



UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
CENTRO TECNOLÓGICO
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Caio Guilherme da Silva Moraes

**Análise e Concepção de um Sistema Híbrido de Armazenamento de Energia
para Aplicação em Locomotivas Diesel-Elétricas**

Florianópolis
Fevereiro de 2020

Caio Guilherme da Silva Moraes

**Análise e Concepção de um Sistema Híbrido de Armazenamento de Energia
para Aplicação em Locomotivas Diesel-Elétricas**

Dissertação submetida ao Programa de Pós-
Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade
Federal de Santa Catarina para a obtenção do Grau
de Mestre em Engenharia Elétrica.
Orientador: Prof. Gierrí Waltrich, Dr.

Florianópolis
Fevereiro de 2020

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

Silva Moraes, Caio Guilherme da
Análise e Concepção de um Sistema Híbrido de
Armazenamento de Energia para Aplicação em Locomotivas
Diesel-Elétricas / Caio Guilherme da Silva Moraes ;
orientador, Gierri Waltrich, 2020.
233 p.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa
Catarina, Centro Tecnológico, Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica, Florianópolis, 2020.

Inclui referências.

1. Engenharia Elétrica. 2. Sistema Híbrido. 3.
Armazenamento de Energia. 4. Locomotivas Diesel-Elétricas.
5. Controle Descentralizado. I. Waltrich, Gierri. II.
Universidade Federal de Santa Catarina. Programa de Pós
Graduação em Engenharia Elétrica. III. Título.

Caio Guilherme da Silva Moraes

**Análise e Concepção de um Sistema Híbrido de Armazenamento de Energia
para Aplicação em Locomotivas Diesel-Elétricas**

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

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

Prof. Marcello Mezaroba, Dr.
Universidade Estadual de Santa Catarina

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

Prof. Bartolomeu Uchôa-Filho, Dr.
Coordenador do Programa

Prof. Gierry Waltrich, Dr.
Orientador

Florianópolis
Fevereiro de 2020.

Dedico este trabalho à minha família e à minha amada, que tanto me apoiaram para a concretização de mais essa etapa em minha vida.

AGRADECIMENTOS

Agradeço imensamente à minha família por sempre me apoiar, incentivar e auxiliar ao longo da minha formação acadêmica, desde a graduação até o mestrado. Apesar da distância, o amor, a alegria e a união desta família são essenciais em minha vida.

Proporcionalmente, agradeço à minha namorada Kassia Tonheiro por todo companheirismo, amor e paciência no decurso desse período. Mesmo morando a distância durante o primeiro ano de mestrado, sempre estive ao meu lado me ajudando e me motivando a seguir meus sonhos. Com certeza, tudo seria mais difícil sem a sua companhia.

Também expressei o meu agradecimento ao professor Gierry Waltrich, orientador da dissertação, pela oportunidade de poder participar desse projeto tão relevante, por confiar no meu potencial e por todos os ensinamentos concedidos. Sem dúvida, teve um papel fundamental para a conclusão deste projeto.

Aos demais professores do INEP, pelos conhecimentos técnicos repassados no decorrer das disciplinas, os quais foram fundamentais para a construção de uma base teórica sólida que permitiu o desenvolvimento dessa dissertação. Em especial, agradeço ao professor Telles B. Lazzarin pelas oportunidades de trabalho que culminaram na publicação de três artigos científicos e ao professor Marcelo L. Heldwein, o qual teve grande contribuição nesta dissertação, compartilhando suas experiências no tema e esclarecendo minhas dúvidas sempre com muita paciência e dedicação. De igual forma, agradeço ao técnico Antônio L. S. Pacheco por todo apoio concebido durante a montagem do protótipo. Graças ao seu empenho e qualidade técnica, foi possível finalizar os resultados práticos em um tempo relativamente curto.

Ainda agradeço imensamente a todos os amigos que de alguma forma colaboraram para a conclusão deste trabalho. Essa ajuda foi recebida não só nos aspectos técnicos, mas também nas conversas e nos momentos de descontração. Ao Sergio L. Brockveld Jr, o qual também fez parte do projeto, agradeço pelas horas despendidas na montagem do protótipo e na realização dos testes práticos. Sua participação foi fundamental para o sucesso desse trabalho. Também deixo aqui um agradecimento especial ao Anderson J. Balbino, Leandro B. K. Fisch e Mateo D. Roig G. pela forte amizade criada ao longo desses dois anos. Essa parceria foi essencial durante esse período e, com certeza, a levarei para toda a vida.

Por fim, agradeço à CAPES pelo suporte financeiro, ao INEP e à UFSC pela estrutura fornecida para o desenvolvimento da dissertação e à empresa VALE SA pelos recursos e pelas discussões técnicas realizadas ao longo do projeto.

“O insucesso é apenas uma oportunidade para recomeçar de novo com mais inteligência.”
Henry Ford

RESUMO

O alto nível de concorrência no setor de transporte, aliado às restrições impostas para a proteção ambiental e às limitações do recurso de combustíveis fósseis tem impulsionado o desenvolvimento de veículos híbridos/elétricos. Nesse contexto, esta dissertação tem como principal objetivo propor um sistema de armazenamento, baseado em baterias e supercapacitores, capaz de reaproveitar a energia proveniente da frenagem em locomotivas diesel-elétricas, a fim de reduzir o consumo de diesel e, conseqüentemente, a emissão de poluentes. Diferentemente das soluções encontradas na literatura, a proposta desse sistema é utilizar a energia armazenada apenas para alimentar as cargas auxiliares da locomotiva, enquanto a energia de tração continua sendo provida pelo gerador a diesel. Dessa forma, a capacidade de armazenamento necessária para o sistema é reduzida significativamente, o que também se reflete no seu volume e custo. Do ponto de vista técnico, o sistema é composto por três conversores CC-CC bidirecionais, sendo um responsável pela regeneração e os outros pelo processamento da energia armazenada nas baterias/supercapacitores, além de um conversor CC-CA trifásico, todos eles conectados como em uma microrrede CC. Diante da necessidade de garantir o balanço de potência entre os conversores, independentemente das condições operacionais, propõem-se a utilização de uma estratégia de controle descentralizada, a qual dispensa o uso de um *link* de comunicação, resultando em maior confiabilidade e menor custo para o sistema. Como forma de validar a análise teórica, implementou-se um protótipo em escala reduzida, empregando-se motores de indução e de corrente contínua para emular o sistema de tração da locomotiva. Devido às limitações de potência do motor CC e do banco de baterias disponíveis em laboratório, a potência máxima testada no sistema foi de 7,6 kW. Nessas condições, foram analisados doze cenários distintos, oriundos das variadas combinações de geração e demanda, obtendo-se resultados satisfatórios para a validação da teoria abordada.

Palavras-chave: Sistema Híbrido, Armazenamento de Energia, Locomotivas Diesel-Elétricas, Controle Descentralizado, Microrrede CC.

ABSTRACT

The high level of competition in the transportation sector, combined with restrictions imposed for environmental protection and limitations of fossil fuel resources have driven the development of hybrid/electric vehicles. In this context, this Master's Thesis aims to propose a hybrid storage system, based on batteries and supercapacitors, capable of recovering the braking energy in diesel-electric locomotives, in order to reduce diesel consumption and, consequently, the emission of polluting gases. Unlike the solutions found in literature, the purpose of this system is to use the stored energy only to power locomotive auxiliary loads, while the traction energy keeps being provided by the diesel generator. In this way, the storage capacity required for the system is significantly reduced, which is also reflected in its volume and cost. From a technical point of view, the system consists of three bidirectional DC-DC converters, one responsible for regeneration and the others for processing the energy stored in batteries/supercapacitors, as well as a three-phase DC-AC converter, all of them connected as in a DC microgrid. Faced with the need to ensure the power balance between the converters, regardless of operational conditions, it is proposed to use a decentralized control strategy, which eliminates the use of a communication link, resulting in greater reliability and lower cost for the system. As a way to validate the theoretical analysis, a small scale prototype was implemented, using induction and direct current motors to emulate the locomotive's traction system. Due to the power limitations of the DC motor and battery bank available in the laboratory, the maximum power tested in the system was 7.6 kW. Under these conditions, twelve different scenarios were analyzed, from different combinations of generation and demand, obtaining satisfactory results in agreement with theory and simulation analysis.

Key-words: Hybrid System, Energy Storage, Diesel-Electric Locomotive, Decentralized Control Strategy, DC Microgrid.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1.1 – O impacto do transporte no crescimento econômico.	20
Figura 1.2 – Contribuição relativa dos diferentes meios de transporte para o crescimento econômico na era moderna.	21
Figura 1.3 – Comparação entre diferentes meios de transporte, quanto a emissão de CO ₂ na atmosfera. No primeiro gráfico, considerou-se o transporte de uma carga média de 100 toneladas, saindo de Basel, na Suíça, até o porto de Roterdão, na Holanda. Já no segundo estudo, levou-se em conta o transporte de uma pessoa entre Bruxelas e Berlim.	23
Figura 1.4 – Principais tipos de locomotivas diesel-elétricas: (a) CC-CC, (b) CA-CC e (c) CA-CA.	25
Figura 1.5 – Diagrama simplificado de uma locomotiva diesel-elétrica do tipo CA-CC, considerando-se apenas um motor de tração CC.	26
Figura 1.6 – Comparação de matrizes de transporte de carga entre países de mesmo porte territorial.	30
Figura 2.1 – Diagrama geral da locomotiva CA-CC juntamente com o sistema proposto para recuperação da energia de frenagem.	34
Figura 2.2 – Estratégias de controle em microrredes CC: (a) controle centralizado, (b) controle distribuído e (c) controle descentralizado.	38
Figura 2.3 – Modos de operação do sistema com base na tensão do barramento CC.	40
Figura 2.4 – Princípio de funcionamento da estratégia de proteção de subtensão.	41
Figura 2.5 – Estratégia de controle do inversor durante o Modo I de operação.	41
Figura 2.6 – Circuito equivalente do sistema, do ponto de vista do barramento CC, durante o Modo II.	42
Figura 2.7 – Estratégia de controle do HESS durante o Modo II de operação.	43
Figura 2.8 – Circuito equivalente do sistema, do ponto de vista do barramento CC, durante o Modo III.	44
Figura 2.9 – Malha de controle do inversor durante o Modo III de operação.	44
Figura 2.10 – Circuito equivalente do sistema, do ponto de vista do barramento CC, durante o Modo IV.	45
Figura 2.11 – Estratégia de controle do HESS durante o Modo IV de operação.	45
Figura 2.12 – Princípio de funcionamento da estratégia de proteção de sobretensão.	46
Figura 2.13 – Diagrama de blocos da estratégia de controle implementada no sistema de armazenamento de energia híbrido.	47
Figura 2.14 – Diagrama de blocos da estratégia de controle associada ao inversor trifásico.	48
Figura 3.1 – Estrutura básica de uma célula eletroquímica.	51
Figura 3.2 – Modelo elétrico equivalente da bateria: (a) simulação da capacidade e do estado de carga; (b) simulação do comportamento estático-dinâmico.	53
Figura 3.3 – Resultados de simulação do modelo elétrico: (a) curvas obtidas para diferentes taxas de descarga; (b) curva característica de descarga, Tensão vs. SOC, para uma taxa de 1C.	56
Figura 3.4 – Curva característica de carga, Tensão vs. SOC, para uma taxa de 1C.	57
Figura 3.5 – Fluxograma para estimativa do SOC, com base no método de contagem coulômbica melhorado.	58
Figura 3.6 – Faixa de operação ideal para baterias de íon lítio.	61
Figura 3.7 – Módulo 8224S da Beckett Energy System [®] utilizado no banco de baterias.	62

Figura 3.8 – Estrutura básica de (a) um capacitor convencional e (b) um EDLC.	64
Figura 3.9 – Modelo elétrico equivalente do supercapacitor.	65
Figura 3.10–(a) comportamento característico da tensão do supercapacitor durante o teste de carga e descarga; (b) detalhes da tensão ao final da etapa de carga; e (c) detalhes da tensão no início da etapa de descarga.	65
Figura 3.11–Configuração utilizada para realizar o teste de carga/descarga do banco de supercapacitores.	67
Figura 3.12–Tensão medida nos terminais do banco de supercapacitores durante os testes experimentais. Os pontos destacados foram utilizados na obtenção dos parâmetros do modelo elétrico equivalente.	68
Figura 3.13–Relação não linear entre a capacitância principal (C_{SC}) e a tensão do banco de supercapacitores.	69
Figura 3.14–Comparação entre o resultado experimental e a resposta dos modelos.	69
Figura 3.15–Exemplo de um perfil de potência processado pelo sistema híbrido de armazenamento de energia.	71
Figura 3.16–Conversor DAB trifásico.	73
Figura 3.17–Conversor <i>boost</i> intercalado de três fases.	74
Figura 3.18–Célula de comutação de (a) três estados e de (b) quatro estados.	77
Figura 3.19–Conversor CC-CC birirecional baseado em célula de comutação de quatro estados.	78
Figura 3.20–Transformador de interfase: (a) estrutura de 3 fases e (b) circuito elétrico equivalente.	79
Figura 3.21–Regiões de operação com base no valor da razão cíclica.	81
Figura 3.22–Ondulação da corrente de saída normalizada para três configurações diferentes do conversor bidirecional.	83
Figura 3.23–Forma de onda da tensão sobre um dos enrolamentos do transformador de interfase e densidade de fluxo magnético na mesma coluna do núcleo, para $0 < D \leq 0,33$	83
Figura 3.24–Formas de onda de tensão e corrente no capacitor de saída.	85
Figura 3.25–Circuito equivalente do conversor CC-CC bidirecional baseado em célula de comutação de quatro estados (4SSC).	88
Figura 3.26–Modelo médio de grandes sinais do conversor CC-CC bidirecional baseado em célula de comutação de quatro estados (4SSC).	89
Figura 3.27–Comparação entre o modelo comutado e o modelo médio de grandes sinais, durante a partida do conversor e diante de um degrau de 25% na razão cíclica (em $t = 0,005$ s).	89
Figura 3.28–Diagrama de blocos da técnica ativa de balanceamento de corrente por meio da transformada de Lunze.	91
Figura 3.29–Circuitos equivalentes: (a) modo diferencial e (b) modo comum.	93
Figura 3.30–Validação no domínio da frequência dos modelos de pequenos sinais para: (a) modo comum e (b) modo diferencial.	94
Figura 3.31–Malha de controle das correntes de modo comum/diferencial, considerando-se o atraso provocado pela implementação digital.	95
Figura 3.32–Resposta em frequência do sistema compensado $FLTA_{C,i}(s)$ para: (a) modo comum e (b) modo diferencial.	98

Figura 3.33–Exemplificação do sincronismo entre a amostragem e o processo de comutação. Quando a amostragem ocorre sempre no começo (ou no meio) do período de comutação (em azul), o valor médio da corrente é automaticamente obtido.	99
Figura 3.34–Diagrama de blocos para controle da tensão do barramento CC, por meio do sistema híbrido de armazenamento de energia.	101
Figura 3.35–Diagrama de blocos simplificado para controle da tensão do barramento CC.	102
Figura 3.36–Circuito equivalente com a corrente injetada no barramento CC e a corrente na entrada do conversor bidirecional.	103
Figura 3.37–Validação da função de transferência que relaciona a tensão do barramento CC $\hat{v}_{Bus}(s)$ com a corrente de modo comum $\hat{i}_{cm}(s)$	104
Figura 3.38–Resposta em frequência da função de laço aberto compensada, para diferentes valores de V_{SC} : 200 V ($F_{TLA_{C,1}}$), 100 V ($F_{TLA_{C,2}}$), 50 V ($F_{TLA_{C,3}}$) e 10 V ($F_{TLA_{C,4}}$). A tensão do banco de baterias foi mantida em 190 V e o controlador foi projetado considerando 200 V no banco de supercapacitores.	105
Figura 3.39–Resposta em frequência da malha de controle da tensão do barramento CC, considerando variações em $V_{SC,n}$ e V_{SC} . (a) Margem de Fase e (b) frequência de cruzamento.	106
Figura 3.40–Resposta em frequência da função de laço aberto compensada, para diferentes valores de V_{SC} : 200 V ($F_{TLA_{C,1}}$), 100 V ($F_{TLA_{C,2}}$), 50 V ($F_{TLA_{C,3}}$) e 10 V ($F_{TLA_{C,4}}$). A tensão do banco de baterias foi mantida em 190 V e projeto do controlador foi estabelecido para $V_{SC,n} = 10$ V.	107
Figura 3.41–Estrutura do controlador PI com a estratégia <i>anti-windup</i>	108
Figura 3.42–Malha de controle da tensão do banco de supercapacitores, em que i_{SC}^* representa a referência de corrente oriunda da malha de controle da tensão do barramento CC. Nessa figura, a malha de corrente está simplificada pelo ganho dado por $1/K_{SC}$, devido ao desacoplamento dinâmico entre as malhas.	109
Figura 3.43–Circuito equivalente do estágio de saída, considerando-se o filtro capacitivo e o modelo linear do banco de supercapacitores.	110
Figura 3.44–Validação da função de transferência referente ao controle da tensão do banco de supercapacitores.	111
Figura 3.45–Diagrama de bode da malha de controle da tensão dos supercapacitores com compensação ($F_{TLA_C}(s)$) e sem compensação ($F_{TLA_{NC}}(s)$).	112
Figura 3.46–Resultados em regime permanente para o conversor operando no modo <i>Buck</i> e alimentado uma carga resistiva de 8,5 kW, a partir de uma fonte de 600 V.	113
Figura 3.47–Comportamento dinâmico do conversor frente a degraus de (a) 7,8 A para 11,7 A e de (b) 11,7 A para 7,8 A, aplicados à referência da corrente de modo comum.	114
Figura 3.48–Variações na resistência da carga de (a) 6,32 Ω para 5,12 Ω e de (b) 5,12 Ω para 6,32 Ω	115
Figura 3.49–Perturbação de 5% em apenas uma das razões cíclicas.	115
Figura 3.50–Resultados obtidos com os dois conversores operando em conjunto para alimentar uma carga resistiva.	116

Figura 4.1 – Inversor fonte de tensão trifásico.	117
Figura 4.2 – Inversor fonte de tensão trifásico com modelo de interruptores ideais binários.	118
Figura 4.3 – Inversor fonte de tensão trifásico com modelo de interruptores ideais binários.	119
Figura 4.4 – As oito possíveis combinações para os interruptores de um VSI trifásico.	120
Figura 4.5 – Espaço vetorial das tensões de saída no sistema de coordenadas $\alpha\beta$ para o inversor de tensão trifásico.	123
Figura 4.6 – Análise dos setores para o primeiro quadrante do plano $\alpha\beta$	124
Figura 4.7 – Decomposição do vetor de referência no setor I.	126
Figura 4.8 – Distribuição dos pulsos de comando para o setor I, considerando-se a sequência de comutação simétrica.	128
Figura 4.9 – Fluxograma simplificado para implementação da modulação vetorial.	129
Figura 4.10–Resultados obtidos a partir da implementação do Código 4.1 em um microcontrolador de 32 bits da Texas Instruments [®] . Destaca-se que o código foi implementado em ponto fixo, utilizando-se a biblioteca IQmath.	131
Figura 4.11–Diagrama unifilar do VSI conectado à rede elétrica e as principais topologias de filtro.	132
Figura 4.12–Regiões de estabilidade do inversor trifásico conectado à rede por meio de um filtro LCL, onde f_{smp} é a frequência de amostragem: (a) controle do lado do inversor (CCI); (b) controle do lado da rede (CCR).	135
Figura 4.13–Topologias básicas de amortecimento passivo para o filtro LCL: (a) resistor em paralelo; (b) resistor em série; e (c) ramo RC em paralelo.	136
Figura 4.14–Principais métodos ativos de amortecimento.	137
Figura 4.15–Ondulação de corrente durante o cruzamento por zero da tensão de fase, considerando a modulação vetorial (SVM) ou SPWM com injeção de terceira harmônica (THIPWM).	140
Figura 4.16–Taxa de atenuação harmônica para diferentes valores de α_L , considerando-se $C_f = C_{f,max}$	141
Figura 4.17–Capacitância do filtro parametrizada em função de α_L	142
Figura 4.18–Circuito equivalente monofásico do inversor com filtro LCL, considerando-se apenas componentes de alta frequência.	143
Figura 4.19–Resposta em frequência do filtro LCL amortecido com um ramo RC, assumindo-se diferentes valores para o resistor de amortecimento (R_d).	143
Figura 4.20–Modelo médio do inversor com filtro LCL passivamente amortecido.	147
Figura 4.21–Representação em diagrama de blocos do modelo médio do inversor com filtro LCL passivamente amortecido.	149
Figura 4.22–Processo de desacoplamento do eixo d	150
Figura 4.23–Diagrama de Bode da relação entre a corrente do lado do conversor e a razão cíclica, e da relação entre a corrente do lado da rede e a razão cíclica, comparadas com a planta do inversor com um filtro indutivo de primeira ordem, dado por $L_c + L_r$	154
Figura 4.24–Root Locus das funções de transferência que relacionam (a) a corrente do lado do conversor e (b) a corrente do lado da rede com a razão cíclica.	154
Figura 4.25–Diagrama geral do inversor trifásico, juntamente com as malhas de controle.	155
Figura 4.26–Diagrama de blocos para o controle da corrente de eixo direto.	156

Figura 4.27–Resposta em frequência de $FTLA_{NC,i}(s)$ considerando diferentes valores de impedância da rede elétrica.	159
Figura 4.28–Influência do ganho K_r na resposta em frequência do compensador ressonante sintonizado em $\omega_0 = 2\pi(360 \text{ Hz})$, para $\omega_b = 5 \text{ rad/s}$	161
Figura 4.29–Diagrama de blocos para o controle da corrente de eixo direto, juntamente com o compensador ressonante.	161
Figura 4.30–Função de transferência de laço aberto compensada, considerando diferentes valores de indutância da rede elétrica (L_g) e $V_{Bus} = 680 \text{ V}$ (piores caso).	162
Figura 4.31–Impacto da variação da indutância da rede na localização dos polos do sistema em malha fechada, assumindo-se $K_c = 0,216742$	163
Figura 4.32–Impacto da variação do ganho K_c do controlador na localização dos polos do sistema em malha fechada, considerando-se $L_g = 2 \text{ mH}$	163
Figura 4.33–Resultados de simulação em regime permanente, considerando 10 kW de potência. A descrição referente a cada figura pode ser consultada na Tabela 4.12	164
Figura 4.34–Modelo desacoplado em coordenadas dq	165
Figura 4.35–Diagrama de blocos para o controle da corrente, considerando o distúrbio provado pela tensão da rede ($v_{r,dq}$).	166
Figura 4.36–Diagrama de blocos para o controle da corrente, incluindo a malha de <i>feedforward</i> . Na figura (b) o bloco $C_{ff}(s)$ foi deslocado para a saída, resultando em $G_{tot}(s)$	167
Figura 4.37–Diagrama de Bode da admitância ($\hat{i}_{Lc,dq}/\hat{v}_{r,dq}$) de saída do inversor em malha fechada.	170
Figura 4.38–Diagrama de blocos do SRF-PLL (a) convencional e (b) com filtro média móvel (MAF-PLL).	171
Figura 4.39–Resposta em frequência do filtro média móvel sintonizado em 120 Hz.	174
Figura 4.40–Diagrama de blocos do PLL linearizado.	175
Figura 4.41–Diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto compensada do MAF-PLL. Parâmetros: $T_m = 0,0166667 \text{ s}$, $K_c = 50$, $\omega_z = 20,833 \text{ e}$ $T_a = 1/30 \text{ kHz}$ (período de amostragem).	177
Figura 4.42–Esquemático simplificado do inversor, com destaque para as grandezas do barramento CC.	178
Figura 4.43–Diagrama de blocos para o controle da tensão do barramento CC.	179
Figura 4.44–Diagrama de blocos simplificado para o controle da tensão do barramento.	179
Figura 4.45–Resultados em regime permanente para o inversor operando (a) com carga resistiva e (b) conectado na rede elétrica.	181
Figura 4.46–Detalhes da corrente injetada na rede elétrica e espectro de frequência para (a) 8,5 kW e (b) 4,07 kW. Em ambos os casos a THD de tensão se estabeleceu em torno de 3,20%.	182
Figura 4.47–Comportamento dinâmico do inversor diante de degraus na referência da corrente i_d : (a) de 7,7 A para 16,2 A e (b) de 16,2 A para 7,7 A. O teste foi realizado com o conversor conectado na rede.	182
Figura 4.48–Partida suave do conversor CC-CA após a conexão com a rede elétrica.	183
Figura 5.1 – Diagrama geral do protótipo implementado.	186
Figura 5.2 – Visão geral (a) do sistema de emulação da locomotiva e (b) dos dispositivos armazenadores de energia.	187

Figura 5.3 – Fotografia dos estágios de processamento de energia que compõem o sistema de múltiplas portas.	188
Figura 5.4 – Placa de controle e condicionamento dos sinais.	188
Figura 5.5 – Principais casos analisados nos testes experimentais.	189
Figura 5.6 – Formas de onda durante a partida do sistema.	191
Figura 5.7 – Comportamento dinâmico do sistema frente a variações na carga auxiliar, durante o Modo II de operação: (a) resultados experimentais e (b) simulação.	192
Figura 5.8 – Transição entre o Modo II e o Modo I, após um degrau de carga extrapolar a capacidade do banco de baterias: (a) resultados experimentais e (b) simulação.	193
Figura 5.9 – Formas de onda em regime permanente durante o Modo I: (a) utilizando o filtro passa-baixa na estratégia de proteção de subtensão e (b) sem o filtro passa-baixa. A potência injetada na rede é de aproximadamente 3,85 kW.	193
Figura 5.10–Transição entre o Modo I e o Modo II, após o início da regeneração. . .	194
Figura 5.11–Transição entre o Modo II e o Modo III, após a potência regenerada superar a demanda da carga auxiliar: (a) resultados práticos e (b) simulação.	195
Figura 5.12–Detalhes das correntes injetadas na rede elétrica, durante a transição entre o Modo II e o Modo III.	195
Figura 5.13–Transição entre o Modo III e o Modo I, ao final da etapa de regeneração.	196
Figura 5.14–Transição entre o Modo III e o Modo IV, devido ao término do carregamento do banco de supercapacitores.	197
Figura 5.15–Transição entre o Modo III e o Modo IV, após uma redução na demanda da carga auxiliar.	198
Figura 5.16–Resultados em regime permanente durante a operação no Modo IV. . .	199
Figura 5.17–Transição entre o Modo IV e o Modo III, devido a um aumento da demanda da carga auxiliar.	200
Figura 5.18–Transição entre o Modo IV e o Modo II, após o término da etapa de regeneração.	201
Figura 5.19–Transição entre o Modo IV e o Modo V, ao final do carregamento das baterias.	202
Figura 5.20–Transição entre o Modo IV e o Modo V, diante de uma falha no inversor.	203
Figura 5.21–Transição entre o Modo V e o Modo IV, após o retorno da operação do sistema de armazenamento de energia.	204

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 – Comparação entre os esquemas de controle centralizado, descentralizado e distribuído.	39
Tabela 2.2 – Sumarização dos modos de operação e suas principais características. . .	50
Tabela 3.1 – Comparação entre as principais tecnologias de baterias recarregáveis. . .	53
Tabela 3.2 – Coeficiente de correção do SOC inicial com base na temperatura. . . .	60
Tabela 3.3 – Especificações do banco de baterias.	63
Tabela 3.4 – Parâmetros obtidos para o modelo elétrico do banco de supercapacitores.	67
Tabela 3.5 – Especificações do banco de supercapacitores de acordo com o fabricante.	72
Tabela 3.6 – Ondulação da corrente no indutor de saída para diferentes topologias <i>buck</i> : convencional (2SSC); baseada na célula 3SSC; e baseada na célula 4SSC.	82
Tabela 3.7 – Equações de projeto do transformador de interfase: produto de áreas (AP) e número de voltas (N_p) para cada região de operação.	84
Tabela 3.8 – Especificações de projeto do conversor CC-CC bidirecional.	86
Tabela 3.9 – Parâmetros construtivos do indutor de saída.	86
Tabela 3.10 – Parâmetros construtivos do transformador de interfase.	87
Tabela 3.11 – Especificações dos controladores de corrente utilizados nos conversores CC-CC bidirecionais.	98
Tabela 4.1 – Vetores de comutação possíveis para o VSI trifásico a três fios. As colunas dois até quatro mostram os estados dos interruptores superiores, sendo ON equivalente ao modo de condução e OFF ao modo de bloqueio. Lembrando que os interruptores inferiores funcionam de forma complementar.	121
Tabela 4.2 – Condições básicas para identificar pares de setores de acordo com os quadrantes do plano $\alpha\beta$	123
Tabela 4.3 – Condições para identificação dos setores baseadas nas componentes v_α e v_β do vetor de referência.	125
Tabela 4.4 – Razões do período em que cada vetor adjacente é aplicado em um determinado setor, sendo n o número do respectivo setor.	127
Tabela 4.5 – Sequência de comutação simétrica para o VSI trifásico.	128
Tabela 4.6 – Razões cíclicas para os interruptores superiores com base nas frações de tempo t_1 , t_2 e t_0 , considerando os diferentes setores.	129
Tabela 4.7 – Parâmetros do inversor para projeto do filtro LCL.	138
Tabela 4.8 – Resumo das equações utilizadas no projeto do filtro LCL passivamente amortecido.	145
Tabela 4.9 – Parâmetros obtidos para o Filtro LCL.	146
Tabela 4.10 – Comparação entre parâmetros de filtro e impedância da rede para dois sistemas distintos.	158
Tabela 4.11 – Equivalência entre os harmônicos apresentados nas coordenadas abc e $dq0$	160
Tabela 4.12 – Comparação quantitativa entre os resultados apresentados na Figura 4.33.	165
Tabela 5.1 – Especificações elétricas do motor CC usado para emular o sistema de tração da locomotiva.	185
Tabela 5.2 – Resumo das principais características referentes aos estudos de caso. . .	190

CÓDIGOS

Código 3.1	–	Exemplo de implementação do PI discreto com saturação do integrador.	100
Código 3.2	–	Exemplo de implementação do PI discreto com estratégia <i>anti-windup</i>	108
Código 4.1	–	Exemplo de implementação da modulação vetorial em linguagem C.	130
Código 4.2	–	Exemplo de implementação do filtro média móvel.	174

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO GERAL	20
1.1	Contextualização	20
1.2	Locomotivas Diesel-Elétricas	24
1.3	Hibridização de Locomotivas a Diesel	27
1.4	Proposta do Trabalho e Objetivos	28
1.5	Justificativa	30
1.6	Estrutura da Dissertação	31
1.7	Publicações	32
2	ANÁLISE DO FLUXO DE POTÊNCIA E ESTRATÉGIA DE CONTROLE	33
2.1	Visão Geral do Sistema	33
2.2	Análise do Fluxo de Potência	35
2.3	Estratégia de Controle	36
2.3.1	Modos de Operação	38
2.3.1.1	Modo I	39
2.3.1.2	Modo II	42
2.3.1.3	Modo III	43
2.3.1.4	Modo IV	44
2.3.1.5	Modo V	45
2.3.2	Esquema de Controle dos Conversores CC-CC Bidirecionais	46
2.3.3	Esquema de Controle do Conversor CC-CA	48
2.3.4	Esquema de Controle do Conversor CC-CC Isolado	49
2.4	Conclusão do Capítulo	49
3	SISTEMA HÍBRIDO PARA ARMAZENAMENTO DE ENER- GIA	51
3.1	Baterias	51
3.1.1	Modelo Elétrico da Bateria	52
3.1.2	Estimativa do Estado de Carga	56
3.1.3	Dimensionamento do Banco de Baterias	60
3.2	Supercapacitores	63
3.2.1	Modelo Elétrico do Supercapacitor	64
3.2.2	Dimensionamento do Banco de Supercapacitores	69
3.2.3	Estratégia de Proteção de Sobretensão e Sobretemperatura	72
3.3	Definição do Estágio de Processamento de Energia	73
3.4	Análise Estática do Conversor CC-CC Bidirecional	77
3.4.1	Ganho Estático do Conversor	80
3.4.2	Dimensionamento do Indutor de Saída	80
3.4.3	Dimensionamento do Transformador de Interfase	82
3.4.4	Dimensionamento do Capacitor da Saída	84
3.4.5	Exemplo de Projeto do Conversor CC-CC Bidirecional	85
3.5	Modelagem Dinâmica do Conversor CC-CC Bidirecional e Projeto dos Controladores	87
3.5.1	Estratégia para Balanceamento de Corrente	89

3.5.1.1	Obtenção do Modelo Dinâmico de Pequenos Sinais para o Controle da Corrente	91
3.5.1.2	Projeto dos Controladores da Malha de Corrente	94
3.5.1.3	Considerações sobre a Implementação Digital	98
3.5.2	Estratégia para o Controle da Tensão do Barramento CC	100
3.5.2.1	Obtenção do Modelo Dinâmico para o Controle da Tensão do Barramento CC	102
3.5.2.2	Projeto do Controlador da Malha de Tensão do Barramento CC	104
3.5.2.3	Projeto da Malha <i>Anti-Windup</i>	107
3.5.3	Estratégia para o Controle da Tensão do Banco de Supercapacitores	109
3.5.3.1	Obtenção do Modelo Dinâmico para o Controle da Tensão do Banco de Supercapacitores	110
3.5.3.2	Projeto do Controlador da Tensão do Supercapacitor	111
3.6	Resultados Preliminares	112
3.7	Conclusão do Capítulo	115
4	INVERSOR TRIFÁSICO	117
4.1	Princípio de Funcionamento do Inversor Fonte de Tensão Trifásico	117
4.2	Estratégia de Modulação do VSI Trifásico	119
4.2.1	Princípio da Modulação Vetorial	120
4.2.2	Definição dos Setores	123
4.2.3	Tempo de Permanência dos Vetores	125
4.2.4	Sequência de Aplicação dos Vetores	127
4.2.5	Algoritmo de Implementação da Modulação Vetorial	129
4.3	Filtro para Interface com a Rede Elétrica	132
4.3.1	Filtro L	132
4.3.2	Filtro LC	133
4.3.3	Filtro LCL	134
4.3.4	Filtro LLCL	135
4.3.5	Técnicas de Amortecimento	136
4.4	Dimensionamento do Filtro LCL	137
4.5	Obtenção do modelo dinâmico para o controle da corrente	144
4.6	Estratégia de Desacoplamento dos Eixos dq	149
4.7	Projeto da Malha de Controle de Corrente	155
4.7.1	Influência da Impedância da Rede Elétrica	157
4.7.2	Compensação de Harmônicos	159
4.7.3	Malha de <i>Feedforward</i> da Tensão da Rede	165
4.8	Estratégia de Sincronismo com a Rede Elétrica	170
4.8.1	Filtro Média Móvel	172
4.8.2	Sintonização do Controlador	173
4.9	Obtenção do Modelo Dinâmico para o Controle da Tensão do Barramento CC	177
4.10	Projeto da Malha de Controle da Tensão	179
4.11	Resultados Preliminares	180
4.12	Conclusão do Capítulo	182

5	RESULTADOS E DISCUSSÕES	184
5.1	Restrições Relacionadas ao Protótipo	184
5.1.1	Emulação do Sistema de Tração	184
5.1.2	Emulação do Gerador Auxiliar	185
5.1.3	Limites de Operação dos Dispositivos Armazenadores de Energia	185
5.2	Fotos do Protótipo	187
5.3	Resultados Experimentais Referentes ao Sistema Interligado .	189
5.3.1	Resultados Durante o Modo II de Operação (Caso 1)	189
5.3.2	Transição entre o Modo II e o Modo I (Caso 2)	191
5.3.3	Resultados em Regime Permanente Durante o Modo I (Caso 3)	192
5.3.4	Transição entre o Modo I e o Modo II (Caso 4)	193
5.3.5	Transição entre o Modo II e o Modo III (Caso 5)	194
5.3.6	Transição entre o Modo III e o Modo I (Caso 6)	196
5.3.7	Transição entre o Modo III e o Modo IV (Caso 7)	197
5.3.8	Resultados em Regime Permanente durante o Modo IV (Caso 8)	199
5.3.9	Transição entre o Modo IV e o Modo III (Caso 9)	200
5.3.10	Transição entre o Modo IV e o Modo II (Caso 10)	201
5.3.11	Transição entre o Modo IV e o Modo V (Caso 11)	202
5.3.12	Transição entre o Modo V e o Modo IV (Caso 12)	203
5.4	Conclusão do Capítulo	205
6	CONCLUSÃO	206
	REFERÊNCIAS	208
	APÊNDICE A – ESQUEMÁTICO COMPLETO DA PLACA DE CONTROLE	227

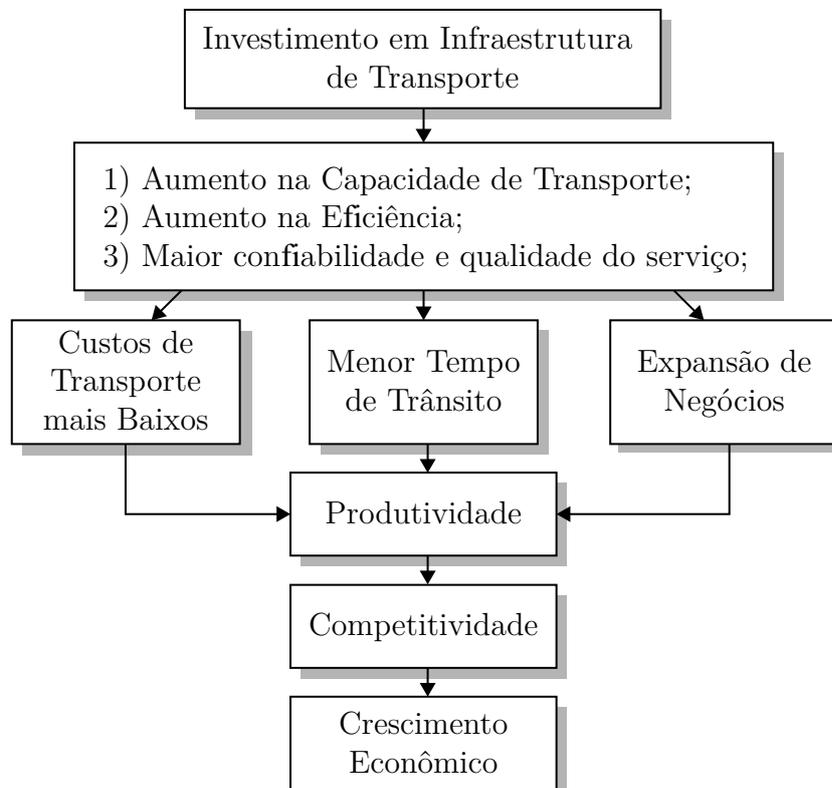
1 INTRODUÇÃO GERAL

1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO

Um sistema de transporte produtivo e de boa qualidade é um dos principais pilares para o desenvolvimento sustentável de um país, no sentido econômico, social e ambiental. Quanto maior o crescimento econômico de um determinado país, maior a demanda e pressão sobre os meios de transporte. Nesse sentido, se esses meios não tiverem uma estrutura adequada para suportar tal demanda, o desenvolvimento desse país encontrará maiores desafios e dificilmente se concretizará. Por esse motivo, os investimentos em infraestrutura de transporte visam aumentar a capacidade, a confiabilidade e melhorar a qualidade dos serviços prestados. Isso, por sua vez, resulta em custos mais baixos e em tempos de trânsito mais curtos, além de possibilitar a expansão de negócios. De forma resumida, conforme ilustra a Figura 1.1, uma melhor infraestrutura de transporte é essencial para aumentar a produtividade e a competitividade de um país, características essas que compõem a espinha dorsal do crescimento econômico [1].

