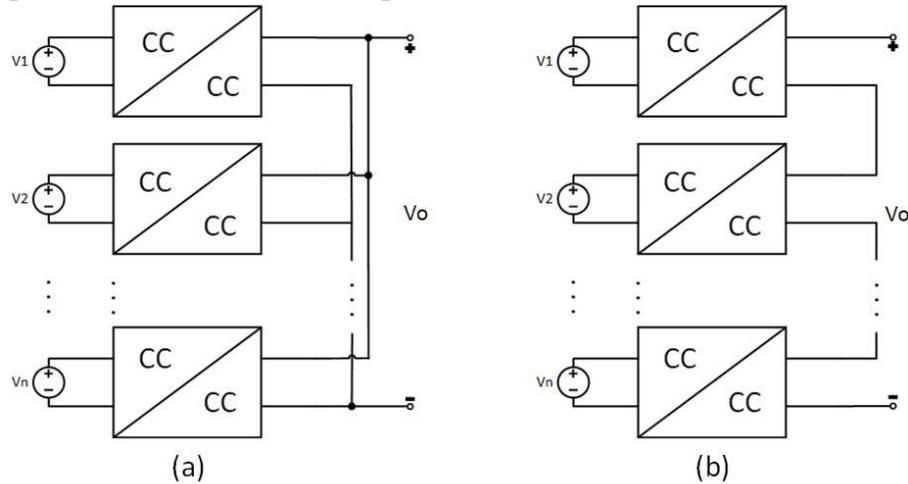
Fonte: Adaptado de (BASCOPE, 2000)

Figura 18 – Arquiteturas de conversores modulares de acordo com o tipo de conexão, (a) entradas em série e saídas em paralelo, (b) entradas em série e saídas em série



Fonte: Adaptado de (BASCOPE, 2000)

Figura 19 – Arquiteturas de conversores modulares de acordo com o tipo de conexão, (a) entradas independentes e saídas em paralelo, (b) entradas independentes e saídas em série



Fonte: Adaptado de (BASCOPE, 2000)

Como foi mostrado nas Figuras 17, 18 e 19, tem-se as possíveis associações para conversores CC-CC, faltando apenas a associação do tipo mista, que nada mais é do que a mistura de associações série/paralelo na entrada e/ou série/paralelo na saída.

1.6 Conversor CC-CC Proposto

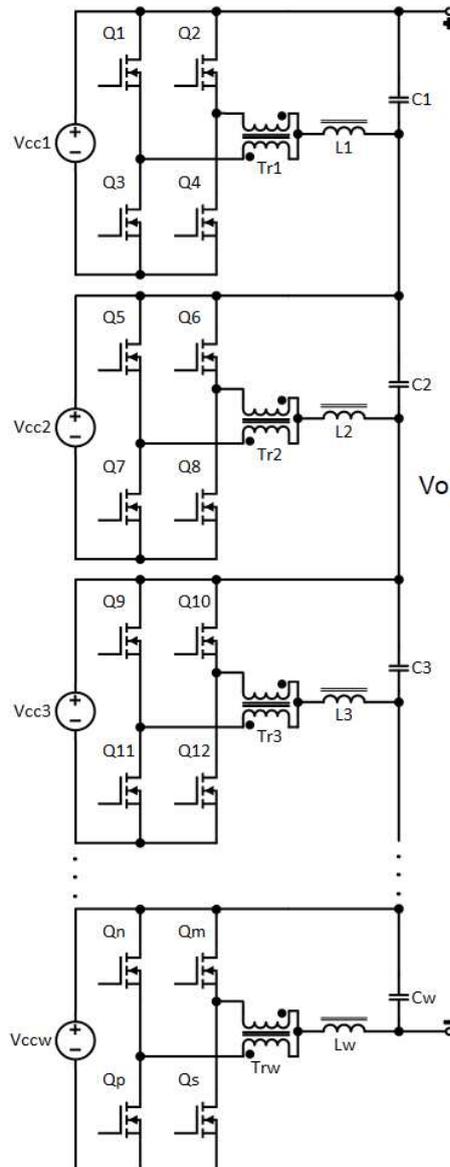
A topologia escolhida de um conversor CC-CC para o possível desenvolvimento de um carregador de baterias *off-board* para VE's é composto por conversores CC-CC *buck* modulares com célula de comutação de três estados (CCTE) (BASCOPE *et al.*, 2001).

Os conversores CC-CC modulares com CCTE apresentam como características, alto rendimento, filtro LC reduzido devido a operação com $2 \cdot f_s$, a malha de corrente é rápida porque a frequência de cruzamento está relacionada a $2 \cdot f_s$, e o autotransformador conectado entre os braços apresenta tensão média nula que garante uma boa distribuição de corrente pelas chaves (BALESTERO, 2006) (GOMES, 2019). Essas características fazem com que o conversor seja capaz de processar altos níveis de potência, ideal para carregadores de baterias do tipo *off-board*.

Neste trabalho são associados em série quatro conversores CC-CC com CCTE, onde no sentido do fluxo de potência das fontes de entrada para a saída são controladas pelas chaves, Q3, Q3, Q7, Q8, Q11, Q12, Qp e Qs. Por outro lado, pelas chaves Q1, Q2,

Q5, Q6, Q9, Q10, Qn e Qm que tem a função da retificação síncrona, ocorre a roda livre da energia acumulada nos indutores L1, L2, L3 e Lw. Também é importante salientar que neste trabalho é estudado o fluxo de energia unidirecional no sentido desde as fontes de alimentação Vcc1, Vcc2, Vcc3 e Vccw para a saída simbolizada com Vo. A topologia do conversor CC-CC com associação de conversores CC-CC modulares com CCTE proposta é mostrada na Figura 20.

Figura 20 – Conversor CC-CC baseado em conversores CC-CC modulares com CCTE



Fonte: Adaptado de (GOMES, 2019)

1.7 Considerações Finais

Neste capítulo foi realizada uma revisão bibliográfica sobre conteúdo relacionado a carregadores de baterias para veículos elétricos VEs. O principal foco foi a revisão de topologias para carregadores de baterias do tipo *off-board*, onde de maneira geral, verificou-se que as mesmas apresentam dois estágios de processamento de energia, sendo um estágio CA-CC e ou outro um estágios CC-CC. Tendo esse referencial, neste trabalho é abordado um tema relacionado à conversão CC-CC.

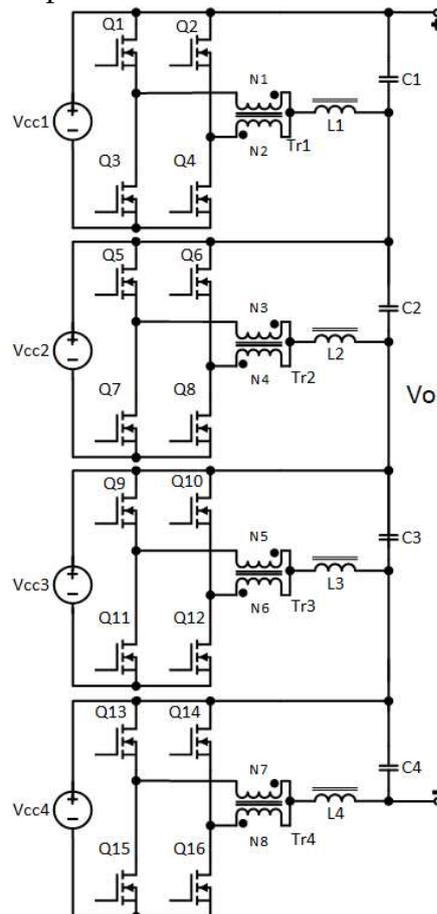
Tomando como base a revisão bibliográfica, foi proposto o conversor CC-CC baseado em conversores CC-CC modulares com CCTE. Esta estrutura tem potencial para desenvolvimento de carregadores de baterias *off-board* de alta potência para VEs.

2 ANÁLISE DO CONVERSOR PROPOSTO

2.1 Introdução

A proposta para este capítulo, é realizar as análises qualitativa e quantitativa da topologia do conversor proposto. Com o auxílio dessas duas análises, são mostradas as etapas de operação, as formas de onda teóricas, o ganho estático, e o equacionamento matemático para posteriormente realizar o projeto. Para facilitar as análises desenvolvidas são consideradas as tensões de entrada iguais e sem ondulação, os componentes ideais e os capacitores filtro de saída com característica de fonte de tensão. A Figura 21 mostra o conversor CC-CC proposto, o qual é baseado em quatro conversores CC-CC modulares com CCTE, onde as entradas são independentes e as saídas em série.

Figura 21 – Conversor CC-CC baseado em conversores CC-CC modulares com CCTE, sendo as entradas independentes e as saídas em série



Fonte: Adaptado de (GOMES, 2019)

2.1.1 Topologia

A topologia do conversor está mostrada na Figura 21, onde o conversor é composto por quatro fontes de alimentação isoladas, cada conversor possui quatro chaves, onde as duas chaves superiores são responsáveis pela roda livre do conversor. Apresenta um filtro LC e um autotransformador conectado aos braços de chaves, responsável por distribuir de forma igualitária a corrente entre os semicondutores.

2.2 Análise Qualitativa

O conversor CC-CC baseado em conversores CC-CC modulares com CCTE, pode operar com valores de razão cíclica inferiores a 0,5 ou superiores a 0,5. Onde, para o caso da operação com razão cíclica inferior a 0,5 as chaves inferiores dos braços nunca são fechadas simultaneamente, e na operação com razão cíclica maior que 0,5 há fechamento simultâneo das chaves inferiores dos braços.

2.2.1 Considerações Sobre as Etapas de Operação do Conversor

Antes de ser feita a análise qualitativa da topologia do conversor proposto, são feitas as seguintes considerações:

- A análise é feita em regime permanente
- As chaves são acionadas usando modulação por largura de pulso (PWM) que apresenta frequência constante.
- Os pulsos de comando das chaves dos braços dos conversores modulares estão deslocados em 180° e sincronizados entre eles.
- Os autotransformadores apresentam relação de transformação unitária.
- A corrente magnetizante do autotransformador é desprezível.
- Os semicondutores e outros componentes são ideais.
- O conversor opera em modo de condução contínua (MCC).

2.2.2 Etapas de Operação com Razão Cíclica menor que 0,5 no MCC

A. Primeira Etapa com, $t_0 < t < t_1$

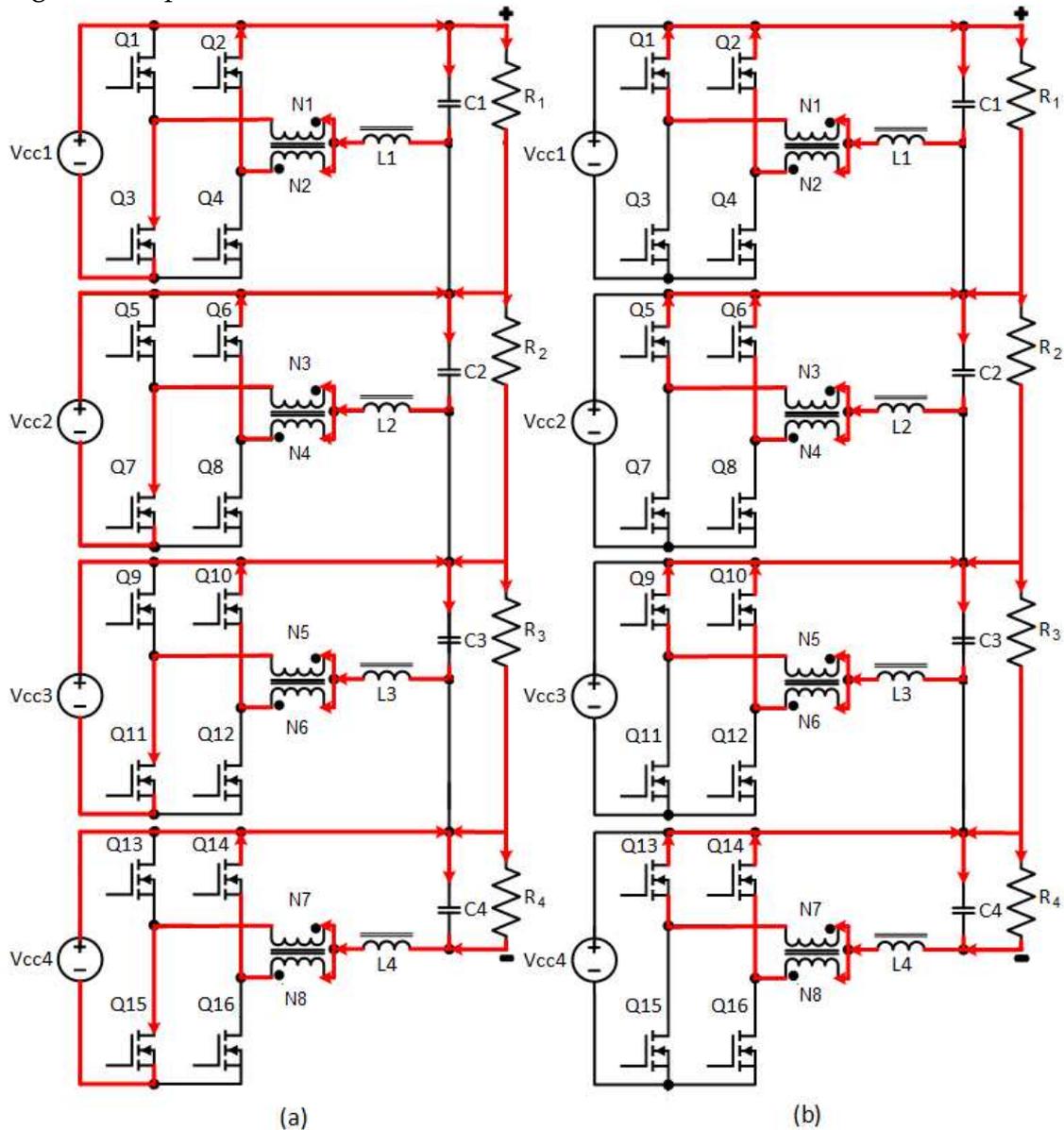
Conforme a modulação PWM da Figura 23, neste intervalo as chaves Q2,

Q3, Q6, Q7, Q10, Q11, Q14 e Q15, encontram-se em condução. A tensão sobre os enrolamentos dos autotransformadores é igual a $V_i/2$, e sobre os indutores filtro (L1-L4) é igual a $(V_i/2 - V_o)$; sendo $4V_i = V_{cc1} + V_{cc2} + V_{cc3} + V_{cc4}$, e $4V_o = V_{o1} + V_{o2} + V_{o3} + V_{o4}$. Durante esta etapa a corrente através dos indutores (L1-L4) cresce linearmente e o valor médio é igual a I_o . Esta etapa finaliza quando as chaves Q3, Q7, Q11 e Q15 são bloqueados. A circulação de corrente através dos componentes durante esta etapa esta destacada na Figura 22(a).

B. Segunda Etapa com, $t_1 < t < t_2$

Conforme a modulação PWM da Figura 23, neste intervalo as chaves Q1, Q2, Q5, Q6, Q9, Q10, Q13 e Q14, encontram-se em condução. A tensão sobre os enrolamentos dos autotransformadores é zero, e sobre os indutores filtro (L1-L4) é igual a $(-V_o)$. Durante esta etapa a corrente através dos indutores (L1-L4) decresce linearmente e o valor médio é igual a I_o . Esta etapa finaliza quando as chaves Q2, Q6, Q10 e Q14 são bloqueados. A circulação de corrente através dos componentes durante esta etapa esta destacada na Figura 22(b).

Figura 22 – Caminhos de circulação de corrente durante a, (a) primeira etapa, (b) segunda etapa.

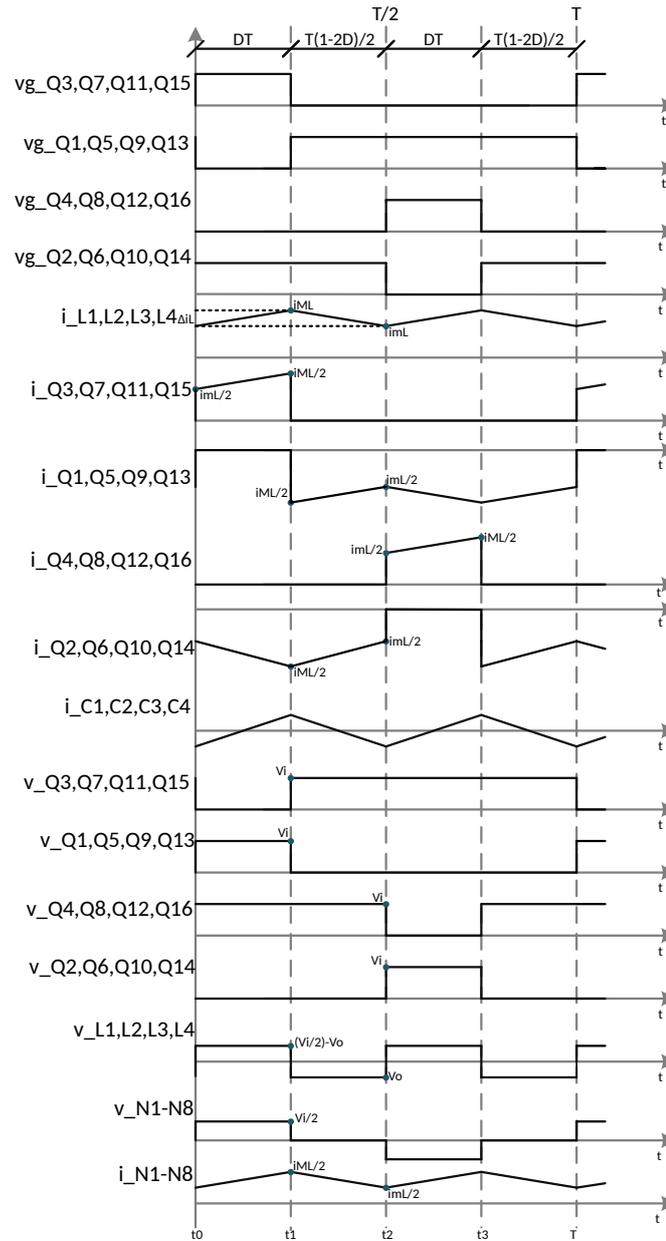


A terceira e quarta etapa são similares à primeira e segunda etapa, motivo pelo qual não é feita a descrição.

C. Formas de Ondas Teóricas Operando em MCC

As formas de onda teóricas de tensão e corrente nos componentes do conversor operando em modo de condução contínua são mostradas na Figura 23.

Figura 23 – Formas de onda teóricas no MCC



Fonte: Próprio Autor

Para encontrar os tempos descritos nas quatro etapas de operação para um período (T) do conversor, em função da razão cíclica, temos as seguintes expressões:

$$\begin{cases} t_0 < t < t_1 = D \cdot T \\ t_1 < t < t_2 = (1 - 2 \cdot D) \cdot \frac{T}{2} \\ t_2 < t < t_3 = D \cdot T \\ t_3 < t < T = (1 - 2 \cdot D) \cdot \frac{T}{2} \end{cases} \quad (2.1)$$

D. Ganho Estático em MCC

O ganho estático do conversor é determinado através da tensão no indutor, já que a tensão média nele é igual a zero. Então, basta igualar as áreas da forma de onda da tensão no indutor descrito na Figura 23, entre os instantes $t = t_0$ e $t = t_2$, logo:

$$A_{(t_0 < t < t_1)} = A_{(t_1 < t < t_2)} \quad (2.2)$$

Expandindo a equação 2.2 de acordo com as informações das formas de ondas teóricas descritas na Figura 23, tem-se a expressão:

$$\left(\frac{V_i}{2} - V_o\right) \cdot D \cdot T = V_o \cdot \frac{T}{2} \cdot (1 - 2 \cdot D) \quad (2.3)$$

Como a intenção é determinar o ganho estático do conversor, o resultado procurado é da seguinte forma:

$$G = \frac{V_o}{V_i} \quad (2.4)$$

Desenvolvendo a equação 2.3 para isolar de um lado da igualdade o resultado de 2.4, temos:

$$\left(\frac{V_i}{2} - V_o\right) \cdot D \cdot \mathcal{Z} = V_o \cdot \frac{\mathcal{Z}}{2} \cdot (1 - 2 \cdot D) \quad (2.5)$$

$$\frac{V_i \cdot D}{2} - V_o \cdot D = \frac{V_o}{2} - \frac{\mathcal{Z} \cdot V_o \cdot D}{\mathcal{Z}} \quad (2.6)$$

$$\frac{V_i \cdot D}{2} - V_o \cdot D = \frac{V_o}{2} - V_o \cdot D \quad (2.7)$$

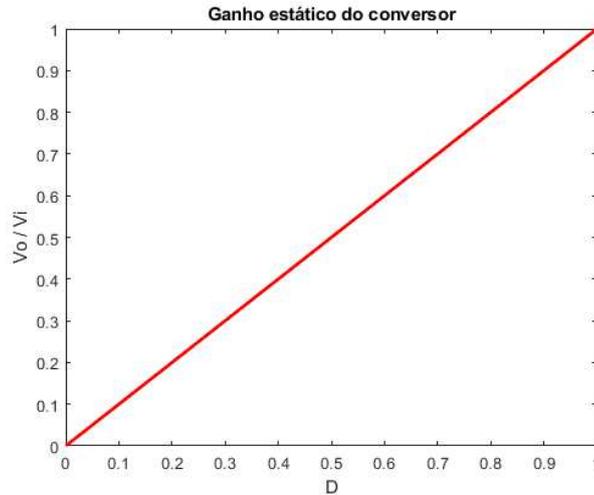
$$\frac{V_i \cdot D}{2} = \frac{V_o}{2} - \cancel{V_o \cdot D} + \cancel{V_o \cdot D} \quad (2.8)$$

$$\frac{V_i \cdot D}{\mathcal{Z}} = \frac{V_o}{\mathcal{Z}} \quad (2.9)$$

$$\frac{V_o}{V_i} = D \quad (2.10)$$

O ganho estático de apenas um conversor em MCC dada pela equação 2.10, é traçado na Figura 24.

Figura 24 – Ganho estático do conversor em função do razão cíclica



Fonte: Próprio Autor

2.2.3 Etapas de Operação com Razão Cíclica menor que 0,5 em MCD

O modo de condução descontínua ocorre quando a corrente que flui através dos indutores chega a zero antes de completar o período.

No modo de condução descontínua, há seis etapas de operação em um período T .

A. Primeira Etapa com, $t_0 < t < t_1$

Nesta etapa de operação os caminhos de circulação de corrente são similares à primeira etapa de operação em MCC. O destaque neste caso é que a corrente através dos indutores começa no zero e cresce linearmente até atingir um valor máximo no instante t_1 . A etapa similar é mostrada na Figura 22(a).

B. Segunda Etapa com, $t_1 < t < t_2$

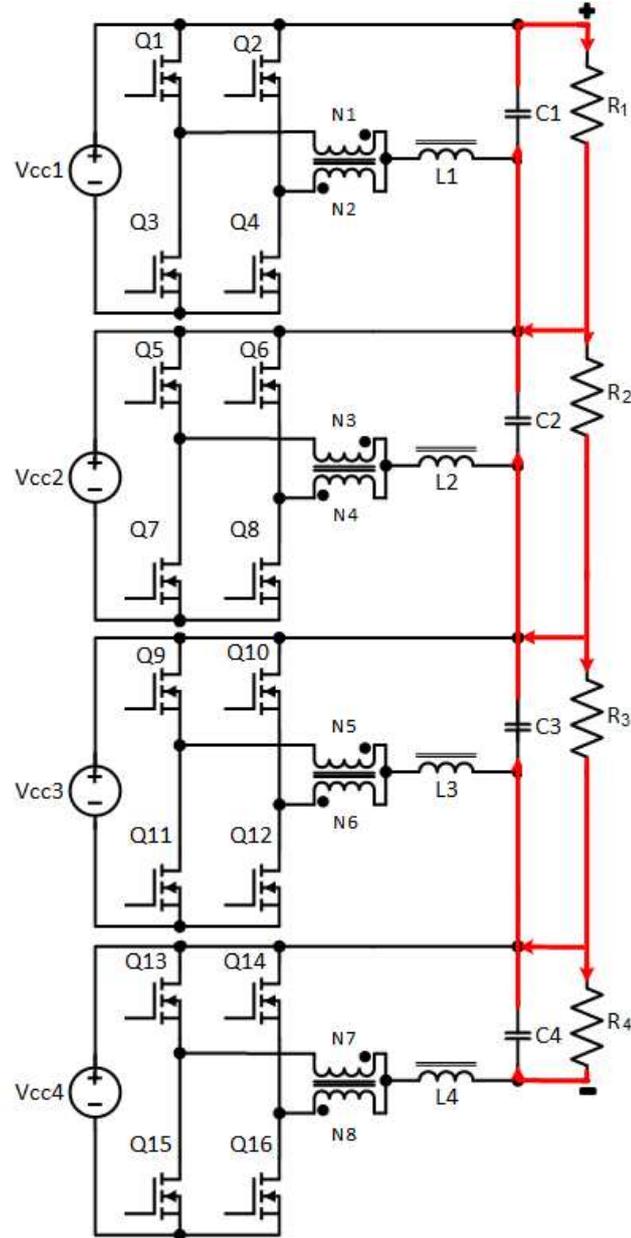
Nesta etapa de operação, também os caminhos de circulação de corrente são similares à segunda etapa de operação em MCC. O destaque neste caso é que a corrente através dos indutores começa a decrescer linearmente até atingir o valor zero no instante t_2 . A etapa similar é mostrada na Figura 22(b).

C. Terceira Etapa com, $t_2 < t < t_3$

Segundo a modulação PWM mostrada na Figura 26, neste intervalo as chaves Q1, Q2, Q5, Q6, Q9, Q10, Q13 e Q14 permanecem com sinal de comando. Porém, as correntes através dos indutores filtro L1-L4 são nulas. Assim, quem fornece energia às cargas R1-R4 são os capacitores filtro C1-C4. A etapa finaliza no instante t_3 , e a partir

do qual começa a etapa similar à primeira. Esta terceira etapa é mostrada na Figura 25.

Figura 25 – Caminhos de circulação de corrente durante a terceira etapa

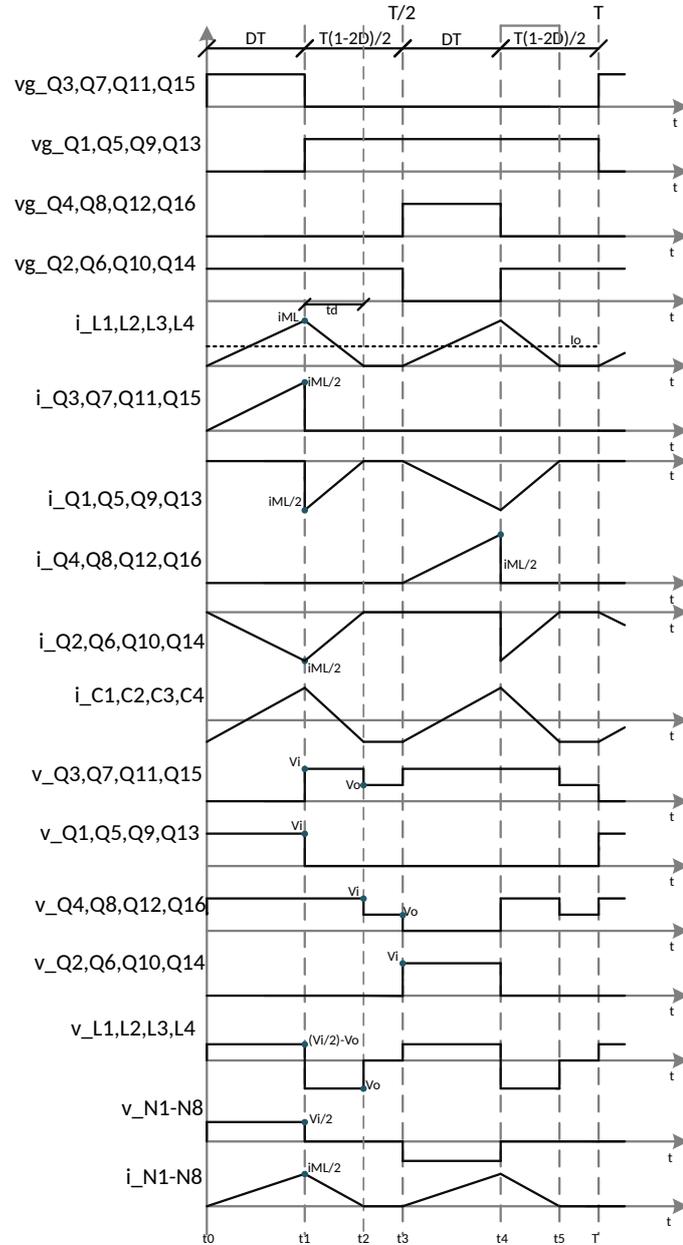


Fonte: Próprio Autor

D. Formas de Ondas Teóricas do Conversor em MCD

As formas de onda teóricas de tensão e corrente nos componentes do conversor operando em modo de condução descontínua são mostradas na Figura 26.

