



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

MÁRIO FRANCISCO APOLINÁRIO

***NOBREAK DUPLA CONVERSÃO MONOFÁSICO ISOLADO EM ALTA
FREQUÊNCIA COM TENSÃO DE ENTRADA BIVOLT E POTÊNCIA DE 1 kVA,
BASEADO NO CONCEITO DE CIRCUITO MULTI-PORTAS***

FORTALEZA

2017

MÁRIO FRANCISCO APOLINÁRIO

NOBREAK DUPLA CONVERSÃO MONOFÁSICO ISOLADO EM ALTA FREQUÊNCIA
COM TENSÃO DE ENTRADA BIVOLT E POTÊNCIA DE 1 kVA, BASEADO NO
CONCEITO DE CIRCUITO MULTI-PORTAS

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará, como parte do requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de Concentração: Sistemas de Energia Elétrica. Linha de pesquisa: Eletrônica de Potência.

Orientador: Prof. Dr. René Pastor Torrico Bascopé.

Coorientador: Prof. Dr. Ing. Sérgio Daher.

FORTALEZA

2017

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)

- A654n Apolinário, Mário Francisco.
Nobreak dupla conversão monofásico isolado em alta frequência com tensão de entrada bivolt e potência de 1kVA, baseado no conceito de circuito multi-portas / Mário Francisco Apolinário. – 2017. 220 f. : il. color.
- Dissertação (mestrado) – Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Fortaleza, 2017.
Orientação: Prof. Dr. René Pastor Torrico Bascopé.
Coorientação: Prof. Dr. Sérgio Daher.
1. Nobreak dupla conversão. 2. Circuito com quatro portas. 3. Isolação em alta frequência. I. Título.
CDD 621.3
-

MÁRIO FRANCISCO APOLINÁRIO

NOBREAK DUPLA CONVERSÃO MONOFÁSICO ISOLADO EM ALTA FREQUÊNCIA
COM TENSÃO DE ENTRADA BIVOLT E POTÊNCIA DE 1 kVA, BASEADO NO
CONCEITO DE CIRCUITO MULTI-PORTAS

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará, como parte do requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de Concentração: Sistemas de Energia Elétrica. Linha de pesquisa: Eletrônica de Potência

Aprovado em: 16/03/2017.

BANCA EXAMINADORA:

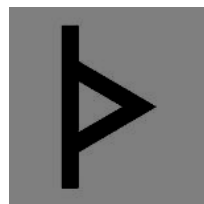
Prof. Dr. René Pastor Torrico Bascopé (Orientador)
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Ing. Sérgio Daher (Coorientador)
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Cícero Marcos Tavares Cruz
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Ing. Tobias Rafael Fernandes Neto
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Eng. M.Sc. Rômulo Leite Ramos
Schneider Electric GmbH



*À Unidade consciente,
E à magnificência de todas as suas partes.*

AGRADECIMENTOS

De ante da manifestação criadora, venho sinceramente e humildemente agradecer esta oportunidade que me foi concedido existir, e me prosterno reverentemente.

Aos meus pais, Francisco José Apolinário, e Márcia de Maria de Sousa Apolinário, que me ensinaram o valor da vida e o potencial da humildade, como meio de formar cidadãos, venho agradecê-los pelo apoio constante e incentivo ao longo dos anos. E a toda minha família, em especial às minhas irmãs que tanto amo, Gabriella e Vanessa.

À Coordenação de Aperfeiçoamento Pessoal de Nível Superior (CAPES), pelo incentivo financeiro com a manutenção da bolsa de auxílio à pesquisa. E ao Grupo de Processamento de Energia e Controle (GPEC) pela disponibilidade de espaço, matérias, e equipamentos utilizados durante as fases de elaboração do projeto.

Ao professor René Pastor Torrico-Bascopé, no exercício de sua função como orientador, educador, e amigo, venho agradecer sua valiosa orientação, e disponibilidade desde a graduação até a conclusão do mestrado; e também, agradeço pela confiança em mim depositada, e pelo incentivo nos momentos de dificuldade. Quero também agradecer ao co-orientador professor Sérgio Daher, que também me acompanha desde a graduação, por suas valiosas e criteriosas colaborações e por sua orientação, tantas vezes oportuna e precisa. E agradeço aos professores da banca examinadora pela atenção e contribuição ao trabalho.

Aos professores do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará (UFC), e a professora Laurinda Lúcia Nogueira dos Reis, venho agradecê-los por contribuir a minha formação durante a graduação e pós-graduação.

Aos servidores, Mário Sérgio, Hannah Carvalho, e Geraldo, agradeço pela atenção, e serviços prestados à coordenação do departamento; e aos funcionários e técnicos de laboratório, Gleidson, Jorge, Pedro Augusto, Socorro e Edna, agradeço pelo auxílio e amizade.

Aos colegas do laboratório e do departamento: Antonio Barbosa, Bruno, Dalton, Ernande, F. Junior, G. Harison, Joca, Marcos, Samuel Carvalho, e Wellington, entre outros.

Aos meus amigos e companheiros mais próximos, que partilhamos juntos a dialética objetiva, venho prestar meus sinceros agradecimentos por havermo-nos reencontrado neste momento em especial e oportuno.

À minha adorável professora Maria Augusta Ribeiro do Val, a quem tanto admiro, a quem tanto respeito, e a quem tanto me inspira, venho agradecê-la pela companhia e pela gentileza em suas palavras e em seus gestos, que muito me ensinam através de sua vivências e experiências. Venho abraçá-la e agradecê-la novamente.

E por fim, obrigado a todos!

RESUMO

Este trabalho apresenta o projeto de um sistema ininterrupto de energia (*nobreak*) dupla conversão monofásico com tensão na entrada alternada bivolt, tensão na saída alternada de 110V, tensão no banco de baterias de 24V, e potência aparente na saída de 1kVA. A topologia do *nobreak* proposta está baseada no conceito de circuito multi-portas, a qual faz uso de um transformador isolador de alta frequência que permite a interconexão entre diferentes fontes de energia. O referido circuito multi-portas apresenta duas portas de entrada, e duas portas de saída dedicadas a alimentar o inversor de tensão em ponte-completa, e o carregador de baterias derivado da topologia *Buck*. A rede elétrica é conectada à porta de entrada através de um conversor ponte-completa, e o banco de baterias é conectado a outra porta de entrada através de um conversor *Push-Pull* alimentado em tensão. Algumas particularidades do sistema proposto são indicadas: dois estágios de conversão para cada modo de operação, e a forma de onda de tensão quadrada com três níveis na saída do inversor. Observa-se também a praticidade na forma como diferentes fontes de energia podem ser interligadas ao *nobreak* proposto, que até então é dificilmente visto em outros trabalhos. Um protótipo do *nobreak* proposto foi montado, sendo obtido uma eficiência superior a 80% em modo rede para 1kVA, e uma eficiência de 74% em modo bateria para 860VA. Sendo assim, o sistema ininterrupto proposto é considerado uma alternativa às aplicações com potência menor ou igual a 2kVA.

Palavras-Chave: *Nobreak* Dupla Conversão. Circuito Multi-Portas. Transformador Isolador de Alta Frequência.

ABSTRACT

This research presents a single-phase double conversion Uninterruptible Power Supply (UPS) designed with two alternating voltage levels, alternating output voltage 110V, 24V battery-set, and apparent output power of 1kVA. The UPS topology proposed is based on multi-port circuit concept, which uses an isolated High Frequency Transformer (HFT) that interconnected different power sources. The mentioned multi-port circuit consists in two input ports, and two output ports dedicated to feed the Full-Bridge voltage source inverter, and battery-charger derived from Buck topology. The primary power is connected to the input port through a Full-Bridge converter, and the standby power is connected to another input port through a voltage-feed Push-Pull converter. Some particularities of proposed system are indicated: two conversion stages for each operation mode, and the three levels square voltage waveform at the output inverter. It is also observed the practicality in the way that different sources of energy can be interconnected to the proposed UPS, which is not seen in other works. A prototype from proposed UPS was assembled, it was achieved an efficiency superior to 80% in grid mode for 1kVA, and an efficiency of 74% in battery mode for 860VA. Thus, the proposed uninterrupted system is considered an alternative to applications with power less than or equal to 2kVA.

Keywords: Double Conversion UPS. Multi-Port Circuit. Isolated High Frequency Transformer.

LISTA DE FIGURAS

Figura	2.1 – Diagrama de blocos simplificado de um sistema ininterrupto <i>stand-by</i>	11
Figura	2.2 – Diagrama de blocos simplificado de um sistema ininterrupto linha interativa.	12
Figura	2.3 – Diagrama de blocos simplificado de um sistema ininterrupto delta-conversão.	12
Figura	2.4 – Diagrama de blocos simplificado de um sistema ininterrupto dupla conversão.	12
Figura	2.5 – Sistema ininterrupto proposto em (PINHEIRO <i>et al.</i> , 2002).....	13
Figura	2.6 – Sistema ininterrupto proposto em (VAZQUEZ <i>et al.</i> , 2002).....	14
Figura	2.7 – Sistema ininterrupto proposto em (NASIRI <i>et al.</i> , 2008).....	15
Figura	2.8 – Sistema ininterrupto proposto em (TORRICO-BASCOPE <i>et al.</i> , 2008).....	16
Figura	2.9 – Sistema ininterrupto proposto em (JIA-YOU LEE <i>et al.</i> , 1999).	16
Figura	2.10 – Sistema ininterrupto proposto em (ZHAO; KOLAR, 2004).	17
Figura	2.11 – Topologia proposta referente ao <i>nobreak</i> dupla conversão monofásico.	19
Figura	2.12 – Diagrama de blocos referente ao <i>nobreak</i> dupla conversão monofásico.....	20
Figura	3.1 – Conversor CA-CC baseado no conversor <i>Full-Bridge</i>	21
Figura	3.2 – Estratégia de modulação proposta.	22
Figura	3.3 – Sentido de circulação da corrente para tensão na rede igual a 110V: (a) semiciclo positivo, e (b) semiciclo negativo.	23
Figura	3.4 – Sentido de circulação da corrente para tensão na rede igual a 220V: (a) semiciclo positivo, e (b) semiciclo negativo.	23
Figura	3.5 – Etapas de operação para tensão na rede igual a 110V: (a) 1ª etapa, (b) 2ª etapa, (c) 3ª etapa, e (d) 4ª etapa.....	25
Figura	3.6 – Formas de onda aproximadas para tensão na rede igual a 110V: (a) operação em baixa frequência, e (b) operação em alta frequência.....	26
Figura	3.7 – Etapas de operação para tensão na rede igual a 220V: (a) 1ª etapa, (b) 2ª etapa, (c) 3ª etapa, e (d) 4ª etapa.....	27
Figura	3.8 – Formas de onda aproximadas para tensão na rede igual a 220V: (a) operação em baixa frequência, e (b) operação em alta frequência.....	28
Figura	3.9 – Circuitos equivalentes do conversor CA-CC: (a) referido ao primário, e (b) referido ao secundário.....	30
Figura	3.10 – Esquemático dos circuitos <i>Snubber's</i> RCD grampeador : (a) dissipativo, e (b) semi-regenerativo.....	36
Figura	3.11 – Circuito de potência experimental do conversor CA-CC.	38
Figura	3.12 – Circuito de acionamento isolado experimental do conversor CA-CC.....	39
Figura	3.13 – Cálculo térmico do conversor CA-CC: (a) disposição dos semicondutores no dissipador, e (b) circuito equivalente para o cálculo térmico.	39

Figura 3.14 – Modelo simplificado para determinação das perdas no IGBT: (a) entrada em condução, (b) condução, e (c) entrada em bloqueio.....	41
Figura 3.15 – (a) curva característica, e (b) modelo de segmentos lineares.....	42
Figura 3.16 – Diagrama de blocos do “controle modo tensão” do conversor CA-CC.....	43
Figura 3.17 – Circuito de pequenos sinais e o modelo CA da chave PWM.....	43
Figura 3.18 – Circuito de pequeno sinal para análise da Eq. (3.50).....	44
Figura 3.19 – Circuito modificado para análise da Eq. (3.52).....	45
Figura 3.20 – Validando Eq. (3.50): (a) ganho, e (b) fase.....	46
Figura 3.21 – Validando Eq. (3.52): (a) ganho e (b) fase.....	47
Figura 3.22 – Diagrama de Bode da $FTL_{ascvsd}(s)$: (a) ganho, e (b) fase.....	48
Figura 3.23 – Compensador Proporcional Integral Derivativo.....	49
Figura 3.24 – Diagrama de Bode da $FTL_{accvsd}(s)$: (a) ganho, e (b) fase.....	50
Figura 3.25 – Diagrama de Bode da $FTL_{ascisd}(s)$: (a) ganho, e (b) fase.....	50
Figura 3.26 – Compensador Proporcional Integral com Filtro (tipo 2).....	51
Figura 3.27 – Diagrama de Bode da $FTL_{accisd}(s)$: (a) ganho, e (b) fase.....	52
Figura 3.28 – Esquemático do circuito de controle do conversor CA-CC: (a) compensador de tensão, (b) compensador de corrente, (c) comparador 1, e (d) comparador 2.....	53
Figura 4.1 – Conversor CC-CA baseado no conversor <i>Full-Bridge</i>	54
Figura 4.2 – Modulação PWM assimétrica.....	55
Figura 4.3 – Sentido de circulação da corrente no estágio inversor.....	55
Figura 4.4 – Etapas de operação do conversor CC-CA para tensão na saída igual a 110V: (a) 1ª etapa, (b) 2ª etapa, (c) 3ª etapa, e (d) 4ª etapa.....	56
Figura 4.5 – Formas de onda relevantes para o conversor CC-CA.....	57
Figura 4.6 – Circuitos de potência e de acionamento experimentais do conversor CC-CA.....	60
Figura 4.7 – Cálculo térmico do conversor CC-CA: (a) disposição dos semicondutores no dissipador, e (b) circuito equivalente para o cálculo térmico.....	61
Figura 4.8 – Modelo simplificado para determinação das perdas no MOSFET: (a) entrada em condução, (b) condução, e (c) entrada em bloqueio.....	62
Figura 4.9 – (a) curva característica, e (b) modelo de segmentos lineares.....	63
Figura 5.1 – Conversor CC-CC baseado no conversor <i>Push-Pull</i> alimentado em tensão.....	65
Figura 5.2 – Estratégia de modulação proposta.....	66
Figura 5.3 – Sentido de circulação da corrente no estágio elevador.....	67
Figura 5.4 – Etapas de operação conversor CC-CC: (a) 1ª etapa, (b) 2ª etapa, (c) 3ª etapa, e (d) 4ª etapa.....	68

Figura 5.5	– Formas de onda relevantes para o conversor CC-CC.....	69
Figura 5.6	– Circuitos equivalentes do conversor CC-CC: (a) referido ao primário, e (b) referido ao secundário.....	70
Figura 5.7	– Formas de onda de tensão e corrente em L_{s1} : (a) MCC e (b) MCD.....	73
Figura 5.8	– Razão cíclica em função: (a) corrente no barramento normalizada, (b) resistência de carga normalizada.	75
Figura 5.9	– Ganho estático em função: (a) corrente no barramento normalizada, (b) resistência de carga normalizada.	76
Figura 5.10	– Esquemático do circuito <i>Snubber</i> RCD grampeador semi-regenerativo.	83
Figura 5.11	– Circuito de potência experimental conversor CC-CC.	84
Figura 5.12	– Cálculo térmico conversor CC-CC: (a) disposição dos semicondutores no dissipador, e (b) circuito equivalente para o cálculo térmico.	85
Figura 5.13	– Diagrama de blocos do “controle modo tensão” do conversor CC-CC.....	87
Figura 5.14	– Circuito de pequenos sinais e o modelo CA da chave PWM.	87
Figura 5.15	– Circuito de pequenos sinais para análise da Eq. (5.62).....	88
Figura 5.16	– Circuito de pequenos sinais para análise da Eq. (5.64).....	89
Figura 5.17	– Validando Eq. (5.62): a) módulo, e (b) fase.	90
Figura 5.18	– Validando Eq. (5.64): a) ganho e (b) fase.....	91
Figura 5.19	– Diagrama de Bode da $F_{TLAscvsd}(s)$: (a) ganho, e (b) fase.	92
Figura 5.20	– Compensador Proporcional Integral Derivativo.	92
Figura 5.21	– Diagrama de Bode da $F_{TLAccvsd}(s)$: (a) ganho, e (b) fase.	93
Figura 5.22	– Diagrama de Bode da $F_{TLAscibd}(s)$: (a) ganho, e (b) fase.....	94
Figura 5.23	– Diagrama de Bode da $F_{TLAccibd}(s)$: (a) ganho, e (b) fase.	95
Figura 5.24	– Esquemático do circuito de controle do conversor CC-CC: (a) compensador de tensão, (b) compensador de corrente, (c) comparador 1, e (d) comparador 2.	96
Figura 6.1	– Carregador de baterias baseado no conversor <i>Buck</i>	97
Figura 6.2	– Estratégia de modulação proposta.	98
Figura 6.3	– Sentido de circulação da corrente no estágio carregador.....	98
Figura 6.4	– Etapas de operação carregador de baterias: (a) 1ª etapa, e (b) 2ª etapa.	99
Figura 6.5	– Formas de onda relevantes para o carregador de baterias.....	100
Figura 6.6	– Esquemático do circuito <i>Snubber</i> RCD grampeador dissipativo.....	108
Figura 6.7	– Circuito de potência experimental do carregador de baterias.....	110
Figura 6.8	– Cálculo térmico do carregador de baterias: (a) disposição do semicondutor no dissipador, e (b) circuito equivalente para o cálculo térmico.....	110
Figura 6.9	– Diagrama de blocos do “controle modo tensão” do carregador de baterias.	112

Figura 6.10	– Circuito de pequenos sinais e o modelo CA da chave PWM.....	113
Figura 6.11	– Circuito de pequeno sinal para análise da Eq. (6.45).	113
Figura 6.12	– Circuito modificado para análise da Eq. (6.47).	114
Figura 6.13	– Validando Eq. (6.45): (a) ganho, e (b) fase.	115
Figura 6.14	– Validando Eq. (5.47): (a) ganho e (b) fase.	116
Figura 6.15	– Diagrama de Bode da $FTLAscxbd(s)$: (a) ganho, e (b) fase.	117
Figura 6.16	– Compensador Proporcional Integral Derivativo.....	118
Figura 6.17	– Diagrama de Bode da $FTLAccvbd(s)$: (a) ganho, e (b) fase.	119
Figura 6.18	– Diagrama de Bode da $FTLAscibd(s)$: (a) ganho, e (b) fase.	119
Figura 6.19	– Compensador Proporcional Integral com Filtro (tipo 2).	120
Figura 6.20	– Diagrama de Bode da $FTLAccisd(s)$: (a) ganho, e (b) fase.	121
Figura 6.21	– Esquemático do circuito de controle do carregador de baterias: (a) compensador de tensão, (b) compensador de corrente, e (c) comparador.	122
Figura 7.1	– Ilustração do protótipo desenvolvido.	123
Figura 7.2	– Detalhe da carga não-linear utilizada para simulação e experimental.	124
Figura 7.3	– Esquemático referente ao <i>nobreak</i> monofásico proposto.....	124
Figura 7.4	– Simulação do conversor CA-CC para $V_i = 82,5$ V, $S_o = 1$ kVA, e $FP = 0,7$: (1) tensão na entrada [100 V/div], (2) corrente na entrada [50 A/div], (3) corrente no indutor L_{i1} [50 A/div], e (4) tensão na saída do filtro de entrada V_{cd} [100 V/div]; tempo [5 ms/div].	125
Figura 7.5	– Simulação do conversor CA-CC para $V_i = 82,5$ V, $S_o = 1$ kVA, e $FP = 0,7$: (1) tensão no barramento [25 V/div], (2) corrente no indutor L_{s1} [20 A/div], (3) tensão na saída do inversor [200 V/div], e (4) corrente na saída do inversor [50 A/div]; tempo [5 ms/div].	125
Figura 7.6	– Simulação do Conversor CA-CC para $V_i = 82,5$ V, $S_o = 1$ kVA, e $FP = 0,7$: (1) tensão na chave S_1 [400 V/div], (2) tensão na chave S_4 [400 V/div], (3) tensão no enrolamento N_{p1} [200 V/div], e (4) corrente no enrolamento N_{p1} [100 A/div]; [25 us/div].	126
Figura 7.7	– Simulação do conversor CA-CC para $V_i = 82,5$ V, $S_o = 1$ kVA, e $FP = 0,7$: (1) tensão no enrolamento N_{s1} [400 V/div], (2) corrente no enrolamento N_{s1} [20 A/div], (3) corrente no indutor L_{s1} [10 A/div], e (4) tensão reversa no diodo D_5 [400 V/div]; [25 us/div].	126
Figura 7.8	– Simulação do conversor CA-CC para $V_i = 143$ V, $S_o = 1$ kVA, e $FP = 0,7$: (1) tensão na entrada [200 V/div], (2) corrente na entrada [25 A/div], (3) corrente no indutor L_{i1} [25 A/div], e (4) tensão na saída do filtro de entrada V_{cd} [200 V/div]; tempo [5 ms/div].	127
Figura 7.9	– Simulação do conversor CA-CC para $V_i = 176$ V, $S_o = 1$ kVA, e $FP = 0,7$: (1) tensão na entrada [200 V/div], (2) corrente na entrada [20 A/div], (3) corrente no indutor L_{i1} [20 A/div], e (4) tensão na saída do filtro de entrada V_{cd} [200 V/div]; tempo [5 ms/div].	127

- Figura 7.10 – Simulação do conversor CA-CC para $V_i = 264$ V, $S_o = 1$ kVA, e $FP = 0,7$: (1) tensão na entrada [400 V/div], (2) corrente na entrada [20 A/div], (3) corrente no indutor L_{i1} [10 A/div], e (4) tensão na saída do filtro de entrada V_{cd} [200 V/div]; tempo [5 ms/div]..... 128
- Figura 7.11 – Simulação do conversor CC-CC para $V_b = 20,4$ V, $S_o = 1$ kVA, e $FP = 0,7$: (1) tensão no banco de baterias [10 V/div], (2) corrente no banco de baterias [50 A/div], e (3) tensão no capacitor *snubber* [20 V/div]; tempo [5 ms/div]..... 128
- Figura 7.12 – Simulação do conversor CC-CC para $V_b = 20,4$ V, $S_o = 1$ kVA, e $FP = 0,7$: (1) tensão no barramento [25 V/div], (2) corrente no indutor L_{s1} [10 A/div], (3) tensão na saída do inversor [200 V/div], e (4) corrente na saída do inversor [50 A/div]; tempo [5 ms/div]..... 129
- Figura 7.13 – Simulação do conversor CC-CC para $V_b = 20,4$ V, $S_o = 1$ kVA, e $FP = 0,7$: (1) tensão no enrolamento N_{s1} [500 V/div], (2) corrente no enrolamento N_{s1} [5 A/div], (3) corrente no indutor L_{s1} [5 A/div], e (4) tensão reversa no diodo D_5 [500 V/div]; [25 us/div]..... 129
- Figura 7.14 – Simulação de transição a partir do modo rede para modo bateria para $V_i = 82,5$ V, $S_o = 1$ kVA, e $FP = 0,7$: (1) tensão no barramento [25 V/div], (2) tensão na entrada [100 V/div], (3) corrente na entrada [50 A/div], (4) corrente no banco de baterias [200 A/div], e (5) tensão na saída do inversor [200 V/div]; tempo [10 ms/div]..... 130
- Figura 7.15 – Simulação de transição a partir do modo bateria para modo rede para $V_i = 82,5$ V, $S_o = 1$ kVA, e $FP = 0,7$: (1) tensão no barramento [25 V/div], (2) tensão na entrada [200 V/div], (3) corrente na entrada [100 A/div], (4) corrente no barramento de baterias [200 A/div], e (5) tensão na saída do inversor [200 V/div]; tempo [10 ms/div]..... 130
- Figura 7.16 – Simulação conversor CA-CC para degrau de carga 20% a 100%, $V_i = 82,5$ V, $S_o = 1$ kVA, e $FP = 0,7$: (1) tensão no barramento [25 V/div], (2) tensão na entrada [100 V/div], (3) corrente na entrada [50 A/div], (4) corrente na saída do inversor [50 A/div], e (5) tensão na saída do inversor [200 V/div]; tempo [10 ms/div]..... 131
- Figura 7.17 – Simulação conversor CC-CC para degrau de carga 20% a 100%, $V_b = 20,4$ V, $S_o = 1$ kVA, e $FP = 0,7$: (1) tensão no barramento [25 V/div], (2) tensão no banco de baterias [10 V/div], (3) corrente no banco de baterias [100 A/div], (4) corrente na saída do inversor [50 A/div], e (5) tensão na saída do inversor [200 V/div]; tempo [10 ms/div]. 131
- Figura 7.18 – Simulação conversor CA-CC para variação da tensão na entrada 82,5 V a 143 V, $S_o = 1$ kVA, e $FP = 0,7$: (1) tensão no barramento [25V/div], (2) tensão na entrada [200V/div], (3) corrente na entrada [100A/div], e (4) tensão na saída do inversor [200V/div]; [10ms/div]. 132
- Figura 7.19 – Simulação conversor CA-CC para variação da tensão na entrada 176 V a 264 V, $S_o = 1$ kVA, e $FP = 0,7$: (1) tensão no barramento [25V/div], (2) tensão na entrada [400V/div], (3) corrente na entrada [50A/div], e (4) tensão na saída do inversor [200V/div]; [10ms/div]. 132
- Figura 7.20 – Experimentação do conversor CA-CC para $V_i = 82,5$ V, $S_o = 1$ kVA, e $FP = 0,7$: (1) tensão na entrada [100 V/div], (2) corrente na entrada [25

- A/div], (3) corrente no indutor L_{i1} [10 A/div], e (4) tensão na saída do filtro de entrada V_{cd} [100 V/div]; tempo [4 ms/div]..... 133
- Figura 7.21 – Experimentação do conversor CA-CC para $V_i = 82,5$ V, $S_o = 1$ kVA, e $FP = 0,7$: (1) tensão no barramento [20 V/div], (2) corrente no indutor L_{s1} [10 A/div], (3) tensão na saída do inversor [200 V/div], e (4) corrente na saída do inversor [50 A/div]; tempo [4ms/div]..... 133
- Figura 7.22 – Experimentação do conversor CA-CC para $V_i = 82,5$ V, $S_o = 1$ kVA, e $FP = 0,7$: (1) tensão na chave S_1 [500 V/div], (2) tensão na chave S_4 [500 V/div], (3) tensão no enrolamento N_{p1} [500 V/div], e (4) corrente no enrolamento N_{p1} [10A/div]; tempo [20us/div]..... 134
- Figura 7.23 – Experimentação do conversor CA-CC para $V_i = 82,5$ V, $S_o = 1$ kVA, e $FP = 0,7$: (1) tensão no enrolamento N_{s1} [500 V/div], (2) corrente no enrolamento N_{s1} [10 A/div], (3) corrente no indutor L_{s1} [10 A/div], e (4) tensão reversa no diodo D_5 [200 V/div]; [20 us/div]..... 134
- Figura 7.24 – Experimentação do conversor CA-CC para $V_i = 143$ V, $S_o = 1$ kVA, e $FP = 0,7$: (1) tensão na entrada [100 V/div], (2) corrente na entrada [25 A/div], (3) corrente no indutor L_{i1} [5 A/div], e (4) tensão na saída do filtro de entrada V_{cd} [100 V/div]; tempo [4 ms/div]..... 135
- Figura 7.25 – Experimentação do conversor CA-CC para $V_i = 176$ V, $S_o = 1$ kVA, e $FP = 0,7$: (1) tensão na entrada [200 V/div], (2) corrente na entrada [25 A/div], (3) corrente no indutor L_{i1} [10 A/div], e (4) tensão na saída do filtro de entrada V_{cd} [100 V/div]; tempo [4 ms/div]..... 135
- Figura 7.26 – Experimentação do conversor CA-CC para $V_i = 264$ V, $S_o = 1$ kVA, e $FP = 0,7$: (1) tensão na entrada [200 V/div], (2) corrente na entrada [10 A/div], (3) corrente no indutor L_{i1} [10 A/div], e (4) tensão na saída do filtro de entrada V_{cd} [200 V/div]; tempo [4 ms/div]..... 136
- Figura 7.27 – Experimentação do conversor CC-CC para $V_b = 21$ V, $S_o = 860$ VA, e $FP = 0,7$: (1) tensão no banco de baterias [10 V/div], (2) corrente no banco de baterias [5 A/div], e (3) tensão no capacitor *snubber* [20 V/div]; tempo [4 ms/div]..... 136
- Figura 7.28 – Experimentação do conversor CC-CC para $V_b = 21$ V, $S_o = 860$ VA, e $FP = 0,7$: (1) tensão no barramento [20 V/div], (2) corrente no indutor L_{s1} [5 A/div], (3) tensão na saída do inversor [200 V/div], e (4) corrente na saída do inversor [25 A/div]; tempo [4 ms/div]..... 137
- Figura 7.29 – Experimentação do conversor CC-CC para $V_b = 21$ V, $S_o = 860$ VA, e $FP = 0,7$: (1) tensão no enrolamento N_{s1} [500 V/div], (2) corrente no enrolamento N_{s1} [5 A/div], (3) corrente no indutor L_{s1} [5 A/div], e (4) tensão reversa no diodo D_5 [200 V/div]; [20 us/div]..... 137
- Figura 7.30 – Experimentação do conversor CC-CC para $V_b = 21$ V, $S_o = 860$ VA, e $FP = 0,7$: (1) tensão na chave S_9 [50 V/div], (2) tensão na chave S_{10} [50 V/div], (3) tensão no capacitor *snubber* [25 V/div], e (4) corrente no banco de baterias [10 A/div]; tempo [10 us/div]..... 138
- Figura 7.31 – Curvas de eficiência (η [%] x P_o [W]): (a) modo rede simulada, (b) modo rede experimental, (c) modo bateria simulada, e (d) modo bateria experimental..... 139

Figura 7.32 – Curva de carga da bateria obtida com o carregador.....	139
Figura 7.33 – Contabilização das perdas obtidas em simulação a partir da diferença entre P_i e P_o quando em modo rede: (a) $V_i = 82,5V$, (b) $V_i = 143V$, (c) $V_i = 176V$, e (d) $V_i = 264V$; e (e) quando em modo bateria.	140
Figura A.1 – Detalhamento das portas envolvidas: (a) modo rede, e (b) modo bateria.....	149
Figura B.1 – Circuito de pequeno sinal para análise da Eq. (B.19).	158
Figura B.2 – Esboço em diagrama de Bode: (a) ganho, (b) fase, e (c) legenda.	159

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1	– Classificação dos problemas na qualidade de energia mais comuns a serem solucionados em função da categoria de <i>nobreak</i>	10
Tabela 3.1	– Especificações de projeto para o circuito de potência do conversor CA-CC.	34
Tabela 3.2	– Considerações de projeto para o circuito de potência do conversor CA-CC.	34
Tabela 3.3	– Detalhes construtivos dos magnéticos envolvidos no conversor CA-CC.....	37
Tabela 3.4	– Listagem dos componentes comerciais utilizados no conversor CA-CC.	38
Tabela 3.5	– Especificações e considerações térmicas do conversor CA-CC.....	40
Tabela 3.6	– Características elétricas e térmicas dos semicondutores do conversor CA-CC.....	40
Tabela 3.7	– Parâmetros do conversor CA-CC.....	46
Tabela 3.8	– Considerações de desempenho para o projeto dos compensadores.	48
Tabela 4.1	– Considerações de projeto para o circuito de potência do inversor.....	59
Tabela 4.2	– Listagem dos componentes comerciais utilizados no conversor CC-CA.	60
Tabela 4.3	– Especificações e considerações térmicas do conversor CC-CA.....	61
Tabela 4.4	– Características elétricas e térmicas dos semicondutores do conversor CC-CA.....	61
Tabela 5.1	– Especificações de projeto para o circuito de potência do conversor CC-CC.	80
Tabela 5.2	– Considerações de projeto para o circuito de potência do conversor CC-CC.	80
Tabela 5.3	– Detalhes construtivos do magnético envolvido conversor CC-CC.....	83
Tabela 5.4	– Listagem dos componentes comerciais utilizados conversor CC-CC.	84
Tabela 5.5	– Especificações e considerações térmicas do conversor CC-CC.	85
Tabela 5.6	– Características elétricas e térmicas do semicondutor do conversor CC-CC.	85
Tabela 5.7	– Parâmetros do conversor CC-CC.....	90
Tabela 5.8	– Considerações de desempenho para o projeto dos compensadores.	91
Tabela 6.1	– Especificações de projeto para o circuito de potência do carregador de baterias.	105
Tabela 6.2	– Considerações de projeto para o circuito de potência do carregador de baterias.	105
Tabela 6.3	– Detalhes construtivos dos magnéticos envolvidos no carregador de baterias.	109
Tabela 6.4	– Listagem dos componentes comerciais utilizados no carregador de baterias.	109

Tabela 6.5	– Especificações e considerações térmicas do carregador de baterias.	111
Tabela 6.6	– Características elétricas e térmicas dos semicondutores do carregador de baterias.....	111
Tabela 6.7	– Parâmetros do carregador de baterias.....	115
Tabela 6.8	– Considerações de desempenho para o projeto dos compensadores.....	117
Tabela A.1	– Especificações e considerações de projeto do transformador isolador.....	148
Tabela A.2	– Dados de projeto referentes ao núcleo magnético utilizado.....	149
Tabela B.1	– Especificações e considerações do filtro LC com amortecimento em paralelo.	155
Tabela B.2	– Parâmetros do conversor CA-CC.	157

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CA-CC	Conversão corrente alternada para corrente contínua
CC-CA	Conversão corrente contínua para corrente alternada
CC-CC	Conversão corrente contínua para corrente contínua
EMI	Interferência Eletromagnética (<i>Electromagnetic Interference</i>)
FD	Fator de Deslocamento
FF	Fator de Forma ou Fator de Distorção
FP	Fator de Potência (<i>Power Factor</i>)
FT	Função de Transferência
HFC	Rede Híbrida Fibra-Coaxial
HFT	Transformador isolador de Alta Frequência (<i>isolated High Frequency Transformer</i>)
MCC	Modo de Condução Contínua
MCD	Modo de Condução Descontínua
PFC	Correção do Fator de Potência (<i>Power Factor Corection</i>)
PWM	Modulação por Largura de Pulso (<i>Pulse Width Modulation</i>)
THD	Taxa de Distorção Harmônica (<i>Total Harmonic Distortion</i>)
UPS	Sistema Ininterrupto de Energia (<i>Uninterruptible Power System</i>) ou <i>NOBREAK</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

α	Avanço de fase	graus
β	Ganho de tensão do conversor	-
δ	Defasagem entre a fundamental da tensão na entrada e a fundamental da corrente na entrada	-
ε	Ângulo de extinção de harmônica específica	graus
η	Eficiência	-
η_t	Eficiência do transformador	-
θ	Regulação do transformador	-
φ	Intervalo de condução da corrente pulsada	s
$\Delta IL_{\%}$	Taxa de ondulação de corrente no indutor	-
ΔIL_{b_2}	Ondulação de corrente em L_{b_2}	A
$\Delta IL_{b_2\%}$	Taxa de ondulação de corrente em L_{b_2}	-
ΔIL_{b_3}	Ondulação de corrente em L_{b_3}	A
$\Delta IL_{s_1\%}$	Taxa de ondulação de corrente em L_{s_1}	-
ΔIL_{s_1}	Ondulação de corrente em L_{s_1}	A
ΔV_{b_a}	Ondulação de tensão na saída do carregador	V
$\Delta V_{b_a\%}$	Taxa de ondulação da tensão na saída do carregador	V
ΔV_{Cb_1}	Ondulação (<i>ripple</i>) de tensão em C_{b_1}	V
$\Delta V_{bus\%}$	Taxa de ondulação da tensão no barramento	-
$\Delta V_{L_{s_1}}$	Ondulação de tensão em L_{s_1}	V
a	Terminal ativo do modelo da chave PWM	-
a_b	Relação de transformação do carregador de baterias	-
a_c	Relação de transformação do conversor CA-CC	-
a_s	Relação de transformação do conversor CC-CC	-
Ac	Área da seção transversal	cm ²
Ap	Produto entre áreas	cm ⁴
Av	Ganho do compensador	dB
Aw	Área de janela	cm ²
Bm	Densidade de campo magnético	T
c	Terminal comum do modelo da chave PWM	-
C_{bat}	Capacidade da bateria	A.h
C_{b_1}	Capacitor filtro na entrada	F
C_{b_2}	Capacitor filtro na saída	F
C_{b_3}	Capacitor filtro no banco de baterias	F
$C_{i_{1..2}}$	Capacitor filtro na entrada	F

Ch	Chave seletora 110V/220V	-
Cib(s)	FT do compensador da malha de corrente	-
Cils(s)	FT do compensador da malha de corrente	-
Cs ₁	Capacitor filtro na saída	F
Cvb(s)	FT do compensador da malha de tensão	-
Cvs(s)	FT do compensador da malha de tensão	-
D _{1..4}	Diodos retificadores na entrada	-
D _{5..10}	Diodos retificadores na saída	-
D _{11..12}	Diodos do estágio carregador	-
D1	Razão cíclica complementar do modelo	-
D	Razão cíclica do modelo	-
Db	Razão cíclica do carregador de baterias	-
Dc	Razão cíclica do conversor CA-CC	-
Dcr	Razão cíclica crítica	-
Di	Razão cíclica do conversor CC-CA	-
Ds	Razão cíclica do conversor CC-CC	-
fa _{S1}	Fator de correção de altitude	-
fc _{S1}	Fator de correção de comprimento	-
fcr	Frequência de cruzamento do compensador	Hz
fc _{ri}	Frequência de cruzamento da malha de corrente	Hz
fcrv	Frequência de cruzamento da malha de tensão	Hz
fg	Frequência da rede	Hz
fo	Frequência de saída	Hz
fp	Frequência do pólo	Hz
fr _b	Frequência de ressonância do filtro LC do carregador de baterias	Hz
fr _c	Frequência de ressonância do filtro LC com amortecimento	Hz
fr _s	Frequência de ressonância do filtro LC do conversor CC-CC	Hz
fs	Frequência de chaveamento	Hz
ft _{S1}	Fator de correção de temperatura	-
fz	Frequência do zero	Hz
G	Ganho do compensador em valor absoluto	-
Gibd(s)	FT da variação da corrente em Lb₃ com a variação da razão cíclica	-
Gibls(s)	FT da variação da corrente em Lb₃ com a variação corrente em Ls₁	-
Gisd(s)	FT da variação da corrente em Ls₁ com a variação da razão cíclica	-
Gvbd(s)	FT da variação da tensão no banco de baterias com a variação razão cíclica	-
Gvsd(s)	FT da variação da tensão no barramento com a variação razão cíclica	-
Gze(s)	FT da variação da impedância de entrada	-

H1	Sensor de corrente	-
$H_i(s)$	FT do sensor de corrente	-
$H_{ib}(s)$	FT do sensor de corrente	-
$H_v(s)$	FT do sensor de tensão	-
$H_{vb}(s)$	FT do sensor de tensão	-
I_a	Corrente média no terminal ativo do modelo da chave PWM	A
I_b	Corrente drenada do banco de baterias	A
$I_{b_{car}}$	Corrente de carga das baterias	A
I_{bsc}	Valor da sobrecorrente adotado para corrente no banco de baterias	A
I_{bus}	Corrente média no barramento	A
$I_{bus_{nor}}$	Corrente normalizada no barramento	-
$I_{c_{on}}$	Corrente média de coletor	A
$I_{c_{il}}$	Corrente de calda no coletor	A
I_c	Corrente média no terminal comum do modelo da chave PWM	A
I_{Cb_1}	Corrente no capacitor filtro na entrada	A
I_{Cb_2}	Corrente no capacitor filtro na saída	A
I_{Cs_1}	Corrente no capacitor filtro na saída	A
I_{d_f}	Corrente no diodo	A
ID_1	Corrente no diodo retificador na entrada	A
ID_5	Corrente no diodo retificador na saída	A
$ID_{9..10}$	Corrente nos diodos retificadores na saída	A
ID_{11}	Corrente no diodo do estágio carregado	-
I_i	Corrente de entrada	A
I_{i_1}	Corrente fundamental de entrada	A
$I_{i_{ef}}$	Corrente eficaz de entrada	A
I_{inv}	Corrente na entrada do inversor	A
I_{Lb_1}	Corrente no indutor filtro na entrada	A
I_{Lb_2}	Corrente no indutor filtro na saída	A
I_{Ls_1}	Corrente no indutor filtro na saída	A
$I_{Ls_{1cc}}$	Sobrecorrente em LS_1	A
I_{o_1}	Corrente na saída do inversor	A
$I_p(\varphi)$	Função constante com amplitude de corrente definida	A
$I_{pb}(\varphi)$	Função constante com amplitude de corrente definida	A
IN_{p_1}	Corrente no enrolamento acoplado de primário	A
IN_{s_2}	Corrente no enrolamento acoplado de secundário	A
IS_1	Corrente na chave do estágio <i>Chopper</i>	A
IS_{11}	Corrente na chave do estágio carregador	A

Jc	Densidade de corrente	A/cm ²
k	Fator 'k'	-
Ka	Parâmetro de condução do conversor	-
Ka_cr	Parâmetro de condução crítico	-
Kf	Coeficiente da natureza da forma de onda	-
Ku	Utilização da janela	-
Kv	Ganho do controlador de tensão	-
La _{1..2}	Indutor filtro com amortecimento na entrada	H
Lb ₁	Indutor filtro na entrada	H
Lb ₂	Indutor filtro na saída	H
Lb ₃	Indutor filtro no banco de baterias	H
Li _{1..2}	Indutor filtro na entrada	H
LS ₁	Indutor filtro na saída	H
M	Ganho estático do conversor	-
Mc	Ganho estático em modo contínuo	-
Mcr	Ganho estático crítico	-
Md	Ganho estático em modo descontínuo	-
MFi	Margem de fase da malha de corrente	graus
MFv	Margem de fase da malha de tensão	graus
Mg	Massa do núcleo aproximada	g
n	Ordem da harmônica	-
n _{bat}	Quantidade de baterias em série	-
n _c	Amortecimento do filtro	-
Np _{1..4}	Enrolamentos acoplados de primário	-
NS _{1..3}	Enrolamentos acoplados de secundário	-
p	Terminal passivo do modelo da chave PWM	-
Pb	Potência disponível na saída do carregador de baterias	W
Pbus	Potência ativa disponível no barramento	W
Pc _{on}	Potência dissipada no IGBT no instante da entrada em condução	W
Pc _{off}	Potência dissipada no IGBT no instante da entrada em bloqueio	W
Pc _{sat}	Potência dissipada no IGBT no momento da condução	W
Pd _{on}	Potência dissipada no MOSFET no instante da entrada em condução	W
Pd _{off}	Potência dissipada no MOSFET no instante da entrada em bloqueio	W
Pd _{sat}	Potência dissipada no MOSFET no momento da condução	W
PD ₁	Potência total dissipada na condição crítica em D ₁	W
Pi	Potência ativa na entrada	W
Pinv	Potência ativa na entrada do inversor	W

Pp	Profundidade de penetração	cm
PS ₁	Potência total dissipada em S ₁	W
Po	Potência ativa disponível na saída	W
PT _C	Potência total dissipada nos módulos S _{1..4} e D _{1..4}	W
PT _D	Potência total dissipada nos módulos S _{5..8} e D _{5..8}	W
Ra _{1..2}	Resistência de amortecimento do filtro na entrada	Ω
RCb ₂	Resistência série interna ao capacitor filtro na saída	Ω
re	Resistência equivalente do modelo da chave PWM	Ω
Rds	Resistência dreno-source	Ω
Ri	Resistência da fonte	Ω
RLb ₃	Resistência do indutor filtro no banco de baterias	Ω
RLS ₁	Resistência do indutor filtro na saída	Ω
Ro	Resistência de carga na saída	Ω
RCb ₃	Resistência série interna ao capacitor de filtro no banco de baterias	Ω
RCs ₁	Resistência série interna ao capacitor filtro na saída	Ω
Rs ₁	Resistência de carga no barramento	Ω
RS _{1nor}	Resistência de carga normalizada	-
Rtcd	Resistência térmica cápsula-dissipador	°C/W
Rtda _{cat_S1}	Resistência térmica do dissipador	°C/W/4''
Rtda _{CS1}	Resistência térmica do dissipador calculada	°C/W
Rtda _{PS1}	Resistência térmica do dissipador de projeto	°C/W
Rtjc	Resistência térmica junção-cápsula	°C/W
s	Variável de representação contínuo	-
S _{1..4}	Chaves na célula <i>Full-Bridge</i> , ou chaves do estágio <i>Chopper</i>	-
S _{5..8}	Chaves do estágio inversor	-
S _{9..10}	Chaves do estágio elevador	-
S ₁₁	Chave do estágio carregador	-
Sc	Sinal periódico de controle	0/1
SN _{p1..4}	Potência aparente nas portas de primário	V.A
SN _{s1..3}	Potência aparente nas portas de secundário	V.A
So	Potência aparente na saída	V.A
St _b	Potência aparente total em modo bateria	V.A
St _{tb}	Potência aparente total em modo rede para a configuração <i>Full-Bridge</i>	V.A
St _{tp}	Potência aparente total em modo rede para a configuração <i>Push-Pull</i>	V.A
St	Potência aparente do transformador	V.A
V1	Sensor de tensão	-
Vap	Tensão entre os terminais a e c do modelo da chave PWM	V

V_b	Tensão no banco de baterias	V
V_{b_a}	Tensão na saída quando em modo armazenamento	V
V_{b_c}	Tensão na saída quando em modo crítico	V
V_{b_f}	Tensão na saída quando em modo flutuação	V
$V_{b_{\min}}$	Tensão mínima no banco de baterias	V
V_{bus}	Tensão no barramento	V
$V_{bus_{des}}$	Tensão de descarga do barramento	V
V_{Cb_1}	Tensão no capacitor filtro na entrada	V
$V_{Ci_{1..2}}$	Tensão no capacitor de filtro entrada	V
$V_{ce_{on}}$	Tensão de saturação do IGBT	V
$V_{ce_{off}}$	Tensão entre coletor e emissor quando IGBT em bloqueado	V
V_{cp}	Tensão entre os terminais c e p do modelo da chave PWM	V
V_d	Variável de tensão no modelo da chave PWM	V
$V_{d_{con}}$	Queda de tensão no diodo	V
V_{d_f}	Tensão no diodo para $I_f = 30A$	V
V_{d_o}	Tensão no diodo para $I_f = 1A$	V
$V_{ds_{off}}$	Tensão máxima <i>dreno-source</i>	V
VD_{1rev}	Tensão reversa em D₁	V
VD_{5rev}	Tensão reversa em D₅	V
VD_{11rev}	Tensão reversa em D₁₁	V
V_{gr}	Tensão de grampeamento	V
V_i	Fonte de tensão senoidal na entrada, ou tensão na rede	V
$V_{i_{ef}}$	Tensão eficaz de entrada	V
VLb_2	Tensão nos terminais de Lb₂	V
VLb_3	Tensão nos terminais de Lb₃	V
VLs_1	Tensão nos terminais de Ls₁	V
$VNp_{3..4}$	Tensão induzida nos enrolamentos acoplados Np_{3..4}	V
$VNs_{2..3}$	Tensão induzida nos enrolamentos acoplados Ns_{2..3}	V
Vo_1	Tensão fundamental na saída com três níveis	V
V_o	Tensão na saída	V
$V_{o_{ef}}$	Tensão eficaz na saída	V
V_{ref}	Tensão de referência	V
V_{ri}	Tensão de referência para malha de corrente	V
V_{rv}	Tensão de referência para malha de tensão	V
V_s	Tensão no barramento	V
VS_{1max}	Tensão máxima em S₁	V
V_t	Amplitude do dente de serra	V

t	Tempo	s
t_{if}	Tempo de descida da corrente	s
t_{ir}	Tempo de subida da corrente	s
t_{vf}	Tempo de descida da tensão	s
t_{vr}	Tempo de subida da tensão	s
T	Período da rede	s
Thp	Tempo de <i>Hold-up time</i>	s
Tj	Temperatura da junção	°C
Ts	Período de chaveamento	s
Zo	Impedância de ressonância do filtro	Ω
Zo(s)	FT do filtro LC com amortecimento em paralelo	-
Zoc(s)	FT do filtro LC passa baixa	-

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO GERAL.....	1
2	MOTIVAÇÃO, REVISÃO BIBLIOGRÁFICA E DESCRIÇÃO DO SISTEMA PROPOSTO.....	4
2.1	Motivação.....	4
2.2	Objetivo.....	8
2.3	Revisão Bibliográfica	8
2.3.1	<i>Distúrbios na Qualidade da Energia Elétrica.....</i>	8
2.3.2	<i>Categorias de Sistema Ininterrupto de Energia Estático</i>	10
2.3.2.1	<i>Stand-by (ou Espera Passiva).....</i>	10
2.3.2.2	<i>Linha Interativa.....</i>	11
2.3.2.3	<i>Dupla Conversão</i>	12
2.3.3	<i>Nobreak's Isolados em Alta Frequência.....</i>	13
2.3.3.1	<i>Topologia 1 proposta em (PINHEIRO et al., 2002)</i>	13
2.3.3.2	<i>Topologia 2 proposta em (VÁZQUEZ et al., 2002).....</i>	14
2.3.3.3	<i>Topologia 3 proposta em (NASIRI et al., 2008).....</i>	14
2.3.3.4	<i>Topologia 4 proposta em (TORRICO-BASCOPÉ et al., 2008).....</i>	15
2.3.3.5	<i>Topologia 5 proposta em (JIA-YOU LEE et al., 1999).....</i>	16
2.3.3.6	<i>Topologia 6 proposta em (ZHAO; KOLAR, 2004)</i>	17
2.4	Concepção da Pesquisa.....	18
2.5	Considerações Finais.....	20
3	ANÁLISE QUALITATIVA, QUANTITATIVA, PROCEDIMENTO E EXEMPLO DE PROJETO DO CONVERSOR CA-CC.....	21
3.1	Introdução.....	21
3.2	Análise Qualitativa.....	21
3.2.1	<i>Descrição do Conversor CA-CC</i>	22
3.2.2	<i>Estratégia de Modulação</i>	22
3.2.3	<i>Operação em Baixa Frequência.....</i>	22
3.2.3.1	<i>Para tensão na rede igual a 110V.....</i>	22
3.2.3.2	<i>Para tensão na rede igual a 220V.....</i>	23
3.2.4	<i>Operação em Alta Frequência.....</i>	23
3.2.4.1	<i>Descrição das etapas de operação para tensão na rede igual a 110V.....</i>	24
3.2.4.2	<i>Principais formas de onda para tensão na rede igual a 110V</i>	25
3.2.4.3	<i>Descrição das etapas de operação para tensão na rede igual a 220V.....</i>	25
3.2.4.4	<i>Principais formas de onda para tensão na rede igual a 220V</i>	27
3.3	Análise Quantitativa	28
3.3.1	<i>Equacionamento Preliminar.....</i>	28
3.3.1.1	<i>Modelo simplificado proposto.....</i>	28
3.3.1.2	<i>Determinação da potência na entrada.....</i>	29
3.3.1.3	<i>Relação de transformação do conversor CA-CC.....</i>	30
3.3.2	<i>Esforços de Tensão e Corrente nos Componentes.....</i>	31

3.3.2.1	<i>Indutor filtro na saída.....</i>	31
3.3.2.2	<i>Capacitância do capacitor filtro na saída.....</i>	31
3.3.2.3	<i>Diodos retificadores na saída.....</i>	31
3.3.2.4	<i>Transformador isolador de alta frequência</i>	32
3.3.2.5	<i>Chaves na célula Full-Bridge.....</i>	32
3.3.2.6	<i>Diodos retificadores na entrada.....</i>	33
3.4	Procedimento e Exemplo de Projeto	34
3.4.1	<i>Especificação e Considerações do Conversor CA-CC.....</i>	34
3.4.2	<i>Determinação dos Parâmetros do Conversor CA-CC</i>	34
3.4.3	<i>Esforços no Conversor CA-CC</i>	35
3.4.4	<i>Circuitos de Proteção contra Sobretenção.....</i>	36
3.4.5	<i>Escolha dos Componentes para Montagem do Conversor CA-CC.....</i>	37
3.4.6	<i>Cálculo Térmico.....</i>	39
3.5	Estratégia de Controle do Conversor CA-CC	43
3.6	Linearização e Validação da Planta.....	43
3.6.1	<i>Obtenção da Planta.....</i>	43
3.6.2	<i>Validação da Planta.....</i>	45
3.7	Projeto do Sistema de Controle	47
3.7.1	<i>Procedimento de Projeto do Compensador.....</i>	47
3.7.1.1	<i>Procedimento para projeto do compensador da malha de tensão $Cvs(s)$.....</i>	47
3.7.1.2	<i>Procedimento para projeto do compensador da malha de corrente $Cils(s)$</i>	50
3.7.2	<i>Esquemático do Circuito de Controle do Conversor CA-CC.....</i>	52
3.8	Considerações Finais	52
4	ANÁLISE QUALITATIVA, QUANTITATIVA, PROCEDIMENTO E EXEMPLO DE PROJETO DO CONVERSOR CC-CA	54
4.1	<i>Introdução</i>	54
4.2	<i>Análise Qualitativa</i>	54
4.2.1	<i>Descrição do Conversor CC-CA.....</i>	54
4.2.2	<i>Estratégia de Modulação</i>	55
4.2.3	<i>Operação em Baixa Frequência</i>	55
4.2.4	<i>Principais Formas de Onda.....</i>	56
4.3	<i>Análise Quantitativa.....</i>	57
4.3.1	<i>Equacionamento Preliminar</i>	57
4.3.1.1	<i>Determinação da razão cíclica do conversor CC-CA.....</i>	57
4.3.1.2	<i>Determinação da potência na entrada</i>	58
4.3.2	<i>Esforços de Tensão e Corrente nos Componentes</i>	58
4.4	Procedimento e Exemplo de Projeto	59
4.4.1	<i>Determinação dos Parâmetros do Conversor CC-CA</i>	59
4.4.2	<i>Esforços no Conversor CC-CA</i>	59
4.4.3	<i>Escolha dos Componentes para Montagem do Conversor CC-CA.....</i>	60
4.4.4	<i>Cálculo Térmico.....</i>	61
4.5	<i>Considerações finais</i>	64

5	ANÁLISE QUALITATIVA, QUANTITATIVA, PROCEDIMENTO E EXEMPLO DE PROJETO DO CONVERSOR CC-CC.....	65
5.1	Introdução.....	65
5.2	Análise Qualitativa.....	65
5.2.1	<i>Descrição do Conversor CC-CC</i>	<i>65</i>
5.2.2	<i>Estratégia de Modulação</i>	<i>66</i>
5.2.3	<i>Operação em Alta Frequência.....</i>	<i>66</i>
5.2.3.1	<i>Descrição das etapas de operação do conversor CC-CC</i>	<i>67</i>
5.2.3.2	<i>Principais formas de onda do conversor CC-CC</i>	<i>68</i>
5.3	Análise Quantitativa	68
5.3.1	Equacionamento Preliminar.....	68
5.3.1.1	<i>Relação de transformação do conversor CC-CC</i>	<i>68</i>
5.3.1.2	<i>Determinação da potência na entrada.....</i>	<i>70</i>
5.3.1.3	<i>Análise algébrica</i>	<i>70</i>
5.3.2	Característica de Saída.....	72
5.3.3	Esforços de Tensão e Corrente nos Componentes.....	76
5.3.3.1	<i>Indutor filtro na saída</i>	<i>76</i>
5.3.3.2	<i>Capacitância do capacitor filtro na saída</i>	<i>77</i>
5.3.3.3	<i>Diodos retificadores na saída</i>	<i>77</i>
5.3.3.4	<i>Transformador isolador de alta frequência.....</i>	<i>78</i>
5.3.3.5	<i>Chaves do estágio elevador</i>	<i>78</i>
5.3.3.6	<i>Filtro LC na entrada</i>	<i>79</i>
5.4	Procedimento e Exemplo de Projeto	79
5.4.1	<i>Especificação e Considerações do Conversor CC-CC.....</i>	<i>80</i>
5.4.2	<i>Determinação dos Parâmetros do Conversor CC-CC.....</i>	<i>80</i>
5.4.3	<i>Esforços no Conversor CC-CC.....</i>	<i>81</i>
5.4.4	<i>Circuitos de Proteção contra Sobretensão</i>	<i>83</i>
5.4.5	<i>Escolha dos Componentes para Montagem do Conversor CC-CC.....</i>	<i>83</i>
5.4.6	<i>Cálculo Térmico</i>	<i>84</i>
5.5	Estratégia de Controle do Conversor CC-CC	86
5.6	Linearização e Validação da Planta	87
5.6.1	<i>Obtenção da Planta</i>	<i>87</i>
5.6.2	<i>Validação da Planta</i>	<i>89</i>
5.7	Projeto do Sistema de Controle	91
5.7.1	Procedimento de Projeto do Compensador	91
5.7.1.1	<i>Procedimento para projeto do compensador da malha de tensão $C_{vs}(s)$</i>	<i>92</i>
5.7.1.2	<i>Procedimento para projeto do compensador da malha de corrente $C_{ib}(s)$</i>	<i>94</i>
5.7.2	<i>Esquemático do Circuito de Controle do Conversor CC-CC.....</i>	<i>95</i>
5.8	Considerações Finais.....	96
6	ANÁLISE QUALITATIVA, QUANTITATIVA, PROCEDIMENTO E EXEMPLO DE PROJETO DO CARREGADOR DE BATERIAS.....	97
6.1	Introdução.....	97
6.2	Análise Qualitativa.....	97

6.2.1	<i>Descrição do Carregador de Baterias</i>	97
6.2.2	<i>Estratégia de Modulação</i>	98
6.2.3	<i>Operação em Baixa Frequência</i>	98
6.2.4	<i>Operação em Alta Frequência</i>	98
6.2.4.1	<i>Descrição das etapas de operação do carregador de baterias</i>	99
6.2.4.2	<i>Principais formas de onda do carregador de baterias</i>	99
6.3	Análise Quantitativa	100
6.3.1	<i>Equacionamento Preliminar</i>	100
6.3.1.1	<i>Modelo simplificado proposto</i>	100
6.3.1.2	<i>Relação de transformação do carregador de baterias</i>	101
6.3.2	Esforços de Tensão e Corrente nos Componentes	101
6.3.2.1	<i>Indutor filtro na saída</i>	101
6.3.2.2	<i>Capacitância do capacitor filtro na saída</i>	102
6.3.2.3	<i>Diodos retificadores na saída</i>	102
6.3.2.4	<i>Transformador isolador de alta frequência</i>	103
6.3.2.5	<i>Chave do estágio carregador</i>	103
6.3.2.6	<i>Diodos do estágio carregador</i>	103
6.3.2.7	<i>Filtro LC na entrada</i>	104
6.4	Procedimento e Exemplo de Projeto	105
6.4.1	<i>Especificação e Considerações do Carregador de Baterias</i>	105
6.4.2	<i>Determinação dos Parâmetros do Carregador de Baterias</i>	106
6.4.3	<i>Esforços no Carregador de Baterias</i>	107
6.4.4	<i>Circuitos de Proteção contra Sobretensão</i>	108
6.4.5	<i>Escolha dos Componentes para Montagem do Carregador de Baterias</i>	109
6.4.6	<i>Cálculo Térmico</i>	110
6.5	Estratégia de Controle do Carregador de Baterias	112
6.6	Linearização e Validação da Planta	113
6.6.1	<i>Obtenção da Planta</i>	113
6.6.2	<i>Validação da Planta</i>	115
6.7	Projeto do Sistema de Controle	116
6.7.1	<i>Procedimento de Projeto do Compensador</i>	116
6.7.1.1	<i>Procedimento para projeto do compensador da malha de tensão $C_{vb}(s)$</i>	116
6.7.1.2	<i>Procedimento para projeto do compensador da malha de corrente $C_{ib}(s)$</i>	119
6.7.2	<i>Esquemático do Circuito de Controle do Carregador de Baterias</i>	121
6.8	Considerações Finais	121
7	RESULTADOS SIMULADOS E EXPERIMENTAIS	123
7.1	Introdução	123
7.2	Resultados Obtidos em Simulação	124
7.3	Resultados Obtidos com o Protótipo	133
7.4	Curvas de Eficiência e Análise de Perdas	138
7.5	Considerações Finais	141
8	CONCLUSÃO GERAL	142

9	SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS.....	143
10	PUBLICAÇÕES DE ARTIGOS.....	143
	REFERÊNCIAS	144
	APÊNDICE A – PROJETO DO TRANSFORMADOR ISOLADOR DE ALTA FREQUÊNCIA.....	148
	APÊNDICE B – PROJETO DO FILTRO LC COM AMORTECIMENTO EM PARALELO.....	155
	APÊNDICE C – ESQUEMÁTICO DO CIRCUITO	160
	APÊNDICE D – LAYOUT DAS PLACAS DE CIRCUITO IMPRESSO ...	174

1 INTRODUÇÃO GERAL

Os tradicionais Sistemas Ininterruptos de Energia (*nobreak*) com potência não superior a 5kVA são indispensáveis em aplicações comerciais/industriais, onde a continuidade do fornecimento de energia às cargas críticas é de vital importância. Atualmente, estes sistemas pertencem à categoria dupla conversão e garantem a isolação galvânica a partir do uso de transformadores com núcleo aço-silício grandes e pesados operando em 50Hz ou 60Hz.

Em função dos desafios e exigências crescentes na indústria de eletrônica de potência para desenvolver soluções confiáveis com peso e volume reduzidos, sem o comprometimento de custos e atentando para a facilidade no transporte e manuseio, busca-se assim agregar os benefícios do chaveamento em alta-frequência, e a obtenção de novas topologias de *nobreak's* com eficiência superior a 90%, e características particulares.

Embora, a nova tecnologia dupla conversão disponível no mercado utilize dispositivos semicondutores comutando em alta frequência, novas estratégias de modulação que permitam a comutação suave, fator de potência quase unitário na entrada, supressão de ruídos, e miniaturização dos filtros, entre outros; o aumento do número de estágios de conversão prejudica a eficiência global do sistema e aumento de custos. Por outro lado, na conexão *back-to-back*, utilizada em sistemas trifásicos, verifica-se que a isolação galvânica é conseguida com o acréscimo do transformador isolador operando na frequência de 50Hz ou 60Hz. Quanto a conexão típica do banco de baterias ao sistema ininterrupto, este pode ser realizado diretamente ao barramento CC, que conduz a um elevado número de baterias conectadas em série, ou utilizando um conversor elevador, que implica em um estágio adicional ao sistema.

Outras tecnologias particularmente observadas fazem uma pequena diferenciação quanto ao uso da técnica de conversão utilizada, de modo obter algumas particularidades (ex.: eliminação das perdas de comutação), sendo citadas: ressonante, quasi-ressonante e multi-ressonantes. Outra estratégia observada consiste em manter fixa em 50% a razão cíclica das chaves de um conversor *Full-Bridge* em malha aberta, permitindo assim que os elementos de filtragem (capacitores e indutores) possam ser dimensionados juntamente à isolação galvânica, e assim conseguir a comutação suave nos semicondutores dentro dos limites da carga prevista.

A partir da revisão na literatura técnica concorrente, que trás grande potencial frente à nova tecnologia dupla conversão disponível, observou-se que o conceito de circuito multi-portas tem grande aplicação em sistemas com múltiplas fontes de energia; uma única porta é composta por um enrolamento acoplado ao núcleo magnético, uma célula *Full-Bridge*, e um elemento de filtragem (indutância); dada duas portas quaisquer, a transferência de

energia entre as mesmas se dá em função do ângulo de defasagem e a comutação suave é conseguida facilmente. A conexão do banco de baterias pode ser realizada de forma simples ao sistema ininterrupto através de uma porta com características elétricas favoráveis (níveis de tensão e corrente compatíveis), permitindo assim a carga das baterias, ou a descargas frente a uma interrupção no fornecimento de energia.

O sistema ininterrupto de energia proposto neste trabalho consiste em um arranjo monofásico com dois estágios de processamento de energia para cada um dos modos de operação somente. O conceito de circuito com quatro portas garante a isolamento galvânica e a interconexão magnética entre as portas de entrada (para rede, e para bateria) e as de saída (para inversor, e para carregador de baterias). Quando o sistema opera em modo rede, dois níveis de tensão são permitidos para a tensão de entrada e a chave seletora promove os ajustes necessários, desta forma a tensão no barramento CC é mantida regulada; no mesmo instante, o carregador de baterias está em operação caso seja necessário. Quando o sistema opera em modo bateria, o estágio elevador promove a regulação da tensão no barramento CC por intermédio de um conversor *Push-Pull* alimentado em tensão. As especificações do *nobreak* são apresentadas para tensão de entrada bivolt (110V ou 220V), tensão no banco de baterias 24V, e potência aparente de saída 1kVA.

É de conhecimento do autor que a idéia por trás da descrição do estágio CA-CC pertencente ao sistema ininterrupto proposto foi primeiramente apresentado neste trabalho. A obtenção da isolamento galvânica em alta frequência, a possibilidade de operação em dois níveis de tensão na entrada sem o comprometimento da eficiência do sistema, a nova disposição dos capacitores eletrolíticos no barramento CC, o estágio CA-CC originário da topologia *Buck*, carregador de baterias isolado, poucos semicondutores utilizados, e a fácil descrição do controle da tensão no barramento CC, entre outros. Devido às características da topologia da qual se origina não é possível a correção do fator de potência na entrada, logo a necessidade de um filtro LC na entrada, e a comutação dissipativa nas chaves é observada.

Este estudo consiste no projeto e verificação em bancada de um sistema ininterrupto completo. A teoria inicial proposta aborda uma revisão do estado da arte e a descrição detalhada dos modos de operação. A etapa de simulação em computador também é apresentada, bem como o projeto do transformador isolador de alta frequência. Estuda-se a transição entre os modos de operação e se comenta a possibilidade da comutação suave.

Uma breve descrição da organização dos capítulos, que compõem este trabalho, é tratada, obedecendo assim uma sequência sistemática. No capítulo 2, a motivação, a revisão bibliográfica e a descrição do sistema proposto são apresentadas de modo a fornecer uma

fundamentação aos demais capítulos. No capítulo 3, a análise qualitativa, quantitativa, procedimento e exemplo de projeto do conversor CA-CC (ou estágio *Chopper*) são verificados quando operando em modo rede; observam-se um estudo teórico detalhado, e o projeto dos circuitos de potência e de controle em função das especificações e considerações de projeto fornecidas. No capítulo 4, a análise qualitativa, quantitativa, procedimento e exemplo de projeto do conversor CC-CA (ou estágio inversor) são verificados independentemente do modo de operação. No capítulo 5, a análise qualitativa, quantitativa, procedimento e exemplo de projeto do conversor CC-CC (ou estágio elevador) são verificados quando operando em modo bateria. No capítulo 6, a análise qualitativa, quantitativa, procedimento e exemplo de projeto do carregador de baterias (ou estágio carregador) são verificados. No capítulo 7, os resultados experimentais são obtidos a partir de simulação em computador e com a montagem do protótipo, e ao final a curva de carga experimental é apresentada. A conclusão geral obtida com o desenvolvimento deste trabalho é apresentada juntamente com uma listagem de possíveis trabalhos futuros e publicações.

2 MOTIVAÇÃO, REVISÃO BIBLIOGRÁFICA E DESCRIÇÃO DO SISTEMA PROPOSTO

Neste primeiro capítulo apresenta-se uma introdução a este trabalho. São tratados em sequência: motivação, revisão bibliográfica, e descrição do sistema proposto.

2.1 Motivação

Sistema Ininterrupto de Energia, por definição normativa, é a "combinação de conversores, chaves e armazenadores de energia, como exemplo baterias, constituindo assim um sistema de potência para preservar a continuidade de potência à carga em caso de possível falha" (IEC 62040-3/1999, p.19). De maneira complementar, uma definição idealizada é proposta por Bekiarov e Emadi (2002): “um *nobreak* ideal deveria ter as seguintes características: tensão de saída senoidal regulada com reduzida Taxa de Distorção Harmônica (THD) independente de mudanças na tensão de entrada ou na carga, operação *on-line* que implique em tempo de transição "zero" entre os modos rede e bateria e vice-versa, reduzido THD da corrente senoidal na entrada e Fator de Potência (FP) unitário, elevada confiabilidade, elevada eficiência, reduzida Interferência Eletromagnética (EMI) e isolamento acústica, isolamento elétrica, baixa manutenção, e baixo custo, volume e tamanho...”

Em conformidade às definições apresentadas e ao aumento significativo do número de publicações relacionadas, justifica-se aqui fornecer uma compreensão parcial com ênfase aos sistemas "estáticos". Desta forma, descrever estes sistemas, justificar algumas aplicações, comentar a respeito da evolução, e situar frente ao momento presente são pontos a serem trabalhados, tendo em vista a descrição e a contribuição à pesquisa.

Um *nobreak* do tipo "estático" é descrito por um conjunto de unidades operativas com funções específicas (ex.: conversor CC-CA, e carregador de baterias), as quais operando de forma harmoniosa vêm condicionar as características elétricas tensão/corrente, desde uma fonte de energia preferencial (rede elétrica da concessionária de eletricidade, ou banco de baterias) à carga. Sendo assim, estas unidades operativas são formadas por diversos elementos, onde se citam: dispositivos semicondutores de potência, magnéticos, capacitores, baterias, chaves de transferência estáticas ou móveis (*bypass*), e elementos de proteção, entre outros.

A partir da necessidade em garantir a continuidade do fornecimento de energia às cargas críticas, verificou-se no ano de 1970 a "produção em massa" de sistemas ininterruptos de energia específicos às aplicações envolvendo grandes centros computacionais; como consequência da popularização destes sistemas, novas aplicações foram estendidas em anos posteriores a processos industriais, a sistemas de telecomunicação, a equipamentos

hospitalares e de emergência, e a sistemas de gerenciamento de dados, entre outros. Desta forma, não somente garantir o fornecimento contínuo de energia às cargas sensíveis (vitais, ou críticas) contra possíveis anomalias (harmônicos, ou transientes) ou interrupções na rede elétrica da concessionária de eletricidade, como também garantia de confiabilidade e atendimento às condições normativas são fatores importantes para a diversificação/inação da tecnologia; contribuindo assim ao aparecimento de uma vasta variedade de produtos comerciais com níveis de potência limitados desde poucos watts (em torno de 300W) até milhares de watts (KARVE, 2000; EMADI *et al.*, 2005).

Com a diversificação/inação da tecnologia de *nobreak's* a partir dos anos 70, torna-se necessário citar aqui a terminologia e termos comerciais utilizados na definição destes primeiros equipamentos. Como forma de tornar claro, os sistemas "estáticos" são divididas em três importantes categorias, a saber (KARVE, 2000; IEC 62040-3/1999):

- *On-line*: termo primeiramente utilizado nos anos 70 rigorosamente define a conexão e alimentação da carga através do conversor CC-CA (estágio inversor) e não a rede elétrica da concessionária, ao contrário do sugerido em "*on-the-mains*";
- *Off-line*: termo utilizado nos anos 80 de forma concreta define a conexão e alimentação da carga diretamente à rede elétrica da concessionária durante as condições normais de operação, ou ao inversor, cuja escolha é efetuada por uma chave estática, ao contrário do sugerido em "*not-on-the-mains*"; e
- *Line Interactive*: termo utilizado nos anos 90 vem a categorizar os equipamentos que possuem um inversor bidirecional, que colocado em paralelo à rede elétrica da concessionária e estando próximo à carga vem a condicionar as características elétricas tensão/corrente (ex.: fornecimento de reativos e FP).

Segundo Sölter (2002), alguns termos "criativos" como "*quasi on-line*", "*semi on-line*", "*true on-line*", e "*online-sharing technology*", entre outros, promovem confusão no momento da aquisição, visto que estes produtos não oferecem as características de um equipamento *on-line*. Em vista a tais inconvenientes, a exigência à criação de "métodos para a especificação de desempenho e requisitos de testes" aplicados aos *nobreak's* estáticos tornou-se possível com a criação IEC 62040-3/1999. Definiram-se então três categorias rigorosamente, sendo estas: dupla conversão (*on-line*, ou *inverter-preferred*), *stand-by* (espera passiva, *off-line*, ou *line-preferred*), e linha interativa (*line interactive*).

Atualmente, frente ao avanço da eletrônica de potência e à evolução da tecnologia de baterias, novas oportunidades para a criação de sistemas armazenadores de energia em média tensão estão atraindo atenção, em função da capacidade em reagir instantaneamente

frente a distúrbios no sistema elétrico local (protegendo cargas críticas, e/ou estabilizando o sistema de distribuição), permitindo assim o armazenamento de uma modesta quantidade de energia e seu repasse em segundos ou minutos, ao invés de horas. No entanto, estes sistemas armazenadores de energia possuem um caráter complementar, visto que ainda não são economicamente viáveis quando em comparação às fontes tradicionais de geração (ROBERTS; MCDOWALL, 2005). Em (DEVRIES, 2003), verifica-se uma aplicação real envolvendo um sistema ininterrupto em grande escala e em média tensão.

Em vista a variedade de soluções comerciais para *nobreak's* monofásicos ou trifásicos, o valor de potência requisitado pela aplicação é o principal critério observado na escolha da solução que atenda aos requisitos de qualidade e continuidade, desde módulos individuais até vários módulos interligados em paralelo. São apresentados:

- *Micro-Systems*: (até 250VA) indicado às aplicações que necessitam suprir computadores e/ou cargas pessoais, e devido ao peso e volume reduzidos a portabilidade fica garantida. A conexão a rede elétrica é possível através de uma tomada de potência (10A) e as baterias estão internamente ao equipamento;
- *Mini-Systems*: (500VA até 2kVA) semelhante à solução anterior, e indicado às aplicações de escritório e estações de servidores. As baterias estão internamente ao equipamento, ou podem estar localizadas em uma cabine opcional externa;
- *Medium-Systems*: (3kVA até 20kVA) a portabilidade não é aqui observada, estes são recomendados a grandes centros computacionais, onde a confiabilidade deve ser garantida. A conexão à rede elétrica trifásica é permanente, e as baterias estão localizadas em uma cabine externa; e
- *High-Power Systems*: (30kVA até 400kVA) a dupla conversão é obrigatória, a possibilidade de conexão a diferentes fontes de energia preferencial, entradas e saídas trifásica, e módulos de potência organizados dentro de armários ou salas.

Como mencionado, a rede elétrica da concessionária de eletricidade local está submetida a diversos fenômenos capazes de promover distúrbios na qualidade da energia, acarretando assim a uma possível interrupção no fornecimento. Em (DUGAN *et al.*, 2004, p.3, tradução nossa), define-se "problema na qualidade de energia" como sendo "qualquer problema elétrico manifestado na tensão, corrente, ou no desvio da frequência que resulte em falha ou operação incorreta do equipamento cliente". Conforme estabelecido na IEC 62040-3/1999, as categorias de *nobreak's* apresentadas possuem uma relação de dependência com a tensão na saída do equipamento quando em operação, de modo que distúrbios inerentes a dada categoria possam ser corrigidos, sendo estes apresentados a seguir (GUERRERO; VICUÑA;

UCEDA, 2007; SÖLTER, 2002): interrupção (*outage*, ou *blackouts*), afundamento instantâneo de tensão (*sags*, ou *dip*), elevação instantânea de tensão (*surge*), afundamento momentâneo de tensão (*brownouts*), elevação momentâneo de tensão (*swell*), transitório impulsivo (*spikes*), variação na frequência, ruídos, e distorção harmônica.

Em busca da solução apropriada para um *nobreak* comercial que atenda os quesitos custo/benefício e confiabilidade, a presença da isolação galvânica é opcional em uma dada aplicação. Em (KOFFLER, 2003), confrontam-se duas tecnologias para *nobreak's* dupla conversão, sendo estas com e sem isolação. A primeira é caracterizada pela presença de um transformador isolador, o qual promove o desacoplamento elétrico entre entrada/saída e uma garantia de robustez frente a distúrbios na rede elétrica; no entanto como desvantagens são citadas manutenção, eficiência reduzida para mesma faixa de potência em comparação a tecnologia concorrente, peso e volume. A segunda emprega uma sofisticada eletrônica de potência capaz de obter características superiores frente à tecnologia concorrente, no entanto como desvantagem está uma maior susceptibilidade a distúrbios presentes na rede elétrica e segurança do equipamento cliente.

Em se tratando de uma unidade monofásica em baixa tensão com potência limitada a 1kVA, torna-se interessante apontar diferentes topologias apresentadas por Krishnan e Srinivasan (1993), as quais estão reunidas em função das três categorias normalizadas pela (IEC 62040-3/1999). Em função da complexidade da solução adotada e a busca da confiabilidade do sistema, verifica-se que a interconexão de diversas unidades (com potência limitada) em paralelo é uma opção vantajosa, visto que a configuração redundante promove tolerância a falhas, fácil manutenção e aumento da potência requerida, conforme sugerido em (GUERRERO; VICUÑA; UCEDA, 2007).

Baseado no exposto apresentado propõe-se apresentar neste trabalho uma nova topologia de *nobreak* dupla conversão monofásico com dois estágios de processamento de energia, somente. O conceito de circuito multi-portas garante a isolação galvânica entre as diferentes fontes de energia e permite a obtenção de características atrativas à solução de baixo custo; dentre estas são citadas: obtenção da isolação galvânica em alta frequência, a possibilidade de operação em dois níveis de tensão na entrada sem o comprometimento da eficiência do sistema, a nova disposição dos capacitores eletrolíticos no barramento CC, o conversor CA-CC originário da topologia *Buck*, carregador de baterias isolado, e poucos semicondutores utilizados, entre outros. Sendo assim, o título final deste trabalho pode ser definido como: *Nobreak* dupla conversão monofásico isolado em alta frequência com tensão de entrada bivolt e potência de 1kVA, baseado no conceito de circuito multi-portas.

2.2 Objetivo

Esta seção estabelece uma sequência lógica progressiva no inter-relacionamento do conteúdo exposto neste trabalho, de modo a apresentar os objetivos específicos em conformidade ao cumprimento do objetivo geral do trabalho.

O objetivo geral é descrito a seguir:

- Projetar um sistema ininterrupto de energia dupla conversão monofásico baseado no conceito de circuito multi-portas com quatro portas.

Os objetivos específicos são listados a seguir:

- Apresentar uma discussão e revisão bibliográfica referente aos principais assuntos envolvendo sistemas ininterruptos de energia do tipo estático e tecnologias concorrentes existentes;
- Descrição minuciosa da concepção da pesquisa proposta;
- Propor um estudo qualitativo e quantitativo referente aos conversores que integram o *nobreak*: CA-CC, CC-CC, CC-CA, e carregador de baterias;
- Fornecer as especificações e considerações de projeto necessárias ao desenvolvimento do exemplo de projeto para cada estágio do *nobreak* proposto;
- Analisar os esforços e as perdas nos diferentes elementos de circuito referente a cada estágio do *nobreak* proposto;
- Projetar o sistema de controle referente a cada estágio do *nobreak* proposto; e
- Validar os resultados teóricos fazendo uso de simulação e experimentação.

2.3 Revisão Bibliográfica

Nesta seção aborda-se uma coletânea de informações e idéias relacionadas aos principais fenômenos inerentes aos distúrbios na qualidade de energia elétrica e sua relação com os sistemas estáticos; em continuidade, um detalhamento em diagrama de blocos das categorias de *nobreak's* estáticos é acompanhado de um breve comentário; e em seguida, são referenciadas topologias de *nobreak's* que poderiam ser admitidas como possíveis concorrentes quando observado o valor de potência processada, a categoria a que pertencem, e características especiais da topologia.

2.3.1 Distúrbios na Qualidade da Energia Elétrica

Um maior envolvimento na questão relacionada a distúrbios na qualidade da energia elétrica e sua relação com os equipamentos susceptíveis a danos e/ou interrupção no funcionamento tem ocasionado grande preocupação na indústria, em estabelecimentos

comerciais, e em residências desde 1980. Algumas das principais razões que culminaram na conscientização destes consumidores são (KUSKO; THOMPSON, 2007; DUGAN, 2003):

- Menor robustez e maior sensibilidade de novos equipamentos que possuem uma sofisticada eletrônica de potência, em detrimento aos utilizados no passado;
- Aumento do conteúdo harmônico no sistema elétrico local, em decorrência do elevado número de cargas eletrônicas;
- Um maior entendimento por parte dos usuários finais quanto causas e fenômenos que promovem distúrbios na qualidade da energia elétrica; e
- A interligação de processos que implica na confiabilidade e garantia da operação de todos os equipamentos em um dado processo.

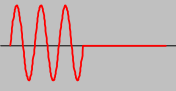
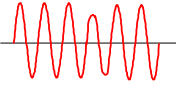
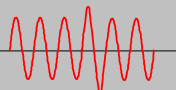
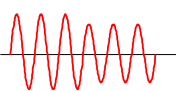
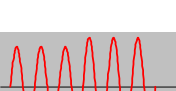
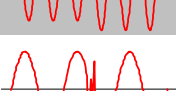
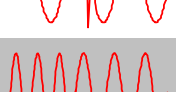
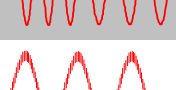
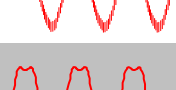
De certa forma, o incremento na produtividade é o principal impulsionador por trás das razões citadas. Sendo assim, outros fatores ligados à qualidade da energia são citados:

- A criação/revisão de medidas regulatórias por parte do governo local que visam à condições custo-competitivo entre fontes geradoras de energia elétrica;
- Grande interesse na geração distribuída;
- A globalização das indústrias; e
- Medidas de índices de *benchmark* por agências de regulamentação em vários aspectos da qualidade de energia.

Com a publicação da IEC 61000-2-2/2003 e IEEE 1159/1995, mecanismos e procedimentos regulatórios são apresentados, de modo que os principais fenômenos eletromagnéticos sejam classificados e seus limites definidos. A partir da definição referente a "problema na qualidade de energia" fornecida anteriormente, a forma de onda da tensão é o principal indicador da qualidade, sendo esta de natureza senoidal com amplitude e frequência definida necessitada na maior parte das aplicações. Logo, a listagem de distúrbios a serem suprimidos possui relação direta com a categoria de *nobreak* estabelecidas na IEC 62040-3/1999, cuja escolha ocorre em função da dependência da tensão e frequência de saída.

Apresenta-se na Tabela 2.1 a classificação dos problemas na qualidade de energia mais comuns a serem solucionados em função da categoria de *nobreak*; observa-se que os problemas listados possuem uma dependência com a tensão e frequência na saída, de modo que uma dada categoria possa suprimir uma maior quantidade de distúrbios, em detrimento a categoria anterior. As soluções contempladas com o benefício da dupla conversão oferecem uma maior confiabilidade e robustez do equipamento, em vista a supressão dos nove tipos de distúrbios aqui apresentados.

Tabela 2.1 – Classificação dos problemas na qualidade de energia mais comuns a serem solucionados em função da categoria de *nobreak*.

Problema (Distúrbio)	Forma de onda	Stand-by	Interativo	On-line
1) interrupção (<i>outage</i> , ou <i>blackouts</i>)		✓	✓	✓
2) afundamento instantâneo de tensão (<i>sags</i> , ou <i>dip</i>)		✓	✓	✓
3) elevação instantânea de tensão (<i>surge</i>)		✓	✓	✓
4) afundamento momentâneo de tensão (<i>brownouts</i>)			✓	✓
5) elevação momentâneo de tensão (<i>swell</i>)			✓	✓
6) transitório impulsivo (<i>spikes</i>)				✓
7) variação na frequência				✓
8) ruídos				✓
9) distorção harmônica				✓

Fonte: adaptado (GUERRERO, 2007).

2.3.2 Categorias de Sistema Ininterrupto de Energia Estático

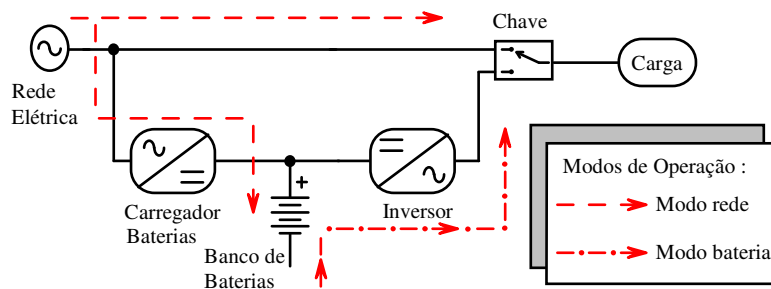
Conforme a IEC 62040-3/1999 e NBR 15014/2003, os sistemas estáticos são divididos em três categorias: dupla conversão, *stand-by*, e linha interativa. Estas categorias são detalhadas em diagrama de blocos a seguir.

2.3.2.1 Stand-by (ou Espera Passiva)

Conforme ilustrado na Figura 2.1, o diagrama de blocos simplificado de um sistema ininterrupto *stand-by* é constituído por uma chave, carregador de baterias, banco de baterias, e inversor. Dois modos de operação são permitidos em função da posição da chave, cuja escolha é dependente da viabilidade e das condições da rede elétrica (tensão dentro da tolerância permitida). Quando em modo rede, a energia suprida à carga advém do sistema elétrico, o carregador promove a carga das baterias, e o inversor encontra-se em *stand-by*; e quando em modo bateria, a chave permite a conexão do inversor à carga, ficando a

continuidade da operação garantida em função da energia armazenada nas baterias. As principais vantagens desta categoria são a reduzida quantidade de elementos, simplicidade, e baixo custo; no entanto como desvantagens citam-se a inexistência da isolamento galvânica, a não regulação da tensão na carga, tempo de transferência dependente das características da chave e baixo desempenho frente a cargas não lineares (IEC 62040-3/1999; KARVE, 2000; BEKIAROV; EMADI, 2002).

Figura 2.1 – Diagrama de blocos simplificado de um sistema ininterrupto *stand-by*.

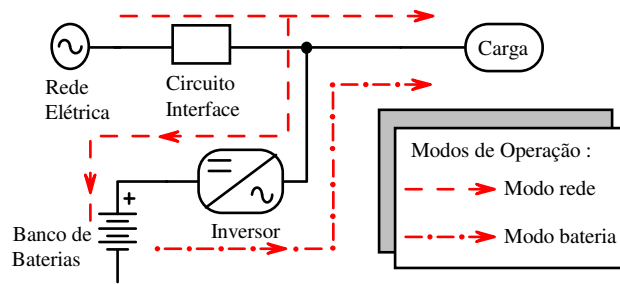


Fonte: adaptado (IEC 62040-3/1999; KARVE, 2000; BEKIAROV; EMADI, 2002).

2.3.2.2 Linha Interativa

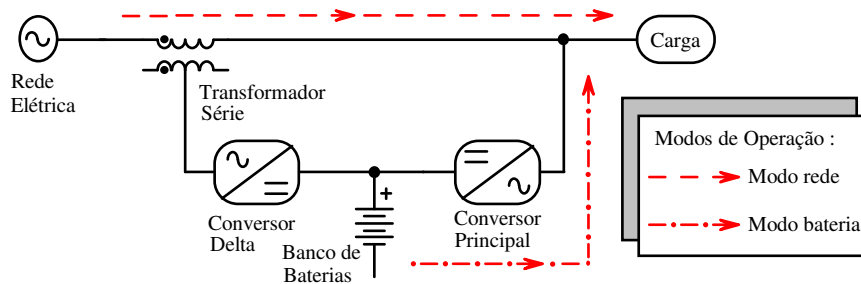
Conforme ilustrado na Figura 2.2, o diagrama de blocos simplificado de um sistema ininterrupto linha interativa é constituído por um circuito de interface, um inversor bidirecional em paralelo e próximo a carga, e banco de baterias. Dois modos de operação são permitidos em função da viabilidade e das condições da rede elétrica (tensão dentro da tolerância permitida). Quando em modo rede, a energia suprida à carga advém do sistema elétrico, o circuito de interface promove uma tensão na carga dentro da tolerância permitida, e o inversor é responsável por garantir o carregamento das baterias e a compensação de reativos; e quando em modo bateria, a continuidade da operação garantida pelo inversor em função da energia armazenada nas baterias. A principal vantagem desta categoria está na simplicidade e custo reduzido para o mesmo valor de potência em relação ao nobreak dupla conversão, e como desvantagem aponta-se a não isolamento da carga frente à rede elétrica (KARVE, 2000; BEKIAROV; EMADI, 2002). Em detrimento, a topologia série/paralela (ou delta-conversão), vista na Figura 2.3, permite a regulação da tensão na carga através de um transformador e o controle de reativos na rede elétrica, e assim a redução de harmônicos de corrente, balanceamento de energia processada, e um melhor aproveitamento da potência disponível na instalação. Verifica-se que a topologia contém dois conversores bidirecionais (delta e principal) conectados ao mesmo banco de baterias, e um transformador-série (RATHMANN; WARNER, 1996; KAMRAN; HABETLER, 1998). No entanto, a dependência da frequência da rede elétrica é uma característica comum e desvantagem desta categoria.

Figura 2.2 – Diagrama de blocos simplificado de um sistema ininterrupto linha interativa.



Fonte: adaptado (IEC 62040-3/1999; KARVE, 2000; BEKIAROV; EMADI, 2002).

Figura 2.3 – Diagrama de blocos simplificado de um sistema ininterrupto delta-conversão.

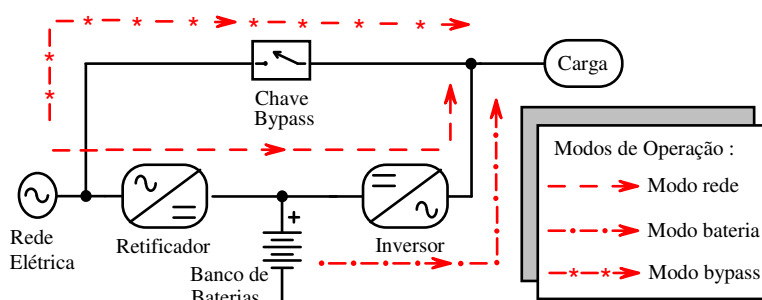


Fonte: adaptado (RATHMANN; WARNER, 1996).

2.3.2.3 Dupla Conversão

Conforme ilustrado na Figura 2.4, o diagrama de blocos simplificado de um sistema ininterrupto dupla conversão é constituído por uma chave *bypass*, um retificador, um inversor em série com a carga e sincronizado com a rede elétrica, e banco de baterias. Três modos de operação são permitidos em função da viabilidade e das condições da rede elétrica (tensão dentro da tolerância permitida e condições de carga). Quando em modo rede, a energia suprida à carga advém do sistema elétrico através do retificador, e do inversor que está em série; quando em modo bateria, a continuidade da operação é garantida pelo inversor em função da energia armazenada nas baterias; e no modo *bypass*, a chave permite a transferência total ou parcial da energia suprida à carga em decorrência de sobrecarga, ou mau funcionamento do *nobreak*. Como desvantagem verifica-se complexidade elevada consequência do elevado número de estágios e aumento de custos (KARVE, 2000).

Figura 2.4 – Diagrama de blocos simplificado de um sistema ininterrupto dupla conversão.



Fonte: adaptado (KARVE, 2000; BEKIAROV; EMADI, 2002).

2.3.3 Nobreak's Isolados em Alta Frequência

Nesta subseção são apresentadas algumas topologias de *nobreak's* verificadas na literatura técnica, as quais partilham os benefícios da dupla conversão, da isolamento galvânica em alta frequência, e o mesmo valor de potência processada. São comentadas características especiais, vantagens, desvantagens, possíveis aplicações e resultados experimentais.

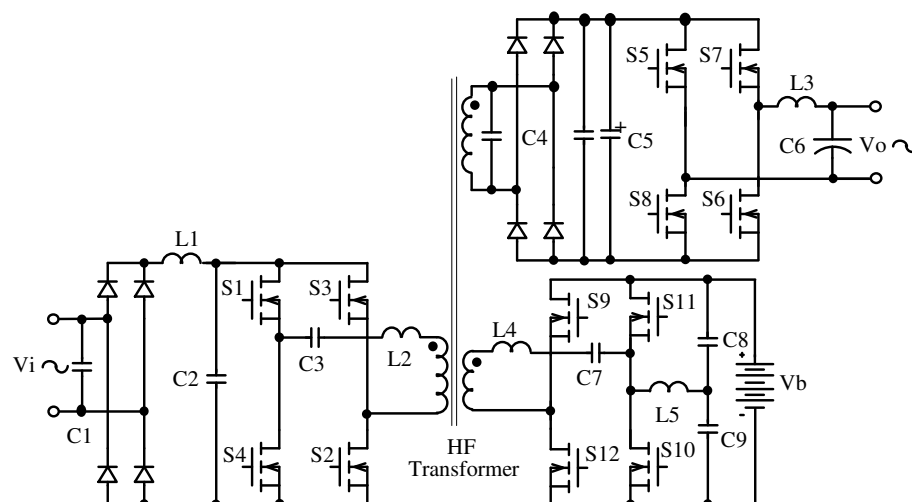
2.3.3.1 Topologia 1 proposta em (PINHEIRO *et al.*, 2002)

O sistema ininterrupto monofásico proposto por Pinheiro *et al.* (2002) consiste em uma topologia série/paralela ressonante (ou Topologia D), cujo diagrama do circuito de potência é apresentado na Figura 2.5. O sistema é constituído por três conversores, sendo estes localizados: no lado da rede (*Line Side Converter*), no lado da bateria (*Battery Side Converter*), e no lado da saída (*Output Side Converter*). A isolamento galvânica permite a interconexão entre conversores e um magnético é utilizado em ambos os modos de operação.

Segundo o autor, o *nobreak* proposto é dedicado ao setor de telecomunicações, em vista a crescente demanda no uso de Redes Híbridas de Fibra-Coaxial (HFC). Algumas vantagens deste sistema ininterrupto são citadas: reduzido número de estágios de conversão (apenas dois), banco de baterias e saída isolados galvanicamente, e a correção do fator de potência na entrada. Como desvantagem é de conhecimento que conversores ressonantes possuem elevadas perdas de condução, e elevados picos de tensão e de corrente.

Em (PINHEIRO *et al.*, 2002), um protótipo foi ensaiado com as seguintes especificações: $V_i = 120V$, $P_o = 500W$, $f_s = 100kHz$, $V_{bus} = 100V$, $V_o = 120V$, e $V_b = 55,2V$. As eficiências obtidas para os modos rede e bateria são 87% e 85%, respectivamente.

Figura 2.5 – Sistema ininterrupto proposto em (PINHEIRO *et al.*, 2002).



Fonte: adaptado (PINHEIRO *et al.*, 2002).

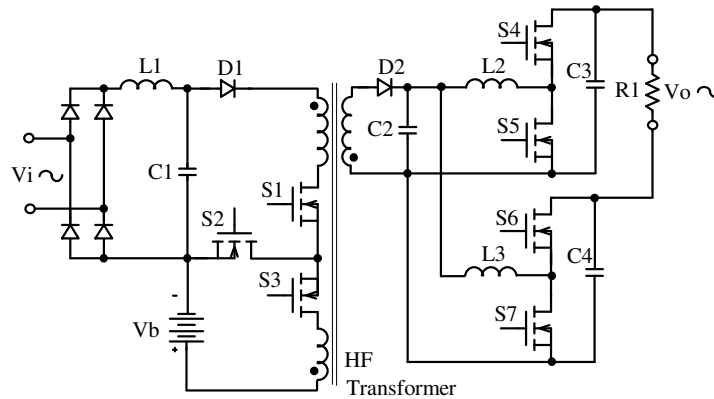
2.3.3.2 Topologia 2 proposta em (VÁZQUEZ *et al.*, 2002)

O sistema ininterrupto monofásico proposto por Vázquez *et al.* (2002) consiste em um arranjo com dois estágios de conversão: o primeiro, deriva-se da topologia *Flyback*, cuja função é correção do fator de potência, isolamento galvânica e carga das baterias; e o segundo arranjo consiste na topologia *Boost-Inverter* (CÁCERES; BARBI, 1995). O diagrama do circuito de potência é apresentado na Figura 2.6.

Segundo o autor, o *nobreak* proposto é dedicado à aplicações que necessitam pequena potência ($\leq 500\text{W}$). Algumas vantagens deste sistema ininterrupto são citadas: reduzido número de estágios de conversão (dois), ótima resposta dinâmica na saída, baixo custo, e a correção do fator de potência na entrada, entre outros. Como desvantagem cita-se a baixa eficiência da topologia *Flyback* no primeiro estágio de ambos os modos de operação, comprometendo assim a eficiência global do sistema.

Em (VÁZQUEZ *et al.*, 2002), um protótipo foi montado e ensaiado com as seguintes especificações: $V_i = 120\text{V}$, $P_o = 200\text{W}$, $f_s = 30\text{kHz}$, $V_{bus} = 48\text{V}$, $V_o = 120\text{V}$, e $V_b = 48\text{V}$. A eficiência indicado somente para o modo rede é de 80%.

Figura 2.6 – Sistema ininterrupto proposto em (VAZQUEZ *et al.*, 2002).



Fonte: adaptado (VAZQUEZ *et al.*, 2002).

2.3.3.3 Topologia 3 proposta em (NASIRI *et al.*, 2008)

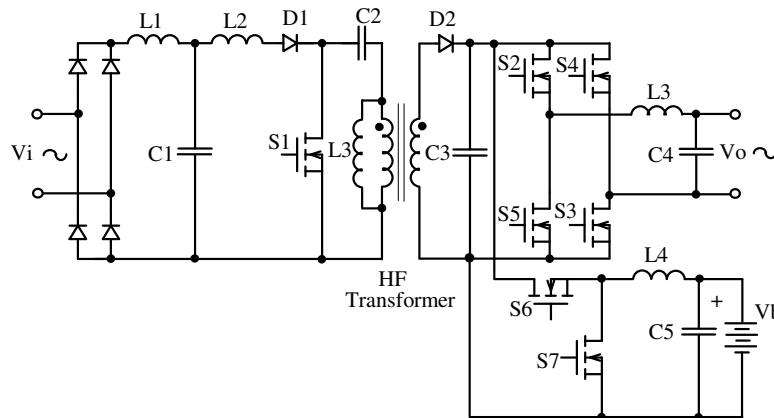
O sistema ininterrupto monofásico proposto por Nasiri *et al.* (2008) consiste em arranjo, que reúne as características das topologias *Boost* e *Flyback*, denominado BIFRED (*Boost Integrated Flyback Rectifier/Energy Storage DC-DC*). O diagrama do circuito de potência é apresentado na Figura 2.7.