Em termos macroeconômicos, o processo de globalização só foi possível graças a uma série contínua de evolução nos meios de transporte, a exemplo da implementação do trem a vapor e dos grandes navios, bem como da invenção do carro e sua posterior

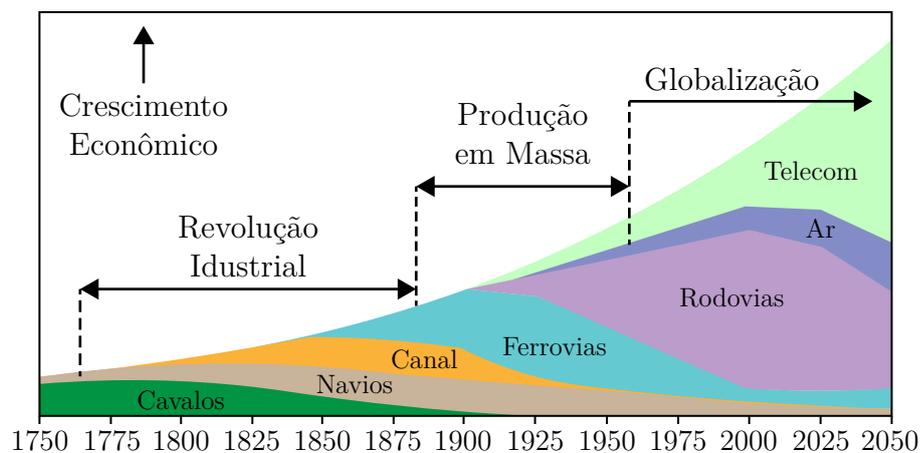
Figura 1.1 – O impacto do transporte no crescimento econômico.



Fonte: Adaptado de [1]

popularização. Mais tarde, a invenção e a difusão do transporte aéreo deram uma nova dimensão à forma como as pessoas, matérias-primas e mercadorias se deslocam. Já a Revolução Técnico-Científico Informativa¹ possibilitou que os avanços nas tecnologias ligadas às telecomunicações dessem novos contornos à dinâmica dos transportes, permitindo a modernização dos meios já existentes e a criação de novas formas de deslocamento [2]. A Figura 1.2, sem grandes pretensões de precisão, ilustra a contribuição dos diferentes meios de transporte para o crescimento econômico na era moderna.

Figura 1.2 – Contribuição relativa dos diferentes meios de transporte para o crescimento econômico na era moderna.



Fonte: Adaptado e traduzido do site Flexibility².

Perante a sua contribuição no contexto socioeconômico, é importante destacar os cinco principais modais de transporte (ou sistemas de transporte). São eles:

1. Transporte Rodoviário (caminhões, carros, etc.);
2. Transporte Marítimo;
3. Transporte Aéreo;
4. Transporte Ferroviário;
5. Transporte Hidroviário (se diferencia do transporte marítimo por estar em água doce, rios, lagos etc.).

Dentre esses, os modais marítimo e aéreo são particularmente empregados no transporte internacional. Somente uma parcela suplementar de bens é transportada por rodovias ou ferrovias, do ponto de vista de exportação, já que esses possuem vocação a ter destaque nas escalas regionais e/ou nacionais e não globais. Contudo, na maioria das vezes a locomoção de uma mercadoria necessita de uma combinação de diversos modos de

¹ Também conhecida como Terceira Revolução Industrial.

² Disponível em: <http://www.flexibility.co.uk/issues/transport/time-mobility.htm>. Acesso em: 15 jan. 2020.

transporte, o que é chamado de “transporte multimodal ou intermodal” [3]. Esse conceito é adotado tanto no planejamento logístico de transporte em escala nacional/global quanto na escala urbana/metropolitana.

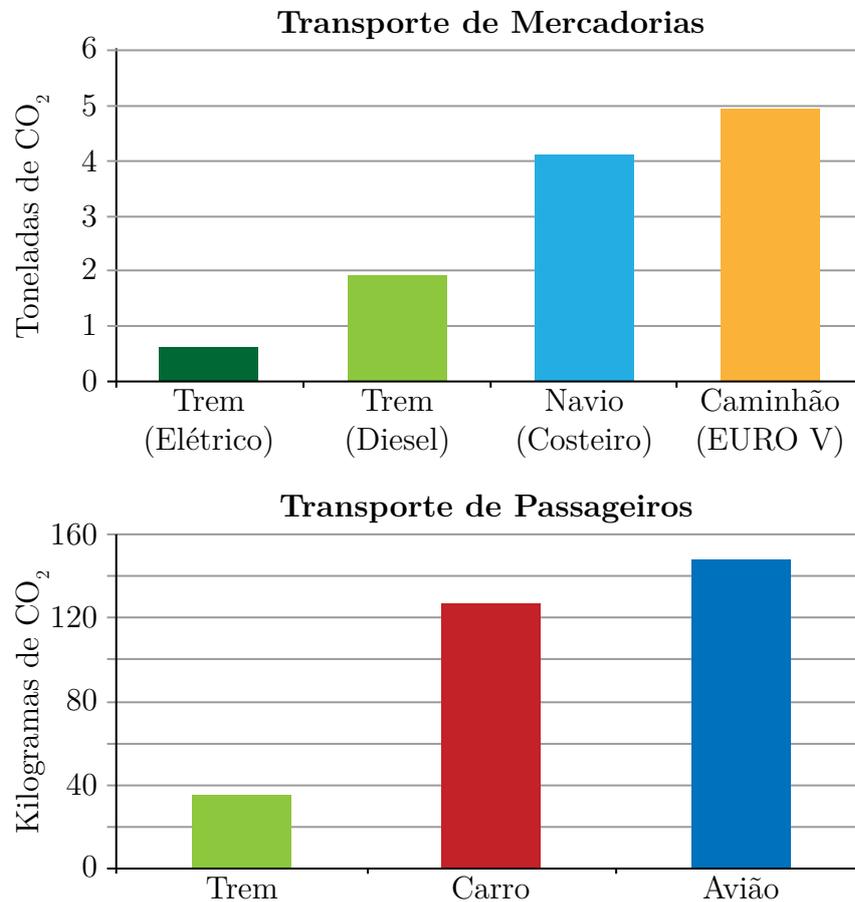
A escolha do modal de transporte depende de variáveis como a distância a percorrer e os acidentes geográficos, o custo, o peso e o volume das mercadorias, os prazos de entrega e a noção de segurança e risco. Ademais, devido ao apelo ambiental cada vez mais evidente nos dias de hoje, refletindo-se no estabelecimento de restrições rigorosas aos emissores de poluentes, a viabilidade ambiental passa a ser critério de tomada de decisão sobre os sistemas de transportes, de forma conjunta com os critérios de viabilidade econômica, técnica e social. No Brasil, especificamente, conforme consta na Lei Nº 10233, de junho de 2001, o gerenciamento da infraestrutura dos transportes terrestres e aquaviários são regidos, entre outros, pelo princípio da compatibilização dos transportes com a preservação do meio ambiente, reduzindo os níveis de poluição sonora e de contaminação atmosférica, do solo e dos recursos hídricos [5].

No quesito poluição atmosférica, a Figura 1.3 apresenta resultados comparativos, dos quais é possível perceber que o modal ferroviário é o menos poluente, emitindo oito vezes menos CO₂ do que o modal rodoviário e sete vezes menos do que o hidroviário, com relação ao transporte de mercadorias. Para o transporte de passageiros, as emissões ferroviárias são quase 3,7 vezes menores do que as rodoviárias e 4,3 vezes menores do que as aéreas [4]. Embora o transporte rodoviário tem ganhado destaque nas últimas décadas, os trens ainda são a melhor opção para a locomoção de grandes volumes de carga por longas distâncias terrestres, em virtude das seguintes vantagens:

- Elevada capacidade de carga (em relação aos transportes rodoviários e aéreos);
- Mais econômico devido à baixa incidência de taxas e ao combustível mais em conta, além de apresentar um custo operacional e de manutenção baixos (material rodante é de longa duração);
- Mais segurança no transporte de mercadorias e menor risco de acidentes;
- Permite viagens rápidas, pois não enfrenta congestionamentos;
- Possui diversas opções energéticas (vapor, diesel, eletricidade) e consome pouca energia ao percorrer grandes distâncias.

De modo geral, um trem (ou comboio) consiste de vários vagões ligados entre si e capazes de se movimentarem sobre trilhos, para transportarem pessoas e cargas seguindo uma rota previamente planejada. A tração dos vagões é feita por locomotivas, as quais se apresentam como uma unidade fornecedora de energia isolada do resto do comboio, e são classificadas conforme os seus meios de propulsão (vapor, diesel-mecânico, diesel-hidráulico, diesel-elétrico, elétrico, etc) [6]. Nesse contexto, as locomotivas elétricas se destacam por

Figura 1.3 – Comparação entre diferentes meios de transporte, quanto a emissão de CO₂ na atmosfera. No primeiro gráfico, considerou-se o transporte de uma carga média de 100 toneladas, saindo de Basel, na Suíça, até o porto de Roterdão, na Holanda. Já no segundo estudo, levou-se em conta o transporte de uma pessoa entre Bruxelas e Berlim.



Fonte: Adaptado de [4]

apresentarem uma relação potência por peso maior do que as formas de tração, como vapor ou diesel, que geram energia a bordo. O uso da eletricidade permite uma aceleração mais rápida e um maior esforço de tração em declives acentuados. Outras vantagens incluem menores requisitos de manutenção, menos ruído e menos emissões de carbono, especialmente em países onde a eletricidade advém de fontes renováveis [7].

Contudo, em países de dimensões continentais, como é o caso do Brasil, onde o transporte ferroviário é geralmente realizado em áreas isoladas e sem eletricidade, a eletrificação da ferrovia se torna muito cara para construir e manter [7]. Em razão disso, as locomotivas diesel-elétricas ainda são muito utilizadas. Atualmente, o mundo possui mais de 1 milhão de quilômetros de ferrovias atendidas por tração a diesel, situadas principalmente em países como os Estados Unidos, Canadá, Rússia, Índia, China, Brasil, Austrália e África do Sul [6]. Em particular, o modal ferroviário brasileiro transportou mais de 560 milhões de toneladas de cargas no ano de 2018 [8], predominantemente, a partir de locomotivas diesel-elétricas, o que ressalta a sua importância para a economia do país.

1.2 LOCOMOTIVAS DIESEL-ELÉTRICAS

As primeiras locomotivas diesel-elétricas foram construídas na década de 1920 e, ao contrário das locomotivas a vapor (existentes anteriormente), apresentaram um grande desafio aos fabricantes por ser uma máquina muito mais complexa e tecnicamente diversificada. Seus componentes requerem poderosos motores a diesel, compressores, ventiladores, trocadores de calor, máquinas elétricas e aparelhos e dispositivos mais sofisticados. Portanto, em contraste com a locomotiva a vapor, onde quase todo o ciclo de produção poderia ocorrer em uma única planta, para a fabricação de locomotivas a diesel é necessário ampla cooperação de diferentes indústrias, especialmente as de máquinas pesadas, motores a diesel e máquinas elétricas [6].

No que diz respeito à transmissão de eletricidade dentro das locomotivas diesel-elétricas, existem diferentes arquiteturas, as quais são caracterizadas pelo tipo da corrente usada no gerador principal e nos motores de tração, que pode ser corrente contínua (CC), corrente alternada (CA) ou uma combinação delas, conforme [6, 9]:

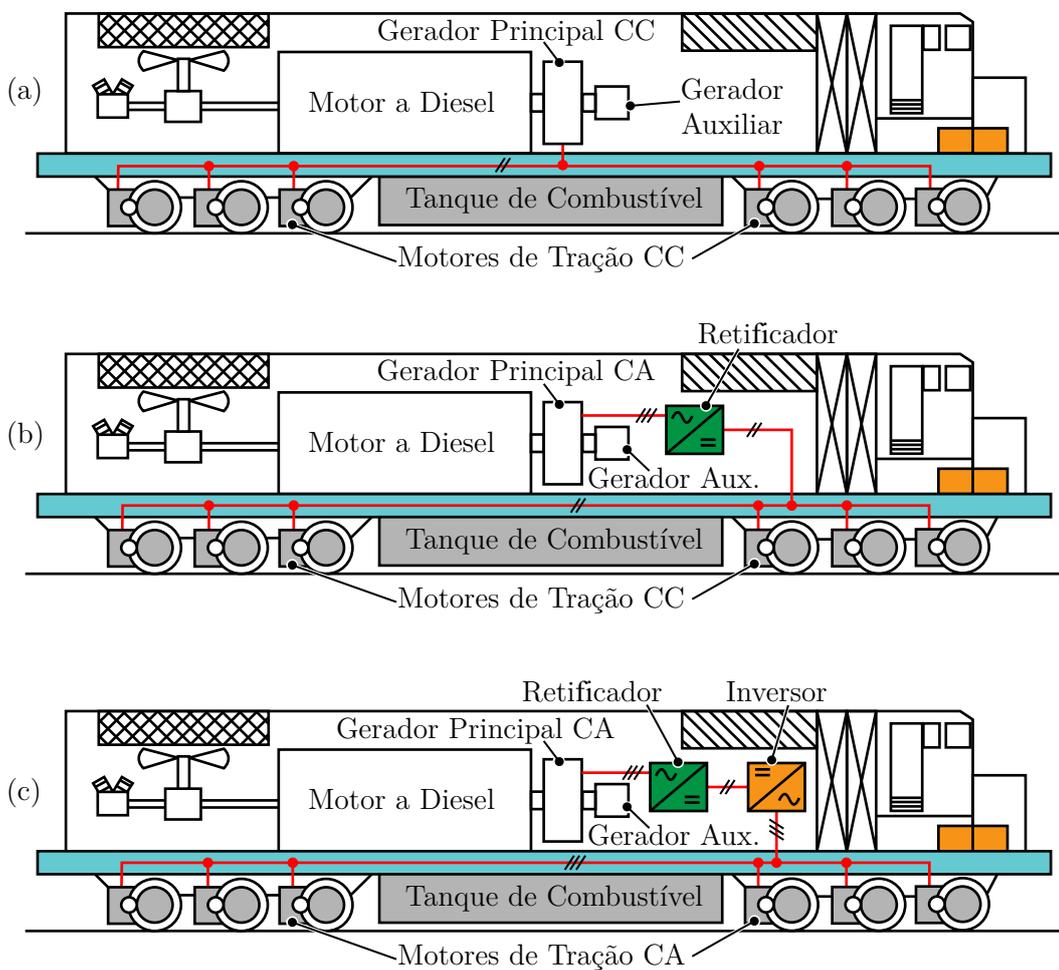
- **Locomotivas CC-CC:** o gerador e os motores de tração são ambos CC;
- **Locomotivas CA-CC:** o gerador principal é CA e os motores de tração são CC;
- **Locomotivas CA-CA:** o gerador e os motores de tração são CA;

De forma ilustrativa, a Figura 1.4 representa os três principais tipos de locomotivas diesel-elétricas. Originalmente, tanto o gerador quanto os motores de tração eram CC, mas após o desenvolvimento dos retificadores de silício de alta capacidade na década de 1960, o gerador CC foi substituído por um gerador CA usando uma ponte de diodos para converter sua saída em corrente contínua. Esse avanço melhorou significativamente a confiabilidade da locomotiva e diminuiu os custos de manutenção do gerador ao eliminar o comutador e as escovas. O crescente desenvolvimento e melhorias, tanto nos semicondutores de elevada potência como nos circuitos de controle eletrônico, levaram à introdução dos inversores de tração, também conhecidos com inversores VVVF (*Variable Voltage, Variable Frequency*). Como resultado, os motores de tração CC nas locomotivas a diesel estão sendo substituídos por motores CA polifásicos, controlados por inversores. Isso não apenas reduziu ainda mais a necessidade de manutenção, como também melhorou a eficiência e a aderência da locomotiva, aumentou a sua capacidade de carga e possibilitou um controle mais preciso da velocidade [10].

Apesar disso, a novidade da tecnologia e a desconfiança de alguns dificultam a aquisição de locomotivas com tecnologia CA para rodarem nas ferrovias brasileiras. Dentre os motivos para não se adotar o motor de tração em corrente alternada, destacam-se: aumento na eletrônica embarcada; demanda de manutenção na eletrônica embarcada; demanda de pessoal especializado em conhecimentos de eletrônica analógica, digital e

de potência; o valor da locomotiva CA é 30% maior do que o de uma locomotiva CC [11]. Em adição, tem-se o fato do motor CC apresentar excelentes características para a tração, fornecendo um elevado torque durante a partida, sem contar com a facilidade de se controlar a sua velocidade e de convertê-lo para o modo gerador durante o processo de frenagem. Diante disso, destaca-se que, embora no futuro a tendência seja o uso de motores de tração CA, as locomotivas CA-CC compõem grande maioria do modal ferroviário nacional e ainda serão utilizadas por muitos anos. Além do mais, esse tipo de arquitetura também é encontrado frequentemente em trabalhos da literatura [12, 13, 14, 15].

Figura 1.4 – Principais tipos de locomotivas diesel-elétricas: (a) CC-CC, (b) CA-CC e (c) CA-CA.

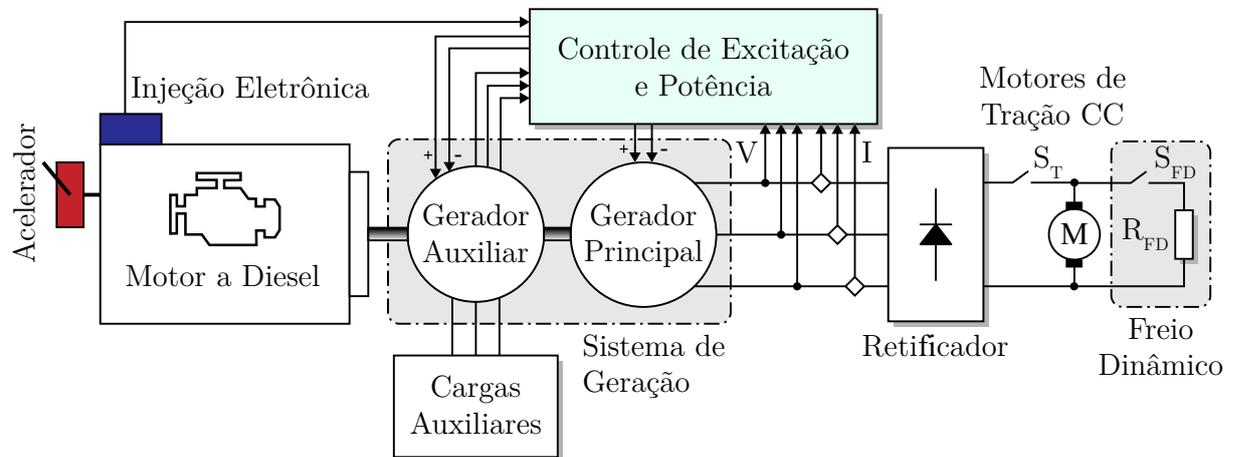


Fonte: Próprio autor.

A Figura 1.5 ilustra, resumidamente, o diagrama geral de uma locomotiva CA-CC, baseado no modelo DASH9-40BBW fabricada pela General Electric[®]. Nesse caso em específico, um motor a diesel do tipo 7FDL16, com capacidade máxima de 4000 hp (2,984 MW), fornece potência para o sistema de tração (composto por 8 motores CC) e para as cargas auxiliares (ventiladores, compressores, sopradores, etc), a partir de dois geradores síncronos: o principal e o auxiliar. O gerador auxiliar também é uma máquina de corrente alternada trifásica, diferindo-se do gerador principal pelo número de polos e pela capacidade de potência. Por estar montado na mesma carcaça e compartilhar o mesmo

eixo, essa máquina é mecanicamente acoplada ao gerador de tração, mas eletricamente é independente [11].

Figura 1.5 – Diagrama simplificado de uma locomotiva diesel-elétrica do tipo CA-CC, considerando-se apenas um motor de tração CC.



Fonte: Adaptado de [11].

Devido à reversibilidade dos motores de corrente contínua, é comum convertê-los para o modo gerador a fim de se obter uma fonte adicional de frenagem. Esse recurso, conhecido como frenagem dinâmica³, é normalmente empregado para controlar a velocidade do trem durante situações de declive, com a finalidade de poupar a aplicação do freio mecânico a ar comprimido (ou pneumático)⁴. Isso porque esse tipo de freio consome energia ao recarregar o reservatório de ar, por meio do compressor, além de desgastar as sapatas e rodas, aumentando o custo de manutenção da locomotiva [16]. Ressalta-se, porém, que o freio dinâmico não é capaz de parar completamente a máquina e é geralmente menos eficaz a velocidades baixas, sendo necessário, nesses casos, empregar o freio mecânico [17].

Na maioria das locomotivas diesel-elétricas utilizadas atualmente, a energia gerada durante o processo de frenagem dinâmica é dissipada em forma de calor através de bancos resistivos dedicados, como ilustrado na Figura 1.5 por meio da chave S_{FD} e do resistor R_{FD} . Esse desperdício de energia é de aproximadamente 10% a 30% do uso total de energia elétrica na locomotiva [18], correspondendo a principal fonte de perdas do sistema e contribuindo para reduzir ainda mais sua eficiência, que já é comprometida por conta do motor de combustão interna [19]. Diante disso, para melhorar a eficiência das locomotivas diesel-elétricas e diminuir sua dependência com relação aos combustíveis fósseis, alguns estudos têm investigado a possibilidade de hibridização com sistemas de armazenamento de energia (ESS – *Energy Storage Systems*), a fim de coletar, armazenar e posteriormente reutilizar a energia proveniente da frenagem.

³ Para maior ambientação com o conceito de frenagem dinâmica, sugere-se o acesso ao vídeo disponível em: https://www.youtube.com/watch?v=erW7lm_6pKA.

⁴ Detalhes sobre os sistemas de freio a ar podem ser vistos no seguinte vídeo: <https://www.youtube.com/watch?v=8L10xiPENJE>.

1.3 HIBRIDIZAÇÃO DE LOCOMOTIVAS A DIESEL

Embora os veículos rodoviários estejam cada vez mais sendo equipados com motores híbridos nas últimas duas décadas [20], a hibridização dos veículos ferroviários ainda se encontra nos estágios iniciais de desenvolvimento. Atualmente, existem locomotivas híbridas em operação para serviços de manobra e para transporte urbano e suburbano de passageiros. No entanto, elas não são utilizadas para transporte pesado de cargas devido a limitações das opções de armazenamento de energia [6]. A fim de investigar tais limitações, os autores em [21] elaboraram uma revisão bibliográfica sobre tecnologias híbridas para locomotivas diesel-elétricas, na qual constataram que a escolha do sistema de armazenamento depende de fatores como: a topografia da ferrovia, as aplicações da locomotiva (i.e. manobra, transporte de passageiros, transporte de carga, etc.) e as características de armazenamento de energia das tecnologias existentes. Essas últimas incluem densidade de potência, densidade de energia, ciclo de vida, custo, volume e peso.

Na literatura, diversos trabalhos têm estudado a viabilidade do uso de sistemas de armazenamento de energia para aplicações no transporte de cargas. Por exemplo, em [22] os autores consideraram substituir uma das três locomotivas diesel-elétricas usadas em um trem de transporte pesado, por um sistema de armazenamento baseado em *flywheel*, obtendo uma economia de 16,65% no consumo de combustível, além de uma redução expressiva na emissão de gases poluentes. Seguindo na mesma linha de pesquisa, os autores de [23] equiparam uma locomotiva do tipo *slug* com dispositivos *flywheel*, enquanto a locomotiva principal se manteve inalterada. Como resultado, obtiveram uma redução de 30% tanto no consumo de combustível quanto na emissão de NOx (óxidos de nitrogênio).

Em [9], os autores optaram por empregar baterias de íon lítio no processo de hibridização de uma locomotiva a diesel, utilizada no transporte de cargas pesadas. Nesse caso particular, os resultados obtidos mostraram uma economia de até 16,5% com os gastos de combustível, o que também se reflete na redução da emissão de poluentes. Além disso, os autores ressaltaram que, apesar do investimento inicial da locomotiva híbrida ser de aproximadamente 3 vezes o da locomotiva convencional, o retorno do investimento é estimado para 1/4 da vida útil das baterias. Já em [14], os autores utilizaram baterias de níquel cádmio (NiCd) e analisaram diferentes relações entre a potência do sistema de armazenamento e a potência do gerador a diesel, para uma locomotiva de manobra. Ao final do estudo, concluíram que os maiores ganhos ocorreram para uma hibridização de 25% (i.e. 1/4 da potência total da locomotiva é suprida pelo banco de baterias e o restante pelo gerador), chegando a uma economia de combustível próximo a 30%.

Apesar das soluções baseadas em *flywheel* apresentarem resultados expressivos quanto a redução do consumo de combustível e da emissão de gases poluentes, trabalhos comparativos demonstram uma superioridade no uso de baterias. De acordo com o estudo realizado em [24], para o transporte suburbano e regional de passageiros, o sistema baseado em baterias apresentou respectivamente uma economia de combustível 40% e 50% maior

do que o sistema empregando *flywheel*. Com relação ao transporte de carga pesada, o estudo publicado em [25] demonstrou uma redução no consumo de combustível de 12,40% para a locomotiva com *flywheel* e de 20,65% para a locomotiva com baterias, em relação à locomotiva movida puramente a diesel. Vale destacar que, em ambos os estudos, os sistemas de armazenamento foram dimensionados para terem o mesmo peso. Além disso, ressalta-se que os *flywheels* apresentam elevado custo de aquisição e necessitam de manutenção mecânica precisa. Já o principal problema das baterias é a sua vida útil (o número de ciclos é significativamente inferior a vida útil das locomotivas, que é cerca de 40-50 anos), mas o preço é a sua principal vantagem.

A fim de prolongar a vida útil das baterias, diversos trabalhos vêm propondo associá-las a supercapacitores. Dessa forma, obtém-se um sistema de armazenamento híbrido (HESS) que combina as características de alta densidade de potência (resposta rápida) dos supercapacitores com a alta densidade energética (geralmente resposta lenta) das baterias. Nesse cenário, os autores de [13] avaliaram o uso desse tipo de sistema em aplicações ferroviárias, alcançando uma economia de 25,64% no consumo de combustível. Ressalta-se que a grande vantagem dessa combinação é a possibilidade de se alocar os picos de potência do sistema para os supercapacitores, enquanto as baterias são carregadas e descarregadas de forma suave. Assim, diminui-se os estresses de corrente nas baterias e, conseqüentemente, aumenta-se a sua vida útil. Como exemplo, os resultados obtidos em [26] apresentaram um aumento de 253% na vida útil para uma bateria de partida e de 137% para uma bateria de tração, considerando-se um carro elétrico e diferentes perfis de condução.

De fato, uma análise comparativa realizada em [27] demonstrou que a combinação entre baterias de íon lítio e supercapacitores é a solução mais promissora para locomotivas diesel-elétricas, principalmente pelo fato de serem tecnologias bastante maduras – o que resulta em um menor custo comparado às demais – e pela facilidade de serem integradas à arquitetura do sistema da locomotiva. Mas, independentemente da tecnologia utilizada, pode-se destacar as seguintes vantagens de se utilizar uma locomotiva híbrida: (i) potência adicional quando o gerador principal não é capaz de fornecer tração suficiente em condições extremas; (ii) recuperação da energia de frenagem; (iii) economia de combustível e redução da emissão de poluentes; (iv) possibilidade de tração totalmente elétrica em cenários de emergência, como o caso de mau funcionamento do gerador principal.

1.4 PROPOSTA DO TRABALHO E OBJETIVOS

Diante do exposto até então, verifica-se que existem diferentes soluções na literatura para hibridização de locomotivas diesel-elétricas. No entanto, em todos os casos são considerados sistemas de armazenamento de alta capacidade energética para contribuir tanto na alimentação das cargas auxiliares quanto na tração do trem. Muitas vezes, isso implica na modificação da estrutura da locomotiva (e.g. troca do gerador a diesel) e/ou na

adição de um vagão para transportar os dispositivos de armazenamento. Por consequência, o alto custo atrelado a tais modificações impossibilitam a consolidação das locomotivas híbridas na indústria, principalmente para o transporte de cargas pesadas.

Nesse contexto, o presente trabalho visa propor uma solução de menor custo, que também consiga gerar ganhos quanto a economia de combustível e a redução da emissão de poluentes. A ideia principal consiste em implementar um sistema de armazenamento híbrido, baseado em baterias de íon lítio e supercapacitores, capaz de aproveitar a energia proveniente da frenagem e utilizá-la para suprir apenas as cargas auxiliares da locomotiva, enquanto a energia de tração continua sendo provida pelo gerador a diesel. Frente a tal condição, a capacidade de armazenamento necessária para o sistema é reduzida significativamente, tendo em vista que o HESS será dimensionado com base na demanda das cargas auxiliares e não mais na demanda de todo o trem. Evidentemente, a economia de combustível será inferior àquelas obtidas nos trabalhos revisados, entretanto, ao se considerar uma empresa contendo uma frota relevante de locomotivas, ao final do ano esse valor será expressivo em seus resultados financeiros, além do investimento inicial ser bastante reduzido comparado às demais alternativas.

Uma solução similar foi proposta em [28], resultando numa economia de 12% no consumo de combustível. Contudo, para a sua implementação, os autores sugeriram modificações relevantes na estrutura da locomotiva original, como a substituição completa do sistema de tração por motores de indução controlados por inversores. Em compensação, o sistema estudado neste trabalho não exige modificações na estrutura da locomotiva, podendo ser adaptado também para locomotivas CA-CA. Dessa forma, obtém-se uma característica *plug-and-play*, o que o torna atrativo para a produção em massa.

Com base na arquitetura do sistema proposto, a qual é exibida e analisada no próximo capítulo, definiu-se os seguintes objetivos específicos para essa dissertação:

- Estudo sobre o princípio de funcionamento e os procedimentos para o correto dimensionamento dos dispositivos armazenadores de energia;
- Levantamento do modelo elétrico equivalente de um supercapacitor, por meio de ensaios experimentais;
- Análise e implementação de um conversor CC-CC bidirecional, baseado em célula de comutação de quatro estados, para interface com os dispositivos armazenadores de energia;
- Aplicação de uma técnica ativa para o balanceamento das correntes do conversor citado no item anterior;
- Análise e implementação de um inversor trifásico para conexão com a rede elétrica do laboratório;

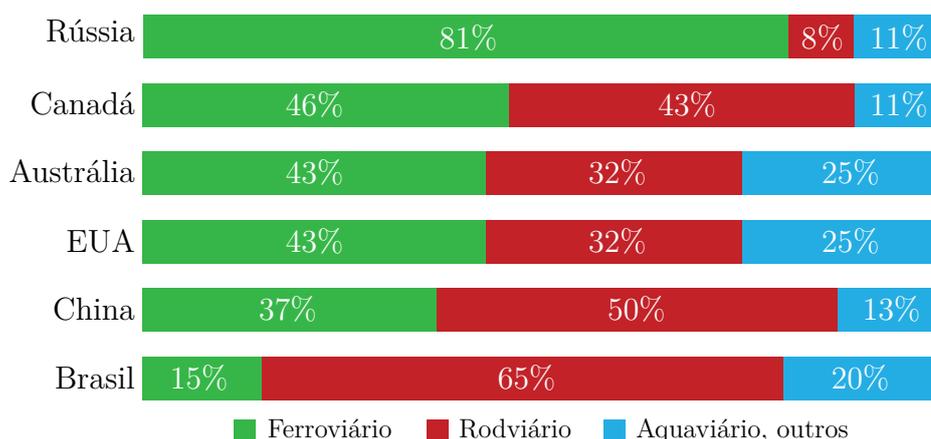
- Proposta de controle descentralizado com base nas características operacionais do sistema;
- Construção do protótipo a partir da integração dos conversores e ensaios de bancada para análise de resultados experimentais.

1.5 JUSTIFICATIVA

A recente greve dos caminhoneiros, datada de maio de 2018, trouxe à tona diversas reflexões à sociedade e à política brasileira, e resgatou uma discussão essencial para o desenvolvimento do Setor de Transporte: a necessidade da matriz de transporte nacional ser mais equilibrada, eficiente, segura e competitiva. Embora nos últimos 21 anos, alguns números demonstram um avanço significativo no setor ferroviário de carga do país – como um aumento de 170% na produtividade, de 176% no número de locomotivas e de 154% no número de vagões – o Brasil ainda tem muito potencial de crescimento [29].

A título de informação, a Figura 1.6 mostra uma comparação de matrizes de transporte de carga entre países de mesmo porte territorial. Apesar dos avanços nas últimas décadas, nota-se que as ferrovias respondem por apenas 15% da matriz de transporte do Brasil. Além disso, o país apresenta baixa densidade das malhas ferroviárias em relação a países de dimensão continental, como Canadá, Índia e China, e mesmo diante de outros menores, como México e Argentina. O que mostra que ainda há muito espaço para crescer.

Figura 1.6 – Comparação de matrizes de transporte de carga entre países de mesmo porte territorial.



Fonte: Adaptado de [29].

Para se ter uma ideia da importância das ferrovias na economia brasileira, atualmente, mais de 95% dos minérios chegam aos portos pelos trilhos. O modal também responde pelo transporte de 40% das commodities agrícolas exportadas e, no caso do açúcar, esse índice chega a 50%. Já no tocante a intermodalidade, as ferrovias têm procurado diversificar as cargas transportadas, apresentando um aumento de 142 vezes na movimentação de contêineres desde 1997 [29].

Dessa forma, tendo em vista a importância do desenvolvimento das ferrovias no Brasil, e considerando-se o crescente investimento no setor, pode-se constatar que soluções como a proposta neste trabalho são de grande relevância para o progresso do país, pois permitem melhorar a eficiência das atuais locomotivas movidas a diesel, reduzir o consumo de combustível e, conseqüentemente, a emissão de gases poluentes. Posteriores avanços podem reduzir ainda mais a dependência da disponibilidade de combustíveis fósseis, contribuindo assim para a segurança energética do país, o que também é um requisito fundamental para o sua prosperidade econômica.

1.6 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO

Visando apresentar todas as etapas que permitiram alcançar os objetivos da proposta mencionada, o presente trabalho foi dividido em seis capítulos. Como se pôde ver, este capítulo introdutório visou contextualizar o tema e realizar uma revisão bibliográfica a respeito das soluções encontradas na literatura para hibridização de locomotivas diesel-elétricas.

O Capítulo 2 apresenta uma visão geral do sistema proposto e realiza uma análise do fluxo de potência entre os diferentes conversores, a fim de identificar os possíveis cenários de operação. Adicionalmente, propõe-se uma estratégia de controle descentralizada, a qual se caracteriza pelo fato de não possuir um barramento de comunicação, o que aumenta a confiabilidade e reduz o custo do sistema.