Figura 26 – Formas de onda teóricas no MCD



Fonte: Próprio Autor

E. Ganho Estático em MCD

O ganho estático em MCD é determinado montando três equações, sendo elas, a tensão média no indutor é igual a zero, a corrente média no indutor é igual à corrente média de saída, e a tensão nos terminais do indutor durante a primeira ou segunda etapa. As equações correspondentes são apresentadas a seguir:

$$A_{(t_0 < t < t_1)} = A_{(t_1 < t < t_2)} \quad (2.11)$$

Expandindo a equação 2.11 de acordo com as informações das formas de

ondas teóricas descritas na Figura 26, tem-se a seguinte expressão:

$$\left(\frac{V_i}{2} - V_o\right) \cdot D \cdot T = V_o \cdot t_d \quad (2.12)$$

$$I_s = \frac{1}{\frac{T}{2}} \int_0^{T/2} I_L(t) dt = \frac{1}{\frac{T}{2}} \cdot \left[\frac{1}{2} \cdot (DT + t_d) \cdot i_{ML} \right] \quad (2.13)$$

$$V_{L1} = L1 \cdot \frac{di}{dt} \Big|_{t=DT} \rightarrow \frac{V_i}{2} - V_o = L \cdot \frac{i_{ML}}{DT} \quad (2.14)$$

$$i_{ML} = \frac{DT}{L} \cdot \left(\frac{V_i}{2} - V_o\right) \quad (2.15)$$

Substituindo 2.15 em 2.13:

$$I_s = \frac{1}{\frac{T}{2}} \cdot \left[\frac{1}{2} \cdot (DT + t_d) \cdot \frac{DT}{L} \cdot \left(\frac{V_i}{2} - V_o\right) \right] \quad (2.16)$$

$$I_s = \frac{D}{L} \cdot (DT + t_d) \cdot \left(\frac{V_i}{2} - V_o\right) \quad (2.17)$$

$$I_s = \frac{D}{L} \cdot \left[Dt \cdot \left(\frac{V_i}{2} - V_o\right) + t_d \cdot \left(\frac{V_i}{2} - V_o\right) \right] \quad (2.18)$$

$$L \cdot I_s = D^2 T \left(\frac{V_i}{2} - V_o\right) + t_d D \left(\frac{V_i}{2} - V_o\right) \quad (2.19)$$

Agora basta isolar t_d :

$$t_d = \frac{LI_s - D^2 T \left(\frac{V_i}{2} - V_o\right)}{D \left(\frac{V_i}{2} - V_o\right)} \quad (2.20)$$

Substituindo 2.20 em 2.12:

$$\left(\frac{V_i}{2} - V_o\right) \cdot DT = V_o \cdot \frac{LI_s - D^2 T \left(\frac{V_i}{2} - V_o\right)}{D \left(\frac{V_i}{2} - V_o\right)} \quad (2.21)$$

$$\left(\frac{V_i}{2} - V_o\right)^2 \cdot D^2T = V_o \cdot LI_s - V_o D^2T \left(\frac{V_i}{2} - V_o\right) \quad (2.22)$$

$$\left(\frac{V_i}{2} - V_o\right)^2 \cdot D^2T + V_o D^2T \left(\frac{V_i}{2} - V_o\right) = V_o \cdot LI_s \quad (2.23)$$

$$\left(\frac{V_i}{2} - V_o\right) \cdot D^2T \cdot \left(\frac{V_i}{2} - \cancel{V_o} + \cancel{V_o}\right) = V_o \cdot LI_s \quad (2.24)$$

$$\frac{V_i}{2} = \frac{V_o \cdot LI_s}{\left(\frac{V_i}{2} - V_o\right) \cdot D^2T} \quad (2.25)$$

$$\frac{V_i}{2} = \frac{V_o \cdot LI_s}{\frac{V_i}{2} D^2T - V_o D^2T} \quad (2.26)$$

$$D^2T \frac{V_i}{2} \cdot \left(\frac{V_i}{2} - V_o\right) = V_o LI_s \quad (2.27)$$

$$\frac{V_i}{2} - V_o = \frac{V_o LI_s}{D^2T \frac{V_i}{2}} \quad (2.28)$$

A fim de simplificar é adotado o parâmetro γ :

$$\gamma = \frac{2LI_s}{TV_i} \quad (2.29)$$

Substituindo 2.29 em 2.28:

$$\frac{V_i}{2} - V_o = \frac{\gamma}{D^2} \cdot V_o \quad (2.30)$$

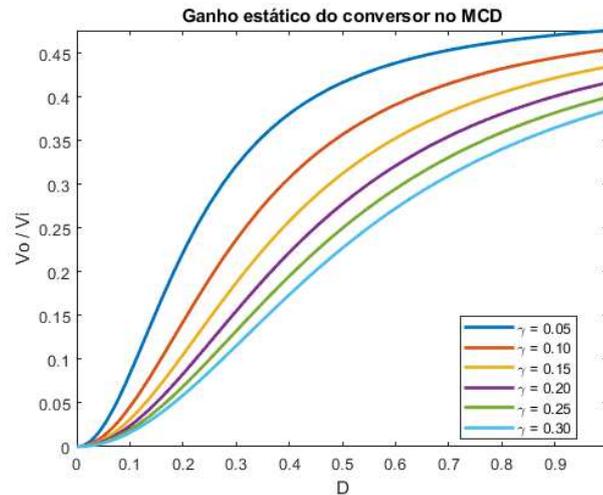
$$V_i = 2V_o \cdot \left(\frac{\gamma}{D^2} + 1\right) \quad (2.31)$$

$$\frac{V_i}{V_o} = 2 \cdot \left(\frac{D^2 + \gamma}{D^2} \right) \quad (2.32)$$

Agora basta inverter a equação 2.32 que chega-se ao ganho estático do conversor operando em MCD, logo, o ganho estático está definido a seguir:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{2} \cdot \frac{D^2}{\gamma + D^2} \quad (2.33)$$

Figura 27 – Ganho estático do conversor em função da razão cíclica



Fonte: Próprio Autor

Na figura 27 é apresentado um gráfico que representa a curva do ganho estático do conversor, mas desta vez a relação não é linear igual ao MCC, e também a equação do ganho não depende apenas do razão cíclica, mas também da função γ , logo, na hora de criar as curvas, como a equação depende de duas variáveis, foram fixados valores de γ , como descritos na legenda da Figura 27.

2.2.4 Análise do Conversor em Modo Condução Crítica (MCCr) com $D < 0,5$

Para o caso do conversor operando em MCCr, toda a análise feita anteriormente tanto para o MCC quanto para o MCD é aproveitada, já que o modo de condução crítica corresponde ao limiar entre ambos os modos indicados. É importante destacar, que neste modo a corrente através dos indutores de filtro, findam exatamente em $T/2$.

A. Ganho Estático no Modo de Condução Crítico

Para determinar o ganho estático do conversor operando em MCCr, basta igualar os ganhos encontrados para o MCC e MCD, já que o MCCr é o limiar entre ambos os modos de operação do conversor. Assim, igualando as equações 2.10 e 2.33, tem-se:

$$\frac{D_{crit}^2}{2D_{crit}^2 + 2\gamma} = D_{crit} \quad (2.34)$$

A partir da equação 2.34 é isolado Dcrit, tal como segue:

$$D_{crit}^2 = 2D_{crit}^3 + 2D_{crit}\gamma \quad (2.35)$$

$$2D_{crit}^3 - D_{crit}^2 + 2D_{crit}\gamma = 0 \quad (2.36)$$

$$2D_{crit}^2 - D_{crit} + 2\gamma = 0 \quad (2.37)$$

$$D_{crit} = \frac{1}{4} \pm \frac{1}{4} \cdot (\sqrt{1 - 16\gamma}) \quad (2.38)$$

Logo, o ganho estático em MCCr é dada por:

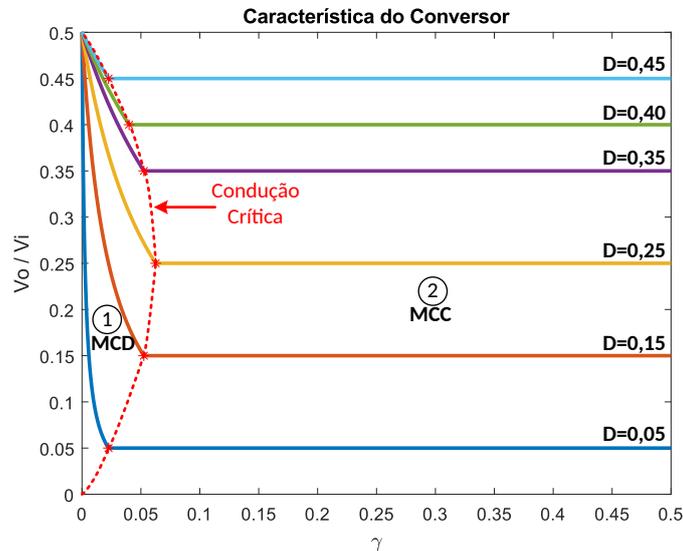
$$\frac{V_o}{V_i} = D_{crit} = \frac{1}{4} \pm \frac{1}{4} \cdot (\sqrt{1 - 16\gamma}) \quad (2.39)$$

Com a determinação do ganho estático do conversor para os três modos de condução que foram realizados anteriormente, foi possível mostrar a característica do conversor, que está apresentada na Figura 28, onde a região 1 é a região onde o conversor opera em MCD, a região 2 é a região onde o conversor opera em MCC, e a interseção entre essas duas regiões, onde há toda a curva tracejada em vermelho é a região de operação em MCCr.

2.3 Análise Quantitativa do Conversor em MCC

A análise qualitativa em MCC, que consiste na determinação das equações matemáticas para o dimensionamento dos componentes envolvidos no conversor proposto, é feita com auxílio das formas de onda mostradas na Figura 23.

Figura 28 – Característica de saída do conversor para os três modos de condução de corrente através dos indutores



Fonte: Próprio Autor

2.3.1 Determinação dos Indutores L1-L4

Para determinar o valor da indutância dos indutores L1-L4, é usada a equação da tensão nos terminais de um indutor dada por:

$$V_{L1} = L1 \cdot \frac{di}{dt} \quad (2.40)$$

Levando em consideração apenas a primeira etapa de operação, a equação 2.40 é reescrita da seguinte forma:

$$\frac{V_i}{2} - V_o = L1 \cdot \frac{\Delta i_L}{DT} \quad (2.41)$$

Isolando L, tem-se:

$$L1 = \frac{DT \cdot (V_i - 2V_o)}{2\Delta i_L} \quad (2.42)$$

Reescrevendo o resultado encontrado em 2.10 da seguinte forma:

$$V_o = DV_i \quad (2.43)$$

Substituindo 2.43 em 2.42:

$$L1 = \frac{DT(V_i - 2DV_i)}{2\Delta i_L} \quad (2.44)$$

E finalmente, substituindo o período T pela frequência, encontra-se a equação para determinar a indutância do indutor L :

$$L = \frac{DV_i}{2f_s \Delta i_L} \cdot (1 - 2D) \quad (2.45)$$

A corrente eficaz que passa pelo indutor, é aproximada pela corrente média que passa pela carga (I_o):

$$I_{Lef} = I_o \quad (2.46)$$

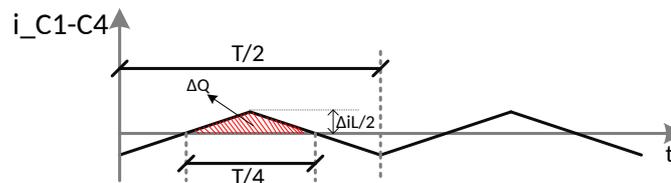
De acordo com as formas de onda da Figura 23, e considerando que a corrente média no indutor é igual a corrente na carga, a corrente de pico no indutor é dada por:

$$I_{Lp} = I_o + \frac{\Delta i_L}{2} \quad (2.47)$$

2.3.2 Determinação dos Capacitores C1-C4

Segundo (HART, 2016), o capacitor é determinado a partir da variação de carga em função da variação de tensão nos terminais. Como o conversor é do tipo *buck*, tendo a resistência série equivalente do capacitor pequena em relação a resistência da carga, a ondulação de corrente de alta frequência no indutor circula através do capacitor como mostra a Figura 29.

Figura 29 – Corrente através dos capacitores filtro C1-C4



Fonte: Adaptado de (HART, 2016)

A partir de (HART, 2016), a variação de carga nos capacitores C1-C4 que corresponde à área, é dada por (2.48):

$$\Delta Q = C \cdot \Delta V_o \quad (2.48)$$

Desde a Figura 29, a área que corresponde à carga é expressa por (2.49).

Assim,

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \cdot \frac{T}{4} \cdot \frac{\Delta i_L}{2} \quad (2.49)$$

Substituindo 2.48 em 2.49:

$$C1 \cdot \Delta V_o = \frac{T \cdot \Delta i_L}{16} \quad (2.50)$$

$$C1 = \frac{T \cdot \Delta i_L}{16 \Delta V_o} \quad (2.51)$$

Novamente, será usada a equação da tensão no indutor 2.40, mas desta vez, aplicada na segunda etapa de operação do conversor no MCC:

$$V_o = L \cdot \frac{\Delta i_L}{\frac{T}{2}(1-2D)} \quad (2.52)$$

Relacionando as equações (2.48) e (2.52), resulta na equação (2.53).

$$C1 = \frac{V_o \cdot (1-2D)}{32 \Delta V_o \cdot L1 \cdot f_s^2} \quad (2.53)$$

A corrente no capacitor possui a mesma ondulação da corrente no indutor, para encontrar o valor eficaz de corrente no capacitor, analisando a Figura 29, basta descobrir quais as equações das retas nos instantes de tempo de 0 a DT e de DT até a metade do período, as duas equações das retas estão descritas a seguir, respectivamente:

Para o instante $0 < t < DT$:

$$i_{ct1}(t) = \frac{\Delta i_L}{DT} \cdot t + \frac{\Delta i_L}{2} \quad (2.54)$$

Para o instante $DT < t < T/2$:

$$I_{ct2} = \frac{-2\Delta i_L}{T-2DT} \cdot (t-DT) + \frac{\Delta i_L}{2} \quad (2.55)$$

E a corrente eficaz no capacitor é dada por:

$$I_{Cef} = \sqrt{\frac{1}{\frac{T}{2}} \cdot \left[\int_0^{DT} (I_{c1})^2 dt + \int_{DT}^{\frac{T}{2}} (I_{c2})^2 dt \right]} \quad (2.56)$$

E a tensão máxima na qual o capacitor é submetido é dada por:

$$V_{C1max} = V_o \quad (2.57)$$

2.3.3 Esforços de Tensão e Corrente nos Componentes do Conversor

Neste tópico são determinados os esforços de tensão e corrente nos componentes do conversor, para facilitar a especificação de um componente comercial.

A. Chave Q3

Como mostra as formas de onda descritas na Figura 23, a corrente que flui através da chave **Q3** ocorre na primeira etapa de operação, durante o instante $0 < t < DT$, A função da corrente através da chave Q3 é definida por (2.58).

$$i_{Q3} \approx \frac{I_o}{2} \quad (2.58)$$

Logo, a corrente média que na chave é dada por:

$$I_{Q3md} = \frac{1}{T} \int_0^{DT} \frac{I_o}{2} dt \quad (2.59)$$

$$I_{Q3md} = \frac{I_o}{2} \cdot D \quad (2.60)$$

A corrente eficaz na chave é dada por:

$$I_{Q3ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{DT} \left(\frac{I_o}{2}\right)^2 dt} \quad (2.61)$$

$$I_{Q3ef} = \frac{I_o}{2} \cdot \sqrt{D} \quad (2.62)$$

A partir das formas de onda descritas na Figura 23, a tensão máxima sobre a chave **Q3** é dada por:

$$V_{Q3max} = V_i \quad (2.63)$$

B. Chave Q1

As chaves Q1 e Q2 e similares na sequência das pontes dos conversores modulares fazem a função de diodos retificadores, pois a corrente circula do terminal fonte (*source*) para o terminal dreno (*drain*) do MOSFET. Assim, as expressões dos valores médio e eficaz são dadas a seguir:

$$I_{Q1md} = \frac{1}{T} \int_{DT}^T \frac{I_o}{2} dt \quad (2.64)$$

$$I_{Q1md} = \frac{I_o}{2} \cdot (1 - D) \quad (2.65)$$

A corrente eficaz na chave é dada por:

$$I_{Q1ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{DT}^T \left(\frac{I_o}{2}\right)^2 dt} \quad (2.66)$$

$$I_{Q1ef} = \frac{I_o}{2} \cdot \sqrt{1 - D} \quad (2.67)$$

A partir das formas de onda descritas na Figura 23, a tensão máxima sobre a chave **Q1** é dada por:

$$V_{Q1max} = V_i \quad (2.68)$$

2.3.3.1 Autotransformador

A corrente que circula através do indutor, é dividida entre os dois enrolamentos do autotransformador, de forma que, a corrente eficaz é aproximada pela metade da corrente eficaz que circula pelo indutor. Logo, a partir de 2.46 a corrente eficaz é dada por:

$$I_{Nef} = \frac{I_{Lef}}{2} = \frac{I_o}{2} \quad (2.69)$$

A tensão máxima nos enrolamentos é igual a:

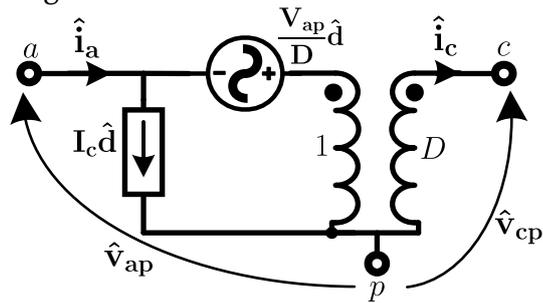
$$V_{Nmax} = \frac{V_i}{2} \quad (2.70)$$

2.4 Controle do Conversor

2.4.1 Modelagem do Conversor Considerando seu Equivalente

Para realizar a modelagem de pequenos sinais e determinar as funções de transferência que relacionam as variáveis de controle do conversor, é usado o modelo da chave PWM de (VORPERIAN, 1990). O modelo de pequenos sinais é mostrado na Figura 30.

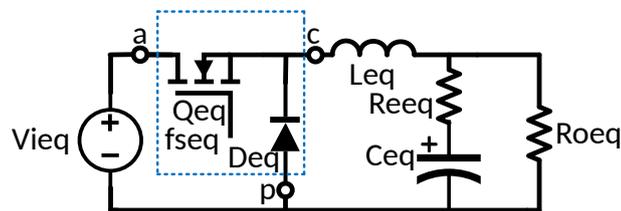
Figura 30 – Modelo CA da chave PWM



Fonte: Adaptado de (VOPERIAN, 1990)

O conversor *Buck* equivalente é mostrado na Figura 31.

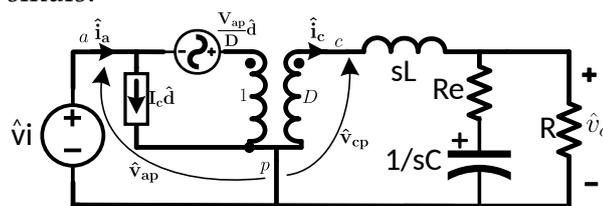
Figura 31 – Conversor *buck* equivalente



Fonte: Adaptado de (HART, 2016)

Inserindo a Figura 30 na Figura 31, obtém-se o circuito CA ou de pequenos sinais mostrada na Figura 32 para encontrar as funções de transferência das variáveis de controle.

Figura 32 – Conversor *buck* de pequenos sinais.



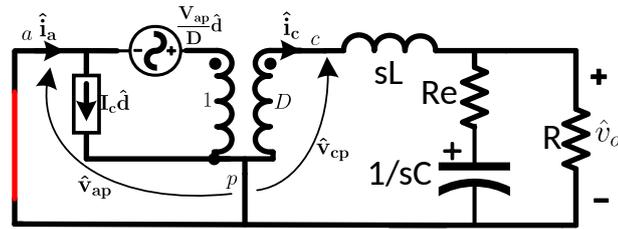
Fonte: Adaptado de (TOFOLI, 2018)

Como a finalidade do conversor é carregar baterias, a função de transferência de interesse são, a relação para controlar a corrente no indutor com a razão cíclica, dada pela equação (2.71).

$$\frac{\hat{i}_L}{\hat{d}} \Big|_{\hat{v}_i=0} \tag{2.71}$$

Considerando a perturbação na tensão de entrada igual a zero, resulta no circuito da Figura 33.

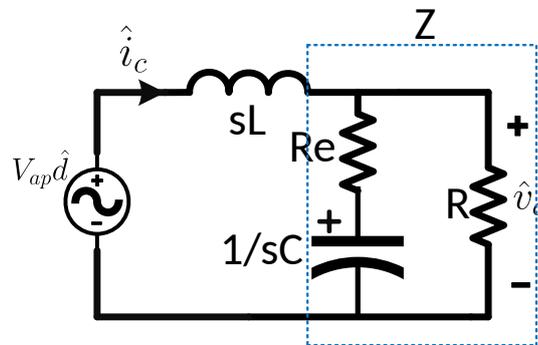
Figura 33 – Circuito sem perturbação da fonte de tensão de entrada



Fonte: Próprio Autor

Simplificando, chega-se ao circuito equivalente mostrado na Figura 34.

Figura 34 – Circuito simplificado



Fonte: Próprio Autor

Aplicando a lei de Ohm no circuito simplificado da Figura 34, tem-se:

$$i_c = \frac{V_{ap} \cdot d}{sL + Z} \quad (2.72)$$

$$\frac{i_c}{d} = \frac{V_{ap}}{sL + Z} \quad (2.73)$$

$$i_c = i_L \quad (2.74)$$

$$\frac{i_L}{d} = \frac{V_{ap}}{sL + \frac{R \cdot (R_e Cs + 1)}{(R + R_e) \cdot Cs + 1}} \quad (2.75)$$

$$\frac{i_L}{d} = \frac{V_{ap} [(R + R_e) \cdot Cs + 1]}{sL \cdot [(R + R_e) \cdot Cs + 1] + R \cdot (R_e Cs + 1)} \quad (2.76)$$

$$\frac{i_L}{d} = \frac{V_{ap} [(R + R_e) \cdot Cs + 1]}{(R + R_e) \cdot LCs^2 + sL + RR_eCs + R} \quad (2.77)$$

$$\frac{i_L}{d} = \frac{V_{ap} \cdot (R + R_e) \cdot Cs + V_{ap}}{(R + R_e) \cdot LCs^2 + (L + RR_eC) \cdot s + R} \quad (2.78)$$

$$V_{ap} = 4 \cdot V_i = V_{ieq} \quad (2.79)$$

Logo, a função de transferência desejada é dada pela equação 2.80:

$$\frac{i_L}{d} = \frac{V_{ieq} \cdot (R_{oeq} + R_{eeq}) \cdot C_{eq}s + V_{ieq}}{(R_{oeq} + R_{eeq}) \cdot L_{eq}C_{eq}s^2 + (L_{eq} + R_{oeq}R_{eeq}C_{eq})s + R_{oeq}} \quad (2.80)$$

Onde,

$$L_{eq} = 4 \cdot L1$$

$$C_{eq} = C1/4$$

$$R_{oeq} = 4 \cdot R1$$

$$R_{eeq} = 4 \cdot Rse_{C1}$$

Em carregadores de baterias, outra grandeza a ser controlada é a tensão nos terminais de seu barramento. Neste caso, a tensão é controlada pela variação da razão cíclica, como mostra a equação (2.81).

$$\frac{\hat{v}_o}{\hat{d}} \Big|_{\hat{v}_i=0} \quad (2.81)$$

Neste caso, também é considerada a perturbação na tensão de entrada igual zero. Implica que a função de transferência é obtida a partir da Figura 34.

$$v_o = V_{ap} \cdot d \cdot \frac{Z}{Z + sL} \quad (2.82)$$

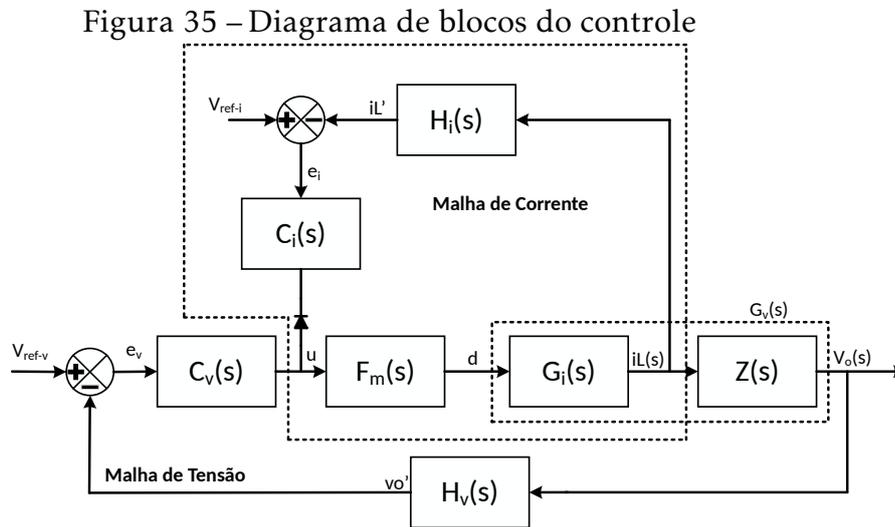
$$\frac{v_o}{d} = V_{ap} \cdot \frac{Z}{Z + sL} \quad (2.83)$$

Sendo $Z = \frac{R \cdot (R_eCs + 1)}{(R + R_e) \cdot Cs + 1}$ e $V_{ap} = V_i$, a função de transferência é dada pela equação 2.84:

$$\frac{v_o}{d} = V_{ieq} \cdot \frac{R_{eeq}C_{eq}s + 1}{L_{eq}C_{eq} \cdot \left(1 + \frac{R_{eeq}}{R_{oeq}}\right)s^2 + \left(\frac{L_{eq}}{R_{oeq}} + R_{eeq}C_{eq}\right)s + 1} \quad (2.84)$$

2.4.2 Estratégia de Controle

O controle do conversor apresenta duas malhas, sendo uma de corrente e a outra de tensão. O diagrama de blocos da técnica de controle é mostrada na Figura 35.



Fonte: Adaptado de (RÊGO *et al.*, 2022)

As grandezas envolvidas no diagrama de blocos são:

- $G_i(s)$ é a função de transferência da planta que relaciona a corrente no indutor com a razão cíclica.
- $G_v(s)$ é a função de transferência da planta que relaciona a tensão de saída com a razão cíclica.
- $H_i(s)$ é o ganho de realimentação de corrente
- $H_v(s)$ é o ganho de realimentação de tensão de saída
- $C_i(s)$ é o função de transferência do compensador de corrente
- $C_v(s)$ é o função de transferência do compensador de tensão
- $F_m(s)$ é a função de transferência do modulador PWM
- V_{ref-i} representa a tensão de referência para a malha de corrente
- V_{ref-v} representa a tensão de referência para a malha de tensão
- e_i é um erro de comparação entre a referência e o sinal de medição da corrente no indutor
- e_v é um erro de comparação entre a referência e o sinal de medição da tensão de saída
- u é o sinal de controle que advém após os compensadores de tensão ou corrente

- d é a razão cíclica de pequeno sinal
- $i_{L(s)}$ é a corrente no indutor de pequeno sinal
- $v_{o(s)}$ é a tensão de saída de pequeno sinal

As funções de transferência (2.85) e (2.86) são de laço aberto sem compensador e com compensador da malha de corrente. Por outro lado, as funções de transferência (2.87) e (2.88) são de laço aberto sem compensador e com compensador da malha de tensão.

$$FTLA_{sci}(s) = F_m(s) \cdot G_i(s) \cdot H_i(s) \quad (2.85)$$

$$FTLA_{cci}(s) = F_m(s) \cdot G_i(s) \cdot H_i(s) \cdot C_i(s) \quad (2.86)$$

$$FTLA_{scv}(s) = F_m(s) \cdot G_v(s) \cdot H_v(s) \quad (2.87)$$

$$FTLA_{ccv}(s) = F_m(s) \cdot G_v(s) \cdot H_v(s) \cdot C_v(s) \quad (2.88)$$

Os compensadores de ambas as malhas serão projetados usando o método do fator K desenvolvido por (VENABLE, 1983). Após o compensador estar projetado pelo método indicado no domínio da frequência, os mesmos serão discretizados para sua implementação digital.

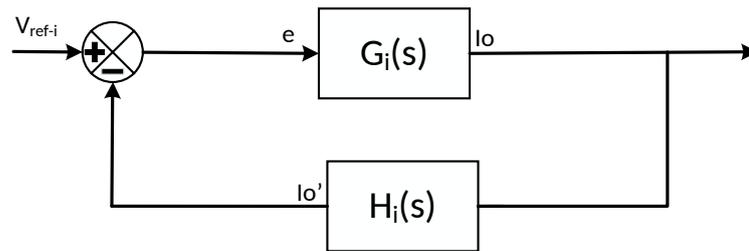
2.4.3 Estabilidade da Planta

Uma das formas de definir um critério de estabilidade para uma planta, é o critério de estabilidade usando o diagrama de *Bode*. O critério de *bode* diz que um sistema com realimentação negativa é instável quando o ganho da função de transferência em malha aberta é superior a 1 na frequência crítica ω_c . A frequência crítica ocorre quando a fase da função de transferência em malha aberta é igual a -180° , este critério só pode ser aplicado quando o sistema é de fase mínima.

Uma outra forma de definir se um sistema é estável, desta vez tanto para sistemas de fase mínima ou de fase não-mínima, é o critério de estabilidade de *Nyquist*,

onde a análise é similar ao do diagrama de *Bode*, já que é feita a análise do diagrama de *Nyquist*. Um sistema que possui todos os zeros e polos no semiplano esquerdo de s , é considerado um sistema estável (OGATA, 2010). Mas quando há zeros ou polos no semiplano direito, a análise para saber se uma planta é estável pode ser feita através da estabilidade de *Nyquist*.

Figura 36 – Diagrama de blocos de um sistema de malha fechada



Fonte: Adaptado de (OGATA, 2010)

A partir do diagrama de blocos do sistema em malha fechada mostrado na Figura 36, temos a seguinte equação:

$$\frac{I_o(s)}{V_{ref-i}(s)} = \frac{G_i(s)}{1 + G_i(s) \cdot H_i(s)} \quad (2.89)$$

O denominador da equação 2.89 é chamada de equação característica, segundo o critério de *Nyquist* (OGATA, 2010):

$$Z = N + P \quad (2.90)$$

Onde:

- Z = número de zeros de $1 + G_i(s)H_i(s)$ no semiplano direito do plano s
- N = número de envolvimentos do ponto $-1 + j0$ no sentido horário
- P = número de polos $G_i(s)H_i(s)$ no semiplano direito do plano s

Com base no que foi discutido, pode-se definir o que é margem de fase (MF) e margem de ganho (MG). A margem de fase é definida como o atraso de fase adicional, quando a curva do ganho cruza o eixo de 0 dB, que leva o sistema ao limite da estabilidade. E a margem de ganho é definida como o quanto de ganho adicional, quando a fase é -180° , que leva o sistema ao limite da estabilidade (OGATA, 2010).

2.5 Considerações Finais

Neste capítulo foi realizado a análise qualitativa e quantitativa do conversor proposto, onde na análise qualitativa foi possível descrever as etapas de operação do conversor e formas de onda. A partir da análise das formas de onda foi possível levantar equações para os componentes do conversor, além dos esforços de tensão e corrente que cada componente é submetido.

O conversor proposto foi representado por seu modelo equivalente e foi modelado de forma a obter funções de transferência que tornasse possível a estratégia de controle escolhida, com limitação de corrente e tensão. Logo, é possível definir especificações e considerações de projeto e aplicar tudo o que foi descrito neste capítulo.

3 EXEMPLO DE PROJETO

3.1 Introdução

Para este capítulo, serão mostradas especificações e considerações para um ponto de operação do conversor. Para a parte referente ao circuito de potência, dimensionamento dos componentes envolvidos no circuito do conversor baseado nas análises descritas no capítulo 2 e para a parte referente ao controle, projeto da malha de corrente e tensão baseado na modelagem do conversor vista no capítulo 2 e no método do fator K (VENABLE, 1983).