Segundo o autor, a proposta do conversor BIFRED visa à integração de ambas as topologias mencionadas operando em Modo de Condução Descontínuo (MCD), sendo assim se consegue como benefícios: reduzido número de estágios de conversão, isolamento galvânica, tensão reduzida no banco de baterias, baixo custo, e correção do fator de potência.

Como desvantagem cita-se a inexistência de isolamento no banco de baterias.

Em (NASIRI *et al.*, 2008), um protótipo foi montado e ensaiado com as seguintes especificações: $V_i = 110V$, $P_o = 150W$, $f_s = 20kHz$, $V_{bus} = 200V$, $V_o = 120V$, e $V_b = 48V$. As eficiências obtidas para os modos rede e bateria não foram indicados no trabalho.

Figura 2.7 – Sistema ininterrupto proposto em (NASIRI *et al.*, 2008).



Fonte: adaptado (NASIRI *et al.*, 2008).

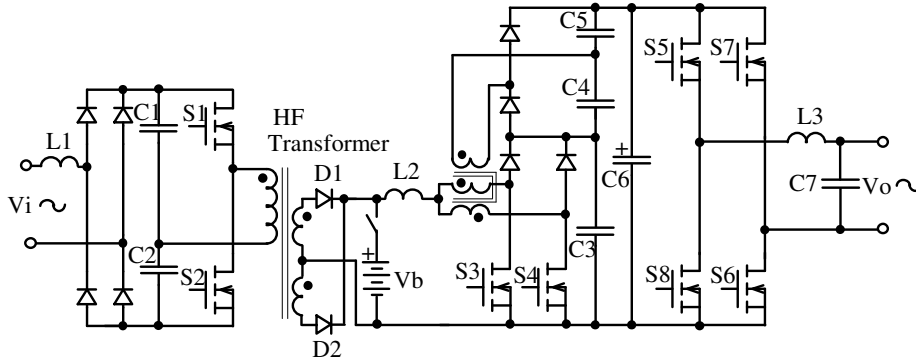
2.3.3.4 Topologia 4 proposta em (TORRICO-BASCOPE *et al.*, 2008)

O sistema ininterrupto monofásico proposto por Torrico-Bascopé *et al.* (2008) consiste em uma topologia com três estágios de conversão: o primeiro é descrito por um conversor meia-ponte alimentado em tensão (*Chopper*) operando em malha aberta com frequência fixa, o segundo é descrito por um conversor elevador com característica *Boost*, e o terceiro é descrito por um tradicional inversor ponte-completa alimentado em tensão, cujo diagrama do circuito de potência é apresentado na Figura 2.8.

Segundo o autor, o *nobreak* proposto é dedicado à aplicações que necessitam pequena potência ($\leq 1kVA$). Algumas vantagens deste sistema ininterrupto são citadas: comutação suave nas chaves do estágio *Chopper*, isolamento galvânica em alta frequência, correção do fator de potência, controle PWM convencional, e poucas baterias associadas em série devido às características de entrada do conversor elevador. Como desvantagem cita-se a eficiência reduzida consequência da existência de três estágios de conversão.

Em (TORRICO-BASCOPE *et al.*, 2008), um protótipo foi ensaiado com as seguintes especificações: $V_i = 220V$, $P_o = 1000VA$, $f_s = 50kHz$, $V_{bus} = 300V$, $V_o = 110V$, e $V_b = 48V$. As eficiências obtidas para os modos rede e bateria são 81,3% e 89,2%, respectivamente.

Figura 2.8 – Sistema ininterrupto proposto em (TORRICO-BASCOPE *et al.*, 2008).



Fonte: adaptado (TORRICO-BASCOPE *et al.*, 2008).

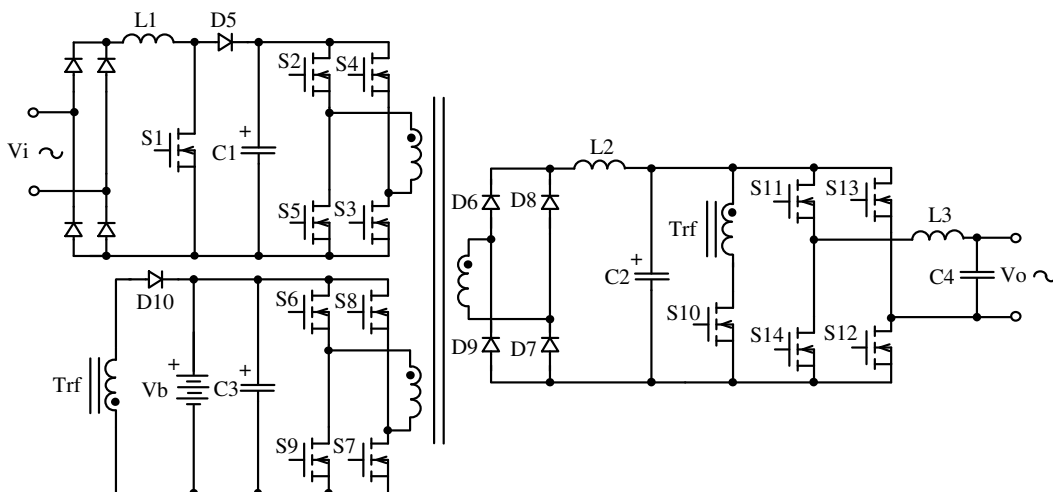
2.3.3.5 Topologia 5 proposta em (JIA-YOU LEE *et al.*, 1999)

O sistema ininterrupto monofásico proposto por Jia-You Lee *et al.* (1999) consiste em uma topologia fundamentada no conceito de circuito com três portas (*tri-port*), cujo diagrama do circuito de potência é apresentado na Figura 2.9. O sistema é constituído pelos seguintes conversores: *Boost* com PFC, conversor CC-CC *tri-port*, carregador de baterias tipo *Flyback*, e um inversor ponte-completa alimentado em tensão.

Segundo o autor, o *nobreak* proposto pertence à família de *nobreak's* com características *built-in*, favorecendo soluções de baixo custo para computadores pessoais. Algumas vantagens deste sistema ininterrupto são citadas: banco de baterias e saída isolados galvanicamente, e a correção do fator de potência na entrada. Como desvantagem cita-se a eficiência reduzida como consequência da existência de três estágios de conversão.

Em (JIA-YOU LEE *et al.*, 1999), um protótipo foi ensaiado com as seguintes especificações: $V_i = 80-120V$, $P_o = 700W$, $f_s = 60kHz$, $V_o = 100V$, e $V_b = 36V$. As eficiências obtidas para os modos rede e bateria são 82% e 85%, respectivamente.

Figura 2.9 – Sistema ininterrupto proposto em (JIA-YOU LEE *et al.*, 1999).



Fonte: adaptado (JIA-YOU LEE *et al.*, 1999).

2.3.3.6 Topologia 6 proposta em (ZHAO; KOLAR, 2004)

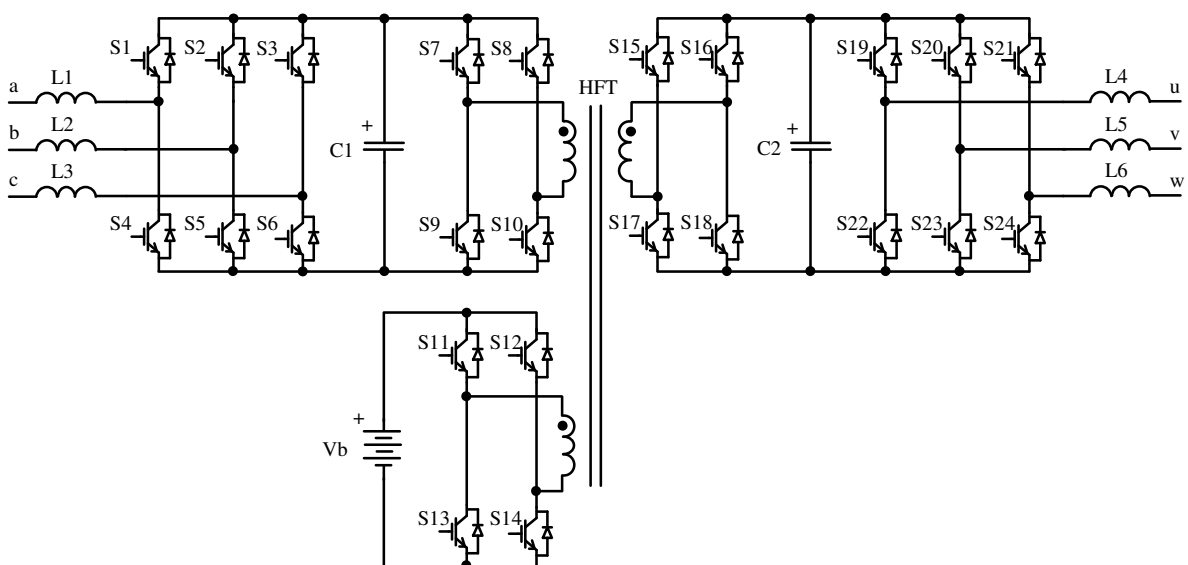
O sistema ininterrupto trifásico proposto por Zhao e Kolar (2004) consiste em uma topologia fundamentada no conceito de circuito com três portas (*tri-port*), cujo diagrama do circuito de potência é apresentado na Figura 2.10. O sistema é constituído pelos seguintes conversores bidirecionais: retificador trifásico com PFC, conversor CC-CC *tri-port* (também responsável pelo carregamento da baterias), e inversor trifásico alimentado em tensão.

Segundo o autor, o conceito de circuito com três portas permite o acoplamento das portas lado retificador, lado inversor e lado carregador, por intermédio de um conversor ponte-completa operando com modulação por deslocamento de fase (*phase-shift*). Logo, o fluxo de energia entre as portas tem grande potencial para a interligação do *nobreak* a diferentes fontes de energia renováveis.

Algumas vantagens deste sistema ininterrupto são citadas: banco de baterias e saída isolados galvanicamente, controle dos conversores bidirecionais de modo independente, e a correção do fator de potência na entrada. Como desvantagem cita-se a eficiência reduzida consequência da existência de três estágios de conversão.

Em (ZHAO; KOLAR, 2004), um protótipo foi simulado com as seguintes especificações: $VC1 = 500V$ (tensão em C1), $VC2 = 400V$ (tensão em C2), $VC3 = 360V$ (tensão em V_b), $P1 = 4kW$, $P2 = -3kW$, $P3 = -1kW$, e $f_s = 20kHz$. As eficiências obtidas para os modos rede e bateria não são apresentados, consultar referência para maiores detalhes.

Figura 2.10 – Sistema ininterrupto proposto em (ZHAO; KOLAR, 2004).



Fonte: adaptado (ZHAO; KOLAR, 2004).

2.4 Concepção da Pesquisa

Nesta seção aborda-se a descrição do sistema proposto, onde se destacam os modos de operação e os diversos elementos que compõem o circuito de potência. Em continuidade são apresentadas características particulares, vantagens, e desvantagens.

O sistema ininterrupto proposto consiste em uma topologia dupla conversão monofásica com opção de dois valores de tensão na entrada 110V ou 220V, e tensão de barramento do banco de baterias de 24V. Como forma de atender estes requisitos, o conceito de circuito com quatro portas baseado no uso de um transformador isolador em alta frequência é aqui utilizado, o qual consiste em duas portas de entrada (para rede elétrica, e para banco de baterias) e duas portas de saída (para inversor, e para carregador de baterias).

A topologia proposta é apresentada na Figura 2.11, onde o circuito com quatro portas é visto em detalhes. O conceito de circuito multi-portas é estudado e aplicado em (KRISHNAN; SRINIVASAN, 2008; JIA-YOU LEE *et al.*, 1999; ZHAO; KOLAR, 2004). Esta topologia apresenta vantagens em função dos requisitos exigidos pela indústria: possibilidade de operação com dois valores de tensão na entrada, tensão reduzida no banco de baterias, isolamento galvânica em alta frequência, e poucos semicondutores. Logo, verifica-se grande potencial na substituição dos antigos *nobreak's* isolados em baixa frequência em 50Hz ou 60Hz frequentemente utilizados na indústria.

Conforme observado na Figura 2.11, o circuito é composto pelas seguintes partes: conversor CA-CC baseado no conversor *Full-Bridge*, o qual é constituído por um retificador em ponte na entrada, filtro LC na entrada, chave seletora 110V/220V, célula *Full-Bridge*, transformador isolador de alta frequência com enrolamentos acoplados, retificador em ponte na saída, filtro LC na saída; um conversor CC-CC baseado no conversor *Push-Pull* alimentado em tensão; um inversor monofásico alimentado em tensão; e um carregador de baterias baseado na topologia *Buck*. Um estudo mais detalhado será apresentado nos capítulos posteriores.

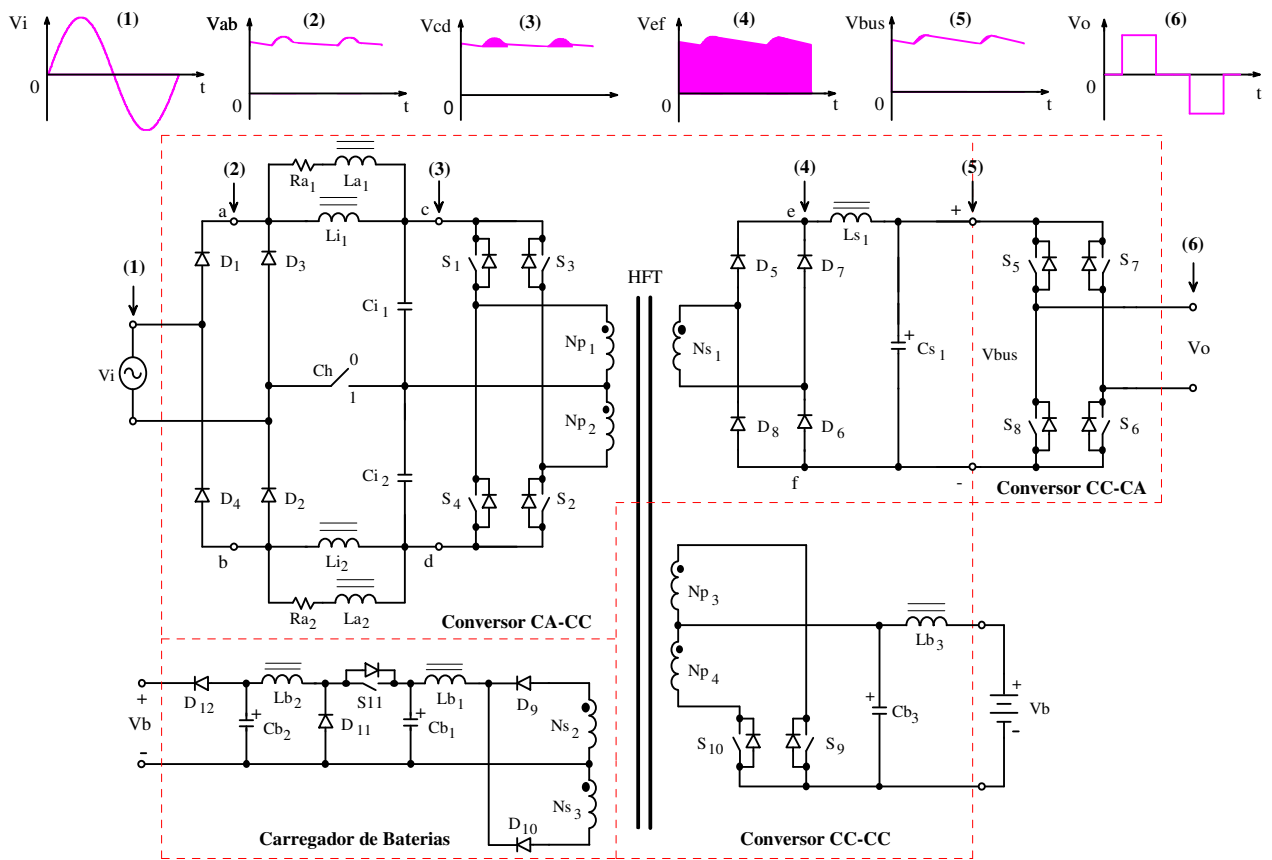
Com o objetivo de garantir a continuidade da energia à carga, é necessário ao *nobreak* a operação em dois modos como mostrado no diagrama de blocos na Figura 2.12: modo rede (ou normal), ou modo bateria (ou armazenamento).

No modo rede, o conversor CA-CC permite a operação com dois valores de tensão na rede, sendo este valor dependente da posição da chave seletora 110V/220V vista na Figura 2.11. A energia é transferida desde a rede à carga através do conversor CA-CC e do inversor, bem como uma parte da energia é transferida desde a rede ao banco de baterias através do carregador da bateria. Neste modo, o conversor CC-CC encontra-se em *OFF*.

No modo bateria, a tensão na rede está fora da especificação permitida; logo o conversor CA-CC e o carregador de baterias encontram-se em *OFF*, e o conversor CC-CC está em operação. A energia é transferida desde o banco de baterias à carga através do conversor CC-CC e inversor.

Um único Transformador isolador de Alta Frequência (HFT) é utilizado para os dois modos de operação. O *nobreak* proposto não possui a funcionalidade da correção do fator de potência na entrada, em vista às exigências de baixo custo e simplicidade.

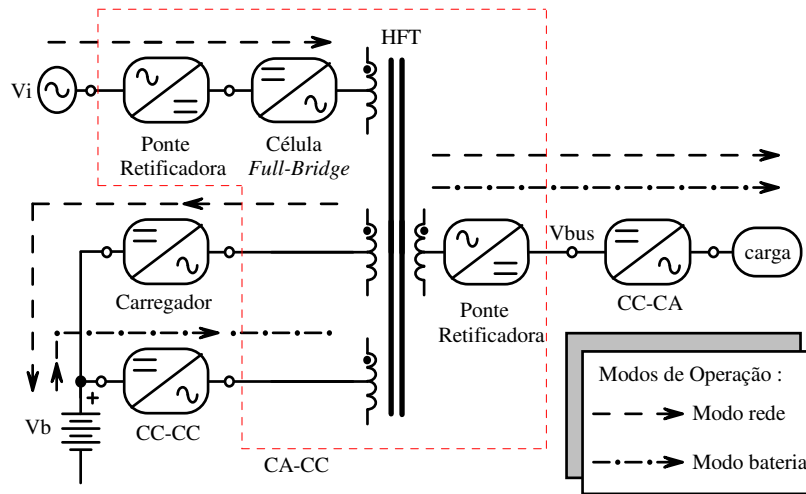
Figura 2.11 – Topologia proposta referente ao *nobreak* dupla conversão monofásico.



Fonte: próprio autor.

A partir de uma análise comparativa com as possíveis topologias concorrentes apresentadas na subseção 2.3.3, verifica-se que o *nobreak* proposto se destaca em função das seguintes características: possibilidade de operação em dois níveis de tensão na entrada sem a degradação da eficiência global do sistema, dois estágios de processamento de energia, circuitos integrados são utilizados no controle do fluxo de energia entre as fontes de alimentação e carga, forma de onda quadrada de tensão na saída com três níveis modulada em baixa frequência, e o conceito de circuito com quatro portas é utilizado na integração dos quatro conversores reduzindo assim peso e volume. Alguns inconvenientes sobre os sistemas são citados: perdas devido à comutação dissipativa nas chaves da célula *Full-Bridge* referente ao estágio *Chopper*, baixo fator de potência na entrada, e possibilidade de saturação do HFT.

Figura 2.12 – Diagrama de blocos referente ao *nobreak* dupla conversão monofásico.



Fonte: próprio autor.

2.5 Considerações Finais

Neste capítulo, uma fundamentação geral foi apresentada a partir da motivação do trabalho e de uma breve revisão bibliográfica. Da mesma forma, a concepção da pesquisa foi detalhada, onde nesta é incluído a descrição do *nobreak* dupla conversão monofásico, a topologia proposta, e o diagrama de blocos do sistema.

Conforme observado, o transformador isolador de alta frequência é um componente de vital importância para as topologias apresentadas na subseção 2.3.3, como para o *nobreak* proposto; quanto ao circuito com quatro-portas duas particularidades, até então não mencionadas, são destacadas quando em modo rede: primeira, a localização estratégica da célula *Full-Bridge* na porta de entrada permite a comutação em alta frequência dos semicondutores a partir do simples uso da modulação convencional e assim transferir energia para as portas de saída; e segundo, a localização e a característica *Buck* do carregador de baterias na porta de saída permitem a isolação do estágio carregador e a utilização de estratégias de carregamento para baterias.

Baseados na concepção da pesquisa são especulados valores de eficiência para o *nobreak* proposto na condição de carga nominal em torno de 85% e superior a 90% para o modo rede e modo bateria, respectivamente.

Finalmente, as informações reunidas ao longo deste capítulo servem como base à elaboração dos demais capítulos.

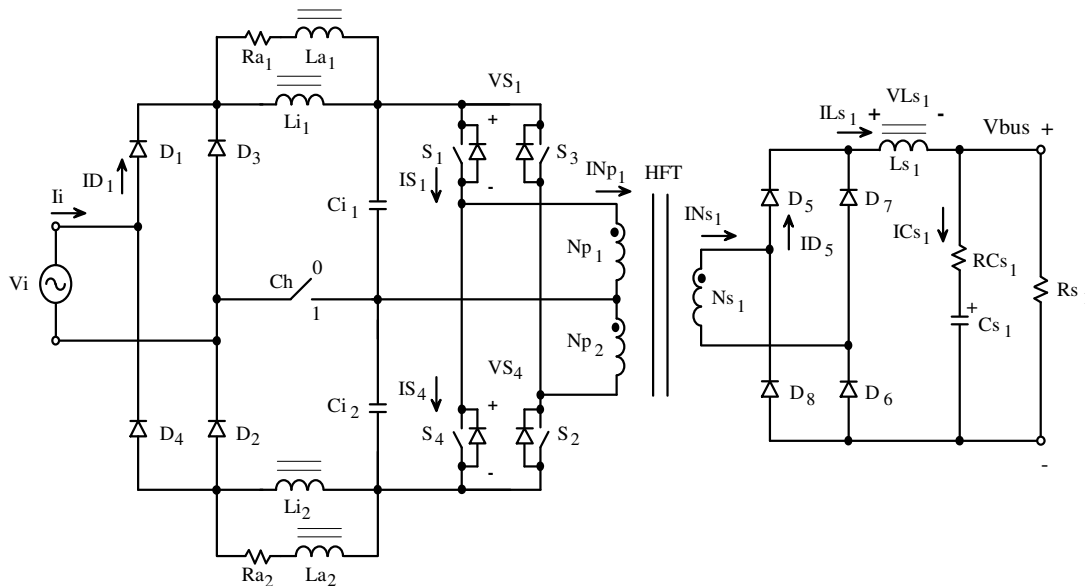
3 ANÁLISE QUALITATIVA, QUANTITATIVA, PROCEDIMENTO E EXEMPLO DE PROJETO DO CONVERSOR CA-CC

Neste segundo capítulo apresenta-se uma fundamentação teórica inerente ao conversor CA-CC. São tratados em sequência: introdução, análise qualitativa, análise quantitativa, procedimento e exemplo de projeto, e o projeto do sistema de controle.

3.1 Introdução

Estando o sistema ininterrupto proposto operando em modo rede, o conversor CA-CC é o primeiro estágio de processamento de energia. Também denominado estágio *Chopper*, este é originado a partir do conversor *Full-Bridge*. Conforme observado na Figura 3.1, o conceito de circuito multi-portas favoreceu algumas modificações no arranjo da topologia, permitindo assim o acréscimo da isolamento galvânica e a nova disposição dos capacitores eletrolíticos junto ao barramento CC, contribuindo assim a simplicidade deste estágio. Em função da teoria introdutória apresentada no capítulo anterior, propõe-se neste capítulo desenvolver um estudo detalhado inerente ao conversor CA-CC.

Figura 3.1 – Conversor CA-CC baseado no conversor *Full-Bridge*.



Fonte: próprio autor.

3.2 Análise Qualitativa

A análise qualitativa consiste na descrição detalhada do conversor CA-CC, ou estágio *Chopper*, apresentação da estratégia de modulação, estudo do comportamento do circuito em baixa e em alta frequência, etapas de operação e esboço das formas de onda inerentes ao período de chaveamento.

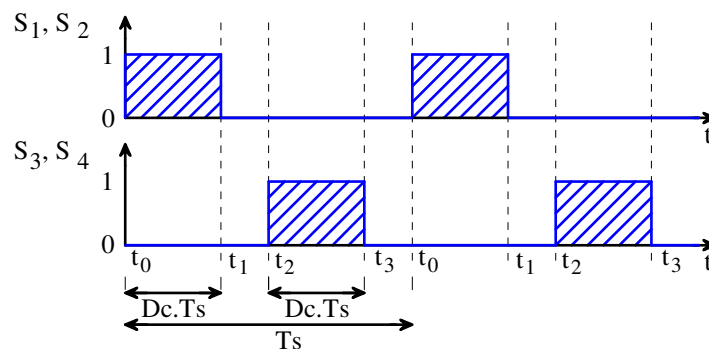
3.2.1 Descrição do Conversor CA-CC

Conforme ilustrado na Figura 3.1, o conversor CA-CC é composto pelas seguintes partes: fonte de tensão senoidal na entrada (V_i), diodos retificadores na entrada ($D_{1..4}$), indutor filtro na entrada ($L_{i..2}$), indutor filtro com amortecimento na entrada ($La_{i..2}$), resistência de amortecimento do filtro na entrada ($Ra_{i..2}$), capacitor filtro na entrada ($C_{i..2}$), chave seletora 110V/220V (Ch), chaves na célula *Full-Bridge* ($S_{1..4}$), transformador isolador de alta frequência (*HFT*) com enrolamentos acoplados de primário ($Np_{1..2}$) e de secundário (Ns_1), diodos retificadores na saída ($D_{5..8}$), indutor filtro na saída (L_{s1}), capacitor filtro na saída (C_{s1}), resistência série interna ao capacitor filtro na saída (RC_{s1}), e resistência de carga (R_{s1}).

3.2.2 Estratégia de Modulação

A modulação por largura de pulso convencional é utilizada no acionamento das chaves na célula *Full-Bridge*, cuja escolha foi devido à simplicidade e adequação aos dois valores de tensão na entrada. Esta estratégia de modulação baseia-se em dois pulsos de tensão defasados em 180° elétricos com limitação de 50% na razão cíclica do período de chaveamento (T_s), onde cada pulso é aplicado a um par de chaves, como visto na Figura 3.2.

Figura 3.2 – Estratégia de modulação proposta.



Fonte: próprio autor.

3.2.3 Operação em Baixa Frequência

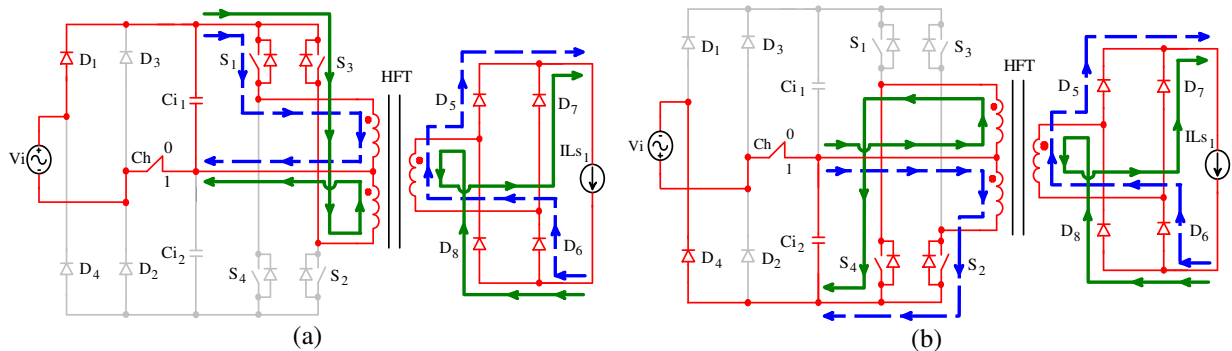
O princípio de operação do conversor CA-CC em baixa frequência é apresentado para dois valores de tensão na rede, permitindo assim uma análise comparativa.

3.2.3.1 Para tensão na rede igual a 110V

Quando o valor eficaz da tensão na rede é 110V, a chave seletora 110V/220V é posta na posição (1). Os diodos D_2 e D_3 são polarizados reversamente para este valor de tensão. As chaves na célula *Full-Bridge* regulam a energia transferida desde a rede elétrica até o barramento CC. A porta para o lado rede sofre uma adaptação, permitindo assim um

conversor *Push-Pull* superior ser alimentado durante o semiciclo positivo da rede elétrica e um conversor *Push-Pull* inferior ser alimentado durante o semiciclo negativo, conforme a Figura 3.3. Durante a transferência de energia, a corrente circula por dois semicondutores.

Figura 3.3 – Sentido de circulação da corrente para tensão na rede igual a 110V: (a) semiciclo positivo, e (b) semiciclo negativo.

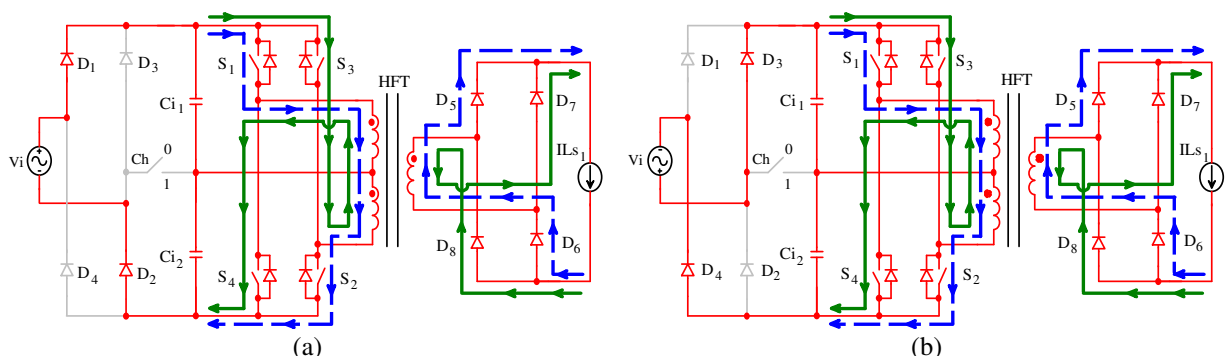


Fonte: próprio autor.

3.2.3.2 Para tensão na rede igual a 220V

Quando o valor eficaz da tensão na rede é 220V, a chave seletora 110V/220V é posta na posição (0). Os diodos $D_{1..4}$ são polarizados diretamente para este valor de tensão. As chaves na célula *Full-Bridge* regulam a energia transferida desde a rede elétrica até o barramento CC. A porta para o lado rede sofre uma adaptação, permitindo assim a operação de um conversor *Full-Bridge*, conforme a Figura 3.4. Durante a transferência de energia, metade do valor de corrente circula por quatro semicondutores para um valor de tensão na entrada duplicado.

Figura 3.4 – Sentido de circulação da corrente para tensão na rede igual a 220V: (a) semiciclo positivo, e (b) semiciclo negativo.



Fonte: próprio autor.

3.2.4 Operação em Alta Frequência

O conversor CA-CC opera em Modo de Condução Contínua (MCC) de corrente para os dois valores de tensão na rede. Quatro etapas de operação caracterizam este modo de condução em alta frequência, e algumas simplificações são sugeridas durante a análise:

- O conversor opera em regime permanente;
- Todos os semicondutores e componentes discretos são ideais;
- Os indutores L_{i1} e L_{i2} são omitidos nesta análise, visto que a impedância do filtro na entrada é muito menor que a impedância de entrada do conversor;
- Os capacitores C_{i1} e C_{i2} são iguais;
- As tensões sobre os capacitores C_{i1} e C_{i2} são iguais ($V_{Ci1} = V_{Ci2}$);
- A indutância de dispersão e a corrente de magnetização, ambos do transformador isolador, são desprezadas frente à corrente de carga;
- O indutor L_{s1} possui um valor de indutância elevado, podendo assim ser considerado como uma fonte de corrente com valor igual a I_{Ls1} ;
- A frequência de chaveamento (f_s) é muito maior que frequência da rede (f_g); e
- Os sinais de controle são simétricos e são aplicados a cada par de chaves.

3.2.4.1 Descrição das etapas de operação para tensão na rede igual a 110V

No instante em que a amplitude da tensão na rede está no semiciclo positivo e seja máxima, a porta para o lado rede sofre uma adaptação, permitindo assim a operação de dois conversores *Push-Pull's*. Na Figura 3.5 são verificadas as etapas de operação quando a tensão na rede é igual a 110V e **Ch** está na posição (1).

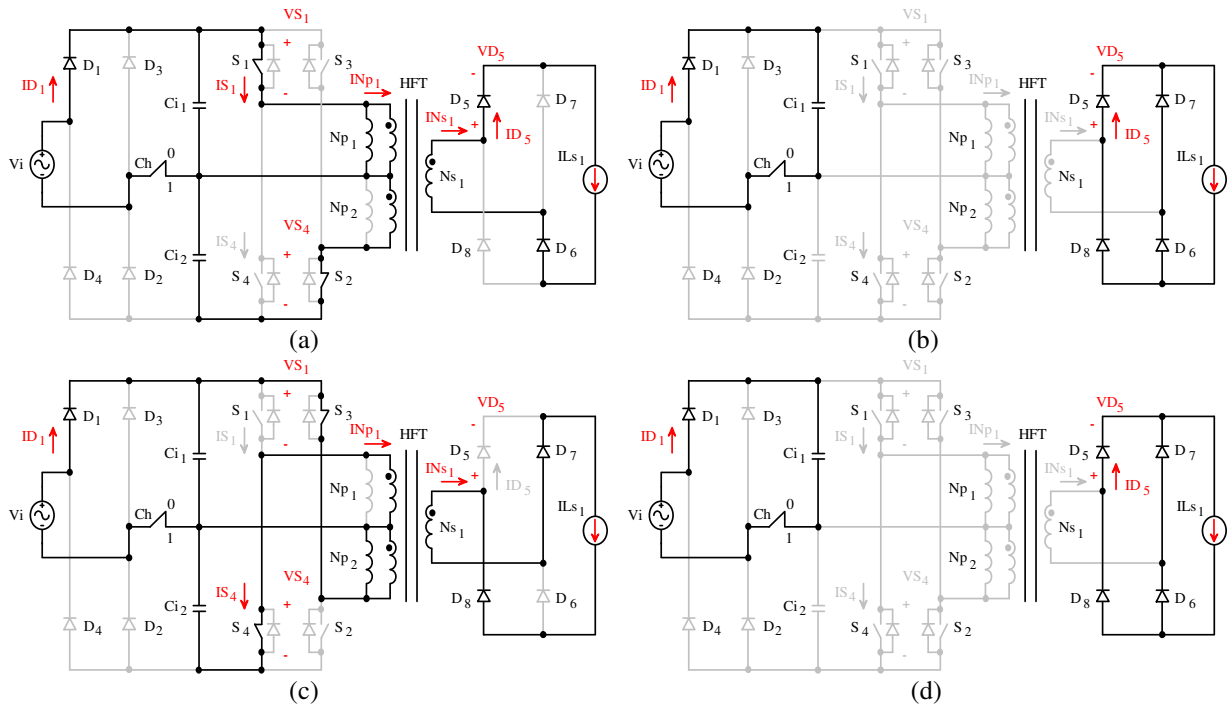
1ª Etapa (Figura 3.5(a)) [t_0-t_1]: estando S_1 e S_2 em condução, esta etapa é caracterizada pela transferência de energia desde **Vi** à carga, que é representada pela fonte de corrente I_{Ls1} . O valor da tensão em **Vi** é diretamente aplicado ao enrolamento N_{p1} , e por indução magnética aos enrolamentos N_{p2} e N_{s1} . A tensão em S_4 é o dobro de **Vi**, e a corrente em D_5 é a da carga.

2ª Etapa (Figura 3.5(b)) [t_1-t_2]: estando $S_{1..4}$ bloqueados, não ocorre transferência de energia desde **Vi** à carga, caracterizando um instante de descontinuidade. O valor da tensão em **Vi** é diretamente aplicado aos terminais de $S_{1..4}$. A fonte de corrente I_{Ls1} descreve um comportamento em “roda-livre” através dos diodos $D_{5..8}$.

3ª Etapa (Figura 3.5(c)) [t_2-t_3]: estando S_3 e S_4 em condução, esta etapa é caracterizada pela transferência de energia desde **Vi** à carga, que é representada pela fonte de corrente I_{Ls1} . O valor da tensão em **Vi** é diretamente aplicado ao enrolamento N_{p2} , e por indução magnética aos enrolamentos N_{p1} e N_{s1} . A tensão em S_1 é o dobro de **Vi**, e a corrente em D_7 é a da carga.

4ª Etapa (Figura 3.5(d)) [t_3-t_0]: estando $S_{1..4}$ bloqueados, não ocorre transferência de energia desde **Vi** à carga, caracterizando um instante de descontinuidade. O valor da tensão em **Vi** é diretamente aplicado aos terminais de $S_{1..4}$. A fonte de corrente I_{Ls1} descreve um comportamento em “roda-livre” através dos diodos $D_{5..8}$.

Figura 3.5 – Etapas de operação para tensão na rede igual a 110V: (a) 1ª etapa, (b) 2ª etapa, (c) 3ª etapa, e (d) 4ª etapa.



Fonte: próprio autor.

3.2.4.2 Principais formas de onda para tensão na rede igual a 110V

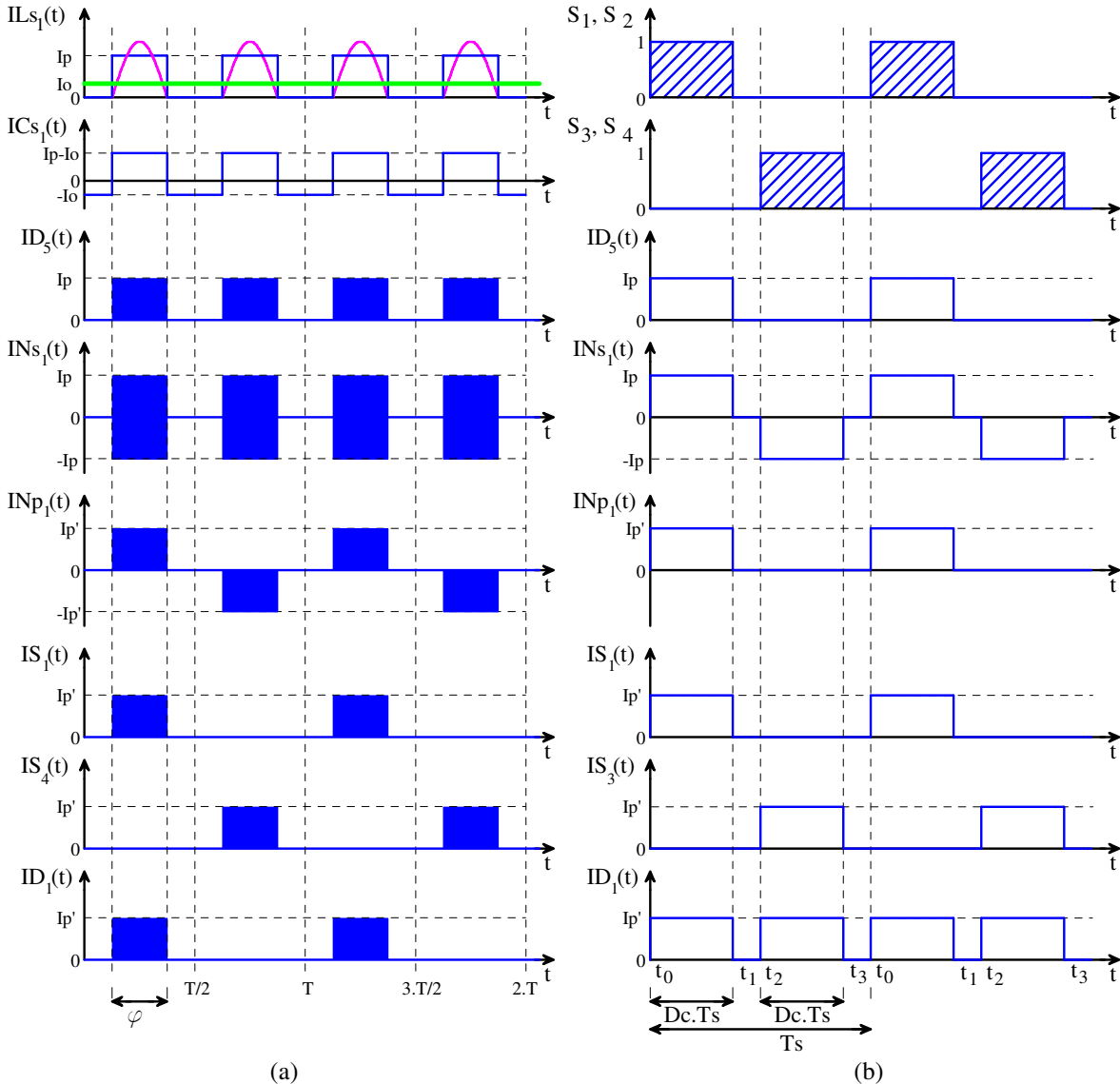
A partir da breve descrição apresentada no item 3.2.4.1, as formas de onda mais relevantes são esboçadas na Figura 3.6. De modo a facilitar a análise necessária a circulação da corrente IL_{s1} , cujo comportamento pulsado e descontínuo pode ser atribuído ao elevado valor da capacitância de C_{s1} , opta-se pelo procedimento aproximado que também é usado na seção 3.4. Este procedimento consiste em aproximar a área delimitada pela forma de onda de corrente pulsada em L_{s1} por uma função constante com amplitude de corrente ($I_p(\varphi)$), sendo mantido o mesmo intervalo de condução da corrente pulsada (φ) e conservada a energia.

Observam-se nas Figuras 3.6(a) e (b) as formas de onda aproximadas que caracterizam as operações em baixa e em alta frequência, respectivamente. As correntes em S_1 e S_3 na Figura 3.6(b) indicam que o conversor *Push-Pull* superior está em operação e a tensão da rede está no semiciclo positivo. Atentam-se também ao detalhe da comutação, e a circulação de corrente por dois semicondutores.

3.2.4.3 Descrição das etapas de operação para tensão na rede igual a 220V

No instante em que a amplitude da tensão na rede está no semiciclo positivo e seja máxima, a porta do lado da rede adapta-se de modo a permitir a operação de um conversor *Full-Bridge*.

Figura 3.6 – Formas de onda aproximadas para tensão na rede igual a 110V: (a) operação em baixa frequência, e (b) operação em alta frequência.



Fonte: próprio autor.

Na Figura 3.7 são apresentadas as etapas de operação quando a tensão na rede é igual a 220V e **Ch** está na posição (0).

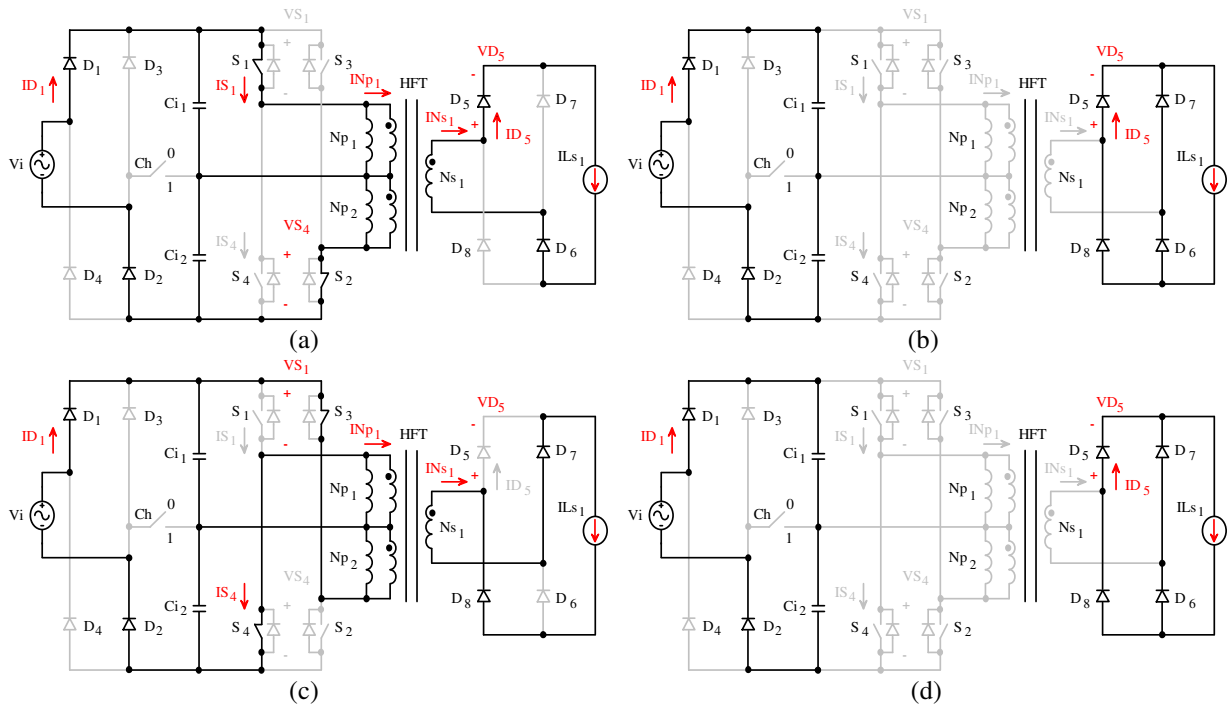
1ª Etapa (Figura 3.7(a)) $[t_0-t_1]$: estando **S₁** e **S₂** em condução, esta etapa é caracterizada pela transferência de energia desde **Vi** à carga, que é representada pela fonte de corrente **IL_{s1}**. O valor da tensão em **Vi**, que é o dobro quando comparado à operação em 110V, é diretamente aplicado aos enrolamentos **N_{p1}** e **N_{p2}** em série, e a **N_{s1}** por indução magnética. A tensão em **S₄** é **Vi**, e a corrente em **D₅** é a da carga.

2ª Etapa (Figura 3.7(b)) $[t_1-t_2]$: estando **S_{1..4}** bloqueados, não ocorre transferência de energia desde **Vi** à carga, caracterizando um instante de descontinuidade. Metade do valor da tensão em **Vi** é diretamente aplicada aos terminais de **S_{1..4}**. A fonte de corrente **IL_{s1}** descreve um comportamento em “roda-livre” através dos diodos **D_{5..8}**

3ª Etapa (Figura 3.7(c)) $[t_2-t_3]$: estando S_3 e S_4 em condução, esta etapa é caracterizada pela transferência de energia desde V_i à carga, que é representada pela fonte de corrente IL_{s1} . O valor da tensão em V_i , que é o dobro quando comparado à operação em 110V, é diretamente aplicado aos enrolamentos N_{p1} e N_{p2} em série, e a N_{s1} por indução magnética. A tensão em S_1 é V_i , e a corrente em D_7 é a da carga.

4ª Etapa (Figura 3.7(d)) $[t_3-t_0]$: estando $S_{1..4}$ bloqueados, não ocorre transferência de energia desde V_i à carga, caracterizando um instante de descontinuidade. Metade do valor da tensão em V_i é diretamente aplicada aos terminais de $S_{1..4}$. A fonte de corrente IL_{s1} descreve um comportamento em “roda-livre” através dos diodos $D_{5..8}$.

Figura 3.7 – Etapas de operação para tensão na rede igual a 220V: (a) 1ª etapa, (b) 2ª etapa, (c) 3ª etapa, e (d) 4ª etapa.



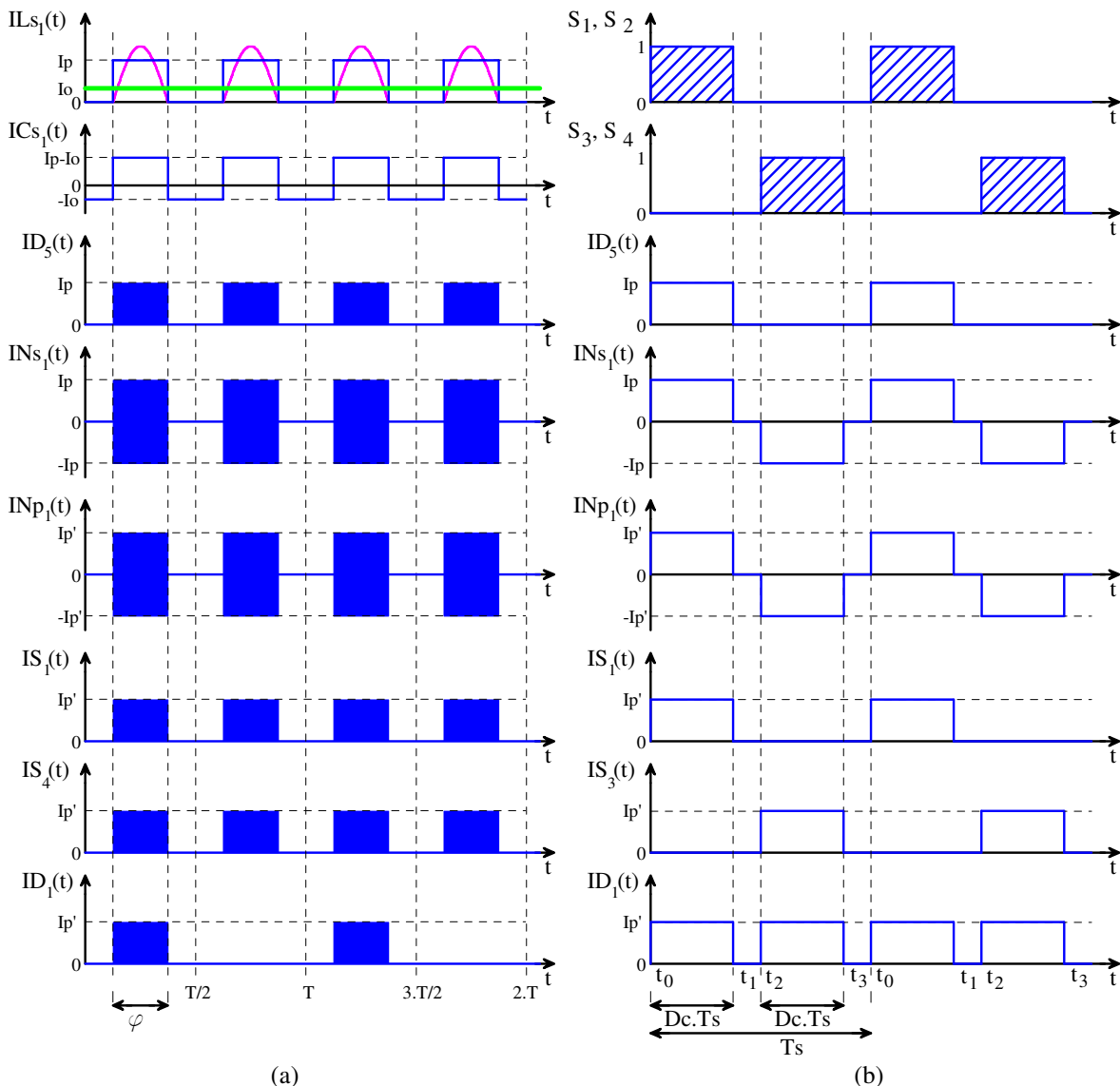
Fonte: próprio autor.

3.2.4.4 Principais formas de onda para tensão na rede igual a 220V

A partir da breve descrição apresentada no item 3.2.4.3, as formas de onda mais relevantes são esboçadas na Figura 3.8. De modo a facilitar a análise necessária a circulação da corrente IL_{s1} , faz-se uso do procedimento aproximado que é usado na seção 3.4.

Observam-se nas Figuras 3.8(a) e (b) as formas de onda aproximadas que caracterizam as operações em baixa e em alta frequência, respectivamente. As correntes em S_1 e em S_3 na Figura 3.8(b) indicam que o conversor *Full-Bridge* está em operação e a tensão da rede está no semiciclo positivo. Atentam-se também ao detalhe da comutação, e a circulação de corrente por quatro semicondutores para um valor de tensão na entrada duplicado.

Figura 3.8 – Formas de onda aproximadas para tensão na rede igual a 220V: (a) operação em baixa frequência, e (b) operação em alta frequência.



Fonte: próprio autor.

3.3 Análise Quantitativa

A análise quantitativa compreende o estudo analítico baseado na periodicidade das grandezas elétricas em regime permanente referente à operação do conversor CA-CC em modo rede. É apresentado o equacionamento preliminar, e os esforços de tensão e corrente nos componentes.

3.3.1 Equacionamento Preliminar

3.3.1.1 Modelo simplificado proposto

Conforme apresentado na Figura 3.6(a), o comportamento pulsado e descontínuo da corrente IL_{S1} é representado por um modelo simplificado, que consiste em aproximar a

área delimitada pela forma de onda de corrente pulsada por uma função constante com amplitude de corrente ($I_p(\varphi)$), sendo mantido o mesmo intervalo de condução da corrente pulsada (φ) e conservada a energia. Sendo a corrente média no indutor filtro na saída (IL_{S1med}) idêntica a corrente média no barramento (I_{bus}), o valor de $I_p(\varphi)$ é obtido na Eq. (3.1) e o valor da corrente eficaz no indutor de filtro saída (IL_{S1ef}) é apresentado na Eq. (3.2).

$$I_{bus} = IL_{S1med} = 2. \text{ fg.} \int_0^\varphi I_p(\varphi). d(\omega t) \rightarrow I_p(\varphi) = \frac{I_{bus}}{2. \text{ fg.} \varphi} \quad (3.1)$$

$$IL_{S1ef} = \sqrt{2. \text{ fg.} \int_0^\varphi I_p(\varphi)^2. d(\omega t)} \rightarrow IL_{S1ef} = I_p(\varphi). \sqrt{2. \text{ fg.} \varphi} \quad (3.2)$$

3.3.1.2 Determinação da potência na entrada

A potência ativa na entrada (P_i) é dada pelo produto entre a tensão eficaz de entrada ($V_{i_{ef}}$), a corrente eficaz de entrada ($I_{i_{ef}}$) e o FP; ou pela razão entre a potência ativa disponível no barramento (P_{bus}) e eficiência (η), conforme a Eq. (3.3) (POMILO, 2007).

O FP também é dado pelo produto entre o Fator de Forma ou distorção (FF) e o Fator de Deslocamento (FD), sendo o primeiro fator definido pela razão entre a corrente fundamental de entrada (I_{i_1}) e a corrente eficaz de entrada; e o segundo fator pelo $\cos(\delta)$ da defasagem entre as fundamentais de V_i e I_i , conforme a Eq. (3.4). A Eq. (3.7) é utilizada para o cálculo do FP e obtida a partir da manipulação das Eqs. (3.4), (3.5) e (3.6), respectivamente.

$$P_i = V_{i_{ef}}. I_{i_{ef}}. \text{FP} = \frac{P_{bus}}{\eta} \quad (3.3)$$

$$\text{FP} = \frac{I_{i_1}}{I_{i_{ef}}} \cdot \cos(\delta) \quad (3.4)$$

$$I_{i_{ef}} = \sqrt{I_{i_1}^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_{i_n}^2} \quad (3.5)$$

$$\text{TDH} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_{i_n}^2}}{I_{i_1}} \quad (3.6)$$

$$\text{FP} = \frac{\cos(\delta)}{\sqrt{1 + \text{TDH}^2}} \quad (3.7)$$

O ganho de tensão do conversor (β) é apresentado na Eq. (3.8). A partir das Eq. (3.3) e (3.8), determina-se o valor eficaz da corrente na entrada em função das variáveis conhecidas, conforme a Eq. (3.9).

$$\beta = \frac{V_{bus}}{V_{i_{ef}} \cdot \sqrt{2}} \quad (3.8)$$

$$I_{\text{ef}} = \sqrt{2} \cdot \frac{\beta \cdot I_{\text{bus}}}{\text{FP} \cdot \eta} \quad (3.9)$$

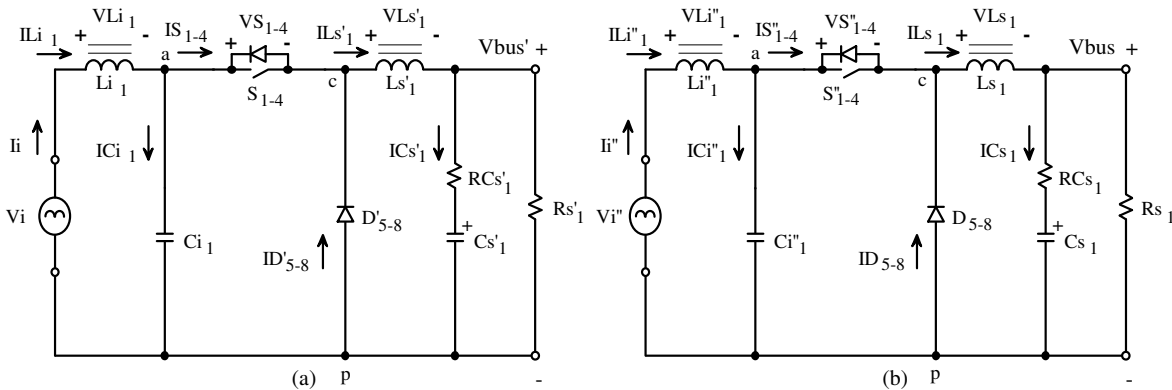
3.3.1.3 Relação de transformação do conversor CA-CC

A relação de transformação do conversor CA-CC (a_c) consiste na relação entre o número de espiras dos enrolamentos N_{s1} e $N_{p1,2}$, conforme a Eq. (3.10). Visto que o conversor permite a operação com dois valores de tensão, a “porta de entrada lado rede” deve adaptar-se tanto para a configuração *Push-Pull* (110V), como para a configuração *Full-Bridge* (220V), respeitando assim as considerações e especificações de projeto.

$$a_c = \frac{N_{s1}}{N_{p1}} \quad (3.10)$$

Os circuitos equivalentes referidos ao primário e ao secundário, obtidos a partir da Figura 3.1, são mostrados na Figura 3.9. Tomando como exemplo a Figura 3.9(a), o sobre índice aspas simples (') indica que todos os elementos do lado secundário foram transferidos ao lado primário em função do parâmetro a_c , conforme a Eq. (3.11); procedimento análogo é repetido para a Figura 3.9(b), conforme a Eq. (3.12).

Figura 3.9 – Circuitos equivalentes do conversor CA-CC: (a) referido ao primário, e (b) referido ao secundário.



Fonte: próprio autor.

$$ID'_{5,8} = ID_{5,8} \cdot a_c; ILS'_1 = ILS_1 \cdot a_c; Vbus' = Vbus \cdot a_c^{-1}; ICS'_1 = ICS_1 \cdot a_c; Ip' = Ip \cdot a_c \quad (3.11)$$

$$LS'_1 = LS_1 \cdot a_c^{-2}; CS'_1 = CS_1 \cdot a_c^2; RCS'_1 = RCS_1 \cdot a_c^{-2}; RS'_1 = RS_1 \cdot a_c^{-2}; Dc' = 2 \cdot Dc$$

$$Ii'' = Ii \cdot a_c^{-1}; ILi''_1 = ILi_1 \cdot a_c^{-1}; IS''_{1,4} = IS_{1,4} \cdot a_c^{-1}; Vi'' = Vi \cdot a_c; Ip'' = Ip \quad (3.12)$$

$$Li''_1 = Li_1 \cdot a_c^2; Ci''_1 = Ci_1 \cdot a_c^{-2}; Dc'' = 2 \cdot Dc$$

Durante o procedimento para a determinação de a_c considera-se que o conversor opera em MCC, o valor de tensão na rede é mínimo, a eficiência é considerada, e a razão cíclica para condução das chaves na célula *Full-Bridge*, ou razão cíclica do conversor CA-CC (Dc) é o valor máximo, conforme Eq. (3.13).

$$a_c = \frac{V_{\text{bus}}}{\sqrt{2} \cdot V_{\text{Ief}} \cdot (2 \cdot Dc) \cdot \eta} \quad (3.13)$$

Na Eq. (3.13), o produto entre \mathbf{Dc} e \mathbf{Vi}_{ef} é sempre constante para ambas as configurações: *Push-Pull* (110V) e *Full-Bridge* (220V).

3.3.2 Esforços de Tensão e Corrente nos Componentes

Nesta subseção, os esforços de tensão e corrente nos componentes do circuito são obtidos em detalhes.

3.3.2.1 Indutor filtro na saída

No instante de condução dos semicondutores $\mathbf{S}_{1..4}$, o valor da indutância de \mathbf{Ls}_1 é determinado em função da ondulação de corrente em \mathbf{Ls}_1 (ΔI_{Ls_1}) e da tensão nos terminais de \mathbf{Ls}_1 (V_{Ls_1}), conforme a Eq. (3.14).

$$V_{Ls_1}(t) = L_{s_1} \cdot \frac{d I_{Ls_1}}{dt} \rightarrow V_{Ls_1} = L_{s_1} \cdot \frac{\Delta I_{Ls_1}}{Dc \cdot T_s} \rightarrow L_{s_1} = \frac{(\sqrt{2} \cdot V_{i_{ef}} \cdot a_c - V_{bus}) \cdot Dc}{\Delta I_{Ls_1} \cdot f_s} \quad (3.14)$$

Os esforços de corrente em \mathbf{Ls}_1 levam em consideração a aproximação sugerida, sendo o valor médio e o valor eficaz apresentados nas Eqs. (3.1) e (3.2), respectivamente.

3.3.2.2 Capacitância do capacitor filtro na saída

A expressão utilizada para a determinação da capacitância de \mathbf{Cs}_1 leva em consideração o tempo de *Hold-up time* (Thp) e o valor da tensão de descarga do barramento ($V_{bus_{des}}$), visto que o capacitor deve garantir um valor mínimo de tensão no barramento e suprir a energia reativa para operação satisfatória do inversor, conforme a Eq. (3.15).

$$C_{s_1} = \frac{2 \cdot P_{bus} \cdot Thp}{(V_{bus}^2 - V_{bus_{des}}^2)} \quad (3.15)$$

O valor eficaz ($IC_{s_{1ef}}$) e o valor máximo ($IC_{s_{1max}}$) da corrente em \mathbf{Cs}_1 são obtidos a partir da operação em baixa frequência nas Eqs. (3.16) e (3.17), respectivamente.

$$IC_{s_{1ef}} = \sqrt{2 \cdot fg \cdot \left[\int_0^\varphi (I_p(\varphi) - I_{bus})^2 \cdot d\omega t + \int_0^{(2 \cdot fg)^{-1} - \varphi} (-I_{bus})^2 \cdot d\omega t \right]} \dots \quad (3.16)$$

$$\dots \rightarrow IC_{s_{1ef}} = \sqrt{I_{bus}^2 - 4 \cdot fg \cdot \varphi \cdot I_{bus} \cdot I_p(\varphi) + 2 \cdot fg \cdot \varphi \cdot I_p(\varphi)^2}$$

$$IC_{s_{1max}} = I_{Ls_{1max}} - I_{bus} \quad (3.17)$$

3.3.2.3 Diodos retificadores na saída

Como ilustrado na Figura 3.6, os esforços de corrente e tensão para os componentes $\mathbf{D}_{5..8}$ são idênticos, logo a análise é obtida para \mathbf{D}_5 considerando a influência simultânea da operação em baixa e em alta frequência. No instante de condução do diodo, os seguintes esforços de corrente são apresentados: corrente média em \mathbf{D}_5 (ID_{5med}), e corrente

eficaz em \mathbf{D}_5 (ID_{5ef}), conforme indicado nas Eqs. (3.18) e (3.19); e no instante de bloqueio, a máxima tensão reversa em \mathbf{D}_5 (VD_{5rev}) é dado na Eq. (3.20).

$$ID_{5med} = 2 \cdot fg \cdot \int_0^\varphi \left(\frac{1}{Ts} \int_0^{Dc \cdot Ts} Ip(\varphi) \cdot dt \right) \cdot d\omega t \rightarrow ID_{5med} = Ip(\varphi) \cdot Dc \cdot (2 \cdot fg) \cdot \varphi \quad (3.18)$$

$$ID_{5ef} = \sqrt{2 \cdot fg \cdot \int_0^\varphi \left(\sqrt{\frac{1}{Ts} \int_0^{Dc \cdot Ts} Ip(\varphi)^2 \cdot dt} \right)^2 \cdot d\omega t} \rightarrow ID_{5ef} = Ip(\varphi) \cdot \sqrt{Dc} \cdot \sqrt{2 \cdot fg} \cdot \varphi \quad (3.19)$$

$$VD_{5rev} = -\sqrt{2} \cdot Vi_{ef} \cdot a_c \quad (3.20)$$

3.3.2.4 Transformador isolador de alta frequência

O projeto completo do transformador isolador de alta frequência é apresentado no Apêndice A em detalhes. Considerando a influência simultânea da operação em baixa e em alta frequência, o valor eficaz (INS_{1ef}) e o valor máximo (INS_{1max}) da corrente em \mathbf{Ns}_1 são obtidos nas Eqs. (3.21) e (3.22), respectivamente. Em vista a operação com dois valores de tensão, o valor eficaz (INp_{1ef}) e o valor máximo (INp_{1max}) da corrente em \mathbf{Np}_1 são obtidos nas Eqs. (3.23) e (3.24) para a configuração *Push-Pull* (110V) [Figura 3.6], e obtidos nas Eq. (3.25) e (3.26) para a configuração *Full-Bridge* (220V) [Figura 3.8], respectivamente.

$$INS_{1ef} = Ip(\varphi) \cdot \sqrt{2 \cdot Dc} \cdot \sqrt{2 \cdot fg} \cdot \varphi \quad (3.21)$$

$$INS_{1max} = Ip(\varphi) \quad (3.22)$$

$$INp_{1ef} = Ip(\varphi) \cdot a_c \cdot \sqrt{Dc} \cdot \sqrt{2 \cdot fg} \cdot \varphi \quad (3.23)$$

$$INp_{1max} = Ip(\varphi) \cdot a_c \quad (3.24)$$

$$INp_{1ef} = Ip(\varphi) \cdot \frac{a_c}{2} \cdot \sqrt{2 \cdot Dc} \cdot \sqrt{2 \cdot fg} \cdot \varphi \quad (3.25)$$

$$INp_{1max} = Ip(\varphi) \cdot \frac{a_c}{2} \quad (3.26)$$

3.3.2.5 Chaves na célula Full-Bridge

Como ilustrado nas Figuras 3.6 e 3.8, os esforços de corrente e tensão para as chaves $\mathbf{S}_{1..4}$ são idênticos, logo a análise é obtida para \mathbf{S}_1 considerando a influência simultânea da operação em baixa e em alta frequência, e tendo em vista a possibilidade de dois níveis de tensão na rede. No instante de condução, os seguintes esforços de corrente são apresentados para a configuração *Push-Pull* (110V) [Figura 3.6]: valor médio (IS_{1med}), e valor eficaz (IS_{1ef}) obtidos nas Eqs. (3.27) e (3.28); e no instante do bloqueio, o valor máximo da tensão (VS_{1max}) é dado na Eq. (3.29). Para a configuração *Full-Bridge* (220V) [Figura 3.8], os valores médio e eficaz da corrente, e o valor máximo da tensão são apresentados nas Eqs. (3.30), (3.31), e (3.32), respectivamente.

$$IS_{1med} = fg \cdot \int_0^\varphi \left(\frac{1}{Ts} \cdot \int_0^{Dc.Ts} Ip(\varphi) \cdot a_c \cdot dt \right) \cdot d\omega t \rightarrow IS_{1med} = Ip(\varphi) \cdot a_c \cdot Dc \cdot fg \cdot \varphi \quad (3.27)$$

$$IS_{1ef} = \sqrt{fg \cdot \int_0^\varphi \left(\sqrt{\frac{1}{Ts} \cdot \int_0^{Dc.Ts} (Ip(\varphi) \cdot a_c)^2 \cdot dt} \right)^2 \cdot d\omega t} \rightarrow IS_{1ef} = Ip(\varphi) \cdot a_c \cdot \sqrt{Dc} \cdot \sqrt{fg} \cdot \varphi \quad (3.28)$$

$$Vs_{1max} = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot Vi_{ef} \quad (3.29)$$

$$IS_{1med} = 2 \cdot fg \cdot \int_0^\varphi \left(\frac{1}{Ts} \cdot \int_0^{Dc.Ts} Ip(\varphi) \cdot \frac{a_c}{2} \cdot dt \right) \cdot d\omega t \rightarrow IS_{1med} = Ip(\varphi) \cdot \frac{a_c}{2} \cdot Dc \cdot (2 \cdot fg) \cdot \varphi \quad (3.30)$$

$$IS_{1ef} = \sqrt{2 \cdot fg \cdot \int_0^\varphi \left(\sqrt{\frac{1}{Ts} \cdot \int_0^{Dc.Ts} \left(Ip(\varphi) \cdot \frac{a_c}{2} \right)^2 \cdot dt} \right)^2 \cdot d\omega t} \rightarrow IS_{1ef} = Ip(\varphi) \cdot \frac{a_c}{2} \cdot \sqrt{Dc} \cdot \sqrt{2 \cdot fg} \cdot \varphi \quad (3.31)$$

$$Vs_{1max} = \sqrt{2} \cdot Vi_{ef} \quad (3.32)$$

3.3.2.6 Diodos retificadores na entrada

Como ilustrado nas Figuras 3.6 e 3.8, os esforços de corrente e tensão para os componentes $\mathbf{D}_{1,4}$ são dependentes do valor de tensão na entrada, visto que na configuração *Push-Pull* (110V) somente dois diodos estão em operação, e na configuração *Full-Bridge* (220V) todos os diodos estão em operação. Logo, a análise é obtida para \mathbf{D}_1 considerando a influência simultânea da operação em baixa e em alta frequência. Para a configuração *Push-Pull* (110V), no instante de condução do diodo os seguintes esforços de corrente são apresentados: corrente média em \mathbf{D}_1 (ID_{1med}), e corrente eficaz em \mathbf{D}_1 (ID_{1ef}), conforme indicado nas Eqs. (3.33) e (3.34); e no instante de bloqueio, a máxima tensão reversa em \mathbf{D}_1 (VD_{1rev}) é dado na Eq. (3.35). Para a configuração *Full-Bridge* (220V), os valores médio e eficaz da corrente, e o valor da máxima tensão reversa são apresentados nas Eqs. (3.36), (3.37), e (3.38), respectivamente.

$$ID_{1med} = fg \cdot \int_0^\varphi \left(\frac{1}{Ts/2} \cdot \int_0^{Dc.Ts} Ip(\varphi) \cdot a_c \cdot dt \right) \cdot d\omega t \rightarrow ID_{1med} = Ip(\varphi) \cdot a_c \cdot (2 \cdot Dc) \cdot fg \cdot \varphi \quad (3.33)$$

$$ID_{1ef} = \sqrt{fg \cdot \int_0^\varphi \left(\sqrt{\frac{1}{Ts/2} \cdot \int_0^{Dc.Ts} (Ip(\varphi) \cdot a_c)^2 \cdot dt} \right)^2 \cdot d\omega t} \rightarrow ID_{1ef} = Ip(\varphi) \cdot a_c \cdot \sqrt{2 \cdot Dc} \cdot \sqrt{fg} \cdot \varphi \quad (3.34)$$

$$VD_{1rev} = -2\sqrt{2} \cdot Vi_{ef} \quad (3.35)$$

$$ID_{1med} = fg \cdot \int_0^\varphi \left(\frac{1}{Ts/2} \cdot \int_0^{Dc.Ts} Ip(\varphi) \cdot \frac{a_c}{2} \cdot dt \right) \cdot d\omega t \rightarrow ID_{1med} = Ip(\varphi) \cdot a_c \cdot Dc \cdot fg \cdot \varphi \quad (3.36)$$

$$ID_{1ef} = \sqrt{fg \cdot \int_0^\varphi \left(\sqrt{\frac{1}{Ts/2} \cdot \int_0^{Dc.Ts} \left(Ip(\varphi) \cdot \frac{a_c}{2} \right)^2 \cdot dt} \right)^2 \cdot d\omega t} \rightarrow ID_{1ef} = Ip(\varphi) \cdot \frac{a_c}{2} \cdot \sqrt{2 \cdot Dc} \cdot \sqrt{fg} \cdot \varphi \quad (3.37)$$

$$VD_{1rev} = -\sqrt{2} \cdot Vi_{ef} \quad (3.38)$$

3.4 Procedimento e Exemplo de Projeto

A partir da fundamentação teórica apresentada nas subseções anteriores e das especificações e considerações de projeto propostas na Tabela 3.1 e na Tabela 3.2, procede-se com a determinação e seleção dos componentes do circuito de potência do conversor CA-CC.

3.4.1 Especificação e Considerações do Conversor CA-CC

Tabela 3.1 – Especificações de projeto para o circuito de potência do conversor CA-CC.

Descrição	Constante	Unidade
Tensão eficaz de entrada mínima para 110V (V_{i1min})	82,5	[V]
Tensão eficaz de entrada máxima para 110V (V_{i1max})	143	[V]
Tensão eficaz de entrada mínima para 220V (V_{i2min})	176	[V]
Tensão eficaz de entrada máxima para 220V (V_{i2max})	264	[V]
Tensão no barramento (V_{bus})	150	[V]
Potência ativa disponível no barramento (P_{bus})	780	[W]
Frequência da rede (f_g)	60	[Hz]

Os parâmetros apresentados tomam como referência a exigências mínimas normatizadas na (ABNT NBR15204/2005), obedecendo assim o item 6.2.3.

Fonte: próprio autor.

Tabela 3.2 – Considerações de projeto para o circuito de potência do conversor CA-CC.

Descrição	Constante	Unidade
Frequência de chaveamento (f_s)	20000	[Hz]
Razão cíclica para condução das chaves na célula <i>Full-Bridge</i> (D_c)	0,4	[-]
Tensão de descarga do barramento ($V_{bus_{des}}$)	130	[V]
Tempo de <i>Hold-up Time</i> (T_{hp})	0,01	[s]
Taxa de ondulação de corrente em IL_{s1} ($\Delta IL_{s1\%}$)	20	[%]
Taxa de ondulação da tensão no barramento ($\Delta V_{bus\%}$)	0,1	[%]
Intervalo de condução da corrente pulsada (ϕ)	$2,54 \cdot 10^{-3}$	[s]
Eficiência do conversor (η)	0,9	[-]

O parâmetro ϕ foi obtido em simulação, no entanto este pode ser calculado a partir da Eq. (6.28).

Fonte: próprio autor.

3.4.2 Determinação dos Parâmetros do Conversor CA-CC

- **Obtendo a amplitude de corrente $I_p(\phi)$:** fazendo uso da Eq. (3.1), esta pode ser modificada em função de P_{bus} e V_{bus} .

$$I_p(\phi) = \frac{P_{bus}}{2 \cdot f_g \cdot \phi \cdot V_{bus}} \Rightarrow \frac{780}{2 \cdot 60 \cdot 2,54 \cdot 10^{-3} \cdot 150} \rightarrow I_p(\phi) = 17,06A$$

- **Obtendo relação de transformação do conversor CA-CC (a_c):** ver Eq. (3.13).

$$a_c = \frac{V_{bus}}{\sqrt{2} \cdot V_{i1min} \cdot (2 \cdot Dc) \cdot \eta} \rightarrow = \frac{150}{\sqrt{2} \cdot 82,5 \cdot (2 \cdot 0,4) \cdot 0,9} \rightarrow a_c = 1,786$$

- **Obtendo o valor da indutância de (L_{S1}):** ver Eq. (3.14).

$$L_{S1} = \frac{(\sqrt{2} \cdot V_{i1min} \cdot a_c - V_{bus}) \cdot Dc}{(\Delta I_{L_{S1}\%} \cdot I_p(\varphi)) \cdot f_s} \rightarrow = \frac{(\sqrt{2} \cdot 82,5 \cdot 1,786 - 150) \cdot 0,4}{(0,20 \cdot 17,06) \cdot 20000} \rightarrow L_{S1} = 341 \mu H$$

- **Obtendo o valor da capacitância de (C_{S1}):** ver Eq. (3.15).

$$C_{S1} = \frac{2 \cdot P_{bus} \cdot Thp}{(V_{bus}^2 - V_{bus_{des}}^2)} \rightarrow = \frac{2 \cdot 780 \cdot 0,01}{(150^2 - 130^2)} \rightarrow C_{S1} = 2786 \mu F$$

- **Obtendo resistência de carga no barramento (R_{S1}):**

$$R_{S1} = \frac{V_{bus}^2}{P_{bus}} \rightarrow = \frac{150^2}{780} \rightarrow R_{S1} = 28,85 \Omega$$

3.4.3 Esforços no Conversor CA-CC

- **Esforço em L_{S1} :** ver Eqs. (3.1) e (3.2).

$$I_{L_{S1}med} = I_{bus} = \frac{P_{bus}}{V_{bus}} \rightarrow = \frac{780}{150} \rightarrow I_{L_{S1}med} = 5,2 A$$

$$I_{L_{S1}ef} = I_p(\varphi) \cdot \sqrt{2 \cdot fg \cdot \varphi} \rightarrow = 17,06 \cdot \sqrt{2 \cdot 60 \cdot 2,54 \cdot 10^{-3}} \rightarrow I_{L_{S1}ef} = 9,42 A$$

- **Esforços em C_{S1} :** ver Eqs. (3.16) e (3.17).

$$I_{C_{S1}ef} = \sqrt{I_{bus}^2 - 4 \cdot fg \cdot \varphi \cdot I_{bus} \cdot I_p(\varphi) + 2 \cdot fg \cdot \varphi \cdot I_p(\varphi)^2} \rightarrow$$

$$= \sqrt{5,2^2 - 4 \cdot 60 \cdot 2,54 \cdot 10^{-3} \cdot 5,2 \cdot 17,06 + 2 \cdot 60 \cdot 2,54 \cdot 10^{-3} \cdot 17,06^2} \rightarrow I_{C_{S1}ef} = 7,85 A$$

$$I_{C_{S1}max} = I_{L_{S1}max} - I_{bus} \rightarrow = 17,06 - 5,2 \rightarrow I_{C_{S1}max} = 11,86 A$$

- **Esforços em $D_{5..8}$:** ver Eqs. (3.18), (3.19) e (3.20).

$$I_{D_{5med}} = I_p(\varphi) \cdot Dc \cdot (2 \cdot fg) \cdot \varphi \rightarrow = 17,06 \cdot 0,4 \cdot (2 \cdot 60) \cdot 2,54 \cdot 10^{-3} \rightarrow I_{D_{5med}} = 2,08 A$$

$$I_{D_{5ef}} = I_p(\varphi) \cdot \sqrt{Dc} \cdot \sqrt{2 \cdot fg \cdot \varphi} \rightarrow = 17,06 \cdot \sqrt{0,4} \cdot \sqrt{2 \cdot 60 \cdot 2,54 \cdot 10^{-3}} \rightarrow I_{D_{5ef}} = 5,96 A$$

$$V_{D_{5rev}} = -\sqrt{2} \cdot V_{i1max} \cdot a_c \rightarrow = -\sqrt{2} \cdot 143 \cdot 1,786 \rightarrow V_{D_{5rev}} = -361,11 V$$

- **Esforços em N_{S1} e $N_{P1..2}$:** ver Eqs. (3.21) e (3.22) para **Ns1**, Eqs. (3.23) e (3.24) para **Np1..2** configuração *Push-Pull* (110V), e Eqs. (3.25) e (3.26) para **Np1..2** configuração *Full-Bridge* (220V).

$$I_{N_{S1}ef} = I_p(\varphi) \cdot \sqrt{2 \cdot Dc} \cdot \sqrt{2 \cdot fg \cdot \varphi} \rightarrow = 17,06 \cdot \sqrt{2 \cdot 0,4} \cdot \sqrt{2 \cdot 60 \cdot 2,54 \cdot 10^{-3}} \rightarrow I_{N_{S1}ef} = 8,42 A$$

$$I_{N_{S1}max} = I_p(\varphi) \rightarrow I_{N_{S1}max} = 17,06 A$$

$$I_{N_{P1ef}} = I_p(\varphi) \cdot a_c \cdot \sqrt{Dc} \cdot \sqrt{2 \cdot fg \cdot \varphi} \rightarrow = 17,06 \cdot 1,786 \cdot \sqrt{0,4} \cdot \sqrt{2 \cdot 60 \cdot 2,54 \cdot 10^{-3}} \rightarrow I_{N_{P1ef}} = 10,64 A$$

$$I_{N_{P1}max} = I_p(\varphi) \cdot a_c \rightarrow = 17,06 \cdot 1,786 \rightarrow I_{N_{P1}max} = 30,46 A$$

$$I_{N_{P1ef}} = I_p(\varphi) \cdot \frac{a_c}{2} \cdot \sqrt{2 \cdot Dc} \cdot \sqrt{2 \cdot fg \cdot \varphi} \rightarrow = 17,06 \cdot \frac{1,786}{2} \cdot \sqrt{2 \cdot 0,4} \cdot \sqrt{2 \cdot 60 \cdot 2,54 \cdot 10^{-3}} \rightarrow I_{N_{P1ef}} = 7,52 A$$

$$I_{N_{P1}max} = I_p(\varphi) \cdot \frac{a_c}{2} \rightarrow = 17,06 \cdot \frac{1,786}{2} \rightarrow I_{N_{P1}max} = 15,23 A$$

- **Esforços em $S_{1..4}$:** ver Eqs. (3.27), (3.28) e (3.29) para configuração *Push-Pull* (110V), e Eqs. (3.30), (3.31) e (3.32) para configuração *Full-Bridge* (220V).

$$IS_{1med} = Ip(\varphi) \cdot a_c \cdot Dc \cdot fg \cdot \varphi \rightarrow 17,06 \cdot 1,786 \cdot 0,4 \cdot 60 \cdot 2,54 \cdot 10^{-3} \rightarrow IS_{1med} = 1,86 \text{ A}$$

$$IS_{1ef} = Ip(\varphi) \cdot a_c \cdot \sqrt{Dc} \cdot \sqrt{fg} \cdot \varphi \rightarrow 17,06 \cdot 1,786 \cdot \sqrt{0,4} \cdot \sqrt{60 \cdot 2,54 \cdot 10^{-3}} \rightarrow IS_{1ef} = 7,52 \text{ A}$$

$$VS_{1max} = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot Vi_{1max} \rightarrow 2 \cdot \sqrt{2} \cdot 143 \rightarrow VS_{1max} = 404,46 \text{ V}$$

$$IS_{1med} = Ip(\varphi) \cdot \frac{a_c}{2} \cdot Dc \cdot (2 \cdot fg) \cdot \varphi \rightarrow 17,06 \cdot \frac{1,786}{2} \cdot 0,4 \cdot (2 \cdot 60) \cdot 2,54 \cdot 10^{-3} \rightarrow IS_{1med} = 1,86 \text{ A}$$

$$IS_{1ef} = Ip(\varphi) \cdot \frac{a_c}{2} \cdot \sqrt{Dc} \cdot \sqrt{2 \cdot fg} \cdot \varphi \rightarrow 17,06 \cdot \frac{1,786}{2} \cdot \sqrt{0,4} \cdot \sqrt{2 \cdot 60 \cdot 2,54 \cdot 10^{-3}} \rightarrow IS_{1ef} = 5,32 \text{ A}$$

$$VS_{1max} = \sqrt{2} \cdot Vi_{2max} \rightarrow \sqrt{2} \cdot 264 \rightarrow VS_{1max} = 373,35 \text{ V}$$

- **Esforços em $D_{1..4}$:** ver Eqs. (3.33), (3.34) e (3.35) para configuração *Push-Pull* (110V), e Eqs. (3.36), (3.37) e (3.38) para configuração *Full-Bridge* (220V).

$$ID_{1med} = Ip(\varphi) \cdot a_c \cdot (2 \cdot Dc) \cdot fg \cdot \varphi \rightarrow 17,06 \cdot 1,786 \cdot (2 \cdot 0,4) \cdot 60 \cdot 2,54 \cdot 10^{-3} \rightarrow ID_{1med} = 3,71 \text{ A}$$

$$ID_{1ef} = Ip(\varphi) \cdot a_c \cdot \sqrt{2 \cdot Dc} \cdot \sqrt{fg} \cdot \varphi \rightarrow 17,06 \cdot 1,786 \cdot \sqrt{(2 \cdot 0,4)} \cdot \sqrt{60 \cdot 2,54 \cdot 10^{-3}} \rightarrow ID_{1ef} = 10,64 \text{ A}$$

$$VD_{1rev} = -2\sqrt{2} \cdot Vi_{1max} \rightarrow -2 \cdot \sqrt{2} \cdot 143 \rightarrow VD_{1rev} = -404,46 \text{ V}$$

$$ID_{1med} = Ip(\varphi) \cdot a_c \cdot Dc \cdot fg \cdot \varphi \rightarrow 17,06 \cdot 1,786 \cdot 0,4 \cdot 60 \cdot 2,54 \cdot 10^{-3} \rightarrow ID_{1med} = 1,86 \text{ A}$$

$$ID_{1ef} = Ip(\varphi) \cdot \frac{a_c}{2} \cdot \sqrt{2 \cdot Dc} \cdot \sqrt{fg} \cdot \varphi \rightarrow 17,06 \cdot \frac{1,786}{2} \cdot \sqrt{(2 \cdot 0,4)} \cdot \sqrt{60 \cdot 2,54 \cdot 10^{-3}} \rightarrow ID_{1ef} = 5,32 \text{ A}$$

$$VD_{1rev} = -\sqrt{2} \cdot Vi_{2max} \rightarrow -\sqrt{2} \cdot 143 \rightarrow VD_{1rev} = -373,35 \text{ V}$$

3.4.4 Circuitos de Proteção contra Sobretensão

Verificam-se na Figura 3.10 os esquemáticos dos circuitos *Snubber's* RCD grampeador: (a) dissipativo, e (b) semi-regenerativo. Estes também são vistos na Figura 3.11.

Figura 3.10 – Esquemático dos circuitos *Snubber's* RCD grampeador: (a) dissipativo, e (b) semi-regenerativo.



Fonte: próprio autor.

O circuito *Snubber* dissipativo é colocado em paralelo com $S_{1..4}$, cuja função é grampear possíveis sobretensões nas chaves e dissipar a energia acumulada nas indutâncias de dispersão e parasitas no circuito de potência. Fazendo uso das Eqs. (3.39) e (3.40), calcula-se a potência dissipada ($PR_{1..4}$) e o valor da resistência $R_{1..4}$ para as seguintes considerações: $C_{1..4} = 100 \text{ nF}$, e $VS_{1max} = 400\text{V}$ [BILLINGS, 1989].

$$PR_{1..4} = \frac{1}{2} \cdot C_{1..4} \cdot [(1,16 \cdot VS_{1max})^2 - (1,14 \cdot VS_{1max})^2] \cdot fs \dots$$

$$\dots \rightarrow = \frac{1}{2} \cdot 100 \cdot 10^{-9} \cdot [(1,16 \cdot 400)^2 - (1,14 \cdot 400)^2] \cdot 20000 \rightarrow PR_{1..4} = 7,36 \text{ W}$$

$$R_{1..4} = \frac{(1,16 \cdot VS_{1max})^2}{PR_{1..4}} \dots$$

$$\dots \rightarrow = \frac{(1,16 \cdot 400)^2}{7,36} \rightarrow R_{1..4} = 29,2 \text{ k}\Omega, \text{ adotado } R_{1..4} = 33 \text{ k}\Omega$$

O circuito *Snubber* semi-regenerativo é colocado na saída do retificador **D_{5,8}**, cuja função é grampear possíveis *dv/dt* consequência do processo de recuperação nos diodos, logo uma parcela da energia é entregue ao barramento. Admitindo que a **R₅** deve dissipar 3W de potência (*PR₅*) e grampear a tensão em 400 V (*V_{gr}*), então:

$$R_5 = \frac{(V_{gr} - V_{bus})^2}{PR_5} \rightarrow = \frac{(400 - 150)^2}{3} \rightarrow R_5 = 20,8 \text{ k}\Omega, \text{ adotado } R_5 = 22 \text{ k}\Omega$$

3.4.5 Escolha dos Componentes para Montagem do Conversor CA-CC

Nesta subseção os parâmetros experimentais do conversor CA-CC são apresentados, visto que um protótipo foi montado em laboratório. Verificam-se na Tabela 3.3 os detalhes construtivos dos magnéticos envolvidos, e na Tabela 3.4 os componentes comerciais utilizados. O circuito de potência e o circuito de acionamento isolado experimentais são vistos nas Figuras 3.11 e 3.12, respectivamente.

O projeto completo do filtro LC com amortecimento em paralelo na entrada é apresentado no Apêndice B.

Tabela 3.3 – Detalhes construtivos dos magnéticos envolvidos no conversor CA-CC.

Descrição do magnético	Detalhes construtivos	Quant.
Indutor filtro de amortecimento na entrada (<i>L_{1..2}</i>)	60μH; Thornton NEE 20-10-05 IP12; 24 esp. // 1fio // AWG22; lg = 0,28mm	[2]
Indutor filtro de entrada (<i>L_{1..2}</i>)	120μH; Thornton NEE 42-21-40 IP12; 25esp. // 18fio // AWG25; lg = 3,1mm; RLi _{1..2} = 100mΩ	[2]
Indutor filtro de saída (<i>L_s</i>)	600μH; Thornton NEE 65-33-26 IP12; 71esp. // 14fio // AWG25; lg = 5,4mm; RLS ₁ = 0,2Ω	[1]
Transformador Isolador de Alta Frequência (<i>HFT</i>)	Thornton NEE 80-38-20 IP12; Np ₁ =Np ₂ = 18esp. // 21fio // AWG25; Ns ₁ = 33esp.//15fio//AWG25	[1]

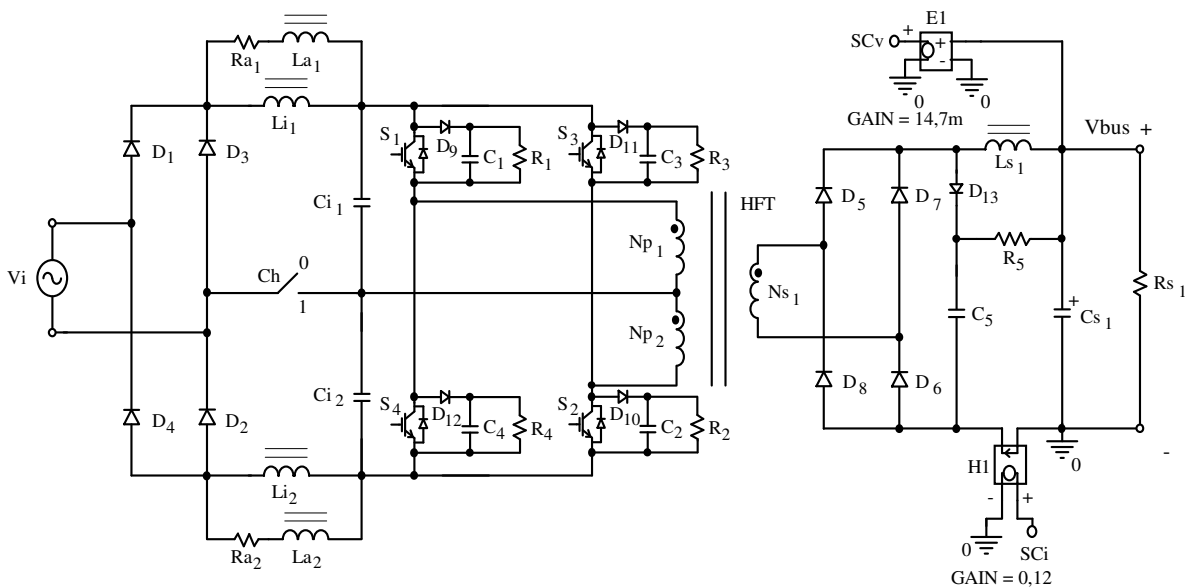
Fonte: próprio autor.

Tabela 3.4 – Listagem dos componentes comerciais utilizados no conversor CA-CC.

Referência	Descrição	Valor	Quant.
Ch	Chave seletora 110V/220V - NRP15T-C-12D	40A / 250 V	[1]
C _{1..4}	Capacitor de Poliéster	100nF / 630V	[4]
C ₅	Capacitor de Poliéster	47nF / 630V	[4]
C _{i1..2}	Capacitor de Poliéster	3x2,2μF / 400V	[6]
C _{s1}	Capacitor Eletrolítico	3x1000μF / 250V (30mΩ)	[3]
D _{1..4}	Ponte Retificadora - GSIB2580N	25A / 800V / 1,2V	[1]
D _{5..8}	Diodo Ultra-rápido - 30ETH06PbF	30A / 600V / 2,0V	[4]
D _{9..12}	Diodo Ultra-rápido - UF4007	1A / 1000V	[4]
D ₁₃	Diodo Ultra-rápido - UF5408	3A / 1000V	[1]
R _{a1..2}	Resistor	2,2Ω / 3W	[2]
R _{1..4}	Resistor	33kΩ / 10W	[4]
R ₅	Resistor	22kΩ / 5W	[1]
S _{1..4}	IGBT - IRGB20B60PD1PbF	13A / 600V / 2,05V	[4]

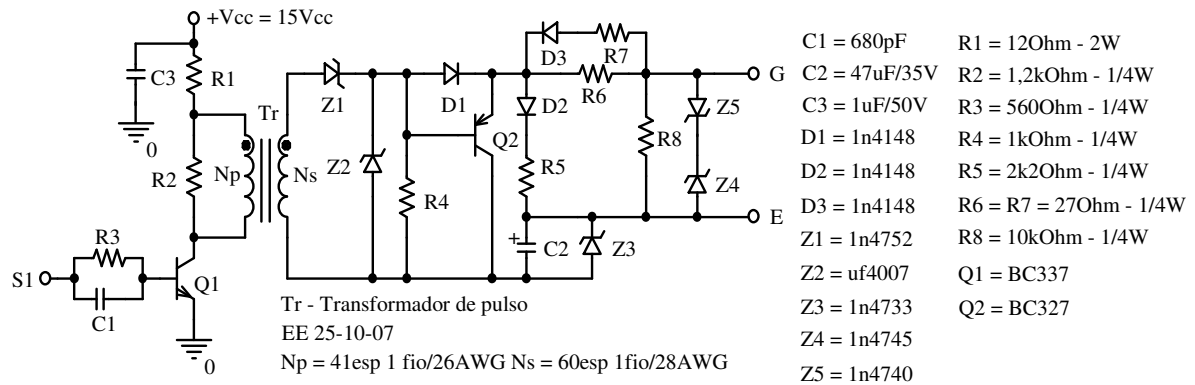
Fonte: próprio autor.

Figura 3.11 – Circuito de potência experimental do conversor CA-CC.



Fonte: próprio autor.

Figura 3.12 – Circuito de acionamento isolado experimental do conversor CA-CC.



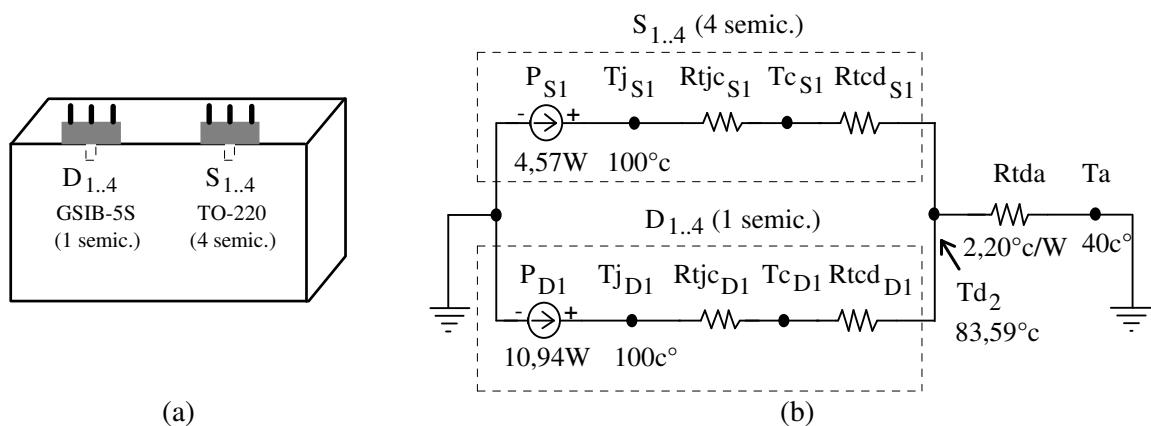
Fonte: próprio autor.

3.4.6 Cálculo Térmico

Nesta subseção, o dissipador de calor é dimensionado, de modo a proporcionar a operação dos semicondutores de potência em uma condição térmica segura e garantida pelo fabricante. Na Figura 3.13 apresenta-se a disposição destes elementos no dissipador, e o circuito equivalente para o cálculo térmico. Observa-se a existência de dois grupos de semicondutores, onde o primeiro é composto pela ponte retificadora $D_{1..4}$ e o segundo pelas chaves na célula *Full-Bridge* ($S_{1..4}$). As especificações e considerações térmicas, e as características elétricas são apresentadas nas Tabelas 3.5 e 3.6, respectivamente.

Em vista a simplicidade do circuito equivalente necessário o cálculo térmico, o diodo em antiparalelo e interno ao IGBT é desconsiderado no modelo, e um retificador em ponte é utilizado ao invés de quatro diodos.

