



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

JOSÉ JANIÈRE SILVA DE SOUZA

**CONVERSOR CA-CC MONOFÁSICO BIDIRECIONAL ISOLADO APLICADO
COMO CARREGADOR DE BATERIAS DE VEÍCULOS ELÉTRICOS**

FORTALEZA

2020

JOSÉ JANIÈRE SILVA DE SOUZA

CONVERSOR CA-CC MONOFÁSICO BIDIRECIONAL ISOLADO APLICADO COMO
CARREGADOR DE BATERIAS DE VEÍCULOS ELÉTRICOS

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado Acadêmico em Engenharia Elétrica do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro de Tecnologia da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do título de mestre em Engenharia Elétrica. Área de Concentração: Sistemas de Energia Elétrica

Orientador: Prof. PhD. Fernando Luiz Marcelo Antunes

Coorientador: Prof. Dr. Luan Carlos dos Santos Mazza

FORTALEZA

2020

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

- S238c Souza, José Janiere Silva de.
Conversor CA-CC monofásico bidirecional isolado aplicado como carregador de baterias de veículos elétricos / José Janiere Silva de Souza. – 2020.
158 f. : il. color.
- Dissertação (mestrado) – Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Fortaleza, 2020.
Orientação: Prof. Dr. Fernando Luiz Marcelo Antunes.
Coorientação: Prof. Dr. Luan Carlos dos Santos Mazza.
1. Carregador de baterias. 2. Conversor CA-CC. 3. Grid to Vehicle (G2V). 4. Neutral Point Clamped (NPC). 5. Veículo elétrico. I. Título.

CDD 621.3

JOSÉ JANIÈRE SILVA DE SOUZA

CONVERSOR CA-CC MONOFÁSICO BIDIRECIONAL ISOLADO APLICADO COMO
CARREGADOR DE BATERIAS DE VEÍCULOS ELÉTRICOS

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado Acadêmico em Engenharia Elétrica do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro de Tecnologia da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do título de mestre em Engenharia Elétrica. Área de Concentração: Sistemas de Energia Elétrica

Aprovada em: 24/04/2020

BANCA EXAMINADORA

Prof. PhD. Fernando Luiz Marcelo
Antunes (Orientador)
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Luan Carlos dos Santos Mazza
(Coorientador)
Instituto Federal do Ceará (IFCE)

Prof. Dr. Juliano de Oliveira Pacheco
Centro Universitário UniFanor Wyden

Prof. Dr. Nustenil Segundo de Moraes Lima Marinus
Instituto Federal do Ceará (IFCE-*Campus Crato*)

À Deus, familiares e amigos.

AGRADECIMENTOS

A Deus pelo dom da vida, proteção e força durante nessa jornada. Pelas conquistas e força para enfrentar as dificuldades.

Aos meus familiares, em especial, meus pais Sônia Maria Silva de Souza e Joacir Gomes de Souza e meus irmãos Juliete da Silva Souza e Joacir Gomes de Souza Filho pelo amor, incentivo e apoio incondicional.

Aos professores e servidores técnico-administrativos do Departamento de Engenharia Elétrica pelas oportunidades de apreendido crescimento profissional e disponibilidade. Ao meu orientador Prof. PhD. Fernando Luiz Marcelo Antunes pelas oportunidade e confiança em mim depositada. Ao meu coorientador Prof Dr. Luan Carlos do Santos Mazza pelo convívio, confiança e amizade. Aos demais membros da banca Prof. Dr. Juliano de Oliveira Pacheco (UniFanor Wyden) e Prof. Dr. Nustenil Segundo de Moraes Lima Marinus (IFCE) por terem aceitado o convite e pelas contribuições dadas ao trabalho.

Ao Grupo de Processamento de Energia e Controle (GPEC) pela receptividade, acolhimento e suporte dado durante o desenvolvimento deste trabalho. Aos colegas e amigos de laboratório e de disciplinas, em especial: Samanta, Andresa, Felipe, Débora, Caio, Bruno, Breno, Deivid, Kaio, Jonas, Lucas, Danielly, Guilherme, Janaina, Samuel, Jefferson, Janaína, Nonato, Pedro Henrique, Willamy, Welton, Cícero Alisson, Marcus, Kristian, Bruno Ricardo, Rosana, Rodnei e Rodrigo.

À Fundação Cearense de Apoio ao Desenvolvimento (Funcap), na pessoa do Presidente Tarcísio Haroldo Cavalcante Pequeno pelo financiamento inicial da pesquisa de mestrado via bolsa de estudos. A Prefeitura Municipal de Cedro pelo afastamento para cursar o mestrado e ao IFCE - Campus Cedro por possibilitar os meios para sua conclusão.

“Talvez não tenha conseguido fazer o melhor,
mas lutei para que o melhor fosse feito. Não sou
o que deveria ser, mas Graças a Deus, não sou o
que era antes.”

(Marthin Luther King)

RESUMO

Este trabalho propõe a utilização de um conversor CA-CC monofásico bidirecional isolado como carregador de baterias de um veículo elétrico para aplicações agrícolas. Em termos construtivos a topologia é baseada no conversor *Dual Active Bridge* (DAB). O lado primário composto por dois braços do conversor *Neutral Point Clamped* (NPC) de três níveis interligados, através do uso de um autotransformador, de modo a formar uma Célula de Comutação de Múltiplos Estados (CCME), enquanto o lado secundário é composto por um conversor *Full Bridge* (FB) isolado galvanicamente do lado primário pela utilização de um transformador de alta frequência. Durante análise qualitativa são apresentados os estados de chaveamento e estratégia de modulação utilizada. Na análise quantitativa destacam-se as expressões que definem as tensões sintetizadas e suas respectivas formas de onda, além dos estudos da operação com correção do fator de potência, da ondulação da corrente de entrada e do fluxo de potência. Tendo em vista a implementação de um protótipo alimentado por uma rede elétrica de 220 V, 60 Hz, e tensão de saída de 56 V são apresentados os projetos dos controladores, bem como, dos elementos magnéticos e dos circuitos de medição, condicionamento e filtragem das variáveis do sistema que serão controladas. A validação dos estudos teóricos e do projeto físico dos elementos construtivos é feita através de simulações computacionais quando da operação em regime permanente e dinâmico. Além disso, são apresentados resultados experimentais para o lado primário do conversor através da utilização de um protótipo com carga de 750 W considerando sua operação no modo *Grid to Vehicle* (G2V) em regime permanente e dinâmico.

Palavras-chave: Carregador de baterias. Conversor CA-CC. *Grid to Vehicle* (G2V). *Neutral Point Clamped* (NPC). Veículo elétrico.

ABSTRACT

This paper proposes the use of a bi-directional AC-DC converter single-phase isolated as a battery charger for an electric vehicle for agricultural applications. In constructive terms, the topology is based on the Dual Active Bridge (DAB) converter. The primary side consisting of two arms of the three-level Neutral Point Clamped (NPC) converter, through the use of an autotransformer, in order to form a Multi-State Switching Cells (MSSC), while the secondary side comprises a Full Bridge (FB) converter galvanically isolated from the primary side using a high frequency transformer. During qualitative analysis shows the states of switching and modulation strategy used. In the quantitative analysis, the expressions that define the synthesized voltages and their respective waveforms stand out, in addition to the studies of the operation with correction of the power factor, the ripple of the input current and the power flow. In order to implement a prototype powered by a power supply 220 V, 60 Hz and 56 V output voltage are shown the designs of the controllers as well as the magnetic elements and the measuring circuits, conditioning and filtering system variables that will be controlled. The validation of the theoretical and the physical design of the building elements is made using computer simulations when operating in permanent and dynamic regime. In addition, experimental results are presented for the primary side of the converter through the use of a 750 W prototype at full load considering its operation in Grid to Vehicle mode in permanent and dynamic regime

Keywords: AC-DC converter. Batteries charger. *Grid to Vehicle (G2V)*. *Neutral Point Clamped (NPC)*. Electric vehicle.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Esquema de um BEV.	31
Figura 2 – Esquema de um HEV série.	32
Figura 3 – Esquema de um HEV paralelo.	33
Figura 4 – Esquema de um HEV série-paralelo.	34
Figura 5 – Fluxo de potência V2G, V2H e G2V.	39
Figura 6 – Topologia proposta por Koushki <i>et al.</i> (2015).	40
Figura 7 – Topologia proposta por Koushki <i>et al.</i> (2016a) e Koushki <i>et al.</i> (2018).	41
Figura 8 – Topologia proposta por Ugwuanyi <i>et al.</i> (2017).	42
Figura 9 – Topologia proposta por Prasanna <i>et al.</i> (2017).	43
Figura 10 – Topologia proposta por Ramos e Mezaroba (2018).	44
Figura 11 – Topologia proposta por Belkamel <i>et al.</i> (2018).	44
Figura 12 – Topologia proposta por Srijeeth <i>et al.</i> (2018).	45
Figura 13 – Conversor CA-CC para aplicação como carregador de baterias de VEs.	47
Figura 14 – Estado de chaveamento [0101]: (a) Sentido positivo de i_{1a} e i_{2a} ; (b) Sentido negativo de i_{1a} e i_{2a}	49
Figura 15 – Estado de chaveamento [1111]: (a) Sentido positivo de i_{1a} e i_{2a} ; (b) Sentido negativo de i_{1a} e i_{2a}	49
Figura 16 – Estado de chaveamento [1101]: (a) Sentido positivo de i_{1a} e i_{2a} ; (b) Sentido negativo de i_{1a} e i_{2a}	50
Figura 17 – Estado de chaveamento [1100]: (a) Sentido positivo de i_{1a} e i_{2a} ; (b) Sentido negativo de i_{1a} e i_{2a}	50
Figura 18 – Estado de chaveamento [0100]: (a) Sentido positivo de i_{1a} e i_{2a} ; (b) Sentido negativo de i_{1a} e i_{2a}	51
Figura 19 – Estado de chaveamento [0000]: (a) Sentido positivo de i_{1a} e i_{2a} ; (b) Sentido negativo de i_{1a} e i_{2a}	51
Figura 20 – Estado de chaveamento [0001]: (a) Sentido positivo de i_{1a} e i_{2a} ; (b) Sentido negativo de i_{1a} e i_{2a}	52
Figura 21 – Estado de chaveamento [0011]: (a) Sentido positivo de i_{1a} e i_{2a} ; (b) Sentido negativo de i_{1a} e i_{2a}	52
Figura 22 – Estado de chaveamento [0111]: (a) Sentido positivo de i_{1a} e i_{2a} ; (b) Sentido negativo de i_{1a} e i_{2a}	53

Figura 23 – Estado de chaveamento [00]: (a) Sentido positivo de i_S ; (b) Sentido negativo de i_S	54
Figura 24 – Estado de chaveamento [01]: (a) Sentido positivo de i_S ; (b) Sentido negativo de i_S	54
Figura 25 – Estado de chaveamento [11]: (a) Sentido positivo de i_S ; (b) Sentido negativo de i_S	54
Figura 26 – Estado de chaveamento [10]: (a) Sentido positivo de i_S ; (b) Sentido negativo de i_S	55
Figura 27 – Modulação do lado primário: (a) Circuito modulador NPC 1; (b) Circuito modulador NPC 2.	56
Figura 28 – Modulação do lado secundário: (a) Circuito modulador FB 1; (b) Circuito modulador FB 2.	57
Figura 29 – Diagrama das tensões sintetizadas no lado primário do conversor.	59
Figura 30 – Forma de onda das tensões sintetizadas no lado primário.	60
Figura 31 – Forma de onda da tensão v_{r12}	61
Figura 32 – Tensão de entrada (v_1) para uma faixa de operação γ qualquer.	61
Figura 33 – Modelo equivalente do conversor.	62
Figura 34 – Formas de onda de v'_{a12} e v_{r12}	62
Figura 35 – Regiões de operação.	63
Figura 36 – Modelo do conversor operando com PFC.	64
Figura 37 – Diagrama fasorial da operação com PFC.	65
Figura 38 – Estratégia de controle do lado primário.	71
Figura 39 – Estratégia de controle do lado secundário.	72
Figura 40 – Modelo para análise de v_2	74
Figura 41 – Modelo para análise de v_d	75
Figura 42 – Representação por <i>gyrator</i>	77
Figura 43 – Representação por <i>gyrator</i> linearizada.	77
Figura 44 – Kit de desenvolvimento LAUNCHXL-F28379D.	93
Figura 45 – Conexão do LV 20-P.	95
Figura 46 – Esquemas de conexão dos sensores da série HO-NP/SP33.	95
Figura 47 – Esquema do circuito de aquisição, condicionamento e filtragem da tensão v_g	97
Figura 48 – Esquema do circuito de aquisição, condicionamento e filtragem da tensão v_{21}	99

Figura 49 – Esquema do circuito de aquisição, condicionamento e filtragem da corrente i_{a1} .	100
Figura 50 – Esquema do circuito de aquisição, condicionamento e filtragem da tensão v_{Bat} .	102
Figura 51 – Esquema do circuito de aquisição, condicionamento e filtragem da corrente i_{Bat} .	103
Figura 52 – Diagrama de blocos da malha de controle de i_1 .	104
Figura 53 – Diagrama de bode da $F T L A_{i_1 s c}(s)$ e $F T L A_{i_1 c c}(s)$.	105
Figura 54 – Resposta ao degrau unitário da malha da corrente i_1 .	106
Figura 55 – Diagrama de blocos da malha de controle de v_2 .	107
Figura 56 – Diagrama de blocos simplificado da malha de v_2 .	108
Figura 57 – Diagrama de bode da $F T L A_{v_2 s c}(s)$ e $F T L A_{v_2 c c}(s)$.	109
Figura 58 – Resposta ao degrau unitário da malha da tensão v_2 .	109
Figura 59 – Diagrama de bode da $F T L A_{v_{d s c}}(s)$ e $F T L A_{v_{d c c}}(s)$.	111
Figura 60 – Resposta ao degrau unitário da malha da tensão v_d .	111
Figura 61 – Diagrama de blocos da malha de controle de v_{Bat} .	112
Figura 62 – Diagrama de bode da $F T L A_{v_{B a t s c}}(s)$ e $F T L A_{v_{B a t c c}}(s)$.	114
Figura 63 – Resposta ao degrau unitário da malha da tensão v_{Bat} .	114
Figura 64 – Diagrama de blocos da malha de controle de i_{Bat} .	115
Figura 65 – Diagrama de bode da $F T L A_{i_{B a t s c}}(s)$ e $F T L A_{i_{B a t c c}}(s)$.	116
Figura 66 – Resposta ao degrau unitário da malha da tensão i_{Bat} .	117
Figura 67 – Diagrama de blocos da malha de sincronismo.	118
Figura 68 – Diagrama de bode da $F T L A_{P L L s c}(s)$ e $F T L A_{P L L c c}(s)$.	119
Figura 69 – Resposta ao degrau unitário da malha de sincronismo.	119
Figura 70 – Forma de onda das tensões v_1 e v_g em regime permanente.	121
Figura 71 – Forma de onda da tensão v_{a10} em regime permanente.	122
Figura 72 – Forma de onda da tensão v_{a20} em regime permanente.	122
Figura 73 – Forma de onda da tensão v_{a12} em regime permanente.	123
Figura 74 – Forma de onda da tensão v_{r12} em regime permanente.	124
Figura 75 – Forma de onda da tensão v_g e corrente i_1 em regime permanente.	124
Figura 76 – Forma de onda das tensões v_{21} e v_{22} em regime permanente.	125
Figura 77 – Forma de onda da tensão v_{bat} em regime permanente.	125
Figura 78 – Formas de onda da tensão v_g e corrente i_1 em regime dinâmico.	126
Figura 79 – Forma de onda das tensões v_{21} e v_{22} em regime dinâmico.	126
Figura 80 – Forma de onda da tensão v_{Bat} em regime dinâmico.	127

Figura 81 – Resposta das malhas de controle do lado secundário do conversor a variação de carga.)	127
Figura 82 – Forma de onda da tensão v_{Bat} e corrente i_{Bat} para condição de carregamento do banco de baterias.	128
Figura 83 – Protótipo usado nos ensaios experimentais.	129
Figura 84 – Tensão v_1 (250 V/div) em regime permanente; (t : 4 ms/div).	130
Figura 85 – Tensão v_{a10} (250 V/div) em regime permanente; (t : 4 ms/div).	130
Figura 86 – Tensão v_{a20} (250 V/div) em regime permanente; (t : 4 ms/div).	131
Figura 87 – Tensão v_g (100 V/div), corrente i_1 (5 A/div), tensão v_{a21} (100 V/div) e tensão v_{a21} (100 V/div) em regime permanente; (t : 4 ms/div).	131
Figura 88 – Tensão v_g (250 V/div), corrente i_1 (10 A/div), tensões v_{a21} (50 V/div) e v_{a21} (50 V/div) em regime dinâmico (100% para 50%); (t : 40 ms/div).	132
Figura 89 – Tensão v_g (250 V/div), corrente i_1 (10 A/div), tensões v_{a21} (50 V/div) e v_{a21} (50 V/div) em regime dinâmico (50% para 100%); (t : 40 ms/div).	133
Figura 90 – THD e FP do lado primário do protótipo experimental.	133
Figura 91 – Modelo elétrico do banco de baterias.	144
Figura 92 – Resposta dinâmica a um degrau de corrente.	145
Figura 93 – Esquemático da placa de aquisição, condicionamento e filtragem - parte 1.	146
Figura 94 – Esquemático da placa de aquisição, condicionamento e filtragem - parte 2.	147
Figura 95 – Esquemático da placa de aquisição, condicionamento e filtragem - parte 3.	148
Figura 96 – Esquemático da placa de aquisição, condicionamento e filtragem - parte 4.	149
Figura 97 – Esquemático da placa de aquisição, condicionamento e filtragem - parte 5.	150
Figura 98 – Esquemático da placa do <i>Full Bridge</i>	151
Figura 99 – Esquemático da placa do NPC - parte 1.	152
Figura 100 – Esquemático da placa do NPC - parte 2.	153
Figura 101 – Esquemático da placa do NPC - parte 3.	154
Figura 102 – Placa de potência do NPC - lado primário do conversor.	155
Figura 103 – Placa do barramento capacitivo da porta II.	155
Figura 104 – Placa de potência do FB - lado secundário do conversor.	156
Figura 105 – Placa do barramento capacitivo da porta III.	156
Figura 106 – Placa do estágio de medição, condicionamento, filtragem e controle.	157

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Classificação de carregadores estabelecida pela SAE J1772	37
Tabela 2 – Modos de carga segundo a NBR/IEC 61851:2013	38
Tabela 3 – Estados de chaveamento do lado primário.	48
Tabela 4 – Estados de chaveamento do lado secundário.	53
Tabela 5 – Definição dos limites da regiões de operação.	63
Tabela 6 – Especificações do conversor.	79
Tabela 7 – Considerações adotadas no projeto.	79
Tabela 8 – Parâmetros do projeto físico do autotransformador.	82
Tabela 9 – Parâmetros do núcleo MMT139T6325.	82
Tabela 10 – Características do fio AWG 26.	83
Tabela 11 – Características do fio AWG 20.	86
Tabela 12 – Parâmetros do projeto físico do indutor L_1	88
Tabela 13 – Parâmetros do núcleo MMT034T7725.	88
Tabela 14 – Parâmetros do núcleo MMT002T4416.	91
Tabela 15 – Características do controlador da malha da corrente i_1	106
Tabela 16 – Características do controlador da malha da tensão v_2	110
Tabela 17 – Características do controlador da malha da tensão v_d	112
Tabela 18 – Características do controlador da malha da tensão v_{Bat}	113
Tabela 19 – Características do controlador da malha da tensão i_{Bat}	117
Tabela 20 – Características do controlador da malha de sincronismo.	120
Tabela 21 – Componentes da parte de potência do protótipo.	129
Tabela 22 – Equipamentos utilizados nos ensaios experimentais.	129
Tabela 23 – Parâmetros adotados para simulação.	145

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

VEs	Veículos Elétricos
PNGV	<i>Partnership for a New Generation Vehicles</i>
ANFAVEA	Associação Nacional dos Fabricantes de Veículos Automotores
IPVA	Imposto sobre Propriedade de Veículos Automotores
G2V	<i>Grid to Vehicle</i>
V2G	<i>Vehicle to Grid</i>
V2H	<i>Vehicle to Home</i>
PFC	<i>Power Factor Correction</i>
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
BEV	<i>Battery Electric Vehicles</i>
CDM	<i>Charge Depleting Mode</i>
HEV	<i>Hybrid Electric Vehicle</i>
CSM	<i>Charge Sustaining Mode</i>
PHEV	<i>Plug-in Hybrid Electric Vehicle</i>
ZEBRA	<i>Zeolite Battery Research Africa Project</i>
ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
IEC	<i>International Electrotechnic Commission</i>
ZVS	<i>Zero Voltage Switching</i>
ZCS	<i>Zero Current Switching</i>
DAB	<i>Dual Active Bridge</i>
MCC	Modo de Condução Contínua
FB	<i>Full Bridge</i>
NPC	<i>Neutral Point Clamped</i>
CCME	Célula de Comutação de Múltiplos Estados
MSSC	<i>Multi-State Switching Cells</i>
LSMPWM	<i>Level-Shifted Multicarrier Pulse Width Modulation</i>
PD	<i>Phase Disposition</i>
PSPWM	<i>Phase-Shifted Pulse Width Modulation</i>
VMQI	Valor Médio Quase Instantâneo
FP	Fator de Potência

PI	Proporcional Integral
MSPS	<i>Million Sample Per Second</i>
TMU	<i>Trigonometric Math Unit</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
PLL	<i>Phase Locked Loop</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

$at (s)$	Atraso computacional
a_{T_m}	Relação de transformação no autotransformador AT
a_{T_r}	Relação de transformação no transformador Tr
A_{AT_m}	Produto de áreas do autotransformador
A_{cub}	Área do condutor de cobre
A_I	Área do isolamento do condutor de cobre
A_n	Área da seção transversal do núcleo toroidal
A_s	Área da superfície do núcleo toroidal
AT_m	Autotransformador
c_{axy}	Portadoras triangulares do lado primário
c_{rxy}	Portadoras triangulares do lado secundário
C_{eq}	Capacitância equivalente do barramento da porta III
C_{M_e}	Comprimento médio da espira
$C_{T_{Nax}}$	Comprimento total do fio
$C_x (s)$	Função de transferência do controlador da malha x
$C_x (z)$	Função de transferência do controlador da malha x discretizada
C_{21}, C_{21}	Capacitâncias do barramento da porta II
C_3	Capacitâncias do barramento da porta III
d	Razão cíclica variante no tempo do conversor
d_{max}	Diâmetro máximo do condutor de cobre
d_{axy}	Sinal de comando das chaves do lado primário
d_{a1i}	Função de chaveamento das chaves ímpares do braço NPC 1
d_{a1p}	Função de chaveamento das chaves pares do braço NPC 1
d_{a2i}	Função de chaveamento das chaves ímpares do braço NPC 2
d_{a2p}	Função de chaveamento das chaves pares do braço NPC 2
d_{r11}	Função de chaveamento da chave ímpar do braço FB 1

d_{r21}	Função de chaveamento da chave ímpar do braço FB 2
\tilde{d}	Perturbação de pequena amplitude em d
D	Razão cíclica do conversor
D_{cub}	Diâmetro do condutor de cobre
D_I	Diâmetro do isolamento do condutor de cobre
D_{a1x}	Diodo antiparalelo das chaves ímpares do braço NPC 1
D_{a1y}	Diodo antiparalelo das chaves pares do braço NPC 1
D_{a2x}	Diodo antiparalelo das chaves ímpares do braço NPC 2
D_{a2y}	Diodo antiparalelo das chaves pares do braço NPC 2
D_{r11}, D_{r12}	Diodo antiparalelo das chaves do braço FB 1
D_{r21}, D_{r22}	Diodo antiparalelo das chaves do braço FB 2
D_{11a}, D_{12a}	Diodos do braço NPC 1
D_{21a}, D_{22a}	Diodos do braço NPC 2
$e(k), e(k-1)$	Sinais de erro atual e da interação passada
E	Energia
f_a	Frequência de amostragem
f_{c_x}	Frequência de cruzamento
f_g	Frequência da rede elétrica
f_s	Frequência de chaveamento
F_e	Tensão de fundo de escala
$FTLA_{x_{sC}}(s)$	Função de transferência de laço abeto da malha da variável x sem controlador
$FTLA_{x_{cC}}(s)$	Função de transferência de laço abeto da malha da variável x com controlador
G_{amp}	Ganho do circuito diferencial
$G_{i_{Bat}}(s)$	Função de transferência da malha de corrente na porta III do conversor
$G_{i_1}(s)$	Função de transferência da malha de corrente no indutor L_1
G_{LEM}	Ganho do sensor
$G_N(s)$	Função de transferência do filtro <i>notch</i>

$G_{PB}(s)$	Função de transferência do filtro passa baixa
$G_{vBat}(s)$	Função de transferência da malha de tensão na porta III do conversor
$G_{v2}(s)$	Função de transferência da malha de tensão da porta II do conversor
$G_{vd}(s)$	Função de transferência da malha de tensão diferencial
$H_f(s)$	Função de transferência do filtro <i>antialiasing</i>
H_n	Altura do núcleo toroidal
i_1^*	Valor de referência da corrente i_1
i'_1	Valor da leitura da corrente i_1
i_{a1}	Corrente instantânea no enrolamento 1 do autotransformador a_{T_m}
i_{a2}	Corrente instantânea no enrolamento 2 do autotransformador a_{T_m}
i'_{a1}	Valor da leitura da corrente i_{a1}
i'_{a2}	Valor da leitura da corrente i_{a2}
i_{Bat}	Corrente instantânea na porta III do conversor
i'_{Bat}	Valor da leitura da corrente i_{Bat}
i_{L_r}	Corrente instantânea no indutor L_r
$i_{L_r,ef}$	Valor eficaz da corrente no indutor L_r
i_P	Corrente instantânea no enrolamento primário do transformador T_r
i_S	Corrente instantânea no enrolamento secundário do transformador T_r
$i_{Z_{21}}, i_{Z_{22}}$	Correntes nas impedâncias da porta II do conversor
i_1	Corrente instantânea na porta I do conversor
i_{1a}	Corrente instantânea no braço NPC 1
i_{2a}	Corrente instantânea no braço NPC 2
\tilde{i}	Perturbação de pequena amplitude em i_1
I_{Bat}^*	Valor de referência da corrente i_{Bat}
I_{efP}	Corrente eficaz no primário do sensor
I_{efS}	Corrente eficaz no secundário do sensor
$I_{P_{Tr}}, N_{S_{Tr}}$	Máxima corrente no primário do transformador
I_{maxS}	Valor máximo da corrente no secundário do sensor

\hat{I}_1	Corrente de pico na porta I do conversor
J_{max}	Máxima densidade de corrente
$K_{A/D}$	Ganho do conversor analógico-digital
K_f	Fator de forma
K_w	Fator do núcleo toroidal
K_w	Fator de utilização
$K_{w_{real}}$	Fator de utilização real
K_{PWM}	Ganho do modulador
L_m	Indutância de magnetização
L_n	Comprimento do núcleo toroidal
L_r	Indutor de transferência de potência
L_1	Indutor de entrada
m_p	Sinal modulador do lado primário
m_s	Sinal modulador do lado secundário
MF	Margem de fase
M_g	Massa do núcleo toroidal
n_{bits}	Número de <i>bits</i>
N	Número de espiras
N_{fp}	Número de fios em paralelo
N_p	Enrolamento primário do transformador T_r
$N_{p_{ATm}}, N_{s_{ATm}}$	Número de espiras no enrolamento primário e secundário do autotransformador
$N_{p_{Tr}}, N_{s_{Tr}}$	Número de espiras no enrolamento primário e secundário do autotransformador
$N_{p_{Tr}}, N_{s_{Tr}}$	Enrolamentos primário e secundário do transformador
N_s	Enrolamento secundário do transformador T_r
$P_{min_{Rx}}$	Potência mínima que o resistor R_x deve suportar
P_n	Perdas no núcleo

$P_{N_{a1}}, P_{N_{a1}}$	Perdas no cobre dos enrolamentos do autotransformador
$P_{R_{M_x}}$	Potência dissipada na resistência de medição da variável
P_1	Potência ativa na porta I
P_3	Potência ativa na porta III
P_{Σ}	Perdas totais
$R_{C_{21}}, R_{C_{22}}$	Resistências internas dos capacitores da porta II do conversor
R_{cub}	Resistência do condutor de cobre em 100°C
R_{L_1}	Resistência interna do indutor L_1
R_{M_x}	Valor da resistência de medição da variável
R_P	Resistência interna do primário do sensor de tensão
R_{21}, R_{22}	Resistências de descargas do barramento da porta II do conversor
$R_{1_{vg}}$	Resistor do lado primário do sensor da tensão v_g
S_{a1x}	Chaves ímpares do braço NPC 1
S_{a1y}	Chaves pares do braço NPC 1
S_{a2x}	Chaves ímpares do braço NPC 2
S_{a2y}	Chaves pares do braço NPC 2
S_{r11}, S_{r12}	Chaves do braço FB 1
S_{r21}, S_{r22}	Chaves do braço FB 2
S_{TC}	Seção transversal do condutor de cobre
S_1	Potência aparente na porta I
T	Elevação de temperatura
T_a	Período de amostragem
T_{clk}	Tempo de base do período do PWM
T_g	Período da rede elétrica
THI_{i_1}	Distorção harmônica total da corrente da rede
T_r	Transformador
T_s	Período de chaveamento
$u(k), u(k-1)$	Sinais de controle atual e da interação passada

v_{a10}	Tensão instantânea sintetizada pelo braço NPC 1
v_{a20}	Tensão instantânea sintetizada pelo braço NPC 2
v_{a12}	Tensão instantânea sintetizada no enrolamento primário do transformador T_r
v_{Bat}	Tensão instantânea na porta III do conversor
v_d	Tensão diferencial
v'_2	Valor da leitura da tensão v_2
v'_{21}	Valor da leitura da tensão v_{21}
v'_{22}	Valor da leitura da tensão v_{22}
v'_{a12}	Tensão instantânea sintetizada no enrolamento primário refletida para o enrolamento secundário do transformador T_r
v'_g	Valor da leitura da tensão v_g
$V_{a12,ef}$	Valor eficaz da tensão sintetizada no enrolamento primário do transformador T_r
V_2^*	Valor de referência da tensão v_2
V_{Bat}^*	Valor de referência da tensão v_{Bat}
V_{C21}, V_{C22}	Tensões nos capacitores C_{21} e C_{22}
v'_{Bat}	Valor da leitura da tensão v_{Bat}
\tilde{v}_{Bat}	Perturbação de pequena amplitude em v_{Bat}
v_g	Tensão instantânea na rede elétrica
V_n	Volume do núcleo toroidal
V_{Na1}, V_{Na2}	Tensão nos enrolamentos do autotransformador
v_{N1}	Tensão instantânea no enrolamento 1 do autotransformador AT_m
v_{N2}	Tensão instantânea no enrolamento 2 do autotransformador AT_m
v_{r12}	Tensão instantânea sintetizada entre os lado secundário do conversor
v_1	Tensão instantânea na porta I do conversor
v_2	Tensão instantânea na porta II do conversor
\tilde{v}_2	Perturbação de pequena amplitude em v_2
V_{Bat}	Tensão média na porta III do conversor

V_g	Tensão eficaz na rede elétrica
\hat{V}_g	Tensão de pico na rede elétrica
V_{Na1}, V_{Na2}	Tensão nos enrolamentos dos autotransformador
V_{tri}	Valor de pico da triangular digital
V_2	Tensão média na porta II do conversor
V_2	Tensão média na porta II do conversor
W_N	Perdas de potência em função da massa do núcleo
Z_{21}, Z_{22}	Impedâncias da porta II do conversor
$\langle v_1 \rangle$	Valor médio quase instantâneo da tensão na porta I do conversor num sub-período T_s
Δi_1	Ondulação da corrente i_1
ΔV_2	Ondulação da tensão na porta II
ΔV_{Bat}	Ondulação da tensão na porta III
η	Rendimento
ϕ_e	Diâmetro externo do núcleo toroidal
ϕ_i	Diâmetro interno do núcleo toroidal
φ	Ângulo de <i>Phase-Shift</i> rede
$\tilde{\varphi}$	Perturbação de pequena amplitude em φ
γ	Faixa de operação do conversor rede
λ	Razão cíclica visualizada pelo indutor L_r
θ_{axy}	Ângulo das portadoras triangulares
θ_g	Ângulo da rede
ω_g	Frequência angular da rede
Δi_{L_1}	Ondulação de corrente no indutor L_1
$\overline{\Delta i_{L_1}}$	Ondulação de corrente no indutor L_1 parametrizada
μ_r	Permeabilidade relativa

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO GERAL	26
1.1	Considerações iniciais	26
1.2	Contextualização e motivação	26
1.3	Estrutura do trabalho	28
1.4	Considerações finais	29
2	VEÍCULOS ELÉTRICOS E CARREGADORES DE BATERIAS	30
2.1	Considerações iniciais	30
2.2	Tipos de veículos elétricos	30
2.2.1	<i>Veículo puramente elétrico</i>	30
2.2.2	<i>Veículo elétrico híbrido</i>	32
2.3	Baterias	35
2.4	Carregadores para VEs	37
2.5	Conceitos V2G, V2H e G2V	38
2.6	Topologias de carregadores de baterias para Veículos Elétricos (VEs)	40
2.7	Proposta do trabalho	46
2.8	Considerações finais	46
3	ESTUDO DO CONVERSOR	48
3.1	Considerações iniciais	48
3.2	Análise qualitativa	48
3.2.1	<i>Descrição dos estados de chaveamento</i>	48
3.2.2	<i>Estratégia de modulação</i>	55
3.3	Análise quantitativa	57
3.3.1	<i>Regiões de operação</i>	61
3.3.2	<i>Operação como retificador PFC</i>	63
3.3.3	<i>Ondulação da corrente de entrada</i>	66
3.3.4	<i>Fluxo de potência</i>	67
3.4	Considerações finais	70
4	ESTRATÉGIA DE CONTROLE E FUNÇÕES DE TRANSFERÊNCIA	71
4.1	Considerações iniciais	71
4.2	Estratégia de controle	71

4.3	Funções de transferência	72
4.3.1	<i>Malha da corrente de entrada</i>	<i>72</i>
4.3.2	<i>Malha da tensão da porta II</i>	<i>73</i>
4.3.3	<i>Malha da tensão diferencial</i>	<i>74</i>
4.3.4	<i>Malha da tensão na bateria</i>	<i>76</i>
4.3.5	<i>Malha da corrente na bateria</i>	<i>78</i>
4.4	Considerações finais	78
5	PROCEDIMENTOS DE PROJETO	79
5.1	Considerações iniciais	79
5.2	Especificações e considerações	79
5.3	Dimensionamento dos capacitores	80
5.4	Dimensionamento dos elementos magnéticos	81
5.4.1	<i>Autotransformador</i>	<i>81</i>
5.4.2	<i>Transformador</i>	<i>84</i>
5.4.3	<i>Indutor de entrada</i>	<i>87</i>
5.4.4	<i>Indutor de transferência de potência</i>	<i>90</i>
5.5	Características do DSP	93
5.5.1	<i>Ganho do conversor A/D</i>	<i>93</i>
5.5.2	<i>Ganho da portadora</i>	<i>94</i>
5.6	Medição das variáveis do sistema	94
5.6.1	<i>Aquisição, condicionamento e filtragem de v_g</i>	<i>95</i>
5.6.2	<i>Aquisição, condicionamento e filtragem de v_{21} e v_{22}</i>	<i>98</i>
5.6.3	<i>Aquisição, condicionamento e filtragem de i_{a1} e i_{a2}</i>	<i>100</i>
5.6.4	<i>Aquisição, condicionamento e filtragem de v_{Bat}</i>	<i>101</i>
5.6.5	<i>Aquisição, condicionamento e filtragem de i_{Bat}</i>	<i>102</i>
5.7	Projeto dos compensadores	103
5.7.1	<i>Compensador da corrente i_1</i>	<i>103</i>
5.7.2	<i>Compensador da tensão da porta II</i>	<i>107</i>
5.7.3	<i>Compensador da tensão diferencial</i>	<i>110</i>
5.7.4	<i>Compensador da tensão na bateria</i>	<i>112</i>
5.7.5	<i>Compensador da corrente na bateria</i>	<i>115</i>
5.7.6	<i>Circuito de sincronismo</i>	<i>118</i>

5.8	Considerações finais	120
6	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS	121
6.1	Considerações iniciais	121
6.2	Resultados de simulação	121
6.2.1	<i>Análise em regime permanente</i>	121
6.2.2	<i>Análise em regime dinâmico</i>	124
6.3	Resultados experimentais	128
6.4	Considerações finais	133
7	CONCLUSÃO	135
7.1	Publicações	137
	REFERÊNCIAS	139
	APÊNDICES	144
	APÊNDICE A–MODELO DE BATERIA UTILIZADO	144
	APÊNDICE B–ESQUEMÁTICOS DO PROTÓTIPO EXPERIMENTAL	146
	APÊNDICE C–PROTÓTIPO EXPERIMENTAL	155

1 INTRODUÇÃO GERAL

1.1 Considerações iniciais

Neste capítulo é apresentado um panorama histórico da utilização dos veículos elétricos, bem como, são mostrados dados acerca de sua inserção na malha viária brasileira. Além disso, destaca-se alguns motivos apontados como críticos na popularização dos veículos elétricos.

1.2 Contextualização e motivação

A busca pela redução da emissão de gases prejudiciais ao meio ambiente tem contribuído no desenvolvimento de automóveis com menor consumo de combustível, principalmente derivados do petróleo, ou que não utilizam nenhum tipo de combustível oriundo de fontes não renováveis (BIANCHIN, 2017).

Apesar do recente interesse pelo desenvolvimento e popularização os primeiros VEs datam do século XIX. No início do século XX os VEs dominavam o mercado norte-americano e apresentavam como características baixos níveis de ruídos e ausência de vibração. Contudo, a melhoria da malha rodoviária, a redução do custo do petróleo e dos automóveis com motor à combustão interna restringiram a utilização dos VEs apenas à aplicações especiais já na década de 1930 (CASTRO ; FERREIRA, Rio de Janeiro, n. 32, p. 267-310, set. 2010.).

Entretanto, após 1960, os VEs passaram a atrair novamente o interesse de grandes montadoras de veículos em virtude da preocupação com questões ambientais. Outro fato de destaque foi a crise petrolífera em 1973 que provocou aumento de 400% do valor do petróleo, causando racionamento de combustível em diversos países. Mesmo diante desse cenário os protótipos de VEs desenvolvidos na época não chegaram as linhas de produção, pois não tinham condições de competir com os veículos convencionais (BARAN; LEGEY, Rio de Janeiro, n. 33, p. 207-224, mar. 2011.).

Nas décadas de 1980 e 1990 o conceito de desenvolvimento sustentável ganhou força e chamou a atenção da comunidade internacional sobre a necessidade de reduzir as emissões de gases poluentes, bem como, para a adoção de uma matriz energética focada nas energias renováveis. Nos Estados Unidos o governo do presidente Bill Clinton criou o *Partnership for a New Generation Vehicles* (PNGV) cujo objetivo era desenvolver um veículo capaz de percorrer

100 km com 4 litros de combustível. Nesta iniciativa foram investidos cerca de U\$\$ 1 bilhão e resultou no desenvolvimento de três protótipos de carros híbridos, no entanto, nenhum foi produzido comercialmente (BARAN; LEGEY, Rio de Janeiro, n. 33, p. 207-224, mar. 2011.).

No ano de 1997, mesmo ano da assinatura do Tratado de Kyoto que estabelecia o compromisso dos países em reduzir a emissão de gases causadores do agravamento do efeito estufa, foi lançado no Japão pela Toyota o sedã quatro portas Prius, o primeiro carro híbrido fabricado em série no mundo (LIMA, 2012) (CORTEZZI, 2017).

No decorrer dos anos outros modelos foram lançados, como por exemplo, o Insight (1999) e Civic Híbrido (2003) pela Honda, Escape (2004) pela Ford, LEAF (2010) pela Nissan e o Volt (2011) pela Chevrolet. (BARAN; LEGEY, Rio de Janeiro, n. 33, p. 207-224, mar. 2011.) (NYBROE, 2015).

No ano de 2016 a frota mundial de VEs atingiu a marca de 1,2 milhões de unidades sendo os Estados Unidos e a China os maiores mercados em termos de venda. Contudo, em termo percentuais os maiores índices eram observado na Noruega (23,3%), Holanda (9,7%) e Suécia (2,4%) (SILVA, 2018).

No Brasil, segundo a Associação Nacional dos Fabricantes de Veículos Automotores (ANFAVEA) no ano de 2019 foram licenciados 11.858 novos automóveis elétricos, considerando veículos puramente elétricos e híbridos. No entanto, esse número representa apenas 0,47% do total de novos veículos licenciados neste ano. Contudo, percebe-se aumento no número de VEs no país, visto que, em 2006 foram licenciados apenas 3 novos VEs (ANFAVEA, 2020). Alguns fatores como custo de aquisição, alta carga tributária e falta de estrutura para a recarga podem ser apontados como motivos para essa baixa presença de VEs no país (SILVA, 2018).

Diante desse cenário fica clara a necessidade de investimento em políticas de incentivos que possibilitem a maior incorporação dos VEs no modal rodoviário brasileiro (SILVA, 2018). Nessa perspectiva alguns estados brasileiros oferecem isenção (Ceará, Maranhão, Pernambuco, Piauí, Rio Grande do Norte, Rio Grande do Sul e Sergipe) ou alíquotas diferenciadas (Mato Grosso do Sul, Rio de Janeiro e São Paulo) do Imposto sobre Propriedade de Veículos Automotores (IPVA) a proprietários de VEs (ABVE, 2017).

Embora seja observada uma evolução na adoção dos VEs alguns fatores podem ser apontados como críticos, tais como, alto custo de aquisição, autonomia, vida útil e segurança das baterias utilizadas para seu acionamento. Ademais o tempo de carga e a falta de infraestrutura urbana, como pontos de recarga rápida, são fatores limitantes a expansão de sua utilização

(BUITRAGO, 2015).

Conforme destacado as baterias constituem um dos elementos críticos na estrutura dos VEs. Dessa forma, faz-se necessário a adoção de cuidados especiais na escolha do dispositivo de eletrônica de potência (conversores) responsável pela sua recarga. A escolha correta do conversor pode propiciar melhor aproveitamento das baterias em virtude da elevação da eficiência do sistema e na melhoria na qualidade da energia utilizada (BRITO JÚNIOR, 2013).

Diante do exposto e tendo em vista a importância da eletrônica de potência em aplicações envolvendo VEs esse trabalho tem por finalidade o estudo de um conversor CA-CC monofásico bidirecional isolado multiportas aplicado como carregador de baterias de VEs.

Em virtude da característica de bidirecionalidade da topologia escolhida o carregador propiciará ao VE a possibilidade de ofertar aos usuários e a rede elétrica serviços adicionais através da alteração do seu modo de operação. Dentro desta perspectiva torna-se possível a aplicação dos modos de operação *Grid to Vehicle (G2V)*, *Vehicle to Grid (V2G)* ou *Vehicle to Home (V2H)*.

1.3 Estrutura do trabalho

Este trabalho está estruturado em sete capítulos. No Capítulo 1 foram apresentadas a contextualização e motivação para escolha do tema.

No Capítulo 2 serão apresentados aspectos relativos aos tipos de VEs definidos na literatura, descrição de características de alguns tipos de baterias utilizadas em sua construção e aspectos normativos acerca dos carregadores de baterias. Além disso, serão contextualizados os conceitos de G2V, V2G e V2H. Ademais é realizada revisão bibliográfica de topologias bidirecionais isoladas monofásicas aplicadas como carregadores de VEs e apresentada a topologia utilizada para o desenvolvimento deste trabalho.

No Capítulo 3 são apresentadas as análises qualitativas e quantitativas. Inicialmente, são descritos os possíveis estados de chaveamentos para os lados primário e secundário do conversor e estabelecidas as estratégias de modulação para ambos. Já na análise quantitativa são apresentadas as regiões de operação, as expressões das tensões sintetizadas pelo conversor e suas respectivas formas de onda. Além disso, é realizada a análise da operação do conversor operando como retificador com *Power Factor Correction (PFC)*, obtenção da ondulação de corrente no indutor de entrada e estudo do fluxo de potência.

No Capítulo 4 são estabelecidas as estratégias de controle para ambos os lados do

conversor, bem como são definidos os modelos e considerações para a obtenção das funções de transferência necessárias para a implementação das estratégias de controle.

Os procedimentos de projeto são desenvolvidos no Capítulo 5. Desse modo, são detalhadas as especificações e considerações do projeto, assim como, é mostrado o dimensionamento dos elementos magnéticos. Posteriormente são apresentadas as características do *Digital Signal Processor* (DSP) utilizado e o projeto dos circuitos de medição, condicionamento e filtragem das variáveis do sistema. Em seguida, tem-se o projeto dos compensadores, conforme a estratégia de controle anteriormente definida.

No Capítulo 6 são apresentados resultados de simulação e experimentais. Para verificar e validar o projeto dos compensadores é realizada análise para operação em regime permanente e dinâmico, através da aplicação de degraus de carga de 100% para 50% e de 50% para 100% da carga, e ilustradas as principais formas de ondas obtidas por meio de simulações. Além disso, são apresentados os resultados experimentais do lado primário de um protótipo com carga de 750 W operando em regime permanente e dinâmico.

No Capítulo 7 são apresentadas as conclusões do trabalho e sugestões de trabalhos futuros.

Nos APÊNDICES A, B e C são apresentados o modelo elétrico do banco de baterias utilizados nas simulações, os esquemáticos e as partes que constituem o protótipo experimental, respectivamente.

1.4 Considerações finais

Neste capítulo foram apresentadas a contextualização e motivação desse trabalho através da utilização de dados históricos acerca do uso dos veículos elétricos. Além disso, foram apresentados alguns dos fatores considerados críticos para a maior difusão da utilização dessa tecnologia.

2 VEÍCULOS ELÉTRICOS E CARREGADORES DE BATERIAS

2.1 Considerações iniciais

Neste capítulo são apresentadas as principais configurações estruturais de VEs, bem como, alguns dos tipos de baterias empregadas em sua construção.

Posteriormente são destacados aspectos normativos acerca os carregados de baterias, além de um levantamento bibliográfico a respeito de conversores CA-CC bidirecionais monofásicos isolados utilizados neste tipo de aplicação. Por fim é apresentada a proposta deste trabalho.

2.2 Tipos de veículos elétricos

Segundo a literatura um veículo que possui pelo menos uma roda propulsada por um motor elétrico pode ser classificado como um VE. Contudo, tais dispositivos diferenciam-se em função das tecnologias utilizadas na sua concepção. Dessa forma podem ser definidas dois tipos básicos de VE: puramente elétricos e híbridos.

Embora no mercado existam modelos de carros elétricos que utilizam tais configurações ainda não é possível afirmar a superioridade de uma em detrimento da outra, visto que, ambos não se apresentam totalmente consolidados no mercado mundial (CORTEZZI, 2017).

2.2.1 Veículo puramente elétrico

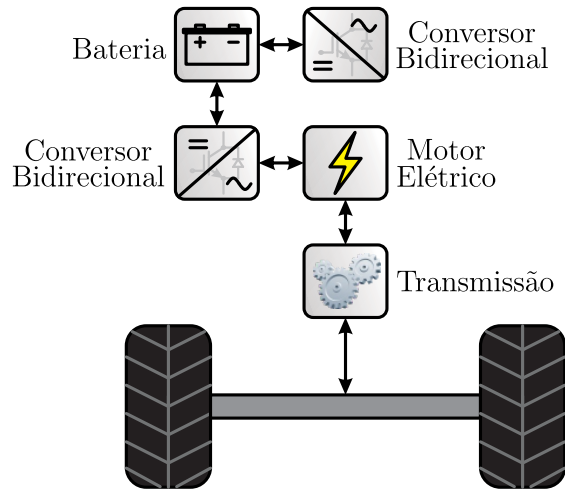
O veículo puramente elétrico (do inglês, *Battery Electric Vehicles (BEV)*) são aqueles cujo acionamento das rodas dá-se exclusivamente por motores elétricos alimentados pela energia acumulada, geralmente, em baterias (LIMA, 2012).

Em função da utilização apenas de baterias como meio de provimento de energia todos os BEV operam em Modo de Redução de Carga (do inglês, *Charge Depleting Mode (CDM)*), ou seja, conforme o veículo é utilizado há redução constante da carga das baterias (SILVA, 2018).

Estruturalmente os BEVs são compostos de um motor elétrico, um conversor bidirecional e um conjunto de baterias. Segundo Rocha (2013) os motores utilizados em VEs podem ser CC ou CA, desse modo, dependendo do tipo de alimentação deve ser adotado um conversor de potência para adequar a energia fornecida pelo banco de baterias. Na Figura 1 é apresentado

um esquema simplificado dos elementos que compõem um BEV acionado por um motor CA.

Figura 1 – Esquema de um BEV.



Fonte: Adaptado (BASSO, 2011) e (BARAN, 2012).

As setas de sentidos duplo, Figura 1, foram utilizadas para indicar o fluxo bidirecional de potência em virtude do sistema de frenagem regenerativa utilizado nos VEs. Dessa forma a energia cinética, liberada durante a frenagem do carro é transformada em elétrica para recarregar as baterias (BASSO, 2011).

De acordo com Cortezzi (2017) a frenagem regenerativa só é possível em virtude do motor que aciona o veículo assumir a função de gerador durante a frenagem.

A utilização da frenagem regenerativa não elimina o uso do sistema de frenagem convencional, sobretudo em situações que se necessita de uma parada brusca, porém, contribui para o prolongamento deste, além de reduzir as perdas nos VEs (BASSO, 2011).

Por não apresentarem um sistema interno de geração de energia capaz de suprir toda sua demanda os BEVs dependem de fontes externas para o carregamento das baterias, como por exemplo, a rede elétrica convencional ou sistemas de energias renováveis (BRITO JÚNIOR, 2013). Por esse motivo é bastante usual a literatura se referir aos BEVs como veículos *plug-in*.

Em comparação com os veículos convencionais os BEVs apresentam como vantagens menores níveis de ruídos, pouca vibração, alta eficiência do motor de acionamento e menor complexidade dos mecanismos necessários ao seu funcionamento (BORBA, 2012). Entretanto como desvantagens podem ser citados o alto custo de aquisição, menor autonomia e a falta de estrutura para sua recarga, principalmente em ambiente públicos (NYBROE, 2015). O modelo Toyota Rav-4 é um exemplo de BEV comercial (LAFUENTE, 2011).

2.2.2 Veículo elétrico híbrido

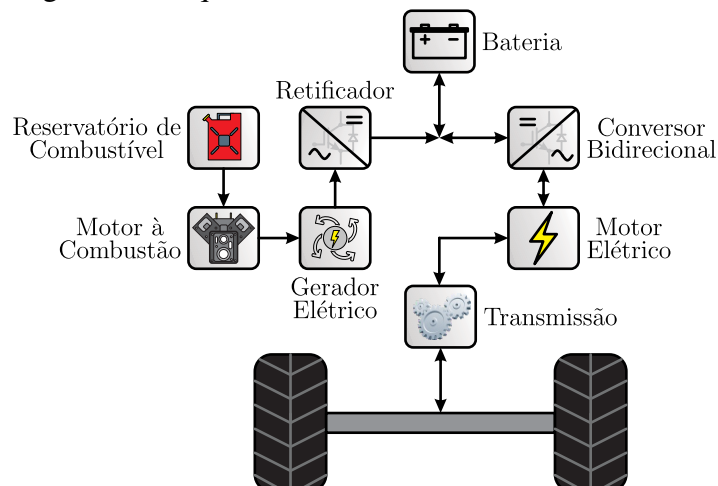
Construtivamente o veículo elétrico híbrido (do inglês, *Hybrid Electric Vehicle (HEV)*) dispõe, além das baterias, de outra fonte para o fornecimento de energia. Comumente utiliza-se um motor de combustão interna, movido a gasolina ou álcool, acoplado a um gerador elétrico (alternador) (BRITO JÚNIOR, 2013). Apesar de utilizarem energia elétrica os HEVs não são isentos de emissão de gases causadores do efeito estufa, uma vez que, podem utilizar combustíveis fósseis durante sua operação (LAFUENTE, 2011).

Nesse tipo de VE as baterias operam em Modo de Manutenção de Carga (do inglês, *Charge Sustaining Mode (CSM)*), pois sempre mantêm um nível de carga pré-determinado, isso pode ser explicado pelo fato de haver outra fonte de energia para o seu carregamento (SILVA, 2018).

Em função da interação eletromecânica dos motores os HEVs podem ser divididos em três categorias: híbrido série, híbrido paralelo e híbrido série paralelo (LIMA, 2012). Um dos principais atrativos neste tipo de VE é a maior autonomia em decorrência da energia necessária a sua operação ser gerada à bordo pelo conjunto motor à combustão/gerador elétrico (BASSO, 2011).

No híbrido série a tração das rodas é proporcionada pelo motor elétrico enquanto o motor à combustão interna é responsável pelo acionamento do gerador. A energia gerada é processada por um conversor afim de adequá-la para o carregamento das baterias, sendo um segundo conversor utilizado para processar a energia requerida pelo motor elétrico. Na Figura 2 é apresentado o esquema simplificado dos elementos que compõem um HEV série.

Figura 2 – Esquema de um HEV série.



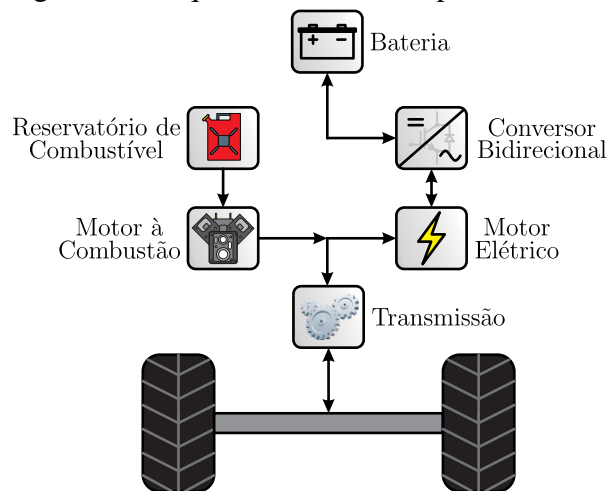
Fonte: Adaptado (BASSO, 2011) e (BARAN, 2012).

Vale ressaltar que para manter a eficiência no consumo de combustível é realizado o gerenciamento do fluxo da potência gerada de modo a propiciar que o motor à combustão opere num ponto ótimo. Assim, quando o veículo está parado é gerada mais energia que o necessário de modo a carregar as baterias, além disso, durante a frenagem o fluxo de potência inverte e o motor elétrico passa a atuar como gerador disponibilizando energia para suprir as baterias (BASSO, 2011).

Em decorrência do desacoplamento do motor à combustão interna com as rodas há maior flexibilidade em sua alocação. Contudo em virtude da utilização de dois motores e um gerador a eficiência global do sistema tende a ser mais baixa do que em outras configurações (BORBA, 2012). Além disso, o baixo desempenho em altas rotações torna essa configuração mais indicada para veículos de grande porte, como por exemplo em ônibus (NYBROE, 2015). O modelo Chevrolet Volt é um exemplo de VE comercial que utiliza essa configuração (MACHADO, 2015).