3.2 Especificações e Considerações de Projeto

Tabelas para a descrição das especificações e considerações de projeto para um único módulo:

Tabela 2 – Especificações de projeto

Grandeza	Parâmetro	Valor
Potência	P_o	1080 W
Tensão de Entrada Nominal	V_{iN}	250 V
Tensão de Entrada Mínima	V_{imin}	225 V
Tensão de Entrada Máxima	V_{imax}	275 V
Tensão de Saída Nominal	V_{oN}	96 V
Tensão de Saída Mínima	V_{omin}	42 V
Tensão de Saída Máxima	V_{omax}	108 V

Tabela 3 – Considerações do projeto

Grandeza	Parâmetro	Valor
Frequência de chaveamento	f_s	25 KHz
Ondulação de Corrente	$\Delta I_{Lo} \%$	15 %
Ondulação de Tensão	$\Delta V_{Co} \%$	1 %
Rendimento	η	0.9

Fonte: Próprio Autor

3.3 Parâmetros Preliminares de Projeto

Nesta seção, são calculados os parâmetros do conversor baseado nas especificações de projeto.

A. Razão Cíclica

Como a tensão de entrada do conversor apresenta um mínimo e um máximo, existe uma razão cíclica mínima e máxima de operação para o mesmo valor de tensão na saída, os valores máximos e mínimos podem ser calculados como:

$$D_{max} = \frac{V_o}{V_{imin}} = \frac{108}{225} = 0,48 \quad (3.1)$$

$$D_{min} = \frac{V_o}{V_{imax}} = \frac{108}{275} = 0,393 \quad (3.2)$$

B. Potência de Entrada

A potência de entrada é descrita relacionando a potência de saída e o rendimento, dada por (3.3)

$$P_i = \frac{P_o}{\eta} = \frac{1080}{0,9} = 1200 \text{ W} \quad (3.3)$$

C. Corrente Média de Entrada

A corrente média máxima e mínima é dada pelas equações (3.4) e (3.5).

$$I_{imax} = \frac{P_i}{V_{imin}} = \frac{1200}{225} = 5,33 \text{ A} \quad (3.4)$$

$$I_{imin} = \frac{P_i}{V_{imax}} = \frac{1200}{275} = 4,36 \text{ A} \quad (3.5)$$

D. Corrente de Saída

A corrente de saída é dada pela expressão (3.6):

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} = \frac{1080}{108} = 10 \text{ A} \quad (3.6)$$

E. Dimensionamento do Indutor

A equação para determinar o indutor, é dada por:

$$L1 = \frac{D_{min} V_{imax}}{2f_s \Delta i_L} \cdot (1 - 2D_{min}) \quad (3.7)$$

A ondulação de corrente no indutor filtro de saída corresponde a uma porcentagem da corrente de saída I_o expressada em valor absoluto ($K_i=0,1; 0,15, 0,2; 0,25; 0,3; \text{etc}$).

$$\Delta i_L = k \cdot I_o \quad (3.8)$$

$$\Delta i_L = 0,15 \cdot 10 = 1,5 \text{ A} \quad (3.9)$$

Substituindo valores na expressão (3.8), tem-se:

$$L1 = \frac{0,393 \cdot 275}{2 \cdot 25 \cdot 10^3 \cdot 1,5} \cdot (1 - 2 \cdot 0,393) = 308,945 \cdot 10^{-6} \text{ H} \quad (3.10)$$

Projeto do Magnético do Indutor para o Protótipo

Para o dimensionamento do elemento magnético são considerados os seguintes parâmetros:

Densidade do fluxo magnético B:

$$B_{max} = 0,3 \text{ T} \quad (3.11)$$

Densidade de corrente J:

$$J_{max} = 400 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2} \quad (3.12)$$

Fator de utilização da janela do núcleo K_w :

$$K_w = 0,6 \quad (3.13)$$

O produto de áreas é encontrada usando a equação 3.14:

$$A_e \cdot A_w = \frac{L \cdot I_{Lpk} \cdot I_{Lef} \cdot 10^4}{K_w \cdot B_{max} \cdot J_{max}} \quad (3.14)$$

$$I_{Lef} = I_o + \frac{\Delta i_L}{2} = 7,04 + \frac{1,056}{2} = 7,568 \text{ A} \quad (3.15)$$

$$I_{Lef} = I_o \quad (3.16)$$

Substituindo os valores na equação 3.14:

$$A_e \cdot A_w = \frac{117,6 \cdot 10^{-6} \cdot 7,568 \cdot 7,04 \cdot 10^4}{0,6 \cdot 0,3 \cdot 400} = 0,88 \text{ cm}^4 \quad (3.17)$$

A partir do valor resultante do produto de áreas, é possível escolher o núcleo, para esse caso, foi escolhido o núcleo NEE-30/15/14 da Thornton, cujo os parâmetros são:

Área efetiva:

$$A_{en} = 1,22 \text{ cm}^2 \quad (3.18)$$

Área da janela do carretel:

$$A_{wn} = 0,85 \text{ cm}^2 \quad (3.19)$$

Produto das áreas:

$$A_{en} \cdot A_{wn} = 1,037 \text{ cm}^4 \quad (3.20)$$

Comprimento médio da espira:

$$I_t = 67 \text{ mm} \quad (3.21)$$

Volume:

$$V_e = 8,174 \text{ cm}^3 \quad (3.22)$$

A partir dos parâmetros do núcleo, é possível calcular o número de espiras:

$$N_L = \frac{L \cdot I_{Lpk} \cdot 10^4}{B_{max} \cdot A_e} = \frac{117,6 \cdot 10^{-6} \cdot 7,568 \cdot 10^4}{0,3 \cdot 1,22} = 24 \text{ espiras} \quad (3.23)$$

Também se faz necessário calcular qual o entreferro necessário para atingir a indutância desejada, a partir daí tem-se os seguintes parâmetros:

Permeabilidade relativa:

$$\mu_r = 1 \quad (3.24)$$

Permeabilidade do vácuo:

$$\mu_o = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \quad (3.25)$$

$$l_g = \frac{\mu_o \cdot \mu_r \cdot N_L^2 \cdot A_e \cdot 10^{-2}}{L} = \frac{4\pi \cdot 10^{-1} \cdot 1 \cdot 24,32^2 \cdot 1,22 \cdot 10^{-2}}{117,6 \cdot 10^{-6}} = 0,079 \text{ cm} \quad (3.26)$$

Como o núcleo NEE possui dois entreferros, o entreferro deve ser ajustado em:

$$l_{gnovo} = \frac{l_g}{2} = \frac{0,079}{2} = 0,039 \text{ cm} \quad (3.27)$$

Devido ao fluxo magnético de espraiamento na região do entreferro, deve ser feita a correção do número de espiras (MCLYMAN, 2004). O fator de espraiamento é encontrado com a equação 3.29:

Altura da janela do núcleo adotado:

$$G = 1,94 \text{ cm} \quad (3.28)$$

$$F = 1 + \frac{l_g}{\sqrt{A_e}} \cdot \ln \frac{2 \cdot G}{l_g} = 1 + \frac{0,079}{\sqrt{1,22}} \cdot \ln \frac{2 \cdot 1,94}{0,079} = 1,278 \quad (3.29)$$

O novo número de espiras é dado pela equação:

$$N_{L_{novo}} = \sqrt{\frac{l_g \cdot L}{0,4 \cdot \pi \cdot A_e \cdot F \cdot 10^{-8}}} = \sqrt{\frac{0,079 \cdot 117,6 \cdot 10^{-6}}{0,4 \cdot \pi \cdot 1,22 \cdot 1,278 \cdot 10^{-8}}} = 22 \text{ espiras} \quad (3.30)$$

Para encontrar a seção do condutor, é usada a seguinte expressão:

$$S_L = \frac{I_{Lef}}{J_{max}} = \frac{7,04}{400} = 0,0176 \text{ cm}^2 \quad (3.31)$$

Foram escolhidas a seção do fio de 26AWG para fazer as espiras do indutor, a partir daí é necessário calcular quantos fios em paralelo para o indutor:

Seção do fio 26AWG sem isolamento:

$$S_{26AWGs} = 0,001287 \text{ cm}^2 \quad (3.32)$$

$$n_{fl} = \frac{S_L}{S_{26AWGs}} = \frac{0,0176}{0,001287} = 14 \text{ fios} \quad (3.33)$$

Projeto do Magnético do Autotransformador de Alta Frequência para o Protótipo

O transformador de alta frequência possui um enrolamento primário N_p e um enrolamento secundário N_s , é considerado os seguintes parâmetros:

Densidade de corrente:

$$J_{max} = 400 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2} \quad (3.34)$$

Varição da densidade de fluxo magnético:

$$\Delta B_{max} = 0,25 \text{ T} \quad (3.35)$$

Fator de utilização da janela do núcleo:

$$K_u = 0,4 \quad (3.36)$$

Fator de ocupação do enrolamento primário:

$$K_p = 0,41 \quad (3.37)$$

Fator de topologia:

$$K_t = 1 \quad (3.38)$$

A potência processada pelo transformador é dada pela seguinte expressão:

$$P_{Tr} = \frac{P_i}{2} = \frac{105,56}{2} = 52,8 \text{ W} \quad (3.39)$$

O produto das áreas da janela e da seção do núcleo é expressado pela seguinte equação:

$$A_e A_w = \frac{P_{Tr} \cdot 10^4}{K_t \cdot K_u \cdot K_p \cdot J_{max} \cdot \Delta B_{max} \cdot 2 \cdot f_s} = \frac{52,8 \cdot 10^4}{1 \cdot 0,4 \cdot 0,41 \cdot 400 \cdot 0,25 \cdot 2 \cdot 25000} = 0,644 \text{ cm}^4 \quad (3.40)$$

Para o produto de áreas teóricos corresponde o núcleo NEE-42/21/15 da Thornton, cujo os parâmetros geométricos são:

Área efetiva:

$$A_{ent} = 1,81 \text{ cm}^2 \quad (3.41)$$

Área da janela do carretel:

$$A_{wnt} = 1,57 \text{ cm}^2 \quad (3.42)$$

Produto das áreas:

$$A_{ent} \cdot A_{wn} = 2,842 \text{ cm}^4 \quad (3.43)$$

Comprimento médio da espira:

$$I_{tt} = 87 \text{ mm} \quad (3.44)$$

Volume:

$$V_{et} = 17,6 \text{ cm}^3 \quad (3.45)$$

O número de espiras pode ser calculado pela seguinte expressão:

$$N_p = \frac{V_{imax} \cdot 10^4}{2 \cdot A_e \cdot \Delta B_{max} \cdot f_s} = \frac{50 \cdot 10^4}{2 \cdot 1,81 \cdot 0,25 \cdot 25000} = 23 \text{ espiras} \quad (3.46)$$

O autotransformador apresenta relação de transformação unitária, logo:

$$N_s = N_p \quad (3.47)$$

Agora, basta saber as correntes eficazes que circulam pelo transformador, e com a topologia do conversor *buck* baseado na CCTE, a corrente que passa pelo enrolamento primário, é igual a corrente que passa pelo enrolamento secundário, e ambas podem ser descritas pela seguinte expressão:

$$I_{t1ef} = I_{t2ef} = \frac{I_o}{2} = \frac{7,04}{2} = 3,52 \text{ A} \quad (3.48)$$

A seção do enrolamento é dada por:

$$S_t = \frac{I_{t1ef}}{J_{max}} = \frac{3,52}{400} = 0,0088 \text{ cm}^2 \quad (3.49)$$

A fim de atenuar o efeito pelicular, é necessário saber a seção de fio mais adequada ao projeto do autotransformador, para isso, será estimado a profundidade de penetração da corrente e o máximo valor do diâmetro do fio:

$$\Delta = \frac{6,62}{\sqrt{f_s}} = \frac{6,62}{\sqrt{25000}} = 0,042 \quad (3.50)$$

$$D_{max} = 2 \cdot \Delta = 2 \cdot 0,042 = 0,084 \text{ cm} \quad (3.51)$$

Foi escolhido novamente a seção do fio de 26AWG para fazer as espiras do autotransformador, a partir daí é necessário calcular quantos fios em paralelo para o autotransformador, a seção do fio sem isolamento é dada em 3.32:

$$nft = \frac{S_t}{S_{26AWGs}} = \frac{0,0088}{0,001287} = 7 \text{ fios} \quad (3.52)$$

F. Dimensionamento do Capacitor

A ondulação de tensão no capacitor filtro de saída corresponde a uma porcentagem da tensão de saída V_o expressada em valor absoluto ($K_v=0,01; 0,015, 0,02; 0,025; 0,03; \text{etc}$).

$$\Delta V_o = k_v \cdot V_o \quad (3.53)$$

Substituindo valor em 2.53 e (3.53), resulta:

$$\Delta V_o = 0,01 \cdot 108 = 1,08 \text{ V} \quad (3.54)$$

$$C1 = \frac{108 \cdot (1 - 2 \cdot 0,393)}{32 \cdot 1,08 \cdot 308,945 \cdot 10^{-6} \cdot 25000^2} = 3,472 \cdot 10^{-6} \quad (3.55)$$

Um outro parâmetro importante para o capacitor, é a resistência série equivalente do capacitor, que segundo (HART, 2016) é dada por:

$$R_e = \frac{\Delta V_o}{\Delta i_L} = \frac{1,08}{1,5} = 0,72 \Omega \quad (3.56)$$

A fim de manter a simulação com valores comerciais, foi escolhido um capacitor de 470 μF e com resistência série de 250 $m\Omega$.

G. Dimensionamento do Resistor de Carga

Apesar da finalidade do conversor ser para a recarga de baterias, para testes é dimensionado um resistor de carga que corresponde a potência média absorvida pelo banco de baterias. Assim:

$$R_{o1} = \frac{V_o^2}{P_o} = \frac{108^2}{1080} = 10,8 \Omega \quad (3.57)$$

H. Modelo da Bateria

O modelo da bateria pode ser representado pela conexão série, de um resistor, um capacitor e uma fonte de tensão, cujo valor corresponde à tensão mínima do banco de baterias. Cujos valores adotados foram:

$$R_{bat} = 80 \text{ m}\Omega \quad (3.58)$$

Para saber qual o valor do capacitor, é necessário conhecer a variação de tensão e o tempo de carga para a bateria, esses parâmetros são definidos como:

$$\Delta V = V_{flu} - V_{min} \quad (3.59)$$

$$\Delta V = 13,5 - 10,5 = 3 \text{ V} \quad (3.60)$$

$$\Delta t_{sim} = 10 \text{ ms} \quad (3.61)$$

$$C_{sim} = \frac{\Delta t_{sim}}{\Delta V} \cdot I_o = \frac{10 \cdot 10^{-3}}{3} \cdot 10 = 0,033 \text{ F} \quad (3.62)$$

3.4 Projeto da Malha de Corrente

A. Referência

A tensão de referência adotada para a malha de corrente é igual a:

$$V_{ref-i} = 2,5 \text{ V} \quad (3.63)$$

B. Função de Transferência da Planta

Para o projeto da malha de corrente, é usada a função de transferência da corrente no indutor pela razão cíclica, como já foi visto na equação 2.80, logo, substituindo valores das especificações de projeto e dos componentes já calculados tem-se:

$$G_{id}(s) = \frac{i_L(s)}{d(s)} = \frac{1,4282s + 275}{1,6045 \cdot 10^{-6}s^2 + 1,5779 \cdot 10^{-3}s + 10,8} \quad (3.64)$$

C. Função de Transferência da Medição de Corrente

A medição de corrente, é realizada por um sensor de efeito Hall, com sensibilidade em mV/A determinada pelo fabricante. O sensor Hall escolhido é da fabricante Allegro, ACS712-20A, que tem um ganho de $100 mV/A$. Mas como a referência é de $2,5 \text{ V}$, a fim de compatibilizar o valor da referência com o valor da corrente nominal, que seria 10 A , será dado um ganho k_i para que a nova sensibilidade seja de $250 mV/A$. Logo, temos uma função de transferência para o elemento de medição dada por:

$$K_i = 2,5 \quad (3.65)$$

$$H_i(s) = H_{isen} \cdot K_i = 0,1 \cdot 2,5 = 0,25 \quad (3.66)$$

D. Função de Transferência da Moduladora

A função de transferência da moduladora corresponde ao inverso da amplitude da onda portadora triangular assimétrica ou dente de serra e expressado por (3.67)

$$F_m(s) = \frac{1}{V_D} \quad (3.67)$$

Usando o circuito integrado UC3525, a amplitude da onda portadora é 2,4V. Assim, substituindo em (3.67), tem-se:

$$F_m(s) = \frac{1}{2,4} \quad (3.68)$$

E. Função de Transferência de Laço Aberto

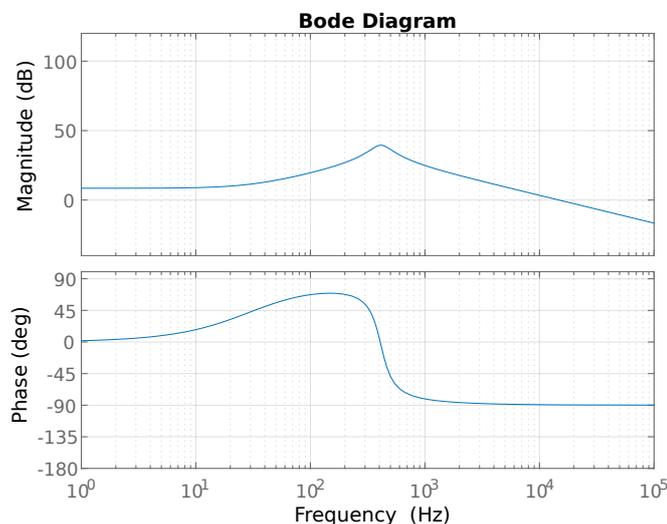
A função de transferência de laço aberto sem incluir o compensador é obtida substituindo valores em (2.85), e expressado em (3.69).

$$FTLA_{sci}(s) = \frac{1}{2,4} \cdot \frac{1,4282s + 275}{1,6045 \cdot 10^{-6}s^2 + 1,5779 \cdot 10^{-3}s + 10,8} \cdot 0,25 \quad (3.69)$$

$$FTLA_{sci}(s) = \frac{0,1488s + 28,6458}{1,6045 \cdot 10^{-6}s^2 + 1,5779 \cdot 10^{-3}s + 10,8} \quad (3.70)$$

Agora, o diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto, é plotado com auxílio do *software* MATLAB, e o *script* será disponibilizado no apêndice do trabalho.

Figura 37 – Diagrama de Bode para $FTLA_{sci}(s)$



Fonte: Próprio Autor

A partir das funções de transferências encontradas e da análise do diagrama de Bode descrito na Figura 37, é usado o método do fator K para projetar o compensador (VENABLE, 1983).

O primeiro passo é escolher a frequência de cruzamento para a malha de corrente, que é definida como 1/4 do dobro da frequência de chaveamento

$$f_{ci} = \frac{2 \cdot f_s}{4} = \frac{25 \cdot 10^3}{2} = 12,5 \text{ kHz} \quad (3.71)$$

De acordo com a Figura 37, na frequência escolhida de 12,5 kHz, o sistema apresenta um ganho de 1,45 dB, logo, o compensador nesta frequência deve proporcionar um ganho de -1,45 dB. A fase para a frequência de cruzamento, (f_{ci}), é igual a:

$$P_i = -89,422^\circ \quad (3.72)$$

Para o projeto a margem de fase adotada é igual a:

$$MF_i = 60^\circ \quad (3.73)$$

O ganho do compensador em dB é dado por:

$$A_i = -1,45 \text{ dB} \quad (3.74)$$

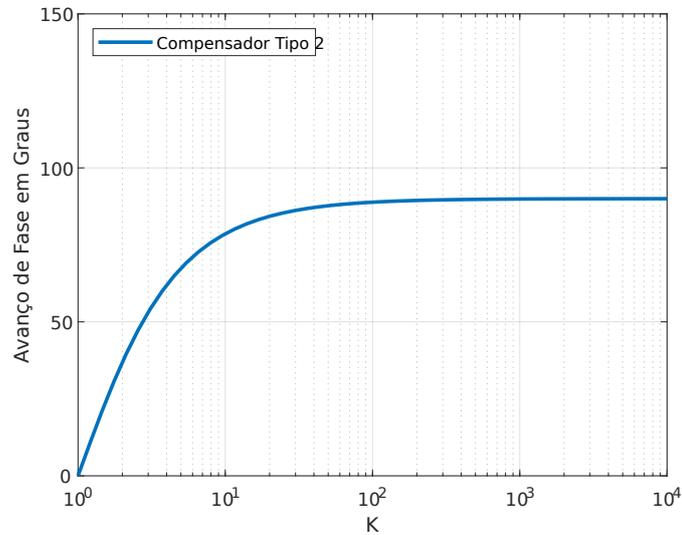
O cálculo do avanço de fase requerido é:

$$\alpha_i = MF - P - 90 = 60 - (-89,422) - 90 = 59,422^\circ \quad (3.75)$$

Já que o avanço de fase é menor que 90° elétricos, basta escolher um compensador Tipo 2 que corresponde a um "Proporcional-Integral com Filtro". A expressão do avanço de fase em função do fator K para o compensador Tipo 2 é dada por (3.76):

$$\alpha(k1) = \left(2 \cdot \arctan(\sqrt{k1}) - \frac{\pi}{2}\right) \cdot \frac{180}{\pi} \quad (3.76)$$

Figura 38 – Curvas de avanço de fase para o compensador Tipo 2.



Fonte: Adaptado de (VENABLE, 1983)

Substituindo valores em (3.76), temos:

$$K = \tan\left(\frac{\alpha_i}{2} \cdot \frac{\pi}{180} + \frac{\pi}{4}\right) = \tan\left(\frac{59,422}{2} \cdot \frac{\pi}{180} + \frac{\pi}{4}\right) = 3,658 \quad (3.77)$$

O compensador Tipo 2, possui 2 polos e 1 zero, onde um dos polos é alocado na origem, e o outro polo e o zero, nas frequências dadas pelas equações 3.78 e 3.79, respectivamente:

$$f_{p1} = f_{ci} \cdot Ki = 12,5 \cdot 10^3 \cdot 3,658 = 4,573 \cdot 10^4 \text{ Hz} \quad (3.78)$$

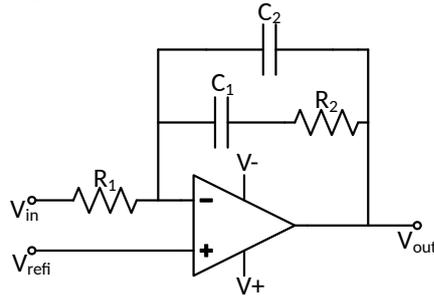
$$f_{z1} = \frac{f_{ci}}{Ki} = \frac{12,5 \cdot 10^3}{3,658} = 3,417 \cdot 10^3 \text{ Hz} \quad (3.79)$$

O ganho do compensador em valor absoluto, é igual a:

$$A_i = 10^{\frac{-|A_v|}{20}} = 10^{\frac{-1,45}{20}} = 0,846 \quad (3.80)$$

O compensador do Tipo 2, tem a topologia descrita pela Figura 39

Figura 39 – Compensador Tipo 2



Fonte: Adaptado de (TOFOLI, 2018)

Desde (VENABLE, 1983), considerando $R_1=10k$, os outros valores são calculados:

$$R_1 = 10 \cdot 10^3 \Omega \quad (3.81)$$

$$C_2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{ci} \cdot A_i \cdot K_i \cdot R_1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 12,5 \cdot 10^3 \cdot 0,846 \cdot 3,658 \cdot 10 \cdot 10^3} = 411,317 \cdot 10^{-12} \text{ F} \quad (3.82)$$

$$C_1 = C_2 \cdot (K_i^2 - 1) = 411,317 \cdot 10^{-12} \cdot (3,658^2 - 1) = 5,093 \cdot 10^{-9} \text{ F} \quad (3.83)$$

$$R_2 = \frac{K_i}{2 \cdot \pi \cdot f_{ci} \cdot C_1} = \frac{3,658}{2 \cdot \pi \cdot 12,5 \cdot 10^3 \cdot 5,093 \cdot 10^{-9}} = 9,145 \cdot 10^3 \Omega \quad (3.84)$$

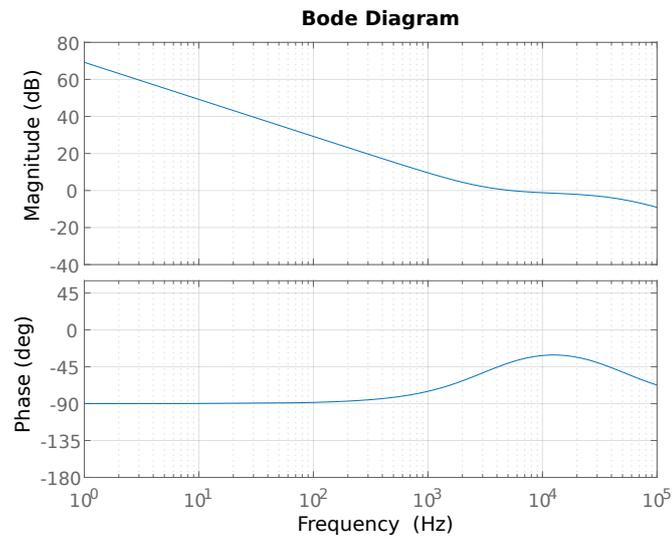
A função de transferência do compensador Tipo 2 visto na Figura 39 é:

$$C_i(s) = \frac{1 + C_1 \cdot R_2 \cdot s}{C_1 \cdot C_2 \cdot R_1 \cdot R_2 \cdot s^2 + (R_1 \cdot C_1 + R_1 \cdot C_2) \cdot s} \quad (3.85)$$

$$C_i(s) = \frac{4,658 \cdot 10^{-5} \cdot s + 1}{1,916 \cdot 10^{-10} \cdot s^2 + 5,504 \cdot 10^{-5} \cdot s} \quad (3.86)$$

Com a função de transferência do compensador Tipo 2, é possível *plotar* o diagrama de Bode do compensador Tipo 2, que é mostrado na Figura 40:

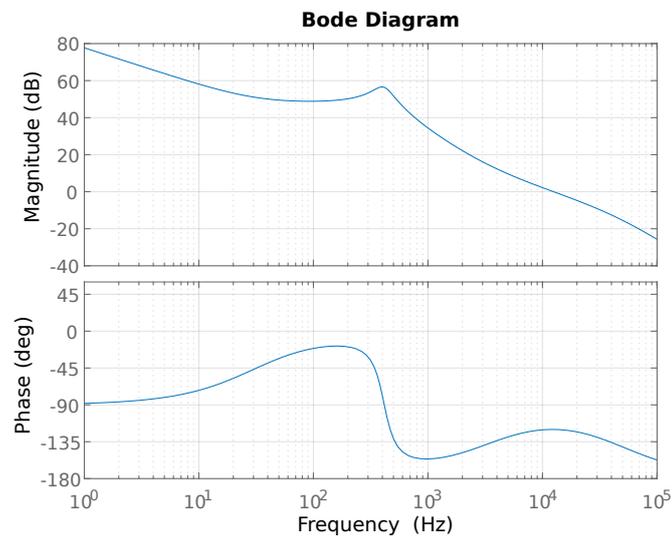
Figura 40 – Diagrama de Bode do compensador Tipo 2



Fonte: Próprio Autor

Dada a expressão do compensador, é determinada a função de transferência de laço aberto incluindo o compensador. Assim, o digrama de Bode é mostrada na Figura 41:

Figura 41 – Diagrama de laço aberto com inclusão do compensador.



Fonte: Próprio Autor

Como o controle será implementado de forma digital, o compensador Tipo 2 projetado, que está no domínio da frequência, é discretizado com um tempo de amostragem de $20 \mu s$, para o domínio Z. A discretização pode ser feita com o auxílio do MATLAB, usando o método de discretização *tustin*, o *script* utilizado está disponível no

apêndice. O compensador discretizado é dada pela equação (3.87):

$$C_i(z) = \frac{0,7625 \cdot z^2 + 0,2695 \cdot z - 0,4929}{z^2 - 0,5164 \cdot z - 0,4836} \quad (3.87)$$

3.5 Projeto da Malha de Tensão

A. Referência

A tensão de referência adotada para a malha de tensão é igual a:

$$V_{ref-v} = 2,5 \text{ V} \quad (3.88)$$

B. Função de Transferência da Planta

Para o projeto da malha de tensão, será usada a função de transferência da tensão de saída pela razão cíclica, como já foi visto na equação 2.84, logo, substituindo valores das especificações de projeto e dos componentes já calculados tem-se:

$$\frac{v_o(s)}{d(s)} = \frac{0,032s + 275}{1,486 \cdot 10^{-7}s^2 + 1,461 \cdot 10^{-4}s + 1} \quad (3.89)$$

C. Função de Transferência da Medição de Tensão

A medição de tensão, pode ser realizada por um divisor resistivo, e o ganho da medição de corrente pode ser dado por:

$$H_v(s) = \frac{V_{ref-v}}{V_o} = \frac{2,5}{108} = 0,02315 \quad (3.90)$$

E para a escolha dos resistores, é necessário admitir um valor de resistência para um dos resistores e calcular a resistência do outro resistor, logo:

$$R_1 = 100 \text{ K}\Omega \quad (3.91)$$

$$R_2 = \frac{V_{ref-v} \cdot R_1}{V_o - V_{ref-v}} = \frac{2,5 \cdot 100 \cdot 10^3}{108 - 2,5} = 237 \text{ K}\Omega \quad (3.92)$$

D. Função de Transferência da Moduladora

A função de transferência da moduladora para a malha de tensão é dada por:

$$F_m(s) = \frac{1}{V_D} = \frac{1}{2,4} \quad (3.93)$$

E. Função de Transferência de Laço Aberto

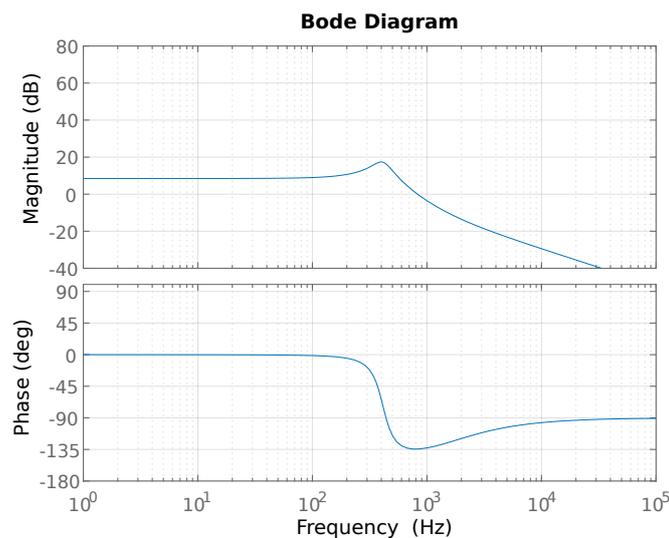
A função de transferência de laço aberto está descrita na equação 2.87, dada por:

$$FTLA_{scv}(s) = \frac{1}{2,4} \cdot \frac{0,032s + 275}{1,486 \cdot 10^{-7}s^2 + 1,461 \cdot 10^{-4}s + 1} \cdot 0,02315 \quad (3.94)$$

$$FTLA_{scv}(s) = \frac{3,117 \cdot 10^{-4}s + 2,6526}{1,486 \cdot 10^{-7}s^2 + 1,461 \cdot 10^{-4}s + 1} \quad (3.95)$$

Agora, o diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto, é plotado com auxílio do software MATLAB, e o *script* será disponibilizado no apêndice do trabalho.