O Capítulo 3 inicia com os principais aspectos construtivos, o princípio de funcionamento e os procedimentos para o correto dimensionamento dos dispositivos armazenadores de energia. Em seguida, é realizada uma breve revisão bibliográfica a respeito de conversores CC-CC bidirecionais de alta densidade de potência. Também são apresentadas, de forma detalhada, as análises estática e dinâmica do conversor escolhido, bem como o projeto das malhas de controle. O capítulo é, então, finalizado com alguns resultados práticos referentes ao sistema de armazenamento.

O Capítulo 4, por sua vez, foca nos procedimentos de projeto do conversor CC-CA, responsável por realizar a interface entre o barramento CC e a rede elétrica. Ao longo do capítulo são apresentados o projeto do filtro LCL de saída, os detalhes da modulação vetorial, a modelagem e obtenção das funções de transferência, o projeto dos controladores e alguns resultados preliminares concernentes a esse estágio de processamento de energia.

Por fim, o Capítulo 5 destaca os resultados práticos mais relevantes, obtidos a partir da integração dos conversores dimensionados nos capítulos anteriores, e o Capítulo 6 contempla as principais conclusões a respeito desta pesquisa, além das propostas para melhorias e trabalhos futuros.

1.7 PUBLICAÇÕES

Ao longo do ano destinado ao desenvolvimento da dissertação de mestrado, foram publicados dois artigos em congressos internacionais e um pedido de patente, conforme:

1. **C. G. da S. Moraes**, S. L. Brockveld, P. P. Cavilha, A. L. S. Pacheco, M. L. Heldwein and G. Waltrich. "Multi-Port System for Storage and Management of Regenerative Braking Energy in Diesel-Electric Locomotives", in *IEEE 15th Brazilian Power Electronics Conference and 5th Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*, dez. 2019.
2. S. L. Brockveld, **C. G. da S. Moraes**, P. P. Cavilha, A. L. S. Pacheco, M. L. Heldwein and G. Waltrich, "Multi-Port System for Braking Energy Recovery in Diesel-Electric Locomotives - Focus on the Multi-Interphase Transformer Design," *IECON 2019 - 45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Lisbon, Portugal, 2019, pp. 5933-5938.
3. **C. G. da S. Moraes** et al. "Sistema de Gerenciamento de Energia para Armazenar e Direcionar Energia Proveniente da Frenagem Regenerativa de Locomotivas". Depositante: VALE S.A. e Universidade Federal de Santa Catarina. BR 10 2019 018721 2/Ref. P011191/BR. Data do depósito: 10 de set. de 2019.

Os seguintes artigos foram igualmente desenvolvidos durante o período de dissertação e estão indiretamente relacionados com o presente trabalho:

1. **C. G. da S. Moraes**, Mateo D. Roig G and Telles B. Lazzarin. "Técnica de Modulação para Redução da DHT de Corrente Aplicada a Retificador Boost Bridgeless em MCD", *Revista Eletrônica de Potência*, vol. 24, no. 3, pp. 345–355, set. 2019.
2. **C. G. da S. Moraes**, Mateo D. Roig G and Telles B. Lazzarin. "A Two-Stage Battery Charger with Active Power Decoupling Cell for Small Electric Vehicles", in *the 15th COBEP and 5th SPEC*, Santos, 2019.
3. Mateo D. Roig G, **C. G. da S. Moraes** and Telles B. Lazzarin. "Steady-State Analysis of a Single-phase Modified Bridgeless Boost Rectifier in DCM", in *the 15th COBEP and 5th SPEC*, Santos, 2019.

2 ANÁLISE DO FLUXO DE POTÊNCIA E ESTRATÉGIA DE CONTROLE

Em virtude da existência de diversos conversores operando em paralelo e conectados por meio de um barramento CC comum, pode-se caracterizar o sistema proposto como uma microrrede de corrente contínua [30]. Nesse tipo de aplicação, dependendo da oferta de energia, da demanda da carga e da capacidade atual do sistema de armazenamento, obtêm-se diferentes cenários de operação. Sendo assim, o presente capítulo tem como objetivo analisar os possíveis modos de operação do sistema sob o ponto de vista do fluxo de potência. Adicionalmente, apresentar-se-á uma estratégia de controle capaz de garantir um compartilhamento confiável de energia, sem a necessidade de um barramento de comunicação. Como resultado, obtêm-se uma operação mais segura e uma solução econômica para o sistema estudado neste trabalho.

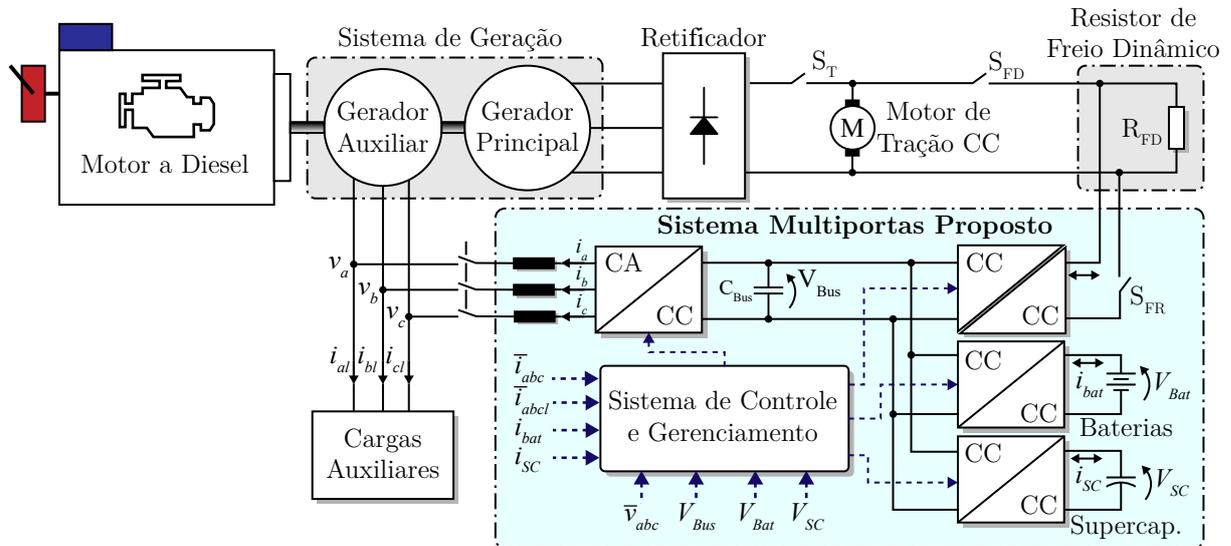
2.1 VISÃO GERAL DO SISTEMA

Antes de prosseguir à análise do fluxo de potência e à estratégia de controle, é importante apresentar uma visão geral do princípio de funcionamento do sistema proposto. A Figura 2.1 ilustra o diagrama simplificado da locomotiva CA-CC retratada anteriormente, juntamente com os conversores que compõem o sistema multiportas, o qual recebe esse nome por possuir múltiplas entradas e saídas conectadas a fontes, cargas e elementos armazenadores de energia.

Durante o processo de frenagem dinâmica, a chave de tração (S_T) é desabilitada enquanto a chave de freio (S_{FD}) é habilitada, de modo que a energia gerada seja dissipada no banco de resistores. Dessa forma, surge uma tensão sobre R_{FD} que depende da velocidade da locomotiva. A fim de aproveitar parte dessa energia, o sistema multiportas desvia uma parcela da corrente que circula pelo resistor de freio dinâmico, através de um conversor CC-CC isolado, ao habilitar a chave S_{FR} . Nesse caso, vale destacar que a presença do sistema multiportas irá se comportar como um resistor em paralelo com R_{FD} , o que pode provocar variações na potência consumida durante a frenagem. Contudo, uma vez que o sistema será dimensionado e controlado para regenerar no máximo a potência total da carga auxiliar, que é consideravelmente inferior a potência total gerada durante a frenagem, ressalta-se que essa influência será pequena, podendo ser corrigida pelo próprio maquinista ou pelo sistema automático que comuta entre diferentes valores de R_{FD} , de acordo com a velocidade da máquina.

Observa-se na referida figura que a energia recuperada pelo conversor isolado é enviada para um barramento CC comum, a partir do qual diferentes conversores operam em sintonia para controlar o fluxo de potência entre as portas do sistema. O inversor trifásico é responsável por transferir potência ativa do barramento CC para as cargas auxiliares, enquanto conversores CC-CC bidirecionais não isolados carregam/descarregam

Figura 2.1 – Diagrama geral da locomotiva CA-CC juntamente com o sistema proposto para recuperação da energia de frenagem.



Fonte: Próprio autor.

os bancos de supercapacitores e de baterias. Nesse caso, optou-se por utilizar conversores individuais para cada banco com intuito de torná-los independentes do barramento CC, obtendo-se assim um controle total sobre os dispositivos de armazenamento. Existe ainda a possibilidade de se conectar uma estação de carga externa ao barramento CC, para recarregar as baterias e supercapacitores antes da locomotiva entrar em operação. Isso é possível, tendo em vista que o veículo ferroviário é sempre inspecionado ao final de cada viagem. Outra opção é utilizar o próprio gerador auxiliar para realizar a recarga do sistema de armazenamento de energia, por meio do inversor operando no modo retificador. Entretanto, salienta-se que tal funcionalidade não foi considerada neste trabalho.

Adicionalmente, cabe mencionar que, durante a frenagem dinâmica de uma locomotiva real como a DASH9-40BBW, os circuitos de campo dos oito motores de tração são ligados em série e excitados pelo gerador principal, enquanto os circuitos de armadura são ligados em série dois a dois, conforme exemplificado em [11]. Para evitar o descarrilhamento do trem devido a uma frenagem desigual entre as rodas, são necessários quatro bancos de resistores idênticos, um para cada par de motores. Logo, na prática, o sistema multiportas deve conter quatro conversores CC-CC isolados capazes de operar paralelamente para regenerar uma mesma quantidade de energia de cada banco. No entanto, a fim de simplificar a construção do protótipo utilizado para validar a concepção do sistema, considerou-se apenas um desses conversores e um motor de tração, conforme ilustra a Figura 2.1.

Por fim, salienta-se que o presente trabalho foca somente na aplicação do sistema de armazenamento de energia para alimentação das cargas auxiliares. Dessa forma, o conversor isolado não será analisado em detalhes ao longo do texto. Todavia, para facilitar o entendimento do leitor, destaca-se que a topologia utilizada nesse estágio de processamento de energia trata-se de dois conversores DAB (*Dual Active Bridge*), com as entradas associadas em série e as saídas em paralelo (ISOP - *Input Series, Output Paralel*) [31].

Tal escolha se justifica pelo fato da tensão sobre os resistores de freio variar entre valores inferiores e superiores à tensão do barramento CC, podendo atingir até 1200 V. Sendo assim, a associação em série na entrada reduz os esforços de tensão nos interruptores do conversor, ao passo que as características da topologia permitem-na operar tanto no modo elevador quanto abaixador, dependendo da velocidade da locomotiva durante a frenagem.

2.2 ANÁLISE DO FLUXO DE POTÊNCIA

A fim de se garantir a estabilidade do sistema, independentemente das condições operacionais, é necessário satisfazer sempre o balanço de potência, isto é, fazer com que a potência gerada seja igual à consumida. Dessa forma, considerando-se que o processamento da energia ocorre sem perdas, pode-se escrever

$$P_{reg} + P_{gen} - P_L \pm P_{HESS} = 0, \quad (2.1)$$

onde:

P_{reg} – potência recuperada do processo de frenagem dinâmica;

P_{gen} – potência fornecida pelo gerador a diesel;

P_L – potência demandada pelas cargas auxiliares da locomotiva;

P_{HESS} – potência disponível no sistema de armazenamento de energia.

Tendo em vista que o objetivo do sistema proposto é reduzir o consumo de diesel na locomotiva, é importante destacar que a potência fornecida pelo gerador auxiliar só é aproveitada pelas cargas auxiliares, não sendo utilizada para recarregar os dispositivos armazenadores de energia e nem para contribuir com a manutenção do barramento CC, por meio do inversor. Mas, conforme mencionado anteriormente, poder-se-ia considerar tal funcionalidade, pelo menos, para o carregamento inicial das baterias e dos supercapacitores. Nesse caso, caberia analisar o impacto no consumo de combustível, a fim de verificar se isso é vantajoso para o sistema.

Dando sequência à análise, é possível estudar a equação (2.1) com base na potência regenerada pelo processo de frenagem, distinguindo-se basicamente dois modos de operação: com regeneração ($P_{reg} > 0$) e sem regeneração ($P_{reg} = 0$). Como a prioridade do sistema é alimentar as cargas auxiliares, tanto quanto possível, durante a frenagem a energia regenerada é usada primeiramente pelas cargas, enquanto o excedente é armazenado. Sendo assim, o balanço de potência é satisfeito por (2.2), ou por (2.3), no caso em que a potência regenerada é insuficiente para atender a demanda da carga.

$$P_{reg} = P_L + P_{HESS} \quad (2.2)$$

$$P_{reg} + P_{gen} + P_{HESS} = P_L \quad (2.3)$$

A partir de (2.2), verifica-se que se a potência regenerada for igual a demanda da carga (i.e. $P_{reg} = P_L$), o sistema de armazenamento não será carregado. Por outro lado, se a potência regenerada for maior do que a demanda da carga, mas o sistema de armazenamento estiver totalmente carregado, a estratégia de controle deverá reduzir P_{reg} até se igualar à potência da carga, a fim de se estabelecer novamente o equilíbrio do sistema. Já com base em (2.3), existem duas possibilidades: a primeira delas ocorre quando a potência regenerada é inferior à demanda da carga, logo a diferença é suprida pelo sistema de armazenamento ($P_{reg} + P_{HESS} = P_L$); e a segunda ocorre quando o sistema de armazenamento atinge o estado de carga mínimo, fazendo com que parte da carga seja atendida pela potência regenerada e a outra parte pelo gerador a diesel ($P_{reg} + P_{gen} = P_L$).

Em contrapartida, quando não há regeneração, as baterias, os supercapacitores e o gerador auxiliar devem fornecer exatamente a potência demandada pela carga, de modo a assegurar a estabilidade do barramento CC, conforme

$$P_{HESS} + P_{gen} = P_L. \quad (2.4)$$

Se a capacidade disponível no sistema de armazenamento de energia for suficiente para atender toda a carga, o gerador a diesel será utilizado somente para formar a rede e fornecer a quantidade necessária de reativo. No entanto, a partir do momento em que o estado de carga das baterias atinge o seu valor mínimo, o sistema multiportas é desconectado da rede auxiliar da locomotiva e a carga passa a ser suprida exclusivamente pelo gerador.

Diante da necessidade de manter o balanço de potência no sistema e conhecendo-se as possíveis condições de operação, segundo a análise realizada previamente, apresenta-se a seguir a estratégia de controle proposta nesse trabalho. Salienta-se já que os detalhes concernentes ao estágio de potência e ao controle de corrente de cada conversor serão discutidos nos próximos capítulos.

2.3 ESTRATÉGIA DE CONTROLE

De maneira geral, pode-se classificar as estratégias propostas na literatura para o controle de microrredes CC em duas categorias distintas: estratégias de controle básicas e estratégias de controle multicamadas [32]. As estratégias multicamadas são implementadas em diferentes níveis de controle, separados hierarquicamente. No nível mais baixo se encontram as funções essenciais em qualquer microrrede, tais como o controle de tensão, de corrente ou de potência. Já nos níveis superiores são implementadas as funções avançadas: controle da qualidade de energia, minimização do custo operacional, participação nos mercados de energia, prestação de serviços ancilares, entre outras. Tais funções, todavia, são mais relevantes para aplicações conectadas à rede elétrica comercial, podendo ser dispensadas no caso do sistema proposto. Desse modo, é suficiente considerar apenas as técnicas de controle básicas, as quais podem ser divididas em três métodos principais, de

acordo com o nível de comunicação [32, 33]:

1. Controle Centralizado
2. Controle Descentralizado
3. Controle Distribuído

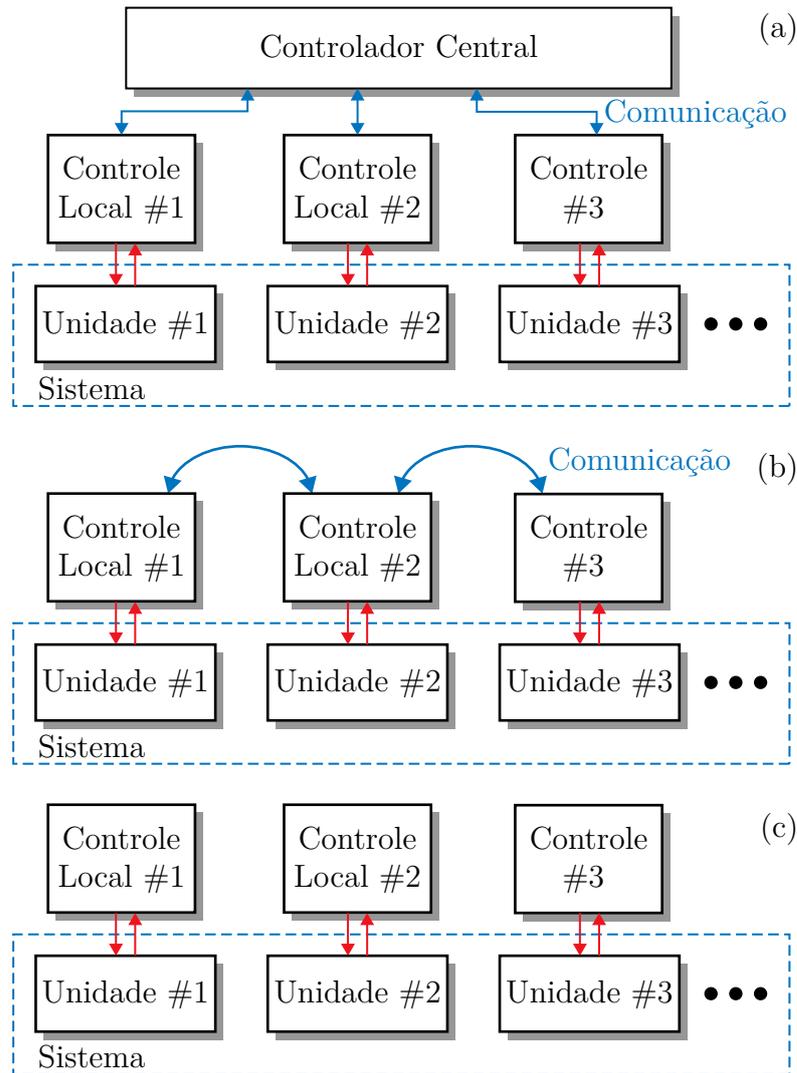
No controle centralizado os dados provenientes de cada conversor são coletados em uma unidade central, processados e os comandos de *feedback* são enviados de volta a eles por meio de um barramento de comunicação digital [33], conforme ilustra a Figura 2.2(a). Dentre as vantagens dessa técnica, destacam-se a alta observabilidade e controlabilidade de todo o sistema [32]. Entretanto, devido à centralização do controle, o funcionamento da microrrede fica totalmente dependente das condições operacionais da unidade central. Por consequência, esse esquema apresenta baixa confiabilidade, flexibilidade e escalabilidade, sendo recomendado apenas para microrredes de pequeno porte, nas quais as informações a serem coletadas são limitadas e o controle pode ser realizado através de um *link* de comunicação de baixa largura de banda (LBC, na sigla em inglês) [32].

A medida que a quantidade de conversores aumenta, o esquema de controle distribuído se torna uma boa opção, visto que, nesse caso, a dependência de uma unidade central de controle é eliminada. Nota-se na Figura 2.2(b), que ainda existe um *link* de comunicação digital, porém os dados são compartilhados somente entre conversores vizinhos e as estratégias de controle coordenadas são processadas localmente. Dessa forma, mesmo que um dos conversores apresente falha, o sistema é capaz de se manter em funcionamento, diferentemente do caso anterior.

Outra possibilidade para se eliminar a dependência do controlador central é a utilização da técnica de controle descentralizado, a qual tem como principal característica o fato de não possuir um barramento de comunicação (c.f. Figura 2.2(c)) [33]. À vista disso, as unidades são controladas de forma independente, considerando-se apenas as informações locais. Embora essa estratégia de controle apresente algumas limitações de desempenho, devido a poucas informações referentes às demais unidades do sistema, ela é considerada a mais confiável e barata, justamente por não necessitar de um *link* de comunicação para manter a operacionalidade da microrrede [32].

A Tabela 2.1 resume as principais características de cada um dos esquemas de controle supracitados. Em suma, as abordagens baseadas em comunicação introduzem complexidade e aumentam o custo do sistema, além de serem suscetíveis a ataques cibernéticos e, conseqüentemente, menos seguras e estáveis [34]. Portanto, o uso de um esquema de controle descentralizado é a melhor opção para aplicações que exigem alta confiabilidade, flexibilidade e um menor custo, como é o caso deste trabalho. Uma das maneiras de se implementar o controle descentralizado em uma microrrede CC é por meio da técnica conhecida como DBS (do inglês, *DC Bus Signaling*). Alguns exemplos de

Figura 2.2 – Estratégias de controle em microrredes CC: (a) controle centralizado, (b) controle distribuído e (c) controle descentralizado.



Fonte: Próprio autor.

aplicação em microrredes baseadas em fontes renováveis e elementos armazenadores de energia podem ser vistos em [35] e [36]. Vale destacar que, apesar do princípio de controle ser o mesmo, os intervalos de tensão e a quantidade de modos de operação devem ser definidos consoante as necessidades da aplicação. A seguir são apresentados os detalhes da estratégia de controle implementada no sistema proposto.

2.3.1 Modos de Operação

De forma resumida, a estratégia DBS utiliza a tensão do barramento CC como meio de comunicação entre os conversores. Isso significa que os diferentes cenários de operação do sistema são identificados de acordo com o nível da tensão lida no ponto de conexão comum. Sendo assim, é necessário predefinir diferentes faixas de tensão, cada qual indicando um modo de operação. É importante ressaltar que a escolha dessas faixas deve ser feita cuidadosamente, pois, se a diferença entre os níveis de tensão adjacentes for muito

Tabela 2.1 – Comparação entre os esquemas de controle centralizado, descentralizado e distribuído.

Controle Centralizado	Controle Descentralizado	Controle Distribuído
Uma unidade central envia as decisões de controle para as unidades locais	Cada controlador toma as suas decisões com base nas variáveis locais	Os controladores de diferentes conversores interagem entre si para tomarem as decisões
A confiabilidade é degradada	A confiabilidade é mantida	A confiabilidade é mantida
Apenas um ponto de falha pode prejudicar todo o sistema	Não depende de um controlador central	Não depende de um controlador central
Alta carga computacional	Menor carga computacional	Carga computacional baixa, comparada com o controle centralizado
As decisões ótimas são garantidas	As decisões ótimas não são garantidas	As decisões ótimas podem ser garantidas
A modularidade é afetada	A modularidade é facilmente obtida	A modularidade pode ser obtida com requisitos de comunicação

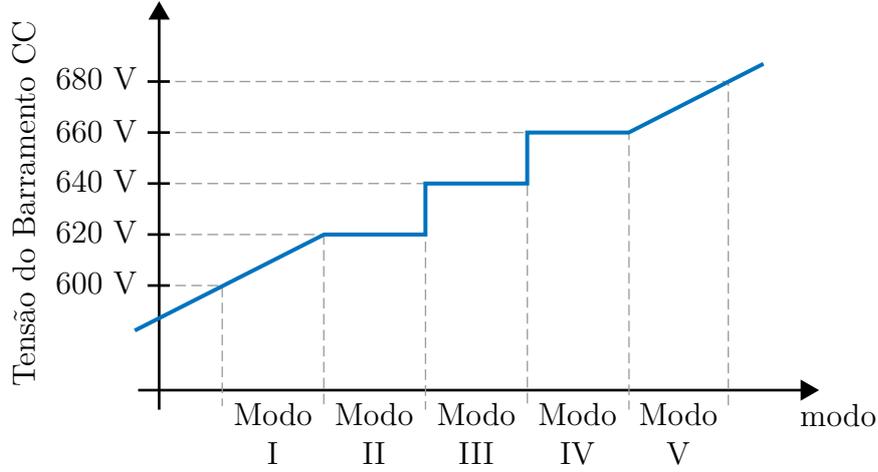
Fonte: Adaptado de [37].

grande, a flutuação da tensão do barramento CC excederá a faixa aceitável. Por outro lado, a diferença entre os níveis de tensão não deve ser muito pequena, pois a imprecisão do sensor e as ondulações da tensão do barramento CC podem impedir a identificação confiável dos modos de operação [35]. No presente trabalho, de acordo com os transitórios de tensão observados na prática, optou-se por utilizar uma diferença de 20 V entre os modos.

Particularmente, cinco modos de operação foram identificados para o sistema em questão, sendo estes ilustrados na Figura 2.3. Os modos I e V funcionam como proteções, que atuam quando a potência regenerada é maior do que a potência consumida (Modo V), ou quando a demanda da carga auxiliar é maior do que a capacidade de descarga do banco de baterias (Modo I). Conforme apresentado a seguir, em cada modo de operação a tensão do barramento CC é regulada por um determinado conversor, o que, por si só, assegura o balanço de potência no sistema.

2.3.1.1 Modo I

Esse modo corresponde à operação na qual a locomotiva não está em processo de frenagem e, por consequência, o conversor DAB não regenera energia para o barramento CC (i.e. $P_{reg} = 0$). Mediante a análise do fluxo de potência realizada previamente, sabe-se que nessas condições o sistema de armazenamento híbrido é utilizado para alimentar a

Figura 2.3 – Modos de operação do sistema com base na tensão do barramento CC.

Fonte: Próprio autor.

carga auxiliar, juntamente com o gerador a diesel. Para tanto, o inversor opera no modo de corrente constante, seguindo uma referência semelhante à própria corrente demandada pela carga. Já o sistema de armazenamento regula a tensão do barramento CC, enquanto se descarrega para atender os requisitos do inversor.

Visto que a corrente de descarga do banco de baterias é limitada a fim de se preservar sua vida útil, pode ocorrer uma situação em que a demanda da carga auxiliar se torna maior do que a capacidade de descarga do sistema de armazenamento ($P_{HESS} < P_L$). Nesse caso, faz-se necessário reduzir a referência de corrente do inversor, objetivando alcançar novamente o balanço de potência. Se isso não ocorrer, a tensão do barramento CC irá diminuir além do limite estabelecido, podendo instabilizar o sistema.

Diante do exposto, o Modo I de operação funciona como uma proteção de subtensão que atua quando a demanda da carga auxiliar é maior do que a capacidade do sistema de armazenamento de energia. A estratégia de proteção proposta nesse trabalho se baseia em [38, 39] e modifica diretamente a referência de corrente do inversor, de acordo com

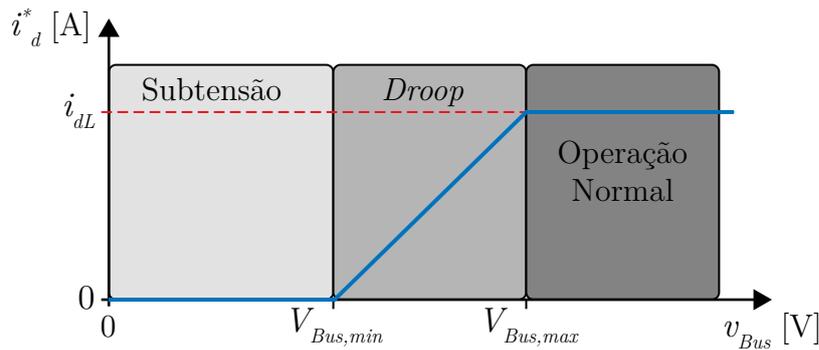
$$i_d^* = \text{FPB} \left(\frac{v_{Bus} - V_{Bus,min}}{V_{Bus,max} - V_{Bus,min}} \right) \cdot i_{dL}, \quad (2.5)$$

em que i_d^* equivale à referência de corrente de eixo direto do inversor, i_{dL} é a corrente de eixo direto da carga auxiliar e $\text{FPB}(\cdot)$ é a função de um filtro passa-baixa utilizado para suavizar as variações da equação contida entre parênteses. Vale destacar que a saída do filtro é saturada entre 0 e 1, de modo que a referência de corrente do inversor varie de 0 a 100% do valor da corrente demandada pela carga auxiliar.

Com base em (2.5) e com auxílio da Figura 2.4, percebe-se que a medida que a tensão do barramento CC (v_{Bus}) começa a diminuir abaixo de $V_{Bus,max}$, a referência de corrente do inversor é reduzida proporcionalmente até chegar a zero, situação na qual a

capacidade do sistema de armazenamento atinge seu valor mínimo e $v_{Bus} = V_{Bus,min}$. Para evitar qualquer transição incorreta devido, por exemplo, a ruídos presentes nos sensores, adotou-se $V_{Bus,max} = 615$ V, tendo em vista que a tensão no segundo modo de operação é igual a 620 V. Já o valor de $V_{Bus,min}$ foi estabelecido em 600 V, a fim de se garantir a correta modulação do inversor, mesmo no pior caso, considerando-se para isso uma rede trifásica de 380 V entre fases e uma modulação vetorial.

Figura 2.4 – Princípio de funcionamento da estratégia de proteção de subtensão.

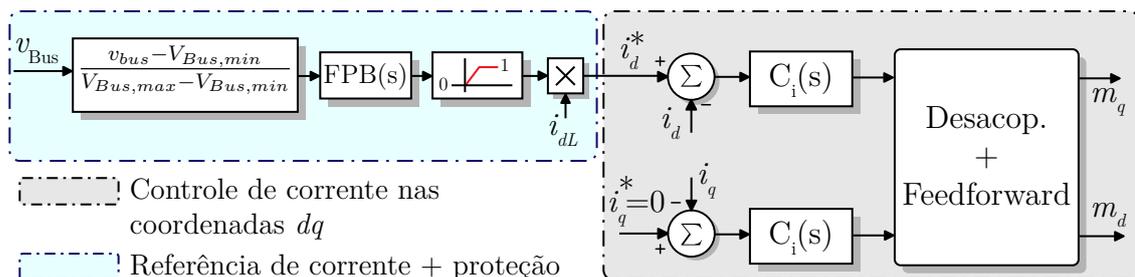


Fonte: Próprio autor.

A título de exemplo, se a demanda da carga for tal que a tensão do barramento CC diminua para 612 V, obter-se-á $(612 - 600)/(615 - 600) = 0,8$, o que significa que, para manter o balanço de potência no sistema, a referência de corrente do inversor deverá ser igual a 80% da corrente consumida pela carga auxiliar. Diante dessa condição, o gerador a diesel ficará responsável por suprir o restante da demanda.

Com o propósito de facilitar o entendimento da estratégia supracitada, a Figura 2.5 mostra o diagrama de blocos responsável pelo controle do inversor durante o Modo I. Observa-se que uma amostra da tensão do barramento CC é utilizada para computar a referência da corrente de eixo direto, com base em (2.5) e na componente de eixo direto da corrente demandada pelas cargas auxiliares (i_{dL}). Já a referência da corrente de eixo em quadratura é mantida em zero, objetivando transferir apenas potência ativa para as cargas. Adicionalmente, a fim de melhorar o desempenho dos controladores, inseriu-se técnicas de desacoplamento e de alimentação direta (*feedforward*) da tensão da rede, as quais são abordadas em detalhes no Capítulo 4.

Figura 2.5 – Estratégia de controle do inversor durante o Modo I de operação.

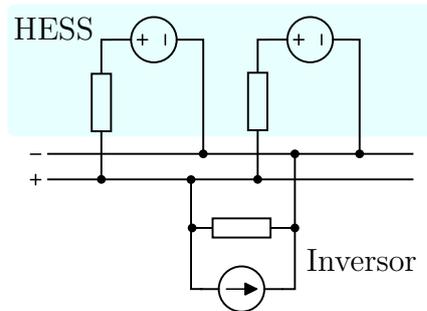


Fonte: Próprio autor.

2.3.1.2 Modo II

O Modo II de operação é uma extensão do Modo I e ocorre enquanto o sistema de armazenamento for capaz de atender toda a carga auxiliar (i.e. $P_{HESS} \geq P_L$). Dessa forma, a tensão do barramento CC é regulada em 620 V (c.f. Figura 2.3), por meio das baterias e dos supercapacitores, e a referência de corrente do inversor é definida como $i_d^* = i_{dL}$, em concordância com a Figura 2.5. Para analisar claramente o funcionamento do sistema nesse modo de operação, a Figura 2.6 ilustra o circuito equivalente com base nos teoremas de Thevenin e Norton. Observa-se que o inversor opera como fonte de corrente (do ponto de vista do barramento CC) rastreando a demanda da carga auxiliar, ao passo que o sistema de armazenamento opera como fonte de tensão para regular a tensão do barramento.

Figura 2.6 – Circuito equivalente do sistema, do ponto de vista do barramento CC, durante o Modo II.



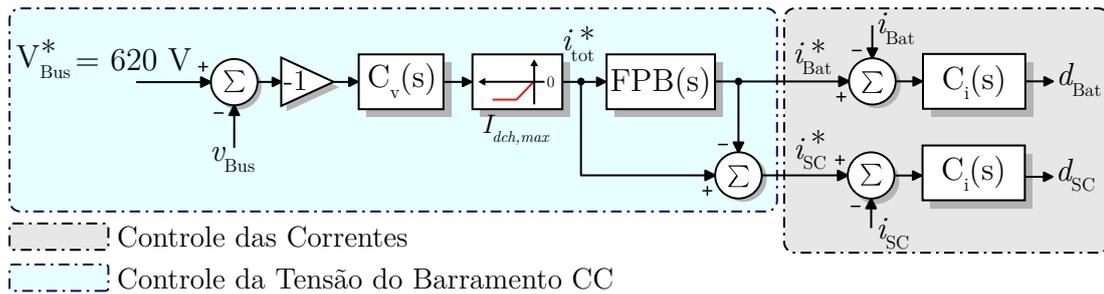
Fonte: Próprio autor.

A principal tarefa dos supercapacitores no sistema de armazenamento híbrido (HESS) é prevenir que os picos de corrente durante os transitórios circulem pelas baterias. Neste trabalho, a fim de se reduzir o custo do protótipo implementado, considerou-se o HESS como uma unidade única, sendo esta controlada por apenas um dispositivo lógico programável. Diante disso, adotou-se a estratégia de controle representada pelo diagrama de blocos da Figura 2.7, a qual já é muito difundida na literatura [40, 41, 42]. Entretanto, caso haja necessidade de se controlar os conversores dos supercapacitores e das baterias de forma independente, existem outras alternativas, também de simples implementação, conforme proposto em [43] e [44].

Nota-se na Figura 2.7 que uma malha de tensão externa, responsável por regular a tensão do barramento CC (v_{Bus}), fornece a referência de corrente total (i_{tot}^*) que deve ser suprida pelos dispositivos armazenadores de energia durante o Modo II de operação. Essa referência, por sua vez, é separada em duas componentes: uma de baixa frequência (i_{bat}^*), que serve como referência para o conversor conectado às baterias, e uma de alta frequência (i_{SC}^*), que serve como referência para o conversor conectado aos supercapacitores. Logo, por meio de um simples filtro passa-baixa, FPB(s), é possível alocar as componentes transitórias para os dispositivos com maior densidade de potência, enquanto a componente média é

alocada para os dispositivos com maior densidade de energia. Além disso, salienta-se que ao se modelar os conversores considerando-se o fluxo de potência do barramento CC para os dispositivos armazenadores de energia, obtém-se uma relação inversamente proporcional entre a tensão v_{Bus} e a corrente de saída dos conversores. Em razão disso, torna-se necessário aplicar um ganho negativo ao sinal de erro (c.f. Figura 2.7) para compensar tal relação. Mais detalhes a respeito da modelagem dinâmica, bem como do projeto dos compensadores, são apresentados no próximo capítulo.

Figura 2.7 – Estratégia de controle do HESS durante o Modo II de operação.



Fonte: Próprio autor.

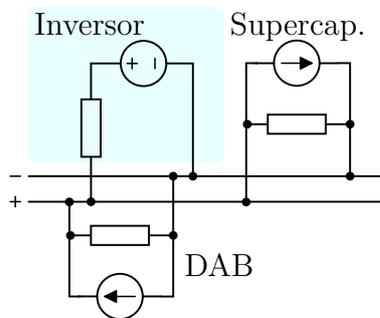
É importante ressaltar ainda que, no decorrer do Modo II, o sistema de armazenamento de energia só funciona no modo de descarga e, por isso, a referência de corrente proveniente da malha externa de tensão deve assumir apenas valores negativos. Isso é garantido pelo limitador de corrente situado na saída do controlador $C_v(s)$, o qual satura o valor de i_{tot}^* entre zero e $-I_{dch,max}$ (equivalente à máxima corrente de descarga). Para evitar que o banco de baterias se descarregue demasiadamente, durante os Modos I e II, é essencial monitorar o seu estado de carga (SOC, na sigla inglês) e uma solução para isso é apresentada no próximo capítulo. A partir do momento em que o SOC atinge seu valor mínimo (SOC_{min}), a referência de tensão do barramento CC é alterada de 620 V para 600 V, resultando em uma referência de corrente nula para o inversor, de acordo com (2.5). Por conseguinte, o inversor para de drenar potência do barramento CC e o estado de carga das baterias se mantém no seu valor mínimo, até que o sistema comece a regenerar novamente. Entretanto, caso não ocorra uma frenagem por um longo período de tempo, o estado de carga irá se reduzir ainda mais, devido às perdas presentes no sistema. Em virtude disso, inseriu-se uma lógica de controle responsável por desabilitar os conversores, a partir do momento em que o SOC atinge o seu limite inferior crítico.