No híbrido paralelo as rodas podem ser acionadas tanto pelo motor elétrico quanto pelo motor à combustão interna. A interação entre ambos pode ser feita através de acoplamentos simultâneos ou individuais (CORTEZZI, 2017). Na Figura 3 é apresentado o esquema simplificado dos elementos que compõem um HEV paralelo.

Figura 3 – Esquema de um HEV paralelo.



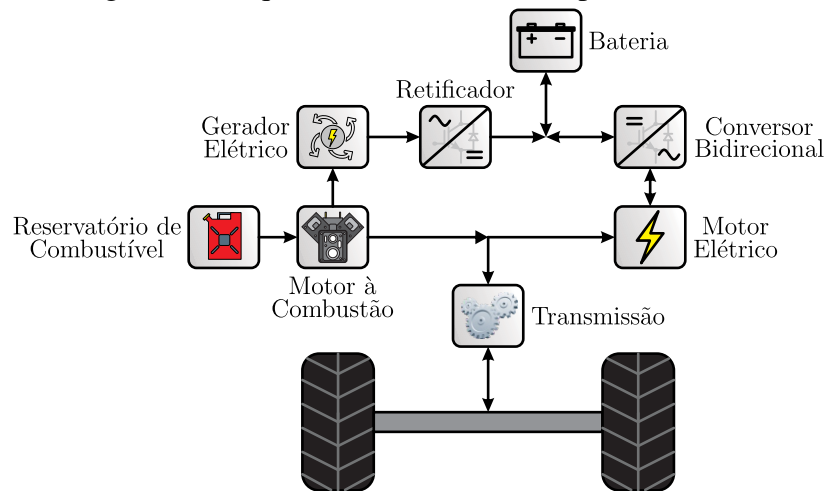
Fonte: Adaptado (BASSO, 2011) e (BARAN, 2012).

Quando comparado com o híbrido série essa configuração requer um sistema de controle mais complexo dada a necessidade de acoplamento do motor elétrico e do motor à combustão interna ser feita de forma a manter a dirigibilidade e desempenho do veículo (NYBROE, 2015). Além disso, por não utilizar o gerador a eficiência global do sistema tende a

aumentar. Comercialmente essa configuração é utilizada nos modelos Honda Insight, Civic e Accord (BORBA, 2012).

O híbrido série-paralelo se apresenta como uma combinação dos dois casos anteriores. Nesta configuração o acionamento das rodas pode ser feito por ambos os motores, assim como, o motor à combustão interna é acoplado ao gerador afim de carregar as baterias (BASSO, 2011). No entanto, tal configuração ainda é pouco utilizada (CORTEZZI, 2017). O esquema dos elementos que compõem um HEV série-paralelo é apresentado na Figura 4.

Figura 4 – Esquema de um HEV série-paralelo.



Fonte: Adaptado (BASSO, 2011) e (BARAN, 2012).

A complexidade desta configuração está intimamente ligada ao número de motores à combustão interna e geradores utilizados e suas respectivas conexões. Comercialmente os modelos Toyota Prius e Ford Escape Híbrido utilizam essa configuração (NYBROE, 2015).

Sendo preservadas as características expostas anteriormente e adicionando a possibilidade de recarga das baterias através da conexão com a rede elétrica, por intermédio de tomadas ou postos de recarga, é comum encontrar na literatura a denominação veículo elétrico híbrido recarregável (do inglês, *Plug-in Hybrid Electric Vehicle* (PHEV)) (BRITO JÚNIOR, 2013).

Em relação aos BEVs, os HEVs *plug-in* ou não *plug-in*, frente aos consumidores mostram-se mais competitivos, pois apresentam maior autonomia, uma vez que, dispõe de um mecanismo embarcado que proporciona a recarga das baterias (LAFUENTE, 2011).

Os PHEV costumam ser classificados de acordo com a distância, em milhas, que é capaz de percorrer quando alimentado pela energia proveniente das baterias (BORBA, 2012). Por exemplo, o Toyota Prius é classificado como PHEV-30, ou seja, é capaz de percorrer 30 milhas (48 km) quando alimentado exclusivamente pela bateria (MACHADO, 2015).

2.3 Baterias

Segundo Castro *et al.* (Rio de Janeiro, n. 37, p. 443-496, mar. 2013.) as baterias são acumuladores que transformam energia química em elétrica e vice-versa. São constituídas de um terminal negativo, denominado ânodo, onde ocorre o processo de oxidação e um terminal positivo, cátodo, responsável pelo processo de redução. O fluxo de elétrons do ânodo para o cátodo dá origem a energia elétrica.

Geralmente os VEs dispõem de uma bateria de alta tensão para promover a tração do veículo e outra de baixa tensão, geralmente do tipo chumbo-ácido, para prover a alimentação dos circuitos auxiliares e de controle. Diferentemente do que acontece nos veículos convencionais essas baterias de baixa tensão não são recarregadas através de alternadores, mas pela energia proveniente da bateria de alta tensão por intermédio de um conversor CC-CC (CASTRO *et al.*, Rio de Janeiro, n. 37, p. 443-496, mar. 2013.).

Segundo Baran (2012) as baterias são elementos críticos na constituição dos VEs e que apresentam como principais indicadores o tempo de uso e temperatura. Ainda segundo o autor é comum fazer um comparativo entre as densidades de potência e energética dos diversos tipos de baterias disponíveis no mercado para definir qual tecnologia melhor se adéqua ao projeto do VE.

Outro aspecto crítico é a segurança, visto que, por utilizarem elementos químicos podem tornar-se perigosas quando expostas a altas temperaturas, curto-circuito, impactos e sobrecarga. Contudo, quando aplicadas em projetos automobilísticos os parâmetros temperatura e tensão são constantemente monitorados (BARAN, 2012).

As baterias de chumbo-ácido são as mais populares e comumente utilizadas em sistemas de iluminação de emergência e carros com motor à combustão interna. O cátodo é constituído por chumbo e dióxido de chumbo enquanto o ânodo por chumbo esponjoso (LAFUENTE, 2011). Apresentam como características baixa capacidade de acúmulo de energia, possuem grande peso e volume associados e seu descarte oferece danos ao meio ambiente (BIANCHIN, 2017).

Como vantagens apresentam bom rendimento em altas e baixas temperaturas, são facilmente encontradas no mercado, boa retenção de carga e baixo custo de aquisição quando comparado a outros tipos de baterias secundárias (MACHADO, 2015).

Seu processo de carga é simples, contudo, requer o controle correto dos limites de tensão afim de reduzir os processos de sulfatação e corrosão. Além disso, não podem ser

carregadas de forma rápida, como os demais tipos, sendo o tempo de carga entre 14 e 16 horas. Devem ser armazenadas completamente carregadas e não sofrem com problemas de efeito memória (MACHADO, 2015).

Nos primeiros VEs foram utilizadas baterias de chumbo-ácido, contudo, após a década de 1990 houve substituição pelo uso das baterias de níquel-hidreto metálico em decorrência da maior vida útil e maior capacidade de armazenamento (CORTEZZI, 2017).

As baterias de níquel-hidreto metálico foram introduzidas no mercado por volta de 1989 em aparelhos portáteis. Com o desenvolvimento da sua tecnologia de construção seu tempo de vida e energia específica tiveram incrementos importantes (MACHADO, 2015).

Esse tipo de bateria apresenta como vantagens a facilidade de transporte, densidade de energia maior, são livres do efeito memória, proporcionam operação segura em tensões acima de 350 V e não causam danos ao meio ambiente. Contudo, apresentam vida útil de 200 a 300 ciclos de carga e descarga profundas, processo de carga mais complexo, apresentam aquecimento durante a carga rápida e perdas de desempenho quando armazenadas em ambientes com altas temperaturas (LAFUENTE, 2011; MACHADO, 2015).

As baterias de sódio, *Zeolite Battery Research Africa Project* (ZEBRA), têm sido mais utilizadas em veículos de grande porte, pois para obter alta condutividade iônica necessita operar em altas temperaturas, entre 300 e 350 °C (NYBROE, 2015). Apesar dessa característica são bastante seguras e de fácil reciclagem (NOCE, 2009).

Já a utilização de baterias de íon lítio têm sua aplicação consolidada em equipamentos portáteis. Por utilizarem o lítio em sua composição não emitem gases nocivos ao meio ambiente e podem ser recicladas (LAFUENTE, 2011).

Como o lítio é um elemento leve as baterias que utilizam esse elementos apresentam maior nível de potência e energia com tamanho reduzido. Assim, tornam-se atraentes para aplicações onde peso e volume são aspectos críticos do projeto (CASTRO *et al.*, Rio de Janeiro, n. 37, p. 443-496, mar. 2013.).

Como vantagens das baterias de íon lítio podem ser citadas a alta densidade de energia, capacidade de carga rápida, não sofrem efeito memória, operam em ampla faixa de temperatura e não há necessidade manutenção (MACHADO, 2015).

Como desvantagens podem ser citados os riscos ao usuário, caso seja feita uma recarga rápida em temperaturas inferiores a 0° C, elevado custo de fabricação e necessidade de circuitos de proteção contra sobretensões e sobrecorrente. (LAFUENTE, 2011; MACHADO,

2015)

2.4 Carregadores para VEs

Segundo Bianchin (2017) o sistema utilizado para a recarga das baterias apresenta-se como fator importante para popularização dos VEs. Sendo que as características do sistema escolhido não afetam apenas aspectos técnicos do projeto do VE, mas também, podem influenciar as políticas de distribuição de energia elétrica.

Em função de sua localização os carregadores podem ser classificados como embarcados (do inglês, *on-board*) ou externos (do inglês, *off-board*). Dentre as normas existentes a SAE J1772 é uma das mais conhecidas e classifica os carregadores em função da sua localização e potência (BIANCHIN, 2017). A Tabela 1 apresenta a classificação definida na referida norma.

Tabela 1 – Classificação de carregadores estabelecida pela SAE J1772

	Modo de Recarga	Instalação do Carregador	Nível de Potência	Tempo de Carga	Tecnologia Veicular
Nível 1	120 V (CA)	<i>On-board</i>	1,4 kW (12A)	4-11 h	HEV (5-15 kWh)
	230 V (CA)	Monofásica	1,9 kW (20 A)	11-36 h	BEV (16-50 kWh)
	—	<i>On-board</i>	4 kW (17 A)	1-4 h	HEV (5-15 kWh)
Nível 2	240 V (CA)	Monofásico	8 kW (32 A)	2-6 h	BEV (16-30 kWh)
	400 V (CA)	ou Trifásico	19,2 kW (80 A)	2-3 h	BEV (3-50 kWh)
Nível 3	208 - 600 V	<i>Off-board</i>	50 kW	0,4-1 h	BEV (20-50 kWh)
	(CA ou CC)	Trifásico	100 kW	0,2-0,5 h	

Fonte: Elaborada a partir de (YILMAZ; KREIN, 2013).

Segundo Bianchin (2017) existe a perspectiva de maior popularização dos carregadores nível 2 em virtude da maior facilidade de adaptação as normas das concessionárias de energia e órgãos públicos. Entretanto, destaca que o nível 3 torna-se mais atrativo em função do menor tempo de carga.

O nível 1 apresenta-se como o mais lento para carregamento das baterias. Para sua utilização não há a necessidade de estrutura adicional, sendo requerido, no entanto, a adequação da tensão de entrada para que não ocorra danos ao carregador que estará embarcado no VE. A conexão entre o veículo e rede pode dá-se através de uma tomada ou de um conector padrão J1772 (BRITO JÚNIOR, 2013; BIANCHIN, 2017).

O nível 2, como mencionado anteriormente, tende a apresentar maior apelo no quesito comercial. Para sua adoção é requerida a adição de estrutura dedicada a proteção. Em

relação ao nível 1 apresenta tempo de recarga menor e tem sido adotado em escritórios e locais públicos (BRITO JÚNIOR, 2013; CORTEZZI, 2017).

O nível 3 pode ser alimentado em CA ou CC. Em decorrência do seu peso, volume e custo de implementação sua utilização é associada a aplicações públicas e comerciais, tais como postos de recarga, semelhantes aos postos de combustíveis usados pelos carros convencionais (BRITO JÚNIOR, 2013). Em virtude da alta potência requerida durante o período de recarga alguns trabalhos analisam os impactos causados a rede elétrica durante a conexão simultânea de VEs nos sistemas de baixa tensão (BIANCHIN, 2017).

No caso do Brasil a Associação Brasileira de Normas Técnicas (ABNT) adotou em 2013 padrões da *International Electrotechnic Commission* (IEC) na NBR/IEC 61851:2013 que trata sobre o sistema de carga condutiva para aplicação em VEs. Na Tabela 2 são apresentados os modos de carga definidos na NBR/IEC 61851:2013.

Tabela 2 – Modos de carga segundo a NBR/IEC 61851:2013

	Modo de Recarga	Corrente Máxima
Modo 1	250 V (CA) Monofásico	16 A
	480 V (CA) Trifásico	
	250 V (CA) Monofásico	
Modo 2	480 V (CA) Trifásico	32 A
	250 V (CA) Monofásico	
	480 V (CA) Trifásico	

Fonte: Adaptado (ABNT, 2013).

Embora a NBR/IEC 61851:2013 estabeleça o modo de recarga 3 e 4 não há nenhuma especificação em relação a tensão e corrente máxima para cada um deles. Contudo, ressalta que ambos são CA e que o modo 4 deve obrigatoriamente ser do tipo *off-board* (ABNT, 2013). Além disso, estabelece a obrigatoriedade do uso de dispositivo de corrente diferencial residual juntamente com um dispositivo de proteção contra sobrecorrente em todos os modos de recarga (ABNT, 2013).

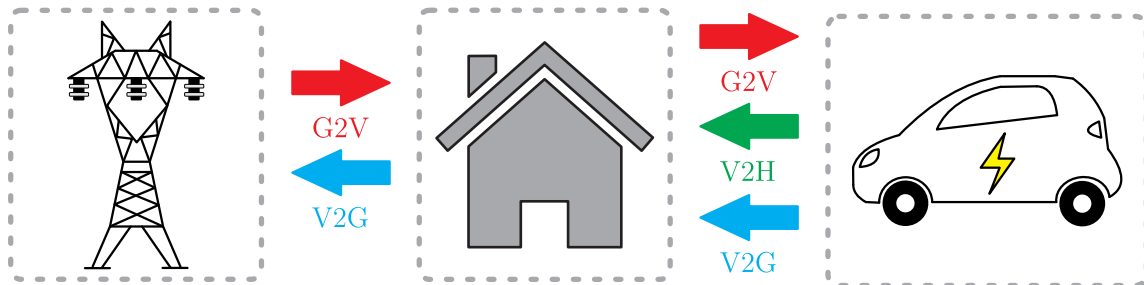
2.5 Conceitos V2G, V2H e G2V

A utilização de um conversor bidirecional para o carregamento das baterias de um VE pode possibilitar a aplicação dos conceitos V2G, V2H e G2V. Na Figura 5 é mostrada uma

representação esquemática do fluxo de potência referente a cada um dos conceitos mencionados.

No modo G2V há fluxo de potência somente da rede para o VE, ou seja, durante o carregamento das baterias. Tal processo é considerado o mais simples pois não exige comunicação entre os dois sistemas (MONTEIRO *et al.*, 2012).

Figura 5 – Fluxo de potência V2G, V2H e G2V.



Fonte: Adaptado (PINTO *et al.*, 2013).

O modo V2H é bastante semelhante ao V2G, no entanto, é utilizado apenas para alimentar uma residência de maneira isolada, ou seja, não utiliza a estrutura da rede elétrica. É apontado como uma alternativa na melhoria do gerenciamento da demanda, controle do uso de cargas e nível de energia armazenada nas baterias (MONTEIRO *et al.*, 2012).

O modo V2G pode ser descrito como o sistema cuja finalidade é transferir energia armazenada nas baterias dos VEs para a rede elétrica nos horários de maior demanda. A sua implementação requer o auxílio de um sistema inteligente colaborativo para realizar o processo e adicionar outras funcionalidade, como por exemplo, emitir informações acerca do período mais propício para a recarga do VE (MONTEIRO *et al.*, 2012).

Estudos realizados por Rios *et al.* (2012) comprovaram que a utilização de BEVs e HEVs em serviços de coleta e entregas apresentam menor custo operacional quando comparados com veículos que utilizam motores à combustão interna. Além disso, destacam ser possível recuperar de 5 à 11% do valor total do veículo através da utilização do modo V2G.

A tecnologia V2G pode contribuir com melhorias no gerenciamento dos recursos energéticos e permitir benefícios para os proprietário de VEs *plug-in* quando do retorno da energia armazenada nas baterias para a rede, como por exemplo, a redução da conta a ser paga à concessionária de energia em virtude da compensação (BARAN, 2012).

Desse modo, o proprietário de um VE *plug-in* além de consumidor pode tornar-se produtor de energia elétrica. Assim, caso seja economicamente viável, o proprietário de um HEV *plug-in* pode usar um combustível para carregar as baterias e posteriormente injetar energia na

rede (BORBA, 2012).

Considerando esse aspecto os HEVs são mais atraentes que os BEVs, visto que, toda energia armazenada nas baterias dos HEVs pode ser injetada na rede e caso o usuário precise utilizar o veículo pode fazer uso do motor à combustão interna (BORBA, 2012).

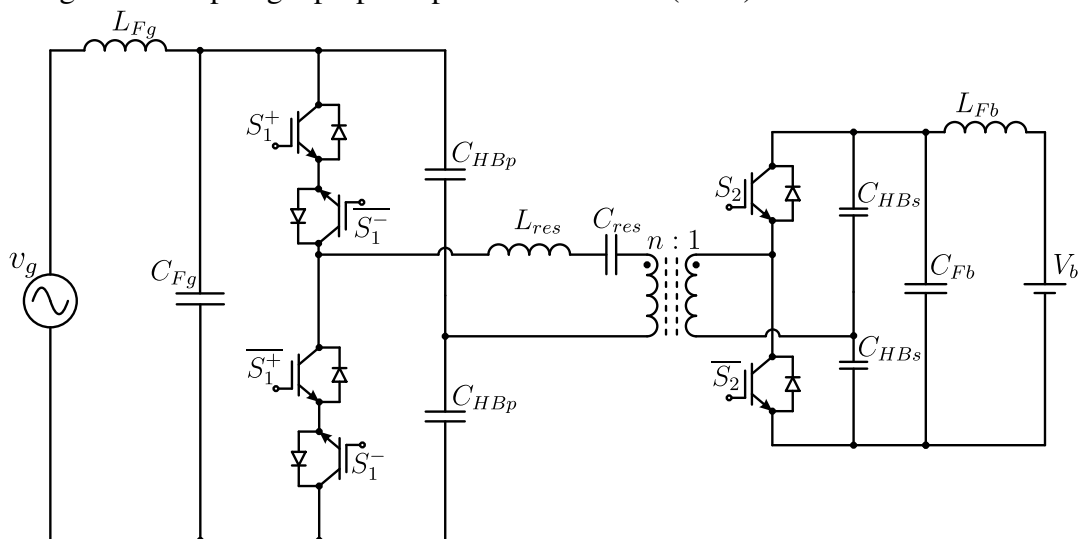
Segundo Bianchin (2017) o conceito V2G pode oferecer diversos serviços auxiliares a rede elétrica, tais como: regulação de tensão e frequência, melhoria na qualidade de energia e gerenciamento otimizado do fluxo de potência. Contudo, para que a oferta seja feita de forma expressiva uma frota de VEs *plug-in* deve ser conectada à rede através de um agregador.

De acordo com Saldanha (2017) agregador é uma entidade que proporciona uma interface entre o operador da rede e uma frota de VEs *plug-in* de forma efetiva e benéfica a rede elétrica. Assim, possui a capacidade de tomar decisões e otimizar seu funcionamento dependendo das necessidades impostas pela geração/armazenamento.

2.6 Topologias de carregadores de baterias para VEs

A topologia proposta por Koushki *et al.* (2015), Figura 6, é composta por dois circuitos *Half-Bridge* e um circuito série ressonante LC. Em virtude do número reduzido de componentes utilizados na concepção da estrutura há redução do peso e volume, características relevantes considerando a aplicação.

Figura 6 – Topologia proposta por Koushki *et al.* (2015).



Fonte: Adaptado (KOUSHKI *et al.*, 2015).

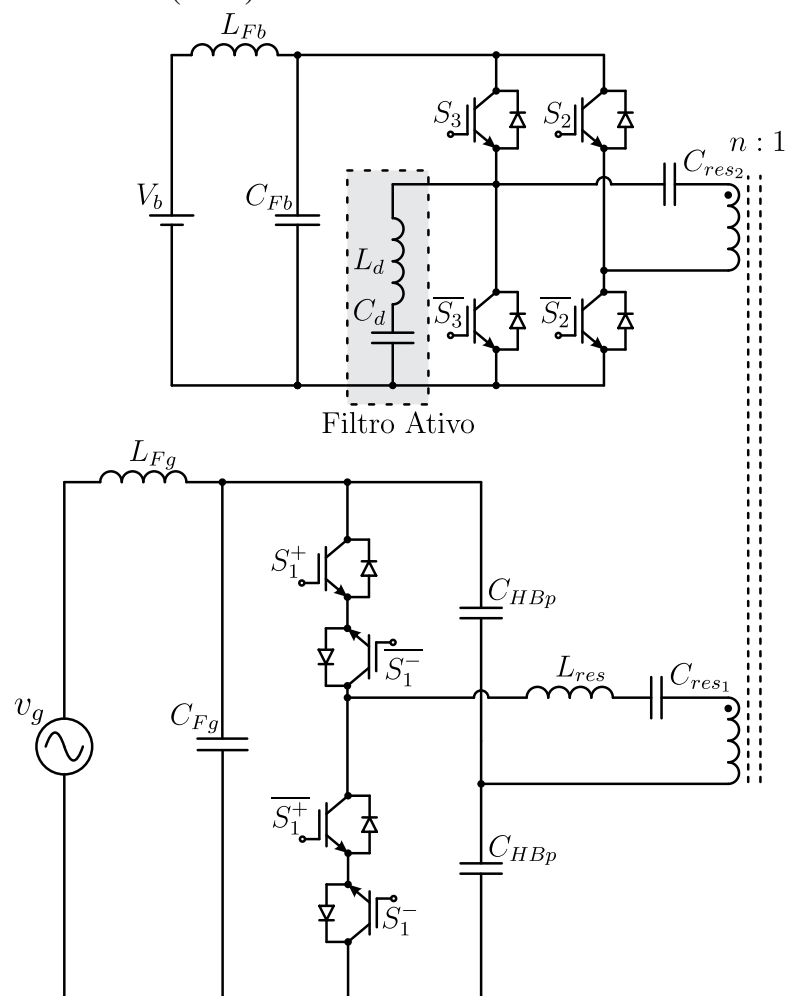
Destaca-se que a utilização do circuito LC série ressonante permite que o controle utilize razão cíclica diferente para cada braço *Half-Bridge* e frequências variáveis de modo

a otimizar seu funcionamento. Além disso, os dois filtros LC são utilizados para absorver a ondulação decorrente da frequência de chaveamento (KOUSHKI *et al.*, 2015).

A possibilidade de operação com *Zero Voltage Switching* (ZVS) nas chaves em todos os instantes de chaveamento é apontada pelos autores como uma forma de reduzir o tamanho dos elementos magnéticos. Visto que há a possibilidade de operação com maiores frequências de chaveamento sem que haja aumento nas perdas de comutação (KOUSHKI *et al.*, 2016b).

Já a topologia proposta por Koushki *et al.* (2016a) e Koushki *et al.* (2018), apresentada na Figura 7, evita que a ondulação de baixa frequência (100-120 Hz) chegue as baterias, assim, há contribuição no aumento da vida útil destes dispositivos, visto que, não há aumento excessivo em sua temperatura. Contudo, tal característica só pode ser alcançada através da incorporação do filtro ativo *shunt* no lado secundário.

Figura 7 – Topologia proposta por Koushki *et al.* (2016a) e Koushki *et al.* (2018).



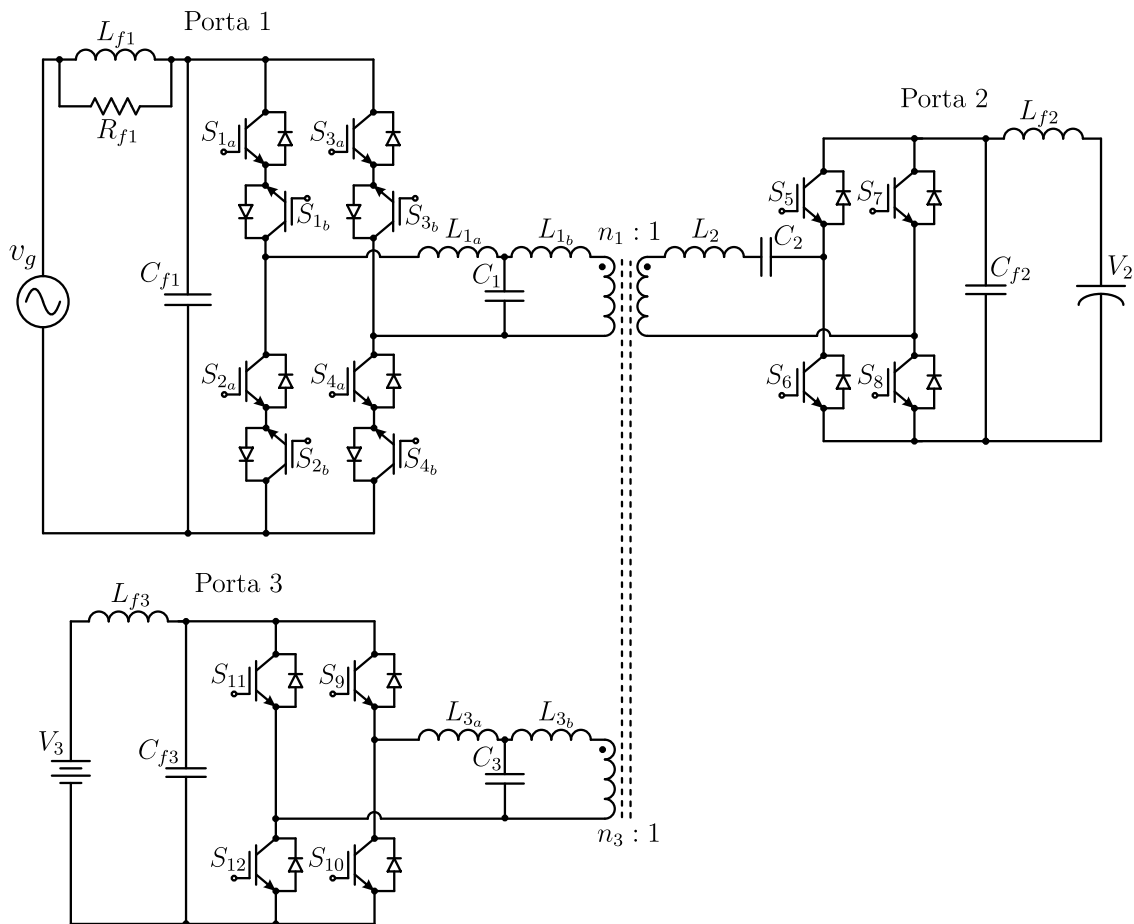
Fonte: Adaptado (KOUSHKI *et al.*, 2016a) e (KOUSHKI *et al.*, 2018).

Afim de possibilitar maior confiabilidade a estrutura os autores utilizam capacitores

de filme em substituição aos eletrolíticos, em virtude da sua alta vida útil. Assim como na topologia anterior, a escolha adequada da estratégia de controle pode propiciar a operação com ZVS nas chaves (KOUSHKI *et al.*, 2016a). Desse modo, a otimização das perdas permite que a topologia opere com frequências de chaveamento maiores sem que haja aumento nas perdas por condução implicando diretamente na redução do peso e volume do transformador utilizado para o isolamento galvânico (KOUSHKI *et al.*, 2018).

A topologia apresentada na Figura 8 trata-se de um conversor CA-CC monofásico bidirecional multiportas aplicado a carregadores de baterias. Conforme pode ser observado a Porta 1 é utilizada para conexão com a rede elétrica enquanto nas Portas 2 e 3 são conectados um supercapacitor e uma bateria, respectivamente (UGWUANYI *et al.*, 2017).

Figura 8 – Topologia proposta por Ugwuanyi *et al.* (2017).



Fonte: Adaptado (UGWUANYI *et al.*, 2017).

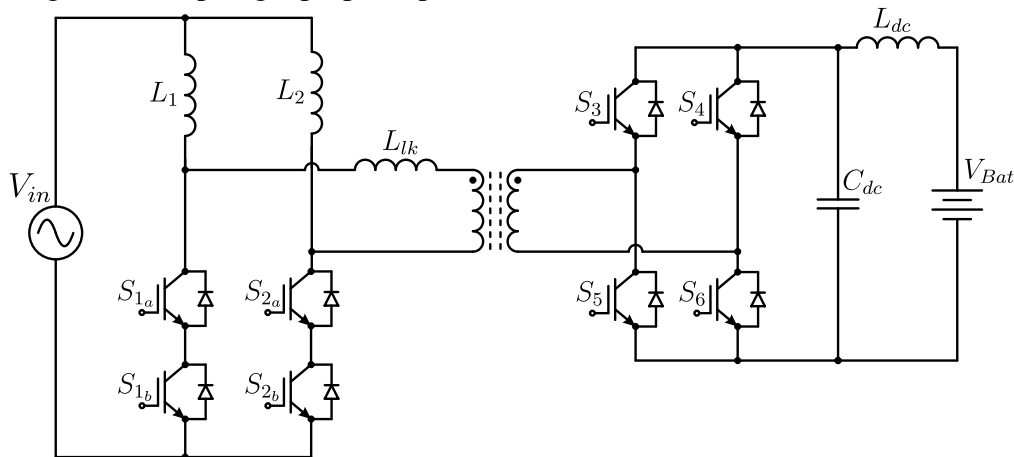
O supercapacitor conectado na Porta 2 pode ser carregado com potência ativa da rede e fornecer potência reativa caso seja necessário sua regulação na rede. Ademais, o supercapacitor é responsável pelo fornecimento de energia para a recarga da bateria, visto que esta não é

carregada diretamente pela rede para evitar ondulação de baixa frequência (UGWUANYI *et al.*, 2017).

A utilização do filtro LCL na Porta 3 resulta na melhoria da qualidade da corrente, permitindo a redução de perdas por comutação e condução. Já o circuito LC ressonante utilizado na Porta 1 tem como função desacoplar o fluxo de potência com a Porta 3 (UGWUANYI *et al.*, 2017).

Na Figura 9 é mostrado o conversor CA-CC monofásico bidirecional de estágio único proposto por Prasanna *et al.* (2017). Nesta topologia o lado primário é composto por dois braços de conversores *Half-Bridge* alimentados em corrente conectados, via transformador de alta frequência, a um conversor *Full-Bridge* no lado secundário.

Figura 9 – Topologia proposta por Prasanna *et al.* (2017).



Fonte: Adaptado (PRASANNA *et al.*, 2017).

Segundo os autores, por ser alimentado em corrente, a topologia contribui para que a distorção harmônica total (do inglês *Total Harmonic Distortion - THD*) esteja dentro dos limites estabelecidos pela (IEEE. . . , New York, NY, USA, p. 1-26, set. 2013). Além disso, a corrente de entrada pode ser regulada de forma a ser obtida PFC, as chaves do lado primário podem operar por *Zero Current Switching (ZCS)* e as do lado secundário apresentam corrente nula durante a ativação sem adição de circuitos extras (PRASANNA *et al.*, 2017).

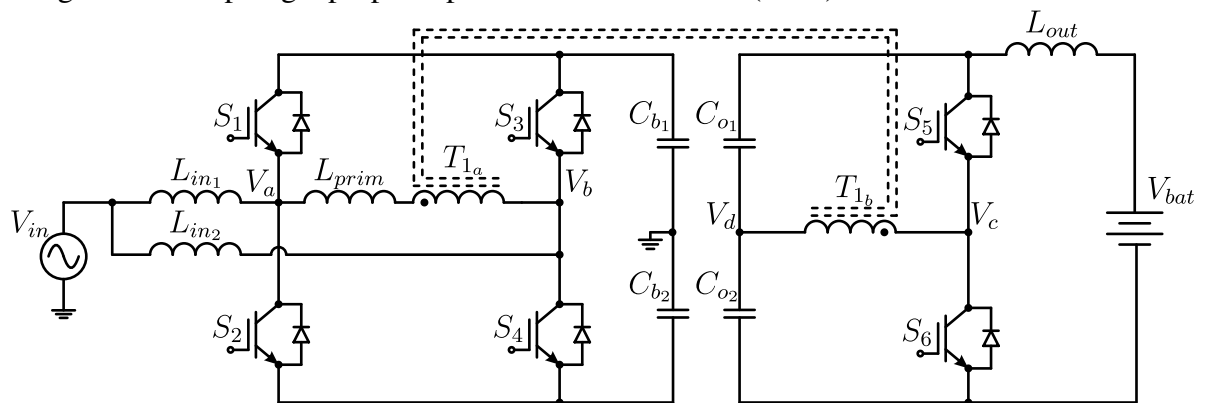
Através da utilização da técnica de intercalação e do princípio de funcionamento do *Dual Active Bridge (DAB)* foi proposta por Ramos e Mezaroba (2018) a utilização da topologia mostrada na Figura 10 como carregador de baterias para VE.

A adoção da técnica de intercalação justifica-se pela redução dos níveis de corrente através das chaves e dos indutores de entrada. A correção do fator de potência é executada por intermédio do *duty cycle* das chaves do lado primário, já o controle do fluxo de potência entre a

rede e as baterias é determinado pelo *phase-shift* entre o lado primário e secundário (RAMOS; MEZARROBA, 2018).

De acordo com os autores o isolamento galvânico fornecido pelo transformador de alta frequência representa um aspecto de segurança para usuário quando da manipulação do conector do carregador, o que representando um fator favorável para a sua aceitação frente aos consumidores (RAMOS; MEZARROBA, 2018).

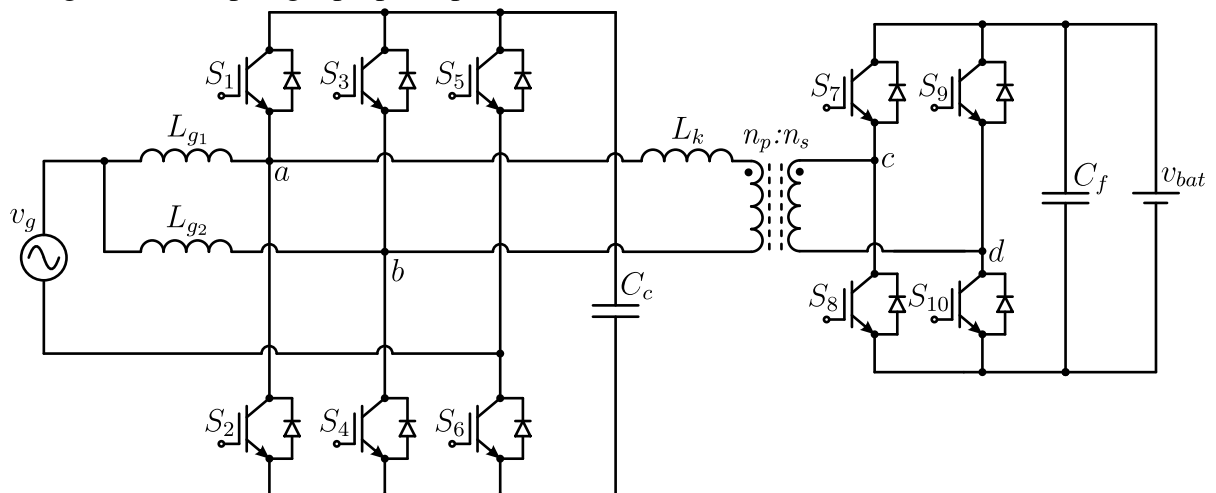
Figura 10 – Topologia proposta por Ramos e Mezarroba (2018).



Fonte: Adaptado (RAMOS; MEZARROBA, 2018).

Na Figura 11 é apresentada a topologia proposta por Belkamel *et al.* (2018). Conforme pode-se observar o conversor é constituído pelo intercalamento de dois conversores *Boost* operando em Modo de Condução Contínua (MCC), lado CA, e por um *Full Bridge* (FB), lado CC. Sendo estes isolados galvanicamente pela utilização de um transformador de alta frequência.

Figura 11 – Topologia proposta por Belkamel *et al.* (2018).



Fonte: Adaptado (BELKAMEL *et al.*, 2018).

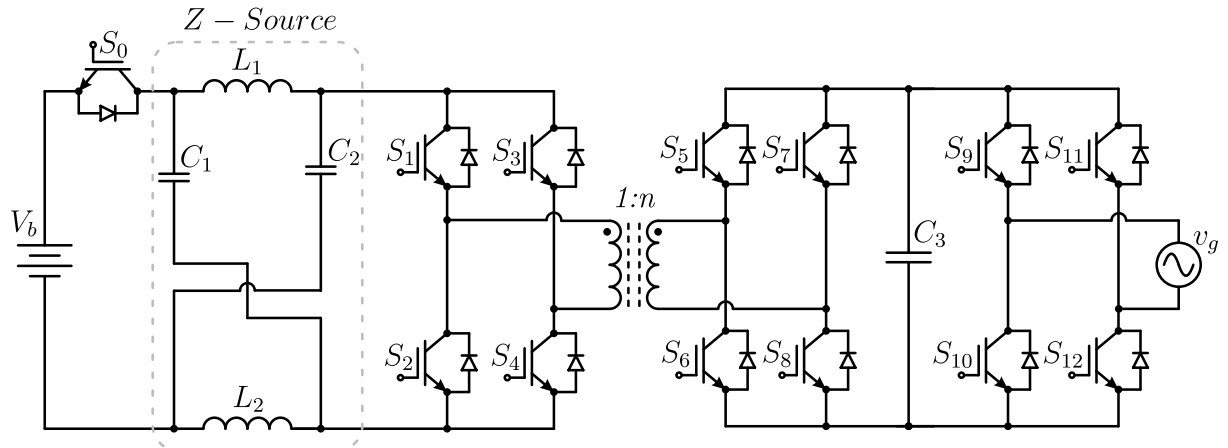
Segundo os autores a implementação de uma estratégia de modulação otimizada

garante que a corrente da rede seja livre de ondulação de modo a contribuir com a redução dos filtros utilizados. Além disso, todas as chaves operam em ZVS, durante a operação nos modos G2V e V2G, as componentes de baixa frequência no transformador são eliminadas e a operação em MCC contribui na redução das perdas nas chaves e nos indutores (BELKAMEL *et al.*, 2018).

A estrutura apresenta grande potencial nos quesitos densidade de potência, confiabilidade e vida útil, visto que, permite a utilização de capacitores de filme de tamanho reduzido em substituição aos eletrolíticos (BELKAMEL *et al.*, 2018).

A topologia proposta por Srijeeth *et al.* (2018), Figura 12, é baseada no conversor DAB e utiliza uma rede *Z-Source* conectada a bateria.

Figura 12 – Topologia proposta por Srijeeth *et al.* (2018).



Fonte: Adaptado (SRIJEETH *et al.*, 2018).

Devido a característica de bidirecionalidade o conversor permite a operação nos modos V2H e G2V. Segundo os autores a rede *Z-Source* foi incorporada a estrutura para proporcionar elevação da tensão CC do barramento do inversor na operação no modo V2H e foi projetada para ficar inativa no modo G2V.

A utilização da rede *Z-Source* possibilita a redução do número de espiras no transformador de alta frequência, uma vez que, é a responsável pela elevação da tensão CC. Além disso, permite a redução das perdas por condução, pois não está diretamente conectada ao inversor e sua ausência na estrutura impossibilitaria o funcionamento bidirecional do conversor tendo em vista as especificações das baterias utilizadas.

2.7 Proposta do trabalho

Diante da importância da eletrônica de potência para o desenvolvimento e difusão dos VEs e considerando os aspectos críticos em relação ao carregamento das baterias este trabalho visa propor a utilização de um conversor CA-CC multiportas isolado para esta finalidade.

A topologia escolhida para essa aplicação é apresentada na Figura 13 e foi inicialmente proposta por (MAZZA *et al.*, 2016). Construtivamente, a estrutura é composta no lado primário por dois braços da topologia *Neutral Point Clamped* (NPC) de três níveis interligadas através da utilização de um autotransformador, de modo a formar uma Célula de Comutação de Múltiplos Estados (CCME) (do inglês, *Multi-State Switching Cells* (MSSC)) (FERREIRA NETO, 2014). Enquanto no lado secundário utiliza-se uma estrutura FB interligada ao lado primário através de um transformador de alta frequência afim de proporcionar isolamento galvânico.

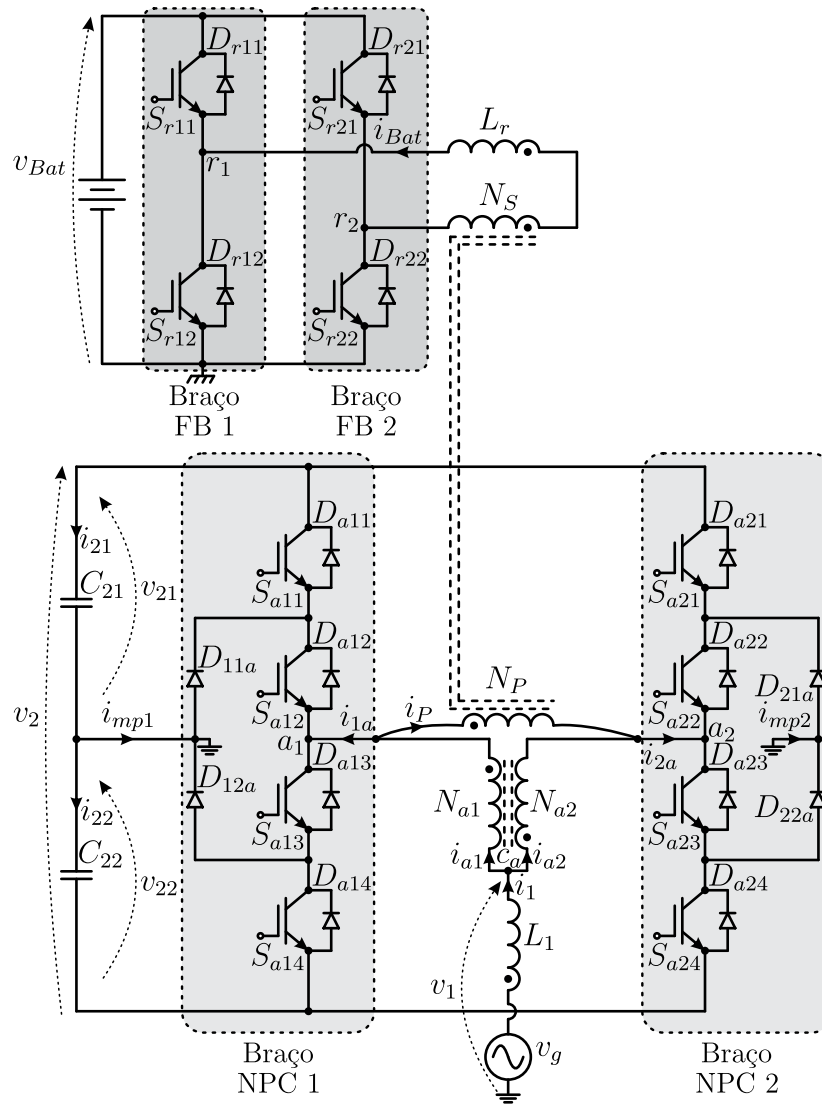
Considerando a NBR/IEC 61851:2013 o carregador desenvolvido pertencerá ao Modo 1 de recarga, e segundo a SAE J1772 classifica-se como do tipo *on-board*. Em virtude da característica de bidirecionalidade da topologia vislumbra-se sua operação nos modos G2V, V2G e V2H, além de proporcionar PFC e isolamento galvânico, o que representa maior segurança para o usuário.

Para fins de comprovação do desempenho da topologia propõem-se a implementação de um protótipo para uma carga de 750 W alimentado pela rede elétrica convencional ($V_g = 220\text{ V}$) e com tensão de saída de 56 V, operando no modo G2V, aplicado no carregamento de baterias de um VE para uso agrícola.

2.8 Considerações finais

Neste capítulo foram apresentados os tipos de VEs e suas principais características. Em seguida foram apresentados alguns tipos de baterias e destacados aspectos da NBR/IEC 61851:2013 e SAE J1772 acerca da classificação dos carregadores de baterias em VEs, além, do levantamento bibliográfico de topologias CA-CC utilizados neste tipo de aplicação. Por fim foi apresentada a topologia escolhida para ser utilizada neste trabalho.

Figura 13 – Conversor CA-CC para aplicação como carregador de baterias de VEs.



Fonte: Adaptado (MAZZA *et al.*, 2016).

3 ESTUDO DO CONVERSOR

3.1 Considerações iniciais

Neste capítulo são apresentadas as análises qualitativa e quantitativa do conversor com o objetivo de explicitar suas características de operação, estratégia de modulação adotada, formas de onda teóricas e equacionamento matemático para determinação dos parâmetros necessário para sua posterior implementação.

3.2 Análise qualitativa

3.2.1 Descrição dos estados de chaveamento

Para facilitar a compreensão os estados de chaveamento dos lados primário e secundário serão apresentados isoladamente. Ressalta-se que nesta análise será desconsiderado o tempo morto entre os acionamentos das chaves.

Sabendo que as chaves S_{a1x} e S_{a1y} , bem como, S_{a2x} e S_{a2y} , $x \in \{1, 3\}$ e $y \in \{2, 4\}$, são complementares e que a mudança de um nível de tensão para outro dá-se pelo acionamento de uma chave por vez conclui-se que o lado primário pode assumir nove estados de chaveamento distintos, conforme exposto na Tabela 3 .

Tabela 3 – Estados de chaveamento do lado primário.

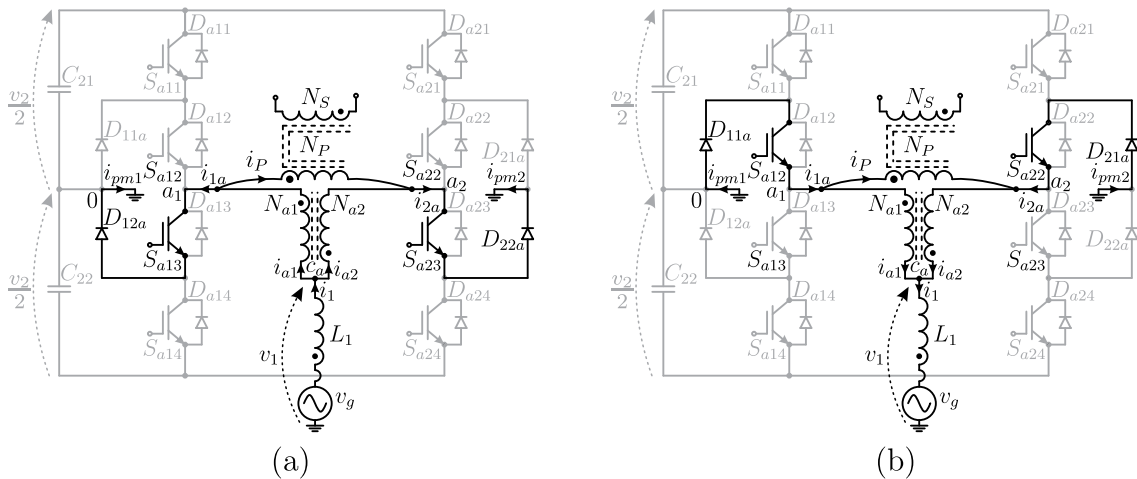
Estado de Chaveamento	S_{a11}	S_{a12}	S_{a13}	S_{a14}	S_{a21}	S_{a22}	S_{a23}	S_{a24}
[0101]	0	1	1	0	0	1	1	0
[1111]	1	1	0	0	1	1	0	0
[1101]	1	1	0	0	0	1	1	0
[1100]	1	1	0	0	0	0	1	1
[0100]	0	1	1	0	0	0	1	1
[0000]	0	0	1	1	0	0	1	1
[0001]	0	0	1	1	0	1	1	0
[0011]	0	0	1	1	1	1	0	0
[0111]	0	1	1	0	1	1	0	0

Fonte: Elaborado pelo autor.

Vale ressaltar que os estados de chaveamento apresentados não ocorrem obrigatoriamente nesta ordem, pois serão determinados de acordo com a estratégia de modulação adotada.

Estado de chaveamento [0101]: Neste estado as chaves S_{a12} , S_{a13} , S_{a22} e S_{a23} são acionadas de modo que as tensões v_{a10} , v_{a20} e v_{a12} são nulas. Considerando o sentido positivo i_{a1} será conduzida por S_{a13} e D_{12a} enquanto i_{2a} por S_{a23} e D_{22a} . No sentido negativo i_{1a} será conduzida por S_{a12} e D_{11a} enquanto i_{2a} por S_{a22} e D_{21a} . Este estado de chaveamento é apresentado na Figura 14.

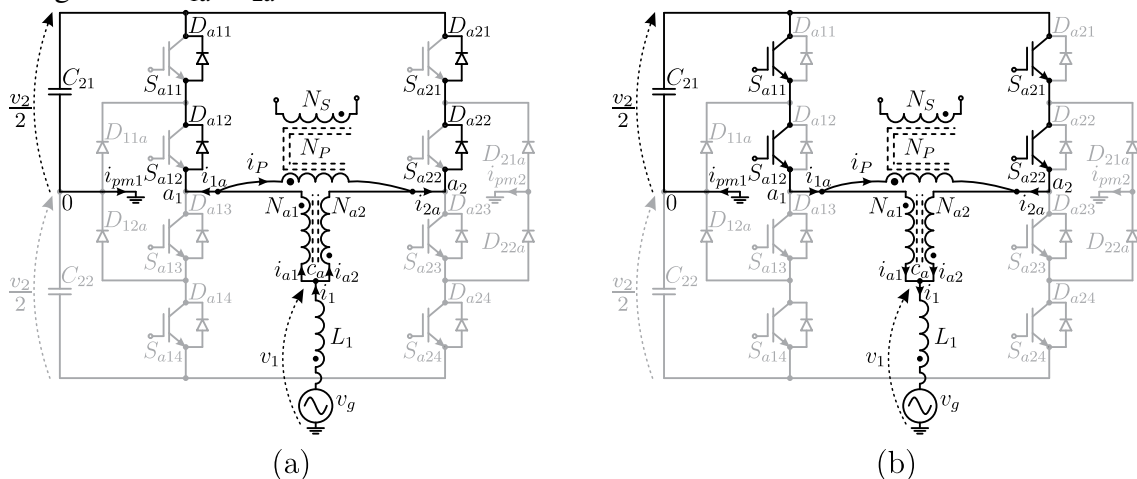
Figura 14 – Estado de chaveamento [0101]: (a) Sentido positivo de i_{1a} e i_{2a} ; (b) Sentido negativo de i_{1a} e i_{2a} .



Fonte: Elaborado pelo autor.

Estado de chaveamento [1111]: Neste estado são acionadas as chaves S_{a11} , S_{a12} , S_{a21} e S_{a22} de modo que as tensões v_{a10} e v_{a20} serão iguais a $v_2/2$ e v_{a12} será nula. No sentido positivo i_{1a} será conduzida por D_{a11} e D_{a12} enquanto i_{2a} por D_{a21} e D_{a22} . No sentido negativo estarão em condução S_{a11} , S_{a12} , S_{a21} e S_{a22} . Na Figura 15 é apresentado esse estado de chaveamento.

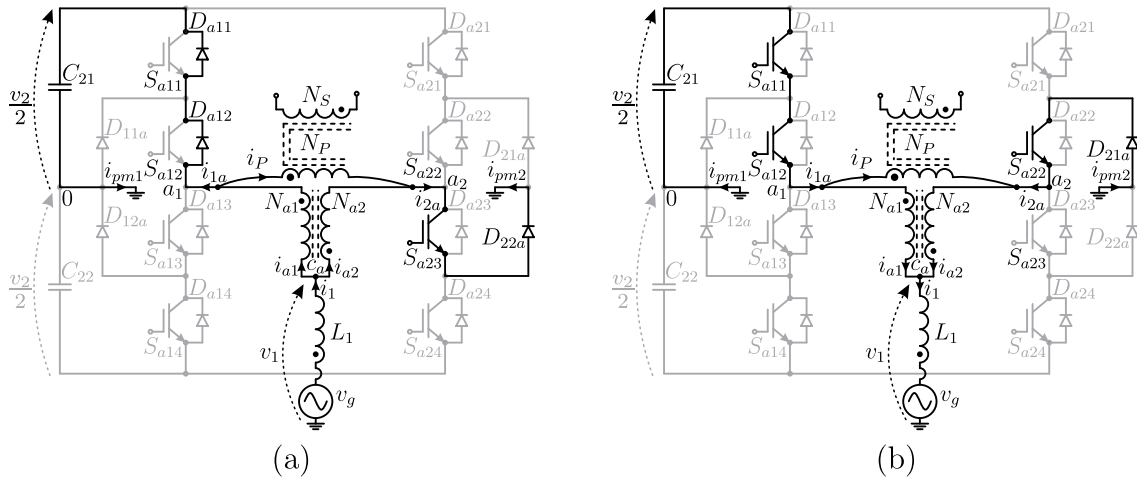
Figura 15 – Estado de chaveamento [1111]: (a) Sentido positivo de i_{1a} e i_{2a} ; (b) Sentido negativo de i_{1a} e i_{2a} .



Fonte: Elaborado pelo autor.

Estado de chaveamento [1101]: Neste estado as chaves do braço NPC 1 permanecem acionadas conforme descrito no estado anterior. No braço NPC 2 as chaves S_{a22} e S_{a23} são acionadas de modo que a tensão v_{a20} será nula e v_{a12} será igual a $v_2/2$. Considerando o sentido positivo i_{2a} será conduzida por S_{a23} e D_{22a} e no sentido negativo por S_{a22} e D_{21a} . Esse estado de chaveamento é mostrado na Figura 16.

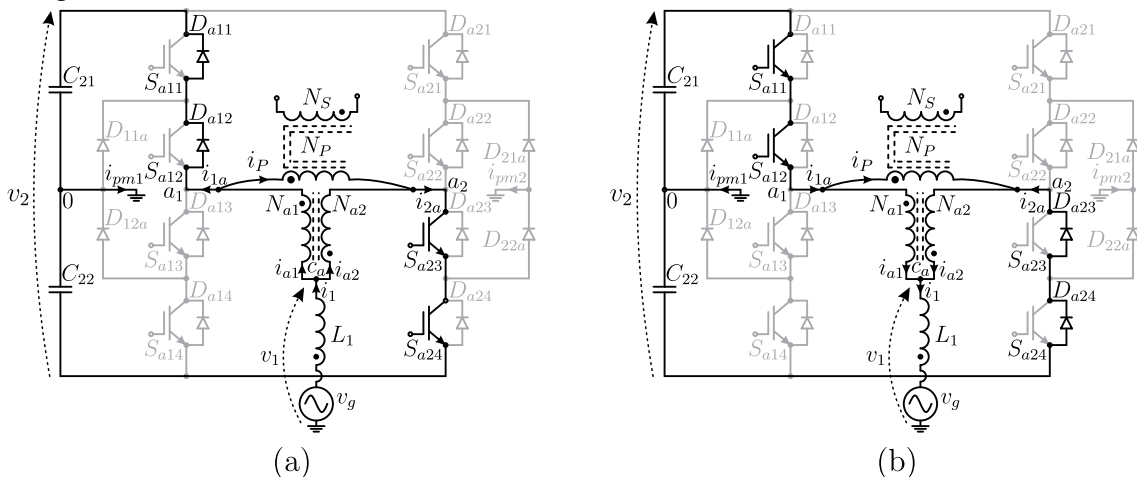
Figura 16 – Estado de chaveamento [1101]: (a) Sentido positivo de i_{1a} e i_{2a} ; (b) Sentido negativo de i_{1a} e i_{2a} .