Figura 42 – Diagrama de Bode para $FTLA_{scv}$



Fonte: Próprio Autor

O primeiro passo é escolher uma frequência de cruzamento para a malha de tensão, que será definida como 1/20 do dobro da frequência de chaveamento

$$f_{cv} = \frac{2 \cdot f_s}{20} = \frac{25 \cdot 10^{-3}}{10} = 2,5 \text{ KHz} \quad (3.96)$$

De acordo com a figura 42, na frequência escolhida de 2,5 KHz, o sistema apresenta um ganho de $-16,47 \text{ dB}$, logo, o compensador nesta frequência deve proporcionar um ganho de $16,47 \text{ dB}$. A fase para a frequência de cruzamento(f_{cv}) é igual a.

$$P_v = -114,77^\circ \quad (3.97)$$

Para o projeto a margem de fase adotada é igual a:

$$MF_v = 60^\circ \quad (3.98)$$

O ganho do compensador em dB é dado por:

$$A_v = 16,47 \text{ dB} \quad (3.99)$$

O cálculo do avanço de fase requerido é:

$$\alpha_v = MF - P - 90 = 60 - (-114,77) - 90 = 84,77^\circ \quad (3.100)$$

Já que o avanço de fase é menor que 90° elétricos, basta escolher um compensador Tipo 2 que corresponde a um "Proporcional-Integral com Filtro". Substituindo os valores em (3.76)

$$K_v = \tan\left(\frac{\alpha_v}{2} \cdot \frac{\pi}{180} + \frac{\pi}{4}\right) = \tan\left(\frac{84,77}{2} \cdot \frac{\pi}{180} + \frac{\pi}{4}\right) = 21,88 \quad (3.101)$$

O compensador Tipo 2, possui 2 polos e 1 zero, onde um dos polos é alocado na origem, e o outro polo e o zero, nas frequências dadas pelas equações 3.102 e 3.103, respectivamente:

$$f_{p1v} = f_{cv} \cdot K_v = 2,5 \cdot 10^3 \cdot 21,88 = 5,47 \cdot 10^4 \text{ Hz} \quad (3.102)$$

$$f_{z1v} = \frac{f_{cv}}{K_v} = \frac{2,5 \cdot 10^3}{21,88} = 114,261 \text{ Hz} \quad (3.103)$$

O ganho do compensador em valor absoluto, é igual a:

$$A_v = 10^{\frac{|A_v|}{20}} = 10^{\frac{16,47}{20}} = 6,417 \quad (3.104)$$

Desde (VENABLE, 1983), considerando $R_1=10k$, os outros valores são calculados:

$$R_1 = 1 \cdot 10^3 \Omega \quad (3.105)$$

$$C_2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{cv} \cdot A_v \cdot K_v \cdot R_1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 2,5 \cdot 10^3 \cdot 6,417 \cdot 21,88 \cdot 1 \cdot 10^3} = 453,399 \cdot 10^{-12} \text{ F} \quad (3.106)$$

$$C_1 = C_2 \cdot (K_v^2 - 1) = 453,399 \cdot 10^{-12} \cdot (21,88^2 - 1) = 216,6 \cdot 10^{-9} \text{ F} \quad (3.107)$$

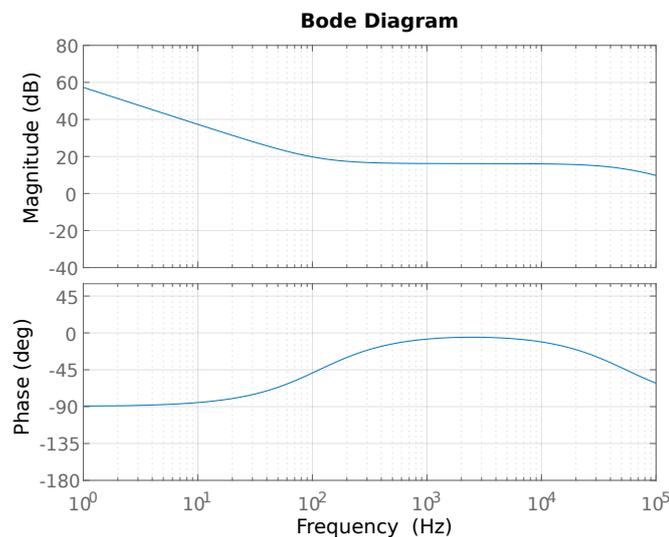
$$R_2 = \frac{K_v}{2 \cdot \pi \cdot f_{cv} \cdot C_1} = \frac{21,88}{2 \cdot \pi \cdot 2,5 \cdot 10^3 \cdot 216,6 \cdot 10^{-9}} = 6,431 \cdot 10^3 \text{ } \Omega \quad (3.108)$$

A função de transferência do compensador Tipo 2 visto na Figura 39 é:

$$C_v(s) = \frac{1,393 \cdot 10^{-3} \cdot s + 1}{6,315 \cdot 10^{-10} \cdot s^2 + 2,171 \cdot 10^{-4} \cdot s} \quad (3.109)$$

Com a função de transferência do compensador Tipo 2, é possível *plotar* o diagrama de Bode do compensador Tipo 2, que é mostrado na Figura 43:

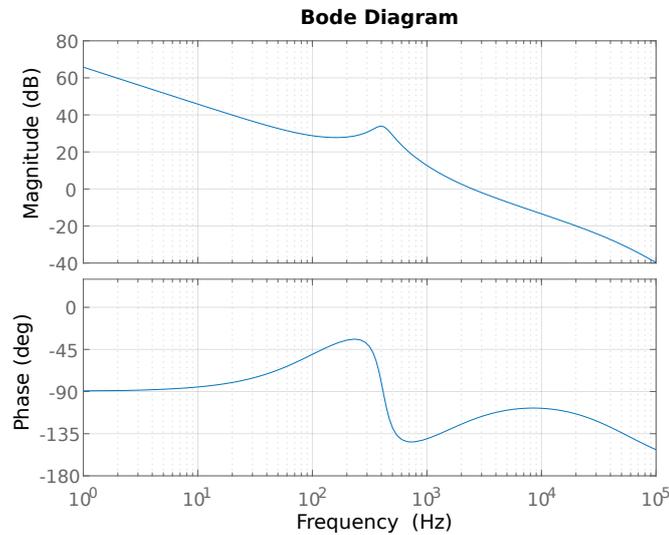
Figura 43 – Diagrama de Bode do compensador Tipo 2



Fonte: Próprio Autor

Dada a expressão do compensador, é determinada a função de transferência de laço aberto incluindo o compensador. Assim, o digrama de Bode é mostrada na Figura 44:

Figura 44 – Diagrama de laço aberto com inclusão do compensador



Fonte: Próprio Autor

Como o controle será implementado de forma digital, o compensador Tipo 2 projetado, que está no domínio da frequência, será discretizado com um tempo de amostragem de 20 μs , para o domínio Z. A discretização pode ser feita com o auxílio do MATLAB, usando o método de discretização *tustin*, o *script* utilizado estará disponível no apêndice. O compensador discretizado é dado pela equação (3.110):

$$C_v(z) = \frac{5,007 \cdot z^2 + 0,07138 \cdot z - 4,935}{z^2 - 0,4508 \cdot z - 0,5492} \quad (3.110)$$

3.5.1 Dimensionamento das Chaves para o Protótipo

Todas as chaves estarão submetidas a mesma tensão, de modo que na pior condição de operação do conversor as chaves terão os seguintes valores de tensão e corrente:

$$\begin{aligned} V_{S1\max} &= V_{i\max} = 50 \text{ V} \\ I_{S\max} &= \frac{I_{Lpk}}{2} = 3,782 \text{ A} \\ I_{S1ef_s} &= \frac{I_{Lef}}{2} \cdot D_{\max} = 1,638 \text{ A} \\ I_{S1f_i} &= \frac{I_{Lef}}{2} \cdot (1 - D_{\max}) = 1,881 \text{ A} \end{aligned} \quad (3.111)$$

Para o projeto, será usado o mosfet IRF8010 da IR e as especificações do mosfet são obtidas a partir do catálogo.

Com os dados do fabricante é possível calcular as perdas de condução e comutação, com as seguintes expressões:

Perda de Condução:

$$P_{s1cond_s} = R_{ds_1} \cdot I_{s1ef_s}^2 = 15 \cdot 10^{-3} \cdot 1,638^2 = 0,099 \text{ W}$$

$$P_{s1cond_i} = R_{ds_1} \cdot I_{s1ef_i}^2 = 15 \cdot 10^{-3} \cdot 1,881 = 0,086 \text{ W} \quad (3.112)$$

Perda de Comutação:

$$P_{s1com_s} := \frac{1}{2} \cdot (I_{s1ef_s}) \cdot V_{imax} \cdot (t_{fn_1} + t_{rn_1}) f_s = \frac{1}{2} \cdot 2,572 \cdot 50 \cdot (120 \cdot 10^{-9} + 130 \cdot 10^{-9}) \cdot 25000 = 0,402 \text{ W}$$

$$P_{s1com_i} := \frac{1}{2} \cdot (I_{s1ef_i}) \cdot V_{imax} \cdot (t_{fn_1} + t_{rn_1}) f_s = \frac{1}{2} \cdot 2,401 \cdot 50 \cdot (120 \cdot 10^{-9} + 130 \cdot 10^{-9}) \cdot 25000 = 0,375 \text{ W} \quad (3.113)$$

Perda Total:

$$P_{s1total-i} = P_{s1com_i} + P_{s1cond_i} = 0,375 + 0,086 = 0,461 \text{ W} \quad (3.114)$$

$$P_{s1total-s} = P_{s1com_s} + P_{s1cond_s} = 0,402 + 0,099 = 0,501 \text{ W} \quad (3.115)$$

3.5.2 Dissipadores Térmicos para o Protótipo

Com a potência de perdas calculadas, é possível realizar o projeto dos dissipadores térmicos para as chaves, dito isto, é usado os valores disponibilizados no

catálogo para obter a resistência térmica através das seguintes fórmulas:

$$T_a = 40 \text{ }^\circ\text{C}$$

$$T_j = 100 \text{ }^\circ\text{C}$$

$$P_{S1} = P_{S1cond_s} + P_{S1com_s} = 0,501 \text{ W}$$

$$P_{S2} = P_{S1cond_s} + P_{S1com_s} = 0,501 \text{ W}$$

$$P_{S3} = P_{S1cond_i} + P_{S1com_i} = 0,462 \text{ W}$$

$$P_{S4} = P_{S1cond_i} + P_{S1com_i} = 0,462 \text{ W}$$

$$R_{jc1} = R_{jcchave1} = 0,57 \text{ }^\circ\text{C/W}$$

$$R_{cd1} = 0,5 \text{ }^\circ\text{C/W}$$

$$R_{jd-1} = R_{jc-1} + R_{cd-1} = 1,07 \text{ }^\circ\text{C/W}$$

(3.116)

$$T_{D1} = T_j - R_{jd-1} \cdot P_{S1} = 99,464 \text{ }^\circ\text{C}$$

$$T_{D2} = T_j - R_{jd-1} \cdot P_{S2} = 99,464 \text{ }^\circ\text{C}$$

$$T_{D3} = T_j - R_{jd-1} \cdot P_{S3} = 99,506 \text{ }^\circ\text{C}$$

$$T_{D4} = T_j - R_{jd-1} \cdot P_{S4} = 99,506 \text{ }^\circ\text{C}$$

$$R_{da1} = R_{da2} = \frac{T_{D1} - T_a}{P_{S1}} = 118,648 \text{ }^\circ\text{C/W}$$

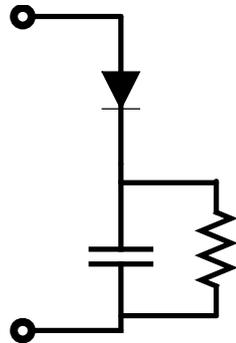
$$R_{da3} = R_{da4} = \frac{T_{D3} - T_a}{P_{S3}} = 128,928 \text{ }^\circ\text{C/W}$$

De acordo com o catálogo do fabricante, a resistência térmica da junção pro ambiente do mosfet IRF8010 é de $62 \text{ }^\circ\text{C/W}$, o que é menor do que os valores calculados que foram de $118,648 \text{ }^\circ\text{C/W}$ e $128,928 \text{ }^\circ\text{C/W}$, ou seja, teoricamente não será necessário o uso de dissipadores térmicos comerciais, já que o próprio dissipador intrínseco do mosfet IRF8010 consegue dissipar a energia térmica proveniente das perdas.

3.5.3 Snubber RCD para o Protótipo

O snubber escolhido para as chaves, foi do tipo RCD grampeador, onde a topologia deste snubber está descrita na Figura 45, segundo (HART, 2016), os snubbers reduzem as perdas de potência nos semicondutores durante a comutação e protegem os semicondutores responsáveis pelo chaveamento de altas tensões e correntes.

Figura 45 – Diagrama de bode para malha fechada



Fonte: Próprio Autor

Para o projeto do snubber RCD do tipo grampeador, o diodo precisa ser ultrarrápido e idealmente possuir recuperação suave. Além de atender os critérios de tensão e corrente, para o protótipo foi escolhido o diodo UF4007 que atende todas as especificações.

O capacitor nesta configuração em momento algum descarrega, desta forma, foi utilizado um critério de que o capacitor deveria ser maior que 100nF, desta forma, foi escolhido um capacitor de 150nF/250V do tipo poliéster.

Para o dimensionamento do resistor, foi escolhido de acordo com a potência que o snubber irá dissipar, desta forma, foi escolhida uma potência de 2W, daí basta aplicar a fórmula da potência no resistor.

$$R = \frac{V_{cl}^2}{P} \quad (3.117)$$

Onde, V_{cl} é a tensão na qual se deseja grampear.

$$R = \frac{50^2}{2} = 1250 \Omega \quad (3.118)$$

3.6 Considerações Finais

Neste capítulo, foi utilizada toda a análise realizada no capítulo 2, para aplicar em um exemplo de projeto, onde foram determinados todos os componentes do conversor.

Também foram utilizadas as funções de transferência que representam a planta como um meio para projetar um controlador para o conversor, onde chegou-se a

um controlador proporcional-integral com filtro. Desta forma, é possível com auxílio de *softwares* simular o conversor proposto e coletar os resultados, além de realizar a montagem de um protótipo do conversor.

4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS

4.1 Introdução

Neste capítulo são mostrados os resultados de simulação para a potência de saída de $P_o=1080$ W. As formas de onda de tensão e corrente correspondem à operação em regime permanente e em regime dinâmico. Por outro lado, para verificar o princípio de funcionamento foi montado um protótipo de potência de saída total de $P_o=95$ W. As formas de onda correspondem à operação em regime permanente e em regime dinâmico

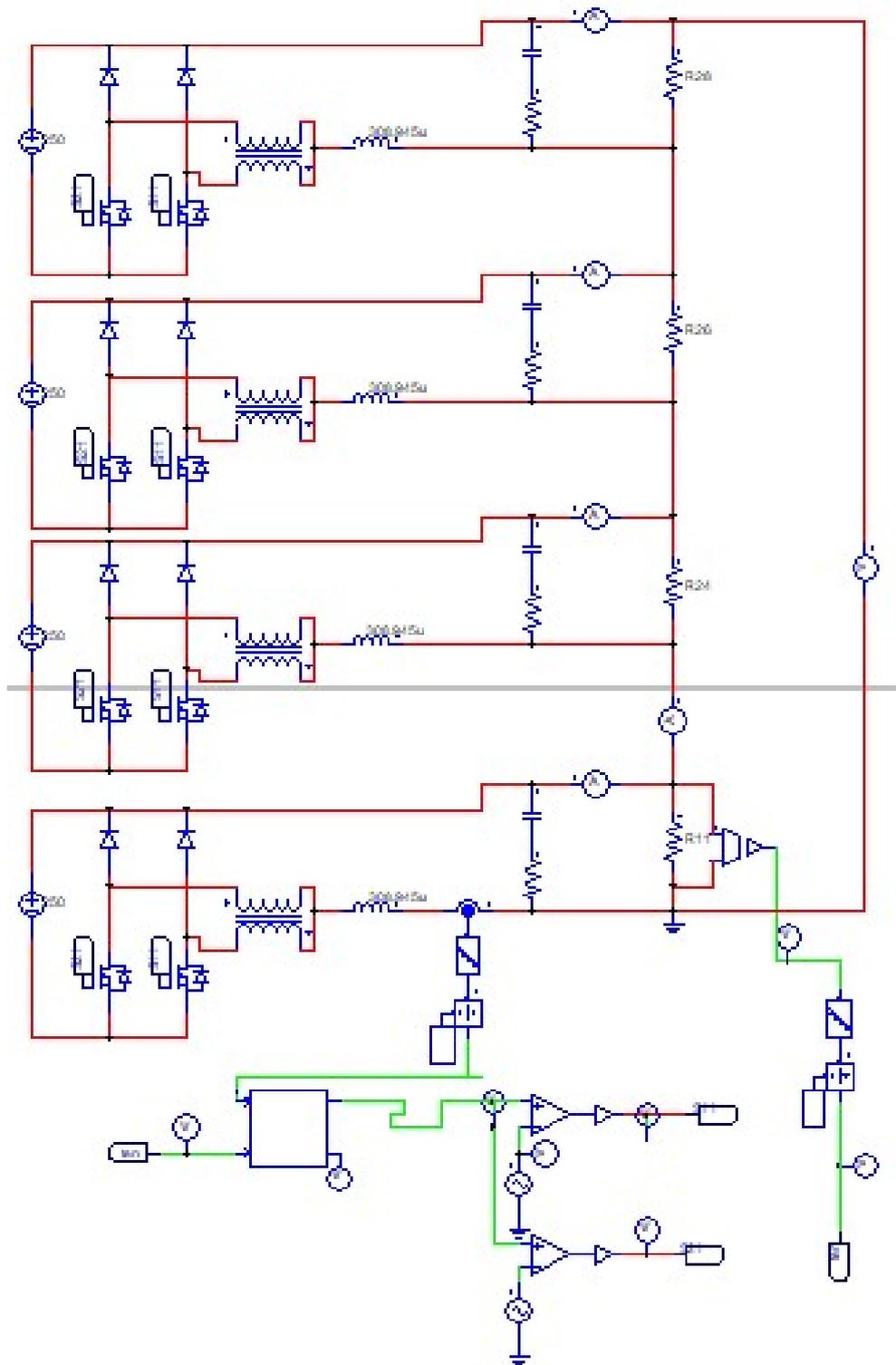
4.2 Resultados de Simulação

As principais formas de onda foram coletadas com uma carga puramente resistiva, para as condições de tensão de entrada mínima e máxima operando em malha fechada, sendo composta por duas malhas de controle, sendo uma de corrente e outra de tensão. É importante destacar, que neste caso foi usada a técnica mestre-escravo.

4.2.1 Circuito de Simulação

O circuito montado no *software* PSIM para a simulação e coleta das formas de onda dos conversores modulares está descrito na Figura 46:

Figura 46 – Conversores Modulares



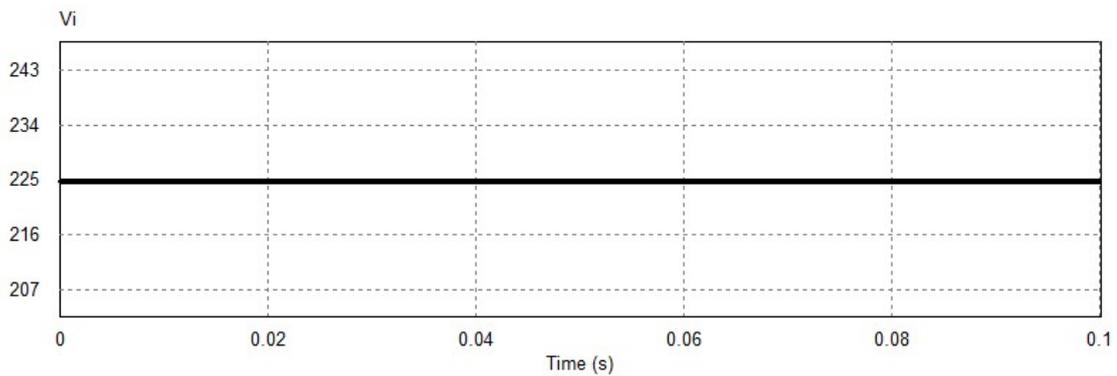
Fonte: Próprio Autor

4.2.2 Formas de Onda em Regime Permanente

4.2.2.1 Formas de Onda Para Tensão de Entrada de 225 V

A Figura 47 mostra a tensão de entrada dos conversores modulares, sendo o valor médio igual a 225 V.

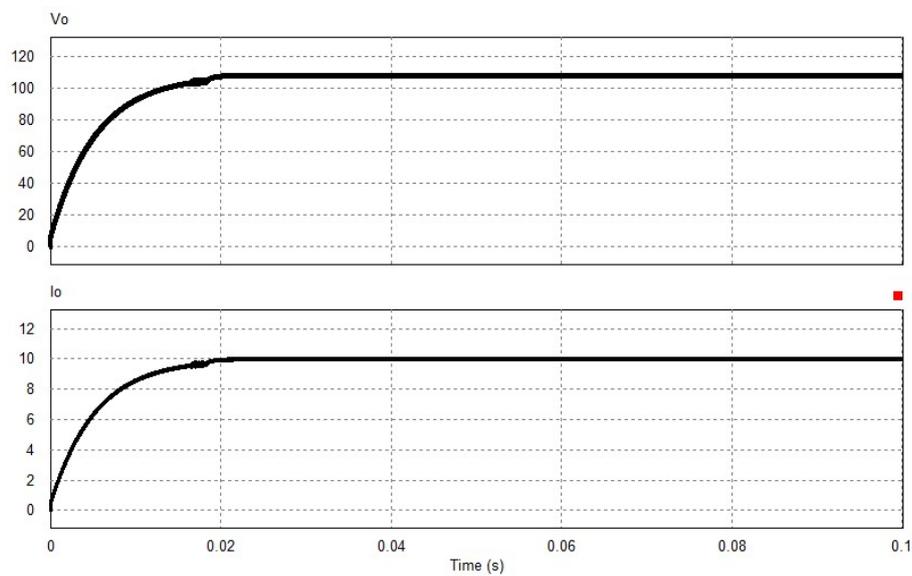
Figura 47 – Tensão de entrada dos conversores modulares



Fonte: Próprio Autor

A Figura 48 mostra a tensão de saída e a corrente de saída dos conversores modulares com a carga resistiva. A tensão e corrente de saída são iguais a 107,99 V e 9,99 A.

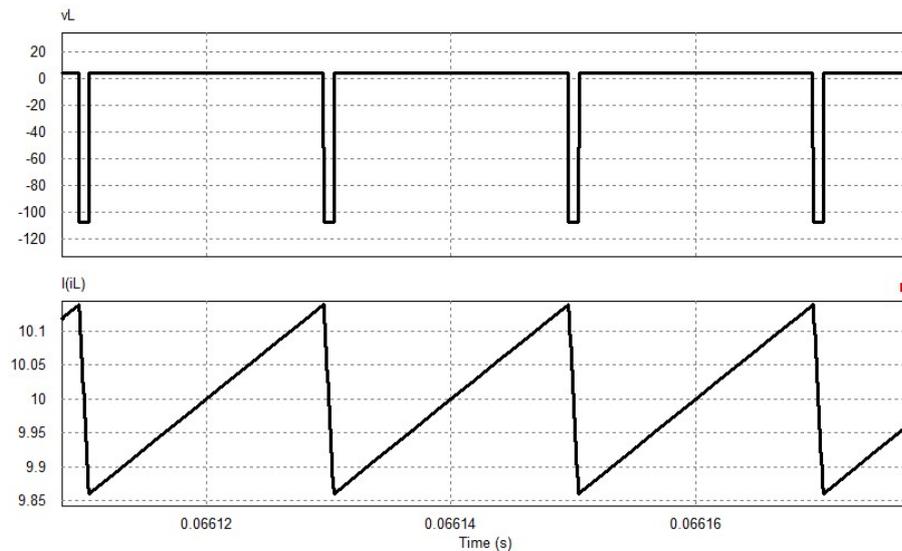
Figura 48 – Tensão e corrente de saída para os conversores modulares



Fonte: Próprio Autor

A Figura 49 mostra a tensão e corrente nos indutores. E para o caso da corrente nos indutores, o valor máximo é de 10,1385 A e valor mínimo de 9,8593 A, e a ondulação de corrente no indutor é de 0,2792 A. Ambos os resultados encontrados estão de acordo com as formas de onda teóricas no MCC visto na Figura 23.

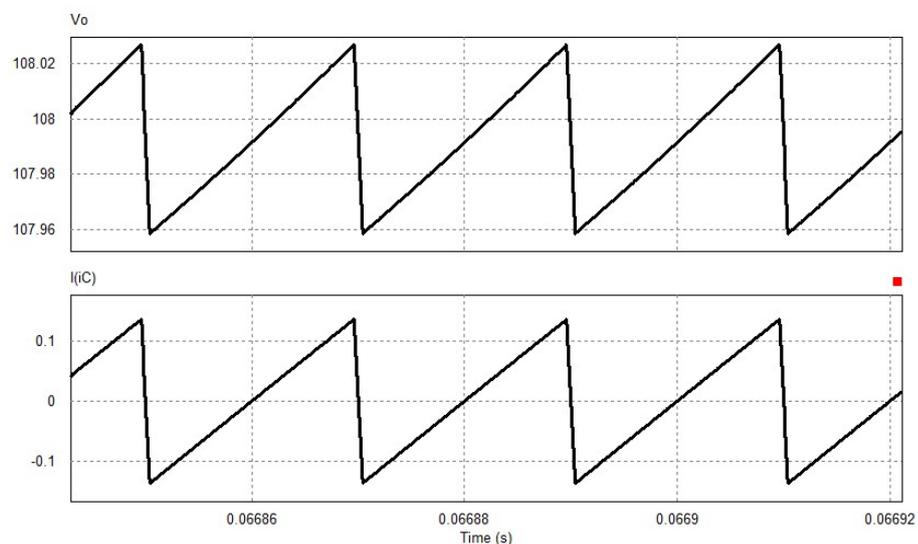
Figura 49 – Tensão e corrente nos indutores dos conversores modulares



Fonte: Próprio Autor

A Figura 50 mostra a tensão e corrente nos capacitores, e a ondulação de tensão no capacitor é de 0,0682V. Os resultados encontrados estão de acordo com as formas de onda teóricas no MCC visto na Figura 23.

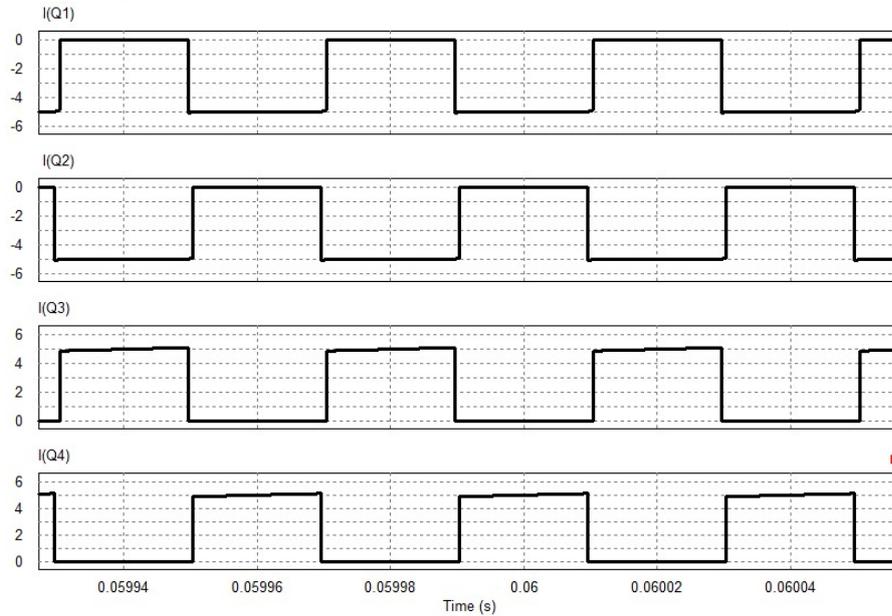
Figura 50 – Tensão e corrente nos capacitores dos conversores modulares



Fonte: Próprio Autor

A Figura 51 mostra as formas de onda das correntes nas chaves dos conversores modulares, neste caso, é levado em consideração o conversor que possui as chaves Q1, Q2, Q3 e Q4 como é mostrado na Figura 21.

Figura 51 – Corrente nas chaves dos conversores



Fonte: Próprio Autor

A Tabela 4 mostra a comparação das grandezas entre os valores teóricos e simulados, com a tensão de entrada igual a 225V para os conversores modulares.

Tabela 4 – Comparação das grandezas entre valores teóricos e simulados

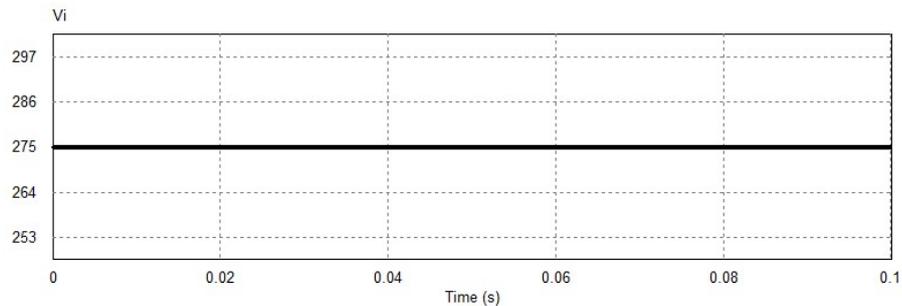
Grandeza	Valor Teórico	Valor Simulado
Tensão de Entrada V_i	225V	225V
Tensão de Saída V_o	108V	107,99V
Corrente de Saída I_o	10A	9,99A
Corrente Mínima no Indutor L	9,25A	9,8593A
Corrente Máxima no Indutor L	10,75A	10,1385A
Tensão Mínima no Indutor L	-108V	-108V
Tensão Máxima no Indutor L	4,5V	4,5V
Ondulação de Corrente Δi_L	1,5A	0,2792A
Ondulação de Tensão ΔV_o	1,08V	0,0682V

Fonte: Próprio Autor

4.2.2.2 Formas de Onda Para Tensão de Entrada de 275 V

A Figura 52 mostra a tensão de entrada para os conversores modulares, onde apresenta um valor médio de 275V.