2.3.1.3 Modo III

O Modo III é caracterizado pelo início da regeneração da energia proveniente da frenagem dinâmica. Caso a energia injetada no barramento CC, por intermédio do conversor DAB, seja maior do que a demanda da carga, a tensão v_{Bus} tenderá a aumentar resultando em um erro positivo, segundo o diagrama da Figura 2.7. Consequentemente, a referência de corrente total do HESS (i_{tot}^*) será limitada em zero, impossibilitando o

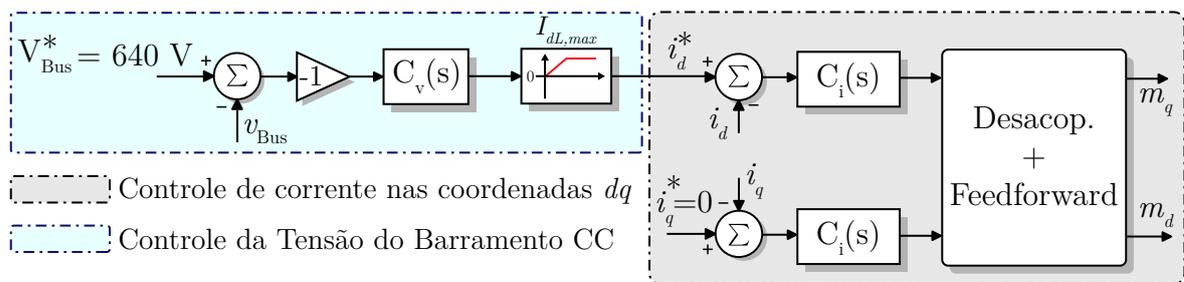
sistema de armazenamento de regular o barramento CC. Em tal condição, a tensão do barramento continuará aumentando até atingir 640 V, valor no qual o sistema entra no Modo III de operação. Durante esse modo, a potência regenerada é consumida apenas pela carga auxiliar e, se necessário, pelos supercapacitores. A Figura 2.8 representa o circuito equivalente do Modo III, a partir do qual se verifica que o inversor opera para regular a tensão do barramento CC, consoante a malha de controle representada na Figura 2.9, enquanto o conversor DAB opera como fonte de corrente, injetando potência no barramento. Já o conversor conectado aos supercapacitores também opera no modo corrente, porém, drenando potência do sistema até que a tensão do banco atinja o valor de referência (essa característica é melhor abordada na próxima subseção).

Figura 2.8 – Circuito equivalente do sistema, do ponto de vista do barramento CC, durante o Modo III.



Fonte: Próprio autor.

Figura 2.9 – Malha de controle do inversor durante o Modo III de operação.



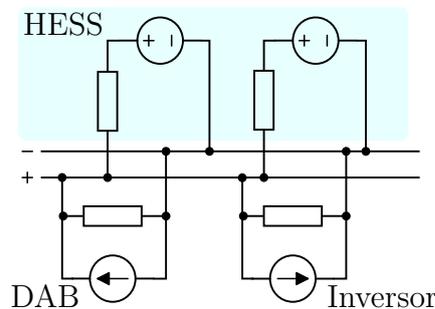
Fonte: Próprio autor.

2.3.1.4 Modo IV

A partir do momento em que a potência regenerada supera a demanda do sistema, durante o Modo III, a referência de corrente do inversor é saturada em $I_{dL,max}$ (corrente total consumida pelas cargas auxiliares) e o mesmo se torna incapaz de regular a tensão do barramento CC. Frente a tal condição, a tensão do barramento irá aumentar naturalmente até atingir o valor de 660 V, instante no qual o sistema entra no Modo IV de operação. Com base no circuito equivalente representado na Figura 2.10, percebe-se que no decorrer desse modo a tensão do barramento CC é controlada pelo HESS, enquanto o conversor DAB e o inversor funcionam como fontes de corrente, do ponto de vista do barramento.

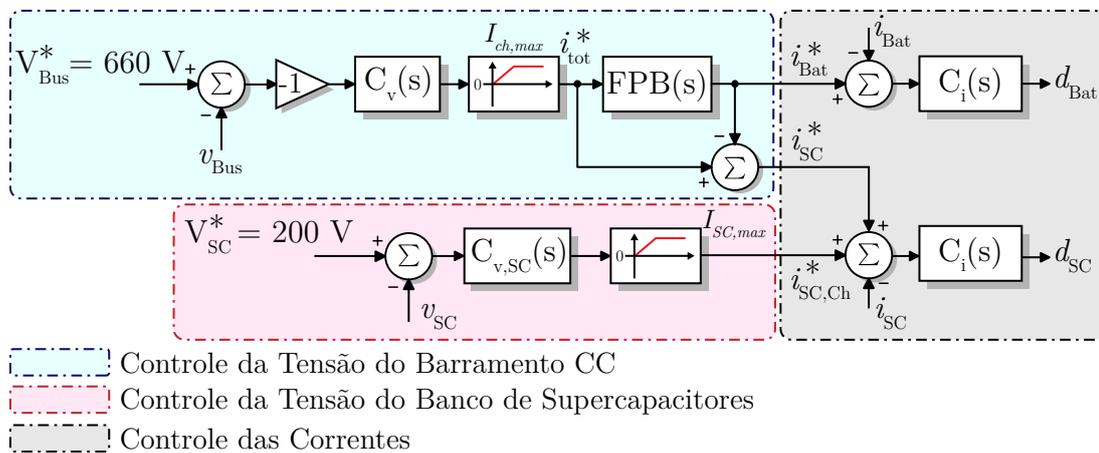
Ademais, ressalta-se que, ao controlar a tensão do barramento CC, o HESS é carregado com a potência excedente. Logo, diferentemente dos Modos I e II, a referência de corrente oriunda da malha externa de tensão só apresenta valores positivos, variando de zero até o valor máximo estabelecido para a carga das baterias ($I_{Ch,max}$), conforme ilustrado na Figura 2.11. Evidentemente, se o estado de carga das baterias atingir o seu limite máximo, a referência de corrente deve ser zerada para impedir a sobrecarga do banco. Na mesma figura, é possível observar a malha auxiliar (em rosa) responsável por regular a tensão do banco de supercapacitores, evitando assim a sua sobrecarga. Destaca-se que essa malha só é habilitada a partir do Modo III de operação.

Figura 2.10 – Circuito equivalente do sistema, do ponto de vista do barramento CC, durante o Modo IV.



Fonte: Próprio autor.

Figura 2.11 – Estratégia de controle do HESS durante o Modo IV de operação.



Fonte: Próprio autor.

2.3.1.5 Modo V

Tendo em vista que a corrente da bateria é limitada, com um intuito de manter uma taxa de carga entre 0,5 C e 0,8 C, existe a possibilidade da potência regenerada superar a demanda da carga auxiliar e do sistema de armazenamento. Nesse caso, se nada for feito, a tensão do barramento CC irá aumentar além do limite superior estabelecido, podendo levar o sistema à instabilidade.

Dito isso, o Modo V funciona como uma proteção de sobretensão, a qual atua sempre que a potência regenerada superar toda demanda do sistema. Para tanto, adotou-se

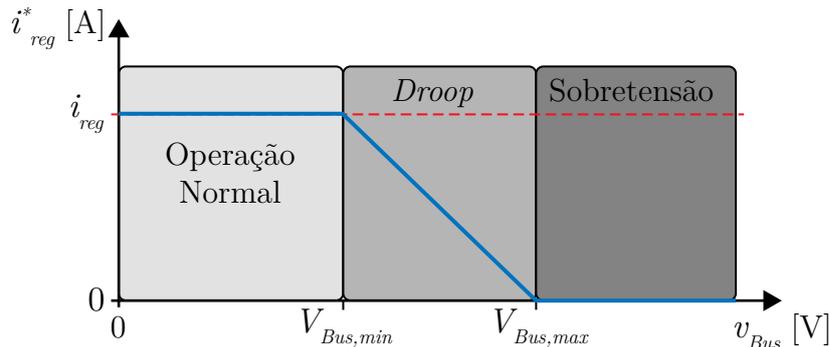
uma estratégia similar àquela utilizada no Modo I, mas dessa vez a proteção é aplicada na referência de corrente do conversor DAB, segundo

$$i_{reg}^* = \text{FPB} \left(\frac{V_{Bus,max} - v_{Bus}}{V_{Bus,max} - V_{Bus,min}} \right) \cdot i_{reg}, \quad (2.6)$$

onde i_{reg}^* é a referência de corrente resultante e i_{reg} é a corrente calculada com base na tensão medida nos terminais do motor CC e na potência que se deseja regenerar.

A Figura 2.12 ilustra o princípio de funcionamento da estratégia de proteção de sobretensão, na qual é possível verificar que a partir do momento em que a tensão do barramento CC se torna maior do que $V_{Bus,min}$, a referência de corrente do conversor DAB começa a diminuir proporcionalmente à variação de v_{Bus} . Quando a tensão do barramento se iguala à $V_{Bus,max}$ significa que o sistema de armazenamento de energia está totalmente carregado e que as cargas auxiliares estão desligadas, ou seja, não há nada no sistema consumindo potência, logo a regeneração deve ser nula. Nesse caso, os valores adotados para $V_{Bus,min}$ e $V_{Bus,max}$ são de 665 V e 680 V, respectivamente.

Figura 2.12 – Princípio de funcionamento da estratégia de proteção de sobretensão.

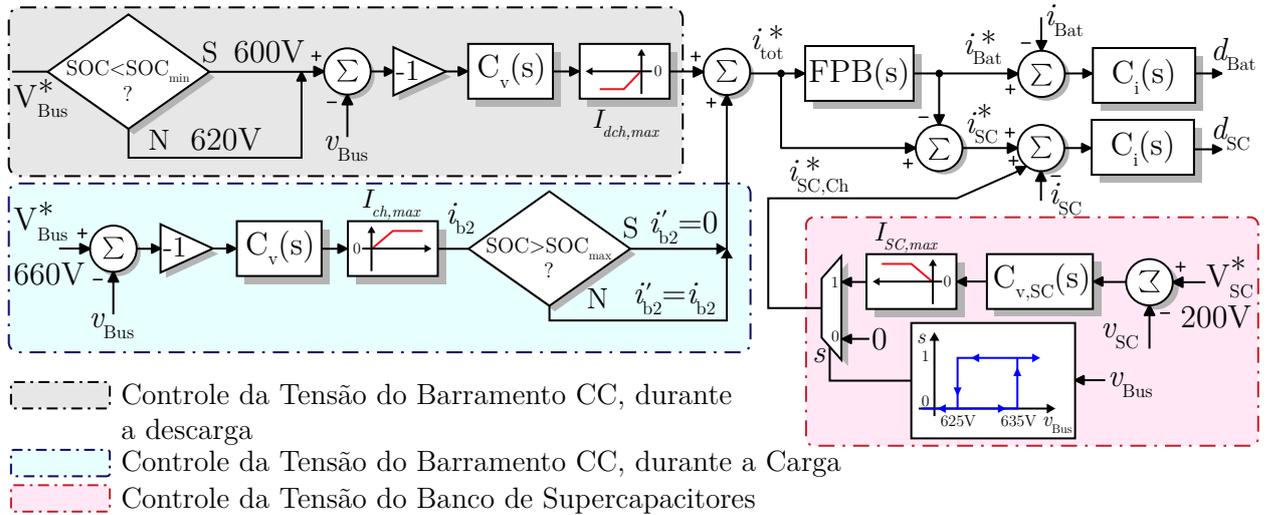


Fonte: Próprio autor.

2.3.2 Esquema de Controle dos Conversores CC-CC Bidirecionais

Diante do que foi exposto, sabe-se que os conversores CC-CC bidirecionais são controlados de tal forma que os transitórios de corrente ficam alocados aos supercapacitores, enquanto as baterias são carregadas e descarregadas de forma suave. Além disso, tais conversores também são responsáveis por manter a tensão do barramento CC constante durante os modos de operação II e IV. Sendo assim, a estratégia de controle associada a esse estágio de processamento de energia pode ser resumida de acordo com a Figura 2.13. Nota-se que, durante a descarga do sistema de armazenamento de energia (Modo II), a referência da tensão do barramento é mantida em $V_{Bus}^* = 620$ V, até o momento em que estado de carga das baterias se torna menor do que seu valor mínimo (SOC_{min}), o qual foi configurado para 20% nesse trabalho. Quando isso ocorre, a referência de tensão é alterada para 600 V, conforme explicitado anteriormente.

Figura 2.13 – Diagrama de blocos da estratégia de controle implementada no sistema de armazenamento de energia híbrido.



Fonte: Próprio autor.

Com o início da regeneração da energia de frenagem, a tensão do barramento CC tende a aumentar devido à atuação dos saturadores presentes nas malhas de controle. No momento em que o seu valor se torna maior do que a referência estabelecida no Modo II, o erro de tensão passa a ser positivo e a saída do controlador é saturada em zero (ver região destacada em cinza na Figura 2.13). Na presente condição, o sistema de armazenamento de energia não é mais capaz de regular a tensão do barramento CC, a qual continua aumentando até atingir o valor referente ao próximo modo de operação.

No instante em que v_{Bus} ultrapassa o valor de 660 V, a segunda malha de controle (destacada em azul na Figura 2.13) entra em funcionamento para regular a tensão do barramento CC no referido valor. Nesse caso, uma referência de corrente positiva é gerada, o que significa que o sistema de armazenamento de energia opera no modo de carregamento. O processo de carga das baterias dura até que o SOC atinge o seu limite máximo (SOC_{max}) estabelecido em 90%. A partir de então a referência total de corrente (i_{tot}^*) é zerada e, conseqüentemente, o sistema de armazenamento de energia deixa de operar. É importante mencionar que as duas malhas de tensão operam concomitantemente, visto que os saturadores presentes na saída dos controladores $C_v(s)$ garantem que enquanto uma malha está em funcionamento, a referência gerada pela outra malha é sempre nula.

Outro ponto importante de se destacar é que a malha de controle da tensão do banco de supercapacitores atua somente quando v_{Bus} se torna maior do que 635 V e deixa de atuar quando v_{Bus} se torna menor do que 625 V (ver Figura 2.13). Essa histerese é essencial para evitar a ativação/desativação incorreta da malha, devido a problemas relacionados aos ruídos de sensoriamento ou aos transitórios verificados durante a operação. Além disso, os limites estabelecidos implicam no fato dos supercapacitores serem carregados a partir do Modo III, no qual o sistema começa a regenerar energia para o barramento

CC. Dessa forma, evita-se utilizar a energia armazenada nas baterias para esse propósito, o que contribui para preservar o seu estado de carga por mais tempo.

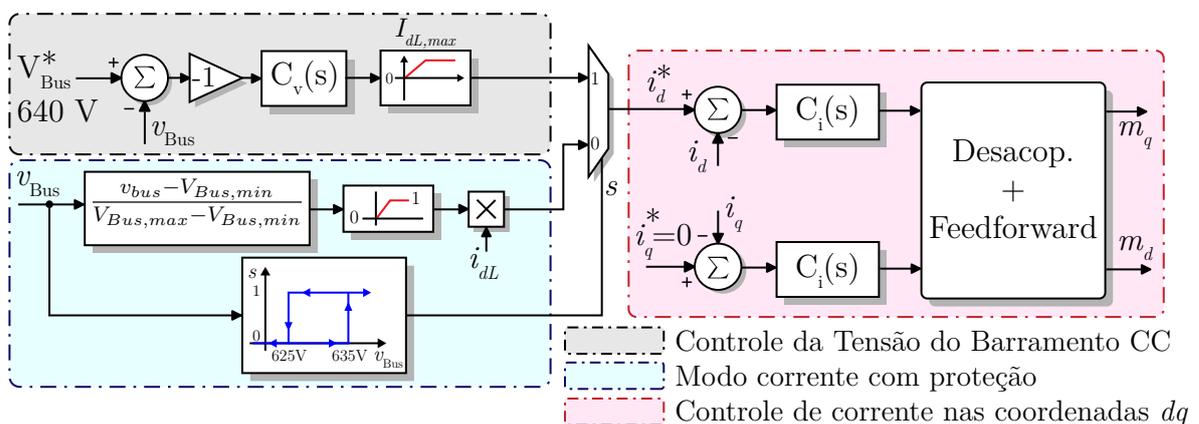
2.3.3 Esquema de Controle do Conversor CC-CA

Com base nos modos de operação descritos anteriormente, existem duas possibilidades para o controle do inversor: uma delas ocorre durante o Modo III, em que o inversor é responsável por regular a tensão do barramento CC; e a outra é identificada durante os modos I e II, nos quais o inversor é controlado como fonte de corrente, cuja referência é a própria corrente demandada pela carga auxiliar. O diagrama de blocos que resume a estratégia de controle do conversor CC-CA está representado na Figura 2.14.

Por se tratar de um inversor trifásico, optou-se por implementar o controle de corrente nas coordenadas síncronas dq , juntamente com uma estratégia de desacoplamento e uma alimentação direta (*feedforward*) da tensão da rede, conforme destacado em rosa na Figura 2.14. Observa-se na referida figura que, a partir do momento em que v_{Bus} se torna maior do que 635 V, a malha de tensão é ativada com intuito de regular a tensão do barramento CC no valor de 640 V. Esse cenário se perpetua enquanto a energia regenerada for igual a demanda da carga e dos supercapacitores, caso estes necessitem ser carregados.

Em contrapartida, quando o sistema para de regenerar, a tensão do barramento tende a cair abaixo de 640 V, o que resulta em um erro negativo. Tendo em vista que o inversor não opera no modo retificador, a saída do compensador de tensão, que coincide com a referência de corrente de eixo direto, é saturada em zero e a tensão do barramento CC continua diminuindo. A mudança entre as estratégias de controle ocorre no instante em que v_{Bus} se torna menor do que 625 V (ver a histerese presente na região azul da Figura 2.14). A partir daí, a referência de corrente do inversor pode variar entre 0% e 100% da corrente consumida pela carga auxiliar, em conformidade com a estratégia de proteção apresentada em (2.5). Vale destacar novamente a importância da histerese para evitar a troca incorreta entre os modos de operação, devido a problemas de ruído ou ao

Figura 2.14 – Diagrama de blocos da estratégia de controle associada ao inversor trifásico.



Fonte: Próprio autor.

próprio transitório. Assim como no caso anterior, visando melhorar a dinâmica durante a transição entre os modos, adotou-se o limite superior da histerese um pouco abaixo da referência de tensão do Modo III, e o limite inferior um pouco acima da referência do Modo II.

2.3.4 Esquema de Controle do Conversor CC-CC Isolado

Por não ser o foco desse trabalho, a estratégia de controle do conversor DAB ISOP não será abordada em detalhes nesse capítulo. Contudo, para facilitar o entendimento da operação conjunta do sistema, é importante salientar que esse conversor começa a injetar potência no barramento CC a partir do momento em que a sua tensão de entrada ultrapassa um limite preestabelecido. Isso significa que a locomotiva está em processo de frenagem, visto que a entrada do conversor é conectada em paralelo com o resistor de freio dinâmico (ver Figura 2.1). Sendo assim, o esquema de controle do conversor DAB ISOP tem dois objetivos principais: o primeiro deles é balancear as tensões sobre os capacitores da entrada (conectados em série), o que garante um compartilhamento igualitário de potência entre os DABs; e o segundo é controlar a corrente total de saída, levando-se em conta a estratégia de proteção definida em (2.6). Acrescenta-se ainda que esse conversor não possui uma malha de tensão para regular o barramento CC.

2.4 CONCLUSÃO DO CAPÍTULO

Este capítulo foi destinado à identificação dos possíveis cenários de operação, com base na análise do fluxo de potência entre as diferentes portas do sistema proposto. Diante da necessidade de manter o balanço de potência no sistema, independentemente das condições operacionais, apresentou-se uma estratégia de controle descentralizada, a qual utiliza a própria tensão do barramento CC para identificar os modos de operação. Dessa forma, assegura-se o compartilhamento confiável de energia, sem a necessidade de um *link* de comunicação, o que aumenta a confiabilidade e reduz o custo do sistema.

Em particular, identificou-se cinco modos de operação, sendo que dois deles, o Modo I e o Modo V, funcionam como proteções de sub e sobretensão, respectivamente. Em todos os casos, apenas um conversor opera como fonte de tensão, enquanto os demais operam como fonte de corrente, do ponto de vista do barramento CC. Isso significa que a tensão do barramento é mantida constante em cada modo de operação, característica essa que contribui para a estabilidade do sistema [35]. Ademais, visando priorizar as cargas auxiliares durante a etapa de regeneração, estabeleceu-se um valor de referência para a malha de controle do inversor menor do que a referência da malha do HESS (operando no modo de carregamento). Dessa forma, a energia regenerada é aproveitada primeiramente pelo inversor (Modo III), ao passo que o excedente é utilizado para carregar o sistema de armazenamento (Modo IV). A Tabela 2.2 resume cada modo de operação e suas principais características.

Ressalta-se ainda que a estratégia de controle leva em consideração o estado de carga das baterias, a fim de se evitar a sobrecarga ou a descarga completa do banco. Já com relação aos supercapacitores, uma malha de controle auxiliar foi adicionada para impedir que a tensão do banco ultrapasse o seu limite operacional, o que poderia causar acidentes. Por fim, o fato dos transitórios de corrente serem alocados aos supercapacitores alivia as baterias e, conseqüentemente, aumenta sua vida útil.

Tabela 2.2 – Sumarização dos modos de operação e suas principais características.

Modo	Tensão do Barramento CC	Controle do Barramento	Característica de Potência	Descrição
I	600 V a 620 V	Inversor (proteção de subtensão)	$P_{HCESS} + P_{gen} = P_L$	A demanda da carga auxiliar supera a capacidade de descarga das baterias, por isso uma parte é suprida pelo gerador a diesel.
II	620 V	HCESS (durante a descarga)	$P_{HCESS} \geq P_L$ ou $P_{reg} + P_{HCESS} = P_L$	A carga é atendida apenas pelo HCESS, ou com auxílio da potência regenerada quando nenhum dos dois é capaz de atender sozinho à demanda.
III	640 V	Inversor	$P_{reg} = P_L$ ou $P_{reg} = P_L + P_{SC}$ ¹	Toda potência regenerada é aproveitada pelas cargas auxiliares. Se necessário, uma parcela é utilizada para recarregar os supercapacitores.
IV	660 V	HCESS (durante a carga)	$P_{reg} = P_L + P_{HCESS}$	O excedente entre a potência regenerada e a demanda da carga é utilizado para recarregar as baterias.
V	660 V a 680 V	DAB (proteção de sobretensão)	$P_{reg} > P_L + P_{HCESS}$	A potência regenerada supera toda demanda do sistema. Conseqüentemente, a proteção de sobretensão é ativada.

Fonte: Próprio autor.

¹ Nesse caso, P_{SC} representa a potência consumida apenas pelo banco de supercapacitores durante o seu carregamento, o qual se inicia a partir do Modo III. Já P_{HCESS} é a potência consumida tanto pelos supercapacitores quanto pelas baterias.

3 SISTEMA HÍBRIDO PARA ARMAZENAMENTO DE ENERGIA

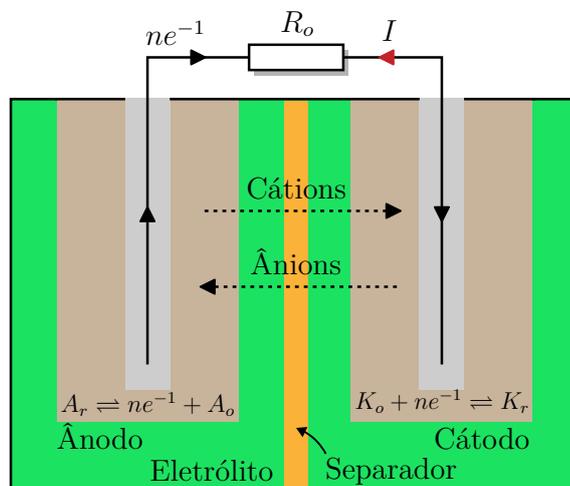
Neste capítulo são apresentados os principais aspectos construtivos, o princípio de funcionamento e os procedimentos para o correto dimensionamento dos dispositivos armazenadores de energia. Também é realizada uma breve revisão bibliográfica a respeito de conversores CC-CC bidirecionais de alta densidade de potência, justificando-se a escolha da topologia utilizada nesse trabalho. Por fim, apresentam-se as modelagens estática e dinâmica do conversor adotado, bem como a estratégia de controle que possibilita a correta operação desse estágio de processamento de energia.

3.1 BATERIAS

Uma bateria é constituída por uma ou mais células eletroquímicas ligadas em série ou em paralelo, ou ainda através de uma combinação mista de ambas. Nessas células, a energia química armazenada é convertida em energia elétrica, a partir de reações eletroquímicas, podendo fornecer corrente elétrica para um circuito externo através de seus eletrodos denominados de ânodo (polaridade negativa) e de cátodo (polaridade positiva), os quais são separados por um eletrólito [45].

Durante a descarga da bateria, reações eletroquímicas ocorrem no ânodo (oxidação) e no cátodo (redução) com migração de elétrons entre os eletrodos através do circuito metálico externo e migração de íons através do eletrólito [46]. A Figura 3.1 ilustra o esquema de uma célula eletroquímica descarregando sobre uma carga resistiva, incluindo também as respectivas equações químicas. Em contrapartida, durante a etapa de carga as reações se invertem seguindo percursos inversos tanto para a condução iônica como eletrônica.

Figura 3.1 – Estrutura básica de uma célula eletroquímica.



Fonte: Adaptada de [47].

De modo geral, as baterias podem ser classificadas em diferentes categorias e tipos, que variam de acordo com a composição química, tamanho, aplicação e aspectos construtivos. Dentre as baterias recarregáveis, existem quatro tecnologias principais:

1. Chumbo Ácido
2. Níquel-Cádmio (NiCd)
3. Níquel-Hidreto Metálico (NiMH)
4. Íon de Lítio (Li-ion)

Ao comparar tecnologias de baterias, os seguintes aspectos devem ser considerados: densidade de energia (carga armazenada por unidade de peso da bateria), ciclo de vida (o número de ciclos de carga/descarga antes do descarte da bateria), impacto ambiental, segurança, custo, tensão de alimentação disponível e características de carga/descarga [45]. A Tabela 3.1 compara as particularidades das quatro tecnologias mais comuns, onde é possível observar uma superioridade das baterias Li-ion em relação às demais. De fato, esse tipo de bateria é o mais usado atualmente na maioria dos equipamentos eletrônicos, desde pequenos reprodutores de música até notebooks, além de aplicações militares, aeroespaciais e veículos elétricos. A sua popularidade e seu uso crescente em diversas aplicações se justificam por diversos fatores, com destaques para a sua densidade energética muito superior às outras baterias e pelo fato de não apresentarem efeito memória. Outro fator muito importante de se considerar é a sua tensão nominal que pode atingir 3,60 V por célula, o que requer menos células para se obter tensões maiores, em comparação com outros tipos.

Embasando-se no parágrafo anterior e levando-se em conta a disponibilidade no laboratório, optou-se por utilizar as baterias de íon lítio no sistema de múltiplas portas proposto nesse trabalho. O modelo elétrico equivalente desse tipo de bateria é discutido na próxima subseção.

3.1.1 Modelo Elétrico da Bateria

Matematicamente, embora as reações presentes na Figura 3.1 descrevam o funcionamento da bateria do ponto de vista químico, estas não representam o seu comportamento estático-dinâmico. Em razão disso, recorre-se aos diversos modelos elétricos disponíveis na literatura [49], cada um com seu próprio grau de complexidade, ficando o critério de escolha dependente do tipo de aplicação. No geral, para os profissionais da engenharia elétrica, os modelos baseados em fontes de tensão, resistores e capacitores, cuja precisão se situa entre 1% e 5% de erro, são mais intuitivos e fáceis de manipular comparados aos modelos analíticos, principalmente quando utilizados em simuladores [50]. Uma revisão detalhada a respeito desses modelos, bem como a comparação entre seus desempenhos, pode ser consultada em [51, 52].

Tabela 3.1 – Comparação entre as principais tecnologias de baterias recarregáveis.

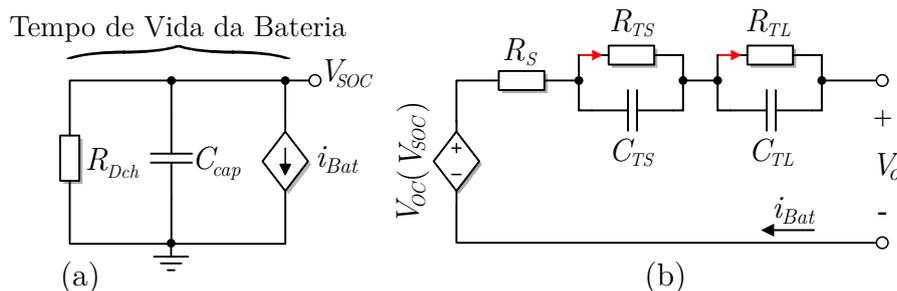
Especificações	Chumbo Ácido	NiCd	NiMH	Li-ion		
				LCO ¹	LFP ²	LTO ³
Energia Específica (Wh/kg)	30-50	45-80	60-120	150-200	90-120	70-80
Vida Útil (Ciclos Completos)	200-300	1000	300-500	500-1000	1000-2000	3000-7000
Tempo de Carga	8-16h	1-2h	2-4h	2-4h	2-4h	2-4h
Tolerância a Sobrecarga	Alta	Moderada	Baixa	Baixa		
Autodescarga por mês	5%	20%	30%	<5%		
Tensão Nominal por Célula	2 V	1,2 V	1,2 V	3,6 V	3,2-3,3 V	2,4 V
Manutenção	3-6 meses	Descarga completa a cada 90 dias		Livres de manutenção		
Toxicidade	Muito alta	Muito alta	Baixa	Baixa		
Custo	Baixo	Moderado		Alto		

¹LCO - Óxido de Lítio Cobalto, LiCoO2, ²LFP - Fosfato de Lítio Ferro, LiFePO4, ³LTO - Titanato de Lítio, Li2TiO3.

Fonte: Adaptado de [48].

O modelo elétrico selecionado para simular a bateria de íon lítio está representado na Figura 3.2. Esse modelo foi proposto inicialmente por [50] e é conhecido na literatura como modelo de Dupla Polarização (DP). Isso, porque os dois pares RC representam o comportamento de dois processos dinâmicos diferentes, os quais ocorrem dentro da bateria: polarização por ativação e polarização por concentração [49, 53]. Nesse contexto, o ramo $R_{TL}C_{TL}$ apresenta uma constante de tempo elevada, para modelar a dinâmica lenta, enquanto o ramo $R_{TS}C_{TS}$ possui uma constante de tempo baixa, emulando a dinâmica rápida.

Figura 3.2 – Modelo elétrico equivalente da bateria: (a) simulação da capacidade e do estado de carga; (b) simulação do comportamento estático-dinâmico.



Fonte: Adaptado de [50].

A capacidade útil da bateria, que é reduzida ao longo do tempo de utilização, pode ser emulada por um capacitor (C_{cap}), um resistor de autodescarga (R_{Dch}) e um resistor série equivalente (a soma de R_S , R_{TS} e R_{TL}). O capacitor C_{cap} carregado representa toda carga armazenada na bateria, sendo calculado por

$$C_{cap} = 3600 \cdot Q_n \cdot f_1(\text{Ciclos}) \cdot f_2(\text{Temp.}), \quad (3.1)$$

onde Q_n equivale à capacidade nominal da bateria em Ah e $f_1(\text{Ciclos})$ e $f_2(\text{Temp.})$ são fatores de correção relacionados ao número de ciclos e à temperatura, respectivamente. Para o propósito desse trabalho, tais fatores foram desconsiderados.

O resistor R_{Dch} , por sua vez, é usado para caracterizar a perda de energia por autodescarga, que ocorre quando as baterias são armazenadas por um longo período de tempo. Teoricamente, esse valor depende do estado de carga (*State of Charge* – SOC), da temperatura e do número de ciclos. Mas, na prática, R_{Dch} pode ser simplificado por um resistor de valor elevado, ou até mesmo ignorado, já que seu efeito só é percebido no longo prazo [50].

A fonte de tensão V_{OC} representa a tensão de circuito aberto, a qual possui uma relação não linear com o estado de carga. Essa relação é uma das características mais importantes do comportamento de qualquer bateria e deve ser considerada no modelo. Para isso, utiliza-se uma fonte de tensão controlada cujo valor depende do estado de carga obtido pelo circuito da Figura 3.2(a).

Os demais parâmetros do modelo elétrico, assim como a expressão da tensão de circuito aberto, são obtidos por meio de ensaios experimentais, através de processos de carga e descarga, conforme descrito em [54]. Apesar do modelo apresentar uma boa acurácia, esse processo de extração dos parâmetros não é simples. Em [50], para aplicar o referido modelo na predição do tempo de vida de uma bateria de íon lítio polímero modelo TCL PL-383562 850 mAh, foi necessária a realização de quarenta testes experimentais. Sendo assim, haja vista toda complexidade já associada à montagem, interligação e testes dos conversores que compõem o sistema, optou-se por adaptar os resultados obtidos em [50], de acordo com as características do protótipo implementado neste trabalho. Evidentemente, tal procedimento não é o mais indicado, tendo em vista que banco de baterias não foi diretamente ensaiado. No entanto, para o propósito de simular o sistema por apenas alguns segundos, tal aproximação é suficientemente válida.

Assim sendo, por meio de interpolação das curvas práticas obtidas em [50], os autores identificaram sete funções que representam o comportamento dos parâmetros do modelo, descritas em (3.2) até (3.7). Convém salientar que na prática esses parâmetros dependem de múltiplas variáveis, tais como estado de carga, corrente, temperatura e número de ciclos. Entretanto, para baterias de íon lítio, eles podem ser aproximados como

funções apenas do estado de carga (SOC).

$$V_{OC}(SOC) = -1,031.e^{-35.SOC} + 3,685 + 0,2156.SOC - 0,1178.SOC^2 + 0,3201.SOC^3 \quad (3.2)$$

$$R_S(SOC) = 0,1562.e^{-24,37.SOC} + 0,07446 \quad (3.3)$$

$$R_{TS}(SOC) = 0,3208.e^{-29,14.SOC} + 0,04669 \quad (3.4)$$

$$C_{TS}(SOC) = -752,9.e^{-13,51.SOC} + 703,6 \quad (3.5)$$

$$R_{TL}(SOC) = 6,603.e^{-155,2.SOC} + 0,04984 \quad (3.6)$$

$$C_{TL}(SOC) = -6056.e^{-27,12.SOC} + 4475 \quad (3.7)$$

Mediante a análise realizada em [55], a adaptação dos parâmetros extraídos pode ser feita a partir dos seguintes fatores de correção: r_V , descrito em (3.8), é aplicado em (3.2); r_R , apresentado em (3.9), é aplicado em (3.3), (3.4) e (3.6); e r_C , definido por (3.10), é aplicado em (3.5) e (3.7).

$$r_V = n_{serie} = 49 \quad (3.8)$$

$$r_R = \frac{Q_{TCL_PL-383562}}{Q_{cel_pack}} \left(\frac{n_{serie}}{n_{paralelo}} \right) = 1,017 \quad (3.9)$$

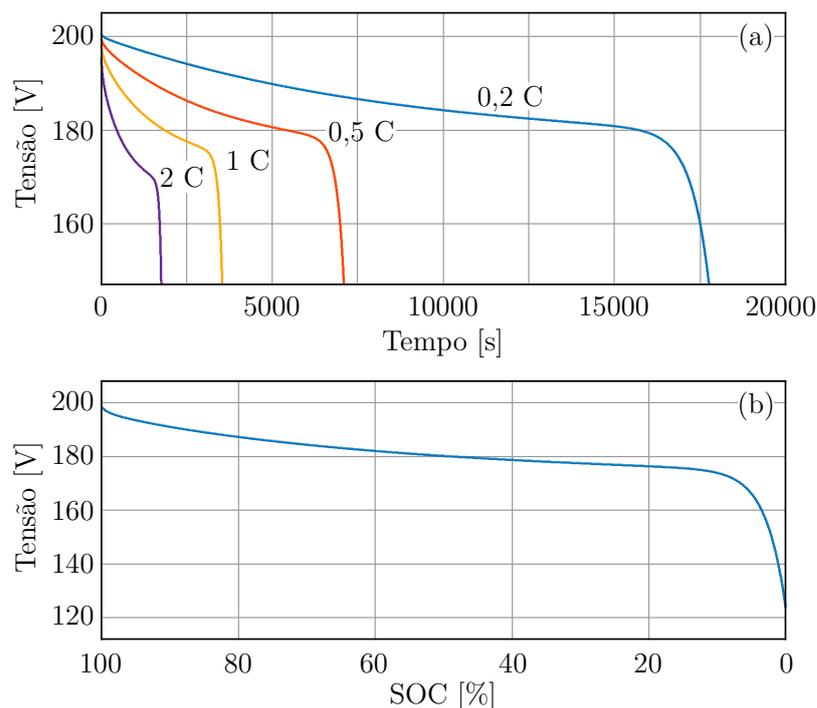
$$r_C = \frac{1}{r_R} = 0,9833 \quad (3.10)$$

Nas equações anteriores, n_{serie} indica o número de células em série e $n_{paralelo}$ o número de células em paralelo, referente ao banco de baterias adotado. Q_{cel_pack} representa a capacidade em Ah de uma das células do banco, enquanto $Q_{TCL_PL-383562}$ representa a capacidade em Ah da célula TCL PL-383562. Alternativamente, pode-se substituir $n_{paralelo} \cdot Q_{cel_pack}$ pela capacidade total do banco que, nesse caso, vale 42,4 Ah (as especificações elétricas das baterias utilizadas nesse trabalho estão apresentadas na Tabela 3.3). Salienta-se ainda que, de acordo com os resultados obtidos em [50], pode-se adotar todos os parâmetros RC constantes para uma faixa entre 20% e 100% do estado de carga. Isso implica em desconsiderar a parcela exponencial de (3.3) até (3.7).