Figura 3.13 – Cálculo térmico do conversor CA-CC: (a) disposição dos semicondutores no dissipador, e (b) circuito equivalente para o cálculo térmico.



Fonte: próprio autor.

Tabela 3.5 – Especificações e considerações térmicas do conversor CA-CC.

Descrição	Constante	Unidade
Temperatura ambiente (T_a)	40	[°C]
Código do dissipador HS6332 (63 x 32 x 233mm)	-	[-]
Resistência térmica do dissipador ($Rtda_{cat_SI}$)	2,703	[°C/W/4"]
Fator de correção de temperatura (ft_{SI})	117%	[-]
Fator de correção de comprimento (fc_{SI})	0,697	[-]
Fator de correção de altitude (fa_{SI})	1	[-]

Fonte: próprio autor.

Tabela 3.6 – Características elétricas e térmicas dos semicondutores do conversor CA-CC.

Chaves $S_{1..4}$ - IRGB20B60PD1PbF	Constante	Unidade
Temperatura da junção - 55° a 150° (Tj_{SI})	100	[°C]
Resistência térmica junção-cápsula ($Rtjc_{SI}$)	0,58	[°C/W]
Resistência térmica cápsula-dissipador ($Rtcd_{SI}$)	0,5	[°C/W]
Tensão de saturação do IGBT (Vce_{on})	2	[V]
Tensão entre coletor e emissor quando IGBT bloqueado (Vce_{off})	121	[V]
Corrente média de coletor (Ic_{on})	33	[A]
Corrente de calda no coletor (Ic_u) [critério: 90% de Ic_{on}]	29,7	[A]
Tempo de subida da corrente ($t_{i,r}$) [critério: 10% a 90% de Ic_{on}]	1.10^{-9}	[s]
Tempo de descida da tensão ($t_{v,f}$) [critério: 90% de Ic_{on} a 5% de Vce_{off}]	49.10^{-9}	[s]
Tempo de subida da tensão ($t_{v,r}$) [critério: 10% de Vce_{off} a 90% de Ic_{on}]	$6,8.10^{-9}$	[s]
Tempo de descida da corrente ($t_{i,f}$) [critério: 90% de Ic_{on} a 5% de Ic_{on}]	$59,4.10^{-9}$	[s]

Ponte Retificadora $D_{1..4}$ – GSIB2580N	Constante	Unidade
Temperatura da junção - 55° a 150° (Tj_{DI})	100	[°C]
Resistência térmica junção-cápsula por braço ($Rtjc_{DI}$)	1	[°C/W]
Resistência térmica cápsula-dissipador ($Rtcd_{DI}$)	0,5	[°C/W]
Tensão no diodo quando $I_f = 1$ A (Vd_o)	0,8	[V]
Tensão no diodo quando $I_f = 30$ A (Vd_f)	1,1	[V]
Corrente no diodo ($I_{d,f}$)	30	[A]
Corrente máxima em Np_1 (INp_{1max})	32,03	[A]

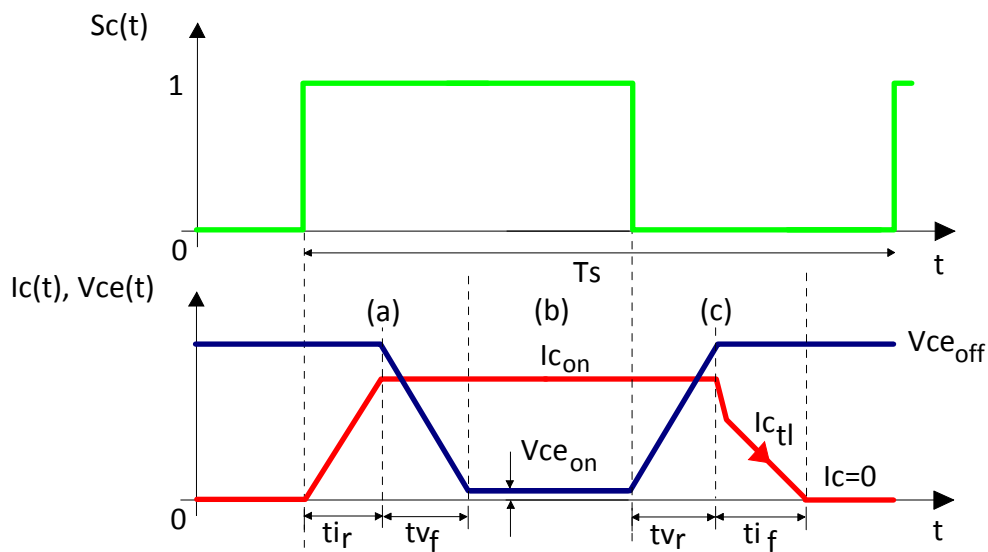
Os parâmetros apresentados foram obtidos por meio do circuito de teste proposto no catálogo do fabricante do semicondutor, obedecendo assim às condições de operação para o conversor em regime permanente.

Fonte: próprio autor.

- **Cálculo da potência dissipada nas chaves $S_{1..4}$:** adotando-se o IGBT comercial IRGB20B60PD1PbF, cuja características são apresentadas na Tabela 3.6, pode-se proceder com a análise das perdas fazendo uso das notas de aplicação AN-983,

AN-990 (IRF, 2012) e NOTE-91 (VISHAY, 2011). Um modelo simplificado para a determinação das perdas em um IGBT é apresentado na Figura 3.14. Neste modelo, verifica-se que a potência dissipada é contabilizada em três instantes de operação: (a) entrada em condução ($P_{C_{on}}$), (b) condução ($P_{C_{sat}}$), e (c) entrada em bloqueio ($P_{C_{off}}$). São observadas nas Eqs. (3.41), (3.42) e (3.43) as relações utilizadas na determinação da potência dissipada em cada um dos três instantes, na ordem em que estes foram mencionadas, e as perdas totais (PS_1) Eq. (3.44).

Figura 3.14 – Modelo simplificado para determinação das perdas no IGBT: (a) entrada em condução, (b) condução, e (c) entrada em bloqueio.



Fonte: adaptado (VISHAY, 2011).

Dependente do valor de tensão na entrada (110V/220V), dois ou quatro semicondutores $S_{1..4}$ estão em condução, deste modo a potência dissipada em uma única chave é calculada para a situação mais desfavorável ($V_{i_{min}}$), quando apenas duas chaves deslocadas 180° conduzem em um único semi-ciclo.

$$P_{C_{on}} = \frac{1}{2} \cdot V_{ce_{off}} \cdot I_{c_{on}} \cdot (fg \cdot \varphi) \cdot (t_{i_r} + t_{v_f}) \cdot f_s \rightarrow \dots \quad (3.41)$$

$$\dots = \frac{1}{2} \cdot 121 \cdot 33 \cdot (60 \cdot 2,54 \cdot 10^{-3}) \cdot (1 + 49) \cdot 10^{-9} \cdot 20000 \rightarrow P_{C_{on}} = 0,30 \text{ W}$$

$$P_{C_{sat}} = V_{ce_{on}} \cdot I_{Np1_{max}} \cdot Dc \cdot fg \cdot \varphi \rightarrow \dots \quad (3.42)$$

$$\dots = 2 \cdot 32,03 \cdot 0,4 \cdot 60 \cdot 2,54 \cdot 10^{-3} \rightarrow P_{C_{sat}} = 3,91 \text{ W}$$

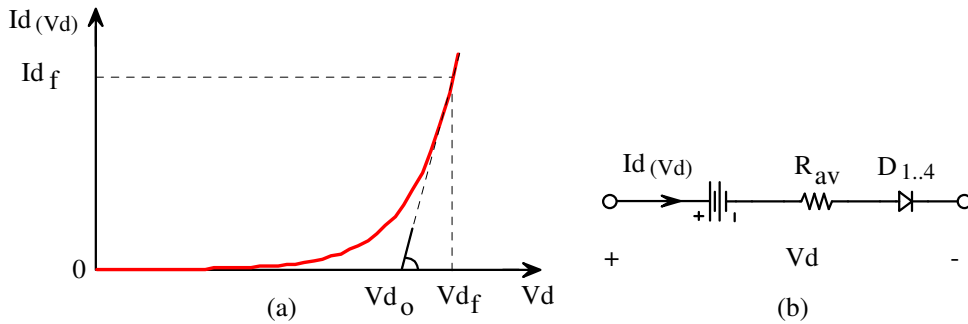
$$P_{C_{off}} = \frac{1}{2} \cdot V_{ce_{off}} \cdot (t_{i_f} \cdot I_{c_{tl}} + t_{v_r} \cdot I_{Np1_{max}}) \cdot fg \cdot \varphi \cdot f_s \rightarrow \dots \quad (3.43)$$

$$\dots = \frac{1}{2} \cdot 121 \cdot (59,4 \cdot 29,7 + 6,8 \cdot 32,03) \cdot 10^{-9} \cdot 60 \cdot 2,54 \cdot 10^{-3} \cdot 20000 \rightarrow P_{C_{off}} = 0,36 \text{ W}$$

$$PS_1 = P_{C_{on}} + P_{C_{sat}} + P_{C_{off}} \rightarrow PS_1 = 4,57 \text{ W} \quad (3.44)$$

- **Cálculo da potência dissipada na ponte retificadora $D_{1..4}$:** adota-se a ponte retificadora GSIB2580N, cuja características são apresentadas na Tabela 3.6; a partir da curva característica do diodo e do modelo de segmentos lineares vistos na Figura 3.15, determinam-se as perdas de modo aproximado, visto que a corrente é de natureza pulsada e em baixa frequência. Na Eq. (3.45) a relação utilizada na determinação da potência total dissipada na condição crítica (PD_I), quando apenas um único diodo interno à ponte conduz em um semiciclo.

Figura 3.15 – (a) curva característica, e (b) modelo de segmentos lineares.



Fonte: próprio autor.

$$\begin{aligned}
 PD_1 &= 2 \cdot \left[Vd_o \cdot IN_{p1max} \cdot fg \cdot \varphi + \left(\frac{Vd_f - Vd_o}{Id_f} \right) \cdot (IN_{p1max} \cdot \sqrt{fg \cdot \varphi})^2 \right] \rightarrow \dots \\
 \dots &= 2 \cdot \left[0,8 \cdot 32,03 \cdot 60 \cdot 2,54 \cdot 10^{-3} + \left(\frac{1,1 - 0,8}{30} \right) \cdot (32,03 \cdot \sqrt{60 \cdot 2,54 \cdot 10^{-3}})^2 \right] \rightarrow \dots \quad (3.45) \\
 PD_1 &= 10,94 \text{ W}
 \end{aligned}$$

- **Escolha do dissipador comercial:** a potência total dissipada em $S_{1..4}$ e em $D_{1..4}$ é contabilizada (PT_C) na Eq. (3.46). Como critério de projeto, a menor temperatura na cápsula dentre os semicondutores citados é a escolhida, ver Eq. (3.47), de modo que o valor da resistência térmica do dissipador calculada na (Eq. 3.48) seja superior ao valor da resistência térmica do dissipador de projeto especificado pelo fabricante (Eq. 3.49), garantindo assim o projeto satisfatório.

$$PT_C = 4 \cdot PS_1 + PD_1 \rightarrow 4 \cdot 4,57 + 10,94 \rightarrow PT_C = 29,22 \text{ W} \quad (3.46)$$

$$Td_1 = T_{jS1} - PS_1 \cdot (Rtjc_{S1} + Rtcd_{S1}) \rightarrow 100 - 4,57 \cdot (0,58 + 0,5) \rightarrow Td_1 = 95,06 \text{ °C} \quad (3.47)$$

$$Td_2 = T_{jD1} - PD_1 \cdot (Rtjc_{D1} + Rtcd_{D1}) \rightarrow 100 - 10,94 \cdot (1 + 0,5) \rightarrow Td_2 = 83,59 \text{ °C}$$

$$Rtda_{CS1} = \frac{Td_2 - Ta}{PT_C} \rightarrow \frac{83,59 - 40}{29,22} \rightarrow Rtda_{CS1} = 1,49 \text{ °C/W} \quad (3.48)$$

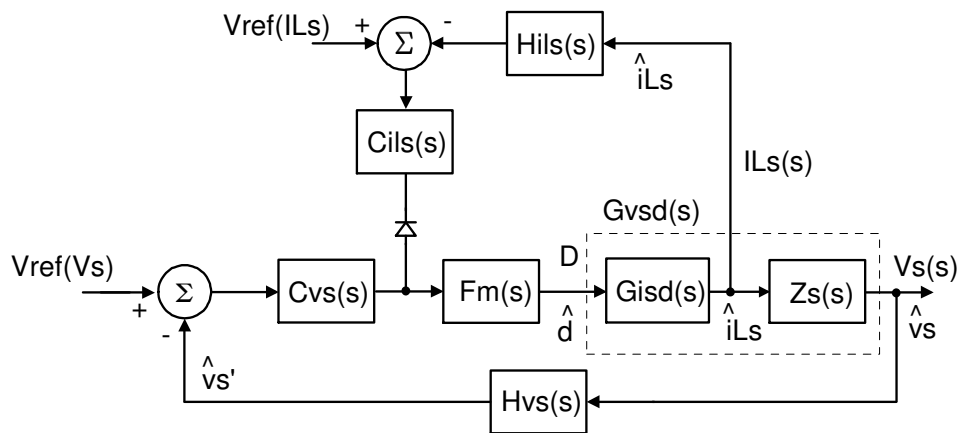
$$Rtda_{PS1} = Rtda_{cat,S1} \cdot ft_{S1} \cdot fc_{S1} \cdot fa_{S1} \rightarrow 2,703 \cdot 1,17 \cdot 0,697 \cdot 1 \rightarrow Rtda_{PS1} = 2,204 \text{ °C/W} \quad (3.49)$$

Adotando o dissipador de alumínio do fabricante HS dissipadores®, cujo código de referência e valor de resistência térmica são HS6332 e $2,703 \text{ °C/W/4"}$, que $Rtda_{CS1}$ é inferior a $Rtda_{PS1}$, então esta diferença deve ser amenizada com uso de ventilação forçada.

3.5 Estratégia de Controle do Conversor CA-CC

O diagrama de blocos referente à técnica de “controle modo tensão” é visto na Figura 3.16. Esta técnica consiste na operação em paralelo das malhas de tensão e de corrente. A segunda malha limita a corrente no indutor, e é projetada para uma dinâmica superior. O paralelismo é obtido com o diodo semiconductor, que permite influência direta na ação de controle da malha de tensão. A dinâmica do sistema é o critério de desempenho em frequência que relaciona as frequências de cruzamento do compensador (f_{cr}) e a de chaveamento.

Figura 3.16 – Diagrama de blocos do “controle modo tensão” do conversor CA-CC.



Fonte: próprio autor.

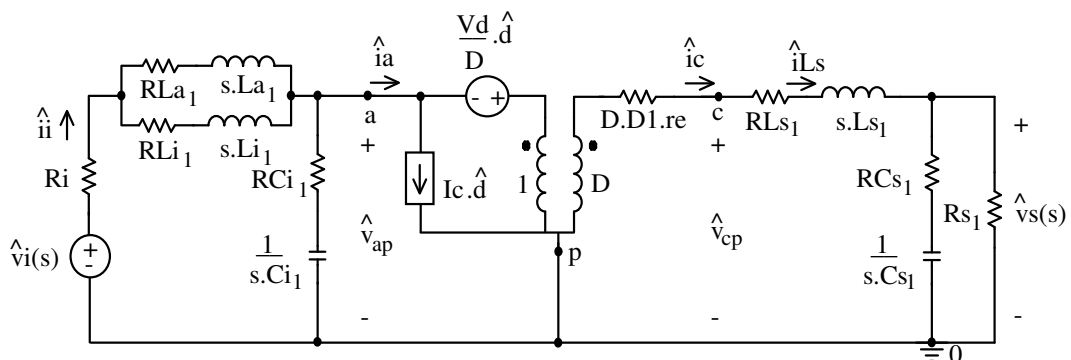
3.6 Linearização e Validação da Planta

A técnica de linearização proposta por Vorpérian (1990) é utilizada nas subseções seguintes para obtenção do modelo médio equivalente do circuito de pequenos sinais (planta).

3.6.1 Obtenção da Planta

Em função das características transitórias são obtidas as funções analíticas. Na Figura 3.9 são identificados os terminais para a obtenção do modelo, sendo assim é ilustrado na Figura 3.17 o circuito de pequenos sinais e o modelo CA da chave PWM.

Figura 3.17 – Circuito de pequenos sinais e o modelo CA da chave PWM.

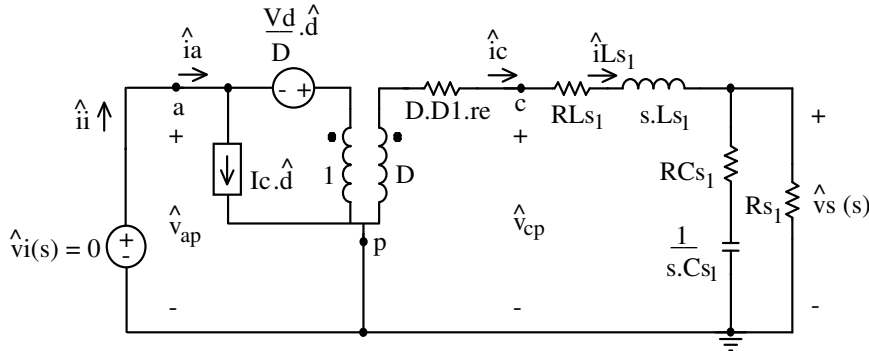


Fonte: próprio autor.

A. A expressão da Função de Transferência (FT) que relaciona a variação da tensão no barramento com a variação da razão cíclica [$G_{vsd}(s)$] é tratada na Eq. (3.50), desde que \mathbf{V}_i seja mantido constante; o circuito modificado é apresentado na Figura 3.18.

$$G_{vsd}(s) = \left. \frac{\hat{v}_s}{\hat{d}} \right|_{\hat{v}_i=0} \quad (3.50)$$

Figura 3.18 – Circuito de pequeno sinal para análise da Eq. (3.50).



Fonte: próprio autor.

Respeitando a polaridade do transformador ideal, referindo os elementos de circuito ao lado secundário, levantando as relações entre tensões e correntes, atentando para as fontes dependentes de tensão e de corrente, e aplicando leis de Kirchhoff, a Eq. (3.51) é obtida. O filtro LC com amortecimento em paralelo na entrada foi removido para a obtenção de uma função analítica simplificada com menor grau, no entanto a dinâmica da função obtida em simulação não despreza a influência do citado filtro.

$$G_{vsd}(s) = K_{vsd} \cdot \frac{\left(\frac{s}{W_z} + 1\right)}{(a_2 \cdot s^2 + a_1 \cdot s + 1)} \quad (3.51)$$

$$K_{vsd} = \frac{V_d \cdot R_{s1}}{R_{s1} + R_{Ls1}}$$

$$W_z = \frac{1}{R_{Cs1} \cdot C_{s1}}$$

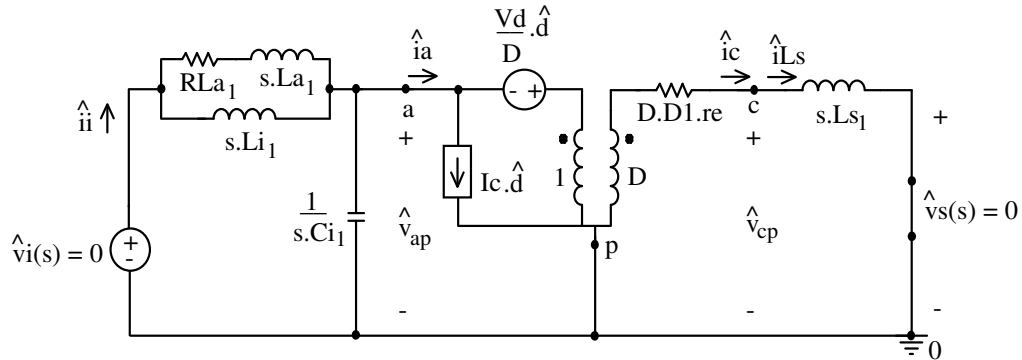
$$a_2 = \frac{C_{s1} \cdot L_{s1} \cdot (R_{Cs1} + R_{s1})}{R_{s1} + R_{Ls1}}$$

$$a_1 = \frac{(R_{Ls1} \cdot R_{Cs1} + R_{s1} \cdot R_{Ls1} + R_{s1} \cdot R_{Cs1}) \cdot C_{s1} + L_{s1}}{R_{s1} + R_{Ls1}}$$

B. A expressão da FT que relaciona a variação da corrente em \mathbf{L}_{s1} com a variação da razão cíclica [$G_{isd}(s)$] é tratada na Eq. (3.52), desde que \mathbf{V}_i e \mathbf{V}_s sejam mantidos constantes; o circuito modificado é apresentado na Figura 3.19.

$$G_{isd}(s) = \left. \frac{\hat{i}_s}{\hat{d}} \right|_{\hat{v}_i=\hat{v}_s=0} \quad (3.52)$$

Figura 3.19 – Circuito modificado para análise da Eq. (3.52).



Fonte: próprio autor.

Respeitando a polaridade do transformador ideal, referindo os elementos de circuito ao lado secundário, levantando as relações entre tensões e correntes, atentando para as fontes dependentes de tensão e de corrente, e aplicando leis de Kirchhoff, a Eq. (3.53) é apresentada. Os elementos passivos na saída foram removidos para a obtenção de uma função analítica simplificada com menor grau, no entanto a dinâmica da função obtida em simulação não despreza a simplificação realizada.

$$G_{isd}(s) = K_{isd} \cdot \frac{(b_3 \cdot s^3 + b_2 \cdot s^2 + b_1 \cdot s + 1)}{s \cdot (a_3 \cdot s^3 + a_2 \cdot s^2 + a_1 \cdot s + 1)} \quad (3.53)$$

$$K_{isd} = \frac{R_{a_1} \cdot V_d}{R_{a_1} \cdot (L_{i_1} \cdot D^2 + L_{s_1})}$$

$$b_3 = \frac{C_{i_1} \cdot L_{a_1} \cdot L_{i_1}}{R_{a_1}}$$

$$b_2 = \frac{(-1) \cdot L_{i_1} \cdot (D \cdot I_c \cdot L_{a_1} - C_{i_1} \cdot R_{a_1} \cdot V_d)}{R_{a_1} \cdot V_d}$$

$$b_1 = \frac{L_{i_1} \cdot (V_d - D \cdot I_c \cdot R_{a_1}) + L_{a_1} \cdot V_d}{R_{a_1} \cdot V_d}$$

$$a_3 = \frac{C_{i_1} \cdot L_{a_1} \cdot L_{i_1} \cdot L_{s_1}}{R_{a_1} \cdot (L_{i_1} \cdot D^2 + L_{s_1})}$$

$$a_2 = \frac{C_{i_1} \cdot L_{i_1} \cdot L_{s_1}}{(L_{i_1} \cdot D^2 + L_{s_1})}$$

$$a_1 = \frac{L_{a_1} \cdot L_{i_1} \cdot D^2 + L_{s_1} \cdot (L_{a_1} + L_{i_1})}{R_{a_1} \cdot (L_{i_1} \cdot D^2 + L_{s_1})}$$

3.6.2 Validação da Planta

As funções de transferência (plantas), que caracterizam o comportamento do sistema, foram obtidas na subseção anterior em forma analítica. Portanto, é de grande interesse verificar o quanto as expressões caracterizam a dinâmica da planta. Sendo assim, as funções de transferência obtidas em simulação e de maneira analítica podem ser comparadas, para tanto se faz uso dos parâmetros reunidos nas Tabelas 3.7 e 3.8.

O diagrama de Bode apresentado na Figura 3.20 faz referência à função tratada na Eq. (3.50) em sua representação analítica e simulada. As curvas de ganho e de fase, vistas nas Figuras 3.20(a) e (b), são esboçadas com a evolução da frequência desde 10Hz até 10kHz. Uma pequena diferença entre as curvas de ganho e de fase nas proximidades da frequência de 100Hz (frequência de ressonância do filtro de saída). Finalmente, verifica-se que o diagrama de Bode é estável para o espectro de frequência apresentado (a curva de fase não decai abaixo de 180°).

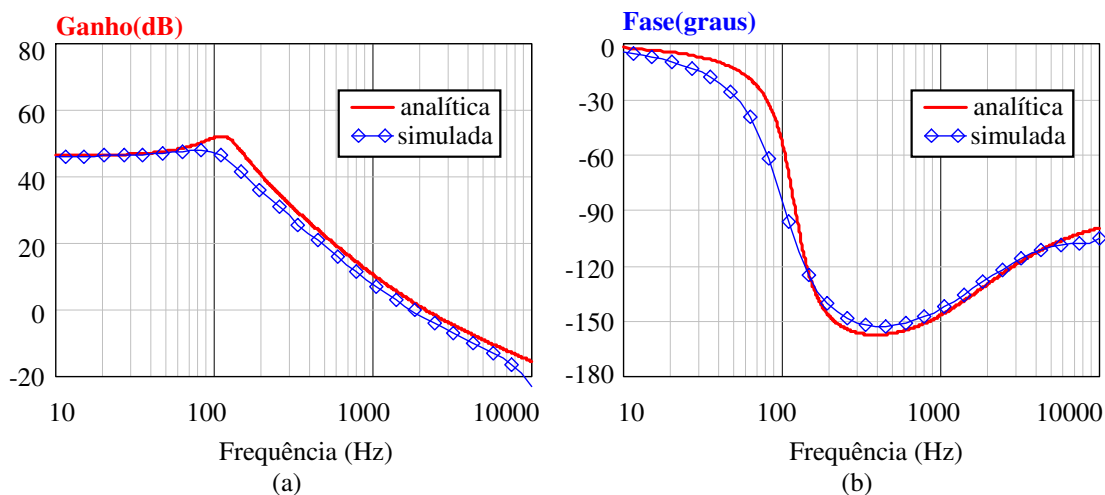
Tabela 3.7 – Parâmetros do conversor CA-CC.

Descrição	Constante	Unidade
Indutância do indutor filtro na saída (LS_I)	600 μ	[H]
Resistência do indutor filtro na saída (RLS_I)	0,2	[Ω]
Capacitância do capacitor filtro na saída (CS_I)	3000 μ	[F]
Resistência série interna ao capacitor filtro na saída (RCs_I)	30m	[Ω]
Resistência de carga no barramento (RS_I)	28	[Ω]
Indutor filtro com amortecimento na entrada (La_I'')	$a_c^2 * 60\mu$	[H]
Resistência de amortecimento do filtro na entrada (Ra_I'')	$a_c^2 * 2,2$	[Ω]
Indutor filtro na entrada (Li_I'')	$a_c^2 * 120u$	[H]
Capacitor filtro na entrada (Ci_I'')	$a_c^{-2} * 4,4\mu$	[F]
Corrente média no terminal comum (Ic), ou ILs_{Imed}	5,2	[A]
Razão cíclica do modelo (D)	0,8	[-]
Variável de tensão do modelo CA da chave PWM (Vd)	$a_c * \sqrt{2} * 82,5$	[V]

Conforme observado na Figura 3.9, os parâmetros do conversor CA-CC podem ser referidos ao lado primário, ou ao lado secundário, cuja escolha depende da dinâmica da grandeza em estudo. Por convenção, utiliza-se o circuito referido ao lado secundário, ver Figura 2.9(b).

Fonte: próprio autor.

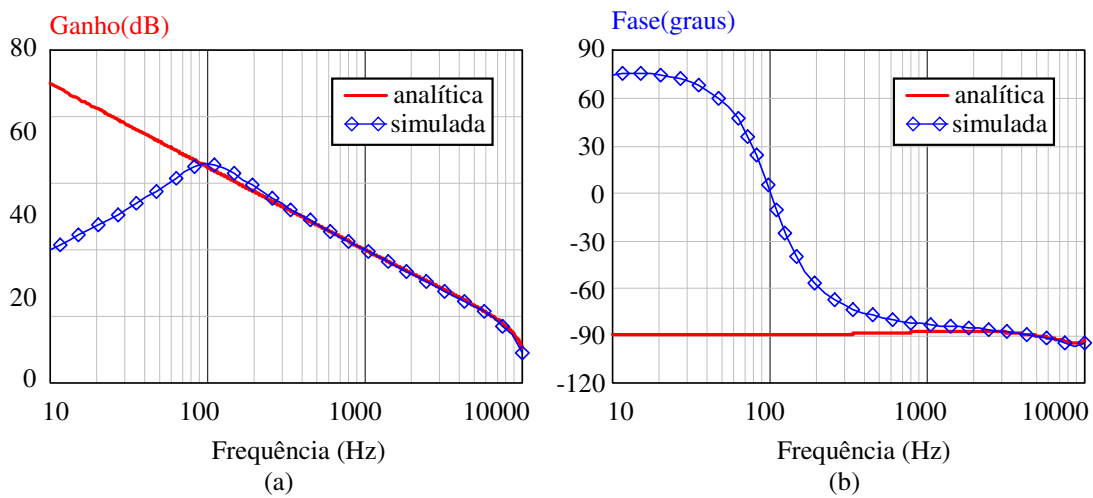
Figura 3.20 – Validando Eq. (3.50): (a) ganho, e (b) fase.



Fonte: próprio autor.

O diagrama de Bode apresentado na Figura 3.21 faz referência à função tratada na Eq. (3.52) em sua representação analítica e simulada. As curvas de ganho e de fase, vistas nas Figuras 3.21(a) e (b), são esboçadas com a evolução da frequência desde 10Hz até 10kHz. Em vista a simplificação sugerida na Figura 3.19, o diagrama de Bode da função analítica é considerado válido para valores de frequência de 1kHz até 10kHz. Finalmente, verifica-se que o diagrama de Bode é estável para o espectro de frequência apresentado.

Figura 3.21 – Validando Eq. (3.52): (a) ganho e (b) fase.



Fonte: próprio autor.

3.7 Projeto do Sistema de Controle

Nesta seção o procedimento de projeto do compensador é apresentado, e o circuito de controle do conversor CA-CC é esquematizado.

3.7.1 Procedimento de Projeto do Compensador

O procedimento apresentado em (TORRICO BASCOPE, 2007) é aqui utilizado na descrição do compensador da malha de tensão e do compensador da malha de corrente, para tanto se faz uso da Figura 3.16 e das considerações de desempenho para o projeto do compensador vistas na Tabela 3.8.

3.7.1.1 Procedimento para projeto do compensador da malha de tensão $Cvs(s)$

- **Esboçando o diagrama de Bode para o sistema em laço aberto sem compensador de tensão:** conforme observado na Figura 3.16, a FT para o sistema em laço aberto sem compensador de tensão $[FTLAscvsd(s)]$ é apresentada na Eq. (3.54), observam-se a planta de tensão $[Gvsd(s)]$, a FT do sensor de tensão $[Hvs(s)]$, e o ganho do modulador $[Fm(s)]$. O diagrama de Bode da $FTLAscvsd(s)$ é esboçado na Figura 3.22.

Tabela 3.8 – Considerações de desempenho para o projeto dos compensadores.

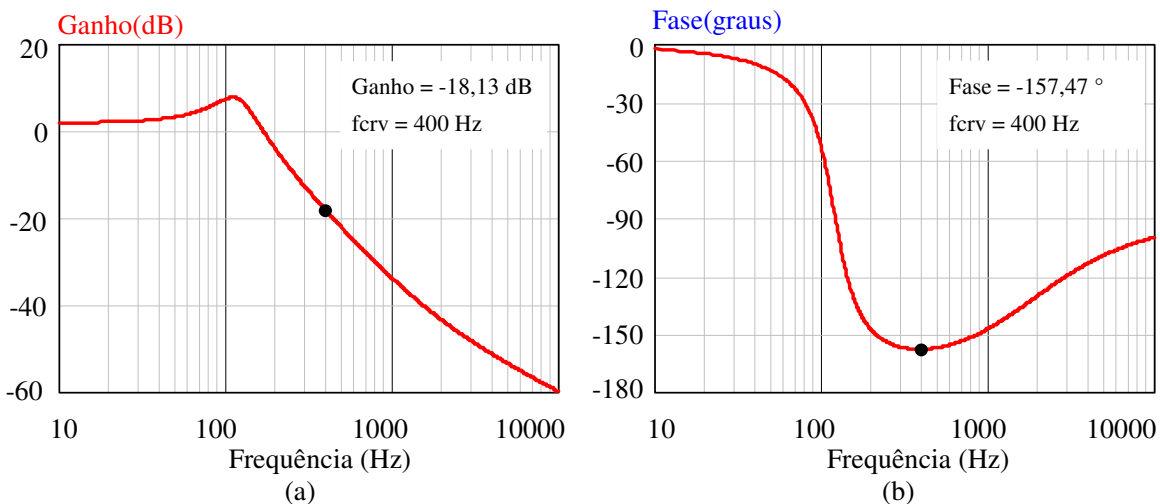
Descrição	Constante	Unidade
Valor da sobrecorrente adotado para corrente em LS_1 ($IL_{S_{1cc}}$)	25	[A]
Amplitude do dente de serra (V_t)	2,4	[V]
Tensão de referência para malha de tensão (V_{rv})	2,2	[V]
Tensão de referência para malha de corrente (V_{ri})	3	[V]
FT do sensor de tensão ($H_{vs}(s)$)	0,0147	[-]
FT do sensor de corrente ($H_{is}(s)$)	0,12	[-]
Frequência de cruzamento da malha de tensão (f_{crv})	400	[Hz]
Frequência de cruzamento da malha de corrente (f_{cri})	8000	[Hz]
Margem de fase da malha de tensão (MF_v)	60	[graus]
Margem de fase da malha de corrente (MF_i)	60	[graus]

Fonte: próprio autor.

$$FTL_{Ascvsd}(s) = G_{vsd}(s) \cdot H_{vs}(s) \cdot F_m(s) \quad (3.54)$$

$$FTL_{Ascvsd}(s) = (206,89) \cdot \frac{\left(\frac{s}{1,11 \cdot 10^4} + 1\right)}{(1,79 \cdot 10^{-6} \cdot s^2 + 7,07 \cdot 10^{-4} \cdot s + 1)} \cdot (0,0147) \cdot \left(\frac{1}{2,4}\right)$$

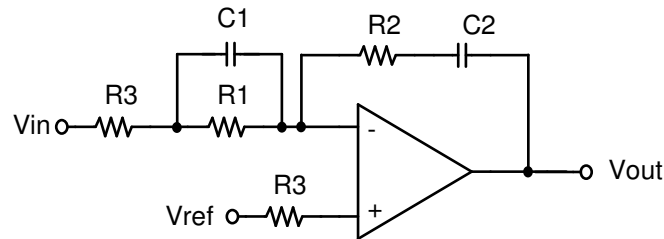
Figura 3.22 – Diagrama de Bode da $FTL_{Ascvsd}(s)$: (a) ganho, e (b) fase.



Fonte: próprio autor.

- **Análise gráfica do ganho e da fase da $FTL_{Ascvsd}(s)$ na f_{crv} :** na Figura 3.22 tem-se um ganho de -18,13dB e uma fase de -157,47° (graus) em 400 Hz; logo, um avanço de fase 127,47° deve ser promovido pelo compensador, de modo que a margem de fase especificada para o sistema seja a considerada em projeto.
- **Escolha do compensador:** o compensador Proporcional Integral Derivativo (PID) ilustrado na Figura 3.23 é utilizado, cuja FT é vista na Eq. (3.55).

Figura 3.23 – Compensador Proporcional Integral Derivativo.



Fonte: próprio autor.

$$C_{vs}(s) = K_v \cdot \left(\frac{s + 2 \cdot \pi \cdot f_{z1}}{s} \right) \cdot \left(\frac{s + 2 \cdot \pi \cdot f_{z2}}{s + 2 \cdot \pi \cdot f_p} \right) \quad (3.55)$$

- **Projetando o compensador em função do avanço de fase requerido:** alocando os zeros do compensador (f_{z1} e f_{z2}) em 80 Hz, e o pólo (f_p) em 700 Hz; logo o ganho do controlador (K_v) em **fcrv** para o sistema não compensado é obtido na Eq. (3.56). Para a determinação dos componentes discretos apresentados na Figura 3.23, as Eqs. (3.56)...(3.60) são utilizadas, adota-se **C1 = 22nF**.

$$K_v = \left| \frac{1}{\left(\frac{s + 2 \cdot \pi \cdot 80}{s} \right) \cdot \left(\frac{s + 2 \cdot \pi \cdot 80}{s + 2 \cdot \pi \cdot 700} \right) \cdot FTLAscvsd(s)} \right|_{s=2 \cdot \pi \cdot 400} \rightarrow K_v = 15,63 \quad (3.56)$$

$$R_1 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{z1} \cdot C_1} \rightarrow \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 80 \cdot 22 \cdot 10^{-9}} \rightarrow R_1 = 9,04 \cdot 10^4 \Omega \quad (3.57)$$

$$R_3 = \frac{R_1}{C_1 \cdot R_1 \cdot (2 \cdot \pi \cdot f_p) - 1} \rightarrow \frac{9,04 \cdot 10^4}{22 \cdot 10^{-9} \cdot 9,04 \cdot 10^4 \cdot (2 \cdot \pi \cdot 700) - 1} \rightarrow \dots \quad (3.58)$$

$$\dots R_3 = 1,17 \cdot 10^4 \Omega$$

$$R_2 = k_v \cdot R_3 \rightarrow 15,63 \cdot 1,17 \cdot 10^4 \rightarrow R_2 = 1,82 \cdot 10^5 \Omega \quad (3.59)$$

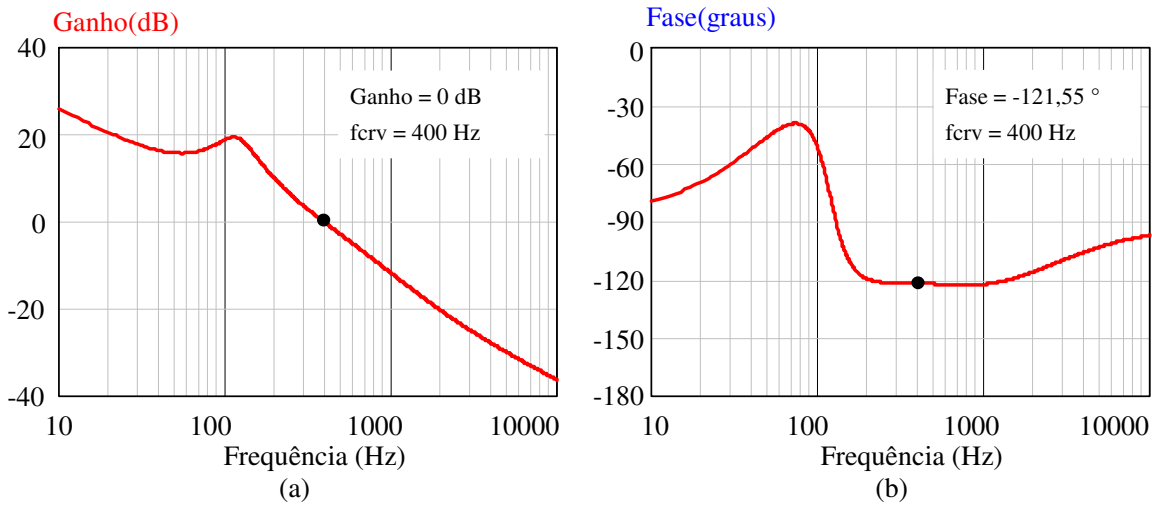
$$C_2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{z2} \cdot R_2} \rightarrow \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 80 \cdot 1,82 \cdot 10^5} \rightarrow C_2 = 1,09 \cdot 10^{-8} \text{F} \quad (3.60)$$

Logo, adotam-se os seguintes valores comerciais: $C_1 = 22 \text{ nF}$, $C_2 = 10 \text{ nF}$, $R_1 = 91 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 180 \text{ k}\Omega$, e $R_3 = 12 \text{ k}\Omega$.

- **Esboçando o diagrama de Bode para o sistema em laço aberto com compensador de tensão:** conforme visto na Figura 3.24 a frequência de cruzamento ocorre em 400 Hz para uma margem de fase de $58,45^\circ$ e a FT para o sistema em laço aberto com compensador de tensão [$FTLAccvsd(s)$] é vista na Eq. (3.61).

$$FTLAccvsd(s) = FTLAscvsd(s) \cdot C_{vs}(s) \quad (3.61)$$

Figura 3.24 – Diagrama de Bode da $FTL_{Accvsd}(s)$: (a) ganho, e (b) fase.



Fonte: próprio autor.

3.7.1.2 Procedimento para projeto do compensador da malha de corrente $Cils(s)$

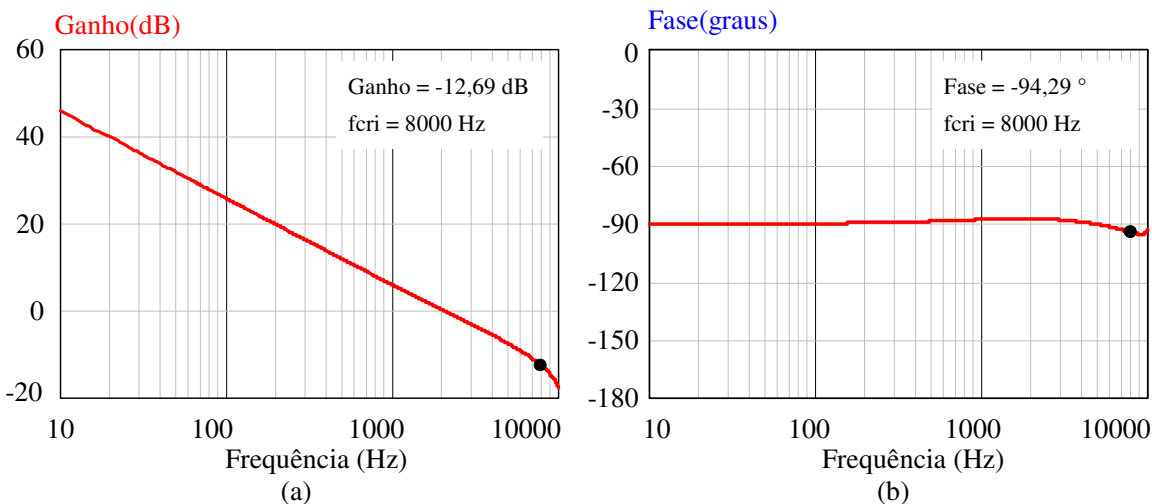
• **Esboçando o diagrama de Bode para o sistema em laço aberto sem compensador de corrente:** conforme observado na Figura 3.25, a FT para o sistema em laço aberto sem compensador de corrente [$FTL_{Ascisd}(s)$] é apresentada na Eq. (3.62), nesta são observados a planta de corrente [$Gisd(s)$], a FT do sensor de corrente [$Hi(s)$], e o ganho do modulador [$Fm(s)$]. O diagrama de bode da $FTL_{Ascisd}(s)$ é esboçado na Figura 3.25.

$$FTL_{Ascisd}(s) = Gisd(s) \cdot Hils(s) \cdot Fm(s) \quad (3.62)$$

$$FTL_{Ascisd}(s) = 2,47 \cdot 10^5 \cdot \frac{(s^3 \cdot 1,44 \cdot 10^{-14} - s^2 \cdot 3,20 \cdot 10^{-10} + s \cdot 7,42 \cdot 10^{-5} + 1)}{s \cdot (s^3 \cdot 1,02 \cdot 10^{-14} + s^2 \cdot 3,75 \cdot 10^{-10} + s \cdot 6,6 \cdot 10^{-5} + 1)} \cdot (0,12) \cdot \left(\frac{1}{2,4}\right)$$

As curvas de bode para a $FTL_{Ascisd}(s)$ são esboçadas na Figura 3.25.

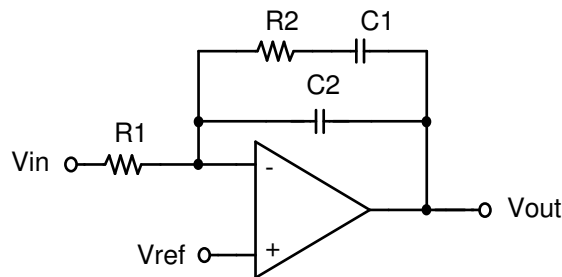
Figura 3.25 – Diagrama de Bode da $FTL_{Ascisd}(s)$: (a) ganho, e (b) fase.



Fonte: próprio autor.

- **Análise gráfica do ganho e da fase de $FTL_{Asc}(s)$ na f_{cri} :** na Figura 3.25 um ganho de -12,69 dB e uma fase de -94,29° em 8000 Hz; logo, um avanço de fase (α) 64,29° deve ser promovido pelo compensador, de modo que a margem de fase especificada para o sistema seja a considerada em projeto.
- **Escolha do compensador:** o compensador Proporcional Integral com filtro ilustrado na Figura 3.26 é utilizado nesta aplicação, cuja FT é vista na Eq. (3.63).

Figura 3.26 – Compensador Proporcional Integral com Filtro (tipo 2).



Fonte: próprio autor.

$$G_{cils}(s) = \frac{(1 + s \cdot R2 \cdot C1)}{s \cdot R1 \cdot (s \cdot R2 \cdot C1 \cdot C2 + C1 + C2)} \quad (3.63)$$

- **Projetando o compensador em função do avanço de fase requerido:** fazendo uso do critério de alocação de pólos e zeros pelo “método do fator k”, para o circuito tipo 2 (avanço de fase menor que 90°) o zero é colocado um ‘fator k’ abaixo de f_{cri} , enquanto o pólo fica um ‘fator k’ acima de f_{cri} . Na Eq. (3.64) a função da curva referente ao circuito tipo 2, e o valor de ‘k’. As expressões para a determinação do ganho do compensador em valor absoluto, e dos valores dos componentes discretos são indicadas nas Eqs. (3.65)...(3.68) (VENABLE, 1983); adota-se $R1 = 10 \text{ k}\Omega$.

$$\alpha(k) = \left(2 \cdot \arctg(k) - \frac{\pi}{2}\right) \cdot \frac{180}{\pi} \rightarrow k = 4,38 \quad (3.64)$$

$$G = 10^{A_v/20} \rightarrow 10^{12,69/20} \rightarrow G = 4,31 \quad (3.65)$$

$$C2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{cri} \cdot G \cdot R1 \cdot k} \rightarrow \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 8000 \cdot 4,31 \cdot 10000 \cdot 4,38} \rightarrow C2 = 1,05 \cdot 10^{-10} \text{ F} \quad (3.66)$$

$$C1 = C2 \cdot (k^2 - 1) \rightarrow 1,05 \cdot 10^{-10} \cdot (4,38^2 - 1) \rightarrow C1 = 1,92 \cdot 10^{-9} \text{ F} \quad (3.67)$$

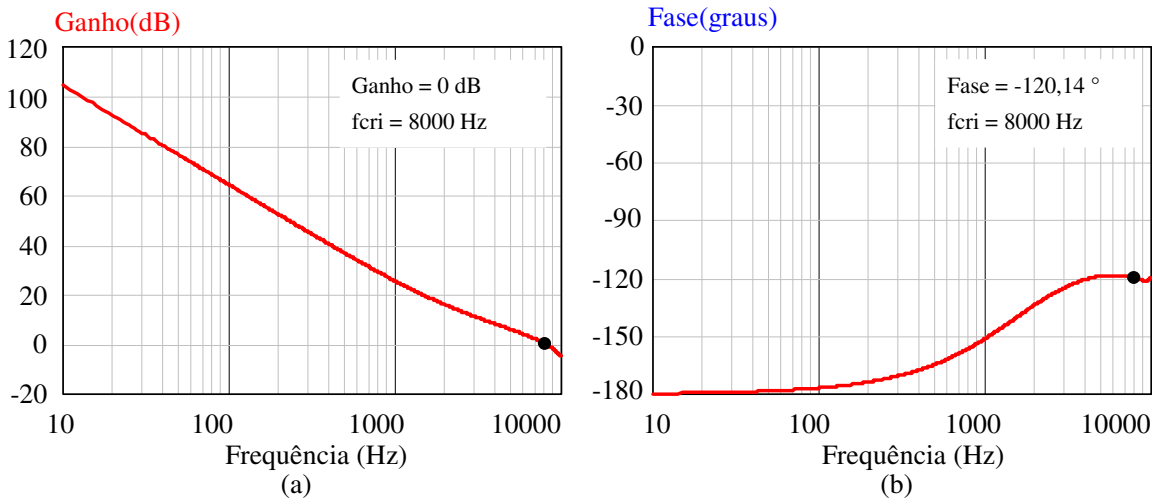
$$R2 = \frac{k}{2 \cdot \pi \cdot f_{cri} \cdot C1} \rightarrow \frac{4,38}{2 \cdot \pi \cdot 8000 \cdot 1,92 \cdot 10^{-9}} \rightarrow R2 = 4,54 \cdot 10^4 \text{ k}\Omega \quad (3.68)$$

Logo, adotam-se os seguintes valores comerciais: $C1 = 1,8 \text{ nF}$, $C2 = 100 \text{ pF}$, e $R1 = 10 \text{ k}\Omega$, e $R2 = 47 \text{ k}\Omega$.

- **Esboçando o diagrama de Bode para o sistema em laço aberto com compensador de corrente:** conforme observado na Figura 3.27 a frequência de

cruzamento ocorre em 8000 Hz para uma margem de fase de $59,86^\circ$ e a FT para o sistema em laço aberto com compensador de corrente [$FTLAccisd(s)$] é vista na Eq. (3.69).

Figura 3.27 – Diagrama de Bode da $FTLAccisd(s)$: (a) ganho, e (b) fase.



Fonte: próprio autor.

$$FTLAccisd(s) = FTLAscisd(s) \cdot Cils(s) \quad (3.69)$$

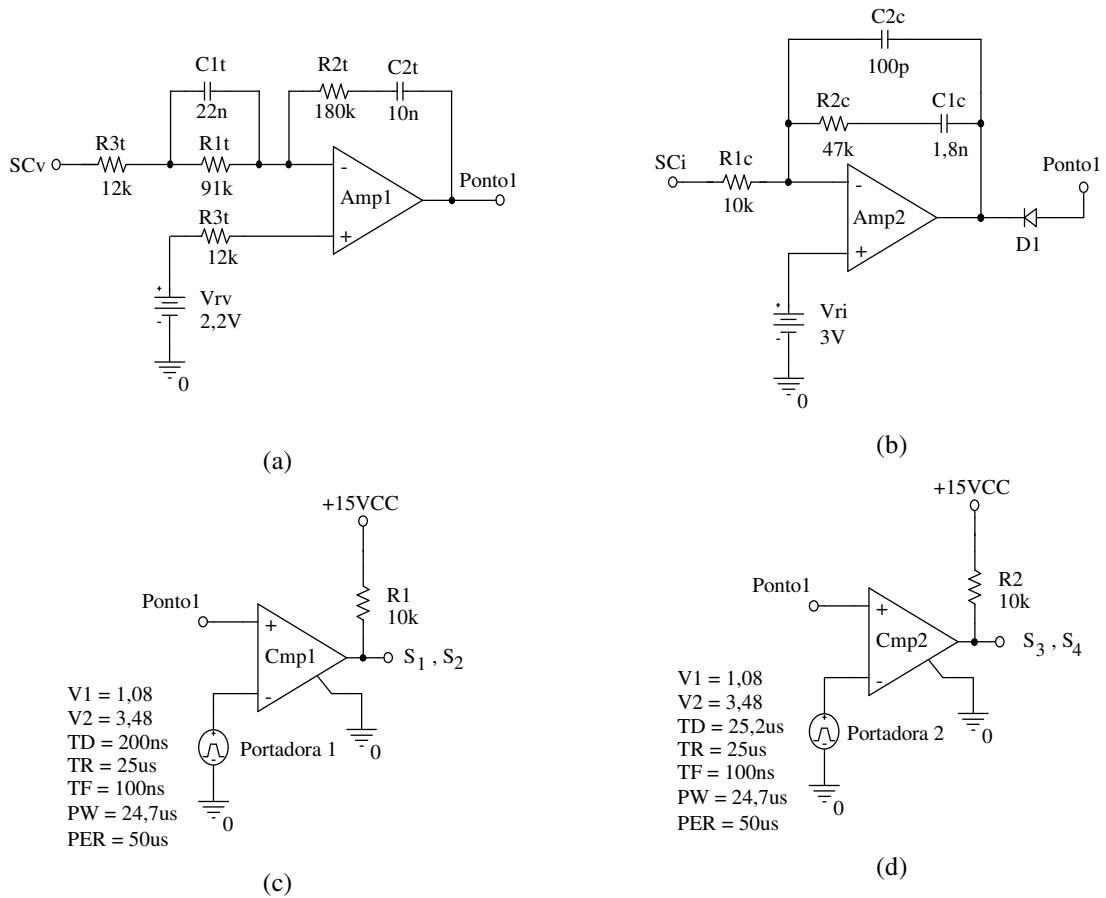
3.7.2 Esquemático do Circuito de Controle do Conversor CA-CC

Nesta seção o circuito de controle do conversor CA-CC é apresentado. No esquemático do circuito de potência ilustrado na Figura 3.11, a corrente em LS_1 e a tensão no barramento (V_{bus}) são amostradas por um sensor de corrente (H1) e por um sensor de tensão (E1), respectivamente. As grandezas medidas são comparadas a um respectivo valor de referência, e o erro obtido passa por um compensador que proporciona uma determinada dinâmica ao sistema. O esquemático do circuito de controle observado na Figura 3.28 foi obtido a partir da subseção 3.7.1, verifica-se a presença de duas malhas de realimentação conectadas em paralelo, onde o diodo **D1** garante a lógica 'ou'.

3.8 Considerações Finais

Neste capítulo foi estudado o conversor CA-CC, ou estágio *Chopper*, desde a análise qualitativa até o projeto dos compensadores. A análise para os dois níveis de tensão na entrada foi necessária, em vista as adaptações da porta do lado da rede e foi constatado que os maiores esforços de tensão e corrente nos componentes acontece para 110V. Finalmente, o projeto dos compensadores foi apresentado.

Figura 3.28 – Esquemático do circuito de controle do conversor CA-CC: (a) compensador de tensão, (b) compensador de corrente, (c) comparador 1, e (d) comparador 2.



Fonte: próprio autor.

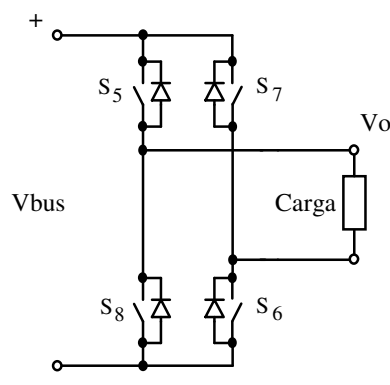
4 ANÁLISE QUALITATIVA, QUANTITATIVA, PROCEDIMENTO E EXEMPLO DE PROJETO DO CONVERSOR CC-CA

Neste terceiro capítulo apresenta-se uma fundamentação teórica inerente ao conversor CC-CA. São tratados em seqüência: introdução, análise qualitativa, análise quantitativa, e o procedimento e exemplo de projeto.

4.1 Introdução

Independente do modo de operação do sistema ininterrupto proposto, o conversor CC-CA é o segundo estágio de processamento de energia. Também denominado estágio inversor, este é caracterizado por entrada e saída em tensão, e por proporcionar uma tensão alternada na saída com frequência fixa. Conforme observado na Figura 4.1, o conversor consiste em uma topologia clássica monofásica na configuração ponte-completa (*Full-Bridge*) conectada ao barramento CC e à carga na saída. A partir da teoria apresentada no capítulo 2, propõe-se neste capítulo desenvolver um estudo detalhado inerente ao conversor CC-CA.

Figura 4.1 – Conversor CC-CA baseado no conversor *Full-Bridge*.



Fonte: próprio autor.

4.2 Análise Qualitativa

A análise qualitativa consiste na descrição detalhada do conversor CC-CA, ou estágio inversor, apresentação da estratégia de modulação, estudo do comportamento do circuito em baixa frequência, etapas de operação, e esboço das formas de onda.

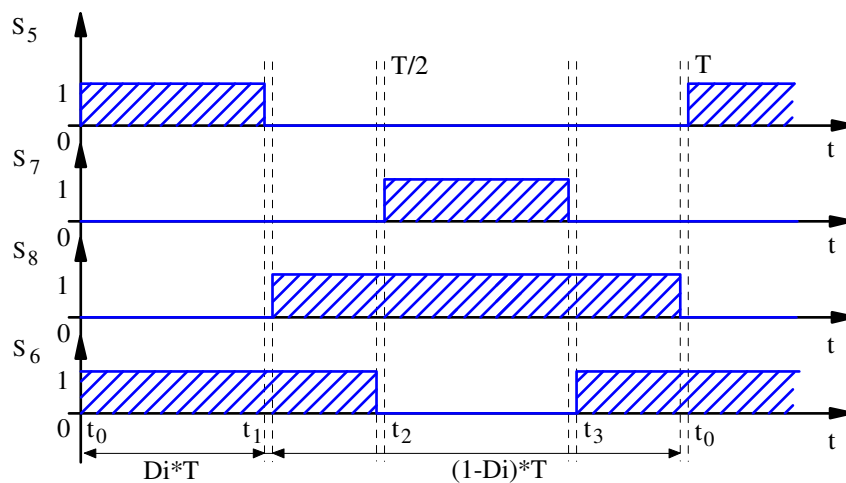
4.2.1 Descrição do Conversor CC-CA

Conforme ilustrado na Figura 4.1, o conversor CC-CA é composto pelas seguintes partes: fonte de tensão contínua na entrada representada pela tensão no barramento (V_{bus}), chaves do estágio inversor ($S_{5..8}$), e uma carga na saída.

4.2.2 Estratégia de Modulação

A modulação PWM assimétrica é utilizada no acionamento das chaves do estágio inversor, cuja escolha foi possível em função da simplicidade, e fácil ajuste da tensão eficaz na saída (BIN WU, 2006). Conforme observado na Figura 4.2, dois sinais de controle defasados em 180° elétricos com limitação de 50% na razão cíclica do período da rede (T) são aplicados as chaves superiores da ponte (S_5 e S_7) e os respectivos complementos destes sinais são aplicados as chaves inferiores da ponte (S_8 e S_6). Verifica-se também a necessidade da existência de um “tempo morto” entre as chaves de um mesmo braço.

Figura 4.2 – Modulação PWM assimétrica.

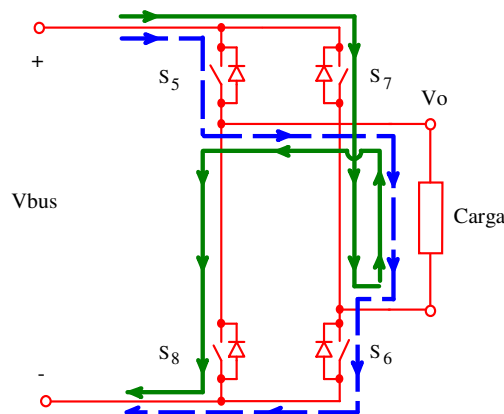


Fonte: próprio autor.

4.2.3 Operação em Baixa Frequência

O princípio de operação do conversor CC-CA é analisado em baixa frequência, visto que as chaves comutam na frequência da rede com intervalo de condução fixo. Na Figura 4.3, o sentido de circulação da corrente e as respectivas chaves envolvidas.

Figura 4.3 – Sentido de circulação da corrente no estágio inversor.



Fonte: próprio autor.

A partir da estratégia de modulação assimétrica adotada, quatro etapas de operação caracterizam a operação do inversor; por simplicidade, consideram-se a inexistência de “tempo morto”, e a carga é de natureza resistiva. Observam-se na Figura 4.4 as etapas de operação para uma tensão na saída igual a 110V.

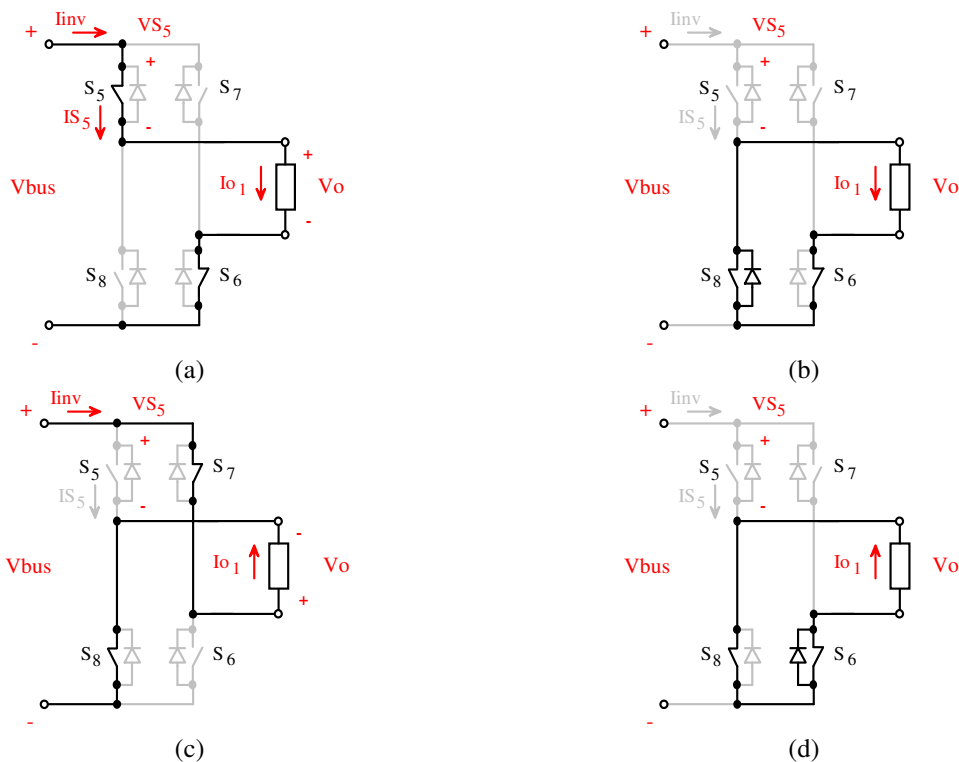
1ª Etapa (Figura 4.4(a)) $[t_0-t_1]$: estando S_5 e S_6 em condução, esta etapa é caracterizada pela transferência de energia desde V_{bus} à carga. A tensão aplicada aos bornes da carga é positiva.

2ª Etapa (Figura 4.4(b)) $[t_1-t_2]$: estando S_6 e S_8 em condução, a tensão aplicada aos bornes da carga é nula.

3ª Etapa (Figura 4.4(c)) $[t_2-t_3]$: estando S_7 e S_8 em condução, esta etapa é caracterizada pela transferência de energia desde V_{bus} à carga. A tensão aplicada aos bornes da carga é negativa.

4ª Etapa (Figura 4.4(d)) $[t_3-t_0]$: estando S_6 e S_8 em condução, a tensão aplicada aos bornes da carga é nula.

Figura 4.4 – Etapas de operação do conversor CC-CA para tensão na saída igual a 110V: (a) 1ª etapa, (b) 2ª etapa, (c) 3ª etapa, e (d) 4ª etapa.

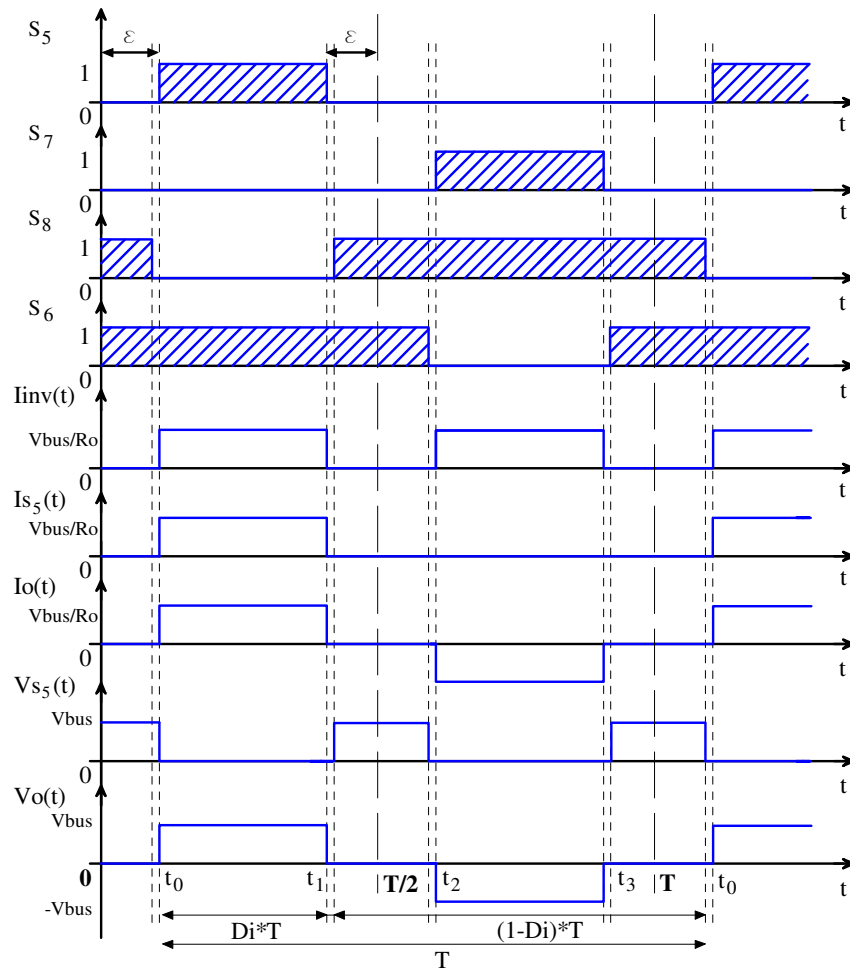


Fonte: próprio autor.

4.2.4 Principais Formas de Onda

A partir das etapas de operação apresentadas na subseção 4.2.3, as formas de onda mais relevantes são esboçadas na Figura 4.5. Conforme observado, a estratégia de modulação permite que as chaves operem com uma razão cíclica fixa e proporcional ao valor eficaz da tensão de saída, de modo que três níveis de tensão possam ser obtidos.

Figura 4.5 – Formas de onda relevantes para o conversor CC-CA.



Fonte: próprio autor.

4.3 Análise Quantitativa

A análise quantitativa compreende o estudo analítico baseado na periodicidade das grandezas elétricas em regime permanente referente à operação do conversor CC-CA. São apresentados o equacionamento preliminar, e os esforços de tensão e corrente nos componentes do circuito.

4.3.1 Equacionamento Preliminar

4.3.1.1 Determinação da razão cíclica do conversor CC-CA

A metodologia adotada na determinação da razão cíclica do conversor CC-CA (D_i) e na determinação da amplitude da tensão referente à forma de onda fundamental na saída com três níveis é apresentada por Hart (2010). Como observado na Figura 4.5(a), o valor eficaz da tensão na saída ($V_{o_{ef}}$) é dado em função de V_{bus} e do ângulo de extinção de uma harmônica específica (ϵ), conforme as Eqs. (4.1) e (4.2).

$$V_{o_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{180^\circ} \cdot \int_{\varepsilon}^{180^\circ - \varepsilon} V_{bus}^2 \cdot d\omega t} \rightarrow V_{o_{ef}} = V_{bus} \cdot \sqrt{1 - \frac{2 \cdot \varepsilon}{180^\circ}} \quad (4.1)$$

$$\varepsilon = \frac{90^\circ}{n} \quad (4.2)$$

$$D_{i_e} = 2 \cdot D_i = 1 - \frac{2 \cdot \varepsilon}{180^\circ} \quad (4.3)$$

A razão cíclica equivalente do conversor CC-CA (D_{i_e}), ε , e n são facilmente obtidos a partir das Eqs. (4.1), (4.2) e (4.3). Sendo assim, a amplitude da tensão referente à forma de onda fundamental na saída com três níveis (V_{o_1}) é apresentada na Eq. (4.4).

$$V_{o_1} = \left(\frac{4 \cdot V_{bus}}{\pi} \right) \cdot \cos(\varepsilon) \quad (4.4)$$

4.3.1.2 Determinação da potência na entrada

Sendo a carga de natureza resistiva, a potência ativa na entrada do inversor (P_{inv}) é dada pela relação entre P_o e a eficiência, o valor médio e o eficaz da corrente na entrada do inversor são apresentados nas Eqs. (4.5), (4.6) e (4.7), respectivamente.

$$P_{inv} = \frac{P_o}{\eta} \quad (4.5)$$

$$I_{inv_{med}} = 2 \cdot f_o \cdot \int_0^{D_{i_e} \cdot (2 \cdot f_o)^{-1}} \frac{V_{bus}}{\left(\frac{V_{o_{ef}}^2}{P_o} \right)} \cdot d\omega t \rightarrow I_{inv_{med}} = \frac{V_{bus}}{\left(\frac{V_{o_{ef}}^2}{P_o} \right)} \cdot D_{i_e} \quad (4.6)$$

$$I_{inv_{ef}} = \sqrt{2 \cdot f_o \cdot \int_0^{D_{i_e} \cdot (2 \cdot f_o)^{-1}} \frac{V_{bus}^2}{\left(\frac{V_{o_{ef}}^2}{P_o} \right)^2} \cdot d\omega t} \rightarrow I_{inv_{ef}} = \frac{V_{bus}}{\left(\frac{V_{o_{ef}}^2}{P_o} \right)} \cdot \sqrt{D_{i_e}} \quad (4.7)$$

4.3.2 Esforços de Tensão e Corrente nos Componentes

Em vista a simplicidade do circuito de potência visto na Figura 4.1, os esforços de corrente e tensão para as chaves S_5 e S_7 são apresentados; logo, a análise é obtida para S_5 considerando a operação em baixa frequência. Em estado de condução, os seguintes esforços de corrente são apresentados: valor médio ($I_{S_{5med}}$), e valor eficaz ($I_{S_{5ef}}$) obtidos nas Eqs. (4.8) e (4.9); e no estado de bloqueio, o valor máximo da tensão ($V_{S_{5max}}$) é dado na Eq. (4.10).

$$I_{S_{5med}} = f_o \cdot \int_0^{D_{i_e} \cdot (2 \cdot f_o)^{-1}} \frac{V_{bus}}{\left(\frac{V_{o_{ef}}^2}{P_o} \right)} \cdot d\omega t \rightarrow I_{S_{5med}} = \frac{V_{bus}}{\left(\frac{V_{o_{ef}}^2}{P_o} \right)} \cdot \frac{D_{i_e}}{2} \quad (4.8)$$

$$IS_{5ef} = \sqrt{fo \cdot \int_0^{Di_e \cdot (2 \cdot fo)^{-1}} \frac{V_{bus}^2}{\left(\frac{Vo_{ef}^2}{Po}\right)^2} \cdot d\omega t} \rightarrow IS_{5med} = \frac{V_{bus}}{\left(\frac{Vo_{ef}^2}{Po}\right)} \cdot \sqrt{\frac{Di_e}{2}} \quad (4.9)$$

$$Vs_{5max} = V_{bus} \quad (4.10)$$

4.4 Procedimento e Exemplo de Projeto

A partir da fundamentação teórica apresentada e das considerações de projeto propostas na Tabela 4.1, determinam-se os componentes do circuito de potência do inversor.

Tabela 4.1 – Considerações de projeto para o circuito de potência do inversor.

Descrição	Constante	Unidade
Tensão eficaz na saída (Vo_{ef})	110	[V]
Potência ativa disponível na saída (Po)	700	[W]
Frequência de saída (fo)	60	[Hz]
Tensão no barramento (V_{bus})	150	[V]
Eficiência do inversor (η)	0,96	[-]

Fonte: próprio autor.

4.4.1 Determinação dos Parâmetros do Conversor CC-CA

- **Obtendo a razão cíclica equivalente (Di_e):** fazendo uso das Eqs. (4.1) e (4.3), o valor de Di_e é obtido.

$$Di_e = \left(\frac{Vo_{ef}}{V_{bus}}\right)^2 \rightarrow \left(\frac{110}{150}\right)^2 \rightarrow Di_e = 0,538$$

- **Obtendo a amplitude da tensão referente à forma de onda fundamental na saída com três níveis (Vo_1):** ver Eqs. (4.3) e (4.4).

$$\varepsilon = 90 \cdot (1 - Di_e) \rightarrow 90 \cdot (1 - 0,538) \rightarrow \varepsilon = 41,60^\circ$$

$$Vo_1 = \left(\frac{4 \cdot V_{bus}}{\pi}\right) \cdot \cos(\varepsilon) \rightarrow \left(\frac{4 \cdot 150}{\pi}\right) \cdot \cos(41,60^\circ) \rightarrow Vo_1 = 142,78 V$$

4.4.2 Esforços no Conversor CC-CA

- **Esforços de corrente na entrada do inversor:** ver Eqs. (4.6) e (4.7).

$$I_{inv_{med}} = \frac{V_{bus}}{\left(\frac{Vo_{ef}^2}{Po}\right)} \cdot Di_e \rightarrow \frac{150}{\left(\frac{110^2}{700}\right)} \cdot 0,538 \rightarrow I_{inv_{med}} = 4,70 A$$

$$I_{inv_{ef}} = \frac{V_{bus}}{\left(\frac{Vo_{ef}^2}{Po}\right)} \cdot \sqrt{Di_e} \rightarrow \frac{150}{\left(\frac{110^2}{700}\right)} \cdot \sqrt{0,538} \rightarrow I_{inv_{ef}} = 6,36 A$$

- **Esforços em S_5 e S_7 :** ver Eqs. (4.8), (4.9) e (4.10).

$$IS_{5med} = \frac{V_{bus}}{\left(\frac{V_{0ef}^2}{P_0}\right)} \cdot \frac{D_{ie}}{2} \rightarrow = \frac{150}{\left(\frac{110^2}{700}\right)} \cdot \frac{0,538}{2} \rightarrow IS_{5med} = 2,35 \text{ A}$$

$$IS_{5ef} = \frac{V_{bus}}{\left(\frac{V_{0ef}^2}{P_0}\right)} \cdot \sqrt{\frac{D_{ie}}{2}} \rightarrow = \frac{150}{\left(\frac{110^2}{700}\right)} \cdot \sqrt{\frac{0,538}{2}} \rightarrow IS_{5ef} = 4,50 \text{ A}$$

$$VS_{5max} = V_{bus} \rightarrow VS_{5max} = 150 \text{ V}$$

4.4.3 Escolha dos Componentes para Montagem do Conversor CC-CA

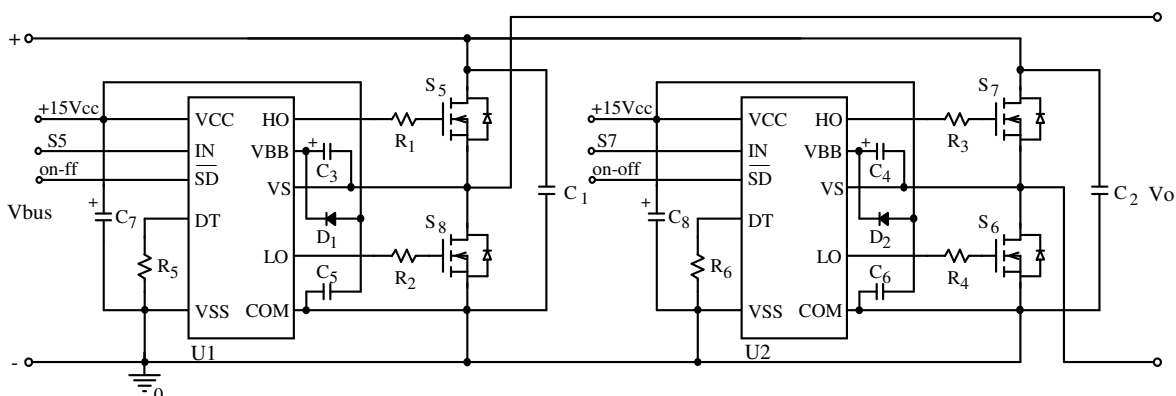
Nesta subseção os parâmetros experimentais do conversor CC-CA são apresentados, visto que um protótipo foi montado em laboratório. Verificam-se na Tabela 4.2 os componentes comerciais utilizados, e na Figura 4.6 os circuitos de potência e de acionamento experimentais usando a técnica *bootstrap*.

Tabela 4.2 – Listagem dos componentes comerciais utilizados no conversor CC-CA.

Referência	Descrição	Valor	Quant.
C _{1..2}	Capacitor Poliéster	2,2µF / 400V	[2]
C _{3..4}	Capacitor Eletrolítico	47µF / 50V	[2]
C _{5..6}	Capacitor Multicamada	100nF / 100V	[2]
C _{7..8}	Capacitor Eletrolítico	100µF / 35V	[2]
D _{1..2}	Diodo Ultra-rápido - UF4007	1A / 1000V	[2]
R _{1..4}	Resistor	22Ω / 1W	[4]
R _{5..6}	Resistor	10kΩ / 1/4W	[2]
S _{5..8}	MOSFET – IRFP4768pbF	93A / 250V / 15mΩ	[4]
U _{1..2}	Half-Bridge Drive – IR21844	-	[2]

Fonte: próprio autor.

Figura 4.6 – Circuitos de potência e de acionamento experimentais do conversor CC-CA.

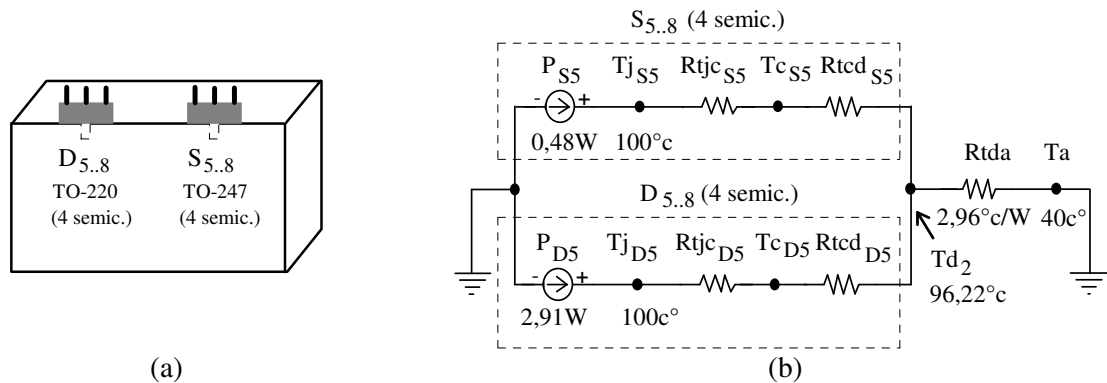


Fonte: próprio autor.

4.4.4 Cálculo Térmico

Nesta subsecção, o dissipador de calor é dimensionado de modo a permitir a montagem das chaves do estágio inversor ($S_{5..8}$) e os diodos retificadores na saída ($D_{5..8}$) em um mesma carcaça. Na Figura 4.7 é observada a disposição dos semicondutores no dissipador, e o circuito equivalente para o cálculo térmico. As especificações e considerações térmicas, e as características elétricas dos semicondutores são apresentadas nas Tabelas 4.3 e 4.4, respectivamente. Em vista a simplicidade do circuito equivalente, o diodo em antiparalelo e interno ao MOSFET é desconsiderado no modelo.

Figura 4.7 – Cálculo térmico do conversor CC-CA: (a) disposição dos semicondutores no dissipador, e (b) circuito equivalente para o cálculo térmico.



Fonte: próprio autor.

Tabela 4.3 – Especificações e considerações térmicas do conversor CC-CA.

Descrição	Constante	Unidade
Temperatura ambiente (T_a)	40	[°C]
Código do dissipador HS6332 (63 x 32 x 114 mm)	-	[-]
Resistência térmica do dissipador ($Rtda_{cat,S5}$)	2,703	[°C/W/4"]]
Fator de correção de temperatura (ft_{S5})	110,6%	[-]
Fator de correção de comprimento (fc_{S5})	0,99	[-]
Fator de correção de altitude (fa_{S5})	1	[-]

Fonte: próprio autor.

Tabela 4.4 – Características elétricas e térmicas dos semicondutores do conversor CC-CA.

Chaves $S_{5..8}$ - IRFP4768PbF	Constante	Unidade
Temperatura da junção - 55° a 150° (T_{jS5})	100	[°C]
Resistência térmica junção-cápsula ($Rtjc_{S5}$)	0,29	[°C/W]
Resistência térmica cápsula-dissipador (Rtc_{DS5})	0,24	[°C/W]
Resistência dreno-source (R_{ds})	0,0175	[Ω]
Tensão máxima dreno-source ($V_{ds_{off}}$)	150	[V]

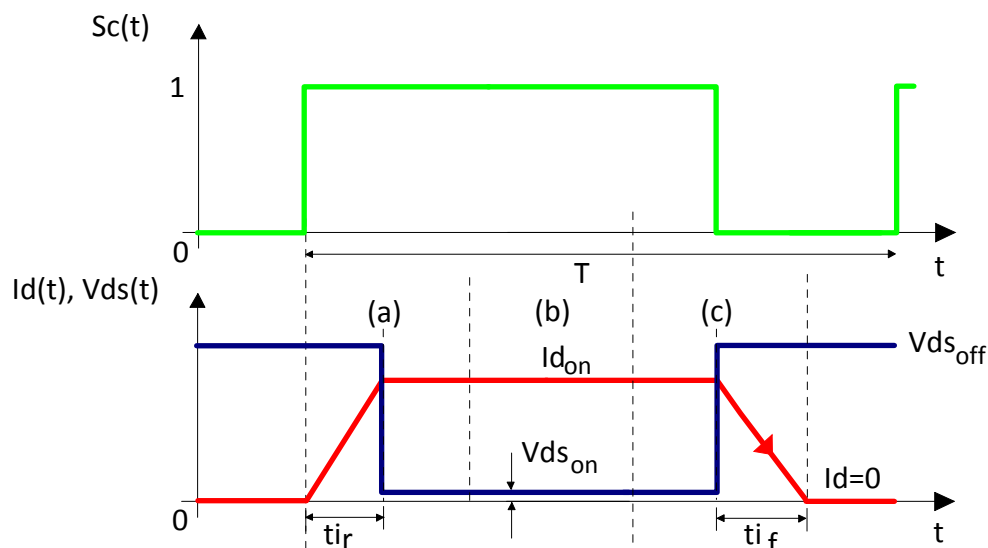
Corrente máxima no dreno quando chave em condução ($I_{d_{on}}$)	10	[A]
Tempo de subida da corrente (t_{ir}) [critério: 10% a 90% de $I_{d_{on}}$]	$160 \cdot 10^{-9}$	[s]
Tempo de descida da corrente (t_{if}) [critério: 90% de $I_{d_{on}}$ a 5% de $I_{d_{on}}$]	$110 \cdot 10^{-9}$	[s]
Diodos D_{5..8} – 30ETH06P	Constante	Unidade
Temperatura da junção - 55° a 150° (T_{jD1})	100	[°C]
Resistência térmica junção-cápsula por braço ou módulo (R_{tjcD5})	1,1	[°C/W]
Resistência térmica cápsula-dissipador (R_{tcdD5})	0,2	[°C/W]
Tensão no diodo quando $I_f = 1$ A (V_{d0})	1	[V]
Tensão no diodo quando $I_f = 30$ A (V_{d_f})	1,7	[V]
Corrente no diodo (I_{d_f})	30	[A]

Os parâmetros apresentados foram obtidos por meio do circuito de teste proposto no catálogo do fabricante do semiconductor, obedecendo assim às condições de operação para o conversor em regime permanente.

Fonte: próprio autor.

- **Cálculo da potência dissipada nas chaves S_{5..8}:** adotando-se o MOSFET comercial IRFP4768PbF, cuja características são apresentadas na Tabela 4.4, pode-se proceder com a análise das perdas. Um modelo simplificado para a determinação das perdas em um MOSFET é apresentado na Figura 4.8. Neste modelo, verifica-se que a potência dissipada é contabilizada em três instantes de operação: (a) entrada em condução ($P_{d_{on}}$), (b) condução ($P_{d_{sat}}$), e (c) entrada em bloqueio ($P_{d_{off}}$). São observadas nas Eqs. (4.11), (4.12) e (4.13) as relações utilizadas na determinação da potência dissipada em cada um dos três instantes, na ordem em que estes foram mencionadas, e as perdas totais (PS_5) na Eq. (4.14).

Figura 4.8 – Modelo simplificado para determinação das perdas no MOSFET: (a) entrada em condução, (b) condução, e (c) entrada em bloqueio.



Fonte: adaptado (VISHAY, 2011).

Quatro semicondutores $S_{5..8}$ estão em condução, deste modo a potência dissipada em uma única chave é calculada.

$$\begin{aligned} Pd_{on} &= \frac{1}{2} \cdot V_{ds_{off}} \cdot I_{d_{on}} \cdot t_{ir} \cdot f_o \rightarrow \dots \\ \dots &= \frac{1}{2} \cdot 150 \cdot 10 \cdot 160 \cdot 10^{-9} \cdot 60 \rightarrow Pd_{on} = 7,2 \text{ mW} \end{aligned} \quad (4.11)$$

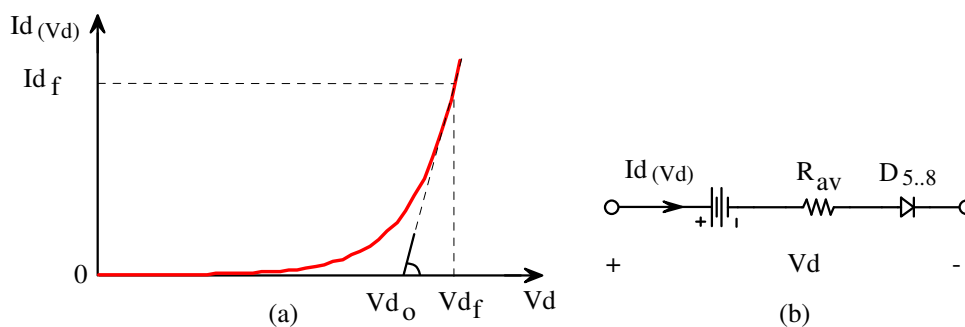
$$\begin{aligned} Pd_{sat} &= R_{ds} \cdot \left(I_{d_{on}} \cdot \sqrt{D_{ie}/2} \right)^2 \rightarrow \dots \\ \dots &= 0,0175 \cdot \left(10 \cdot \sqrt{0,538/2} \right)^2 \rightarrow Pd_{sat} = 0,469 \text{ W} \end{aligned} \quad (4.12)$$

$$\begin{aligned} Pd_{off} &= \frac{1}{2} \cdot V_{ds_{off}} \cdot I_{d_{on}} \cdot t_{if} \cdot f_o \rightarrow \dots \\ \dots &= \frac{1}{2} \cdot 150 \cdot 10 \cdot 110 \cdot 10^{-9} \cdot 60 \rightarrow Pd_{off} = 4,95 \text{ mW} \end{aligned} \quad (4.13)$$

$$PS_5 = Pd_{on} + Pd_{sat} + Pd_{off} \rightarrow PS_5 = 0,481 \text{ W} \quad (4.14)$$

- **Cálculo da potência dissipada nos diodos $D_{5..8}$:** adota-se o diodo comercial 30ETH06P, cuja características são apresentadas na Tabela 4.4; a partir da curva característica do diodo e do modelo de segmentos lineares vistos na Figura 4.9, determinam-se as perdas de modo aproximado, visto que a corrente é de natureza pulsada e em baixa frequência. Na Eq. (4.15), a relação utilizada na determinação da potência total dissipada na condição crítica (PD_5), quando apenas um único diodo conduz em um semiciclo.

Figura 4.9 – (a) curva característica, e (b) modelo de segmentos lineares.



Fonte: próprio autor.

$$\begin{aligned} PD_5 &= \left[V_{d_0} \cdot I_{NS1_{max}} \cdot D_c \cdot 2 \cdot f_g \cdot \varphi + \left(\frac{V_{d_f} - V_{d_0}}{I_{d_f}} \right) \cdot \left(I_{NS1_{max}} \cdot \sqrt{D_c} \cdot \sqrt{2 \cdot f_g \cdot \varphi} \right)^2 \right] \rightarrow \dots \\ \dots &= \left[1.17,06 \cdot 0,4 \cdot 2 \cdot 60 \cdot 2,54 \cdot 10^{-3} + \left(\frac{1,7 - 1}{30} \right) \cdot \left(17,06 \cdot \sqrt{0,4} \cdot \sqrt{2 \cdot 60 \cdot 2,54 \cdot 10^{-3}} \right)^2 \right] \quad (4.15) \\ PD_5 &= 2,91 \text{ W} \end{aligned}$$

- **Escolha do dissipador comercial:** a potência total dissipada em $S_{5..8}$ e em $D_{5..8}$ é contabilizada (PT_D) na Eq. (4.16). Como critério de projeto, a menor temperatura na cápsula dentre os semicondutores citados é a escolhida, ver Eq.

(4.17), de modo que o valor da resistência térmica do dissipador calculada na (Eq. 4.18) seja superior ao valor da resistência térmica do dissipador de projeto especificado pelo fabricante (Eq. 4.19), garantindo assim o projeto satisfatório.

$$PT_D = 4 \cdot PS_5 + 4 \cdot PD_5 \rightarrow 4 \cdot 0,481 + 4 \cdot 2,91 \rightarrow PT_D = 13,56 \text{ W} \quad (4.16)$$

$$Td_1 = T_{jS5} - PS_5 \cdot (Rt_{jcS5} + R_{tcd_{S5}}) \rightarrow 100 - 0,481 \cdot (0,29 + 0,24) \rightarrow Td_1 = 99,74 \text{ °C} \quad (4.17)$$

$$Td_2 = T_{jD5} - PD_5 \cdot (Rt_{jCD5} + R_{tcd_{D5}}) \rightarrow 100 - 2,91 \cdot (1,1 + 0,2) \rightarrow Td_2 = 96,22 \text{ °C}$$

$$Rtda_{CS5} = \frac{Td_2 - Ta}{PT_D} \rightarrow \frac{96,22 - 40}{13,56} \rightarrow Rtda_{CS5} = 4,15 \text{ °C/W} \quad (4.18)$$

$$Rtda_{PS5} = Rtda_{cat_{S5}} \cdot ft_{S5} \cdot fc_{S5} \cdot fa_{S5} \rightarrow 2,703 \cdot 1,106 \cdot 0,99 \cdot 1 \rightarrow Rtda_{PS5} = 2,96 \text{ °C/W} \quad (4.19)$$

Adotando o dissipador de alumínio do fabricante HS dissipadores®, cujo código de referência e valor de resistência térmica são HS6332 e 2,703°C/W/4", que **Rtda_{CS5}** é superior a **Rtda_{PS5}**, então o projeto é considerado adequado para ventilação natural.

4.5 Considerações finais

Neste capítulo foi estudado o conversor CC-CA, ou estágio inversor, desde a análise qualitativa até o procedimento e exemplo de projeto. Em função da simplicidade do estágio, o conversor é projetado para operação em malha aberta alimentado a partir de uma tensão de barramento regulada, obtendo assim posteriormente uma forma de onda da tensão na saída com três níveis.

Conforme mencionado, a natureza da forma de onda de tensão na saída do conversor é conseguida a partir da modulação PWM assimétrica, que implica em simplicidade, fácil ajuste do valor eficaz da tensão na saída, e reduzido conteúdo harmônico. Em aplicações onde o valor de potência requisitado é inferior a 2kVA (*Mini-Systems*) e a forma de onda quadrada de tensão na saída com três níveis é suficiente à transferência de potência (com FP = 0,7) à cargas eletrônicas dotadas de um retificador com filtro-capacitivo na entrada, que a redução de custos é um critério essencial para a escolha da natureza da forma de onda quadrada na saída do estágio inversor.

Finalmente, os circuitos de potência e de acionamento foram apresentados.

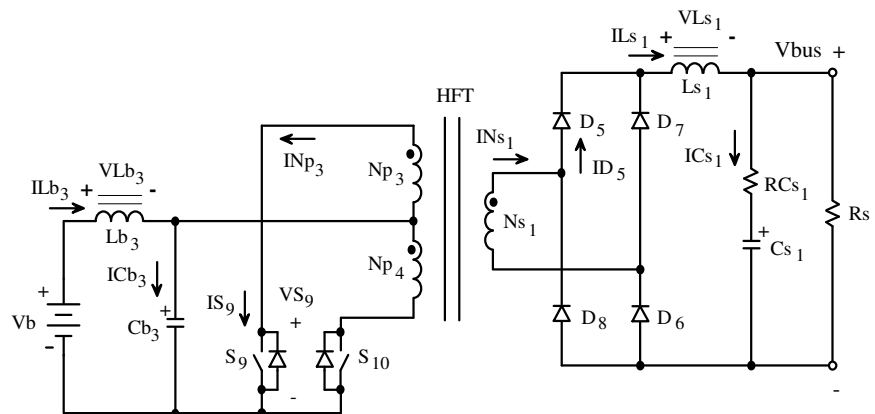
5 ANÁLISE QUALITATIVA, QUANTITATIVA, PROCEDIMENTO E EXEMPLO DE PROJETO DO CONVERSOR CC-CC

Neste quarto capítulo apresenta-se uma fundamentação teórica inerente ao conversor CC-CC. São tratados em seqüência: introdução, análise qualitativa, análise quantitativa, procedimento e exemplo de projeto, e o projeto do sistema de controle.

5.1 Introdução

Estando o sistema ininterrupto proposto operando em modo bateria, o conversor CC-CC é o primeiro estágio de processamento de energia. Também denominado estágio elevador, este é originado a partir do conversor *Push-Pull* alimentado em tensão. Conforme observado na Figura 5.1, o conceito de circuito multi-portas favoreceu algumas modificações no arranjo da topologia, permitindo assim o acréscimo da isolamento galvânica e o ganho de tensão no lado secundário, contribuindo assim a simplicidade deste estágio. Em função da teoria introdutória apresentada no capítulo 2, propõe-se neste capítulo desenvolver um estudo detalhado inerente ao conversor CC-CC.

Figura 5.1 – Conversor CC-CC baseado no conversor *Push-Pull* alimentado em tensão.



Fonte: próprio autor.

5.2 Análise Qualitativa

A análise qualitativa consiste na descrição detalhada do conversor CC-CC, ou estágio elevador, apresentação da estratégia de modulação, estudo do comportamento do circuito em alta frequência, etapas de operação, e esboço das formas de onda inerentes ao período de chaveamento.

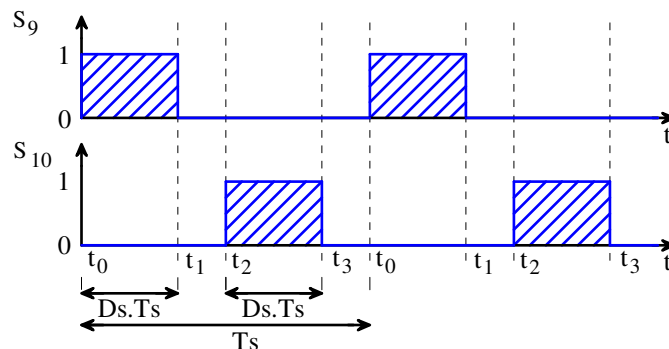
5.2.1 Descrição do Conversor CC-CC

Conforme ilustrado na Figura 5.1, o conversor CC-CC é composto pelas seguintes partes: fonte de tensão dada pelo banco de baterias (V_b), indutor filtro no banco de baterias (L_{b3}), capacitor filtro no banco de baterias (C_{b3}), chaves do estágio elevador ($S_{9..10}$), transformador isolador de alta frequência (HFT) com enrolamentos acoplados de primário ($N_{p3..4}$) e de secundário (N_{s1}), diodos retificadores na saída ($D_{5..8}$), indutor filtro na saída (L_{s1}), capacitor filtro na saída (C_{s1}), resistência série interna ao capacitor filtro na saída (RC_{s1}), e resistência de carga (R_{s1}).

5.2.2 Estratégia de Modulação

A Modulação por Largura de Pulso convencional é utilizada no acionamento das chaves do conversor CC-CC, cuja escolha foi possível em função da simplicidade no acionamento das chaves. Esta estratégia de modulação baseia-se em dois pulsos de tensão defasados em 180° elétricos com limitação de 50% na razão cíclica do período de chaveamento (T_s), onde cada pulso é aplicado a um par de chaves, como visto na Figura 5.2.

Figura 5.2 – Estratégia de modulação proposta.



Fonte: próprio autor.

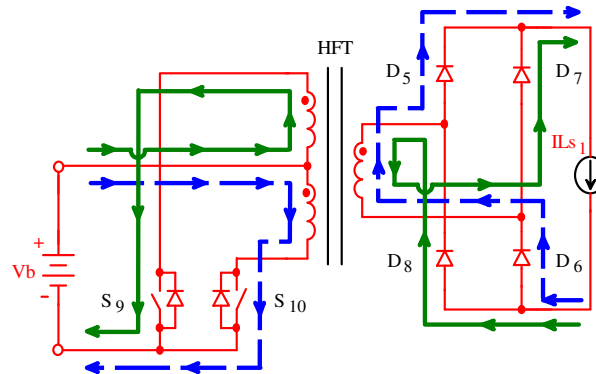
5.2.3 Operação em Alta Frequência

O princípio de operação do conversor CC-CC é analisado em alta frequência, onde as chaves comutam na frequência de chaveamento. Na Figura 5.3, o sentido de circulação da corrente e as respectivas chaves envolvidas, visto que o referido conversor opera em Modo de Condução Contínua (MCC) de corrente. Quatro etapas de operação caracterizam este modo de condução em alta frequência, e algumas simplificações são sugeridas durante a análise:

- O conversor opera em regime permanente;
- Todos os semicondutores e componentes discretos são ideais;
- O filtro LC na entrada é desconsiderado na análise;
- Os enrolamentos acoplados N_{p3} e N_{p4} possuem o mesmo número de espiras;

- A indutância de dispersão do HFT é desprezada;
- A corrente de magnetização do HFT é desprezível frente à corrente de carga;
- O indutor L_{S1} possui um valor de indutância elevado, podendo assim ser considerado como uma fonte de corrente com valor igual a $I_{L_{S1}}$;
- A frequência de chaveamento (f_s) é muito maior que frequência da rede (f_g); e
- Os sinais de controle são simétricos e são aplicados a cada chave.