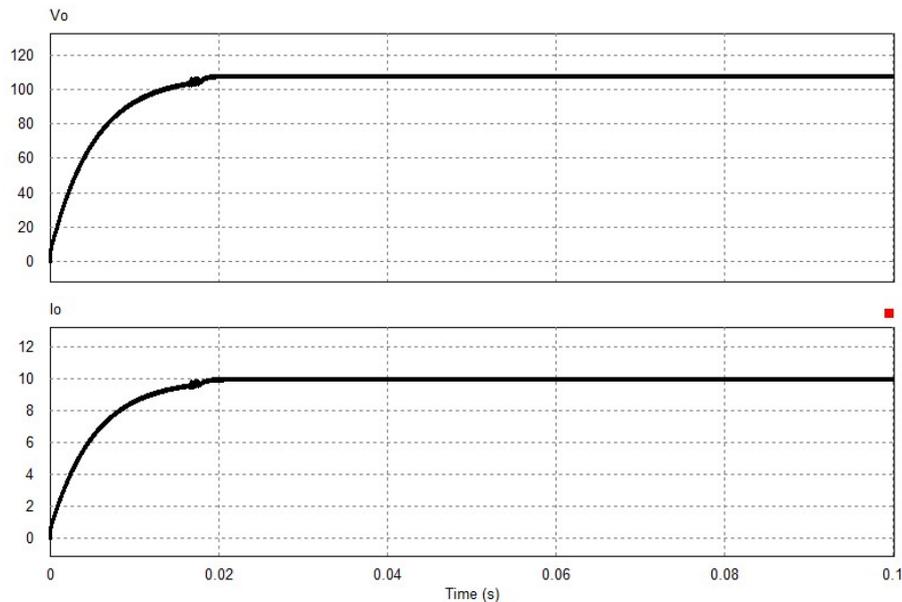
Figura 52 – Tensão de entrada para os conversores modulares



Fonte: Próprio Autor

A Figura 53 mostra a tensão e corrente de saída dos conversores modulares com a carga resistiva. Os valores da tensão e corrente média de saída em regime permanente são 107,99 V e 9,99 A.

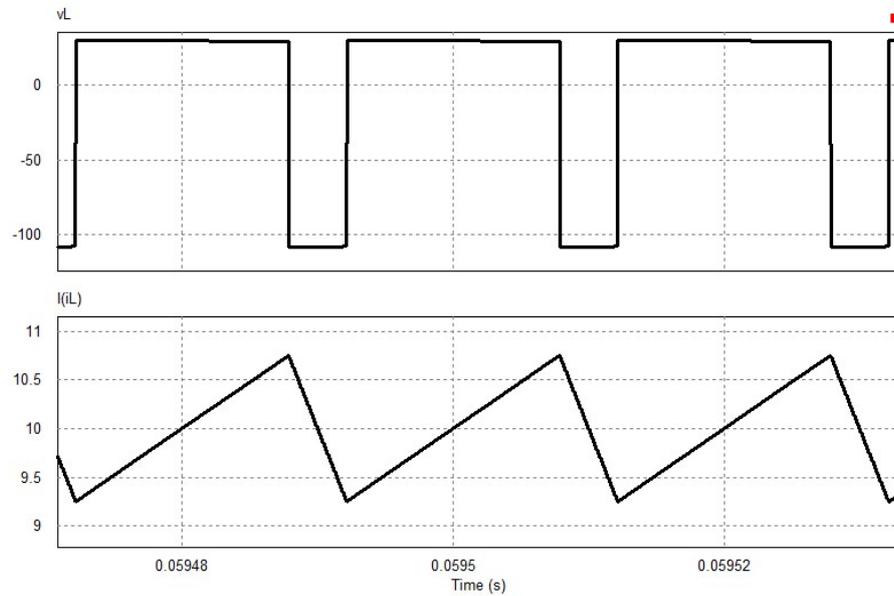
Figura 53 – Tensão e corrente de saída para os conversores modulares



Fonte: Próprio Autor

A Figura 54 mostra a tensão nos indutores. E a ondulação de corrente no indutor é de 1,4974 A. Ambos os resultados encontrados estão de acordo com as formas de onda teóricas no MCC mostradas na Figura 23.

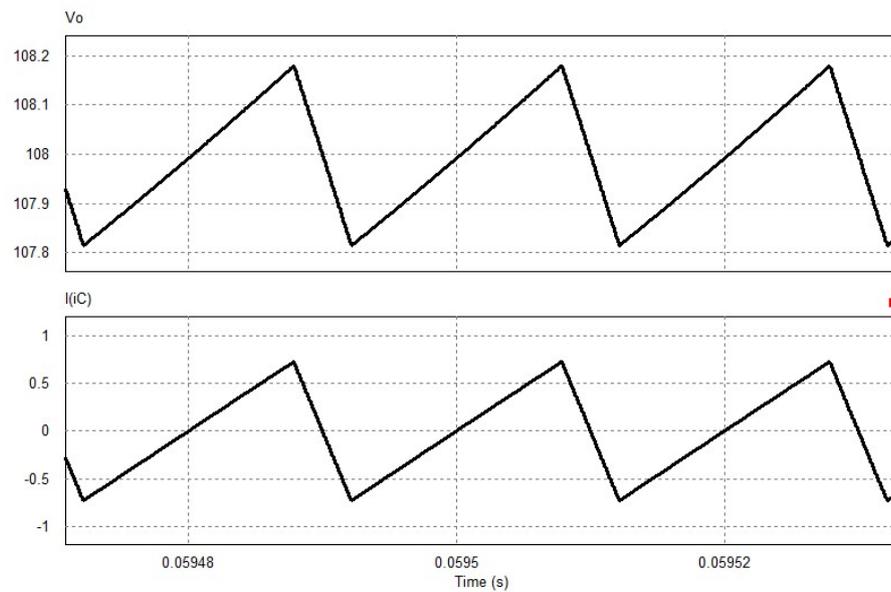
Figura 54 – Tensão e corrente nos indutores dos conversores modulares



Fonte: Próprio Autor

A Figura 55 mostra a tensão e corrente nos capacitores, e a ondulação de tensão no capacitor é de 0,3658V. Os resultados encontrados estão de acordo com as formas de onda teóricas no MCC mostradas na Figura 23.

Figura 55 – Tensão e corrente nos capacitores dos conversores modulares

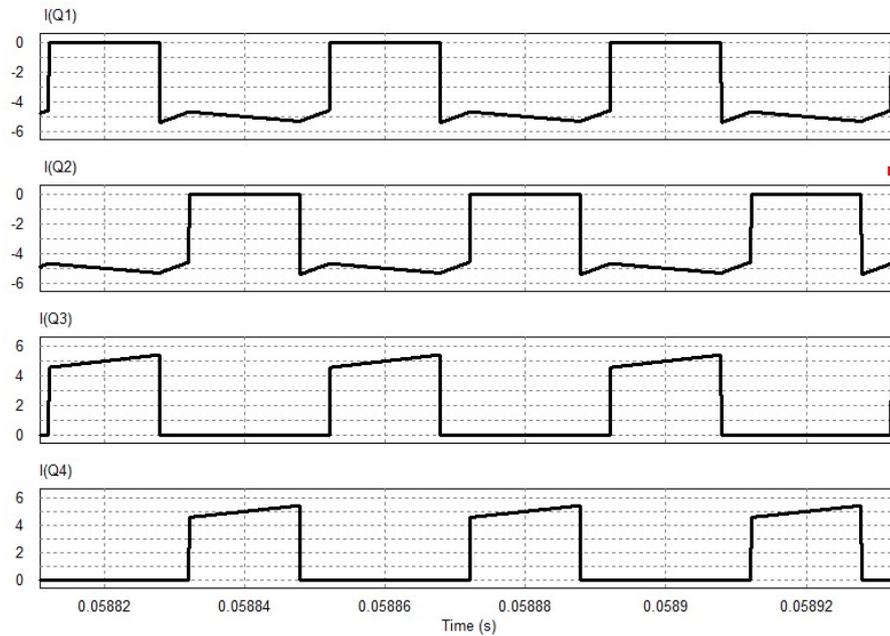


Fonte: Próprio Autor

A Figura 56 mostra o comportamento das correntes nas chaves dos conversores, neste caso, é levado em consideração o conversor que possui as chaves Q1, Q2, Q3 e

Q4 como é mostrado na Figura 21.

Figura 56 – Corrente nas chaves dos conversores modulares



Fonte: Próprio Autor

A Tabela 5 mostra a comparação das grandezas entre os valores teóricos e simulados, com a tensão de entrada igual a 275V para os conversores modulares.

Tabela 5 – Comparação das grandezas entre valores teóricos e simulados

Grandeza	Valor Teórico	Valor Simulado
Tensão de Entrada V_i	275V	275V
Tensão de Saída V_o	108V	107,99V
Corrente de Saída I_o	10A	9,99A
Corrente Mínima no Indutor L	9,25A	9,2498A
Corrente Máxima no Indutor L	10,75A	10,7469A
Tensão Mínima no Indutor L	-108V	-108V
Tensão Máxima no Indutor L	29,5V	29,6377V
Ondulação de Corrente Δi_L	1,5A	1,4974A
Ondulação de Tensão ΔV_o	1,08V	0,3658V

Fonte: Próprio Autor

4.2.3 Formas de Onda em Regime Dinâmico

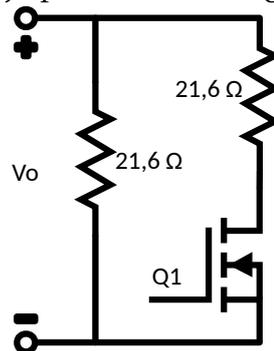
4.2.3.1 Teste do Degrau de Carga

O objetivo deste teste é variar a carga do seu valor nominal (potência de saída em 100%) para metade da carga (potência de saída em 50%), de forma abrupta, e verificar o comportamento do controle. O valor da resistência do resistor para a carga nominal é de $10,8 \Omega$, para o caso da carga em 50% o valor da resistência do resistor de carga é calculado por (4.1)

$$R = \frac{V_o^2}{P_o} = \frac{108^2}{540} = 21,6 \Omega \quad (4.1)$$

Desta forma, é possível fazer o teste do degrau de carga com o seguinte arranjo mostrado na Figura 57.

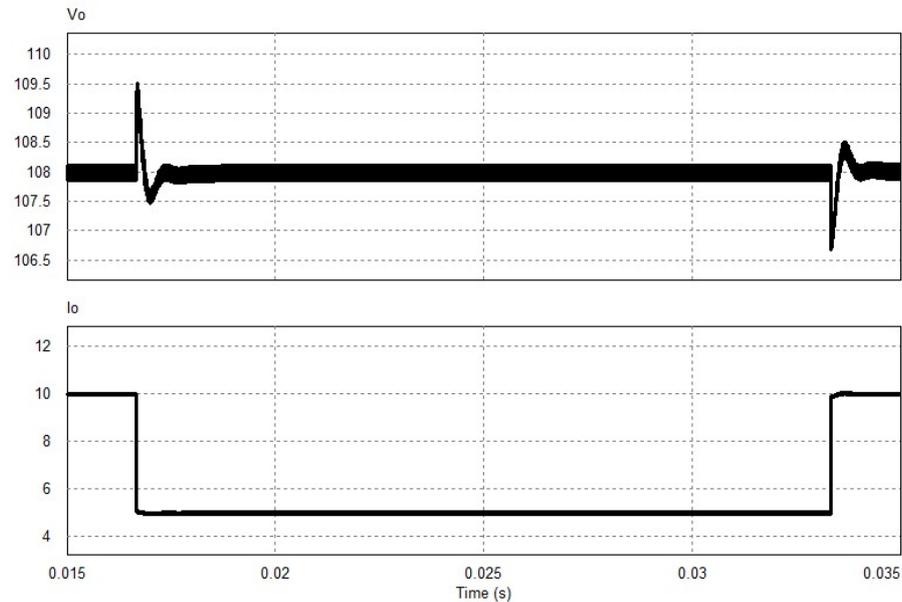
Figura 57 – Arranjo para teste do degrau de carga



Fonte: Próprio Autor

O arranjo mostrado na Figura 57 funciona da seguinte forma, os valores dos dois resistores são iguais ao valor calculado para 50% da potência, ou seja, $21,6 \Omega$, e a chave mostrada no arranjo, fica responsável por colocar os resistores em paralelo e retirar os resistores em paralelo. De modo que, quando a chave fecha os resistores ficam em paralelo fazendo com que a resistência equivalente se torne $10,8 \Omega$ (potência nominal) e quando a chave abre, o ramo da chave é retirado do circuito e a resistência equivalente fica $21,6 \Omega$ (metade da potência nominal) e o teste do degrau de carga é realizado desta forma, controlando a chave envolvida no circuito. A partir daí, chegou-se aos seguintes resultados.

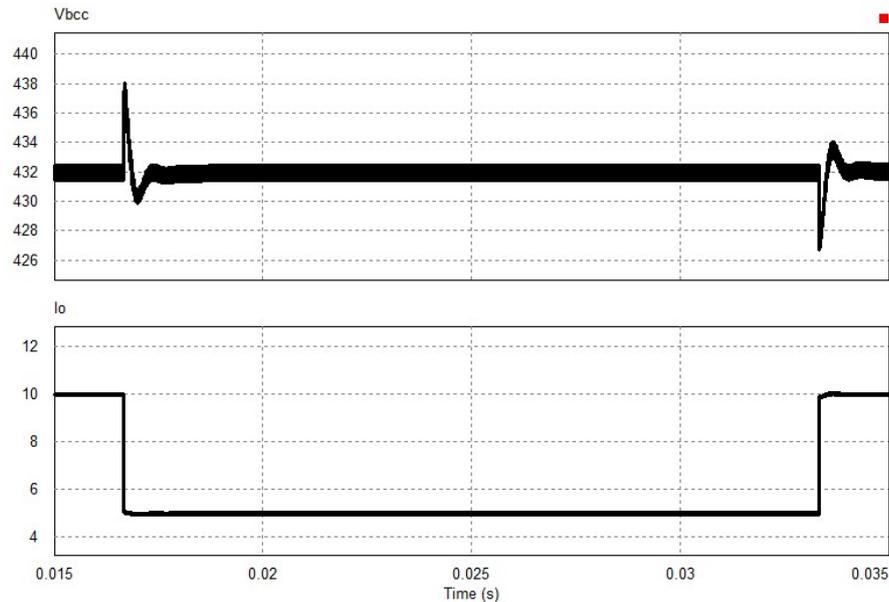
Figura 58 – Tensão e corrente de saída dos conversores modulares no teste do degrau de carga



Fonte: Próprio Autor

Quando o conversor é forçado abruptamente a ir da potência nominal para metade da potência, é visto um sobressinal na forma de onda da tensão, que chega até o valor de 109,5V, mas o controle atua fazendo com que esse sobressinal ocorra no menor tempo possível e corrige de forma que a tensão de saída continue a nominal. Para o caso quando o conversor vai da metade da potência para a potência nominal, ocorre um subsinal chegando a um valor de tensão de 106,4V e novamente o controle atua para corrigir a tensão de saída e levar para o valor de tensão de saída nominal.

Figura 59 – Tensão no barramento CC e corrente de saída dos conversores modulares no teste do degrau de carga



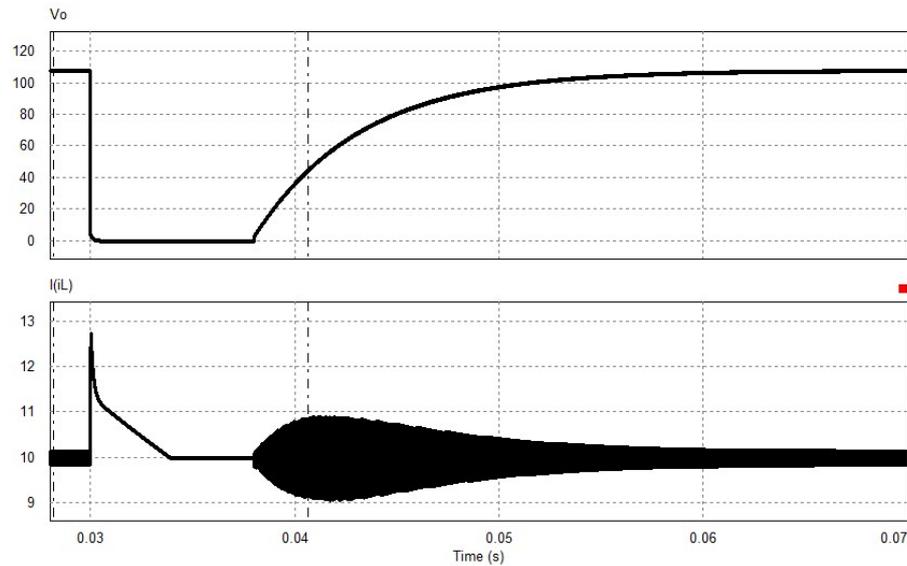
Fonte: Próprio Autor

Para o caso das formas de onda de tensão no barramento CC, acontece o mesmo fenômeno, já que a tensão no barramento CC é um reflexo do que ocorre nas tensões de saída de cada conversor modular. Como estes estão associados em série, a tensão no barramento será a soma das tensões de saída do conversor, desta forma, o valor máximo de sobressinal é de 438V e a tensão mínima de subsinal é de 425,6V.

4.2.3.2 Teste de Curto Circuito

O objetivo desse teste, é forçar um curto circuito na saída do conversor, e verificar se a malha de corrente do controle mantém a corrente nominal especificada, que corresponde à potência nominal. No momento do curto, pode ser que haja sobressinal, mas idealmente o sobressinal não pode apresentar um valor muito alto de corrente. Logo após o pico, o controle mantém a corrente do indutor na referência. O arranjo para o teste de curto é similar ao apresentado na Figura 57, com a seguinte diferença, o ramo que possui apenas o resistor terá o valor de resistência para a carga nominal de $10,8 \Omega$. E o ramo que possui a chave, terá um resistor de $1 m\Omega$, onde a chave será responsável por colocar o conversor em curto na saída e posteriormente, retirar o curto.

Figura 60 – Tensão na saída e corrente no indutor dos conversores no teste de curto circuito



Fonte: Próprio Autor

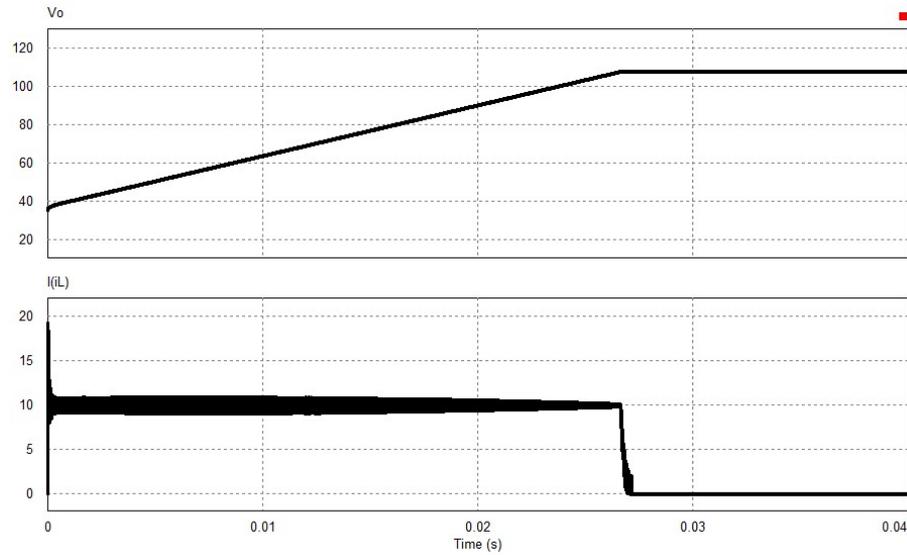
Na Figura 60, em 30 *ms* é forçado um curto circuito no conversor e a corrente no indutor chega a um valor de pico de 12,8 A. A malha de corrente rapidamente consegue manter o valor desejado. Em 38 *ms* o curto circuito é retirado, onde é possível checar que o conversor retorna para a tensão nominal e a corrente nominal.

4.2.3.3 Teste da Recarga de Bateria

Para este teste, é usado o modelo de bateria, que é composto basicamente por três componentes em série, um resistor que representa a resistência interna da bateria, um capacitor sem condição inicial para absorver a carga e uma fonte de tensão CC que corresponde a tensão mínima da bateria.

Quando a bateria está descarregada e inicia o processo de recarga, o conversor fornece corrente constante (ajustada através da referência da malha de corrente) e a tensão na bateria começa a aumentar, até atingir a tensão de flutuação (ajustada através da referência para a malha de tensão). Posteriormente, a malha de tensão mantém a tensão do banco de baterias no valor da tensão de flutuação e a corrente de recarga é zero, como mostra a Figura 60.

Figura 61 – Tensão na saída e corrente no indutor dos conversores no teste de recarga de bateria



Fonte: Próprio Autor

4.3 Resultados Experimentais

As principais formas de onda serão coletadas com uma carga puramente resistiva, onde as formas de onda serão mostradas para um valor fixo da tensão de entrada e iguais para os quatro conversores. Apenas um conversor será controlado e os outros três receberão o mesmo sinal PWM do conversor controlado, de forma análoga a definição de mestre/escravo.

4.3.1 Especificações e Considerações do Protótipo

Tabelas para a descrição das especificações e considerações do protótipo para um único conversor:

Tabela 6 – Especificações do protótipo

Grandeza	Parâmetro	Valor
Potência	P_o	95 W
Tensão de Entrada Nominal	V_{iN}	35 V
Tensão de Entrada Mínima	V_{imin}	30 V
Tensão de Entrada Máxima	V_{imax}	50 V
Tensão de Saída Nominal	V_{oN}	12 V
Tensão de Saída Mínima	V_{omin}	10,5 V
Tensão de Saída Máxima	V_{omax}	13,5 V

Tabela 7 – Considerações do protótipo

Grandeza	Parâmetro	Valor
Frequência de chaveamento	f_s	25 KHz
Ondulação de Corrente	$\Delta I_{L_o}\%$	15 %
Ondulação de Tensão	$\Delta V_{C_o}\%$	1 %
Rendimento	η	0.9

Fonte: Próprio Autor

4.3.2 Resumo dos Componentes do Circuito de Potência

Para o circuito de potência do protótipo, foi utilizado o mesmo método descrito no capítulo 3, desta forma, chegou-se aos seguintes valores dos componentes:

Tabela 8 – Valores dos componentes do protótipo

Grandeza	Parâmetro	Valor
Indutores L1-L4	L1 – L4	95 W
Capacitores C1-C4	C1 – C4	470 μ F
Resistência da carga R1-R4	R1 – R4	1,92 Ω

A escolha das chaves do protótipo, projeto dos magnéticos do indutor e autotransformador, dissipadores térmicos e snubber RCD encontram-se no capítulo 3.

4.3.3 Resumo do Circuito de Controle

O controlador projetado para o protótipo também seguiu todos os passos descritos no capítulo 3. As funções de transferência discretizadas que representam a malha de corrente e malha de tensão, respectivamente:

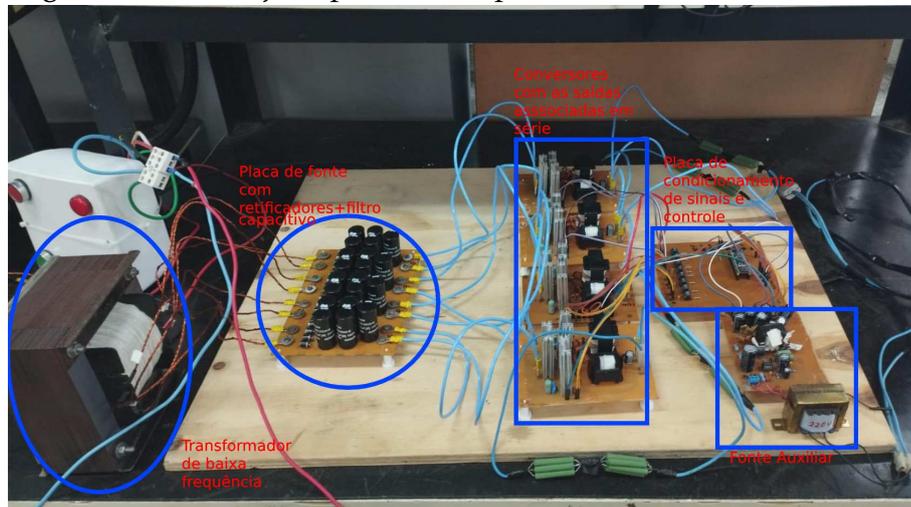
$$C_i(z) = \frac{0,2359 \cdot z^2 + 0,004964 \cdot z - 0,2309}{z^2 - 1,747 \cdot z + 0,7467} \quad (4.2)$$

$$C_v(z) = \frac{1,559 \cdot z^3 - 1,439 \cdot z^2 - 1,557 \cdot z + 1,442}{z^3 - 2,043 \cdot z^2 + 1,316 \cdot z - 0,2722} \quad (4.3)$$

4.3.4 Fotografia do Protótipo

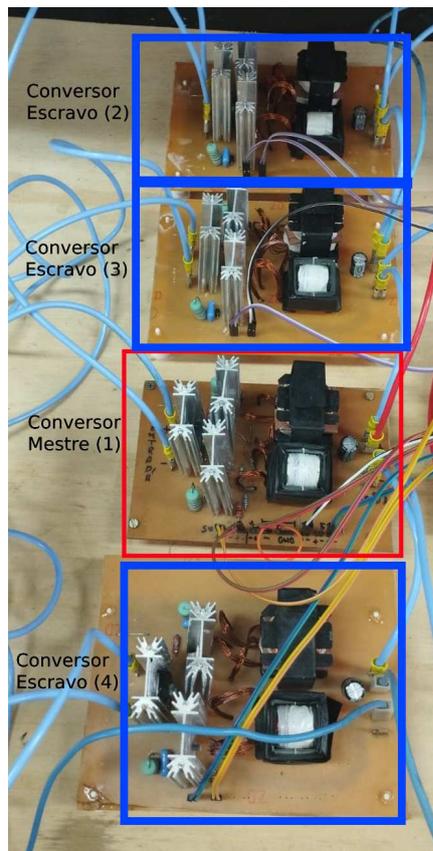
De acordo com a Figura 62 tem-se a placa dos quatro conversores *buck* com CCTE, além disso, há a fonte auxiliar responsável por gerar quatro saídas isoladas de 15 V para usar nas chaves de cada conversor, uma saída isolada de 5 V responsável por alimentar o sensor Hall para realizar a leitura de corrente e uma saída isolada de 3,3 V responsável por alimentar o microcontrolador STM32F401. Também há uma placa de controle, esta placa é responsável por receber os dados de corrente e tensão dos sensores usados no conversor mestre para fechar as malhas de tensão e corrente, nesta placa também contém os optoacopladores que já realizam a função de *driver's* para as chaves dos conversores. E por fim, a placa de fonte de entrada, esta placa possui 4 retificadores e filtros capacitivos, onde existe um transformador de baixa frequência de 220V/29-29-29-29V onde cada secundário será a entrada de um retificador com filtro capacitivo, a saída dos retificadores com filtro capacitivo serão conectados nas entradas dos conversores, dando assim, a característica de fontes isoladas de potência.

Figura 62 – Arranjo experimental para teste dos conversores



Fonte: Próprio Autor

Figura 63 – Detalhamento da associação dos conversores em série

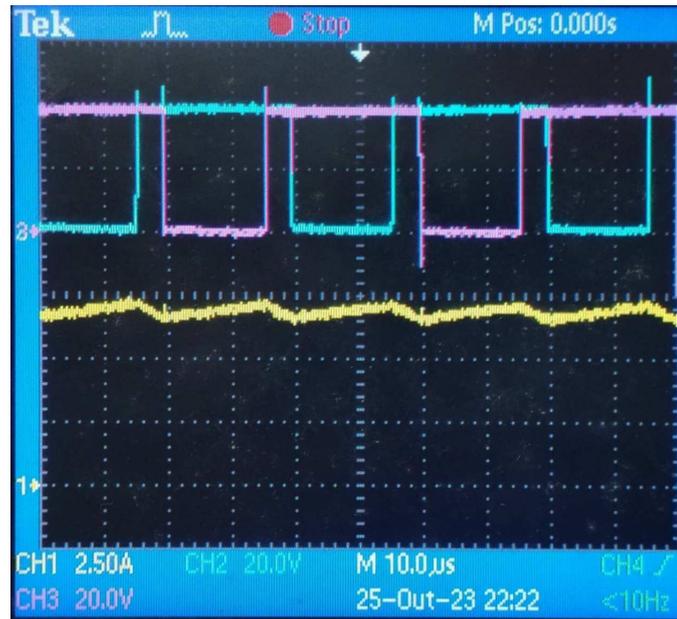


Fonte: Próprio Autor

4.3.5 Formas de Onda em Regime Permanente

A Figura 64 mostra as tensões de dreno-fonte nas chaves principais, junto da corrente no indutor. Foram escolhidas essas formas de onda para mostrar que, quando qualquer uma dessas duas chaves estão conduzindo a corrente no indutor está crescendo linearmente e quando as duas chaves estão abertas, o conversor está em roda livre, ou seja, a corrente no indutor decresce linearmente fornecendo energia para a carga.

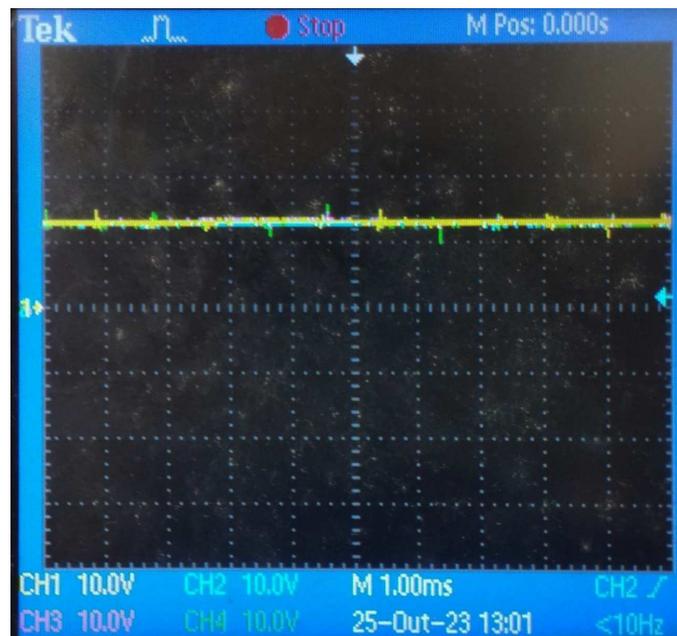
Figura 64 – Tensão dreno-fonte nas chaves principais e corrente no indutor



Fonte: Próprio Autor

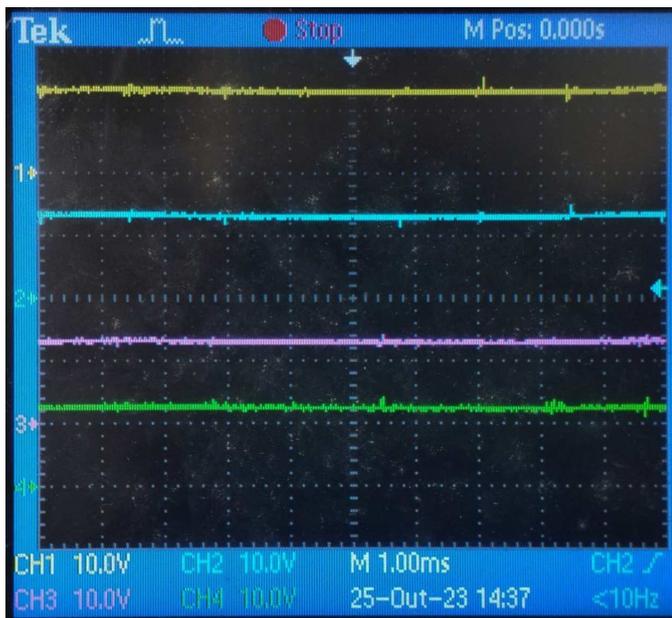
A Figura 65 mostra as tensões de saída dos conversores modulares quando estão referenciadas ao mesmo ponto vertical do osciloscópio, como é mostrado no resultado retirado do osciloscópio, as tensões estão sobrepostas, isso indica que as tensões estão balanceadas. A Figura 66 mostra novamente as tensões de saída, mas desta vez sem estarem referenciadas ao mesmo ponto vertical do osciloscópio.