Para fins de demonstração do funcionamento do modelo, simulou-se o processo de descarga do banco de baterias, acoplado-se uma fonte de corrente constante na saída do circuito. Com isso, diferentes correntes foram aplicadas, obtendo-se os resultados ilustrados

na Figura 3.3(a). A curva característica de descarga, a qual relaciona a tensão com o estado de carga, é apresentada na Figura 3.3(b). Essa curva foi obtida para uma taxa de descarga de 1C, o que corresponde à corrente necessária para descarregar completamente a bateria em uma hora. Observa-se na referida figura que a partir de 10% do SOC, aproximadamente, a tensão decai rapidamente indicando a descarga total da bateria. Na prática, essa região de operação deve ser evitada, a fim de se preservar a vida útil do dispositivo.

Figura 3.3 – Resultados de simulação do modelo elétrico: (a) curvas obtidas para diferentes taxas de descarga; (b) curva característica de descarga, Tensão vs. SOC, para uma taxa de 1C.

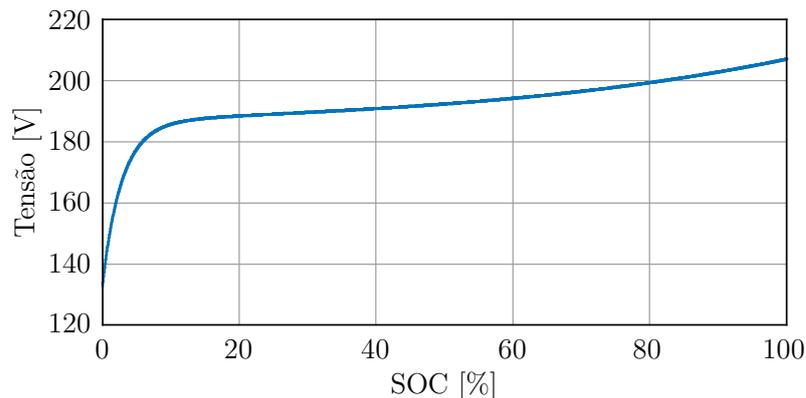


Fonte: Próprio autor.

Após testado o modelo elétrico da bateria frente a uma descarga, realizou-se a simulação do processo de carga. Nesse caso, considerou-se inicialmente o banco totalmente descarregado, e uma corrente com polaridade oposta foi aplicada em seus terminais. Como resultado, determinou-se a curva típica de carga para as baterias de íon lítio, conforme evidenciado na Figura 3.4. Tendo em vista que os resultados obtidos em ambos os testes corroboram com as especificações fornecidas pelo fabricante [56] e com as grandezas observadas na prática, pode-se afirmar que o modelo elétrico equivalente é válido para os requisitos de simulação desse trabalho.

3.1.2 Estimativa do Estado de Carga

As aplicações automotivas, assim como o armazenamento de energias intermitentes em microrredes, demandam muito das baterias. Por esse motivo, torna-se necessário um sistema dedicado que garanta que as funções essenciais, como carga e descarga, sejam realizadas de forma a assegurar um funcionamento dentro dos limites de tensão, corrente

Figura 3.4 – Curva característica de carga, Tensão vs. SOC, para uma taxa de 1C.

Fonte: Próprio autor.

e temperatura [57, 58]. Os circuitos responsáveis pelo gerenciamento das baterias são conhecido como BMS (do inglês, *Battery Management System*) e variam muito de acordo com o tipo de bateria utilizado [58]. Por exemplo, as baterias de chumbo ácido não são tão suscetíveis às condições de trabalho e podem operar sem um sistema complexo de gerenciamento. Já as baterias de íon lítio não toleram sobretensões, podendo se instabilizar devido aos estresses térmicos, o que exige o emprego de um BMS para assegurar o funcionamento dentro das condições de segurança [59].

Um dos parâmetros mais importante que o BMS utiliza a fim de garantir o carregamento e descarregamento seguros da bateria é o estado de carga (SOC) [59, 60]. O SOC representa a capacidade disponível em determinado tempo, comparada com o total de carga disponível quando a bateria está totalmente carregada. Uma boa estimativa do SOC é necessária não apenas para gestão otimizada da energia, mas também para impedir que esta se carregue/descarregue em excesso. Além disso, também é importante estimar o estado de saúde (*State of Health* – SOH), o qual indica uma medida da capacidade da bateria de armazenar e fornecer energia elétrica, em comparação a uma bateria nova.

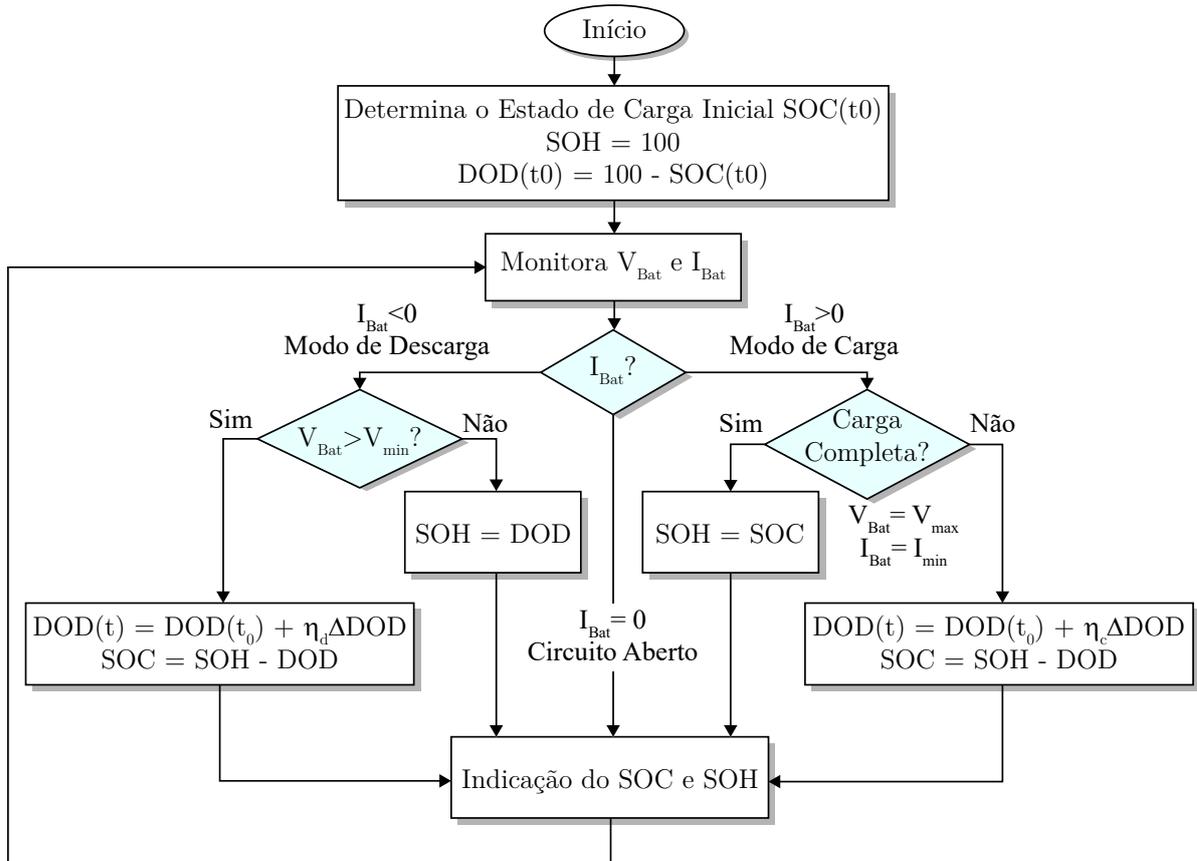
O método de contagem coulômbica, também conhecido por método da integração de corrente, é o mais comum para estimativa do estado de carga de baterias, estando presente na maioria dos sistemas e aplicações [60]. Seu princípio de funcionamento consiste em medir a corrente que entra e sai durante os processos de carga e descarga da bateria e integrá-la em função do tempo. Esse método funciona especialmente bem com baterias de íon lítio, já que estas possuem baixa taxa de auto-descarga e alta eficiência energética. A expressão que define o método de contagem coulômbica é dada por

$$SOC(t) = SOC(t_0) + \frac{1}{Q_n} \int_{t_0}^{t_0+\tau} i_{bat}(t) dt, \quad (3.11)$$

onde $SOC(t_0)$ corresponde ao estado de carga inicial, Q_n é a capacidade nominal da bateria em Ah e i_{Bat} é a corrente injetada/drenada da bateria.

Embora o método supracitado seja de fácil implementação, este é sensível aos

Figura 3.5 – Fluxograma para estimativa do SOC, com base no método de contagem coulômbica melhorado.



Fonte: Adaptado de [62].

erros provocados pela imprecisão do sensor de corrente e pela estimativa do estado de carga inicial. O primeiro ponto pode ser contornado com o investimento em sensores mais precisos. Já o segundo é resolvido ao se combinar o método de contagem coulômbica com outras técnicas, como por exemplo a medição da tensão de circuito aberto. Na literatura, vários artigos têm proposto alternativas para melhorar a precisão da estimativa do método de contagem coulômbica [61, 62, 63]. Em [62], por exemplo, o SOC inicial é obtido a partir da tensão medida nos terminais da bateria durante a carga/descarga, ou por meio da tensão de circuito aberto. As perdas são compensadas considerando-se a eficiência do processo de carregamento e descarregamento. Adicionalmente, com recalibração dinâmica da capacidade máxima disponível na bateria, o método também é capaz de avaliar o estado de saúde do dispositivo. O fluxograma que representa o funcionamento dessa técnica está ilustrado na Figura 3.5.

Como se pode observar na figura, a estimativa do SOC é dividida basicamente em duas partes principais: modo de carga e modo de descarga. Quando a bateria está descarregando, a profundidade de descarga (*Depth of Discharge* – DOD) pode ser expressa como a porcentagem da capacidade que foi descarregada (Q_r) em relação à capacidade

nominal (Q_n), conforme

$$DOD = \left(\frac{Q_r}{Q_n} \right) 100\%. \quad (3.12)$$

Assim, a partir da corrente de carga/descarga medida (I_{Bat}), a diferença do DOD em um período τ pode ser calculada por

$$\Delta DOD = -\frac{100\%}{Q_n} \int_{t_0}^{t_0+\tau} I_{Bat}(t) dt. \quad (3.13)$$

onde I_{Bat} é positiva durante o carregamento e negativa durante o descarregamento.

Conforme o tempo passa, a profundidade de descarga é acumulada, de acordo com

$$DOD(t) = DOD(t_0) + \Delta DOD. \quad (3.14)$$

Visando melhorar a precisão da estimativa, os autores propõem considerar a eficiência operacional indicada por η , de modo que (3.14) passa a ser descrita por

$$DOD(t) = DOD(t_0) + \eta \Delta DOD, \quad (3.15)$$

com $\eta = \eta_c$ durante o estágio de carga e $\eta = \eta_d$ durante o estágio de descarga.

Se a eficiência e a idade da bateria não forem consideradas, o estado de carga pode ser obtido simplesmente por

$$SOC(t) = 100\% - DOD(t). \quad (3.16)$$

Por outro lado, ao se considerar tais parâmetros, o SOC fica dependente do estado de saúde, segundo (3.17). Caso não haja informações prévias sobre a bateria a ser usada, presume-se que o SOH seja íntegro e tenha um valor de 100%. O estado de carga, por sua vez, é estimado inicialmente testando-se a tensão de circuito aberto ou a tensão de carga, dependendo das condições de partida.

$$SOC(t) = SOH(t) - DOD(t). \quad (3.17)$$

No caso das baterias de chumbo ácido, a relação entre a tensão de circuito aberto (V_{OC}) e o estado de carga é praticamente linear, o que facilita consideravelmente o processo de obtenção do SOC inicial. Nas baterias de íon lítio, todavia, essa relação é totalmente não linear, se assemelhando à curva da Figura 3.4. Uma solução para isso é proposta em [63], onde a curva característica de carga, V_{OC} vs. SOC, foi dividida em vários segmentos lineares, resultando em

$$SOC(t_0) = f(V_{OC}) = a \cdot V_{OC} - b, \quad (3.18)$$

sendo que os coeficientes a e b variam de acordo com os intervalos específicos da tensão de

circuito aberto.

Alternativamente, pode-se utilizar uma ferramenta de ajuste de curva que, com base nos dados de V_{OC} e SOC, fornece uma equação polinomial capaz de descrever a relação não linear entre as grandezas. Para facilitar a sua implementação, os resultados obtidos para diferentes valores de V_{OC} podem ser armazenados numa tabela (*Lookup Table*) dentro do microcontrolador. Salienta-se que esse procedimento também é válido para se obter a relação entre o SOC e a tensão medida nos terminais da bateria durante a carga/descarga.

A fim de corrigir a estimativa do estado de carga inicial com base na temperatura ambiente, os autores de [63] propõem o uso de um coeficiente α que multiplica o valor do SOC obtido, conforme os dados da Tabela 3.2.

Tabela 3.2 – Coeficiente de correção do SOC inicial com base na temperatura.

Temperatura	$60 < T^\circ \leq 45$	$45 < T^\circ \leq 25$	$25 < T^\circ \leq 5$	$5 < T^\circ \leq -10$	$T^\circ < -10$
α	0,9	0,95	1	0,8	0,6

Fonte: Adaptado de [63].

Para não estender demasiadamente o texto, detalhes a respeito do cálculo da eficiência operacional (η) podem ser consultados em [62]. É importante acrescentar que existem diversos outros métodos para estimativa do estado de carga, como aqueles baseados no modelo da bateria, normalmente associados ao uso do filtro de Kalman, ou aqueles baseados em técnicas de inteligência artificial [60, 59]. Contudo, muitas vezes esses métodos são de difícil implementação e exigem elevado poder de processamento. Por outro lado, a técnica de contagem coulômbica apresentada nesta seção se baseia em cálculos simples, apresenta erro de estimativa reduzido ($< 4\%$) e não necessita de informações além daquelas fornecidas pelo fabricante [62].

3.1.3 Dimensionamento do Banco de Baterias

Nesse tipo de aplicação é difícil afirmar como o banco de baterias deve ser dimensionado, visto que o comportamento da carga auxiliar, bem como da frenagem regenerativa, varia de viagem para viagem. De modo geral, a potência estimada para o sistema de armazenamento é calculada pela diferença entre a potência requerida pelas cargas auxiliares (P_L) e a potência regenerada (P_{reg}). No entanto, sabendo que a regeneração ocorre esporadicamente ao longo do trajeto, é interessante projetar o banco de baterias levando-se em conta apenas a demanda da carga. Desse modo, mesmo que não haja regeneração em um dado percurso, garante-se que a carga será atendida, exigindo pouco do gerador auxiliar.

Uma possibilidade é projetar o banco para a potência máxima da carga ($P_{L,max}$), isto é, a potência consumida quando todos aparelhos auxiliares estão funcionando simultaneamente. Contudo, isso resultaria em um sobredimensionamento desnecessário do sistema.

Sendo assim, optou-se por projetar o banco de baterias com base na demanda média da carga, a qual é definida por uma fração σ da potência máxima, segundo (3.19). Nesse caso, o gerador auxiliar fica responsável por suprir a demanda excedente.

$$P_{Bat,max} = \sigma P_{L,max} \quad (3.19)$$

Evidentemente, para determinar a demanda média é necessário conhecer o perfil de carga durante uma viagem completa. Como o caminho que uma locomotiva percorre é geralmente sempre o mesmo, torna-se possível, por meio de um sistema de aquisição de dados, ter uma noção do comportamento da carga auxiliar para o trajeto em específico.

A potência estimada para o banco de baterias também deve incluir as perdas relacionadas aos processos de carga e descarga, assim como as perdas do conversor. Considerando-se, então, o rendimento do conjunto dado por η_t , tem-se

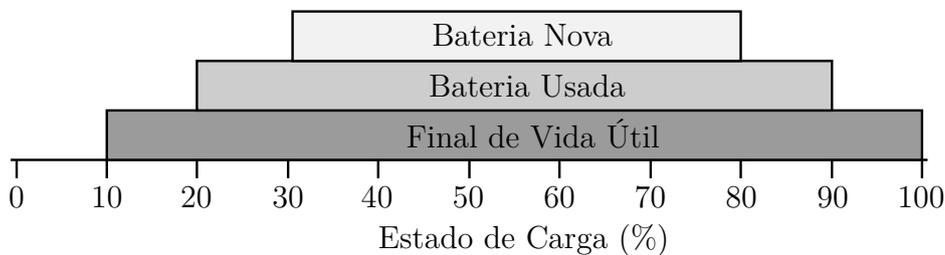
$$P_{BESS} = P_{Bat,max}/\eta_t \quad (3.20)$$

O próximo passo é definir a capacidade energética das baterias, com base na demanda da carga auxiliar. De forma simplificada, considerou-se que o conjunto de equipamentos consome uma potência fixa de valor $\sigma P_{L,max}$ ao longo de uma viagem que dura t horas. Desse modo, a energia estimada para o banco de baterias vale

$$E_{Bat,max} = P_{Bat,max} \cdot t \quad (3.21)$$

Convém salientar que nesse tipo de aplicação, assim como no caso dos carros elétricos/híbridos, raramente as baterias são totalmente carregadas ou descarregadas. A maioria opera entre 30% e 80% do estado de carga, visto que uma descarga profunda seguida de uma carga completa causa estresse nas baterias de íon lítio [57]. A Figura 3.6 apresenta a faixa ideal de operação conforme a idade da bateria.

Figura 3.6 – Faixa de operação ideal para baterias de íon lítio.



Fonte: Próprio autor, com base em [64].

Levando-se em conta esse aspecto, a capacidade do banco de baterias passa a valer

$$E_{BESS} = \frac{E_{Bat,max}}{\eta_t} + SOC_{min} \cdot E_{Bat,max} \quad (3.22)$$

em que $SOC_{min} \cdot E_{Bat,max}$ representa a energia mínima que deve permanecer na bateria.

Ou, de forma mais conservadora

$$E_{BESS} = \frac{E_{Bat,max}}{\eta_t(SOC_{max} - SOC_{min})}. \quad (3.23)$$

A título de exemplo, assumindo-se para o protótipo em escala reduzida uma demanda de 10 kW durante 1 h 30 min, um rendimento de $\eta_t = 90\%$ e uma faixa de operação igual a $20\% < SOC < 90\%$, obtém-se uma capacidade energética de 19,67 kWh segundo (3.22) e de 23,81 kWh em conformidade com (3.23).

Adicionalmente, é necessário estabelecer a tensão do banco de baterias (V_{Bat}) levando-se em consideração, principalmente, a faixa de variação da tensão do barramento CC e a topologia escolhida para os conversores bidirecionais. Com isso, é possível determinar a quantidade de células em série de acordo com (3.24), onde V_{cell} representa a tensão da célula escolhida para compor o banco.

$$N_{serie} = \text{ceil} \left(\frac{V_{Bat}}{V_{cell}} \right) \quad (3.24)$$

Já o número de células em paralelo é obtido com base na capacidade energética estimada para o banco de baterias, conforme

$$N_{paralelo} = \text{ceil} \left(\frac{E_{BESS}}{N_{serie} \cdot E_{Cell}} \right), \quad (3.25)$$

sendo E_{Cell} a capacidade em kWh de apenas uma das células.

Todavia, devido à disponibilidade no laboratório, o protótipo foi concebido para um banco de baterias composto por sete módulos de íon lítio modelo 8224S da Beckett Energy System[®], cujos parâmetros elétricos estão dispostos na Tabela 3.3. Como resultado da associação, obteve-se uma capacidade total de 7,7 kWh e uma faixa de tensão entre 147 V e 200,9 V, ficando assim definido o banco de baterias do sistema híbrido para armazenamento de energia.

Figura 3.7 – Módulo 8224S da Beckett Energy System[®] utilizado no banco de baterias.



Fonte: [56].

Tabela 3.3 – Especificações do banco de baterias.

Número de Módulos	7
Tensão Nominal	182 V
Capacidade Máxima de Armazenamento de Energia	7,7 kWh / 42,4 Ah
Faixa de Tensão	147 V - 200,9 V
Corrente Máxima de Carga Contínua	21,2 A
Corrente de Descarga Contínua	25,0 A (recomendado) 50,0 A (máximo)

Fonte: Próprio autor, com base em [56].

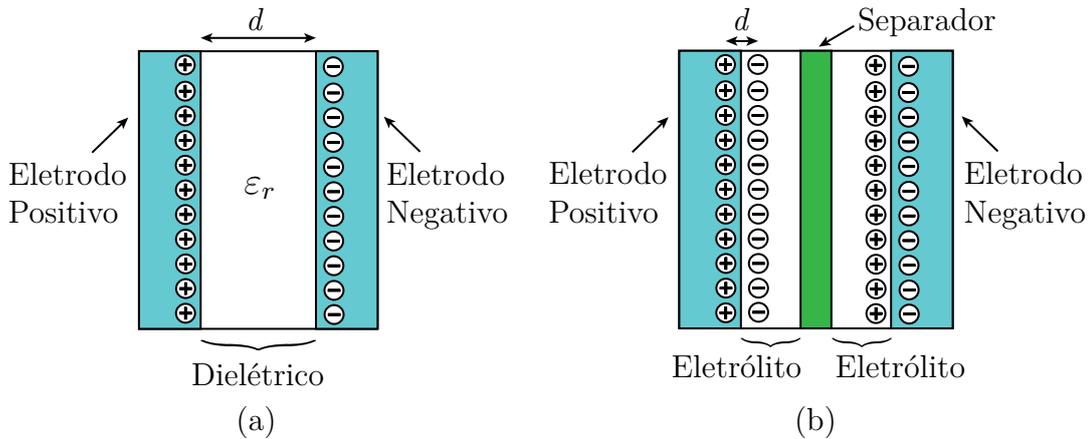
3.2 SUPERCAPACITORES

Os supercapacitores (SC) obedecem ao mesmo princípio de funcionamento de qualquer capacitor convencional, ou seja, o acúmulo de energia se dá diretamente no campo elétrico gerado entre placas paralelas, devido à separação das cargas. O valor da capacitância, que reflete a capacidade do dispositivo de armazenar energia, depende somente de parâmetros dimensionais, sendo diretamente proporcional à área das placas (A_e) e inversamente proporcional à distância que as separa (d), conforme [65]:

$$C = \varepsilon_0 \varepsilon_r \frac{A_e}{d}. \quad (3.26)$$

Na expressão anterior, ε_0 corresponde à permissividade do vácuo e ε_r é a permissividade relativa do material dielétrico. Sendo assim, o valor extremamente elevado da capacitância dos supercapacitores é alcançado graças à enorme área superficial dos eletrodos e à mínima distância entre as cargas [65, 66].

Dependendo do mecanismo de armazenamento ou da configuração das células, pode-se dividir os supercapacitores em três categorias distintas: capacitores de dupla camada elétrica (*Electrical Double Layer Capacitor* – EDLC), pseudocapacitores e capacitores híbridos (formados por uma combinação entre os outros dois tipos) [65, 67]. A Figura 3.8 apresenta uma comparação ilustrativa de um capacitor convencional com um capacitor de dupla camada elétrica (o mais comum no mercado). O eletrólito presente no EDLC contém íons positivos e negativos que funcionam como portadores de carga. Assim, quando uma tensão é aplicada nos terminais do capacitor, os íons positivos (cátions) se movem para o eletrodo negativo e os íons negativos (ânions) se movem para o eletrodo positivo. Entre os eletrodos é colocado um material separador (papel, membrana ou fibra de vidro) que impede um curto circuito, mas permite o livre trânsito dos cátions e ânions [66]. Conforme mencionado, o EDLC também armazena energia eletrostaticamente em um campo elétrico resultante da separação das cargas. Todavia, em contraste ao capacitor convencional, esse campo é localizado na interface entre o eletrólito e o eletrodo (c.f. Figura 3.8(b)).

Figura 3.8 – Estrutura básica de (a) um capacitor convencional e (b) um EDLC.

Fonte: Próprio autor.

Destaca-se ainda que, como o processo de carga e de descarga do dispositivo se dá pelo movimento dos íons no eletrólito, sem haver reações químicas, o supercapacitor apresenta uma resistência série equivalente (*Equivalent Series Resistance* – ESR) muito pequena, tornando o limite de corrente de carga e de descarga bastante elevado [66]. Uma extensiva revisão a respeito das tecnologias e materiais utilizados nos supercapacitores está disponível em [67, 65].

3.2.1 Modelo Elétrico do Supercapacitor

Assim como as baterias, diversos modelos foram propostos na literatura a fim de replicar o comportamento estático-dinâmico dos supercapacitores [68, 69]. Evidentemente, a complexidade do modelo a ser adotado depende da aplicação em específico e do erro admissível na análise. Em frequências inferiores a 1 kHz, um simples modelo RC série fornece bons resultados [66]. Entretanto, para emular as não idealidades do dispositivo, bem como o comportamento em alta frequência, faz-se necessário a adoção de modelos mais complexos.

A Figura 3.9 ilustra o modelo adotado nesse trabalho, o qual foi proposto inicialmente em [70] e, posteriormente, melhorado em [71]. O resistor R_{ESR} representa a resistência série equivalente do supercapacitor, o capacitor C_{SC} é responsável por modelar os principais processos de armazenamento/fornecimento, o resistor R_{sd} modela a autodescarga e o ramo $R_{fit}-C_{fit}$ é usado para melhorar a precisão da resposta dinâmica durante a carga e a descarga do supercapacitor.

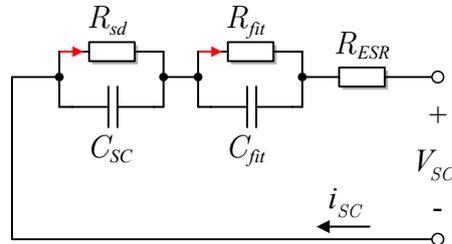
Diferentemente das baterias, os testes experimentais necessários para extração dos parâmetros do modelo do supercapacitor são bem simples e seguem os seguintes procedimentos:

1. Carregar o supercapacitor com uma corrente constante;
2. Após atingir a tensão nominal, zerar a corrente e aguardar em torno de 10 minutos;

3. Descarregar o supercapacitor com uma corrente constante;

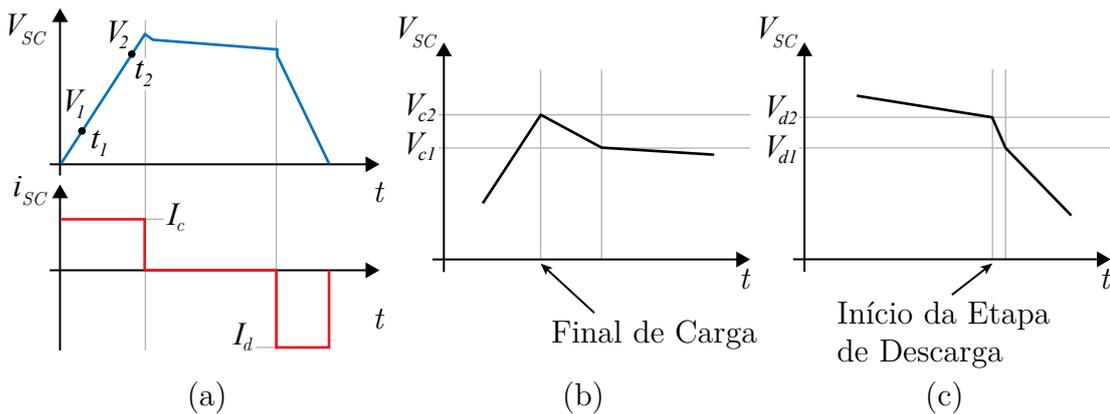
Na Figura 3.10 é possível analisar o comportamento característico da tensão nos terminais do supercapacitor, quando este é submetido aos procedimentos listados acima.

Figura 3.9 – Modelo elétrico equivalente do supercapacitor.



Fonte: Próprio autor.

Figura 3.10 – (a) comportamento característico da tensão do supercapacitor durante o teste de carga e descarga; (b) detalhes da tensão ao final da etapa de carga; e (c) detalhes da tensão no início da etapa de descarga.



Fonte: Próprio autor.

A extração dos parâmetros do modelo inicia-se a partir da seguinte definição de capacitância

$$C = \frac{\Delta Q}{\Delta V}, \quad (3.27)$$

em que $Q = \int i_{SC}(t)dt$ corresponde à carga armazenada no capacitor e V representa a tensão em seus terminais.

Tendo em vista que a corrente é constante e de valor I_c durante a etapa de carga, então, escolhendo-se dois pontos da curva representada na Figura 3.10(a), pode-se definir a capacitância C_{SC} de acordo com (3.27), o que resulta em

$$C_{SC} = \frac{I_c \Delta t}{\Delta V} = I_c \frac{(t_2 - t_1)}{(V_2 - V_1)}. \quad (3.28)$$

O resistor série equivalente (R_{ESR}) é determinado ao se analisar a rápida mudança na tensão do supercapacitor quando o processo de carga é finalizado, conforme ilustra a

Figura 3.10(b). Observa-se que essa variação de tensão tem uma inclinação mais acentuada do que a variação decorrente da autodescarga. Isso se deve à queda de tensão provocada pelo resistor R_{ESR} , o que permite escrever

$$R_{ESR} = \frac{\Delta V}{\Delta I} = \frac{V_{c2} - V_{c1}}{I_c}. \quad (3.29)$$

Outra opção para o cálculo do resistor série equivalente é considerar a queda de tensão que surge no início da etapa de descarga, como demonstrado na Figura 3.10(c). Essa análise, por sua vez, resulta em

$$R_{ESR} = \frac{V_{d2} - V_{d1}}{I_d}. \quad (3.30)$$

O próximo passo é identificar o valor da resistência e da capacitância do ramo R_{fit} - C_{fit} . Todavia, tanto em [70] quanto em [71], os autores não apresentam uma metodologia específica para isso, havendo uma contradição entre as sugestões apresentadas. Destaca-se que em ambos os casos o resistor R_{fit} é obtido empiricamente, já o capacitor C_{fit} é calculado como $C_{SC}/13$ em [70] e como $10 \cdot C_{SC}$ em [71]. Em virtude disso, propõe-se obter tais parâmetros com o intuito de minimizar o erro entre a tensão medida nos terminais do supercapacitor e a tensão simulada. Para tanto, visto que os valores de R_{ESR} e C_{SC} já foram identificados, é necessário determinar a expressão de V_{SC} no domínio do tempo, com base no circuito da Figura 3.9. Sendo assim, desconsiderando-se a resistência de autodescarga, obtém-se

$$V_{SC}(t) = u \left[\frac{t}{b_1} - \frac{b_2 - a_1 b_1}{b_1^2} + \left(\frac{b_2^2 - a_1 b_2 b_1 + a_2 b_1^2}{b_2 b_1^2} \right) e^{-\frac{b_1}{b_2} t} \right], \quad (3.31)$$

onde:

u = amplitude do degrau de corrente aplicado no supercapacitor durante a etapa de carga.

$$a_2 = R_{ESR} C_{SC} R_{fit} C_{fit}$$

$$a_1 = R_{ESR} C_{SC} + R_{fit} C_{SC} + R_{fit} C_{fit}$$

$$b_2 = R_{fit} C_{fit} C_{SC}$$

$$b_1 = C_{SC}$$

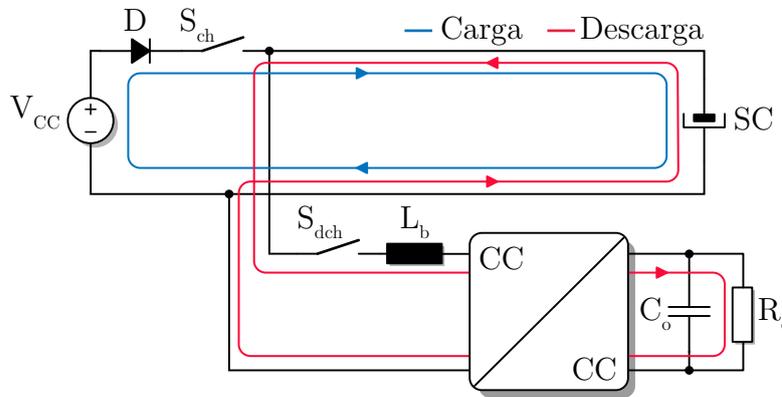
Em seguida, mediante o uso da ferramenta "lsqcurvefit" presente no Matlab[®], e assumindo R_{fit} e C_{fit} como incógnitas, é possível obter os seus valores ótimos que minimizam o erro entre a resposta de (3.31) e os valores encontrados na prática.

Por fim, para se obter o valor do resistor R_{sd} se faz necessária a realização de um teste de autodescarga que, dependendo da capacidade de armazenamento do banco de supercapacitores, pode levar mais de um dia para ser finalizado [71]. Dessa forma, optou-se por ajustar o seu valor via simulação, de modo a aproximar, tanto quanto possível, a resposta do modelo com as medições experimentais.

Perante os procedimentos supracitados, realizou-se os testes de carga e descarga

empregando-se a configuração ilustrada na Figura 3.11 (as especificações elétricas do banco de supercapacitores utilizado nos testes estão exibidas na Tabela 3.5). Inicialmente, o banco foi carregado com uma corrente constante de 10 A, fornecida por uma fonte modelo XRD 600-16.5 da Magna-Power[®], até atingir 200 V aproximadamente. Em seguida, após uma espera de 10 min em autodescarga, aplicou-se uma corrente de mesmo valor, porém no sentido oposto, afim de descarregar o banco. Esse último teste foi realizado por meio de um conversor CC-CC operando no modo corrente e conectado a uma carga resistiva. Os dados de tensão foram, então, armazenados através de um multímetro de bancada Tektronix[®] DMM4040 e podem ser verificados na Figura 3.12, a partir da qual se extraiu os parâmetros do modelo, cujos valores estão dispostos na Tabela 3.4.

Figura 3.11 – Configuração utilizada para realizar o teste de carga/descarga do banco de supercapacitores.



Fonte: Próprio autor.

Tabela 3.4 – Parâmetros obtidos para o modelo elétrico do banco de supercapacitores.

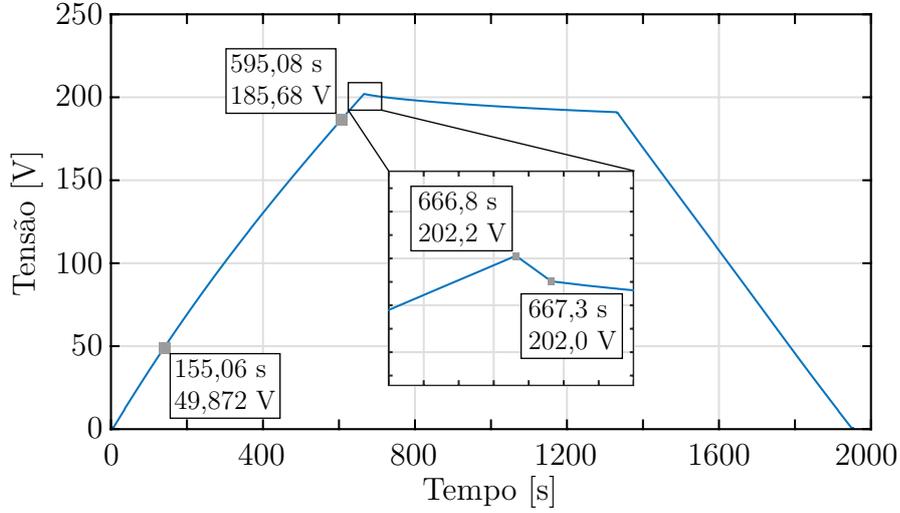
Parâmetros	C_{SC}	R_{ESR}	C_{fit}	R_{fit}	R_{sd}
Valores	≈ 32 F	$0,02 \Omega$	121.56 F	0.3184Ω	400Ω

Fonte: Próprio autor.