Figura 5.3 – Sentido de circulação da corrente no estágio elevador.



Fonte: próprio autor.

5.2.3.1 Descrição das etapas de operação do conversor CC-CC

A partir da estratégia de modulação convencional adotada, quatro etapas de operação caracterizam a operação do conversor CC-CC, conforme visto na Figura 5.4.

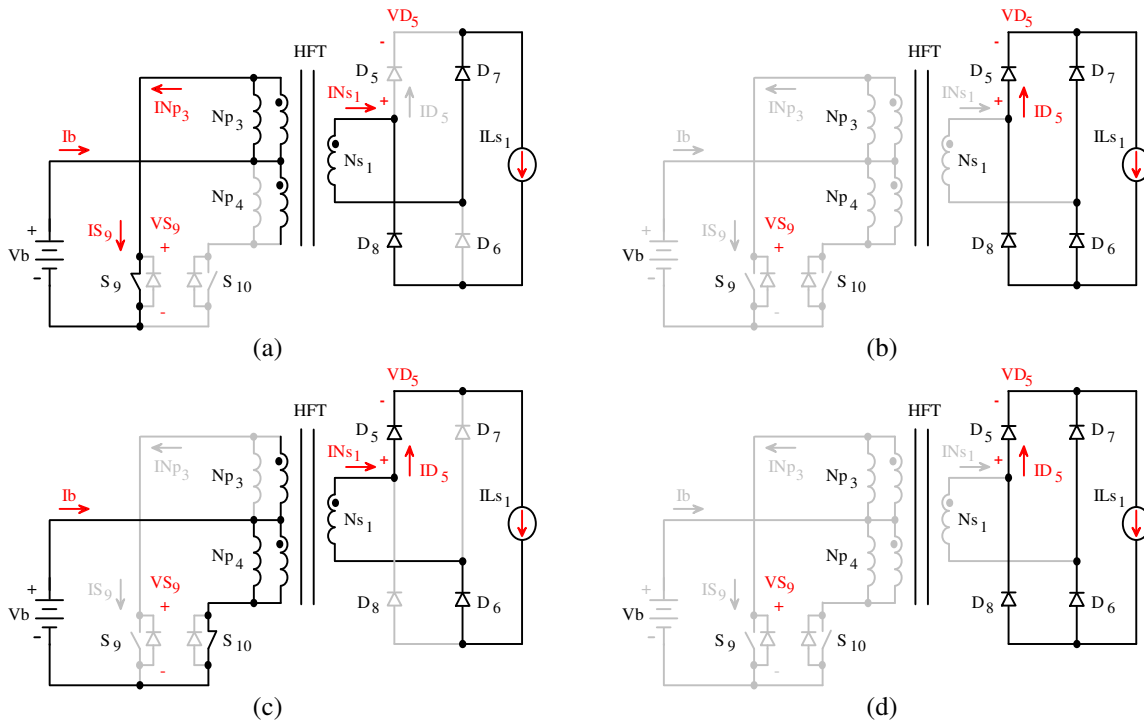
1ª Etapa (Figura 5.4(a)) [t_0-t_1]: estando S_9 em condução, e S_{10} bloqueada e submetida a um valor de tensão $2.V_b$; esta etapa consiste na transferência de energia desde V_b à carga, que é representada pela fonte de corrente $I_{L_{S1}}$. O valor da tensão em V_b é diretamente aplicado ao enrolamento N_{p3} , e por indução magnética aos enrolamentos N_{p4} e N_{s1} .

2ª Etapa (Figura 5.4(b)) [t_1-t_2]: estando $S_{9..10}$ bloqueados, verifica-se que não ocorre transferência de energia desde V_b à carga, caracterizando um instante de descontinuidade. O valor da tensão em V_b é diretamente aplicado aos terminais de $S_{9..10}$.

3ª Etapa (Figura 5.4(c)) [t_2-t_3]: estando S_{10} em condução, e S_9 bloqueada e submetida a um valor de tensão $2.V_b$; esta etapa consiste na transferência de energia desde V_b à carga, que é representada pela fonte de corrente $I_{L_{S1}}$. O valor da tensão em V_b é diretamente aplicado ao enrolamento N_{p4} , e por indução magnética aos enrolamentos N_{p3} e N_{s1} .

4ª Etapa (Figura 5.4(d)) [t_3-t_0]: estando $S_{9..10}$ bloqueados, verifica-se que não ocorre transferência de energia desde V_b à carga, caracterizando um instante de descontinuidade. O valor da tensão em V_b é diretamente aplicado aos terminais de $S_{9..10}$.

Figura 5.4 – Etapas de operação conversor CC-CC: (a) 1ª etapa, (b) 2ª etapa, (c) 3ª etapa, e (d) 4ª etapa.



Fonte: próprio autor.

5.2.3.2 Principais formas de onda do conversor CC-CC

A partir da breve descrição apresentada no item 5.2.3.1, as formas de onda mais relevantes são esboçadas na Figura 5.5. Aqui, o comportamento pulsado e descontínuo da corrente I_{Ls1} não é observado; então, procede-se normalmente com a análise em regime permanente assumindo a operação em MCC. As formas de onda de corrente em S_9 e S_{10} indicam que o conversor CC-CC encontra-se em operação, e o aspecto contínuo da corrente em Ls_1 com valor médio definido garante a operação em MCC.

5.3 Análise Quantitativa

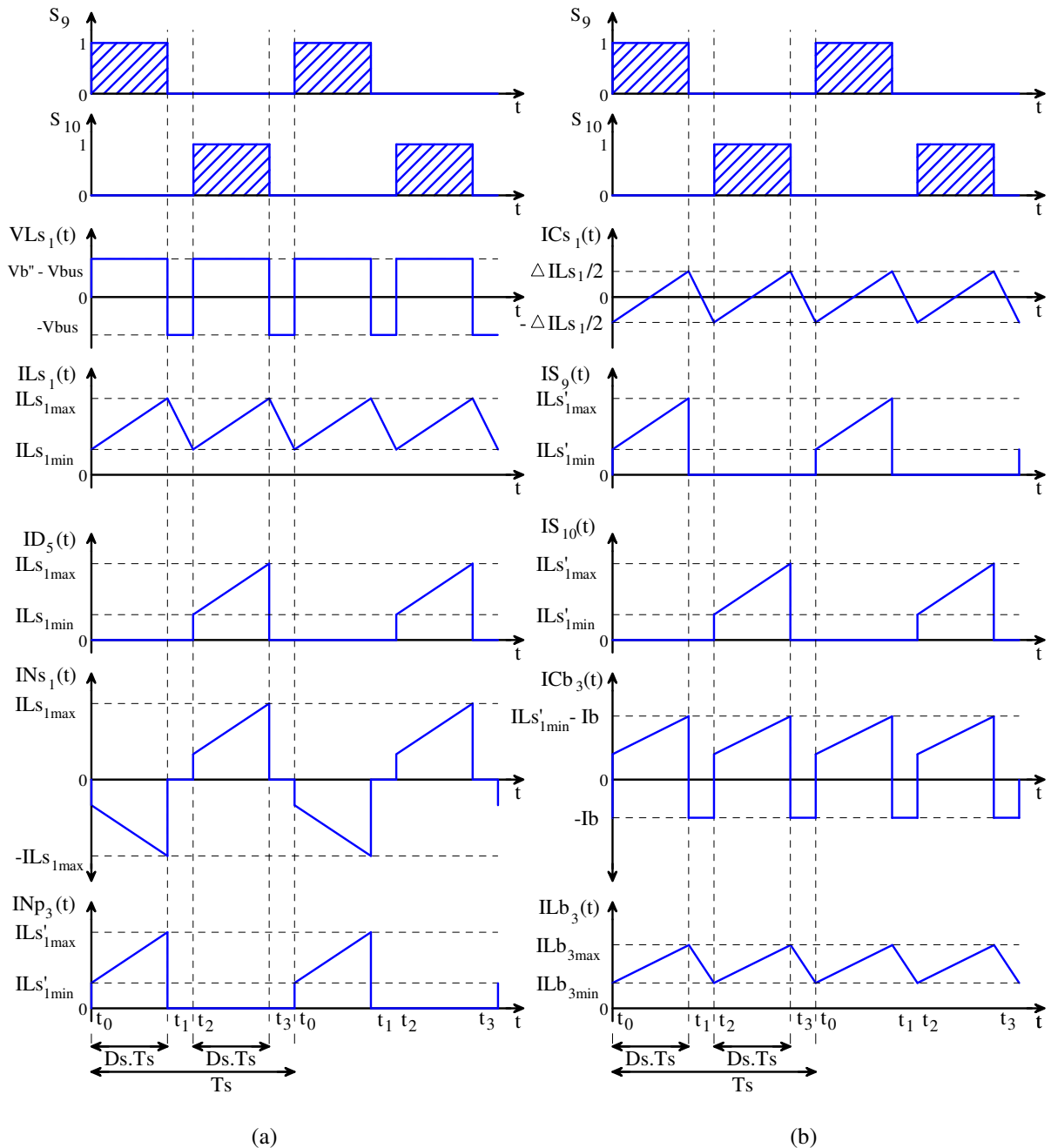
A análise quantitativa compreende o estudo analítico baseado na periodicidade das grandezas elétricas quando em regime permanente referente à operação do conversor CC-CC em modo bateria. É apresentado o equacionamento preliminar, a característica de saída, e os esforços de tensão e corrente nos componentes.

5.3.1 Equacionamento Preliminar

5.3.1.1 Relação de transformação do conversor CC-CC

A relação de transformação do conversor CC-CC (a_s) consiste na relação entre o número de espiras dos enrolamentos N_{s1} e $N_{p3..4}$, conforme a Eq. (5.1).

Figura 5.5 – Formas de onda relevantes para o conversor CC-CC.



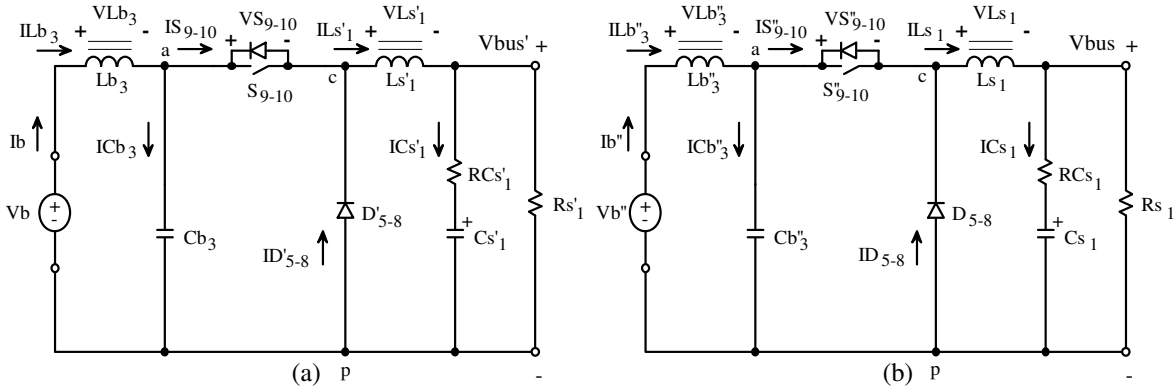
Fonte: próprio autor.

Quando em modo rede, a tensão induzida nos enrolamentos $\mathbf{Np}_{3..4}$ ($VNp_{3..4}$) deve ser inferior a tensão no banco de baterias (Vb) de modo a evitar a ação retificadora.

$$a_s = \frac{Ns_1}{Np_3} \text{ ou } a_s = a_c \cdot \frac{\sqrt{2} \cdot Vi_{ef}}{VNp_{3..4}} \quad (5.1)$$

Os circuitos equivalentes referidos ao primário e ao secundário, obtidos a partir da Figura 5.1, são mostrados na Figura 5.6. Tomando como exemplo a Figura 5.6(a), o sobre índice aspas simples (') indica que todos os elementos do lado secundário foram transferidos ao lado primário em função do parâmetro a_s , conforme a Eq. (5.2); procedimento análogo é repetido para a Figura 5.6(b), conforme a Eq. (5.3).

Figura 5.6 – Circuitos equivalentes do conversor CC-CC: (a) referido ao primário, e (b) referido ao secundário.



Fonte: próprio autor.

$$ID'_{5..8} = ID_{5..8} \cdot a_s; ILS'_1 = ILS_1 \cdot a_s; Vbus' = Vbus \cdot a_s^{-1}; ICs'_1 = ICs_1 \cdot a_s; Ls'_1 = Ls_1 \cdot a_s^{-2}; \quad (5.2)$$

$$Cs'_1 = Cs_1 \cdot a_s^2; Rcs'_1 = Rcs_1 \cdot a_s^{-2}; Rs'_1 = Rs_1 \cdot a_s^{-2}; Ds' = 2 \cdot Ds; Ts' = Ts/2; fs' = 2 \cdot fs$$

$$Ib'' = Ib \cdot a_s^{-1}; ILb''_3 = ILb_3 \cdot a_s^{-1}; IS''_{9..10} = IS_{9..10} \cdot a_s^{-1}; Vb'' = Vb \cdot a_s; \quad (5.3)$$

$$Lb''_3 = Lb_3 \cdot a_s^2; Cb''_3 = Cb_3 \cdot a_s^{-2}; Ds'' = 2 \cdot Ds; Ts'' = Ts/2; fs'' = 2 \cdot fs$$

Durante o procedimento para a determinação da razão cíclica do conversor CC-CC (Ds), considera-se que o mesmo opera em MCC, o valor de tensão no banco de baterias é mínimo, a eficiência é considerada, e a_s é conhecido, ver Eq. (5.4).

$$Ds = \frac{Vbus}{2 \cdot a_s \cdot Vb \cdot \eta} \quad (5.4)$$

5.3.1.2 Determinação da potência na entrada

A potência ativa na entrada do banco de baterias (Pb) é dada pelo produto entre a tensão no banco de baterias (Vb) e a corrente drenada (Ib), ou pela razão entre a potência ativa disponível no barramento ($Pbus$) e eficiência (η), conforme a Eq. (5.5).

$$Pb = Vb \cdot Ib = \frac{Pbus}{\eta} \quad (5.5)$$

5.3.1.3 Análise algébrica

A partir das etapas de operação e formas de onda verificadas na subseção 5.2.3, a análise algébrica aqui apresentada descreve as expressões que governam o comportamento da tensão e o da corrente nos elementos de circuito na Figura 5.1 em um período de chaveamento.

A expressão para a corrente ILs_1 é verificada na Eq. (5.6), da mesma forma a razão cíclica do conversor CC-CC é definida na Eq. (5.7).

$$ILs_1(t) = \begin{cases} ILS_1(0) + \frac{(Vb'' - Vbus)}{Ls_1} \cdot t & , \text{ para } t_0 < t \leq t_1 \\ ILS_1(t_1) - \frac{Vbus}{Ls_1} \cdot (t - t_1) & , \text{ para } t_1 < t \leq t_2 \end{cases} \quad (5.6)$$

$$D_s = \frac{t_1 - t_0}{T_s} \quad (5.7)$$

Reescrevendo a Eq. (5.6) em função da Eq. (5.7), a Eq. (5.8) é obtida em um instante qualquer, fazendo $t_0 = 0$, $t_1 = D_s'' \cdot T_s''$ e $t_2 = T_s''$, ver a Figura 5.6(b).

$$I_{Ls_1}(t) = \begin{cases} I_{Ls_{1min}} + \frac{(Vb'' - V_{bus})}{L_{s_1}} \cdot t & , \text{ para } 0 < t \leq D_s'' \cdot T_s'' \\ I_{Ls_{1max}} - \frac{V_{bus}}{L_{s_1}} \cdot (t - D_s'' \cdot T_s'') & , \text{ para } D_s'' \cdot T_s'' < t \leq T_s'' \end{cases} \quad (5.8)$$

É tratado na Eq. (5.8) o comportamento da corrente em L_{s_1} . Em complementação ao item 5.2.3.1, a primeira etapa é caracterizada pelo armazenamento da energia em L_{s_1} , visto que a corrente cresce com inclinação $[(Vb'' - V_{bus})/L_{s_1}]$ desde um valor mínimo ($I_{Ls_{1min}}$) até um valor máximo ($I_{Ls_{1max}}$). A segunda etapa é caracterizada pela transferência da energia que foi armazenada anteriormente em L_{s_1} para C_{s_1} e R_{s_1} , de modo que a corrente decresce com inclinação $[V_{bus} / L_{s_1}]$ desde um valor máximo ($I_{Ls_{1max}}$) até um valor mínimo ($I_{Ls_{1min}}$).

Conforme a Eq. (5.9), as tensões $[Vb'' - V_{bus}]$ e $[-V_{bus}]$ são aplicadas em L_{s_1} na primeira e na segunda etapa, respectivamente.

$$V_{Ls_1}(t) = \begin{cases} Vb'' - V_{bus} & , \text{ para } 0 < t \leq D_s'' \cdot T_s'' \\ -V_{bus} & , \text{ para } D_s'' \cdot T_s'' < t \leq T_s'' \end{cases} \quad (5.9)$$

É descrito na Eqs. (5.10) o comportamento da corrente em C_{s_1} . Verifica-se que a ondulação de corrente em I_{Ls_1} é acrescida de um *off-set*, de modo que o valor da corrente média no capacitor seja nula.

$$I_{Cs_1} = \begin{cases} \frac{(Vb'' - V_{bus})}{L_{s_1}} \cdot t - \frac{\Delta I_{Ls_1}}{2} & , \text{ para } 0 < t \leq D_s'' \cdot T_s'' \\ -\frac{V_{bus}}{L_{s_1}} \cdot (t - D_s'' \cdot T_s'') + \frac{\Delta I_{Ls_1}}{2} & , \text{ para } D_s'' \cdot T_s'' < t \leq T_s'' \end{cases} \quad (5.10)$$

Notam-se nas Eqs. (5.11) e (5.12) o comportamento da corrente e o da tensão imposto à $D_{5..8}$. Quando em bloqueio a tensão aplicada é $[-Vb'']$, e quando em condução a corrente circulante é uma parcela de I_{Ls_1} e a tensão aplicada é considerada zero.

$$I_{D_5}(t) = \begin{cases} I_{Ls_{1min}} + \frac{(Vb'' - V_{bus})}{L_{s_1}} \cdot t & , \text{ para } 0 < t \leq D_s \cdot T_s \\ 0 & , \text{ para } D_s \cdot T_s < t \leq T_s \end{cases} \quad (5.11)$$

$$V_{D_5}(t) = \begin{cases} 0 & , \text{ para } 0 < t \leq D_s \cdot T_s \\ -Vb'' & , \text{ para } D_s \cdot T_s < t \leq T_s \end{cases} \quad (5.12)$$

O comportamento da corrente nos enrolamentos acoplados N_{s_1} e $N_{p3..4}$ são apresentados nas Eqs. (5.13) e (5.14), respectivamente.

$$I_{Ns_1}(t) = \begin{cases} I_{Ls_{1min}} + \frac{(Vb'' - V_{bus})}{L_{s_1}} \cdot t & , \text{ para } 0 < t \leq D_s'' \cdot T_s'' \\ 0 & , \text{ para } D_s'' \cdot T_s'' < t \leq T_s'' \end{cases} \quad (5.13)$$

$$INp_3(t) = \begin{cases} ILS'_{1min} + \frac{(Vb - Vbus')}{Ls'_1} \cdot t & , \text{para } 0 < t \leq Ds \cdot Ts \\ 0 & , \text{para } Ds \cdot Ts < t \leq Ts \end{cases} \quad (5.14)$$

São verificados nas Eqs. (5.15) e (5.16) o comportamento da corrente e o da tensão imposto à $S_{9..10}$ para a Figura 5.6(a). Durante a primeira etapa, a tensão aplicada é zero, bem como a corrente circulante é uma parcela de ILs_1 . Em seguida, a tensão aplicada é $[2 \cdot Vb]$.

$$IS_9(t) = \begin{cases} ILS'_{1min} + \frac{(Vb - Vbus')}{Ls'_1} \cdot t & , \text{para } 0 < t \leq Ds \cdot Ts \\ 0 & , \text{para } Ds \cdot Ts < t \leq Ts \end{cases} \quad (5.15)$$

$$VS_9(t) = \begin{cases} 0 & , \text{para } 0 < t \leq Ds \cdot Ts \\ 2 \cdot Vb & , \text{para } Ds \cdot Ts < t \leq Ts \end{cases} \quad (5.16)$$

São descritos nas Eqs. (5.17) e (5.18) o comportamento da corrente em Cb_3 e o comportamento da corrente em Lb_3 . Verifica-se que o período de carga no capacitor ocorre somente no instante de condução de $S_{9..10}$. No mesmo instante, o armazenamento da energia em Lb_3 , visto que a corrente ILb_3 cresce com inclinação $[\Delta ILb_3 / Lb_3]$ desde um valor mínimo (ILb_{3min}) até um valor máximo (ILb_{3max}).

$$ICb_3(t) = \begin{cases} (ILs'_{1min} - Ib) + \frac{(Vb - Vbus')}{Ls'_1} \cdot t & , \text{para } 0 < t \leq Ds' \cdot Ts' \\ -Ib & , \text{para } D' \cdot Ts' < t \leq Ts' \end{cases} \quad (5.17)$$

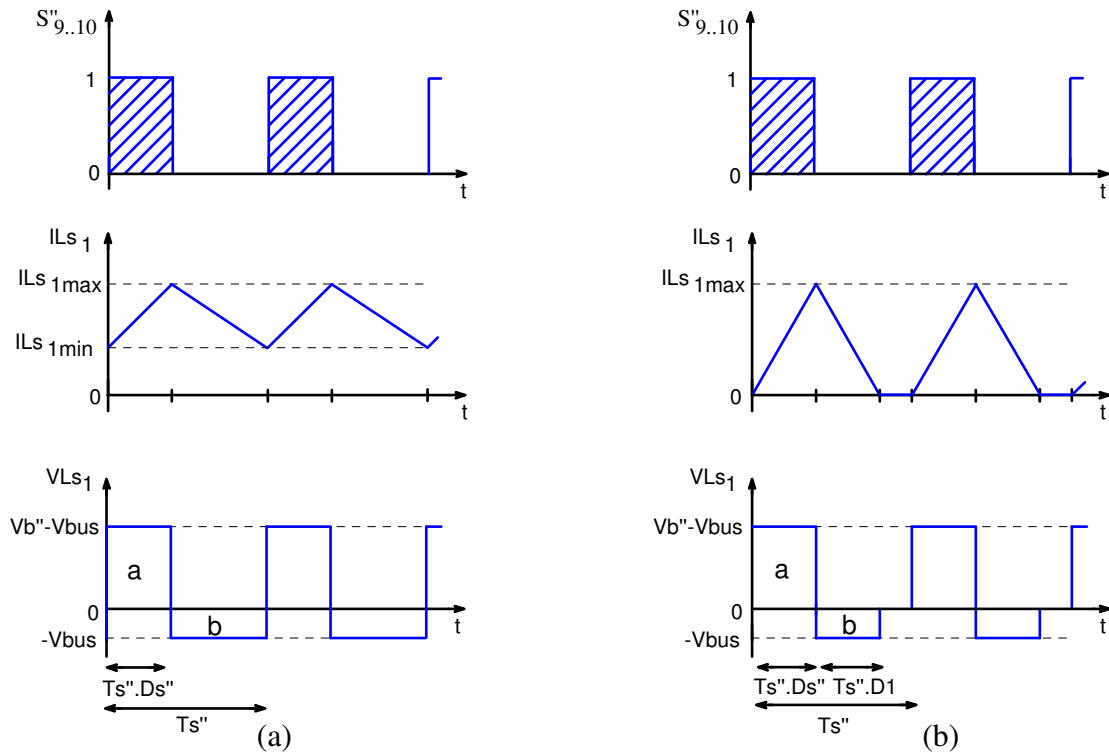
$$ILb_3(t) = \begin{cases} ILb_{3min} + \frac{\Delta ILb_3}{D' \cdot Ts'} \cdot t & , \text{para } 0 < t \leq D' \cdot Ts' \\ ILb_{3max} - \frac{\Delta ILb_3}{(1 - D') \cdot Ts'} \cdot (t - D' \cdot Ts') & , \text{para } D' \cdot Ts' < t \leq Ts' \end{cases} \quad (5.18)$$

5.3.2 Característica de Saída

Estando o conversor CC-CC na Figura 5.1 operando em regime permanente, a característica de saída é determinada em função do modo de operação (MCC ou MCD), e também do circuito equivalente do conversor CC-CC, ver Figura 5.6.

Conforme observado na Figura 5.7, verificam-se situações distintas quanto ao comportamento da corrente em Ls_1 , as quais caracterizam o modo de operação em uma situação idealizada. O critério da conservação da energia no indutor é aqui utilizado, visto que a energia armazenada no instante da condução das chaves $S_{9..10}$ é a mesma energia entregue no instante de condução do diodo $D_{5..8}$, desde que o valor da tensão média no indutor seja zero (KAZIMIERCZUK, 2008; APOLINÁRIO, 2013).

Figura 5.7 – Formas de onda de tensão e corrente em Ls_1 : (a) MCC e (b) MCD.



Fonte: próprio autor.

Supondo a operação do conversor em MCC, conforme a Figura 5.7(a) pode-se determinar o ganho estático do conversor em modo contínuo (M_c), este é apresentado na Eq. (5.19), igualando as áreas (a) e (b) que correspondem à tensão sobre o indutor.

$$(V_{b''} - V_{bus}) \cdot D_{s''} \cdot T_{s''} = V_{bus} \cdot (1 - D_{s''}) \cdot T_{s''} \rightarrow M_c = \frac{V_{bus}}{V_{b''}} = \frac{I_{b''}}{I_{bus}} = D_{s''} \quad (5.19)$$

De modo semelhante, supondo que o conversor esteja operando em MCD, conforme a Figura 5.7(b) pode-se determinar o ganho estático do conversor em modo descontínuo (M_d), este é apresentado na Eq. (5.20), igualando as áreas (a) e (b).

$$(V_{b''} - V_{bus}) \cdot D_{s''} \cdot T_{s''} = V_{bus} \cdot D_1 \cdot T_{s''} \rightarrow M_d = \frac{V_{bus}}{V_{b''}} = \frac{I_{b''}}{I_{bus}} = \frac{D_{s''}}{D_1 + D_{s''}} \quad (5.20)$$

Verifica-se que a Eq. (5.20) está em função de $D_{s''}$ e da razão cíclica complementar do modelo (D_1); portanto, é necessário obter M_d em função de $D_{s''}$ apenas, para tanto uma metodologia alternativa é utilizada. Na Figura 5.7(b), a ondulação de corrente em Ls_1 (ΔI_{Ls1}) é obtida no instante de condução da chave juntamente com a Eq. (5.20), conforme a Eq. (5.21). Na Eq. (5.22) obtém-se o valor médio da corrente em I_{Ls1} , ou I_{bus} , e na Eq. (5.23) é removida a influência de D_1 . Logo, a expressão equivalente à Eq. (5.20) é verificada na Eq. (5.24).

$$\Delta I_{Ls1} = \frac{(V_{b''} - V_{bus})}{L_{s1}} \cdot D_{s''} \cdot T_{s''} \rightarrow \Delta I_{Ls1} = \frac{V_{bus} \cdot D_{s''}}{L_{s1} \cdot f_{s''}} \cdot \frac{(1 - M_d)}{M_d} \quad (5.21)$$

$$I_{bus} = \frac{1}{T_{s''}} \cdot \int_0^{T_{s''}} i_{Ls_1}(t) \cdot dt = \frac{(D_{s''} + D_1)}{2} \cdot \Delta I_{Ls_1} \rightarrow \dots$$

$$\dots I_{bus} = \frac{(D_{s''} + D_1)}{2} \cdot \frac{V_{bus} \cdot D_{s''}}{L_{s_1} \cdot f_{s''}} \cdot \frac{(1 - M_d)}{M_d}$$
(5.22)

$$I_{bus} = \frac{I_{b''}}{M_d} \rightarrow I_{bus} = \frac{V_{bus} \cdot D_{s''}^2 \cdot (1 - M_d)}{2 \cdot f_{s''} \cdot L_{s_1} \cdot M_d^2} = \frac{V_{bus}}{R_{s_1}}$$
(5.23)

$$D_{s''} = \sqrt{\frac{2 \cdot f_{s''} \cdot L_{s_1} \cdot M_d^2 \cdot I_{bus}}{(1 - M_d) \cdot V_{bus}}} \rightarrow D_{s''} = \sqrt{\frac{2 \cdot f_{s''} \cdot L_{s_1} \cdot M_d^2}{R_{s_1} \cdot (1 - M_d)}}$$
(5.24)

Definido o parâmetro de condução do conversor (K_a) na Eq. (5.25), verifica-se que a Eq. (5.24) também pode ser reescrita conforme a Eq. (5.26).

$$K_a = \frac{2 \cdot f_{s''} \cdot L_{s_1}}{R_{s_1}}$$
(5.25)

$$M_d = \frac{V_{bus}}{V_{b''}} = \frac{2}{1 + \sqrt{1 + 4 \cdot \frac{K_a}{D^2}}}$$
(5.26)

Para a operação do conversor em MCD, é necessário que a soma dos intervalos de condução de $D_{s''}$ e de D_1 , ver Eq. (5.27), seja inferior ao período $T_{s''}$. A partir das Eqs. (5.20) e (5.27) obtém-se a Eq. (5.28).

$$T_{s''} > D_{s''} \cdot T_{s''} + D_1 \cdot T_{s''}$$
(5.27)

$$D < M_d$$
(5.28)

O parâmetro de condução crítico (K_{a_cr}), obtido a partir das Eqs. (5.24), (5.25) e (5.28), é apresentado na Eq. (5.29). Este parâmetro trata do ponto de operação limite, a partir do qual ocorre a transição do MCD ao MCC.

$$K_{a_cr} = 1 - M_d$$
(5.29)

Igualando as Eqs. (5.19) e (5.26), determina-se a razão cíclica crítica (D_{cr}), a qual delimita os valores de $D_{s''}$ específicos a um modo de operação, conforme a Eq. (5.30). Em função dos parâmetros normalizados de K_a , a corrente no barramento normalizada (I_{bus_nor}) e resistência de carga normalizada ($R_{s_1_nor}$) são apresentadas nas Eqs. (5.31) e (5.32).

$$1 - D_{cr} = K_a$$
(5.30)

$$K_a = I_{bus_nor} = \frac{I_{bus}}{\frac{V_{bus}}{2 \cdot L_{s_1} \cdot f_{s''}}}$$
(5.31)

$$\frac{1}{K_a} = R_{s_1_nor} = \frac{R_{s_1}}{2 \cdot L_{s_1} \cdot f_{s''}}$$
(5.32)

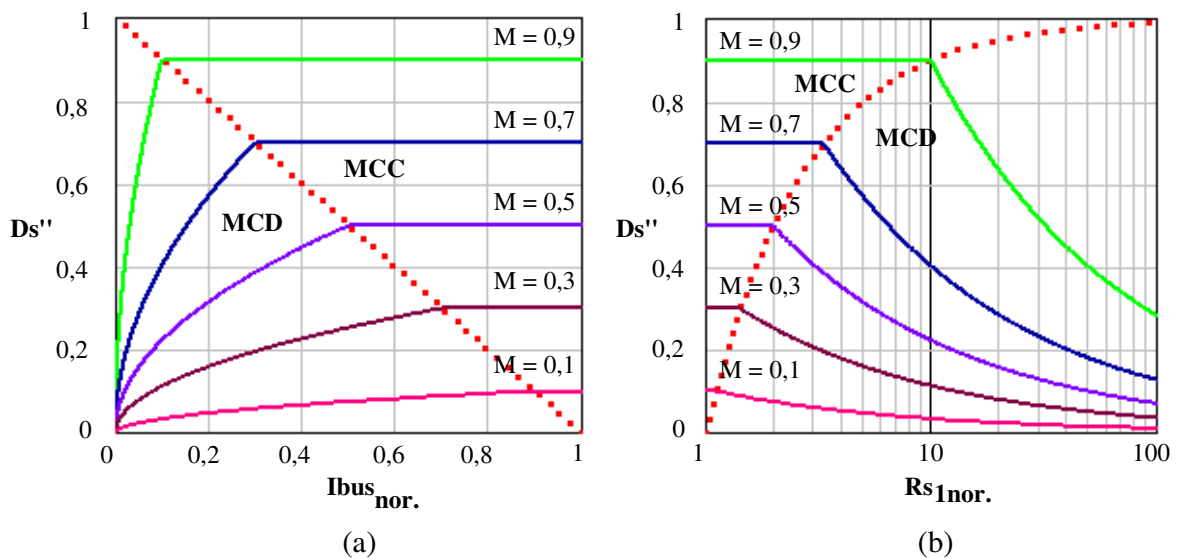
Os parâmetros $D_{s''}$ e M estão relacionados a um ponto de operação qualquer, o qual é dependente da evolução das variáveis normalizadas I_{bus_nor} e $R_{s_1_nor}$. Por convenção, o

parâmetro M pode assumir um comportamento caracterizado pelas Eqs. (5.19) e (5.26) em função do modo de operação (MCC ou MCD).

Diferentes curvas que relacionam o parâmetro Ds'' em função do parâmetro $I_{bus_{nor}}$ são esboçadas na Figura 5.8.(a), para tanto são utilizadas as Eqs. (5.26), (5.30) e (5.31), de modo que o parâmetro M é mantido constante. Adotando uma das curvas para M constante e considerando uma evolução de $I_{bus_{nor}}$ desde 0 a 1, o MCD é iniciado (caracterizado por um Ds'' variável) e no instante em que Dcr é alcançado ocorre à transição para o MCC (caracterizado por um Ds'' constante).

Tomando as Eqs. (5.26), (5.30) e (5.32), diferentes curvas que relacionam o parâmetro Ds'' em função do parâmetro Rs_{1nor} são esboçadas na Figura 5.8(b) para um gráfico logarítmico, de modo que M seja mantido constante. Adotando uma das curvas para M constante e considerando uma evolução de Ro_{nor} desde 1 a 100, o MCC é iniciado (caracterizado por um Ds'' constante) e no instante em que Dcr é alcançado ocorre à transição para o MCD (caracterizado por um Ds'' variável).

Figura 5.8 – Razão cíclica em função: (a) corrente no barramento normalizada, (b) resistência de carga normalizada.



Fonte: próprio autor.

Rearranjando a Eq. (5.29), o ganho estático crítico (Mcr) é obtido em função dos parâmetros normalizados de Ka e pode ser observado na Eq. (5.33).

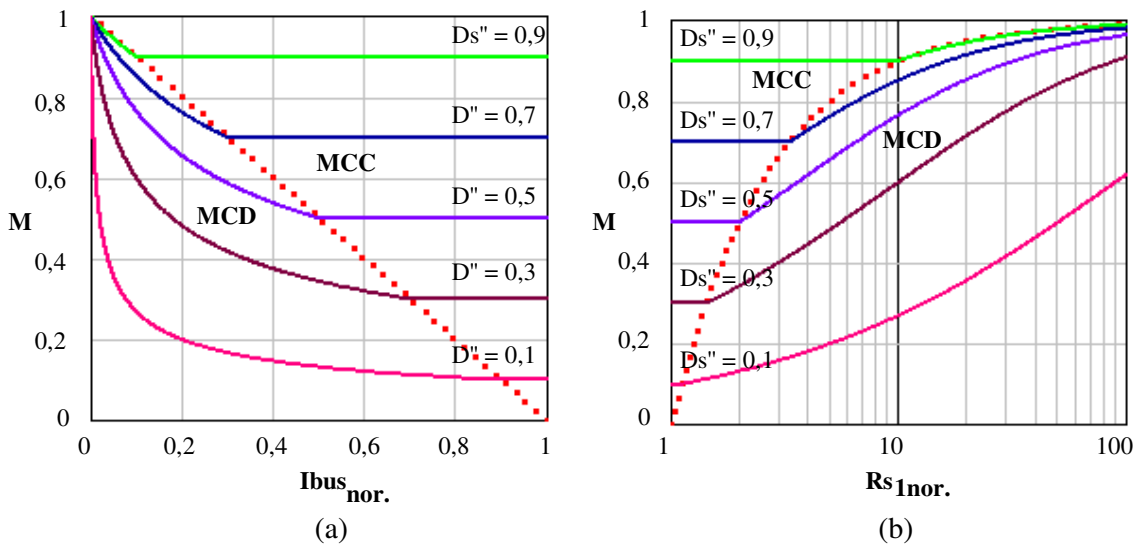
$$1 - Mcr = Ka \quad (5.33)$$

Diferentes curvas que relacionam o parâmetro M em função do parâmetro $I_{bus_{nor}}$ são esboçadas na Figura 5.9(a), para tanto são utilizadas as Eqs. (5.24), (5.31) e (5.33), de modo que o parâmetro Ds'' é mantido constante. Adotando uma das curvas para Ds'' constante e considerando uma evolução de $I_{bus_{nor}}$ desde 0 a 1, o MCD é iniciado

(caracterizado por um M variável) e no instante em que M_{cr} é alcançado ocorre a transição para o MCC (caracterizado por um M constante).

Tomando as Eqs. (5.24), (5.32) e (5.33), diferentes curvas que relacionam o parâmetro M em função do parâmetro Rs_{1nor} são esboçadas na Figura 5.9(b) para um gráfico logarítmico, de modo que Ds'' seja mantido constante. Adotando uma das curvas para D constante e considerando uma evolução de Rs_{1nor} desde 1 a 100, o MCC é iniciado (caracterizado por um M constante) e no instante em que M_{cr} é alcançado ocorre a transição para o MCD (caracterizado por um M variável).

Figura 5.9 – Ganho estático em função: (a) corrente no barramento normalizada, (b) resistência de carga normalizada.



Fonte: próprio autor.

5.3.3 Esforços de Tensão e Corrente nos Componentes

Nesta subseção, os esforços de tensão e corrente nos componentes são apresentados em detalhes.

5.3.3.1 Indutor filtro na saída

No instante de condução dos semicondutores $S_{9,10}$, o valor da indutância de LS_1 é determinado em função da ondulação de corrente em LS_1 (ΔI_{LS_1}) e da tensão nos terminais de LS_1 (V_{LS_1}), conforme a Eq. (5.34). Verifica-se uma similaridade em relação a Eq. (3.14), em vista ao comportamento pulsado e descontínuo da corrente.

$$V_{LS_1}(t) = L_{S_1} \cdot \frac{d I_{LS_1}}{dt} \rightarrow V_{LS_1} = L_{S_1} \cdot \frac{\Delta I_{LS_1}}{D_{S''} \cdot T_{S''}} \rightarrow L_{S_1} = \frac{(V_b \cdot a_s - V_{bus}) \cdot D_s}{\Delta I_{LS_1} \cdot f_s} \quad (5.34)$$

Os esforços de corrente em LS_1 levam em consideração o valor máximo e o valor eficaz, sendo estes apresentados nas Eqs. (5.35) e (5.36), respectivamente.

$$ILS_{1max} = I_{bus_{med}} + \frac{\Delta ILS_1}{2} \quad (5.35)$$

$$ILS_{1ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s''} \cdot \left(\int_0^{D_s'' \cdot T_s''} \left(\frac{\Delta ILS_1}{D_s'' \cdot T_s''} \cdot t + ILS_{1min} \right)^2 dt + \dots \right.}$$

$$\left. \dots \int_0^{(1-D_s'') \cdot T_s''} \left(-\frac{\Delta ILS_1}{(1-D_s'') \cdot T_s''} \cdot t + ILS_{1max} \right)^2 dt \right) \dots} \quad (5.36)$$

$$\dots \rightarrow ILS_{1ef} = \sqrt{\frac{1}{3} \cdot \left(D_s'' \cdot (3 \cdot ILS_{1min}^2 + 3 \cdot ILS_{1min} \cdot \Delta ILS_1 + \Delta ILS_1^2) + \dots \right.}$$

$$\left. \dots (1-D_s'') \cdot (3 \cdot ILS_{1max}^2 - 3 \cdot ILS_{1max} \cdot \Delta ILS_1 + \Delta ILS_1^2) \right)}$$

5.3.3.2 Capacitância do capacitor filtro na saída

A expressão utilizada na determinação da capacitância de C_{s1} é vista no item 3.3.2.2, conforme a Eq. (3.15). Logo, a resistência série interna ao capacitor de filtro na saída (RC_{s1}) é apresentada na Eq. (5.37) em função da ondulação de tensão no barramento e ΔILS_1 .

$$RC_{s1} = \frac{\Delta V_{bus\%} \cdot V_{bus}}{\Delta ILS_1} \quad (5.37)$$

O valor eficaz da corrente em C_{s1} é apresentado na Eq. (5.38).

$$ICS_{1ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s''} \cdot \left(\int_0^{D_s'' \cdot T_s''} \left(\frac{\Delta ILS_1}{D_s'' \cdot T_s''} \cdot t - \frac{\Delta ILS_1}{2} \right)^2 dt + \dots \right.}$$

$$\left. \dots \int_0^{(1-D_s'') \cdot T_s''} \left(-\frac{\Delta ILS_1}{(1-D_s'') \cdot T_s''} \cdot t + \frac{\Delta ILS_1}{2} \right)^2 dt \right) \dots} \quad (5.38)$$

$$\dots \rightarrow ICS_{1ef} = \Delta ILS_1 \cdot \sqrt{\frac{1}{12}}$$

5.3.3.3 Diodos retificadores na saída

Como ilustrado na Figura 5.5, os esforços de corrente e tensão nos componentes $D_{5..8}$ são idênticos, logo a análise é obtida para D_5 . No instante de condução do diodo, os seguintes esforços são apresentados: corrente média (ID_{5med}), e corrente eficaz (ID_{5ef}), conforme indicado nas Eqs. (5.39) e (5.40); e no instante de bloqueio, a máxima tensão reversa em D_5 (VD_{5rev}) é dado na Eq. (5.41).

$$ID_{5med} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{D_s \cdot T_s} \left(\frac{\Delta ILS_1}{D_s \cdot T_s} \cdot t + ILS_{1min} \right) dt \rightarrow ID_{5med} = D_s \cdot \left(ILS_{1min} + \frac{\Delta ILS_1}{2} \right) \quad (5.39)$$

$$ID_{5ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{D_s \cdot T_s} \left(\frac{\Delta ILS_1}{D_s \cdot T_s} \cdot t + ILS_{1min} \right)^2 dt \dots} \quad (5.40)$$

$$\dots \rightarrow ID_{5ef} = \sqrt{\frac{1}{3} \cdot D_s \cdot (3 \cdot ILS_{1min}^2 + 3 \cdot ILS_{1min} \cdot \Delta ILS_1 + \Delta ILS_1^2)}$$

$$VD_{5rev} = -V_{b.a_s} \quad (5.41)$$

5.3.3.4 Transformador isolador de alta frequência

O projeto completo do transformador isolado em alta frequência é apresentado no Apêndice A em detalhes. O valor eficaz (INS_{1ef}) e o valor máximo (INS_{1max}) da corrente em Ns_1 são obtidos nas Eqs. (5.42) e (5.43), respectivamente. Da mesma forma, o valor eficaz (INp_{3ef}) e o valor máximo (INp_{3max}) da corrente em Np_3 são obtidos nas Eqs. (5.44) e (5.45).

$$INS_{1ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s''} \cdot \int_0^{D_s'' \cdot T_s''} \left(\frac{\Delta ILS_1}{D_s'' \cdot T_s''} \cdot t + ILS_{1min} \right)^2 dt \dots} \quad (5.42)$$

$$\dots \rightarrow INS_{1ef} = \sqrt{\frac{1}{3} \cdot D_s'' \cdot (3 \cdot ILS_{1min}^2 + 3 \cdot ILS_{1min} \cdot \Delta ILS_1 + \Delta ILS_1^2)}$$

$$INS_{1max} = Ibus_{med} + \frac{\Delta ILS_1}{2} \quad (5.43)$$

$$INp_{3ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{D_s \cdot T_s} \left(\frac{\Delta ILS_1}{D_s \cdot T_s} \cdot t + ILS_{1min} \right)^2 \cdot a_s^2 \cdot dt \dots} \quad (5.44)$$

$$\dots \rightarrow INp_{3ef} = a_s \cdot \sqrt{\frac{1}{3} \cdot D_s \cdot (3 \cdot ILS_{1min}^2 + 3 \cdot ILS_{1min} \cdot \Delta ILS_1 + \Delta ILS_1^2)}$$

$$INp_{3max} = \left(Ibus_{med} + \frac{\Delta ILS_1}{2} \right) \cdot a_s \quad (5.45)$$

5.3.3.5 Chaves do estágio elevador

Como ilustrado nas Figuras 5.5, os esforços de corrente e tensão nas chaves $S_{9,10}$ são idênticos, logo a análise é obtida para S_9 . No instante de condução, os seguintes esforços são apresentados: corrente média em (IS_{9med}), e corrente eficaz (IS_{9ef}) obtidos nas Eq. (5.46) e (5.47); e no instante do bloqueio, o valor máximo da tensão (VS_{9max}) é obtido na Eq. (5.48).

$$IS_{9med} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{D_s \cdot T_s} \left(\frac{\Delta ILS_1}{D_s \cdot T_s} \cdot t + ILS_{1min} \right) \cdot a_s \cdot dt \dots \quad (5.46)$$

$$\dots \rightarrow IS_{9med} = a_s \cdot D_s \cdot \left(ILS_{1min} + \frac{\Delta ILS_1}{2} \right)$$

$$IS_{9ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{D_s \cdot T_s} \left(\frac{\Delta ILS_1}{D_s \cdot T_s} \cdot t + ILS_{1min} \right)^2 \cdot a_s^2 \cdot dt \dots} \quad (5.47)$$

$$\dots \rightarrow IS_{9ef} = a_s \cdot \sqrt{\frac{1}{3} \cdot D_s \cdot (3 \cdot ILS_{1min}^2 + 3 \cdot ILS_{1min} \cdot \Delta ILS_1 + \Delta ILS_1^2)}$$

$$VS_{9max} = 2 \cdot Vb \quad (5.48)$$

5.3.3.6 Filtro LC na entrada

De modo a amenizar os esforços de corrente no banco de baterias, e paralelismo entre fontes de tensão (\mathbf{Vb} e \mathbf{VCb}_3), acrescenta-se um filtro LC na entrada do conversor CC-CC. Como ilustrado na Figura 5.1, o capacitor \mathbf{Cb}_3 e o indutor \mathbf{Lb}_3 devem ser projetados em função da frequência de ressonância do filtro (fr_s) e da corrente eficaz em \mathbf{Cb}_3 (ICb_{3ef}). A partir da Eq. (5.18), o valor da indutância de \mathbf{Lb}_3 é determinado em função da ondulação de corrente em \mathbf{Ib} (ΔILb_3) e tensão adotada nos terminais de \mathbf{Lb}_3 (VLb_3), conforme a Eq. (5.49).

$$VLb_3(t) = Lb_3 \cdot \frac{d ILb_3}{dt} \rightarrow VLb_3 = Lb_3 \cdot \frac{\Delta ILb_3}{(1 - Ds') \cdot Ts'} \rightarrow Lb_3 = \frac{VLb_3 \cdot (1 - Ds')}{\Delta ILb_3 \cdot fs'} \quad (5.49)$$

Os esforços de corrente em \mathbf{Lb}_3 levam em consideração o valor máximo e o valor eficaz, sendo estes apresentados nas Eqs. (5.50) e (5.51), respectivamente.

$$ILb_{3max} = Ib + \frac{\Delta ILb_3}{2} \quad (5.50)$$

$$ILb_{3ef} = \sqrt{\frac{1}{Ts'} \cdot \left(\int_0^{Ds' \cdot Ts'} \left(\frac{\Delta ILb_3}{Ds' \cdot Ts'} \cdot t + ILb_{3min} \right)^2 dt + \dots \right.}$$

$$\left. \dots \int_0^{(1-Ds') \cdot Ts'} \left(-\frac{\Delta ILb_3}{(1 - Ds') \cdot Ts'} \cdot t + ILb_{3max} \right)^2 dt \right) \dots} \quad (5.51)$$

$$\dots \rightarrow ILb_{3ef} = \sqrt{\frac{1}{3} \cdot \left(Ds' \cdot (3 \cdot ILb_{3min}^2 + 3 \cdot ILb_{3min} \cdot \Delta ILb_3 + \Delta ILb_3^2) + \dots \right.}$$

$$\left. \dots (1 - Ds') \cdot (3 \cdot ILb_{3max}^2 - 3 \cdot ILb_{3max} \cdot \Delta ILb_3 + \Delta ILb_3^2) \right)}$$

A expressão utilizada na determinação da capacitância de \mathbf{Cb}_3 é vista na Eq. (5.52), sendo esta obtida a partir da dinâmica do filtro LC.

$$Cb_3 = \frac{1}{Lb_3 \cdot (2 \cdot \pi \cdot fr_s)^2} \quad (5.52)$$

O valor eficaz da corrente em \mathbf{Cb}_3 é apresentado na Eq. (5.53).

$$ICb_{3ef} = \sqrt{\frac{1}{Ts'} \cdot \left(\int_0^{Ds' \cdot Ts'} \left(\frac{\Delta ILs_1}{Ds' \cdot Ts'} \cdot a_s \cdot t + ILs_{1min} \cdot a_s - Ib \right)^2 dt + \dots \right.}$$

$$\left. \dots \int_0^{(1-Ds') \cdot Ts'} (-Ib)^2 dt \right) \dots} \quad (5.53)$$

$$\dots \rightarrow ICb_{3ef} = \sqrt{\frac{Ib^2 \cdot (1 - Ds') + Ds' \cdot (Ib - ILs_{1min} \cdot a_s)^2 - \dots}{\dots Ds' \cdot a_s \cdot \Delta ILs_1 \cdot (Ib - ILs_{1min} \cdot a_s) + \frac{Ds' \cdot a_s^2 \cdot \Delta ILs_1^2}{3}}}$$

5.4 Procedimento e Exemplo de Projeto

A partir da fundamentação teórica apresentada nas subseções anteriores e das especificações e considerações de projeto propostas nas Tabelas 5.1 e 5.2, procede-se com a determinação e a seleção dos componentes do circuito de potência do conversor CC-CC.

5.4.1 Especificação e Considerações do Conversor CC-CC

Tabela 5.1 – Especificações de projeto para o circuito de potência do conversor CC-CC.

Descrição	Constante	Unidade
Tensão no banco de baterias (V_b)	24	[V]
Tensão mínima no banco de baterias ($V_{b_{min}}$)	20,4	[V]
Tensão no barramento (V_{bus})	150	[V]
Potência ativa disponível no barramento (P_{bus})	780	[W]

Fonte: próprio autor.

Tabela 5.2 – Considerações de projeto para o circuito de potência do conversor CC-CC.

Descrição	Constante	Unidade
Frequência de chaveamento (f_s)	20000	[Hz]
Frequência da rede (f_g)	60	[Hz]
Tensão de descarga do barramento ($V_{bus_{des}}$)	130	[V]
Tempo de <i>Hold-up Time</i> (T_{hp})	0,01	[s]
Ondulação de corrente em L_{s1} ($\Delta I L_{s1}$)	4	[A]
Taxa de ondulação da tensão no barramento ($\Delta V_{bus\%}$)	0,1	[%]
Tensão induzida nos enrolamentos acoplados $N_{p_{3..4}}$ ($V N_{p_{3..4}}$)	20	[V]
Tensão adotada nos terminais de L_{b3} ($V L_{b3}$)	0,2	[V]
Ondulação de corrente em L_{b3} ($\Delta I L_{b3}$)	2,5	[A]
Frequência de ressonância do filtro LC (f_r)	1000	[Hz]
Eficiência do conversor (η)	0,94	[-]

Adota-se o valor da frequência de ressonância do filtro LC como sendo 1/20 da frequência de chaveamento.

Fonte: próprio autor.

5.4.2 Determinação dos Parâmetros do Conversor CC-CC

- **Obtendo relação de transformação do conversor CC-CC (a_s):** ver Eq. (5.1).

$$a_s = a_c \cdot \frac{\sqrt{2} \cdot V_{i_{1max}}}{V N_{p_{3..4}}} \rightarrow = 1,786 \cdot \frac{\sqrt{2} \cdot 143}{20} \rightarrow a_s = 18,055$$

- **Obtendo a razão cíclica do conversor CC-CC (D_s):** ver Eq. (5.4).

$$D_s = \frac{V_{bus}}{2 \cdot a_s \cdot V_{b_{cri}} \cdot \eta} \rightarrow = \frac{150}{2 \cdot 18,055 \cdot 20,4 \cdot 0,94} \rightarrow D_s = 0,217$$

- **Obtendo o valor da indutância de (L_{s1}):** ver Eq. (5.34).

$$L_{s1} = \frac{(V_{b_{cri}} \cdot a_s - V_{bus}) \cdot D_s}{\Delta I L_{s1} \cdot f_s} \rightarrow = \frac{(20,4 \cdot 18,055 - 150) \cdot 0,217}{4 \cdot 20000} \rightarrow L_{s1} = 591 \mu\text{H}$$

Para mais informações, consultar Tabela 5.3 para detalhes construtivos de L_{s1} .

- **Obtendo o valor da capacitância e da resistência série interna a C_{S1} :** consultar Eq. (3.15) e (5.37).

$$C_{S1} = \frac{2 \cdot P_{bus} \cdot Thp}{(V_{bus}^2 - V_{bus_{des}}^2)} \rightarrow = \frac{2 \cdot 780 \cdot 0,01}{(150^2 - 130^2)} \rightarrow C_{S1} = 2786 \mu F$$

$$RC_{S1} = \frac{\Delta V_{bus\%} \cdot V_{bus}}{\Delta I_{LS1}} \rightarrow = \frac{0,001 \cdot 150}{4} \rightarrow RC_{S1} = 38 m\Omega$$

- **Obtendo o valor da indutância de (Lb_3) e o valor da capacitância de (Cb_3):** ver Eq. (5.49) e (5.52).

$$Lb_3 = \frac{VLb_3 \cdot (1 - Ds')}{\Delta ILb_3 \cdot fs'} \rightarrow = \frac{0,2 \cdot (1 - 0,434)}{2,5 \cdot 40000} \rightarrow Lb_3 = 1,13 \mu H$$

$$Cb_3 = \frac{1}{Lb_3 \cdot (2 \cdot \pi \cdot fr_s)^2} \rightarrow = \frac{1}{1,13 \cdot 10^{-6} \cdot (2 \cdot \pi \cdot 1000)^2} \rightarrow Cb_3 = 21 mF$$

- **Obtendo resistência de carga no barramento ($RS1$).**

$$RS1 = \frac{V_{bus}^2}{P_{bus}} \rightarrow = \frac{150^2}{780} \rightarrow RS1 = 28,85 \Omega$$

5.4.3 Esforços no Conversor CC-CC

- **Esforço em $LS1$:** ver Eqs. (5.35) e (5.36).

$$ILS1_{max} = I_{bus_{med}} + \frac{\Delta I_{LS1}}{2} \rightarrow = \frac{780}{150} + \frac{4}{2} \rightarrow ILS1_{max} = 7,2 A$$

$$ILS1_{ef} = \sqrt{\frac{1}{3} \cdot \left(Ds'' \cdot (3 \cdot ILS1_{min}^2 + 3 \cdot ILS1_{min} \cdot \Delta I_{LS1} + \Delta I_{LS1}^2) + \dots \right)}$$

$$\dots \rightarrow = \sqrt{\frac{1}{3} \cdot \left(0,434 \cdot (3 \cdot 3,2^2 + 3 \cdot 3,2 \cdot 4 + 4^2) + \dots \right)} \rightarrow ILS1_{ef} = 5,33 A$$

- **Esforços em $CS1$:** ver Eq. (5.38).

$$ICS1_{ef} = \Delta I_{LS1} \cdot \sqrt{\frac{1}{12}} \rightarrow = 4 \cdot \sqrt{\frac{1}{12}} \rightarrow ICS1_{ef} = 1,15 A$$

- **Esforços em $D_{5..8}$:** ver Eqs. (5.39), (5.40) e (5.41).

$$ID_{5med} = Ds \cdot \left(ILS1_{min} + \frac{\Delta I_{LS1}}{2} \right) \rightarrow = 0,217 \cdot \left(3,2 + \frac{4}{2} \right) \rightarrow ID_{5med} = 1,13 A$$

$$ID_{5ef} = \sqrt{\frac{1}{3} \cdot Ds \cdot (3 \cdot ILS1_{min}^2 + 3 \cdot ILS1_{min} \cdot \Delta I_{LS1} + \Delta I_{LS1}^2) \dots}$$

$$\dots \rightarrow = \sqrt{\frac{1}{3} \cdot 0,217 \cdot (3 \cdot 3,2^2 + 3 \cdot 3,2 \cdot 4 + 4^2)} \rightarrow ID_{5ef} = 2,48 A$$

$$VD_{5rev} = -Vb \cdot a_s \rightarrow = -24 \cdot 18,055 \rightarrow VD_{5rev} = -433,33 V$$

- **Esforços em Ns_1 e $Np_{3..4}$:** ver Eqs. (5.42) e (5.43) para Ns_1 , e Eqs. (5.44) e (5.45) para $Np_{3..4}$.

$$IN_{S_{1ef}} = \sqrt{\frac{1}{3} \cdot Ds'' \cdot (3 \cdot ILS_{1min}^2 + 3 \cdot ILS_{1min} \cdot \Delta ILS_1 + \Delta ILS_1^2)} \dots$$

$$\dots \rightarrow = \sqrt{\frac{1}{3} \cdot 0,434 \cdot (3 \cdot 3,2^2 + 3 \cdot 3,2 \cdot 4 + 4^2)} \rightarrow IN_{S_{1ef}} = 3,51 \text{ A}$$

$$IN_{S_{1max}} = I_{bus_{med}} + \frac{\Delta ILS_1}{2} \rightarrow = \frac{780}{150} + \frac{4}{2} \rightarrow IN_{S_{1max}} = 7,2 \text{ A}$$

$$IN_{P_{3ef}} = a_s \cdot \sqrt{\frac{1}{3} \cdot Ds \cdot (3 \cdot ILS_{1min}^2 + 3 \cdot ILS_{1min} \cdot \Delta ILS_1 + \Delta ILS_1^2)} \dots$$

$$\dots \rightarrow = 18,055 \cdot \sqrt{\frac{1}{3} \cdot 0,217 \cdot (3 \cdot 3,2^2 + 3 \cdot 3,2 \cdot 4 + 4^2)} \rightarrow IN_{P_{3ef}} = 44,76 \text{ A}$$

$$IN_{P_{3max}} = \left(I_{bus_{med}} + \frac{\Delta ILS_1}{2} \right) \cdot a_s \rightarrow = \left(\frac{780}{150} + \frac{4}{2} \right) \cdot 18,055 \rightarrow IN_{P_{3max}} = 130 \text{ A}$$

- **Esforços em $S_{9..10}$:** ver Eqs. (5.46), (5.47) e (5.48).

$$IS_{9med} = a_s \cdot Ds \cdot \left(ILS_{1min} + \frac{\Delta ILS_1}{2} \right) \rightarrow = 18,055 \cdot 0,217 \cdot \left(3,2 + \frac{4}{2} \right) \rightarrow IS_{9med} = 20,34 \text{ A}$$

$$IS_{9ef} = a_s \cdot \sqrt{\frac{1}{3} \cdot Ds \cdot (3 \cdot ILS_{1min}^2 + 3 \cdot ILS_{1min} \cdot \Delta ILS_1 + \Delta ILS_1^2)} \dots$$

$$\dots \rightarrow = 18,055 \cdot \sqrt{\frac{1}{3} \cdot 0,217 \cdot (3 \cdot 3,2^2 + 3 \cdot 3,2 \cdot 4 + 4^2)} \rightarrow IN_{P_{3ef}} = 44,7 \text{ A}$$

$$VS_{9max} = 2 \cdot V_b \rightarrow = 2 \cdot 24 \rightarrow VS_{9max} = 48 \text{ V}$$

- **Esforços em Lb_3 e em Cb_3 :** ver Eqs. (5.50) e (5.51) para esforços em Lb_3 e Eq. (5.53) para Cb_3 .

$$ILb_{3max} = \frac{P_{bus}}{V_{b_{cri}} \cdot \eta} + \frac{\Delta ILb_3}{2} \rightarrow = \frac{780}{20,4 \cdot 94} + \frac{2,5}{2} \rightarrow ILb_{3max} = 41,93 \text{ A}$$

$$ILb_{3ef} = \sqrt{\frac{1}{3} \cdot \left(Ds' \cdot (3 \cdot ILb_{3min}^2 + 3 \cdot ILb_{3min} \cdot \Delta ILb_3 + \Delta ILb_3^2) + \dots \right) \dots}$$

$$\dots \left(\dots (1 - Ds') \cdot (3 \cdot ILb_{3max}^2 - 3 \cdot ILb_{3max} \cdot \Delta ILb_3 + \Delta ILb_3^2) \right) \dots$$

$$\dots \rightarrow = \sqrt{\frac{1}{3} \cdot \left(0,434 \cdot (3 \cdot 39,43^2 + 3 \cdot 39,43 \cdot 2,5 + 2,5^2) + \dots \right) \dots}$$

$$\dots \left(\dots (1 - 0,434) \cdot (3 \cdot 41,93^2 - 3 \cdot 41,93 \cdot 2,5 + 2,5^2) \right) \rightarrow ILb_{3ef} = 40,68 \text{ A}$$

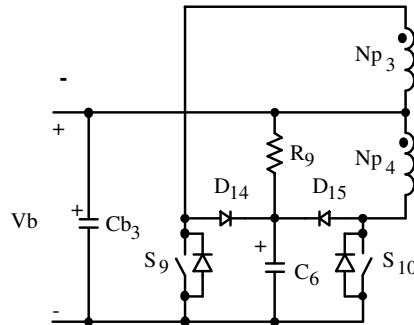
$$ICb_{3ef} = \sqrt{\frac{Ib^2 \cdot (1 - Ds') + Ds' \cdot (Ib - ILS_{1min} \cdot a_s)^2 - \dots}{\dots Ds' \cdot a_s \cdot \Delta ILS_1 \cdot (Ib - ILS_{1min} \cdot a_s) + \frac{Ds' \cdot a_s^2 \cdot \Delta ILS_1^2}{3}} \dots}$$

$$\dots \rightarrow = \sqrt{\frac{40,68^2 \cdot (1 - 0,434) + 0,434 \cdot (40,68 - 3,2 \cdot 18,055)^2 - \dots}{\dots 0,434 \cdot 18,055 \cdot 4 \cdot (40,68 - 3,2 \cdot 18,055) + \frac{0,434 \cdot 18,055^2 \cdot 4^2}{3}} \rightarrow ICB_{3ef} = 48,50 \text{ A}$$

5.4.4 Circuitos de Proteção contra Sobretensão

Verifica-se na Figura 5.10 o esquemático do circuito *Snubber* RCD grampeador semi-regenerativo utilizado no conversor CC-CC.

Figura 5.10 – Esquemático do circuito *Snubber* RCD grampeador semi-regenerativo.



Fonte: próprio autor.

O circuito *Snubber* semi-regenerativo é posto em paralelo com $S_{9,10}$, cuja função é grampear possíveis sobretensões nas chaves e dissipar a energia acumulada nas indutâncias de dispersão do HFT e parasitas no circuito de potência, logo uma parcela da energia é regenerada ao banco de baterias. Admitindo que R_9 deve dissipar uma potência (PR_9) aproximada de 90W, em função da indutância de dispersão nos enrolamentos acoplados N_{p3} e N_{p4} , e grampear a tensão em 60 V (V_{gr}), então:

$$R_9 = \frac{(V_{gr} - V_b)^2}{PR_9} \rightarrow = \frac{(60 - 24)^2}{90} \rightarrow R_9 = 14,4 \Omega$$

5.4.5 Escolha dos Componentes para Montagem do Conversor CC-CC

Nesta subseção os parâmetros experimentais do conversor CC-CC são apresentados, visto que um protótipo foi montado em laboratório. Verificam-se na Tabela 5.3 os detalhes construtivos do magnético envolvido, e na Tabela 5.4 os componentes comerciais utilizados. O circuito de potência experimental é vistos na Figura 5.11.

Tabela 5.3 – Detalhes construtivos do magnético envolvido conversor CC-CC.

Descrição do magnético	Detalhes construtivos	Quant.
Indutor filtro no banco de baterias (L_{b3})	1,2μH; Thornton NEE 30-15-14 IP12; 2 esp. // 93 fios // AWG25; lg = 0,4mm	[1]
Indutor filtro na saída (L_{s1})	600μH; Thornton NEE 65-33-26 IP12; 71esp. // 14fio // AWG25; lg = 5,4mm; $RL_{s1} = 0,2\Omega$	[1]
Transformador isolador de alta frequência (HFT)	Thornton NEE 80-38-20 IP12; $N_{p3}=N_{p4}= 2$ esp. // 79fio // AWG25; $N_{s1}= 33$ esp.//15fio//AWG25	[1]

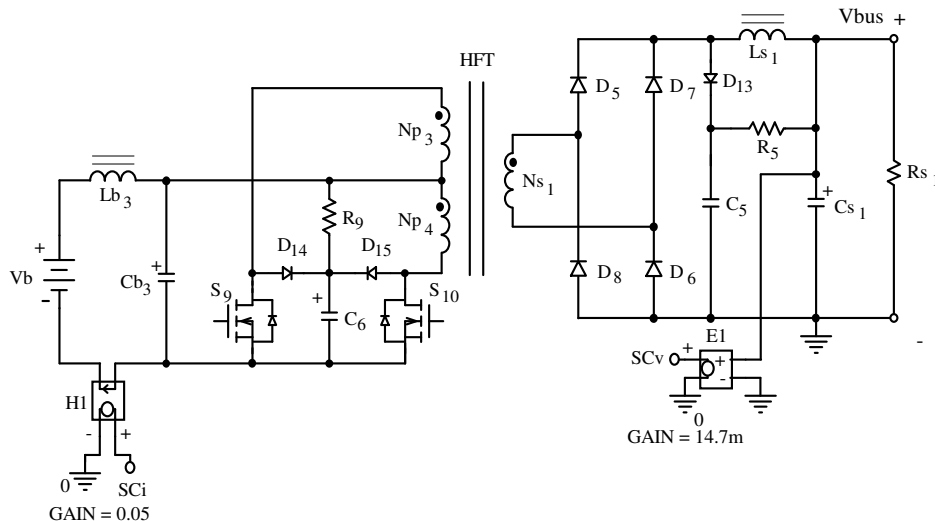
Fonte: próprio autor.

Tabela 5.4 – Listagem dos componentes comerciais utilizados conversor CC-CC.

Referência	Descrição	Valor	Quant.
C ₅	Capacitor Poliéster	47nF / 630V	[4]
C ₆	Capacitor Poliéster	1μF / 250V	[2]
Cb ₃	Capacitor Eletrolítico	2200μF / 250V	[10]
Cs ₁	Capacitor Eletrolítico	1000μF / 250V (30mΩ)	[3]
D _{5..8}	Diodo Ultra-rápido - 30ETH06PbF	30A / 600V / 2,0V	[4]
D ₁₃	Diodo Ultra-rápido - UF5406	3A / 600V	[1]
D _{14..15}	Diodo Ultra-rápido - UF5406	3A / 600V	[2]
R ₅	Resistor	22kΩ / 5W	[1]
R ₉	Resistor	14,4Ω / 100W	[1]
S _{9..10}	MOSFET – IRFB3307pbF	120A / 75V / 6mΩ	[2]

Fonte: próprio autor.

Figura 5.11 – Circuito de potência experimental conversor CC-CC.

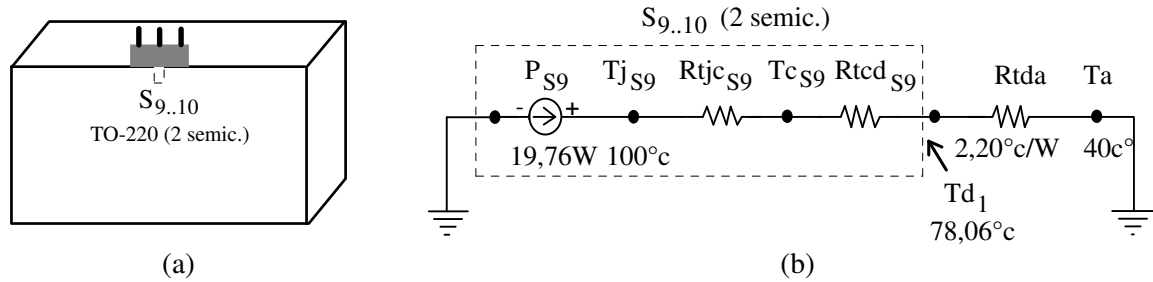


Fonte: próprio autor.

5.4.6 Cálculo Térmico

Nesta subseção o dissipador de calor é dimensionado, de modo a permitir a montagem das chaves do estágio elevador (S_{9..10}) na mesma carcaça onde estão montados os semicondutores do conversor CA-CC, ver Figura 3.13(a). Na Figura 5.12 é apresentada a disposição dos semicondutores no dissipador, e o circuito equivalente para o cálculo térmico. As especificações e considerações térmicas, e as características elétricas dos semicondutores são apresentadas nas Tabelas 5.5 e 5.6, respectivamente.

Figura 5.12 – Cálculo térmico conversor CC-CC: (a) disposição dos semicondutores no dissipador, e (b) circuito equivalente para o cálculo térmico.



Fonte: próprio autor.

Tabela 5.5 – Especificações e considerações térmicas do conversor CC-CC.

Descrição	Constante	Unidade
Temperatura ambiente (T_a)	40	[°C]
Código do dissipador HS6332 (63 x 32 x 233mm)	-	[-]
Resistência térmica do dissipador ($Rtda_{cat_{S9}}$)	2,703	[°C/W/4"]
Fator de correção de temperatura (ft_{S9})	117%	[-]
Fator de correção de comprimento (fc_{S9})	0,697	[-]
Fator de correção de altitude (fa_{S9})	1	[-]

Fonte: próprio autor.

Tabela 5.6 – Características elétricas e térmicas do semicondutor do conversor CC-CC.

Chaves $S_{9..10}$ - IRFB3307PbF	Constante	Unidade
Temperatura da junção - 55° a 150° (T_{jS9})	100	[°C]
Resistência térmica junção-cápsula ($Rtjc_{S9}$)	0,61	[°C/W]
Resistência térmica cápsula-dissipador (Rtc_{S9})	0,5	[°C/W]
Resistência drenos-source (Rds)	0,006	[Ω]
Tensão máxima drenos-source (Vds_{off})	48	[V]
Corrente máxima no dreno quando chave em condução (Id_{on})	94	[A]
Tempo de subida da corrente (t_{i_r}) [critério: 10% a 90% de Id_{on}]	$120 \cdot 10^{-9}$	[s]
Tempo de descida da corrente (t_{i_f}) [critério: 90% de Id_{on} a 5% de Id_{on}]	$63 \cdot 10^{-9}$	[s]

Os parâmetros apresentados foram obtidos por meio do circuito de teste proposto no catálogo do fabricante do semicondutor, obedecendo assim às condições de operação para o conversor em regime permanente.

Fonte: próprio autor.

- **Cálculo da potência dissipada nas chaves $S_{9..10}$:** adotando-se o MOSFET comercial IRFB3307PbF, cuja características são apresentadas na Tabela 5.6, pode-se proceder com a análise das perdas. Um modelo simplificado para a determinação das perdas em um MOSFET foi apresentado na Figura 4.8. Neste modelo, verifica-se que a potência dissipada é contabilizada em três instantes de operação: (a) entrada em condução (Pd_{on}), (b) condução (Pd_{sat}), e (c) entrada em

bloqueio (Pd_{off}). São observadas nas Eqs. (5.54), (5.55) e (5.56) as relações utilizadas na determinação da potência dissipada em cada um dos três instantes, na ordem em que estes foram mencionadas, e as perdas totais (PS_9) Eq. (5.57). Dois semicondutores $S_{9,10}$ estão em condução, deste modo a potência dissipada em uma única chave é calculada.

$$Pd_{on} = \frac{1}{2} \cdot Vds_{off} \cdot Id_{on} \cdot ti_r \cdot fs \rightarrow \dots$$

$$\dots = \frac{1}{2} \cdot 48 \cdot 94 \cdot 120 \cdot 10^{-9} \cdot 20000 \rightarrow Pd_{on} = 5,414 \text{ W} \quad (5.54)$$

$$Pd_{sat} = Rds \cdot (Id_{on} \cdot \sqrt{Ds})^2 \rightarrow \dots$$

$$\dots = 0,006 \cdot (94 \cdot \sqrt{0,217})^2 \rightarrow Pd_{sat} = 11,504 \text{ W} \quad (5.55)$$

$$Pd_{off} = \frac{1}{2} \cdot Vds_{off} \cdot Id_{on} \cdot ti_f \cdot fs \rightarrow \dots$$

$$\dots = \frac{1}{2} \cdot 48 \cdot 94 \cdot 63 \cdot 10^{-9} \cdot 20000 \rightarrow Pd_{off} = 2,843 \text{ W} \quad (5.56)$$

$$PS_9 = Pd_{on} + Pd_{sat} + Pd_{off} \rightarrow PS_9 = 19,76 \text{ W} \quad (5.57)$$

• **Escolha do dissipador comercial:** a potência total dissipada nas chaves $S_{9,10}$ é contabilizada (PT_D) na Eq. (5.58). A temperatura na cápsula é calculada na Eq. (5.59), de modo que o valor da resistência térmica do dissipador calculada na Eq. (5.60) seja superior ao valor da resistência térmica do dissipador de projeto especificado pelo fabricante Eq. (5.61), garantindo assim o projeto satisfatório.

$$PT_D = 2 \cdot PS_9 \rightarrow 2 \cdot 19,761 \rightarrow PT_D = 39,52 \text{ W} \quad (5.58)$$

$$Td_1 = Tj_{S9} - PS_9 \cdot (Rtj_{CS9} + Rtd_{CS9}) \rightarrow 100 - 19,76 \cdot (0,61 + 0,5) \rightarrow Td_1 = 78,06 \text{ °C} \quad (5.59)$$

$$Rtda_{CS9} = \frac{Td_1 - Ta}{PT_D} \rightarrow \frac{78,06 - 40}{39,52} \rightarrow Rtda_{CS9} = 0,963 \text{ °C/W} \quad (5.60)$$

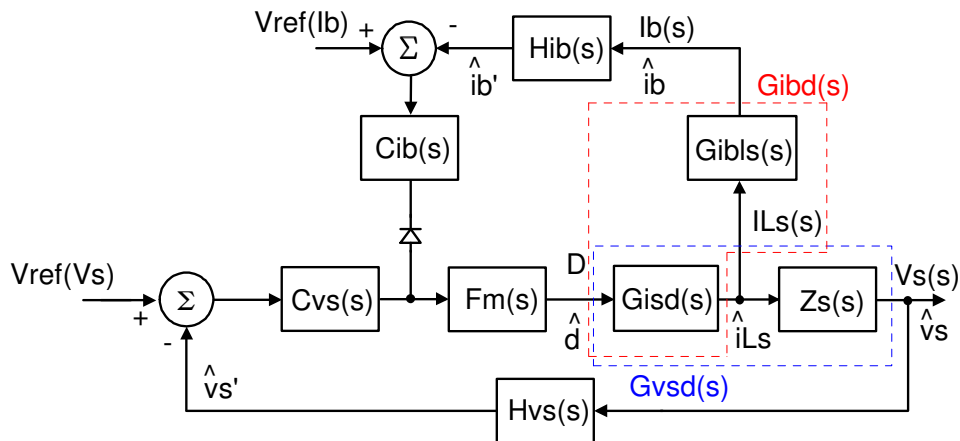
$$Rtda_{PS9} = Rtda_{cat_{S9}} \cdot ft_{S9} \cdot fc_{S9} \cdot fa_{S9} \rightarrow 2,703 \cdot 1,17 \cdot 0,697 \cdot 1 \rightarrow Rtda_{PS9} = 2,204 \text{ °C/W} \quad (5.61)$$

Adotando o dissipador de alumínio do fabricante HS dissipadores®, cujo código de referência e valor de resistência térmica são HS6332 e $2,703\text{°C/W/4"}$, que $Rtda_{CS9}$ é inferior a $Rtda_{PS9}$, então esta diferença deve ser amenizada com uso de ventilação forçada.

5.5 Estratégia de Controle do Conversor CC-CC

O diagrama de blocos referente à técnica de “controle modo tensão” é visto na Figura 5.13. Esta técnica consiste na operação em paralelo das malhas de tensão e de corrente. A segunda malha limita a corrente no indutor, e é projetada para uma dinâmica superior. O paralelismo é obtido com o diodo semiconductor, que permite influência direta na ação de controle da malha de tensão. Em vista a simplicidade, a estratégia de controle apresentada na seção 3.5 é aqui utilizada para o controle do conversor CC-CC.

Figura 5.13 – Diagrama de blocos do “controle modo tensão” do conversor CC-CC.



Fonte: próprio autor.

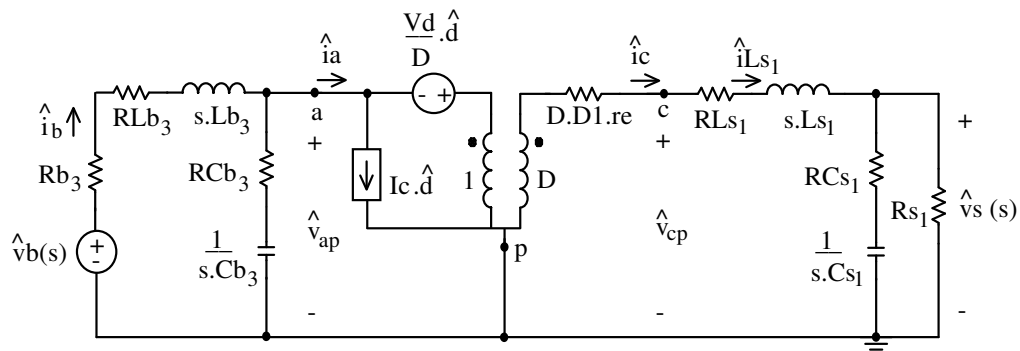
5.6 Linearização e Validação da Planta

A técnica de linearização proposta por Vorpérian (1990) é utilizada nas subseções seguintes para obtenção do modelo médio equivalente do circuito de pequenos sinais (planta).

5.6.1 Obtenção da Planta

Em função das características transitórias são obtidas as funções analíticas. Na Figura 5.6 são identificados os terminais para a obtenção do modelo, sendo assim é ilustrado na Figura 5.14 o circuito de pequenos sinais e o modelo CA da chave PWM.

Figura 5.14 – Circuito de pequenos sinais e o modelo CA da chave PWM.

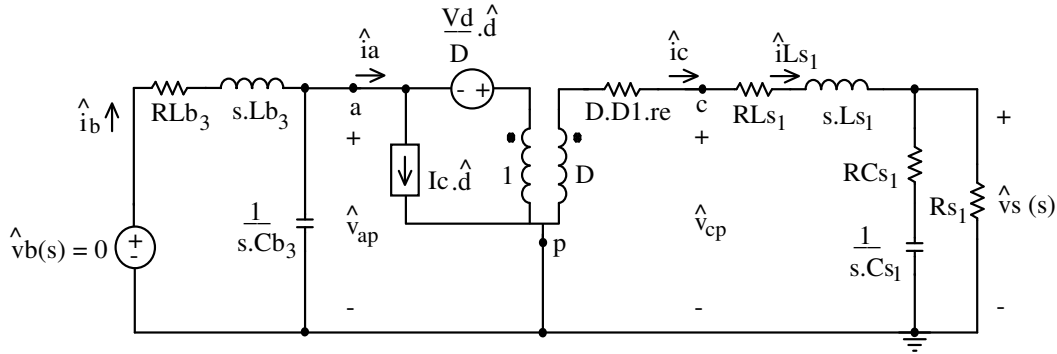


Fonte: próprio autor.

A. A expressão da Função de Transferência (FT) que relaciona a variação da tensão no barramento com a variação da razão cíclica [$G_{vds}(s)$] é tratada na Eq. (5.62), desde que V_b seja mantido constante; o circuito modificado é apresentado na Figura 5.15.

$$G_{vds}(s) = \left. \frac{\hat{v}_s}{\hat{d}} \right|_{\hat{v}_b=0} \quad (5.62)$$

Figura 5.15 – Circuito de pequenos sinais para análise da Eq. (5.62).



Fonte: próprio autor.

Respeitando a polaridade do transformador ideal, referindo os elementos de circuito ao lado secundário, levantado as relações entre tensões e correntes, atentando para as fontes dependentes de tensão e de corrente, e aplicando leis de Kirchhoff, a Eq. (5.63) é apresentada. O filtro LC na entrada foi mantido e alguns elementos foram desconsiderados em vista a obtenção de uma função analítica simplificada, no entanto a dinâmica da função obtida em simulação não despreza a influência do citado filtro LC.

$$G_{v_{sd}}(s) = K_{v_{sd}} \cdot \frac{(b_3 \cdot s^3 + b_2 \cdot s^2 + b_1 \cdot s + 1)}{(a_4 \cdot s^4 + a_3 \cdot s^3 + a_2 \cdot s^2 + a_1 \cdot s + 1)} \quad (5.63)$$

$$K_{v_{sd}} = \frac{R_{S1} \cdot V_d - D \cdot I_c \cdot R_{S1} \cdot R_{Lb3}}{R_{S1} + R_{Ls1} + D^2 \cdot R_{Lb3}}$$

$$b_3 = \frac{C_{b3} \cdot C_{s1} \cdot L_{b3} \cdot R_{Cs1} \cdot V_d}{V_d - D \cdot I_c \cdot R_{Lb3}}$$

$$b_2 = \frac{C_{b3} \cdot L_{b3} \cdot V_d - C_{s1} \cdot R_{Cs1} \cdot (D \cdot I_c \cdot L_{b3} - C_{b3} \cdot R_{Lb3} \cdot V_d)}{V_d - D \cdot I_c \cdot R_{Lb3}}$$

$$b_1 = \frac{C_{s1} \cdot R_{Cs1} \cdot (V_d - D \cdot I_c \cdot R_{Lb3}) - D \cdot I_c \cdot L_{b3} + C_{b3} \cdot R_{Lb3} \cdot V_d}{V_d - D \cdot I_c \cdot R_{Lb3}}$$

$$a_4 = \frac{C_{b3} \cdot C_{s1} \cdot L_{b3} \cdot L_{s1} \cdot (R_{S1} + R_{Cs1})}{R_{S1} + R_{Ls1} + D^2 \cdot R_{Lb3}}$$

$$a_3 = \frac{C_{s1} \cdot C_{b3} \cdot (L_{b3} \cdot (R_{S1} \cdot (R_{Cs1} + R_{Ls1}) + R_{Cs1} \cdot R_{Ls1}) + L_{s1} \cdot R_{Lb3} \cdot (R_{S1} + R_{Cs1})) + C_{b3} \cdot L_{b3} \cdot L_{s1}}{R_{S1} + R_{Ls1} + D^2 \cdot R_{Lb3}}$$

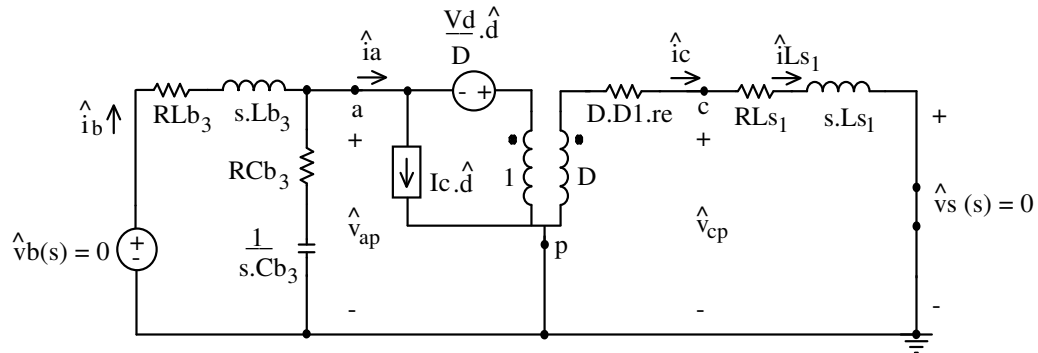
$$a_2 = \frac{C_{s1} \cdot ((L_{b3} \cdot D^2 + L_{s1}) \cdot (R_{S1} + R_{Cs1}) + C_{b3} \cdot R_{Lb3} \cdot (R_{S1} \cdot (R_{Cs1} + R_{Ls1}) + R_{Cs1} \cdot R_{Ls1})) \dots}{R_{S1} + R_{Ls1} + D^2 \cdot R_{Lb3}}$$

$$a_1 = \frac{L_{s1} + C_{s1} \cdot ((R_{Lb3} \cdot D^2 + R_{Ls1}) \cdot (R_{S1} + R_{Cs1}) + R_{S1} \cdot R_{Cs1}) + L_{b3} \cdot D^2 + C_{b3} \cdot R_{Lb3} \cdot (R_{S1} + R_{Ls1})}{R_{S1} + R_{Ls1} + D^2 \cdot R_{Lb3}}$$

B. A expressão da FT que relaciona a variação da corrente drenada do banco de baterias com a variação da razão cíclica [$G_{ibd}(s)$], é tratada na Eq. (5.64), desde que V_b e V_s sejam mantidos constantes; o circuito modificado é apresentado na Figura 5.16.

$$G_{ibd}(s) = \left. \frac{\hat{i}_b}{\hat{d}} \right|_{\hat{v}_b = \hat{v}_s = 0} \quad (5.64)$$

Figura 5.16 – Circuito de pequenos sinais para análise da Eq. (5.64).



Fonte: próprio autor.

Respeitando a polaridade do transformador ideal, referindo os elementos de circuito ao lado secundário, levantado as relações entre tensões e correntes, atentando para as fontes dependentes de tensão e de corrente, e aplicando leis de Kirchhoff, a Eq. (5.65) é apresentada. Os elementos passivos na saída foram removidos, em vista a obtenção de uma função analítica simplificada, no entanto a dinâmica da função obtida em simulação não despreza a influência destes elementos removidos.

$$G_{ibd}(s) = K_{ibd} \cdot \frac{(b_2 \cdot s^2 + b_1 \cdot s + 1)}{(a_3 \cdot s^3 + a_2 \cdot s^2 + a_1 \cdot s + 1)} \quad (5.65)$$

$$K_{ibd} = \frac{D \cdot V_d + I_c \cdot R_{LS_1}}{R_{Lb_3} \cdot D^2 + R_{LS_1}}$$

$$b_2 = \frac{C_{b_3} \cdot L_{S_1} \cdot I_c \cdot R_{C_{b_3}}}{D \cdot V_d + I_c \cdot R_{LS_1}}$$

$$b_1 = \frac{I_c \cdot L_{S_1} + C_{b_3} \cdot R_{C_{b_3}} \cdot (D \cdot V_d + I_c \cdot R_{LS_1})}{D \cdot V_d + I_c \cdot R_{LS_1}}$$

$$a_3 = \frac{C_{b_3} \cdot L_{b_3} \cdot L_{S_1}}{R_{Lb_3} \cdot D^2 + R_{LS_1}}$$

$$a_2 = \frac{C_{b_3} \cdot (L_{b_3} \cdot (R_{C_{b_3}} \cdot D^2 + R_{LS_1}) + L_{S_1} \cdot (R_{C_{b_3}} + R_{Lb_3}))}{R_{Lb_3} \cdot D^2 + R_{LS_1}}$$

$$a_1 = \frac{L_{S_1} + C_{b_3} \cdot (R_{Lb_3} \cdot (R_{C_{b_3}} \cdot D^2 + R_{LS_1}) + R_{C_{b_3}} \cdot R_{LS_1}) + D^2 \cdot L_{b_3}}{R_{Lb_3} \cdot D^2 + R_{LS_1}}$$

5.6.2 Validação da Planta

As funções de transferência (plantas), que caracterizam o comportamento do sistema, foram obtidas na subseção anterior em forma analítica. Portanto, é de grande interesse verificar o quanto as expressões caracterizam a dinâmica da planta. Sendo assim, as funções de transferência obtidas em simulação e de maneira analítica podem ser comparadas, para tanto se faz uso dos parâmetros reunidos nas Tabelas 5.7 e 5.8.

O diagrama de Bode apresentado na Figura 5.17 faz referência à função tratada na Eq. (5.62) em sua representação analítica e simulada. As curvas de ganho e de fase, vistas nas

Figuras 5.17(a) e (b), são esboçadas com a evolução da frequência desde 10Hz até 10kHz. Observa-se que as curvas de módulo e de fase são quase idênticas. Finalmente, as curvas plotadas são estáveis em malha aberta (a curva de fase não decai abaixo de 180°) para o espectro de frequência apresentado.

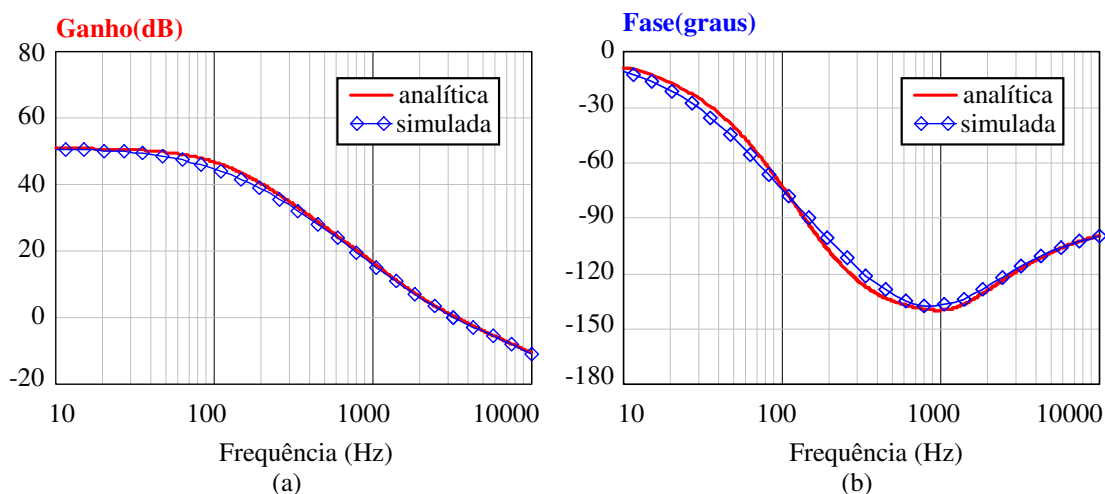
Tabela 5.7 – Parâmetros do conversor CC-CC.

Descrição	Constante	Unidade
Indutância do indutor filtro na saída (LS_1)	600 μ	[H]
Resistência do indutor filtro na saída (RLS_1)	0,2	[Ω]
Capacitância do capacitor filtro na saída (CS_1)	3000 μ	[F]
Resistência série interna ao capacitor filtro na saída (RCs_1)	30m	[Ω]
Resistência de carga no barramento (RS_1)	28	[Ω]
Indutância do indutor filtro no banco de baterias (Lb_3')	$a_s^2 * 1,2\mu$	[H]
Resistência do indutor filtro no banco de baterias (RLb_3')	$a_s^2 * 0,01$	[Ω]
Capacitância do capacitor filtro no banco de baterias (Cb_3')	$a_s^{-2} * 22000\mu$	[F]
Resistência série interna ao capacitor Cb_3 (RCb_3')	$a_s^2 * 0,002$	[Ω]
Corrente média no terminal comum (Ic), ou ILS_{1med}	5,2	[A]
Razão cíclica do modelo (D)	0,434	[-]
Variável de tensão do modelo CA da chave PWM (Vd)	$a_s * 20,4$	[V]

Conforme observado na Figura 4.6, os parâmetros do conversor CC-CC podem ser referidos ao lado primário, ou ao lado secundário, cuja escolha é depende da dinâmica da grandeza em estudo. Por convenção, utiliza-se o circuito referido ao lado secundário, ver Figura 5.6(b).

Fonte: próprio autor.

Figura 5.17 – Validando Eq. (5.62): a) módulo, e (b) fase.

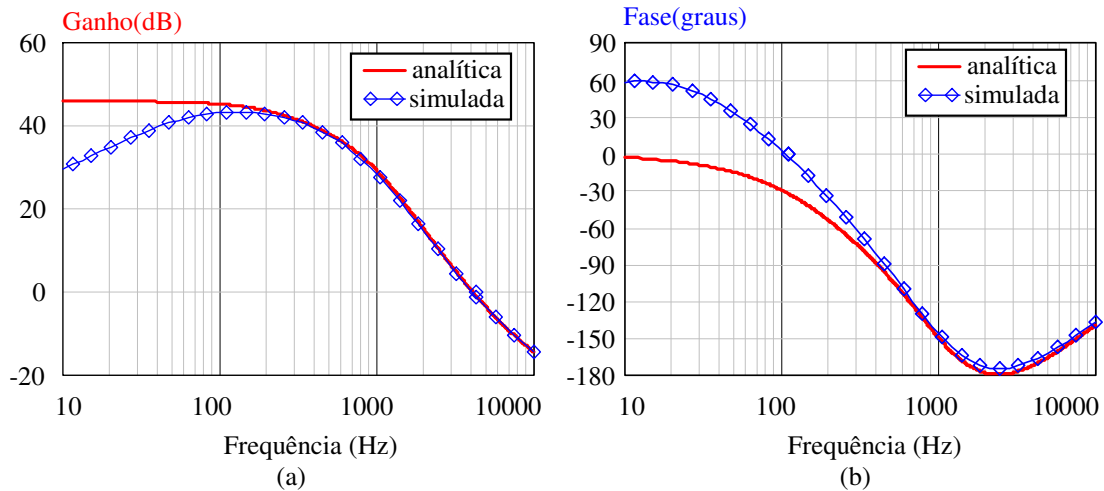


Fonte: próprio autor.

O diagrama de Bode apresentados na Figura 5.18 faz referência à função tratada na Eq. (5.64) em sua representação analítica e simulada. As curvas de ganho e de fase, vistas nas Figuras 5.18(a) e (b), são esboçadas com a evolução da frequência desde 10Hz até 10kHz.

Observa-se uma diferença entre as curvas de ganho e de fase para valores de frequência até 300Hz, pois o modelo simplificado não contempla a dinâmica dos elementos na saída.

Figura 5.18 – Validando Eq. (5.64): a) ganho e (b) fase.



Fonte: próprio autor.

5.7 Projeto do Sistema de Controle

Nesta seção o procedimento de projeto do compensador é apresentado, e o circuito de controle do conversor CC-CC é esquematizado.

5.7.1 Procedimento de Projeto do Compensador

O procedimento visto na subseção 3.7.1 é aqui utilizado na descrição dos compensadores das malhas de tensão e de corrente, para tanto se faz uso da Figura 5.13 e das considerações de desempenho para o projeto do compensador vistas na Tabela 5.8.

Tabela 5.8 – Considerações de desempenho para o projeto dos compensadores.

Descrição	Constante	Unidade
Valor da sobrecorrente adotado para corrente no banco de baterias (I_{bsc})	60	[A]
Amplitude do dente de serra (V_t)	2,4	[V]
Tensão de referência para malha de tensão (V_{rv})	2,2	[V]
Tensão de referência para malha de corrente (V_{ri})	3	[V]
FT do sensor de tensão ($H_{vs}(s)$)	0,0147	[-]
FT do sensor de corrente ($H_{ib}(s)$)	0,050	[-]
Frequência de cruzamento da malha de tensão (f_{crv})	600	[Hz]
Frequência de cruzamento da malha de corrente (f_{cri})	6000	[Hz]
Margem de fase da malha de tensão (MF_v)	60	[graus]
Margem de fase da malha de corrente (MF_i)	60	[graus]

Fonte: próprio autor.

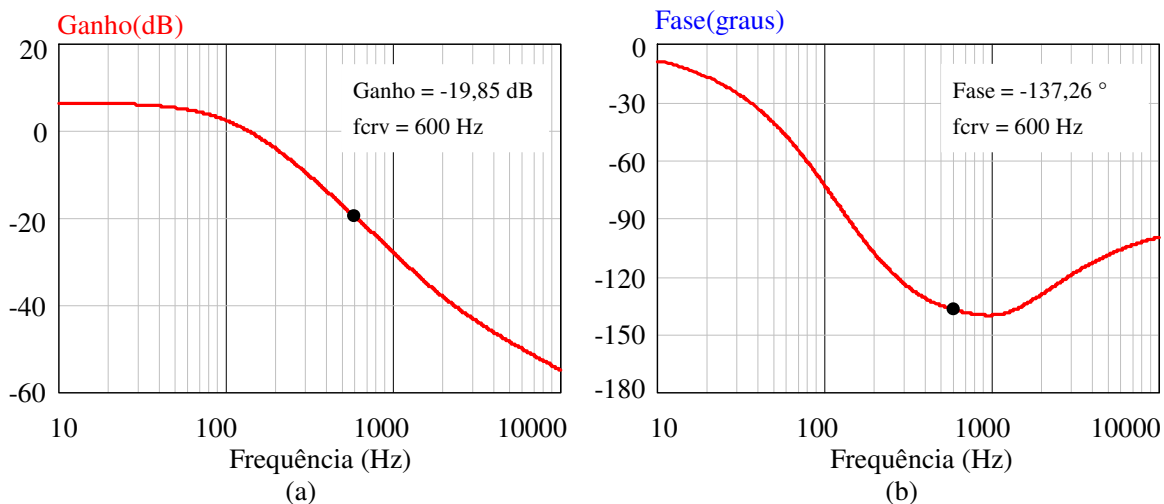
5.7.1.1 Procedimento para projeto do compensador da malha de tensão $C_{vs}(s)$

• **Esboçando o diagrama de Bode para o sistema em laço aberto sem compensador de tensão:** conforme observado na Figura 5.13, a FT para o sistema em laço aberto sem compensador de tensão [$FTL_{ascvsd}(s)$] é apresentada na Eq. (5.66), observam-se a planta de tensão [$G_{vsd}(s)$], FT do sensor de tensão [$H_{vs}(s)$], e ganho do modulador [$F_m(s)$]. O diagrama de bode da $FTL_{ascvsd}(s)$ é esboçado na Figura 5.19.

$$FTL_{ascvsd}(s) = G_{vsd}(s) \cdot H_{vs}(s) \cdot F_m(s) \quad (5.66)$$

$$FTL_{ascvsd}(s) = \frac{350,77 \cdot (2,42 \cdot 10^{-12} \cdot s^3 + 4,69 \cdot 10^{-8} \cdot s^2 + 3,12 \cdot 10^{-4} \cdot s + 1)}{(4,62 \cdot 10^{-14} \cdot s^4 + 4,03 \cdot 10^{-10} \cdot s^3 + 2,14 \cdot 10^{-6} \cdot s^2 + 2,70 \cdot 10^{-3} \cdot s + 1)} \cdot 0,0147 \cdot \frac{1}{2,4}$$

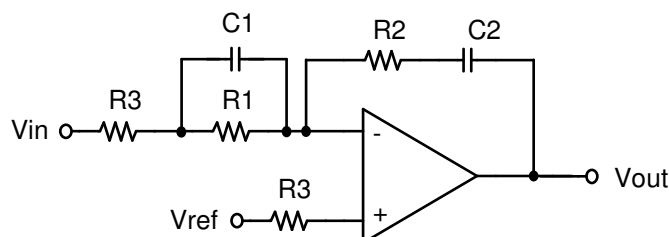
Figura 5.19 – Diagrama de Bode da $FTL_{ascvsd}(s)$: (a) ganho, e (b) fase.