Figura 65 – Tensões de saída dos quatro conversores associados em série



Fonte: Próprio Autor

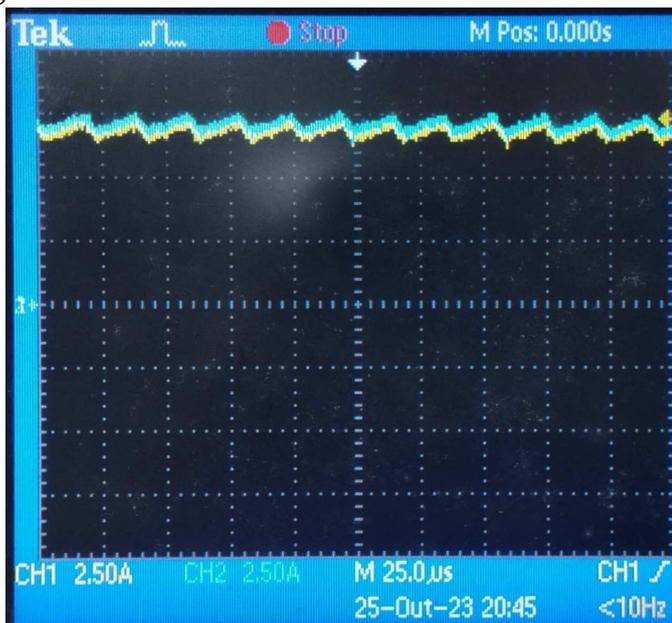
Figura 66 – Tensões de saída dos quatro conversores associados em série



Fonte: Próprio Autor

A Figura 67 mostra a comparação da corrente no indutor do conversor com controle (conversor mestre) com o segundo conversor que não possui controle independente. Como é possível visualizar, as correntes estão balanceadas.

Figura 67 – Corrente no conversor mestre e no segundo conversor

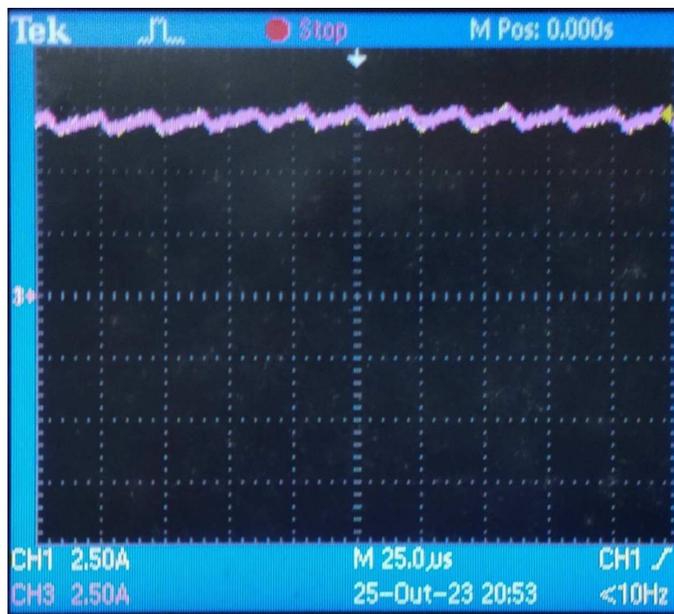


Fonte: Próprio Autor

A Figura 68 mostra a comparação da corrente no indutor do conversor

com controle (conversor mestre) com o terceiro conversor que não possui controle independente. Como é possível visualizar, as correntes estão balanceadas.

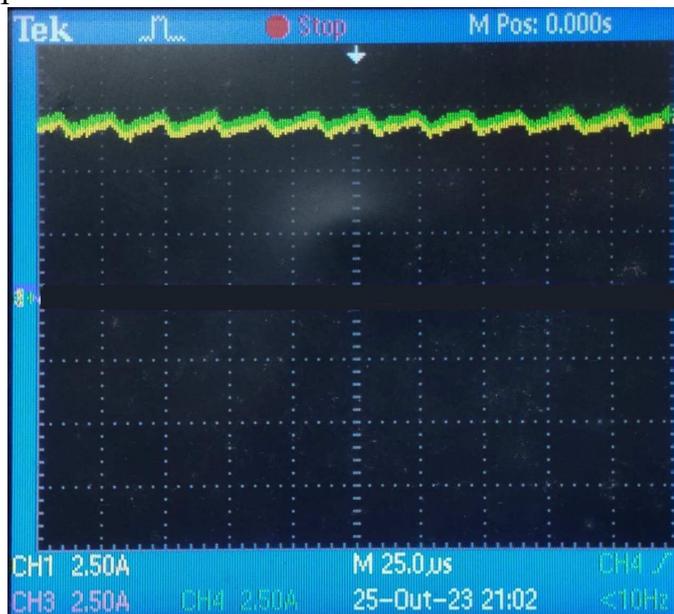
Figura 68 – Corrente no conversor mestre e no terceiro conversor



Fonte: Próprio Autor

A Figura 69 mostra a comparação da corrente no indutor do conversor com controle (conversor mestre) com o quarto conversor que não possui controle independente. Como é possível visualizar, as correntes estão balanceadas.

Figura 69 – Corrente no conversor mestre e no quarto conversor



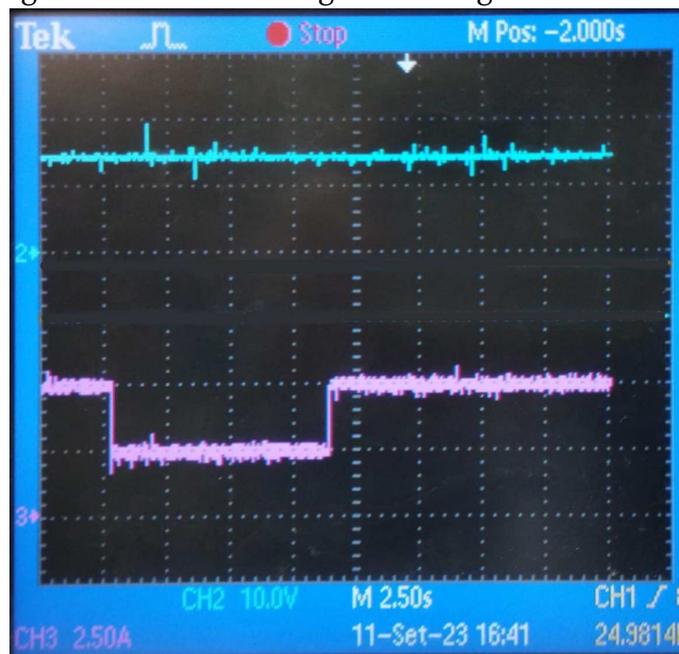
Fonte: Próprio Autor

4.3.6 Formas de Onda em Regime Dinâmico

4.3.6.1 Teste do Degrau de Carga

A Figura 70 mostra o resultado do teste do degrau de carga, o arranjo montado é igual ao mostrado anteriormente na Figura 57, mas a chave que é responsável por variar o carregamento, foi realizada por um disjuntor. O teste do degrau de carga foi realizado com uma variação de 100% da carga para 50% e vice-versa. Na figura 70 em azul tem-se a tensão de saída e em roxo a corrente na carga, desta forma quando a carga varia de 100% para 50% a corrente diminui pela metade e não há variações bruscas de tensão, e quando a carga retorna de 50% para 100% a corrente retorna para o valor nominal, e novamente não há variações bruscas de tensão, mostrando que de fato o controle atuou como deveria.

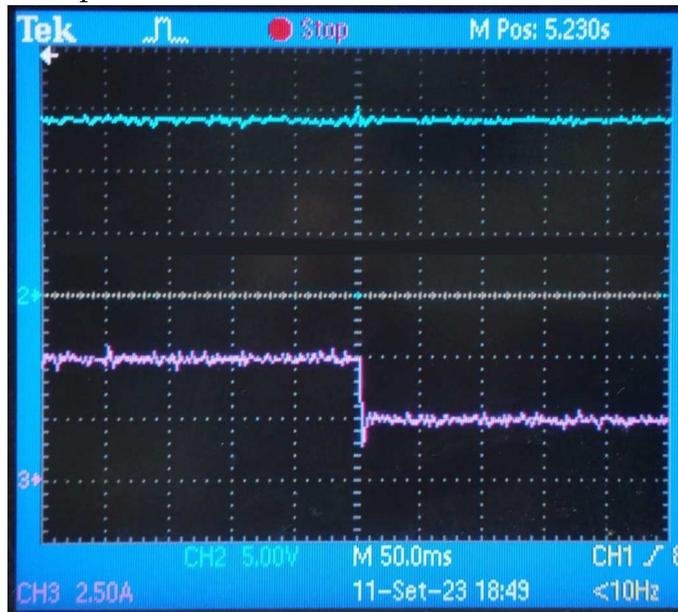
Figura 70 – Teste do degrau de carga



Fonte: Próprio Autor

A Figura 71 mostra com detalhamento o momento que o degrau de carga é realizado, de 100% para 50%, com uma escala de tempo menor, é possível notar que há um leve sobressinal, mas logo o controle atua e traz a tensão para a referência.

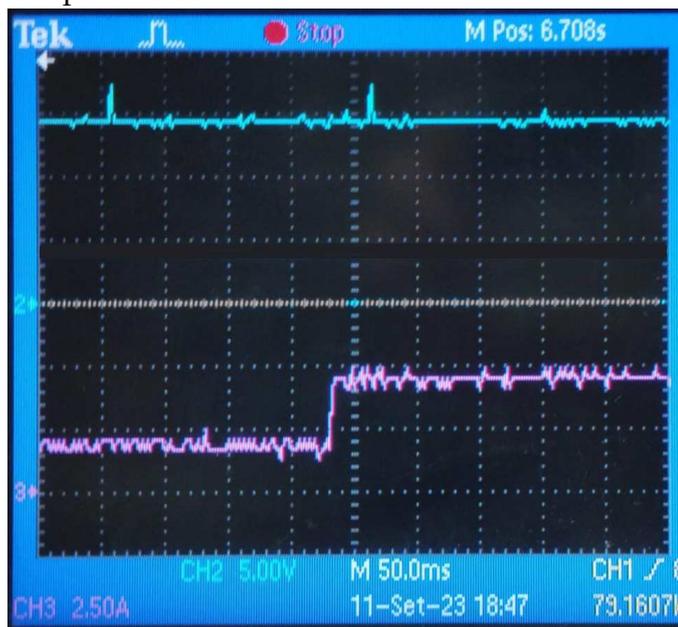
Figura 71 – Detalhamento quando a carga vai de 100% para 50%



Fonte: Próprio Autor

A Figura 72 mostra com detalhamento o momento que o degrau de carga é realizado, de 50% para 100%, com uma escala de tempo menor, é possível notar que há um leve subressinal, mas logo o controle atua e traz a tensão para a referência.

Figura 72 – Detalhamento quando a carga vai de 50% para 100%

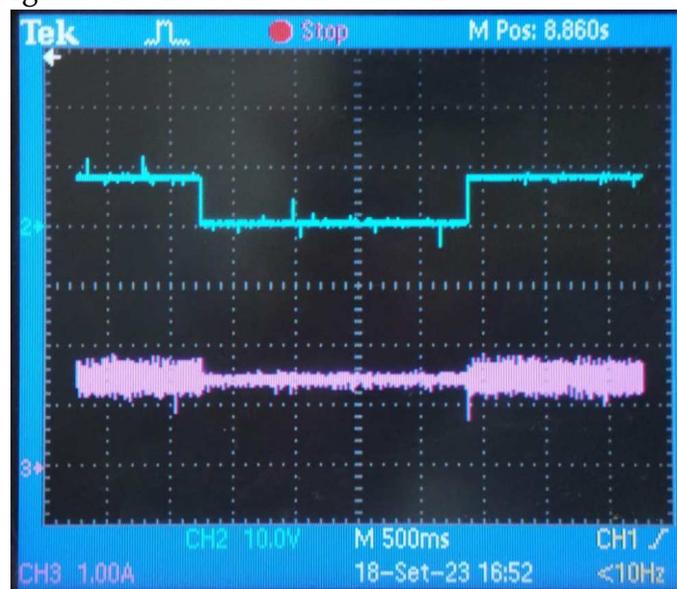


Fonte: Próprio Autor

4.3.6.2 Teste de Curto Circuito

A Figura 73 mostra o resultado do teste de curto circuito com o conversor, o arranjo montado para o teste de curto é bem parecido com o mostrado na Figura 57, onde no ramo que possui a chave, o resistor é substituído por apenas um fio. É usado um disjuntor para realizar o papel de chave, quando o conversor está operando com um dado carregamento, é realizado um curto através do disjuntor e logo após o curto é retirado através do disjuntor. Como é mostrado na Figura 73, no momento que o curto é realizado o controle atua, fazendo com que a tensão fique próxima de zero para manter a corrente na referência, e quando o curto é retirado, o controle faz com que a tensão retorne ao valor e novamente haja seguimento de referência para a corrente no indutor.

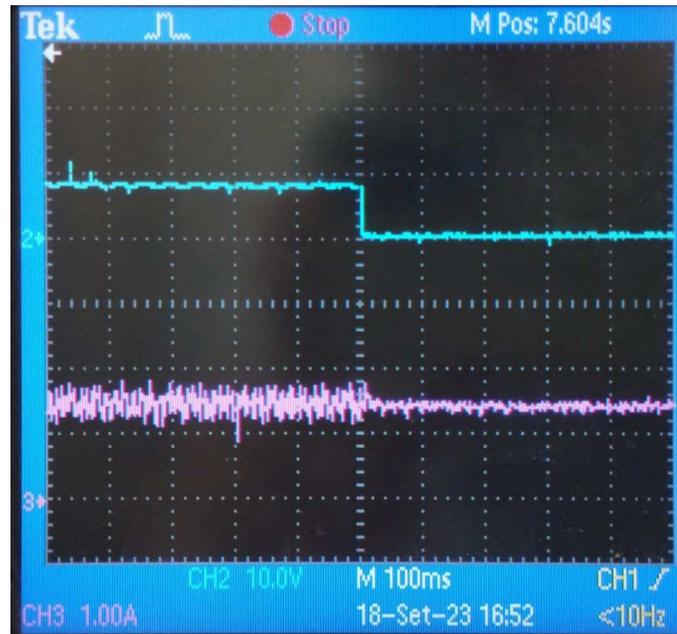
Figura 73 – Teste de curto circuito



Fonte: Próprio Autor

A Figura 74 mostra com detalhamento o momento que o curto é realizado, com uma escala de tempo menor, é possível notar que não há sobressinal na corrente do indutor, onde o controle é responsável por isso, já que a malha de corrente é mais rápida que a malha de tensão, é possível obter um resultado como esse. Também é possível notar a tensão reduzindo bastante para manter o seguimento de referência da corrente.

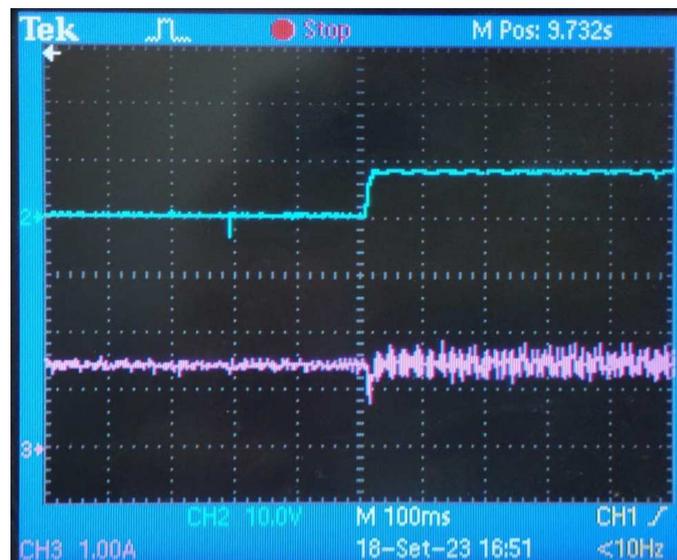
Figura 74 – Teste de curto circuito no momento do curto



Fonte: Próprio Autor

A Figura 75 mostra com detalhamento o momento que o curto é retirado, com uma escala de tempo menor, é possível notar que há um subsinal na corrente do indutor, o que não é algo negativo, é possível notar a atuação do controle para corrigir a retirada do curto. Onde desta vez a tensão aumenta para manter o seguimento de referência da corrente.

Figura 75 – Teste de curto circuito no momento da retirada do curto



Fonte: Próprio Autor

4.4 Considerações Finais

Neste capítulo, foi simulado os conversores modulares na potência nominal, e foi montado um protótipo com aproximadamente 10% da potência nominal, para coletar resultados experimentais dos conversores modulares.

Tudo isso com a finalidade de validar o exemplo de projeto desenvolvido, e checar o desempenho do controlador projetado para os pontos de operação escolhidos.

5 CONCLUSÕES FINAIS E SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

O trabalho apresentou o estudo de um conversor CC-CC composto por conversores CC-CC *Buck* modulares com CCTE. A associação de conversores modulares em série, permite dividir a tensão nos terminais dos semicondutores pelo número de módulos, e assim, possibilitar o uso de MOSFETs com tensão de operação de 600 V que apresentam resistências $R_{DS(on)}$ mais reduzidos tocante aos MOSFETs de 1200 V. Uma outra característica incorporada foi as vantagens do uso da CCTE, o qual permite a distribuição da corrente pelos MOSFETs reduzindo os valores eficazes envolvidos e como consequência as perdas de condução ($P_{cond} = I_{ef}^2 \cdot R_{DS(on)}$) são reduzidas. Na CCTE os enrolamentos do autotransformador são conectados entre os braços da ponte H, e pela teoria de elementos magnéticos a tensão média sobre ambos os enrolamentos é zero, cujo comportamento físico minimiza o desbalanço de corrente pelos MOSFETs. Uma recomendação de cunho prático, assim como para células de comutação convencionais, é a simetria dos caminhos de circulação de corrente. Então, quando é feito o leiaute das placas de circuito impresso, sempre deve ser tomado este fator. Outra característica importante do uso de conversores modulares com CCTE é que a frequência nos filtros é $2 \cdot f_s$, e como ela é usada como parâmetros para a definição das frequências de cruzamento das malhas de controle de monitoramento da tensão e da corrente da bateria. Desta maneira, a resposta dinâmica das malhas de tensão e corrente são mais rápidas em relação aos conversores clássicos que apresenta frequência do filtro igual a f_s como referência. Principalmente, em carregadores de bateria a resposta das malhas de controle devem ser rápidas para proteger as baterias, que dependendo da tecnologia podem ser explosivas (baterias de lítio Íon). Sugestões de futuros trabalhos:

- Acoplar magneticamente os quatro indutores envolvidos para minimizar os eventuais desequilíbrios de corrente através dos conversores modulares
- Estudar o conversor CC-CC configurando um controle autônomo em cada conversor modular.
- Estudar o conversor CC-CC associando conversores modulares com célula de comutação de quatro estados (CCQE), e comparar com uso da CCTE.
- Realizar um estudo de perdas para definir a melhor razão cíclica de operação.
- Estudar conversores CA-CC com saídas não-isoladas e isoladas para alimentar o conversor CC-CC proposto neste trabalho.

REFERÊNCIAS

- ABNETT, K. **UE aprova proibição contra veículos novos movidos a combustíveis fósseis a partir de 2035**. CNN Brasil, 2023. Disponível em: <https://www.cnnbrasil.com.br/economia/ue-aprova-proibicao-contraveiculos-novos-movidos-a-combustiveis-fosseis-a-partir-de-2035/#:~:text=O%20Parlamento%20Europeu%20aprovou%20formalmente,a%20mudan%C3%A7a%20para%20ve%C3%ADculos%20el%C3%A9tricos>. Acesso em: 03 apr. 2023.
- ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS. **NBR 17019**: Instalações elétricas de baixa tensão — requisitos para instalações em locais especiais — alimentação de veículos elétricos. Rio de Janeiro: ABNT, 2022.
- AUTOSSUSTENTAVEL. **Veículos elétricos: estações de recargas com uso de energia solar**. autossustentavel, 2020. Disponível em: <https://autossustentavel.com/2020/05/veiculos-eletricos-estacoes-recargas-energia-solar.html>. Acesso em: 25 apr. 2023.
- BALESTERO, J. P. R. Conversor buck utilizando célula de comutação de três estados. Universidade Estadual Paulista (Unesp), 2006.
- BASCOPE, G. V. T. *et al.* Nova família de conversores cc-cc pwm não isolados utilizando células de comutação de três estados. Florianópolis, SC, 2001.
- BASCOPE, R. P. T. **Conversores CC-CC ZVS-PWM duplo forward com acoplamento magnético** 2000. . Tese (Tese (doutorado) em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico, Santa Catarina, 2000.
- CHAURASIYA, S.; SINGH, B. A bidirectional fast ev charger for wide voltage range using three-level dab based on current and voltage stress optimization. **IEEE Transactions on Transportation Electrification**, IEEE, v. 9, n. 1, p. 1330–1340, 2022.
- CIA, S. . **Mobilidade Elétrica**. Sustentável Cia, 2021. Disponível em: <https://www.sustentavelecia.eng.br/mobilidade-eletrica>. Acesso em: 19 apr. 2023.
- EPE. **Matriz Energética e Elétrica**. EPE, 2022. Disponível em: <https://www.epe.gov.br/pt/abcdenergia/matriz-energetica-e-eletrica>. Acesso em: 25 apr. 2023.
- GILL, L. **Evaluation and Development of Medium-Voltage Converters Using 3.3 kV SiC MOSFETs for EV Charging Application** 2019. . Tese (Thesis in Master of Science in Electrical Engineering) – Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, Virginia, 2019.
- GOMES, D. d. S. Carregador de baterias vrla estacionárias com gerador de imã permanente acoplado a uma bicicleta ergométrica. 2019.
- HART, D. W. **Eletrônica de potência: análise e projetos de circuitos**. [S. l.]: McGraw Hill Brasil, 2016.
- HUTCHINSON, R. **Temperature effects on sealed lead acid batteries and charging techniques to prolong cycle life**. [S. l.], 2004.
- JAUCH, F. T. **Medium Voltage AC-DC Converter Systems for Ultra-Fast Charging Stations for Electric Vehicles** 2016. . Tese (Thesis in Doctor of Science in Electrical Engineering) – ETH ZURICH, Zurich, Suíça, 2016.

KHALIGH, A.; DUSMEZ, S. Comprehensive topological analysis of conductive and inductive charging solutions for plug-in electric vehicles. **IEEE TRANSACTIONS ON VEHICULAR TECHNOLOGY**, v. 61, n. 8, 2012.

LINDEN, D.; REDDY, T. B. **Handbook of batteries**. [S. l.]: McGraw-Hill, 1995. Third Edition. 19 p.

MCLYMAN, C. W. T. **Transformer and inductor design handbook**. [S. l.]: CRC press, 2004.

MONTEIRO, V.; FERREIRA, J.; MELÉNDEZ, A. A. N.; COUTO, C.; AFONSO, J. L. Experimental validation of a novel architecture based on a dual-stage converter for off-board fast battery chargers of electric vehicles. **IEEE TRANSACTIONS ON VEHICULAR TECHNOLOGY**, v. 67, n. 2, 2018.

NEOCHARGE. **BATERIA DE UM VEÍCULO ELÉTRICO**. NeoCharge, 2021. Disponível em: https://www.neocharge.com.br/tudo-sobre/carro-eletrico/bateria-veiculo-eletrico?gclid=Cj0KCQjwxMmhBhDJARIsANFGOSStWNmOS6Y0OF60gc_CARyz5qpiMAheCNzzPjZ8FN1lzP8LCjgUE59waAooAEALw_wcB. Acesso em: 09 apr. 2023.

OGATA, K. **Modern control engineering fifth edition**. [S. l.: s. n.], 2010.

RÊGO, V. V. do; HONÓRIO, D. de A.; BASCOPE, R. P. T. Micro-rede baseada em energias renováveis para carregar baterias de robôs de exploração. In: **Congresso Brasileiro de Energia Solar-CBENS**. [S. l.: s. n.], 2022. p. 1–10.

SAE INTERNATIONAL. **J1772_201710**: Sae electric vehicle and plug in hybrid electric vehicle conductive charge coupler. [S. l.]: SAE International, 2017.

TOFOLI, F. L. Conversores cc-cc nao isolados: Análise, modelagem e controle. **Artliber Editora**, 2018.

VENABLE, H. D. The k factor: A new mathematical tool for stability analysis and synthesis. In: CITESEER. **Proc. Powercon**. [S. l.], 1983. v. 10, n. 1, p. 1.

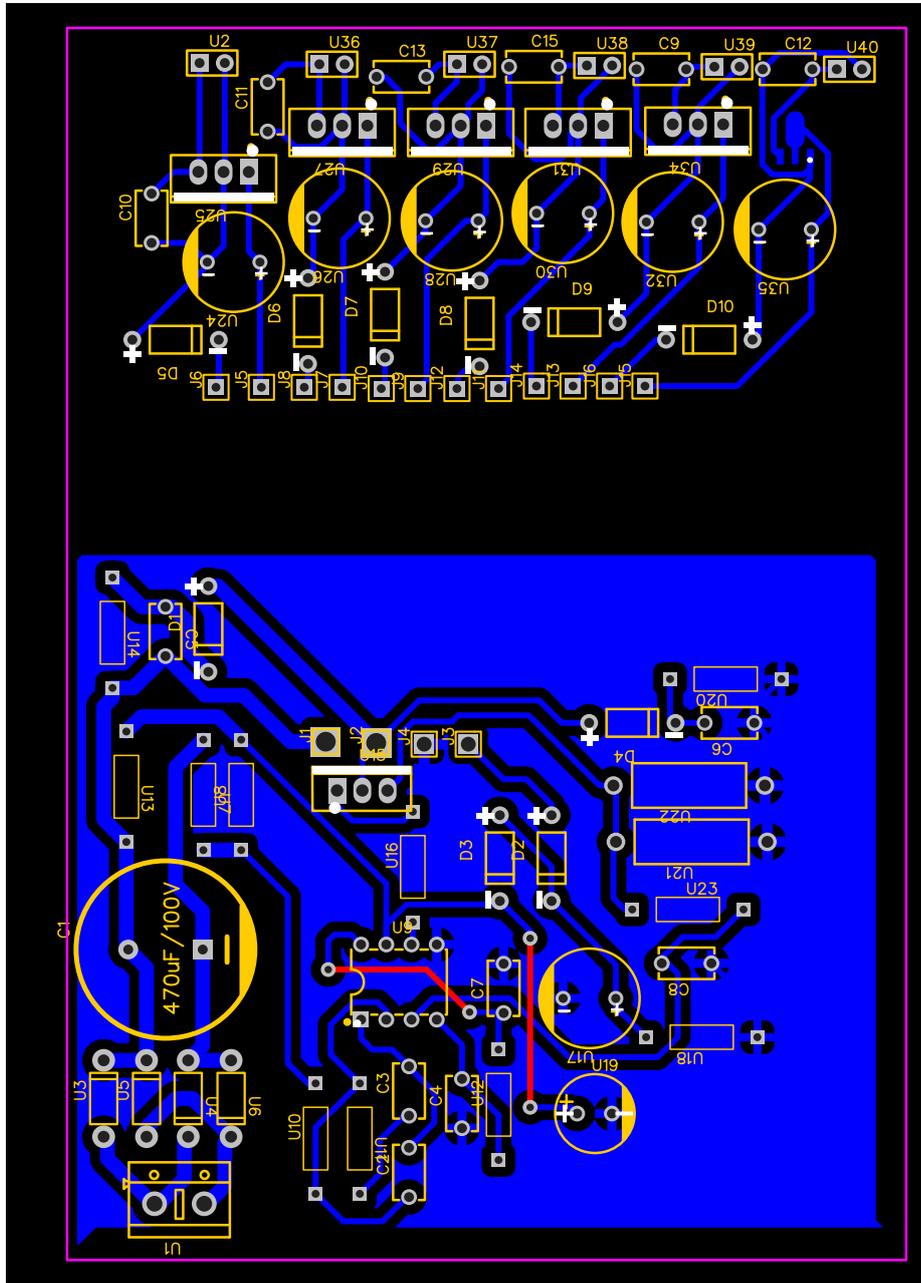
VENERI, O. **Technologies and applications for smart charging of electric and plug-in hybrid vehicles**. [S. l.]: Springer, 2017.