Ao se analisar a Figura 3.12, é importante notar que a tensão do banco de supercapacitores não evolui de forma linear durante a etapa de carga, tal qual se espera de um capacitor ideal. Isso ocorre pois a capacitância C_{SC} sofre influência da temperatura e, principalmente, da tensão de operação [72]. Uma maneira de se considerar essa não linearidade no modelo foi apresentada em [72] e consiste em obter a relação entre a capacitância e a tensão de operação, com base na análise da curva experimental durante a etapa de carga. Por exemplo, considerando-se o intervalo entre 0 s e aproximadamente 665 s, é possível determinar, por meio da ferramenta de ajuste de curvas do Matlab[®] (“fit”), uma equação polinomial que descreva o comportamento da tensão, tal como

$$v_{SC}(t) = 6,04613 \cdot 10^{-8}t^3 - 1,52889 \cdot 10^{-4}t^2 + 0,380324t - 1,31006, \quad (3.32)$$

Figura 3.12 – Tensão medida nos terminais do banco de supercapacitores durante os testes experimentais. Os pontos destacados foram utilizados na obtenção dos parâmetros do modelo elétrico equivalente.



Fonte: Próprio autor.

A derivada da expressão anterior é, então, calculada manualmente, resultando em

$$v_{\dot{S}C}(t) = 1,8138 \cdot 10^{-7}t^2 - 3,05788 \cdot 10^{-4}t + 0,380324, \quad (3.33)$$

Enfim, conhecendo-se a corrente aplicada durante a etapa de carga (I_c), pode-se obter a capacitância não linear ($C_{SC,nl}$) de acordo com

$$i_{SC}(t) = C_{SC} \frac{dv_{SC}(t)}{dt} \therefore C_{SC,nl} = \frac{I_c}{v_{\dot{S}C}(t)} \quad (3.34)$$

A Figura 3.13 representa graficamente a relação não linear entre a capacitância principal do modelo e a tensão nos terminais do banco de supercapacitores. Esses valores foram armazenados em uma tabela (*Lookup Table*) no *software* de simulação, com o propósito de incluir a não idealidade no modelo.

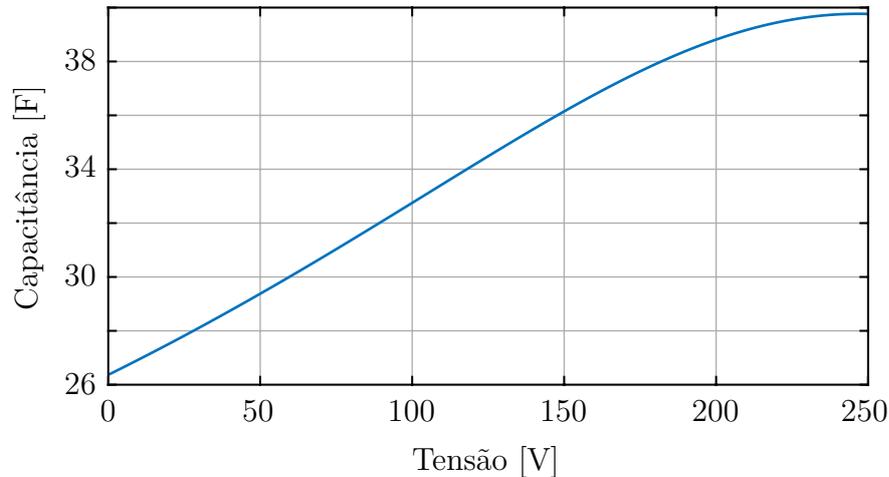
A título de comparação, a Figura 3.14 mostra os resultados obtidos por meio do *software* PSIM[®]. Esses resultados foram quantificados pela média percentual absoluta do erro (MAPE – *Mean Absolute Percentage Error*) e pela raiz quadrada do erro quadrático médio (RMSE – *Root Mean Square Error*), definidas por

$$\text{MAPE} = \frac{1}{p} \sum_{i=1}^p \left| \frac{e_i - m_i}{e_i} \right| \quad (3.35)$$

$$\text{RMSE} = \sqrt{\frac{1}{p} \sum_{i=1}^p (e_i - m_i)^2} \quad (3.36)$$

onde e_i e m_i são os valores experimentais e simulados, respectivamente, para cada item i de dados específico, e p é o número total de pontos de tensão comparados no experimento. O

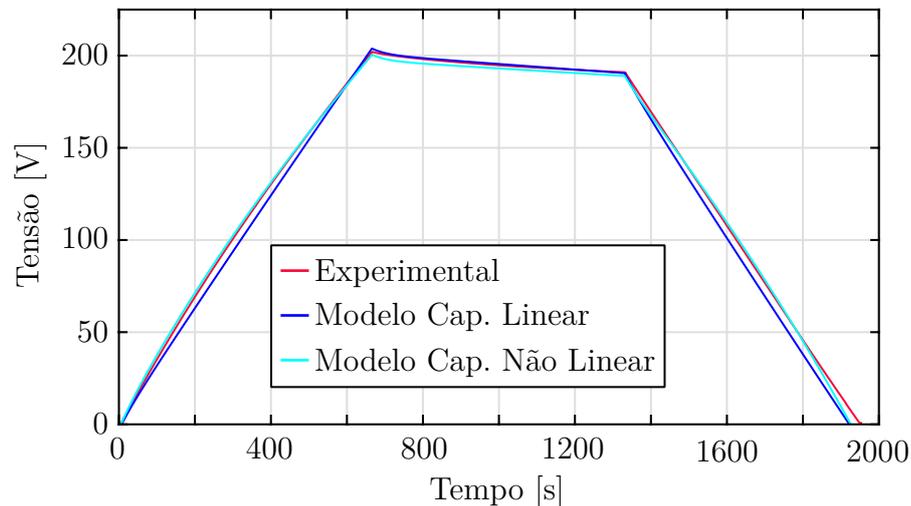
Figura 3.13 – Relação não linear entre a capacitância principal (C_{SC}) e a tensão do banco de supercapacitores.



Fonte: Próprio autor.

erro percentual médio para o modelo com capacitância fixa resultou em 14,16%, enquanto para o modelo com capacitância variável foi de 8,916%. Já o RMSE foi de 4,738 V para o primeiro modelo e de 2,577 V para o segundo. Salienta-se que esses valores podem ser reduzidos ao se realizar um número maior de testes, considerando-se diferentes níveis de corrente. Entretanto, para os requisitos de simulação desse trabalho, julgou-se os resultados obtidos satisfatórios.

Figura 3.14 – Comparação entre o resultado experimental e a resposta dos modelos.



Fonte: Próprio autor.

3.2.2 Dimensionamento do Banco de Supercapacitores

Conforme apresentado sucintamente no capítulo anterior, o gerenciamento da energia no sistema de armazenamento híbrido é realizado, basicamente, ao se alocar a componente transitória da potência demandada pela carga auxiliar para os supercapacitores e a componente média para as baterias. O mesmo vale para a potência regenerada durante o processo de frenagem.

Sendo assim, com base em [73], pode-se descrever a relação entre a potência total do sistema de armazenamento híbrido (P_{HESS}) e a potência do banco de supercapacitores (P_{SC}), da seguinte forma

$$P_{SC}(s) = [1 - FBP(s)] \frac{P_{HESS}(s)}{\eta} = \left(\frac{s}{s + \omega_b} \right) \frac{P_{HESS}(s)}{\eta}, \quad (3.37)$$

em que $FBP(s) = \omega_b/(s + \omega_b)$ representa a função de transferência do filtro passa-baixa presente na malha de controle da tensão do barramento CC, sendo ω_b a sua frequência de corte. Já η é o rendimento total do HESS, o qual deve incluir os dispositivos de armazenamento de energia e os conversores. No caso dos supercapacitores, é válido considerar uma eficiência energética total entre 95% e 98%, enquanto que para as baterias de íon lítio esse valor pode variar de 86% a 98%, dependendo da tecnologia, formato e taxa de carga/descarga [74]. Ressalta-se ainda que, na expressão (3.37), a malha de controle da tensão dos supercapacitores foi omitida devido às suas não linearidades, conforme explicitado em [73].

Ao se integrar P_{SC} , é possível obter uma relação entre a variação de energia no banco de supercapacitores (ΔE_{SC}) e a potência total do sistema de armazenamento:

$$\Delta E_{SC}(s) = \frac{1}{s} P_{SC}(s) = \frac{P_{HESS}(s)}{(s + \omega_b)\eta}. \quad (3.38)$$

Por outro lado, assumindo-se que a tensão do supercapacitor varia dentro de um limite $v_{SC,min} \leq v_{SC} \leq v_{SC,max}$, então a energia processada por esse dispositivo pode ser calculada por

$$\Delta E_{SC} = E_{SC,max} - E_{SC,min} = \frac{1}{2} C_{SC} (v_{SC,max}^2 - v_{SC,min}^2). \quad (3.39)$$

Relacionando-se (3.39) e (3.38), obtém-se a capacitância mínima necessária para o banco de supercapacitores, segundo

$$C_{SC} = \frac{2 \max(|\Delta E_{SC}(\omega)|)}{v_{SC,max}^2 - v_{SC,min}^2}, \quad (3.40)$$

onde, de acordo com (3.38), tem-se

$$|\Delta E_{SC}(\omega)| = \frac{|P_{HESS}(\omega)|}{\eta \sqrt{\omega^2 + \omega_b^2}}. \quad (3.41)$$

Ao se analisar (3.41), conclui-se que o seu valor máximo ocorre sempre para $\omega = 0$, o que permite escrever

$$\max |\Delta E_{SC}(\omega)| = \frac{P_{HESS}}{\eta \omega_b}. \quad (3.42)$$

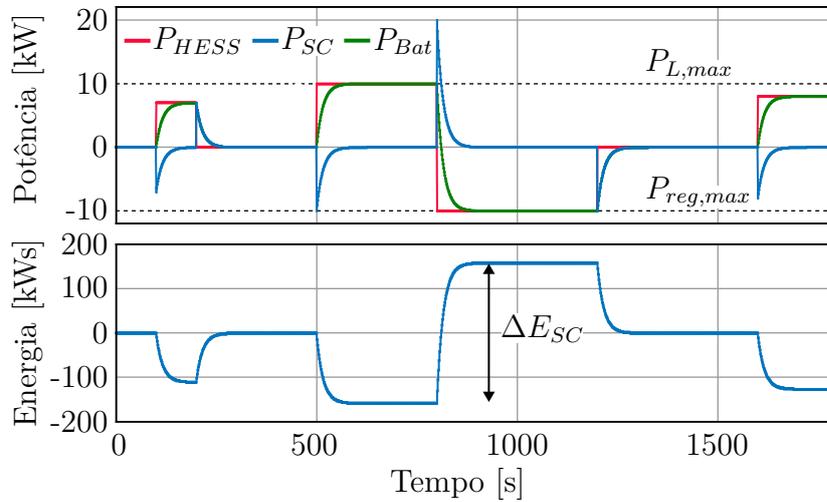
Na expressão anterior, P_{HESS} é a potência máxima processada pelo sistema de

armazenamento híbrido, que pode ser assumida igual a potência máxima da carga auxiliar ($P_{L,max}$). No entanto, devido ao processo de regeneração, no pior dos casos, o banco de supercapacitores terá que processar um pico de $2P_{L,max}$, considerando-se que o sistema é dimensionado para que a máxima potência regenerada ($P_{reg,max}$) equivalha à máxima potência da carga. A Figura 3.15 ilustra essa situação para $P_{L,max} = 10$ kW, assumindo-se um perfil de potência aleatório para o sistema de armazenamento híbrido. Nota-se que em $t = 800$ s ocorre uma variação abrupta de +10 kW (sistema alimentando a carga) para -10 kW (sistema armazenando a energia regenerada). Diante disso, percebe-se que o pico de potência no banco de supercapacitores é o dobro da carga, conforme esperado. A máxima variação de energia, por sua vez, depende da frequência de corte do filtro passa baixa que, nesse exemplo, foi adotada como 0,01 Hz. Assim, com o intuito de validar a expressão (3.42), dado um rendimento unitário, obtém-se:

$$\max |\Delta E_{SC}(\omega)| = \frac{20 \text{ kW}}{(2\pi 0,01 \text{ Hz})} = 318,3 \text{ kW}\cdot\text{s},$$

o que corrobora com os resultados de simulação.

Figura 3.15 – Exemplo de um perfil de potência processado pelo sistema híbrido de armazenamento de energia.



Fonte: Próprio autor.

Levando-se em conta o que foi discutido no parágrafo antecedente, pode-se reescrever (3.40) de acordo com (3.43), válida para essa aplicação em específico. Assim, adotando-se os dados do exemplo anterior, ao se definir a faixa de variação da tensão do banco de supercapacitores entre 180 V e 200 V, determina-se uma capacitância mínima de 83,77 F.

$$C_{SC} = \frac{4P_{L,max}}{(v_{SC,max}^2 - v_{SC,min}^2)\eta\omega_b} \quad (3.43)$$

Por fim, selecionando-se uma dada célula de supercapacitor, é possível, com base na capacitância e na tensão de operação do banco, determinar o número de células em

série e em paralelo, segundo (3.44) e (3.45), respectivamente.

$$N_{SC_s} = \frac{V_{SC,banco}}{V_{SC,cell}} \quad (3.44)$$

$$N_{SC_p} = \left(\frac{C_{SC,banco}}{C_{SC,cell}} \right) N_{SC_s} \quad (3.45)$$

Com base no exposto e considerando-se a disponibilidade de componentes em laboratório, decidiu-se utilizar dois módulos de 62 F/ 125 V associados em série, fabricados pela antiga Nesscap[®], cujos parâmetros elétricos estão resumidos na Tabela 3.5. Ademais, devido às escalas de tempo relativamente baixas usadas para capturar os resultados práticos, optou-se por utilizar uma frequência de corte de 5 Hz.

Tabela 3.5 – Especificações do banco de supercapacitores de acordo com o fabricante.

Especificações	Módulo	Banco
Capacitância	62 F	31 F
Tensão de Operação	125 V	250 V
Tensão de Surto	136,8 V	273,6 V
Resistência Série Equivalente	< 15 mΩ	< 30 mΩ
Densidade de Energia	2,36 Wh/kg	4,72 Wh/kg

Fonte: Próprio autor, com base em [75].

3.2.3 Estratégia de Proteção de Sobretensão e Sobretemperatura

Devido ao fato de armazenarem uma quantidade considerável de energia, a correta operação dos supercapacitores deve prever sistemas de proteção, de maneira a evitar acidentes [75]. Felizmente, os módulos utilizados nesse trabalho já incluem um circuito chamado UMU (Unidade de Gestão do Ultracapacitor), o qual contém um sistema de equalização ativa das tensões de cada célula e um sistema de monitoramento. Dessa forma, quando algum grupo de células apresenta tensão acima do valor especificado, um sinal de nível lógico alto é gerado pelo UMU, a fim de alertar qualquer sistema de monitoramento externo. Os módulos também fornecem a medição da temperatura interna, que é realizada por meio de um termistor de Coeficiente de Temperatura Negativo (NTC, na sigla em inglês), com uma constante β de 3435 K, encaixado próximo a uma das células na região central do módulo.

Dito isso, com base nos dados fornecidos pelo UMU, juntamente com a medição da tensão nos terminais do banco, torna-se possível desenvolver uma estratégia de proteção, fazendo uso do mesmo dispositivo lógico programável utilizado no controle dos conversores. Uma das funções dessa estratégia é o acionamento dos ventiladores somente quando a temperatura ultrapassar o limite preestabelecido, diminuindo assim o consumo de energia para manutenção do sistema. Adicionalmente, um circuito composto por uma carga resistiva

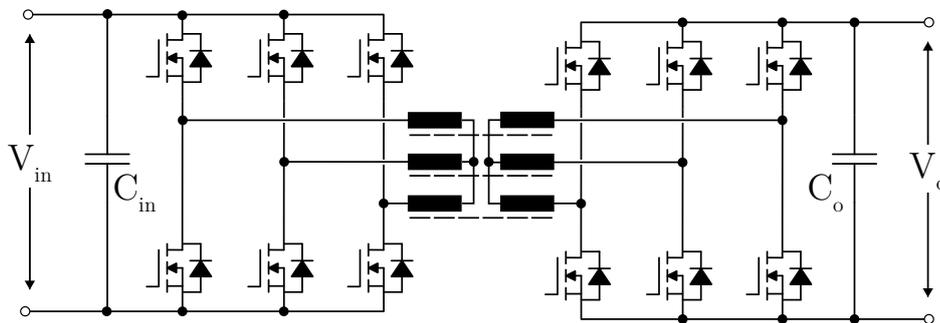
e uma contatora (ou relé) CC é utilizado para descarregar o banco em casos de sobretensão ou desligamento. Maiores detalhes a respeito das características dos módulos, bem como da estratégia de proteção, podem ser consultados em [75].

3.3 DEFINIÇÃO DO ESTÁGIO DE PROCESSAMENTO DE ENERGIA

A escolha da topologia utilizada nesse estágio de conversão deve levar em consideração, além dos níveis de potência processados, o ganho estático requerido e a característica bidirecional de corrente, uma vez que o sistema de armazenamento pode ser carregado a partir do barramento CC, ou descarregado para contribuir com a manutenção da tensão do barramento e com a alimentação das cargas auxiliares.

Nesse sentido, topologias como a do conversor *half-bridge* (também conhecido na literatura como conversor *boost* ou *buck-boost* bidirecional) [76], conversores *full-bridge* [77] e derivados do conversor DAB (do inglês *Dual Active Bridge*) [78, 79] são exemplos de estruturas que podem ser empregadas para carga/descarga de baterias e supercapacitores. Já no que tange às aplicações de alta potência, é comum a utilização do conversor DAB trifásico [80, 81], conforme ilustrado na Figura 3.16.

Figura 3.16 – Conversor DAB trifásico.



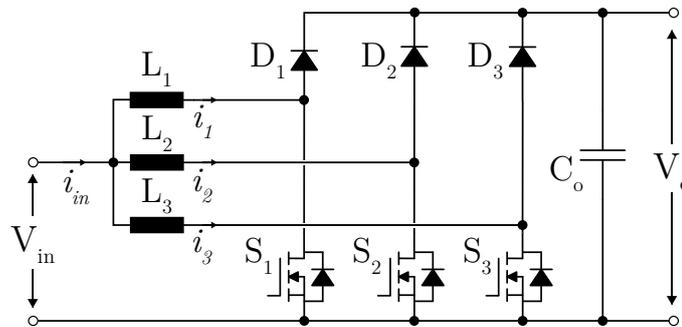
Fonte: Próprio autor.

Comparado à estrutura monofásica, o conversor DAB trifásico apresenta uma frequência efetiva nos capacitores de filtro da entrada e da saída três vezes maior, o que diminui os esforços de filtragem e melhora o aspecto da corrente no transformador. Além disso, a potência é dividida entre as três fases, resultando em menores esforços de corrente nos semicondutores [80, 81].

Embora a versão trifásica do conversor DAB reduza a ondulação de corrente nos capacitores de filtro, esta ainda pode ser elevada para aplicações que envolvem baterias de ion-lítio. Em razão disso, torna-se necessário adicionar um indutor na saída para reduzir a ondulação, prologando assim a vida útil dos dispositivos armazenadores de energia [82]. Nesse mesmo contexto, alguns autores optam por utilizar o conversor DAB alimentado em corrente, que, apesar de reduzir a ondulação, possui três indutores adicionais comparado à estrutura convencional [83, 84]. Todavia, em qualquer uma dessas alternativas, a principal desvantagem é o número elevado de interruptores e circuitos de comando (*gate drivers*).

Sendo assim, outra opção comumente utilizada em aplicações de alta potência são os conversores ditos multifásicos ou intercalados (*interleaved*) [85, 86, 87]. A Figura 3.17 mostra um exemplo de um conversor *boost* intercalado de três fases. Essas topologias são assim denominadas por possuírem N estágios de potência conectados em paralelo, que operam com a mesma frequência de comutação, porém com os pulsos de comando defasados entre si de $360^\circ/N$. Evidentemente, quanto mais estágios (ou fases), menor os esforços de corrente nos semicondutores e, portanto, maior a capacidade de potência. Em [86] é sugerido um conversor bidirecional síncrono entrelaçado de três fases para o interfaceamento entre fontes de energia secundárias, como baterias e supercapacitores, e o barramento de potência principal do sistema. Já em [87] é usado um conversor bidirecional entrelaçado de quatro fases para aplicações em veículos elétricos envolvendo baterias, supercapacitores e células a combustível.

Figura 3.17 – Conversor *boost* intercalado de três fases.



Fonte: Próprio autor.

Mais especificamente, nos conversores intercalados a corrente em cada fase, bem como a ondulação de corrente na entrada e na saída, são reduzidas por um fator de $1/N$, ao passo que a frequência efetiva dessa ondulação é N vezes maior que a frequência de comutação [85]. Com isso é possível melhorar o desempenho do conversor em termos de rendimento, volume e emissão eletromagnética, dando-lhe maior capacidade de potência, robustez e confiabilidade. De fato, o volume (V_L) de um indutor é diretamente proporcional à energia processada pelo mesmo [88], conforme

$$V_L \propto \frac{LI^2}{2}. \quad (3.46)$$

Uma vez que a técnica de intercalação divide a corrente em cada fase por N , o volume total dos indutores, mesmo que a indutância L seja inalterada, se torna

$$V_L \propto \frac{NL \left(\frac{I}{N}\right)^2}{2} = \frac{LI^2}{2N}, \quad (3.47)$$

isto é, o volume dos magnéticos na topologia intercalada também é reduzido por um fator de $1/N$. Todavia, quando comparado ao conversor convencional, a intercalação diminui a indutância necessária por fase e, se isso for levado em consideração, o volume

resultante será ainda menor [88]. Além disso, o fato da indutância total reduzir em relação à topologia convencional faz com que a resposta dinâmica do conversor melhore em termos de sobressinal e tempo de acomodação.

Como desvantagem, apesar dessa técnica provocar o cancelamento da ondulação de corrente na entrada e na saída do conversor, isso não ocorre nos indutores, os quais apresentam uma ondulação tanto maior quanto maior for o número de fases, caso a ondulação na entrada/saída seja fixada [89]. Por exemplo, em um conversor *buck* intercalado, uma vez que a relação entre a ondulação máxima de corrente na saída ($\Delta I_{o,max}$) e a ondulação máxima de corrente em cada fase ($\Delta I_{x,max}$) é dada por

$$\Delta I_{o,max} = \frac{\Delta I_{x,max}}{N}, \quad (3.48)$$

ao se intercalar 10 fases e fixar $\Delta I_{o,max}$ em 1% da corrente de saída, obter-se-á uma ondulação máxima em cada fase igual a 100% da corrente média que por ela circula, provocando um aumento excessivo das perdas nos indutores e nos semicondutores. Em razão disso, pode-se afirmar que a quantidade de fases em um conversor intercalado é limitada.

Para contornar esse problema, diversos trabalhos na literatura vêm propondo o acoplamento dos indutores [88, 89, 90, 91, 92]. Essa técnica permite diminuir a ondulação de corrente nesses elementos, sem alterar a ondulação na corrente de saída, resultando em menores perdas e volume, além de manter a resposta dinâmica do conversor rápida [90]. Nesse sentido, diferentes configurações podem ser utilizadas para integrar os indutores em um mesmo núcleo. Dentre as quatro configurações analisadas em [91], para um conversor *buck* intercalado de quatro fases, os autores concluíram que a melhor alternativa é através de indutores fortemente acoplados, com acoplamento inverso, adicionado de um pequeno indutor em série. Resultados similares foram obtidos em [92] para um conversor *boost* intercalado de duas fases.

Os indutores fortemente acoplados funcionam como um transformador, pois, idealmente, não armazenam energia no núcleo, sendo esta transferida instantaneamente de uma fase para as outras [91]. Dessa forma, em sua configuração inversamente acoplada, esse dispositivo também é conhecido na literatura como transformador de interfase (IPT) [89, 93, 94, 95]. Essa terminologia, inclusive, é padronizada e estabelecida pelo IEEE (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*) e pelo IEC (*International Electrotechnical Commission*), conforme:

- Definição de transformador de interfase de acordo com o IEEE:

Um transformador de interfase é um autotransformador, ou conjunto de indutores mutuamente acoplados, usados para obter operação paralela entre dois ou mais retificadores com oscilações de tensão que estão fora de

fase [96] (tradução do autor).⁵

- Definição de transformador de interfase de acordo com o IEC:

Um transformador de interfase é um dispositivo eletromagnético que possibilita a operação paralela de dois ou mais grupos de comutação deslocados em fase através de acoplamento indutivo entre os enrolamentos colocados no mesmo núcleo [97] (tradução do autor).⁶

A grande vantagem dessa estrutura é que, diferentemente de outros tipos de indutores integrados, esta pode ser construída a partir de núcleos comerciais comuns e, se o balanço de corrente entre as fases for garantido pelo controlador, existe um cancelamento do valor médio do fluxo magnético, resultando em um volume bastante otimizado. Evidentemente, núcleos comerciais para $N > 3$ são raros ou inexistentes, mas em [93] seis diferentes configurações são analisadas para múltiplas fases, empregando apenas transformadores IPTs de dois enrolamentos, os quais são facilmente construídos com núcleos tradicionais do tipo EE.

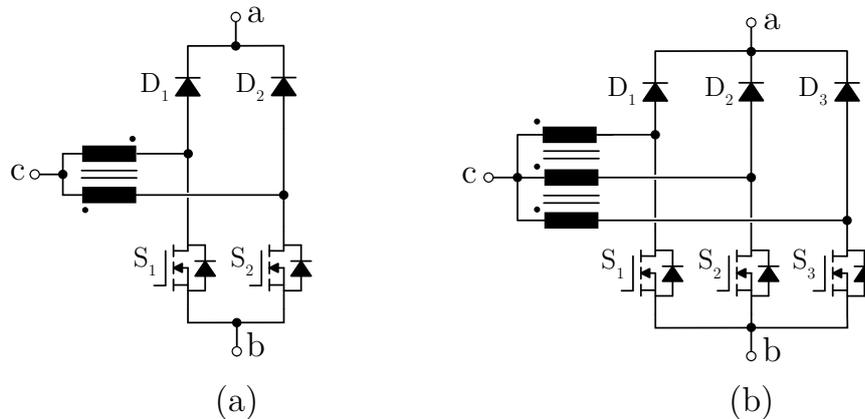
Dando sequência às topologias de conversores para alta potência, em [98] foram propostas estruturas baseadas em células de comutação de três estados (3SSC – *three-state switching cell*), apresentando excelentes resultados em termos de divisão de corrente, rendimento e redução dos elementos passivos. Dentre as células de comutação propostas, destaca-se na Figura 3.18(a) a célula 'B', que é composta de dois interruptores, dois diodos e um transformador IPT. Segundo os autores, as principais vantagens de conversores utilizando essa célula de comutação são: baixas perdas em condução; baixa ondulação nos filtros de entrada e de saída; e redução de peso e volume.

Vale salientar que o número de estados da célula está relacionado com as possíveis combinações entre os estados dos interruptores no modo de condução contínua (MCC). No caso da 3SSC, uma vez que os pulsos de comandos são defasados em 180° um do outro, existem três possibilidades: (i) ambos os interruptores estão ativos; (ii) um interruptor e um diodo estão ativos; e (iii) dois diodos estão ativos. Já no caso dos seis conversores básicos (*buck*, *boost*, *buck-boost*, *Ćuk*, *SEPIC* e *Zeta*) apenas dois estados são verificados: (i) o interruptor está ativo; ou (ii) o diodo está ativo. Em razão disso, pode-se afirmar que tais conversores são baseados em células de comutação de dois estados (2SSC).

Visando aumentar a potência processada, esse conceito pode ser estendido para múltiplos estados de comutação conforme desejado em uma abordagem modular, resultando num arranjo denominado célula de comutação de múltiplos estados (MSSC – *multi-state switching cell*) [99, 100]. Nesse contexto, conversores CC-CC não isolados baseados em

⁵ *Interphase transformer: An autotransformer, or a set of mutually coupled reactors, used to obtain parallel operation between two or more simple rectifiers that have ripple voltages that are out of phase.*

⁶ *Interphase transformer: an electromagnetic device enabling the operation in parallel of two or more phase displaced commutating groups through inductive coupling between the windings placed on the same core.*

Figura 3.18 – Célula de comutação de (a) três estados e de (b) quatro estados.

Fonte: Próprio autor.

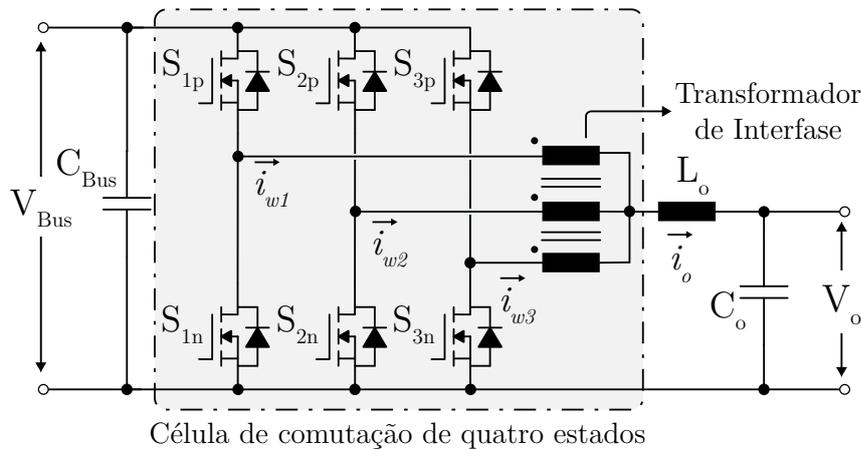
uma célula de quatro estados (4SSC), conforme exibida na Figura 3.18(b), foram propostos em [101]. De um modo geral, dependendo do número de estados M assumido pelo MSSC, existirá $M - 1$ modos (ou regiões) de operação possíveis, de acordo com a faixa de variação da razão cíclica, enquanto os sinais de comando dos interruptores devem ser defasados de $360^\circ / (M - 1)$, assim como nos conversores intercalados [100]. Justamente por isso, muitas vezes os conversores baseados em MSSC são confundidos com a técnica de intercalação. Entretanto, visto que a célula de comutação da Figura 3.18(a) foi obtida a partir de um conversor *push-pull* e que é possível gerar outros conversores a partir dessa mesma célula, dependendo de onde são conectadas a fonte e a carga [98], nesse trabalho os conversores intercalados e aqueles que empregam células de comutação de múltiplos estados serão tratados como topologias distintas.

Portanto, em virtude do que foi discutido, propõe-se a utilização de um conversor CC-CC baseado em uma célula de quatro estados, fazendo uso de interruptores bidirecionais em corrente, conforme representado na Figura 3.19. Verifica-se que essa topologia apresenta um número menor de componentes semicondutores comparada ao conversor DAB trifásico (cf. Figura 3.16), enquanto mantém as características de alta densidade de potência, robustez e elevado rendimento, atendendo assim as necessidades do sistema. Adicionalmente, como será visto no decorrer desse capítulo, a frequência efetiva sobre o filtro de saída é três vezes maior que a frequência de comutação, o que permite operar com frequências menores e, por consequência, reduzir as perdas nos interruptores. O fato da frequência efetiva ser maior na saída também diminui a indutância e a capacitância necessárias para o filtro, possibilitando a utilização de capacitores de filme ou cerâmicos. A seguir é realizada uma análise mais detalhada do conversor.

3.4 ANÁLISE ESTÁTICA DO CONVERSOR CC-CC BIDIRECIONAL

A análise estática do conversor é realizada com intuito de obter as expressões pertinentes ao dimensionamento dos componentes passivos e ativos. Para tal fim, considerou-

Figura 3.19 – Conversor CC-CC birrecional baseado em célula de comutação de quatro estados.



Fonte: Próprio autor.

se todos os elementos do circuito ideais, o conversor operando no modo de condução contínua e em regime permanente. Devido à bidirecionalidade do conversor, existem dois modos de operação: o modo *buck* referente à etapa de carga da bateria/supercapacitor, e o modo *boost* referente à etapa de descarga. Neste trabalho, optou-se por analisar apenas o modo *buck*, tendo em vista que resultados semelhantes são obtidos ao se analisar o outro modo de operação.

Com relação ao transformador de interfase, as seguintes considerações foram feitas:

- as indutâncias próprias são iguais em todos os enrolamentos;
- o núcleo é simétrico, ou seja, os caminhos magnéticos são iguais entre si;
- devido aos itens anteriores, as indutâncias mútuas também são iguais e de valor M ;
- todo fluxo é concatenado no núcleo;
- a resistência dos enrolamentos é nula.

O esquemático elétrico do conversor CC-CC bidirecional operando no modo *buck* se assemelha ao circuito da Figura 3.19, em que V_{Bus} representa a tensão do barramento CC e V_o representa a tensão da bateria. Nesse caso, o fluxo de potência ocorre do barramento CC para a bateria, indicando um processo de carga (o mesmo vale para o supercapacitor). No entanto, na análise em questão, considerar-se-á uma carga resistiva emulando a potência máxima extraída pelos dispositivos armazenadores de energia.

Na Figura 3.20 pode-se verificar detalhes do transformador de interfase. A partir da análise do seu circuito equivalente, ilustrado na Figura 3.20(b), obtém-se as tensões sobre cada enrolamento do transformador, conforme

$$\begin{aligned}
 v_{w1} &= L \frac{di_{w1}}{dt} - M \frac{di_{w2}}{dt} - M \frac{di_{w3}}{dt} \\
 v_{w2} &= -M \frac{di_{w1}}{dt} + L \frac{di_{w2}}{dt} - M \frac{di_{w3}}{dt} \\
 v_{w3} &= -M \frac{di_{w1}}{dt} - M \frac{di_{w2}}{dt} + L \frac{di_{w3}}{dt}
 \end{aligned} \tag{3.49}$$

onde L representa a indutância própria dos enrolamentos e M representa a indutância mútua entre eles, a qual pode ser generalizada para N fases, segundo [95]:

$$M = \left(\frac{1}{N-1} \right) L. \tag{3.50}$$

Com base na Figura 3.19, pode-se escrever as seguintes relações:

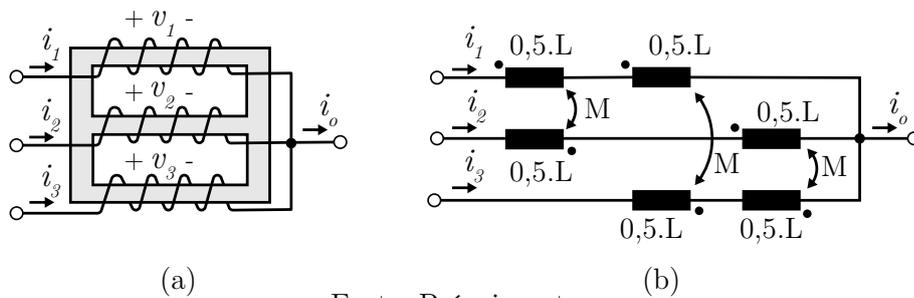
$$\begin{aligned}
 v_{w1} &= s_{1p} V_{Bus} - L_o \frac{di_o}{dt} - V_o \\
 v_{w2} &= s_{2p} V_{Bus} - L_o \frac{di_o}{dt} - V_o \\
 v_{w3} &= s_{3p} V_{Bus} - L_o \frac{di_o}{dt} - V_o
 \end{aligned} \tag{3.51}$$

sendo s_{kp} , para $k \in \{1, 2, 3\}$, a função comutação referente ao interruptor superior da fase k , conforme descrito em (3.52), e V_o a tensão de saída. Visto que os interruptores de um mesmo braço são acionados de modo complementar, então $s_{1p} = 0$ significa que o interruptor S_{1p} está desabilitado, mas que o interruptor S_{1n} está habilitado. Destaca-se ainda que o uso da função comutação simplifica o estudo de conversores mais complexos, dispensando a análise de cada etapa de operação individualmente.

$$s_{kp} = \begin{cases} 1, & S_{kp} \text{ habilitado} \\ 0, & S_{kp} \text{ desabilitado} \end{cases} \tag{3.52}$$

Em sequência, somam-se as tensões v_{w1} , v_{w2} e v_{w3} , descritas em (3.49) e (3.51), o

Figura 3.20 – Transformador de interfase: (a) estrutura de 3 fases e (b) circuito elétrico equivalente.