Fonte: Elaborado pelo autor.

Estado de chaveamento [1100]: No braço NPC 1 é verificada a mesma configuração descrita na etapa anterior. No braço NPC 2 as chaves S_{a23} e S_{a24} são acionadas de modo que a tensão v_{a20} será igual a $-v_2/2$ e v_{a12} será igual a v_2 . No sentido positivo de i_{2a} será conduzida por S_{a23} e S_{a24} enquanto no sentido negativo por D_{a23} e D_{a24} . A Figura 17 mostra esse estado de chaveamento.

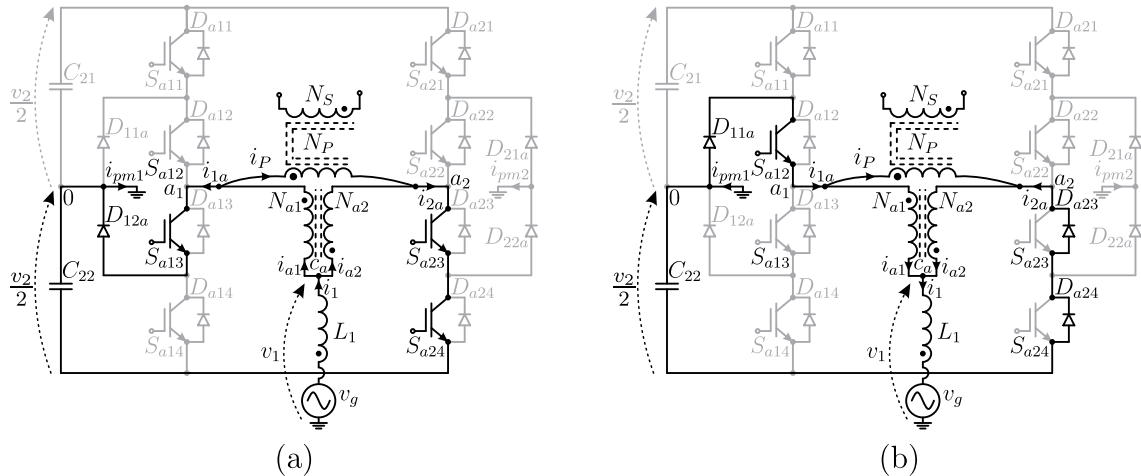
Figura 17 – Estado de chaveamento [1100]: (a) Sentido positivo de i_{1a} e i_{2a} ; (b) Sentido negativo de i_{1a} e i_{2a} .



Fonte: Elaborado pelo autor.

Estado de chaveamento [0100]: Neste estado no braço NPC 1 são acionadas as chaves S_{a12} e S_{a13} de modo que a tensão v_{a10} será nula. No braço NPC 2 é verificada a mesma configuração descrita no estado de chaveamento anterior. Caso i_{a1} esteja no sentido positivo estarão em condução S_{a13} e D_{12a} , caso contrário, S_{a12} e D_{11a} conduzirão. Esse estado de chaveamento é mostrado na Figura 18.

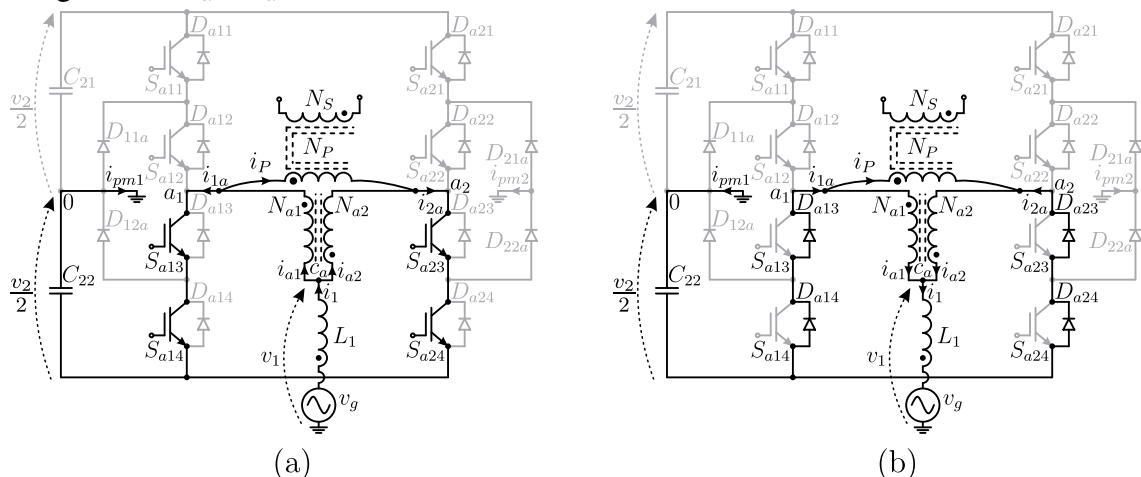
Figura 18 – Estado de chaveamento [0100]: (a) Sentido positivo de i_{1a} e i_{2a} ; (b) Sentido negativo de i_{1a} e i_{2a} .



Fonte: Elaborado pelo autor.

Estado de chaveamento [0000]: Neste estado as chaves S_{a13} e S_{a14} , braço NPC 1, são acionadas de modo que a tensão v_{a10} será igual a $-v_2/2$. Já no braço NPC 2 mantêm-se a mesma configuração descrita no estado anterior. A tensão v_{a12} será nula. Considerando o sentido positivo i_{1a} será conduzida por S_{a13} e S_{a14} e no sentido negativo por D_{a13} e D_{a14} . Esse estado de chaveamento é mostrado na Figura 19.

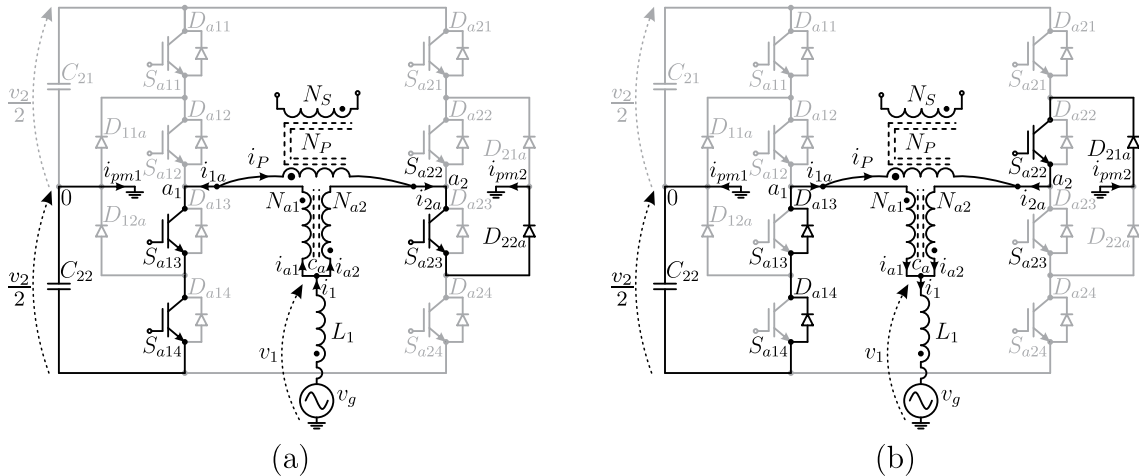
Figura 19 – Estado de chaveamento [0000]: (a) Sentido positivo de i_{1a} e i_{2a} ; (b) Sentido negativo de i_{1a} e i_{2a} .



Fonte: Elaborado pelo autor.

Estado de chaveamento [0001]: Neste estado as chaves do braço NPC 1 permanecem acionadas conforme descrito no estado anterior enquanto no braço NPC 2 são acionadas as chaves S_{a22} e S_{a23} de modo que a tensão v_{a20} será nula e v_{a12} será $-v_2/2$. Considerando o sentido positivo i_{2a} será conduzida por S_{a23} e D_{22a} e no sentido negativo por S_{a22} e D_{21a} . Esse estado de chaveamento é mostrado na Figura 20.

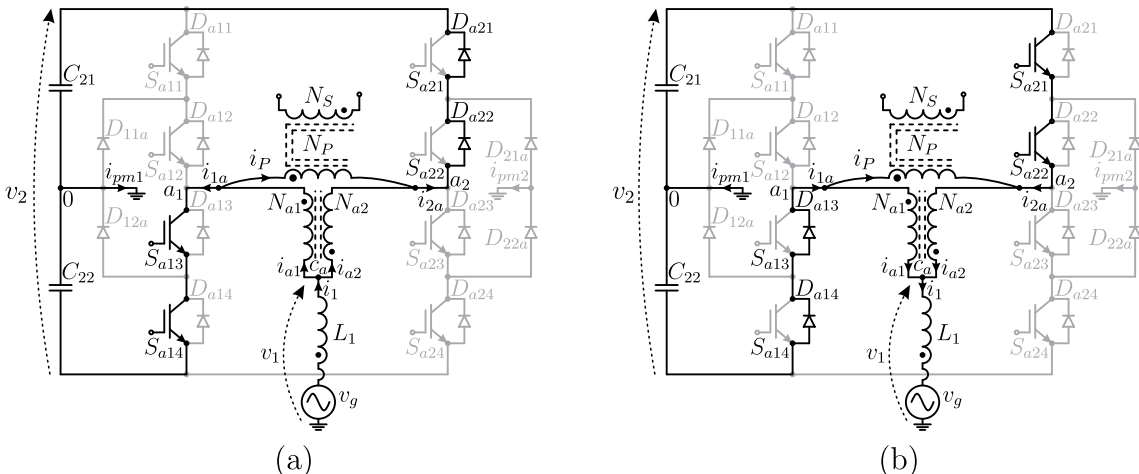
Figura 20 – Estado de chaveamento [0001]: (a) Sentido positivo de i_{1a} e i_{2a} ; (b) Sentido negativo de i_{1a} e i_{2a} .



Fonte: Elaborado pelo autor.

Estado de chaveamento [0011]: Neste estado não há alteração no acionamento das chaves do braço NPC 1. No braço NPC 2 as chaves S_{a21} e S_{a22} são acionadas de modo que a tensão v_{a20} será igual a $v_2/2$ e v_{a12} será igual a $-v_2$. No sentido positivo i_{a2} será conduzida por D_{a21} e D_{a22} enquanto no sentido negativo por S_{a21} e S_{a22} . Esse estado de chaveamento é mostrado na Figura 21.

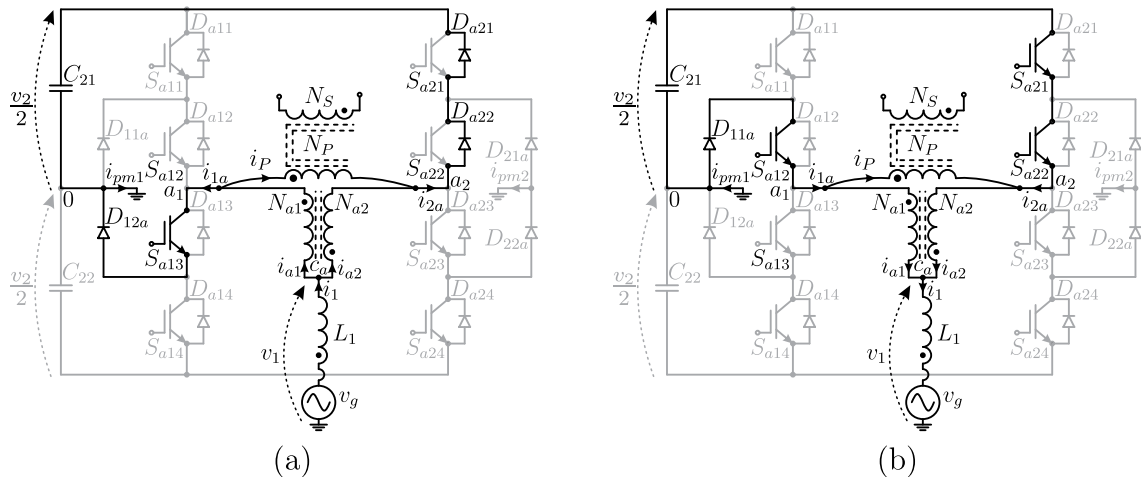
Figura 21 – Estado de chaveamento [0011]: (a) Sentido positivo de i_{1a} e i_{2a} ; (b) Sentido negativo de i_{1a} e i_{2a} .



Fonte: Elaborado pelo autor.

Estado de chaveamento [0111]: Neste estado no braço NPC 1 são acionadas as chaves S_{a12} e S_{a13} de modo que a tensão v_{a10} será nula. No braço NPC 2 as chaves permanecem acionadas conforme descrito no estado de chaveamento anterior. A tensão v_{a12} será igual a $-v_2/2$. Caso i_{a1} esteja no sentido positivo estarão em condução S_{a13} e D_{12a} , caso contrário, S_{a12} e D_{11a} conduzirão. Esse estado de chaveamento é mostrado na Figura 22.

Figura 22 – Estado de chaveamento [0111]: (a) Sentido positivo de i_{1a} e i_{2a} ; (b) Sentido negativo de i_{1a} e i_{2a} .



Fonte: Elaborado pelo autor.

O lado secundário apresenta menos estados de chaveamento, pois possui menos chaves, em relação ao lado primário. Na Tabela 4 são apresentados os estados de chaveamento que podem ocorrer no lado secundário.

Tabela 4 – Estados de chaveamento do lado secundário.

Estado de Chaveamento	S_{r11}	S_{r12}	S_{r21}	S_{r22}
[00]	0	1	0	1
[01]	0	1	1	0
[11]	1	0	1	0
[10]	1	0	0	1

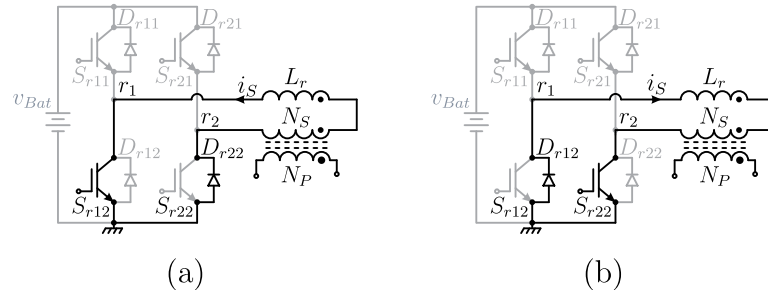
Fonte: Elaborado pelo autor.

Estado de chaveamento [00]: Neste estado no sentido positivo de i_S a chave S_{r12} e o diodo D_{r22} entram em condução, dessa forma, a tensão v_{r12} é nula. Já no sentido negativo i_S será conduzida por D_{r12} e S_{r22} . Na Figura 23 é mostrada esse estado de chaveamento.

Estado de chaveamento [01]: Caso a corrente i_S circule no sentido positivo será conduzida pelas chaves S_{r12} e S_{r21} de modo que a tensão v_{r12} é igual a $-v_{Bat}$. No sentido negativo

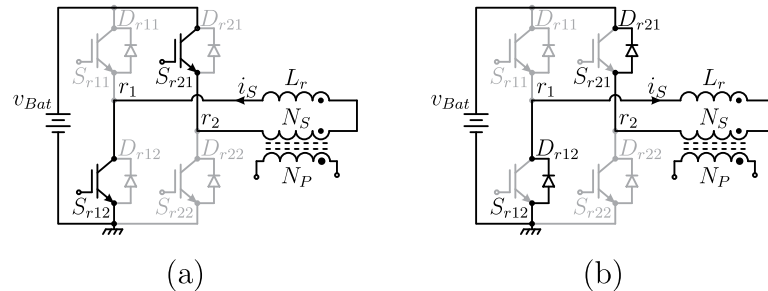
i_S será conduzida por D_{r12} e D_{r21} . Na Figura 24 é mostrada esse estado de chaveamento.

Figura 23 – Estado de chaveamento [00]: (a) Sentido positivo de i_S ; (b) Sentido negativo de i_S .



Fonte: Elaborado pelo autor.

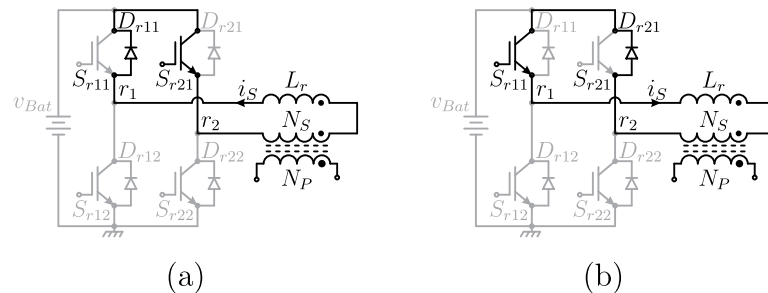
Figura 24 – Estado de chaveamento [01]: (a) Sentido positivo de i_S ; (b) Sentido negativo de i_S .



Fonte: Elaborado pelo autor.

Estado de chaveamento [11]: Neste estado, considerando o sentido positivo, o diodo D_{r11} e a chave S_{r21} estão conduzindo a corrente i_S . Portanto, assim como no estado de chaveamento [00] a tensão v_{r12} é nula. No sentido negativo de i_S será conduzida por S_{r11} e D_{r21} . Na Figura 25 é mostrada esse estado de chaveamento.

Figura 25 – Estado de chaveamento [11]: (a) Sentido positivo de i_S ; (b) Sentido negativo de i_S .

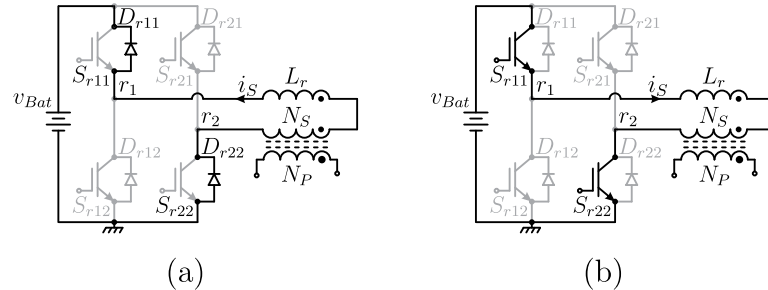


Fonte: Elaborado pelo autor.

Estado de chaveamento [10]: Neste estado a corrente i_S , considerando o sentido positivo, será conduzida pelos diodos D_{r11} e D_{r22} , assim, a tensão v_{r12} é igual a v_{Bat} . No sentido

negativo i_S será conduzida por S_{r11} e S_{r22} . Na Figura 26 é mostrada esse estado de chaveamento.

Figura 26 – Estado de chaveamento [10]: (a) Sentido positivo de i_S ; (b) Sentido negativo de i_S .



Fonte: Elaborado pelo autor.

3.2.2 Estratégia de modulação

A estratégia de modulação tem por objetivo gerar os sinais de comando das chaves que compõem a estrutura de uma topologia de modo a propiciar na saída os parâmetros desejados. Na literatura são propostas diversas técnicas de modulação que podem ser empregadas em conversores do tipo NPC (lado primário) e *Full-Bridge* (lado secundário). Contudo, nesta seção serão abordados apenas os aspectos referentes a estratégia de modulação utilizado neste trabalho.

No lado primário será adotada a modulação por largura de pulso senoidal com múltiplas portadoras deslocadas em nível (do inglês, *Level-Shifted Multicarrier Pulse Width Modulation* (LSMPWM)) com disposição em fase (do inglês, *Phase Disposition* (PD)). Na Figura 27 são apresentados os moduladores utilizados na implementação da modulação do lado primário da topologia estudada.

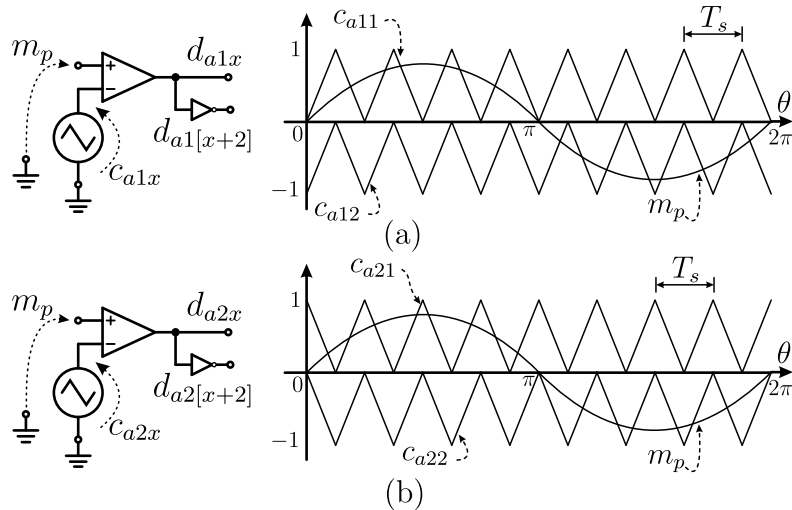
Na Figura 27 o sinal m_p representa a moduladora em função de um ângulo θ_g enquanto as portadoras são representadas pelas ondas triangulares c_{axy} , $x \in \{1, 2\}$ e $y \in \{1, \dots, 4\}$, com fase θ_{axy} . A obtenção do sinal de comando das chaves dá-se pela comparação entre a moduladora e as portadoras conforme especificado na função de chaveamento apresentada na equação (3.1).

$$d_{axy} = \begin{cases} 1 & \Leftrightarrow m_p(\theta_g) \geq c_{axy}(\theta_{axy}) \\ 0 & \Leftrightarrow m_p(\theta_g) < c_{axy}(\theta_{axy}) \end{cases} \quad (3.1)$$

Como as portadoras são ondas triangulares a função de c_{a11} pode ser representada aplicando a Série de Fourier conforme apresentado na equação (3.2).

$$c_{a11} = \frac{1}{2} + \sum_{n=1,3,\dots}^{\infty} \left[\frac{2[\cos(n\pi) - 1]}{(n\pi)^2} \right] \left[\cos \frac{(2\pi n)}{\theta_s} \theta \right] \quad (3.2)$$

Figura 27 – Modulação do lado primário: (a) Circuito modulador NPC 1; (b) Circuito modulador NPC 2.



Fonte: Adaptado (MAZZA *et al.*, 2016).

Considerando que na estratégia de modulação utilizada todas as portadoras são ondas triangulares defasadas entre si em nível ou fase e tomando c_{a11} como referência as demais podem ser expressas de acordo com as relações descritas na equação (3.3).

$$\begin{cases} c_{a12} = c_{a11} - 1 \\ c_{a21} = -c_{a11} + 1 \\ c_{a22} = -c_{a11} \end{cases} \quad (3.3)$$

A função da moduladora pode ser expressa de acordo com a equação (3.4). Sendo o índice de modulação (M), a relação entre o valor de pico da tensão de entrada pela tensão do barramento da porta II, definido na equação (3.5).

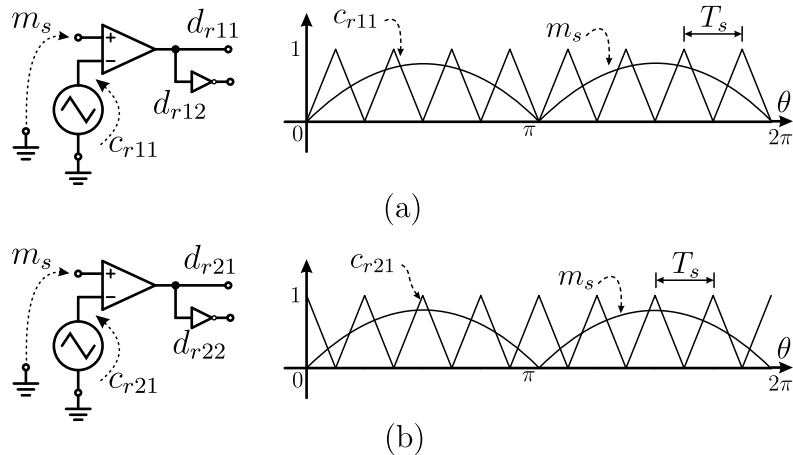
$$m_p = M \text{sen}(\omega_g t) \quad (3.4)$$

$$M = \frac{2\hat{V}_g}{V_2} \quad (3.5)$$

No lado secundário será utilizada a modulação por deslocamento de fase conhecida como *Phase-Shifted Pulse Width Modulation* (PSPWM). Nesta técnica as portadoras são defasa-

das em 180° . Na Figura 28 são apresentados os moduladores utilizados para gerar os sinais de comando das chaves do lado secundário.

Figura 28 – Modulação do lado secundário: (a) Circuito modulador FB 1; (b) Circuito modulador FB 2.



Fonte: Adaptado (SOUZA *et al.*, 2018).

Assim como no lado primário as portadoras podem ser expressas em função de c_{a11} conforme descrito pela equação (3.6). Já a função da moduladora (m_s) é expressa pela equação (3.7).

$$\begin{cases} c_{r11} = c_{a11} \\ c_{r21} = -c_{a11} + 1 \end{cases} \quad (3.6)$$

$$m_s = M |\text{sen}(\omega_g t)| \quad (3.7)$$

3.3 Análise quantitativa

Analisando os estados de chaveamentos é possível determinar os valores instantâneos das tensões v_{a10} , v_{a20} , v_{a12} e v_{r12} . Para determinar o valor instantâneo da tensão v_{a10} é necessário definir as funções de chaveamentos das chaves que compõem o braço NPC 1. Assim, d_{a1i} e d_{a1p} , com $i \in \{1, 3\}$ e $p \in \{2, 4\}$, podem ser expressas conforme as equações (3.8) e (3.9).

$$d_{a1i} = d_{a11} - d_{a13} \quad (3.8)$$

$$d_{a1p} = d_{a12} - d_{a14} \quad (3.9)$$

Adotando-se o mesmo procedimento para o braço NPC 2 podem ser determinadas as funções d_{a2i} e d_{a2p} , respectivamente as equações (3.10) e (3.11).

$$d_{a2i} = d_{a21} - d_{a23} \quad (3.10)$$

$$d_{a2p} = d_{a22} - d_{a24} \quad (3.11)$$

Os valores instantâneos das tensões v_{a10} e v_{a20} podem ser determinadas substituindo as equações (3.8)-(3.11) em (3.12) e (3.13), respectivamente.

$$v_{a10} = \frac{(d_{a1i} + d_{a1p})V_2}{4} \quad (3.12)$$

$$v_{a20} = \frac{(d_{a2i} + d_{a2p})V_2}{4} \quad (3.13)$$

Já a tensão instantânea sintetizada no enrolamento primário do transformador v_{a12} pode ser definida como a diferença entre as tensões v_{a10} e v_{a20} conforme explicitado na equação (3.14).

$$v_{a12} = v_{a10} - v_{a20} \quad (3.14)$$

Substituindo as equações (3.12) e (3.13) em (3.14) obtém-se a equação (4.13) que determina o valor de v_{a12} através das funções de chaveamento.

$$v_{a12} = \frac{(d_{a1i} + d_{a1p} - d_{a2i} - d_{a2p})V_2}{4} \quad (3.15)$$

Para determinação da expressão do valor instantâneo da tensão vista pelo indutor L_1 e a rede v_g (v_1) é utilizado o diagrama de tensões mostrado na Figura 29. Aplicando a Lei de Kirchhoff das tensões obtém-se as equações (3.16)-(3.18).

$$v_1 + v_{N_1} - v_{a10} = 0 \quad (3.16)$$

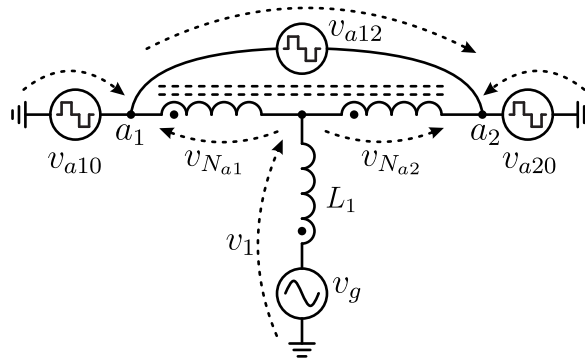
$$v_1 + v_{N_2} - v_{a20} = 0 \quad (3.17)$$

$$v_{N_1} = -v_{N_2} \quad (3.18)$$

Substituindo as equações (3.16) e (3.17) em (3.18) obtém-se a equação (3.19).

$$v_1 = \frac{v_{a10} + v_{a20}}{2} \quad (3.19)$$

Figura 29 – Diagrama das tensões sintetizadas no lado primário do conversor.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Substituindo as equações (3.12) e (3.13) em (3.19) obtém-se a equação que relaciona v_1 com as funções de chaveamento d_{a1i} , d_{a1p} , d_{a2i} e d_{a2p} , conforme mostrado na equação (3.20).

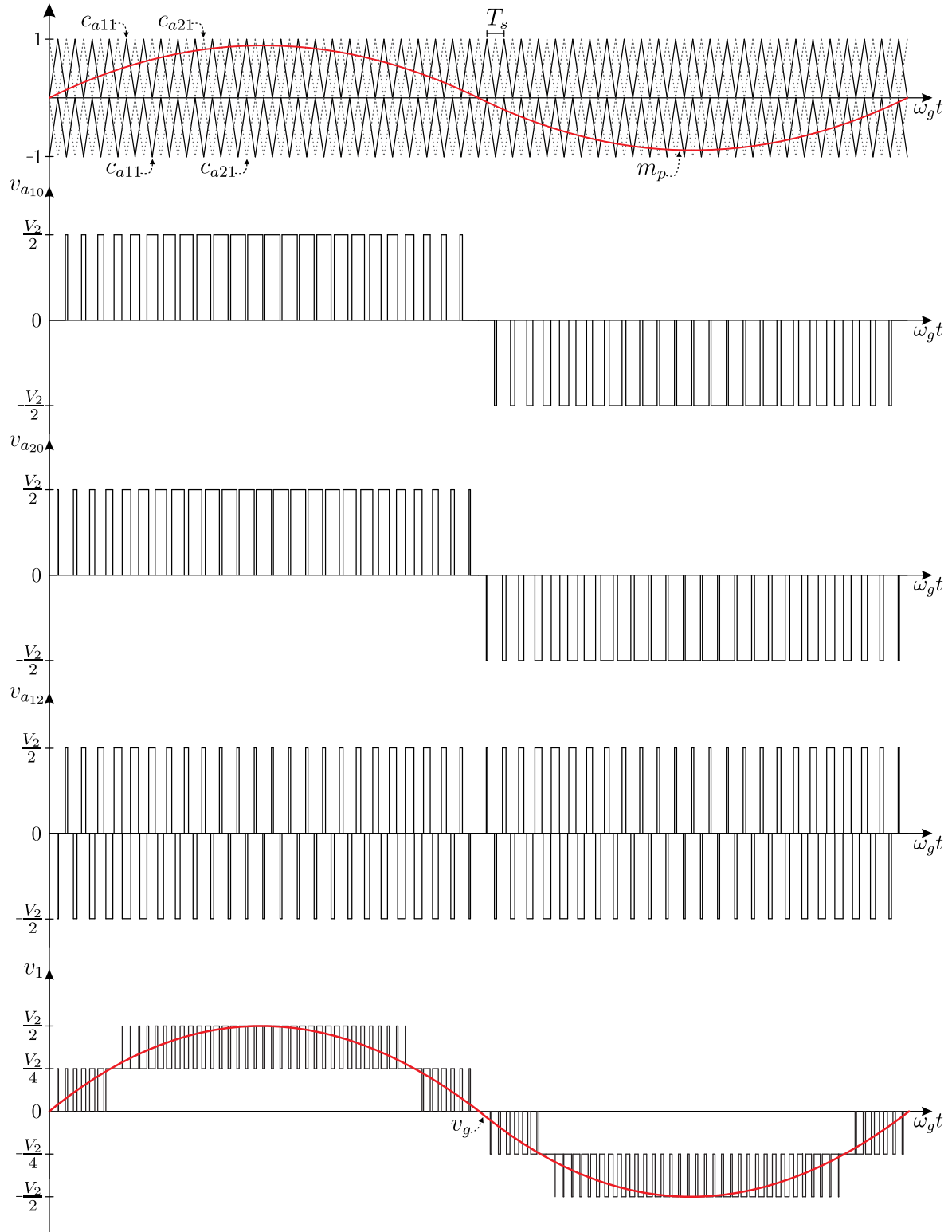
$$v_1 = \frac{(d_{a1i} + d_{a1p} + d_{a2i} + d_{a2p})V_2}{8} \quad (3.20)$$

Dessa forma, ao substituir os valores das funções de chaveamento nas equações (3.12), (3.13) e (3.20) conclui-se que v_{a10} e $v_{a20} \in \left\{ -\frac{V_2}{2}, 0, \frac{V_2}{2} \right\}$, $v_{a12} \in \left\{ -V_2, -\frac{V_2}{2}, 0, \frac{V_2}{2}, V_2 \right\}$ e $v_1 \in \left\{ -\frac{V_2}{2}, -\frac{V_2}{4}, 0, \frac{V_2}{4}, \frac{V_2}{2} \right\}$ cuja formas de onda são apresentadas na Figura 30.

Para determinar o valor instantâneo da tensão v_{r12} adota-se procedimento semelhante. Sendo d_{r11} e d_{r21} as funções que definem o chaveamentos das chaves superiores do conversor FB do lado secundário a tensão instantânea sintetizada entre os pontos r_1 e r_2 é expressão pela equação (3.21) e a forma de onda correspondente mostrada na Figura 31.

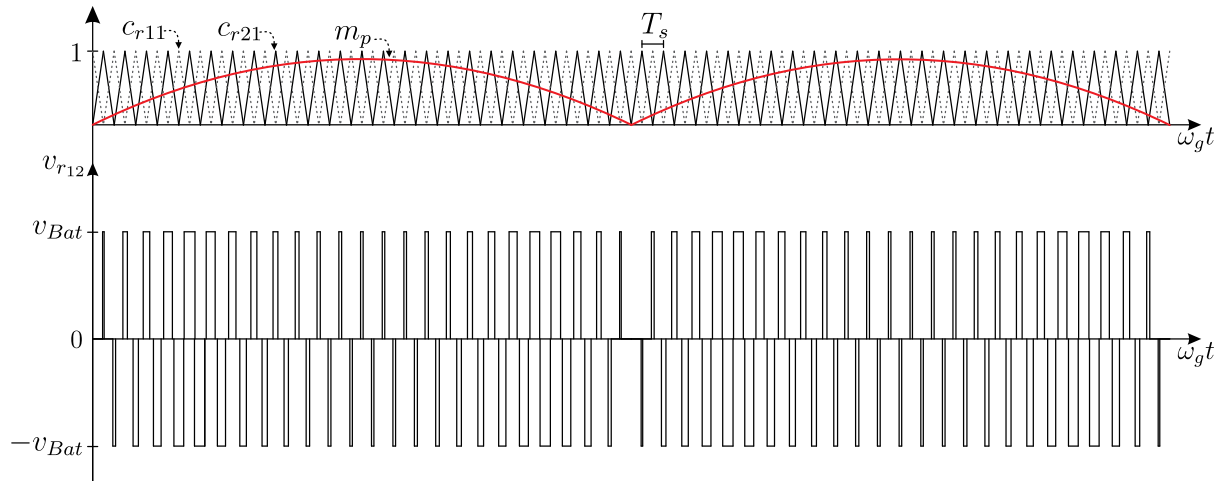
$$v_{r12} = (d_{r11} - d_{r21})V_{Bat} \quad (3.21)$$

Figura 30 – Forma de onda das tensões sintetizadas no lado primário.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 31 – Forma de onda da tensão v_{r12} .

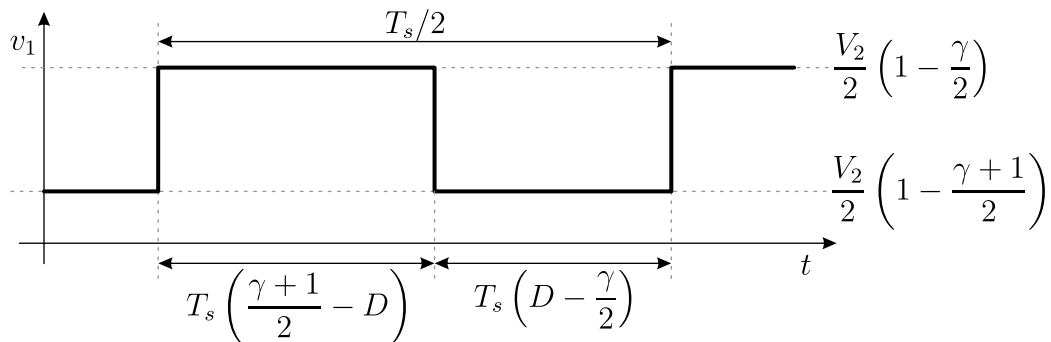


Fonte: Elaborado pelo autor.

3.3.1 Regiões de operação

Considerando que a frequência da portadora é maior que a da moduladora, a tensão v_1 apresenta formato de onda bem definido dentro das faixas de operação do conversor, conforme ilustrado na Figura 32.

Figura 32 – Tensão de entrada (v_1) para uma faixa de operação γ qualquer.



Fonte: Adaptado de (ORTMANN, 2012).

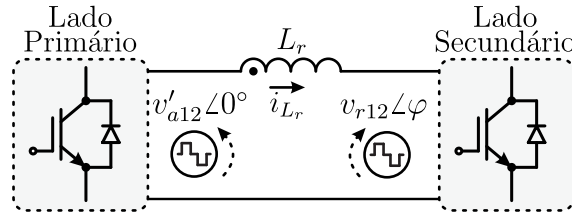
Dessa forma, as faixas de operação do conversor (γ) podem ser determinada pela equação (3.22).

$$\gamma = \text{floor}(2D) \quad (3.22)$$

Sendo a função $\text{floor}(x)$ responsável por retornar o menor número inteiro da variável "x" e o termo D representa a razão cíclica do conversor. Já a magnitude e duração de cada nível da tensão de entrada são designadas em função de γ conforme apresentado na Figura 32.

O conversor estudado apresenta características inerentes ao conversor DAB convencional, de modo que pode ser representado segundo o modelo ilustrado na Figura (33).

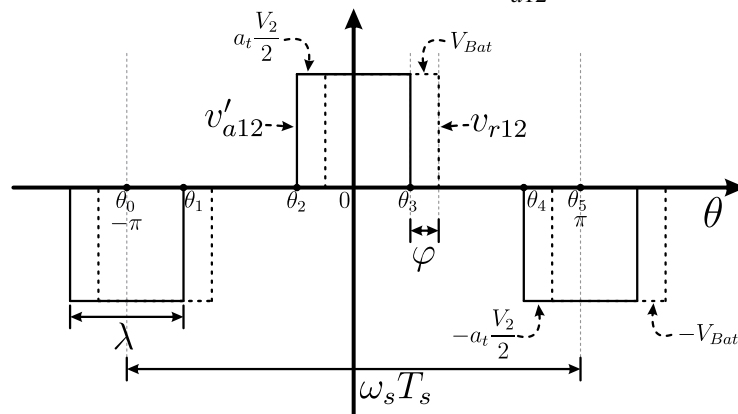
Figura 33 – Modelo equivalente do conversor.



Fonte: Adaptado (ZHAO *et al.*, 2015).

O perfil das tensões nos lados primário e secundário do transformador são mostradas na Figura 34.

Figura 34 – Formas de onda de v'_{a12} e v_{r12} .



Fonte: Adaptado (OLIVEIRA, 2018).

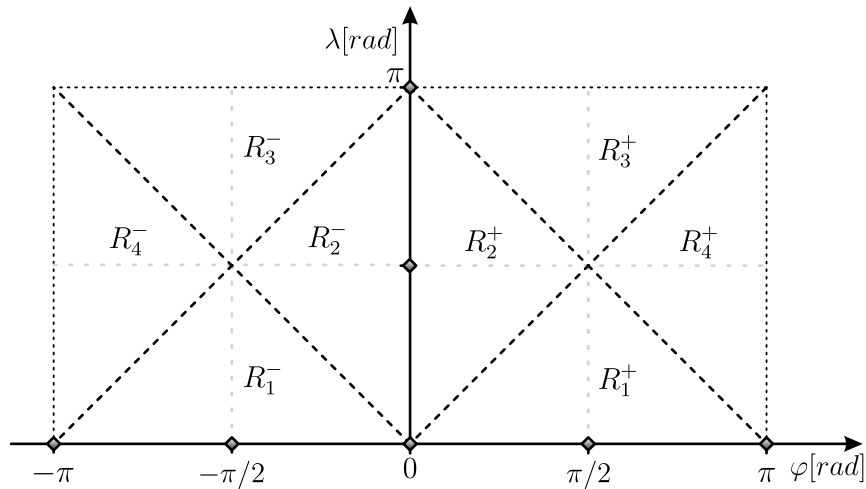
O parâmetro λ representa a razão cíclica visualizada pelo indutor L_r e tem seu valor instantâneo descrito na equação (3.23).

$$\lambda = \begin{cases} (M |\text{sen}(\omega_g t + \phi)|) 2\pi, & \text{se } |m_p| \leq 0,5 \\ (1 - M |\text{sen}(\omega_g t + \phi)|) 2\pi, & \text{se } |m_p| > 0,5 \end{cases} \quad (3.23)$$

Na Figura 35 são apresentadas as regiões de operação do conversor. Conforme é possível observar λ assume valor máximo, em radianos, π podendo variar dentro do intervalo $\{0, \pi\}$, enquanto o *Phase-Shift* (φ) pode variar no intervalo $\{-\pi, \pi\}$ de modo a totalizar oito regiões de operação. Contudo, considerando a simetria entre os fluxos de potência no sentido positivo e negativo pode-se considerar a existência de apenas quatro regiões de operação.

Na Tabela 5 são apresentados os intervalos de λ e φ que definem as fronteiras das regiões de operação do conversor.

Figura 35 – Regiões de operação.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Tabela 5 – Definição dos limites da regiões de operação.

Região	Intervalo (λ)	Intervalo (φ)
R_1^+	$0 < \lambda \leq \pi/2$	$\lambda < \varphi \leq \pi - \lambda$
R_2^+	$0 < \lambda \leq \pi/2$	$0 < \varphi \leq \lambda$
R_3^+	$\pi/2 < \lambda \leq \pi$	$0 < \varphi \leq \pi - \lambda$
R_4^+	$\pi/2 < \lambda \leq \pi$	$\pi - \lambda < \varphi \leq \lambda$
R_1^-	$0 < \lambda \leq \pi/2$	$\lambda < \varphi \leq \pi - \lambda$
R_2^-	$0 < \lambda \leq \pi/2$	$0 < \varphi \leq \lambda$
R_3^-	$\pi/2 < \lambda \leq \pi$	$0 < \varphi \leq \pi - \lambda$
R_4^-	$\pi/2 < \lambda \leq \pi$	$\pi - \lambda < \varphi \leq \lambda$

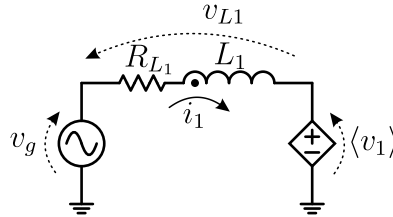
Fonte: Elaborado pelo autor.

3.3.2 Operação como retificador PFC

Considerando a operação no modo G2V com fator de potência unitário a topologia pode ser representada de acordo com o circuito mostrado na Figura 36.

Nesse modelo considera-se a tensão da rede elétrica v_g senoidal e expressa pela equação (3.24), sendo ω_g a frequência angular da rede, definida como $\omega_g = 2\pi f_g$. Enquanto a fonte controlada $\langle v_1 \rangle$ representa o Valor Médio Quase Instantâneo (VMQI) da tensão de entrada.

Figura 36 – Modelo do conversor operando com PFC.



Fonte: Elaborado pelo autor.

$$v_g = \hat{V}_g \text{sen}(\omega_g t) \quad (3.24)$$

O VMQI da tensão v_1 gerado pelo conversor num sub-período do período de chaveamento depende da região de operação do conversor e pode ser determinada conforme a equação (3.25).

$$\langle v_1 \rangle = \frac{2}{T_s} \int_0^{T_s \left(\frac{\gamma+1}{2} - D \right)} \frac{V_2}{2} \left(1 - \frac{\gamma}{2} \right) dt + \int_{T_s \left(\frac{\gamma+1}{2} - D \right)}^{\frac{T_s}{2}} \frac{V_2}{2} \left(1 - \frac{\gamma+1}{2} \right) dt \quad (3.25)$$

Resolvendo a equação (3.25) obtêm-se a equação (3.26). Sendo que a função $\text{sign}(i_1)$ representa a dependência da polaridade da tensão gerada em relação a corrente de entrada (i_1).

$$\langle v_1 \rangle = \frac{V_2}{2} (1 - D) \cdot \text{sign}(i_1) \quad (3.26)$$

Para a operação com PFC a razão cíclica do conversor D deverá variar no tempo, de modo a ser expresso por d . Logo a equação (3.26) pode ser reescrita conforme a equação (3.27)

$$\langle v_1 \rangle = \frac{V_2}{2} (1 - d) \cdot \text{sign}(i_1) \quad (3.27)$$

Aplicando a Lei de Kirchoff das tensões no circuito da Figura 36, desprezando R_{L1} , obtém-se a relação mostrada em (3.28).

$$\langle v_1 \rangle = v_g - L_1 \frac{di_1}{dt} \quad (3.28)$$

Considerando a operação com fator de potência unitária, a corrente de entrada i_1 encontra-se em fase com a tensão da rede v_g , ambas senoidais, e pode ser expressa de acordo com a equação (3.29).

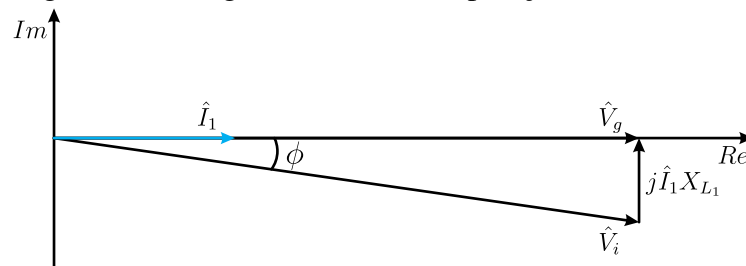
$$i_1 = \hat{I}_1 \text{sen}(\omega_g t) \quad (3.29)$$

Substituindo a equação (3.29) em (3.28) e realizando as devidas simplificações obtém-se a equação (3.30).

$$\langle v_1 \rangle = \hat{V}_g \text{sen}(\omega_g t) - \hat{I}_1 X_{L1} \cos(\omega_g t) \quad (3.30)$$

De modo alternativo a equação (3.30) pode ser apresentada na forma de um diagrama fasorial, conforme mostrado na Figura 37 .

Figura 37 – Diagrama fasorial da operação com PFC.



Fonte: (ORTMANN, 2012).

Aplicando as relações trigonométricas na Figura 37 é possível expressar o valor médio que a tensão de entrada, equação (3.31), produzida pelo conversor para garantir a operação com PFC, cujo ângulo de defasagem pode ser expresso pela equação (3.32).

$$\langle v_1 \rangle = \hat{V}_g \text{sen}(\omega_g t + \phi) \quad (3.31)$$

$$\phi = \text{tg}^{-1} \left(\frac{-\hat{I}_1 X_{L1}}{\hat{V}_g} \right) \quad (3.32)$$

Igualando as equações (3.27) e (3.31) é possível expressar a variação da razão cíclica no tempo, ou função de chaveamento, pela equação (3.33).

$$d = 1 - M |\text{sen}(\omega_g t + \phi)| \quad (3.33)$$

3.3.3 Ondulação da corrente de entrada

Dependendo da faixa de operação que o conversor esteja operando a tensão $\langle v_1 \rangle$ irá variar entre os níveis apresentados na Figura 34. Sendo, contudo, que a etapa com o menor valor de $\langle v_1 \rangle$ representa o estágio de carga do indutor. Desse modo, a (3.28) pode ser reescrita conforme (3.34).

$$L_1 \frac{\Delta i_{L_1}}{\Delta t} = v_g - \langle v_1 \rangle \quad (3.34)$$

Conforme a Figura 34 os valores de $\langle v_1 \rangle$ e os tempos de armazenamento Δt são expressos conforme as equações (3.35) e (3.36), respectivamente.

$$\langle v_1 \rangle = \frac{V_2}{2} \left(1 - \frac{\gamma + 1}{2} \right) \quad (3.35)$$

$$\Delta t = T_s \left(D - \frac{\gamma}{2} \right) \quad (3.36)$$

Substituindo as equações (3.24), (3.35) e (3.36) em (3.34) obtém-se a equação (3.37).

$$\Delta i_{L_1} = \left[\hat{V}_g \text{sen}(\omega_g t) - \frac{V_2}{2} \left(1 - \frac{\gamma + 1}{2} \right) \right] \left(D - \frac{\gamma + 1}{2} \right) \frac{T_s}{L_1} \quad (3.37)$$

A equação (3.37) explicita que a ondulação de corrente em L_1 está diretamente relacionada a faixa de operação γ que o conversor opera. Desse modo adota-se a parametrização dada pela equação (3.38), onde $f_s = 1/T_s$.

$$\overline{\Delta i_{L_1}} = \frac{\Delta i_{L_1} L_1 f_s}{V_2} \quad (3.38)$$

Considerando a parametrização da ondulação da corrente ($\overline{\Delta i_{L_1}}$) e realizando as devidas substituições a equação (3.37) pode ser reescrita conforme mostrado na equação (3.39).

$$\overline{\Delta i_{L_1}} = - \frac{(2M \text{sen}(\theta) - 1 + \gamma)(2M \text{sen}(\theta) - 2 + \gamma)}{8} \quad (3.39)$$

Derivando a equação (3.39) em relação a θ e igualando a zero obtém-se a máxima ondulação de corrente para o intervalo definido pela equação (3.40).

$$\overline{\Delta i_{L_1}} = \frac{\Delta i_{L_1} L_1 f_s}{V_2} = \begin{cases} \frac{1}{32}, & \left(\frac{1}{4} < M < 1\right) \\ \frac{M}{4} (1 - 2M), & \left(0 < M < \frac{1}{4}\right) \end{cases} \quad (3.40)$$

Segundo Ortmann (2012) para que o conversor possibilite a operação com o número máximo de níveis é necessário que a restrição estabelecida na equação (3.41) seja respeitada, onde N representa o número de braços por fase do conversor.

$$M_{\min} > \frac{N-1}{N} \quad (3.41)$$

Desse modo, como o conversor proposto utiliza dois braços NPC a máxima ondulação parametrizada $\overline{\Delta i_{L_1}}$ obedecerá a expressão para o primeiro intervalo ($1/4 < M < 1$). Assim, o indutor de entrada L_1 pode ser determinado conforme a equação (3.42).

$$L_1 = \frac{V_2}{32 \overline{\Delta i_{L_1}} f_s} \quad (3.42)$$

3.3.4 Fluxo de potência

A análise do fluxo de potência do conversor em estudo é realizada com base nos procedimentos apresentado por Zhao *et al.* (2015). Durante a operação em regime permanente a topologia, assim como o conversor DAB, pode ser representado por duas fontes de alta frequência conectadas pelo indutor de transferência de potência (L_r), conforme modelo estabelecido na Figura 33.

Através da Figura 34, que apresenta os formatos de onda e valores instantâneos das tensões v'_{a12} e v_{r12} , são estabelecidos os ângulos de transição mostrados na equação (3.43).

A magnitude das tensões v'_{a12} e v_{r12} podem ser definidas através da utilização das Séries de Fourier. Desse modo, o valor de v'_{a12} pode ser definido de acordo com a equação (3.44). Já para determinar v_{r12} desloca-se a onda em φ (*Phase – Shift*) de modo a utilizar os mesmos intervalos estabelecidos na equação (3.43) resultando na equação (3.45).

$$\theta_x = \begin{cases} \theta_1 = -\pi \\ \theta_2 = -\left(\pi - \frac{\lambda}{2}\right) \\ \theta_3 = -\frac{\lambda}{2} \\ \theta_4 = \frac{\lambda}{2} \\ \theta_5 = \pi - \frac{\lambda}{2} \\ \theta_6 = \pi \end{cases} \quad (3.43)$$

$$v'_{a12} = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{a_T V_2 \left[\text{sen}\left(\frac{n\lambda}{2}\right) + \text{sen}\left(n\pi - \frac{n\lambda}{2}\right) \right]}{n\pi} \cos(n\theta) \quad (3.44)$$

$$v_{r12} = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2V_{Bat} \left[\text{sen}\left(\frac{n\lambda}{2}\right) + \text{sen}\left(n\pi - \frac{n\lambda}{2}\right) \right]}{n\pi} \cos[n(\varphi - \theta)] \quad (3.45)$$

O valor da corrente no indutor i_{L_r} pode ser estabelecido através da relação mostrada na equação (3.46).

$$i_{L_r}(\theta) - i_{L_r}(0) = \int_0^{\theta} \frac{v'_{a12}(\theta) - v_{r12}(\theta)}{2\pi f_s L_r} \quad (3.46)$$

Tendo em vista a simetria do conversor DAB e que a corrente média num indutor durante um período de chaveamento é nula, quando operando em regime permanente, tem-se a relação estabelecida pela equação (3.47).

$$i_{L_r}(\pi) = -i_{L_r}(0) \quad (3.47)$$

Realizando as devidas substituições e simplificações na equação (3.46), e considerando apenas a componente fundamental, ou seja $n = 1$ para simplificar a análise, obtêm-se a equação (3.48).

$$i_{L_r} = \frac{2a_T V_2 \text{sen}(\theta) \text{sen}\left(\frac{\lambda}{2}\right) + 4V_{Bat} \text{sen}(\varphi - \theta) \text{sen}\left(\frac{\lambda}{2}\right)}{2\pi^2 f_s L_r} \quad (3.48)$$

Assim como para i_{L_r} adota-se apenas a componente fundamental para v'_{a12} e v_{r12} , de modo que as equações (3.44) e (3.45) são reescritas, respectivamente, nas equações (3.49) e (3.50).

$$v'_{a12} = \frac{2a_T V_2 \text{sen}\left(\frac{\lambda}{2}\right)}{\pi} \cos(\theta) \quad (3.49)$$

$$v_{r12} = \frac{4V_{Bat} \text{sen}\left(\frac{\lambda}{2}\right)}{\pi} \cos(\varphi - \theta) \quad (3.50)$$

A potência ativa instantânea (p), considerando um período de chaveamento, pode ser determinada através da relação mostrada na equação (3.51).

$$p = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} v'_{a12}(\theta) i_{Lr}(\theta) d\theta \quad (3.51)$$

Substituindo as equações (3.48) e (3.49) em (3.51) e realizando as devidas simplificações obtêm-se a equação (3.52) que determina a potência ativa instantânea.

$$p = \frac{4a_T V_2 V_{Bat} \text{sen}(\varphi)}{2\pi^3 f_s L_r} \left(\frac{1}{2} - \frac{\cos(\lambda)}{2} \right) \quad (3.52)$$

Considerando o comportamento de λ , equação (3.23), o valor médio da potência ativa (P) pode ser determinado pela equação (3.53).

$$P = \frac{4a_T V_2 V_{Bat} \text{sen}(\varphi)}{2\pi^4 f_s L_r} \int_0^{\pi} \frac{1}{2} - \frac{\cos(\lambda)}{2} \quad (3.53)$$

O valor médio da potência aparente (S) pode ser determinado pela expressão apresentada na equação (3.54). Para determinação dos valores eficazes de v'_{a12} e i_{Lr} são usadas as relações mostradas na equação (3.55).

$$S = V'_{a12,ef} I_{Lr,ef} \quad (3.54)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} V'_{a12,ef} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \left(\frac{2a_T V_2 \text{sen}\left(\frac{\lambda}{2}\right)}{\pi} \cos(\theta) \right)^2 d\theta} \\ I_{Lr,ef} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \left(\frac{2a_T V_2 \text{sen}(\theta) \text{sen}\left(\frac{\lambda}{2}\right) + 4V_{Bat} \text{sen}(\varphi - \theta) \text{sen}\left(\frac{\lambda}{2}\right)}{2\pi^2 f_s L_r} \right)^2 d\theta} \end{array} \right. \quad (3.55)$$

Substituindo as expressões obtidas nas relações mostradas na equação (3.55) em (3.54) e realizando as devidas simplificações o valor médio da potência aparente é pode ser determinado conforme a equação (3.56).

$$S = \frac{2a_T V_2 \sqrt{4V_{Bat}^2 + V_2^2 a_T^2 - 4V_2 V_{Bat} a_T \cos(\varphi)}}{2\pi^4 f_s L_r} \int_0^\pi \text{sen}\left(\frac{\lambda}{2}\right)^2 d\theta \quad (3.56)$$

Para determinar a expressão para o valor médio da potência reativa (Q) basta utilizar a relação mostrada na equação (3.57).

$$Q = \sqrt{S^2 - P^2} \quad (3.57)$$

Substituindo as equações (3.53) e (3.56) em (3.57) obtêm-se a expressão que determina o valor médio da potência reativa, conforme expresso na equação (3.58).

$$Q = \frac{a_T V_2}{2\pi^4 f_s L_r} \sqrt{\left[2V_{Bat}^2 (1 + \cos(2\varphi)) + a_T V_2 (V_2 a_T - 4V_{Bat} \cos(\varphi))\right] \left(\int_0^\pi (\cos(\lambda) - 1)^2 d\theta\right)} \quad (3.58)$$

O Fator de Potência (FP) no transformador, considerando apenas a componente fundamental, é expresso na equação (3.59).

$$FP = \frac{2V_{Bat} \text{sen}(\varphi)}{\sqrt{4V_{Bat}^2 + a_T^2 V_2^2 + 4a_T V_2 V_{Bat} \left(2\text{sen}\left(\frac{\varphi}{2}\right)^2 - 1\right)}} \quad (3.59)$$

3.4 Considerações finais

Neste capítulo foram apresentados os estados de operação do conversor considerando os lados primário e secundário. Além disso, foram detalhadas as estratégias de modulação implementadas em ambos os lados do conversor.