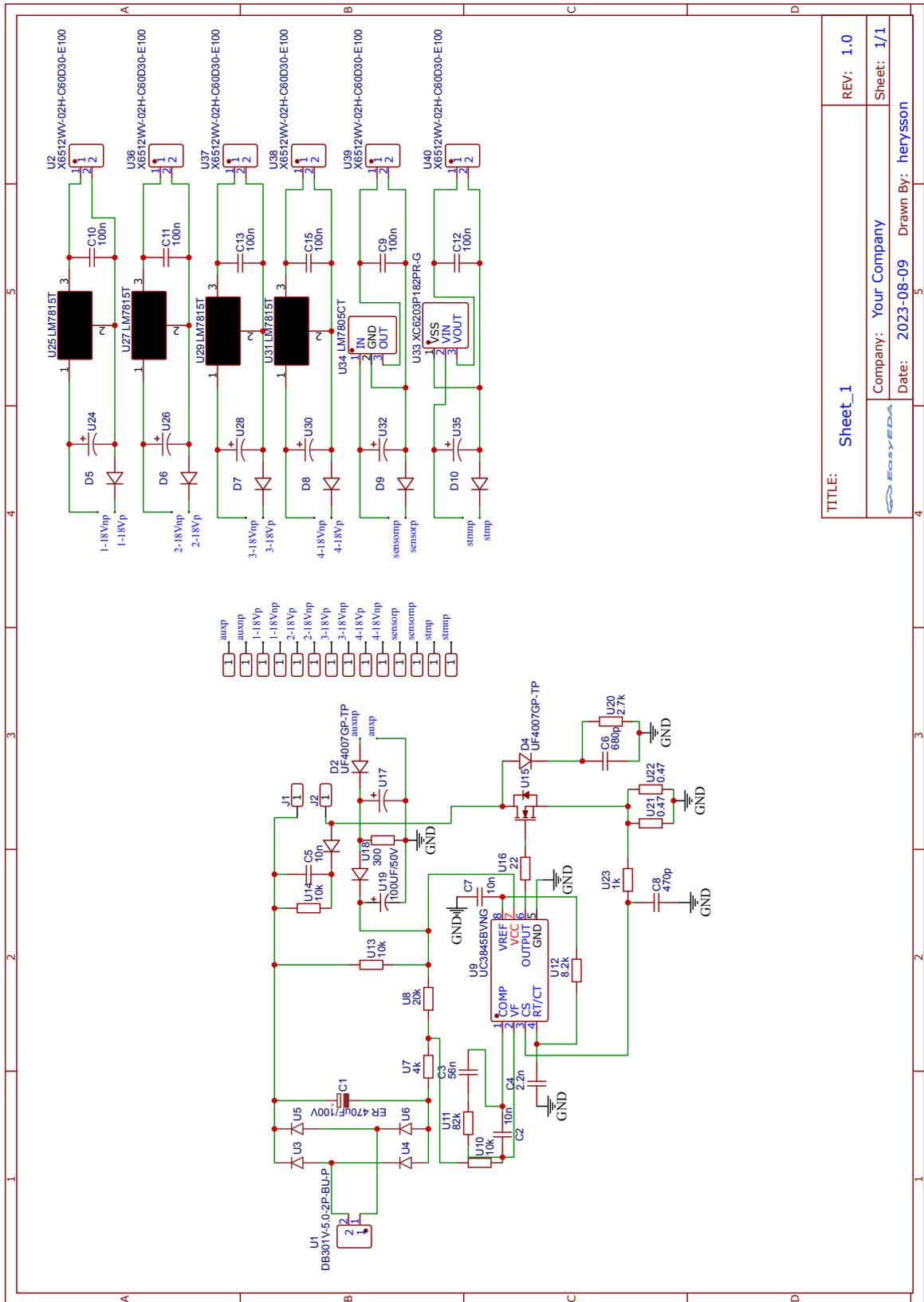
VOPERIAN, V. Simplified analysis of pwm converters using model of pwm switch, part i: Continuous conduction mode. **IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.**, v. 26, n. 3, p. 490–505, 1990.

WONG, C.; LIU, J.; CAO, L.; LOO, K. A swiss-rectifier based single-stage three-phase bidirectional ac-dc inductive-power-transfer (ipt) converter for vehicle-to-grid (v2g) applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2022.

WONG, Y.; HURLEY, W. G.; WÖLFLE, W. H. Charge regimes for valve-regulated lead-acid batteries: Performance overview inclusive of temperature compensation. **Journal of Power Sources**, Elsevier, v. 183, n. 2, p. 783–791, 2008.

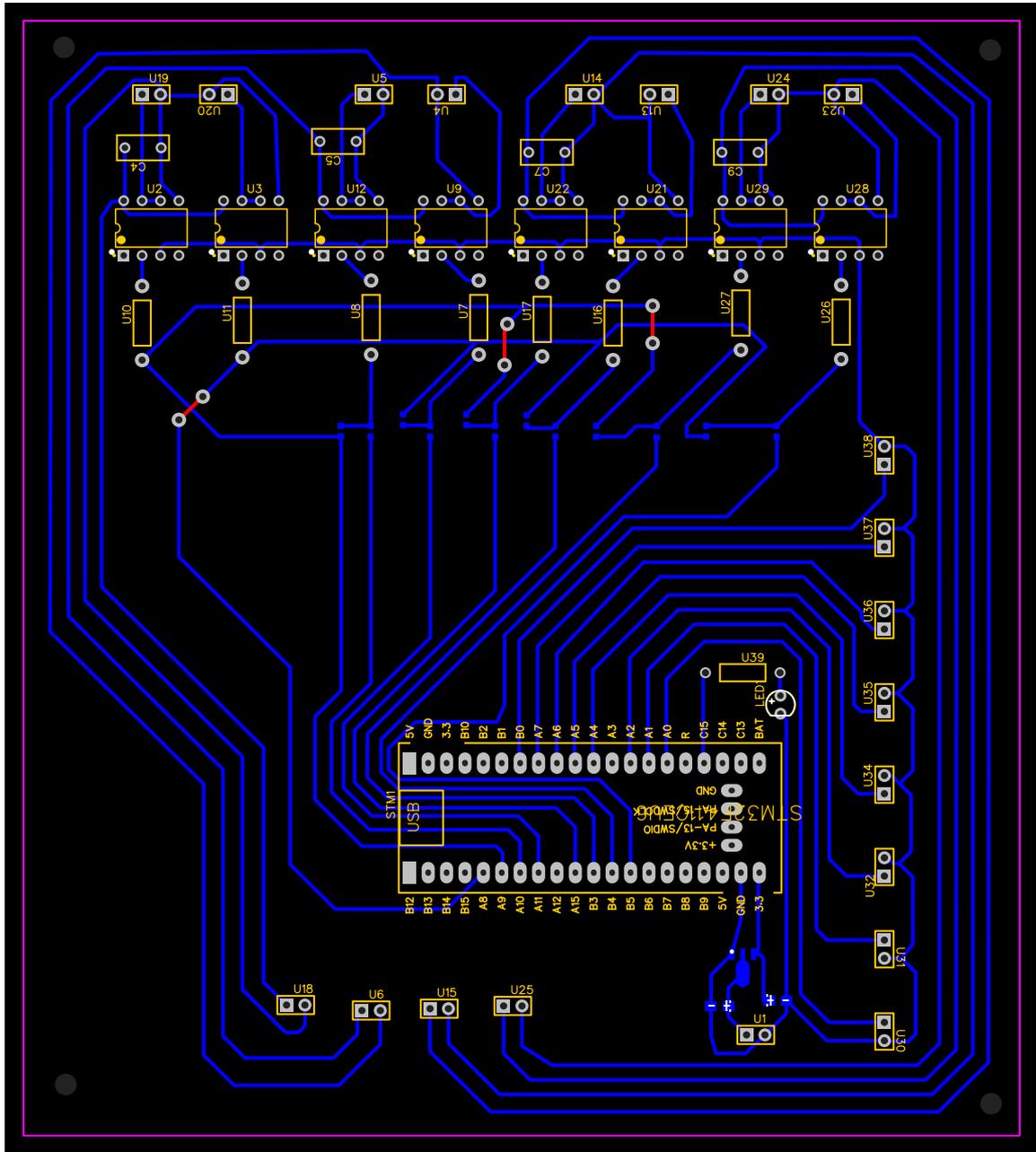
APÊNDICE A – FONTE AUXILIAR - LEIAUTE E ESQUEMÁTICO

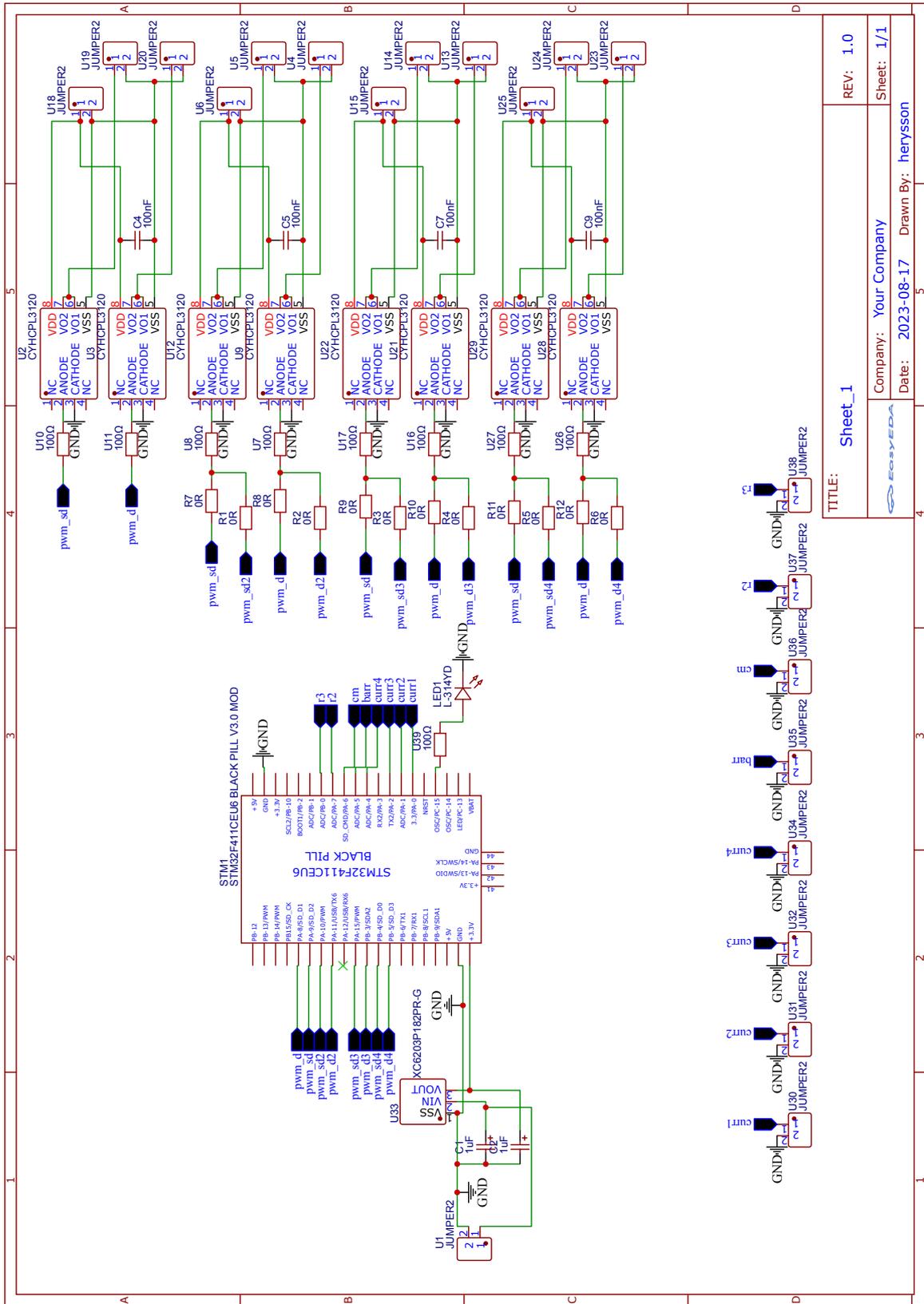




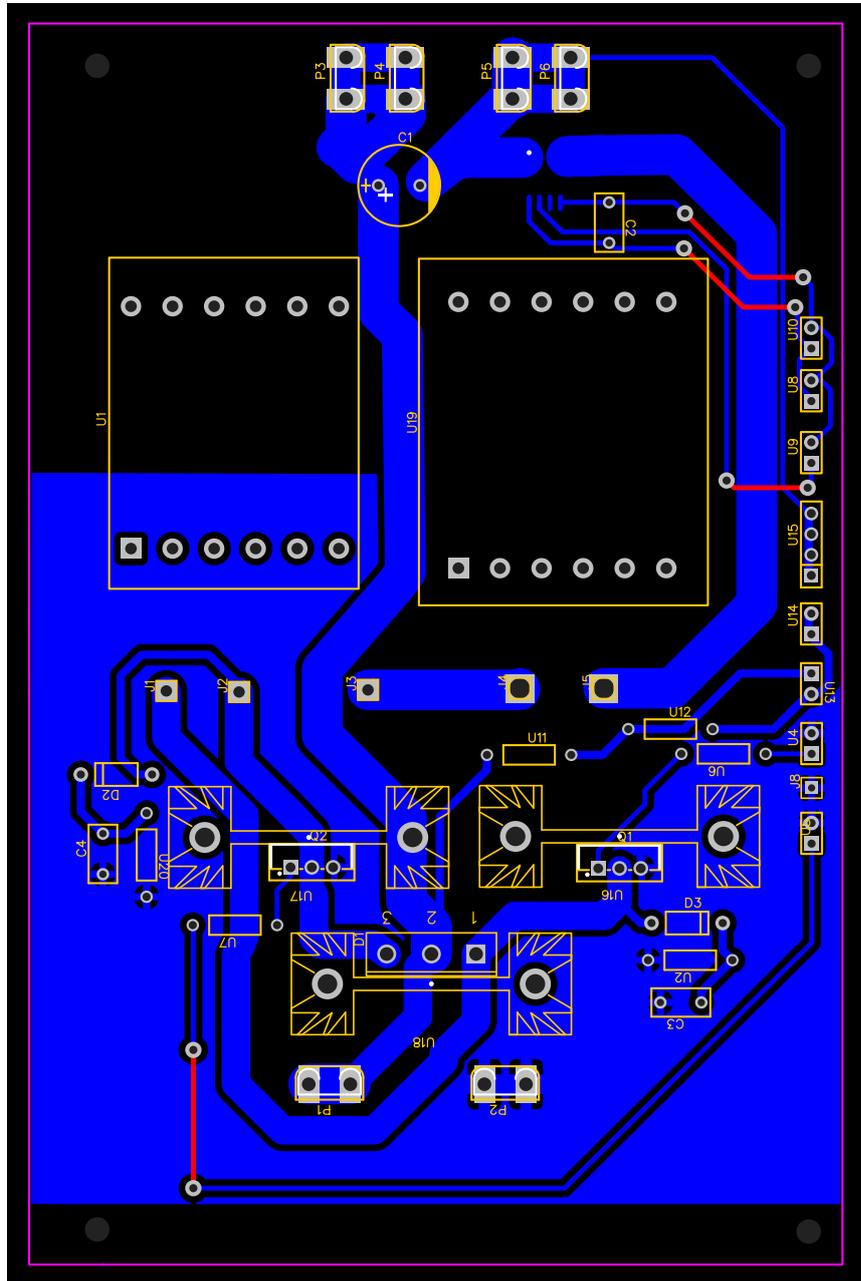
TITLE: Sheet_1	REV: 1.0
Company: Your Company	Sheet: 1/1
Date: 2023-08-09	Drawn By: herjysson

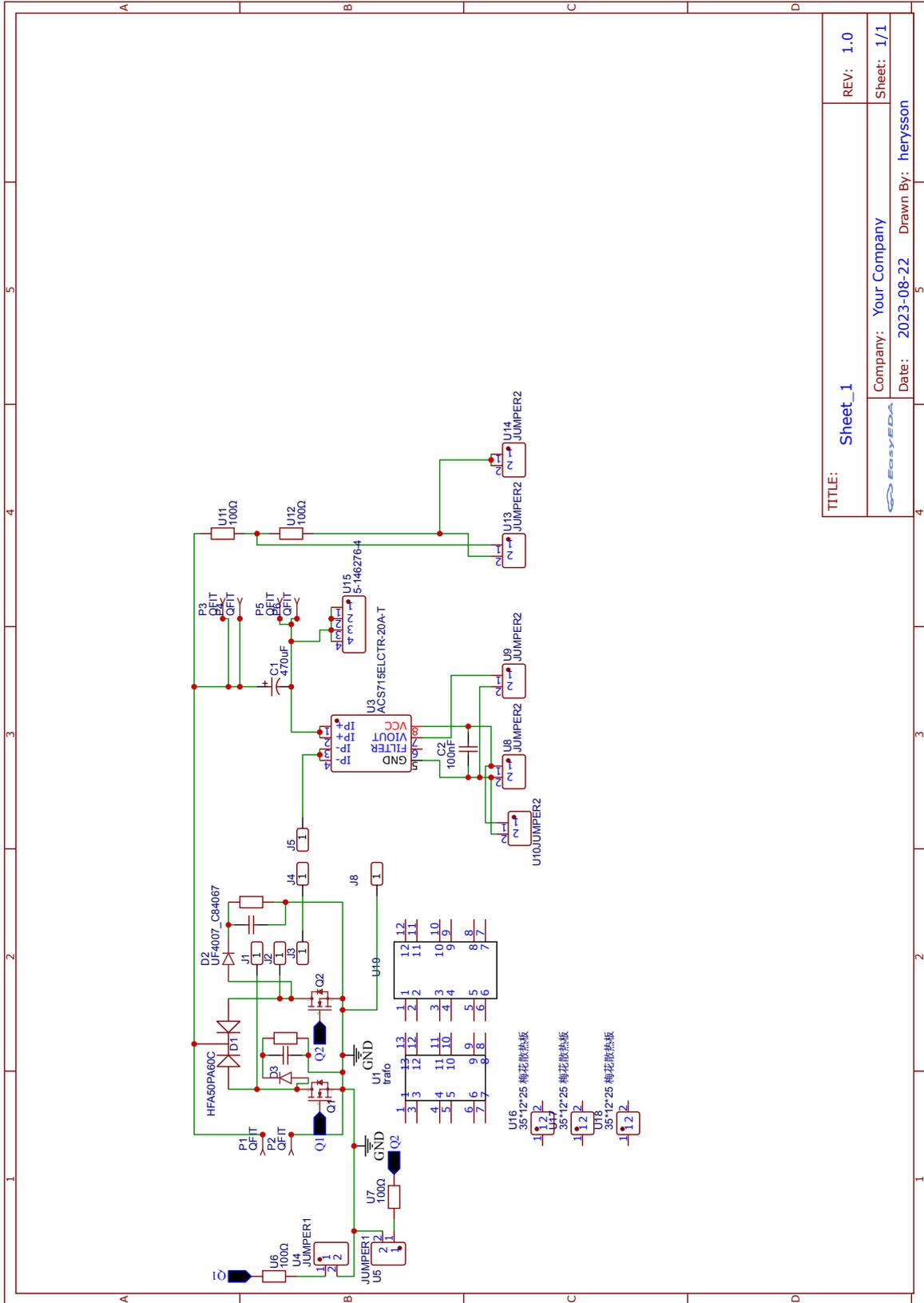
APÊNDICE B – PLACA DE CONTROLE -LEIAUTE E ESQUEMÁTICO





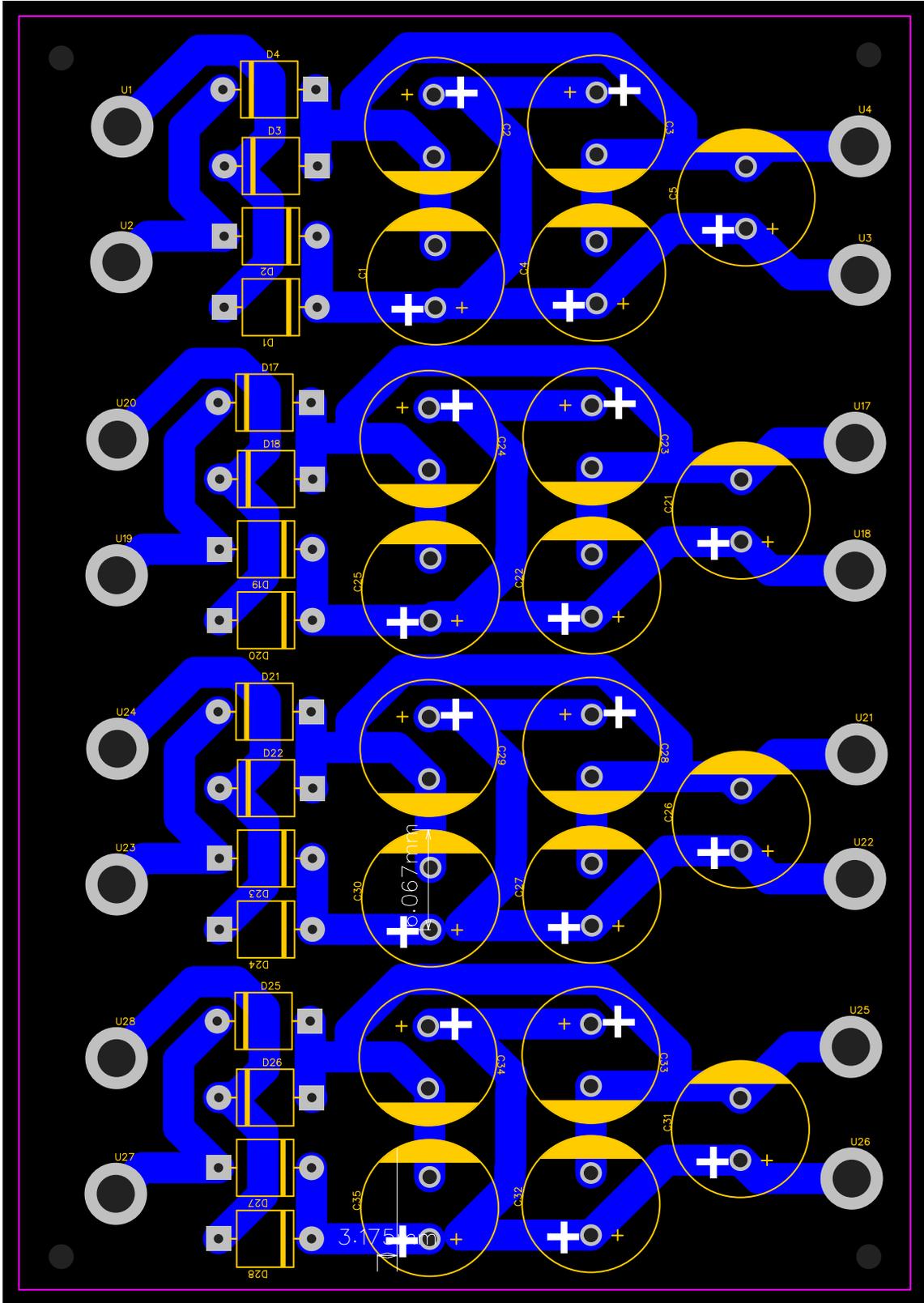
APÊNDICE C – PLACA DE POTÊNCIA - LEIAUTE E ESQUEMÁTICO

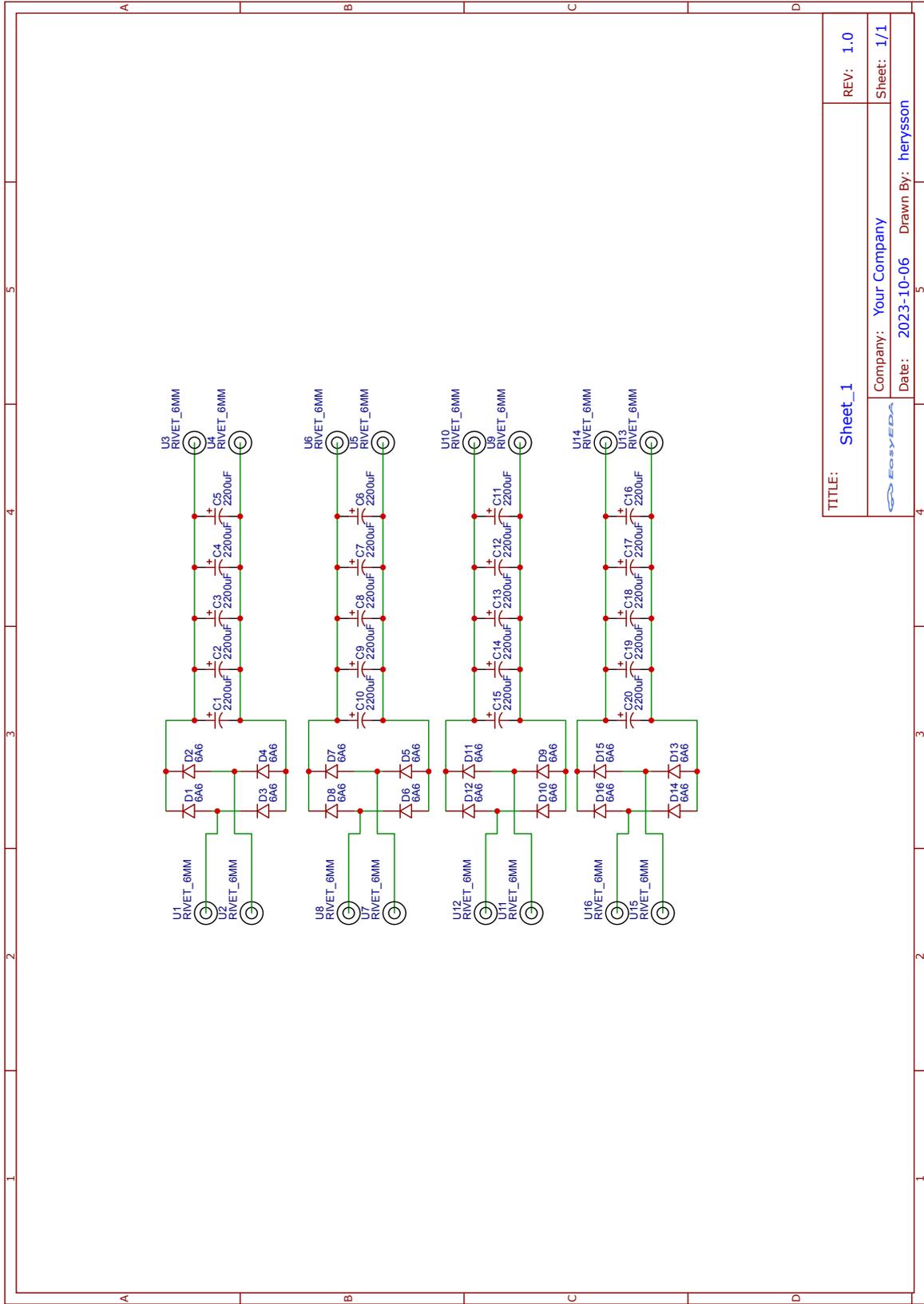




TITLE: Sheet_1		REV: 1.0
Company: Your Company		Sheet: 1/1
Date: 2023-08-22		Drawn By: heryysson

APÊNDICE D – PLACA PARA FONTE DE ENTRADA - LEIAUTE E ESQUEMÁTICO





TITLE: Sheet_1	REV: 1.0
Company: Your Company	Sheet: 1/1
Date: 2023-10-06	Drawn By: herysson

APÊNDICE E – CÓDIGO IMPLEMENTADO NO MICROCONTROLADOR STM32F411

Código-fonte 1 – Controle do conversor *buck* baseado na CCTE

```

1  #include "main.h"
2  #include "arm_math.h"
3
4  const float ref = 0.7;
5  const float reft = 1.6071;
6
7  ADC_HandleTypeDef hadc1;
8  DMA_HandleTypeDef hdma_adc1;
9
10 TIM_HandleTypeDef htim1;
11 TIM_HandleTypeDef htim2;
12 TIM_HandleTypeDef htim3;
13 TIM_HandleTypeDef htim4;
14 DMA_HandleTypeDef hdma_tim1_ch1_ch2_ch3;
15 DMA_HandleTypeDef hdma_tim4_up;
16
17
18 static uint16_t adcResultsDMA [2];
19 const int adcChannelCount = sizeof(adcResultsDMA) / sizeof(adcResultsDMA [0]);
20 volatile int adcConversionComplete = 0;
21 static float adResults [2];
22 float u [3] = { 0, 0, 0 };
23 float e [3] = { 0, 0, 0 };
24 float k [4] = { 0, 0, 0, 0 };
25 float er [4] = { 0, 0, 0, 0 };
26 uint16_t fm_mov [8];
27 uint32_t acc = 0;
28 uint16_t vf = 0;
29
30 void SystemClock_Config (void);
31 static void MX_GPIO_Init (void);
32 static void MX_DMA_Init (void);
33 static void MX_TIM1_Init (void);
34 static void MX_ADC1_Init (void);
35 static void MX_TIM2_Init (void);
36 static void MX_TIM4_Init (void);
37 static void MX_TIM3_Init (void);
38
39 void delay_us (uint16_t us);
40
41 int main (void) {
42
43     HAL_Init ();
44
45     SystemClock_Config ();
46
47     MX_GPIO_Init ();
48     MX_DMA_Init ();
49     MX_TIM1_Init ();
50     MX_ADC1_Init ();
51     MX_TIM2_Init ();
52     MX_TIM4_Init ();
53     MX_TIM3_Init ();
54
55     HAL_GPIO_WritePin (GPIOC, GPIO_PIN_13, 1);
56     HAL_GPIO_WritePin (GPIOC, GPIO_PIN_15, 0);
57     HAL_TIM_PWM_Start (&htim1, TIM_CHANNEL_1);
58     HAL_TIM_PWM_Start (&htim1, TIM_CHANNEL_2);

```

```

59 HAL_TIM_Base_Start(&htim3);
60 for (int i = 0; i < 771; i++) {
61     TIM1->CCR2 = i;
62     TIM1->CCR1 = 1999 - i;
63     i++;
64     delay_us(700);
65 }
66 HAL_TIM_Base_Start_IT(&htim4);
67
68 while (1) {
69
70 }
71
72 }
73
74 void SystemClock_Config(void) {
75     RCC_OscInitTypeDef RCC_OscInitStruct = { 0 };
76     RCC_ClkInitTypeDef RCC_ClkInitStruct = { 0 };
77
78     __HAL_RCC_PWR_CLK_ENABLE();
79     __HAL_PWR_VOLTAGESCALING_CONFIG(PWR_REGULATOR_VOLTAGE_SCALE1);
80
81     RCC_OscInitStruct.OscillatorType = RCC_OSCILLATORTYPE_HSI;
82     RCC_OscInitStruct.HSIState = RCC_HSI_ON;
83     RCC_OscInitStruct.HSICalibrationValue = RCC_HSICALIBRATION_DEFAULT;
84     RCC_OscInitStruct.PLL.PLLState = RCC_PLL_ON;
85     RCC_OscInitStruct.PLL.PLLSource = RCC_PLLSOURCE_HSI;
86     RCC_OscInitStruct.PLL.PLLM = 16;
87     RCC_OscInitStruct.PLL.PLLN = 200;
88     RCC_OscInitStruct.PLL.PLLP = RCC_PLLP_DIV2;
89     RCC_OscInitStruct.PLL.PLLQ = 4;
90     if (HAL_RCC_OscConfig(&RCC_OscInitStruct) != HAL_OK) {
91         Error_Handler();
92     }
93
94     RCC_ClkInitStruct.ClockType = RCC_CLOCKTYPE_HCLK | RCC_CLOCKTYPE_SYSCLK
95         | RCC_CLOCKTYPE_PCLK1 | RCC_CLOCKTYPE_PCLK2;
96     RCC_ClkInitStruct.SYSClkSource = RCC_SYSCLSOURCE_PLLCLK;
97     RCC_ClkInitStruct.AHBCLKDivider = RCC_SYSCLK_DIV1;
98     RCC_ClkInitStruct.APB1CLKDivider = RCC_HCLK_DIV2;
99     RCC_ClkInitStruct.APB2CLKDivider = RCC_HCLK_DIV1;
100
101     if (HAL_RCC_ClockConfig(&RCC_ClkInitStruct, FLASH_LATENCY_3) != HAL_OK) {
102         Error_Handler();
103     }
104 }
105
106 static void MX_ADC1_Init(void) {
107
108     ADC_ChannelConfTypeDef sConfig = { 0 };
109
110     hadc1.Instance = ADC1;
111     hadc1.Init.ClockPrescaler = ADC_CLOCK_SYNC_PCLK_DIV4;
112     hadc1.Init.Resolution = ADC_RESOLUTION_12B;
113     hadc1.Init.ScanConvMode = ENABLE;
114     hadc1.Init.ContinuousConvMode = DISABLE;
115     hadc1.Init.DiscontinuousConvMode = DISABLE;
116     hadc1.Init.ExternalTrigConvEdge = ADC_EXTERNALTRIGCONVEDGE_NONE;
117     hadc1.Init.ExternalTrigConv = ADC_SOFTWARE_START;
118     hadc1.Init.DataAlign = ADC_DATAALIGN_RIGHT;
119     hadc1.Init.NbrOfConversion = 2;
120     hadc1.Init.DMAContinuousRequests = DISABLE;
121     hadc1.Init.EOCSelection = ADC_EOC_SINGLE_CONV;
122     if (HAL_ADC_Init(&hadc1) != HAL_OK) {
123         Error_Handler();
124     }