Fonte: Próprio autor.

que resulta em

$$\begin{aligned} v_{w1} + v_{w2} + v_{w3} &= (L - 2M) \left(\frac{di_{w1}}{dt} + \frac{di_{w2}}{dt} + \frac{di_{w3}}{dt} \right) \\ &= V_{Bus}(s_{1p} + s_{2p} + s_{3p}) - 3L_o \frac{di_o}{dt} - 3V_o. \end{aligned} \quad (3.53)$$

Contudo, sabe-se que $i_o = i_{w1} + i_{w2} + i_{w3}$, logo

$$V_{Bus}(s_{1p} + s_{2p} + s_{3p}) - 3V_o = (3L_o + L - 2M) \frac{di_o}{dt}. \quad (3.54)$$

Fazendo uso de (3.50) em (3.54), obtém-se (3.55), que equivale à tensão sobre o indutor de saída (L_o).

$$\frac{V_{Bus}}{3}(s_{1p} + s_{2p} + s_{3p}) - V_o = L_o \frac{di_o}{dt} \quad (3.55)$$

3.4.1 Ganho Estático do Conversor

Baseando-se no princípio da conservação de energia, sabe-se que o valor médio da tensão sobre o indutor em um período de comutação ($T_s = 1/f_s$) deve ser nulo para um correto funcionamento do conversor. Dessa forma, pode-se escrever a seguinte relação

$$\langle v_{L_o} \rangle = L_o \frac{d\langle i_o \rangle}{dt} = \frac{V_{Bus}}{3} (\langle s_{1p} \rangle + \langle s_{2p} \rangle + \langle s_{3p} \rangle) - V_o = 0 \quad (3.56)$$

onde $\langle x \rangle$ equivale ao valor médio quase instantâneo da variável x , i.e., o valor médio em um período T_s .

Para qualquer região de operação, o valor médio quase instantâneo de s_{kp} é definido como

$$\langle s_{kp} \rangle = \frac{1}{T_s} \int_0^{D \cdot T_s} s_{kp} dt = D. \quad (3.57)$$

Desse modo, substituindo-se (3.57) em (3.56), obtém-se o ganho estático em função da razão cíclica, $M(D)$, segundo

$$\begin{aligned} \frac{V_{Bus}}{3}(3D) - V_o &= 0 \\ \therefore M(D) &= \frac{V_o}{V_{Bus}} = D \end{aligned} \quad (3.58)$$

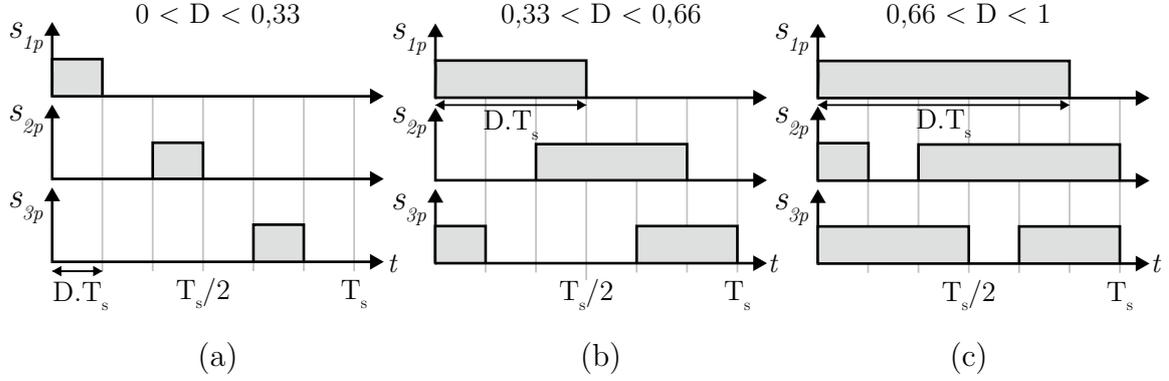
a partir do qual se verifica que a relação entre a tensão de saída e a tensão de entrada para o conversor em estudo é semelhante a do conversor *buck* convencional.

3.4.2 Dimensionamento do Indutor de Saída

A partir de (3.55) também é possível determinar a ondulação de corrente em L_o , mas para isso deve-se conhecer os estados dos interruptores, os quais são dependentes

do valor da razão cíclica. Devido à defasagem entre os pulsos de comando, existem três regiões de operação, como demonstrado na Figura 3.21.

Figura 3.21 – Regiões de operação com base no valor da razão cíclica.



Fonte: Próprio autor.

Com auxílio da Figura 3.21(a), verifica-se que durante o intervalo $[0, DT_s]$ tem-se $s_{1p} = 1$ e $s_{2p} = s_{3p} = 0$. Isso significa que apenas S_{1p} , entre os interruptores superiores, está em condução e, por consequência, somente a corrente i_{w1} está aumentando. Levando-se tais informações em (3.55), determina-se a variação na corrente de saída, segundo

$$\frac{di_o}{dt} = \frac{V_{Bus} - 3V_o}{3L_o}. \quad (3.59)$$

Ao se integrar (3.59) dentro do intervalo de tempo em questão, obtém-se a expressão para a ondulação na corrente de saída, de acordo com

$$\Delta I_{o(D \leq 0,33)} = \frac{(V_{Bus} - 3V_o)DT_s}{3L_o} = \frac{V_{Bus}(1 - 3D)DT_s}{3L_o}. \quad (3.60)$$

Seguindo o mesmo princípio, na segunda região de operação, representada pela Figura 3.21(b), os interruptores S_{1p} e S_{2p} conduzem durante o intervalo $T_s/3 \leq t \leq DT_s$, enquanto S_{3p} encontra-se bloqueado. Dessa forma, a variação na corrente de saída é definida por

$$\frac{di_o}{dt} = \frac{2V_{Bus} - 3V_o}{3L_o}. \quad (3.61)$$

Integrando-se (3.61) entre $T_s/3$ e DT_s , obtém-se (3.62), que representa a ondulação em i_o para a segunda região de operação.

$$\Delta I_{o(0,33 < D \leq 0,66)} = \frac{V_{Bus}(2 - 3D)(D - 1/3)T_s}{3L_o} \quad (3.62)$$

Já na terceira região de operação, verifica-se que todos os interruptores conduzem durante o intervalo $2T_s/3 \leq t \leq DT_s$ (c.f. Figura 3.21(c)). Nesse caso, a variação de corrente

Tabela 3.6 – Ondulação da corrente no indutor de saída para diferentes topologias *buck*: convencional (2SSC); baseada na célula 3SSC; e baseada na célula 4SSC.

Razão Cíclica	2SSC	3SSC	4SSC
0 a 0,33	$\frac{V_{Bus}(1-D)DT_s}{L_o}$	$\frac{V_{Bus}(1-2D)DT_s}{2L_o}$	$\frac{V_{Bus}(1-3D)DT_s}{3L_o}$
0,33 a 0,50			$\frac{V_{Bus}(2-3D)(D-1/3)T_s}{3L_o}$
0,50 a 0,66		$\frac{V_{Bus}(2-2D)(D-1/2)T_s}{2L_o}$	$\frac{V_{Bus}(3-3D)(D-2/3)T_s}{3L_o}$
0,66 a 1,0			

Fonte: Próprio autor.

no indutor de saída é dada por

$$\frac{di_o}{dt} = \frac{3V_{Bus} - 3V_o}{3L_o}. \quad (3.63)$$

Por fim, a ondulação da corrente de saída é obtida integrando-se (3.63) dentro do intervalo de $2T_s/3$ a DT_s , o que resulta em

$$\Delta I_{o(0,66 < D \leq 1)} = \frac{V_{Bus}(3-3D)(D-2/3)T_s}{3L_o}. \quad (3.64)$$

A Tabela 3.6 resume as expressões para o cálculo da ondulação na corrente do indutor de saída para a topologia em estudo e para outras mais simples. Como pode ser visto na Figura 3.22, a configuração baseada na célula 4SSC oferece uma redução significativa na ondulação de corrente, quando comparada às topologias 2SSC (*buck* convencional) e 3SSC. Vale destacar que em todos os casos a normalização da ondulação de corrente no indutor de saída foi realizada segundo

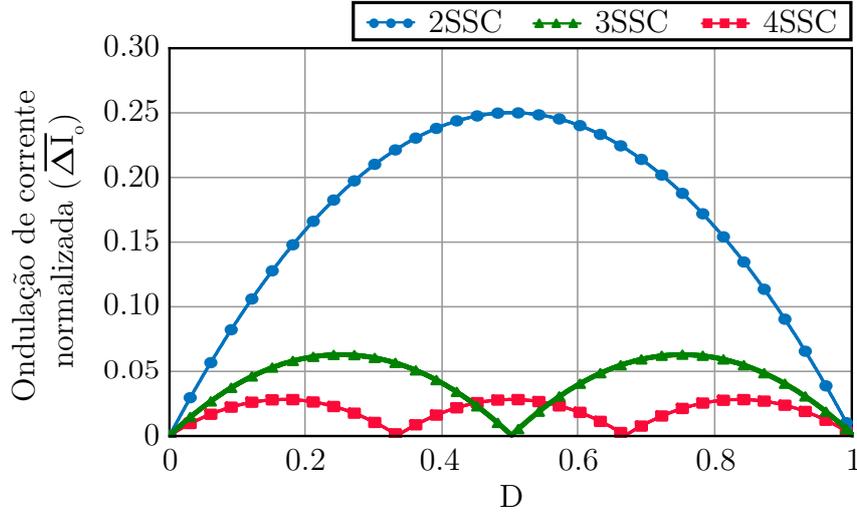
$$\overline{\Delta I_o} = \left(\frac{L_o f_s}{V_{Bus}} \right) \Delta I_o, \quad (3.65)$$

onde ΔI_o corresponde à ondulação de corrente desejada (em A), a qual depende da região de operação, conforme discutido anteriormente. Dessa forma, conhecendo-se f_s e V_{Bus} , e arbitrando-se um valor para ΔI_o (normalmente 10% do valor médio da corrente de saída), é possível determinar a ondulação normalizada com base na Figura 3.22 e, posteriormente, o valor de L_o por meio de (3.65).

3.4.3 Dimensionamento do Transformador de Interfase

O projeto do transformador segue a metodologia apresentada em [102]. Inicialmente, estima-se o produto de áreas (AP) a fim de escolher o núcleo comercial que atenda aos requisitos de projeto e, por fim, define-se os demais parâmetros do transformador. Nesse caso, assim como no projeto do indutor de saída, é necessário considerar a região de operação do conversor.

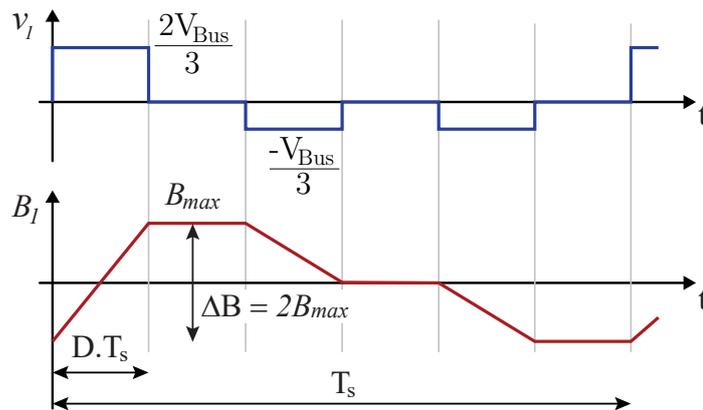
Figura 3.22 – Ondulação da corrente de saída normalizada para três configurações diferentes do conversor bidirecional.



Fonte: Próprio autor.

Com base em (3.51) e em (3.55), é possível traçar a forma de onda da tensão sobre um dos enrolamentos do transformador, seguindo as regiões de operação da Figura 3.21. A título de exemplo, a Figura 3.23 ilustra a tensão sobre um dos enrolamentos (v_{w1}) e a densidade de fluxo magnético (B_1) na respectiva coluna do núcleo, considerando $0 < D \leq 0,33$. Salienta-se que a forma de onda da densidade de fluxo apresenta o mesmo aspecto da ondulação de corrente nos enrolamentos do transformador, diferindo-se apenas por um ganho dado pelo produto $A_e \cdot N_p$.

Figura 3.23 – Forma de onda da tensão sobre um dos enrolamentos do transformador de interfase e densidade de fluxo magnético na mesma coluna do núcleo, para $0 < D \leq 0,33$.



Fonte: Próprio autor, com base em [101].

Fazendo uso da lei de Faraday em conjunto com os dados da Figura 3.23, pode-se escrever

$$v = N_p \frac{d\phi}{dt} = N_p A_e \frac{dB}{dt} = N_p A_e \frac{\Delta B}{DT_s} = \frac{2}{3} V_{Bus}, \quad (3.66)$$

onde N_p é o número de voltas do enrolamento.

Assim, a área da seção transversal do núcleo é definida como

$$A_e = \frac{2}{3} \left[\frac{V_{Bus} D}{N_p (\Delta B) f_s} \right]. \quad (3.67)$$

Assumindo-se que a máxima densidade de corrente do enrolamento é J_{max} (A/cm²), e que a área da seção transversal do condutor é dada por $S_d = I_{1,rms}/J_{max}$, onde $I_{1,rms}$ corresponde ao valor eficaz da corrente do enrolamento, então a seguinte relação é obtida

$$K_w A_w = N_p (I_{1,rms}/J_{max}). \quad (3.68)$$

Na expressão anterior, A_w é a área da janela do núcleo e K_w é o fator de utilização da janela, normalmente escolhido entre 0,3 e 0,4 para projeto de transformadores. Isolando-se A_w de (3.68) e multiplicando-se o resultado por (3.67), chega-se no produto de áreas, dado por (3.69), o qual permite escolher um tamanho adequado para o núcleo.

$$AP_{(D \leq 0,33)} = A_e A_w = \frac{2}{9} \left[\frac{P_{out}}{K_w J_{max} (\Delta B) f_s} \right] \quad (3.69)$$

Realizando-se essa mesma análise para a segunda e a terceira região de operação, determina-se os resultados contidos na Tabela 3.7, a qual também inclui as expressões para obtenção do número de voltas (derivadas de A_e). Uma análise mais detalhada a respeito do projeto do transformador pode ser encontrada em [101].

Tabela 3.7 – Equações de projeto do transformador de interfase: produto de áreas (AP) e número de voltas (N_p) para cada região de operação.

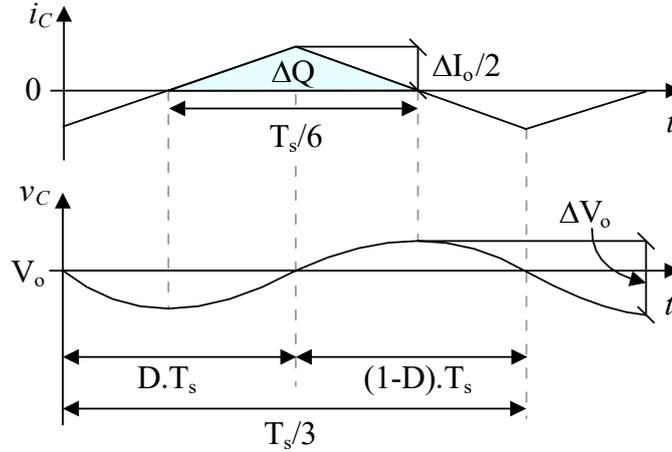
	$0 < D \leq 0,33$	$0,33 < D \leq 0,66$	$0,66 < D \leq 1$
AP	$\frac{2P_{out}}{9K_w J_{max} (\Delta B) f_s}$	$\frac{2P_{out}}{27DK_w J_{max} (\Delta B) f_s}$	$\frac{2(1-D)P_{out}}{9DK_w J_{max} (\Delta B) f_s}$
N_p	$\frac{2}{3} \left[\frac{V_{Bus} D}{A_e (\Delta B) f_s} \right]$	$\frac{2}{9} \left[\frac{V_{Bus}}{A_e (\Delta B) f_s} \right]$	$\frac{2}{3} \left[\frac{V_{Bus} (1-D)}{A_e (\Delta B) f_s} \right]$

Fonte: Próprio autor.

3.4.4 Dimensionamento do Capacitor da Saída

O dimensionamento do capacitor de saída pode ser feito seguindo os mesmos procedimentos utilizados para o conversor *buck* convencional. Nesse caso, deseja-se que a impedância do capacitor na frequência de comutação seja muito menor que a impedância da carga, de modo que toda ondulação presente na corrente do indutor seja desviada para o terra do circuito. Como resultado dessa análise, obtém-se as formas de onda da tensão e da corrente no capacitor de saída, conforme ilustrado na Figura 3.24.

Observa-se que quando a corrente no capacitor é positiva, o capacitor é carregado e sua tensão cresce do mínimo até o máximo. Esta variação na tensão pode ser relacionada

Figura 3.24 – Formas de onda de tensão e corrente no capacitor de saída.

Fonte: Próprio autor.

à variação da carga acumulada, segundo

$$\Delta Q = C_o \cdot \Delta V_o. \quad (3.70)$$

Concomitantemente, pode-se definir a carga como a integral da corrente no tempo, que neste caso equivale à área destacada na Figura 3.24. Ou seja,

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta I_o}{2} \cdot \frac{T_s}{6} = \frac{\Delta I_L \cdot T_s}{24}. \quad (3.71)$$

Substituindo-se (3.71) em (3.70) e manipulando-se o resultado encontrado, obtém-se o valor da capacitância para uma dada ondulação de tensão especificada, segundo (3.72). Nessa expressão é interessante observar que o dimensionamento do capacitor de filtro também depende da região de operação, visto que seu valor é obtido com base em ΔI_o . Destaca-se ainda que, para uma mesma ondulação de corrente, o resultado encontrado por meio de (3.72) é três vezes menor do que aquele encontrado para o conversor *buck* clássico, o que permite reduzir significativamente o capacitor de saída.

$$C_o = \frac{\Delta I_o}{24 f_s \Delta V_o} \quad (3.72)$$

3.4.5 Exemplo de Projeto do Conversor CC-CC Bidirecional

O dimensionamento dos componentes do estágio de potência do conversor CC-CC estudado nesse capítulo foi realizado consoante às especificações elétricas da Tabela 3.8, válidas tanto para o conversor das baterias quanto para o conversor dos supercapacitores. Salienta-se que as equações que permitem avaliar os esforços de corrente e de tensão nos componentes foram obtidas analiticamente em [101], sendo omitidas neste trabalho.

Assim, com base nos parâmetros da Tabela 3.8 verifica-se que a razão cíclica pode variar entre 0,265 e 0,333. Nesse caso, de acordo com a região de operação (ver Figura 3.22),

Tabela 3.8 – Especificações de projeto do conversor CC-CC bidirecional.

Especificações	Valores
Tensão de Entrada	600 V – 680 V
Tensão de Saída	180 V – 200 V
Potência Máxima Processada	10 kW
Frequência de Comutação	15 kHz
Ondulação de Corrente no Indutor de Saída	8%
Ondulação de Tensão no Capacitor de Saída	1%

Fonte: Próprio autor.

a máxima ondulação de corrente ocorre para $D = 0,265$. Logo, especificando-se ΔI_o para a menor corrente de saída, de maneira que a ondulação máxima seja assegurada em todas as condições de operação, obtém-se (3.73). As informações referentes à construção física do indutor de saída estão dispostas na Tabela 3.9.

$$L_o = \frac{680 \cdot (1 - 3 \cdot 0,265) \cdot 0,265}{3 \cdot 15000 \cdot 4} \approx 205 \mu\text{H} \quad (3.73)$$

Tabela 3.9 – Parâmetros construtivos do indutor de saída.

Especificações	Valores
Indutância	202,8 μF
Núcleo Utilizado	MMT052T7725 Magmattec [®] (toroidal)
Número de Espiras	65
Condutor Utilizado	AWG 17
Número de Condutores em Paralelo	10
Elevação de Temperatura Estimada	47,16 °C

Fonte: Próprio autor.

A capacitância mínima de saída é determinada para a ondulação máxima de corrente definida anteriormente e para uma ondulação máxima de tensão igual a $\Delta V_o = 1\% \cdot 180\text{V}$, resultando em (3.74). Considerando-se tais restrições e disponibilidade de componentes no laboratório, optou-se por utilizar um capacitor de filme de 20 μF / 300 V, fabricado pela EPCOS[®].

$$C_o \geq \frac{4}{24 \cdot 15000 \cdot (1\% \cdot 180)} = 6,17 \mu\text{F} \quad (3.74)$$

O transformador de interfase, por sua vez, foi dimensionado com base na segunda coluna da Tabela 3.7, tendo em vista que a região de operação ficou limitada em $0 \leq D \leq 0,33$. Desse modo, escolhendo-se o ferrite como material do núcleo, um fator de ocupação da janela de $K_w = 0,35$, uma densidade de corrente de $J_{max} = 350 \text{ A/cm}^2$, e uma densidade

de fluxo máxima de $B_{max} = 0,2$ T (para a condição de aproximadamente 100 mW/cm³), determina-se

$$AP = \frac{2}{9} \left[\frac{10000}{0,35 \cdot 400 \cdot (2 \cdot 0,2)15000} \right] \cdot 10^4 = 26,46 \text{ cm}^4. \quad (3.75)$$

Perante o resultado anterior, selecionou-se o núcleo U/100/57/25 da Ferroxcube[®], o qual possui uma seção transversal $A_e = 6,45$ cm² e uma área da janela $A_w = 16,104$ cm². A disposição dos núcleos para formar o transformador de três fases se assemelha aquela apresentada em [103]. Visto que eles não ficaram simetricamente espaçados, existe uma diferença entre a indutância própria da coluna central em relação às colunas laterais. No entanto, conforme apresentado mais à frente, a estratégia de controle fica responsável por corrigir essa não idealidade, mantendo as correntes balanceadas. A Tabela 3.10 abrange os demais aspectos construtivos concernentes ao transformador de interfase.

Tabela 3.10 – Parâmetros construtivos do transformador de interfase.

Especificações	Valores
Núcleo Utilizado	U/100/57/25 Ferroxcube [®]
Número de Espiras por Enrolamento	35
Condutor Utilizado	AWG 17
Número de Condutores em Paralelo	4
Elevação de Temperatura Estimada	27,97 °C

Fonte: Próprio autor.

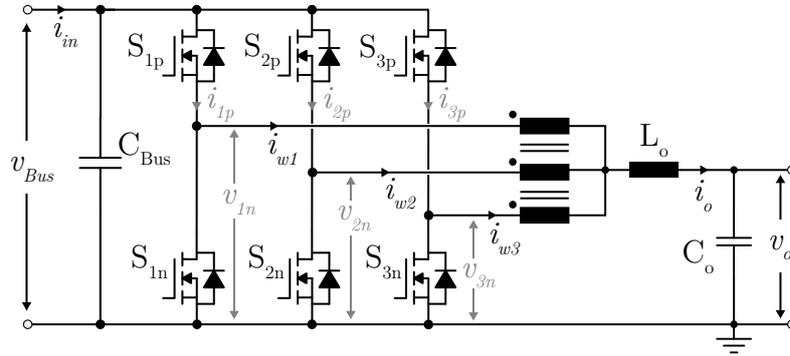
3.5 MODELAGEM DINÂMICA DO CONVERSOR CC-CC BIDIRECIONAL E PROJETO DOS CONTROLADORES

O primeiro desafio a ser superado na modelagem de conversores estáticos é a descontinuidade gerada pelo processo de comutação. Essa descontinuidade, aliada a outras não linearidades do circuito, impossibilita a aplicação direta das ferramentas utilizadas na análise de circuitos lineares [104].

Felizmente, na maioria das vezes, o período de comutação é significativamente menor do que as constantes de tempo do conversor, o que permite aproximar as grandezas instantâneas por seus valores médios calculados para um período de comutação, sem que haja perda de informação relacionada à dinâmica que se deseja controlar [104, 105]. O modelo resultante dessa aproximação é denominado modelo médio de grandes sinais.

Uma maneira simples de se obter o modelo médio de grandes sinais consiste em substituir os semicondutores passivos e ativos – que são os verdadeiros elementos não lineares do circuito – por fontes dependentes de tensão ou de corrente [105]. Para facilitar o entendimento dessa abordagem, a Figura 3.25 apresenta novamente o conversor estudado nesse capítulo, com destaque para as grandezas de interesse.

Figura 3.25 – Circuito equivalente do conversor CC-CC bidirecional baseado em célula de comutação de quatro estados (4SSC).



Fonte: Próprio autor.

Com base no circuito da Figura 3.25 e considerando-se a função comutação (s_{kp}) definida em (3.52), para $k \in \{1, 2, 3\}$, sabe-se que quando $s_{kp} = 1$ o interruptor S_{kp} está em condução e o interruptor S_{kn} está bloqueado. Nessas condições, a corrente que circula por S_{kp} é igual a i_{wk} , enquanto a tensão sobre S_{kn} vale v_{Bus} . Em termos matemáticos, pode-se escrever as correntes instantâneas nos interruptores superiores e as tensões instantâneas sobre os interruptores inferiores, segundo (3.76) e (3.77), respectivamente.

$$i_{kp} = s_{kp}i_k \quad (3.76)$$

$$v_{kn} = s_{kp}v_{Bus} \quad (3.77)$$

Aplicando-se o conceito de valor médio quase instantâneo em (3.76) e (3.77), obtém-se

$$\langle i_{kp} \rangle = d_k \langle i_k \rangle \quad (3.78)$$

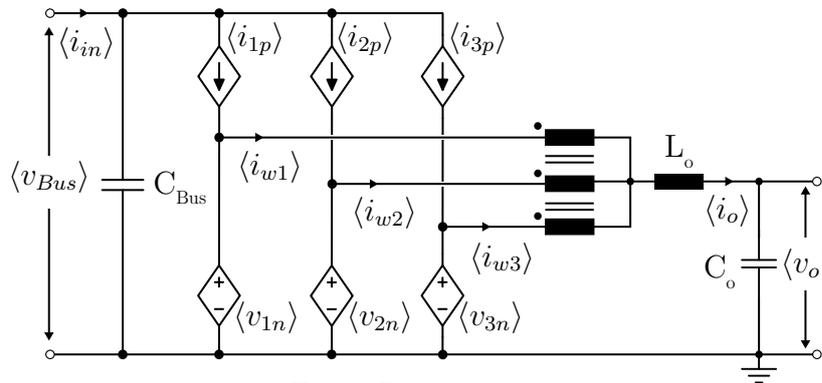
$$\langle v_{kn} \rangle = d_k \langle v_{Bus} \rangle \quad (3.79)$$

Assim, substituindo-se os interruptores por fontes controladas de corrente e de tensão, cujos valores são definidos, na devida ordem, por (3.78) e (3.79), chega-se no modelo médio de grandes sinais representado na Figura 3.26.

De modo a comprovar o modelo encontrado, realizou-se uma simulação dos circuitos comutado e médio, por meio do *software* PSIM[®]. A Figura 3.27 mostra os resultados obtidos durante a partida do conversor e diante de um degrau de 25% aplicado na razão cíclica. Verifica-se que ambos os modelos apresentaram o mesmo comportamento estático-dinâmico, evidenciado pela sobreposição das curvas, seja em relação à corrente de um dos enrolamentos (i_{w1}) ou à tensão de saída (v_o).

Embora o modelo médio de grandes sinais elimine a descontinuidade da corrente e

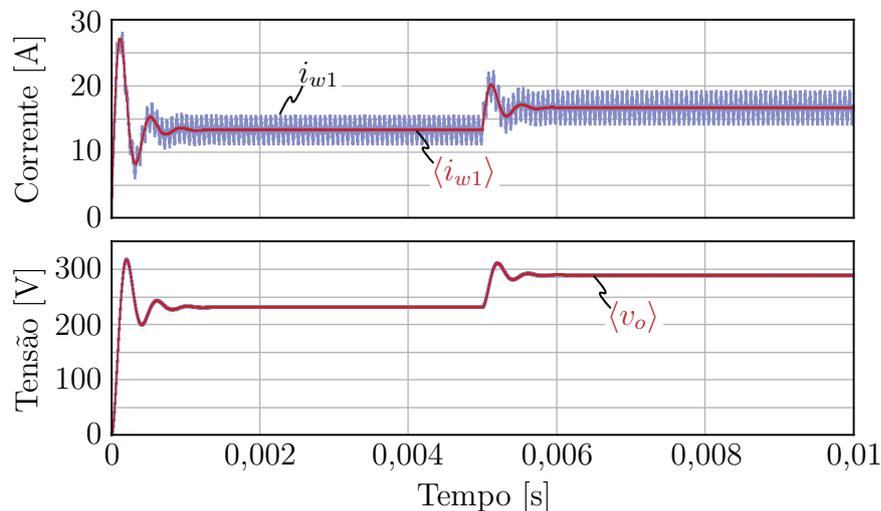
Figura 3.26 – Modelo médio de grandes sinais do conversor CC-CC bidirecional baseado em célula de comutação de quatro estados (4SSC).



Fonte: Próprio autor.

da tensão nos semicondutores, este ainda não é linear pois as grandezas $\langle i_{wk} \rangle$, $\langle v_{Bus} \rangle$ e d_k podem variar no tempo. Dessa forma, a multiplicação entre duas grandezas variáveis, conforme (3.78) e (3.79), resulta numa não linearidade [106]. Para contornar esse problema, recorre-se a técnicas de linearização [107, 108], que resultam em modelos médios de pequenos sinais válidos para pequenas perturbações em torno do ponto de operação. Matematicamente, tais modelos podem ser descritos por funções de transferência, como apresentado a seguir.

Figura 3.27 – Comparação entre o modelo comutado e o modelo médio de grandes sinais, durante a partida do conversor e diante de um degrau de 25% na razão cíclica (em $t = 0,005$ s).



Fonte: Próprio autor.

3.5.1 Estratégia para Balanceamento de Corrente

No caso dos conversores baseados em células de comutação de múltiplos estados, assim como dos conversores intercalados, pode existir circulação de corrente entre as fases conectadas em paralelo, devido às não idealidades do circuito. Por consequência, o fluxo magnético no núcleo do transformador de interfase apresentará um valor médio

diferente de zero, levando assim o núcleo à saturação [99, 109, 110]. Objetivando atingir um compartilhamento igualitário das correntes em cada fase, deve-se adotar alguma técnica de balanceamento, seja ela ativa ou passiva.

Neste trabalho, optou-se por utilizar uma técnica ativa baseada na transformada de Lunze, conforme proposto em [99]. Em geral, para um sistema acoplado de N fases, essa transformada converte as variáveis originais do circuito em $(N - 1)$ variáveis de modo diferencial e uma variável de modo comum [99, 111]. A matriz genérica que descreve a transformada de Lunze é dada por

$$\mathbf{T}_L = \frac{1}{N} \begin{bmatrix} (N-1) & -1 & \cdots & -1 & -1 \\ -1 & (N-1) & \cdots & -1 & -1 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 1 & 1 & \cdots & 1 & 1 \end{bmatrix}_{N \times N} \quad (3.80)$$

Sendo assim, considerando-se um conversor acoplado de três fases, como é o caso desse trabalho, pode-se representar as correntes de modo comum (i_{cm}) e de modo diferencial ($i_{dm1,2}$) segundo (3.81). A transformação inversa é dada por (3.82).

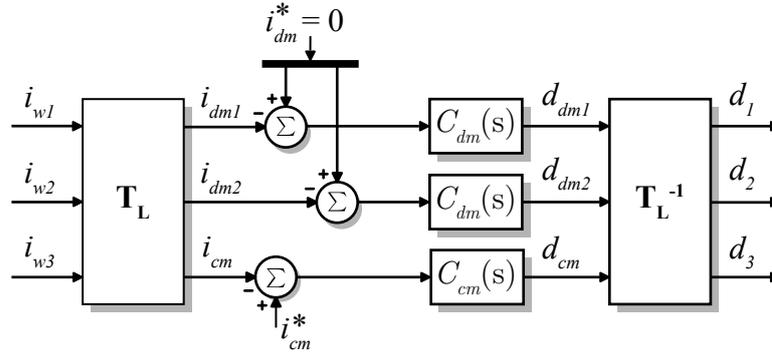
$$\begin{bmatrix} i_{dm1} \\ i_{dm2} \\ i_{cm} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \underbrace{\begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{T}_L} \begin{bmatrix} i_{w1} \\ i_{w2} \\ i_{w3} \end{bmatrix} \quad (3.81)$$

$$\begin{bmatrix} i_{w1} \\ i_{w2} \\ i_{w3} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 \\ -1 & -1 & 1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{T}_L^{-1}} \begin{bmatrix} i_{dm1} \\ i_{dm2} \\ i_{cm} \end{bmatrix} \quad (3.82)$$

A Figura 3.28 mostra o diagrama de blocos da estratégia de controle adotada para os conversores CC-CC baseados em células de comutação de quatro estados. Nota-se que as três correntes (i_{w1} , i_{w2} e i_{w3}), referentes a cada fase do conversor, são medidas e convertidas para correntes de modo comum e de modo diferencial, por meio da transformada de Lunze (\mathbf{T}_L). De acordo com [99], o controle projetado para a componente de modo comum (C_{cm}) deve ser mais rápido e sua referência (i_{cm}^*) é proporcional à corrente de saída (I_o), isto é, $i_{cm}^* = I_o/3$. Em contrapartida, os controladores das componentes diferenciais (C_{dm}) devem apresentar uma dinâmica lenta e sua referência é mantida em zero, a fim de se evitar a circulação de corrente entre os enrolamentos.

Visando projetar adequadamente os controladores e garantir a estabilidade do sistema, apresenta-se na próxima seção os procedimentos para obtenção dos modelos

Figura 3.28 – Diagrama de blocos da técnica ativa de balanceamento de corrente por meio da transformada de Lunze.



Fonte: Próprio autor.

dinâmicos que relacionam as correntes de modo comum/diferencial com as respectivas razões cíclicas.

3.5.1.1 Obtenção do Modelo Dinâmico de Pequenos Sinais para o Controle da Corrente

Partindo-se do modelo médio de grandes sinais, apresentado na Figura 3.26, e do modelo elétrico equivalente do transformador de interfase, já analisado previamente, chega-se em (3.83), onde R_w representa a resistência intrínseca dos enrolamentos do transformador de interfase.

$$\begin{aligned}
 \langle v_{w1} \rangle &= L \frac{d\langle i_{w1} \rangle}{dt} - M \frac{d\langle i_{w2} \rangle}{dt} - M \frac{d\langle i_{w3} \rangle}{dt} = d_1 \langle v_{Bus} \rangle - R_w \langle i_{w1} \rangle - L_o \frac{d\langle i_o \rangle}{dt} - \langle v_o \rangle \\
 \langle v_{w2} \rangle &= -M \frac{d\langle i_{w1} \rangle}{dt} + L \frac{d\langle i_{w2} \rangle}{dt} - M \frac{d\langle i_{w3} \rangle}{dt} = d_2 \langle v_{Bus} \rangle - R_w \langle i_{w2} \rangle - L_o \frac{d\langle i_o \rangle}{dt} - \langle v_o \rangle \\
 \langle v_{w3} \rangle &= -M \frac{d\langle i_{w1} \rangle}{dt} - M \frac{d\langle i_{w2} \rangle}{dt} + L \frac{d\langle i_{w3} \rangle}{dt} = d_3 \langle v_{Bus} \rangle - R_w \langle i_{w3} \rangle - L_o \frac{d\langle i_o \rangle}{dt} - \langle v_o \rangle
 \end{aligned} \quad (3.83)$$

Embora, na prática, a indutância própria (L) e a indutância mútua (M) não são semelhantes para todos os enrolamentos, devido à disposição dos núcleos, considerou-se para esta análise um transformador ideal. Isso porque, dado que o sistema funcionará em malha fechada, o próprio controlador se encarregará de corrigir essa diferença.

Sendo assim, pode-se reescrever (3.83) na forma matricial como

$$\mathbf{L}_w \frac{d\vec{i}_w}{dt} = \vec{d} \langle v_{Bus} \rangle - \mathbf{R}_w \vec{i}_w - \mathbf{L}_o \frac{d\langle i_o \rangle}{dt} - \vec{v}_o, \quad (3.84)$$

em que

$$\mathbf{L}_w = \begin{bmatrix} L & -M & -M \\ -M & L & -M \\ -M & -M & L \end{bmatrix}, \mathbf{R}_w = \begin{bmatrix} R_w & 0 & 0 \\ 0 & R_w & 0 \\ 0 & 0 & R_w \end{bmatrix}, \vec{i}_w = \begin{bmatrix} \langle i_{w1} \rangle \\ \langle i_{w2} \rangle \\ \langle i_{w3} \rangle \end{bmatrix}, \vec{d} = \begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \\ d_3 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{L}_o = L_o \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^T \text{ e } \vec{v}_o = \langle v_o \rangle \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^T$$

Aplicando-se a transformada de Lunze ao vetor de corrente \vec{i}_w e substituindo-se o resultado em (3.84), obtém-se

$$\mathbf{L}_w \mathbf{T}_L^{-1} \frac{d\vec{i}_{dm,cm}}{dt} = \vec{d} \langle v_{Bus} \rangle - \mathbf{R}_w \mathbf{T}_L^{-1} \vec{i}_{dm,cm} - \mathbf{L}_o \frac{d\langle i_o \rangle}{dt} - \vec{v}_o \quad (3.85)$$

Fazendo uso da transformada em (3.85), determina-se

$$\underbrace{\mathbf{T}_L \mathbf{L}_w \mathbf{T}_L^{-1}}_{\mathbf{L}_{dm,cm}} \frac{d\vec{i}_{dm,cm}}{dt} = \underbrace{\mathbf{T}_L \vec{d}}_{\vec{d}_{dm,cm}} \langle v_{Bus} \rangle - \underbrace{\mathbf{T}_L \mathbf{R}_w \mathbf{T}_L^{-1}}_{\mathbf{R}_w} \vec{i}_{dm,cm} - \underbrace{\mathbf{T}_L \mathbf{L}_o}_{\mathbf{L}_{cm}} \frac{d\langle i_o \rangle}{dt} - \underbrace{\mathbf{T}_L \vec{v}_o}_{\vec{v}_{cm}}, \quad (3.86)$$

onde

$$\mathbf{L}_{dm,cm} = \begin{bmatrix} L+M & 0 & 0 \\ 0 & L+M & 0 \\ 0 & 0 & L-2M \end{bmatrix}, \vec{i}_{dm,cm} = \begin{bmatrix} \langle i_{dm1} \rangle & \langle i_{dm2} \rangle & \langle i_{cm} \rangle \end{bmatrix}^T$$

$$\vec{d}_{dm,cm} = \begin{bmatrix} d_{dm1} & d_{dm2} & d_{cm} \end{bmatrix}^T, \vec{v}_{cm} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \langle v_o \rangle \end{bmatrix}^T, \mathbf{L}_{cm} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & L_o \end{bmatrix}^T$$

Tendo em vista que $i_o = i_{w1} + i_{w2} + i_{w3}$ e que $i_{cm} = (i_{w1} + i_{w2} + i_{w3})/3$, então

$$\langle i_o \rangle = 3\langle i_{cm} \rangle \therefore L_o \frac{d\langle i_o \rangle}{dt} = 3L_o \frac{d\langle i_{cm} \rangle}{dt} \quad (3.87)$$

Adicionalmente, com base em (3.50), sabe-se que $M = 0,5L$, logo a última linha da matriz $\mathbf{L}_{dm,cm}$ é nula. Isso significa que o transformador de interfase não oferece indutância de modo comum.