Fonte: próprio autor.

- **Análise gráfica do ganho e da fase da $FTL_{ascvsd}(s)$ na f_{crv} :** na Figura 5.19 um ganho de -19,85 dB e uma fase de $-137,26^\circ$ em 600Hz; logo, um avanço de fase $107,26^\circ$ deve ser promovido pelo compensador, de modo que a margem de fase especificada para o sistema seja a considerada em projeto.
- **Escolha do compensador:** o compensador Proporcional Integral Derivativo (PID) ilustrado na Figura 5.20 é utilizado, cuja FT é vista na Eq. (5.67).

Figura 5.20 – Compensador Proporcional Integral Derivativo.



Fonte: próprio autor.

$$Cv(s) = Kv \cdot \left(\frac{s + 2 \cdot \pi \cdot fz_1}{s} \right) \cdot \left(\frac{s + 2 \cdot \pi \cdot fz_2}{s + 2 \cdot \pi \cdot fp} \right) \quad (5.67)$$

• **Projetando o compensador em função do avanço de fase requerido:** alocando os zeros do compensador (fz_1 e fz_2) em 200Hz, e o pólo (fp) em 800Hz; logo o ganho do controlador (Kv) em f_{crv} para o sistema não compensado é obtido na Eq. (5.68). Para a determinação dos componentes discretos apresentados na Figura 5.20, as Eqs. (5.68)...(5.72) são utilizadas, adota-se $C1 = 27nF$.

$$Kv = \left| \frac{1}{\left(\frac{s + 2 \cdot \pi \cdot 200}{s} \right) \cdot \left(\frac{s + 2 \cdot \pi \cdot 200}{s + 2 \cdot \pi \cdot 800} \right) \cdot FTLAscvsd(s)} \right|_{s=2 \cdot \pi \cdot 600} \rightarrow Kv = 14,754 \quad (5.68)$$

$$R1 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot fz_1 \cdot C1} \rightarrow = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 200 \cdot 27 \cdot 10^{-9}} \rightarrow R1 = 2,94 \cdot 10^4 \Omega \quad (5.69)$$

$$R3 = \frac{R1}{C1 \cdot R1 \cdot (2 \cdot \pi \cdot fp) - 1} \rightarrow = \frac{2,94 \cdot 10^4}{27 \cdot 10^{-9} \cdot 2,94 \cdot 10^4 \cdot (2 \cdot \pi \cdot 800) - 1} \rightarrow \dots \quad (5.70)$$

... $R3 = 9,82 \cdot 10^3 \Omega$

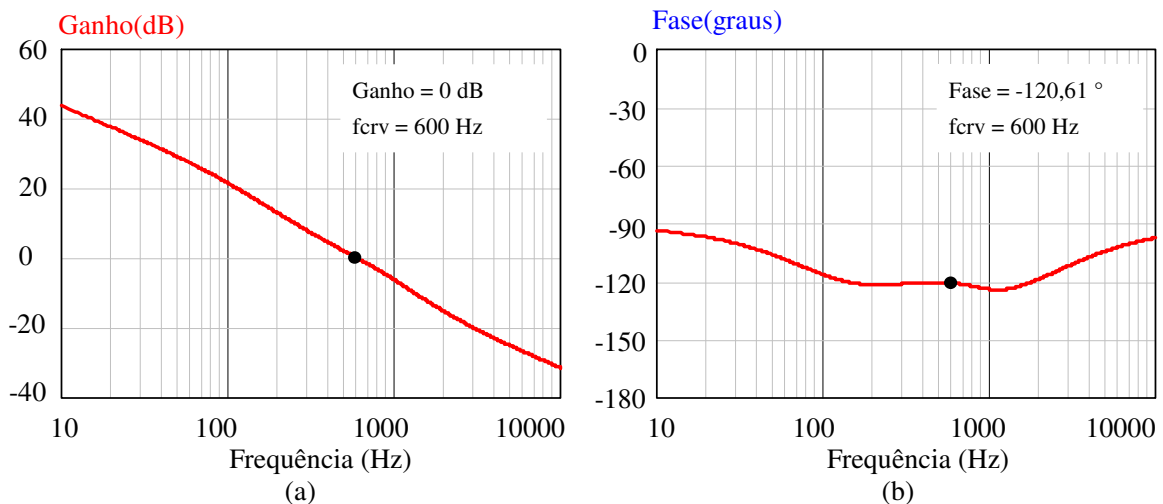
$$R2 = kv \cdot R3 \rightarrow = 14,754 \cdot 9,82 \cdot 10^3 \rightarrow R2 = 1,45 \cdot 10^5 \Omega \quad (5.71)$$

$$C2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot fz_2 \cdot R2} \rightarrow = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 200 \cdot 1,45 \cdot 10^5} \rightarrow C2 = 5,49 \cdot 10^{-9} F \quad (5.72)$$

Logo, adotam-se os seguintes valores comerciais: $C1 = 27 \text{ nF}$, $C2 = 5,6 \text{ nF}$, $R1 = 29 \text{ k}\Omega$, $R2 = 150 \text{ k}\Omega$, e $R3 = 10 \text{ k}\Omega$.

• **Esboçando o diagrama de Bode para o sistema em laço aberto com compensador de tensão:** conforme a Figura 5.21, a frequência de cruzamento ocorre em 600Hz para uma margem de fase de $59,39^\circ$ e a FT para o sistema em laço aberto com compensador de tensão [$FTLAccvsd(s)$] é vista na Eq. (5.73).

Figura 5.21 – Diagrama de Bode da $FTLAccvsd(s)$: (a) ganho, e (b) fase.



Fonte: próprio autor.

$$FTLAccvsd(s) = FTLAscvsd(s) \cdot Cvs(s) \quad (5.73)$$

5.7.1.2 Procedimento para projeto do compensador da malha de corrente $Cib(s)$

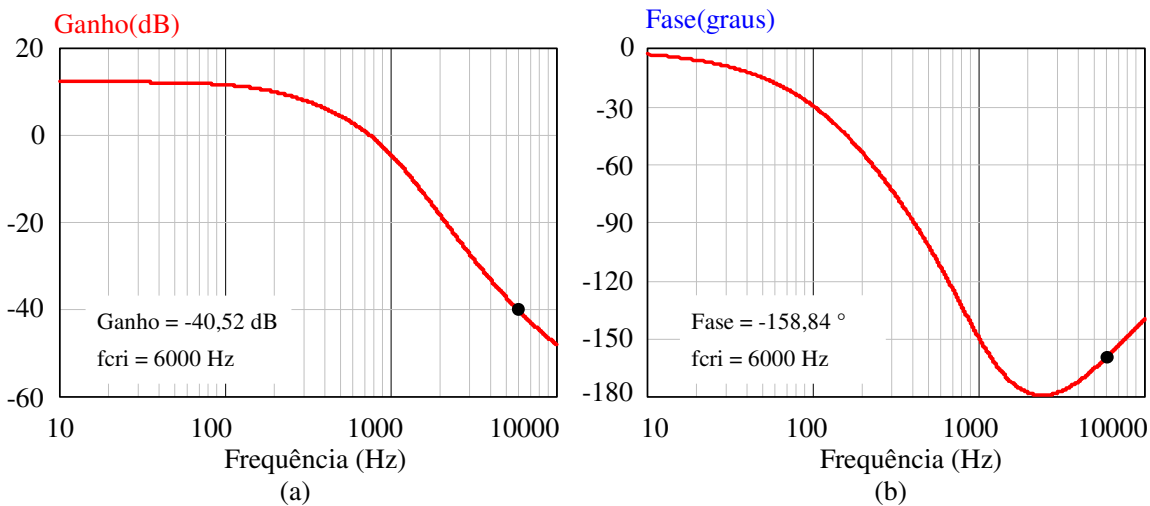
• **Esboçando o diagrama de Bode para o sistema em laço aberto sem compensador de corrente:** conforme observado na Figura 5.13, a FT para o sistema em laço aberto sem compensador de corrente $[FTLAscibd(s)]$ é apresentada na Eq. (5.74), nesta são observados planta de corrente $[Gibd(s)]$, FT do sensor de corrente $[Hib(s)]$, e o ganho do modulador $[Fm(s)]$. O diagrama de bode da $FTLAscibd(s)$ é esboçado na Figura 5.22.

$$FTLAscibd(s) = Gibd(s) \cdot Hib(s) \cdot Fm(s) \quad (5.74)$$

$$FTLAscibd(s) = 197,65 \cdot \frac{(8,53 \cdot 10^{-10} \cdot s^2 + 6,34 \cdot 10^{-5} \cdot s + 1)}{(1,95 \cdot 10^{-11} \cdot s^3 + 2,05 \cdot 10^{-7} \cdot s^2 + 9,26 \cdot 10^{-4} \cdot s + 1)} \cdot 0,05 \cdot \frac{1}{2,4}$$

As curvas de bode para a $FTLAscibd(s)$ são esboçadas na Figura 5.22.

Figura 5.22 – Diagrama de Bode da $FTLAscibd(s)$: (a) ganho, e (b) fase.



Fonte: próprio autor.

- **Análise gráfica do módulo e da fase de $FTLAscibd(s)$ na f_{cri} :** na Figura 5.22 um ganho de -40,52 dB e uma fase de -158,84° em 6000Hz; logo, um avanço de fase (α) 128,84° deve ser promovido pelo compensador, de modo que a margem de fase especificada para o sistema seja a considerada em projeto.
- **Escolha do compensador:** o compensador Proporcional Integral Derivativo (PID) ilustrado na Figura 5.20 é utilizado, e a FT é vista na Eq. (5.67).
- **Projetando o compensador em função do avanço de fase requerido:** alocando os zeros do compensador (f_{z1} e f_{z2}) em 600 Hz, e o pólo (f_p) em 8000 Hz; logo o ganho do controlador (K_i) em f_{cri} para o sistema não compensado é obtido na Eq. (5.75). Para a determinação dos componentes discretos apresentados na Figura 5.20, as Eqs. (5.75)...(5.79) são utilizadas, adota-se $C1 = 15nF$.

$$K_i = \left| \frac{1}{\left(\frac{s + 2 \cdot \pi \cdot 600}{s}\right) \cdot \left(\frac{s + 2 \cdot \pi \cdot 600}{s + 2 \cdot \pi \cdot 8000}\right) \cdot FTLAscibd(s)} \right|_{s=2 \cdot \pi \cdot 6000} \rightarrow K_i = 175,17 \quad (5.75)$$

$$R_1 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{z1} \cdot C_1} \rightarrow = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 600 \cdot 15 \cdot 10^{-9}} \rightarrow R_1 = 1,77 \cdot 10^4 \Omega \quad (5.76)$$

$$R_3 = \frac{R_1}{C_1 \cdot R_1 \cdot (2 \cdot \pi \cdot f_p) - 1} \rightarrow = \frac{1,77 \cdot 10^4}{15 \cdot 10^{-9} \cdot 1,77 \cdot 10^4 \cdot (2 \cdot \pi \cdot 8000) - 1} \rightarrow \dots \quad (5.77)$$

$$\dots R_3 = 1,43 \cdot 10^3 \Omega$$

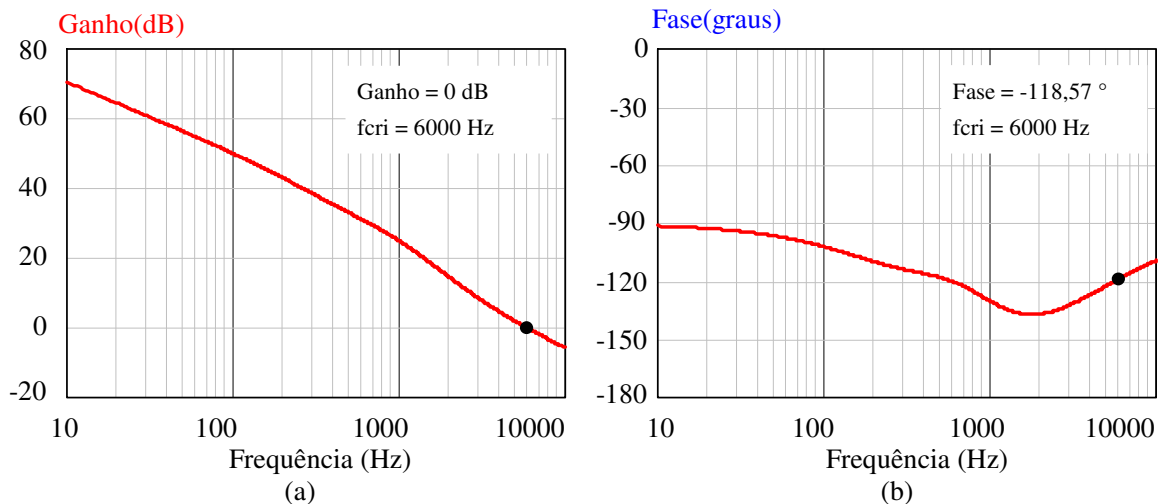
$$R_2 = k_i \cdot R_3 \rightarrow = 175,17 \cdot 1,43 \cdot 10^3 \rightarrow R_2 = 2,51 \cdot 10^5 \Omega \quad (5.78)$$

$$C_2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{z2} \cdot R_2} \rightarrow = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 600 \cdot 2,51 \cdot 10^5} \rightarrow C_2 = 1,06 \cdot 10^{-9} F \quad (5.79)$$

Logo, adotam-se os seguintes valores comerciais: $C_1 = 15 \text{ nF}$, $C_2 = 1 \text{ nF}$, $R_1 = 18 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 250 \text{ k}\Omega$, e $R_3 = 1,5 \text{ k}\Omega$.

- **Esboçando o diagrama de Bode para o sistema em laço aberto com compensador de corrente:** conforme a Figura 5.23, a frequência de cruzamento ocorre em 6000Hz para uma margem de fase de $61,43^\circ$ e a FT para o sistema em laço aberto com compensador de corrente [$FTLAccbid(s)$] é vista na Eq. (5.80).

Figura 5.23 – Diagrama de Bode da $FTLAccibid(s)$: (a) ganho, e (b) fase.



Fonte: próprio autor.

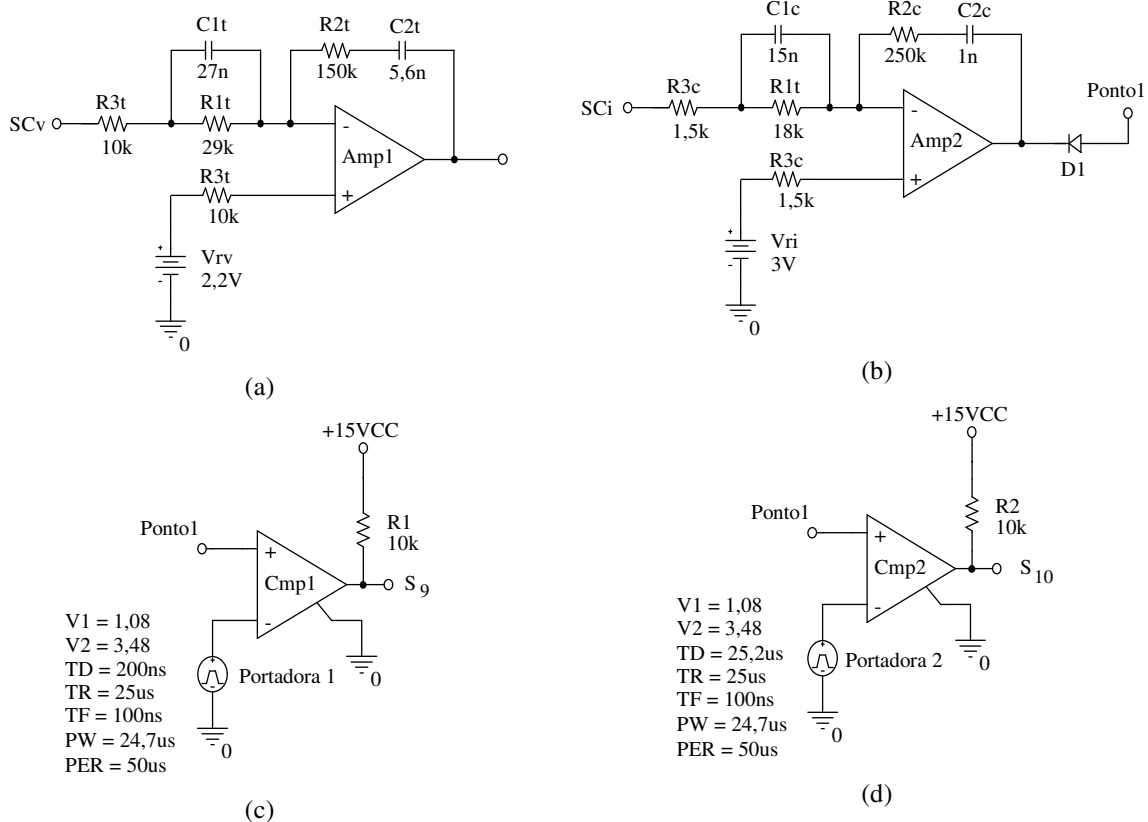
$$FTLAccibid(s) = FTLAscibd(s) \cdot Cib(s) \quad (5.80)$$

5.7.2 Esquemático do Circuito de Controle do Conversor CC-CC

Nesta seção o circuito de controle do conversor CC-CC é apresentado. No esquemático do circuito de potência ilustrado na Figura 5.11, a corrente drenada do banco de baterias (I_b) e a tensão no barramento (V_{bus}) são amostradas por um sensor de corrente (H1) e por um sensor de tensão (E1), respectivamente. As grandezas medidas são comparadas a um respectivo valor de referência, e o erro obtido passa por um compensador que proporciona

uma determinada dinâmica ao sistema. O esquemático do circuito de controle observado na Figura 5.24 foi obtido a partir da subseção 5.7.1, verifica-se a presença de duas malhas de realimentação conectadas em paralelo, onde o diodo D1 garante a lógica ‘ou’.

Figura 5.24 – Esquemático do circuito de controle do conversor CC-CC: (a) compensador de tensão, (b) compensador de corrente, (c) comparador 1, e (d) comparador 2.



Fonte: próprio autor.

5.8 Considerações Finais

Neste capítulo foi estudado o conversor CC-CC, ou estágio elevador, desde a análise qualitativa até o projeto dos compensadores. Estando o conversor operando com carga nominal, a análise detalhada dos esforços de tensão e de corrente referentes à porta para o banco de baterias e à porta para o inversor foram estudados detalhadamente, e o projeto do filtro LC na entrada do banco de baterias foi realizado. Quanto à porta para o inversor, os esforços de corrente nos componentes do lado secundário para o modo bateria são inferiores ao modo rede, fato que se deve a descontinuidade da corrente pulsada quando em modo rede. A partir do cálculo térmico, verificou-se a necessidade em utilizar outro dissipador com resistência térmica inferior à resistência térmica calculada, ou acrescentar ventilação forçada.

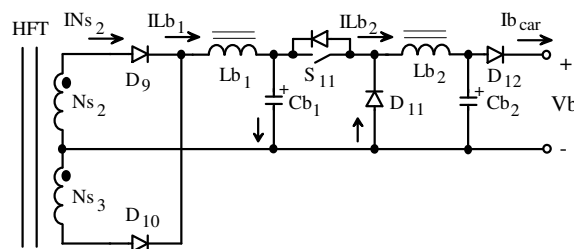
6 ANÁLISE QUALITATIVA, QUANTITATIVA, PROCEDIMENTO E EXEMPLO DE PROJETO DO CARREGADOR DE BATERIAS

Neste quinto capítulo apresenta-se uma fundamentação teórica inerente ao carregador de baterias. São tratados em seqüência: introdução, análise qualitativa, análise quantitativa, procedimento e exemplo de projeto, e o projeto do sistema de controle.

6.1 Introdução

Estando o sistema ininterrupto proposto operando em modo rede, o carregador de baterias é considerado um estágio de processamento de energia complementar. Também denominado estágio carregador, este é originado a partir do conversor *Buck*. Conforme observado na Figura 6.1, o conceito de circuito multi-portas favoreceu algumas modificações no arranjo da topologia, permitindo assim o acréscimo de um circuito isolado dedicado ao carregamento das baterias. Em função da teoria introdutória apresentada no capítulo 2, propõe-se neste capítulo desenvolver um estudo detalhado inerente ao carregador de baterias.

Figura 6.1 – Carregador de baterias baseado no conversor *Buck*.



Fonte: próprio autor.

6.2 Análise Qualitativa

A análise qualitativa consiste na descrição detalhada do carregador de baterias, ou estágio carregador, apresentação da estratégia de modulação, estudo do comportamento do circuito em baixa e em alta frequência, etapas de operação, e esboço das formas de onda inerentes ao período de chaveamento.

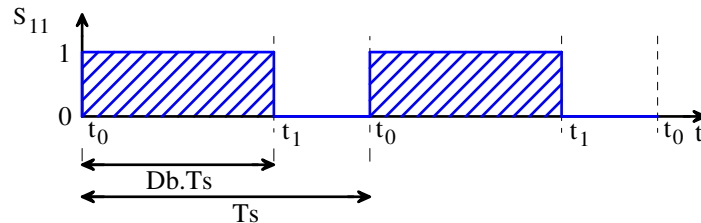
6.2.1 Descrição do Carregador de Baterias

Conforme ilustrado na Figura 6.1, o carregador de baterias é composto pelas seguintes partes: transformador isolador de alta frequência com enrolamentos acoplados de secundário ($N_{s2..3}$), diodos retificadores na saída ($D_{9..10}$), indutor filtro na entrada (L_{b1}), capacitor filtro na entrada (C_{b1}), chave do estágio carregador (S_{11}), diodos do estágio carregador ($D_{11..12}$), indutor filtro na saída (L_{b2}), capacitor filtro na saída (C_{b2}), e fonte de tensão dada pelo banco de baterias (V_b).

6.2.2 Estratégia de Modulação

A Modulação por Largura de Pulso é utilizada no acionamento da chave do carregador de baterias em função da simplicidade requerida. Esta estratégia de modulação consiste em um pulso de tensão com limitação de 100% na razão cíclica do período de chaveamento (T_s), como visto na Figura 6.2.

Figura 6.2 – Estratégia de modulação proposta.

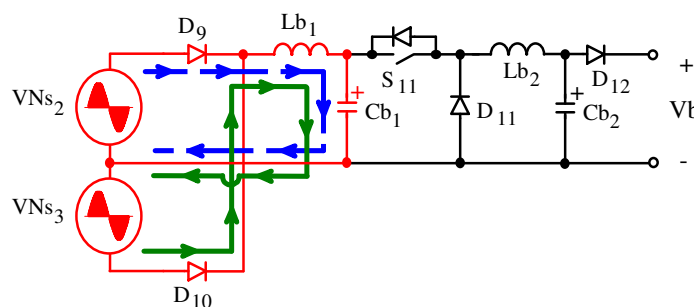


Fonte: próprio autor.

6.2.3 Operação em Baixa Frequência

O princípio de operação do carregador de baterias em baixa frequência é idêntico para os dois valores de tensão na entrada 110V/220V. Na Figura 6.3, o sentido de circulação da corrente até o filtro LC na entrada é observado, visto que o *ripple* de tensão em Cb_1 deve ser o mínimo possível, garantindo assim a operação do conversor *Buck* em MCC para carga nominal. Devido à simplicidade, os enrolamentos acoplados de secundário ($Ns_{2..3}$) foram substituídos por fontes de tensão com detalhamento da comutação em alta frequência.

Figura 6.3 – Sentido de circulação da corrente no estágio carregador.



Fonte: próprio autor.

6.2.4 Operação em Alta Frequência

O princípio de operação do carregador de baterias em MCC é analisado em alta frequência, visto que a chave comuta na frequência indicada. Duas etapas de operação caracterizam este modo de condução, e algumas simplificações são sugeridas:

- O conversor opera em regime permanente;
- Todos os semicondutores e componentes discretos são ideais;

- O filtro LC na entrada é desconsiderado na análise;
- Os enrolamentos acoplados N_{s2} e N_{s3} possuem o mesmo número de espiras;
- A indutância de dispersão e a corrente de magnetização, ambos do transformador isolador, são desprezadas;
- O indutor L_{b2} possui um valor de indutância que garante a operação em MCC;
- O *ripple* de tensão em C_{b1} é desprezado; e
- A frequência de chaveamento (f_s) é muito maior que a frequência da rede (f_g).

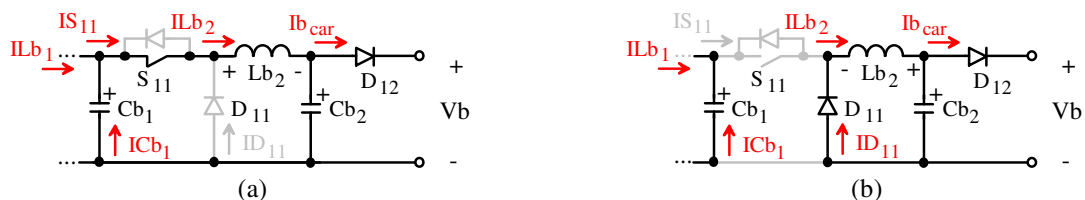
6.2.4.1 Descrição das etapas de operação do carregador de baterias

A partir da estratégia de modulação adotada, duas etapas de operação caracterizam a operação do carregador de baterias, conforme visto na Figura 6.4.

1ª Etapa (Figura 6.4(a)) [t_0-t_1]: estando S_{11} em condução, as correntes I_{S11} e I_{Lb2} crescem com inclinação $(VC_{b1} - V_b)/L_{b2}$, e D_{11} está polarizado reversamente. Sendo assim, o sentido de transferência de energia dá-se de C_{b1} para L_{b2} , que a armazena nesta etapa e entrega ao circuito na etapa seguinte, para C_{b2} e para a carga na saída.

2ª Etapa (Figura 6.4(b)) [t_1-t_0]: estando D_{11} polarizado diretamente, as correntes I_{D11} e I_{Lb2} decrescem com inclinação V_b/L_{b2} , e S_{11} está bloqueado. Logo, o sentido de transferência de energia dá-se de L_{b2} , que foi armazenada na etapa anterior, para C_{b2} e para a carga na saída.

Figura 6.4 – Etapas de operação carregador de baterias: (a) 1ª etapa, e (b) 2ª etapa.

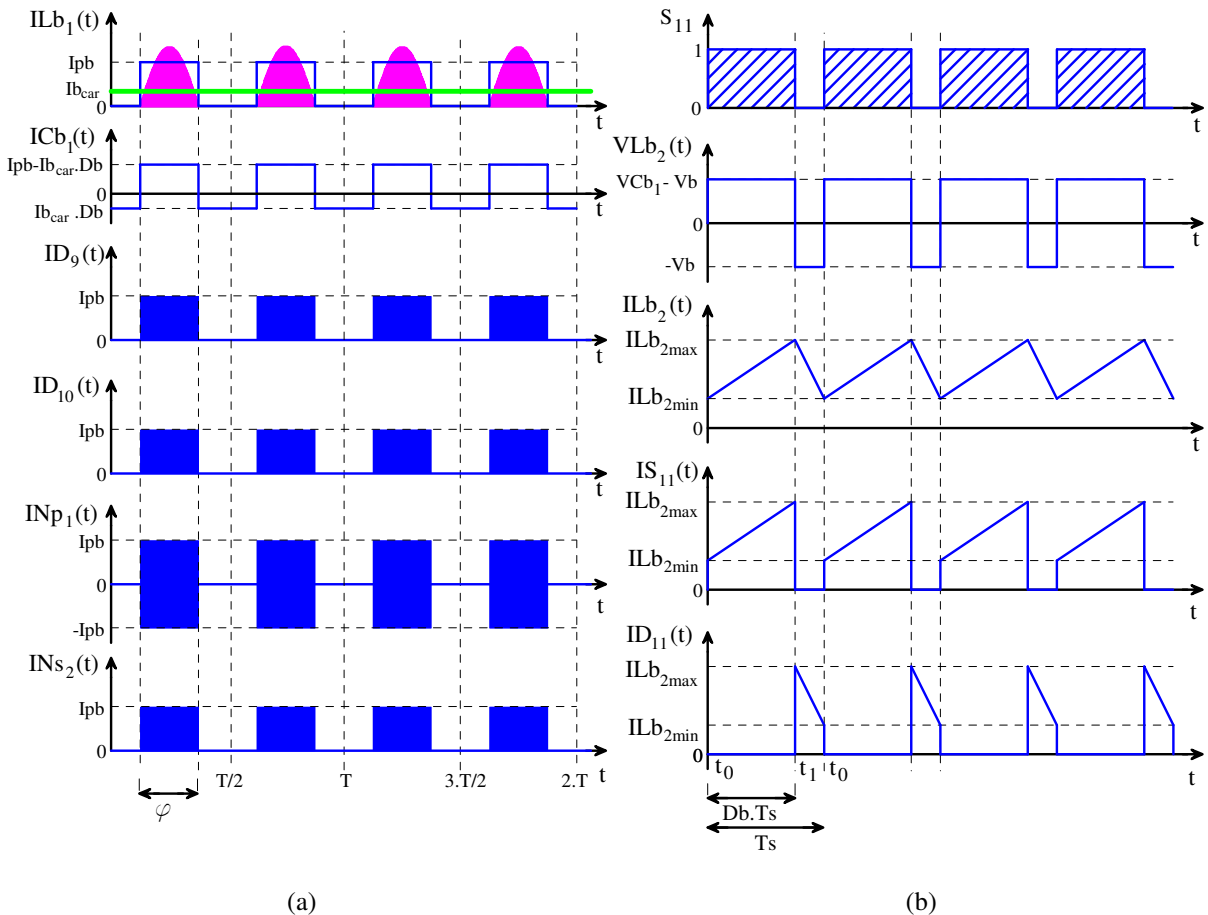


Fonte: próprio autor.

6.2.4.2 Principais formas de onda do carregador de baterias

A partir da breve descrição apresentada na subseção 6.2.3 e no item 6.2.4.1, as formas de onda mais relevantes são esboçadas na Figura 6.5. Aqui, o comportamento pulsado e descontínuo da corrente I_{Lb1} também é observado, para tanto o procedimento aproximado é utilizado. Nas Figuras 6.5(a) e (b), as formas de onda aproximadas mais relevantes que caracterizam as operações em baixa frequência e em alta frequência são apresentadas, respectivamente. A forma de onda da corrente em L_{b2} na Figura 6.5(b) indica claramente a operação em MCC quando em regime permanente.

Figura 6.5 – Formas de onda relevantes para o carregador de baterias.



Fonte: próprio autor.

6.3 Análise Quantitativa

A análise quantitativa compreende o estudo analítico baseado na periodicidade das grandezas elétricas quando em regime permanente referente à operação do carregador de baterias em modo rede. É apresentado o equacionamento preliminar, e os esforços de tensão e corrente nos componentes.

6.3.1 Equacionamento Preliminar

6.3.1.1 Modelo simplificado proposto

Conforme apresentado na Figura 6.5(a), o comportamento pulsado, descontínuo, e chaveado de \mathbf{ILb}_1 é representado por um modelo simplificado, que consiste em aproximar a área delimitada pela forma de onda da corrente pulsada por uma função constante com amplitude ($Ipb(\varphi)$), sendo mantido o mesmo intervalo de condução da corrente pulsada (φ) e conservada a energia. Sendo a corrente média no indutor filtro na entrada (ILb_{1med}) proporcional a corrente de carga nas baterias (Ib_{car}), o valor de $\mathbf{Ipb}(\varphi)$ é obtido na Eq. (6.1) e o valor da corrente eficaz em \mathbf{Lb}_1 (ILb_{1ef}) é obtido na Eq. (6.2).

$$I_{b_{car}} \cdot Db = IL_{b_{1med}} = 2 \cdot fg \cdot \int_0^{\varphi} I_{pb}(\varphi) \cdot Dc'' \cdot d(\omega t) \rightarrow I_{pb}(\varphi) = \frac{I_{b_{car}} \cdot Db}{2 \cdot fg \cdot \varphi \cdot Dc''} \quad (6.1)$$

$$IL_{b_{1ef}} = \sqrt{2 \cdot fg \cdot \int_0^{\varphi} I_{pb}(\varphi)^2 \cdot Dc'' \cdot d(\omega t)} \rightarrow IL_{b_{1ef}} = I_{pb}(\varphi) \cdot \sqrt{Dc''} \cdot \sqrt{2 \cdot fg \cdot \varphi} \quad (6.2)$$

6.3.1.2 Relação de transformação do carregador de baterias

A relação de transformação do carregador de baterias (a_b) consiste na relação entre o número de espiras dos enrolamentos $N_{s_{2..3}}$ e $N_{p_{1..2}}$, conforme a Eq. (6.3). Quando em modo rede, a mínima tensão induzida nos enrolamentos $N_{s_{2..3}}$ ($V_{N_{s_{2..3}}}$) é obtida para a condição de tensão mínima na rede.

$$a_b = \frac{N_{s_2}}{N_{p_1}} \text{ ou } a_b = \frac{V_{N_{s_{2..3}}}}{\sqrt{2} \cdot V_{i_{ef}}} \quad (6.3)$$

Durante o procedimento para a determinação da razão cíclica do carregador de baterias (Db), considera-se que o mesmo opera em MCC, o valor de tensão na rede é mínimo, o *ripple* de tensão em C_{b_1} (ΔVC_{b_1}) é máximo, a tensão na saída quando em modo armazenamento (V_{b_a}), e a_b é conhecido, ver Eq. (6.4).

$$Db = \frac{V_{b_a}}{\sqrt{2} \cdot V_{i_{ef}} \cdot a_b \cdot Dc'' - \frac{\Delta VC_{b_1}}{2}} \quad (6.4)$$

6.3.2 Esforços de Tensão e Corrente nos Componentes

Nesta subsecção, os esforços de tensão e corrente nos componentes são apresentados em detalhes.

6.3.2.1 Indutor filtro na saída

No instante de condução do semiconductor S_{11} , o valor da indutância é determinado em função da ondulação de corrente em L_{b_2} (ΔIL_{b_2}) e da tensão nos terminais de L_{b_2} ($V_{L_{b_2}}$), conforme a Eq. (6.5). Aqui, o comportamento pulsado e descontínuo da corrente não é observado.

$$V_{L_{b_2}}(t) = L_{b_2} \cdot \frac{d IL_{b_2}}{dt} \rightarrow L_{b_2} \cdot \frac{\Delta IL_{b_2}}{Db \cdot T_s} \rightarrow L_{b_2} = \frac{(\sqrt{2} \cdot V_{i_{ef}} \cdot a_b \cdot Dc'' - \frac{\Delta VC_{b_1}}{2} - V_{b_a}) \cdot Db}{\Delta IL_{b_2} \cdot fs} \quad (6.5)$$

Os esforços de corrente em L_{b_2} levam em consideração o valor máximo e o valor eficaz, sendo estes apresentados nas Eqs. (6.6) e (6.7), respectivamente.

$$IL_{b_{2max}} = I_{b_{car}} + \frac{\Delta IL_{b_2}}{2} \quad (6.6)$$

$$\begin{aligned}
ILb_{2ef} &= \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left(\int_0^{Db \cdot T_s} \left(\frac{\Delta ILb_2}{Db \cdot T_s} \cdot t + ILb_{2min} \right)^2 dt + \dots \right.} \\
&\quad \left. \dots \int_0^{(1-Db) \cdot T_s} \left(-\frac{\Delta ILb_2}{(1-Db) \cdot T_s} \cdot t + ILb_{2max} \right)^2 dt \right) \dots} \\
\dots \rightarrow ILb_{2ef} &= \sqrt{\frac{1}{3} \cdot \left(Db \cdot (3 \cdot ILb_{2min}^2 + 3 \cdot ILb_{2min} \cdot \Delta ILb_2 + \Delta ILb_2^2) + \dots \right.} \\
&\quad \left. \dots (1-Db) \cdot (3 \cdot ILb_{2max}^2 - 3 \cdot ILb_{2max} \cdot \Delta ILb_2 + \Delta ILb_2^2) \right)}
\end{aligned} \tag{6.7}$$

6.3.2.2 Capacitância do capacitor filtro na saída

A expressão utilizada na determinação da capacitância de \mathbf{Cb}_2 leva em consideração o comportamento linear da carga na saída, conforme a Eq. (6.8). Logo, a resistência série interna ao capacitor filtro na saída (RCb_2) é apresentada na Eq. (6.9), em função da ondulação de tensão na saída (ΔVb_a) e de ΔILb_2 .

$$Cb_2 = \frac{Ib_{car} \cdot (1 - Db)}{Vb_a \cdot fs} \tag{6.8}$$

$$RCb_2 = \frac{\Delta Vb_a}{\Delta ILb_2} \tag{6.9}$$

O valor eficaz da corrente em \mathbf{Cb}_2 é apresentado na Eq. (6.10).

$$\begin{aligned}
ICb_{2ef} &= \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left(\int_0^{Db \cdot T_s} \left(\frac{\Delta ILb_2}{Db \cdot T_s} \cdot t - \frac{\Delta ILb_2}{2} \right)^2 dt + \dots \right.} \\
&\quad \left. \dots \int_0^{(1-Db) \cdot T_s} \left(-\frac{\Delta ILb_2}{(1-Db) \cdot T_s} \cdot t + \frac{\Delta ILb_2}{2} \right)^2 dt \right) \dots} \\
\dots \rightarrow ICb_{2ef} &= \Delta ILb_2 \cdot \sqrt{\frac{1}{12}}
\end{aligned} \tag{6.10}$$

6.3.2.3 Diodos retificadores na saída

Como ilustrado na Figura 6.5, os esforços de corrente e tensão nos componentes $\mathbf{D}_{9..10}$ são idênticos, logo a análise é obtida para \mathbf{D}_9 . No instante de condução do diodo, os seguintes esforços são apresentados: corrente média (ID_{9med}), e corrente eficaz (ID_{9ef}), conforme indicado nas Eqs. (6.11) e (6.12); e no instante de bloqueio, a máxima tensão reversa em \mathbf{D}_9 (VD_{9rev}) é dado na Eq. (6.13).

$$ID_{9med} = 2 \cdot fg \cdot \int_0^\varphi \left(\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{Dc \cdot T_s} Ipb(\varphi) \cdot dt \right) \cdot d\omega t \rightarrow ID_{9med} = Ipb(\varphi) \cdot Dc \cdot (2 \cdot fg) \cdot \varphi \tag{6.11}$$

$$ID_{9ef} = \sqrt{2 \cdot fg \cdot \int_0^\varphi \left(\sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{Dc \cdot T_s} Ipb(\varphi)^2 \cdot dt} \right)^2 \cdot d\omega t} \rightarrow ID_{9ef} = Ipb(\varphi) \cdot \sqrt{Dc} \cdot \sqrt{2 \cdot fg} \cdot \varphi \tag{6.12}$$

$$VD_{9rev} = -\sqrt{2} \cdot Vi_{ef} \cdot a_b \tag{6.13}$$

6.3.2.4 Transformador isolador de alta frequência

O projeto completo do transformador isolador de alta frequência é apresentado no Apêndice A em detalhes. Considerando a influência simultânea da operação em baixa e em alta frequência, o valor eficaz (INS_{2ef}) e o valor máximo (INS_{2max}) da corrente em \mathbf{Ns}_2 são obtidos nas Eqs. (6.14) e (6.15), respectivamente. Em vista a operação com dois valores de tensão na entrada, o valor eficaz (INp_{1ef}) e o valor máximo (INp_{1max}) da corrente em \mathbf{Np}_1 são obtidos nas Eqs. (6.16) e (6.17) para a configuração *Push-Pull* (110V); e obtidos nas Eq. (6.18) e (6.19) para a configuração *Full-Bridge* (220V), respectivamente.

$$INS_{2ef} = Ipb(\varphi) \cdot \sqrt{Dc} \cdot \sqrt{2 \cdot fg \cdot \varphi} \quad (6.14)$$

$$INS_{2max} = Ipb(\varphi) \quad (6.15)$$

$$INp_{1ef} = Ipb(\varphi) \cdot a_b \cdot \sqrt{Dc} \cdot \sqrt{2 \cdot fg \cdot \varphi} \quad (6.16)$$

$$INp_{1max} = Ipb(\varphi) \cdot a_b \quad (6.17)$$

$$INp_{1ef} = Ipb(\varphi) \cdot \frac{a_b}{2} \cdot \sqrt{2 \cdot Dc} \cdot \sqrt{2 \cdot fg \cdot \varphi} \quad (6.18)$$

$$INp_{1max} = Ipb(\varphi) \cdot \frac{a_b}{2} \quad (6.19)$$

6.3.2.5 Chave do estágio carregador

Conforme ilustrado na Figura 6.5, os seguintes esforços são apresentados no instante da condução: corrente média (IS_{11med}), e corrente eficaz (IS_{11ef}) obtidos nas Eq. (6.20) e (6.21); e no instante do bloqueio, o valor máximo da tensão (VS_{11max}) é obtido na Eq. (6.22).

$$IS_{11med} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{Db \cdot T_s} \left(\frac{\Delta ILb_2}{Db \cdot T_s} \cdot t + ILb_{2min} \right) \cdot dt \dots \quad (6.20)$$

$$\dots \rightarrow IS_{11med} = Db \cdot \left(ILb_{2min} + \frac{\Delta ILb_2}{2} \right)$$

$$IS_{11ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{Db \cdot T_s} \left(\frac{\Delta ILb_2}{Db \cdot T_s} \cdot t + ILb_{2min} \right)^2 \cdot dt \dots} \quad (6.21)$$

$$\dots \rightarrow IS_{11ef} = \sqrt{\frac{1}{3} \cdot Db \cdot \left(3 \cdot ILb_{2min}^2 + 3 \cdot ILb_{2min} \cdot \Delta ILb_2 + \Delta ILb_2^2 \right)}$$

$$VS_{11max} = \sqrt{2} \cdot Vi_{ef} \cdot a_b \quad (6.22)$$

6.3.2.6 Diodos do estágio carregador

Conforme ilustrado na Figura 6.5, o diodo \mathbf{D}_{11} está submetido aos seguintes esforços quando em condução: corrente média (ID_{11med}), e corrente eficaz (ID_{11ef}) obtidos nas Eq. (6.23) e (6.24); e quando em bloqueio, a máxima tensão reversa (VD_{11rev}) é obtido na Eq.

(6.25). Quanto ao diodo \mathbf{D}_{12} , a corrente média (ID_{12med}), e a máxima tensão reversa (VD_{12rev}) são obtidas nas Eqs. (6.26), e (6.27), respectivamente.

$$ID_{11med} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{(1-Db) \cdot T_s} \left(-\frac{\Delta ILb_2}{(1-Db) \cdot T_s} \cdot t + ILb_{2max} \right) \cdot dt \dots \quad (6.23)$$

$$\dots \rightarrow ID_{11med} = (1-Db) \cdot \left(ILb_{2max} - \frac{\Delta ILb_2}{2} \right)$$

$$ID_{11ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{(1-Db) \cdot T_s} \left(-\frac{\Delta ILb_2}{(1-Db) \cdot T_s} \cdot t + ILb_{2max} \right)^2 \cdot dt \dots} \quad (6.24)$$

$$\dots \rightarrow ID_{11ef} = \sqrt{\frac{1}{3} \cdot (1-Db) \cdot (3 \cdot ILb_{2max}^2 - 3 \cdot ILb_{2max} \cdot \Delta ILb_2 + \Delta ILb_2^2)}$$

$$VD_{11rev} = -\sqrt{2} \cdot Vi_{ef} \cdot a_b \quad (6.25)$$

$$ID_{12med} = Ib_{car} \quad (6.26)$$

$$VD_{12rev} = -Vb_a \quad (6.27)$$

6.3.2.7 Filtro LC na entrada

Como forma de atenuar harmônicas de corrente múltiplas da frequência de chaveamento, acrescenta-se um filtro LC na entrada do conversor *Buck*. Como ilustrado na Figura 6.3, o capacitor \mathbf{Cb}_1 e o indutor \mathbf{Lb}_1 devem ser projetados em função da frequência de ressonância do filtro (fr_b). A partir da Eq. (6.28), determina-se o ângulo de condução dos diodos $\mathbf{D}_{9..10}$, ou intervalo de condução da corrente pulsada (φ), e o valor da capacitância de \mathbf{Cb}_1 é obtido na Eq. (6.29).

$$\varphi = \left(\frac{\pi}{2} - \arcsin \left(\frac{\sqrt{2} \cdot Vi_{ef} \cdot a_b \cdot Dc'' - \Delta VCb_1}{\sqrt{2} \cdot Vi_{ef} \cdot a_b \cdot Dc''} \right) \right) \cdot \frac{1}{2 \cdot fg \cdot \pi} \quad (6.28)$$

$$Cb_1 = ((2 \cdot fg)^{-1} - \varphi) \cdot \frac{2 \cdot Pb}{(\sqrt{2} \cdot Vi_{ef} \cdot a_b \cdot Dc'')^2 - (\sqrt{2} \cdot Vi_{ef} \cdot a_b \cdot Dc'' - \Delta VCb_1)^2} \quad (6.29)$$

O valor eficaz (ICb_{1ef}) e o valor máximo (ICb_{1max}) da corrente em \mathbf{Cb}_1 são obtidos a partir da operação em baixa frequência nas Eqs. (6.30) e (6.31), respectivamente.

$$ICb_{1ef} = \sqrt{2 \cdot fg \cdot \left[\int_0^\varphi (Ipb(\varphi) - Ib_{car} \cdot Db)^2 \cdot d\omega t + \int_0^{(2 \cdot fg)^{-1} - \varphi} (-Ib_{car} \cdot Db)^2 \cdot d\omega t \right]} \dots \quad (6.30)$$

$$\dots \rightarrow ICb_{1ef} = \sqrt{(Ib_{car} \cdot Db)^2 - 4 \cdot fg \cdot \varphi \cdot Ib_{car} \cdot Db \cdot Ipb(\varphi) + 2 \cdot fg \cdot \varphi \cdot Ipb(\varphi)^2}$$

$$ICb_{1max} = Ipb(\varphi) - Ib_{car} \cdot Db \quad (6.31)$$

A expressão utilizada na determinação da indutância de \mathbf{Lb}_1 é vista na Eq. (6.32), sendo esta obtida a partir da dinâmica do filtro LC.

$$Lb_1 = \frac{1}{Cb_1 \cdot (2 \cdot \pi \cdot fr_b)^2} \quad (6.32)$$

Os esforços de corrente em Lb_1 levam em consideração o valor máximo e o valor eficaz, sendo estes apresentados nas Eqs. (6.33) e (6.34), respectivamente.

$$ILb_{1max} = Ipb(\varphi) \quad (6.33)$$

$$ILb_{1ef} = \sqrt{2 \cdot fg \cdot \int_0^\varphi Ipb(\varphi)^2 \cdot Dc'' \cdot d(\omega t)} \rightarrow ILb_{1ef} = Ipb(\varphi) \cdot \sqrt{Dc''} \cdot \sqrt{2 \cdot fg \cdot \varphi} \quad (6.34)$$

6.4 Procedimento e Exemplo de Projeto

A partir da fundamentação teórica apresentada nas subseções anteriores e das especificações e considerações de projeto propostas nas Tabelas 6.1 e 6.2, procede-se com a determinação e a seleção dos componentes do circuito de potência do carregador de baterias.

6.4.1 Especificação e Considerações do Carregador de Baterias

Tabela 6.1 – Especificações de projeto para o circuito de potência do carregador de baterias.

Descrição	Constante	Unidade
Tensão na saída quando em modo armazenamento (Vb_a)	28,6	[V]
Tensão na saída quando em modo flutuação (Vb_f)	27	[V]
Tensão na saída quando em modo crítico (Vb_c)	20,4	[V]
Capacidade da bateria (C_{bat})	7	[A.h]
Corrente de carga das baterias (Ib_{car})	20%. C_{bat}	[A]
Quantidade de baterias em série (n_{bat})	2	[-]
Frequência da rede (fg)	60	[Hz]

Fonte: próprio autor.

Tabela 6.2 – Considerações de projeto para o circuito de potência do carregador de baterias.

Descrição	Constante	Unidade
Frequência de chaveamento (fs)	20000	[Hz]
Tensão eficaz de entrada mínima para 110V (Vi_{1min})	82,5	[V]
Razão cíclica para condução das chaves na célula <i>Full-Bridge</i> (Dc)	0,4	[-]
Tensão induzida nos enrolamentos acoplados $Ns_{2..3}$ ($VNs_{2..3}$)	60	[V]
<i>Ripple</i> de tensão nos terminais de Cb_1 (ΔVCb_1)	15	[V]
Taxa de ondulação de corrente em ILb_2 ($\Delta ILb_{2\%}$)	20	[%]
Taxa de ondulação da tensão na saída do carregador ($\Delta Vb_{a\%}$)	0,1	[%]
Frequência de ressonância do filtro LC (fr_b)	4000	[Hz]
Eficiência do conversor (η)	0,95	[-]

Fonte: próprio autor.

6.4.2 Determinação dos Parâmetros do Carregador de Baterias

- **Obtendo relação de transformação do carregador (a_b):** ver Eq. (6.3).

$$a_b = \frac{VNS_{2..3}}{\sqrt{2} \cdot V_{i_{ef}}} \rightarrow = \frac{60}{\sqrt{2} \cdot 82,5} \rightarrow a_b = 0,5143$$

- **Obtendo a razão cíclica do carregador (Db):** ver Eq. (6.4).

$$Db = \frac{V_{b_a}}{\sqrt{2} \cdot V_{i_{ef}} \cdot a_b \cdot Dc'' - \frac{\Delta VC_{b_1}}{2}} \rightarrow = \frac{28,6}{\sqrt{2} \cdot 82,5 \cdot 0,5143 \cdot 0,8 - \frac{15}{2}} \rightarrow Db = 0,706$$

- **Obtendo o intervalo de condução da corrente pulsada (φ):** ver Eq. (6.28).

$$\varphi = \left(\frac{\pi}{2} - \arcsin \left(\frac{\sqrt{2} \cdot V_{i_{ef}} \cdot a_b \cdot Dc'' - \Delta VC_{b_1}}{\sqrt{2} \cdot V_{i_{ef}} \cdot a_b \cdot Dc''} \right) \right) \cdot \frac{1}{2 \cdot fg \cdot \pi} \rightarrow \dots$$

$$\dots = \left(\frac{\pi}{2} - \arcsin \left(\frac{\sqrt{2} \cdot 82,5 \cdot 0,5143 \cdot 0,8 - 15}{\sqrt{2} \cdot 82,5 \cdot 0,5143 \cdot 0,8} \right) \right) \cdot \frac{1}{2 \cdot 60 \cdot \pi} \rightarrow \varphi = 2,16 \cdot 10^{-3} \text{ s}$$

- **Obtendo a amplitude de corrente $I_{pb}(\varphi)$:** fazendo uso da Eq. (6.1).

$$I_{pb}(\varphi) = \frac{I_{b_{car}} \cdot Db}{2 \cdot fg \cdot \varphi \cdot Dc''} \rightarrow = \frac{20\% \cdot 7 \cdot 0,706}{2 \cdot 60 \cdot 2,16 \cdot 10^{-3} \cdot 0,8} \rightarrow I_{pb}(\varphi) = 4,77 \text{ A}$$

- **Obtendo o valor da indutância de L_{b_2} :** ver Eq. (6.5).

$$L_{b_2} = \frac{\left(\sqrt{2} \cdot V_{i_{ef}} \cdot a_b \cdot Dc'' - \frac{\Delta VC_{b_1}}{2} - V_{b_a} \right) \cdot Db}{\Delta I L_{b_2} \cdot fs} \rightarrow$$

$$= \frac{\left(\sqrt{2} \cdot 82,5 \cdot 0,5143 \cdot 0,8 - \frac{15}{2} - 28,6 \right) \cdot 0,706}{(0,20 \cdot 1,4) \cdot 20000} \rightarrow L_{b_2} = 1,5 \text{ mH}$$

- **Obtendo o valor da capacitância e da resistência série interna a C_{b_2} :** consultar as Eqs. (6.8), e (6.9).

$$C_{b_2} = \frac{I_{b_{car}} \cdot (1 - Db)}{V_{b_a} \cdot fs} \rightarrow = \frac{1,4 \cdot (1 - 0,706)}{28,6 \cdot 20000} \rightarrow C_{b_2} = 0,72 \mu\text{F}$$

$$RC_{b_2} = \frac{\Delta V_{b_a}}{\Delta I L_{b_2}} \rightarrow = \frac{0,1\% \cdot 28,6}{20\% \cdot 1,4} \rightarrow RC_{b_2} = 0,102 \Omega$$

- **Obtendo o valor da capacitância de C_{b_1} e o valor da indutância de L_{b_1} :** ver Eqs. (6.29) e (6.32).

$$C_{b_1} = ((2 \cdot fg)^{-1} - \varphi) \cdot \frac{2 \cdot P_b}{\left(\sqrt{2} \cdot V_{i_{ef}} \cdot a_b \cdot Dc'' \right)^2 - \left(\sqrt{2} \cdot V_{i_{ef}} \cdot a_b \cdot Dc'' - \Delta VC_{b_1} \right)^2} \rightarrow \dots$$

$$\dots = ((2 \cdot 60)^{-1} - 2,16 \cdot 10^{-3}) \cdot \frac{2 \cdot 40,04}{\left(\sqrt{2} \cdot 82,5 \cdot 0,514 \cdot 0,8 \right)^2 - \left(\sqrt{2} \cdot 82,5 \cdot 0,514 \cdot 0,8 - 15 \right)^2} \rightarrow \dots$$

$$\dots C_{b_1} = 407 \mu\text{F}$$

$$L_{b_1} = \frac{1}{C_{b_1} \cdot (2 \cdot \pi \cdot fr_b)^2} \rightarrow = \frac{1}{407 \cdot 10^{-6} \cdot (2 \cdot \pi \cdot 4000)^2} \rightarrow L_{b_1} = 3,37 \mu\text{H}$$

- **Obtendo resistência de carga na saída do carregador (Rb_1).**

$$Rb_1 = \frac{Vb_a^2}{Pb} \rightarrow \frac{28,6^2}{40,04} \rightarrow Rb_1 = 20,43 \Omega$$

6.4.3 Esforços no Carregador de Baterias

- **Esforço em Lb_2 :** ver Eqs. (6.6) e (6.7).

$$ILb_{2max} = Ib_{car} + \frac{\Delta ILb_2}{2} \rightarrow 1,4 + \frac{20\% \cdot 1,4}{2} \rightarrow ILb_{2max} = 1,54 \text{ A}$$

$$ILb_{2ef} = \sqrt{\frac{1}{3} \cdot \left(Db \cdot (3 \cdot ILb_{2min}^2 + 3 \cdot ILb_{2min} \cdot \Delta ILb_2 + \Delta ILb_2^2) + \dots \right. \\ \left. \dots (1 - Db) \cdot (3 \cdot ILb_{2max}^2 - 3 \cdot ILb_{2max} \cdot \Delta ILb_2 + \Delta ILb_2^2) \right)} \rightarrow \dots$$

$$\dots = \sqrt{\frac{1}{3} \cdot \left(0,706 \cdot (3 \cdot 1,26^2 + 3 \cdot 1,26 \cdot 0,28 + 0,28^2) + \dots \right. \\ \left. \dots (1 - 0,706) \cdot (3 \cdot 1,54^2 - 3 \cdot 1,54 \cdot 0,28 + 0,28^2) \right)} \rightarrow ILb_{2ef} = 1,40 \text{ A}$$

- **Esforços em Cb_2 :** ver Eq. (6.10).

$$ICb_{2ef} = \Delta ILb_2 \cdot \sqrt{\frac{1}{12}} \rightarrow (20\% \cdot 1,4) \cdot \sqrt{\frac{1}{12}} \rightarrow ICb_{2ef} = 0,08 \text{ A}$$

- **Esforços em $D_{9..10}$:** ver Eqs. (6.11), (6.12) e (6.13).

$$ID_{9med} = Ipb(\varphi) \cdot Dc \cdot (2 \cdot fg) \cdot \varphi \rightarrow 4,77 \cdot 0,4 \cdot (2 \cdot 60) \cdot 2,156 \cdot 10^{-3} \rightarrow ID_{9med} = 0,49 \text{ A}$$

$$ID_{9ef} = Ipb(\varphi) \cdot \sqrt{Dc} \cdot \sqrt{2 \cdot fg \cdot \varphi} \rightarrow 4,77 \cdot \sqrt{0,4} \cdot \sqrt{2 \cdot 60 \cdot 2,156 \cdot 10^{-3}} \rightarrow ID_{9ef} = 1,54 \text{ A}$$

$$VD_{9rev} = -\sqrt{2} \cdot Vi_{1max} \cdot a_b \rightarrow -\sqrt{2} \cdot 143 \cdot 0,514 \rightarrow VD_{9rev} = -104 \text{ V}$$

- **Esforços em $Ns_{2..3}$ e $Np_{1..2}$:** ver Eqs. (6.14) e (6.15) para $Ns_{2..3}$, Eqs. (6.16) e (6.17) para $Np_{1..2}$ configuração *Push-Pull* (110V), e Eqs. (6.18) e (6.19) para $Np_{1..2}$ configuração *Full-Bridge* (220V).

$$INs_{2ef} = Ipb(\varphi) \cdot \sqrt{Dc} \cdot \sqrt{2 \cdot fg \cdot \varphi} \rightarrow 4,77 \cdot \sqrt{0,4} \cdot \sqrt{2 \cdot 60 \cdot 2,156 \cdot 10^{-3}} \rightarrow INs_{2ef} = 1,54 \text{ A}$$

$$INs_{2max} = Ipb(\varphi) \rightarrow INs_{2max} = 4,77 \text{ A}$$

$$INp_{1ef} = Ipb(\varphi) \cdot a_b \cdot \sqrt{Dc} \cdot \sqrt{2 \cdot fg \cdot \varphi} \rightarrow 4,77 \cdot 0,514 \cdot \sqrt{0,4} \cdot \sqrt{2 \cdot 60 \cdot 2,156 \cdot 10^{-3}} \rightarrow INp_{1ef} = 0,79 \text{ A}$$

$$INp_{1max} = Ipb(\varphi) \cdot a_b \rightarrow 4,77 \cdot 0,5143 \rightarrow INp_{1max} = 30,46 \text{ A}$$

$$INp_{1ef} = Ipb(\varphi) \cdot \frac{a_b}{2} \cdot \sqrt{2 \cdot Dc} \cdot \sqrt{2 \cdot fg \cdot \varphi} \rightarrow 4,77 \cdot \frac{0,514}{2} \cdot \sqrt{0,8} \cdot \sqrt{2 \cdot 60 \cdot 2,156 \cdot 10^{-3}} \rightarrow INp_{1ef} = 0,56 \text{ A}$$

$$INp_{1max} = Ipb(\varphi) \cdot \frac{a_b}{2} \rightarrow 4,77 \cdot \frac{0,5143}{2} \rightarrow INp_{1max} = 1,23 \text{ A}$$

- **Esforços em S_{11} :** ver Eqs. (6.20), (6.21) e (6.22).

$$IS_{11med} = Db \cdot \left(ILb_{2min} + \frac{\Delta ILb_2}{2} \right) \rightarrow 0,706 \cdot \left(1,26 + \frac{0,28}{2} \right) \rightarrow IS_{11med} = 0,99 \text{ A}$$

$$IS_{11ef} = \sqrt{\frac{1}{3} \cdot Db \cdot (3 \cdot ILb_{2min}^2 + 3 \cdot ILb_{2min} \cdot \Delta ILb_2 + \Delta ILb_2^2)} \rightarrow \dots$$

$$\dots = \sqrt{\frac{1}{3} \cdot 0,706 \cdot (3 \cdot 1,26^2 + 3 \cdot 1,26 \cdot 0,28 + 0,28^2)} \rightarrow IS_{11ef} = 1,18 \text{ A}$$

$$VS_{11max} = \sqrt{2} \cdot Vi_{ef} \cdot a_b \rightarrow \sqrt{2} \cdot 143 \cdot 0,5143 \rightarrow VS_{11max} = 104 \text{ V}$$

- **Esforços em D_{11} e D_{12} :** ver Eqs. (6.23), (6.24) e (6.25) para diodo D_{11} , e Eqs. (6.26) e (6.27) para diodo D_{12} .

$$ID_{11med} = (1 - Db) \cdot \left(ILb_{2max} - \frac{\Delta ILb_2}{2} \right) \rightarrow (1 - 0,706) \cdot \left(1,54 - \frac{0,28}{2} \right) \rightarrow ID_{11med} = 0,41 \text{ A}$$

$$ID_{11ef} = \sqrt{\frac{1}{3} \cdot (1 - Db) \cdot (3 \cdot ILb_{2max}^2 - 3 \cdot ILb_{2max} \cdot \Delta ILb_2 + \Delta ILb_2^2)} \rightarrow \dots$$

$$\dots = \sqrt{\frac{1}{3} \cdot (1 - 0,706) \cdot (3 \cdot 1,54^2 - 3 \cdot 1,54 \cdot 0,28 + 0,28^2)} \rightarrow ID_{11ef} = 0,76 \text{ A}$$

$$VD_{11rev} = -\sqrt{2} \cdot Vi_{ef} \cdot a_b \rightarrow -\sqrt{2} \cdot 143 \cdot 0,5143 \rightarrow VD_{11rev} = -104 \text{ V}$$

$$ID_{12med} = Ib_{car} \rightarrow ID_{12med} = 1,4 \text{ A}$$

$$VD_{12rev} = -Vb_a \rightarrow VD_{12rev} = -28,6 \text{ V}$$

- **Esforços em Cb_1 e em Lb_1 :** ver Eqs. (6.30) e (6.31) para esforços em Cb_1 e Eqs. (6.33) e (6.34) para Lb_1 .

$$ICb_{1max} = Ipb(\varphi) - Ib_{car} \cdot Db \rightarrow 4,77 - 1,4 \cdot 0,706 \rightarrow ICb_{1max} = 3,79 \text{ A}$$

$$ICb_{1ef} = \sqrt{(Ib_{car} \cdot Db)^2 - 4 \cdot fg \cdot \varphi \cdot Ib_{car} \cdot Db \cdot Ipb(\varphi) + 2 \cdot fg \cdot \varphi \cdot Ipb(\varphi)^2} \rightarrow \dots$$

$$\dots = \sqrt{(1,4 \cdot 0,706)^2 - 4 \cdot 60 \cdot 2,156 \cdot 10^{-3} \cdot 1,4 \cdot 0,706 \cdot 4,77 + 2 \cdot 60 \cdot 2,156 \cdot 10^{-3} \cdot 4,77^2} \rightarrow \dots$$

$$\dots ICb_{1ef} = 2,11 \text{ A}$$

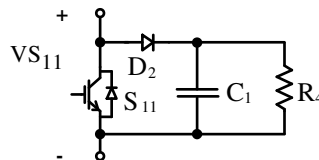
$$ILb_{1ef} = Ipb(\varphi) \cdot \sqrt{2} \cdot Dc \cdot \sqrt{2 \cdot fg \cdot \varphi} \rightarrow 4,77 \cdot \sqrt{0,8} \cdot \sqrt{2 \cdot 60 \cdot 2,156 \cdot 10^{-3}} \rightarrow ILb_{1ef} = 2,17 \text{ A}$$

$$ILb_{1max} = Ipb(\varphi) \rightarrow ILb_{1max} = 4,77 \text{ A}$$

6.4.4 Circuitos de Proteção contra Sobretensão

O esquemático do circuito *Snubber* RCD grampeador é visto na Figura 6.6.

Figura 6.6 – Esquemático do circuito *Snubber* RCD grampeador dissipativo.



Fonte: próprio autor.

O circuito *Snubber* grampeador é colocado em paralelo com S_{11} , cuja função é grampear possíveis sobretensões na chave e dissipar a energia acumulada nas indutâncias de dispersão e parasitas no circuito de potência. Fazendo uso das Eqs. (6.35) e (6.36), calcula-se

a potência dissipada ($PR_{1..4}$) e o valor da resistência $R_{1..4}$ para as seguintes considerações: $C_{1..4} = 33\text{nF}$, e $VS_{1\text{max}} = 150\text{V}$ [BILLINGS, 1989].

$$PR_{1..4} = \frac{1}{2} \cdot C_{1..4} \cdot [(1,16 \cdot VS_{1\text{max}})^2 - (1,14 \cdot VS_{1\text{max}})^2] \cdot fs \dots$$

$$\dots \rightarrow = \frac{1}{2} \cdot 33 \cdot 10^{-9} \cdot [(1,16 \cdot 150)^2 - (1,14 \cdot 150)^2] \cdot 20000 \rightarrow PR_{1..4} = 0,34 \text{ W} \quad (6.35)$$

$$R_{1..4} = \frac{(1,16 \cdot VS_{1\text{max}})^2}{PR_{1..4}} \dots$$

$$\dots \rightarrow = \frac{(1,16 \cdot 150)^2}{0,34} \rightarrow R_{1..4} = 88,6 \text{ k}\Omega, \text{ adotado } R_{1..4} = 91 \text{ k}\Omega \quad (6.36)$$

6.4.5 Escolha dos Componentes para Montagem do Carregador de Baterias

Nesta subseção os parâmetros experimentais do carregador de baterias são apresentados, visto que um protótipo foi montado em laboratório. Na Tabela 6.3 são apresentados os detalhes construtivos dos magnéticos envolvidos, e na Tabela 6.4 os componentes comerciais utilizados. O circuito de potência experimental é visto na Figura 6.7.

Tabela 6.3 – Detalhes construtivos dos magnéticos envolvidos no carregador de baterias.

Descrição do magnético	Detalhes construtivos	Quant.
Indutor filtro na entrada (Lb_1)	3,4 μ H; Thornton NEE 20-10-05 IP12; 10 esp. // 1 fio // AWG21; lg = 0,1mm	[1]
Indutor filtro na saída (Lb_2)	1,5mH; Thornton NEE 30-15-14 IP12; 81esp. // 1 fio // AWG21; lg = 0,5mm; RLb ₂ = 100m Ω	[1]
Transformador isolador de alta frequência (HFT)	Thornton NEE 80-38-20 IP12; Np ₁ =Np ₂ = 18esp. // 21fio // AWG25; Ns ₂ = Ns ₃ = 10esp.//3fio//AWG25	[1]

Fonte: próprio autor.

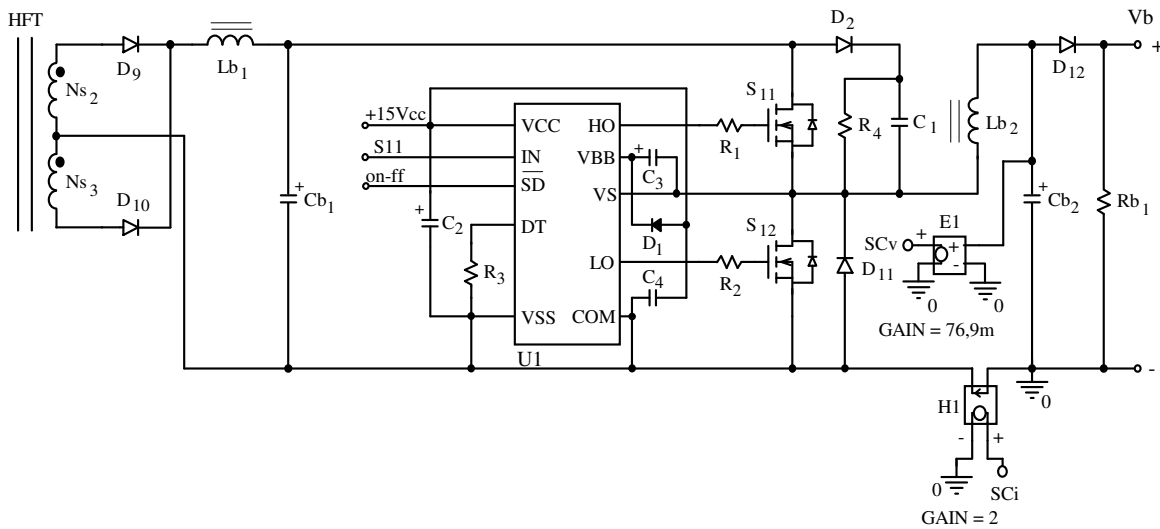
Tabela 6.4 – Listagem dos componentes comerciais utilizados no carregador de baterias.

Referência	Descrição	Valor	Quant.
C₁	Capacitor Poliéster	33nF / 400V	[1]
C₂	Capacitor Eletrolítico	100 μ F / 35V	[1]
C₃	Capacitor Eletrolítico	47 μ F / 50V	[1]
C₄	Capacitor Multicamada	100nF / 100V	[1]
Cb₁	Capacitor Eletrolítico	470 μ F / 250V	[1]
Cb₂	Capacitor Eletrolítico	470 μ F / 50V	[1]
D_{1..2}	Diodo Ultra-rápido - UF4007	1A / 1000V	[2]
D_{9..10}	Diodo Ultra-rápido - UF4007	1A / 1000V	[2]
D_{11..12}	Diodo Ultra-rápido – UF5406	3A / 600V	[2]
R_{1..2}	Resistor	22 Ω / 1W	[2]

R_3	Resistor	10k Ω / 1/4W	[1]
R_4	Resistor	91k Ω / 3W	[1]
$S_{11..12}$	MOSFET – IRFP250	33A / 200V / 73m Ω	[2]
U_1	Half-Bridge Drive – IR21844	-	[1]

Fonte: próprio autor.

Figura 6.7 – Circuito de potência experimental do carregador de baterias.

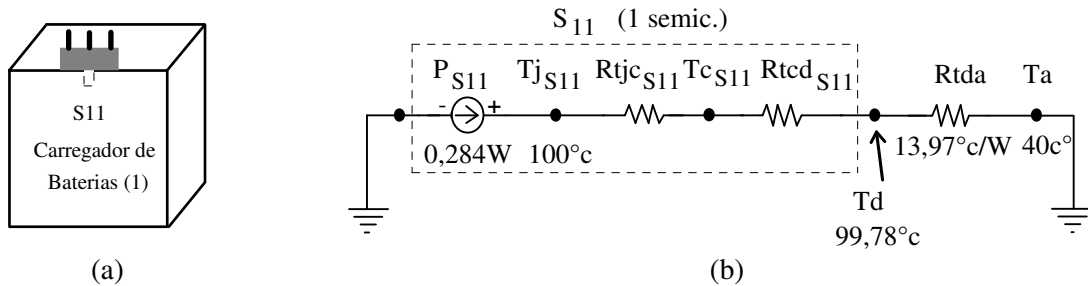


Fonte: próprio autor.

6.4.6 Cálculo Térmico

Nesta subseção, o dissipador de calor é dimensionado, de modo a proporcionar a operação da chave do estágio carregador (S_{11}) em uma condição térmica segura e garantida pelo fabricante. Na Figura 6.8, são observados a disposição do semicondutor no dissipador, e o circuito equivalente para o cálculo térmico. As especificações e considerações térmicas, e as características elétricas são apresentadas nas Tabelas 6.5 e 6.6, respectivamente.

Figura 6.8 – Cálculo térmico do carregador de baterias: (a) disposição do semicondutor no dissipador, e (b) circuito equivalente para o cálculo térmico.



Fonte: próprio autor.

Tabela 6.5 – Especificações e considerações térmicas do carregador de baterias.

Descrição	Constante	Unidade
Temperatura ambiente (T_a)	40	[°C]
Código do dissipador HS3512 (35 x 12 x 50mm)	-	[-]
Resistência térmica do dissipador ($R_{tda_{cat_{S11}}}$)	8,35	[°C/W/4"]
Fator de correção de temperatura (ft_{S11})	117%	[-]
Fator de correção de comprimento (fc_{S11})	1,43	[-]
Fator de correção de altitude (fa_{S11})	1	[-]

Fonte: próprio autor.

Tabela 6.6 – Características elétricas e térmicas dos semicondutores do carregador de baterias.

Chave S_{11} – IRFP250	Constante	Unidade
Temperatura da junção - 55° a 150° (T_{jS11})	100	[°C]
Resistência térmica junção-cápsula ($R_{tjc_{S11}}$)	0,66	[°C/W]
Resistência térmica cápsula-dissipador ($R_{tcd_{S11}}$)	0,1	[°C/W]
Resistência dreno-source (R_{ds})	0,073	[Ω]
Tensão máxima dreno-source ($V_{ds_{off}}$)	60	[V]
Corrente máxima no dreno quando chave em condução ($I_{d_{on}}$)	1,54	[A]
Tempo de subida da corrente (t_{ir}) [critério: 10% a 90% de $I_{d_{on}}$]	$75 \cdot 10^{-9}$	[s]
Tempo de descida da corrente (t_{if}) [critério: 90% de $I_{d_{on}}$ a 5% de $I_{d_{on}}$]	$100 \cdot 10^{-9}$	[s]

Os parâmetros apresentados foram obtidos por meio do circuito de teste proposto no catálogo do fabricante do semicondutor, obedecendo assim às condições de operação para o conversor em regime permanente.

Fonte: próprio autor.

- **Cálculo da potência dissipada na chave S_{11} :** adotando-se o MOSFET comercial IRFP250, cuja características são apresentadas na Tabela 6.6, pode-se proceder com a análise das perdas. Um modelo simplificado para a determinação das perdas em um MOSFET foi apresentado na Figura 4.8. Neste modelo, verifica-se que a potência dissipada é contabilizada em três instantes de operação: (a) entrada em condução ($P_{d_{on}}$), (b) condução ($P_{d_{sat}}$), e (c) entrada em bloqueio ($P_{d_{off}}$). São observadas nas Eqs. (6.37), (6.38) e (6.39) as relações utilizadas na determinação da potência dissipada em cada um dos três instantes, na ordem em que estes foram mencionadas, e as perdas totais (PS_{11}) Eq. (6.40).

$$P_{d_{on}} = \frac{1}{2} \cdot V_{ds_{off}} \cdot I_{d_{on}} \cdot t_{ir} \cdot f_s \rightarrow \dots$$

$$\dots = \frac{1}{2} \cdot 60 \cdot 1,54 \cdot 75 \cdot 10^{-9} \cdot 20000 \rightarrow P_{d_{on}} = 0,069 \text{ W} \quad (6.37)$$

$$P_{d_{sat}} = R_{ds} \cdot (I_{d_{on}} \cdot \sqrt{D_s})^2 \rightarrow \dots$$

$$\dots = 0,073 \cdot (1,54 \cdot \sqrt{0,706})^2 \rightarrow P_{d_{sat}} = 0,122 \text{ W} \quad (6.38)$$

$$P_{d_{off}} = \frac{1}{2} \cdot V_{ds_{off}} \cdot I_{d_{on}} \cdot t_{if} \cdot f_s \rightarrow \dots \tag{6.39}$$

$$\dots = \frac{1}{2} \cdot 60 \cdot 1,54 \cdot 100 \cdot 10^{-9} \cdot 20000 \rightarrow P_{d_{off}} = 0,092 \text{ W}$$

$$P_{S_{11}} = P_{d_{on}} + P_{d_{sat}} + P_{d_{off}} \rightarrow P_{S_{11}} = 0,284 \text{ W} \tag{6.40}$$

• **Escolha do dissipador comercial:** a potência total dissipada na chave **S₁₁** é contabilizada (*PT_D*) na Eq. (6.41). A temperatura na cápsula é calculada na Eq. (6.42), de modo que o valor da resistência térmica do dissipador calculada na Eq. (6.43) seja superior ao valor da resistência térmica do dissipador de projeto especificado pelo fabricante Eq. (6.44), garantindo assim o projeto satisfatório.

$$P_{T_D} = P_{S_{11}} \rightarrow P_{T_D} = 0,284 \text{ W} \tag{6.41}$$

$$T_d = T_{j_{S_{11}}} - P_{S_{11}} \cdot (R_{tjc_{S_{11}}} + R_{tcd_{S_{11}}}) \rightarrow 100 - 0,284 \cdot (0,66 + 0,1) \rightarrow T_d = 99,78^\circ\text{C} \tag{6.42}$$

$$R_{tda_{CS_{11}}} = \frac{T_d - T_a}{P_{T_D}} \rightarrow \frac{99,78 - 40}{0,284} \rightarrow R_{tda_{CS_{11}}} = 210,56 \text{ }^\circ\text{C/W} \tag{6.43}$$

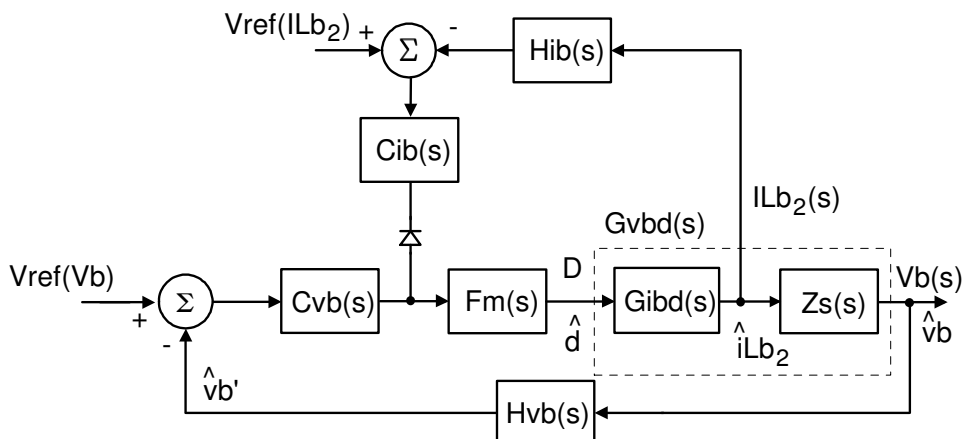
$$R_{tda_{PS_{11}}} = R_{tda_{cat_{S_{11}}}} \cdot f_{t_{S_{11}}} \cdot f_{c_{S_{11}}} \cdot f_{a_{S_{11}}} \rightarrow 8,35 \cdot 1,17 \cdot 1,43 \cdot 1 \rightarrow R_{tda_{PS_{11}}} = 13,97^\circ\text{C/W} \tag{6.44}$$

Adotando o dissipador de alumínio do fabricante HS dissipadores®, cujo código de referência e valor de resistência térmica são HS3512 e 8,35°C/W/4", que **R_{tda_{PS₁₁}}** é inferior a **R_{tda_{CS₁₁}}**, então o projeto é considerado adequado para a ventilação natural.

6.5 Estratégia de Controle do Carregador de Baterias

O diagrama de blocos referente à técnica de “controle modo tensão” é visto na Figura 6.9. Esta técnica consiste na operação em paralelo das malhas de tensão e de corrente. A segunda malha limita a corrente no indutor, e é projetada para uma dinâmica superior. O paralelismo é obtido com o diodo semiconductor, que permite influência direta na ação de controle da malha de tensão. Em vista a simplicidade, a estratégia de controle apresentada na seção 3.5 é aqui utilizada para o controle de carregador de baterias.

Figura 6.9 – Diagrama de blocos do “controle modo tensão” do carregador de baterias.



Fonte: próprio autor.

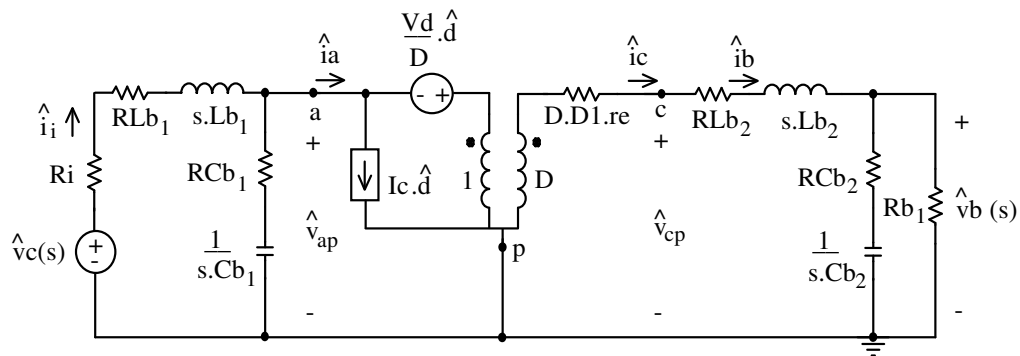
6.6 Linearização e Validação da Planta

A técnica de linearização proposta por Vorpérian (1990) é utilizada nas subseções seguintes para obtenção do modelo médio equivalente do circuito de pequenos sinais (planta).

6.6.1 Obtenção da Planta

Em função das características transitórias são obtidas as funções analíticas. Verifica-se semelhança em relação à Figura 5.6 apresentada no capítulo 5, então se procede com a identificação dos terminais para a obtenção do modelo, e assim é ilustrado na Figura 6.10 o circuito de pequenos sinais e o modelo CA da chave PWM.

Figura 6.10 – Circuito de pequenos sinais e o modelo CA da chave PWM.

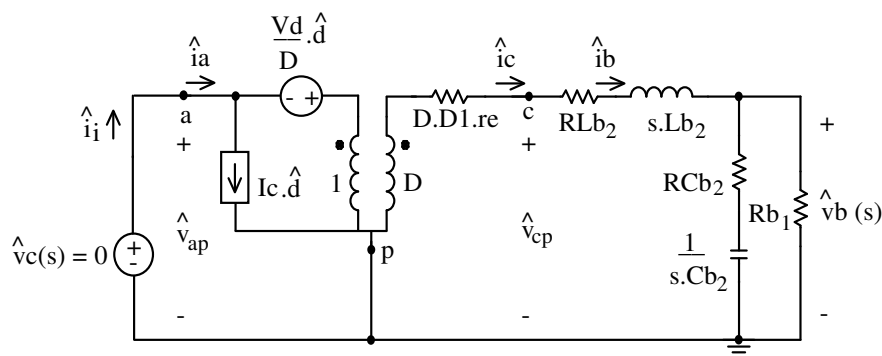


Fonte: próprio autor.

A. A expressão da Função de Transferência (FT) que relaciona a variação da tensão no banco de baterias com a variação da razão cíclica [$G_{vbd}(s)$] é tratada na Eq. (6.45), desde que V_c seja mantido constante; o circuito modificado é apresentado na Figura 6.11.

$$G_{vbd}(s) = \left. \frac{\hat{v}_b}{\hat{d}} \right|_{\hat{v}_c=0} \quad (6.45)$$

Figura 6.11 – Circuito de pequeno sinal para análise da Eq. (6.45).



Fonte: próprio autor.

Respeitando a polaridade do transformador ideal, referindo os elementos de circuito ao lado secundário, levantando as relações entre tensões e correntes, atentando para as fontes dependentes de tensão e de corrente, e aplicando leis de Kirchhoff, a Eq. (6.46) é

obtida. O filtro LC na entrada foi removido para a obtenção de uma função analítica simplificada com menor grau, no entanto a dinâmica da função obtida em simulação não despreza a influência do citado filtro.

$$G_{vbd}(s) = K_{vbd} \cdot \frac{\left(\frac{s}{W_Z} + 1\right)}{(a_2 \cdot s^2 + a_1 \cdot s + 1)} \tag{6.46}$$

$$K_{vsd} = \frac{V_d \cdot R_{b1}}{R_{b1} + R_{Lb2}}$$

$$W_Z = \frac{1}{R_{Cb2} \cdot C_{b2}}$$

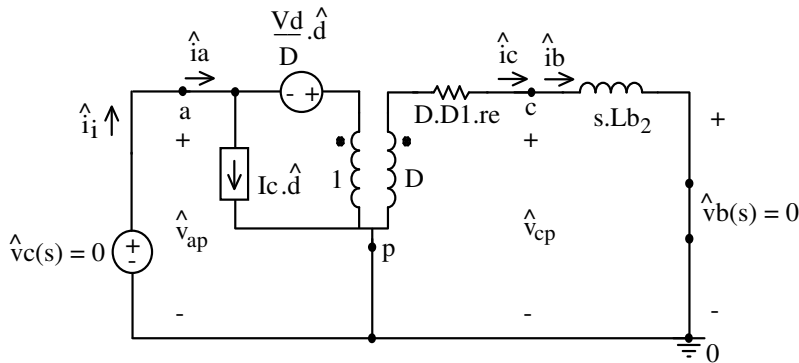
$$a_2 = \frac{C_{b2} \cdot L_{b2} \cdot (R_{Cb2} + R_{b1})}{R_{b1} + R_{Lb2}}$$

$$a_1 = \frac{(R_{Lb2} \cdot R_{Cb2} + R_{b1} \cdot R_{Lb2} + R_{b1} \cdot R_{Cb2}) \cdot C_{b2} + L_{b2}}{R_{b1} + R_{Lb2}}$$

B. A expressão da FT que relaciona a variação da corrente em L_{b2} com a variação da razão cíclica [$G_{ibd}(s)$] é tratada na Eq. (6.47), desde que V_c e V_b sejam mantidos constantes; o circuito modificado é apresentado na Figura 6.12.

$$G_{ibd}(s) = \left. \frac{\hat{i}_b}{\hat{d}} \right|_{\hat{v}_c = \hat{v}_b = 0} \tag{6.47}$$

Figura 6.12 – Circuito modificado para análise da Eq. (6.47).



Fonte: próprio autor.

Respeitando a polaridade do transformador ideal, referindo os elementos de circuito ao lado secundário, levantado as relações entre tensões e correntes, atentando para as fontes dependentes de tensão e de corrente, e aplicando leis de Kirchhoff, a Eq. (6.48) é apresentada. Os elementos passivos na saída e na entrada foram removidos para a obtenção de uma função analítica simplificada com menor grau, no entanto a dinâmica da função obtida em simulação não despreza a simplificação realizada.

$$G_{ibd}(s) = \frac{V_d}{s \cdot L_{b2}} \tag{6.48}$$

6.6.2 Validação da Planta

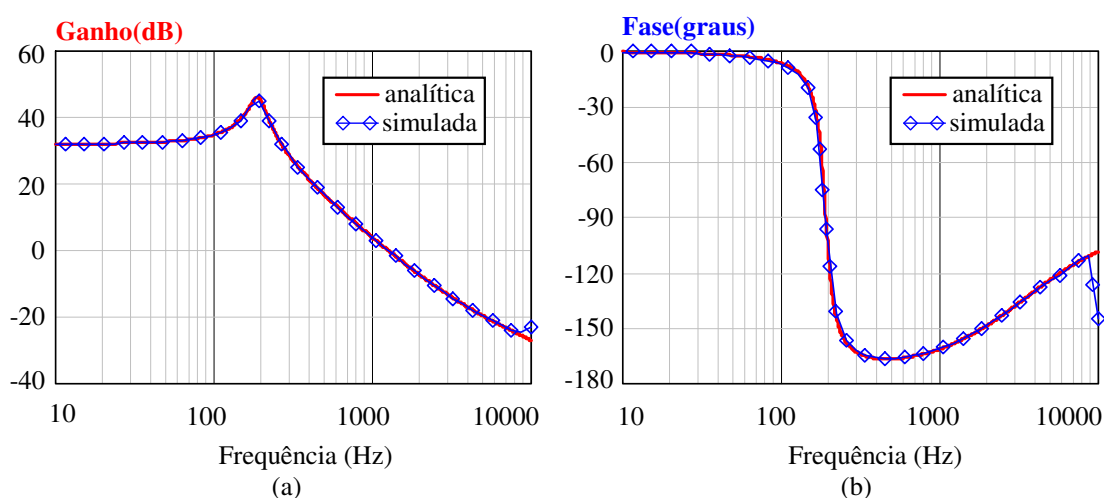
As funções de transferência (plantas), que caracterizam o comportamento do sistema, foram obtidas na subseção anterior em forma analítica. Portanto, é de grande interesse verificar o quanto as expressões caracterizam a dinâmica da planta. Sendo assim, as funções de transferência obtidas em simulação e de maneira analítica podem ser comparadas, para tanto se faz uso dos parâmetros reunidos nas Tabelas 6.7 e 6.8.

Tabela 6.7 – Parâmetros do carregador de baterias.

Descrição	Constante	Unidade
Indutância do indutor filtro na saída (Lb_2)	1,5m	[H]
Resistência do indutor filtro na saída (RLb_2)	100m	[Ω]
Capacitância do capacitor filtro na saída (Cb_2)	470 μ	[F]
Resistência série interna ao capacitor filtro na saída (RCb_2)	100m	[Ω]
Resistência de carga na saída do carregador (Rb_1)	20	[Ω]
Indutância do indutor filtro na entrada (Lb_1)	3,4 μ	[H]
Capacitância do capacitor filtro na entrada (Cb_1)	470 μ	[F]
Resistência série interna ao capacitor filtro na entrada (RCb_1)	100m	[Ω]
Corrente média no terminal comum (Ic), ou ILb_{2med}	1,4	[A]
Razão cíclica do modelo (D)	0,706	[-]
Variável de tensão do modelo CA da chave PWM (Vd)	40,5	[V]

Fonte: próprio autor.

Figura 6.13 – Validando Eq. (6.45): (a) ganho, e (b) fase.



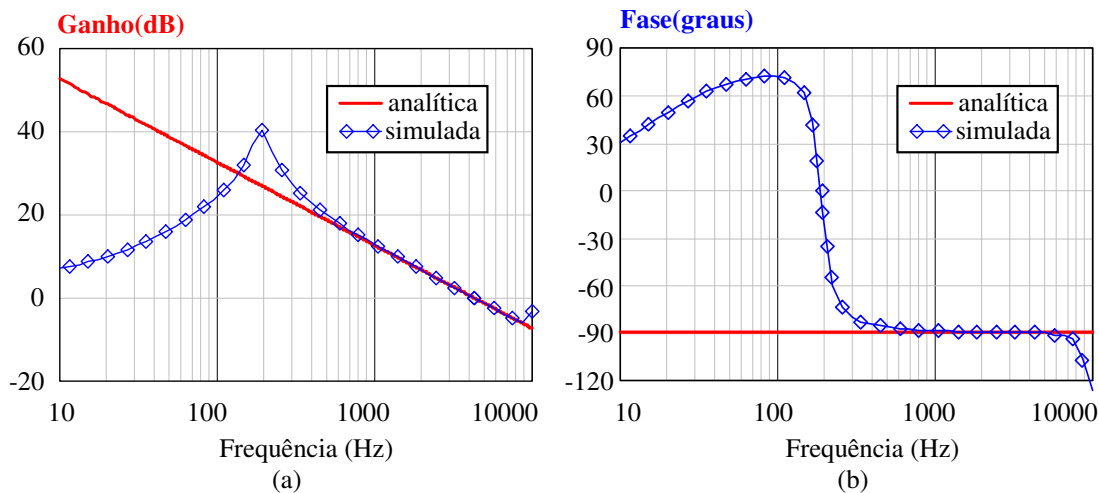
Fonte: próprio autor.

O diagrama de Bode apresentado na Figura 6.13 faz referência à função tratada na Eq. (6.45) em sua representação analítica e simulada. As curvas de ganho e de fase, vistas nas Figuras 6.13(a) e (b), são esboçadas com a evolução da frequência desde 10Hz até 10kHz.

Observa-se uma pequena diferença entre as curvas de ganho e de fase para valores de frequência superiores a 8kHz. Finalmente, o diagrama de Bode é estável para o espectro de frequência apresentado (a curva de fase não decai abaixo de 180°).

O diagrama de Bode apresentado na Figura 6.14 faz referência à função tratada na Eq. (6.47) em sua representação analítica e simulada. As curvas de ganho e de fase, vistas nas Figuras 6.14(a) e (b), são esboçadas com a evolução da frequência desde 10Hz até 10kHz. Em vista a simplificação sugerida na Figura 6.12, o diagrama de Bode da função analítica é considerado válido para valores de frequência de 500Hz até 7kHz. Finalmente, o diagrama de Bode é estável para o espectro de frequência apresentado.

Figura 6.14 – Validando Eq. (5.47): (a) ganho e (b) fase.



Fonte: próprio autor.

6.7 Projeto do Sistema de Controle

Nesta seção o procedimento de projeto do compensador é apresentado, e o circuito de controle do carregador de baterias é esquematizado.

6.7.1 Procedimento de Projeto do Compensador

O procedimento visto na subseção 3.7.1 é aqui utilizado na descrição dos compensadores das malhas de tensão e de corrente, para tanto se faz uso da Figura 6.9 e das considerações de desempenho para o projeto do compensador vistas na Tabela 6.8.

6.7.1.1 Procedimento para projeto do compensador da malha de tensão $C_{vb}(s)$

- **Esboçando o diagrama de Bode para o sistema em laço aberto sem compensador de tensão:** conforme a Figura 6.9, a FT para o sistema em laço aberto sem compensador de tensão $[FTL_{ascvbd}(s)]$ é apresentada na Eq. (6.49); observam-se a planta de tensão $[G_{vbd}(s)]$, a FT do sensor de tensão $[H_v(s)]$, e o

ganho do modulador [$Fm(s)$]. O diagrama de Bode da $FTLAsc vbd(s)$ é esboçado na Figura 6.15.

Tabela 6.8 – Considerações de desempenho para o projeto dos compensadores.

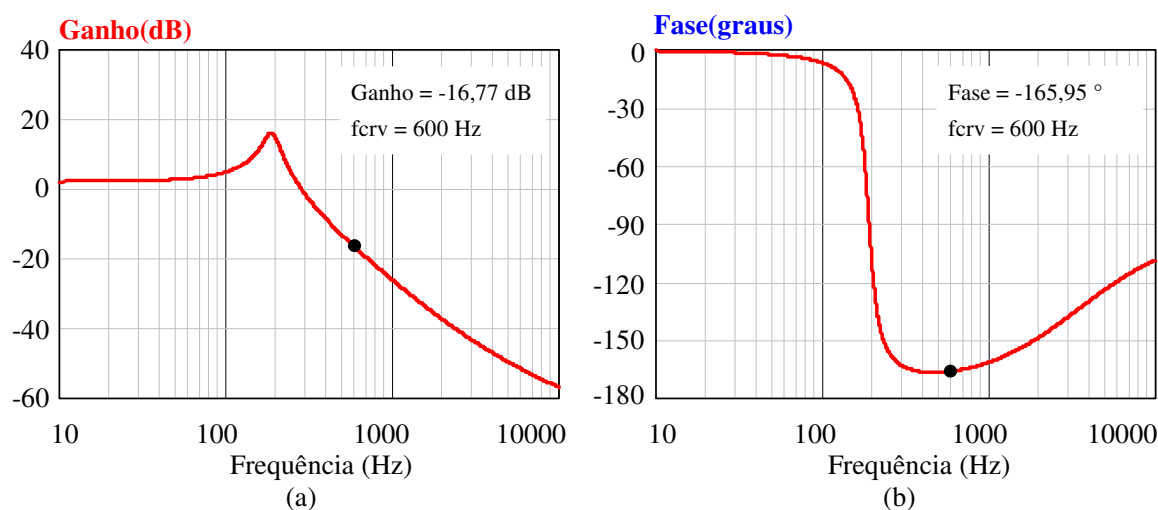
Descrição	Constante	Unidade
Corrente de carga das baterias ($I_{b_{car}}$)	1,4	[A]
Amplitude do dente de serra (Vt)	2,4	[V]
Tensão de referência para malha de tensão (Vrv)	2,2	[V]
Tensão de referência para malha de corrente (Vri)	2,8	[V]
FT do sensor de tensão ($Hvb(s)$)	0,0769	[-]
FT do sensor de corrente ($Hib(s)$)	2	[-]
Frequência de cruzamento da malha de tensão ($fcrv$)	600	[Hz]
Frequência de cruzamento da malha de corrente ($fcri$)	4000	[Hz]
Margem de fase da malha de tensão (MFv)	60	[graus]
Margem de fase da malha de corrente (MFi)	60	[graus]

Fonte: próprio autor.

$$FTLAsc vbd(s) = Gvbd(s) \cdot Hvb(s) \cdot Fm(s) \quad (6.49)$$

$$FTLAsc vbd(s) = (40,30) \cdot \frac{\left(\frac{s}{2,13 \cdot 10^4} + 1\right)}{(7,05 \cdot 10^{-7} \cdot s^2 + 1,68 \cdot 10^{-4} \cdot s + 1)} \cdot (0,0769) \cdot \left(\frac{1}{2,4}\right)$$

Figura 6.15 – Diagrama de Bode da $FTLAsc vbd(s)$: (a) ganho, e (b) fase.

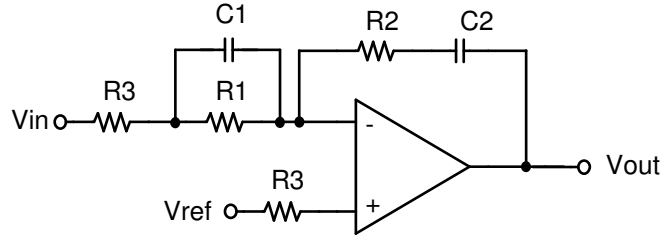


Fonte: próprio autor.