Na análise quantitativa foram apresentadas algumas equações do conversor, assim como, as formas de onda das tensões sintetizadas e regiões de operação. Por fim foi realizada a análise do conversor operando com PFC, obtenção da ondulação de corrente de entrada e fluxo de potência.

4 ESTRATÉGIA DE CONTROLE E FUNÇÕES DE TRANSFERÊNCIA

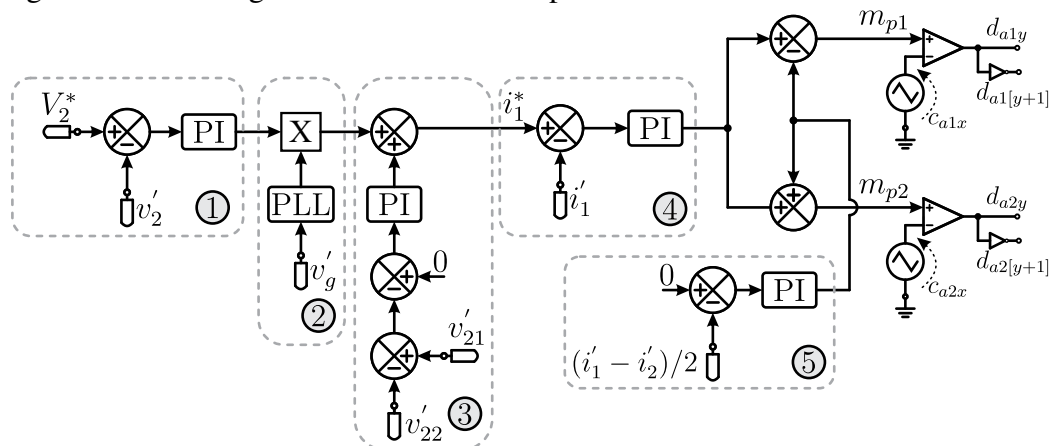
4.1 Considerações iniciais

Neste capítulo são apresentadas as estratégias de controle adotadas para os lados primário e secundário do conversor. Ademais são apresentados os procedimentos utilizados no processo de obtenção das funções de transferências das malhas que devem ser controladas.

4.2 Estratégia de controle

Na Figura 38 é apresentado o diagrama que ilustra a estratégia de controle adotada para o lado primário do conversor.

Figura 38 – Estratégia de controle do lado primário.



Fonte: Elaborado pelo autor.

A regulação da tensão da porta II do conversor consiste na comparação do sinal lido (v'_2) com o valor de referência desejado (V_2^*) de modo a gerar um sinal de erro que será processado por um controlador Proporcional Integral (PI) (malha 1). O sinal resultante será então multiplicado com o sinal gerado pela malha de sincronismo (PLL) (malha 2) e somado com o sinal da malha diferencial ($v_d = v_{21} - v_{22}$) (malha 3) de maneira a resultar no valor de referência para a malha da corrente de entrada i_1^* (malha 4).

Para evitar que eventuais oscilações em v_2 provoquem distorções em i_1 é necessário que essas malhas sejam desacopladas, ou seja, a velocidade de atuação de v_2 deverá ter dinâmica mais lenta que a velocidade da malha de i_1 .

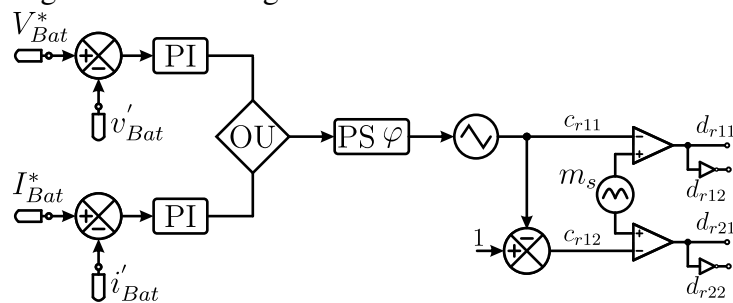
Afim de evitar que haja desbalanço nas correntes que circulam pelo autotransformador (i_{a1} e i_{a2}) adotou-se o uso de uma malha para o controle da corrente de magnetização

$(i'_{a1} - i'_{a2})/2$ (malha 5) cujo sinal de controle será incrementado e decrementado das moduladoras m_{p1} e m_{p2} , respectivamente. Por fim, as moduladoras resultantes serão comparadas com as portadoras triangulares para gerar os sinais de comando das chaves.

Em vista disso ficam claros os objetivos da estratégia de controle adotada para o primário: regulação da tensão v_2 , balanceamento das tensões nos capacitores C_{21} e C_{22} , controle de i_1 e, conseqüentemente, correção do fator de potência.

Na Figura 39 é apresentado o diagrama que ilustra a estratégia de controle adotado para o lado secundário da topologia em estudo.

Figura 39 – Estratégia de controle do lado secundário.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Em virtude da aplicação deseja-se o controle de v_{bat} e i_{bat} . Conforme mostrado no diagrama essas malhas são processadas concomitantemente, contudo, o sinal de controle a ser aplicado no bloco $PS \varphi$ dependerá do estado da baterias, a saber: a malha de tensão funcionará nas condições de à vazio e carga nominal mantendo o valor da tensão no valor desejado. Já a malha de corrente tem a função de fixar a corrente no valor nominal nas condições de curto-circuito ou sobrecarga.

4.3 Funções de transferência

Uma vez estabelecidas as estratégias de controle adotadas e seus respectivos objetivos se faz necessário a obtenção das funções de transferência que permitam sua implementação. Assim, essa seção visa apresentar os modelos e considerações feitas afim de obter tais funções.

4.3.1 Malha da corrente de entrada

Visando a operação com PFC torna-se necessário o uso de uma malha de controle para a corrente de entrada i_1 , cujo objetivo é seguir o valor de referência com erro mínimo. Para tanto, será utilizado o modelo estabelecido na Figura 36 para obtenção da função de transferência

desejada.

Segundo Ortmann (2012), idealmente, a tensão da fonte de alimentação não é afetada pelo funcionamento do conversor, assim, o controle da tensão no indutor é realizada pela própria estrutura. Considerando um fator de potência unitário a tensão e corrente de entrada são senoidais e em fase enquanto a tensão na saída é constante. Portanto, para que i_1 possa ser controlada é preciso atuar no sinal de controle responsável por determinar a razão cíclica D do conversor, ou seja, é preciso determinar uma função de transferência que relacione essas duas variáveis.

Aplicando perturbações em i_1 e D , inserindo sinais alternados de baixa amplitude, obtém-se as equações (4.1) e (4.2).

$$i_1 = I_1 + \tilde{i}_1 \quad (4.1)$$

$$D = D + \tilde{d} \quad (4.2)$$

Uma vez que a frequência de chaveamento f_s é muito maior que a frequência da rede f_g , a tensão e corrente da rede podem ser consideradas constantes dentro do sub-período de chaveamento. Desse modo, o termo $\text{sing}(i_1)$, presente na equação (3.27), pode ser desconsiderado e utilizando as equações (4.1) e (4.2) pode-se reescrever a equação (3.28) conforme mostrado na equação (4.3). Sendo R_{L_1} a resistência do indutor de entrada L_1 .

$$L \frac{d(I_1 + \tilde{i}_1)}{dt} + R_{L_1}(I_1 + \tilde{i}_1) = V_g - \frac{V_2}{2}(1 - (D + \tilde{d})) \quad (4.3)$$

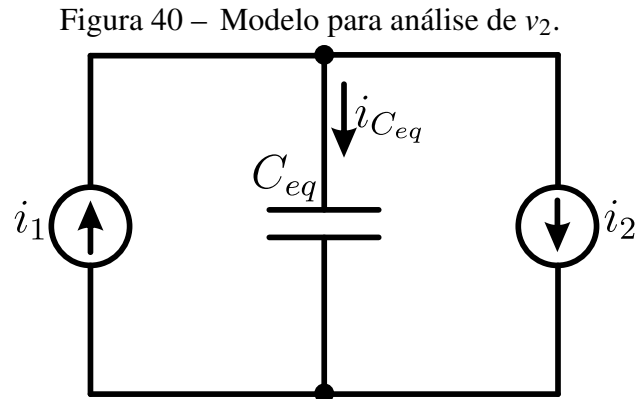
Aplicando a Transformada de Laplace e realizando-se as devidas simplificações obtém-se a função de transferência que relaciona a corrente i_1 com a a razão cíclica variante no tempo d na equação (4.4).

$$G_{i_1}(s) = \frac{\tilde{i}_1(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{V_2}{2(sL_1 + R_{L_1})} \quad (4.4)$$

4.3.2 Malha da tensão da porta II

Além do controle da corrente i_1 é necessário que haja uma malha de controle para manter a tensão v_2 no valor especificado no projeto. Assim, é necessário a obtenção de uma função de transferência que relacione a tensão v_2 com a corrente i_1 .

Para simplificar a obtenção da função de transferência será utilizado o modelo mostrado na Figura 40, que representa o conversor através de uma fonte injetando corrente (i_1) e outra drenando corrente (i_2) de forma que v_2 seja mantida com valor constante.



Fonte: Adaptado (GUIMARÃES, 2016).

Aplicando a Lei de Kirchoff das correntes obtêm-se a relação expressa na equação (4.5).

$$i_1(t) - i_2(t) = C_{eq} \frac{dv_2}{dt} \quad (4.5)$$

Inserindo as perturbações nas variáveis de interesse, v_2 e i_1 , e aplicando a Transformada de Laplace obtêm-se a função de transferência mostrada na equação (4.6).

$$G_{v_2}(s) = \frac{\tilde{v}_2(s)}{\tilde{i}_1(s)} = -\frac{1}{sC_{eq}} \quad (4.6)$$

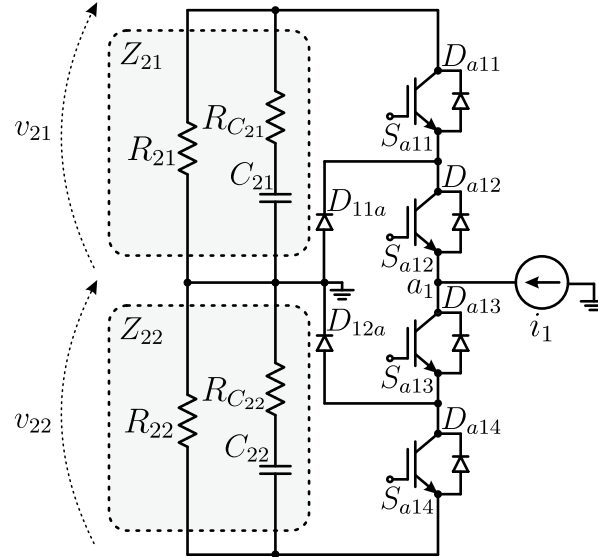
4.3.3 Malha da tensão diferencial

Na Figura 41 é apresentado o modelo utilizado na obtenção da função de transferência que relacionada a diferença de tensão dos capacitores (tensão diferencial, v_d) com a corrente i_1 . Considera-se que os capacitores C_{21} e C_{22} possuem a mesma capacitância, a corrente i_1 é representada por uma fonte de corrente e as resistências R_{21} e R_{22} são introduzidas para modelar as resistências de descarga dos barramentos.

Considerando que em condição de equilíbrio as tensões v_{21} e v_{22} são iguais a metade da tensão na porta II (v_2) as resistências R_{21} e R_{22} podem ser determinadas conforme equação

(4.7).

$$R_{21} = R_{22} = \frac{V_2^2}{2P_2} \quad (4.7)$$

Figura 41 – Modelo para análise de v_d .

Fonte: Elaborado pelo autor.

As áreas sombreadas, Z_{21} e Z_{22} , na Figura 41 são definidas como as impedâncias equivalentes de saída e são expressas, respectivamente, conforme equações (4.8) e (4.9).

$$Z_{21} = \frac{sR_{21}R_{C_{21}}C_{21} + R_{21}}{s(R_{21}C_{21} + R_{C_{21}}C_{21}) + 1} \quad (4.8)$$

$$Z_{22} = \frac{sR_{22}R_{C_{22}}C_{22} + R_{22}}{s(R_{22}C_{22} + R_{C_{22}}C_{22}) + 1} \quad (4.9)$$

Considerando que o modelo utilizado encontra-se em equilíbrio assume-se que $C_{21} = C_{22} = C$, $R_{C_{21}} = R_{C_{22}} = R_C$ e $R_{21} = R_{22} = R$ de modo que as impedâncias podem ser definidas conforme equação (4.10).

$$Z_{21} = Z_{22} = Z = \frac{sRR_C C + R}{s(RC + R_C C) + 1} \quad (4.10)$$

Conforme visto anteriormente, o conversor NPC apresenta três estados de chaveamentos possíveis dentro de um período de chaveamento. Sabe-se que no estado intermediário, ou seja quando as chaves S_{a12} e S_{a13} estiverem acionadas, a tensão em ambas as impedâncias

será nula, assim, desconsidera-se esse estado. Desse modo, durante um período de chaveamento, as tensões nas impedâncias podem ser definidos conforme as equações (4.11) e (4.12).

$$v_{21} = -Z_{21}i_1d \quad (4.11)$$

$$v_{22} = Z_{22}i_1(1-d) \quad (4.12)$$

A tensão v_d é dada pela diferença das tensões v_{21} e v_{22} , assim a partir das equações (4.11) e (4.12) obtém-se a equação (4.13).

$$v_d = -i_1Z \quad (4.13)$$

Aplicando perturbações nas variáveis de interesse, i_1 e v_d , e realizando as devidas simplificações obtém-se a função de transferência desejada, expressa na equação (4.14).

$$G_{v_d} = \frac{\hat{v}_d(s)}{\hat{i}_1(s)} = -\frac{sRR_C C + R}{s(RC + R_C C) + 1} \quad (4.14)$$

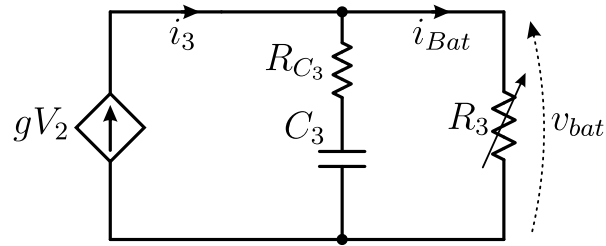
4.3.4 Malha da tensão na bateria

Para a obtenção da função de transferência para o controle da tensão v_{bat} optou-se pela utilização da teoria do *gyrator* em razão da obtenção de um circuito equivalente simples, contudo, sem a perder as características estáticas e dinâmicas do conversor.

Segundo Santos (2011) a modelagem por *gyrator* pode ser empregada em sistemas que apresentem como requisito básico a conservação de potência. Tal método consiste em representar o conversor como um circuito equivalente refletindo os seus elementos para o lado da fonte ou da carga e relacionando-os com seu dual. Dessa forma, para o controle da tensão v_{bat} o valor médio da corrente I_3 foi relacionada com o valor médio da tensão da porta II (V_2) através da utilização do coeficiente girástico (g), conforme a equação (4.15).

$$I_3 = g \cdot V_2 \quad (4.15)$$

Na Figura 42 é apresentado o circuito equivalente do conversor. A fonte de corrente formada pelo produto entre V_2 e g é o responsável pelo controle da tensão de saída, neste caso v_{bat} .

Figura 42 – Representação por *gyrator*.

Fonte: Adaptado (OLIVEIRA, 2018).

O valor médio da corrente I_3 pode ser obtido através de (4.16).

$$I_3 = \frac{P}{V_{Bat}} = \frac{4a_T V_2 \text{sen}(\varphi)}{2\pi^3 f_s L_r} \left(\int_0^{\pi} \frac{1}{2} - \frac{\cos(\lambda)}{2} \right) \quad (4.16)$$

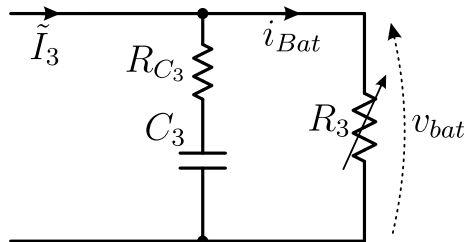
Admitindo que o conversor esteja operando no ponto de operação dado por $\varphi = \varphi_0$ e linearizando a equação (4.16) obtêm-se a expressão que determina o ganho g , conforme é apresentado na equação (4.17).

$$\frac{\partial \tilde{I}_3}{\partial \tilde{\varphi}_0} = G_{gyr} = \frac{4a_T V_2 \cos(\varphi_0)}{2\pi^3 f_s L_r} \left(\int_0^{\pi} \frac{1}{2} - \frac{\cos(\lambda)}{2} \right) \quad (4.17)$$

Portanto, fica evidente que I_3 irá variar de acordo com o ângulo φ , equação (4.18).

Assim o circuito equivalente do conversor após a linearização é ilustrado na Figura 43.

$$\tilde{I}_3 = \tilde{\varphi} G_{gyr} \quad (4.18)$$

Figura 43 – Representação por *gyrator* linearizada.

Fonte: Adaptado (OLIVEIRA, 2018).

Aplicando a Lei de Kirchhoff das correntes no nó do circuito da Figura 43 têm-se que \tilde{I}_3 é dado pela equação (4.19).

$$\tilde{I}_3 = C_3 \frac{dv_{Bat}}{dt} + \frac{v_{Bat}}{R_3} \quad (4.19)$$

Assim, inserindo perturbações nas variáveis de interesse e aplicando a Transformada de Laplace na equação (4.19) obtêm-se a função de transferência que relaciona v_{Bat} e φ conforme é mostrado na equação (4.20).

$$G_{v_{Bat}}(s) = \frac{\tilde{v}_{Bat}(s)}{\tilde{\varphi}(s)} = \frac{R_3}{sR_3R_{C3}C_3 + 1} G_{gyr} \quad (4.20)$$

4.3.5 Malha da corrente na bateria

Levando em consideração as relações expressas na Figura 43 e a Lei de Ohm, a equação (4.19) pode ser reescrita como mostrado na equação (4.21)

$$\tilde{I}_3 = C_3 \frac{dv_{Bat}}{dt} + i_{Bat} \quad (4.21)$$

Inserindo perturbações nas variáveis de interesse e aplicando a Transformada de Laplace na equação (4.21) obtêm-se a função de transferência que relaciona i_{Bat} e φ conforme é mostrado na equação (4.22).

$$G_{i_{Bat}}(s) = \frac{\tilde{i}_{Bat}(s)}{\tilde{\varphi}(s)} = \frac{1}{sR_3R_{C3}C_3 + 1} G_{gyr} \quad (4.22)$$

4.4 Considerações finais

Inicialmente neste capítulo foram apresentadas as estratégias de controle adotadas neste trabalho. Posteriormente, foram apresentados os procedimentos e modelos utilizados para a obtenção das funções de transferências necessárias para o controle das variáveis de interesse.

5 PROCEDIMENTOS DE PROJETO

5.1 Considerações iniciais

Neste capítulo são mostrados os procedimentos adotados no projeto do protótipo experimental do conversor. Inicialmente são apresentadas as especificações e considerações do projeto e em seguida é realizado o dimensionamento dos elementos de potência e mostrados os projetos dos controladores.

5.2 Especificações e considerações

Na Tabela 6 são apresentadas as especificações adotadas no projeto protótipo experimental.

Tabela 6 – Especificações do conversor.

Parâmetro	Valor
Potência da carga	$P_3 = 750 \text{ W}$
Tensão eficaz da rede	$V_g = 220 \text{ V}$
Frequência da rede	$f_g = 60 \text{ Hz}$
Tensão na porta II	$V_2 = 700 \text{ V}$
Tensão na porta III	$V_{Bat} = 56 \text{ V}$

Fonte: Elaborado pelo autor.

Além dos parâmetros apresentados foram adotadas as considerações mostradas na Tabela 7.

Tabela 7 – Considerações adotadas no projeto.

Parâmetro	Valor
Frequência de chaveamento	$f_s = 21 \text{ kHz}$
Ondulação da corrente i_1	$\Delta i_1 = 10\%$
Ondulação da tensão V_2	$\Delta V_2 = 10\%$
Ondulação da tensão V_{Bat}	$\Delta V_{Bat} = 2,5\%$
Fator de potência	$FP = 1$
Rendimento	$\eta = 95 \%$

Fonte: Elaborado pelo autor.

A tensão de pico da rede é calculada conforme mostrado na equação (5.1).

$$\hat{V}_g = \sqrt{2} \cdot V_g = \sqrt{2} \cdot 220 = 311,12 \text{ V} \quad (5.1)$$

Os valores das potências ativa e aparente na porta I são calculados, respectivamente, nas equações (5.2) e (5.3).

$$P_1 = \frac{P_3}{\eta} = \frac{750}{0.95} = 789,47 \text{ W} \quad (5.2)$$

$$S_1 = \frac{P_1}{FP} = \frac{789,47}{1} = 789,47 \text{ VA} \quad (5.3)$$

As correntes eficaz e de pico na porta I são calculadas, respectivamente, pelas equações (5.4) e (5.5)

$$i_1 = \frac{S_1}{V_g} = \frac{789,47}{220} = 3,58 \text{ A} \quad (5.4)$$

$$\hat{I}_1 = \sqrt{2} \cdot i_1 = 5,07 \text{ A} \quad (5.5)$$

Quando balanceadas as tensões nos capacitores C_{21} e C_{22} são iguais e determinada pela equação (5.6).

$$V_{C_{21}} = V_{C_{22}} = \frac{V_2}{2} = \frac{700}{2} = 350 \text{ V} \quad (5.6)$$

O valor do índice de modulação pode ser obtido substituindo a equação (5.1) em (3.5), conforme mostrado na equação (5.7).

$$M = \frac{2 \cdot 311,12}{700} = 0,889 \quad (5.7)$$

O valor da corrente de saída i_{bat} é calculado na equação (5.8).

$$i_{Bat} = \frac{P_3}{V_{Bat}} = \frac{750}{53} = 13,39 \text{ A} \quad (5.8)$$

5.3 Dimensionamento dos capacitores

Para determinar o valor dos capacitores que formam os barramentos CC da porta I e porta III será utilizada a expressão apresentada em Ortmann (2012). Desse modo, o valor das capacitâncias $C_{21} = C_{22}$ e C_3 são obtidas nas equações (5.9) e (5.10), respectivamente.

$$C_{21} = C_{22} = \frac{\hat{V}_g \hat{I}_1}{2\omega_g V_2 \Delta V_2} = \frac{311,12 \cdot 4,82}{2 \cdot 377 \cdot 700 \cdot 70} = 40,6 \mu F \quad (5.9)$$

$$C_3 = \frac{\hat{V}_g \hat{I}_1}{2\omega_g V_{Bat} \Delta V_{Bat}} = \frac{311,12 \cdot 4,82}{2 \cdot 377 \cdot 56 \cdot 1,4} = 25,37 mF \quad (5.10)$$

Por questões de disponibilidade para a porta II foram utilizados capacitores de $470 \mu F$, 450 V série B43503-S5477-M91 fabricados pela EPCOS, enquanto para o barramento da porta III utilizou-se capacitores de $1200 \mu F$, 160 V série B43501-A1228-M fabricados pela EPCOS.

5.4 Dimensionamento dos elementos magnéticos

Nesta seção serão apresentados os procedimentos utilizados no projeto físico dos elementos magnéticos do conversor. Para tanto, é adotada a metodologia estabelecida por McLyman (2004) para projeto de magnéticos utilizando núcleo toroidal.

5.4.1 Autotransformador

O autotransformador (AT_m) apresenta relação de transformação (a_{TM_m}) unitária e conforme a análise dos estágio de chaveamento, e considerando as especificações de ondulação, pode-se determinar a tensão e corrente máximas que nos enrolamentos N_{a1} e N_{a2} , respectivamente, conforme as equações (5.11) e (5.12).

$$V_{Na1} = V_{Na2} = \frac{V_2}{2} = \frac{700}{2} = 350 V \quad (5.11)$$

$$i_{a1} = i_{a2} = \frac{\hat{I}_1}{2} + \frac{\Delta i_1}{4} = \frac{5,07}{2} + \frac{0,507}{4} = 2,66 A \quad (5.12)$$

Para o projeto físico do autotransformador são assumidos os parâmetros mostrados na Tabela 8.

O projeto físico do AT_m considera o ponto de operação mais crítico cujo conversor pode ser submetido, dessa forma, considera-se o FP=0,92. Através da equação (5.13) é calculado o valor do produto de áreas do AT_m que serve como base para a escolha do núcleo toroidal.

$$A_{AT_m} = \left(\frac{P_1 \cdot 10^4}{K_f B_m K_u K_j f_s FP} \right)^{\frac{1}{1+0,125}} = 2,92 cm^4 \quad (5.13)$$

Tabela 8 – Parâmetros do projeto físico do autotransformador.

Parâmetro	Valor
Fator de forma	$K_f = 4$
Densidade de fluxo	$B_m = 0,18 \text{ T}$
Fator de utilização	$K_w = 0,4$
Núcleo toroidal	$K_t = 403$
Densidade máxima de corrente	$J_{max} = 450 \text{ A/cm}^2$
Elevação de temperatura	$T = 25 \text{ }^\circ\text{C}$

Fonte: Elaborado pelo autor.

Considerando a disponibilidade foi escolhido o núcleo toroidal MMT139T6325, tipo ferrite material 139 e 140 fabricado pela Magmatec e cujas especificações são apresentadas na Tabela 9.

Tabela 9 – Parâmetros do núcleo MMT139T6325.

Parâmetro	Valor	Unidade
AL	5300	nH/esp^2
Diâmetro externo (ϕ_e)	63,0	mm
Diâmetro interno (ϕ_i)	38	mm
Altura (H_n)	25	mm
Comprimento (L_n)	15,2	cm
Área da seção transversal (A_n)	3,06	cm^2
Volume (V_n)	46,5	cm^3
Área da superfície (A_s)	158,65	cm^2
Massa (Mg)	230	g

Fonte: Adaptado (MAGMATEC, 2019a)

O cálculo do número de espiras do lado primário (N_{PAT_m}) e secundário (N_{SAT_m}) de AT_m é realizado, respectivamente, pelas equações (5.14) e (5.15).

$$N_{PAT_m} = \frac{V_{Na1} \cdot 10^4}{K_f \cdot B_m \cdot f_s \cdot A} = \frac{350 \cdot 10^4}{4 \cdot 0,19 \cdot 21 \cdot 10^3 \cdot 3,06} = 76 \text{ espiras} \quad (5.14)$$

$$N_{SAT_m} = a_{ATM} \cdot N_p = 76 \text{ espiras} \quad (5.15)$$

Para evitar a ocorrência do efeito *skin* calcula-se o máximo diâmetro que o condutor de cobre utilizado deve possuir, como mostrado na equação (5.16).

$$d_{max} = 2 \cdot \frac{6,61}{\sqrt{f_s}} = 2 \cdot \frac{6,61}{\sqrt{21 \cdot 10^3}} = 0,091 \text{ cm} \quad (5.16)$$

Considerando a máxima densidade de corrente (J_{max}) estabelecida no projeto, pode-se determinar a área da seção transversal do condutor de cobre (S_{TC}) que deverá ser utilizado através da equação (5.17).

$$S_{TC} = \frac{i_{a1}}{J_{max}} = \frac{2,66}{450} = 0,006 \text{ cm}^2 \quad (5.17)$$

Na Tabela 10 são apresentados as principais características do fio de cobre escolhido para a confecção do autotransformador.

Tabela 10 – Características do fio AWG 26.

Parâmetro	Valor	Unidade
Diâmetro do cobre ($D_{cub_{26}}$)	0,040	cm
Área do cobre ($A_{cub_{26}}$)	0,001287	cm ²
Diâmetro do isolamento ($D_{I_{26}}$)	0,046	cm
Área do isolamento ($A_{I_{26}}$)	0,001671	cm ²
Resistência em 100°C ($R_{cub_{26}}$)	1789	$\mu\Omega/cm$

Fonte: Adaptado (BARBI, 2007).

Em virtude da relação de transformação unitária será utilizada a mesma quantidade de fios em paralelos na confecção do enrolamento primário e secundário, conforme estabelecido pela equação (5.18).

$$N_{fp} = \frac{S_{TC}}{A_{cub_{26}}} = \frac{0,006}{0,001287} = 5 \text{ fios} \quad (5.18)$$

O comprimento médio da espira (C_{M_e}) para o núcleo escolhido é definido na equação (5.19), enquanto o comprimento total ($C_{T_{Max}}$) de cada enrolamento é expresso pela equação (5.20).

$$C_{M_e} = 0,8(\phi_e + 2H) = 0,8(63 + 2 \cdot 25) = 9,04 \text{ mm} \quad (5.19)$$

$$C_{T_{Max}} = N_p C_{M_e} \cdot 10^{-3} = 76 \cdot 90,04 \cdot 10^{-3} = 6,87 \text{ m} \quad (5.20)$$

As perdas no cobre do enrolamento primário e secundário são expressas pelas equações (5.21) e (5.22), respectivamente.

$$P_{N_{a1}} = \left(\frac{C_{T_{N_x}} R_{cub_{26}}}{N_{fp}} \right) i_{a1}^2 = \left(\frac{6,84 \cdot 1789 \cdot 10^{-6}}{5} \right) \cdot 2,66^2 = 1,745 \text{ W} \quad (5.21)$$

$$P_{N_{a2}} = \left(\frac{C_{T_{N_x}} R_{cub_{26}}}{N_{fp}} \right) i_{a1}^2 = \left(\frac{6,84 \cdot 1789 \cdot 10^{-6}}{5} \right) \cdot 2,66^2 = 1,745 \text{ W} \quad (5.22)$$

As perdas de potência em função da massa (W_N) do núcleo podem ser calculadas pelas equação (5.23). Sendo que os coeficiente k , m e n foram obtidos em McLyman (2004). Já as perdas no núcleo (P_n) são dadas na equação (5.24).

$$W_K = k (10 \cdot B_{\max})^n \left(\frac{f_s}{1000} \right)^m = 0,074 (10 \cdot 0,18)^{2,85} \left(\frac{21 \cdot 10^3}{1000} \right)^{1,43} = 30,72 \text{ mW/g} \quad (5.23)$$

$$P_n = W_K V_n \cdot 10^{-3} = 30,72 \cdot 46,5 \cdot 10^{-3} = 1,429 \text{ W} \quad (5.24)$$

As perdas totais ($P_{\Sigma AT_m}$) no AT_m são expressas pela equação (5.25), enquanto a equação (5.26) expressa o cálculo do aumento na temperatura no núcleo (T_n).

$$P_{\Sigma AT_m} = P_{N_1} + P_{N_{a2}} + P_n = 1,745 + 1,745 + 1,429 = 4,919 \text{ W} \quad (5.25)$$

$$T_n = 450 \cdot \left(\frac{P_{\Sigma AT_m}}{A_s} \right)^{0,826} = 450 \cdot \left(\frac{4,919}{158,65} \right)^{0,826} = 25,535 \text{ } ^\circ\text{C} \quad (5.26)$$

Afim de verificar a possibilidade de execução do projeto calcula-se através da equação (5.27) o fator de utilização da janela do núcleo. Assim, caso o $K_{w_{real}} \geq K_w$ o projeto é executável.

$$K_{w_{real}} = \frac{4 [(N_P + N_S) N_{fp}] A_{I_{26}}}{\phi_i^2 \pi} = \frac{4 [(76 + 76) \cdot 5] 0,001671}{38,0^2 \pi} = 0,112 \quad (5.27)$$

5.4.2 Transformador

No projeto do transformador (T_r) considera-se rendimento (η_{T_r}) de 95% e FP de 0,92. Assim, a tensão no enrolamento primário ($N_{P_{T_r}}$), a máxima corrente no primário ($I_{P_{T_r}}$) e a potência aparente de T_r podem ser determinadas, respectivamente, conforme as equações (5.28), (5.29) e (5.30).

$$N_{pTr} = \frac{V_2}{2} = \frac{700}{2} = 350 \text{ V} \quad (5.28)$$

$$I_{pTr} = \hat{I}_1 + \frac{\Delta i_1}{2} = 5,07 + \frac{0,507}{2} = 5,329 \text{ A} \quad (5.29)$$

$$S_{Tr} = \frac{P_3}{\eta_{Tr}} \left(\frac{P_3}{\eta_{Tr}} + 1 \right) = \frac{750}{0,95} \left(\frac{1}{0,95} + 1 \right) = 1,62 \text{ kVA} \quad (5.30)$$

Para o projeto físico de T_r são assumidos os parâmetros mostrados na Tabela 8, exceto o valor da densidade de fluxo (B_m) que para esse projeto será igual a 0,19 T. Através da equação (5.31) é calculado o valor do produto de áreas de T_r que serve como base para a escolha do núcleo toroidal.

$$A_{Tr} = \left(\frac{S_{Tr} \cdot 10^4}{K_f B_m K_u K_j f_s} \right)^{\frac{1}{1+0,125}} = 6,29 \text{ cm}^4 \quad (5.31)$$

Para a confecção de T_r foi utilizado o núcleo toroidal MMT139T6325, tipo ferrite material 139 e 140 fabricado pela Magmatic e cujas especificações foram apresentadas na Tabela 9.

Na equação (5.32) é apresentada a relação de transformação do T_r (a_{Tr}). Já os cálculos do número de espiras do lado primário e secundário de T_r (N_{pTr} e N_{sTr}) são realizados, respectivamente, nas equações (5.33) e (5.34).

$$a_{Tr} = \frac{2V_3}{V_2} = \frac{2 \cdot 56}{700} = 0,16 \quad (5.32)$$

$$N_{pTr} = \frac{V_{pTr} \cdot 10^4}{K_f B_m f_s A} = \frac{350 \cdot 10^4}{4 \cdot 0,19 \cdot 21 \cdot 10^3 \cdot 3,06} = 72 \text{ espiras} \quad (5.33)$$

$$N_{sTr} = a_{Tr} \cdot N_{pTr} = 0,16 \cdot 72 = 12 \text{ espiras} \quad (5.34)$$

Para evitar a ocorrência do efeito *skin* calcula-se o máximo diâmetro que o condutor de cobre deve possuir, como mostrado na equação (5.35). A área da seção transversal do condutor de cobre do enrolamento primário (S_{TC_p}) e do enrolamento secundário (S_{TC_s}) são calculados através das equações (5.36) e (5.37), respectivamente.

$$d_{max} = 2 \cdot \frac{6,61}{\sqrt{f_s}} = 2 \cdot \frac{6,61}{\sqrt{21 \cdot 10^3}} = 0,091 \text{ cm} \quad (5.35)$$

$$S_{TC_p} = \frac{I_{Pr}}{J_{max}} = \frac{2,66}{450} = 0,012 \text{ cm}^2 \quad (5.36)$$

$$S_{TC_s} = \frac{I_{Pr}}{a_{Tr} J_{max}} = \frac{5,329}{0,16 \cdot 450} = 0,074 \text{ cm}^2 \quad (5.37)$$

Para o enrolamento primário utiliza-se o fio de cobre AWG 26 cujos dados foram apresentados na Tabela 10. Já para o enrolamento secundário utiliza-se o fio de cobre AWG 20 cujas principais características são apresentadas na Tabela 11.

Tabela 11 – Características do fio AWG 20.

Parâmetro	Valor	Unidade
Diâmetro do cobre ($D_{cub_{20}}$)	0,081	cm
Área do cobre ($A_{cub_{20}}$)	0,005173	cm ²
Diâmetro do isolamento ($D_{I_{20}}$)	0,089	cm
Área do isolamento ($A_{I_{20}}$)	0,006244	cm ²
Resistência em 100°C ($R_{cub_{20}}$)	445	$\mu\Omega/cm$

Fonte: Adaptado (BARBI, 2007).

A quantidade de fios em paralelo que são utilizados para a confecção dos enrolamentos primário e secundário de T_r (N_{fpTr} e N_{fsTr}) é calculada, respectivamente, nas equações (5.38) e (5.39).

$$N_{fpTr} = \frac{S_{TC_p}}{A_{cub_{26}}} = \frac{0,012}{0,001287} = 10 \text{ fios} \quad (5.38)$$

$$N_{fsTr} = \frac{S_{TC_s}}{A_{cub_{20}}} = \frac{0,074}{0,005176} = 15 \text{ fios} \quad (5.39)$$

O comprimento total dos enrolamentos primário e secundário (C_{Tp} e C_{Ts}) são calculados, respectivamente, nas equações (5.40) e (5.41).

$$C_{Tp} = N_{pTr} C_{M_e} \cdot 10^{-3} = 72 \cdot 90,04 \cdot 10^{-3} = 6,48 \text{ m} \quad (5.40)$$

$$C_{Ts} = N_{sTr} C_{M_e} \cdot 10^{-3} = 12 \cdot 90,04 \cdot 10^{-3} = 1,08 \text{ m} \quad (5.41)$$

As perdas no cobre do enrolamento primário e secundário são expressas nas equações (5.42) e (5.43).

$$P_{PTr} = \left(\frac{C_{Tp} R_{cub26}}{N_{fpTr}} \right) I_{Pr}^2 = \left(\frac{6,48 \cdot 1789 \cdot 10^{-6}}{10} \right) \cdot 5,329^2 = 3,30 \text{ W} \quad (5.42)$$

$$P_{STr} = \left(\frac{C_{Ts} R_{cub20}}{N_{fsTr}} \right) \left(\frac{I_{Pr}}{a_{Tr}} \right)^2 = \left(\frac{1,08 \cdot 445 \cdot 10^{-6}}{15} \right) \cdot \left(\frac{5,329}{0,16} \right)^2 = 3,57 \text{ W} \quad (5.43)$$

A perda de potência em função da massa (W_N) do núcleo podem ser calculada pela equação (5.44). Sendo que os coeficiente k , m e n foram obtidos em McLyman (2004). Já as perdas no núcleo (P_n) são dadas na equação (5.45).

$$W_K = k (10 \cdot B_{\max})^n \left(\frac{f_s}{1000} \right)^m = 0,074 (10 \cdot 0,19)^{2,85} \left(\frac{21 \cdot 10^3}{1000} \right)^{1,43} = 35,847 \text{ mW/g} \quad (5.44)$$

$$P_n = W_K V_n \cdot 10^{-3} = 35,847 \cdot 46,5 \cdot 10^{-3} = 1,667 \text{ W} \quad (5.45)$$

As perdas totais ($P_{\Sigma Tr}$) em T_r são expressas na equação (5.46). Já a equação (5.47) mostra o cálculo do aumento na temperatura no núcleo (T_{nTr}).

$$P_{\Sigma Tr} = P_{PTr} + P_{STr} + P_n = 3,30 + 3,57 + 1,667 = 8,543 \text{ W} \quad (5.46)$$

$$T_{nTr} = 450 \cdot \left(\frac{P_{\Sigma Tr}}{A_s} \right)^{0,826} = 450 \cdot \left(\frac{8,543}{158,65} \right)^{0,826} = 40,286 \text{ }^\circ\text{C} \quad (5.47)$$

Afim de verificar a possibilidade de execução do projeto calcula-se através da equação (5.48) o fator de utilização da janela do núcleo.

$$K_{w_{real}} = \frac{4 [(N_{pTr} N_{fpTr} A_{I26}) + (N_{sTr} N_{fsTr} A_{I20})]}{\varphi_i^2 \pi} = \frac{4 [(1,203) + (0,931)]}{38,0^2 \pi} = 0,206 \quad (5.48)$$

5.4.3 Indutor de entrada

Para o projeto do indutor de entrada L_1 considera-se os parâmetros apresentados na Tabela 12.

Considerando o pior cenário L_1 será submetido a máxima corrente calculada na equação (5.49). Utilizando a equação (3.42) pode ser determinado o valor do indutor L_1 conforme mostrado na equação (5.50).

$$I_{L1} = \hat{I}_1 + \frac{\Delta i_1}{2} = 5,07 + \frac{0,507}{2} = 5,329 \text{ A} \quad (5.49)$$

$$L_1 = \frac{V_2}{32 f_s \Delta i_1} = \frac{700}{32 \cdot 21 \cdot 10^3 \cdot 0,359} = 3 \text{ mH} \quad (5.50)$$

Tabela 12 – Parâmetros do projeto físico do indutor L_1 .

Parâmetro	Valor
Densidade de fluxo	$B_m = 0,3 \text{ T}$
Fator de utilização	$K_w = 0,4$
Núcleo toroidal	$K_t = 403$
Densidade máxima de corrente	$J_{max} = 300 \text{ A/cm}^2$
Elevação de temperatura	$T = 25 \text{ °C}$

Fonte: Elaborado pelo autor.

O cálculo da energia (E_{L_1}) e do produto de áreas (A_{pL_1}) são expressos nas equações (5.51) e (5.52), respectivamente.

$$E_{L_1} = \frac{L_1 I_{L_1}}{2} = \frac{3 \cdot 10^{-3} \cdot 5,254}{2} = 41,41 \text{ mWs} \quad (5.51)$$

$$A_{pL_1} = \frac{2E_{L_1} 10^4}{2} = \frac{2 \cdot 41,41 \cdot 10^{-3} \cdot 10^4}{2} = 23 \text{ cm}^4 \quad (5.52)$$

Para a confecção de L_1 foi escolhido o núcleo toroidal MMT034T7725, tipo pó de ferro fabricado pela Magmatec e cujas especificações são apresentadas na Tabela 13.

Tabela 13 – Parâmetros do núcleo MMT034T7725.

Parâmetro	Valor	Unidade
AL	69	nH/esp^2
Diâmetro externo (ϕ_e)	77,2	mm
Diâmetro interno (ϕ_i)	49	mm
Altura (H_n)	25,4	mm
Comprimento (L_n)	19,8	cm
Área da seção transversal (A_n)	3,38	cm^2
Volume (V_n)	67	cm^3
Área da superfície (A_s)	223	cm^2
Massa (Mg)	414	g

Fonte: Adaptado (MAGMATEC, 2019b).

Inicialmente, o cálculo do número de espiras de L_1 (N_{L_1}) é apresentado na equação (5.53).

$$N_{L_1} = \sqrt{\frac{L_1}{AL \cdot 10^{-9}}} = \sqrt{\frac{3 \cdot 10^{-3}}{69 \cdot 10^{-9}}} = 209 \text{ espiras} \quad (5.53)$$

Porém, considerando o gráfico da permeabilidade ($\% \mu$) pela força magnetizante apresentado em MAGMATEC (2019b) é necessário corrigir o número de espiras de L_1 . Sabendo

que o $\%c_\mu$ é igual a 0,732 H o novo número de espiras de L_1 é calculado pela equação (5.54).

$$N_{L_1} = \sqrt{\frac{L_1}{\%c_\mu AL \cdot 10^{-9}}} = \sqrt{\frac{3 \cdot 10^{-3}}{0,732 \cdot 69 \cdot 10^{-9}}} = 244 \text{ espiras} \quad (5.54)$$

O diâmetro máximo, para evitar a ocorrência do efeito *skin*, que o condutor de cobre utilizado para a confecção de L_1 deve possuir é obtido na equação (5.55).

$$d_{max} = \frac{2 \cdot 6,61}{\sqrt{2f_s}} = \frac{2 \cdot 6,61}{\sqrt{2 \cdot 1 \cdot 10^3}} = 0,064 \text{ cm} \quad (5.55)$$

Para o enrolamento primário utiliza-se o fio de cobre AWG 26 cujos dados foram apresentados na Tabela 10. A quantidade de fios em paralelo (N_{fpL_1}) é calculada na equação (5.56).

$$N_{fpL_1} = \frac{i_1}{J_{c_{max}} A_{cub_{26}}} = \frac{3,60}{300 \cdot 0,001287} = 10 \text{ fios} \quad (5.56)$$

O comprimento médio da espira (C_{M_e}) para o núcleo escolhido é definido na equação (5.57), enquanto o comprimento total ($C_{T_{L_1}}$) é expresso na equação (5.58).

$$C_{M_e} = 0,8(\varphi_e + 2H) = 0,8(77,2 + 2 \cdot 25,4) = 102,4 \text{ mm} \quad (5.57)$$

$$C_{T_{L_1}} = N_{L_1} C_{M_e} \cdot 10^{-3} = 244 \cdot 102,4 \cdot 10^{-3} = 24,98 \text{ m} \quad (5.58)$$

A resistência do enrolamento de L_1 (R_{L_1}) é apresentada na equação (5.59). Já na equação (5.60) são apresentadas as perdas no cobre de L_1 ($P_{Cub_{L_1}}$).

$$R_{L_1} = \frac{C_{M_e} N_{L_1} R_{cub_{26}}}{N_{fpL_1}} = \frac{102,4 \cdot 10^{-3} 244 \cdot 1789 \cdot 10^{-6}}{10} = 0,447 \Omega \quad (5.59)$$

$$P_{Cub_{L_1}} = R_{L_1} i_1^2 = 0,447 \cdot 3,60^2 = 5,81 \text{ W} \quad (5.60)$$

Para determinar as perdas no núcleo inicialmente determina-se o fluxo CA, conforme a equação (5.61), sendo o valor da permeabilidade relativa (μ_r) obtido através das informações disponibilizadas pelo fabricantes do núcleo.

$$B = \frac{0,4\pi N_{L_1} \Delta i_1 \mu_r \%c_\mu 10^{-4}}{C_{M_e}} = \frac{0,4\pi \cdot 244 \cdot 0,359 \cdot 33 \cdot 0,732 \cdot 10^{-4}}{102,4} = 0,013 \text{ T} \quad (5.61)$$

Analisando o gráfico das perdas no núcleo pela densidade de fluxo CA disponibilizado pelo fabricante obtêm-se o valor das perdas no núcleo por divisão de volume ($P_{n_{div}}$), assim, é possível determinar as perdas no núcleo ($P_{n_{L_1}}$) de acordo com a equação (5.62).

$$P_{n_{L_1}} = P_{n_{div}} V_n 10^{-3} = 80 \cdot 67 \cdot 10^{-3} = 5,36 \text{ W} \quad (5.62)$$

As perdas totais ($P_{\Sigma L_1}$) em L_1 são expressas na equação (5.63). Já na equação (5.64) é mostrado o cálculo do aumento na temperatura no núcleo ($T_{n_{L_1}}$).

$$P_{\Sigma L_1} = P_{Cub_{L_1}} + P_{n_{L_1}} = 5,81 + 5,36 = 11,17 \text{ W} \quad (5.63)$$

$$T_{n_{L_1}} = 450 \left(\frac{P_{\Sigma L_1}}{A_s} \right)^{0,826} = 450 \cdot \left(\frac{11,174}{223} \right)^{0,826} = 37,96 \text{ } ^\circ\text{C} \quad (5.64)$$

Para verificar a possibilidade de execução do projeto calcula-se através da equação (5.65) o fator de utilização da janela do núcleo.

$$K_{w_{real}} = \frac{4 \left(P_{n_{L_1}} N_{fp} L_1 A_{I_{26}} \right)}{\phi_i^2 \pi} = \frac{4 (244 \cdot 10 \cdot 0,001671)}{49,0^2 \pi} = 0,216 \quad (5.65)$$

5.4.4 Indutor de transferência de potência

No projeto do indutor de transferência de potência (L_r) serão adotados os parâmetros da Tabela 12, exceto a densidade de fluxo (B_m) cujo valor adotado será 0,2 T.

Manipulando a equação (3.53) e substituindo os valores obtêm-se o valor calculado para o indutor de transferência de potência do L_{r_c} , conforme equação (5.66)

$$L_{r_c} = \frac{4a_T V_2 V_{Bat} \text{sen}(\varphi)}{2\pi^4 f_s P_3} \int_0^\pi \frac{1}{2} - \frac{\cos(\lambda)}{2} = \frac{4 \cdot 0,16 \cdot 700 \cdot 56 \cdot \text{sen}(\varphi)}{2 \cdot \pi^4 \cdot 21 \cdot 10^3 \cdot 750} \int_0^\pi \frac{1}{2} - \frac{\cos(\lambda)}{2} = 6,3 \text{ } \mu\text{H} \quad (5.66)$$

Contudo, após a realização do teste de curto-circuito em T_r , para determinar o valor das indutâncias de magnetização, o valor de L_r foi ajustado conforme mostrado na equação (5.67).

$$L_r = (L_{m_p} a_T^2 + L_{m_s}) - L_{r_c} = \left(32,8 \cdot 10^{-6} \cdot 0,16^2 + 1,4 \cdot 10^{-3} \right) - 6,3 \cdot 10^{-6} = 4 \text{ } \mu\text{H} \quad (5.67)$$

O valor da corrente de pico no secundário (\hat{I}_s) é obtido na equação (5.68) enquanto o valor da energia (E_{L_r}) e o do produto de áreas são apresentados, respectivamente, nas equações (5.69) e (5.70).

$$\hat{I}_s = \frac{I_{L1}}{a_T} = \frac{5,329}{0,16} = 33,3 \text{ A} \quad (5.68)$$

$$E_{L_r} = \frac{L_r \hat{I}_s^2}{2} = \frac{4 \cdot 10^{-6} \cdot 33,3^2}{2} = 2,23 \text{ mWs} \quad (5.69)$$

$$A_{pL_r} = \frac{2E_{L_r}}{B_m K_u J} = \frac{2 \cdot 2,234 \cdot 10^{-3}}{0,2 \cdot 0,4 \cdot 300} = 1,86 \text{ cm}^4 \quad (5.70)$$

Para a confecção de L_r foi escolhido o núcleo toroidal MMT002T4416 tipo pó de ferro material 002 fabricado pela Magmatec e cujas especificações são apresentadas na Tabela 14

Tabela 14 – Parâmetros do núcleo MMT002T4416.

Parâmetro	Valor	Unidade
AL	15	nH/esp ²
Diâmetro externo (ϕ_e)	44,5	mm
Diâmetro interno (ϕ_i)	27,2	mm
Altura (H_n)	16,5	mm
Comprimento (L_n)	11,2	cm
Área da seção transversal (A_n)	1,34	cm ²
Volume (V_n)	15	cm ³
Área da superfície (A_s)	79,1	cm ²
Massa (M_g)	75	g

Fonte: Adaptado (MAGMATEC, 2019c).

O número de espiras de L_r é apresentado na equação (5.71). Já na equação (5.72) é apresentado o valor máximo que deve possuir o condutor de cobre para evitar a ocorrência do efeito *skin* em L_r .

$$N_{L_r} = \sqrt{\frac{L_r}{AL \cdot 10^{-9}}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 10^{-6}}{15 \cdot 10^{-9}}} = 17 \text{ espiras} \quad (5.71)$$

$$d_{max} = \frac{2 \cdot 6,62}{\sqrt{2f_s}} = \frac{2 \cdot 6,62}{\sqrt{2 \cdot 1 \cdot 10^3}} = 0,0914 \text{ cm} \quad (5.72)$$

Na confecção de L_r foi utilizado o fio de cobre AWG 20 cujas especificações constam na Tabela 11. Na equação (5.73) é apresentado o número de conectores em paralelo utilizados.

$$N_{fpL_r} = \frac{I_{Bat}}{J_{c_{max}} A_{cub20}} = \frac{13,39}{300 \cdot 0,005176} = 9 \text{ fios} \quad (5.73)$$

O comprimento médio da espira (C_{M_e}) para o núcleo escolhido é definido na equação (5.74), enquanto o comprimento total ($C_{T_{L_1}}$) é expresso pela equação (5.75).

$$C_{M_e} = 0,8(\phi_e + 2H) = 0,8(44,4 + 2 \cdot 16,5) = 6,2 \text{ mm} \quad (5.74)$$

$$C_{T_{L_r}} = N_{L_r} C_{M_e} \cdot 10^{-3} = 17 \cdot 6,2 \cdot 10^{-3} = 1,05 \text{ m} \quad (5.75)$$

A resistência do enrolamento de L_r (R_{L_r}) é apresentada na equação (5.76). As perdas no cobre de L_r ($P_{Cub_{L_r}}$) são determinadas na equação (5.77).

$$R_{L_r} = \frac{C_{M_e} N_{L_1} R_{cub_{20}}}{N_{fp_{L_r}}} = \frac{6,2 \cdot 10^{-3} \cdot 17 \cdot 445 \cdot 10^{-6}}{9} = 5,2 \text{ m}\Omega \quad (5.76)$$

$$P_{Cub_{L_r}} = R_{L_r} I_3^2 = 5,2 \cdot 10^{-3} \cdot 13,39^2 = 0,93 \text{ W} \quad (5.77)$$

Na equação (5.78) é determinado o valor do fluxo CA, sendo o valor da permeabilidade relativa (μ_r) obtido através das informações disponibilizadas pelo fabricantes do núcleo.

$$B = \frac{0,4\pi N_{L_r} \mu_r \% \mu 10^{-4} \left(\frac{\hat{I}_s}{2}\right)}{C_{M_e}} = \frac{0,4\pi \cdot 17 \cdot 10 \cdot 1 \cdot 10^{-4} \cdot \left(\frac{33,3}{2}\right)}{6,210^{-3}} = 0,032 \text{ T} \quad (5.78)$$

Através do gráfico das perdas no núcleo pela densidade de fluxo CA disponibilizado pelo fabricante obtêm-se o valor das perdas no núcleo por divisão de volume ($P_{n_{div}}$), desse modo, as perdas no núcleo ($P_{n_{L_r}}$) são determinadas de acordo com a equação (5.79).

$$P_{n_{L_r}} = P_{n_{div}} V_n 10^{-3} = 160 \cdot 15 \cdot 10^{-3} = 2,4 \text{ W} \quad (5.79)$$

As perdas totais ($P_{\Sigma_{L_r}}$) em L_r são expressas pela equação (5.80). Já na equação (5.81) é mostrado o cálculo do aumento na temperatura no núcleo ($T_{n_{L_1}}$).

$$P_{\Sigma_{L_r}} = P_{Cub_{L_r}} + P_{n_{L_r}} = 0,93 + 2,4 = 3,33 \text{ W} \quad (5.80)$$

$$T_{n_{L_r}} = 450 \left(\frac{P_{\Sigma_{L_r}}}{A_s}\right)^{0,826} = 450 \cdot \left(\frac{3,33}{79,1}\right)^{0,826} = 32,91 \text{ }^\circ\text{C} \quad (5.81)$$

Para verificar a possibilidade de execução do projeto calcula-se através da equação (5.82) o fator de utilização da janela do núcleo.