```

```

125
126 sConfig.Channel = ADC_CHANNEL_0;
127 sConfig.Rank = 1;
128 sConfig.SamplingTime = ADC_SAMPLETIME_3CYCLES;
129 if (HAL_ADC_ConfigChannel(&hadc1, &sConfig) != HAL_OK) {
130     Error_Handler();
131 }
132
133 sConfig.Channel = ADC_CHANNEL_5;
134 sConfig.Rank = 2;
135 sConfig.SamplingTime = ADC_SAMPLETIME_3CYCLES;
136 if (HAL_ADC_ConfigChannel(&hadc1, &sConfig) != HAL_OK) {
137     Error_Handler();
138 }
139
140 }
141
142 static void MX_TIM1_Init(void) {
143
144     TIM_ClockConfigTypeDef sClockSourceConfig = { 0 };
145     TIM_MasterConfigTypeDef sMasterConfig = { 0 };
146     TIM_OC_InitTypeDef sConfigOC = { 0 };
147     TIM_BreakDeadTimeConfigTypeDef sBreakDeadTimeConfig = { 0 };
148
149     htim1.Instance = TIM1;
150     htim1.Init.Prescaler = 1 - 1;
151     htim1.Init.CounterMode = TIM_COUNTERMODE_CENTERALIGNED1;
152     htim1.Init.Period = 2000 - 1;
153     htim1.Init.ClockDivision = TIM_CLOCKDIVISION_DIV1;
154     htim1.Init.RepetitionCounter = 0;
155     htim1.Init.AutoReloadPreload = TIM_AUTORELOAD_PRELOAD_DISABLE;
156     if (HAL_TIM_Base_Init(&htim1) != HAL_OK) {
157         Error_Handler();
158     }
159     sClockSourceConfig.ClockSource = TIM_CLOCKSOURCE_INTERNAL;
160     if (HAL_TIM_ConfigClockSource(&htim1, &sClockSourceConfig) != HAL_OK) {
161         Error_Handler();
162     }
163     if (HAL_TIM_PWM_Init(&htim1) != HAL_OK) {
164         Error_Handler();
165     }
166     sMasterConfig.MasterOutputTrigger = TIM_TRGO_RESET;
167     sMasterConfig.MasterSlaveMode = TIM_MASTERSLAVEMODE_DISABLE;
168     if (HAL_TIMEx_MasterConfigSynchronization(&htim1, &sMasterConfig)
169         != HAL_OK) {
170         Error_Handler();
171     }
172     sConfigOC.OCMode = TIM_OCMODE_PWM1;
173     sConfigOC.Pulse = 0;
174     sConfigOC.OCpolarity = TIM_OCPOLARITY_LOW;
175     sConfigOC.OCNPolarity = TIM_OCNPOLARITY_HIGH;
176     sConfigOC.OCFastMode = TIM_OCFAST_DISABLE;
177     sConfigOC.OCIdleState = TIM_OCIDLESTATE_RESET;
178     sConfigOC.OCNIdleState = TIM_OCNIDLESTATE_RESET;
179     if (HAL_TIM_PWM_ConfigChannel(&htim1, &sConfigOC, TIM_CHANNEL_1)
180         != HAL_OK) {
181         Error_Handler();
182     }
183     __HAL_TIM_DISABLE_OCxPRELOAD(&htim1, TIM_CHANNEL_1);
184     sConfigOC.Pulse = 999;
185     sConfigOC.OCpolarity = TIM_OCPOLARITY_HIGH;
186     if (HAL_TIM_PWM_ConfigChannel(&htim1, &sConfigOC, TIM_CHANNEL_2)
187         != HAL_OK) {
188         Error_Handler();
189     }
190     __HAL_TIM_DISABLE_OCxPRELOAD(&htim1, TIM_CHANNEL_2);

```

```

191 sConfigOC.Pulse = 0;
192 if (HAL_TIM_PWM_ConfigChannel(&htim1, &sConfigOC, TIM_CHANNEL_3)
193     != HAL_OK) {
194     Error_Handler();
195 }
196 if (HAL_TIM_PWM_ConfigChannel(&htim1, &sConfigOC, TIM_CHANNEL_4)
197     != HAL_OK) {
198     Error_Handler();
199 }
200 sBreakDeadTimeConfig.OffStateRunMode = TIM_OSSR_DISABLE;
201 sBreakDeadTimeConfig.OffStateIDLEMode = TIM_OSSI_DISABLE;
202 sBreakDeadTimeConfig.LockLevel = TIM_LOCKLEVEL_OFF;
203 sBreakDeadTimeConfig.DeadTime = 0;
204 sBreakDeadTimeConfig.BreakState = TIM_BREAK_DISABLE;
205 sBreakDeadTimeConfig.BreakPolarity = TIM_BREAKPOLARITY_HIGH;
206 sBreakDeadTimeConfig.AutomaticOutput = TIM_AUTOMATICOUTPUT_DISABLE;
207 if (HAL_TIMEx_ConfigBreakDeadTime(&htim1, &sBreakDeadTimeConfig)
208     != HAL_OK) {
209     Error_Handler();
210 }
211 /* USER CODE BEGIN TIM1_Init 2 */
212
213 /* USER CODE END TIM1_Init 2 */
214 HAL_TIM_MspPostInit(&htim1);
215
216 }
217
218 static void MX_TIM2_Init(void) {
219
220     TIM_MasterConfigTypeDef sMasterConfig = { 0 };
221     TIM_OC_InitTypeDef sConfigOC = { 0 };
222
223     htim2.Instance = TIM2;
224     htim2.Init.Prescaler = 0;
225     htim2.Init.CounterMode = TIM_COUNTERMODE_UP;
226     htim2.Init.Period = 4294967295;
227     htim2.Init.ClockDivision = TIM_CLOCKDIVISION_DIV1;
228     htim2.Init.AutoReloadPreload = TIM_AUTORELOAD_PRELOAD_DISABLE;
229     if (HAL_TIM_PWM_Init(&htim2) != HAL_OK) {
230         Error_Handler();
231     }
232     sMasterConfig.MasterOutputTrigger = TIM_TRGO_RESET;
233     sMasterConfig.MasterSlaveMode = TIM_MASTERSLAVEMODE_DISABLE;
234     if (HAL_TIMEx_MasterConfigSynchronization(&htim2, &sMasterConfig)
235         != HAL_OK) {
236         Error_Handler();
237     }
238     sConfigOC.OCMode = TIM_OCMODE_PWM1;
239     sConfigOC.Pulse = 0;
240     sConfigOC.OCpolarity = TIM_OCPOLARITY_HIGH;
241     sConfigOC.OCFastMode = TIM_OCFAST_DISABLE;
242     if (HAL_TIM_PWM_ConfigChannel(&htim2, &sConfigOC, TIM_CHANNEL_1)
243         != HAL_OK) {
244         Error_Handler();
245     }
246     if (HAL_TIM_PWM_ConfigChannel(&htim2, &sConfigOC, TIM_CHANNEL_2)
247         != HAL_OK) {
248         Error_Handler();
249     }
250     if (HAL_TIM_PWM_ConfigChannel(&htim2, &sConfigOC, TIM_CHANNEL_3)
251         != HAL_OK) {
252         Error_Handler();
253     }
254     if (HAL_TIM_PWM_ConfigChannel(&htim2, &sConfigOC, TIM_CHANNEL_4)
255         != HAL_OK) {
256         Error_Handler();

```

```

257     }
258     /* USER CODE BEGIN TIM2_Init 2 */
259
260     /* USER CODE END TIM2_Init 2 */
261     HAL_TIM_MspPostInit(&htim2);
262
263 }
264
265 static void MX_TIM3_Init(void) {
266
267     TIM_ClockConfigTypeDef sClockSourceConfig = { 0 };
268     TIM_MasterConfigTypeDef sMasterConfig = { 0 };
269     TIM_OC_InitTypeDef sConfigOC = { 0 };
270
271     htim3.Instance = TIM3;
272     htim3.Init.Prescaler = 100 - 1;
273     htim3.Init.CounterMode = TIM_COUNTERMODE_UP;
274     htim3.Init.Period = 0xffff - 1;
275     htim3.Init.ClockDivision = TIM_CLOCKDIVISION_DIV1;
276     htim3.Init.AutoReloadPreload = TIM_AUTORELOAD_PRELOAD_DISABLE;
277     if (HAL_TIM_Base_Init(&htim3) != HAL_OK) {
278         Error_Handler();
279     }
280     sClockSourceConfig.ClockSource = TIM_CLOCKSOURCE_INTERNAL;
281     if (HAL_TIM_ConfigClockSource(&htim3, &sClockSourceConfig) != HAL_OK) {
282         Error_Handler();
283     }
284     if (HAL_TIM_PWM_Init(&htim3) != HAL_OK) {
285         Error_Handler();
286     }
287     sMasterConfig.MasterOutputTrigger = TIM_TRGO_UPDATE;
288     sMasterConfig.MasterSlaveMode = TIM_MASTERSLAVEMODE_DISABLE;
289     if (HAL_TIMEx_MasterConfigSynchronization(&htim3, &sMasterConfig)
290         != HAL_OK) {
291         Error_Handler();
292     }
293     sConfigOC.OCMode = TIM_OCMODE_PWM1;
294     sConfigOC.Pulse = 0;
295     sConfigOC.OCpolarity = TIM_OCPOLARITY_HIGH;
296     sConfigOC.OCFastMode = TIM_OCFAST_DISABLE;
297     if (HAL_TIM_PWM_ConfigChannel(&htim3, &sConfigOC, TIM_CHANNEL_1)
298         != HAL_OK) {
299         Error_Handler();
300     }
301     HAL_TIM_MspPostInit(&htim3);
302
303 }
304
305 static void MX_TIM4_Init(void) {
306
307     TIM_ClockConfigTypeDef sClockSourceConfig = { 0 };
308     TIM_MasterConfigTypeDef sMasterConfig = { 0 };
309     TIM_OC_InitTypeDef sConfigOC = { 0 };
310
311     htim4.Instance = TIM4;
312     htim4.Init.Prescaler = 999 - 1;
313     htim4.Init.CounterMode = TIM_COUNTERMODE_UP;
314     htim4.Init.Period = 1;
315     htim4.Init.ClockDivision = TIM_CLOCKDIVISION_DIV1;
316     htim4.Init.AutoReloadPreload = TIM_AUTORELOAD_PRELOAD_ENABLE;
317     if (HAL_TIM_Base_Init(&htim4) != HAL_OK) {
318         Error_Handler();
319     }
320     sClockSourceConfig.ClockSource = TIM_CLOCKSOURCE_INTERNAL;
321     if (HAL_TIM_ConfigClockSource(&htim4, &sClockSourceConfig) != HAL_OK) {
322         Error_Handler();

```

```

323 }
324 if (HAL_TIM_PWM_Init(&htim4) != HAL_OK) {
325     Error_Handler();
326 }
327 sMasterConfig.MasterOutputTrigger = TIM_TRGO_UPDATE;
328 sMasterConfig.MasterSlaveMode = TIM_MASTERSLAVEMODE_DISABLE;
329 if (HAL_TIMEx_MasterConfigSynchronization(&htim4, &sMasterConfig)
330     != HAL_OK) {
331     Error_Handler();
332 }
333 sConfigOC.OCMode = TIM_OCMODE_PWM1;
334 sConfigOC.Pulse = 0;
335 sConfigOC.OCpolarity = TIM_OCPOLARITY_HIGH;
336 sConfigOC.OCFastMode = TIM_OCFAST_DISABLE;
337 if (HAL_TIM_PWM_ConfigChannel(&htim4, &sConfigOC, TIM_CHANNEL_1)
338     != HAL_OK) {
339     Error_Handler();
340 }
341 HAL_TIM_MspPostInit(&htim4);
342
343 }
344
345 static void MX_DMA_Init(void) {
346
347     __HAL_RCC_DMA2_CLK_ENABLE();
348     __HAL_RCC_DMA1_CLK_ENABLE();
349
350     HAL_NVIC_SetPriority(DMA1_Stream6_IRQn, 0, 0);
351     HAL_NVIC_EnableIRQ(DMA1_Stream6_IRQn);
352     HAL_NVIC_SetPriority(DMA2_Stream0_IRQn, 0, 0);
353     HAL_NVIC_EnableIRQ(DMA2_Stream0_IRQn);
354     HAL_NVIC_SetPriority(DMA2_Stream6_IRQn, 0, 0);
355     HAL_NVIC_EnableIRQ(DMA2_Stream6_IRQn);
356
357 }
358
359 static void MX_GPIO_Init(void) {
360     GPIO_InitTypeDef GPIO_InitStruct = { 0 };
361     __HAL_RCC_GPIOC_CLK_ENABLE();
362     __HAL_RCC_GPIOA_CLK_ENABLE();
363     __HAL_RCC_GPIOB_CLK_ENABLE();
364
365     HAL_GPIO_WritePin(GPIOC, GPIO_PIN_13 | GPIO_PIN_15, GPIO_PIN_RESET);
366
367     GPIO_InitStruct.Pin = GPIO_PIN_13 | GPIO_PIN_15;
368     GPIO_InitStruct.Mode = GPIO_MODE_OUTPUT_PP;
369     GPIO_InitStruct.Pull = GPIO_NOPULL;
370     GPIO_InitStruct.Speed = GPIO_SPEED_FREQ_LOW;
371     HAL_GPIO_Init(GPIOC, &GPIO_InitStruct);
372
373 }
374
375 void HAL_TIM_PeriodElapsedCallback(TIM_HandleTypeDef *htim) {
376     //HAL_GPIO_TogglePin(GPIOC, GPIO_PIN_13);
377     HAL_ADC_Start_DMA(&hadc1, (uint32_t*) adcResultsDMA, adcChannelCount);
378     if (adcResultsDMA[1] <= 2010) {
379         adResults[0] = (adcResultsDMA[0] - 3080) * 0.0008036;
380         if (adResults[0] < 0.01) {
381             adResults[0] = 0;
382         }
383         e[0] = ref - adResults[0];
384         u[0] = (1.747 * u[1]) - (0.7467 * u[2]) + (0.231 * e[0])
385             + (0.004863 * e[1]) - (0.2261 * e[2]);
386         if (u[0] < 0) {
387             u[0] = 0;
388         }
389     }

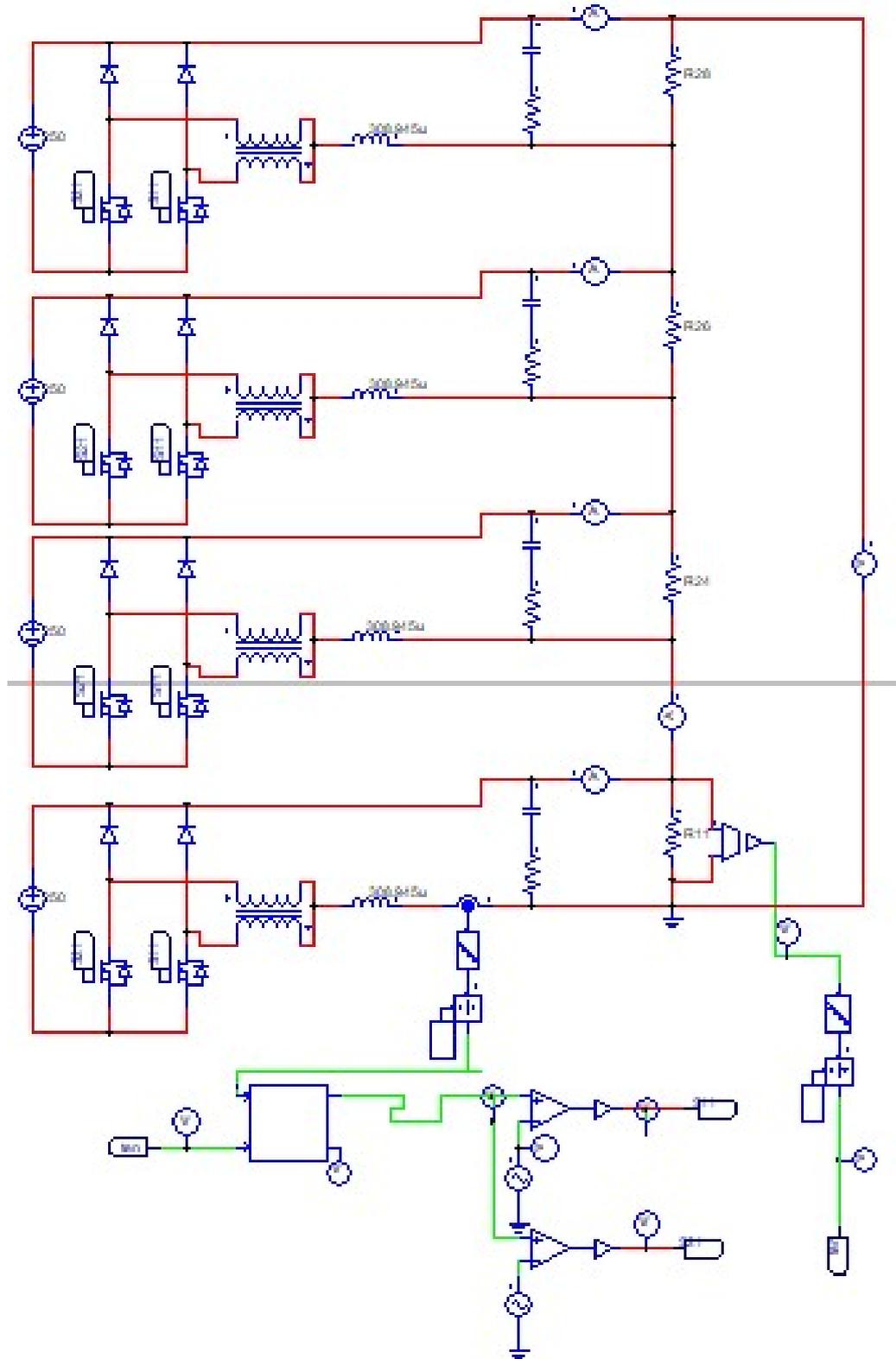
```

```

389     if (u[0] > 0.9) {
390         u[0] = 0.38;
391     }
392     u[1] = u[0];
393     u[2] = u[1];
394
395     e[1] = e[0];
396     e[2] = e[1];
397 } else {
398     for (int i = 8 - 1; i > 0; i--)
399         fm_mov[i] = fm_mov[i - 1];
400     fm_mov[0] = adcResultsDMA[1];
401     acc = 0;
402     for (int i = 0; i < 8; i++)
403         acc += fm_mov[i];
404     vf = acc / 8;
405     er[0] = reft - (vf * 0.0008059);
406     k[0] = 2.045 * k[1] - 1.318 * k[2] + 0.273 * k[3] + 0.7669 * er[0]
407         - 0.7077 * er[1] - 0.7657 * er[2] + 0.7088 * er[3];
408     if (k[0] > 0.8) {
409         k[0] = 0.22;
410     }
411     if (k[0] < 0) {
412         k[0] = 0.1;
413     }
414     k[1] = k[0];
415     k[2] = k[1];
416     k[3] = k[2];
417     er[1] = er[0];
418     er[2] = er[1];
419     er[3] = er[2];
420     u[0] = k[0];
421 }
422 TIM1->CCR2 = (u[0] * 1999);
423 TIM1->CCR1 = 1999 - (1999 * u[0]);
424 //HAL_GPIO_TogglePin(GPIOC, GPIO_PIN_13);
425 }
426
427 void HAL_ADC_ConvCpltCallback(ADC_HandleTypeDef *hadc) {
428     adcConversionComplete = 1;
429 }
430
431 void delay_us(uint16_t us) {
432     __HAL_TIM_SET_COUNTER(&htim3, 0);
433     while (__HAL_TIM_GET_COUNTER(&htim3) < us)
434         ;
435 }
436
437 void Error_Handler(void) {
438     __disable_irq();
439     while (1) {
440     }
441 }

```

APÊNDICE F – CIRCUITO SIMULADO NO PSIM - POTÊNCIA E CONTROLE



APÊNDICE G – SCRIPT NO MATLAB PARA GERAR OS GRÁFICOS DE GANHO DO CONVERSOR

```

1  clc
2  clear all
3  close all
4
5  G = @(x) x;
6  figure(1)
7  fplot(G,[0 1],'LineWidth',2,'Color','red')
8  xlabel('D')
9  ylabel('Vo / Vi')
10 title('Ganho est tico do conversor')
11 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
12 figure(2)
13 g=0.05;
14 H = @(d) 1/2*(d^2/(g+d^2));
15 fplot(H,[0 1],'LineWidth',2)
16 hold on
17 g=0.1;
18 H = @(d) 1/2*(d^2/(g+d^2));
19 fplot(H,[0 1],'LineWidth',2)
20 g=0.15;
21 H = @(d) 1/2*(d^2/(g+d^2));
22 fplot(H,[0 1],'LineWidth',2)
23 g=0.2;
24 H = @(d) 1/2*(d^2/(g+d^2));
25 fplot(H,[0 1],'LineWidth',2)
26 g=0.25;
27 H = @(d) 1/2*(d^2/(g+d^2));
28 fplot(H,[0 1],'LineWidth',2)
29 g=0.3;

```

```

30 H = @(d) 1/2*(d^2/(g+d^2));
31 fplot(H,[0 1],'LineWidth',2)
32 xlabel('D')
33 ylabel('Vo / Vi')
34 title('Ganho est tico do conversor no MCD')
35 legend('\gamma = 0.05', '\gamma = 0.10', '\gamma = 0.15', '\
    gamma = 0.20', '\gamma = 0.25', '\gamma = 0.30', 'Location', '
    best')
36 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%5
37 figure(3)
38 d=0.05;
39 H = @(g) 1/2*(d^2/(g+d^2));
40 fplot(H,[0 0.0225], 'LineWidth',2, 'Color', '[0,0.45,0.74]')
41 hold on
42 fplot(0.05,[0.0225 0.5], 'LineWidth',2, 'Color
    ', '[0,0.45,0.74]')
43 d=0.15;
44 H = @(g) 1/2*(d^2/(g+d^2));
45 fplot(H,[0 0.0525], 'LineWidth',2, 'Color', '[0.85,0.33,0.1]')
46 fplot(0.15,[0.0525 0.5], 'LineWidth',2, 'Color
    ', '[0.85,0.33,0.1]')
47 d=0.25;
48 H = @(g) 1/2*(d^2/(g+d^2));
49 fplot(H,[0 0.0625], 'LineWidth',2, 'Color', '[0.93,0.69,0.13]')
50 fplot(0.25,[0.0625 0.5], 'LineWidth',2, 'Color
    ', '[0.93,0.69,0.13]')
51 d=0.35;
52 H = @(g) 1/2*(d^2/(g+d^2));
53 fplot(H,[0 0.0525], 'LineWidth',2, 'Color', '[0.49,0.18,0.56]')
54 fplot(0.35,[0.0525 0.5], 'LineWidth',2, 'Color
    ', '[0.49,0.18,0.56]')
55 d=0.40;

```

```
56 H = @(g) 1/2*(d^2/(g+d^2));
57 fplot(H,[0 0.04], 'LineWidth',2, 'Color', '[0.47,0.67,0.19]')
58 fplot(0.4,[0.04 0.5], 'LineWidth',2, 'Color
    ', '[0.47,0.67,0.19]')
59 d=0.45;
60 H = @(g) 1/2*(d^2/(g+d^2));
61 fplot(H,[0 0.0225], 'LineWidth',2, 'Color', '[0.3,0.75,0.93]')
62 fplot(0.45,[0.0225 0.5], 'LineWidth',2, 'Color
    ', '[0.3,0.75,0.93]')
63 ylim([0 0.5])
64 plot(0.0225,0.05, '*', 'Color', 'red')
65 plot(0.0525,0.15, '*', 'Color', 'red')
66 plot(0.0625,0.25, '*', 'Color', 'red')
67 plot(0.0525,0.35, '*', 'Color', 'red')
68 plot(0.04,0.4, '*', 'Color', 'red')
69 plot(0.0225,0.45, '*', 'Color', 'red')
70 xlabel('\gamma')
71 ylabel('Vo / Vi')
72 title('Caracteristica do Conversor')
```

**APÊNDICE H – SCRIPT NO MATLAB PARA GERAR OS DIAGRAMAS DE BODE
PARA O CONVERSOR**

```

1  clc
2  clear all
3  close all
4  %%%%%%%%% BODE MALHA ABERTA%%%%%%%%
5  num0LTFc = [1.399e-4 5.952];
6  den0LTFc = [5.674e-8 8.483e-5 1];
7  0LTFc = tf(num0LTFc,den0LTFc)
8  0LTFdc = c2d(0LTFc,2e-5,'zoh')
9  bode(0LTFc)
10 grid on
11
12 %%%%%%%%%
13
14 num0LTFv = [2.628e-4 11.184];
15 den0LTFv = [1.0444e-7 +1.5936e-4 1.879];
16 0LTFv = tf(num0LTFv,den0LTFv)
17 0LTFdv = c2d(0LTFv,2e-5,'zoh')
18 bode(0LTFdv)
19
20 %%%%%%%%%FATOR K TIPO 2 E TIPO 3%%%%%%%%
21 k = logspace(0,4);
22 alpha = (4*atan(sqrt(k))-pi)*(180/pi);
23 semilogx(k,alpha,'LineWidth',2)
24 ylim([0 200])
25 hold on
26 alpha2 = (2*atan(k)-(pi/2))*(180/pi);
27 semilogx(k,alpha2,'LineWidth',2)
28 grid on
29 ylabel('Avan o de Fase em Graus')

```

```

30 xlabel('K')
31 legend('Compensador Tipo 3','Compensador Tipo 2','Location','
      NW')
32 %%%%%%%%%%%%% BODE DO COMPENSADOR TIPO 2%%%%%%%%%%%%
33 R1=10e3;
34 R2=19.89e3;
35 C1=2.364e-9;
36 C2=187.073e-12;
37
38 Numc = [C1*R2 1];
39 Denc = [R2*R1*C1*C2 (C1*R1)+(C2*R1) 0];
40 Cg = tf(Numc,Denc)
41 Dg = c2d(Cg,(0.1*10^-5),'tustin')
42 figure
43 bode(Cg)
44 grid on
45
46 %%%%%%%%%%%%% BODE DO COMPENSADOR TIPO 3%%%%%%%%%%%%
47
48 R1=10e3;
49 R2=5.386e3;
50 R3=669.223;
51 C1=47.196e-9;
52 C2=3.158e-9;
53 C3=2.382e-8;
54
55 s = tf('s');
56 Cgv=((R1+R3)*(s+1/(R2*C1))*(s+1/((R1+R3)*C3)))/(R1*R3*C2*s*(s
      +1/(R3*C3))*(s+(C1+C2)/(R2*C1*C2)))
57 bode(Cgv)
58 Dgv = c2d(Cgv,(10*10^-6),'tustin')
59 hold on

```

```
60 bode(Dgv)
61
62
63 %%%%%%%%%%% BODE MALHA FECHADA %%%%%%%%%%%
64 CLTF = OLTFC*Cg
65 figure
66 bode(CLTF)
67 grid on
```

APÊNDICE I – CÓDIGO EM C USADO NO CBLOCK DO PSIM

Código-fonte 2 – Controle do conversor *buck* baseado na CCTE

```
1 #include <Stdlib.h>
2 #include <String.h>
3 #include <math.h>
4
5 // PLACE GLOBAL VARIABLES OR USER FUNCTIONS HERE...
6
7
8
9 #define ref 0.7
10
11 #define ref2 1.62
12
13 int count=0,i;
14
15 float u[3] ,e[3],k[4],er[4],ifi[2];
16
17 float erro=0;
18
19 for(i = 0; i <3; i ++){ u[i] = 0; };
20
21 for(i = 0; i<3; i++){ e[i]=0; };
22
23 for(i = 0; i <4; i ++){ k[i] = 0; };
24
25 for(i = 0; i<4; i++){ er[i]=0; };
26
27 for(i = 0; i<2; i++){ ifi[i]=0; };
28
29 // ENTER YOUR CODE HERE...
```

```
30
31 if(count == 400)
32
33 \{
34
35 e[0]=ref-(in[0]*0.0008036);
36
37 if(in[1]>4095)\{
38
39 in[1]=4095;
40
41 \}
42
43 erro = in[1]*0.0008059;
44
45 er[0]=ref2-erro;
46
47 if(in[1]<1.62)\{
48
49 //u[0]=u[1]+(1.8*e[0])-(3.24*e[1])+(1.463*e[2]);
50
51 u[0]=(1.747*u[1])-(0.7467*u[2])+(0.231*e[0])+(0.004863*e[1])
    -(0.2261*e[2]);
52
53 if(u[0]>0.5)\{
54
55 u[0]=0.5;
56
57 \}
58 if(u[0]<=0)\{
59
60 u[0]=0.0;
```

```
61
62 \}
63
64 u[1]= u[0];
65
66 u[2]=u[1];
67
68 e[1]=e[0];
69
70 e[2]=e[1];
71
72 out[0]=u[0];
73
74 \}
75
76 else\{
77
78 k[0]=2.045*k[1]-1.318*k[2]+0.273*k[3]+0.7669*er[0]-0.7077*er
    [1]-0.7657*er[2]+0.7088*er[3];
79
80 //k[0]=1.167*k[1]-0.1672*k[2]+20.27*er[0]+0.9277*er[1]-19.34*
    er[2];
81
82 k[1]=k[0];
83
84 k[2]=k[1];
85
86 k[3]=k[2];
87
88 er[1]=er[0];
89
90 er[2]=er[1];
```

```
91  
92 er[3]=er[2];  
93  
94 out[0]=k[0];  
95  
96 \}  
97  
98 out[1]=er[0];  
99  
100 count = 0;  
101  
102 \}  
103  
104 count++;
```