- **Análise gráfica do ganho e da fase da $FTLAsc vbd(s)$ na $fcrv$:** na Figura 6.15 um ganho de -16,77 dB e uma fase de -165,95° (graus) em 600Hz; logo, um avanço de fase 135,92° deve ser promovido pelo compensador, de modo que a margem de fase especificada para o sistema seja a considerada em projeto.

- **Escolha do compensador:** o compensador Proporcional Integral Derivativo (PID) ilustrado na Figura 6.16 é utilizado, cuja FT é vista na Eq. (6.50).

Figura 6.16 – Compensador Proporcional Integral Derivativo.



Fonte: próprio autor.

$$C_{vb}(s) = K_v \cdot \left(\frac{s + 2 \cdot \pi \cdot f_{z1}}{s} \right) \cdot \left(\frac{s + 2 \cdot \pi \cdot f_{z2}}{s + 2 \cdot \pi \cdot f_p} \right) \quad (6.50)$$

- **Projetando o compensador em função do avanço de fase requerido:** alocando os zeros do compensador (f_{z1} e f_{z2}) em 80 Hz, e o pólo (f_p) em 1200 Hz; logo o ganho do controlador (K_v) em **ferv** para o sistema não compensado é obtido na Eq. (6.51). Para a determinação dos componentes discretos apresentados na Figura 6.16, as Eqs. (6.51)...(6.55) são utilizadas, adota-se **C1 = 22nF**.

$$K_v = \left| \frac{1}{\left(\frac{s + 2 \cdot \pi \cdot 80}{s} \right) \cdot \left(\frac{s + 2 \cdot \pi \cdot 80}{s + 2 \cdot \pi \cdot 1200} \right) \cdot FTLA_{scvbd}(s)} \right|_{s=2 \cdot \pi \cdot 600} \rightarrow K_v = 15,14 \quad (6.51)$$

$$R_1 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{z1} \cdot C_1} \rightarrow \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 80 \cdot 22 \cdot 10^{-9}} \rightarrow R_1 = 9,04 \cdot 10^4 \Omega \quad (6.52)$$

$$R_3 = \frac{R_1}{C_1 \cdot R_1 \cdot (2 \cdot \pi \cdot f_p) - 1} \rightarrow \frac{9,04 \cdot 10^4}{22 \cdot 10^{-9} \cdot 9,04 \cdot 10^4 \cdot (2 \cdot \pi \cdot 1200) - 1} \rightarrow \dots \quad (6.53)$$

... $R_3 = 6,46 \cdot 10^3 \Omega$

$$R_2 = k_v \cdot R_3 \rightarrow 15,14 \cdot 6,46 \cdot 10^3 \rightarrow R_2 = 9,78 \cdot 10^4 \Omega \quad (6.54)$$

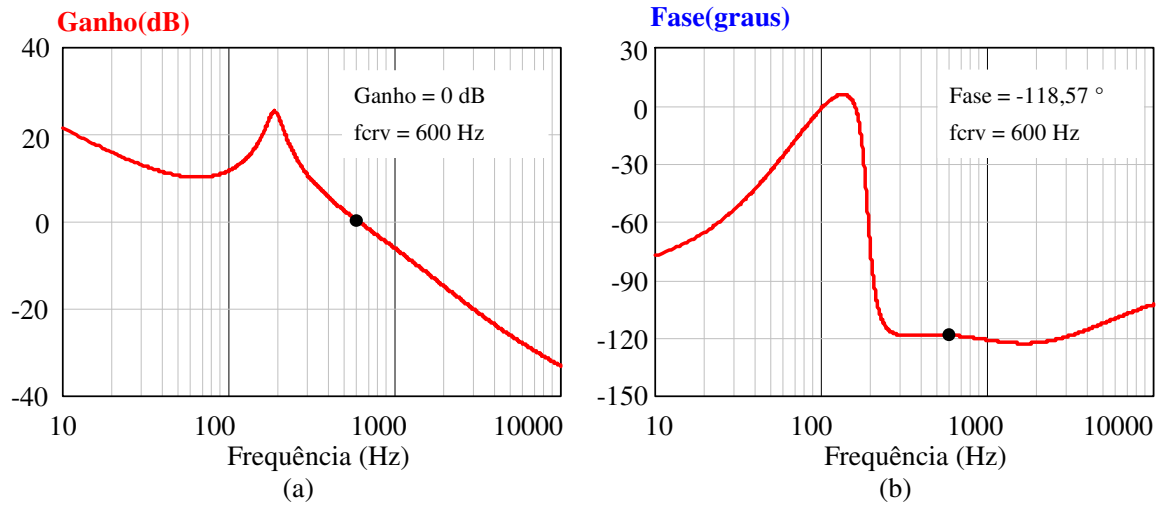
$$C_2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{z2} \cdot R_2} \rightarrow \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 80 \cdot 9,78 \cdot 10^4} \rightarrow C_2 = 2,03 \cdot 10^{-8} \text{F} \quad (6.55)$$

Logo, adotam-se os seguintes valores comerciais: $C_1 = 22\text{nF}$, $C_2 = 18\text{nF}$, $R_1 = 91\text{k}\Omega$, $R_2 = 100\text{k}\Omega$, e $R_3 = 6,5\text{k}\Omega$.

- **Esboçando o diagrama de Bode para o sistema em laço aberto com compensador de tensão:** conforme a Figura 6.17, a frequência de cruzamento ocorre em 600 Hz para uma margem de fase de $61,43^\circ$, e a FT para o sistema em laço aberto com compensador de tensão $[FTL_{accvbd}(s)]$ é vista na Eq. (6.56).

$$FTL_{accvbd}(s) = FTL_{scvbd}(s) \cdot C_{vb}(s) \quad (6.56)$$

Figura 6.17 – Diagrama de Bode da $FTL_{Accvbd}(s)$: (a) ganho, e (b) fase.



Fonte: próprio autor.

6.7.1.2 Procedimento para projeto do compensador da malha de corrente $C_{ib}(s)$

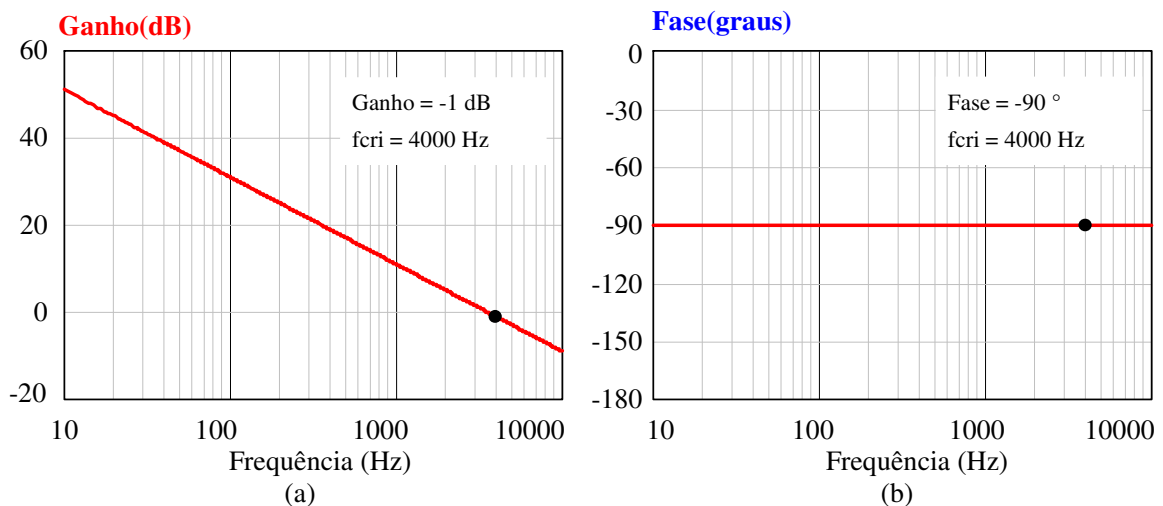
- **Esboçando o diagrama de Bode para o sistema em laço aberto sem compensador de corrente:** conforme a Figura 6.18, a FT para o sistema em laço aberto sem compensador de corrente $[FTL_{Ascibd}(s)]$ é apresentada na Eq. (6.57), nesta são observados a planta de corrente $[G_{ibd}(s)]$, a FT do sensor de corrente $[H_{ib}(s)]$, e o ganho do modulador $[F_m(s)]$. O diagrama de bode da $FTL_{Ascibd}(s)$ é esboçado na Figura 6.18.

$$FTL_{Ascibd}(s) = G_{ibd}(s) \cdot H_{ib}(s) \cdot F_m(s) \quad (6.57)$$

$$FTL_{Ascibd}(s) = \frac{40,5}{s \cdot 1,5 \cdot 10^{-3}} \cdot (2) \cdot \left(\frac{1}{2,4}\right)$$

As curvas de bode para a $FTL_{Ascibd}(s)$ são esboçadas na Figura 6.18.

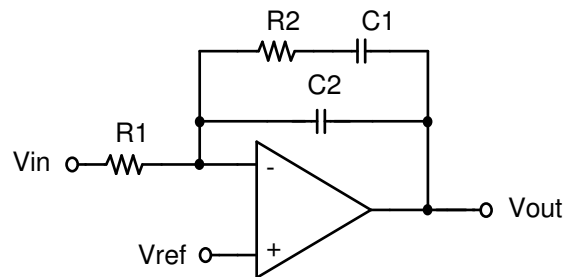
Figura 6.18 – Diagrama de Bode da $FTL_{Ascibd}(s)$: (a) ganho, e (b) fase.



Fonte: próprio autor.

- **Análise gráfica do ganho e da fase de $FTLAscibd(s)$ na f_{cri} :** na Figura 6.18, um ganho de -1 dB e uma fase de -90° em 4000Hz; logo, um avanço de fase (α) 60° deve ser promovido pelo compensador, de modo que a margem de fase especificada para o sistema seja a considerada em projeto.
- **Escolha do compensador:** o compensador Proporcional Integral com filtro ilustrado na Figura 6.19 é utilizado nesta aplicação, cuja FT é vista na Eq. (6.58).

Figura 6.19 – Compensador Proporcional Integral com Filtro (tipo 2).



Fonte: próprio autor.

$$Cib(s) = \frac{(1 + s \cdot R2 \cdot C1)}{s \cdot R1 \cdot (s \cdot R2 \cdot C1 \cdot C2 + C1 + C2)} \quad (6.58)$$

- **Projetando o compensador em função do avanço de fase requerido:** fazendo uso do critério de alocação de pólos e zeros pelo “método do fator k”, para o circuito tipo 2 (avanço de fase menor que 90°) o zero é colocado um ‘fator k’ abaixo de f_{cri} , enquanto o pólo fica um ‘fator k’ acima de f_{cri} . Na Eq. (6.59) a função da curva referente ao circuito tipo 2, e o valor de ‘k’. As expressões para a determinação do ganho do compensador em valor absoluto, e dos valores dos componentes discretos são indicadas nas Eqs. (6.60)...(6.63) (VENABLE, 1983); adota-se $R1 = 10 \text{ k}\Omega$.

$$\alpha(k) = \left(2 \cdot \arctg(k) - \frac{\pi}{2}\right) \cdot \frac{180}{\pi} \rightarrow k = 3,732 \quad (6.59)$$

$$G = 10^{Av/20} \Rightarrow 10^{1/20} \rightarrow G = 1,12 \quad (6.60)$$

$$C2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{cri} \cdot G \cdot R1 \cdot k} \Rightarrow \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 4000 \cdot 1,12 \cdot 10000 \cdot 3,732} \rightarrow C2 = 9,5 \cdot 10^{-10} \text{ F} \quad (6.61)$$

$$C1 = C2 \cdot (k^2 - 1) \Rightarrow 9,5 \cdot 10^{-10} \cdot (3,732^2 - 1) \rightarrow C1 = 1,22 \cdot 10^{-8} \text{ F} \quad (6.62)$$

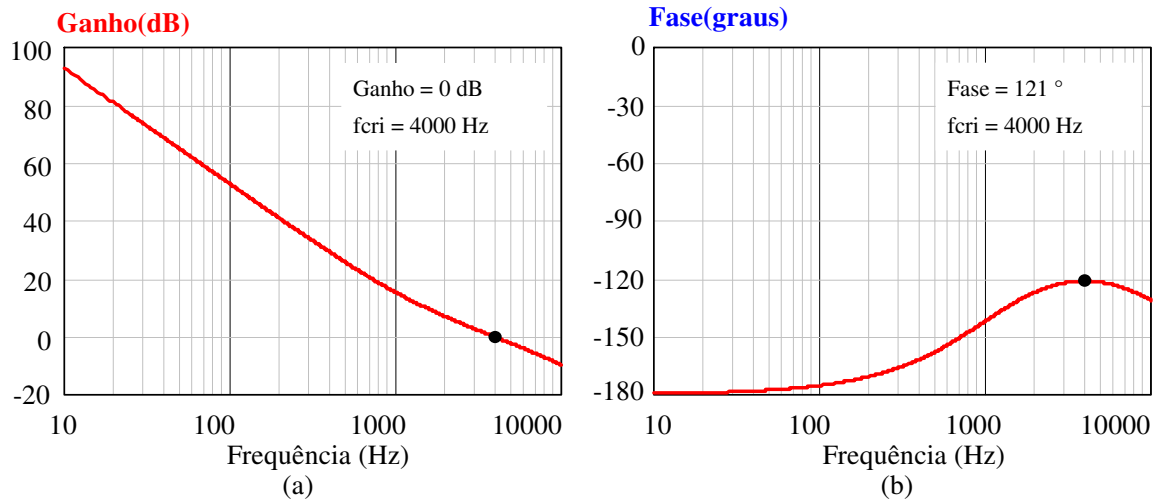
$$R2 = \frac{k}{2 \cdot \pi \cdot f_{cri} \cdot C1} \Rightarrow \frac{3,732}{2 \cdot \pi \cdot 4000 \cdot 1,22 \cdot 10^{-8}} \rightarrow R2 = 1,21 \cdot 10^4 \text{ k}\Omega \quad (6.63)$$

Logo, adotam-se os seguintes valores comerciais: $C1 = 12\text{nF}$, $C2 = 1\text{nF}$, e $R1 = 10\text{k}\Omega$, e $R2 = 12\text{k}\Omega$.

- **Esboçando o diagrama de Bode para o sistema em laço aberto com compensador de corrente:** na Figura 6.20, a frequência de cruzamento ocorre em

4000 Hz para uma margem de fase de 59° e a FT para o sistema em laço aberto com compensador de corrente $[FTLAccibd(s)]$ é vista na Eq. (6.64).

Figura 6.20 – Diagrama de Bode da $FTLAccisd(s)$: (a) ganho, e (b) fase.



Fonte: próprio autor.

$$FTLAccibd(s) = FTLAscibd(s) \cdot Cib(s) \quad (6.64)$$

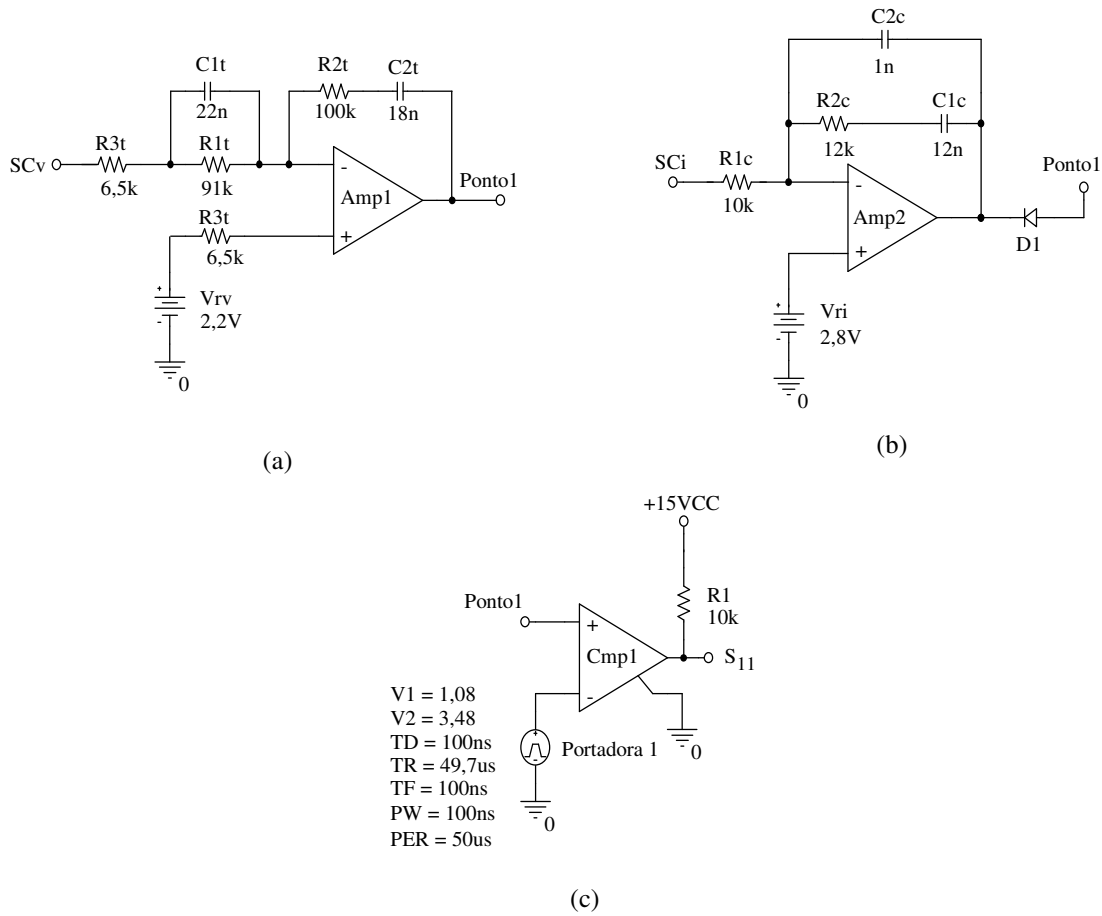
6.7.2 Esquemático do Circuito de Controle do Carregador de Baterias

Nesta seção o circuito de controle do carregador de baterias é apresentado. No esquemático do circuito de potência ilustrado na Figura 6.7, a corrente em Lb_2 e a tensão no banco de baterias (Vb) são amostradas por um sensor de corrente (H1) e por um sensor de tensão (E1), respectivamente. As grandezas medidas são comparadas a um respectivo valor de referência, e o erro obtido passa por um compensador que proporciona uma determinada dinâmica ao sistema. O esquemático do circuito de controle observado na Figura 6.21 foi obtido a partir da subseção 6.7.1, verifica-se a presença de duas malhas de realimentação conectadas em paralelo, onde o diodo **D1** mantém o paralelismo.

6.8 Considerações Finais

Neste capítulo foi estudado o carregador de baterias, ou estágio carregador, desde a análise qualitativa até o projeto dos compensadores. A análise para os dois níveis de tensão na entrada é indiferente. Finalmente, o projeto dos compensadores foi apresentado.

Figura 6.21 – Esquemático do circuito de controle do carregador de baterias: (a) compensador de tensão, (b) compensador de corrente, e (c) comparador 1.



Fonte: próprio autor.

7 RESULTADOS SIMULADOS E EXPERIMENTAIS

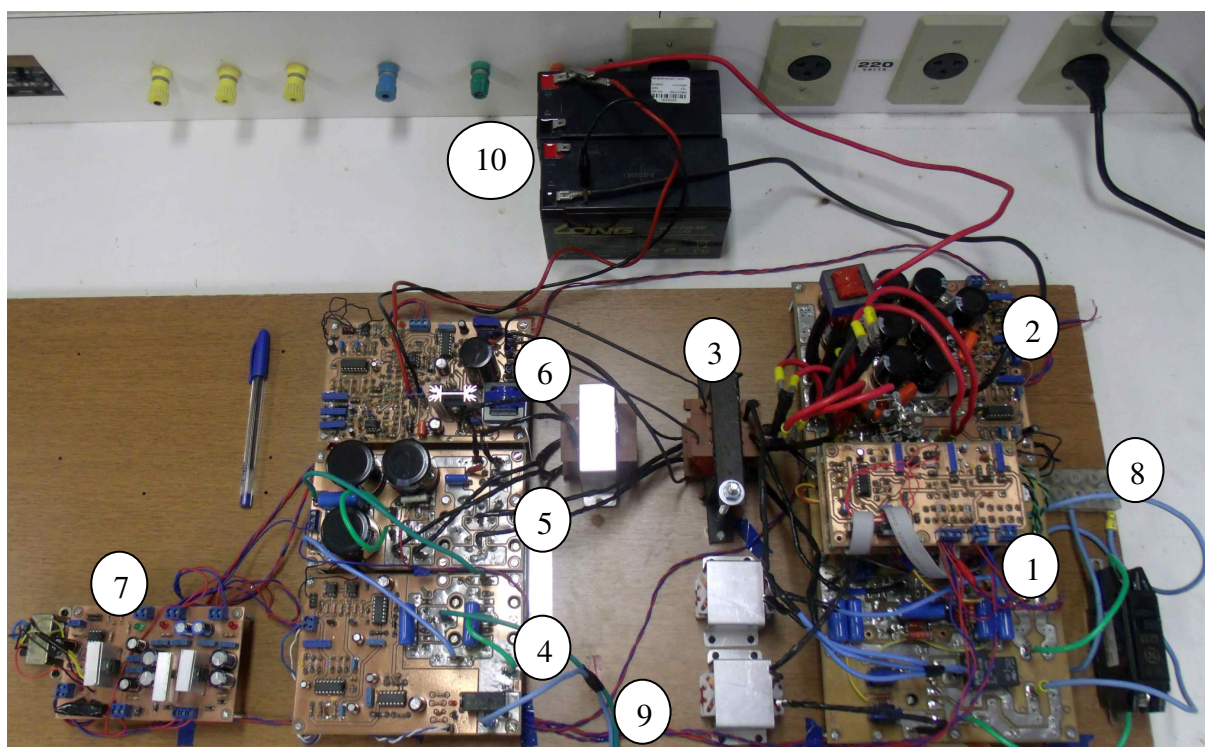
Neste sexto capítulo apresentam-se os resultados simulados e experimentais obtidos com a montagem de um protótipo. São tratados em seqüência: introdução, resultados obtidos em simulação, e resultados obtidos com o protótipo.

7.1 Introdução

Em função da fundamentação teórica apresentada nos capítulos anteriores, são mostrados os resultados simulados e experimentais obtidos com o protótipo, o qual foi construído a partir das seções “procedimento e exemplo de projeto”.

Durante a montagem do protótipo ilustrado na Figura 7.1, optou-se pela interconexão dos diferentes conversores devido à simplicidade na montagem. Pode-se então indicar na ilustração os seguintes elementos: (1) CA-CC, (2) CC-CC, (3) transformador isolador de alta frequência, (4) CC-CA, (5) barramento CC, (6) carregador de baterias, (7) fonte de alimentação do circuito, (8) bornes de conexão com a rede, (9) bornes de conexão com a carga, e (10) banco de baterias.

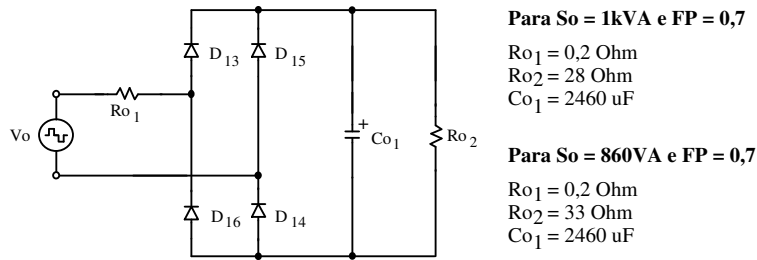
Figura 7.1 – Ilustração do protótipo desenvolvido.



Fonte: próprio autor.

Quanto aos resultados obtidos em simulação e com o protótipo, estes foram obtidos para uma carga não linear na saída do conversor CC-CA: em modo rede, $S_o = 1\text{kVA}$ e $FP = 0,7$; e em modo bateria (somente protótipo), $S_o = 860\text{VA}$, e $FP = 0,7$, ver a Figura 7.2.

Figura 7.2 – Detalhe da carga não-linear utilizada para simulação e experimental.

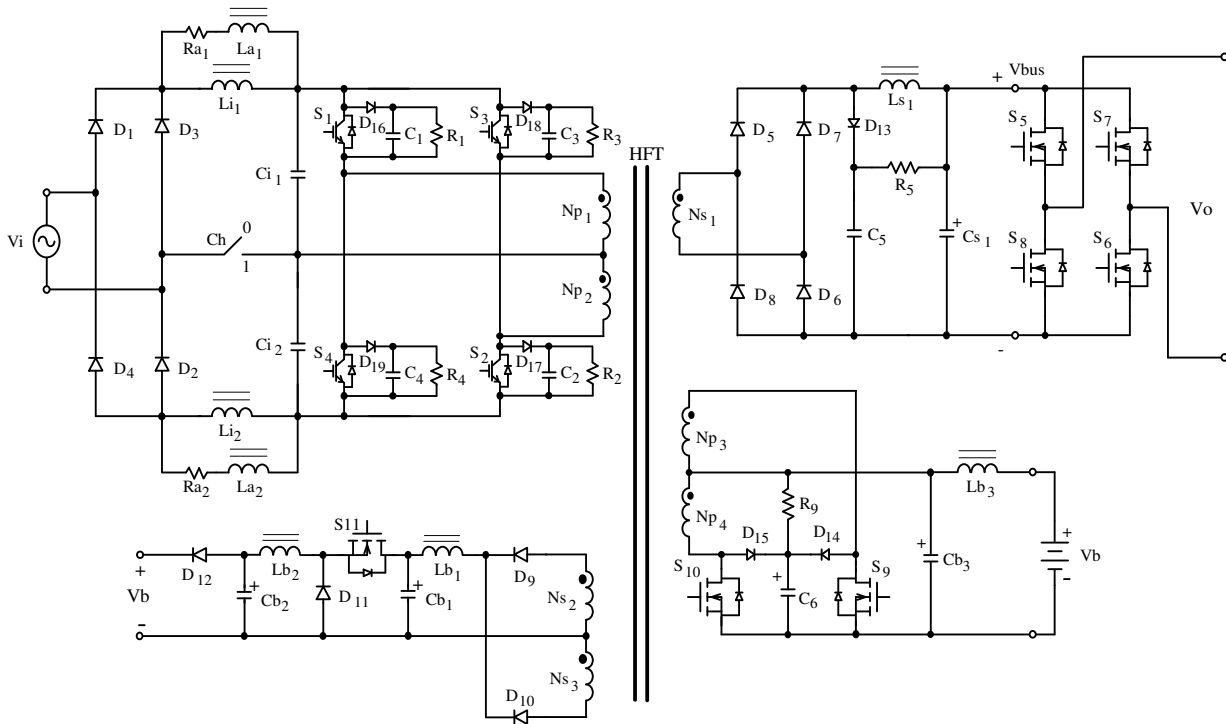


Fonte: próprio autor.

7.2 Resultados Obtidos em Simulação

Antes da montagem do protótipo, trabalhou-se com ferramentas computacionais para a obtenção do comportamento das grandezas elétricas do *nobreak* monofásico proposto, ver Figura 7.3. Sendo assim, são apresentadas as formas de onda inerentes as principais grandezas do circuito em regime permanente, e também ensaios correspondente a transitórios.

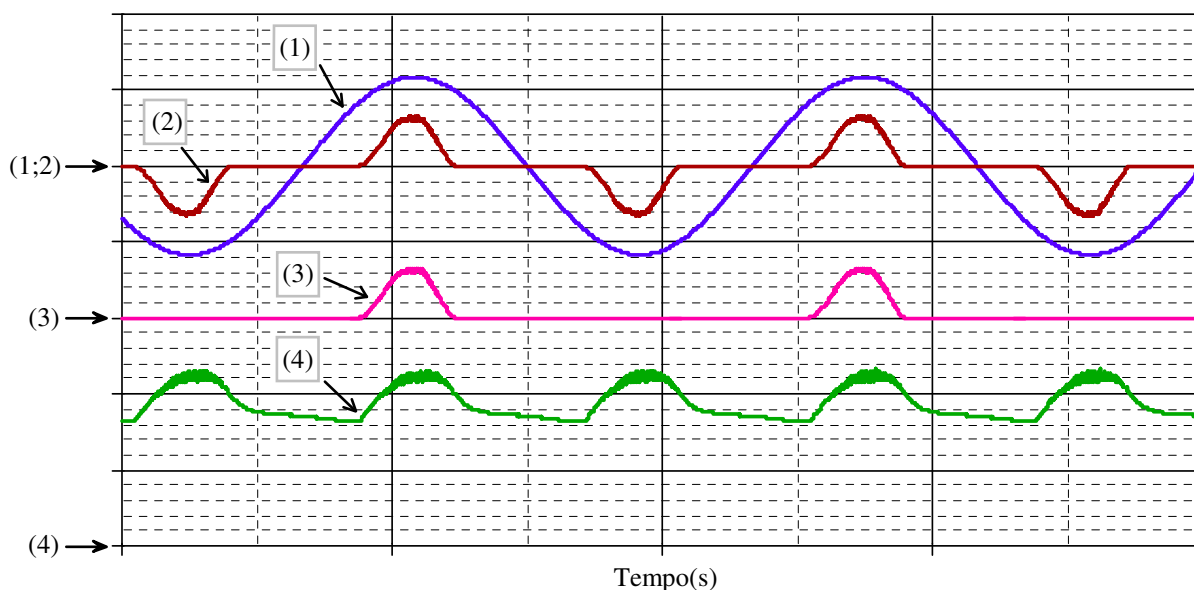
Figura 7.3 – Esquemático referente ao *nobreak* monofásico proposto.



Fonte: próprio autor.

Para a operação em modo rede, a simulação é realizada para a situação de tensão mínima $V_i = 82,5\text{V}$. Na Figura 7.4, o comportamento de algumas das principais grandezas do circuito com detalhamento em baixa frequência é esboçado; notam-se o comportamento pulsado da corrente na entrada, a corrente circulante em L_{i1} para semiciclo positivo da senoide (retificador meia-onda), e a tensão entre os pontos **c** e **d** vistos na Figura 7.3.

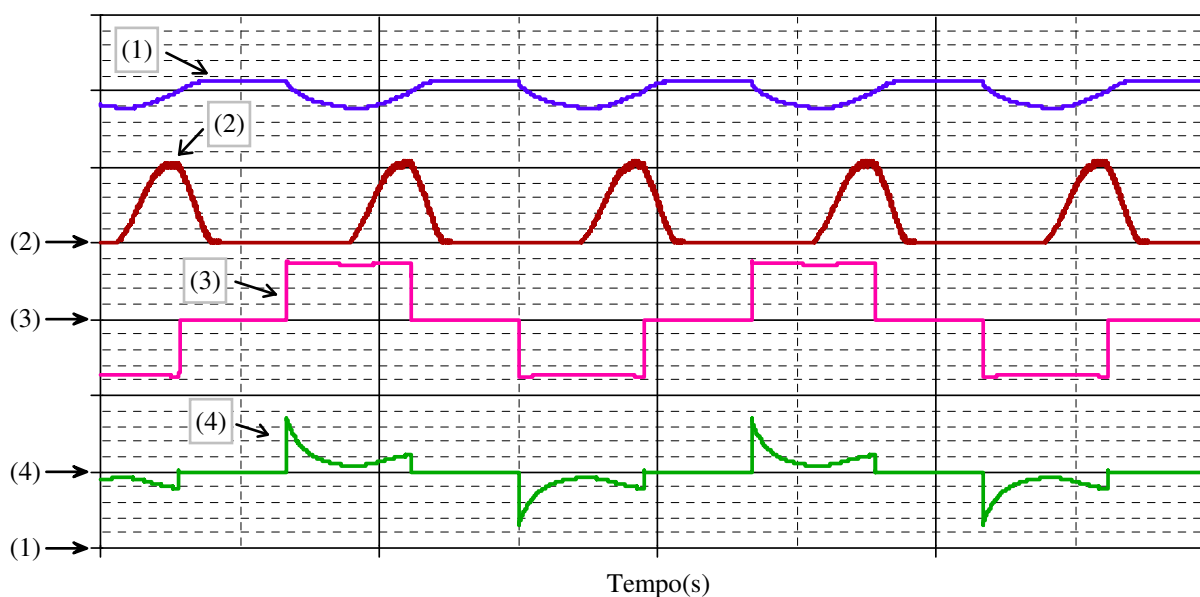
Figura 7.4 – Simulação do conversor CA-CC para $V_i = 82,5$ V, $S_o = 1$ kVA, e $FP = 0,7$: (1) tensão na entrada [100 V/div], (2) corrente na entrada [50 A/div], (3) corrente no indutor L_{i1} [50 A/div], e (4) tensão na saída do filtro de entrada V_{cd} [100 V/div]; tempo [5 ms/div].



Fonte: próprio autor.

Em continuação a Figura 7.4, observa-se na Figura 7.5 o detalhe da ondulação da tensão no barramento (aproximadamente 10V), a corrente pulsada em I_{Ls1} , e o detalhe da corrente na saída do inversor para uma carga de natureza não linear 1kVA e $FP = 0,7$.

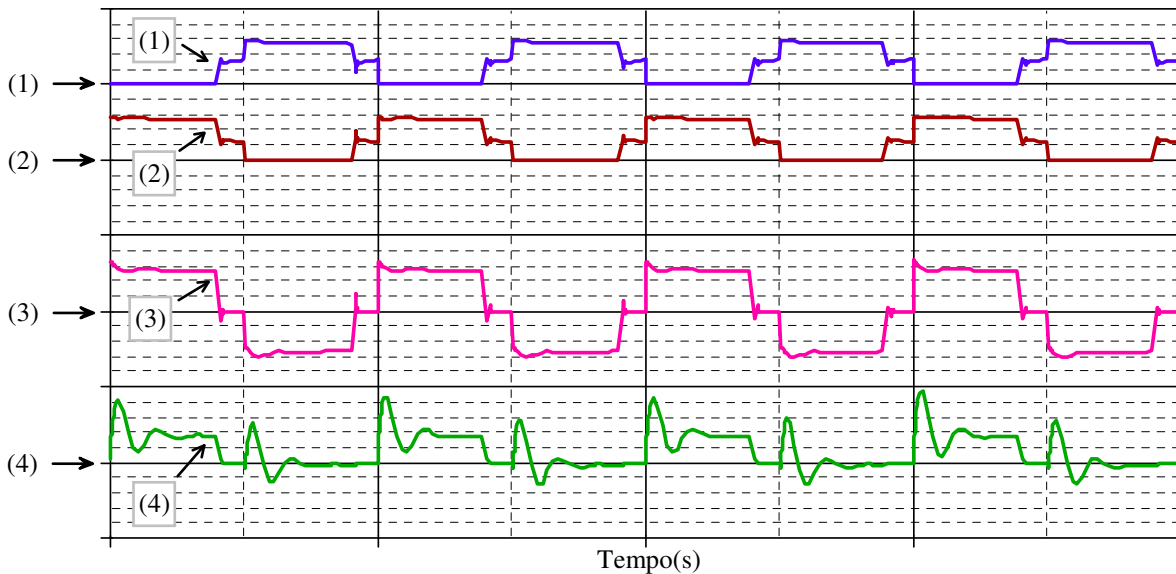
Figura 7.5 – Simulação do conversor CA-CC para $V_i = 82,5$ V, $S_o = 1$ kVA, e $FP = 0,7$: (1) tensão no barramento [25 V/div], (2) corrente no indutor L_{s1} [20 A/div], (3) tensão na saída do inversor [200 V/div], e (4) corrente na saída do inversor [50 A/div]; tempo [5 ms/div].



Fonte: próprio autor.

Nas Figuras 7.6 e 7.7, mostra-se o esboço do comportamento das principais grandezas do circuito com detalhe em alta frequência. Observa-se a estratégia de modulação, tensões e correntes nos enrolamentos N_{s1} e N_{p1} , e a ondulação de corrente de 2 A em L_{s1} .

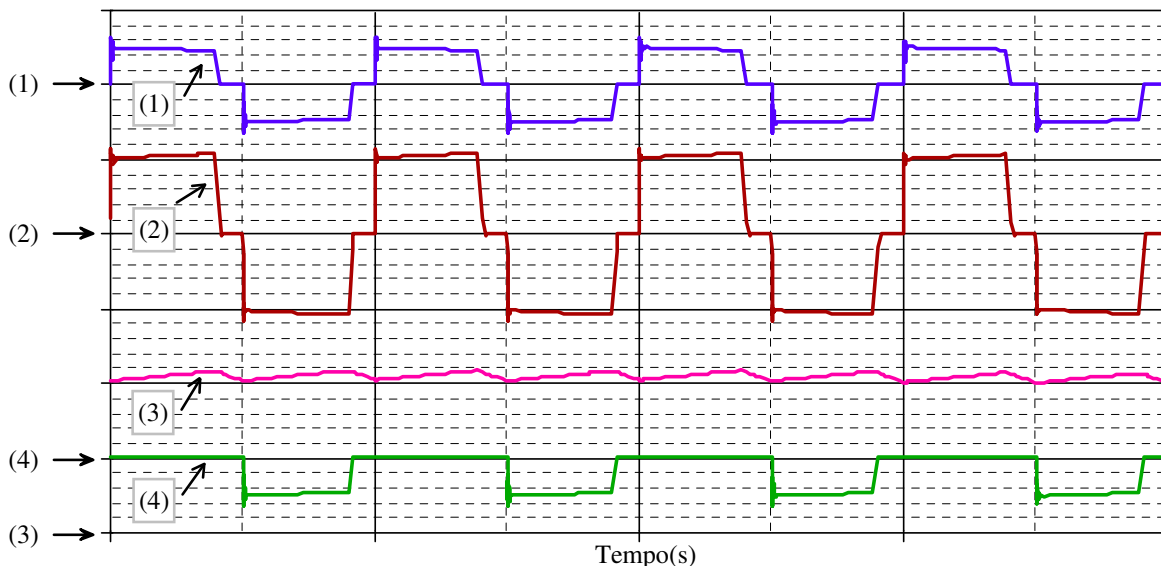
Figura 7.6 – Simulação do Conversor CA-CC para $V_i = 82,5$ V, $S_o = 1$ kVA, e $FP = 0,7$: (1) tensão na chave **S1** [400 V/div], (2) tensão na chave **S4** [400 V/div], (3) tensão no enrolamento **Np1** [200 V/div], e (4) corrente no enrolamento **Np1** [100 A/div]; [25 us/div].



Fonte: próprio autor.

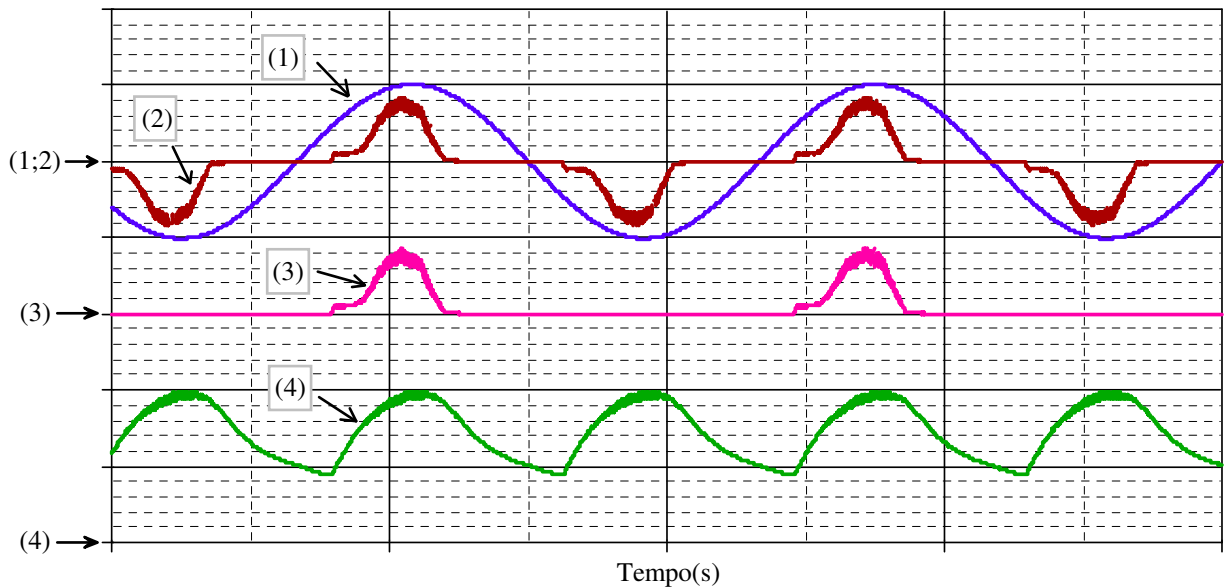
Em complementação a Figura 7.4, a operação em modo rede permite o estudo do conversor CA-CC para outros valores de V_i iguais a 143V, 176V, e 264V. Um estudo comparativo entre as Figuras 7.4, 7.8, 7.9, e 7.10 evidencia o aspecto pulsante da corrente na entrada, acompanhado da redução da amplitude de corrente em L_{i1} para a mesma potência na saída, e a configuração do retificador (meia onda, ou onda completa). A ondulação de tensão entre os pontos **c** e **d** vistos na Figura 7.3. As grandezas esboçadas na Figura 7.5 são idênticas para outros valores de V_i , e assim não serão repetidas.

Figura 7.7 – Simulação do conversor CA-CC para $V_i = 82,5$ V, $S_o = 1$ kVA, e $FP = 0,7$: (1) tensão no enrolamento **Ns1** [400 V/div], (2) corrente no enrolamento **Ns1** [20 A/div], (3) corrente no indutor **Ls1** [10 A/div], e (4) tensão reversa no diodo **D5** [400 V/div]; [25 us/div].



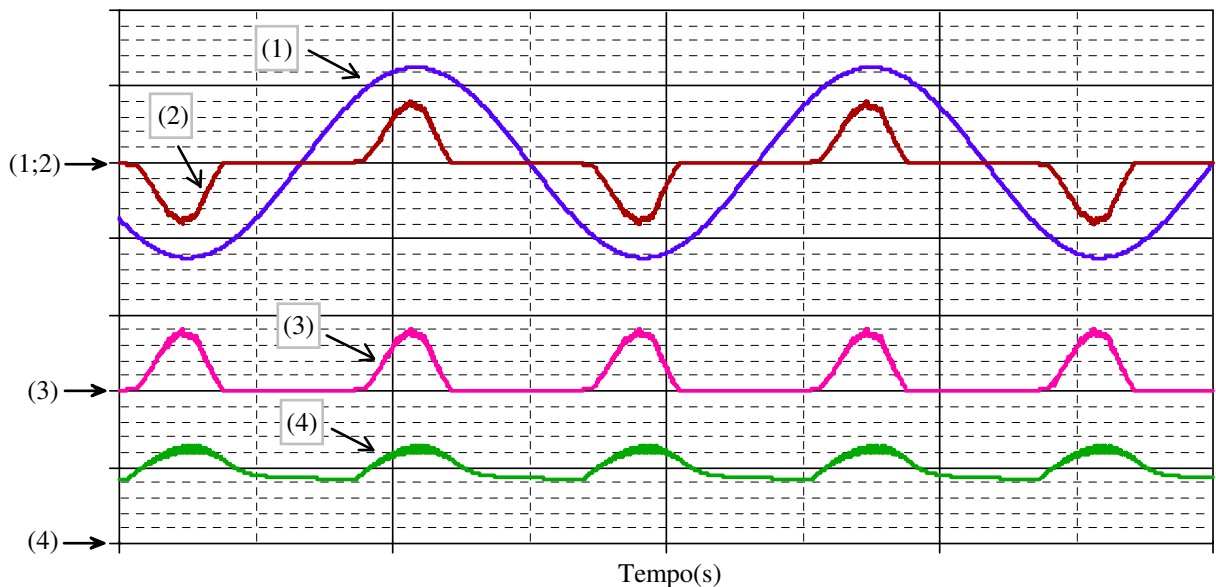
Fonte: próprio autor.

Figura 7.8 – Simulação do conversor CA-CC para $V_i = 143$ V, $S_o = 1$ kVA, e $FP = 0,7$: (1) tensão na entrada [200 V/div], (2) corrente na entrada [25 A/div], (3) corrente no indutor L_{i1} [25 A/div], e (4) tensão na saída do filtro de entrada V_{cd} [200 V/div]; tempo [5 ms/div].



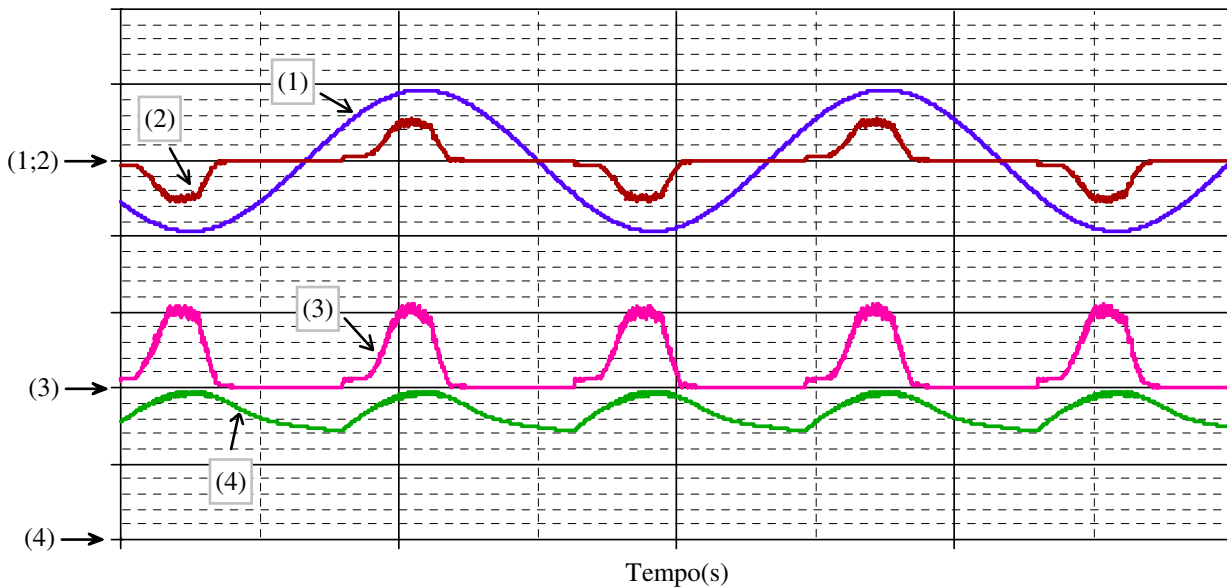
Fonte: próprio autor.

Figura 7.9 – Simulação do conversor CA-CC para $V_i = 176$ V, $S_o = 1$ kVA, e $FP = 0,7$: (1) tensão na entrada [200 V/div], (2) corrente na entrada [20 A/div], (3) corrente no indutor L_{i1} [20 A/div], e (4) tensão na saída do filtro de entrada V_{cd} [200 V/div]; tempo [5 ms/div].



Fonte: próprio autor.

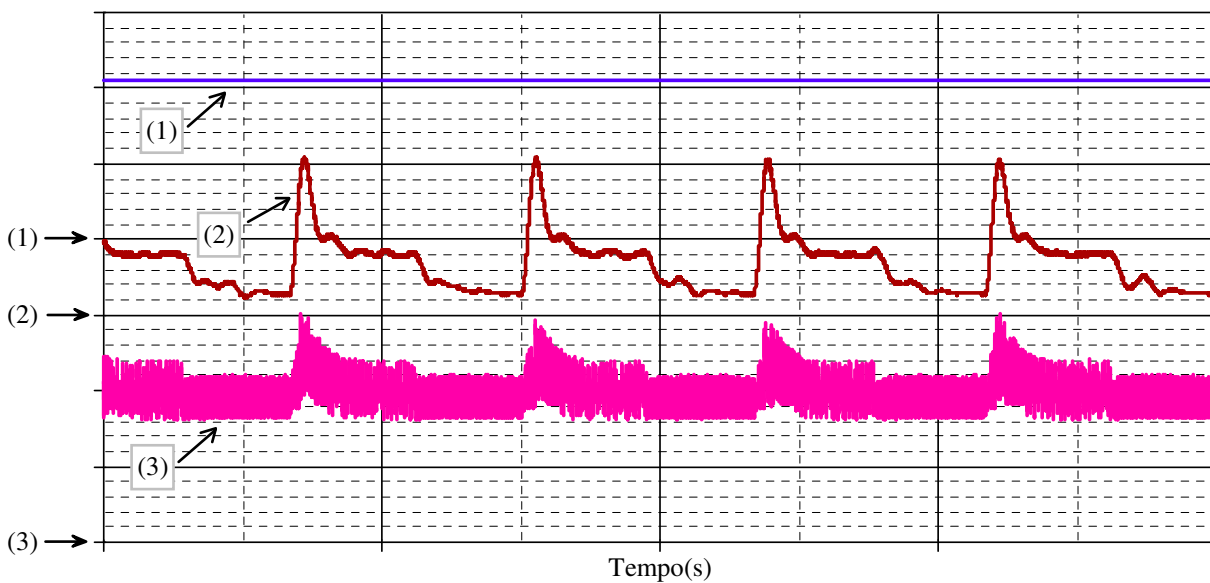
Figura 7.10 – Simulação do conversor CA-CC para $V_i = 264 \text{ V}$, $S_o = 1 \text{ kVA}$, e $FP = 0,7$: (1) tensão na entrada [400 V/div], (2) corrente na entrada [20 A/div], (3) corrente no indutor L_{i1} [10 A/div], e (4) tensão na saída do filtro de entrada V_{cd} [200 V/div]; tempo [5 ms/div].



Fonte: próprio autor.

Referente à operação em modo bateria, a simulação é realizada para o valor de tensão mínima no banco de baterias $V_{b_{\min}} = 20,4\text{V}$. Na Figura 7.11 as grandezas do circuito são esboçadas com detalhamento em baixa frequência, também um pico de corrente de 100A em I_b e um valor de tensão V_{gr} inferior a 60V no capacitor grampeador no instante em que a carga não-linear na saída exige um pulso de corrente.

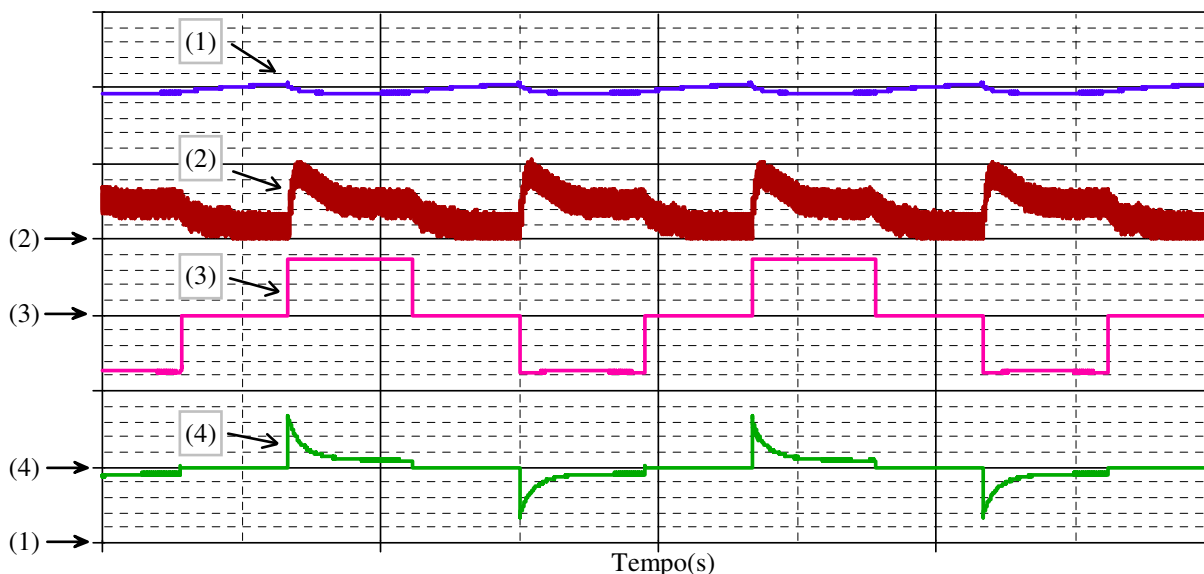
Figura 7.11 – Simulação do conversor CC-CC para $V_b = 20,4 \text{ V}$, $S_o = 1 \text{ kVA}$, e $FP = 0,7$: (1) tensão no banco de baterias [10 V/div], (2) corrente no banco de baterias [50 A/div], e (3) tensão no capacitor *snubber* [20 V/div]; tempo [5 ms/div].



Fonte: próprio autor.

Na Figura 7.12 atenta-se para o detalhe da ondulação da tensão no barramento (aproximadamente 5V), o comportamento contínuo e descontínuo da corrente em \mathbf{IL}_{S1} , a forma de onda da tensão na saída, e o detalhe da corrente na saída do inversor para uma carga de natureza não linear 1kVA e FP = 0,7.

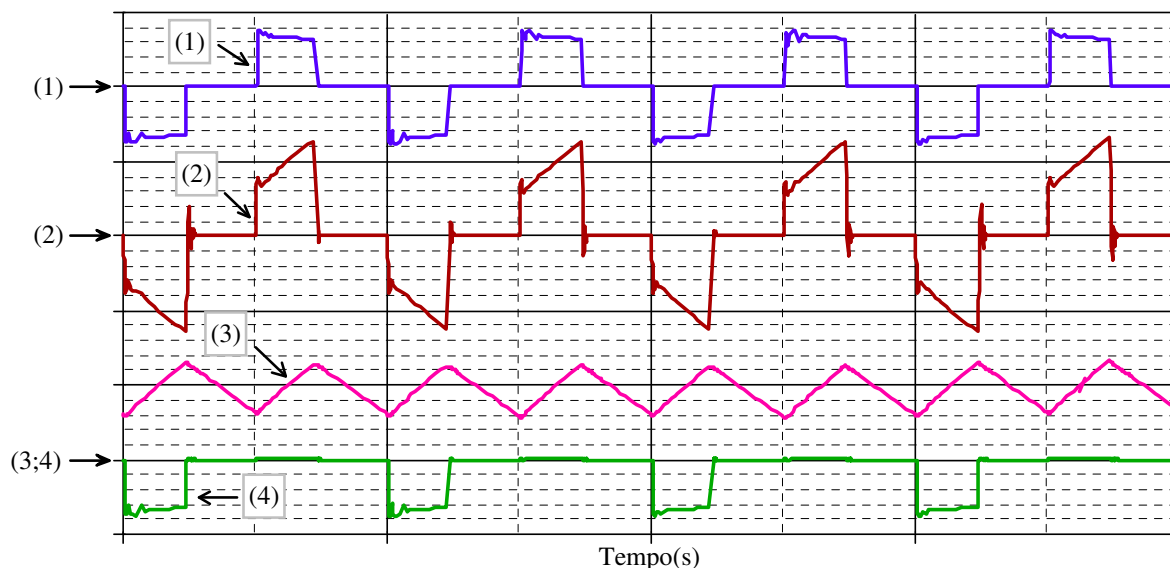
Figura 7.12 – Simulação do conversor CC-CC para $V_b = 20,4$ V, $S_o = 1$ kVA, e FP = 0,7: (1) tensão no barramento [25 V/div], (2) corrente no indutor \mathbf{L}_{S1} [10 A/div], (3) tensão na saída do inversor [200 V/div], e (4) corrente na saída do inversor [50 A/div]; tempo [5 ms/div].



Fonte: próprio autor.

Na Figura 7.13 é mostrado o comportamento das principais grandezas do conversor CC-CC com detalhamento em alta frequência. O detalhe da tensão e da corrente no enrolamento \mathbf{Ns}_1 , a ondulação de corrente de 3A em \mathbf{L}_{S1} , e a tensão reversa em \mathbf{D}_5 .

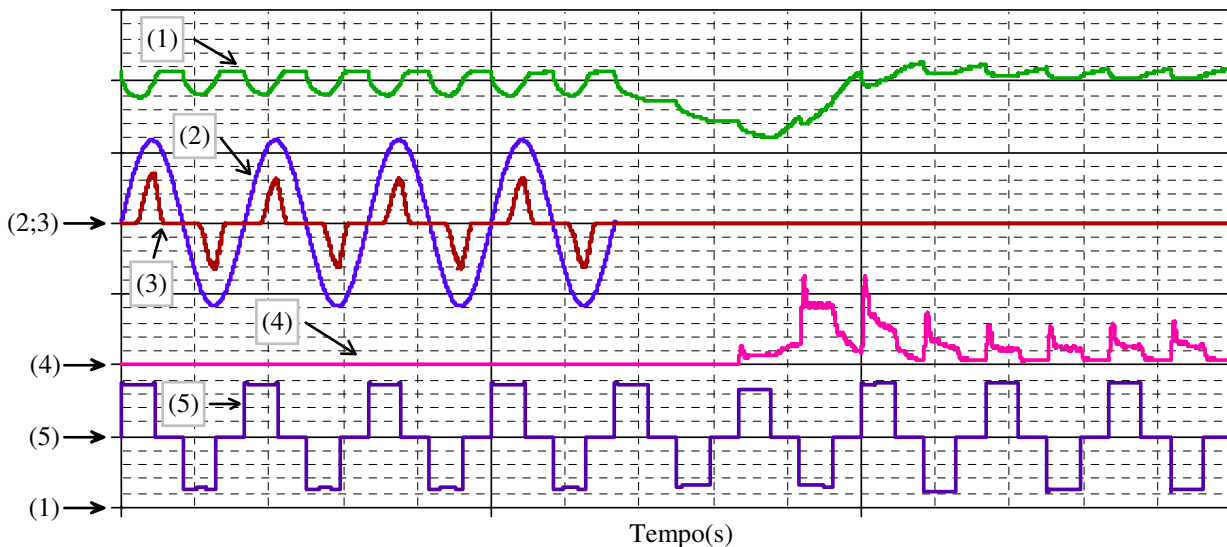
Figura 7.13 – Simulação do conversor CC-CC para $V_b = 20,4$ V, $S_o = 1$ kVA, e FP = 0,7: (1) tensão no enrolamento \mathbf{Ns}_1 [500 V/div], (2) corrente no enrolamento \mathbf{Ns}_1 [5 A/div], (3) corrente no indutor \mathbf{L}_{S1} [5 A/div], e (4) tensão reversa no diodo \mathbf{D}_5 [500 V/div]; [25 us/div].



Fonte: próprio autor.

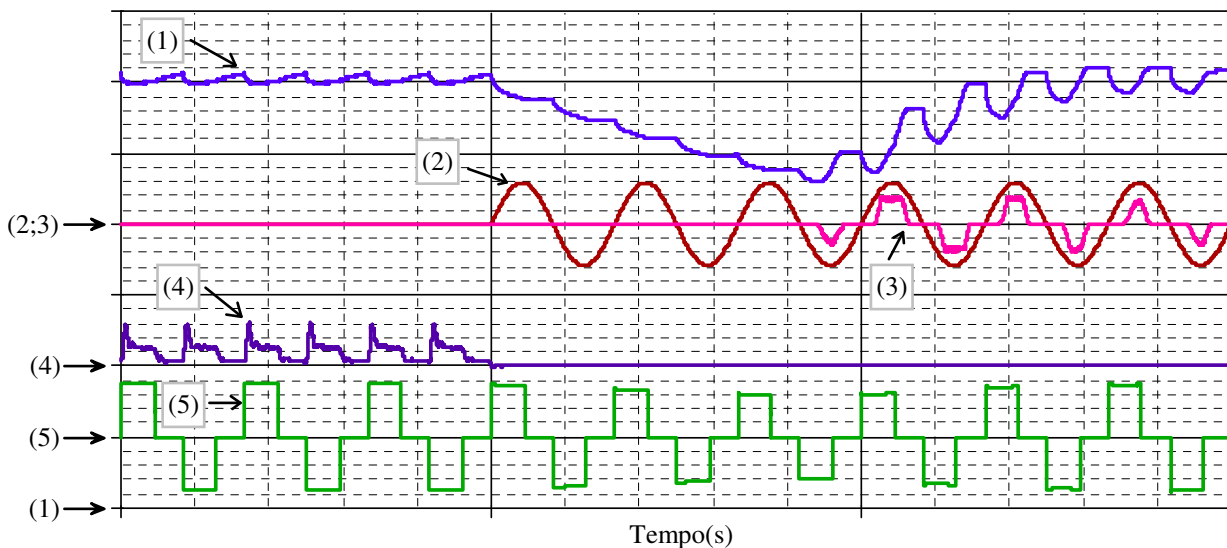
A transição a partir do modo rede para o modo bateria é observado na Figura 7.14 e as principais grandezas do circuito são esboçadas. Verifica-se um afundamento da tensão no barramento até 130V e um tempo de transição de 30ms. A tensão e corrente na entrada estão em conformidade a Figura 7.4, a corrente no banco de baterias semelhante a Figura 7.11, e a amplitude da tensão na saída do conversor CC-CA é reduzida no instante do transitório.

Figura 7.14 – Simulação de transição a partir do modo rede para modo bateria para $V_i = 82,5$ V, $S_o = 1$ kVA, e $FP = 0,7$: (1) tensão no barramento [25 V/div], (2) tensão na entrada [100 V/div], (3) corrente na entrada [50 A/div], (4) corrente no banco de baterias [200 A/div], e (5) tensão na saída do inversor [200 V/div]; tempo [10 ms/div].



Fonte: próprio autor.

Figura 7.15 – Simulação de transição a partir do modo bateria para modo rede para $V_i = 82,5$ V, $S_o = 1$ kVA, e $FP = 0,7$: (1) tensão no barramento [25 V/div], (2) tensão na entrada [200 V/div], (3) corrente na entrada [100 A/div], (4) corrente no barramento de baterias [200 A/div], e (5) tensão na saída do inversor [200 V/div]; tempo [10 ms/div].

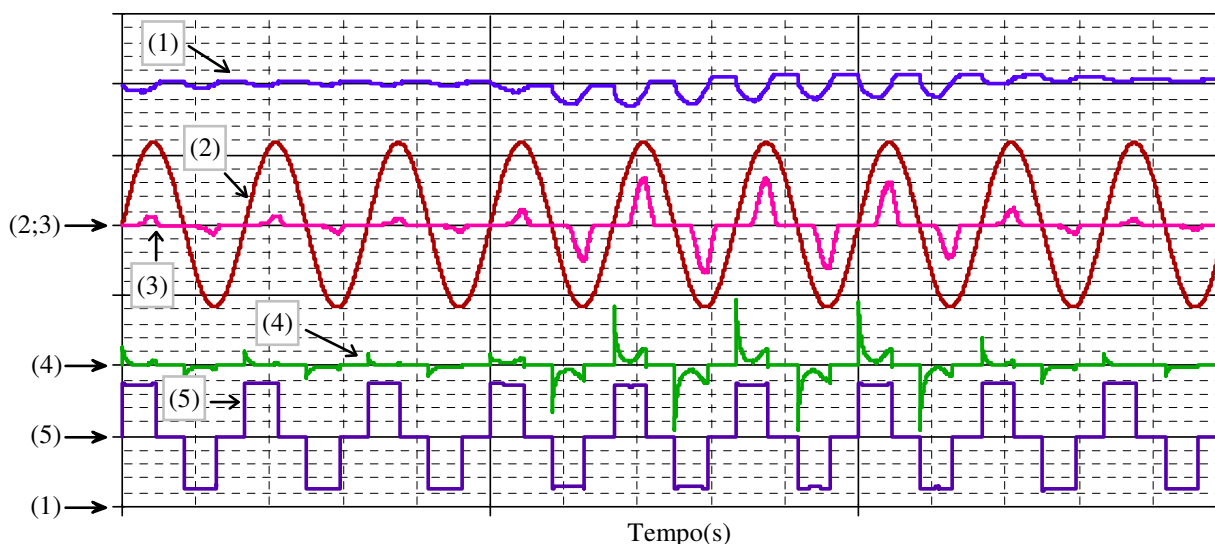


Fonte: próprio autor.

A transição a partir do modo bateria para o modo rede é observado na Figura 7.15. Algumas das principais grandezas do circuito são esboçadas, um afundamento da tensão no

barramento até 120V e um tempo de transição de 70 ms, a tensão e corrente na entrada estão em conformidade a Figura 7.4, a corrente no banco de baterias semelhante a Figura 7.11, e a amplitude da tensão na saída do inversor é reduzida no instante do transitório.

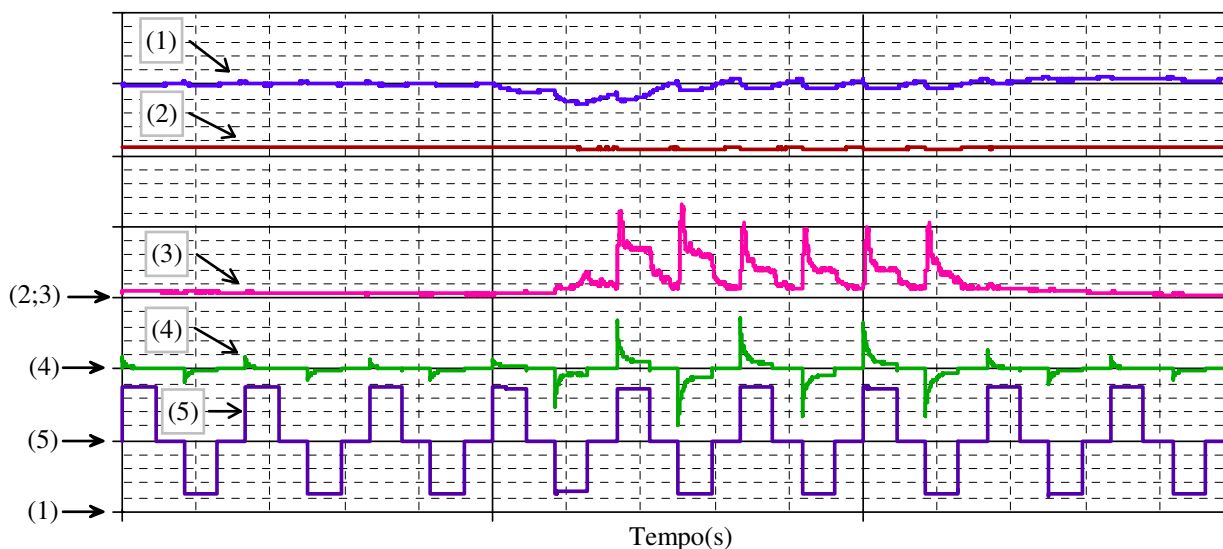
Figura 7.16 – Simulação conversor CA-CC para degrau de carga 20% a 100%, $V_i = 82,5$ V, $S_o = 1$ kVA, e $FP = 0,7$: (1) tensão no barramento [25 V/div], (2) tensão na entrada [100 V/div], (3) corrente na entrada [50 A/div], (4) corrente na saída do inversor [50 A/div], e (5) tensão na saída do inversor [200 V/div]; tempo [10 ms/div].



Fonte: próprio autor.

Os resultados obtidos com a simulação do conversor CA-CC frente ao degrau de carga 20% a 100% são observado na Figura 7.16. Verificam-se claramente os instantes de entrada e de saída do degrau, e no instante em que a carga está em 100%, também um aumento da ondulação da tensão no barramento, bem como o aumento da correntes I_i e I_o .

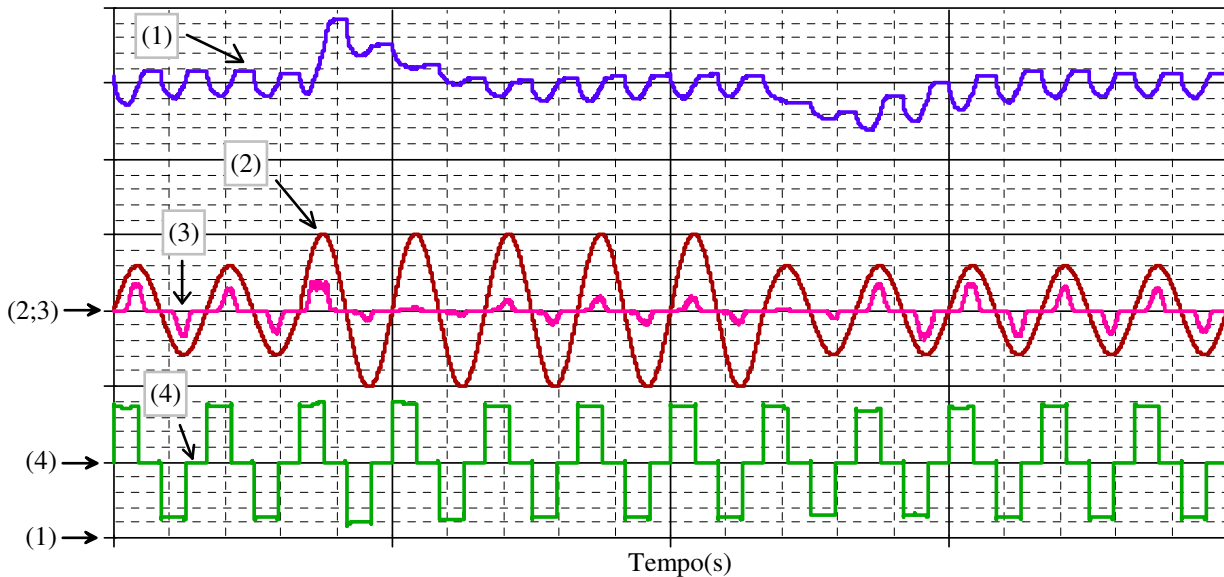
Figura 7.17 – Simulação conversor CC-CC para degrau de carga 20% a 100%, $V_b = 20,4$ V, $S_o = 1$ kVA, e $FP = 0,7$: (1) tensão no barramento [25 V/div], (2) tensão no banco de baterias [10 V/div], (3) corrente no banco de baterias [100 A/div], (4) corrente na saída do inversor [50 A/div], e (5) tensão na saída do inversor [200 V/div]; tempo [10 ms/div].



Fonte: próprio autor.

Os resultados obtidos com a simulação do conversor CC-CC frente ao degrau de carga 20% a 100% são observado na Figura 7.17. Verificam-se claramente os instantes de entrada e de saída do degrau, e no instante em que a carga está em 100% um aumento da ondulação da tensão no barramento, bem como o aumento das correntes **I_b** e **I_o**.

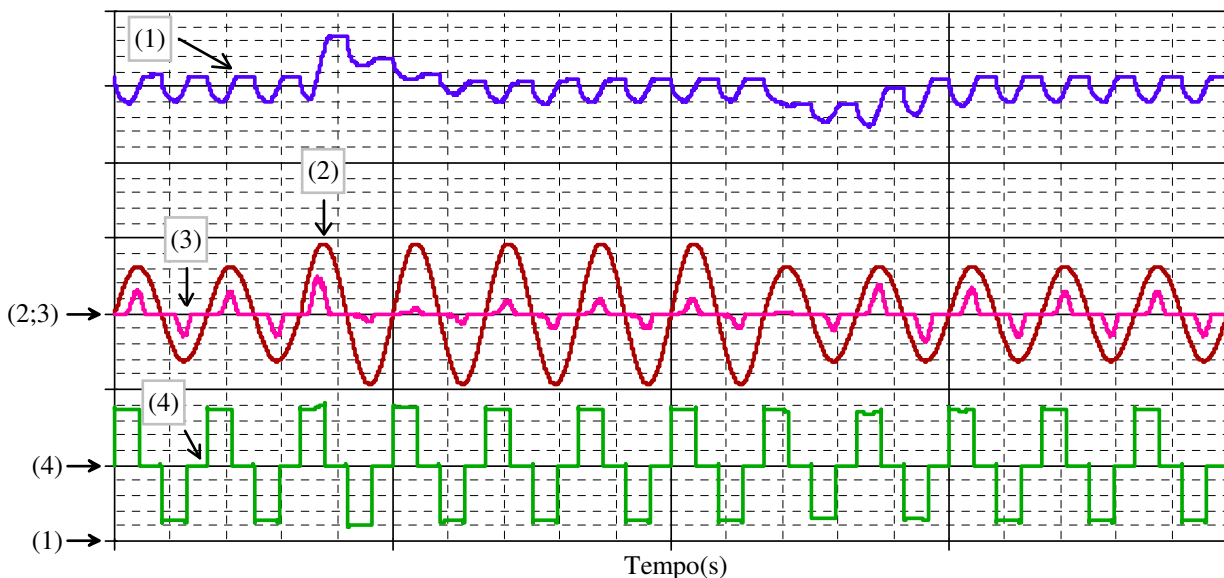
Figura 7.18 – Simulação conversor CA-CC para variação da tensão na entrada 82,5 V a 143 V, $S_o = 1\text{kVA}$, e $FP = 0,7$: (1) tensão no barramento [25V/div], (2) tensão na entrada [200V/div], (3) corrente na entrada [100A/div], e (4) tensão na saída do inversor [200V/div]; [10ms/div].



Fonte: próprio autor.

Os resultados obtidos com a simulação do conversor CA-CC frente à variação da tensão na entrada para os dois níveis de tensão permitidos são observados nas Figuras 7.18 e 7.19. Notam-se os instantes de entrada e de saída do degrau de tensão, e as variações de **V_{bus}**.

Figura 7.19 – Simulação conversor CA-CC para variação da tensão na entrada 176 V a 264 V, $S_o = 1\text{kVA}$, e $FP = 0,7$: (1) tensão no barramento [25V/div], (2) tensão na entrada [400V/div], (3) corrente na entrada [50A/div], e (4) tensão na saída do inversor [200V/div]; [10ms/div].

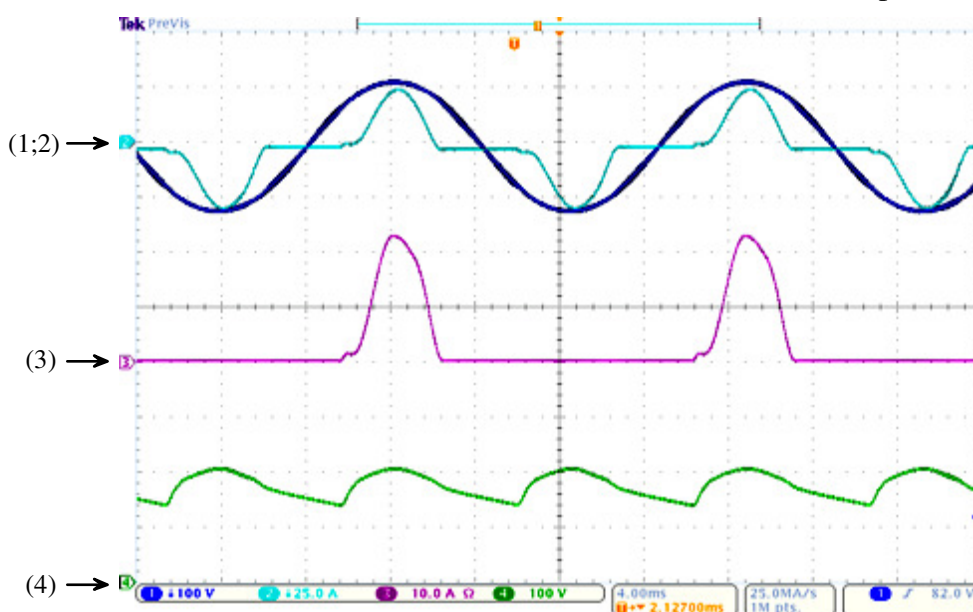


Fonte: próprio autor.

7.3 Resultados Obtidos com o Protótipo

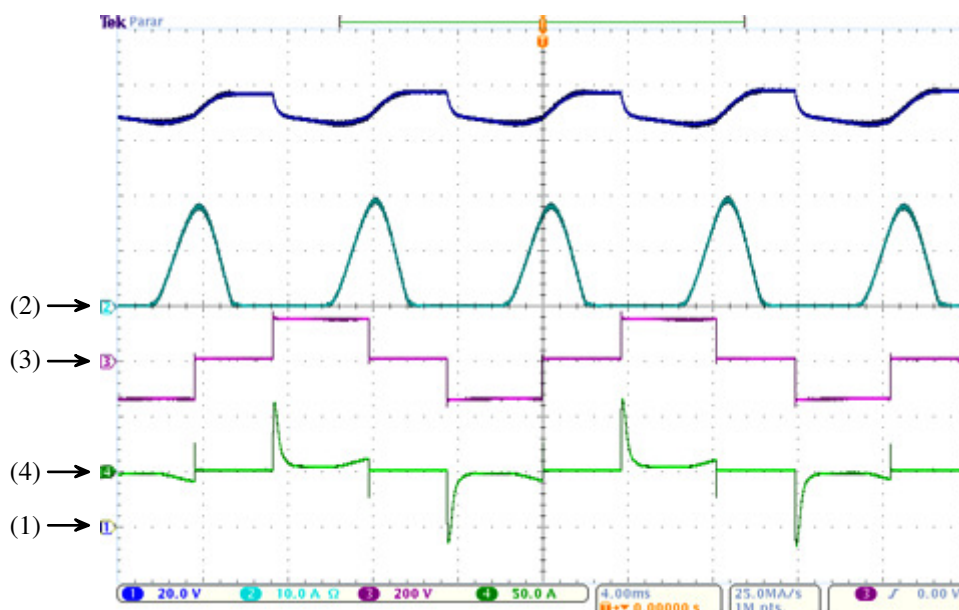
Os resultados experimentais são reunidos desde as Figuras 7.20 a Figura 7.29, e organizados de modo a serem comparados com os resultados simulados desde a Figura 7.4 até a Figura 7.13. O protótipo foi ensaiado com carga nominal, com exceção dos ensaios em modo bateria realizados para $S_o = 860\text{VA}$, e $\text{FP} = 0,7$, devido limitações térmicas de $S_{9..10}$.

Figura 7.20 – Experimentação do conversor CA-CC para $V_i = 82,5\text{ V}$, $S_o = 1\text{kVA}$, e $\text{FP} = 0,7$: (1) tensão na entrada [100 V/div], (2) corrente na entrada [25 A/div], (3) corrente no indutor L_{i1} [10 A/div], e (4) tensão na saída do filtro de entrada V_{cd} [100 V/div]; tempo [4 ms/div].



Fonte: próprio autor.

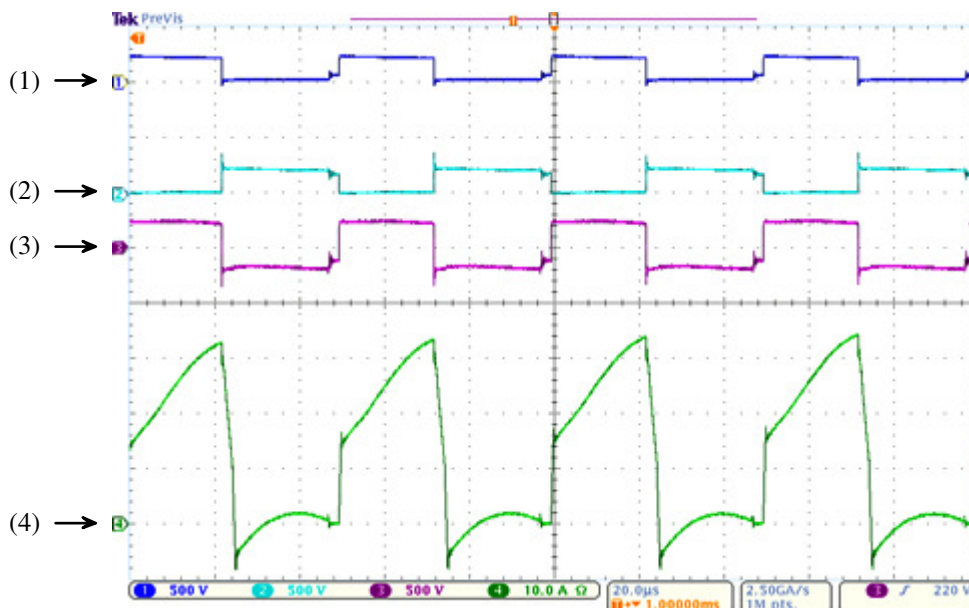
Figura 7.21 – Experimentação do conversor CA-CC para $V_i = 82,5\text{ V}$, $S_o = 1\text{ kVA}$, e $\text{FP} = 0,7$: (1) tensão no barramento [20 V/div], (2) corrente no indutor L_{s1} [10 A/div], (3) tensão na saída do inversor [200 V/div], e (4) corrente na saída do inversor [50 A/div]; tempo [4ms/div].



Fonte: próprio autor.

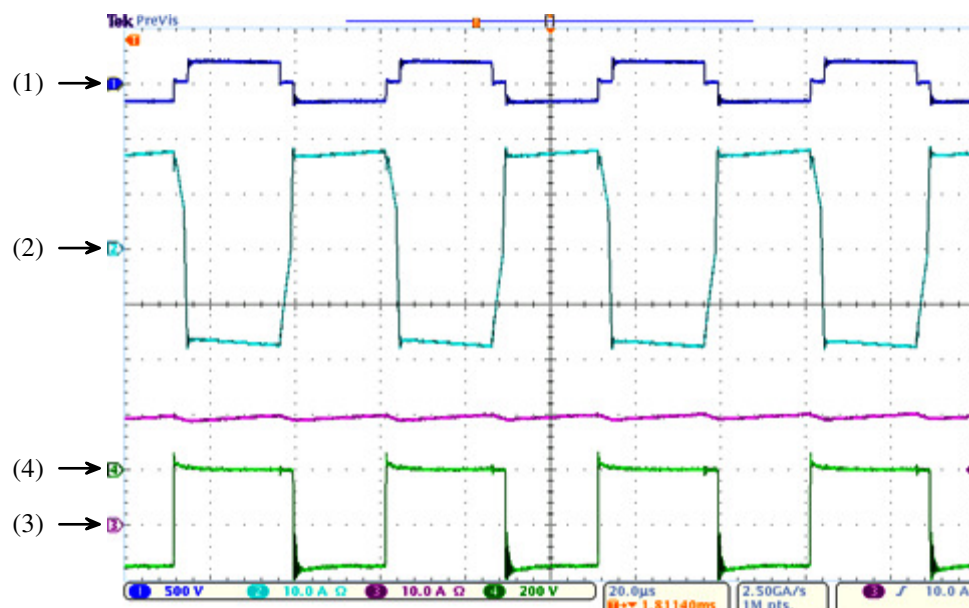
Nas Figuras 7.20 e 7.21, a operação da UPS proposta em modo rede com o detalhamento em baixa frequência é observado, cuja as aquisições foram realizadas para a situação da tensão mínima de $V_i = 82,5\text{V}$, $S_o = 1\text{kVA}$, e $FP = 0,7$. O aspecto pulsante da corrente e em fase com a tensão na entrada, uma ondulação de 60V entre os pontos **c** e **d** vistos na Figura 7.3, uma ondulação de 12V na tensão no barramento, e o aspecto descontínuo da corrente na saída do inversor.

Figura 7.22 – Experimentação do conversor CA-CC para $V_i = 82,5\text{ V}$, $S_o = 1\text{ kVA}$, e $FP = 0,7$: (1) tensão na chave S_1 [500 V/div], (2) tensão na chave S_4 [500 V/div], (3) tensão no enrolamento N_{p1} [500 V/div], e (4) corrente no enrolamento N_{p1} [10A/div]; tempo [20us/div].



Fonte: próprio autor.

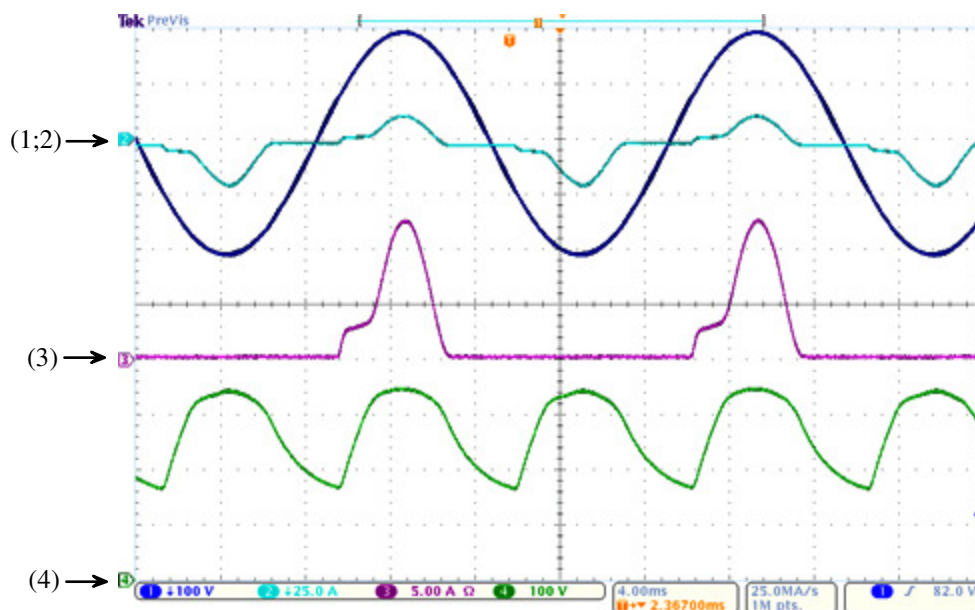
Figura 7.23 – Experimentação do conversor CA-CC para $V_i = 82,5\text{ V}$, $S_o = 1\text{ kVA}$, e $FP = 0,7$: (1) tensão no enrolamento N_{s1} [500 V/div], (2) corrente no enrolamento N_{s1} [10 A/div], (3) corrente no indutor L_{s1} [10 A/div], e (4) tensão reversa no diodo D_5 [200 V/div]; [20 us/div].



Fonte: próprio autor.

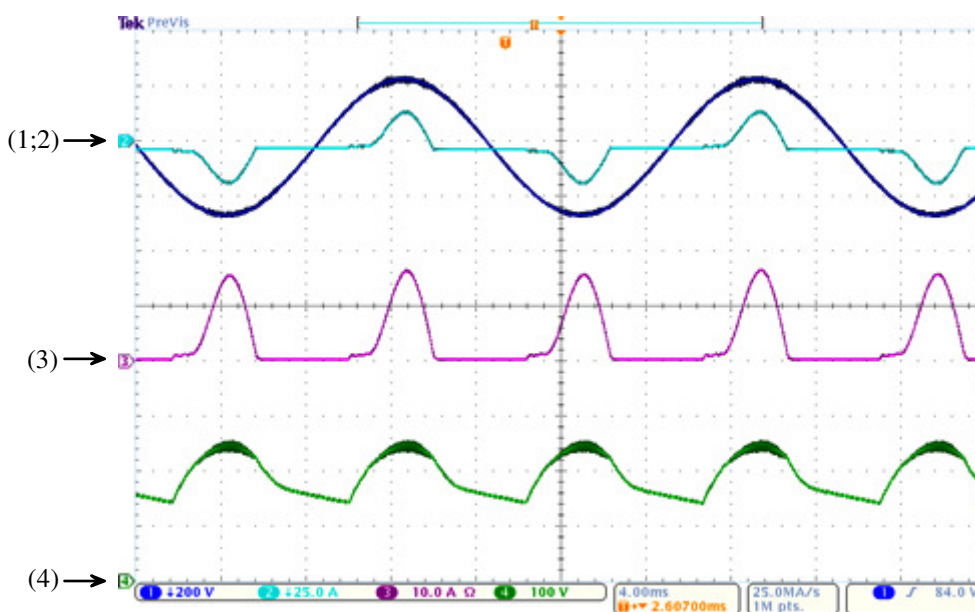
Nas Figuras 7.22 e 7.23 são apresentados a operação do *nobreak* proposto em modo rede com detalhamento em alta frequência, a estratégia de modulação, as forma de onda das tensões e correntes nos enrolamentos N_{s1} e N_{p1} , a ondulação de corrente de 2A em L_{s1} , e a tensão reversa em D_5 .

Figura 7.24 – Experimentação do conversor CA-CC para $V_i = 143$ V, $S_o = 1$ kVA, e $FP = 0,7$: (1) tensão na entrada [100 V/div], (2) corrente na entrada [25 A/div], (3) corrente no indutor L_{i1} [5 A/div], e (4) tensão na saída do filtro de entrada V_{cd} [100 V/div]; tempo [4 ms/div].



Fonte: próprio autor.

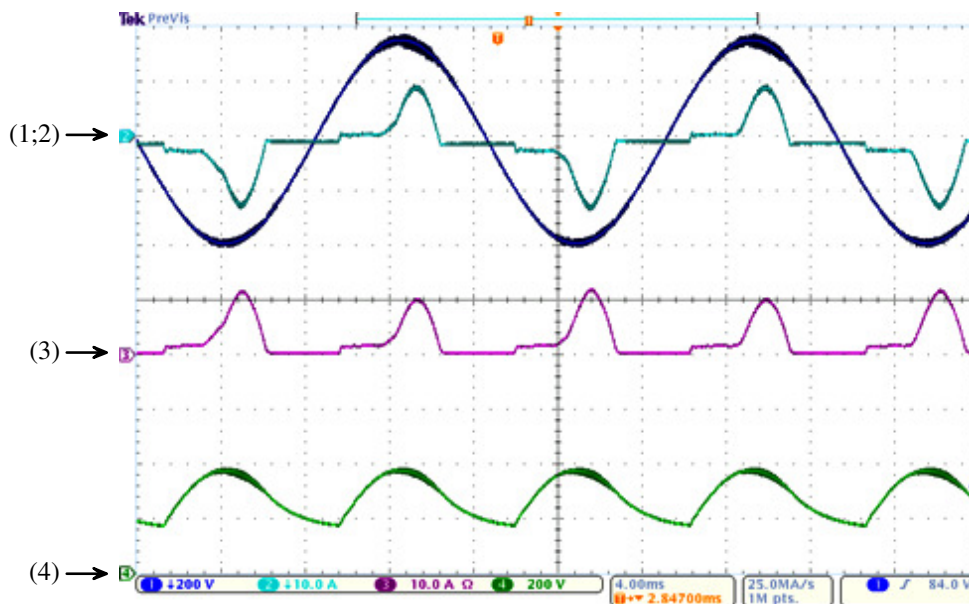
Figura 7.25 – Experimentação do conversor CA-CC para $V_i = 176$ V, $S_o = 1$ kVA, e $FP = 0,7$: (1) tensão na entrada [200 V/div], (2) corrente na entrada [25 A/div], (3) corrente no indutor L_{i1} [10 A/div], e (4) tensão na saída do filtro de entrada V_{cd} [100 V/div]; tempo [4 ms/div].



Fonte: próprio autor.

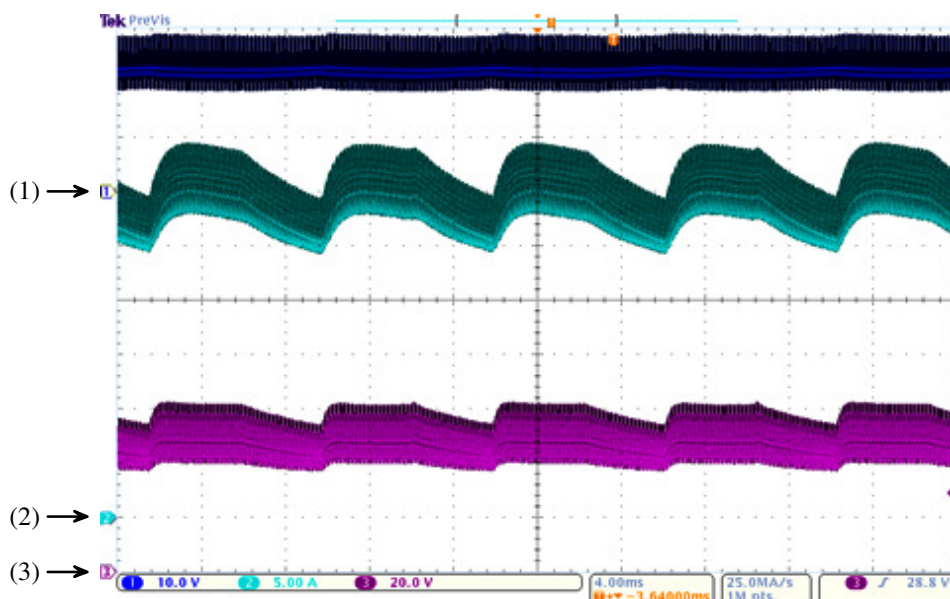
Em complementação a Figura 7.20, a operação em modo rede permite o estudo do conversor CA-CC para outros valores de V_i iguais a 143V, 176V, e 264V. Um estudo comparativo entre as Figuras 7.20, 7.24, 7.25, e 7.26 evidencia o aspecto pulsante da corrente na entrada, acompanhado da redução da amplitude de corrente em L_{i1} para a mesma potência na saída, e a configuração do retificador (meia onda, ou onda completa). A ondulação de tensão entre os pontos **c** e **d** vistos na Figura 7.3.

Figura 7.26 – Experimentação do conversor CA-CC para $V_i = 264$ V, $S_o = 1$ kVA, e $FP = 0,7$: (1) tensão na entrada [200 V/div], (2) corrente na entrada [10 A/div], (3) corrente no indutor L_{i1} [10 A/div], e (4) tensão na saída do filtro de entrada V_{cd} [200 V/div]; tempo [4 ms/div].



Fonte: próprio autor.

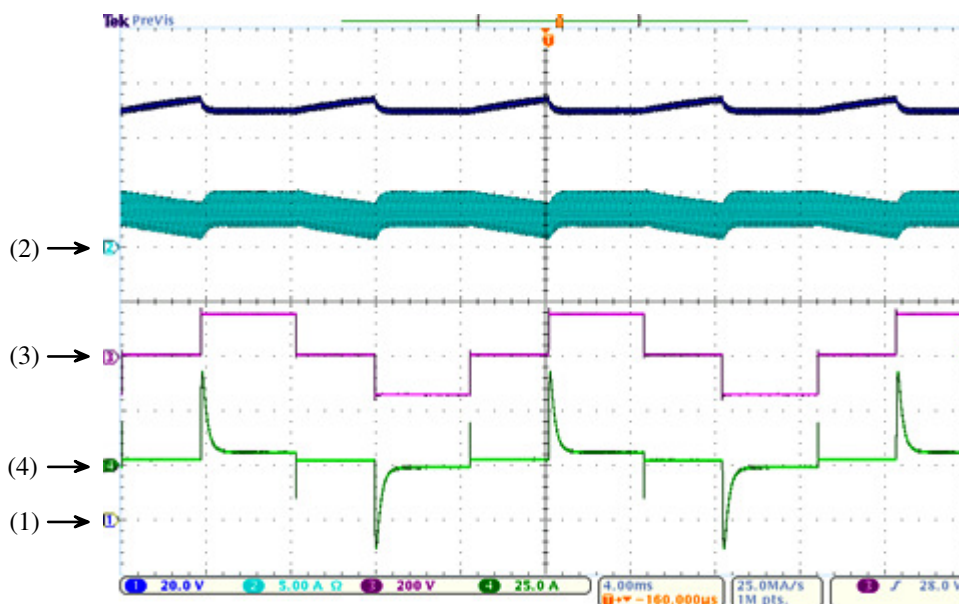
Figura 7.27 – Experimentação do conversor CC-CC para $V_b = 21$ V, $S_o = 860$ VA, e $FP = 0,7$: (1) tensão no banco de baterias [10 V/div], (2) corrente no banco de baterias [5 A/div], e (3) tensão no capacitor *snubber* [20 V/div]; tempo [4 ms/div].



Fonte: próprio autor.

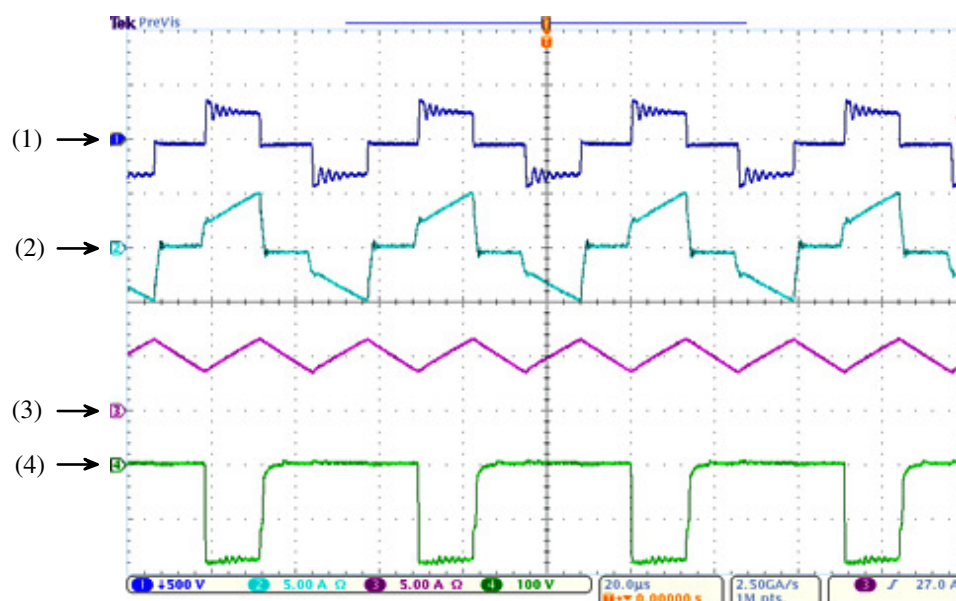
Nas Figuras 7.27 e 7.28 o *nobreak* opera em modo bateria com detalhamento em baixa frequência, sendo as aquisições realizadas para a situação crítica: $V_b = 21\text{V}$, $S_o = 860\text{VA}$, e $FP = 0,7$ (em vista as limitações térmicas na seção 5.4.6). Notam-se um valor médio de corrente no banco de baterias de 32A , um valor de tensão V_{gr} inferior a 62V no capacitor grampeador, uma ondulação de tensão no barramento de 10V , a corrente em L_{s1} possui um comportamento contínuo, e o aspecto descontínuo da corrente na saída do inversor.