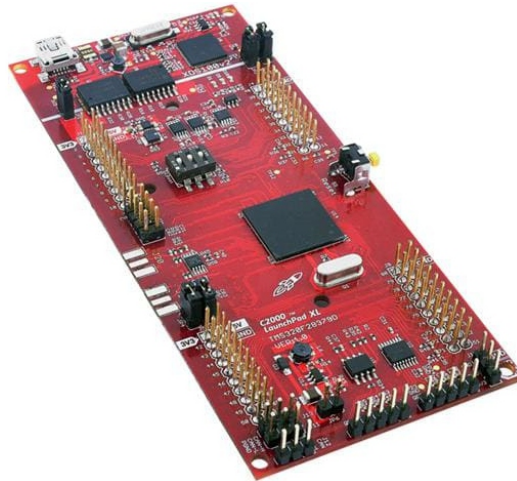
$$K_{w_{real}} = \frac{N_{L_r} N_{fp_{L_r}} A_{I_{20}}}{A_w} = \frac{17 \cdot 9 \cdot 62 \cdot 10^{-3}}{5,811} = 0,164 \quad (5.82)$$

5.5 Características do DSP

Para a implementação da estratégia de controle foi adotado o kit de desenvolvimento LAUNCHXL-F28379D, Figura 44, que utiliza o DSP (*Digital Signal Processor*) TMS320F28379D de 32 bits com ponto flutuante e velocidade de processamento de 200 MIPS (200 milhões de instruções por segundo) fabricado pela Texas Instruments.

Dentre as características desse microcontrolador pode-se citar: alimentação com 3,3 V; arquitetura *dual core*; conversor A/D com possibilidade de ser operado com configuração de 12 ou 16 bits com capacidade de 3,5 milhões de amostra por segundo (do inglês, *Million Sample Per Second* (MSPS)) e 1,1 MSPS, respectivamente; memória *flash* de 1 MB e RAM de 204 KB; periféricos de comunicação serial SCI, SPI, I2C, CAN, McBSP e USB; e um bloco *Trigonometric Math Unit* (TMU) que possibilita a execução mais eficiente de funções matemáticas e trigonométricas (INSTRUMENTS, 2018).

Figura 44 – Kit de desenvolvimento LAUNCHXL-F28379D.



Fonte: (INSTRUMENTS, 2018).

5.5.1 Ganho do conversor A/D

Considerando o conversor A/D do DSP configurado com resolução (n_{bits}) de 12 bits e tensão de fundo de escala (F_e) de 3 V determina-se o ganho do conversor A/D ($K_{A/D}$) na equação (5.83).

$$K_{A/D} = \frac{2^{n_{bits}} - 1}{F_e} = \frac{2^{12} - 1}{3} = 1365 \quad (5.83)$$

Alguns sinais são condicionados considerando um *offset* de 1,65 V, assim, do sinal

digital obtido deve-se subtrair o valor de 2252 para o sinal seja representado na sua forma original.

5.5.2 Ganho da portadora

O valor de pico da triangular digital está diretamente relacionada com a frequência e velocidade de processamento do DSP, assim, seu valor pode ser determinado na equação (5.84). Sendo T_{clk} o tempo de base do período do PWM. Já na equação (5.85) é determinado o ganho do *Pulse Width Modulation* (PWM) (K_{PWM}).

$$V_{tri} = \frac{1}{2f_s T_{clk}} = \frac{1}{2 \cdot 21 \cdot 10^3 \cdot \left(\frac{1}{100 \cdot 10^6}\right)} = 2381 \quad (5.84)$$

$$K_{PWM} = \frac{1}{V_{tri}} = \frac{1}{2381} = 0,000419 \quad (5.85)$$

5.6 Medição das variáveis do sistema

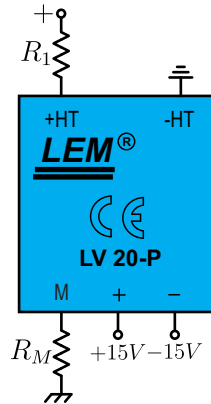
A precisão na medição dos sinais estão relacionados à escolha dos sensores. A utilização de dispositivos de medição que baseiam seu funcionamento no efeito *hall* representam uma boa relação entre precisão e linearidade, contudo, com alto custo de aquisição, quando comparado a outros dispositivos que apresentam menor precisão (ORTAMANN, 2008).

Na transdução dos sinais de tensão optou-se pelo sensor LV 20-P (LEM, 2019b). Neste dispositivo a leitura da tensão é feita de forma indireta através da corrente que circula pelo seu primário, cujo valor máximo é 10 mA, e apresenta taxa de conversão de 2500:1000, ou seja, a corrente máxima no seu secundário é de 25 mA. Além disso, segundo o fabricante, o sensor LV 20-P suporta em seus terminais tensões CC ou CA de até 500 V e possui alta imunidade a interferências externas. Na Figura 45 é apresentado o esquema de conexão do sensor LV 20-P.

Na transdução dos sinais de corrente optou-se pelos sensores pertencentes a série HO-NP/SP33 (LEM, 2019a). Segundo o fabricante esses sensores podem ser utilizados para medir correntes CA e CC e apresentam como características a separação galvânica entre o circuito primário e secundário, resposta rápida e alta imunidade a interferências externas. Na Figura 46 é mostrado o modelo dos sensores utilizados e as conexões recomendadas pelo fabricante. Vale ressaltar que a escolha da conexão a ser utilizada depende da corrente nominal a ser medida. Assim, nos modos 1, 2 e 3 são admitidas correntes cujos valores nominais não sejam superiores a

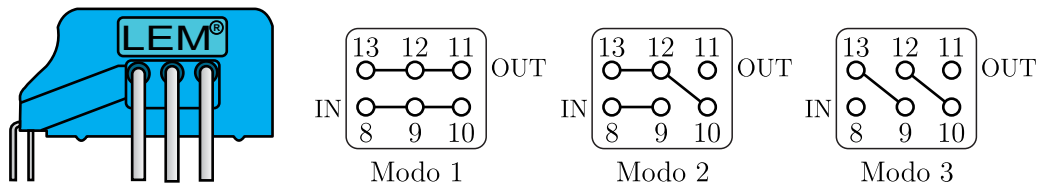
8 A, 4 A e 2,67 A (H0 8-NP/SP33) e 25 A, 12,5 A e 8,33 A (H0 25-NP/SP33), respectivamente.

Figura 45 – Conexão do LV 20-P.



Fonte: Adaptado (SOUSA, 2013).

Figura 46 – Esquemas de conexão dos sensores da série HO-NP/SP33.



Fonte: Adaptado (LEM, 2019a).

5.6.1 Aquisição, condicionamento e filtragem de v_g

No dimensionamento da resistência $R_{1_{v_g}}$ deve-se considerar que a corrente eficaz na entrada (I_{efp}) deve ser em torno de 10 mA para garantir maior acurácia ao sinal medido. Outro fator a ser considerado é a possibilidade de ocorrência de sobretensões, assim, recomenda-se a adoção de uma margem de leitura em relação a tensão eficaz que será medida. Através da equação (5.86) é apresentado o valor de $R_{1_{v_g}}$ considerando uma margem de 20% em relação a tensão V_g .

$$R_{1_{v_g}} = \frac{1,2 \cdot V_g}{I_{efp}} = \frac{1,2 \cdot 220}{10 \cdot 10^{-3}} = 26,4 \text{ k}\Omega \quad (5.86)$$

Desse modo, para $R_{1_{v_g}}$ serão adotados dois resistores de 56 k Ω associados em paralelo. Segundo o fabricante, a 70 °C, o primário do sensor possui uma resistência (R_P) de 250

Ω , assim, o valor da corrente I_{efp} pode ser determinado conforme equação (5.87).

$$I_{efp} = \frac{1,2 \cdot V_g}{R_{1vg} + R_P} = \frac{1,2 \cdot 220}{28 \cdot 10^3 + 250} = 9,34 \text{ mA} \quad (5.87)$$

A potência mínima que cada resistor que compõe R_{1vg} ($P_{\min R_{1vg}}$) deve ser capaz de suportar é determinada na equação (5.88). O valor máximo da corrente no secundário (I_{\max_S}), ou saída de medição, do sensor considerando a relação de conversão de 2500:1000 é determinado na equação (5.89).

$$P_{\min R_{1vg}} = R_{1vg} \cdot I_{efp}^2 = 56 \cdot 10^3 \cdot \left(\frac{9,34 \cdot 10^{-3}}{2} \right)^2 = 1,4 \text{ W} \quad (5.88)$$

$$I_{\max_S} = \frac{2500}{1000} \cdot I_{efp} = \frac{2500}{1000} \cdot 9,34 \cdot 10^{-3} = 23,36 \text{ mA} \quad (5.89)$$

Admitindo que a tensão de pico (\hat{V}_M) na saída e medição será de 5,3 V o valor da resistência de medição (R_{Mvg}) é determinado conforme a equação (5.90).

$$R_{Mvg} = \frac{\hat{V}_M / \sqrt{2}}{I_{\max_S}} = \frac{5,3 / \sqrt{2}}{23,36 \cdot 10^{-3}} = 160,41 \ \Omega \quad (5.90)$$

No caso de R_{Mvg} optou-se pela utilização de um potenciômetro de 200 Ω para, caso necessário, possibilitar ajustes na leitura do sinal. Contudo, vale salientar que o fabricante recomenda o valor mínimo de 100 Ω em R_{Mvg} . A potência dissipada em R_M ($P_{R_{Mvg}}$) é expressa na equação (5.91).

$$P_{R_{Mvg}} = R_{Mvg} \cdot I_{\max_S}^2 = 160,41 \cdot (23,36 \cdot 10^{-3})^2 = 84,85 \text{ mW} \quad (5.91)$$

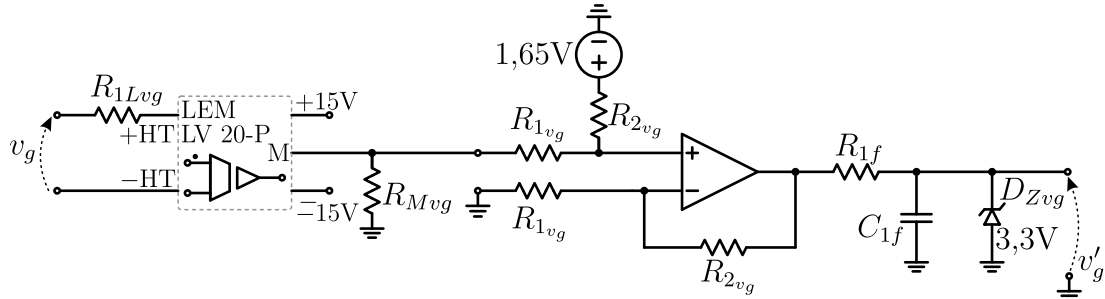
Com base nos valores de R_{1vg} e R_{Mvg} pode-se determinar o ganho analógico do sensor ($G_{LEM_{vg}}$) conforme equação (5.92).

$$G_{LEM_{vg}} = \frac{R_{Mvg}}{R_P + R_{1vg}} \cdot \frac{2500}{1000} = \frac{154}{250 + 27 \cdot 10^3} \cdot \frac{2500}{1000} = 0,0141 \quad (5.92)$$

Após a leitura do sinal pelo sensor faz-se necessário realizar o condicionamento do sinal para que este possa ser lido pelo conversor A/D. Os limites de leitura do conversor A/D do DSP utilizado vão de 0 à 3 V. Como a tensão v_g trata-se de um sinal alternado é necessário somar

ao sinal de condicionamento uma tensão de *offset* (V_{off}) de 1,65 V. Na Figura 47 é apresentado o esquema do circuito de aquisição, condicionamento e filtragem da tensão v_g .

Figura 47 – Esquema do circuito de aquisição, condicionamento e filtragem da tensão v_g .



Fonte: Adaptado (OLIVEIRA, 2018).

O ganho do circuito diferencial mostrado na Figura 47 é obtido conforme a equação (5.93).

$$G_{amp_{v_g}} = \frac{\hat{V}_{A/D} - V_{off}}{\hat{V}_M} = \frac{3 - 1,65}{5,3} = 0,254 \quad (5.93)$$

Atribuindo a R_{1vg} o valor de $10 \text{ k}\Omega$ e substituindo a equação (5.93) em (5.94) obtêm-se o valor de R_{2vg} .

$$R_{2vg} = R_{1vg} \cdot G_{amp_{v_g}} = 10 \cdot 10^3 \cdot 0,254 = 2,54 \text{ k}\Omega \quad (5.94)$$

Assim, para R_{2vg} foi adotada uma resistência de $2,2 \text{ k}\Omega$ em série com uma de 330Ω . O estágio de filtragem, composto pelo resistor R_{1f} e capacitor C_{1f} , é utilizado para prevenir o fenômeno *antialiasing* durante a conversão analógico/digital (ORTAMANN, 2008). Definindo a frequência de corte (f_{c_f}) do filtro igual a metade da frequência de amostragem (f_a) e atribuindo a C_{1f} o valor de $1,5 \text{ nF}$ o valor de R_{1f} é definido conforme equação (5.95). A função de transferência do filtro *antialiasing* ($H_f(s)$) é mostrada na equação (5.96). Sendo o ganho proporcionado pelo filtro (K_f) unitário.

$$R_{1f} = \frac{1}{2\pi \cdot C_{1f} \cdot f_{c_f}} = \frac{1}{2\pi \cdot 1,5 \cdot 10^{-9} \cdot 21 \cdot 10^3} \approx 5,1 \text{ k}\Omega \quad (5.95)$$

$$H_f(s) = \frac{K_f}{R_{1f}C_{1f}} \cdot \frac{1}{s + \frac{1}{R_{1f}C_{1f}}} = \frac{1}{5,1 \cdot 10^3 \cdot 1,5 \cdot 10^{-9}} \cdot \frac{1}{s + \frac{1}{5,1 \cdot 10^3 \cdot 1,5 \cdot 10^{-9}}} = \frac{130,7 \cdot 10^3}{s + 130,7 \cdot 10^3} \quad (5.96)$$

Vale salientar que no projeto dos circuitos de aquisição e condicionamento dos demais sinais serão considerados esses mesmos valores para R_{1f} e C_{1f} . O diodo Zener ($D_{Z_{v_g}}$) foi inserido no circuito para limitar o sinal de saída em 3,3 V.

Portanto, o ganho do sensor H_{v_g} , considerando o estágio de condicionamento e filtragem, é dado pela equação (5.97).

$$H_{v_g} = G_{LEM_{v_g}} G_{amp_{v_g}} K_f = 0,0141 \cdot 0,254 \cdot 1 = 0,00362 \quad (5.97)$$

5.6.2 Aquisição, condicionamento e filtragem de v_{21} e v_{22}

Considerando que as tensões v_{21} e v_{22} são iguais, quando balanceadas, os circuitos de aquisição e condicionamento são idênticos, assim, será apresentado apenas o projeto para a medição de v_{21} .

Adotando uma margem de leitura de 30% em caso de sobretensão o valor de $R_{1_{v_{21}}}$ é determinado conforme equação (5.98).

$$R_{1_{v_{22}}} = \frac{1,3 \cdot V_{21}}{I_{efp}} = \frac{1,3 \cdot 350}{10 \cdot 10^{-3}} = 45,5 \text{ k}\Omega \quad (5.98)$$

Por questões de disponibilidade foram associados em paralelo dois resistores de 100 $\text{k}\Omega$. Considerando R_P igual a 250 Ω o valor da corrente I_{efp} pode ser determinado conforme equação (5.99).

$$I_{efp} = \frac{1,3 \cdot V_{21}}{R_{1_{v_{21}}} + R_P} = \frac{1,3 \cdot 350}{50 \cdot 10^3 + 250} = 9,05 \text{ mA} \quad (5.99)$$

A potência dissipada em cada resistor do arranjo que formam $R_{1_{v_{21}}}$ é determinada na equação (5.100). O valor da corrente no secundário do sensor é especificado na equação (5.101).

$$P_{\min_{R_{1_{v_{21}}}}} = R_{1_{v_{21}}} \cdot I_{efp}^2 = 91 \cdot 10^3 \cdot \left(\frac{9,94 \cdot 10^{-3}}{2} \right)^2 = 2,27 \text{ W} \quad (5.100)$$

$$I_{\max_S} = \frac{2500}{1000} \cdot I_{efp} = \frac{2500}{1000} \cdot 9,05 \cdot 10^{-3} = 22,63 \text{ mA} \quad (5.101)$$

Como os sinais v_{21} e v_{22} são CC não é necessário a utilização de V_{off} . Portanto, o dimensionamento de $R_{M_{v_{21}}}$ é feito conforme mostrado na equação (5.102).

$$R_{M_{v_{21}}} = \frac{\hat{V}_M}{I_{\max_S}} = \frac{3}{24,86 \cdot 10^{-3}} = 132,53 \, \Omega \quad (5.102)$$

Em $R_{M_{v_{21}}}$ optou-se pela utilização de um potenciômetro de $200 \, \Omega$ para, caso necessário, possibilitar ajustes na leitura do sinal. A potência dissipada em $R_{M_{v_{21}}}$ ($P_{\min_{R_{M_{v_{21}}}}}$) é expressa na equação (5.103).

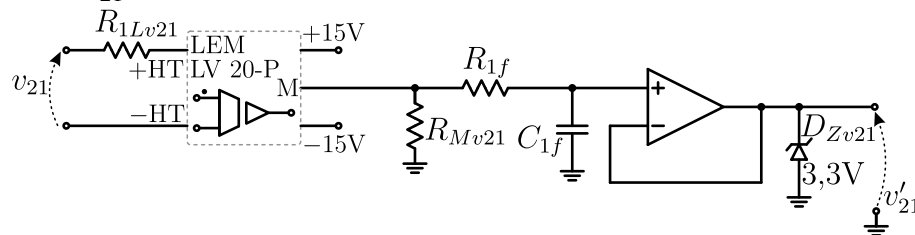
$$P_{\min_{R_{M_{v_{21}}}}} = R_{M_{v_{21}}} \cdot I_{\max_S}^2 = 132,53 \cdot (22,63 \cdot 10^{-3})^2 = 67,92 \, mW \quad (5.103)$$

Com base nos valores de $R_{1_{v_{21}}}$ e $R_{M_{v_{21}}}$ pode-se determinar o ganho do sensor $G_{LEM_{v_{21}}}$ conforme equação (5.104).

$$G_{LEM_{v_{21}}} = \frac{R_{M_{v_{21}}}}{R_P + R_{1_{v_{21}}}} \cdot \frac{2500}{1000} = \frac{132,53}{250 + 50 \cdot 10^3} \cdot \frac{2500}{1000} = 0,0065 \quad (5.104)$$

Na Figura 48 é apresentado o esquema do circuito de aquisição, condicionamento e filtragem da tensão v_{21} . Destaca-se que o seguidor de tensão foi utilizado apenas para isolar o sinal medido, por tanto apresenta ganho (K_{is}) unitário.

Figura 48 – Esquema do circuito de aquisição, condicionamento e filtragem da tensão v_{21} .



Fonte: Adaptado (OLIVEIRA, 2018).

O ganho do sensor $H_{v_{21}}$, considerando o estágio de condicionamento e filtragem, é dado pela equação (5.105). Como mencionado anteriormente o projeto do circuito de medição, condicionamento e filtragem para a tensão v_{22} será idêntico.

$$H_{v_{21}} = G_{LEM_{v_{21}}} K_f K_{is} = 0,0066 \cdot 1 \cdot 1 = 0,00662 \quad (5.105)$$

5.6.3 Aquisição, condicionamento e filtragem de i_{a1} e i_{a2}

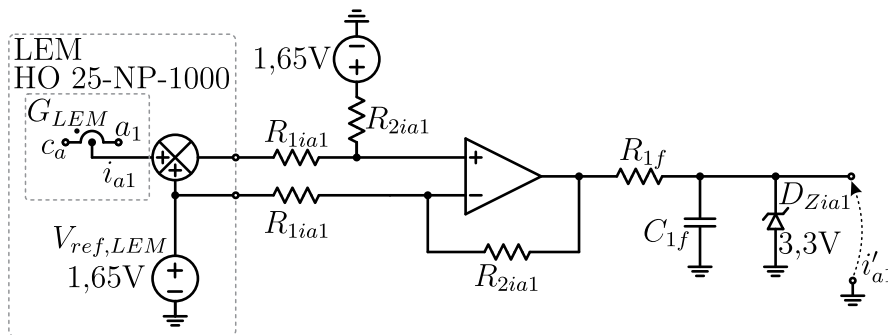
Assim como no caso anterior, não será apresentado a metodologia de projeto do circuito de aquisição e condicionamento de i_{a2} , pois será idêntico ao projeto de i_{a1} .

Com base no valor nominal de i_{a1} optou-se pela adoção do sensor HO 8-NP/SP33 esquema de ligação Modo 2, anteriormente mostrado na Figura 46. Segundo o fabricante a corrente de pico máxima (I_{PM}) suportada pelo sensor é 8 A e a variação da tensão de saída para I_{PM} ($V_{I_{PM}}$) é igual a 1,15 V. Substituindo essas informações na expressão (5.106) determina-se o ganho $G_{LEM_{i_{a1}}}$ do sensor.

$$G_{LEM_{i_{a1}}} = \frac{2 \cdot V_{I_{PM}}}{I_{PM}} = \frac{3 \cdot 1,15}{20} = 0,115 \quad (5.106)$$

Na Figura 49 é apresentado o esquema do circuito de aquisição, condicionamento e filtragem da corrente i_{a1} .

Figura 49 – Esquema do circuito de aquisição, condicionamento e filtragem da corrente i_{a1} .



Fonte: Adaptado (OLIVEIRA, 2018).

Conforme mostrado na Figura 49 ao sinal de saída do sensor é somado um sinal de *offset* ($V_{ref,LEM}$), contudo no ganho proporcionado pelo circuito diferencial deve ser desconsiderado tal sinal. Assim, adotando uma margem de leitura de 50%, o ganho do circuito diferencial ($G_{amp_{i_{a1}}}$) é definido conforme equação (5.107).

$$G_{amp_{i_{a1}}} = \frac{\hat{V}_{A/D} - V_{off}}{1,5 \cdot i_{a1} \cdot G_{LEM_{i_{a1}}}} = \frac{3 - 1,65}{1,5 \cdot 2,53 \cdot 0,115} = 3,08 \quad (5.107)$$

Adotando o valor de 10 k Ω para R_{1ia1} e substituindo a equação (5.107) em (5.108)

obtem-se o valor de $R_{2_{ia1}}$.

$$R_{2_{ia1}} = R_{1_{ia1}} \cdot G_{amp_{ia1}} = 10 \cdot 10^3 \cdot 3,08 = 30,8 \text{ k}\Omega \quad (5.108)$$

Portanto, para compor o valor de $R_{2_{ia1}}$ serão associados um resistor de 30 k Ω e um de 820 Ω .

O ganho do sensor H_{ia1} , considerando o estágio de condicionamento e filtragem, é dado na equação (5.109).

$$H_{ia1} = G_{LEM_{ia1}} G_{amp_{ia1}} K_f = 0,115 \cdot 3,08 \cdot 1 = 0,3542 \quad (5.109)$$

5.6.4 Aquisição, condicionamento e filtragem de v_{Bat}

Adotando uma margem de leitura de 50%, caso ocorra sobretensões, o valor de $R_{1_{vBat}}$ é determinado conforme equação (5.110).

$$R_{1_{vBat}} = \frac{1,5 \cdot V_{Bat}}{I_{efp}} = \frac{1,5 \cdot 56}{10 \cdot 10^{-3}} = 8,4 \text{ k}\Omega \quad (5.110)$$

Para $R_{1_{vBat}}$ adota-se um resistor de 8,2 k Ω . Considerando R_P igual a 250 Ω o valor da corrente I_{efp} pode ser determinado conforme equação (5.111).

$$I_{efp} = \frac{1,5 \cdot V_{Bat}}{R_{1_{vBat}} + R_P} = \frac{1,5 \cdot 56}{8,2 \cdot 10^3 + 250} = 9,94 \text{ mA} \quad (5.111)$$

A potência dissipada em cada resistor do arranjo que formam $R_{1_{vBat}}$ ($P_{\min R_{1_{vBat}}}$) é determinada na equação (5.112). O valor máximo da corrente que pode circular através de $R_{M_{vBat}}$ ($I_{\max S}$) é determinado na equação (5.113).

$$P_{\min R_{1_{vBat}}} = R_{1_{vBat}} \cdot I_{efp}^2 = 15 \cdot 10^3 \cdot \left(\frac{9,94 \cdot 10^{-3}}{2} \right)^2 = 0,82 \text{ W} \quad (5.112)$$

$$I_{\max S} = \frac{2500}{1000} \cdot I_{efp} = \frac{2500}{1000} \cdot 9,94 \cdot 10^{-3} = 24,85 \text{ mA} \quad (5.113)$$

Assim como v_{21} e v_{22} o sinal v_3 é CC, ou seja, não há necessidade de utilização de V_{off} . Assim, o dimensionamento de $R_{M_{vBat}}$ é feito conforme mostrado na equação (5.114).

$$R_{M_{vBat}} = \frac{\hat{V}_M}{I_{\max S}} = \frac{3}{24,85 \cdot 10^{-3}} = 120,71 \text{ }\Omega \quad (5.114)$$

A potência dissipada em $R_{M_{v_{Bat}}}$ é expressa em na equação (5.115).

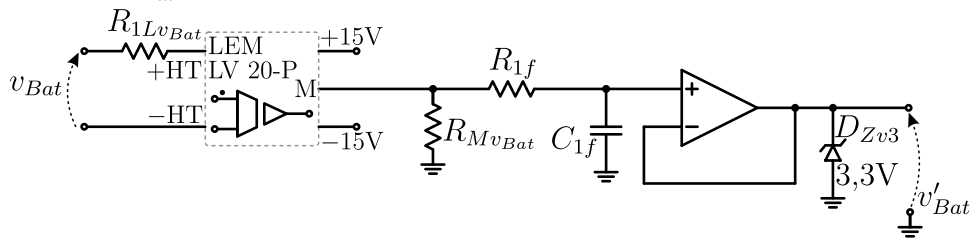
$$P_{\min R_{M_{v_{Bat}}}} = R_{M_{v_{Bat}}} \cdot I_{\max S}^2 = 120,71 \cdot (24,85 \cdot 10^{-3})^2 = 74,5 \text{ mW} \quad (5.115)$$

Com base nos valores de $R_{1_{v_{Bat}}}$ e $R_{M_{v_{Bat}}}$ determina-se o ganho do sensor $G_{LEM_{v_{Bat}}}$ conforme equação (5.116).

$$G_{LEM_{v_{Bat}}} = \frac{R_{M_{v_{Bat}}}}{R_P + R_{1_{v_{Bat}}}} \cdot \frac{2500}{1000} = \frac{120,71}{250 + 8,2 \cdot 10^3} \cdot \frac{2500}{1000} = 0,0357 \quad (5.116)$$

Na Figura 50 é apresentado o esquema do circuito de aquisição, condicionamento e filtragem da tensão v_{Bat} .

Figura 50 – Esquema do circuito de aquisição, condicionamento e filtragem da tensão v_{Bat} .



Fonte: Adaptado (OLIVEIRA, 2018).

O ganho do sensor $H_{v_{Bat}}$, considerando o estágio de condicionamento e filtragem, é dado pela equação (5.117).

$$H_{v_{Bat}} = G_{LEM_{v_{Bat}}} K_f K_{is} = 0,0357 \cdot 1 \cdot 1 = 0,0357 \quad (5.117)$$

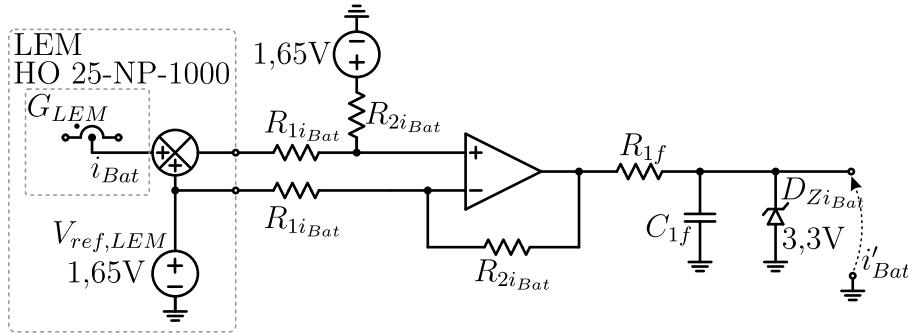
5.6.5 Aquisição, condicionamento e filtragem de i_{Bat}

Em função do valor nominal de i_{Bat} adotou-se o sensor HO 25-NP/SP33 com esquema de ligação Modo 1, conforme Figura 46. O ganho $G_{LEM_{i_{Bat}}}$ pode ser determinado pela equação (5.118).

$$G_{LEM_{i_{Bat}}} = \frac{1 \cdot V_{I_{PM}}}{I_{PM}} = \frac{1,15}{62,5} = 0,0184 \quad (5.118)$$

Na Figura 51 é apresentado o esquema do circuito de aquisição, condicionamento e filtragem da corrente i_{Bat} .

Figura 51 – Esquema do circuito de aquisição, condicionamento e filtragem da corrente i_{Bat} .



Fonte: Adaptado (OLIVEIRA, 2018).

Adotando uma margem de leitura de 50%, o ganho do circuito diferencial ($G_{amp_{i_{Bat}}}$) é definido conforme (5.119).

$$G_{amp_{i_{Bat}}} = \frac{\hat{V}_{A/D} - V_{off}}{1,5 \cdot i_{Bat} \cdot G_{LEM_{i_{Bat}}}} = \frac{3 - 1,65}{1,5 \cdot 13,39 \cdot 0,0184} = 3,65 \quad (5.119)$$

Adotando o valor de $10 \text{ k}\Omega$ para $R_{1_{i_{Bat}}}$ obtém-se o valor de $R_{2_{i_{3}}}$ conforme mostrado na equação (5.120).

$$R_{2_{i_{Bat}}} = R_{1_{i_{Bat}}} \cdot G_{amp_{i_{Bat}}} = 10 \cdot 10^3 \cdot 3,16 = 31,65 \text{ k}\Omega \quad (5.120)$$

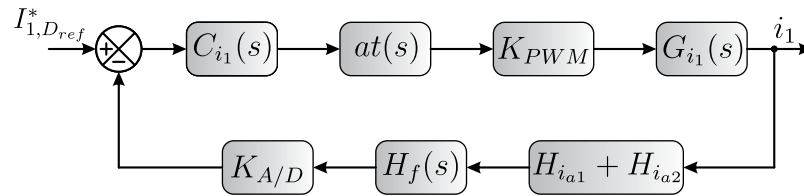
Para compor o valor de $R_{2_{i_{Bat}}}$ foi utilizado um resistor de $36 \text{ k}\Omega$ e um de 510Ω associados em série. O ganho do sensor $H_{i_{Bat}}$, considerando o estágio de condicionamento e filtragem, é dado pela equação (5.121).

$$H_{i_{Bat}} = G_{LEM_{i_{Bat}}} G_{amp_{i_{Bat}}} K_f = 0,0184 \cdot 3,65 \cdot 1 = 0,06716 \quad (5.121)$$

5.7 Projeto dos compensadores

5.7.1 Compensador da corrente i_1

Para o projeto do compensador da corrente i_1 foi utilizada a função de transferência no domínio da frequência e, posteriormente, feita a discretização através do método *Tustin* para obter a equação de diferenças para implementação digital. Na Figura 52 é apresentado o diagrama de blocos que representa de forma geral a malha da corrente i_1 .

Figura 52 – Diagrama de blocos da malha de controle de i_1 .

Fonte: Elaborado pelo autor.

No diagrama de blocos foram inseridos os modelos dos elementos digitais, sendo utilizada a função de transferência referente ao atraso de tempo computacional definida por Ortamann (2008) e apresentado na equação (5.122).

$$at(s) = \frac{1 - \frac{3T_s}{4}s}{1 + \frac{3T_s}{4}s} \quad (5.122)$$

Na equação (5.123) é apresentada a Função de Transferência de Laço Aberto, sem compensador da malha de controle de i_1 ($FTLA_{i_{1sc}}(s)$).

$$FTLA_{i_{1sc}}(s) = at(s) K_{PWM}(s) G_{i_1}(s) H_{i_1}(s) H_f(s) K_{A/D}(s) \quad (5.123)$$

Segundo Guimarães (2016) a frequência de cruzamento do controlador deve ser escolhida de forma a proporcionar rápida resposta transitória e evitar a instabilidade, sendo usual a adoção de valores menores que um quarto da frequência de chaveamento do conversor. Desse modo, optou-se pela adoção de um oitavo da frequência de chaveamento, conforme indicado na equação (5.124).

$$f_{c_{i_1}} = \frac{f_s}{5} = \frac{21 \cdot 10^3}{5} = 4,2 \text{ kHz} \quad (5.124)$$

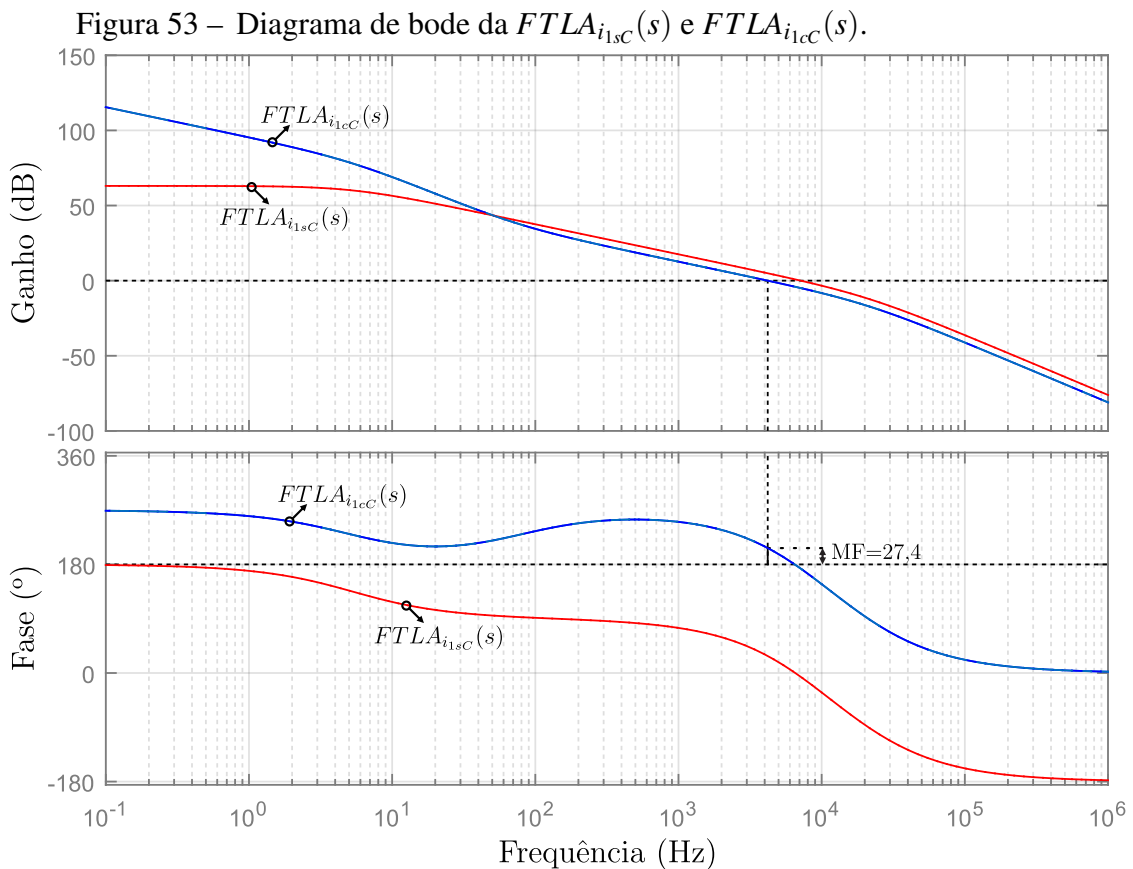
Em relação a margem de fase (MF) orienta-se entre 45° e 90° para evitar sobressinais e oscilações, contudo, sistemas com margem de fase entre 0° e 180° são considerados estáveis (BARBI, 2007). Utilizando MF igual a 60° projetou-se um controlador proporcional integral (PI) cuja função de transferência é mostrada na equação (5.125).

$$C_{i_1}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} = \frac{-1,402s - 404,8}{s} \quad (5.125)$$

Logo, a Função de Transferência de Laço Aberto com o Compensador ($FTLA_{i_{1c}}(s)$) é representada de acordo com a equação (5.126).

$$FTLA_{i_{1c}}(s) = C_{i_1}(s)at(s)K_{PWM}(s)G_{i_1}(s)H_i(s)H_f(s)K_{A/D}(s) \quad (5.126)$$

Na Figura 53 são apresentado os Diagramas de Bode da $FTLA$ com e sem o controlador de corrente projetado. Conforme observa-se a frequência de cruzamento encontra-se em 4,2 kHz, conforme desejado, enquanto a MF foi de 27,4°.

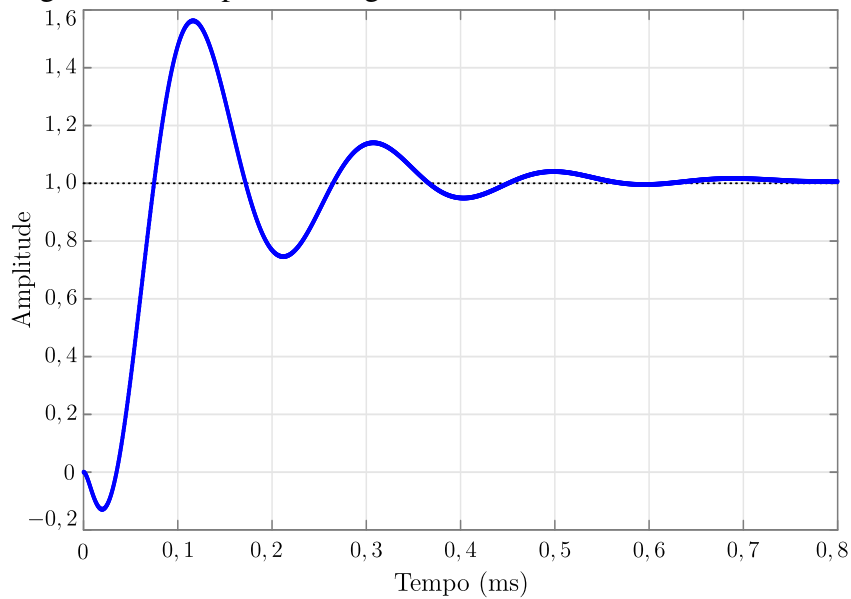


Fonte: Elaborado pelo autor.

A resposta ao degrau unitário é mostrada na Figura 54. Já na Tabela 15 são apresentadas as principais características do controlador PI projetado.

O sistema é amostrado com o dobro da frequência de chaveamento, assim, o período de amostragem (T_a) é definido conforme equação (5.127).

$$T_a = \frac{1}{2f_s} = \frac{1}{2 \cdot 21 \cdot 10^3} = 23,8 \mu s \quad (5.127)$$

Figura 54 – Resposta ao degrau unitário da malha da corrente i_1 

Fonte: Elaborado pelo autor.

Tabela 15 – Características do controlador da malha da corrente i_1 .

Parâmetro	Valor
Frequência de cruzamento	4,2 kHz
Margem de fase	27,4°
Tempo de subida	0,305 ms
<i>Overshoot</i>	56,2%
Tempo de estabelecimento	0,537 ms

Fonte: Elaborado pelo autor.

O compensador projetado encontra-se no domínio da frequência, sendo necessário realizar a discretização para posterior obtenção da equação de diferenças para sua implementação no DSP. Assim, utilizando o método *Tustin*, obtêm-se o compensador de i_1 no tempo discreto na equação (5.128).

$$C_{i_1}(z) = K_p + \frac{K_i}{\left(\frac{2(z-1)}{T_a(z+1)}\right)} = -1,402 - \frac{404,8}{\left(\frac{2(z-1)}{23,8 \cdot 10^{-6}(z+1)}\right)} = \frac{-1,407z + 1,398}{z - 1} \quad (5.128)$$

A partir da equação (5.128) é determinada a equação à diferenças para implementação do compensador, conforme mostrado na equação (5.129). Sendo $u_{i_1}(k)$ e $u_{i_1}(k-1)$ os sinais de controle atual e da interação passada, respectivamente, e $e_{i_1}(k)$ e $e_{i_1}(k-1)$ os sinais de erros atual e anterior considerando o tempo $t = kT_a$.

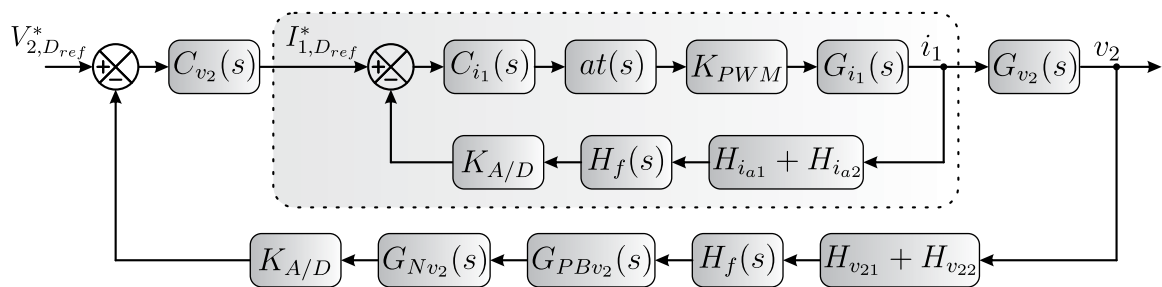
$$u_{i_1}(k) = u_{i_1}(k-1) - 1,14174e_{i_1}(k) + 1,12925e_{i_{a1}}(k-1) \quad (5.129)$$

5.7.2 Compensador da tensão da porta II

Na Figura 55 é apresentado o diagrama de blocos da malha de controle da tensão na porta II (v_2).

As funções de transferência dos filtros passa-baixa e *notch* são mostradas, respectivamente, nas equações (5.130) e (5.131). Sendo definidas as frequências de cruzamento do filtro passa baixa de 60 Hz e *notch* em 120 Hz.

Figura 55 – Diagrama de blocos da malha de controle de v_2 .



Fonte: Elaborado pelo autor.

$$G_{PBv_2} = \frac{2\pi f_{PBv_2}}{s + 2\pi f_{PBv_2}} = \frac{377}{s + 377} \quad (5.130)$$

$$G_{Nv_2} = \frac{s^2 + 4\pi f_{Nv_2} T_{Nv_2} s + (2\pi f_{Nv_2})^2}{s^2 + 4\pi f_{Nv_2} + (2\pi f_{Nv_2})^2} = \frac{s^2 + 15,08s + 5,68 \cdot 10^5}{s^2 + 1508s + 5,68 \cdot 10^5} \quad (5.131)$$

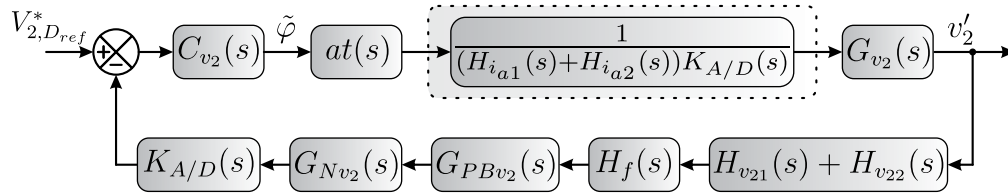
As equações (5.132) e (5.133) apresentam, respectivamente, as equações à diferenças para implementação dos filtros passa baixa e *notch* digitalmente.

$$u(k)_{PBv_2} = 0,99106 \cdot u(k-1)_{PBv_2} + 0,00446 \cdot e(k)_{PBv_2} + 0,00446 \cdot e(k-1)_{PBv_2} \quad (5.132)$$

$$u(k)_{Nv_2} = -a_0 u(k-1)_{Nv_2} - a_1 u(k-2)_{Nv_2} + b_0 e(k)_{Nv_2} - b_1 e(k-1)_{Nv_2} + b_2 e(k-2)_{Nv_2} \quad (5.133)$$

Onde $a_0 = -1,9944$, $a_1 = 0,9647$, $b_0 = 0,9825$, $b_1 = -1,9644$ e $b_2 = 0,9821$.

Como mostrado na Figura 55 a malha de controle de tensão v_2 é mais externa em relação a malha da corrente i_1 , desse modo, a sua frequência de cruzamento deve ser mais baixa a fim de evitar distorções em i_1 . Para simplificar o projeto do controlador a malha de i_1 pode ser aproximada por um ganho, como mostrado na Figura 56. A Função de Transferência de Laço Aberto sem controlador de v_2 ($FTLA_{v_2, C}(s)$) é mostrada na equação (5.134).

Figura 56 – Diagrama de blocos simplificado da malha de v_2 .

Fonte: Elaborado pelo autor.

$$FTLA_{v_2c}(s) = \frac{at(s)G_{v_2}(s)(H_{v_{21}}(s) + H_{v_{22}}(s))H_f(s)G_{PBv_2}(s)G_{Nv_2}(s)K_{A/D}(s)}{(H_{i_{a1}}(s) + H_{i_{a2}}(s))K_{A/D}(s)} \quad (5.134)$$

Adotando a frequência de cruzamento indicada na equação (5.135), e MF de 50° projetou-se o controlador PI cuja função de transferência é apresentada na equação (5.136).

$$f_{c_{v_2}} = \frac{f_g}{5} = \frac{60}{5} = 12 \text{ Hz} \quad (5.135)$$

$$C_{v_2}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} = \frac{5,648s + 132,1}{s} \quad (5.136)$$

A Função de Transferência de Laço Aberto com o Compensador ($FTLA_{v_2c}(s)$) é mostrada na equação (5.137).

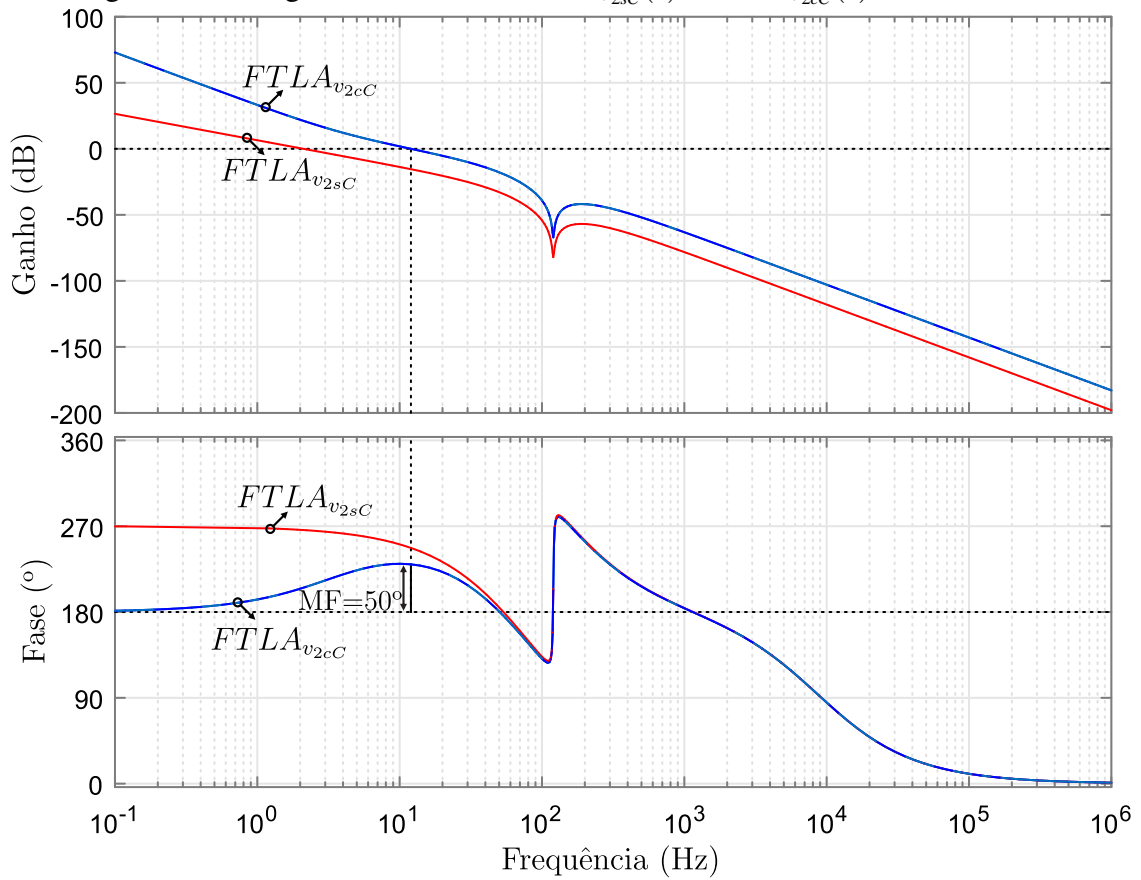
$$FTLA_{v_2c}(s) = \frac{C_{v_2}(s)at(s)G_{v_2}(s)(H_{v_{21}}(s) + H_{v_{22}}(s))H_f(s)G_{PBv_2}(s)G_{Nv_2}(s)K_{A/D}(s)}{(H_{i_{a1}}(s) + H_{i_{a2}}(s))K_{A/D}(s)} \quad (5.137)$$

Na Figura 57 são apresentados os Diagramas de Bode da $FTLA$ com e sem o controlador, respectivamente. Observa-se que, conforme desejado, a frequência de cruzamento encontra-se em 12 Hz e MF de 50° .

A resposta ao degrau unitário é mostrada na Figura 58. Já na Tabela 16 são apresentadas as principais características do controlador PI projetado.

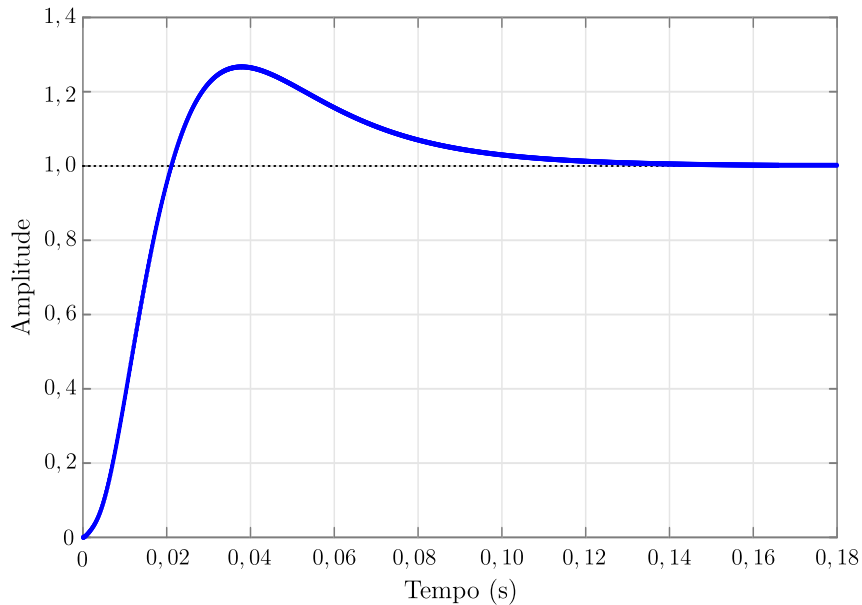
O função de transferência do controlador discretizado é mostrado na equação (5.138). Já a equação à diferenças para sua implementação digital é apresentada na equação (5.139). Onde $u_{v_2}(k)$ e $u_{v_2}(k-1)$ são os sinais de controle atual e anterior, respectivamente, e $e_{v_2}(k)$ e $e_{v_2}(k-1)$ são os sinais de erros atual e anterior considerando o tempo $t = kT_a$.

Figura 57 – Diagrama de bode da $FTLA_{v_{2sC}}(s)$ e $FTLA_{v_{2cC}}(s)$.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 58 – Resposta ao degrau unitário da malha da tensão v_2 .



Fonte: Elaborado pelo autor.

$$C_{v_2}(z) = K_p + \frac{K_i}{\left(\frac{2(z-1)}{T_a(z+1)}\right)} = 5,648 + \frac{132,1}{\left(\frac{2(z-1)}{23,8 \cdot 10^{-6}(z+1)}\right)} = \frac{5,649z - 5,646}{z-1} \quad (5.138)$$

$$u_{v_2}(k) = u_{v_2}(k-1) + 5,64942e_{v_2}(k) - 5,64627e_{v_2}(k-1) \quad (5.139)$$

Tabela 16 – Características do controlador da malha da tensão v_2 .

Parâmetro	Valor
Frequência de cruzamento	12 Hz
Margem de fase	50°
Tempo de subida	13,8 ms
<i>Overshoot</i>	26,7%
Tempo de estabelecimento	109 ms

Fonte: Elaborado pelo autor.

5.7.3 Compensador da tensão diferencial

A malha de controle da tensão diferencial (v_d) tem como finalidade a obtenção do balanceamento das tensões nos capacitores que compõem o barramento da porta II (C_{21} e C_{22}), ou seja, a diferença entre as tensões nos capacitores C_{21} e C_{22} deve ser igual a zero.

Na equação (5.140) é apresentada a Função de Transferência de Laço Aberto, sem compensador da malha de controle de v_d ($F T L A_{v_{dsC}}(s)$).

$$F T L A_{v_{dsC}}(s) = G_{v_d}(s)at(s) \quad (5.140)$$

A frequência de cruzamento da malha de tensão deve ser mais lenta pra evitar a ocorrência de distorções na corrente. Assim optou-se pela adoção da frequência de cruzamento indicada na equação (5.141). Utilizando MF de 60° obtém-se o controlador PI cuja função de transferência é apresentada na equação (5.142).

$$f_{c_{vd}} = \frac{f_g}{5} = \frac{60}{24} = 2,5 \text{ Hz} \quad (5.141)$$

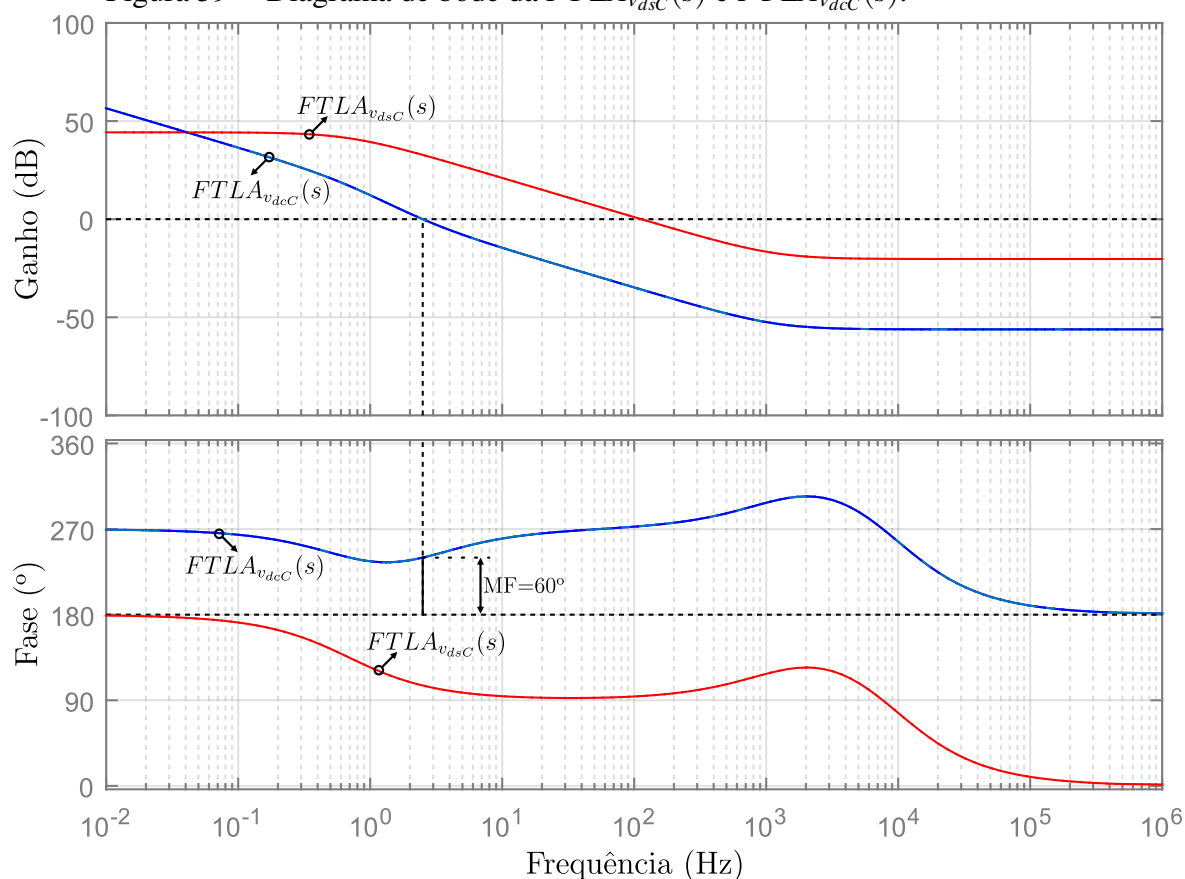
$$C_{v_d}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} = \frac{-0,01498s - 0,209}{s} \quad (5.142)$$

Portanto, a Função de Transferência de Laço Aberto com o Compensador ($F T L A_{v_{dc}}(s)$) é representada conforme a equação (5.143).

$$F T L A_{v_{dc}}(s) = C_{v_d}(s) G_{v_d}(s)at(s) \quad (5.143)$$

Os Diagramas de Bode da $F T L A$ com e sem o controlador projetado são apresentados na Figura 59. Conforme observa-se a frequência de cruzamento encontra-se em 2,5 Hz e margem de fase de 60°, conforme desejado.

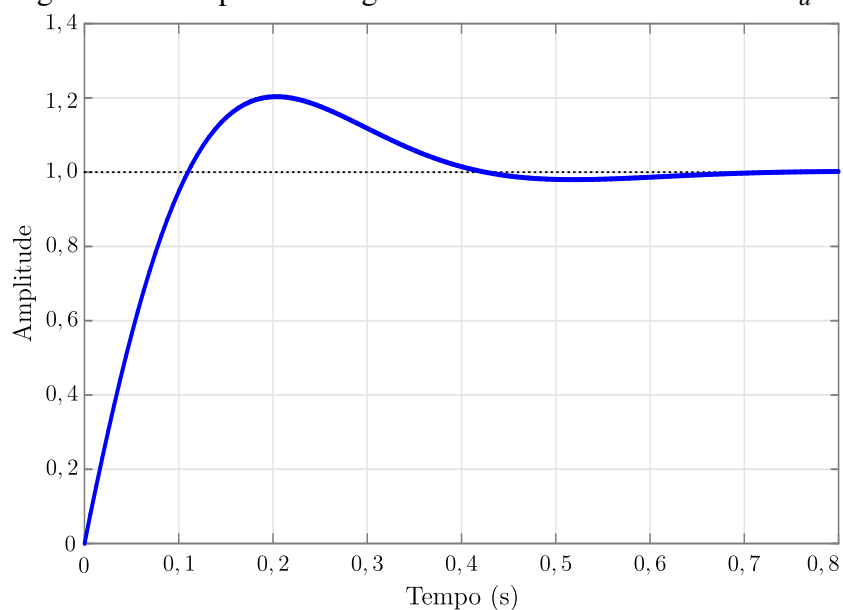
Figura 59 – Diagrama de bode da $FTLA_{v_{dsC}}(s)$ e $FTLA_{v_{dcC}}(s)$.



Fonte: Elaborado pelo autor.

A resposta ao degrau unitário é mostrada na Figura 60. Já na Tabela 17 são apresentadas as principais características do controlador PI projetado.

Figura 60 – Resposta ao degrau unitário da malha da tensão v_d .



Fonte: Elaborado pelo autor.

Tabela 17 – Características do controlador da malha da tensão v_d .

Parâmetro	Valor
Frequência de cruzamento	2,5 Hz
Margem de fase	60°
Tempo de subida	84,2 ms
<i>Overshoot</i>	20,3%
Tempo de estabelecimento	526 ms

Fonte: Elaborado pelo autor.

Para obter a equação à diferenças o compensador projetado foi discretizado utilizando o métodos *Tustin*, de modo a obter o compensador mostrado na equação (5.144).

$$C_{v_d}(z) = K_p + \frac{K_i}{\left(\frac{2(z-1)}{T_a(z+1)}\right)} = -0,01498 - \frac{0,209}{\left(\frac{2(z-1)}{23,8 \cdot 10^{-6}(z+1)}\right)} = \frac{-0,01498z + 0,01497}{z - 1} \quad (5.144)$$

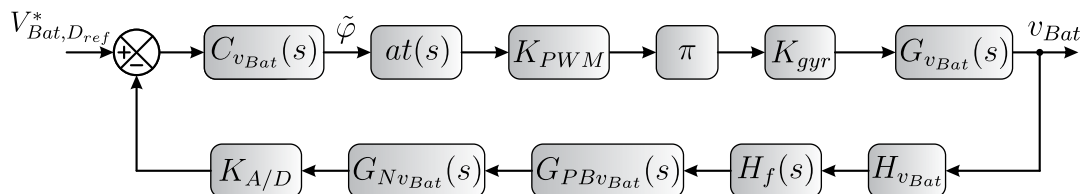
A equação à diferenças para implementação do compensador é mostrada na equação (5.145). Sendo $u_{v_d}(k)$ e $u_{v_d}(k-1)$ os sinais de controle atual e da interação passada, respectivamente, e $e_{v_d}(k)$ e $e_{v_d}(k-1)$ os sinais de erros atual e anterior considerando o tempo $t = kT_a$.

$$u_{v_d}(k) = u_{v_d}(k-1) - 0,014980e_{v_d}(k) + 0,014974e_{v_d}(k-1) \quad (5.145)$$

5.7.4 Compensador da tensão na bateria

O diagrama de blocos da malha de controle da tensão na bateria é mostrado na Figura 61. Assim como nos demais casos o projeto do compensador é feito no domínio da frequência e posteriormente realiza-se a discretização.

Figura 61 – Diagrama de blocos da malha de controle de v_{Bat} .



Fonte: Elaborado pelo autor.

A Função de Transferência de Laço Aberto sem compensador da malha de controle de v_{Bat} ($F T L A_{v_{Bat}SC}(s)$) é apresentada na equação (5.146). Sendo as que os filtros passa baixa e

notch são iguais aos apresentados nas equações (5.130) e (5.131), respectivamente.

$$FTLA_{v_{Bat}c}(s) = at(s) K_{PWM}(s) K_{gyr} G_{v_{Bat}}(s) H_{v_{Bat}}(s) H_f(s) G_{PBv_{Bat}}(s) G_{Nv_{Bat}}(s) K_{A/D}(s) \quad (5.146)$$

A frequência de cruzamento utilizada é indicada na equação (5.147), adotando MF de 50° projetou-se o controlador PI cuja função de transferência é apresentada na equação (5.148).

$$f_{c_{v_{Bat}}} = \frac{f_g}{5} = \frac{60}{5} = 12 \text{ Hz} \quad (5.147)$$

$$C_{v_{Bat}}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} = \frac{1,239s + 42,7}{s} \quad (5.148)$$

A Função de Transferência de Laço Aberto com o compensador ($FTLA_{v_{Bat}c}(s)$) é mostrada na equação (5.149).

$$FTLA_{v_{Bat}c}(s) = C_{v_{Bat}}(s) at(s) K_{PWM}(s) K_{gyr} G_{v_{Bat}}(s) H_{v_{Bat}}(s) H_f(s) G_{PBv_{Bat}}(s) G_{Nv_{Bat}}(s) K_{A/D}(s) \quad (5.149)$$

Os Diagramas de Bode da $FTLA$ com e sem o controlador de tensão projetado são apresentados na Figura 62, respectivamente. Observa-se que, conforme desejado, a frequência de cruzamento encontra-se em 12 Hz e MF de 50°.

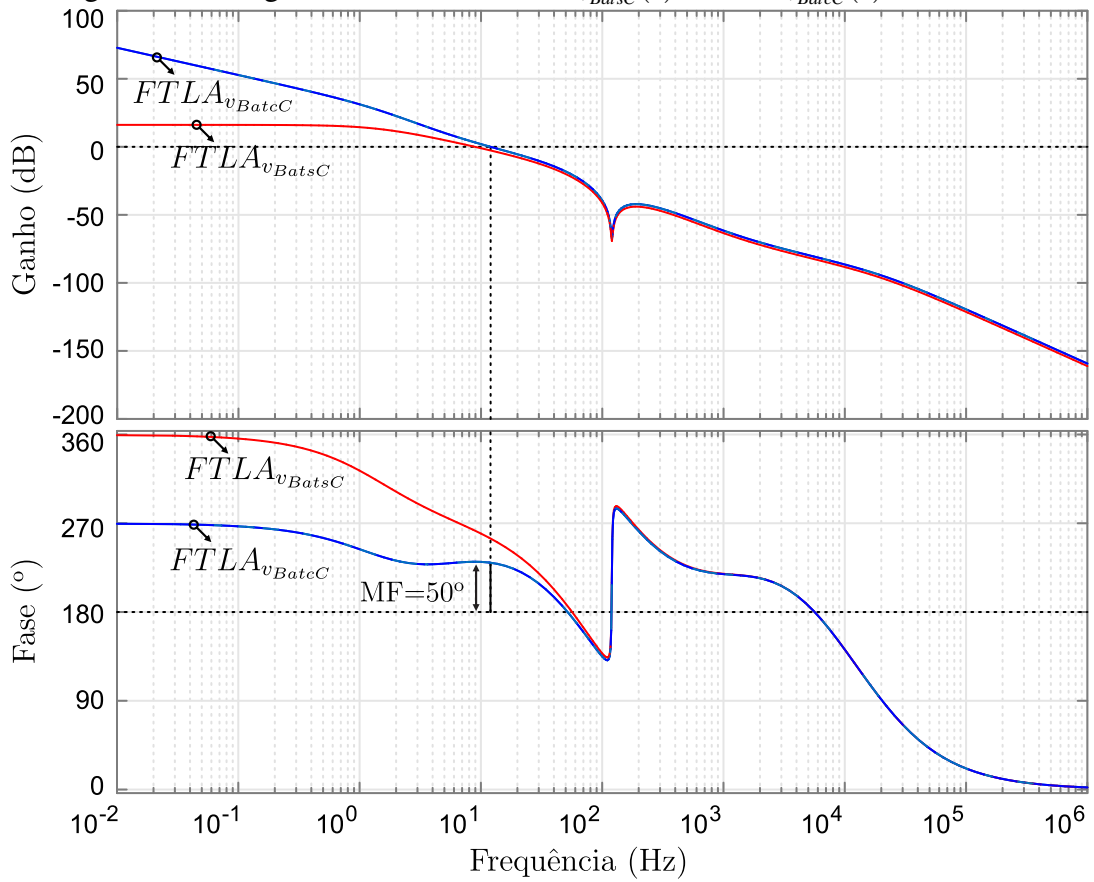
A resposta ao degrau unitário é mostrada na Figura 63. Já na Tabela 18 são apresentadas as principais características do controlador PI projetado.

Tabela 18 – Características do controlador da malha da tensão v_{Bat} .

Parâmetro	Valor
Frequência de cruzamento	12 Hz
Margem de fase	50°
Tempo de subida	14,3 ms
<i>Overshoot</i>	24%
Tempo de estabelecimento	84,1 ms

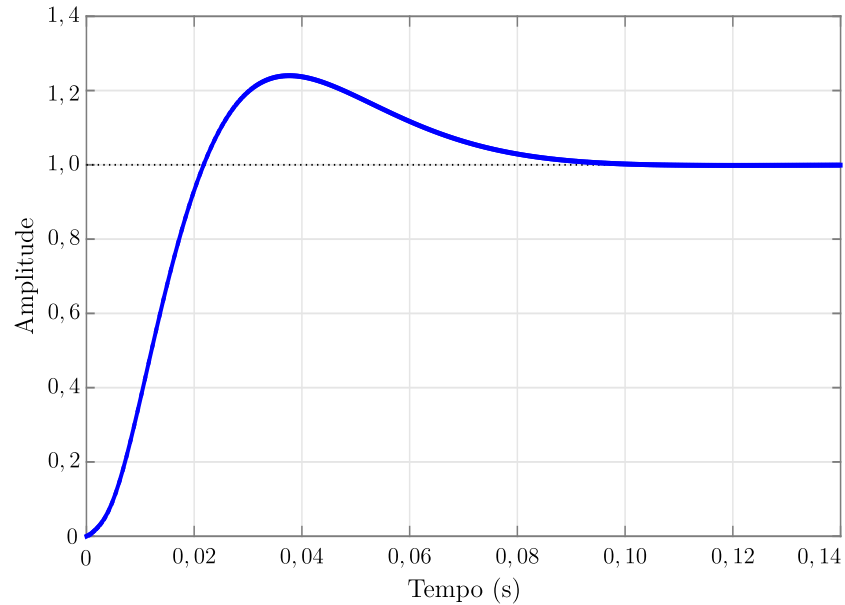
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 62 – Diagrama de bode da $FTLA_{v_{BatsC}}(s)$ e $FTLA_{v_{BatcC}}(s)$.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 63 – Resposta ao degrau unitário da malha da tensão v_{Bat} .



Fonte: Elaborado pelo autor.

Utilizando o método *Tustin* discretiza-se o controlador projetado de modo a obter o

compensador discreto mostrado na equação (5.150).

$$C_{vBat}(z) = K_p + \frac{K_i}{\left(\frac{2(z-1)}{T_a(z+1)}\right)} = 1,239 - \frac{42,7}{\left(\frac{2(z-1)}{23,8 \cdot 10^{-6}(z+1)}\right)} = \frac{1,24z - 1,239}{z-1} \quad (5.150)$$

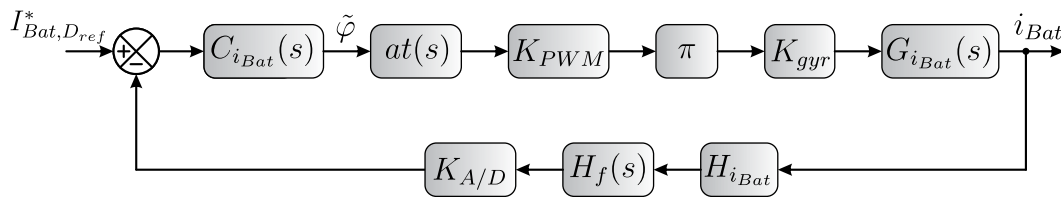
A equação à diferenças para implementação do compensador é mostrada na equação (5.151). Sendo $u_{vBat}(k)$ e $u_{vBat}(k-1)$ os sinais de controle atual e anterior, respectivamente, e $e_{vBat}(k)$ e $e_{vBat}(k-1)$ os sinais de erros atual e anterior considerando o tempo $t = kT_a$.

$$u_{vBat}(k) = u_{vBat}(k-1) + 1,23951e_{vBat}(k) - 1,23850e_{vBat}(k-1) \quad (5.151)$$

5.7.5 Compensador da corrente na bateria

O diagrama de blocos da malha de controle da corrente na bateria é mostrado na Figura 64.

Figura 64 – Diagrama de blocos da malha de controle de i_{Bat} .



Fonte: Elaborado pelo autor.

A Função de Transferência de Laço Aberto sem compensador da malha de controle de i_{Bat} ($FTLA_{iBatsC}(s)$) é apresentada na equação (5.152).

$$FTLA_{iBatsC}(s) = at(s) K_{PWM}(s) K_{gyr} G_{vBat}(s) H_{vBat}(s) H_f(s) G_{PBvBat}(s) G_{NvBat}(s) K_{A/D}(s) \quad (5.152)$$

A frequência de cruzamento utilizada é indicada na equação (5.153), adotando MF de 60° projetou-se o controlador PI cuja função de transferência é apresentada na equação (5.154).

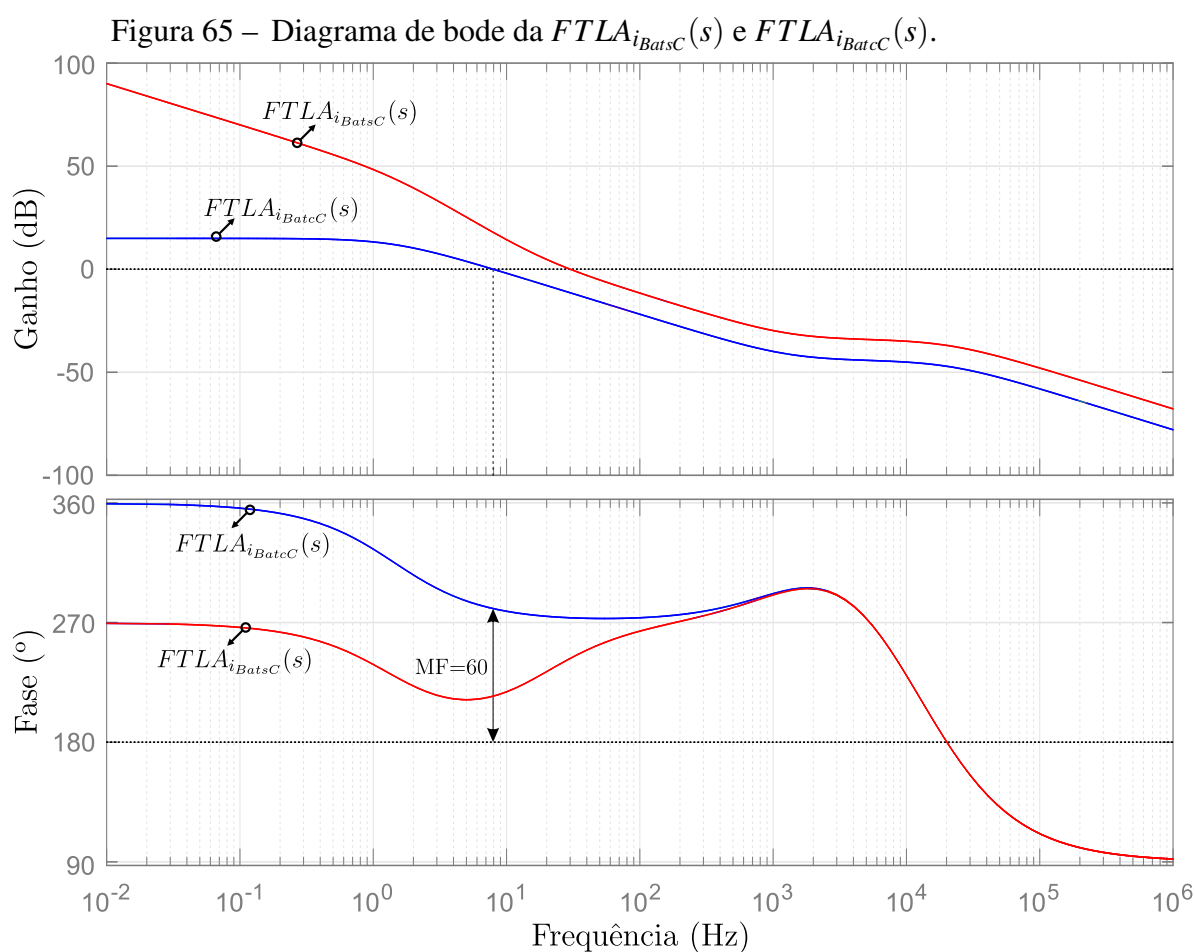
$$f_{c_{vBat}} = \frac{f_g}{2} = \frac{60}{2} = 30 \text{ Hz} \quad (5.153)$$

$$C_{iBat}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} = \frac{3,209s + 357,5}{s} \quad (5.154)$$

A Função de Transferência de Laço Aberto com o compensador ($F T L A_{i B a t c C}(s)$) é mostrada na equação (5.155).

$$F T L A_{i B a t c C}(s) = C_{i B a t}(s) a t(s) K_{P W M}(s) K_{g y r} G_{i B a t}(s) H_{i B a t}(s) H_f(s) K_{A / D}(s) \quad (5.155)$$

Os Diagramas de Bode da $F T L A$ com e sem o controlador de corrente projetado são apresentados na Figura 65, respectivamente. Observa-se que, conforme desejado, a frequência de cruzamento encontra-se em 30 Hz e MF de 60°.



Fonte: Elaborado pelo autor.

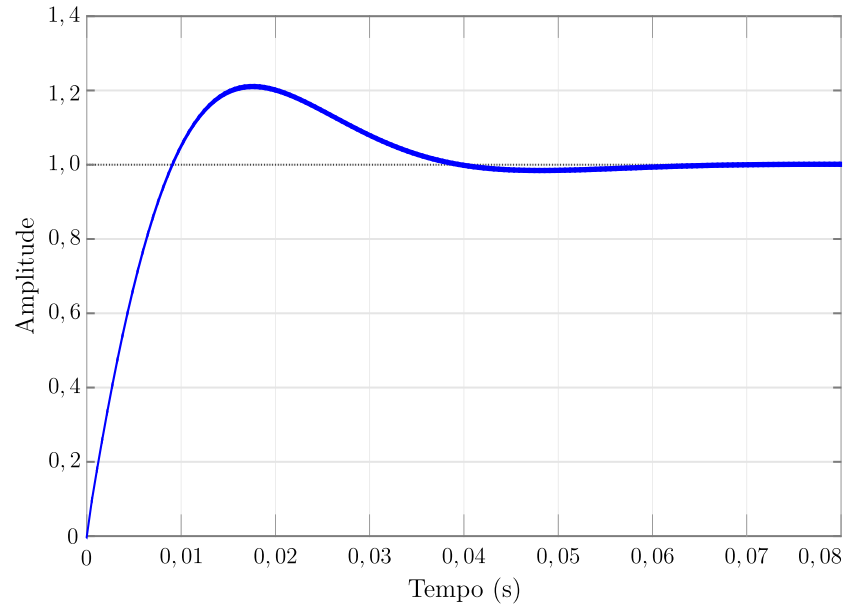
A resposta ao degrau unitário é mostrada na Figura 66. Já na Tabela 19 são apresentadas as principais características do controlador PI projetado.

Utilizando o método *Tustin* discretiza-se o controlador projetado de modo a obter o

compensador discreto mostrado na equação (5.156).

$$C_{i_{Bat}}(z) = K_p + \frac{K_i}{\left(\frac{2(z-1)}{T_a(z+1)}\right)} = 3,209 - \frac{357,5}{\left(\frac{2(z-1)}{23,8 \cdot 10^{-6}(z+1)}\right)} = \frac{3,213z - 3,205}{z - 1} \quad (5.156)$$

Figura 66 – Resposta ao degrau unitário da malha da tensão i_{Bat} .



Fonte: Elaborado pelo autor.

Tabela 19 – Características do controlador da malha da tensão i_{Bat} .

Parâmetro	Valor
Frequência de cruzamento	30 Hz
Margem de fase	60°
Tempo de subida	6,99 ms
<i>Overshoot</i>	21,1%
Tempo de estabelecimento	36,1 ms

Fonte: Elaborado pelo autor.

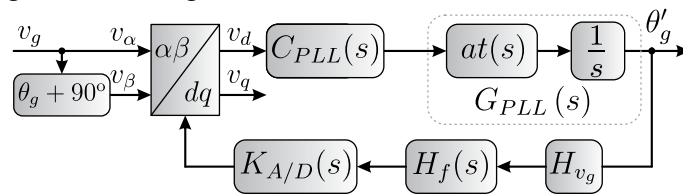
A equação à diferenças para implementação do compensador é mostrada na equação (5.157). Sendo $u_{i_{Bat}}(k)$ e $u_{i_{Bat}}(k-1)$ os sinais de controle atual e anterior, respectivamente, e $e_{i_{Bat}}(k)$ e $e_{i_{Bat}}(k-1)$ os sinais de erros atual e anterior considerando o tempo $t = kT_a$.

$$u_{i_{Bat}}(k) = u_{i_{Bat}}(k-1) + 3,21321e_{i_{Bat}}(k) - 3,20469e_{i_{Bat}}(k-1) \quad (5.157)$$

5.7.6 Circuito de sincronismo

Considerando a operação no modo G2V é necessário a adoção de um algoritmo que proporcione a detecção da frequência e do ângulo de fase da tensão da rede, assim, adota-se o uso do *Phase Locked Loop* (PLL). O diagrama de blocos simplificado da malha de sincronismo é mostrado na Figura 67.

Figura 67 – Diagrama de blocos da malha de sincronismo.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Considerando o atraso de amostragem e o integrador como a planta a ser controlada, a Função de Transferência de Laço Aberto sem compensador ($FTLA_{PLL_{sc}}(s)$) é apresentada na equação (5.158).

$$FTLA_{PLL_{sc}}(s) = G_{PLL}(s)H_{v_g}(s)H_f(s)K_{A/D}(s) \quad (5.158)$$

A frequência de cruzamento utilizada é indicada na equação (5.159). Para a obtenção de uma resposta subamortecida escolheu-se MF de 55°. A função de transferência do controlador PI projetado para esse malha é apresentada na equação (5.160).

$$f_{c_{PLL}} = \frac{f_g}{5} = \frac{60}{5} = 12 \text{ Hz} \quad (5.159)$$

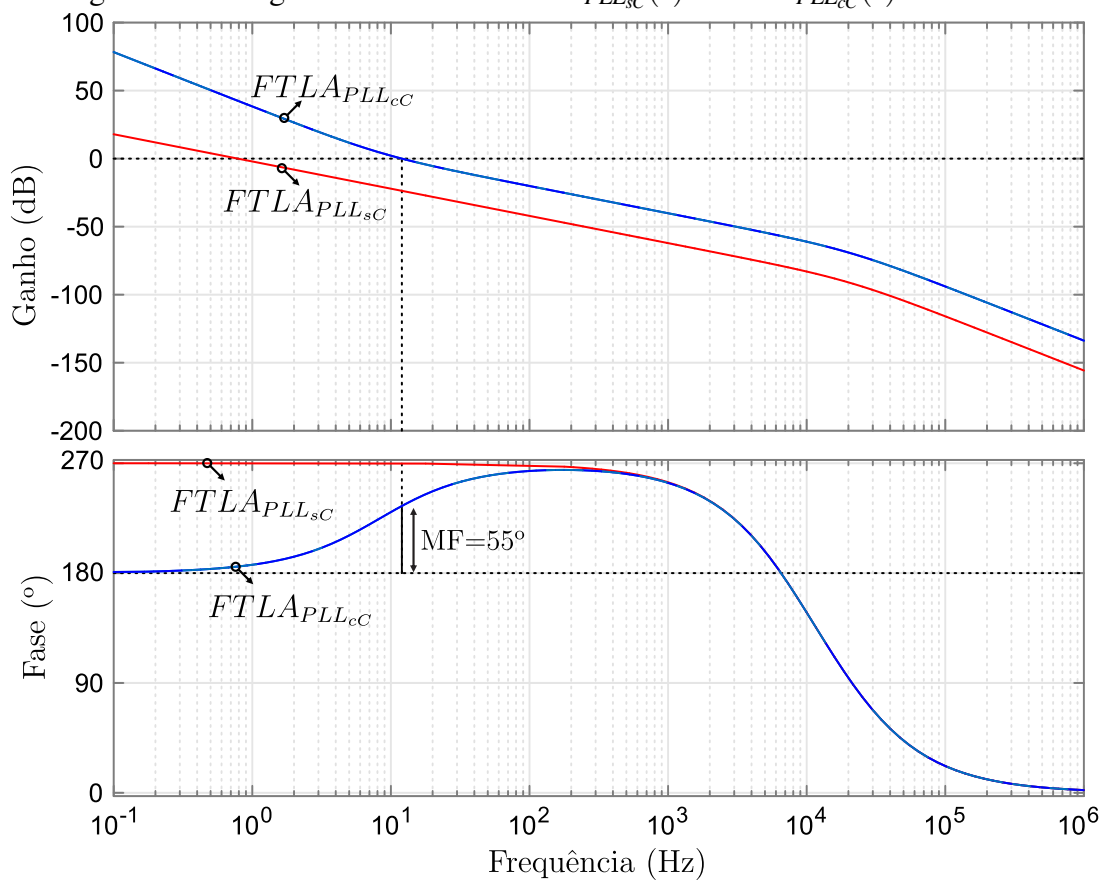
$$C_{PLL}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} = \frac{12,52s + 656,2}{s} \quad (5.160)$$

A Função de Transferência de Laço Aberto com o compensador ($FTLA_{PLL_{cc}}(s)$) é mostrada na equação (5.161).

$$FTLA_{PLL_{cc}}(s) = C_{PLL}G_{PLL}(s)H_{v_g}(s)H_f(s)K_{A/D}(s) \quad (5.161)$$

Os Diagramas de Bode da $FTLA$ com e sem o controlador projetado são apresentados na Figura 68, respectivamente. Vale salientar que conforme desejado a frequência de cruzamento encontra-se em 12 Hz e MF com 55°, .

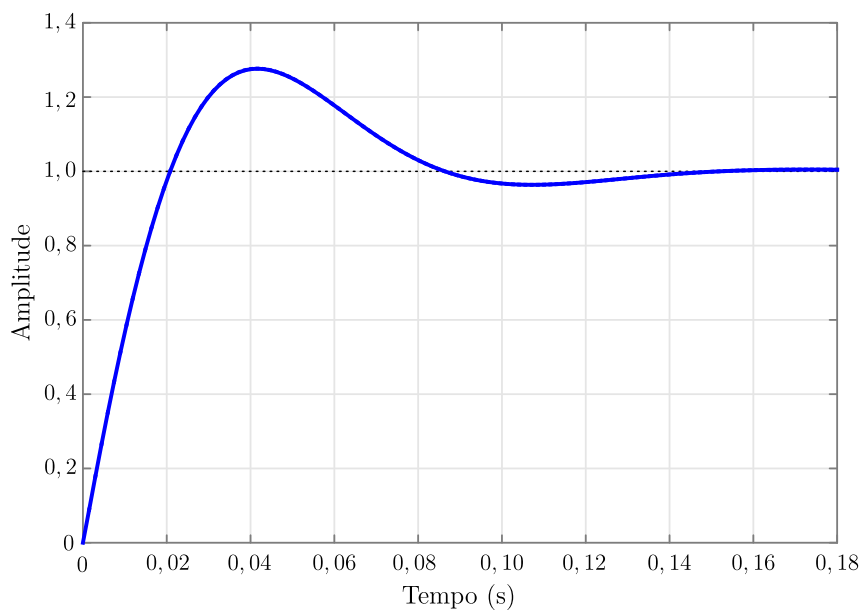
Figura 68 – Diagrama de bode da $F_{TLA_{PLL_{sC}}}(s)$ e $F_{TLA_{PLL_{cC}}}(s)$.



Fonte: Elaborado pelo autor.

A resposta ao degrau unitário é mostrada na Figura 69. Já na Tabela 20 são apresentadas as principais características do controlador PI projetado.

Figura 69 – Resposta ao degrau unitário da malha de sincronismo.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Tabela 20 – Características do controlador da malha de sincronismo.

Parâmetro	Valor
Frequência de cruzamento	12 Hz
Margem de fase	55°
Tempo de subida	16,1 ms
<i>Overshoot</i>	27,6%
Tempo de estabelecimento	129 ms

Fonte: Elaborado pelo autor.

Utilizando o método *Tustin* discretiza-se o controlador projetado de modo a obter o compensador discreto mostrado na equação (5.162).

$$C_{PLL}(z) = K_p + \frac{K_i}{\left(\frac{2(z-1)}{T_a(z+1)}\right)} = 12,52 + \frac{656,2}{\left(\frac{2(z-1)}{23,8 \cdot 10^{-6}(z+1)}\right)} = \frac{12,52z - 12,51}{z - 1} \quad (5.162)$$

A equação à diferenças do compensador é mostrada na equação (5.163). Sendo $u_{PLL}(k)$ e $u_{PLL}(k-1)$ os sinais de controle atual e anterior, respectivamente, e $e_{PLL}(k)$ e $e_{PLL}(k-1)$ os sinais de erros atual e anterior considerando o tempo $t = kT_a$.

$$u_{PLL}(k) = u_{PLL}(k-1) + 12,53328e_{PLL}(k) - 12,50766e_{PLL}(k-1) \quad (5.163)$$

5.8 Considerações finais

Neste capítulo foram apresentados os parâmetros e considerações utilizadas no projeto de potência do conversor. Além dos projetos físicos dos elementos magnéticos e as características do DSP utilizado na implementação do controle.

Em vista a estratégia de controle adotada foram apresentados os diagramas e projeto dos circuitos de medição das variáveis do sistema que deveram ser controladas, assim como, foram projetados seus respectivos controladores.

6 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS

6.1 Considerações iniciais

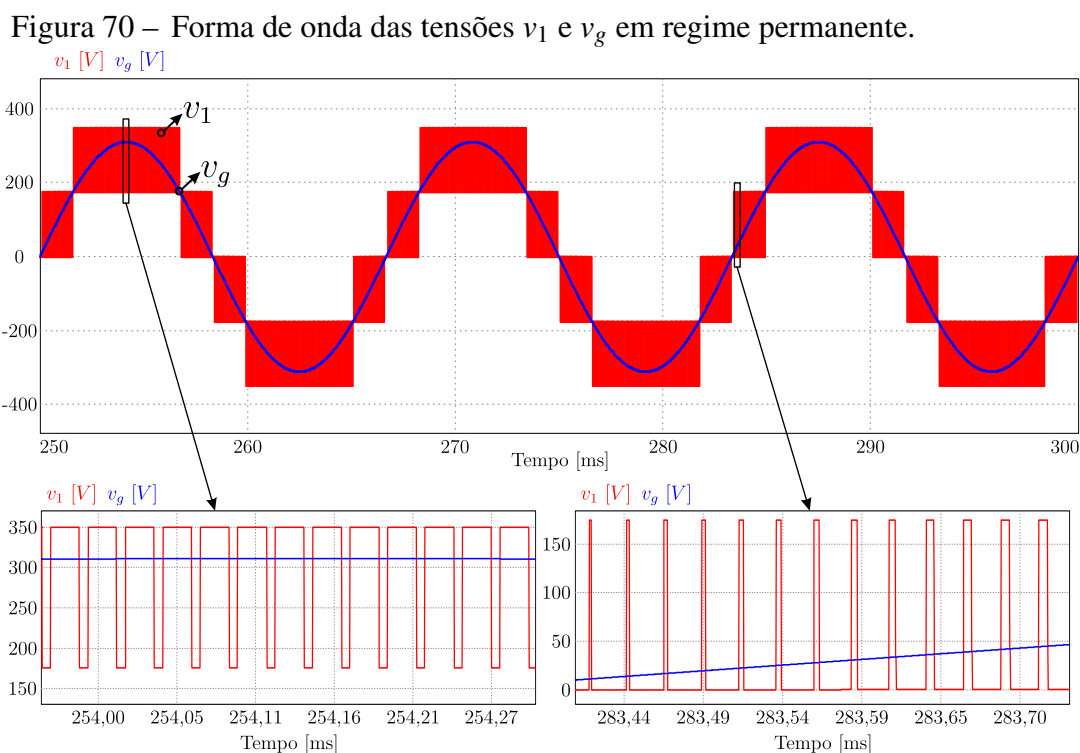
Neste capítulo serão apresentados os resultados de simulação do conversor operando no modo G2V, considerando uma carga resistiva conectada na porta III, quando da operação em regime permanente e dinâmico.

Além disso serão apresentados os resultados experimentais do lado primário do conversor através da utilização de um protótipo experimental com carga de 750 W considerando sua operação em regime permanente e dinâmico.

6.2 Resultados de simulação

6.2.1 Análise em regime permanente

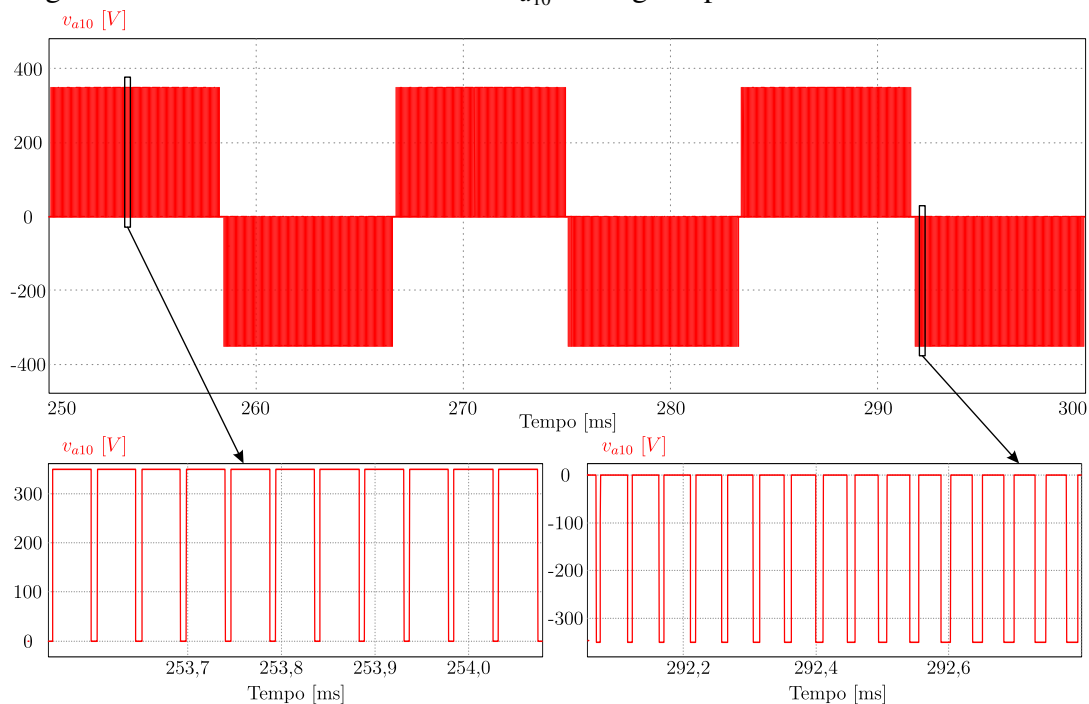
Na Figura 70 é apresentada a forma de onda da tensão v_1 que, conforme mencionado na análise quantitativa, possui cinco níveis cujos valores são definidos pela equação (3.20). Nessa mesma figura são apresentados detalhes do chaveamento considerando o pico da tensão da rede (M máximo) e próximo a passagem com zero (M mínimo).



Fonte: Elaborado pelo autor.

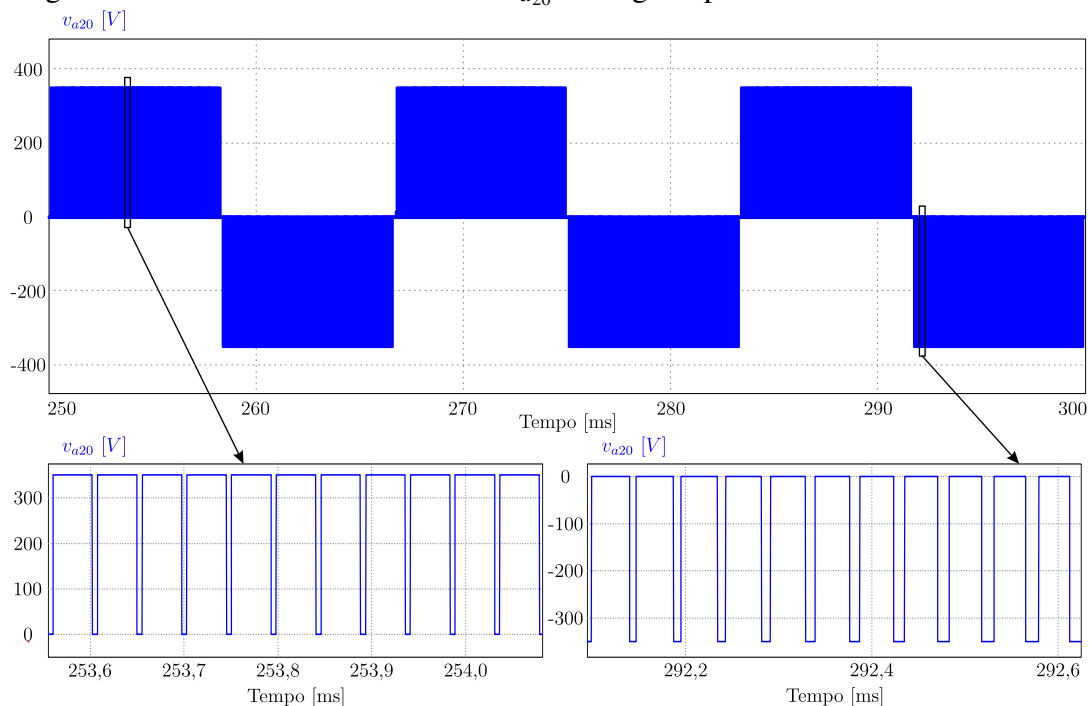
As tensões sintetizadas por cada um dos braços NPC do lado primário, v_{a10} e v_{a20} apresentam três níveis distintos cujos formatos de onda são mostrados nas Figura 71 e 72, respectivamente.

Figura 71 – Forma de onda da tensão v_{a10} em regime permanente.



Fonte: Elaborado pelo autor.

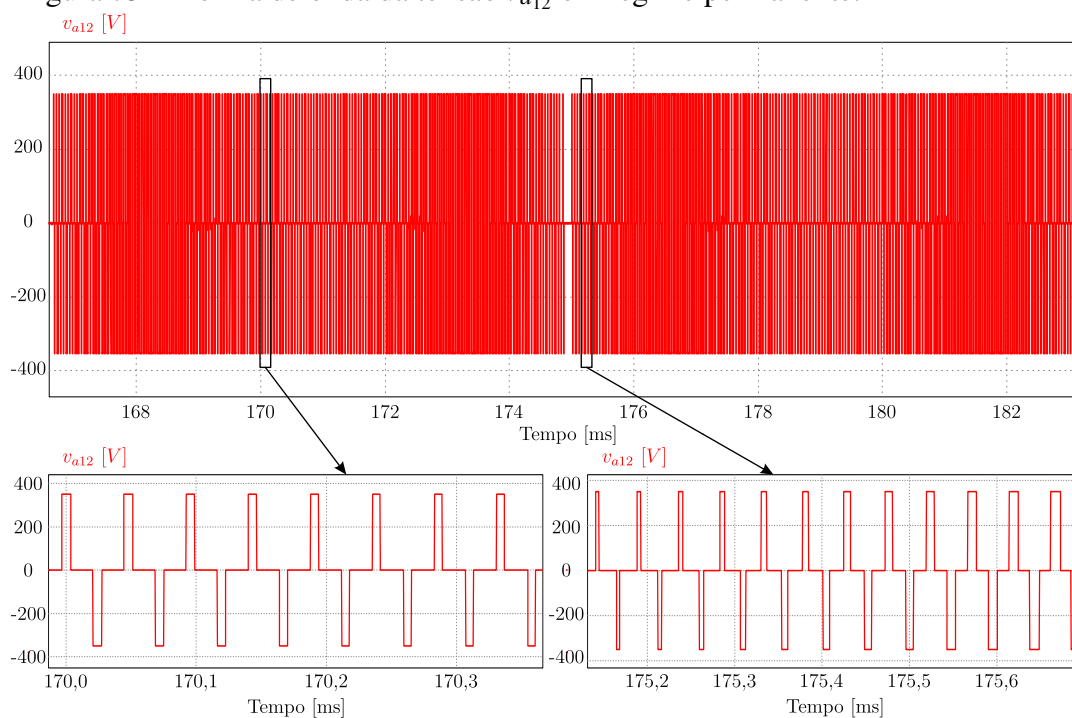
Figura 72 – Forma de onda da tensão v_{a20} em regime permanente.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Na Figura 73 apresenta a forma de onda da tensão v_{a12} cujo comportamento foi apresentado na análise quantitativa do conversor. Nessa mesma figura são apresentados detalhes do chaveamento considerando o instante em que M apresenta maior valor e próximo ao cruzamento com o zero (baixo valor de M).

Figura 73 – Forma de onda da tensão v_{a12} em regime permanente.



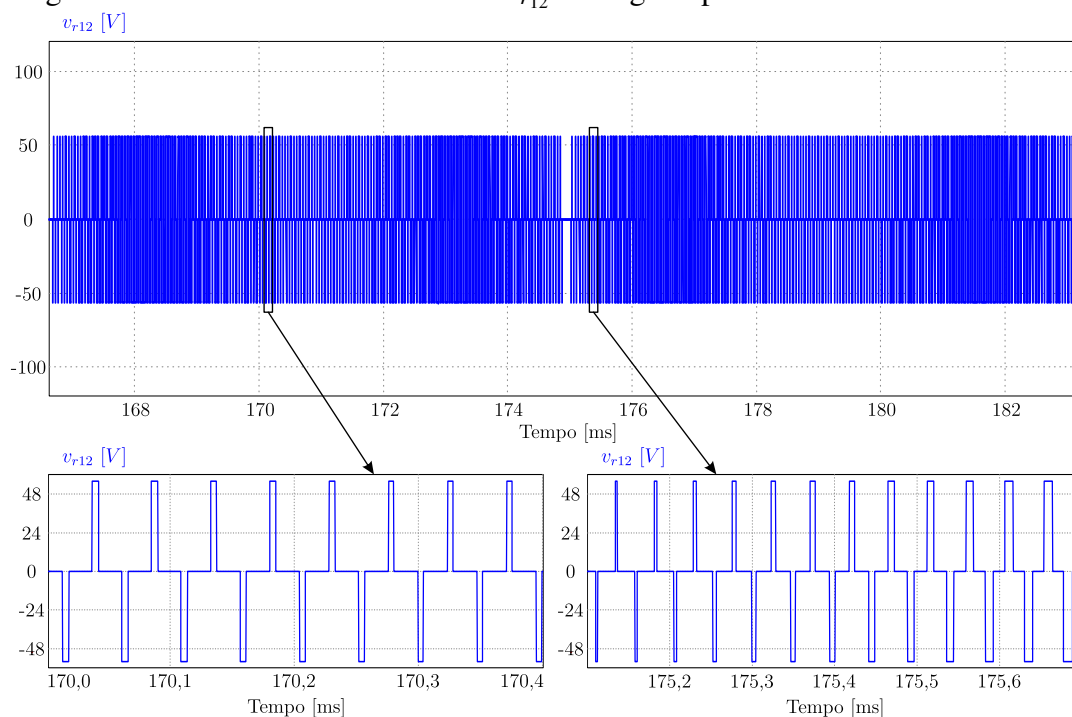
Fonte: Elaborado pelo autor.

Na Figura 74 é mostrada a forma de onda da tensão v_{r12} , ou seja, no enrolamento secundário de transformador. Conforme esperado a forma de onda apresenta mesmo formato mostrado na análise quantitativa na Figura 31.

Um dos objetivos estabelecidos na estratégia de controle se refere a operação com PFC. Desse modo, na Figura 75 são apresentadas as formas de onda da tensão e corrente na rede elétrica. Percebe-se que i_1 apresenta forma de onda senoidal e encontram-se em fase com v_g de modo a apresentar $FP = 0,999$ e $THD_{i_1} = 3,99\%$. Portanto, o controlador projetado atuou conforme esperado.

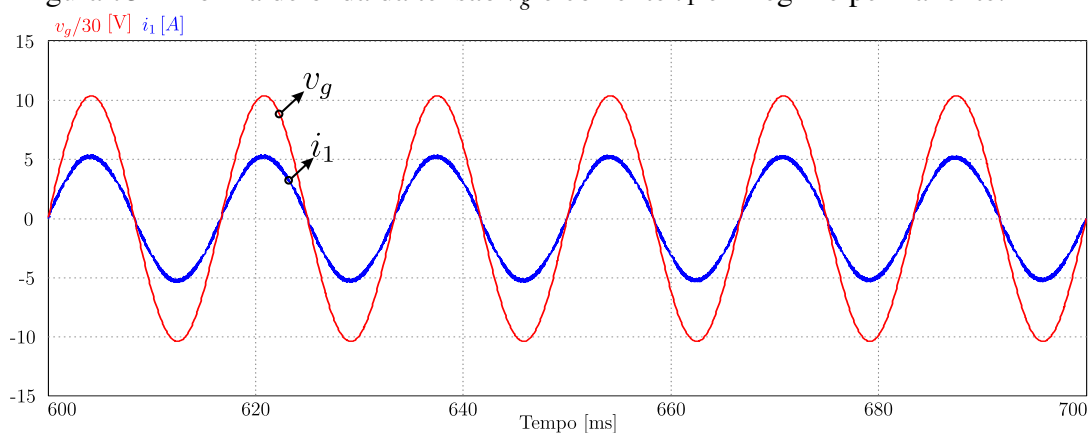
Com relação a tensão da porta II (v_2) e tensão diferencial v_d obteve-se como resultados as formas de onda mostradas na Figura 76. Observa-se que tanto v_{21} quanto v_{22} apresentam valor médio de 350 V, de modo que, v_2 é igual a 700 V ($v_{21} + v_{22}$), apresentando ondulação de 9,16 V ou 1,3%, e v_d é nula ($v_{21} - v_{22}$). Com o balanceamento de tensões obtido, garante-se que as chaves serão submetidas a mesma tensão.

Figura 74 – Forma de onda da tensão v_{r12} em regime permanente.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 75 – Forma de onda da tensão v_g e corrente i_1 em regime permanente.



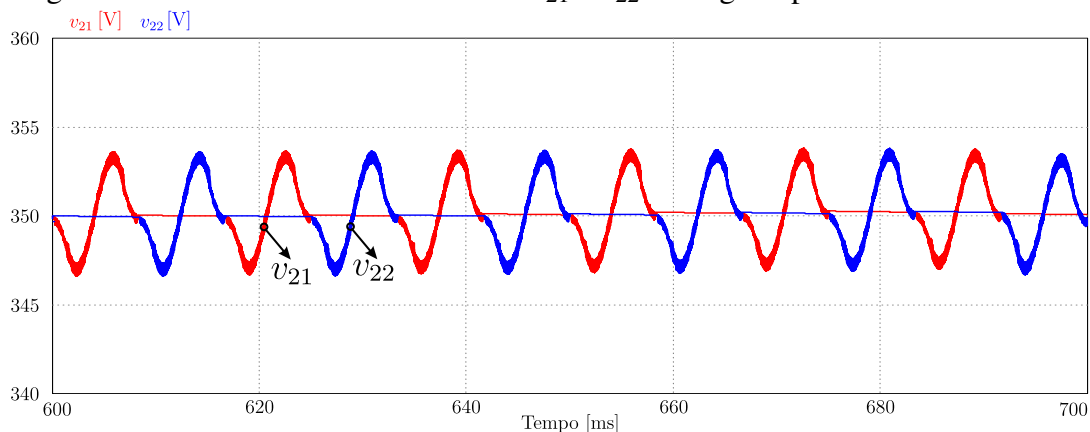
Fonte: Elaborado pelo autor.

A forma de onda da tensão na porta III (v_{Bat}) é mostrada na Figura 77. Observa-se que o valor médio de v_{Bat} encontra-se regulado em 56 V e apresentando ondulação de 1,1 V, ou seja 1,96%, portanto dentro da ondulação de tensão estabelecida na etapa de projeto.

6.2.2 Análise em regime dinâmico

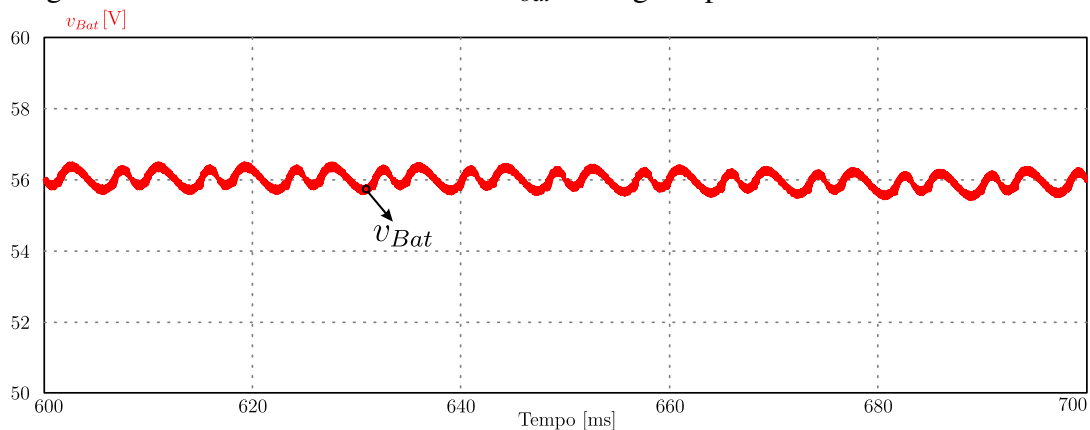
Para testar a atuação dos compensadores foram realizadas simulações do conversor para verificar seu comportamento quando submetido a degraus de carga. Sendo o primeiro de 100% para 50% da carga e o segundo de 50% para 100% da carga.

Figura 76 – Forma de onda das tensões v_{21} e v_{22} em regime permanente.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 77 – Forma de onda da tensão v_{bat} em regime permanente.



Fonte: Elaborado pelo autor.