Figura 7.28 – Experimentação do conversor CC-CC para $V_b = 21\text{ V}$, $S_o = 860\text{ VA}$, e $FP = 0,7$: (1) tensão no barramento [20 V/div], (2) corrente no indutor L_{s1} [5 A/div], (3) tensão na saída do inversor [200 V/div], e (4) corrente na saída do inversor [25 A/div]; tempo [4 ms/div].



Fonte: próprio autor.

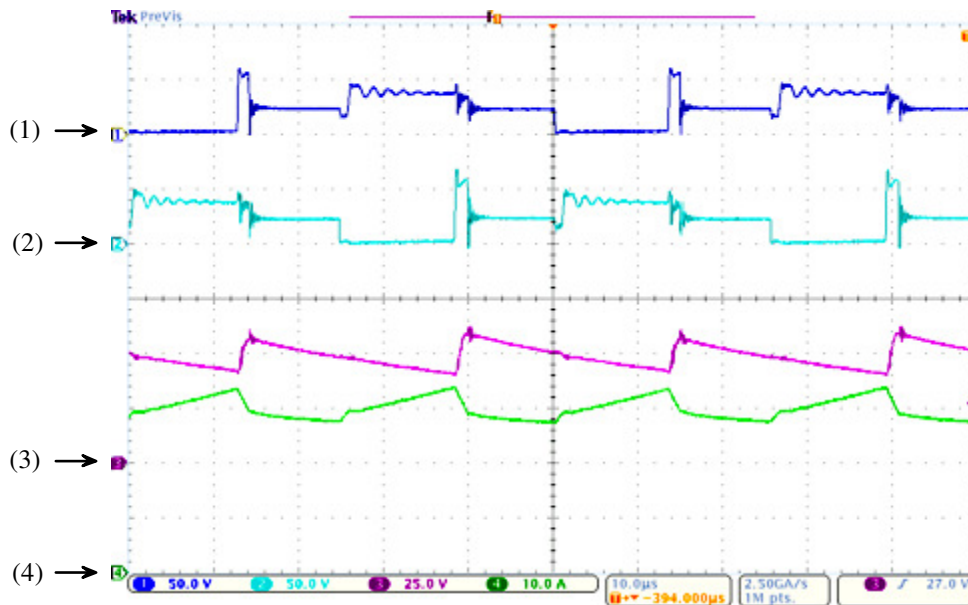
Figura 7.29 – Experimentação do conversor CC-CC para $V_b = 21\text{ V}$, $S_o = 860\text{ VA}$, e $FP = 0,7$: (1) tensão no enrolamento N_{s1} [500 V/div], (2) corrente no enrolamento N_{s1} [5 A/div], (3) corrente no indutor L_{s1} [5 A/div], e (4) tensão reversa no diodo D_5 [200 V/div]; [20 us/div].



Fonte: próprio autor.

Na Figura 7.29 é esboçado o comportamento de algumas das principais grandezas do circuito com detalhamento em alta frequência. Observa-se o detalhe da tensão e da corrente no enrolamento N_{S1} , a ondulação de corrente de 4A em L_{S1} , e a tensão reversa em D_5 .

Figura 7.30 – Experimentação do conversor CC-CC para $V_b = 21$ V, $S_o = 860$ VA, e $FP = 0,7$: (1) tensão na chave S_9 [50 V/div], (2) tensão na chave S_{10} [50 V/div], (3) tensão no capacitor *snubber* [25 V/div], e (4) corrente no banco de baterias [10 A/div]; tempo [10 μ s/div].



Fonte: próprio autor.

Na Figura 7.30 é observada a sobretensão nas chaves S_9 e S_{10} com detalhamento em alta frequência. O circuito *snubber* RCD grampeador mantém a tensão nas chaves em torno de 60V, de modo semelhante verifica-se a tensão no capacitor *snubber* e a corrente drenada do banco de baterias.

A curva de carga da bateria obtida com o carregador é apresentada na Figura 7.32 como forma de validar o protótipo. Notam-se as curvas de tensão e de corrente na bateria com a evolução do tempo, durante o tempo de carregamento.

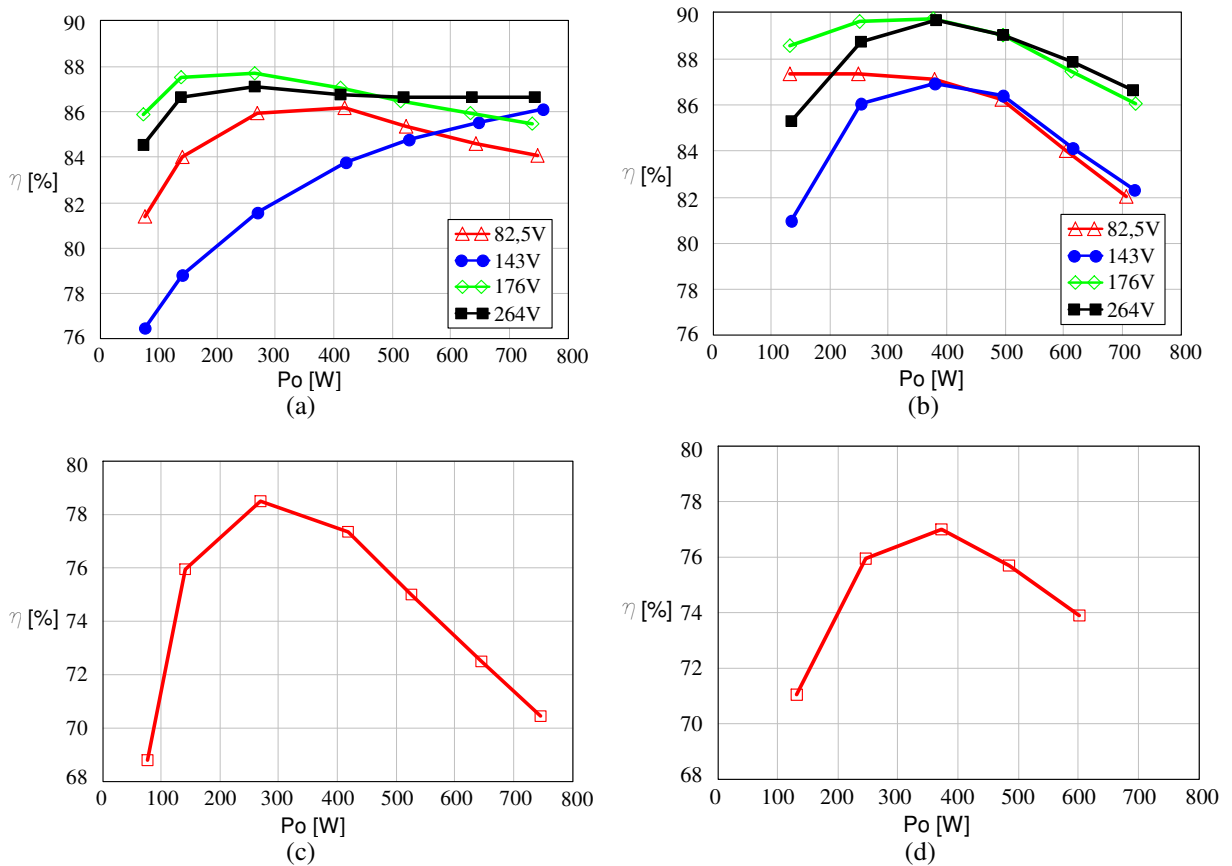
7.4 Curvas de Eficiência e Análise de Perdas

As curvas experimentais e simuladas de eficiência para a topologia de *nobreak* proposta são apresentadas na Figura 7.31 para os modos rede e bateria com carga não linear na saída. No modo rede, o carregador de baterias encontra-se em *OFF* e os circuitos de proteção contra sobretensão foram removidos da Figura 7.3.

Quanto ao modo rede, são esboçadas quatro curvas de eficiência que são inerentes às variações da tensão eficaz estipuladas na norma NBR15204/2005 ($V_i < 150$ V, e $V_i > 150$ V), conforme as especificações de projeto fornecidas na Tabela 3.1; as curvas simulada e teórica nas proximidades da condição de carregamento nominal obedecem a condição de menor

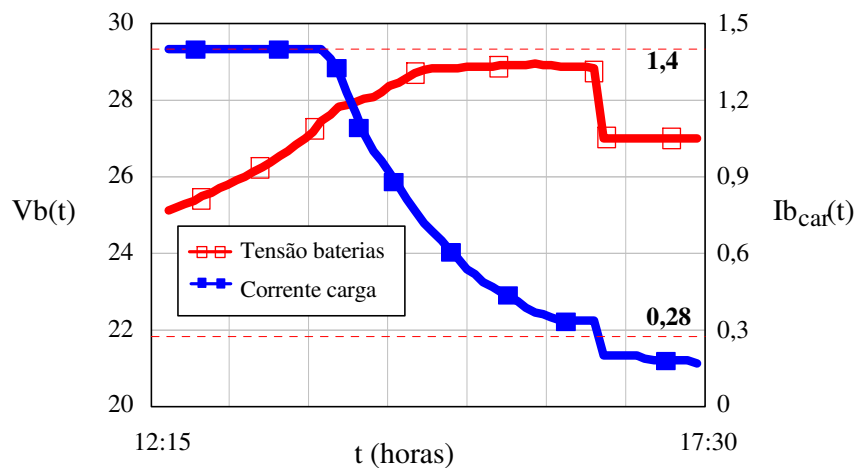
eficiência para a curva com menor valor de tensão (ver situação em que $V_i < 150V$, então 82,5V e 143V); para valores de potência processada superiores a 400W na Figura 7.31(b), uma inclinação característica é percebida, caracterizando assim um comportamento resistivo das perdas em regime do estágio *Chopper* mais inversor. Quanto ao modo bateria, a curva de eficiência para um valor de potência ativa de 600W na saída foi de 74%.

Figura 7.31 – Curvas de eficiência ($\eta[\%] \times P_o[W]$): (a) modo rede simulada, (b) modo rede experimental, (c) modo bateria simulada, e (d) modo bateria experimental.



Fonte: próprio autor.

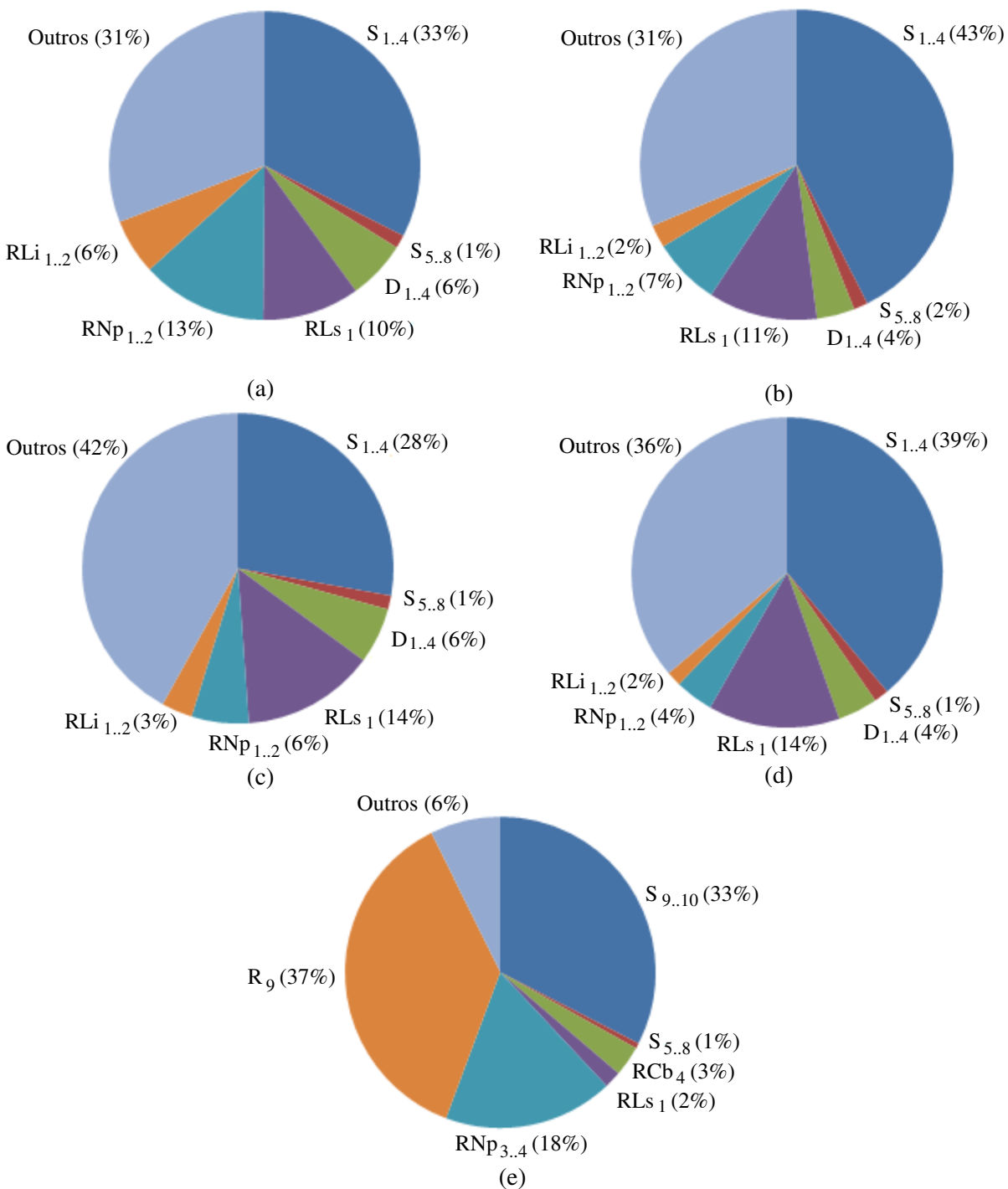
Figura 7.32 – Curva de carga da bateria obtida com o carregador.



Fonte: próprio autor.

A partir das Figuras 7.31(a) e (c), as perdas obtidas em simulação são contabilizadas na potência ativa disponível na saída de 746W e da eficiência correspondente aos dois modo de operação na Figura 7.33. No modo rede, para cada valor de tensão eficaz de entrada é apresentado um gráfico de “pizza” correspondente, nota-se uma maior contribuição por parte de $S_{1..4}$. No modo bateria, a maior contribuição está em R_9 (resistor do *snubber*).

Figura 7.33 – Contabilização das perdas obtidas em simulação a partir da diferença entre P_i e P_o quando em modo rede: (a) $V_i = 82,5V$, (b) $V_i = 143V$, (c) $V_i = 176V$, e (d) $V_i = 264V$; e (e) quando em modo bateria.



Fonte: próprio autor.

7.5 Considerações Finais

Neste capítulo foram apresentados os resultados simulados e experimentais obtidos com a montagem do protótipo, e também são traçadas as curvas de eficiência experimentais para os modos rede e bateria.

Conforme apresentado na seção 2.5, foram especulados valores de eficiência para o *nobreak* proposto em torno de 85% e superior a 90% para o modo rede e modo bateria, respectivamente. Quando em modo rede, as curvas experimentais de eficiência para $V_i = 220V$ (situação que $V_i > 150V$, então 176V e 264V) foram superiores a 85%, mas para $V_i = 110V$ (situação que $V_i < 150V$, então 82,5V e 143V) superiores a 80%. Quando em modo bateria, a eficiência de 74% foi insatisfatório para uma condição de carga de 600W.

Quanto a Fig. 7.31(b), as curvas experimentais de eficiência para um mesmo valor de tensão na entrada possuem um comportamento esperado. Adotando como exemplo $V_i = 110V$ (situação que $V_i < 150V$, então 82,5V e 143V) e atentando para o detalhe das perdas por condução nos semicondutores envolvidos no estágio *Chopper*, verifica-se que a curva com maior valor de tensão possui uma eficiência superior em relação à curva com menor valor de tensão, conforme o esperado.

Finalmente, devido à semelhança entre as curvas de eficiência simulada e teórica na Figura 7.31 foi possível contabilizar as perdas simuladas, e assim obter uma indicação aproximada de quais elementos de circuito dissipam uma maior potência em cada um dos modos de operação.

8 CONCLUSÃO GERAL

Neste trabalho, o projeto de uma nova topologia de *nobreak* baseado no conceito de circuito multi-portas foi projetado e testado em bancada. Esta nova topologia é bastante atrativa para aplicações com potências aparentes menores ou iguais a 2kVA. Um estudo detalhado foi necessário, de modo a justificar o porquê desta nova topologia de *nobreak* quanto à categoria, ao valor de potência requisitado pela aplicação, e particularidades frente a outras topologias concorrentes com características similares.

Durante as etapas de montagem e experimentação do protótipo, atenção e paciência foram necessárias à elaboração de um trabalho artesanal com elevado grau de complexidade. São indicadas as seguintes atividades que contemplam a etapa de montagem: elaboração dos esquemáticos, elaboração do desenho do circuito impresso, confecção das placas de circuito, soldagem dos componentes, confecção dos magnéticos, e comissionamento de todos os circuitos. Quanto à etapa de experimentação, primeiramente foi ensaiado o *nobreak* em modo rede com carga nominal na saída ($S_o = 1\text{kVA}$) para todos os níveis de tensão eficaz na entrada (82,5V, 143V, 176V, e 264V), e em seguida foi realizado o ensaio em modo bateria com carga na saída inferior a nominal ($S_o = 860\text{VA}$). Logo, alguns inconvenientes observados são apontados: sobretensão nas chaves dos estágios elevador, sobretensão na saída do retificador **D_{5..8}**, e limitações térmicas dos semicondutores quando em modo bateria, ver subseção 5.4.6. A saturação do transformador isolador de alta frequência não foi observada na prática, ver seção 6.3.

Conforme as curvas experimentais de eficiência obtidas na subseção 6.4, quando em modo rede, as curvas experimentais para $V_i = 220\text{V}$ (situação que $V_i > 150$, então 176V e 264V) foram superiores a 85%, mas para $V_i = 110\text{V}$ (situação que $V_i < 150$, então 82,5V e 143V) inferiores a 85% e superior a 80%; e em modo bateria, a eficiência de 74% foi conseguido para uma condição de carga na saída de 860VA. Realizando uma comparação quanto aos quesitos valor de potência e eficiência entre o *nobreak* proposto com as topologias citadas na subseção 2.3.3, verifica-se que o sistema proposto possui valores de eficiência superiores para o modo rede e valore de eficiência insatisfatório em modo bateria.

A partir da análise minuciosa quanto à complexidade na implementação da topologia de *nobreak* proposta a nível de produto final, o conceito de circuito multi-portas confere ao sistemas: a isolação galvânica em alta frequência, a interligação magnética entre diferentes portas de entrada e de saída, o fluxo de energia entre distintas fontes de energia, e a redução de peso e de volume, entre outros. Também, são utilizados circuitos de conversores tradicionais (*Push-Pull*, *Full-Bridge*, e *Buck*) na descrição dos estágios: *Chopper*, elevador,

inversor, e carregador. E também, são utilizados poucos semicondutores, e a estratégia de controle do *nobreak* é bastante documentada. Sendo assim, em função das características citadas e outras mencionadas no decorrer da pesquisa, verifica-se grande potencial à produção do *nobreak* dupla conversão proposto com possibilidade de interconexão à diferentes fontes de energia, o que não é muito comum.

Como forma de aumentar a eficiência do *nobreak* proposto em ambos os modos de operação e dotá-lo com características de um produto final, são sugeridas as seguintes modificações: comutação suave nas chaves do estágio *Chopper*, um estudo mais detalhado do projeto do transformador isolador de alta frequência, e inversor de tensão senoidal com modulação na frequência da rede e tensão eficaz de 220V na saída.

Finalmente, verifica-se um grande potencial para a criação de uma variedade de famílias de *nobreak's* que partilham em comum os benefícios da dupla conversão, da isolamento galvânica, e da possibilidade de interconexão a diferentes fontes de energia; onde todos estes benefícios são obtidos a partir do conceito de circuito multi-portas.

9 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

Algumas sugestões para trabalhos futuros em continuidade a este trabalho são apresentadas a seguir:

- Aumento do valor da tensão no barramento para 400V e $S_o = 2$ kVA;
- Comutação suave nas chaves do estágio *Chopper*;
- Conversor CC-CA com forma de onda senoidal de tensão na saída para 220V;
- Controle digital em substituição ao controle analógico;
- Uso de componentes em SMD;
- Eliminar a porta de saída para o carregador de baterias e utilizar a porta de entrada para bateria para carregar as baterias; e
- Redução de custos com aumento da frequência de chaveamento e eliminação dos filtros indutivos.

10 PUBLICAÇÕES DE ARTIGOS

APOLINÁRIO, Mário; TORRICO-BASCOPE, René; DAHER, Sergio. A 110V/220V Grid Voltage On-Line UPS Based on High Frequency Isolated Four-Port Circuit. **COBEP/SPEC'15: 13th POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND 1st SOUTHERN POWER ELECTRONICS CONFERENCE**, Fortaleza, CE., dec. 2015.

REFERÊNCIAS

APOLINÁRIO, Mário F. **Modelagem e simulação de uma fonte de alimentação chaveada**. 2012. 145f. **Monografia** (Tecnologia em Mecatrônica Industrial) – Instituto Federal de Educação Ciência e Tecnologia do Ceará, Fortaleza, Brasil, 2012.

APOLINÁRIO, Mário F. **Conversor estático CC-CC não isolado Boost bidirecional aplicado a um veículo elétrico de escala real**. 2013. 118f. **Monografia** (Engenharia Elétrica) – Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, Brasil, 2013.

BARBI, Ivo; MARTINS, Denizar. **Conversores CC-CC Básicos não Isolados**. 3. ed. Florianópolis, SC: Edição do Autor, 2008.

BEKIAROV, Stoyan; EMADI, Ali. Uninterruptible Power Supplies: classification, operation, dynamics, and control. **APEC'02: THE 17 th IEEE APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE**. p. 597-604, Mar. 2002.

BILLINGS, Keith. **Switchmode Power Supply Handbook**. 1. ed. New York: McGraw-Hill, 1989.

BIN WU. **High-Power Converters and AC Drives**. IEEE PRESS, New Jersey: John Wiley & Sons, Inc., 2006.

CÁCERES, R.; BARBI, Ivo. A Boost DC-AC Converter: operation, analysis, control and experimentation. **IECON'95: INT. CONF. IND. ELECTRON., CONTR. INSTRUM.** Orlando, FL. p. 546-551, Nov. 1995.

DEVRIES, T. R. World's most powerful BESS is online and working in Alaska. **Proc. EESAT**, San Francisco, CA, 2003.

DUGAN, Roger; *et al.* **Electrical Power Systems Quality**. 2. ed. New York: McGraw-Hill, 2003.

EMADI, Ali; *et al.* **Uninterruptible Power Supplies and Active Filters**. 1. ed. USA, New York: CRC Press LLC, 2005.

ERICKSON, Robert; MAKSIMOVIC, Dragan. **Fundamentals of Power Electronics**. 2. ed. USA, New York: Kluwer Academic/Plenum Publishers, 2000.

GHETTI, Frederico. **Análise de variações topológicas aplicadas a um UPS tipo delta monofásica**. 2009. 147f. Dissertação (Mestre em Engenharia Elétrica) - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Juiz de Fora, Juiz de Fora, Brasil, 2009.

GUERRERO, Josep; VICUÑA, Luis; UCEDA, Javier. Uninterruptible power supply systems provide protection. **IEEE Ind. Electron. Mag.**, v. 1, n. 1, p. 28-38, Spring 2007.

HART, Daniel. **Power Electronics**. 1. ed. New York: McGraw-Hill, 2011.

HS DISSIPADORES®. **Catálogo HS Dissipadores**. 3. ed. Disponível em: <<http://www.hsdissipadores.com.br/>>. Acesso em: 22 May. 2015.

IEC 61000-2-2: Compatibility Levels for Low Frequency Conducted Disturbances and Signalling in Public Low Power Supply Systems. 2003.

IEC 62040-3: Uninterruptible Power Systems (UPS) – Part 3: Method of specifying the performance and test requirements. First Edition. Adquirida por: Jesualdo Pereira Farias - No. of User(s): 1 - Company: Associação Técnico-Científica Eng. Paulo de Frontin Order No.: WS-2006-000323. Universidade Federal do Ceará. 2006.

IEEE 1159: IEEE Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality. IEEE, New York, 1995.

INTERNATIONAL RECTIFIER®. **Application note AN-983:** IGBT characteristics. Jul. 2012. Disponível em: <<http://www.irf.com>>. Acesso em: 03 Ago. 2012.

INTERNATIONAL RECTIFIER®. **Application note AN-990:** application characteristics of IGBT. Jul. 2012. Disponível em: <<http://www.irf.com>>. Acesso em: 03 Ago. 2012.

KAMRAN, Farrukh; HABETLER, Thomas. A novel on-line UPS with universal filtering capabilities. **IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS SYSTEMS**, v. 13, n. 3, p. 410-418, May. 1998.

KARVE, Shri. Three of a kind. **IEE Review**, v. 46, n. 2, p. 27-31, Mar. 2000.

KAZIMIERCZUK, Marian. **Pulse-Width Modulated DC-DC Power Converters**. 1. ed. USA, Ohio, Wright State University Dayton: John Wiley & Sons, Ltd, 2008.

KRISHNAN R.; SRINIVASAN, S. Topologies for Uninterruptible Power Supplies. **Proc. IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON INDUSTRIAL ELECTRONICS**, Hungary. p. 122–127, Jun. 1993.

KUSKO, Alexander; THOMPSON, Marc. **Power Quality in Electrical Systems**. 2. ed. New York: McGraw-Hill, 2007.

KOFFLER, Robin. Transformer or transformerless UPS? **IEE Power Engineer**, v. 17, n. 3, p. 34-36, June/July 2003.

JIA-YOU LEE; *et al.* A New UPS Topology Employing a PFC Boost Rectifier Cascaded High-Frequency Tri-Port Converter. **IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS**, v. 46, n. 4, p. 803-813, Aug. 1999.

MANIKTALA, Sanjaya. **Switching Power Supplies A to Z**. 1. Ed. Burlington: Elsevier Inc, 2006.

MCLYMAN, Colonel. **Transformer and Inductor Design Handbook**. 4. ed. New York: CRC Press by Taylor & Francis Group, 2011.

NASIRI, Adel; *et al.* An on-line UPS system with power factor correction and electric isolation using BIFRED converter. **IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS**, v. 55, n. 2, p. 722-730, Feb. 2008.

NBR 15014: ABNT Conversor a Semicondutor - Sistema de Alimentação de Potência Ininterrupta com Saída em Corrente Alternada (*Nobreak*) - Terminologia. Associação Brasileira de Normas Técnicas. 2003.

NBR 15204: ABNT Conversor a Semicondutor - Sistema de Alimentação de Potência Ininterrupta com Saída em Corrente Alternada (*Nobreak*) - Segurança e Desempenho. Associação Brasileira de Normas Técnicas. 2005.

PINHEIRO, Humberto; *et al.* A comparison of UPS for powering hybrid fiber/coaxial networks. **IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS SYSTEMS**, v. 17, n. 3, p. 389-397, May. 2002.

PINHEIRO, Humberto; JAIN, Praveen. Series-parallel resonant UPS with capacitive output DC bus filter for powering HFC networks. **IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS SYSTEMS**, v. 17, n. 6, p. 971-979, Nov. 2002.

POMILO, José. **Pré-reguladores de Fator de Potência**. Campinas, SP: FEE, 2007.

RATHMANN, Soren; WARNER, Henry. New generation UPS technology, the delta conversion principle. **Proc. 31st IEEE INDUSTRY APPLICATIONS SOCIETY ANNUAL MEETING**, p. 2389–2395, Oct. 1996.

ROBERTS, Brad; MCDOWALL, Jim. Commercial successes in power storage. **IEEE Power Energy Mag**, v. 3, n. 2, p. 24-31, Mar./Apr. 2005.

SÖLTER, Wilhelm. A New International UPS Classification by IEC 62040-3. **IEEE TELECOMMUNICATIONS ENERGY CONFERENCE**, p. 541-545, 2002.

THORNTON®. **Catálogo de Materiais Thornton**. Disponível em: <<http://www.thornton.com.br/>>. Acesso em: 20 Sep. 2015.

TORRICO-BASCOPE´; *et al.* High Frequency Isolation On-line UPS System for Low Power Applications. **APEC'08: THE 23 th IEEE APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE**, p. 1296-1302, Feb. 2008.

TORRICO BASCOPE´, René. Conversores PWM com controle de modo tensão (Voltage mode control). 2007. Apresentação em Data Show. Material apresentado em aula de pós-graduação do Curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará.

UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ. Biblioteca Universitária. **Guia de normalização de trabalhos acadêmicos da Universidade Federal do Ceará**. Fortaleza, 2013.

VÁZQUEZ, Nimrod; *et al.* A novel uninterruptible power supply system with active power factor correction. **IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS SYSTEMS**, v. 17, n. 3, p. 405-412, May. 2002.

VENABLE, H. "The k-factor: A New Mathematical Tool for Stability Analysis and Synthesis". **PROC. OF POWERCON 10, SAN DIEGO, USA**. March 22-24 1983.

VISHAY SEMICONDUCTORS®. **Application note 91**: IGBT/MOSFET gate drive optocoupler. Rev 1.3, 24 Oct. 2011. Disponível em: <<http://www.vishay.com>>. Acesso em: 03 Ago. 2012.

VORPÉRIAN, Vatché. Simplified Analysis of PWM Converters Using Model of PWM Switch, part I: Continuous Conduction Mode. **IEEE TRANSACTIONS ON AEROSPACE AND ELECTRONIC SYSTEMS**, v. 26, n. 3, p. 490-496, Mai. 1990.

ZHAO, Chuanhong; KOLAR, Johann. A Novel Three-phase Three-Port UPS Employing a Single High-Frequency Isolation Transformer. **PESC'04: THE 35 th IEEE POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE**. p. 4135-4141, Jun. 2004.

APÊNDICE A – PROJETO DO TRANSFORMADOR ISOLADOR DE ALTA FREQUÊNCIA

O projeto do transformador isolador de alta frequência toma como referência o procedimento de projeto para transformadores de potência apresentado por McLyman (2011), sendo o método dado pelo produto entre áreas o escolhido. Aliado ao conceito de circuito multi-portas, o transformador operando em alta frequência apresenta quatro enrolamentos de primário $N_{p1..4}$ e três enrolamentos de secundário $N_{s1..3}$. Então, dependendo do modo de operação, o modelo simplificado proposto no item 3.3.1.1 é adotado. Na Tabela A.1 as especificações e as considerações de projeto do transformador isolador, e na Tabela A.2 os dados de projeto referentes ao núcleo magnético utilizado.

Tabela A.1 – Especificações e considerações de projeto do transformador isolador.

Especificações de projeto	Constante	Unidade
Tensão eficaz de entrada mínima para 110V (V_{i1min})	82,5	[V]
Tensão mínima no banco de baterias (V_{bcri})	20,4	[V]
Tensão no barramento (V_{bus})	150	[V]
Potência ativa disponível no barramento (P_{bus})	780	[W]
Potência disponível na saída do carregador de baterias (P_b)	40,04	[W]
Frequência da rede (f_g)	60	[Hz]
Considerações de projeto	Constante	Unidade
Frequência de chaveamento (f_s)	20000	[Hz]
Tensão induzida no enrolamento acoplado N_{s1} (V_{Ns1})	208	[V]
Razão cíclica para condução das chaves na célula <i>Full-Bridge</i> (D_c)	0,4	[-]
Relação de transformação do conversor CA-CC (a_c)	1,786	[-]
Tensão induzida nos enrolamentos acoplados $N_{p3..4}$ ($V_{Np3..4}$)	20	[V]
Razão cíclica do conversor CC-CC (D_s)	0,217	[-]
Relação de transformação do conversor CA-CC (a_s)	18,055	[-]
Tensão induzida nos enrolamentos acoplados $N_{s2..3}$ ($V_{Ns2..3}$)	60	[V]
Razão cíclica do carregador de baterias (D_b)	0,706	[-]
Relação de transformação do carregador de baterias (a_b)	0,5143	[-]
Corrente de carga das baterias (I_{bcar})	1,4	[A]
Queda de tensão no diodo (V_{dcon})	1,5	[V]
Intervalo de condução da corrente pulsada (ϕ)	$2,54 \cdot 10^{-3}$	[s]
Eficiência do transformado (η_t)	0,98	[-]

Por simplificação, ϕ é considerado o mesmo para o conversor CA-CC e carregador de baterias.

Fonte: próprio autor.

Tabela A.2 – Dados de projeto referentes ao núcleo magnético utilizado.

Dados de projeto	Constante	Unidade
Referência núcleo NEE 80-38-20 Thornton®	-	[-]
Densidade de campo magnético (B_m)	0,1	[T]
Densidade de corrente (J_c)	350	[A/cm ²]
Área da janela (A_w)	10,78	[cm ²]
Área da seção transversal (A_c)	4,08	[cm ²]
Utilização da janela (K_u)	0,4	[-]
Coefficiente da natureza da forma de onda (K_f)	4,0	[-]
Regulação do transformador (θ)	0,5%	[-]
Massa do núcleo aproximada (M_g)	178	[g]

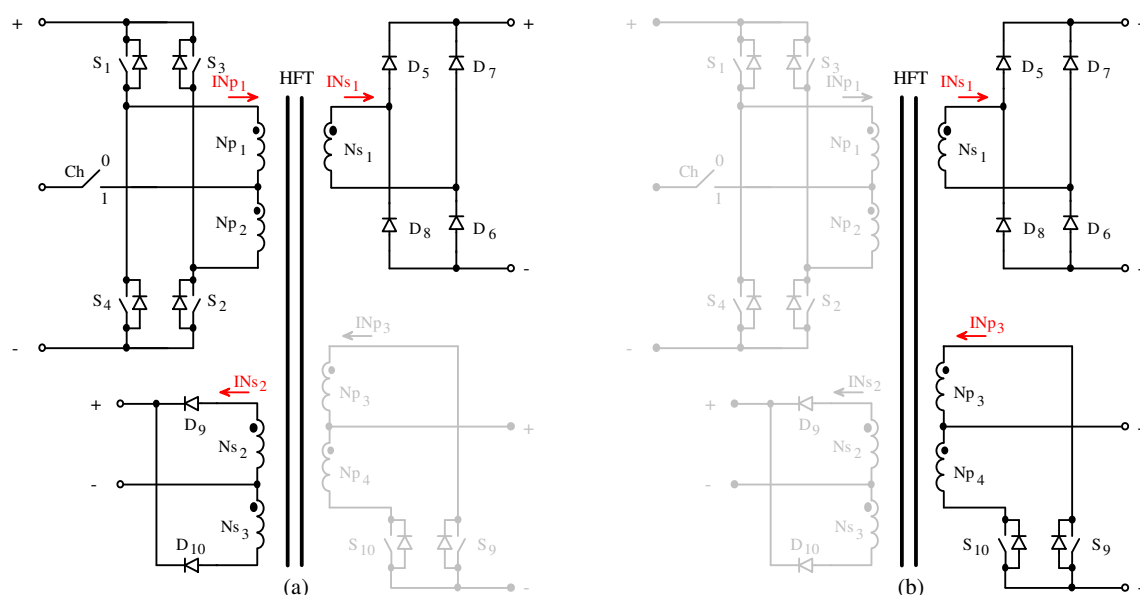
Fonte: próprio autor.

A.1 Especificação da Capacidade de Transferência de Energia do Transformador

A capacidade de transferência de energia do transformador é de interesse durante a etapa de seleção do núcleo magnético, a qual reúne o somatório das potências aparentes de todas as portas acopladas ao núcleo. De modo complementar, a capacidade do núcleo magnético é dependente do circuito da porta (retificador, meia-ponte, ou ponte-completa), e indica o quanto a potência aparente varia da potência ativa; considera-se de 2 a 2,828 valores satisfatórios para projeto. Finalmente, a natureza da forma de onda da corrente tem influência direta nas perdas nos elementos de circuito em uma dada porta (MCLYMAN, 2011).

Verifica-se na Figura A.1 o detalhamento das portas envolvidas para cada modo de operação, necessário ao cálculo da potência aparente do transformador (S_t).

Figura A.1 – Detalhamento das portas envolvidas: (a) modo rede, e (b) modo bateria.



Fonte: próprio autor.

• **Modelo simplificado proposto:** a partir dos itens 3.3.1.1 e 6.3.1.1, o comportamento pulsado e descontínuo da corrente nos indutores L_{s1} e L_{b1} é aproximado pelas amplitudes de correntes $I_p(\varphi)$ e $I_{pb}(\varphi)$ quando em modo rede, respectivamente. Estas amplitudes são calculadas novamente.

$$I_p(\varphi) = \frac{P_{bus}}{2 \cdot fg \cdot \varphi \cdot V_{bus}} \rightarrow = \frac{780}{2 \cdot 60 \cdot 2,54 \cdot 10^{-3} \cdot 150} \rightarrow I_p(\varphi) = 17,06A \quad (A.1)$$

$$I_{pb}(\varphi) = \frac{I_{b_{car}} \cdot D_b}{2 \cdot fg \cdot \varphi \cdot D_c''} \rightarrow = \frac{1,4 \cdot 0,706}{2 \cdot 60 \cdot 2,54 \cdot 10^{-3} \cdot 0,8} \rightarrow I_{pb}(\varphi) = 4,05 A \quad (A.2)$$

• **Potência aparente nas portas de saída em modo rede:** a partir das Eqs. (3.21) e (6.14) as potências aparente nas portas lado inversor (SN_{s1}) e lado carregador de baterias ($SN_{s2..3}$) para um único enrolamento são calculadas.

$$\begin{aligned} SN_{s1} &= (2 \cdot V_{d_{con}} + VN_{s1} \cdot \sqrt{2 \cdot D_c}) \cdot I_p(\varphi) \cdot \sqrt{2 \cdot D_c} \cdot \sqrt{2 \cdot fg \cdot \varphi} \rightarrow \\ &= (2 \cdot 1,5 + 208 \cdot \sqrt{2 \cdot 0,4}) \cdot 17,06 \cdot \sqrt{2 \cdot 0,4} \cdot \sqrt{2 \cdot 60 \cdot 2,54 \cdot 10^{-3}} \rightarrow SN_{s1} = 1,595 \text{ kVA} \end{aligned} \quad (A.3)$$

$$\begin{aligned} SN_{s2} &= (V_{d_{con}} + VN_{s2} \cdot \sqrt{2 \cdot D_c}) \cdot I_{pb}(\varphi) \cdot \sqrt{D_c} \cdot \sqrt{2 \cdot fg \cdot \varphi} \rightarrow \\ &= (1,5 + 60 \cdot \sqrt{2 \cdot 0,4}) \cdot 4,05 \cdot \sqrt{0,4} \cdot \sqrt{2 \cdot 60 \cdot 2,54 \cdot 10^{-3}} \rightarrow SN_{s2} = 78,08 \text{ VA} \end{aligned} \quad (A.4)$$

• **Potência aparente na porta de entrada em modo rede para configuração Push-Pull (110V):** a partir das Eqs. (3.23) e (6.16) a potência aparente na porta lado rede ($SN_{p1..2}$) para um único enrolamento é apresentada em forma literal.

$$SN_{p1} = VN_{p1} \cdot (I_p(\varphi) \cdot a_c + I_{pb}(\varphi) \cdot a_b) \cdot \sqrt{D_c} \cdot \sqrt{2 \cdot fg \cdot \varphi} \quad (A.5)$$

• **Potência aparente total em modo rede para configuração Push-Pull (110V):** a partir das Eqs. (A.3), (A.4) e (A.5) a potência aparente total em modo rede para a configuração *Push-Pull* (St_{rp}) em forma literal é desenvolvida e apresentada na Eq. (A.6). Após manipulação algébrica, a Eq. (A.7) é obtida.

$$\begin{aligned} St_{rp} &= 2 \cdot SN_{p1} + SN_{s1} + 2 \cdot SN_{s2} \\ St_{rp} &= 2 \cdot VN_{p1} \cdot (I_p(\varphi) \cdot a_c + I_{pb}(\varphi) \cdot a_b) \cdot \sqrt{D_c} \cdot \sqrt{2 \cdot fg \cdot \varphi} + \dots \\ &\dots (2 \cdot V_{d_{con}} + VN_{s1} \cdot \sqrt{2 \cdot D_c}) \cdot I_p(\varphi) \cdot \sqrt{2 \cdot D_c} \cdot \sqrt{2 \cdot fg \cdot \varphi} + \dots \\ &\dots 2 \cdot (V_{d_{con}} + VN_{s2} \cdot \sqrt{2 \cdot D_c}) \cdot I_{pb}(\varphi) \cdot \sqrt{D_c} \cdot \sqrt{2 \cdot fg \cdot \varphi} \\ St_{rp} &= \sqrt{2} \cdot VN_{p1} \cdot (I_p(\varphi) \cdot a_c + I_{pb}(\varphi) \cdot a_b) \cdot \sqrt{2 \cdot D_c} \cdot \sqrt{2 \cdot fg \cdot \varphi} + \dots \\ &\dots (2 \cdot V_{d_{con}} + VN_{s1} \cdot \sqrt{2 \cdot D_c}) \cdot I_p(\varphi) \cdot \sqrt{2 \cdot D_c} \cdot \sqrt{2 \cdot fg \cdot \varphi} + \dots \\ &\dots \sqrt{2} \cdot (V_{d_{con}} + VN_{s2} \cdot \sqrt{2 \cdot D_c}) \cdot I_{pb}(\varphi) \cdot \sqrt{2 \cdot D_c} \cdot \sqrt{2 \cdot fg \cdot \varphi} \\ St_{rp} &= \sqrt{2} \cdot Pin + P_{out} \rightarrow St_{rp} = \sqrt{2} \cdot \frac{P_{out}}{\eta_t} + P_{out} \end{aligned} \quad (A.6)$$

$$\begin{aligned} St_{rp} &= \left(\frac{\sqrt{2}}{\eta_t} + 1 \right) \cdot \left((2 \cdot V_{d_{con}} + VN_{s1} \cdot \sqrt{2 \cdot D_c}) \cdot I_p(\varphi) + \dots \right) \cdot \sqrt{2 \cdot D_c} \cdot \sqrt{2 \cdot fg \cdot \varphi} \\ &= \left(\frac{\sqrt{2}}{0,98} + 1 \right) \cdot \left((2 \cdot 1,5 + 208 \cdot \sqrt{2 \cdot 0,4}) \cdot 17,06 + \dots \right) \cdot \sqrt{2 \cdot 0,4} \cdot \sqrt{2 \cdot 60 \cdot 2,54 \cdot 10^{-3}} \rightarrow \end{aligned} \quad (A.7)$$

$$St_{rp} = 4,278 \text{ kVA}$$

• **Potência aparente na porta de entrada em modo rede para configuração Full-Bridge (220V):** a partir das Eqs. (3.25) e (6.18) a potência aparente na porta lado rede ($SNp_{1..2}$) é apresentada em forma literal.

$$SNp_1 = VNp_1 \cdot \left(Ip(\varphi) \cdot \frac{a_c}{2} + Ipb(\varphi) \cdot \frac{a_b}{2} \right) \cdot \sqrt{2 \cdot Dc} \cdot \sqrt{2 \cdot fg \cdot \varphi} \quad (A.8)$$

• **Potência aparente total em modo rede para configuração Full-Bridge (220V):** a partir das Eqs. (A.3), (A.4) e (A.8), a potência aparente total em modo rede para a configuração *Full-Bridge* (St_{rb}) em forma literal é desenvolvida e apresentada na Eq. (A.9). Após manipulação algébrica, a Eq. (A.10) é obtida.

$$\begin{aligned} St_{rb} &= 2 \cdot SNp_1 + SNS_1 + 2 \cdot SNS_2 \\ St_{rb} &= 2 \cdot VNp_1 \cdot \left(Ip(\varphi) \cdot \frac{a_c}{2} + Ipb(\varphi) \cdot \frac{a_b}{2} \right) \cdot \sqrt{2 \cdot Dc} \cdot \sqrt{2 \cdot fg \cdot \varphi} + \dots \\ &\dots (2 \cdot Vd_{con} + VNs_1 \cdot \sqrt{2 \cdot Dc}) \cdot Ip(\varphi) \cdot \sqrt{2 \cdot Dc} \cdot \sqrt{2 \cdot fg \cdot \varphi} + \dots \\ &\dots 2 \cdot (Vd_{con} + VNs_2 \cdot \sqrt{2 \cdot Dc}) \cdot Ipb(\varphi) \cdot \sqrt{2 \cdot Dc} \cdot \sqrt{2 \cdot fg \cdot \varphi} \\ St_{rb} &= 2 \cdot VNp_1 \cdot \left(Ip(\varphi) \cdot \frac{a_c}{2} + Ipb(\varphi) \cdot \frac{a_b}{2} \right) \cdot \sqrt{2 \cdot Dc} \cdot \sqrt{2 \cdot fg \cdot \varphi} + \dots \\ &\dots (2 \cdot Vd_{con} + VNs_1 \cdot \sqrt{2 \cdot Dc}) \cdot Ip(\varphi) \cdot \sqrt{2 \cdot Dc} \cdot \sqrt{2 \cdot fg \cdot \varphi} + \dots \\ &\dots \sqrt{2} \cdot (Vd_{con} + VNs_2 \cdot \sqrt{2 \cdot Dc}) \cdot Ipb(\varphi) \cdot \sqrt{2 \cdot Dc} \cdot \sqrt{2 \cdot fg \cdot \varphi} \\ St_{rb} &= Pin + Pout \rightarrow St_{rb} = \frac{Pout}{\eta_t} + Pout \\ St_{rb} &= \left(\frac{1}{\eta_t} + 1 \right) \cdot \left((2 \cdot Vd_{con} + VNs_1 \cdot \sqrt{2 \cdot Dc}) \cdot Ip(\varphi) + \dots \right) \cdot \sqrt{2 \cdot Dc} \cdot \sqrt{2 \cdot fg \cdot \varphi} \\ &= \left(\frac{1}{0,98} + 1 \right) \cdot \left((2 \cdot 1,5 + 208 \cdot \sqrt{2 \cdot 0,4}) \cdot 17,06 + \dots \right) \cdot \sqrt{2 \cdot 0,4} \cdot \sqrt{2 \cdot 60 \cdot 2,54 \cdot 10^{-3}} \\ &\rightarrow St_{rb} = 3,538 \text{ kVA} \end{aligned} \quad (A.10)$$

• **Potência aparente na porta de saída em modo bateria:** a partir da Eq. (5.42) a potência aparente na porta lado inversor (SNS_1) é calculada.

$$\begin{aligned} SNS_1 &= (2 \cdot Vd_{con} + Vb_{cri} \cdot a_s \cdot \sqrt{2 \cdot Ds}) \cdot \sqrt{2 \cdot Ds} \cdot \sqrt{\frac{1}{3} \cdot (3 \cdot ILS_{1min}^2 + 3 \cdot ILS_{1min} \cdot \Delta ILS_1 + \Delta ILS_1^2)} \\ &= (2 \cdot 1,5 + 20,4 \cdot 18,055 \cdot \sqrt{2 \cdot 0,217}) \cdot \sqrt{2 \cdot 0,217} \cdot \sqrt{\frac{1}{3} \cdot (3 \cdot 3,2^2 + 3 \cdot 3,2 \cdot 4 + 4^2)} \rightarrow \\ SNS_1 &= 862,02 \text{ VA} \end{aligned} \quad (A.11)$$

• **Potência aparente na porta de entrada em modo bateria:** a partir da Eq. (5.44) a potência aparente na porta lado carregador ($SNp_{3..4}$) para um único enrolamento é apresentada em forma literal.

$$SNp_3 = VNp_3 \cdot a_s \cdot \sqrt{Ds} \cdot \sqrt{\frac{1}{3} \cdot (3 \cdot ILS_{1min}^2 + 3 \cdot ILS_{1min} \cdot \Delta ILS_1 + \Delta ILS_1^2)} \quad (A.12)$$

- **Potência aparente total em modo bateria:** a partir das Eqs. (A.11) e (A.12), a potência aparente total em modo bateria (St_b) em forma literal é apresentada na Eq. (A.13). Após manipulação algébrica, a Eq. (A.14) é obtida.

$$St_b = 2 \cdot SNp_3 + SNS_1$$

$$St_b = 2 \cdot VNP_3 \cdot a_s \cdot \sqrt{Ds} \cdot \sqrt{\frac{1}{3} \cdot (3 \cdot ILS_{1min}^2 + 3 \cdot ILS_{1min} \cdot \Delta ILS_1 + \Delta ILS_1^2)} + \dots$$

$$\dots (2 \cdot Vd_{con} + Vb_{cri} \cdot a_s \cdot \sqrt{2 \cdot Ds}) \cdot \sqrt{2 \cdot Ds} \cdot \sqrt{\frac{1}{3} \cdot (3 \cdot ILS_{1min}^2 + 3 \cdot ILS_{1min} \cdot \Delta ILS_1 + \Delta ILS_1^2)}$$

$$St_b = \sqrt{2} \cdot VNP_3 \cdot a_s \cdot \sqrt{2 \cdot Ds} \cdot \sqrt{\frac{1}{3} \cdot (3 \cdot ILS_{1min}^2 + 3 \cdot ILS_{1min} \cdot \Delta ILS_1 + \Delta ILS_1^2)} + \dots \quad (A.13)$$

$$\dots (2 \cdot Vd_{con} + Vb_{cri} \cdot a_s \cdot \sqrt{2 \cdot Ds}) \cdot \sqrt{2 \cdot Ds} \cdot \sqrt{\frac{1}{3} \cdot (3 \cdot ILS_{1min}^2 + 3 \cdot ILS_{1min} \cdot \Delta ILS_1 + \Delta ILS_1^2)}$$

$$St_b = \sqrt{2} \cdot Pin + Pout \rightarrow St_b = \sqrt{2} \cdot \frac{Pout}{\eta_t} + Pout$$

$$St_b = \left(\frac{\sqrt{2}}{\eta_t} + 1 \right) \cdot (2 \cdot Vd_{con} + Vb_{cri} \cdot a_s \cdot \sqrt{2 \cdot Ds}) \cdot \sqrt{2 \cdot Ds} \cdot \sqrt{\frac{1}{3} \cdot (3 \cdot ILS_{1min}^2 + 3 \cdot ILS_{1min} \cdot \Delta ILS_1 + \Delta ILS_1^2)}$$

$$= \left(\frac{\sqrt{2}}{0,98} + 1 \right) \cdot (2 \cdot 1,5 + 20,4 \cdot 18,055 \cdot \sqrt{2 \cdot 0,217}) \cdot \sqrt{2 \cdot 0,217} \cdot \sqrt{\frac{1}{3} \cdot (3 \cdot 3,2^2 + 3 \cdot 3,2 \cdot 4 + 4^2)} \rightarrow$$

$$St_b = 2,106 \text{ kVA}$$

- **Escolha da potência aparente do transformador (St):** dentre as diferentes potências aparentes calculadas, que são referentes aos modos de operação condizentes com as Eqs. (A.7), (A.10), e (A.14), o maior valor é o escolhido.

$$St = St_{rp} \rightarrow St = 4,278 \text{ kVA} \quad (A.15)$$

A.2 Cálculo do Produto entre Áreas

A metodologia para o cálculo do produto entre áreas (Ap) é utilizada na seleção do núcleo magnético com características construtivas adequadas à transferência de energia, sendo as áreas da janela (Aw) e da seção transversal (Ac) utilizadas. Para um projeto satisfatório, o produto entre áreas teórico (Ap_t) não pode exceder o produto entre áreas de projeto (Ap_p), sendo estes apresentados nas Eqs. (A.16) e (A.17), respectivamente.

$$Ap_t = \frac{St \cdot 10^4}{Kf \cdot Ku \cdot Bm \cdot Jc \cdot (2 \cdot fs)} \rightarrow \frac{4278 \cdot 10^4}{4 \cdot 0,4 \cdot 0,1 \cdot 350 \cdot (2 \cdot 20000)} \rightarrow Ap_t = 19,1 \text{ cm}^4 \quad (A.16)$$

$$Ap_p = Aw \cdot Ac \rightarrow 10,78 \cdot 4,08 \rightarrow Ap_p = 43,98 \text{ cm}^4 \quad (A.17)$$

A.3 Cálculo do Número de Espiras dos Enrolamentos

O cálculo do número de espiras dos enrolamentos acoplados de primário ($N_{p1..2}$) faz uso da *Lei de Faraday*, sendo a Eq. (A.18) utilizada. Para os enrolamentos acoplados restantes, as Eqs. (A.19), (A.20), e (A.21) são apresentadas.

$$Np_1 = \frac{\sqrt{2} \cdot Vi_{1\min} \cdot 10^4}{Kf \cdot Ac \cdot Bm \cdot (2 \cdot fs)} \rightarrow \frac{\sqrt{2} \cdot 82,5 \cdot 10^4}{4 \cdot 4,08 \cdot 0,1 \cdot (2 \cdot 20000)} \rightarrow Np_1 \cong 18 \text{ esp.} \quad (\text{A.18})$$

$$Np_3 = \frac{Np_1 \cdot VNp_3}{\sqrt{2} \cdot Vi_{1\min}} \cdot (1 + \theta) \rightarrow \frac{18 \cdot 20}{\sqrt{2} \cdot 82,5} \cdot (1 + 0,005) \rightarrow Np_3 \cong 2 \text{ esp.} \quad (\text{A.19})$$

$$Ns_1 = \frac{Np_1 \cdot (2 \cdot Vd_{\text{con}} + VNs_1)}{\sqrt{2} \cdot Vi_{1\min}} \cdot (1 + \theta) \rightarrow \frac{18 \cdot (2 \cdot 1,5 + 208)}{\sqrt{2} \cdot 82,5} \cdot (1 + 0,005) \rightarrow Ns_1 \cong 33 \text{ esp.} \quad (\text{A.20})$$

$$Ns_2 = \frac{Np_1 \cdot (2 \cdot Vd_{\text{con}} + VNs_2)}{\sqrt{2} \cdot Vi_{1\min}} \cdot (1 + \theta) \rightarrow \frac{18 \cdot (2 \cdot 1,5 + 60)}{\sqrt{2} \cdot 82,5} \cdot (1 + 0,005) \rightarrow Ns_2 \cong 10 \text{ esp.} \quad (\text{A.21})$$

A.4 Determinação da Corrente Eficaz nos Enrolamentos Acoplados

Para a determinação das correntes eficazes nos enrolamentos acoplados $Np_{1..2}$, $Np_{3..4}$, Ns_1 , e $Ns_{2..3}$ são utilizada as Eqs. (A.22), (A.23), (A.24) e (A.25), respectivamente.

$$\begin{aligned} INp_{1ef} &= (Ip(\varphi) \cdot a_c + Ipb(\varphi) \cdot a_b) \cdot \sqrt{Dc} \cdot \sqrt{2 \cdot fg \cdot \varphi} \rightarrow \\ &= (17,06 \cdot 1,786 + 4,05 \cdot 0,5143) \cdot \sqrt{0,4} \cdot \sqrt{2 \cdot 60 \cdot 2,54 \cdot 10^{-3}} \rightarrow INp_{1ef} = 11,36 \text{ A} \end{aligned} \quad (\text{A.22})$$

$$\begin{aligned} INp_{3ef} &= a_s \cdot \sqrt{\frac{1}{3} \cdot Ds \cdot (3 \cdot ILS_{1\min}^2 + 3 \cdot ILS_{1\min} \cdot \Delta ILS_1 + \Delta ILS_1^2)} \rightarrow \\ &= 18,055 \cdot \sqrt{\frac{1}{3} \cdot 0,217 \cdot (3 \cdot 3,2^2 + 3 \cdot 3,2 \cdot 4 + 4^2)} \rightarrow INp_{3ef} = 44,76 \text{ A} \end{aligned} \quad (\text{A.23})$$

$$INs_{1ef} = Ip(\varphi) \cdot \sqrt{2 \cdot Dc} \cdot \sqrt{2 \cdot fg \cdot \varphi} \rightarrow 17,06 \cdot \sqrt{2 \cdot 0,4} \cdot \sqrt{2 \cdot 60 \cdot 2,54 \cdot 10^{-3}} \rightarrow INs_{1ef} = 8,42 \text{ A} \quad (\text{A.24})$$

$$INs_{2ef} = Ipb(\varphi) \cdot \sqrt{Dc} \cdot \sqrt{2 \cdot fg \cdot \varphi} \rightarrow 4,05 \cdot \sqrt{0,4} \cdot \sqrt{2 \cdot 60 \cdot 2,54 \cdot 10^{-3}} \rightarrow INs_{2ef} = 1,42 \text{ A} \quad (\text{A.25})$$

A.5 Seção Mínima dos Condutores

A seção mínima dos condutores é determinada atentando a redução do efeito pelicular. Calcula-se a profundidade de penetração (Pp) e a seção mínima na Eq.(A.26).

$$Pp = \frac{7,5}{\sqrt{2 \cdot fs}} \rightarrow \frac{7,5}{\sqrt{2 \cdot 20000}} \rightarrow Pp = 0,038 \text{ cm (fio de cobre 20AWG, seção} = 0,00513 \text{ cm}^2) \quad (\text{A.26})$$

A.6 Determinação da Seção dos Condutores nos Enrolamentos Acoplados

Para a determinação da seção dos condutores nos enrolamentos acoplados $Np_{1..2}$, $Np_{3..4}$, Ns_1 , e $Ns_{2..3}$ são utilizada as Eqs. (A.27), (A.28), (A.29), e (A.30), respectivamente.

$$ANp_1 = \frac{INp_{1ef}}{Jc} \rightarrow \frac{11,36}{350} \rightarrow ANp_1 = 0,032 \text{ cm}^2 \text{ (fio de cobre 11AWG)} \quad (\text{A.27})$$

Adotado: 21 fios de cobre 25AWG em paralelo ($ANp_1 = 0,034 \text{ cm}^2$)

$$ANp_3 = \frac{INp_{3ef}}{Jc} \rightarrow \frac{44,76}{350} \rightarrow ANp_3 = 0,128 \text{ cm}^2 \text{ (fio de cobre 6AWG)} \quad (\text{A.28})$$

Adotado: 79 fios de cobre 25AWG em paralelo ($ANp_3 = 0,128 \text{ cm}^2$)

$$ANs_1 = \frac{INs_{1ef}}{Jc} \rightarrow \frac{8,42}{350} \rightarrow ANs_1 = 0,024 \text{ cm}^2 \text{ (fio de cobre 13AWG)} \quad (\text{A.29})$$

Adotado: 15 fios de cobre 25AWG em paralelo ($ANs_1 = 0,024 \text{ cm}^2$)

$$ANs_2 = \frac{INs_{2ef}}{Jc} \rightarrow \frac{1,42}{350} \rightarrow ANs_2 = 0,00404 \text{ cm}^2 \text{ (fio de cobre 21AWG)} \quad (\text{A.30})$$

Adotado: 3 fios de cobre 25AWG em paralelo ($ANs_2 = 0,00487 \text{ cm}^2$)

A.7 Determinação da Possibilidade de Execução do Projeto

Como todos os enrolamentos acoplados estão dispostos na seção central do núcleo, verifica-se a possibilidade da área da janela comportar todos os enrolamentos. Consideram-se valores de 3,8 a 4,5 satisfatórios para a execução do projeto.

$$\frac{Aw}{2 \cdot N_{p1} \cdot AN_{p1} + 2 \cdot N_{p3} \cdot AN_{p3} + N_{s1} \cdot AN_{s1} + 2 \cdot N_{s2} \cdot AN_{s2}} \rightarrow \frac{10,78}{2 \cdot 18 \cdot 0,034 + 2 \cdot 2 \cdot 0,128 + 33 \cdot 0,024 + 2 \cdot 10 \cdot 0,00487} = 4,08 \quad (A.31)$$

A.8 Medição Experimental das Indutâncias de Dispersão e Magnetização do HFT

Os valores experimentais correspondentes a indutância de dispersão, a indutância de magnetização, e a resistência dos enrolamentos N_{p1} , N_{p2} , N_{p3} e N_{p4} foram obtidos através de medição em bancada. Para operação em modo rede com tensão igual a 110V são indicados 13,5 μ H, 1,21mH, e 70m Ω para enrolamentos em separado, respectivamente. Para operação em modo rede com tensão igual a 220V são indicados 9,8 μ H, 4,75mH, e 70m Ω para enrolamentos em série, respectivamente. Para operação em modo bateria são indicados 560nH, 13,80 μ H, e 10m Ω para enrolamentos em separado, respectivamente.

APÊNDICE B – PROJETO DO FILTRO LC COM AMORTECIMENTO EM PARALELO

O projeto do filtro LC com amortecimento em paralelo toma como referência o procedimento de projeto apresentado por Erickson e Maksimovic (2001). A partir do filtro LC passa-baixa, o simples acréscimo de elementos de amortecimento confere ao arranjo características de atenuação satisfatórias, e simplicidade em sua elaboração. Sendo assim, propõe-se neste apêndice o projeto do citado filtro, e uma análise da dinâmica da impedância de entrada do conversor CA-CC com filtro por meio do diagrama de Bode.

Na Tabela B.1 as especificações e as considerações de projeto do filtro LC com amortecimento em paralelo, e na Tabela B.2 os parâmetros do conversor CA-CC.

Tabela B.1 – Especificações e considerações do filtro LC com amortecimento em paralelo.

Especificações de projeto	Constante	Unidade
Tensão eficaz de entrada mínima para 110V (V_{i1min})	82,5	[V]
Tensão eficaz de entrada máxima para 110V (V_{i1max})	143	[V]
Tensão eficaz de entrada mínima para 220V (V_{i2min})	176	[V]
Tensão eficaz de entrada máxima para 220V (V_{i2max})	264	[V]
Tensão no barramento (V_{bus})	150	[V]
Potência ativa disponível no barramento (P_{bus})	780	[W]
Frequência da rede (f_g)	60	[Hz]
Considerações de projeto	Constante	Unidade
Frequência de chaveamento (f_s)	20000	[Hz]
Razão cíclica para condução das chaves na célula <i>Full-Bridge</i> (D_c)	0,4	[-]
Relação de transformação do conversor CA-CC (a_c)	1,786	[-]
Razão cíclica do carregador de baterias (D_b)	0,706	[-]
Relação de transformação do carregador de baterias (a_b)	0,5143	[-]
Corrente de carga das baterias ($I_{b_{car}}$)	1,4	[A]
Intervalo de condução da corrente pulsada (ϕ)	$2,54 \cdot 10^{-3}$	[s]
Frequência de ressonância do filtro LC com amortecimento (f_{r_c})	4000	[Hz]
Amortecimento do filtro (n_c)	0,5	[-]
Eficiência do conversor (η)	0,9	[-]

Por simplificação, ϕ é considerado o mesmo para o conversor CA-CC e carregador de baterias.

Fonte: próprio autor.

O equacionamento a seguir difere do equacionamento apresentado nos itens 3.3.2.4 e 6.3.2.4, visto que a corrente drenada pelo estágio carregador influencia na dinâmica do filtro.

B.1 Determinação das Correntes Máxima e Eficaz na Entrada

Para a determinação das correntes máxima e eficaz na entrada do conversor CA-CC, quando 110V ou 220V, são utilizada as Eqs. (B.1), (B.2), (B.3) e (B.4), respectivamente.

$$\begin{aligned} I_{i1\max} &= (I_p(\varphi) \cdot a_c + I_{pb}(\varphi) \cdot a_b) \rightarrow \\ &= (17,06 \cdot 1,786 + 4,05 \cdot 0,5143) \rightarrow I_{i1\max} = 32,55 \text{ A} \end{aligned} \quad (\text{B.1})$$

$$\begin{aligned} I_{i1\text{ef}} &= (I_p(\varphi) \cdot a_c + I_{pb}(\varphi) \cdot a_b) \cdot \sqrt{2 \cdot D_c} \cdot \sqrt{2 \cdot f_g \cdot \varphi} \rightarrow \\ &= (17,06 \cdot 1,786 + 4,05 \cdot 0,5143) \cdot \sqrt{2 \cdot 0,4} \cdot \sqrt{2 \cdot 60 \cdot 2,54 \cdot 10^{-3}} \rightarrow I_{i1\text{ef}} = 16,07 \text{ A} \end{aligned} \quad (\text{B.2})$$

$$\begin{aligned} I_{i2\max} &= \left(I_p(\varphi) \cdot \frac{a_c}{2} + I_{pb}(\varphi) \cdot \frac{a_b}{2} \right) \rightarrow \\ &= \left(17,06 \cdot \frac{1,786}{2} + 4,05 \cdot \frac{0,5143}{2} \right) \rightarrow I_{i2\max} = 16,27 \text{ A} \end{aligned} \quad (\text{B.3})$$

$$\begin{aligned} I_{i2\text{ef}} &= \left(I_p(\varphi) \cdot \frac{a_c}{2} + I_{pb}(\varphi) \cdot \frac{a_b}{2} \right) \cdot \sqrt{2 \cdot D_c} \cdot \sqrt{2 \cdot f_g \cdot \varphi} \rightarrow \\ &= \left(17,06 \cdot \frac{1,786}{2} + 4,05 \cdot \frac{0,5143}{2} \right) \cdot \sqrt{2 \cdot 0,4} \cdot \sqrt{2 \cdot 60 \cdot 2,54 \cdot 10^{-3}} \rightarrow I_{i2\text{ef}} = 8,04 \text{ A} \end{aligned} \quad (\text{B.4})$$

B.2 Determinação da Resistência Equivalente do Conversor vista pela Rede

A resistência equivalente do conversor vista pela rede é calculada para os dois níveis de tensão na entrada, quando 110V ou 220V, e em seguida é adotado o mínimo valor para a impedância de ressonância do filtro (Z_o) como critério de projeto, ver as Eqs. (B.5), (B.6), e (B.7), respectivamente.

$$R_{i1\min} = \frac{V_{i1\min}}{I_{i1\text{ef}}} \rightarrow = \frac{82,5}{16,07} \rightarrow R_{i1\min} = 5,13 \Omega \quad (\text{B.5})$$

$$R_{i2\min} = \frac{V_{i2\min}}{I_{i2\text{ef}}} \rightarrow = \frac{176}{8,04} \rightarrow R_{i2\min} = 21,90 \Omega \quad (\text{B.6})$$

$$\text{Como critério de projeto é adotado } Z_o = 8,5 \Omega \quad (\text{B.7})$$

B.3 Cálculo dos Elementos de Amortecimento

A impedância característica do filtro (R_{o_c}), a indutância equivalente do indutor filtro na entrada (L_{i_e}), a capacitância equivalente do capacitor filtro na entrada (C_{i_e}), a indutância equivalente do indutor filtro com amortecimento na entrada (L_{a_e}), o coeficiente de amortecimento do filtro (Q_{opt}), e resistência equivalente do resistor de amortecimento (R_{a_e}) são calculadas nas Eqs. (B.8), (B.9), (B.10), (B.11), (B.12), e (B.13), respectivamente.

$$R_{o_c} = \frac{Z_o}{\sqrt{2 \cdot n_c \cdot (2 \cdot n_c + 1)}} \rightarrow = \frac{8,5}{\sqrt{2 \cdot 0,5 \cdot (2 \cdot 0,5 + 1)}} \rightarrow R_{o_c} = 6,01 \Omega \quad (\text{B.8})$$

$$L_{i_e} = \frac{R_{o_c}}{2 \cdot \pi \cdot f_r_c} \rightarrow = \frac{6,01}{2 \cdot \pi \cdot 4000} \rightarrow L_{i_e} \cong 240 \mu\text{H} \quad (\text{B.9})$$

$$C_{i_e} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_r_c \cdot R_{o_c}} \rightarrow = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 4000 \cdot 6,01} \rightarrow C_{i_e} \cong 6,6 \mu\text{F} \quad (\text{B.10})$$

$$L_{a_e} = n_c \cdot L_{i_e} \rightarrow = 0,5 \cdot 240 \cdot 10^{-6} \rightarrow L_{a_e} \cong 120 \mu\text{H} \quad (\text{B.11})$$

$$Q_{\text{opt}} = \sqrt{\frac{n_c \cdot (4 \cdot n_c + 3) \cdot (2 \cdot n_c + 1)}{2 \cdot (4 \cdot n_c + 1)}} \rightarrow = \sqrt{\frac{0,5 \cdot (4 \cdot 0,5 + 3) \cdot (2 \cdot 0,5 + 1)}{2 \cdot (4 \cdot 0,5 + 1)}} \rightarrow Q_{\text{opt}} = 0,913 \quad (\text{B.12})$$

$$Ra_e = R_{0c} \cdot Q_{opt} \rightarrow = 6,01 \cdot 0,913 \rightarrow Ra_e \cong 5,5 \Omega \quad (B.13)$$

B.4 Cálculo dos Esforços nos Elementos de Amortecimento

Admitindo que a influência do chaveamento em alta frequência é atenuada na forma de onda da corrente na entrada, procede-se com a determinação dos esforços de corrente nos indutores do filtro LC com amortecimento em paralelo em baixa frequência. Sendo assim, o valor máximo e o valor eficaz da corrente em Li_e e em La_e são calculados nas Eqs. (B15), (B16), (B17), e (B18), respectivamente.

$$Xi = 2 \cdot \pi \cdot (2 \cdot fg) \cdot Li_e \rightarrow = 2 \cdot \pi \cdot (2 \cdot 60) \cdot 240 \cdot 10^{-6} \rightarrow Xi \cong 0,181 \Omega \quad (B.14)$$

$$Xa = \sqrt{Ra_e^2 + (2 \cdot \pi \cdot (2 \cdot fg) \cdot La_e)^2} \rightarrow = \sqrt{5,5^2 + (2 \cdot \pi \cdot (2 \cdot 60) \cdot 120 \cdot 10^{-6})^2} \rightarrow Xa \cong 5,5 \Omega$$

$$ILi_{emax} = \frac{Xa}{Xi + Xa} \cdot Ii_{1max} \rightarrow = \frac{5,5}{0,181 + 5,5} \cdot 32,55 \rightarrow ILi_{emax} = 31,51 \text{ A} \quad (B.15)$$

$$ILi_{eef} = Ii_{1ef} \rightarrow ILi_{eef} = 16,07 \text{ A} \quad (B.16)$$

$$ILa_{emax} = \frac{Xi}{Xi + Xa} \cdot Ii_{1max} \rightarrow = \frac{0,181}{0,181 + 5,5} \cdot 32,55 \rightarrow ILa_{emax} = 1,037 \text{ A} \quad (B.17)$$

$$ILa_{eef} = \frac{ILa_{emax}}{\sqrt{2}} \rightarrow ILa_{eef} = 0,733 \text{ A} \quad (B.18)$$

Tabela B.2 – Parâmetros do conversor CA-CC.

Descrição	Constante	Unidade
Indutância do indutor filtro na saída ($LS_I \hat{\prime}$)	$a_c^{-2} * 600\mu$	[H]
Resistência do indutor filtro na saída ($RLS_I \hat{\prime}$)	$a_c^{-2} * 0,2$	[Ω]
Capacitância do capacitor filtro na saída ($CS_I \hat{\prime}$)	$a_c^2 * 3000\mu$	[F]
Resistência série interna ao capacitor filtro na saída ($RCs_I \hat{\prime}$)	$a_c^{-2} * 30m$	[Ω]
Resistência de carga no barramento ($Rs_I \hat{\prime}$)	$a_c^{-2} * 28$	[Ω]
Indutor filtro com amortecimento na entrada (La_e)	120 μ	[H]
Resistência de amortecimento do filtro na entrada (Ra_e)	5,5	[Ω]
Indutor filtro na entrada (Li_e)	240u	[H]
Capacitor filtro na entrada (Ci_e)	6,6 μ	[F]
Resistência série interna ao capacitor filtro na entrada (RCi_e)	10m	[Ω]

Fonte: próprio autor.

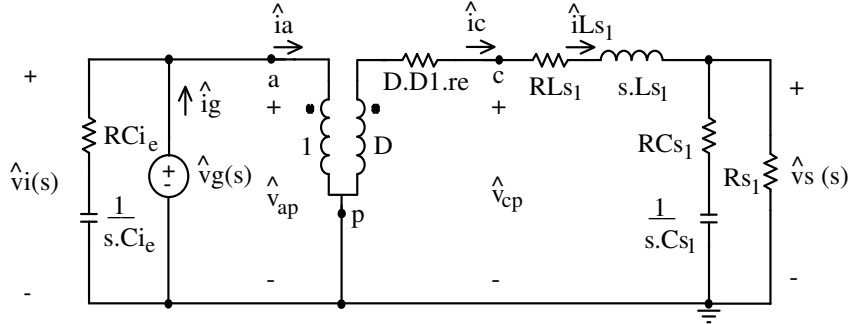
B.5 Análise da Dinâmica da Impedância de Entrada do Conversor CA-CC com Filtro

A dinâmica da impedância de entrada do conversor CA-CC é analisada a partir da obtenção do modelo médio equivalente do circuito de pequenos sinais. Esta análise permite observar a influência do acréscimo do filtro LC à dinâmica do conversor.

A expressão da Função de Transferência (FT) que relaciona a variação da tensão com a variação da corrente, ambas na impedância de entrada, [$Gze(s)$] é tratada na Eq. (B.19), desde que \mathbf{d} seja mantido constante; o circuito modificado é apresentado na Figura B.1.

$$Gze(s) = \left. \frac{\hat{v}_g}{\hat{i}_g} \right|_{\hat{d}=0} \quad (\text{B.19})$$

Figura B.1 – Circuito de pequeno sinal para análise da Eq. (B.19).



Fonte: próprio autor.

Respeitando a polaridade do transformador ideal, referindo os elementos de circuito ao lado primário, levantado as relações entre tensões e correntes, atentando para as fontes dependentes de tensão e de corrente, e aplicando leis de Kirchhoff, a Eq. (B.20) é obtida. O filtro LC com amortecimento em paralelo na entrada não é incluído.

$$Gze(s) = Kze \cdot \frac{(b_3 \cdot s^3 + b_2 \cdot s^2 + b_1 \cdot s + 1)}{(a_3 \cdot s^3 + a_2 \cdot s^2 + a_1 \cdot s + 1)} \quad (\text{B.20})$$

$$Kze = \frac{Rs_1 + RLS_1 + RCi_e \cdot Dc \cdot (1 - D)}{D^2}$$

$$b_3 = \frac{Cs_1 \cdot Ci_e \cdot Ls_1 \cdot RCi_e \cdot (Rs_1 + RCS_1)}{Rs_1 + RLS_1 + RCi_e \cdot D \cdot (1 - D)}$$

$$b_2 = \frac{(Rs_1 + RCS_1) \cdot RCi_e^2 \cdot Cs_1 \cdot Ci_e \cdot D \cdot (1 - D) + \dots}{Rs_1 + RLS_1 + RCi_e \cdot D \cdot (1 - D)}$$

$$b_1 = \frac{D \cdot (1 - D) \cdot RCi_e^2 \cdot Ci_e + (D \cdot (1 - D) \cdot Cs_1 \cdot (Rs_1 + RCS_1) + (Rs_1 + RLS_1) \cdot Ci_e) \cdot RCi_e + \dots}{Rs_1 + RLS_1 + RCi_e \cdot D \cdot (1 - D)}$$

$$a_3 = \frac{Cs_1 \cdot Ci_e \cdot Ls_1 \cdot (Rs_1 + RCS_1)}{D^2}$$

$$a_2 = \frac{Ci_e \cdot Ls_1 + Cs_1 \cdot Ci_e \cdot (Rs_1 \cdot (RCS_1 + RLS_1 + D \cdot RCi_e) + RCS_1 \cdot RLS_1 + D \cdot RCS_1 \cdot RCi_e)}{D^2}$$

$$a_1 = \frac{Ci_e \cdot (Rs_1 + RLS_1 + D \cdot RCi_e) + Cs_1 \cdot D^2 \cdot (Rs_1 + RCS_1)}{D^2}$$

Em continuidade ao projeto, a FT do filtro LC com amortecimento em paralelo $[Z_o(s)]$ e a FT do filtro LC passa-baixa $[Z_{o_c}(s)]$ são apresentadas na Eqs. (B.22), e (B.23).

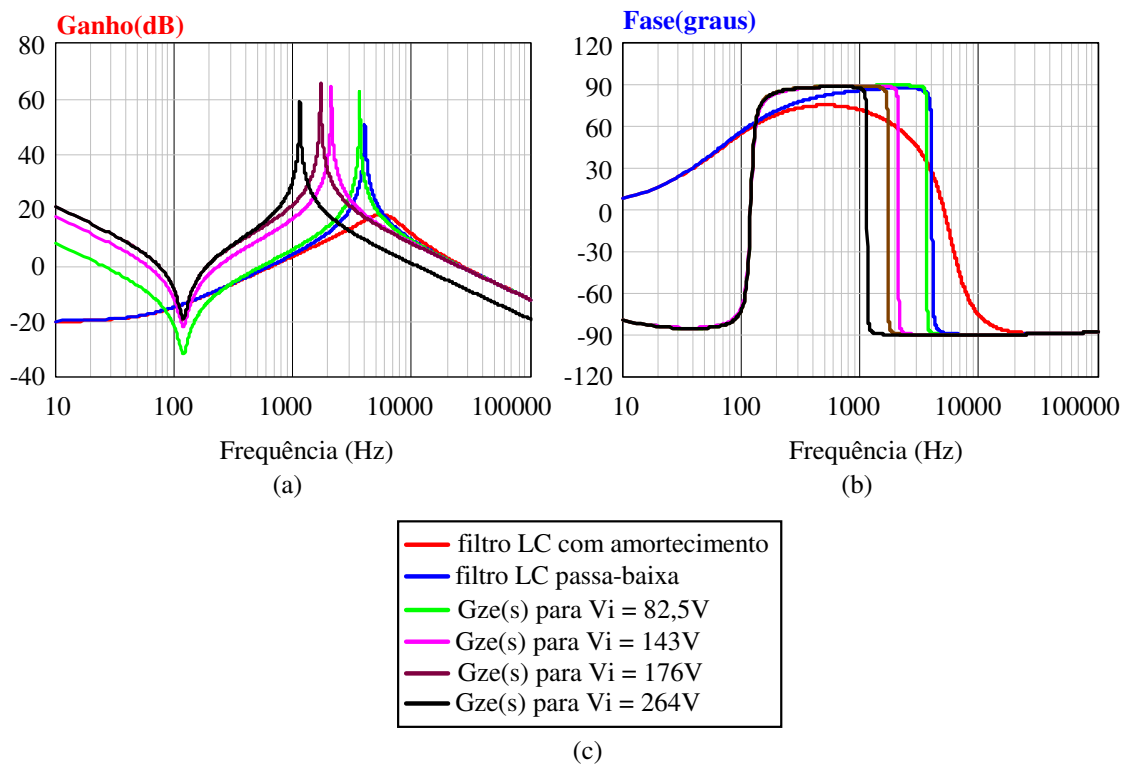
$$ZCi_e(s) = RCi_e + \frac{1}{s \cdot Ci_e}; \quad ZLi_e(s) = RLi_e + s \cdot Li_e; \quad e \quad ZLa_e(s) = RLa_e + s \cdot La_e \quad (\text{B.21})$$

$$Z_o(s) = \frac{Z_{Ci_e}(s) \cdot \left(\frac{Z_{Li_e}(s) \cdot (R_{a_e} + Z_{La_e}(s))}{Z_{Li_e}(s) + R_{a_e} + Z_{La_e}(s)} \right)}{Z_{Ci_e}(s) + \left(\frac{Z_{Li_e}(s) \cdot (R_{a_e} + Z_{La_e}(s))}{Z_{Li_e}(s) + R_{a_e} + Z_{La_e}(s)} \right)} \quad (\text{B.22})$$

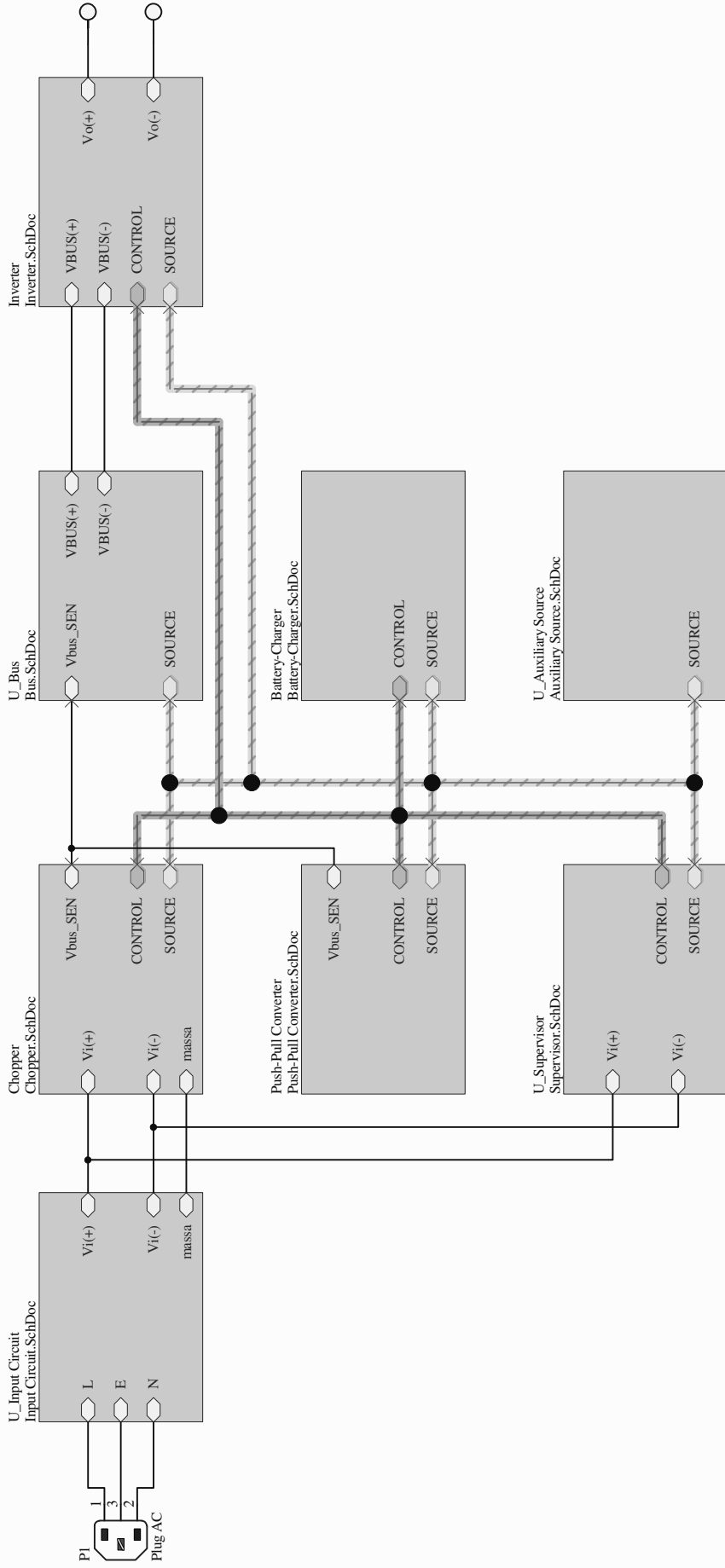
$$Z_{o_c}(s) = \frac{Z_{Ci_e}(s) \cdot Z_{Li_e}(s)}{Z_{Ci_e}(s) + Z_{Li_e}(s)} \quad (\text{B.23})$$

O diagrama de Bode apresentado na Figura B.2 faz referência às funções tratadas nas Eqs. (B.20), (B.22), e (B.23) em sua representação analítica, sendo estas esboçadas com a evolução da frequência desde 10Hz até 100kHz. Comparando o comportamento das funções $Z_o(s)$ e $Z_{o_c}(s)$, é observado que frequência de ressonância do filtro está sintonizada em 4 kHz, o pico de ressonância é atenuado em $Z_o(s)$, e a fase possui uma inclinação ao longo da década. Quanto à $Gze(s)$, quatro curvas são esboçadas para os níveis máximos e mínimos de tensão na entrada, de modo que os picos de ressonância correspondentes ocorrem entre 1 kHz e 4 kHz.

Figura B.2 – Esboço em diagrama de Bode: (a) ganho, (b) fase, e (c) legenda.

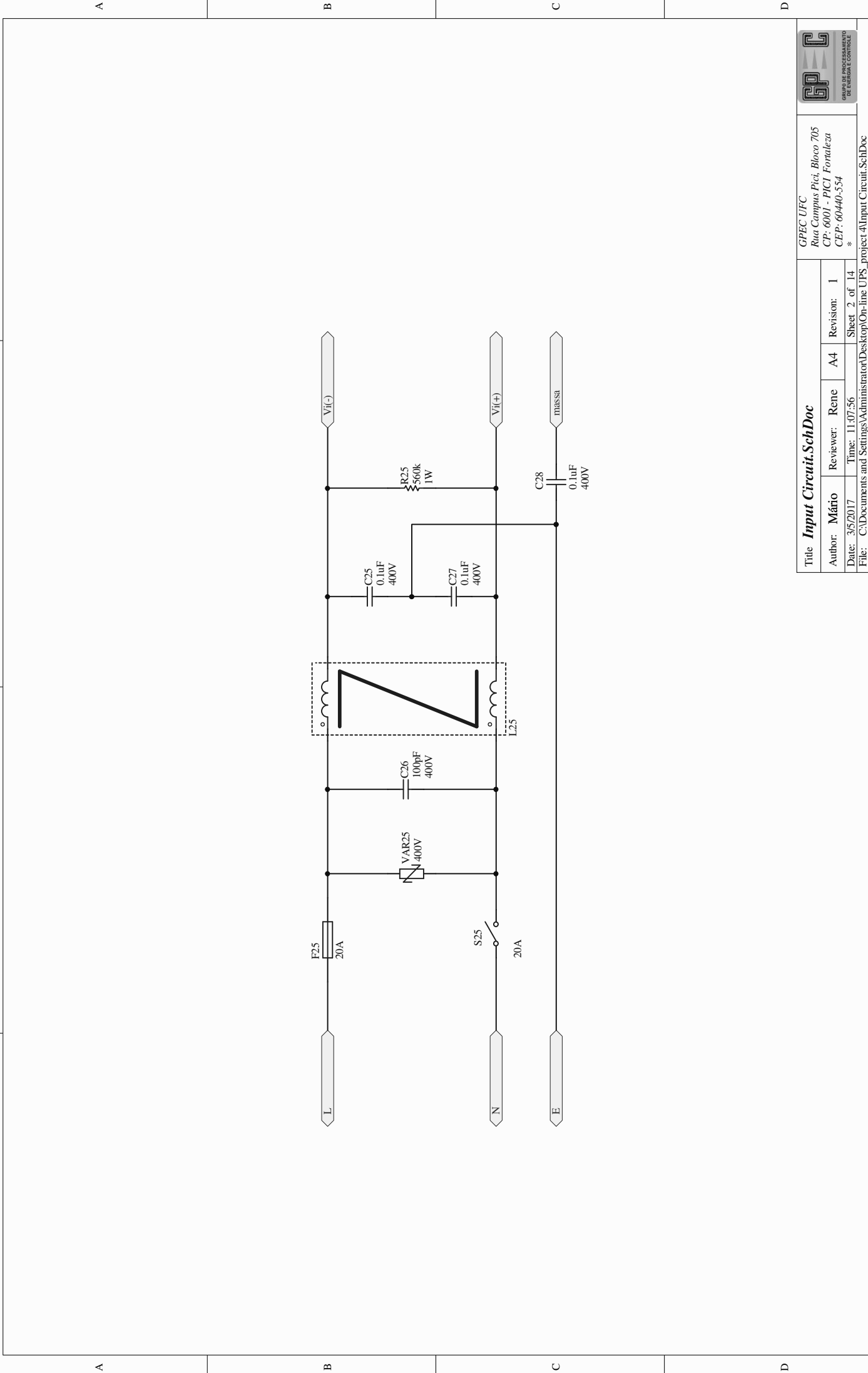


Fonte: próprio autor.