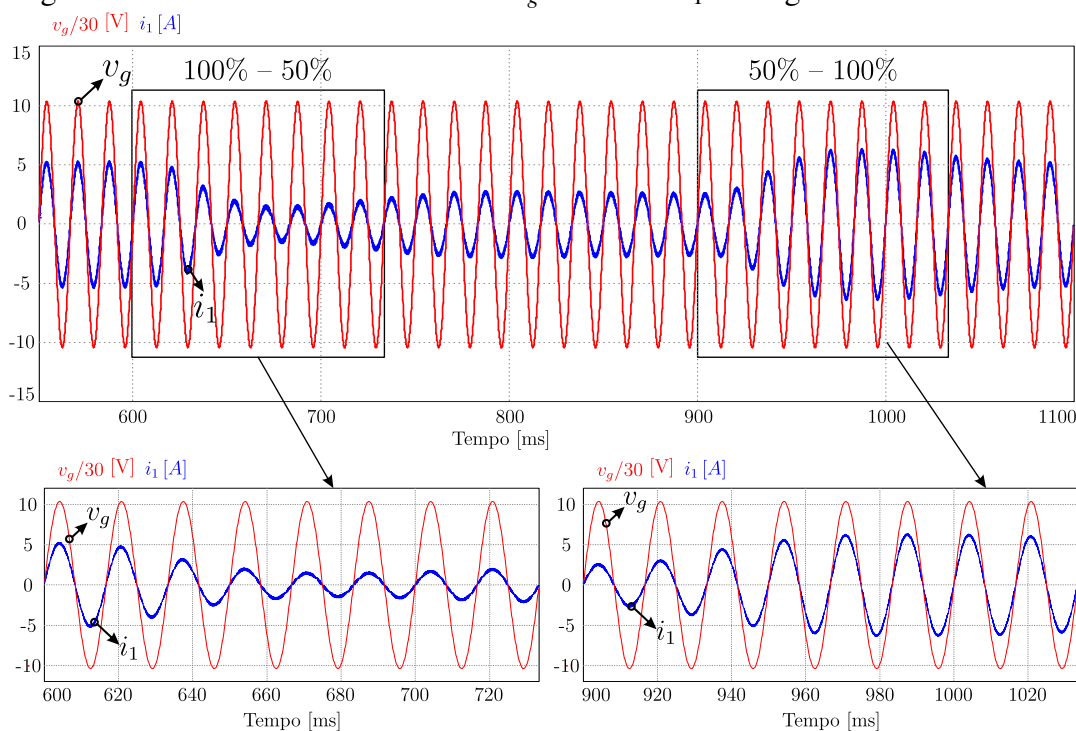
Na Figura 78 é apresentado o comportamento dinâmico da tensão v_g e corrente i_1 . Verifica-se que mesmo diante da mudança brusca de carga o compensador foi capaz de manter a operação com PFC. Considerando o sistema estável quando apresenta uma erro estático de 1% em relação ao valor nominal o tempo de estabilização observado na corrente i_1 durante o degrau de 100% para 50% foi de aproximadamente 133,7 ms, enquanto no degrau de 50% para 100% foi da ordem de 58,28 ms.

Através das formas de onda apresentadas na Figura 79 observa-se que o compensador da malha de tensão diferencial atuou para manter as tensões v_{21} e v_{22} balanceadas durante a mudança de carga. Na transição de cargas, 100% para 50%, é observada uma oscilação de aproximadamente 10,9 V, equivalente a 3,11% da tensão nominal em cada capacitor e tempo de estabilização de 98,69 ms. Na transição de 50% para 100% apresenta uma oscilação de 13 V, aproximadamente 3,71% do valor nominal e tempo de estabilização de 136,36 ms.

O comportamento dinâmico da tensão v_{Bat} quando submetidos aos degraus de carga é mostrado na Figura 80. Durante o degrau de 100% para 50% observa-se oscilação de 2,65 V,

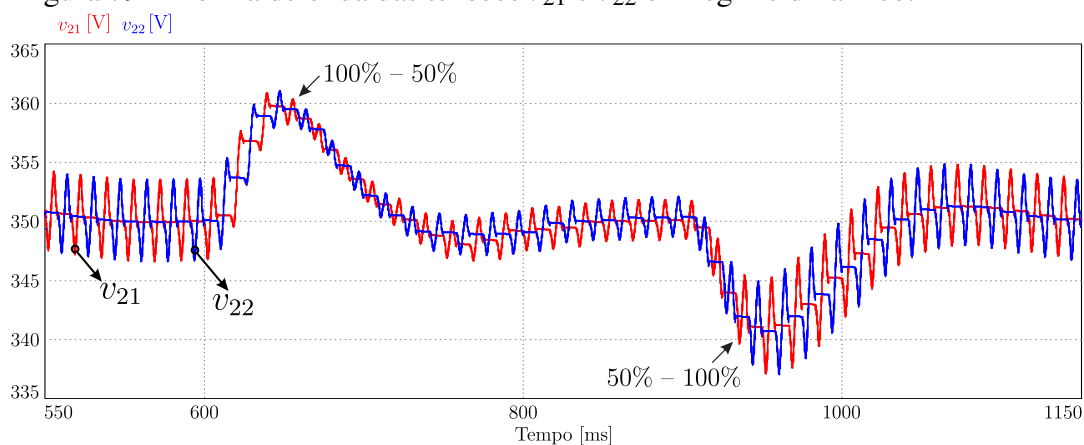
equivalente a 4,7% do valor nominal e tempo de estabilização da aproximadamente 53,38 ms considerando o erro estático de 1% em relação ao valor nominal. Na transição de 50% para 100% observa-se oscilação de 2,77 V, equivalente a 4,94% do valor nominal e tempo de estabilização de aproximadamente 81,30 ms.

Figura 78 – Formas de onda da tensão v_g e corrente i_1 em regime dinâmico.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 79 – Forma de onda das tensões v_{21} e v_{22} em regime dinâmico.

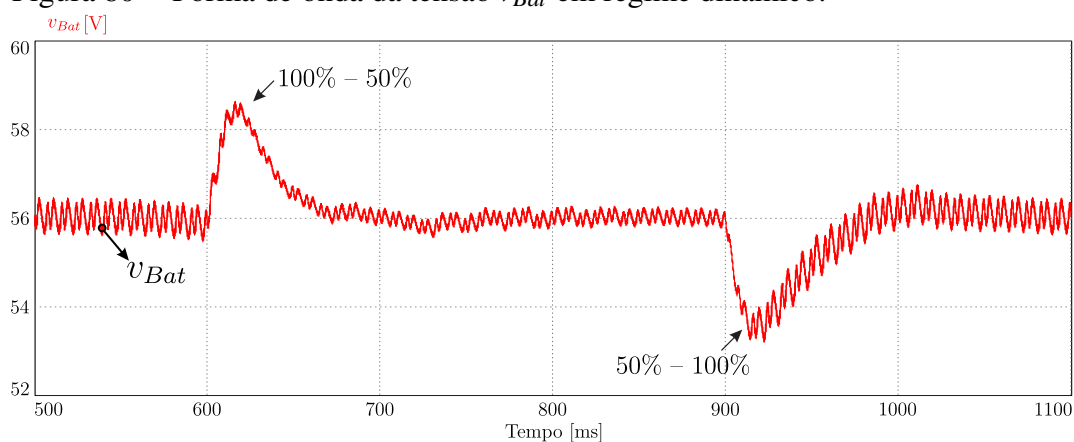


Fonte: Elaborado pelo autor.

Afim de verificar a atuação das malhas de controle do lado secundário o conversor foi submetido a degraus de carga, inicialmente, de 100% para 50% e de 50% para 100%. Nesta situação haverá aumento da resistência conectada na porta III do conversor que provocará a

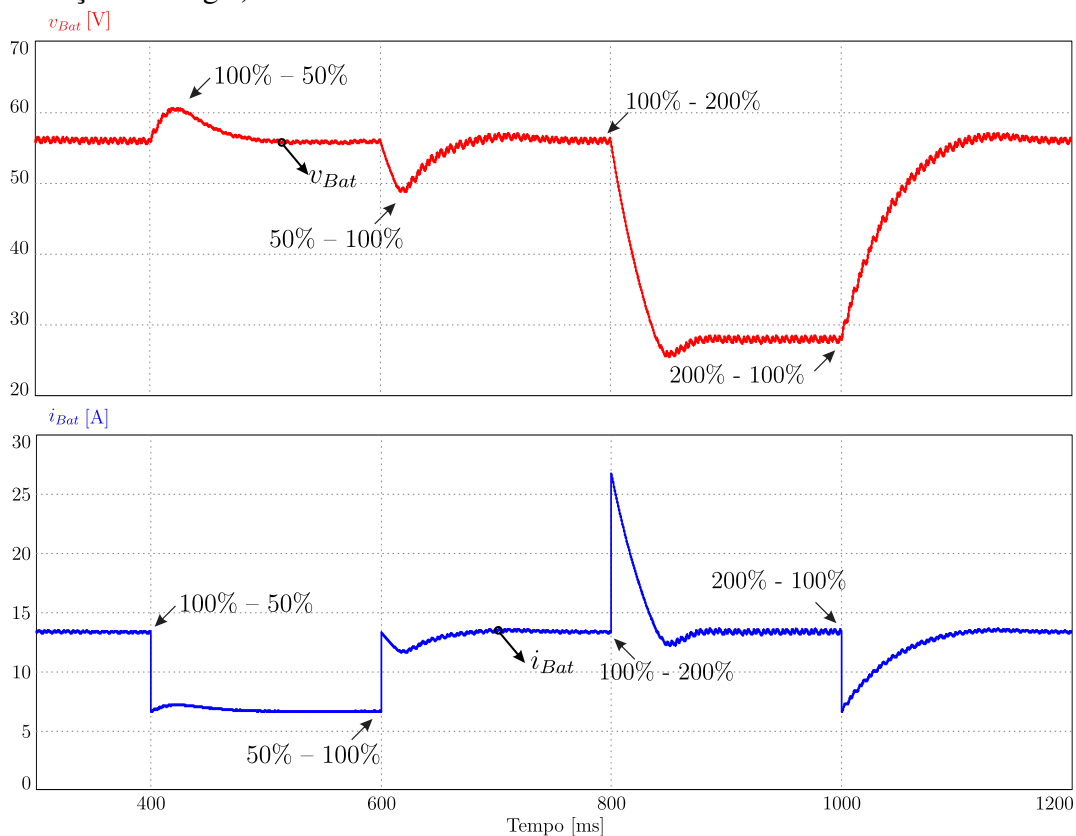
atuação da malha de controle de v_{Bat} . Já na situação do degrau de 100% para 200% e de 200% para 100% haverá redução do valor da resistência na porta III do conversor o que provocaria uma elevação no valor da corrente, desse modo, a malha de i_{Bat} deverá atuar de modo a controlar a corrente no valor desejado. Os resultados obtidos nesse testes são apresentados na Figura 81.

Figura 80 – Forma de onda da tensão v_{Bat} em regime dinâmico.



Fonte: Elaborado pelo autor.

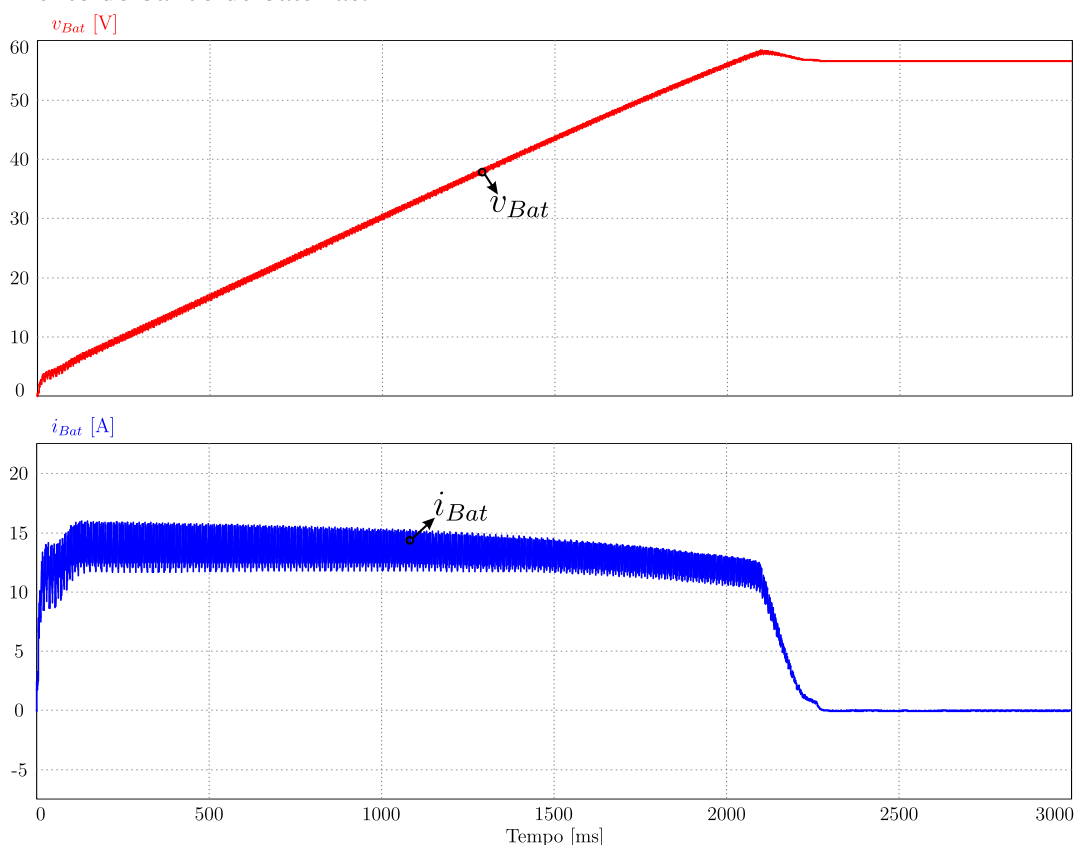
Figura 81 – Resposta das malhas de controle do lado secundário do conversor a variação de carga.)



Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 82 apresenta as formas de onda da tensão e corrente considerando a implementação do modelo de bateria descrita no APÊNDICE A. Conforme observado a estratégia de carga consiste em manter o valor da corrente constante enquanto a tensão aumenta gradativamente. Ao atingir o valor nominal, a malha de tensão atuará para proteger a bateria contra sobrecarga.

Figura 82 – Forma de onda da tensão v_{Bat} e corrente i_{Bat} para condição de carregamento do banco de baterias.



Fonte: Elaborado pelo autor.

6.3 Resultados experimentais

Os testes experimentais foram realizados em laboratório após a montagem do protótipo cujos principais componentes da parte de potência são descritos na Tabela 21.

Na Figura 83 é apresentado o protótipo utilizado durante os ensaios. É possível observar a placa de potência e barramento do lado primário, placa de medição e controle, de alta frequência, indutor de transferência de potência, placa de potência do lado secundário autotransformador, indutor de entrada, barramento do lado secundário e fonte CC auxiliar.

Na Tabela 22 são listados os tipos e modelo dos equipamentos utilizados no ensaio

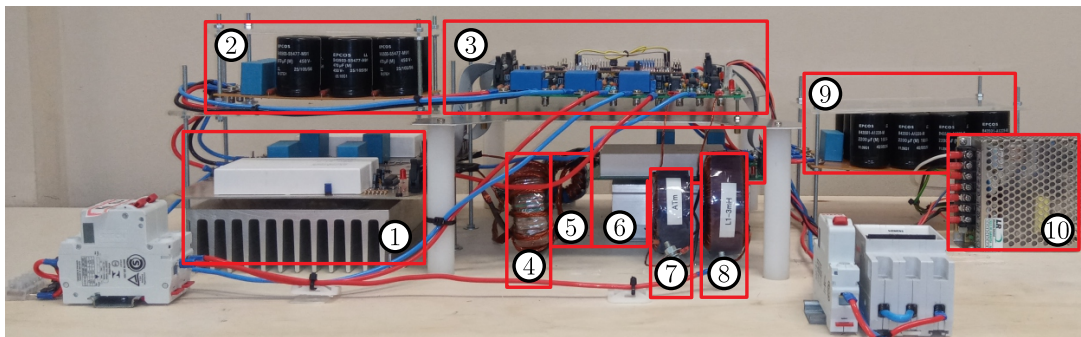
do protótipo do conversor em estudo.

Tabela 21 – Componentes da parte de potência do protótipo.

Componente	Modelo	Quantidade	Especificações
Chaves	IRGP50B60PD1	12	600V/33A
Diodos	SCS230AE2	4	650/30A
Drives	SKHI61R	3	-
Capacitores do primário	B43503-S5477-M91	6	470 μ F/450V
Capacitores do secundário	B43501-A1228-M	12	2200 μ F/160V

Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 83 – Protótipo usado nos ensaios experimentais.



- | | |
|---|---|
| ① Placa de potência do lado primário; | ⑥ Placa de potência do lado secundário; |
| ② Barramento do lado primário; | ⑦ Autotransformador; |
| ③ Placa de medição e controle; | ⑧ Indutor de entrada; |
| ④ Transformador de alta frequência; | ⑨ Barramento do secundário; |
| ⑤ Indutor de transferência de potência; | ⑩ Fonte CC auxiliar. |

Fonte: Elaborado pelo autor.

Tabela 22 – Equipamentos utilizados nos ensaios experimentais.

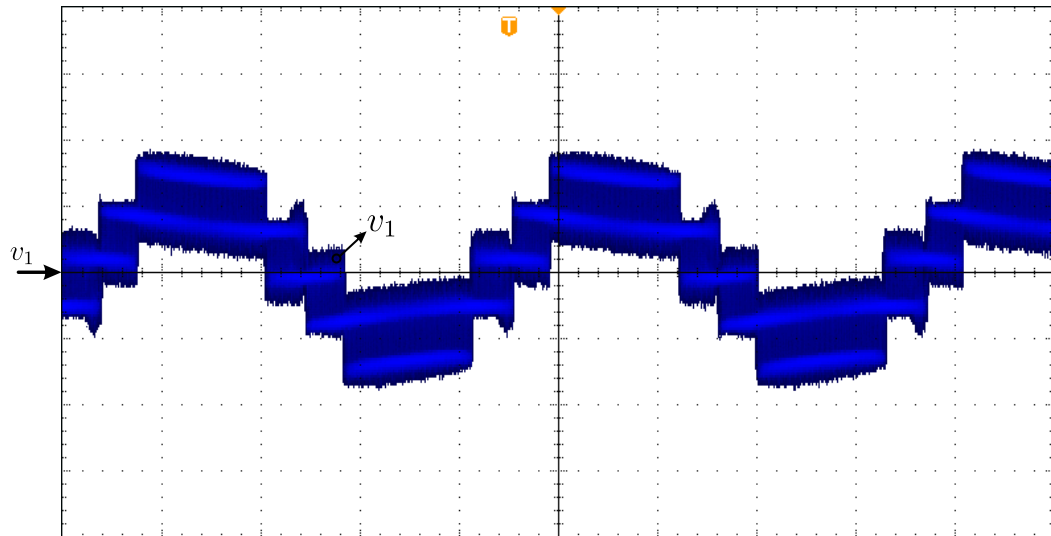
Equipamento	Modelo	Fabricante
Osciloscópio	DPO 3014	Tektronix
Osciloscópio	MSO 5034	Tektronix
Ponteira diferencial de tensão	P5200A	Tektronix
Ponteira de corrente	TCPA300	Tektronix
Multímetro digital	TY530	Yokogawa

Fonte: Elaborado pelo autor.

Para fins de validação da estrutura o protótipo foi submetido a ensaios considerando as especificações apresentadas na Tabela 6. Inicialmente foi verificado que conforme análise quantitativa a tensão v_1 apresentou cinco níveis, $\left\{-\frac{V_2}{2}, -\frac{V_2}{4}, 0, \frac{V_2}{4}, \frac{V_2}{2}\right\}$, cuja forma de onda é apresentada na Figura 84.

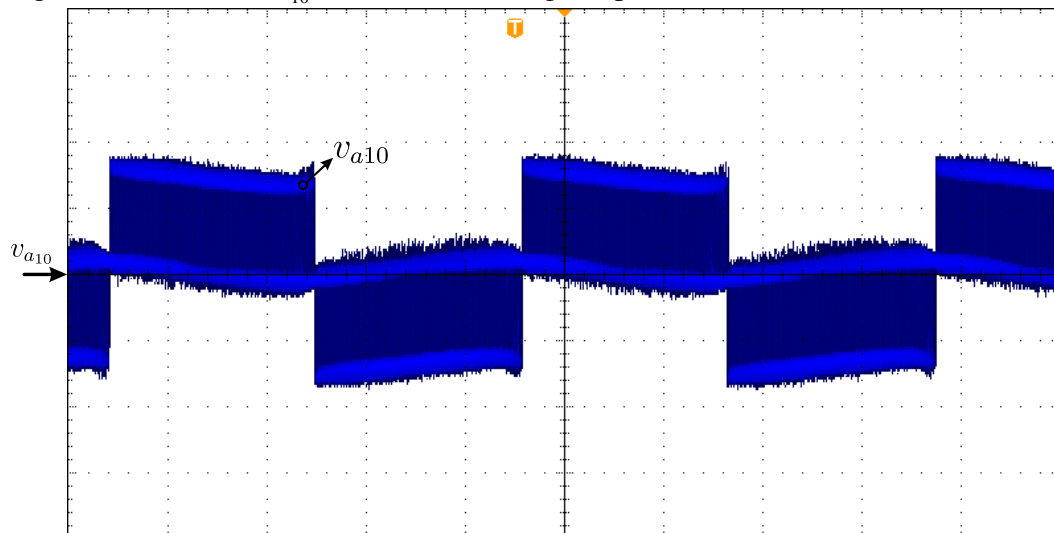
Nas Figuras 85 e 86 são apresentadas as formas de onda das tensões nos braços NPC que compõem o lado primário do conversor, ou seja, v_{a10} e v_{a20} . Observa-se que ambas apresentam formatos de onda condizentes com o comportamento estabelecido e verificado na durante a análise quantitativa e nos resultados de simulação, variando entre os níveis de tensão $\left\{-\frac{V_2}{2}, 0, \frac{V_2}{2}\right\}$.

Figura 84 – Tensão v_1 (250 V/div) em regime permanente; (t : 4 ms/div).



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 85 – Tensão v_{a10} (250 V/div) em regime permanente; (t : 4 ms/div).



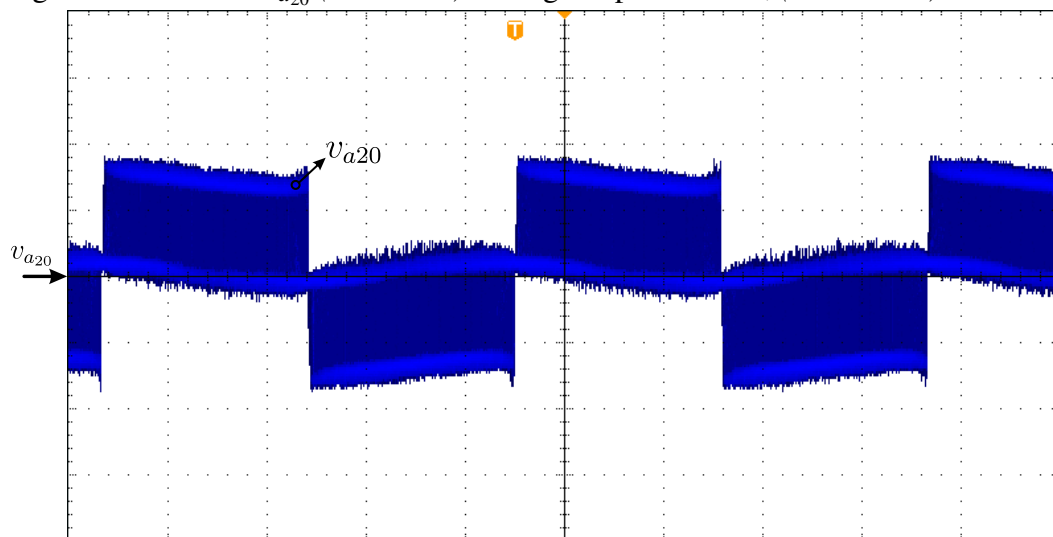
Fonte: Elaborado pelo autor.

Adotando a operação do lado primário do protótipo com potência nominal e no modo G2V, na Figura 87 são apresentados as formas de onda da tensão e corrente na rede (v_g e i_1 , respectivamente), além das tensões nos capacitores que compõem o barramento do lado primário

(v_{21} e v_{22}) operando em regime permanente.

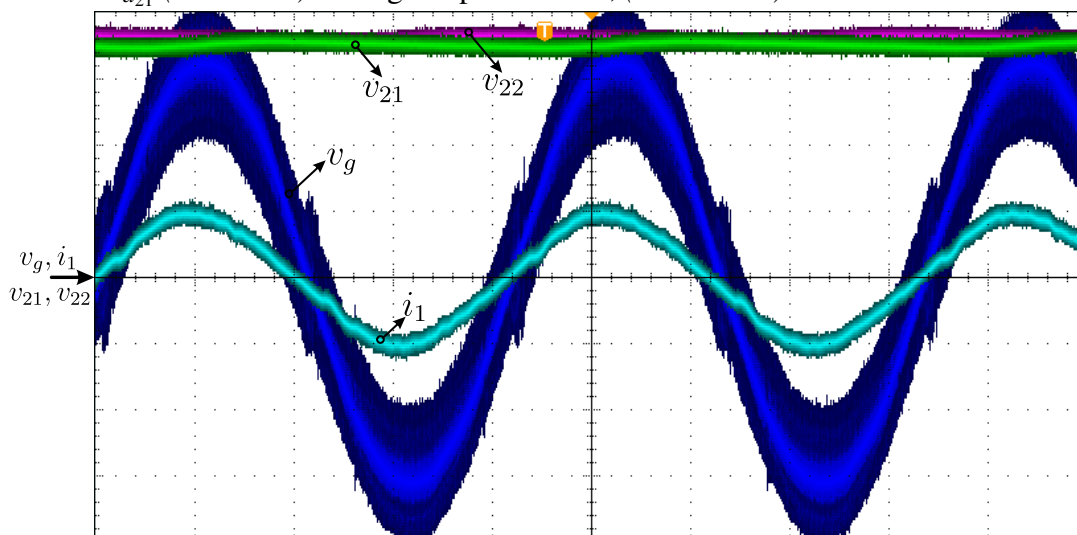
Nessa condição de operação observa-se a obtenção de alto fator de potência, visto que i_1 apresenta formato senoidal e em fase com v_g . Ademais as tensões v_{21} e v_{22} apresentaram, nessa ordem, valores médios de 344 V e 357 V, o que representa erro de 1,71% e 2%, respectivamente, quando comparado com o valor nominal determinado na etapa de projeto.

Figura 86 – Tensão v_{a20} (250 V/div) em regime permanente; (t : 4 ms/div).



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 87 – Tensão v_g (100 V/div), corrente i_1 (5 A/div), tensão v_{a21} (100 V/div) e tensão v_{a21} (100 V/div) em regime permanente; (t : 4 ms/div).



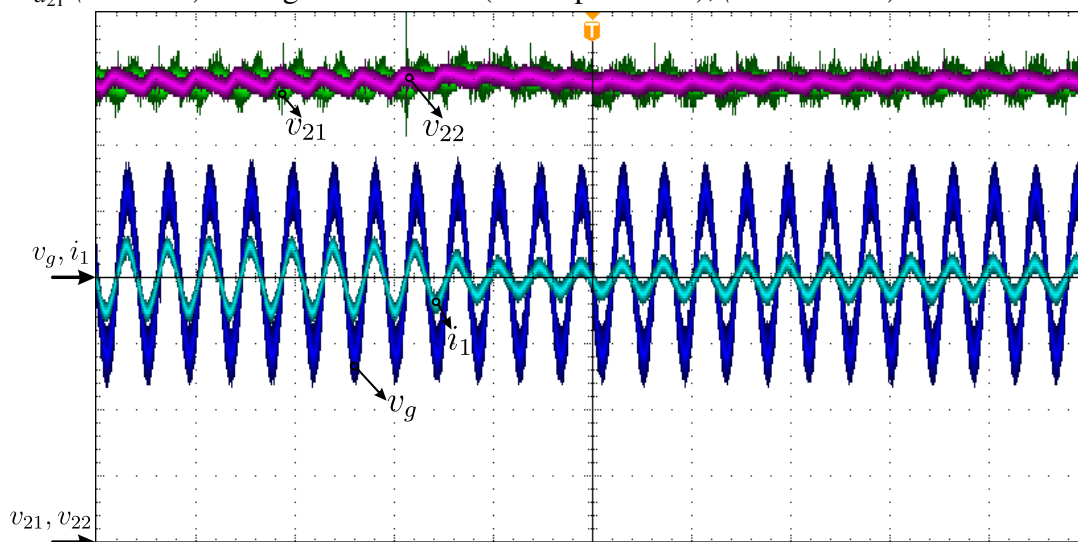
Fonte: Elaborado pelo autor.

Para validar o projeto dos controladores foi conectada uma carga resistiva no barramento do lado primário. Inicialmente o protótipo foi testado para a operação com 100% da potência da carga (750 W), sendo na sequência ajustada, de modo abrupto, para operação com

50% da potência da carga (375 W). Por seguinte, a carga novamente é ajustada, de modo abrupto, para o estado anterior, ou seja, operação com 100% da potência da carga.

Na Figura 88 são apresentados as formas de onda da tensão v_g , corrente i_1 e das tensões nos capacitores do barramento do lado primário v_{21} e v_{22} durante o degrau 100% para 50% da carga. Nesta observa-se que a corrente continua apresentando formato senoidal, sem aparente deformação, e rápido tempo de estabilização, aproximadamente dois ciclos da rede (33,33 ms). Em relação a v_{21} e v_{22} foi obtido sobressinais de 5,71% e 5,42% V, respectivamente, durante o transitório e tempo de estabilização de aproximadamente 83,33 ms. Ressalta-se ainda que a malha de balanceamento atuou de modo a mantê-las equilibradas.

Figura 88 – Tensão v_g (250 V/div), corrente i_1 (10 A/div), tensões v_{a21} (50 V/div) e v_{a22} (50 V/div) em regime dinâmico (100% para 50%); (t : 40 ms/div).



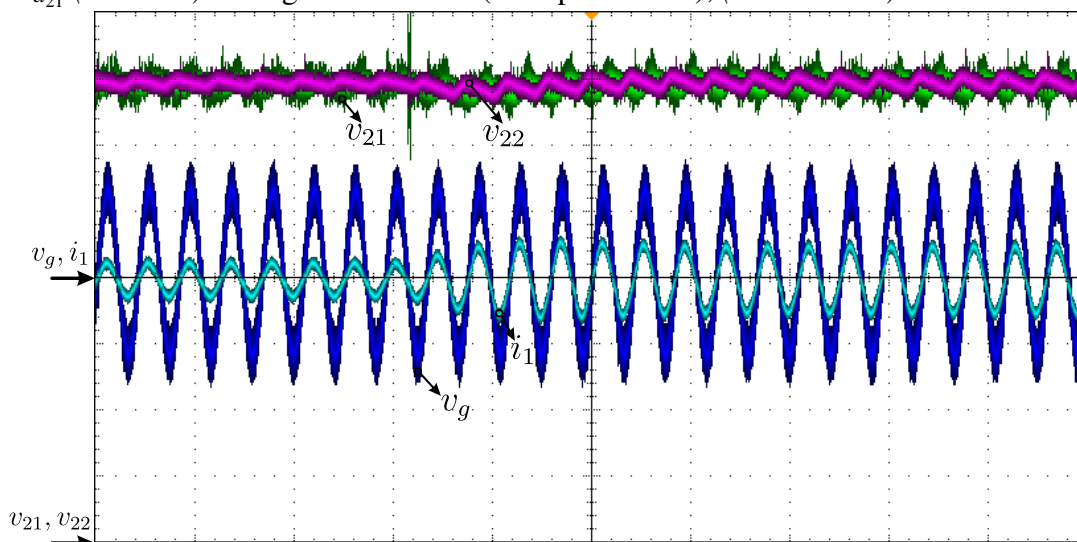
Fonte: Elaborado pelo autor.

Na Figura 89 são apresentadas as formas de onda da tensão v_g , corrente i_1 e das tensões nos capacitores do barramento do lado primário v_{21} e v_{22} durante o degrau 50% para 100% da carga. Nesta condição observa-se que também não há deformação no formato senoidal da corrente, assim como, e tempo de estabilização aproximado de dois ciclos da rede (33,33 ms). Ademais as tensões v_{21} e v_{22} foram observados sobressinais de 4,85% e 8,45%, respectivamente, e tempo de estabilização aproximado de seis ciclos de rede (83,33 ms). Como na situação anterior a malha de balanceamento manteve o equilíbrio entre as tensões v_{21} e v_{22} .

Na Figura 90 é apresentado o espectro harmônico da corrente i_1 e demais parâmetros medidos através da utilização da função análise da qualidade de energia fornecida pelo osciloscópio modelo MSO 5034 da Tektronix. Desse modo, ao analisar os resultados observa-se que o conversor atendeu os limites de correntes harmônica que podem ser injetados na rede CA,

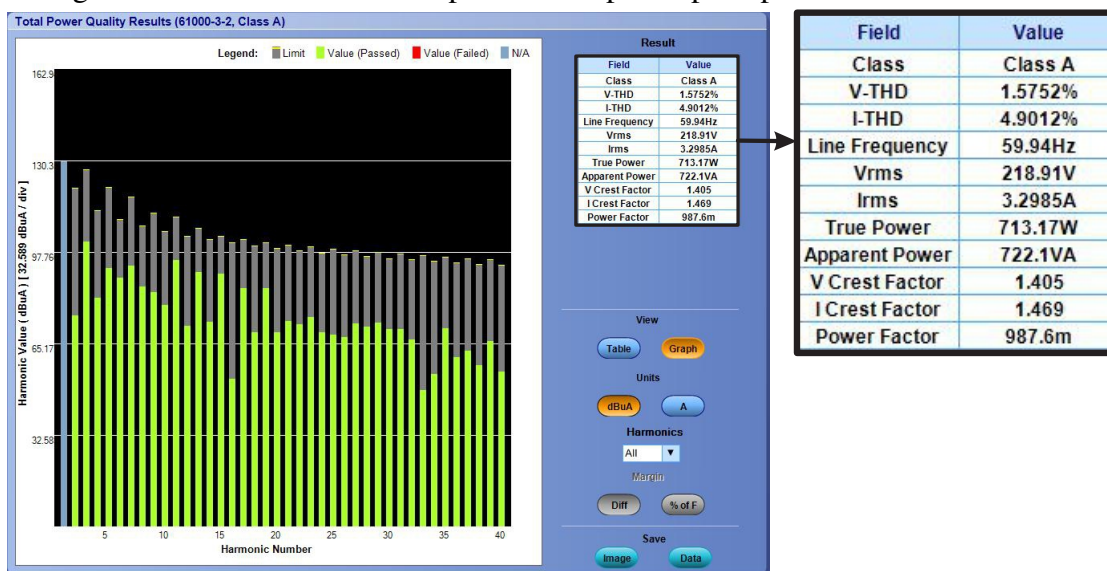
conforme estabelecidos pela norma IEC 61000-3-2 para equipamentos de classe A, obtendo-se um THD de 4,9012% e FP de 0,987.

Figura 89 – Tensão v_g (250 V/div), corrente i_1 (10 A/div), tensões v_{a21} (50 V/div) e v_{a22} (50 V/div) em regime dinâmico (50% para 100%); (t : 40 ms/div).



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 90 – THD e FP do lado primário do protótipo experimental.



Fonte: Elaborado pelo autor.

6.4 Considerações finais

Inicialmente neste capítulo foram apresentados os resultados de simulação do conversor considerando a operação em regime permanente e dinâmico. Através dos resultados obtidos

comprovou-se o funcionamento estratégia de controle e atuação dos compensadores projetados. Desse modo, foram obtidas operação com PFC e controle das tensões v_2 , v_d e v_{Bat} .

Com os ensaios experimentais foi possível validar o funcionamento do lado primário do conversor quando da operação em regime permanente com potência nominal, bem como, em regime dinâmico através da aplicação de degraus de carga.

7 CONCLUSÃO

A utilização de VEs, impulsionados em parte por questões ambientais, torna cada vez mais necessário o desenvolvimento de tecnologias que permitam a redução dos custos associados a sua aquisição. Dentre os fatores que podem ser apontados como entraves pode-se citar o alto custo das baterias empregadas na construção dos VEs.

Assim, a eletrônica de potência apresenta-se como uma área essencial para a popularização dos VEs, visto que, a proposição, e posterior implementação, de topologias de conversores empregados para o sistema de recarga das baterias podem auxiliar na maximização de sua vida útil.

Diante desse cenário neste trabalho propôs a utilização de uma topologia CA-CC multiportas isolado bidirecional para aplicação como carregador de baterias para um VE com fins agrícolas.

Desse modo, inicialmente foi apresentada revisão bibliográfica acerca dos tipos de VEs, tipos de baterias empregadas em sua construção, normas relativas a carregadores de baterias e topologias de conversores para essa finalidade propostas na literatura.

Na análise qualitativa foram destacadas os estágios de operação dos lados primário e secundário do conversor e estratégias de modulação utilizadas. Na análise quantitativa foram apresentadas os estudos do conversor operando como retificador PFC, regiões de operação, análise do fluxo de potência, considerando a similaridade como o conversor DAB, e ondulação de corrente no indutor de entrada.

Em seguida foram mostrados os modelos e considerações feitas afim de obter as funções de transferência necessárias para o projeto dos compensadores das malhas definidas na estratégia de controle adotada.

Nos procedimentos de projeto foram apresentadas os parâmetros e considerações definidos para o estágio de potência, assim como foram projetados os compensadores e respectivas funções de diferenças para sua implementação digital. Considerando a construção de um protótipo apresentou-se os projetos dos elementos magnéticos e dos circuitos do estágio de medição, filtragem e condicionamento das variáveis do sistema.

Nos resultados de simulação foram apresentados os comportamentos dos principais parâmetros quando do funcionamento em regime permanente e dinâmico. Quanto a implementação da estratégia de controle constatou-se sua funcionalidade em relação ao controle das malhas desejada.

A operação em regime permanente e carga nominal mostrou a operação do conversor com FP de 0,999 e THD_{i_1} de 3,99%. Durante a operação com 50% da carga obteve-se FP de 0,997 e THD_{i_1} de 6,80%. Em relação a i_1 foi observado que não houve deformação em seu formato senoidal, além de apresentar rápida resposta quando submetido a variações de carga.

Os resultados obtidos mostram que as tensões sobre os capacitores do barramento do lado primário v_{21} e v_{22} permaneceram balanceadas mesmo diante da aplicação de degraus de carga de 100% para 50% e de 50% para 100% da carga. Sendo observada ondulação de tensão de 3,11%, em relação ao valor nominal, em cada capacitor, durante a aplicação do primeiro degrau e de 3,71% de oscilação durante o segundo degrau.

Quanto ao funcionamento em regime permanente a tensão v_{bat} apresentou ondulação de 1,1 V que corresponde a 1,96% do valor nominal. A operação em regime dinâmico comprovou a atuação do compensador projetado e como resultado obteve-se variação de 4,7% na tensão durante o degrau de 100% para 50% e de 4,94% durante o degrau de 50% para 100% considerando o sistema estável com erro estático de 1%, em relação ao valor nominal da tensão, obtendo-se os tempos de estabilização de 53,38 ms e 81,30 ms, respectivamente.

Para validar os estudos qualitativos e quantitativos, bem como, o projeto físico dos elementos que constituem a topologia analisado foi implementado um protótipo para ensaios experimentais com uma carga de 750 W.

Considerando a operação em regime permanente, e em plena carga, no lado primário do conversor verificou-se que as formas de onda sintetizadas encontram-se em conformidade com o estudo teórico. Sendo observado alto fator de potência, uma vez que, a corrente i_1 apresenta-se com formato senoidal e em fase com a tensão v_g . Em relação as tensões v_{21} e v_{22} foram observadas variações de tensão de 1,71% e 2%, respectivamente.

Para verificar a atuação dos controladores foi conectada uma carga resistiva no barramento do lado primário inicialmente configurada para proporcionar operação com 100% da potência e em seguida, de modo abrupto, para operar com 50% da carga nominal.

Quando da operação durante o degrau de 100% para 50% da carga constatou-se que a corrente i_1 não apresentou deformação aparente em seu formato, assim como, rápido tempo de estabilização, cerca de 33,33 ms. Já as tensões v_{21} e v_{22} foram observados oscilações de 5,71% e 5,42%, respectivamente. Além disso, observou-se tempo de estabilização de aproximadamente 83,33 ms.

Durante o degrau de 50% para 100% da carga foi observado rápido tempo de

estabilização de i_1 , cerca de 33,33 ms, sem a presença aparente de deformações no seu formato. Nessa condição as tensões v_{21} e v_{22} apresentaram tempo de estabilização de aproximadamente 83,33 ms com oscilação de tensões de 4,85% e 8,45%, respectivamente.

É importante que o rendimento experimental do lado primário do protótipo não foi obtido em virtude dos equipamentos disponíveis não serem compatíveis com o nível de tensão da porta II (700 V). Experimentalmente o lado primário do protótipo apresentou FP de 0,987 e THDi de 4,9% de modo a atender os limites de correntes harmônicas, para equipamentos da classe A, conforme estabelece a norma IEC 61000-3-2.

Os dados obtidos experimentalmente são promissores e possibilitaram a validação do estudo teórico para o lado primário do conversor. Levando em consideração os resultados de simulação destaca-se que a topologia utilizada apresenta-se como uma alternativa para aplicações em VEs.

Como trabalhos futuros propõem-se: 1) Otimização do projeto físico e construtivo do conversor objetivando redução de peso e volume; 2) Implementação experimental de método de carga afim de maximizar a vida útil do banco de baterias; 3) Implantação de um sistema inteligente de supervisão e armazenamento de dados sobre a carga das baterias quando da operação nos modos G2V, V2G e V2H; 4) Implementação de um posto de recarga (*off-board*) com um sistema fotovoltaico conectado na porta II do conversor.

7.1 Publicações

Publicações relacionadas ao tema da dissertação:

- MAZZA, L. C.S.; SOUZA, J. J. S.; LIMA, W. S.; OLIVEIRA JÚNIOR, D. S.; ANTUNES, F. L. M.; OLIVEIRA, R. N. M.; SANTOS, C. A. A Single-Phase Five Level AC/DC Solid State Transformer Based on the Interleaving of NPC Arms. **REVISTA ELETRÔNICA DE POTÊNCIA**, v. 24, p. 459-469, 2019.
- SOUZA, J. J. S.; MAZZA, L. C. S.; ANTUNES, F. L. M.; OLIVEIRA JUNIOR, D. S.; SANTOS, C. A.; OLIVEIRA, R. N. M.; PACHECO, J. O. Conversor CA-CC monofásico bidirecional isolado para aplicação em transformador de estado sólido. In: **XXII Congresso Brasileiro de Automática (CBA)**, 2018, João Pessoa, 2018.

Publicações não relacionadas ao tema da dissertação:

- BASCOPE, RENE P. T.; CHAVES, BRENO B.; BARBOSA, SAMANTA G.; SILVA, BRUNO A. S.; VERAS, CAIO KERSON O.; SOUZA, José J. S. DE ; OLIVEIRA

JÚNIOR, DEMERCIL S. Interleaved Two-Switch Flyback Converter with Power Factor Correction for UPS Applications. In: **13th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON)**, 2018, São Paulo. 2018. p. 537-543.

REFERÊNCIAS

- ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS. **ABNT NBR/IEC 61851:2013**: sistema de recarga condutiva para veículos elétricos - parte 1: requisitos gerais. Rio de Janeiro, 2013. 47 p.
- ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE VEÍCULOS ELÉTRICO. **Legislação: IPVA para carros elétricos**. São Paulo, 2017. Disponível em: <<http://www.abve.org.br/ipva-para-veiculos-eletricos/>>. Acesso em: 27 nov. 2019.
- ASSOCIAÇÃO NACIONAL DOS FABRICANTES DE VEÍCULOS AUTOMOTORES. **Anuário da indústria automobilística brasileira**. ANFAVEA, São Paulo, Brasil, 2020. Disponível em: <<http://www.anfavea.com.br/anuario2020/anuario.pdf>>. Acesso em: 20 fev. 2020.
- BARAN, R. **A introdução de veículos elétricos no Brasil**: avaliação do impacto no consumo de gasolina e eletricidade. 2012. 139 f. Tese (Doutorado em Ciências em Planejamento Energético) – Instituto Alberto Luiz Coimbra de Pós-Graduação e Pesquisa De Engenharia (COPPE) - Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro - RJ, 2012.
- BARAN, R.; LEGEY, L. Veículos elétricos: história e perspectivas no brasil. **BNDES Setorial**, Rio de Janeiro, n. 33, p. 207–224, mar. 2011.
- BARBI, I. **Eletrônica de potência**: projeto de fontes chaveadas. [S. l.]: Edição do autor, 2007.
- BASSO, C. **O impacto dos veículos elétricos plug-in no sistema elétrico de potência**. 66 f. Monografia (Trabalho de Conclusão de Curso) – Universidade Federal do Pampa, Alegrete - RS, 2011.
- BELKAMEL, H.; HYUNGJIN, K.; BEYWONGWOO, K.; SHIN, Y.; CHOI, S. Bi-directional single-stage interleaved totem-pole AC-DC converter with high frequency isolation for on-board EV charger. In: IEEE ENERGY CONVERSION CONGRESS AND EXPOSITION (ECCE), 10th., 2018, Portland. **Proceedings [...]**. Portland, OR, EUA: IEEE, 2018. p. 6721–6724.
- BIANCHIN, C. G. **Retificador trifásico isolado em alta frequência para carregamento rápido de baterias de veículos elétricos**. 2017. 142 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica e Informática Industrial,) – Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Curitiba-PR, 2017.
- BORBA, B. S. M. C. **Modelagem integrada da introdução de veículos leves conectáveis à rede elétrica no sistema energético brasileiro**. 2012. 179 f. Tese (Doutorado em Ciências em Planejamento Energético) – Instituto Alberto Luiz Coimbra de Pós-Graduação e Pesquisa De Engenharia (COPPE) - Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro - RJ, 2012.
- BRITO JÚNIOR, F. J. B. de. **Estudo, projeto e desenvolvimento de um conversor CA-CC buck-boost aplicado a carregadores de baterias para veículos elétricos**. 2013. 199 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade de Federal do Ceará, Fortaleza-CE, 2013.
- BUITRAGO, C. A. S. **Sistema de carregamento rápido de veículos elétricos**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Estadual Paulista, Ilha Solteira-SP, 2015.

CASTRO, B. H. R. de; BARROS, D. C.; VEIGA, S. G. da. Baterias automotivas: panorama da indústria no Brasil, as novas tecnologias e como os veículos elétricos podem transformar o mercado global. **BNDES Setorial**, Rio de Janeiro, n. 37, p. 443–496, mar. 2013.

CASTRO, B. H. R. de; FERREIRA, T. T. Veículos elétricos: aspectos básicos, perspectivas e oportunidades. **BNDES Setorial**, Rio de Janeiro, n. 32, p. 267–310, set. 2010.

CHEN, M.; RINCON-MORA, G. A. Accurate electrical battery model capable of predicting runtime and i-v performance. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 21, n. 2, p. 504–511, June 2006.

CORTEZZI, F. C. M. **O veículo elétrico e o impacto na curva de carga de consumidores: estudo de caso do Fiat 500e**. 2017. 160 f. Dissertação (Mestrado) – Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais, Belo Horizonte - MG, 2017.

FERREIRA NETO, J. A. **Análise comparativa de inversores multiníveis monofásicos baseados em células de comutação com elevação da capacidade de corrente**. 2014. 243 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal do Ceará, Fortaleza - CE, 2014.

GUIMARÃES, J. S. **Sistema de conversão de energia eólica interligado à rede**. 2016. 168 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2016.

IEEE Draft Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems. **IEEE P519/D6ba**, New York, NY, USA, p. 1–26, set. 2013.

INSTRUMENTS, T. **TMS320F2837xD Dual-Core Delfino™ Microcontrollers**. Dallas-EUA: [S. n.], 2018. Disponível em: <<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tms320f28379d.pdf>>. Acesso em: 27 nov. 2019.

KOUSHKI, B.; JAIN, P.; BAKHSHAI, A. A bi-directional AC-DC converter for electric vehicle with no electrolytic capacitor. In: INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON POWER ELECTRONICS FOR DISTRIBUTED GENERATION SYSTEMS (PEDG), 7th., 2016, Vancouver. **Proceedings [...]**. Vancouver, BC, Canadá: IEEE, 2016. p. 1–8.

KOUSHKI, B.; JAIN, P.; BAKHSHAI, A. Topology and controller of an isolated bi-directional AC-DC converter for electric vehicle. In: IEEE ENERGY CONVERSION CONGRESS AND EXPOSITION (ECCE), 8th., 2016, Milwaukee. **Proceedings [...]**. Milwaukee, WI, EUA: IEEE, 2016. p. 1–8.

KOUSHKI, B.; JAIN, P.; BAKHSHAI, A. A single-stage bi-directional AC-DC converter with no electrolytic capacitor for EV. In: IEEE APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION (APEC), 33th., 2018, San Antonio. **Proceedings [...]**. San Antonio, TX, USA: IEEE, 2018. p. 1447–1454.

KOUSHKI, B.; SAFAEE, A.; JAIN, P.; BAKHSHAI, A. A bi-directional single-stage isolated AC-DC converter for EV charging and V2G. In: IEEE ELECTRICAL POWER AND ENERGY CONFERENCE (EPEC), 33th., 2015, London. **Proceedings [...]**. London, ON, Canadá: IEEE, 2015. p. 36–44.

- LAFUENTE, C. O. **Caregador de baterias monofásico para aplicações em veículos elétricos**. 2011. 154 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade de Federal do Ceará, Fortaleza-CE, 2011.
- LEM. **Current transducer HO-NP/SP33 series (datasheet)**. 2019. Disponível em: <https://www.lem.com/sites/default/files/products_datasheets/ho-np_sp33-1000_series.pdf>. Acesso em: 29 nov. 2019.
- LEM. **Voltage transducer LV 25-P (datasheet)**. 2019. Disponível em: <https://www.lem.com/sites/default/files/products_datasheets/lv_25-p.pdf>. Acesso em: 29 nov. 2019.
- LIMA, N. M. D. **Comparação de estratégias de carregamento de veículos elétricos**. 2012. 74 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Electrotécnica e de Computadores) – Universidade de Engenharia da Universidade do Porto, Porto-Portugal, 2012.
- MACHADO, F. F. **Análise das políticas públicas para a inclusão do automóvel elétrico no Brasil**. 2015. 130 f. Dissertação (Mestrado) – Universidade de São Paulo, São Paulo-SP, 2015.
- MAGMATEC. **Núcleos de Ferrite**. 2019. Disponível em: <<https://www.magmattec.com.br/nucleo-de-ferrite>>. Acesso em: 05 dez. 2019.
- MAGMATEC. **Núcleos de Pó de Ferro**. 2019. Disponível em: <<https://www.magmattec.com.br/nucleos-de-po-de-ferro>>. Acesso em: 05 dez. 2019.
- MAGMATEC. **Núcleos de Pó de Ferro**. 2019. Disponível em: <https://www.magmattec.com.br/wp-content/uploads/2019/03/MATERIAL-002_01.pdf>. Acesso em: 05 dez. 2019.
- MAZZA, L. C.; OLIVEIRA, D.; ANTUNES, F.; DIAS, A.; SILVA, J. C. da; FREITAS, A. Bidirectional converter with high frequency isolation feasible to solid state transformer applications. In: EUROPEAN CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS AND APPLICATIONS (EPE'16 ECCE EUROPE), 16th., 2016, Karlsruhe. **Proceedings [...]**. Karlsruhe, Alemanha: IEEE, 2016. p. 1–9.
- MCLYMAN, C. W. T. **Transformer and inductor design handbook**. Idyllwild, Califórnia - USA: Marcel Dekker, 2004. v. 1.
- MONTEIRO, V.; GONÇALVES, H.; FERREIRA, J. C.; AFONSO, J. L. Batteries charging systems for electric and plug-in hybrid electric vehicles. In: **New Advances in Vehicular Technology and Automotive Engineering**. [S. l.]: InTech, 2012.
- NOCE, T. **Estudo do funcionamento de veículos elétricos e contribuições ao seu aperfeiçoamento**. 2009. 129 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Mecânica) – Pontifícia Universidade Católica de Minas Gerais, Belo Horizonte-MG, 2009.
- NYBROE, C. E. C. **Estudo prospectivo da inserção de veículos elétricos no Paraguai e na Bolívia à luz de uma avaliação econômico-financeira**. Dissertação (Mestrado em Ciências) – Universidade de São Paulo, São Paulo-SP, 2015.
- OLIVEIRA, R. N. M. D. **Conversor CC-CC PWM bidirecional trifásico com três portas e isolado em alta frequência para aplicação em sistemas fotovoltaicos**. 2018. 156 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal do Ceará, Fortaleza-CE, 2018.

ORTAMANN, M. S. **Filtro ativo trifásico com controle vetorial utilizando DSP: projeto e implementação**. 2008. 241 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis-SC, 2008.

ORTMANN, M. S. **Retificadores multiníveis PWM unidirecionais de alto fator de potência com célula de comutação de múltiplos estados**. 2012. 292 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC), Florianópolis-SC, 2012.

PACHECO, J. de O. **Conversor CA-CC *Ćuk* baseado na célula de comutação de três estados com correção de fator de potência aplicado em carregador de banco de baterias**. 2014. 150 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade de Federal do Ceará, Fortaleza-CE, 2014.

PINTO, J. G.; MONTEIRO, V.; GONÇALVES, H.; EXPOSTO, B.; PEDROSA, D.; COUTO, C.; AFONSO, J. L. Bidirectional battery charger with grid-to-vehicle, vehicle-to-grid and vehicle-to-home technologies. In: ANNUAL CONFERENCE OF THE IEEE INDUSTRIAL ELECTRONICS SOCIETY), 39th., 2013, Viena. **Proceedings [...]**. Viena, Áustria: IEEE, 2013. p. 5934–5939.

PRASANNA, U. R.; SINGH, A. K.; RAJASHEKARA, K. Novel bidirectional single-phase single-stage isolated AC–DC converter with pfc for charging of electric vehicles. **IEEE Transactions on Transportation Electrification**, v. 3, n. 3, p. 536–544, Sep. 2017. ISSN 2332-7782.

RAMOS, L. A.; MEZAROBA, M. Bidirectional isolated ac-dc converter for electric vehicles multifunctional chargers. In: IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON INDUSTRIAL TECHNOLOGY (ICIT), 19th., 2018, Lyon. **Proceedings [...]**. Lyon, França: IEEE, 2018. p. 1789–1794.

RIOS, A. D. L.; GOENTZEL, J.; NORDSTROM, K. E.; SIEGERT, C. W. Economic analysis of vehicle-to-grid (v2g)-enabled fleets participating in the regulation service market. In: IEEE PES INNOVATIVE SMART GRID TECHNOLOGIES (ISGT), 2012, Washington. **Proceedings [...]**. Washington, DC, EUA: IEEE, 2012. p. 1–8.

ROCHA, L. H. **Carro elétrico: desafios para sua inserção no mercado brasileiro de automóveis**. 2013. 144 f. Tese (Doutorado em Gestão e Tecnologias Ambientais) – Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, São Paulo-SP, 2013.

SALDANHA, J. J. A. **Gerenciamento inteligente da recarga de veículos elétricos otimizando a operação do sistema elétrico de potência**. 2017. 128 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Mecânica) – Universidade Federal do Pampa, Alegrete-RS, 2017.

SANTOS, W. M. dos. **Estudo e implementação do conversor TAB (Triple Active Bridge) aplicado a sistemas renováveis solares fotovoltaicos**. 2011. 318 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Instituto de Eletrônica de Potência - Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis - SC, 2011.