GPEC UFC
 Rua Campus Pici, Bloco 705
 CP: 6001 - Pici Fortaleza
 CEP: 60440-554
 *

Title Main Sheet.SchDoc			
Author: Mário	Reviewer: Rene	A4	Revision: 1
Date: 3/5/2017	Time: 11:07:56	Sheet 1 of 14	
File: C:\Documents and Settings\Administrator\Desktop\On-line UPS - project\4Main Sheet.SchDoc			



Title: Input Circuit.SchDoc		GPEC UFC Rua Campus Pici, Bloco 705 CP: 6001 - PICI Fortaleza CEP: 60440-554	
Author: Mário	Reviewer: Rene	A4	Revision: 1
Date: 3/5/2017	Time: 11:07:56	Sheet 2 of 14	
File: C:\Documents and Settings\Administrator\Desktop\On-line UPS - project\4\Input Circuit.SchDoc			



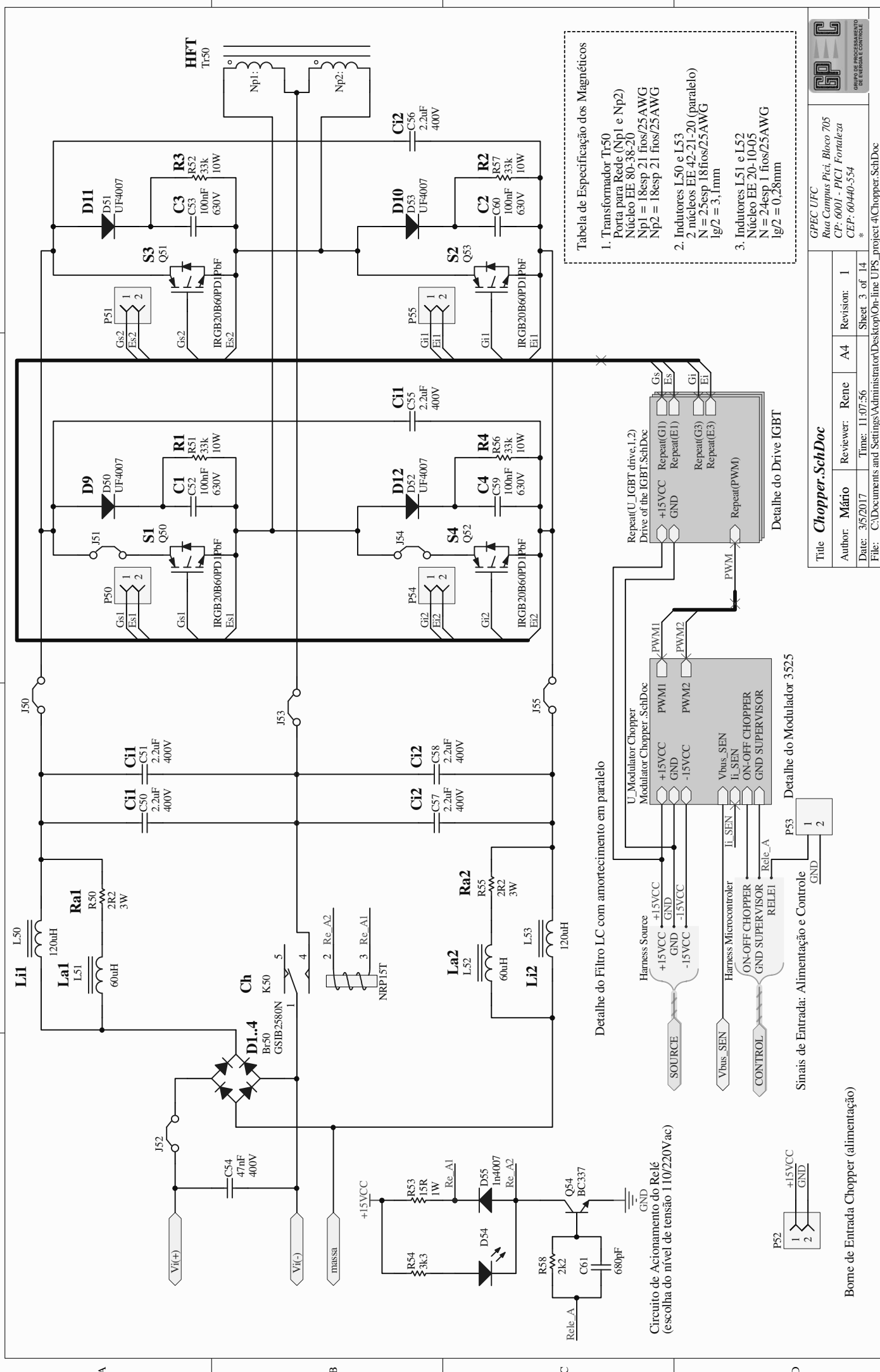
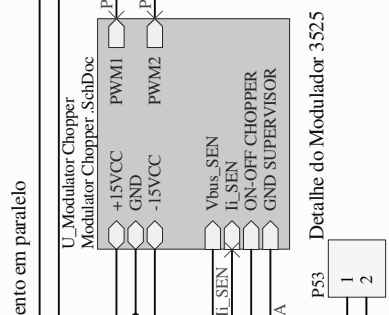
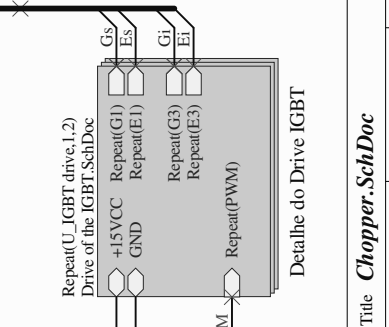
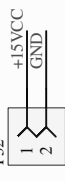


Tabla de Especificação dos Magnéticos

1. Transformador Tr50
 Porta para Rede (Np1 e Np2)
 Núcleo EE 80-38-20
 Np1 = 18esp 21 fios/25AWG
 Np2 = 18esp 21 fios/25AWG
2. Indutores L50 e L53
 2 núcleos EE 42-21-20 (paralelo)
 N = 25esp 18fios/25AWG
 lg/2 = 3,1mm
3. Indutores L51 e L52
 Núcleo EE 20-10-05
 N = 24esp 1 fios/25AWG
 lg/2 = 0,28mm



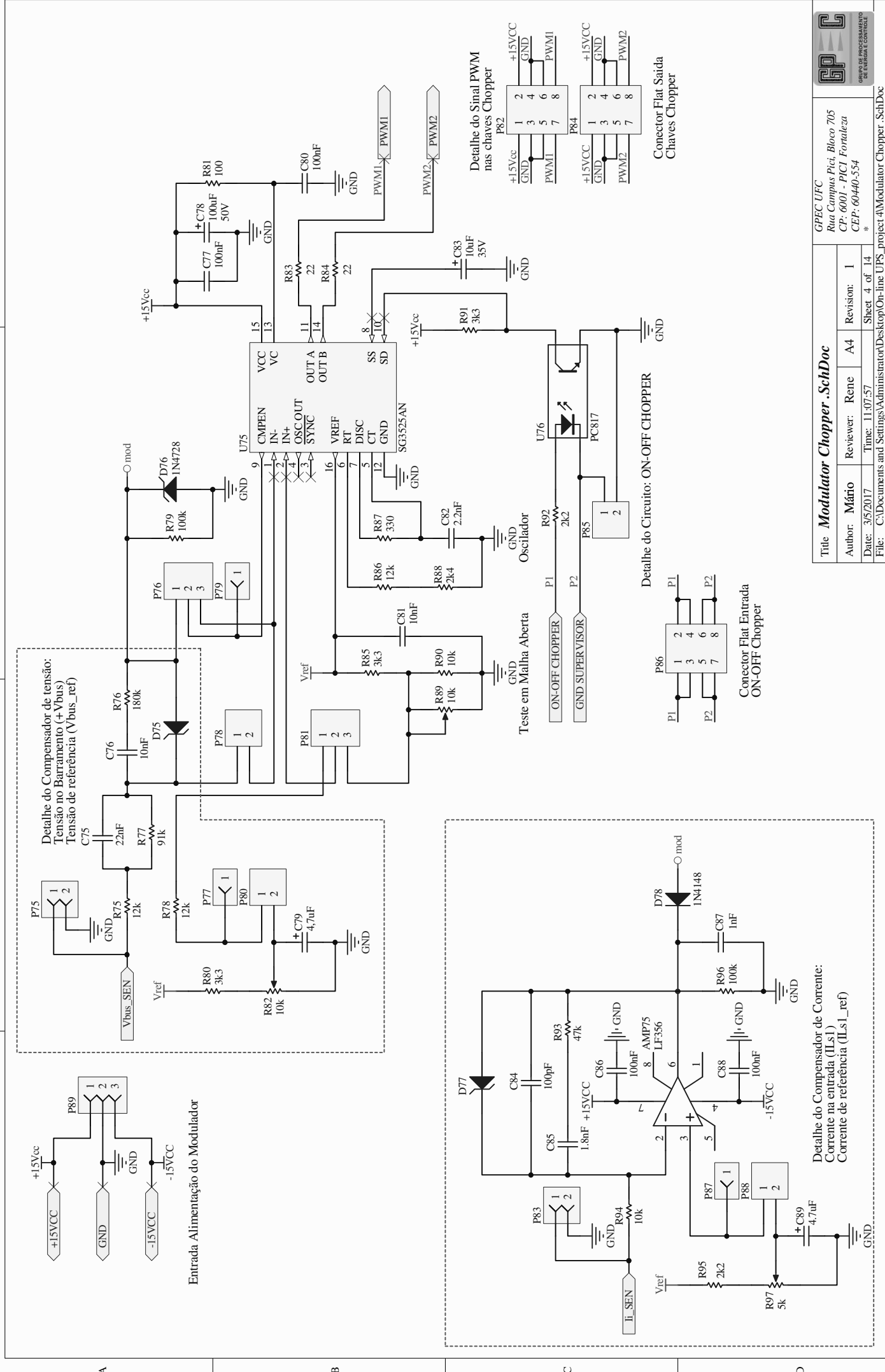
Circuito de Acionamento do Relé (escolha do nível de tensão 110/220V ac)



GPEC UFPA
 Rua Campus Pici, Bloco 705
 CP: 6001 - PICI Fortaleza
 CEP: 60440-554

Title Chopper.SchDoc	
Author: Mário	Reviewer: Rene
Date: 3/5/2017	Time: 11:07:56
File: C:\Documents and Settings\Administrator\Desktop\On-line UPS - project\4\Chopper.SchDoc	
Sheet 3 of 14	Revision: 1

Bome de Entrada Chopper (alimentação)

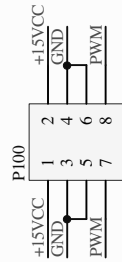
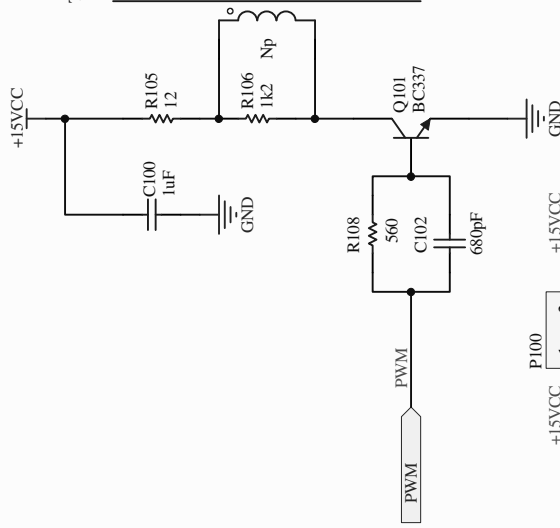
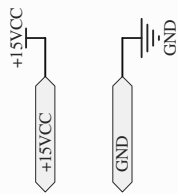


GP
GRUPO DE PROCESSAMENTO DE ENERGIA E CONTROLE

GPEC UFC
Rua Campus Pici, Bloco 705
CP: 6001 - PICI Fortaleza
CEP: 60440-554

Title: Modulator Chopper .SchDoc

Author: Mário	Reviewer: Rene	A4	Revision: 1
Date: 3/5/2017	Time: 11:07:57	Sheet 4 of 14	
File: C:\Documents and Settings\Administrator\Desktop\On-line UPS_project\4Modulator Chopper .SchDoc			



Conector Flat Entrada Chave Chopper

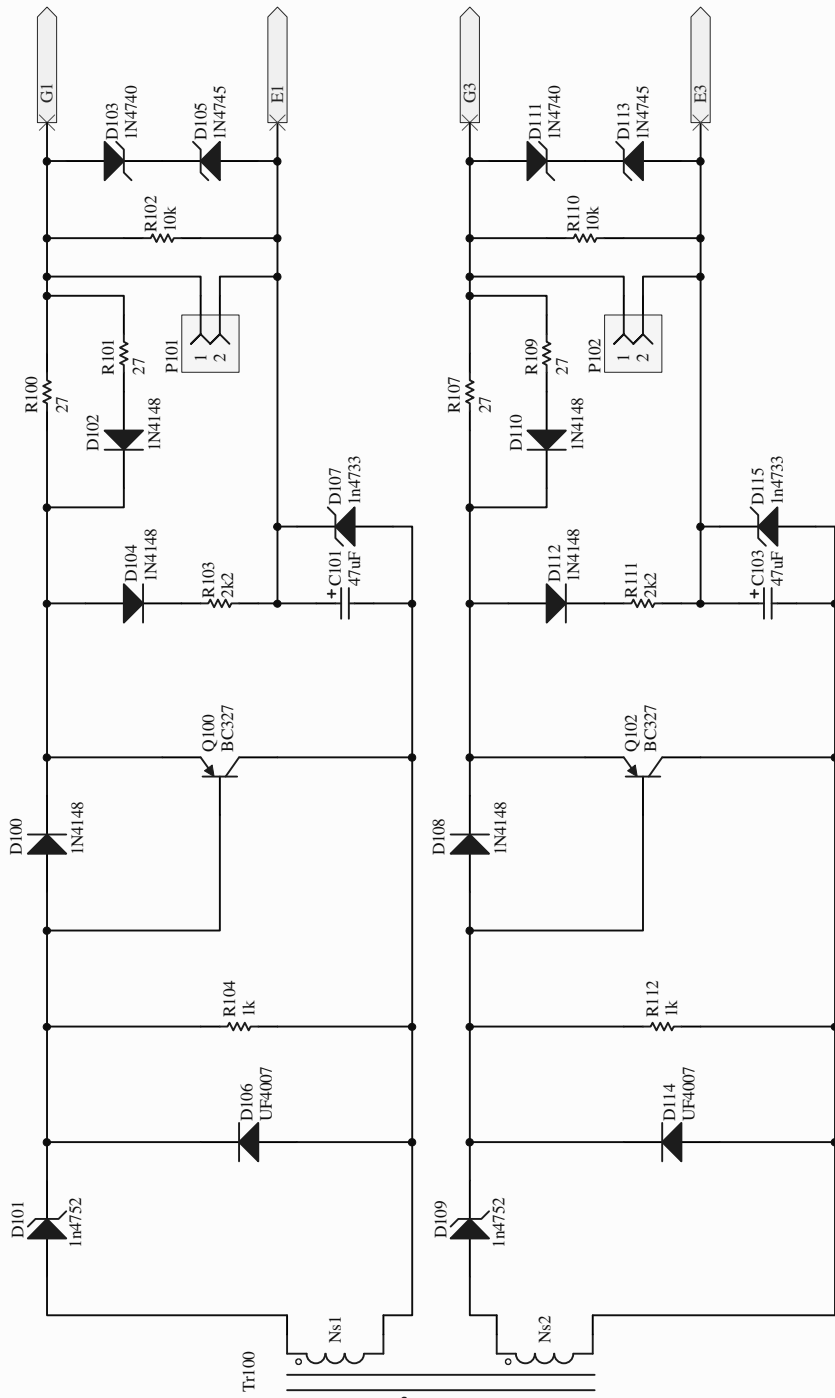


Tabela de Especificação do Magnético

1. Transformador Tr100
 Núcleo EE 25-10-07
 Np1 = 41 esp 1Fio/26AWG
 Ns1 = 60esp 1Fio/28AWG
 Ns2 = 60esp 1Fio/28AWG

GPEC UFC Rua Campus Pici, Bloco 705 CP: 6001 - Pici Fortaleza CEP: 60440-554			
Drive of the IGBT.SchDoc			
Author: Mário	Reviewer: Rene	A4	Revision: 1
Date: 3/5/2017	Time: 11:07:57	Sheet 5 of 14	
File: C:\Documents and Settings\Administrator\Desktop\On-line UPS - project4\Drive of the IGBT.SchDoc			

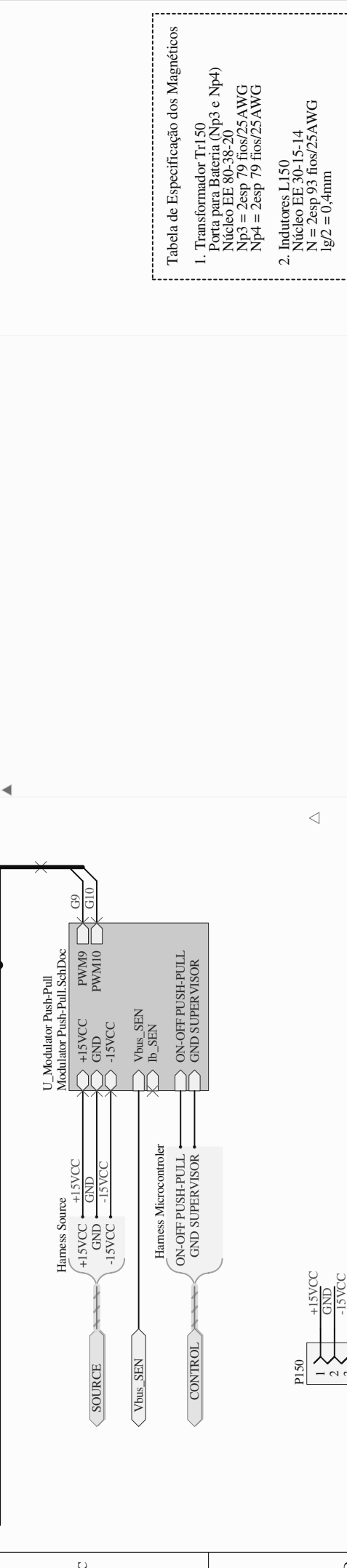
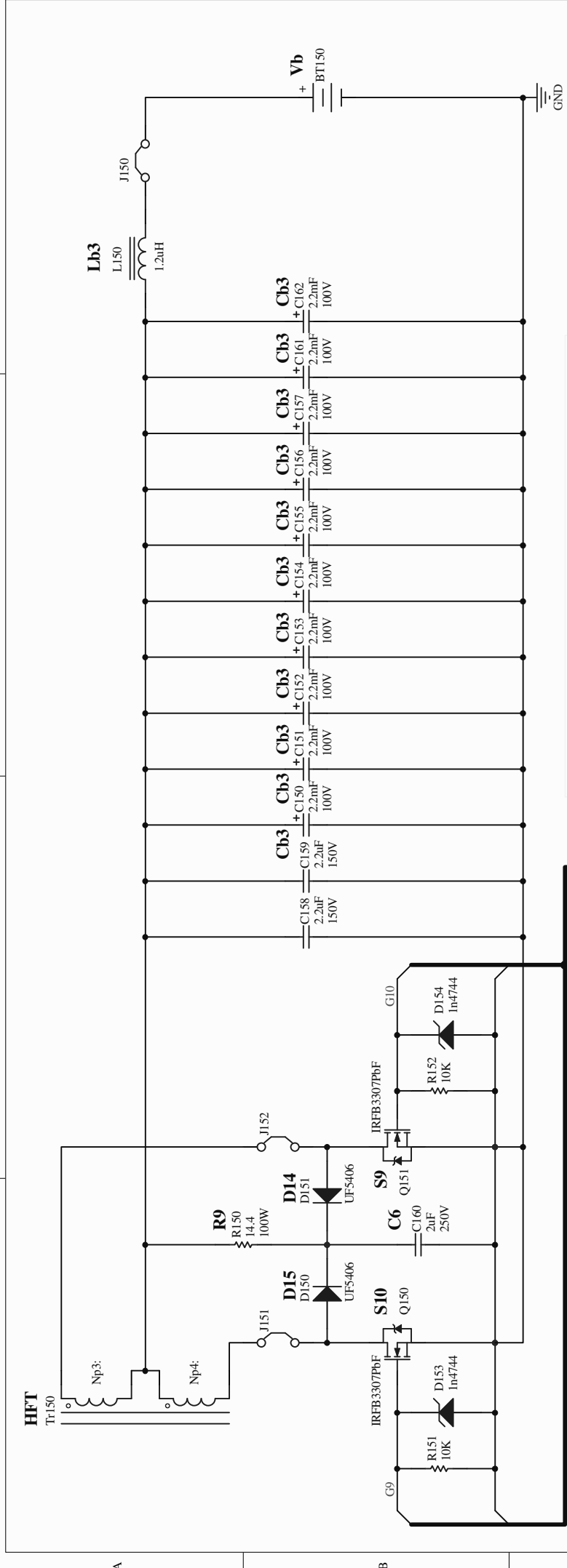
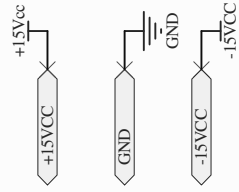


Tabella de Especificação dos Magnéticos

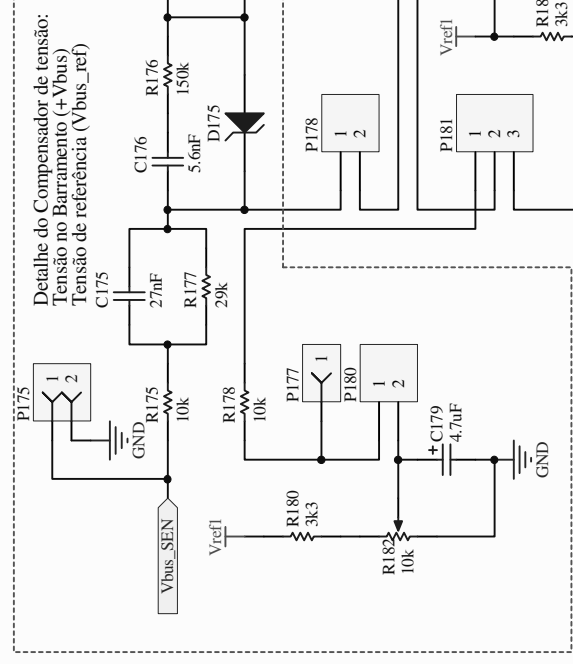
1. Transformador Tr150
 Porta para Bateria (Np3 e Np4)
 Núcleo EE 80-38-20
 Np3 = 2esp 79 fios/25AWG
 Np4 = 2esp 79 fios/25AWG
2. Indutores L150
 Núcleo EE 30-15-14
 N = 2esp 93 fios/25AWG
 lg/2 = 0.4mm

GPEC UFC Rua Campus Pici, Bloco 705 CP: 6001 - Pici Fortaleza CEP: 60440-554 *	
Title: Push-Pull Converter.Sch.Doc	Author: Mário
Reviewer: Rene	Revision: 1
Date: 3/5/2017	Time: 11:07:57
File: C:\Documents and Settings\Administrator\Desktop\On-line UPS - project\4Push-Pull Converter.Sch.Doc	Sheet 6 of 14

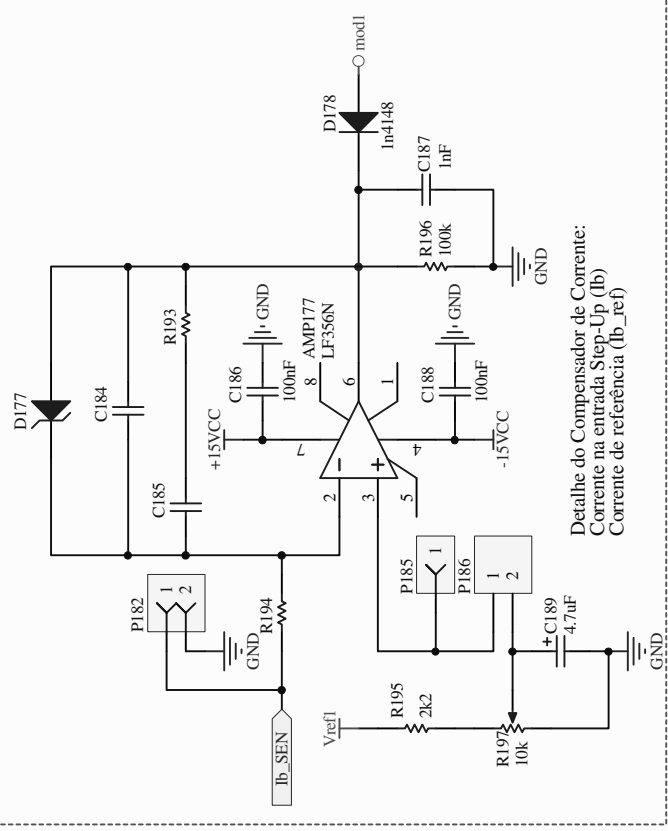
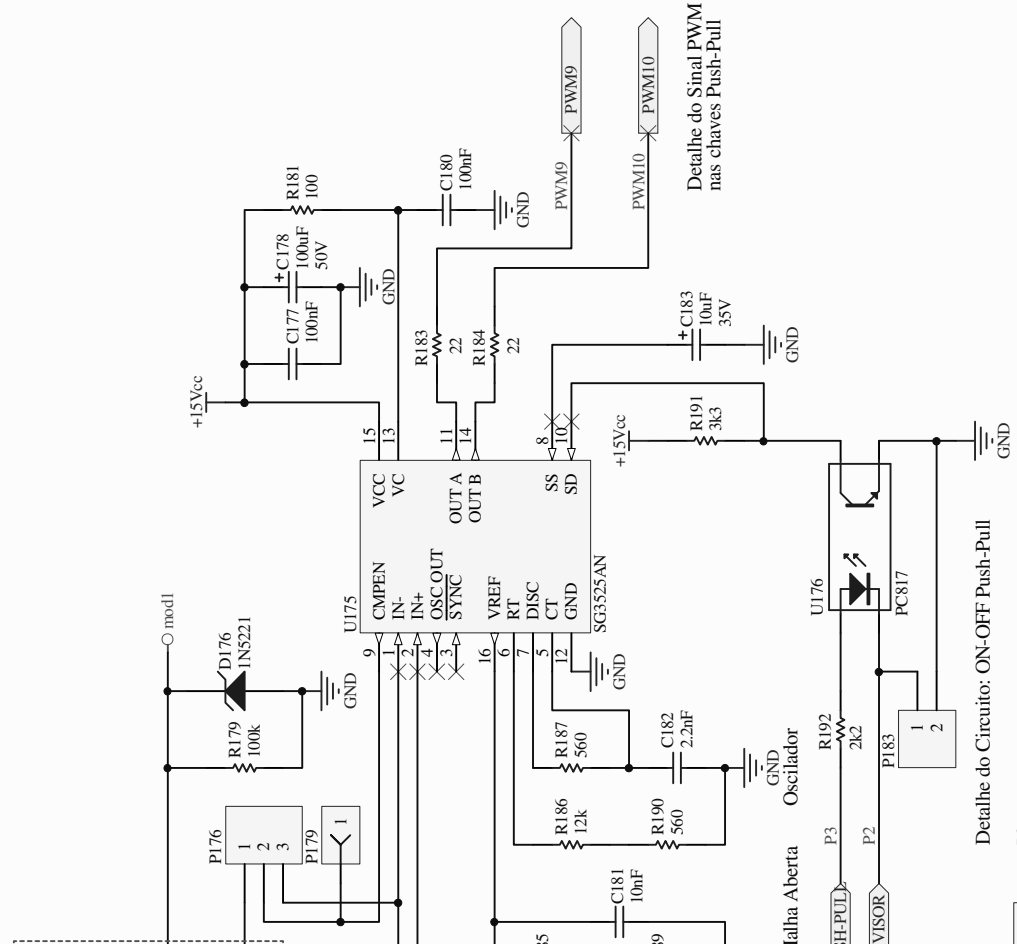
Borne de Entrada Push-Pull (alimentação)



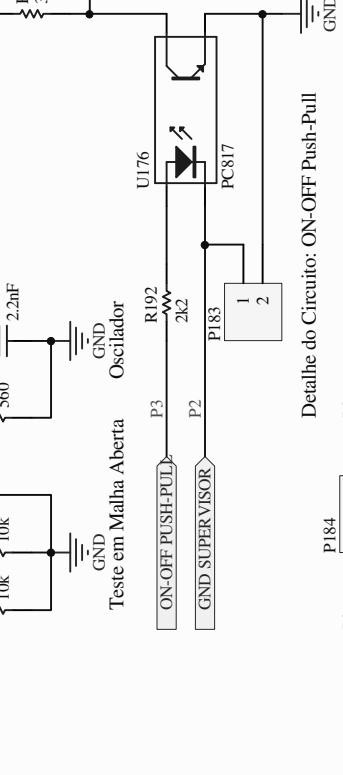
Entrada Alimentação do Modulador



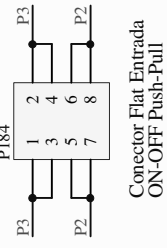
Detalhe do Compensador de tensão:
Tensão no Barramento (+Vbus)
Tensão de referência (Vbus_ref)



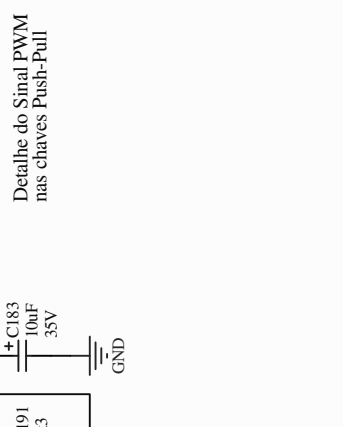
Detalhe do Compensador de Corrente:
Corrente na entrada Step-Up (Ib)
Corrente de referência (Ib_ref)



Detalhe do Circuito: ON-OFF Push-Pull



Conector Flat Entrada
ON-OFF Push-Pull



Detalhe do Sinal PWM
nas chaves Push-Pull

Title **Modulator Push-Pull.SchDoc**

Author: Mário	Reviewer: Rene	A4	Revision: 1
Date: 3/5/2017	Time: 11:07:57	Sheet 7 of 14	
File: C:\Documents and Settings\Administrator\Desktop\On-line UPS_project\4Modulator Push-Pull.SchDoc			

GPEC UFC
 Rua Campus Pici, Bloco 705
 CP: 6001 - Pici Fortaleza
 CEP: 60440-554



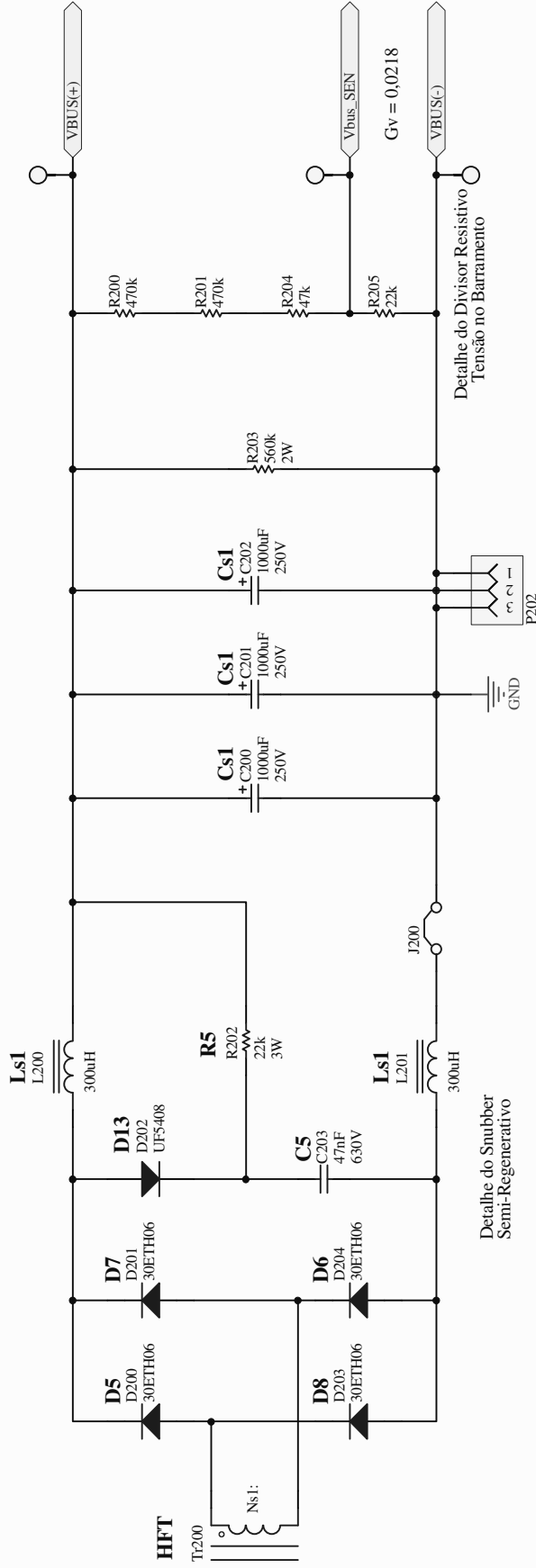
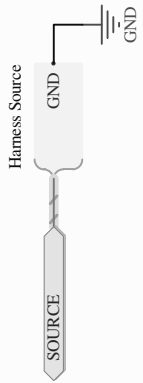


Tabela de Especificação dos Magnéticos

- Transformador Tr200
 Porta Lado Inversor (Ns1)
 Núcleo EE 80-38-20
 Ns1 = 33esp 15fios/25AWG
- Indutores L200 e L201 (único indutor)
 2 núcleos EE 65-33-13 (paralelo)
 N = 71esp 14fios/25AWG
 lg/2 = 5,4mm

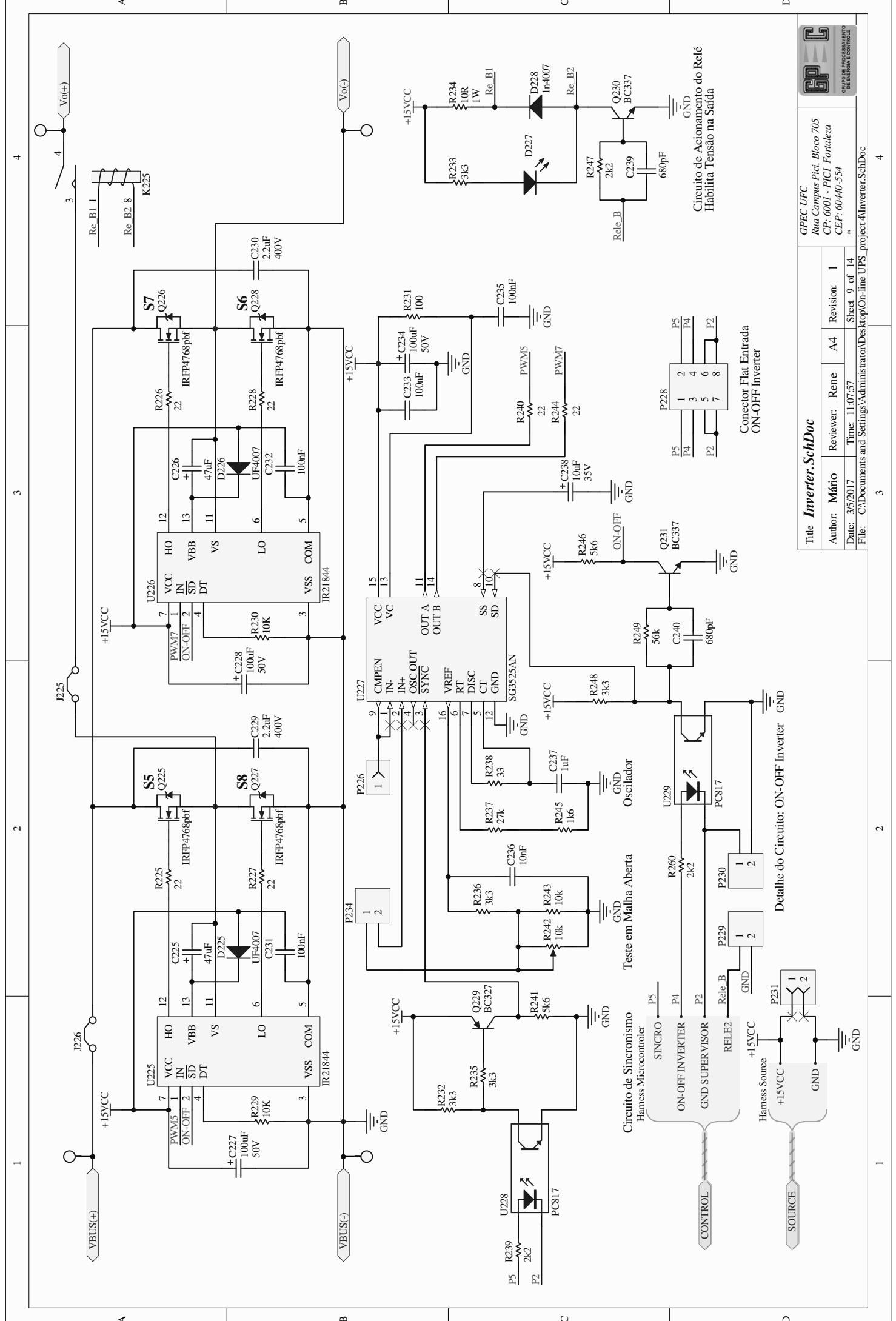


Title <i>Bus.SchDoc</i>	
Author: Mário	Reviewer: Rene
Date: 3/5/2017	Time: 11:07:57
File: C:\Documents and Settings\Administrator\Desktop\On-line UPS - project4\Bus.SchDoc	Sheet 8 of 14
Revision: 1	A4

GPEC UFC
 Rua Campus Pici, Bloco 705
 CP: 6001 - Pici Fortaleza
 CEP: 60440-554

Nota: L200 e L201 correspondem a um único indutor com indutância 600uH (Ls1)





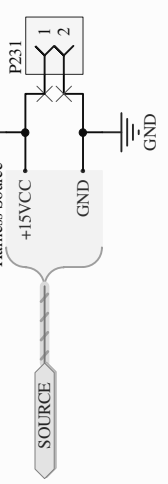
Circuito de Aciomamento do Relé
Habilita Tensão na Saída

Title <i>Inverter_SchDoc</i>			
Author: Mário	Reviewer: Rene	A4	Revision: 1
Date: 3/5/2017	Time: 11:07:57	Sheet 9 of 14	*
File: C:\Documents and Settings\Administrator\Desktop\On-line UPS_project\4Inverter_SchDoc			



GPEC UFC
 Rua Campus Pici, Bloco 705
 CP: 6001 - Pici Fortaleza
 CEP: 60440-554

Detalhe do Circuito: ON-OFF Inverter



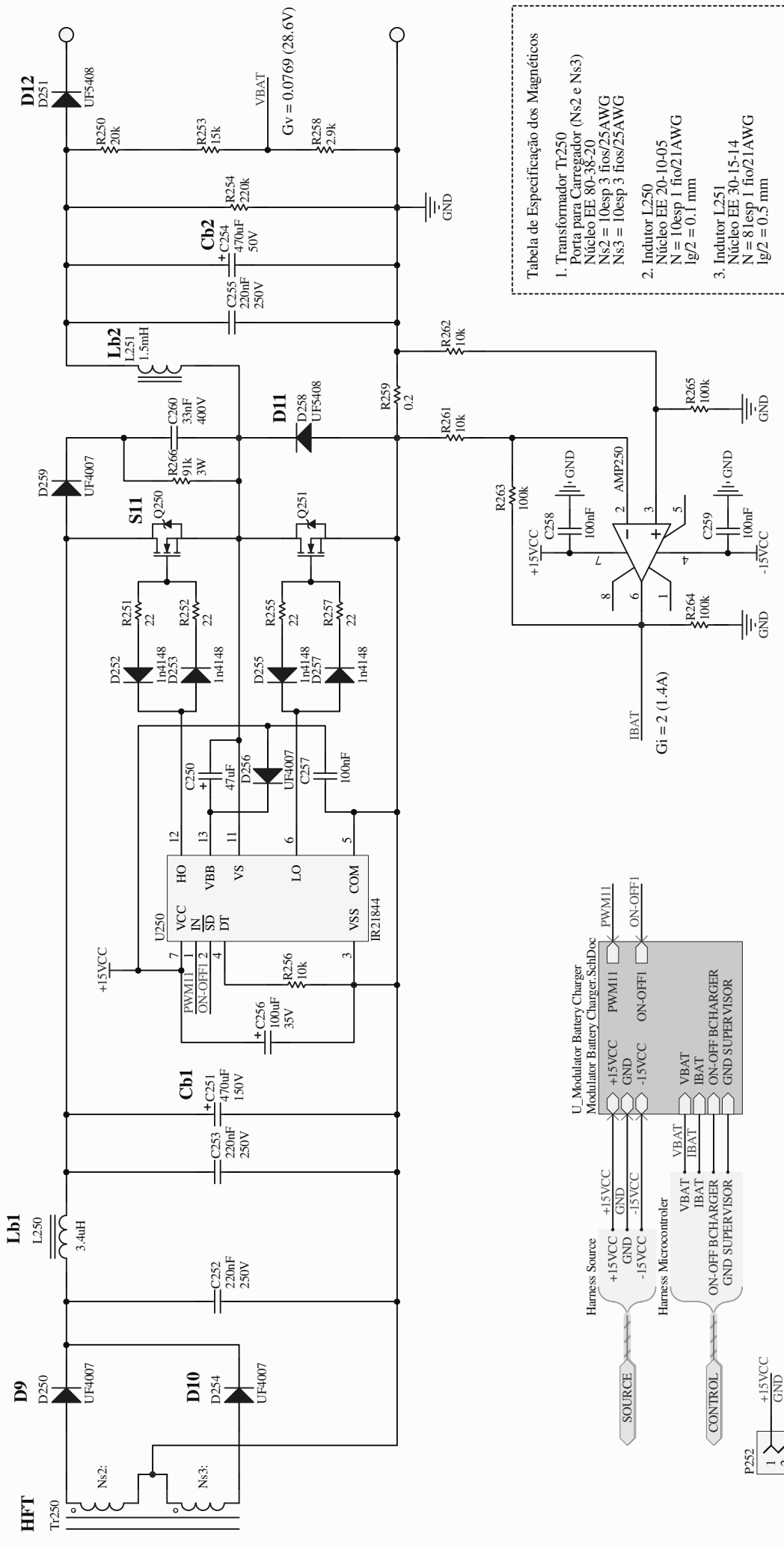
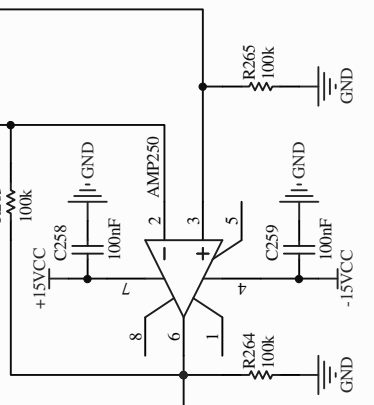
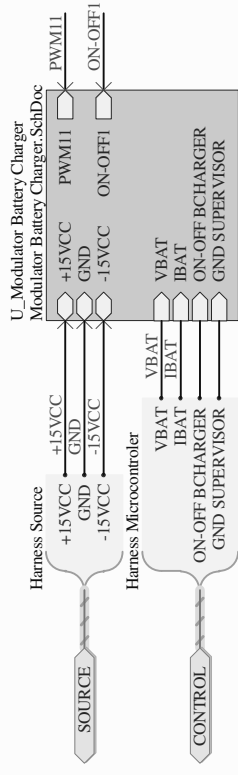


Tabela de Especificação dos Magnéticos

- Transformador Tr250
Porta para Carregador (Ns2 e Ns3)
Núcleo EE 80-38-20
Ns2 = 10esp 3 fios/25AWG
Ns3 = 10esp 3 fios/25AWG
- Indutor L250
Núcleo EE 20-10-05
N = 10esp 1 fio/21AWG
lg/2 = 0,1 mm
- Indutor L251
Núcleo EE 30-15-14
N = 8 esp 1 fio/21AWG
lg/2 = 0,5 mm



$G1 = 2 (1.4A)$



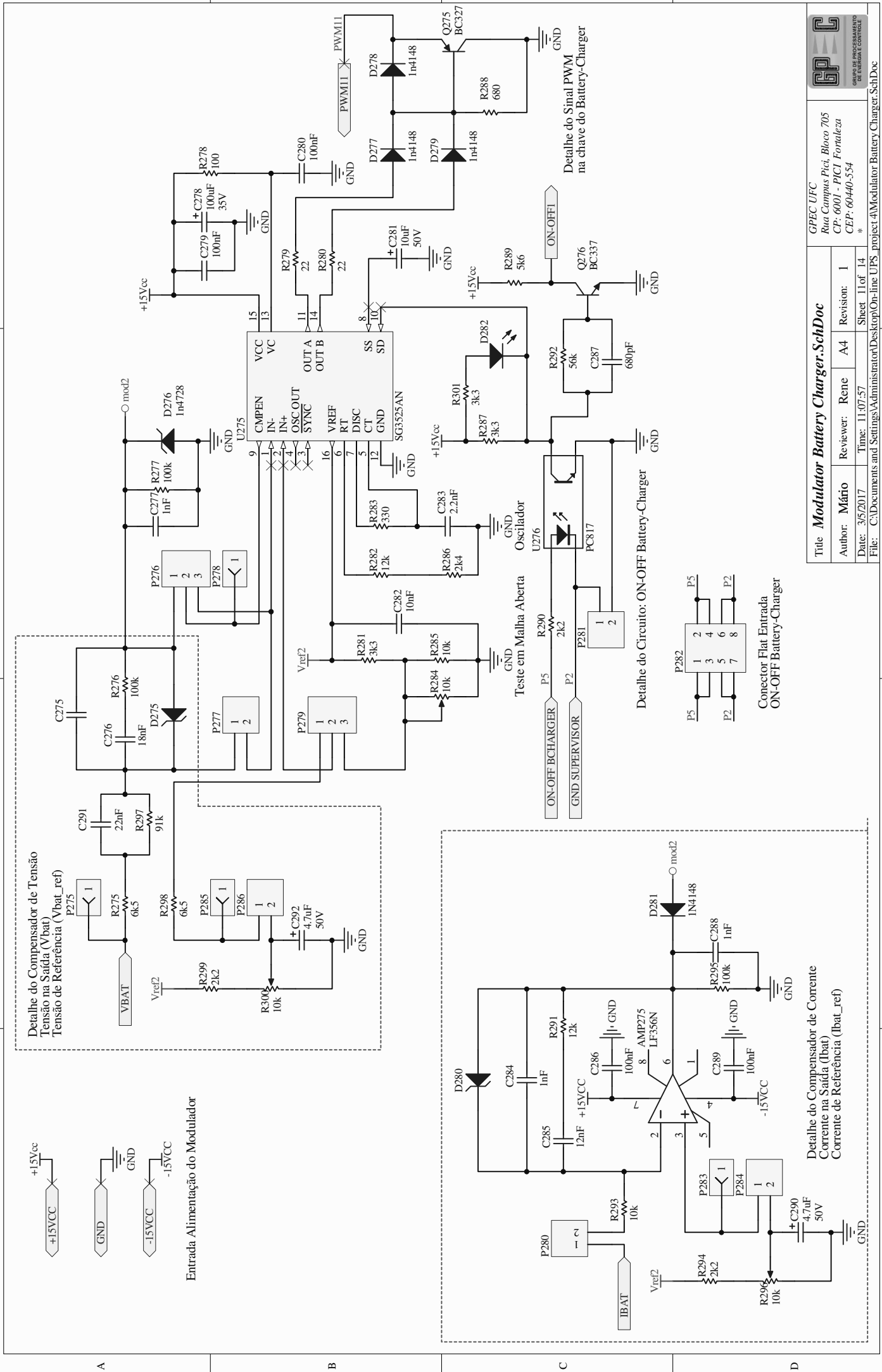
GPEC UFC
Rua Campus Pici, Bloco 705
CP: 6001 - PICI Fortaleza
CEP: 60440-554


GPEC
GRUPO DE PROCESSAMENTO DE ENERGIA E CONTROLE

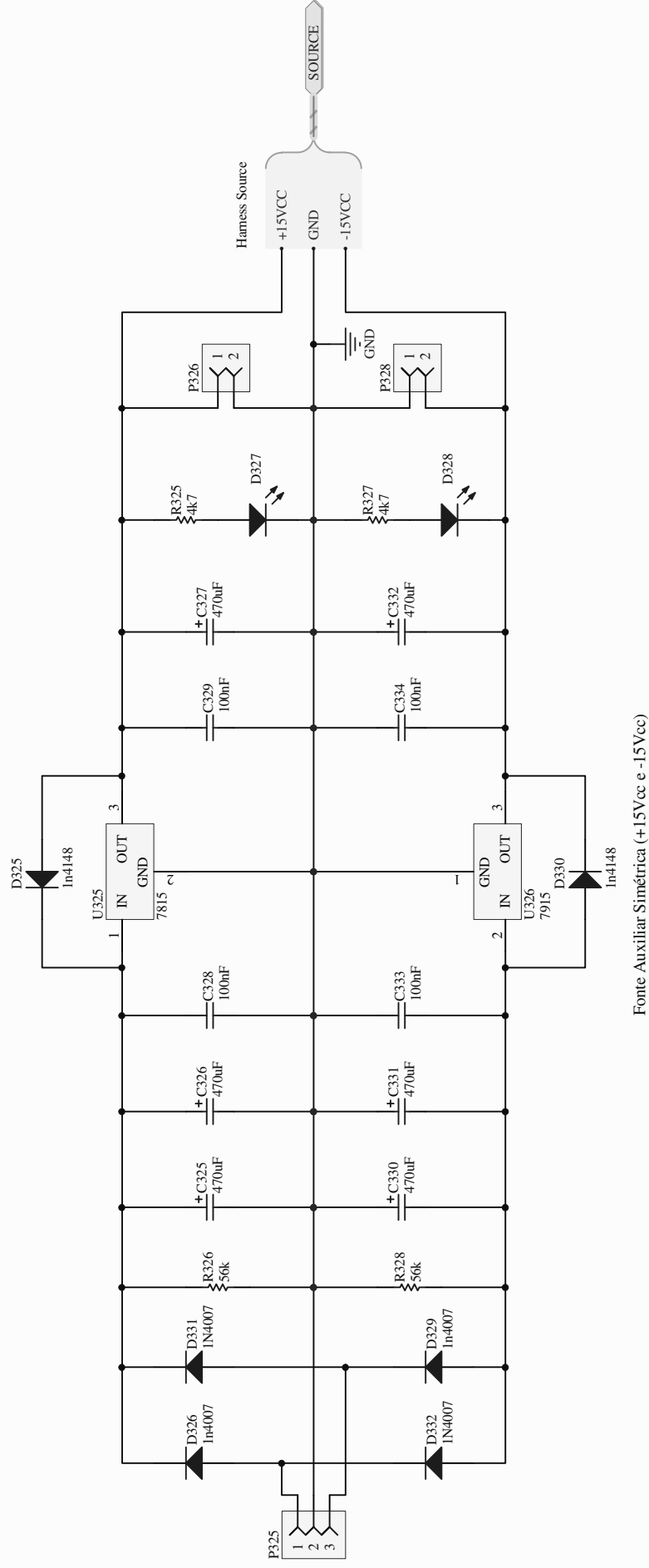
Title: **Battery-Charger.SchDoc**

Author: Mário	Reviewer: Rene	A4	Revision: 1
Date: 3/5/2017	Time: 11:07:57	Sheet 10 of 14	*
File: C:\Documents and Settings\Administrator\Desktop\On-line UPS - project\4\Battery-Charger.SchDoc			

Bome de Entrada Battery-Charger (alimentação)

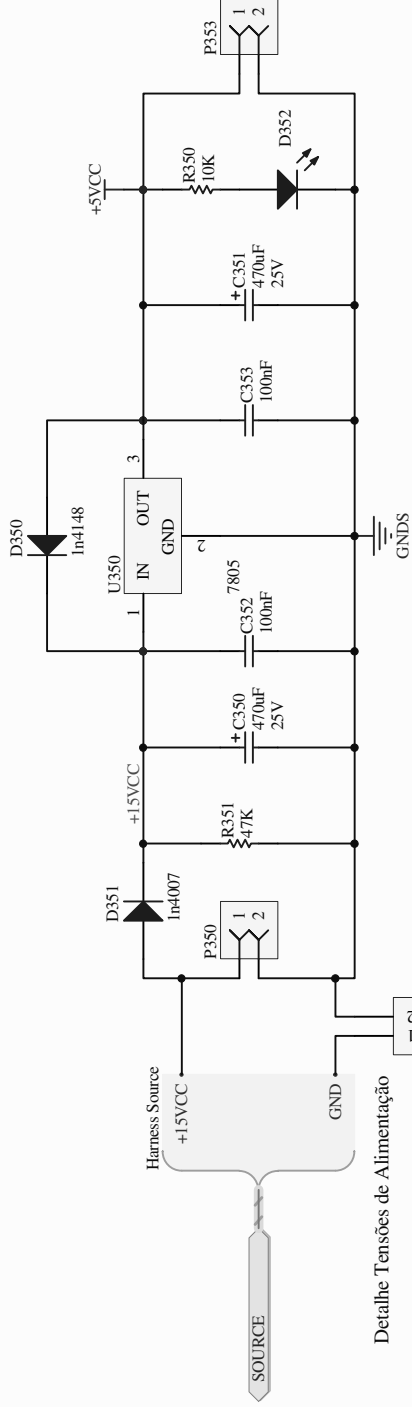


 GPEC UFC Rua Campus Pici, Bloco 705 CP: 6001 - PICI Fortaleza CEP: 60440-554	
Title: Modulator Battery Charger-SchDoc	
Author: Mário	Reviewer: Rene
Date: 3/5/2017	Time: 11:07:57
File: C:\Documents and Settings\Administrator\Desktop\On-line UPS - project 4\Modulator Battery Charger-SchDoc	Sheet 11 of 14
Revision: 1	



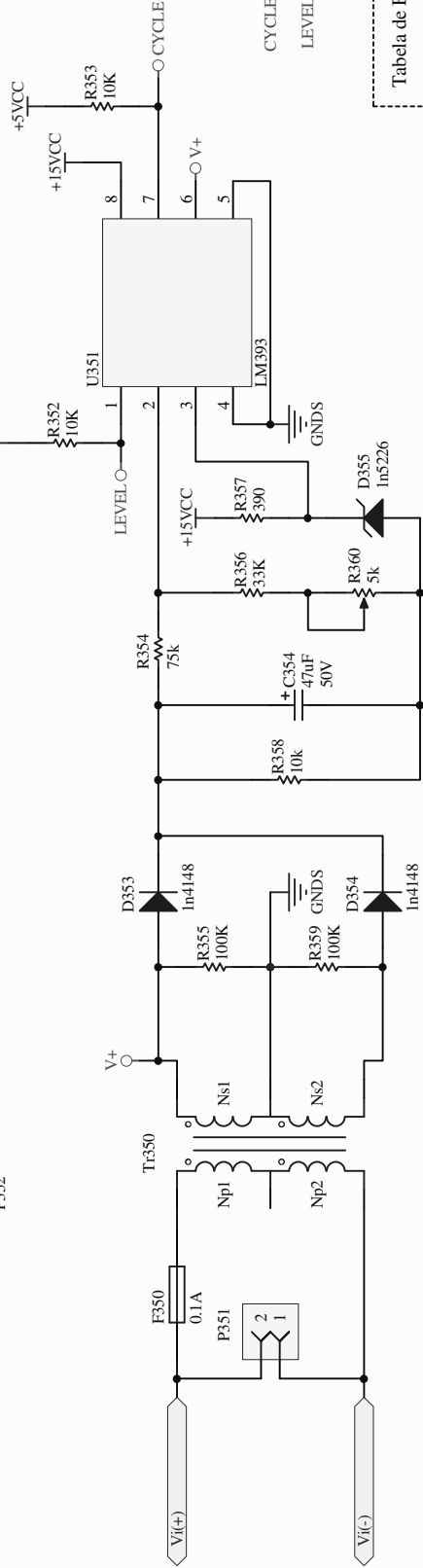
GPEC UFG
 Rua Campus Pici, Bloco 705
 CP: 6001 - Pici Fortaleza
 CEP: 60440-554
 *

Title: Auxiliary Source.SchDoc			
Author: Mário	Reviewer: Rene	A4	Revision: 1
Date: 3/5/2017	Time: 11:07:57	Sheet 12 of 14	
File: C:\Documents and Settings\Administrator\Desktop\On-line UPS_project\Auxiliary Source.SchDoc			



Detalhe Tensões de Alimentação

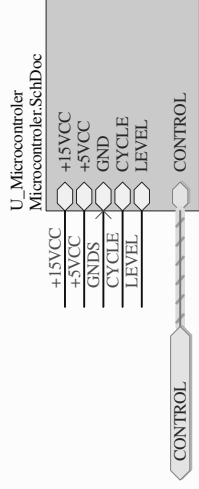
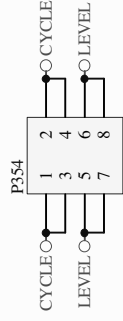
Fonte de Alimentação Microcontrolador (+5Vcc) +5VCC



Circuito de Detecção do Cruzamento por Zero e Amplitude da Rede (Vi)

Tabela de Especificação do Magnético

1. Transformador Tr325
 trafo medição
 110/220 (+12+12)

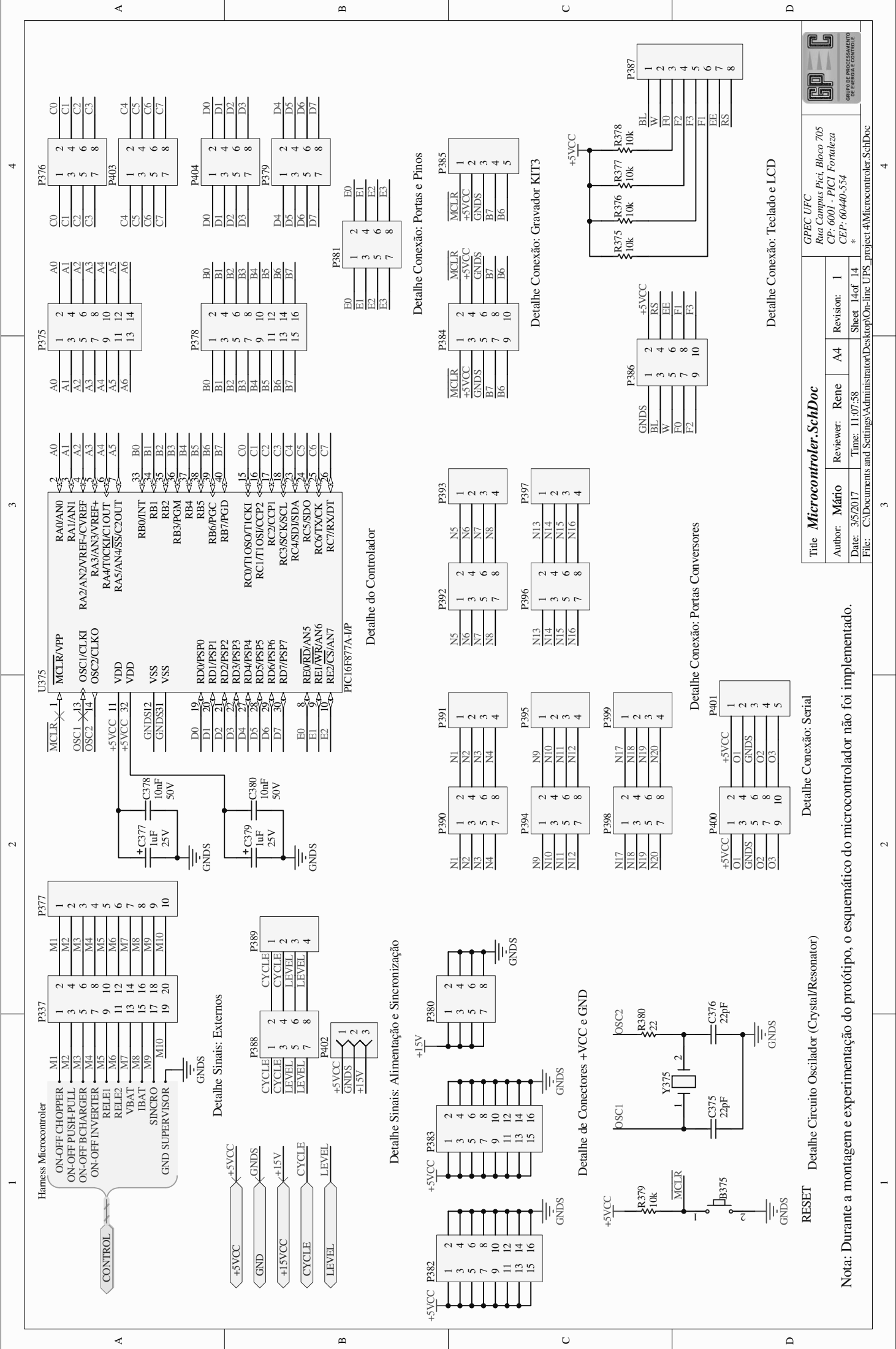


Title Supervisor.SchDoc

Author: Mário	Reviewer: Rene	A4	Revision: 1
Date: 3/5/2017	Time: 11:07:58	Sheet 13 of 14	
File: C:\Documents and Settings\Administrator\Desktop\On-line UPS - project4\Supervisor.SchDoc			



GPEC UFG
 Rua Campus Pici, Bloco 705
 CP: 6001 - Pici Fortaleza
 CEP: 60440-554



1 2 3 4

A B C D

3 2 1 2 3 4

Microcontroller.SchDoc

Author: Mário	Reviewer: Rene	A4	Revision: 1
Date: 3/5/2017	Time: 11:07:58	Sheet 14 of 14	
File: C:\Documents and Settings\Administrator\Desktop\On-line UPS - project\4Microcontroller.SchDoc			

GP GPEC UFC
 Rua Campus Pici, Bloco 705
 CP: 6001 - Pici Fortaleza
 CEP: 60440-554

Nota: Durante a montagem e experimentação do protótipo, o esquemático do microcontrolador não foi implementado.

Detalhe Conexão: Teclado e LCD

Detalhe Conexão: Serial

Detalhe Circuito Oscilador (Crystal/Resonator)

Detalhe de Conectores +VCC e GND

Detalhe Sinais: Alimentação e Sincronização

Detalhe Conexão: Portas e Pinos

Detalhe Conexão: Gravador KIT3

Detalhe Conexão: Portas Conversores

Detalhe do Controlador

Detalhe Sinais: Externos

RESET

OSC2

OSC1

+5VCC

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

GND

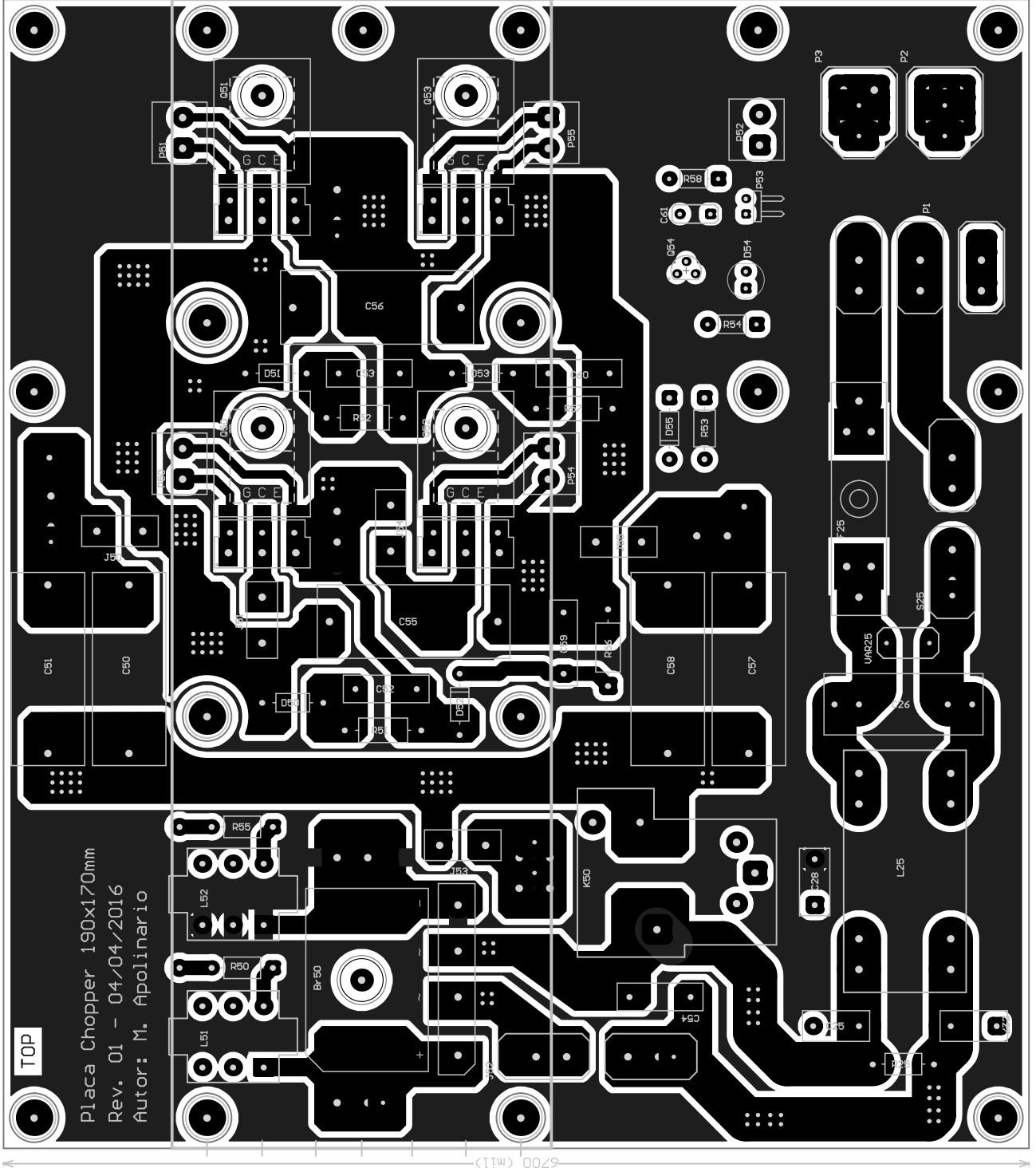
GND

GND

GND

1 2 3 4

Placa Chopper 190x170mm
7500 (mil)

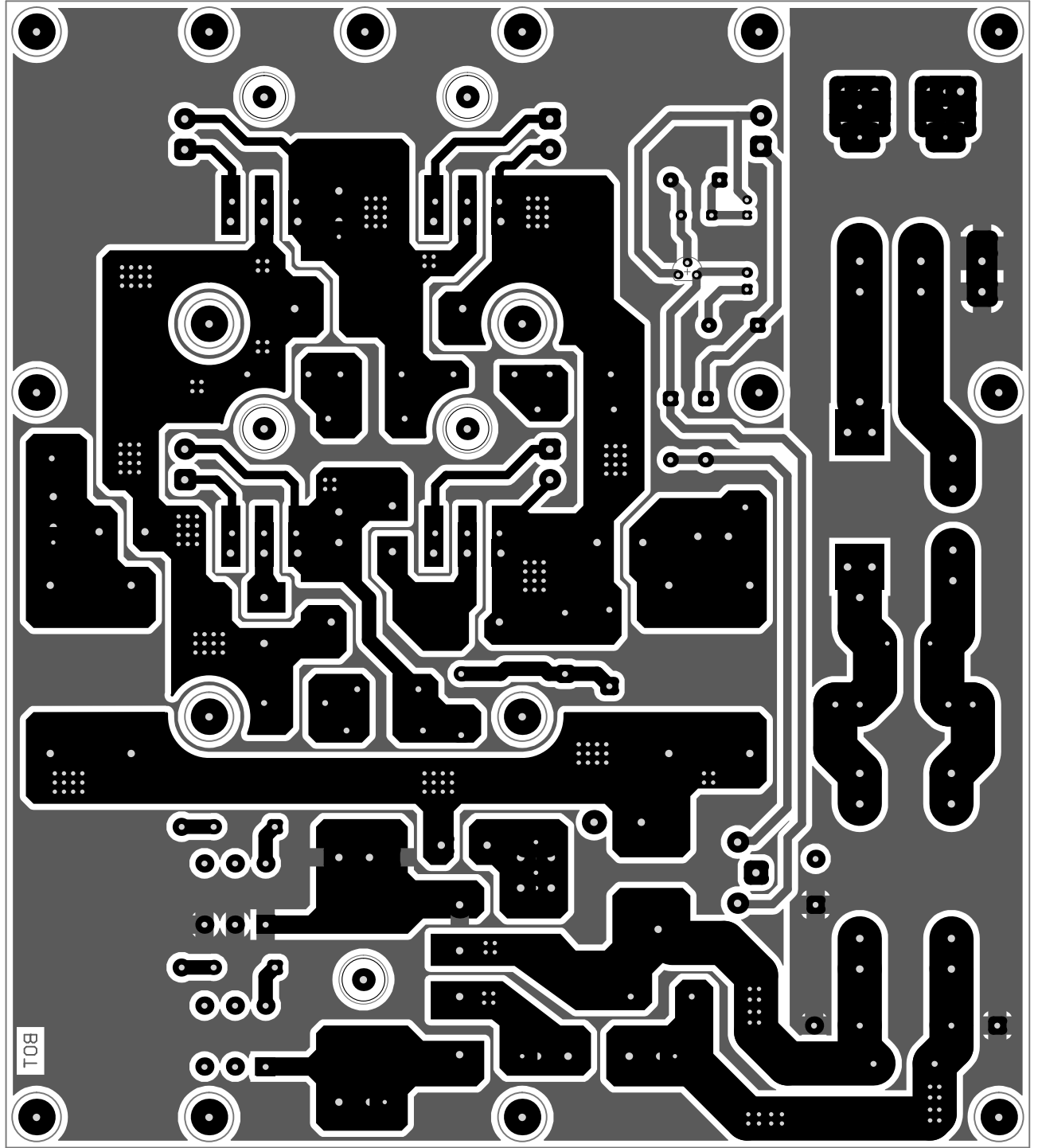


TOP

Placa Chopper 190x170mm
 Rev. 01 - 04/04/2016
 Autor: M. Apolinario

6200 (mil)

1 2 3 4



B01

4

3

2

1

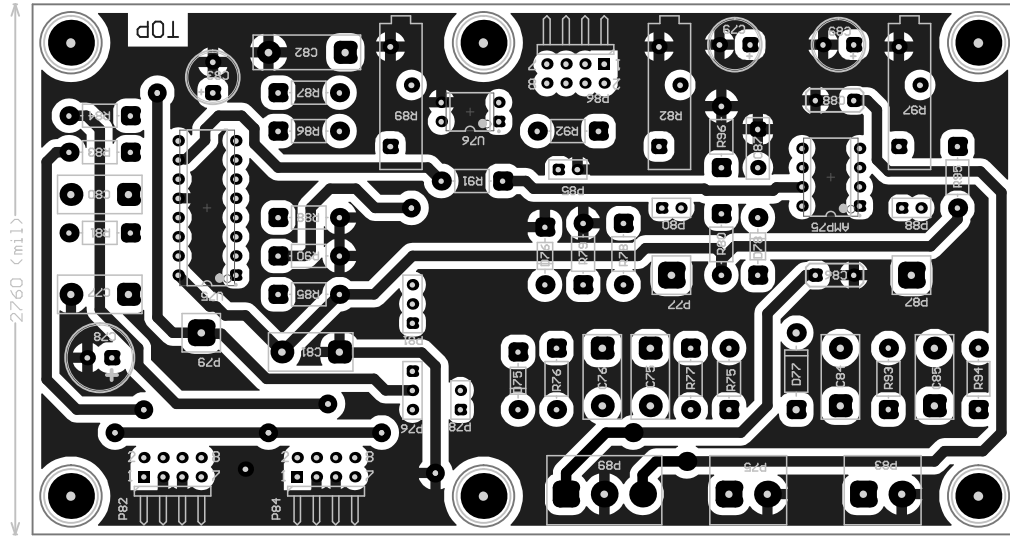
A

B

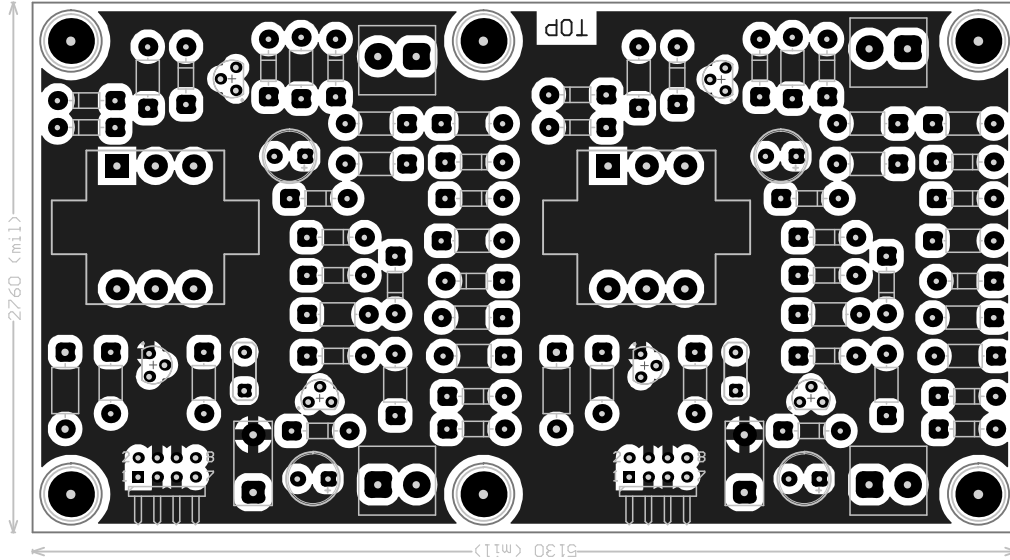
C

D

Placa Modulador <70x130mm>



Placa Drive IGBT<70x130mm>



4

3

2

1

A

B

C

D

4

3

2

1

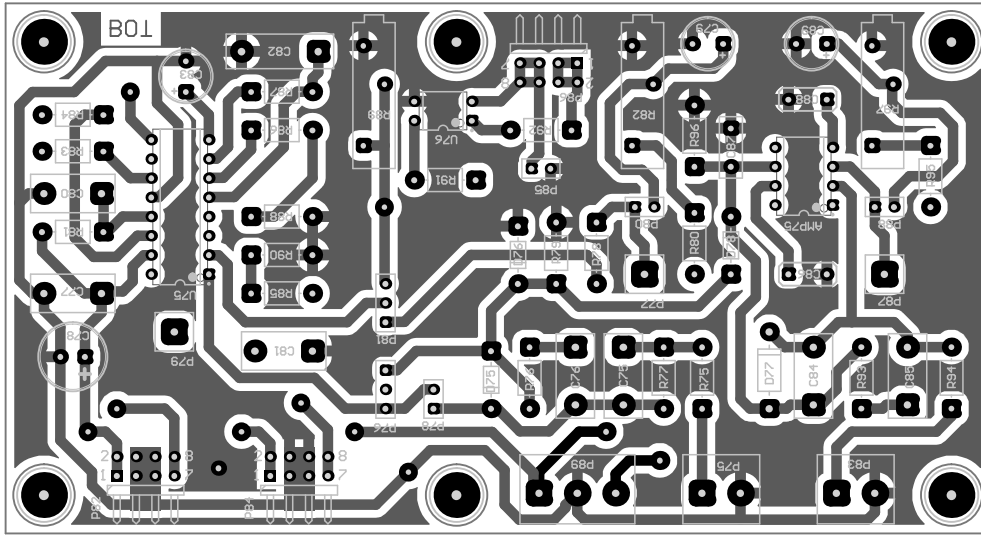
A

B

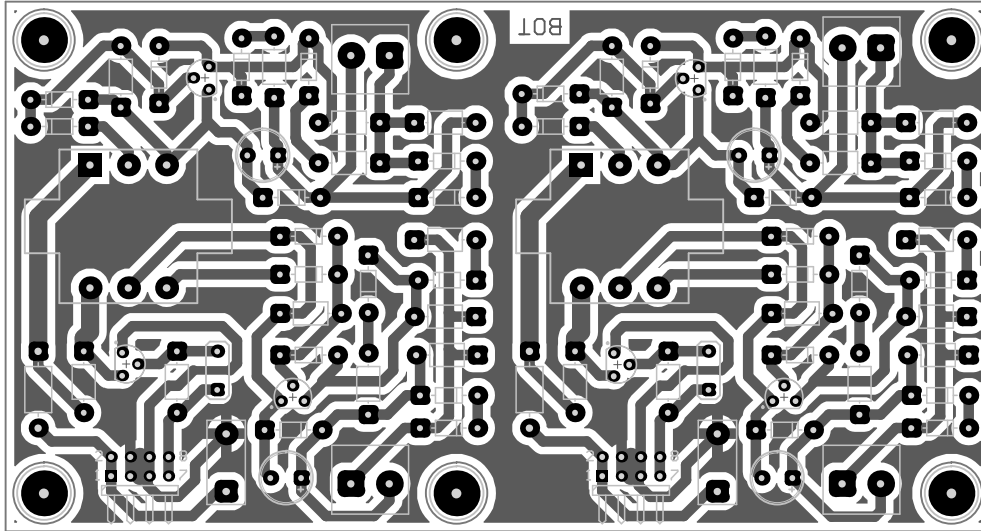
C

D

Placa Modulador (70x130mm)



Placa Drive IGBT(70x130mm)



4

3

2

1

A

B

C

D

A

B

C

D

4

4

3

3

2

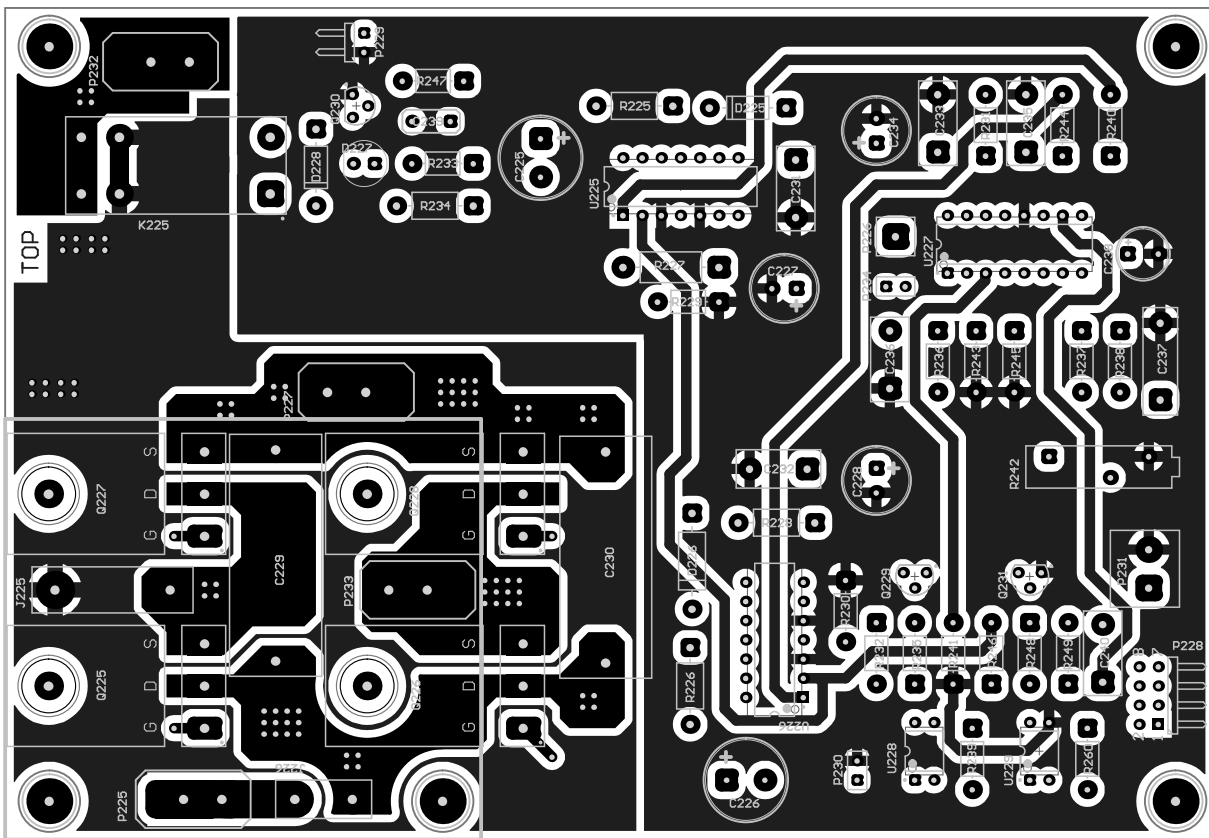
2

1

1

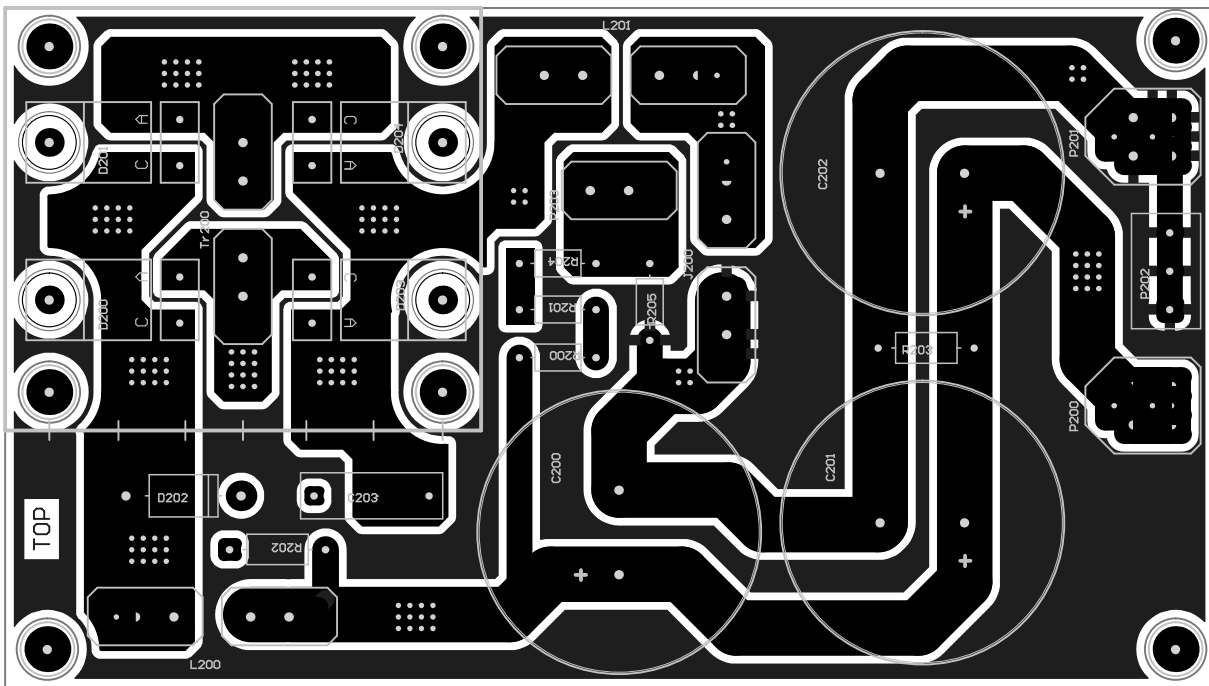
Placa INVERTER (110x160mm)

4330 (mil)



Placa BUS (90x160mm)

3570 (mil)



6300 (mil)

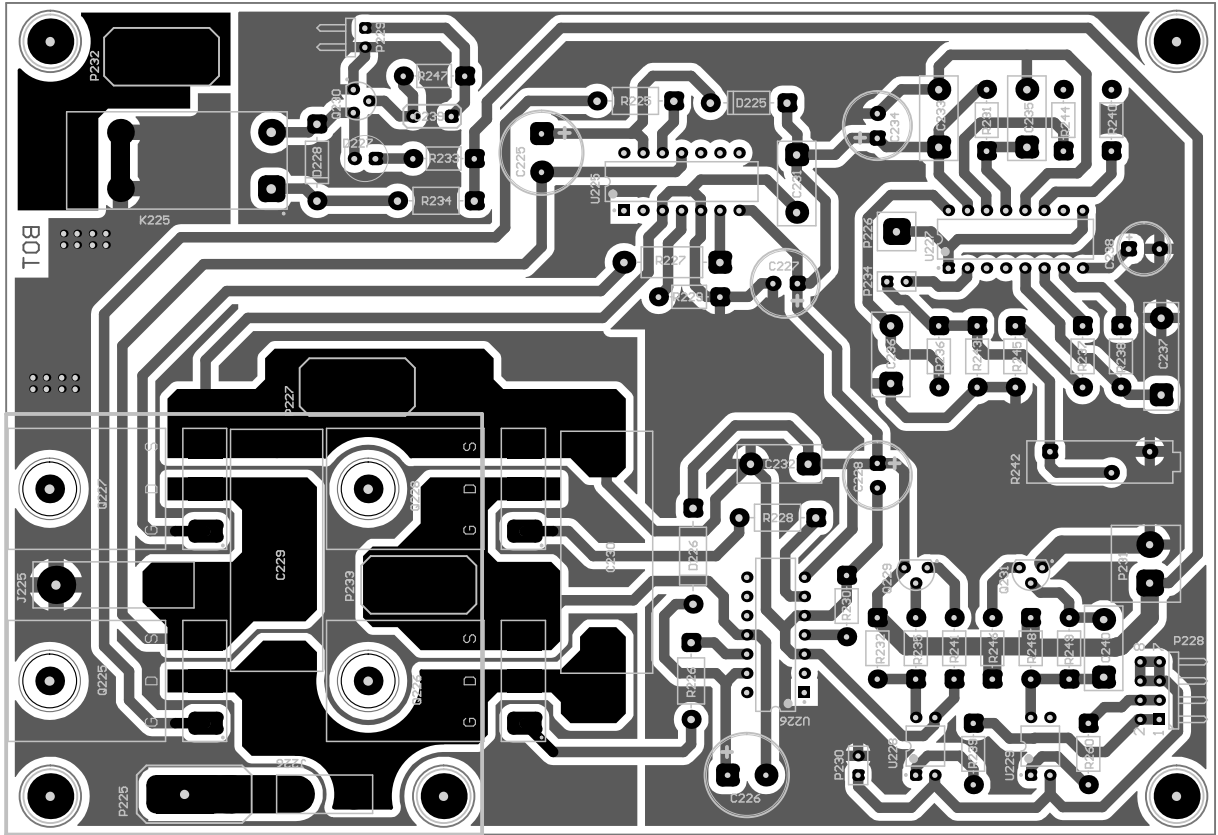
A

B

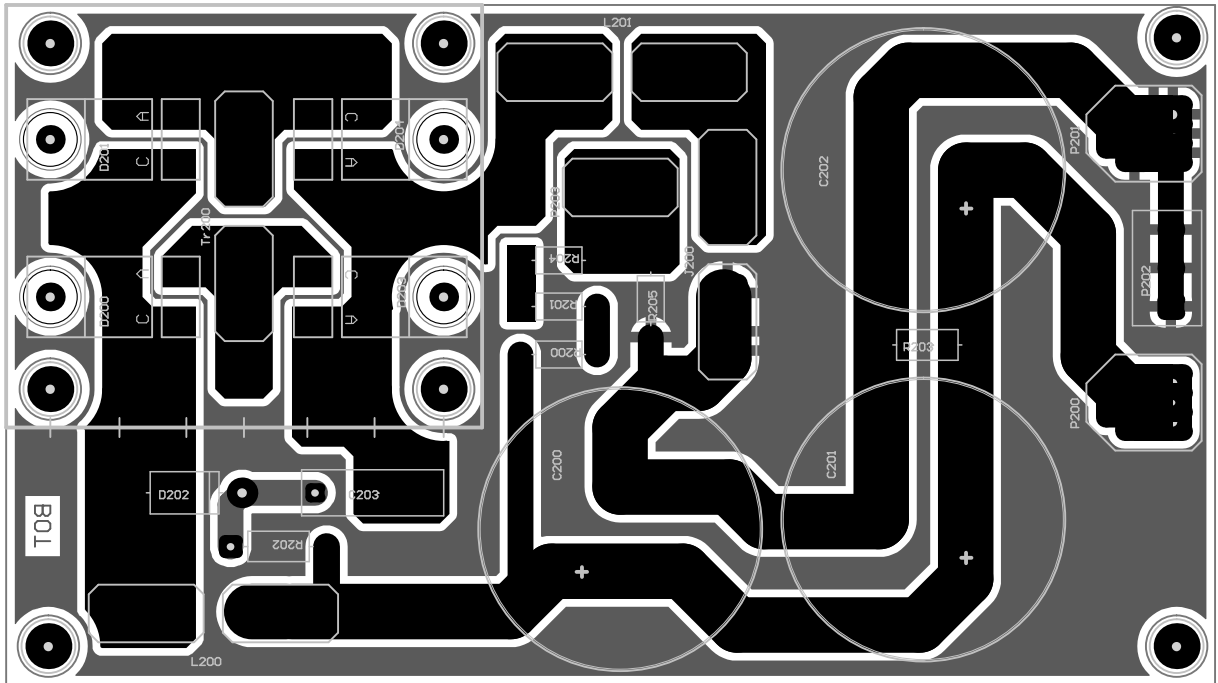
C

D

Placa INVERTER (110x160mm)



Placa BUS (90x160mm)



4

3

2

1

A

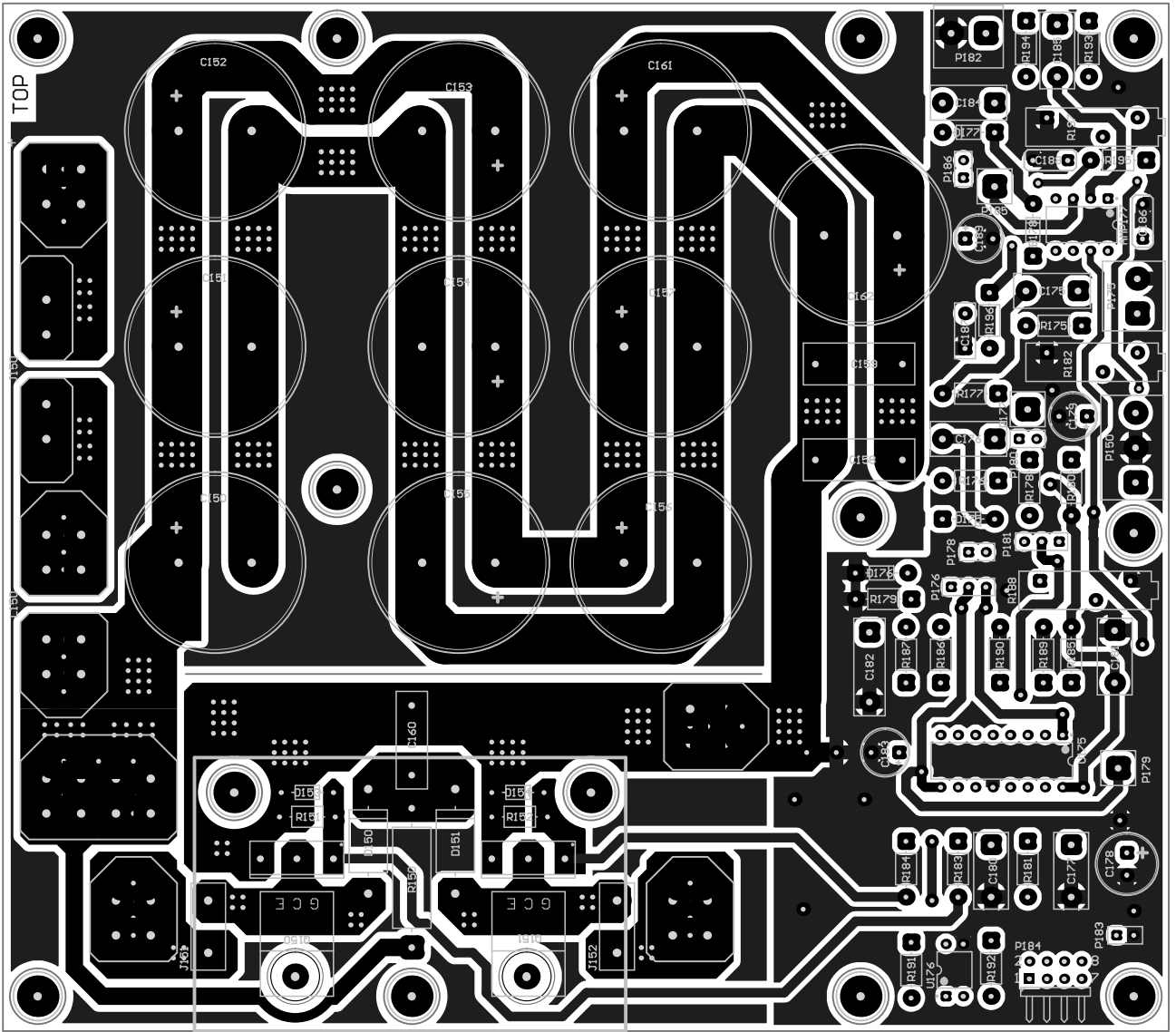
B

C

D

Placa Step-Up 150x170mm

5900 (mil)



TOP

6200 (mil)

4

3

2

1

A

B

C

D

4

3

2

1

A

B

C

D

4

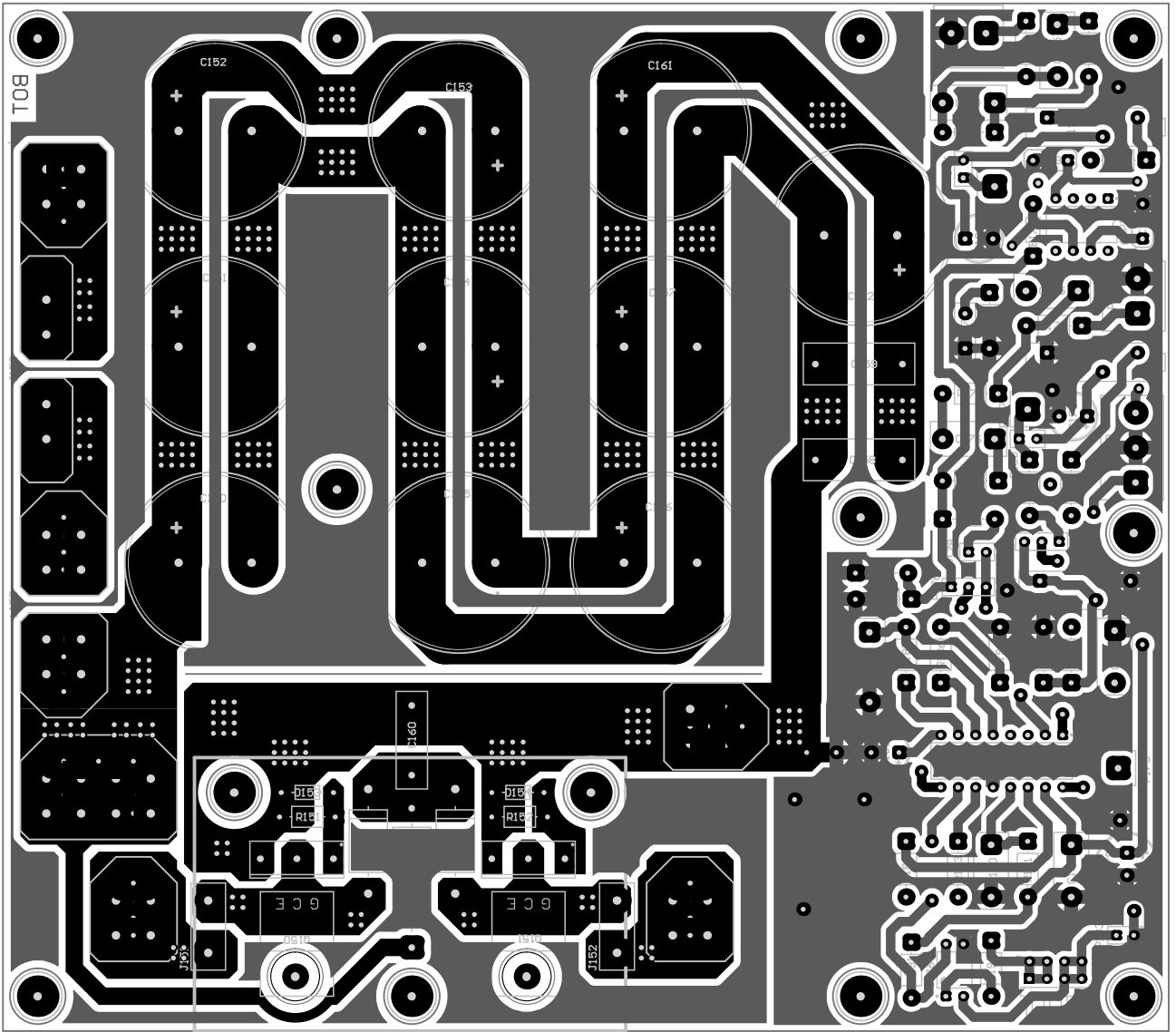
3

2

1

Placa Step-Up 150x170mm

5900 (mil)



6700 (mil)

A

B

C

D

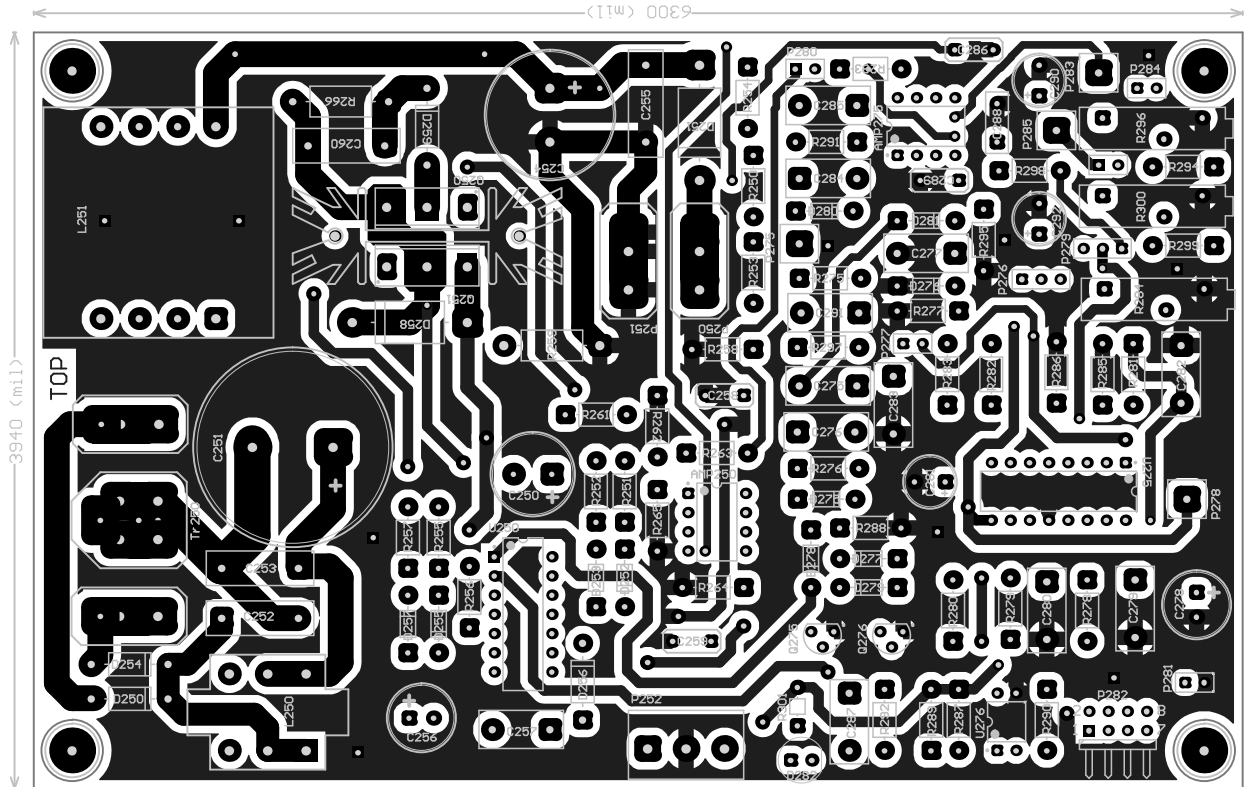
4

3

2

1

Placa Battery-Charger (100x160mm)



4

3

2

1

4

3

2

1

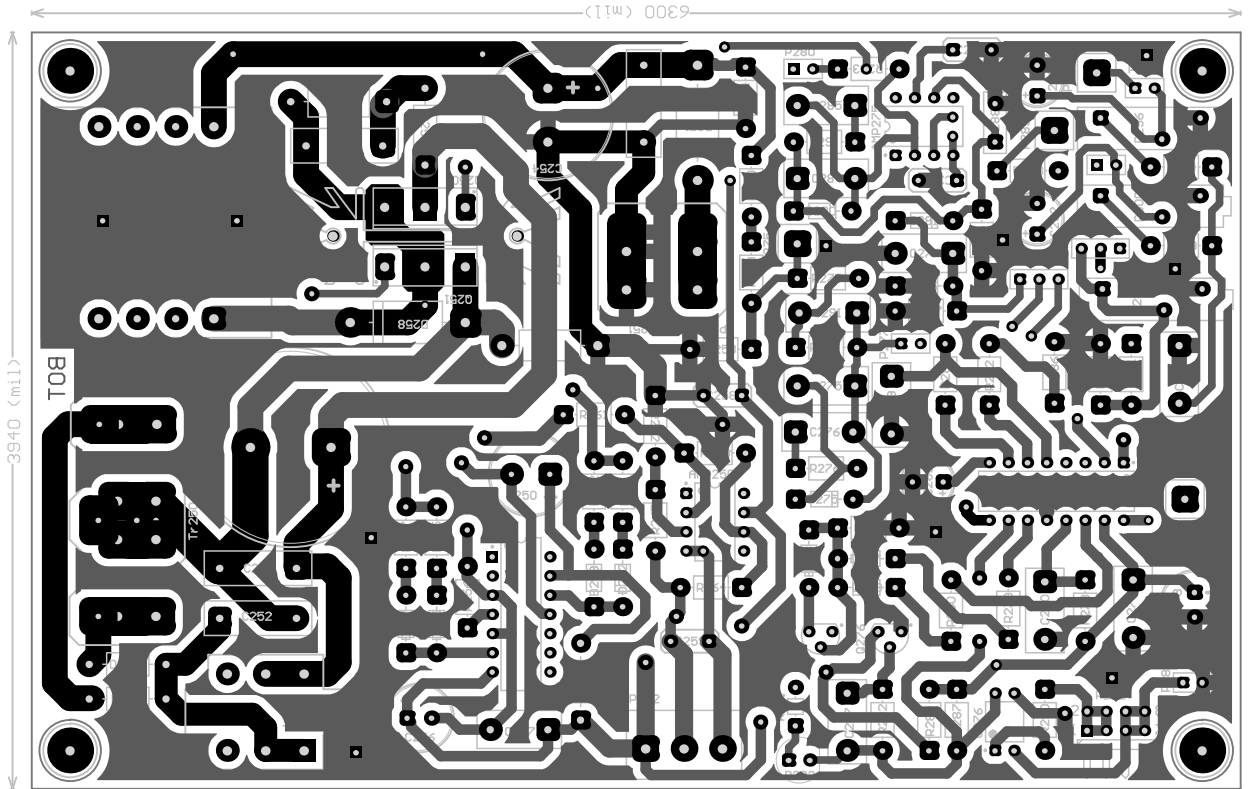
A

B

C

D

Placa Battery-Charger (100x160mm)



4

3

2

1

A

B

C

D

Title: Placa de Potencia Estagio Caregador (Bottom)

PCB: 10 to 11

4

3

2

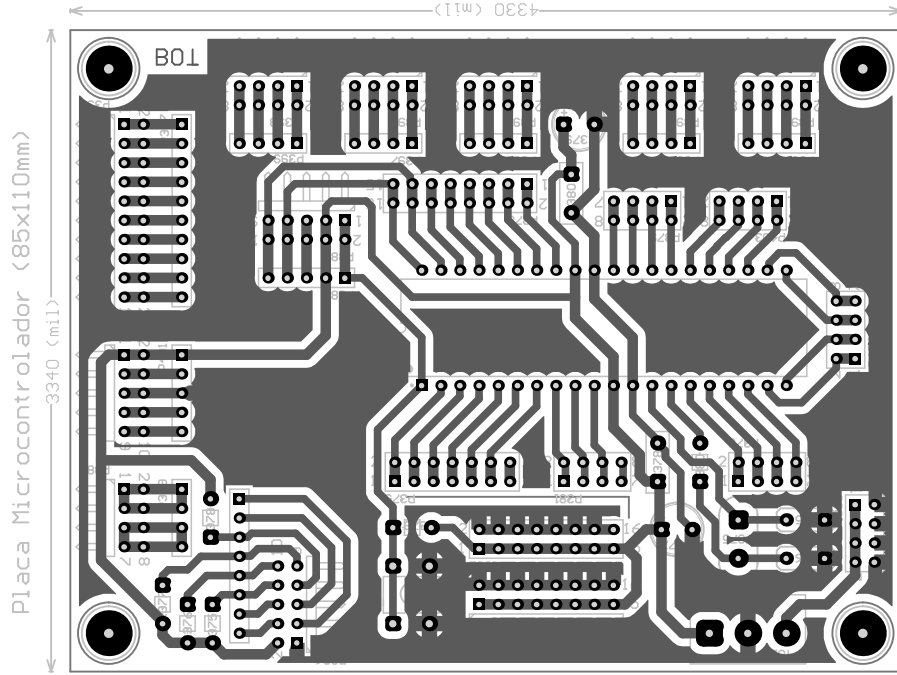
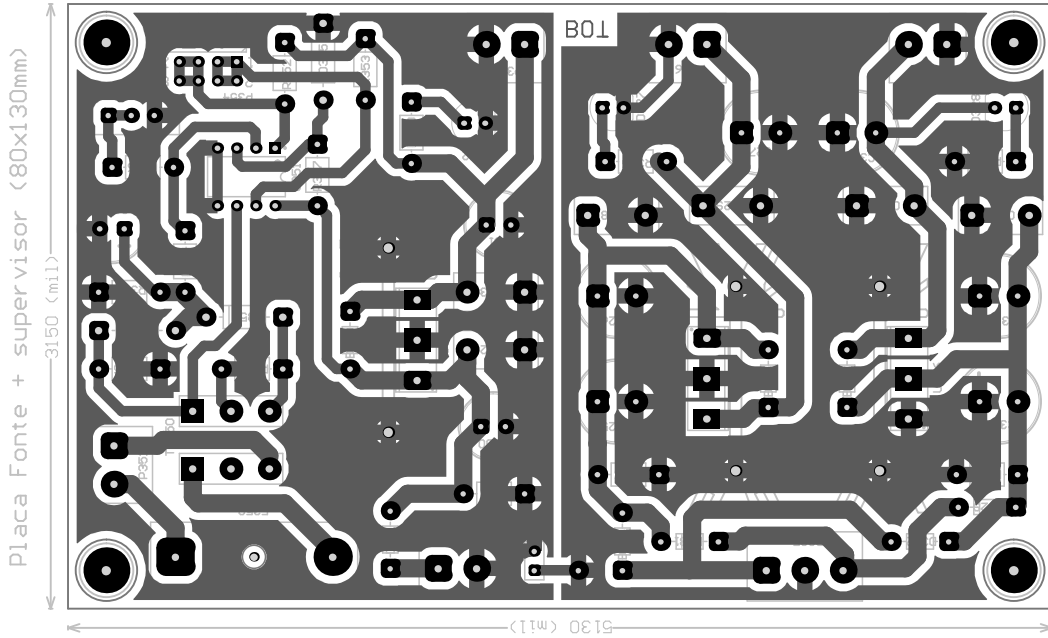
1

A

B

C

D



4

3

2

1

A

B

C

D