SILVA, R. E. da. **Proposta de método de auxílio à decisão para planejamento e otimização da inserção de veículos elétricos na matriz do modal rodoviário brasileiro**. 2018. 235 f. Tese (Doutorado em Engenharia Mecânica) – Universidade Estadual Paulista (UNESP), Guaratinguetá-SP, 2018.

SOUSA, J. M. N. de. **Sistema bidirecional de carga de baterias para o FEUP VEC**. 2013. 134 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Electrotécnica e de Computadores) – Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, Porto-Portugal, 2013.

SOUZA, J. J. S. de; MAZZA, L. C. dos S.; ANTUNES, F. L. M.; OLIVEIRA JÚNIOR, D. de S.; SANTOS, C. A. dos; OLIVEIRA, R. N. M. de; PACHECO, J. de O. Conversor CA-CC monofásico bidirecional isolado para aplicação em transformador de estado sólido. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE AUTOMÁTICA (CBA), XXII., 2018, João Pessoa. **Anais [...]**. João Pessoa, PB: SBA, 2018. p. 1–7.

SRIJEETH, J.; THIAGARAJAN, V. C.; MOHANRAJAN, S. R. Z-source dual active bridge bidirectional AC-DC converter for electric vehicle applications. In: IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS, DRIVES AND ENERGY SYSTEMS (PEDES), 18th., 2018, Chennai. **Proceedings [...]**. Chennai, India, India: SBA, 2018. p. 1–4.

UGWUANYI, J. U.; CHAN, Y. P.; LOO, K. H.; LAI, Y. M. Three-port ac-dc bidirectional converter with V2G reactive power support. In: IEEE POWER AND ENERGY CONFERENCE AT ILLINOIS (PECI), 8th., 2017, Champaign. **Proceedings [...]**. Champaign, IL, EUA: IEEE, 2017. p. 1–7.

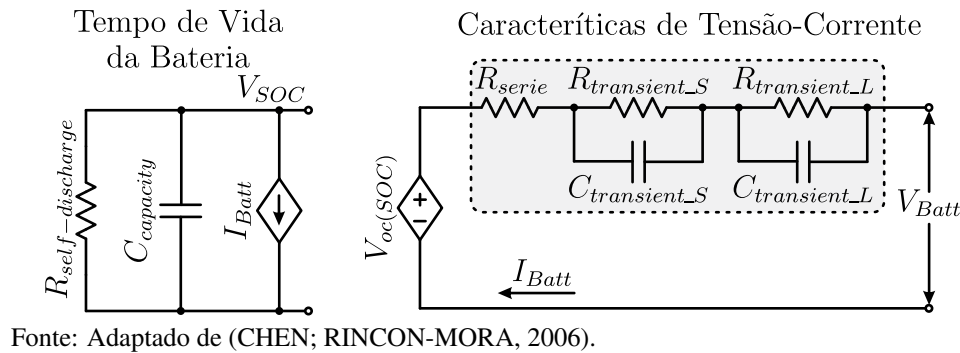
YILMAZ, M.; KREIN, P. T. Review of battery charger topologies, charging power levels, and infrastructure for plug-in electric and hybrid vehicles. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 28, n. 5, p. 2151–2169, May 2013. ISSN 0885-8993.

ZHAO, B.; SONG, Q.; LIU, W.; LIU, G.; ZHAO, Y. Universal high-frequency-link characterization and practical fundamental-optimal strategy for dual-active-bridge DC-DC converter under PWM plus phase-shift control. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 12, p. 6488–6494, 2015.

APÊNDICE A – MODELO DE BATERIA UTILIZADO

Na Figura 91 é apresentado o modelo elétrico da bateria utilizado neste trabalho. Proposto inicialmente em (CHEN; RINCON-MORA, 2006) e utilizado por (BRITO JÚNIOR, 2013) e (PACHECO, 2014) o modelo apresenta-se como uma combinação das características dos modelos baseados em Thévenin e *Runtime*.

Figura 91 – Modelo elétrico do banco de baterias.



No modelo escolhido o capacitor $C_{capacity}$ e a fonte de corrente controlada representam a capacidade, tempo de vida e o estado de carga da bateria (do inglês, *State Of Charge* - SOC). As redes resistiva/capacitiva (RC) simulam a resposta transiente, já a fonte de tensão controlada tem a função de relacionar a tensão de circuito aberto (V_{oc}) e o SOC.

A carga completa do capacitor $C_{capacity}$ representa a carga total da bateria e segundo (CHEN; RINCON-MORA, 2006) seu valor é definido pela expressão (A.1).

$$C_{capacity} = 3600 \cdot Capacity(Ah) \cdot N_{ciclos} \cdot Temp \quad (A.1)$$

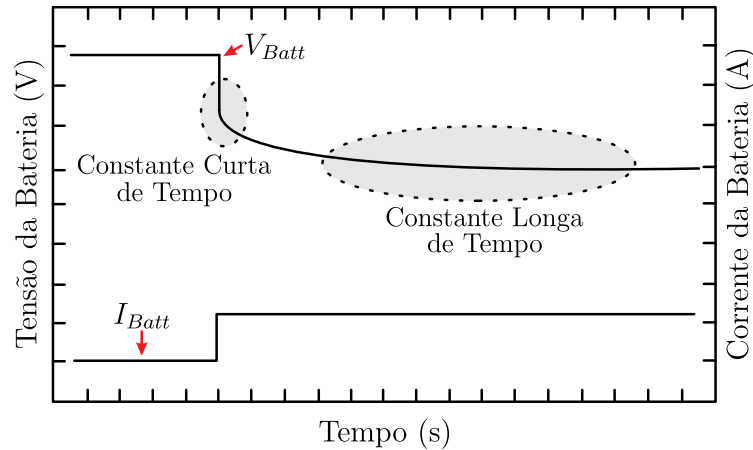
Onde:

- $Capacity(Ah)$ - Capacidade nominal (Ah);
- N_{ciclos} - Número de ciclos;
- $Temp$ - Temperatura (°C).

A fonte de corrente I_{Batt} tem como função carregar e descarregar $C_{capacity}$ de forma que o SOC mude de forma dinâmica. O resistor $R_{self-discharge}$ emula a perda gradativa de energia por auto-descarga ao longo do tempo enquanto o resistor R_{serie} tem como função representar a resposta instantânea aos degraus de corrente.

As redes RC formadas por $R_{transient_S} / C_{transient_S}$ e $R_{transient_L} / C_{transient_L}$ emulam as constantes de tempo (curta e longa), respectivamente, quando a bateria é submetida a um degrau de corrente. Tais constantes são representadas na curva mostrada na Figura 92.

Figura 92 – Resposta dinâmica a um degrau de corrente.



Fonte: Adaptado de (CHEN; RINCON-MORA, 2006).

A partir de testes experimentais (CHEN; RINCON-MORA, 2006) obteve as funções (A.2) - (A.7) pra determinação dos elementos que compõem o modelo elétrico da bateria. Vale ressaltar que os coeficientes são determinados a partir de testes na bateria que se deseja usar.

$$V_{oc}(SOC) = a_0 \cdot e^{-a_1 \cdot SOC} + a_2 + a_3 \cdot SOC - a_4 \cdot SOC^2 + a_5 \cdot SOC^3 \quad (A.2)$$

$$R_{serie} = b_0 \cdot e^{-b_1 \cdot SOC} + b_2 + b_3 \cdot SOC - b_4 \cdot SOC^2 + b_5 \cdot SOC^3 \quad (A.3)$$

$$R_{transient_S} = c_0 \cdot e^{-c_1 \cdot SOC} + c_2 \quad (A.4)$$

$$C_{transient_S} = d_0 \cdot e^{-d_1 \cdot SOC} + d_2 \quad (A.5)$$

$$R_{transient_L} = e_0 \cdot e^{-e_1 \cdot SOC} + e_2 \quad (A.6)$$

$$C_{transient_L} = f_0 \cdot e^{-f_1 \cdot SOC} + f_2 \quad (A.7)$$

Os parâmetros utilizados para realizar a simulação da carga do banco de baterias foram obtidos a partir de (BRITO JÚNIOR, 2013) e (PACHECO, 2014) sendo que os valores de $C_{capacity}$ $R_{self-discchanger}$ foram otimizados para possibilitar a simulação em decorrência de limitações da máquina utilizada. Os parâmetros utilizados são apresentados na Tabela 23.

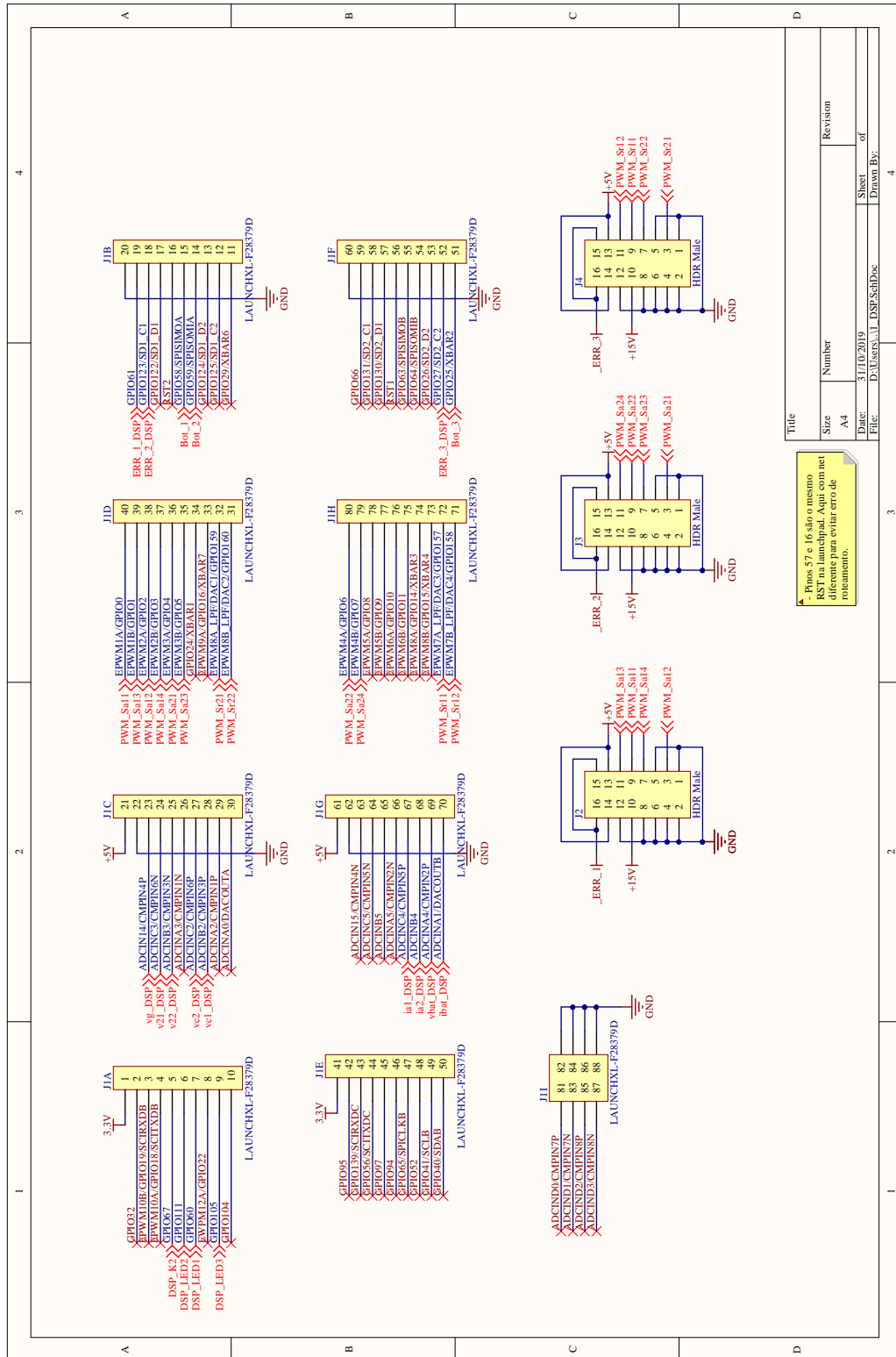
Tabela 23 – Parâmetros adotados para simulação.

Parâmetro	Valor
Capacitância do modelo	$C_{capacity} = 375 \text{ mF}$
Resistência de descarga	$R_{self-discchanger} = 125 \text{ k}\Omega$
Resistência série	$R_{serie} = 270 \text{ m}\Omega$
Capacitância do transiente de curto período	$C_{transient_S} = 120 \text{ F}$
Resistência do transiente de curto período	$R_{transient_S} = 150 \text{ m}\Omega$
Capacitância do transiente de longo período	$C_{transient_L} = 2 \text{ kF}$
Resistência do transiente de longo período	$R_{transient_L} = 100 \text{ m}\Omega$

Fonte: Elaborado pelo autor.

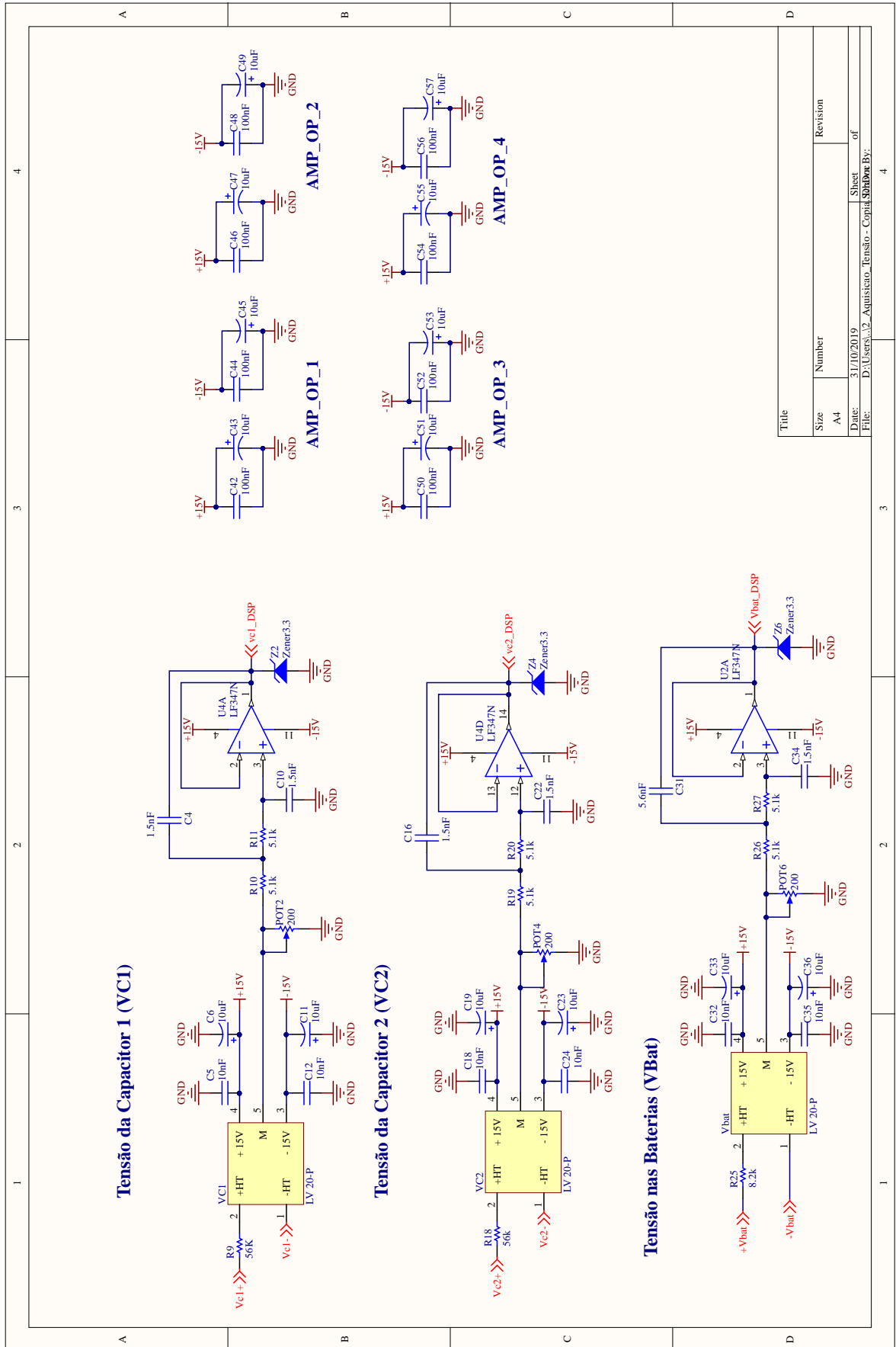
APÊNDICE B – ESQUEMÁTICOS DO PROTÓTIPO EXPERIMENTAL

Figura 93 – Esquemático da placa de aquisição, condicionamento e filtragem - parte 1.



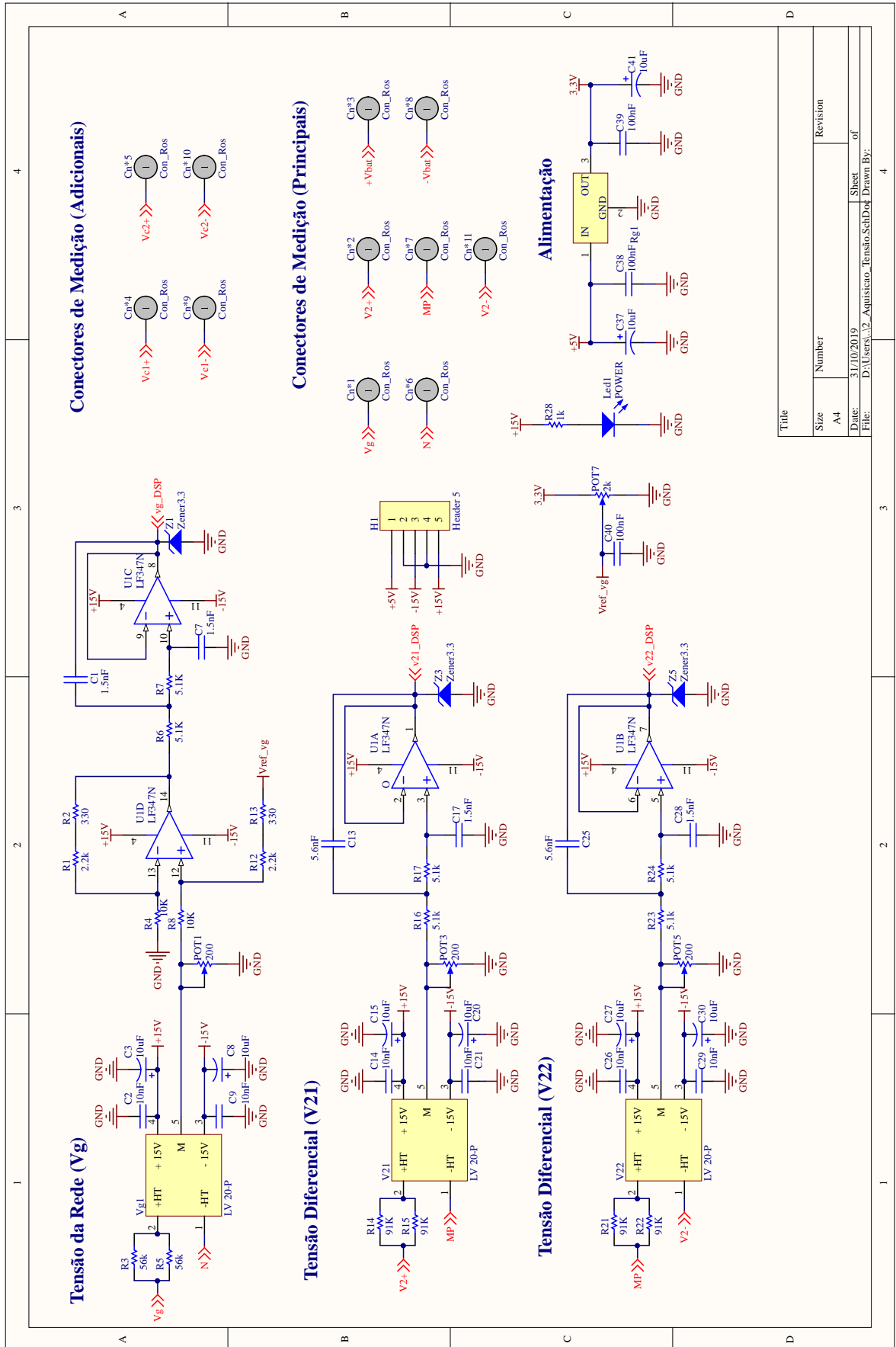
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 94 – Esquemático da placa de aquisição, condicionamento e filtragem - parte 2.



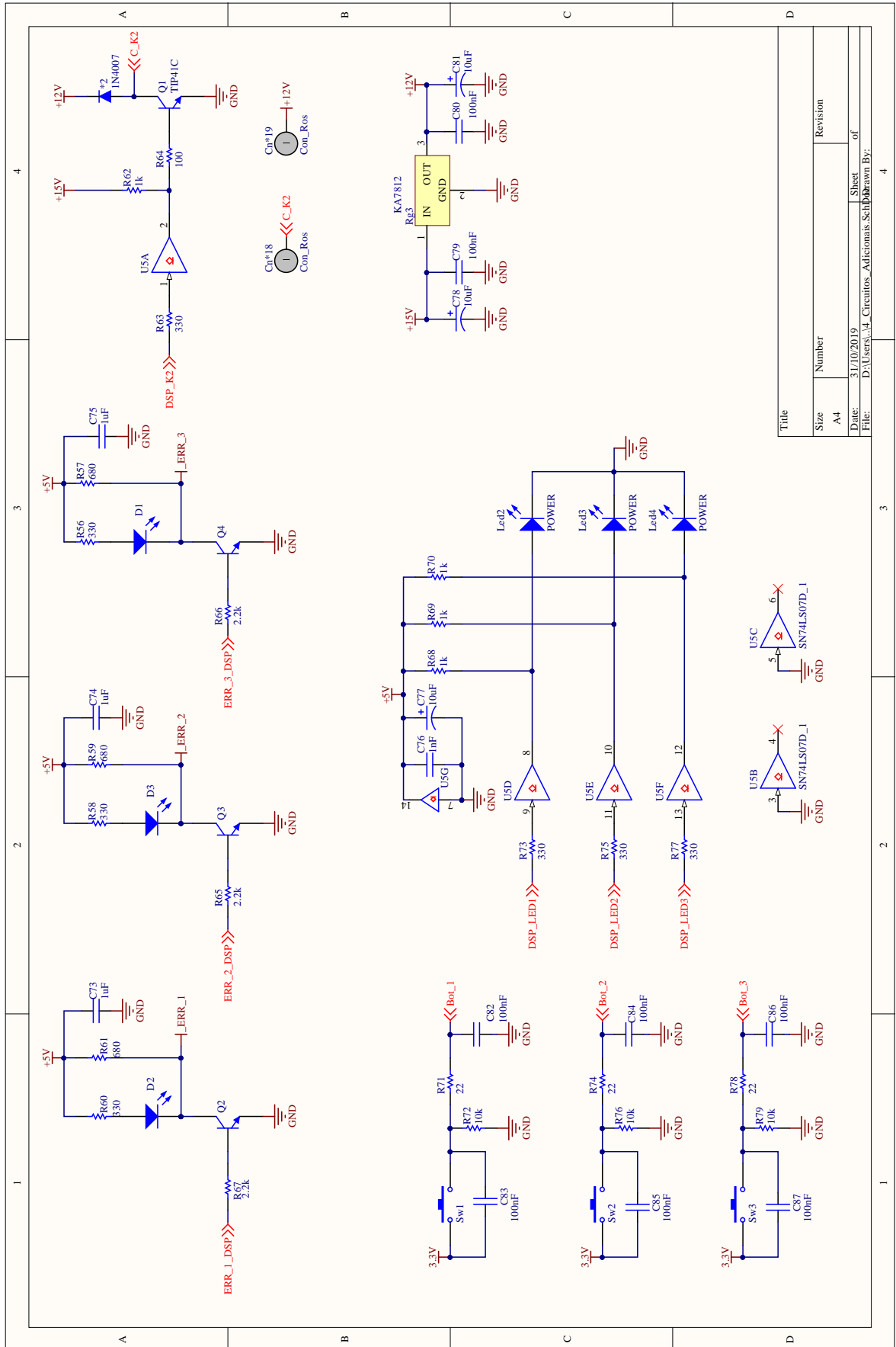
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 95 – Esquemático da placa de aquisição, condicionamento e filtragem - parte 3.



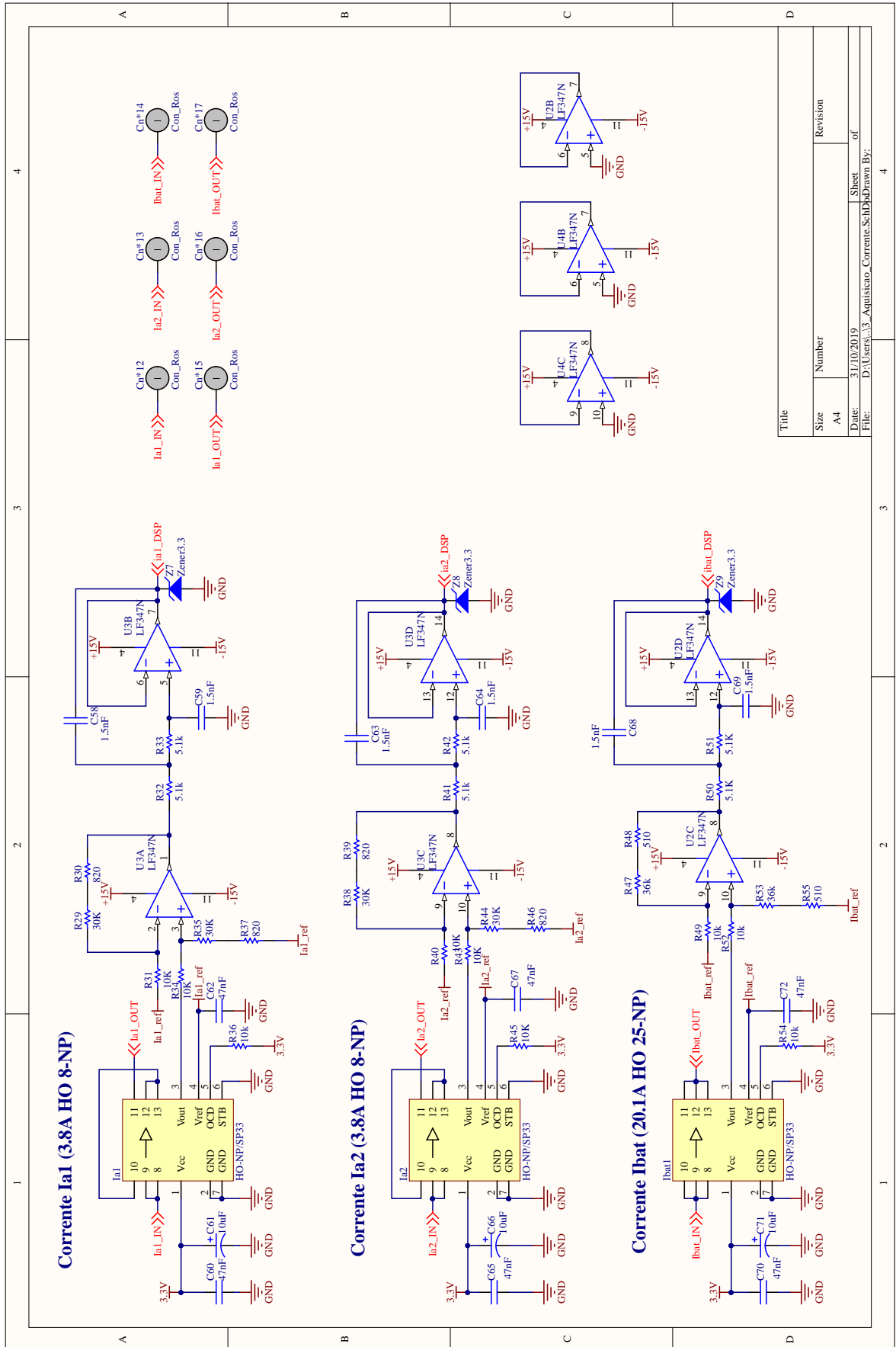
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 96 – Esquemático da placa de aquisição, condicionamento e filtragem - parte 4.



Fonte: Elaborado pelo autor.

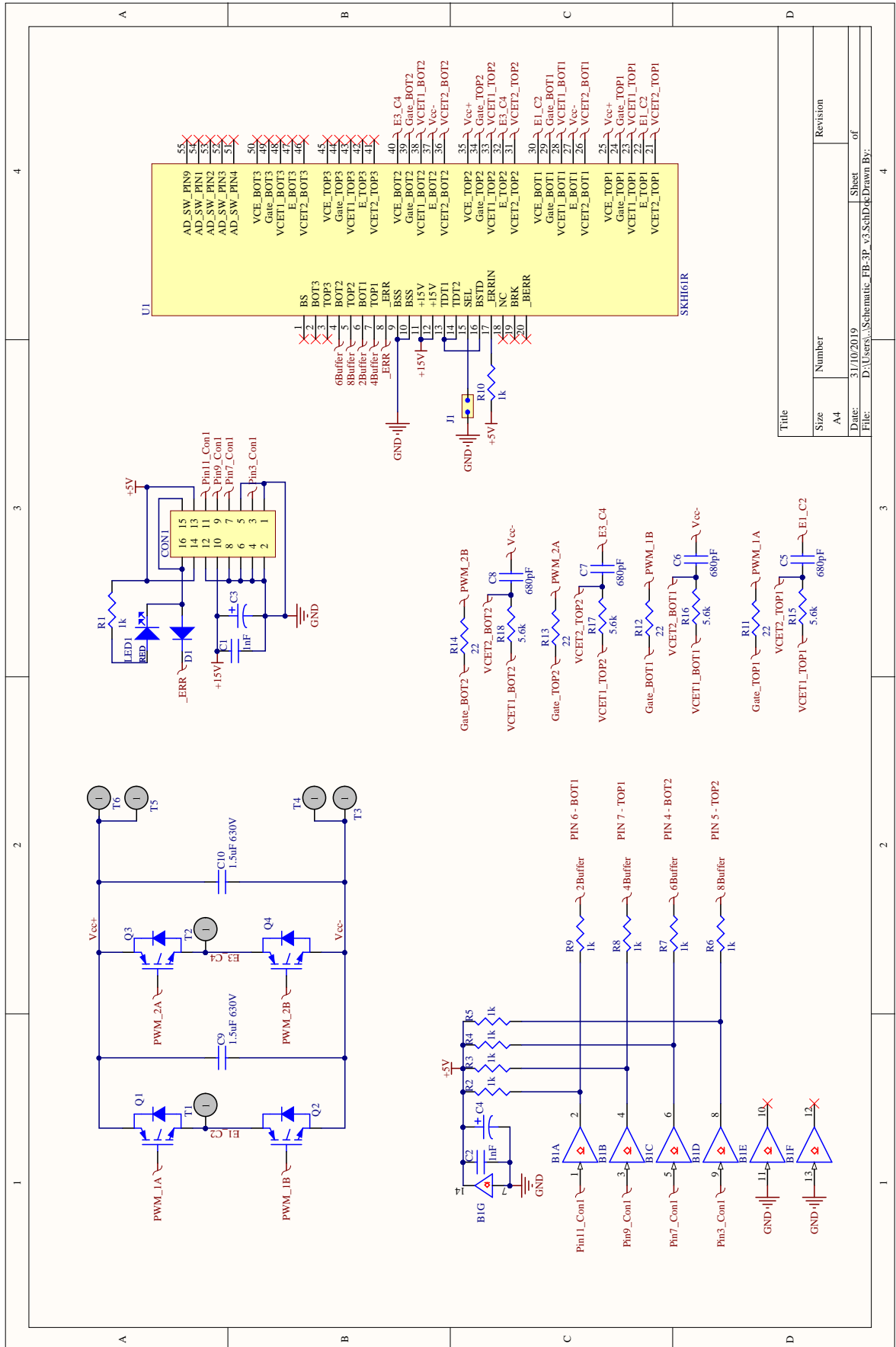
Figura 97 – Esquemático da placa de aquisição, condicionamento e filtragem - parte 5.



Fonte: Elaborado pelo autor.

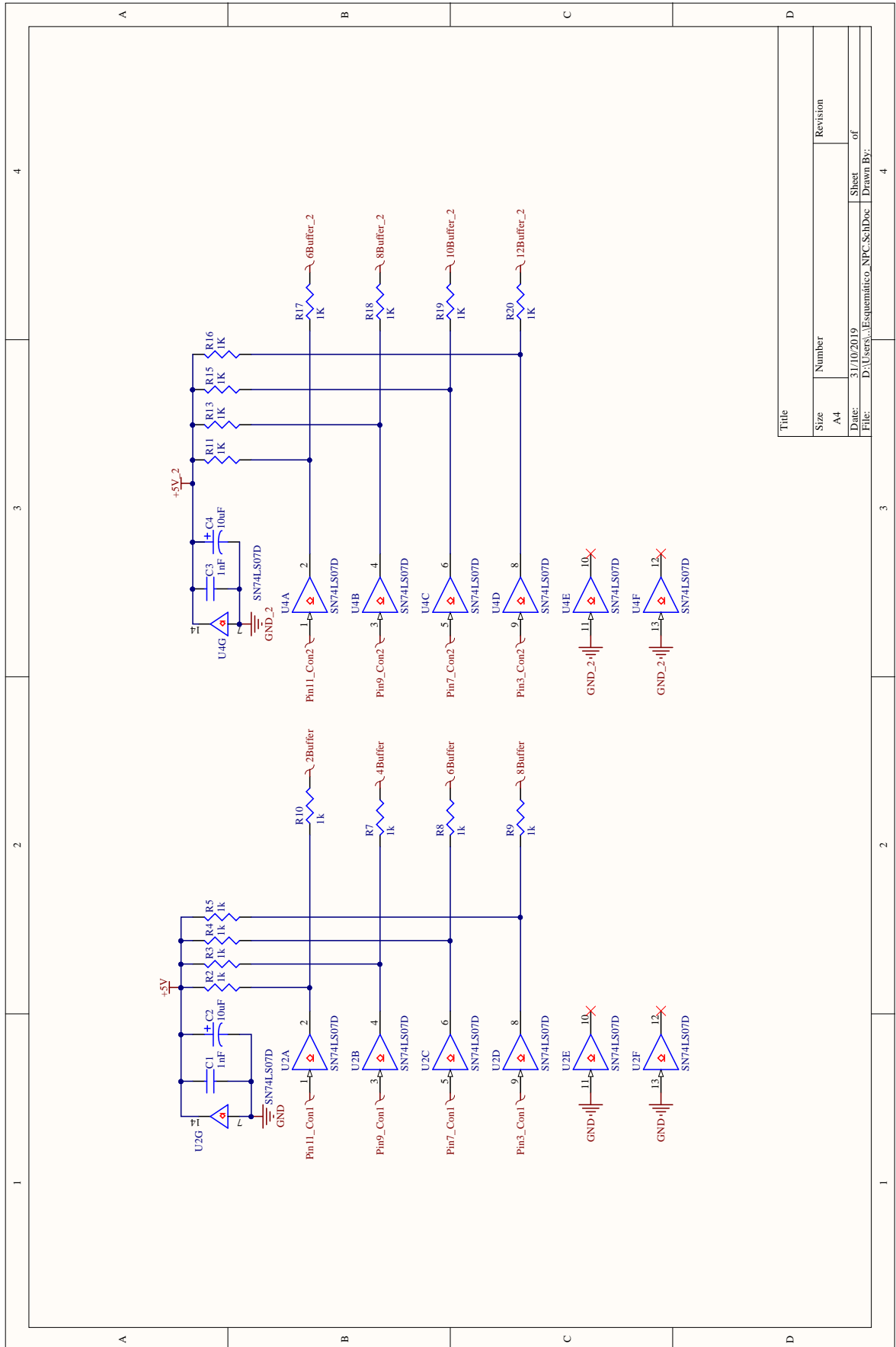
Title	Revision
Size	Number
A4	31/10/2019
Date:	Sheet
File:	of
D:\Users\...13_Aquisicao_Corrente_SchD	Drawn By:

Figura 98 – Esquemático da placa do Full Bridge.



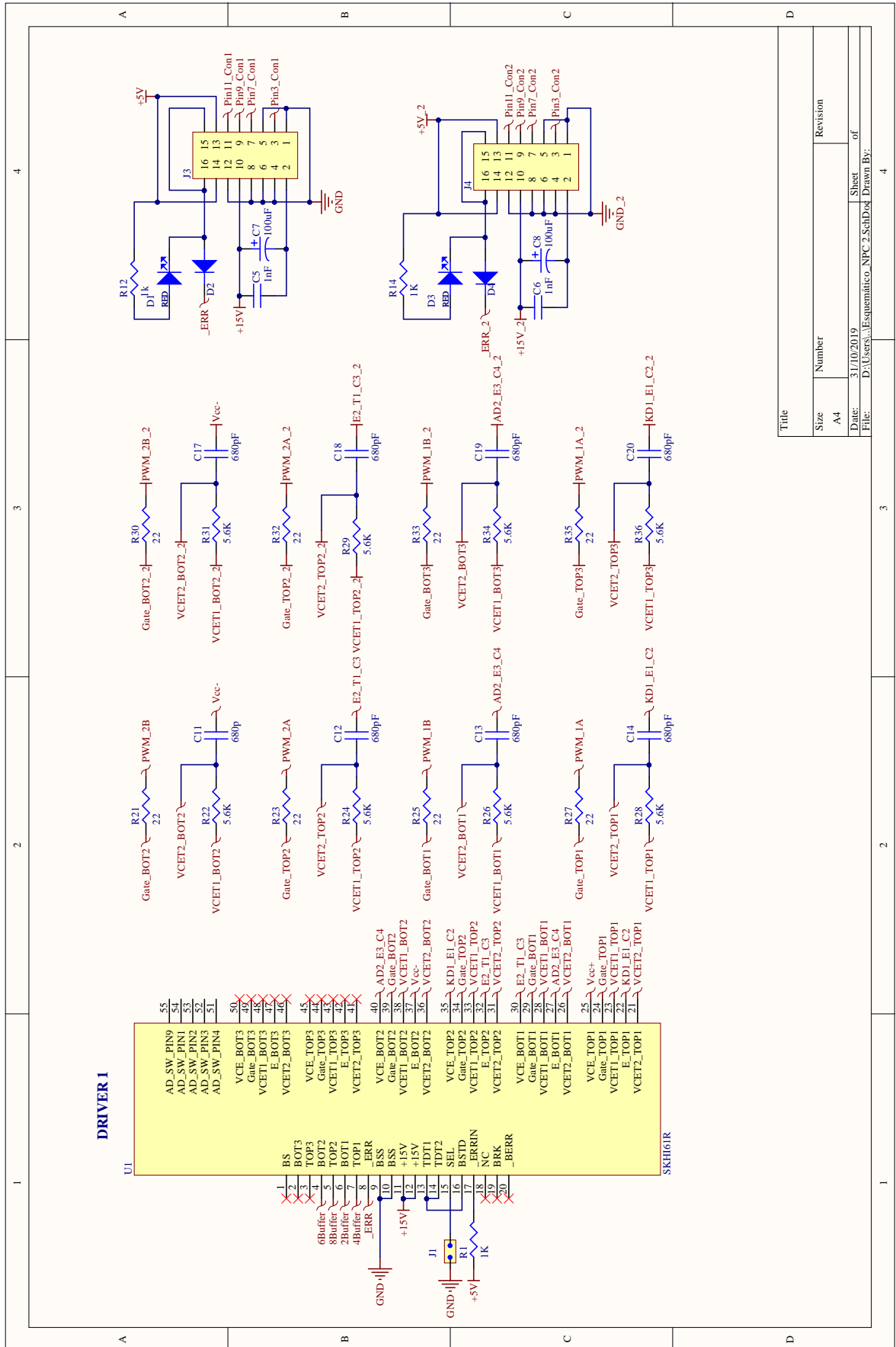
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 99 – Esquemático da placa do NPC - parte 1.



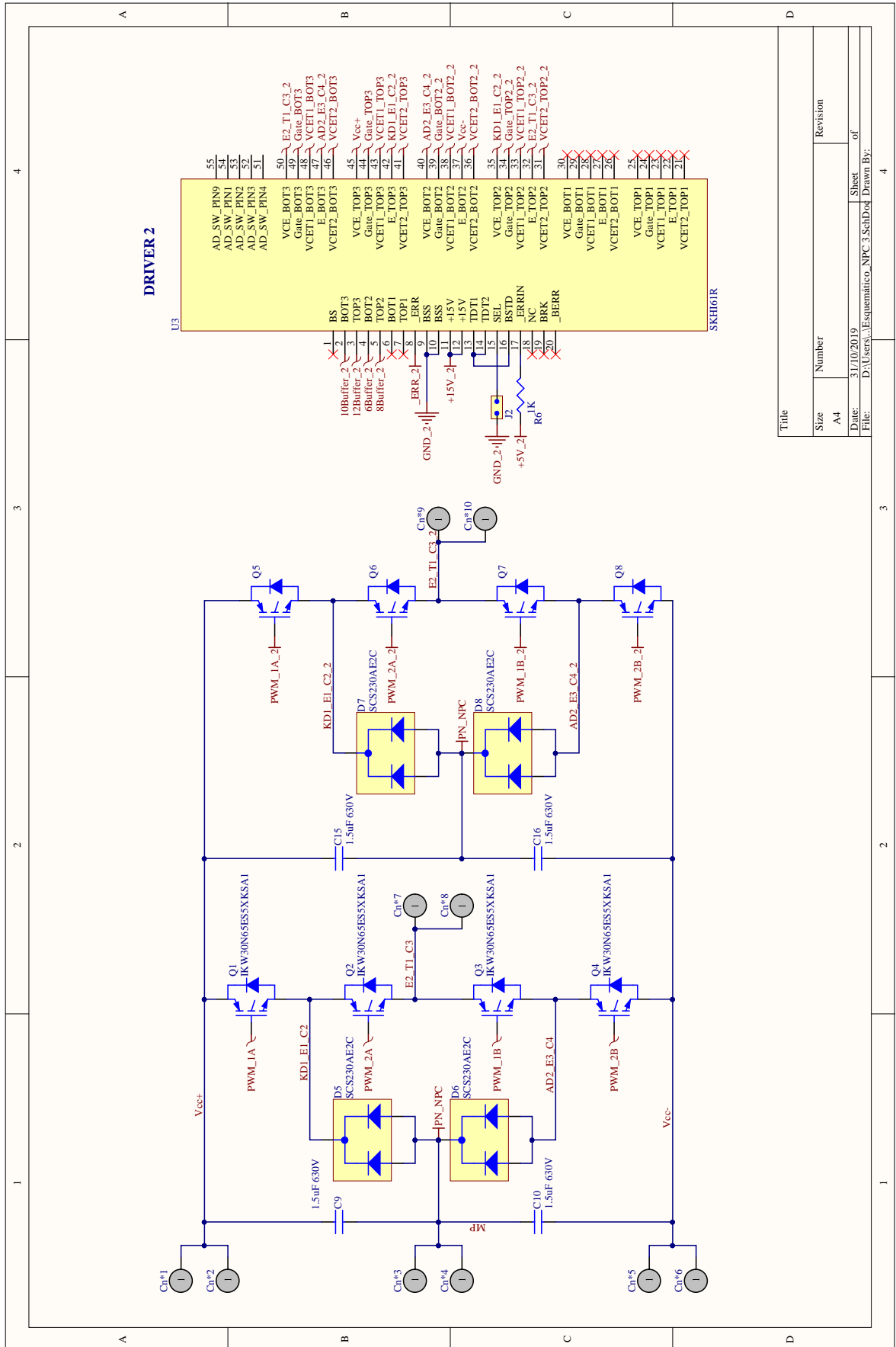
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 100 – Esquemático da placa do NPC - parte 2.



Fonte: Elaborado pelo autor.

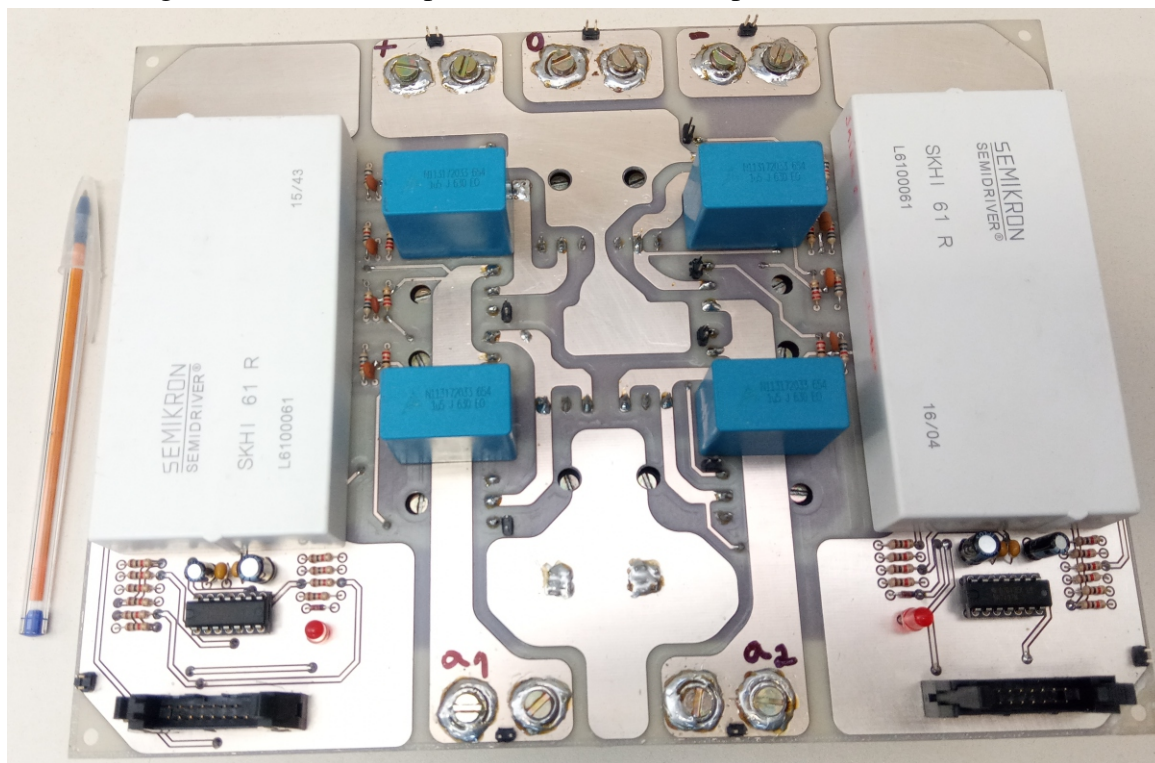
Figura 101 – Esquemático da placa do NPC - parte 3.



Fonte: Elaborado pelo autor.

APÊNDICE C – PROTÓTIPO EXPERIMENTAL

Figura 102 – Placa de potência do NPC - lado primário do conversor.



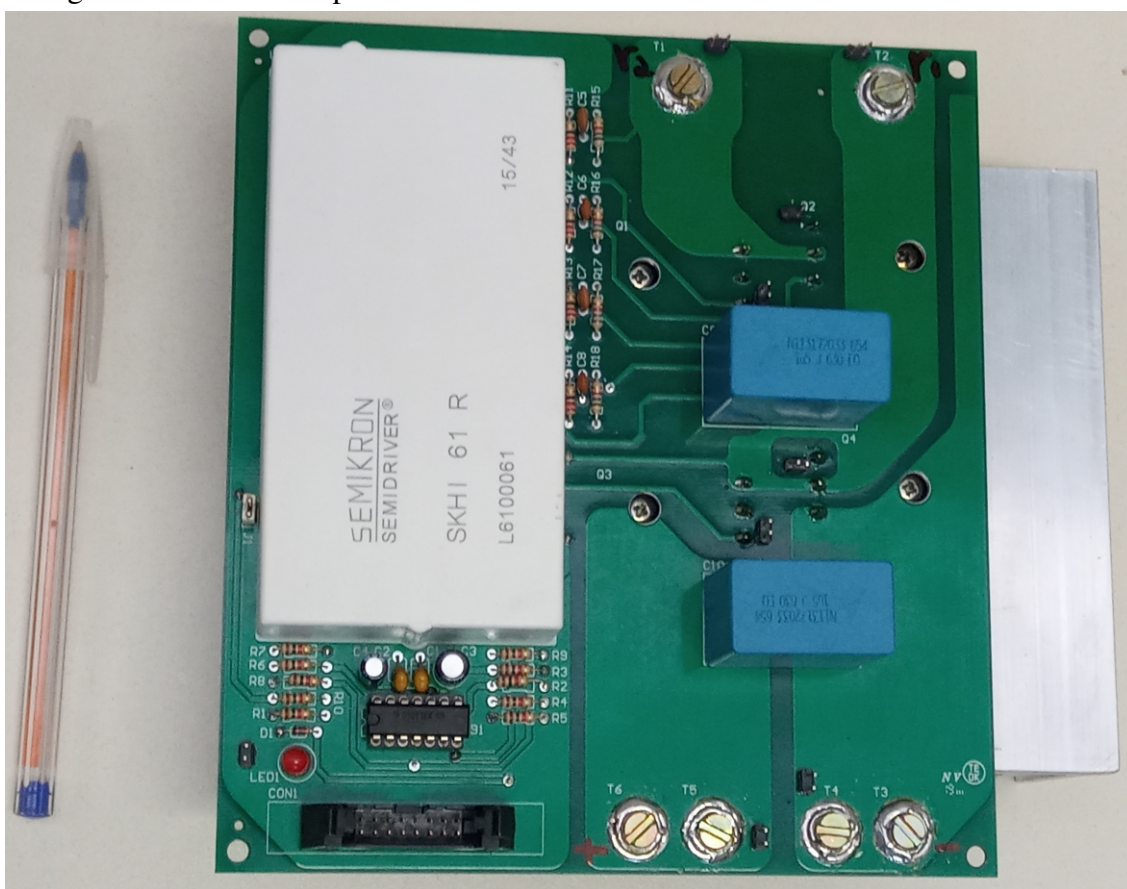
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 103 – Placa do barramento capacitivo da porta II.



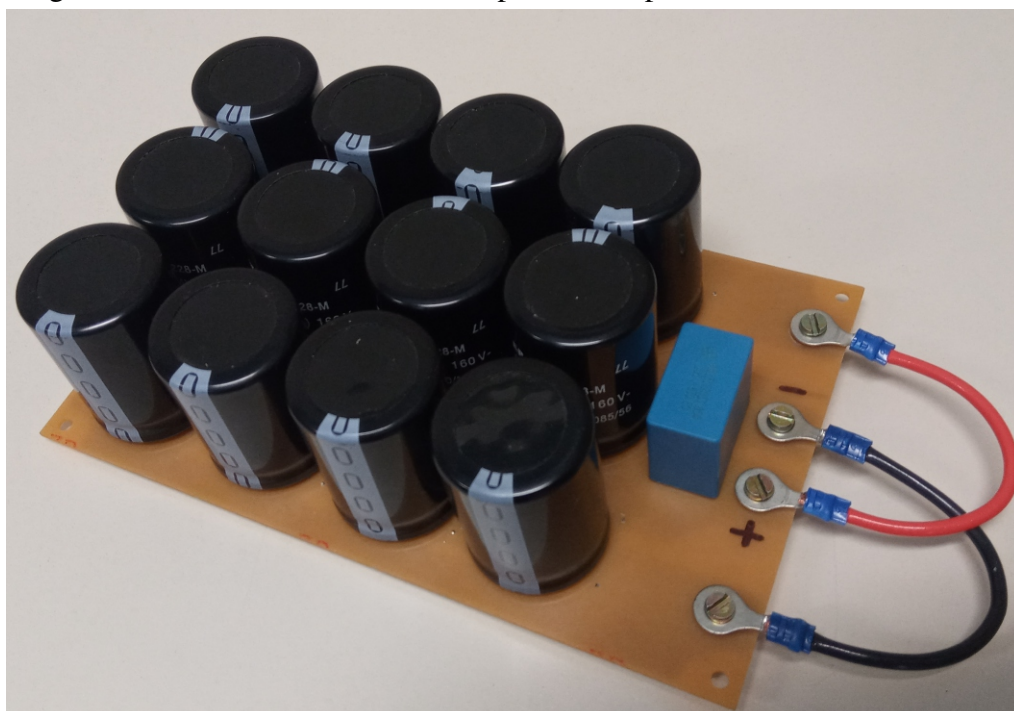
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 104 – Placa de potência do FB - lado secundário do conversor.



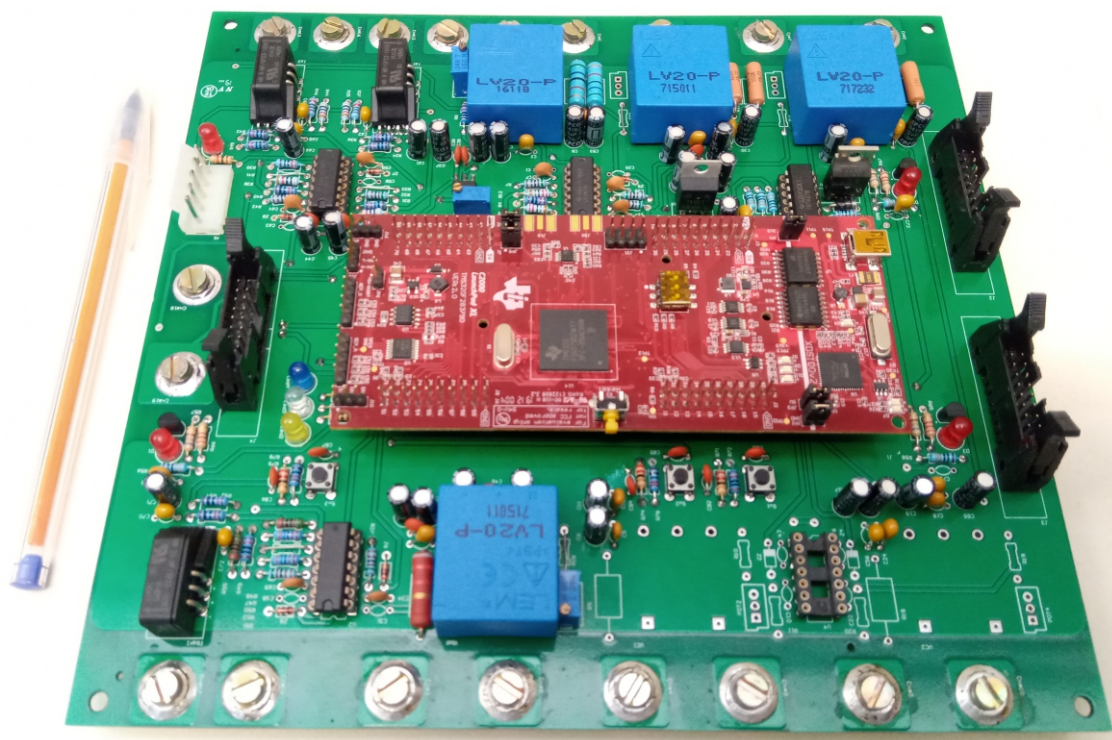
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 105 – Placa do barramento capacitivo da porta III.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 106 – Placa do estágio de medição, condicionamento, filtragem e controle.



Fonte: Elaborado pelo autor.