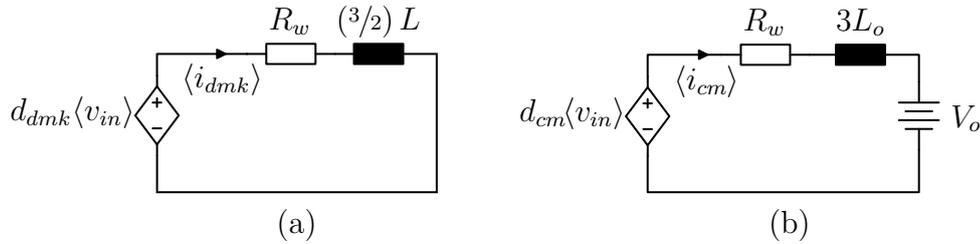
Assim, substituindo-se (3.87) em (3.86), obtém-se um modelo desacoplado, de

acordo com

$$\begin{bmatrix} \frac{3}{2}L & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2}L & 0 \\ 0 & 0 & 3L_o \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \langle i_{dm1} \rangle \\ \langle i_{dm2} \rangle \\ \langle i_{cm} \rangle \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_{dm1} \\ d_{dm2} \\ d_{cm} \end{bmatrix} \cdot \langle v_{Bus} \rangle - \begin{bmatrix} R_w & 0 & 0 \\ 0 & R_w & 0 \\ 0 & 0 & R_w \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \langle i_{dm1} \rangle \\ \langle i_{dm2} \rangle \\ \langle i_{cm} \rangle \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \langle v_o \rangle \end{bmatrix} \quad (3.88)$$

Devido à dinâmica extremamente lenta da tensão da bateria e dos supercapacitares, do ponto de vista da malha de controle da corrente, é válido considerar a tensão de saída constante. Desse modo, pode-se representar o modelo descrito em (3.88), por meio de dois circuitos equivalentes: um para as componentes de modo diferencial e outro para as componentes de modo comum (c.f. Figura 3.29).

Figura 3.29 – Circuitos equivalentes: (a) modo diferencial e (b) modo comum.



Fonte: Próprio autor, com base em [99].

A linearização do modelo é feita considerando-se que o conversor tem um comportamento linear em torno de um ponto de operação qualquer X (valor CC), desde que as perturbações \hat{x} (parcela CA) em torno desse ponto sejam suficientemente pequenas [108, 104]. Dessa forma, pode-se definir todas as variáveis dinâmicas do sistema pela soma das duas parcelas, conforme

$$\begin{cases} \vec{i}_{dm,cm} = \vec{I}_{dm,cm} + \hat{i}_{dm,cm} \\ \vec{d}_{dm,cm} = \vec{D}_{dm,cm} + \hat{d}_{dm,cm} \\ \langle v_{Bus} \rangle = V_{Bus} + \hat{v}_{Bus} \end{cases} \quad (3.89)$$

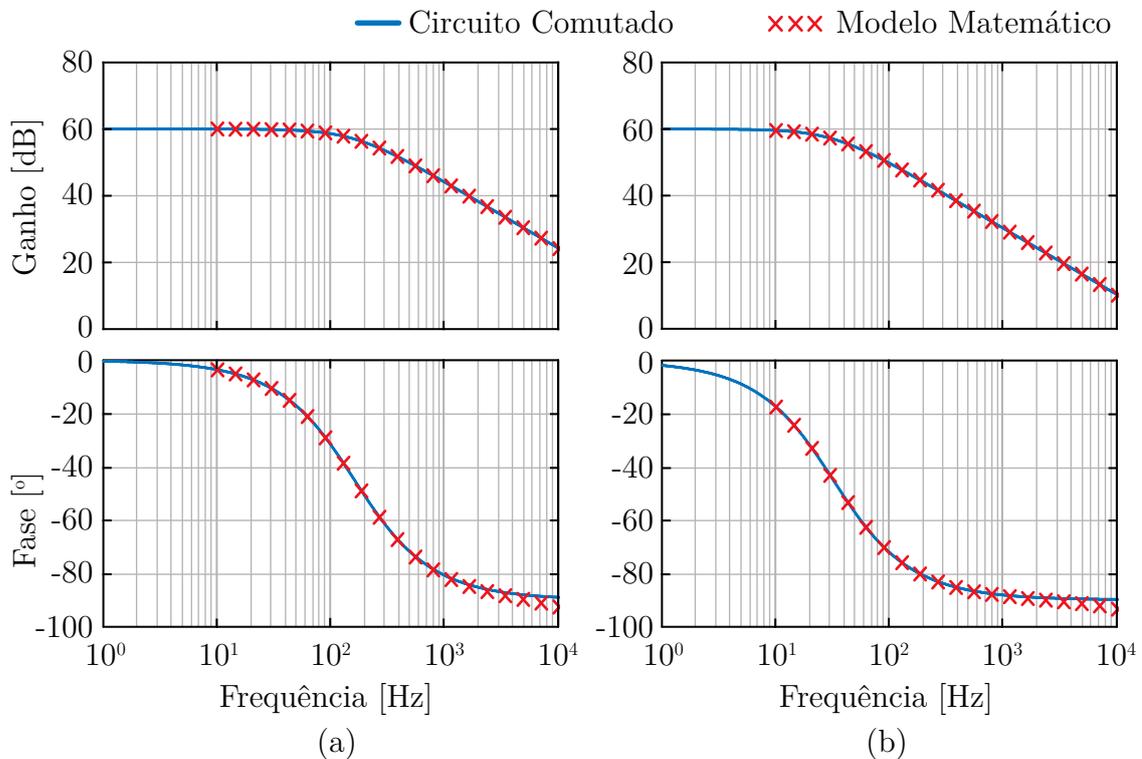
Como o objetivo é encontrar as funções de transferência que relacionam as correntes i_{dmk} e i_{cm} com as respectivas razões cíclicas, pode-se considerar a tensão de entrada como uma perturbação, de modo que $\hat{v}_{Bus} \approx 0$. Assim, substituindo-se (3.89) nos circuitos da Figura 3.29 e aplicando-se a transformada de Laplace, chega-se nos modelos de pequenos sinais para o modo diferencial e para o modo comum, segundo (3.90) e (3.91), respectivamente.

$$G_{idm}(s) = \frac{\hat{i}_{dmk}(s)}{\hat{d}_{dmk}(s)} = \frac{V_{Bus}}{\left(\frac{3L}{2}\right)s + R_w} \quad (3.90)$$

$$G_{icm}(s) = \frac{\hat{i}_{cm}(s)}{\hat{d}_{cm}(s)} = \frac{V_{Bus}}{3L_o s + R_w} \quad (3.91)$$

A fim de verificar a validade do modelo calculado, utilizou-se a função “AC Sweep” do software PSIM[®], que permite obter a resposta em frequência do conversor comutado para pequenos sinais. Essa ferramenta é responsável por introduzir pequenas perturbações na razão cíclica do conversor, fazendo uma varredura de frequência dentro de uma faixa escolhida. Para cada um destes sinais, ela extrai a resposta do conversor, gerando assim o diagrama de Bode. Na Figura 3.30 é possível notar que as curvas do modelo comutado e do modelo de pequenos sinais se encontram sobrepostas, validando assim a análise realizada.

Figura 3.30 – Validação no domínio da frequência dos modelos de pequenos sinais para: (a) modo comum e (b) modo diferencial.



Fonte: Próprio autor.

3.5.1.2 Projeto dos Controladores da Malha de Corrente

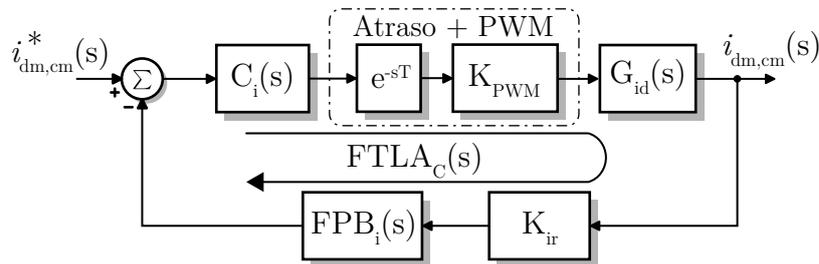
Com as funções de transferência já definidas, é realizado o projeto dos controladores das correntes de modo comum e de modo diferencial. Neste trabalho, optou-se por implementar o controle de forma digital devido às diversas vantagens que esta abordagem apresenta em comparação com a implementação analógica. Por exemplo, resalta-se a alta confiabilidade, menor vulnerabilidade à temperatura e precisão dos componentes, possibilidade de implementação de controles avançados (não lineares ou com multivariáveis), facilidade no ajuste do compensador, capacidade de executar outras funções como proteção e monitoramento, além de dispensar um grande número de componentes. Em

contrapartida, tem-se a inserção de atrasos na malha de controle, limitação na largura de banda e o fato da amostragem do sinal não ser em tempo real [112, 113]. Problemas estes que devem ser considerados durante o projeto.

Em se tratando de controladores digitais, existem basicamente dois métodos para a realização do projeto. O primeiro leva em consideração o modelo da planta no tempo contínuo e no domínio “s”. Por consequência, o controlador é obtido com estas características e depois convertido para o tempo discreto no domínio “z”, aplicando-se transformações matemáticas. O outro método é realizado diretamente no domínio “z” considerando-se, para isso, a planta já discretizada. Esse método, normalmente, apresenta uma melhoria significativa no desempenho do controlador [113]. Contudo, por ser de maior domínio do autor, optou-se pelo projeto no tempo contínuo e posterior discretização.

Dito isso, a partir da Figura 3.28, pode-se migrar para o diagrama de blocos simplificado da Figura 3.31, o qual é válido tanto para o controle das correntes de modo comum quanto das correntes de modo diferencial. Observa-se que uma função de atraso (e^{-sT}) foi inserida no diagrama objetivando representar os efeitos da implementação digital.

Figura 3.31 – Malha de controle das correntes de modo comum/diferencial, considerando-se o atraso provocado pela implementação digital.



Fonte: Próprio autor.

Com o intuito de atenuar o ruído de alta frequência, bem como evitar problemas de *aliasing* no processo de amostragem, adicionou-se um filtro passa-baixa de primeira ordem na realimentação, cuja função de transferência é dada por

$$FPB_i(s) = \frac{\omega_b}{s + \omega_b} = \frac{2\pi(1,5 \text{ kHz})}{s + 2\pi(1,5 \text{ kHz})}, \quad (3.92)$$

sendo ω_b a frequência de corte em rad/s.

O ganho do sensor de corrente (K_{ir}) pode ser considerado unitário, já que é possível compensá-lo por meio do código implementado no dispositivo lógico programável, trabalhando-se assim com os valores reais de corrente. Outra alternativa, visando utilizar a máxima resolução do microcontrolador, consiste em trabalhar com valores por unidade (pu). Para tanto, é necessário definir a corrente base do sistema (I_B), a qual representa a máxima corrente lida pelo sensor, sem que o limite de tensão na entrada do conversor

análogo-digital (AD) seja ultrapassado. Nesse caso, o ganho da realimentação é dado por

$$K_{ir} = \frac{1}{I_B}, \quad (3.93)$$

o que significa que os sinais realimentados irão variar entre -1 e 1, caracterizando a operação em pu (o intervalo negativo se deve à bidirecionalidade do conversor.)

A título de exemplo, se a máxima tensão permitida na entrada do conversor AD é de 3,3 V – valor equivalente a 1 pu dentro do microcontrolador – e a máxima corrente que se deseja medir é de 25 A, então a corrente base do sistema vale $I_B = 25$ A. Nesse caso, deve-se garantir que quando o sensor medir 25 A, a tensão na saída do circuito de condicionamento seja igual a 3,3 V.

O módulo PWM (*Pulse Width Modulation*), por sua vez, tem como função converter o sinal de controle, oriundo da saída do controlador, em pulsos de comando para o acionamento dos interruptores. Conforme analisado em [112, 75], o seu ganho é definido por (3.94), o qual é válido tanto para portadoras triangulares como para portadoras dente de serra. Na referida equação, V_{tri} representa a amplitude da portadora que, nesse trabalho, foi considerada unitária (i.e. $K_{PWM} = 1$) para que a razão cíclica varie entre 0 e 1, consoante a normalização da variável a ser controlada.

$$K_{PWM} = \frac{1}{V_{tri}}. \quad (3.94)$$

Uma vez determinados todos os blocos do diagrama, o projeto do controlador pode ser realizado empregando-se o método da resposta em frequência. A análise inicia-se a partir da função de transferência de laço aberto não compensada [75], a qual é definida pela multiplicação em cascata das funções de transferência contidas no laço (desconsiderando o controlador), segundo

$$FTLA_{NC,i}(s) = K_{PWM} e^{-sT_s} G_{id}(s) K_i F P B_i(s), \quad (3.95)$$

Com a finalidade de facilitar a análise de $FTLA_{NC,i}(s)$ no domínio da frequência, é comum simplificar o atraso pela aproximação de Padé de primeira ordem [112], como segue

$$e^{-sT_s} \approx \frac{s - \frac{T_s}{2}}{s + \frac{T_s}{2}}, \quad (3.96)$$

em que $T_s = 1/(15 \text{ kHz})$ corresponde ao período de comutação.

Por se tratar de grandezas contínuas e pela simplicidade da planta obtida, optou-se por utilizar controladores do tipo proporcional-integral (PI), conforme (3.97), os quais garantem erro nulo em regime permanente e são de fácil implementação.

$$C_i(s) = K_c \frac{(s + \omega_z)}{s} \quad (3.97)$$

A partir da definição do compensador, pode-se encontrar a função de transferência de laço aberto do sistema compensado, $FLLA_{C,i}(s)$, que, em regime permanente senoidal ($s = j\omega$), resume-se à

$$FLLA_{C,i}(j\omega) = K_c \frac{(j\omega + \omega_z)}{j\omega} FLLA_{NC,i}(j\omega) \quad (3.98)$$

Assim, utilizando-se a condição de pertinência de módulo e o conceito de margem de fase, expressos em (3.99) e (3.100), respectivamente, encontram-se (3.101) e (3.102), que possibilitam calcular o ganho K_c e a frequência ω_z , na devida ordem. Salienta-se que uma análise mais detalhada a este respeito pode ser consultada em [75].

$$|FLLA_{C,i}(j\omega)|_{\omega=\omega_c} = 1 \quad (3.99)$$

$$MF = 180^\circ + \angle FLLA_{C,i}(j\omega)|_{\omega=\omega_c} \quad (3.100)$$

$$K_c = \frac{\omega_c}{\sqrt{\omega_c^2 + \omega_z^2}} \frac{1}{|FLLA_{C,i}(j\omega_c)|} \quad (3.101)$$

$$\omega_z = \frac{\omega_c}{\tan [MF - 90^\circ - \angle FLLA_{C,i}(j\omega_c)]} \quad (3.102)$$

Devido à dependência das funções de transferência, $G_{idm}(s)$ e $G_{icm}(s)$, com relação a tensão de entrada, e pelo fato desta apresentar uma faixa de variação (c.f. Tabela 3.8), considerou-se por garantia o pior caso, que corresponde à máxima tensão: $V_{Bus} = 680V$. Isso se deve ao fato do sistema possuir um ganho maior em tal condição. Caso o projeto fosse realizado para a menor tensão, quando o sistema operasse no valor máximo, o aumento do ganho poderia levá-lo a instabilidade.

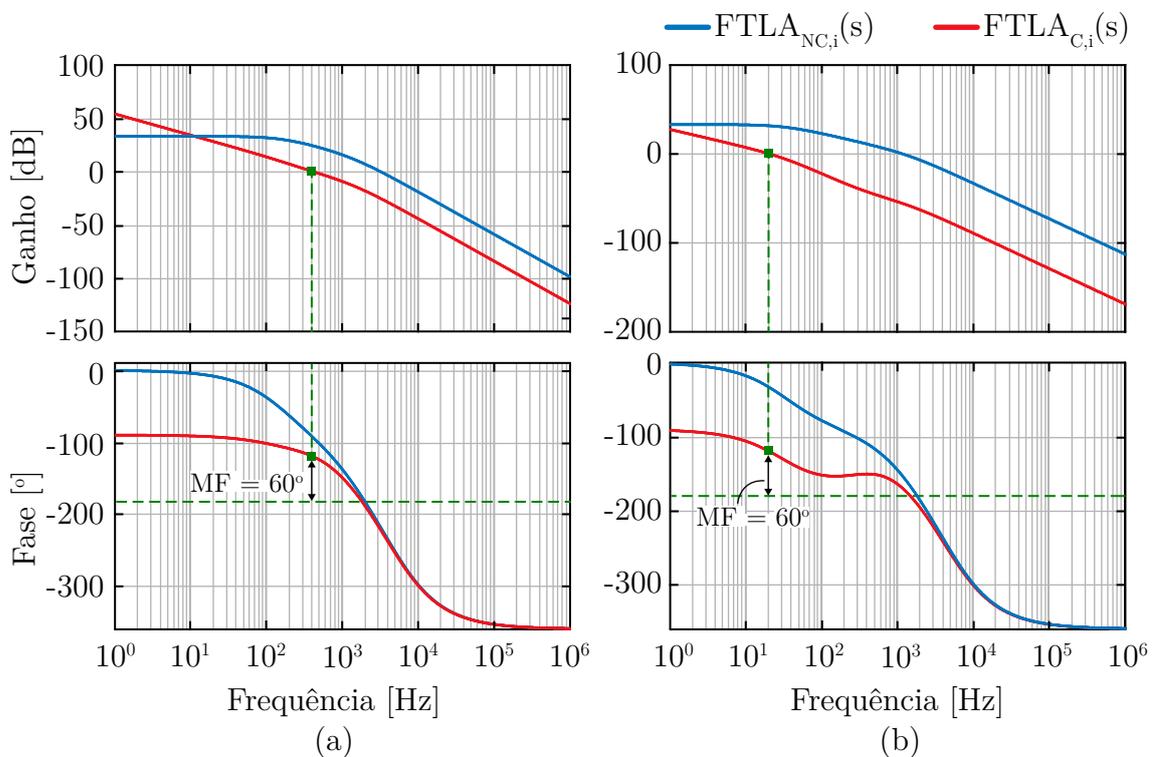
Assim sendo, os parâmetros do controlador da corrente de modo comum foram definidos alocando-se a margem de fase em $MF = 60^\circ$ e a frequência de cruzamento em $f_c = 400 \text{ Hz}$ ($\omega_c = 2,513 \text{ krad/s}$). Já os parâmetros dos controladores das correntes de modo diferencial foram obtidos para uma margem de fase de $MF = 60^\circ$ e uma frequência de cruzamento de $f_c = 20 \text{ Hz}$ ($\omega_c = 125,66 \text{ rad/s}$). A Tabela 3.11 resume as especificações de projeto e os controladores obtidos para o balanceamento das correntes nos conversores CC-CC baseados em célula de comutação de quatro estados. Destaca-se que esses dados foram utilizados tanto no conversor conectado ao banco de baterias, como no conversor conectado ao banco de supercapacitores, pois só dependem dos parâmetros do transformador de interfase. Sendo assim, a Figura 3.32 mostra a resposta em frequência do sistema compensado, na qual se verifica que as especificações de projeto foram satisfeitas.

Tabela 3.11 – Especificações dos controladores de corrente utilizados nos conversores CC-CC bidirecionais.

Parâmetros	Modo Comum	Modo Diferencial
Margem de Fase (MF)	60°	60°
Frequência de Cruzamento (ω_c)	$2\pi(400 \text{ Hz})$	$2\pi(20 \text{ Hz})$
Ganho do Controlador (K_c)	0,085	0,00176
Frequência do Zero do Controlador (ω_z)	984,52 rad/s	2107 rad/s

Fonte: Próprio autor.

Figura 3.32 – Resposta em frequência do sistema compensado $FLTA_{C,i}(s)$ para: (a) modo comum e (b) modo diferencial.



Fonte: Próprio autor.

3.5.1.3 Considerações sobre a Implementação Digital

Existem diversos métodos para discretização de compensadores. Em geral, eles consistem em substituir a variável complexa “s” da função de transferência no tempo contínuo, por uma aproximação no tempo discreto. Posteriormente, utilizando-se da propriedade de deslocamento no tempo da transformada Z, obtém-se a equação de diferenças para a implementação digital.

Em [114] é feita uma análise entre diferentes métodos utilizados na discretização do controlador PI. Nota-se que em todos os casos as equações apresentam um formato semelhante ao mostrado em (3.103). Esta é a forma canônica do controlador PI discreto, onde os coeficientes a e b são combinações dos ganhos K_p e K_i do compensador, conforme o método de discretização utilizado. Destaca-se que, com base em (3.97), o ganho do

integrador vale $K_i = K_c \omega_z$, ao passo que o do proporcional vale $K_p = K_c$.

$$y[k] = y[k-1] + a \cdot u[k] + b \cdot u[k-1] \quad (3.103)$$

Embora a forma canônica seja muito útil para modelagem em softwares de análise numérica, esta apresenta alguns problemas em sistemas reais. Um deles é que os ganhos a e b não têm um significado direto, o que dificulta o ajuste na sintonia do compensador, uma vez que qualquer alteração nos ganhos K_p e K_i resulta em um novo cálculo dos ganhos a e b . Outro problema está relacionado com o fenômeno *windup* do integrador [115]. Na forma canônica não é possível tratar o integrador de forma independente, o que dificulta a implementação de técnicas *anti-windup*. Além disso, os ganhos a e b são diferentes para cada método de discretização e, conseqüentemente, o comportamento do controlador também varia.

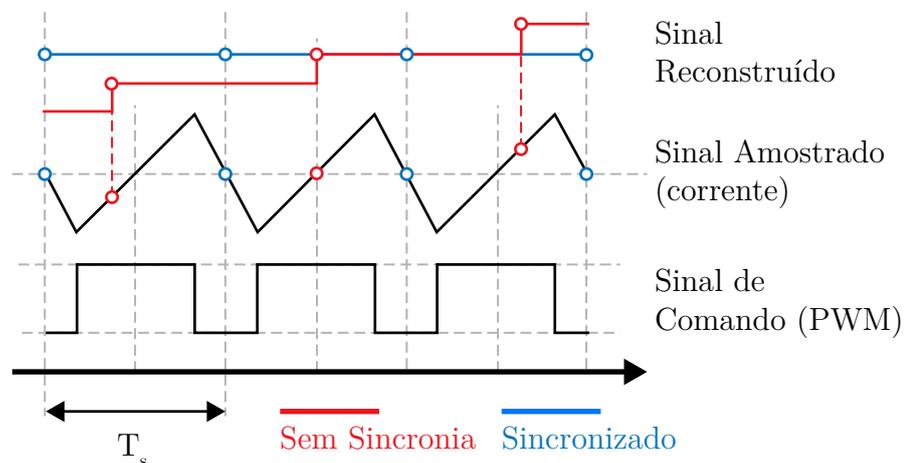
Em razão disso, é recomendável discretizar a ação proporcional e a ação integral de forma independente, de acordo com

$$C_i(z) = \frac{Y(z)}{U(z)} = K_p + K'_i \left(\frac{1}{1-z^{-1}} \right), \quad (3.104)$$

onde a ação integral foi aproximada pelo método *Backward Euler* [112]. Na mesma equação, tem-se $K_p = K_c$ e $K'_i = K_i T_s = (K_c \omega_z) T_s$.

Para garantir a periodicidade na execução da malha de controle, é comum utilizar rotinas de interrupção configuradas para atender ao período de amostragem desejado. Normalmente, a interrupção é sincronizada com o módulo PWM, de modo que a amostragem do conversor AD nunca ocorra nas transições dos pulsos, conforme ilustrado na Figura 3.33. Para tanto, deve-se atentar em configurar o modulador PWM no modo centra-

Figura 3.33 – Exemplificação do sincronismo entre a amostragem e o processo de comutação. Quando a amostragem ocorre sempre no começo (ou no meio) do período de comutação (em azul), o valor médio da corrente é automaticamente obtido.



Fonte: adaptado de [112].

lizado (*center-aligned*). Dessa forma, evita-se as leituras errôneas do sinal de realimentação, provocadas pelo ruído resultante da comutação. Ademais, essa estratégia evita problemas de *aliasing* na amostragem, visto que o sinal reconstruído corresponde sempre ao valor médio da grandeza em questão [112].

Por fim, o Código 3.1 apresenta um exemplo de implementação do controlador PI discreto, adotando-se a linguagem C de programação. Nesse caso, considerou-se uma estratégia de *anti-widup* simples, a qual consiste em saturar a ação integral dentre os limites máximo e mínimo da saída do controlador.

Código 3.1 – Exemplo de implementação do PI discreto com saturação do integrador.

```
1 // Calcula o erro
  erro = I_REF - correnteLida;
3
  // Computa a acao proporcional e integral de forma independente
5 acaoProporcional = KP * erro;

7 acaoIntegral = acaoIntegral + (KI * erro);

9 // Satura o integrador, caso necessario
  if(acaoIntegral > SAIDA_MAXIMA)
11   acaoIntegral = SAIDA_MAXIMA;
  else if(acaoIntegral < SAIDA_MINIMA)
13   acaoIntegral = SAIDA_MINIMA;

15 // Computa a saida total do controlado PI
  saidaDoPI = acaoProporcional + acaoIntegral;
17
  // Satura a saida, caso necessario
19 if(saidaDoPI > SAIDA_MAXIMA)
   saidaDoPI = SAIDA_MAXIMA;
21 else if(saidaDoPI < SAIDA_MINIMA)
   saidaDoPI = SAIDA_MINIMA;
```

Fonte: Próprio autor.

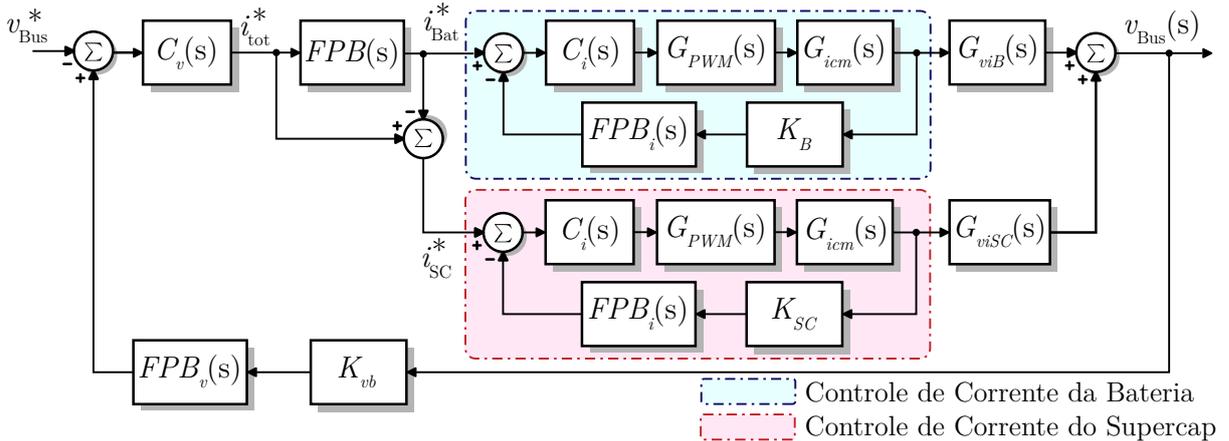
3.5.2 Estratégia para o Controle da Tensão do Barramento CC

Mediante a estratégia de controle descentralizada, discutida no Capítulo 2, o sistema de armazenamento de energia possui duas malhas para o controle da tensão do barramento CC, sendo uma para o Modo II de operação (descarga do HESS) e a outra para o Modo IV (carga do HESS). As referências geradas por cada malha de tensão são somadas para compor a referência total da corrente a ser processada pelos dispositivos armazenadores de energia. Contudo, visto que limitadores de corrente são usados na saída das malhas de tensão, de modo que uma não influencie na outra, ambas operam de forma independente e utilizam os mesmos parâmetros de controle. Em razão disso, o compensador de tensão pode

ser projetado considerando-se apenas uma das malhas externas, conforme apresentado nesta seção.

A Figura 3.34 ilustra o diagrama de blocos da estratégia adotada para regular a tensão do barramento CC, por meio do sistema de armazenamento de energia, em que $G_{PWM}(s)$ engloba o ganho do modulador PWM e o atraso inserido pela atualização da razão cíclica. Observa-se que um filtro passa-baixa, $FPB(s)$, sintonizado em 5 Hz, é usado para extrair o valor médio da referência total de corrente (i_{tot}^*). Esse valor (i_{Bat}^*) é utilizado como referência para o conversor conectado ao banco de baterias, a fim de reduzir os estresses de corrente e, conseqüentemente, aumentar a vida útil do banco. A parcela transitória (i_{SC}^*), por sua vez, é usada como referência para os supercapacitores, visto que estes possuem uma densidade de potência suficiente para fornecer os picos de corrente, sem impactar demasiadamente em sua vida útil.

Figura 3.34 – Diagrama de blocos para controle da tensão do barramento CC, por meio do sistema híbrido de armazenamento de energia.



Fonte: Próprio autor.

Devido ao cascadeamento das malhas de controle, o projeto do compensador de tensão deve considerar a dinâmica da malha interna de corrente. Para evitar isso, é comum projetar a malha de tensão muito mais lenta do que a de corrente, de modo que elas se tornem dinamicamente desacopladas. Dessa forma, a malha interna pode ser simplificada por um simples ganho, já que seu comportamento é praticamente constante do ponto de vista da malha externa. Matematicamente, isso pode ser comprovado pela função de transferência de malha fechada da corrente, $FTMF_i(s)$, descrita em (3.106). Para baixas frequências, ponto de operação da malha de tensão, tem-se

$$C_i(s)G_{PWM}(s)G_{icm}(s)K_{iB}FPB_i(s) \gg 1. \quad (3.105)$$

Isso ocorre porque o controlador de corrente é projetado para garantir alto ganho em baixas frequências, dado que o objetivo é rastrear uma referência contínua sem apresentar erro em regime permanente. Assim, a função de transferência $FTMF_i(s)$ se resume a

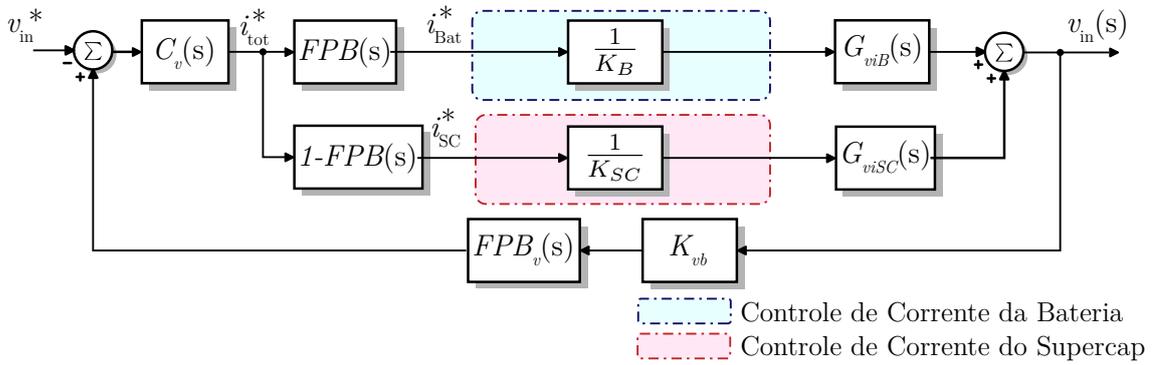
(3.107) e o diagrama de blocos é simplificado, conforme a Figura 3.35.

$$FTMF_i(s) = \frac{C_i(s)G_{PWM}(s)G_{icm}(s)}{1 + C_i(s)G_{PWM}(s)G_{icm}(s)K_{iB}FPB_i(s)} \quad (3.106)$$

$$FTMF_i(s)|_{s \rightarrow 0} = \frac{1}{K_{iB}} \quad (3.107)$$

Diante do exposto, verifica-se que a determinação das plantas $G_{viB}(s)$ e $G_{viSC}(s)$ é o último passo que antecede o projeto do controlador da tensão $C_v(s)$.

Figura 3.35 – Diagrama de blocos simplificado para controle da tensão do barramento CC.



Fonte: Próprio autor.

3.5.2.1 Obtenção do Modelo Dinâmico para o Controle da Tensão do Barramento CC

A função de transferência que se busca deve relacionar a tensão do barramento CC com a corrente de modo comum, tendo em vista que é esta a responsável pelo fluxo de potência entre a entrada e a saída do conversor. Além disso, como a topologia do conversor usado para interfacear o banco de baterias com o barramento CC é idêntica àquela usada para o banco de supercapacitores, então a análise que segue vale para ambos os casos.

Sendo assim, considerando-se a notação e o sentido das correntes adotadas na Figura 3.36, pode-se escrever

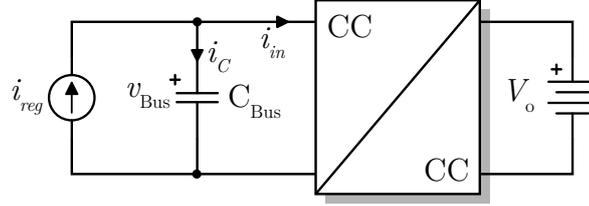
$$i_{reg} = i_C + i_{in} = C_{Bus} \frac{dv_{Bus}}{dt} + i_{in}, \quad (3.108)$$

onde i_{reg} representa a corrente injetada no barramento CC através do estágio responsável pela regeneração da energia de frenagem.

Em termos de valores médios quase instantâneos, é possível escrever a corrente total na entrada do conversor CC-CC, de acordo com

$$\begin{aligned} \langle i_{in} \rangle &= d_1 \langle i_{w1} \rangle + d_2 \langle i_{w2} \rangle + d_3 \langle i_{w3} \rangle \\ &= 3d_{cm} \langle i_{cm} \rangle + 2(d_{dm1} \langle i_{dm1} \rangle + d_{dm2} \langle i_{dm2} \rangle) + d_{dm1} \langle i_{dm2} \rangle + d_{dm2} \langle i_{dm1} \rangle. \end{aligned} \quad (3.109)$$

Figura 3.36 – Circuito equivalente com a corrente injetada no barramento CC e a corrente na entrada do conversor bidirecional.



Fonte: Próprio autor.

Destaca-se novamente que as correntes de modo diferencial não contribuem para a transferência de potência da entrada (barramento CC) para a carga (bateria ou supercapacitor), e vice-versa. Assim, as variáveis de modo diferencial podem ser negligenciada de (3.109), o que resulta na seguinte aproximação

$$\langle i_{in} \rangle \approx 3d_{cm} \langle i_{cm} \rangle. \quad (3.110)$$

Substituindo-se (3.110) em (3.108), tem-se

$$\langle i_{reg} \rangle = C_{Bus} \frac{d\langle v_{Bus} \rangle}{dt} + 3d_{cm} \langle i_{cm} \rangle \quad (3.111)$$

Haja vista que o controle da corrente regenerada foi projetado para ser bem mais lento do que o controle da tensão do barramento CC, considerar-se-á i_{reg} constante. Desse modo, a linearização de pequenos sinais de (3.111), resulta em

$$0 = C_{Bus} \frac{d\hat{v}_{Bus}}{dt} + 3 \left[D_{cm} \hat{i}_{cm} + \hat{d}_{cm} I_{cm} \right] \quad (3.112)$$

Dado que (3.112) é linear, pode-se analisar a influência das perturbações de forma independente, consoante o teorema da superposição. Nesse caso, como o objetivo é encontrar a função de transferência que relaciona \hat{v}_{Bus} com \hat{i}_{cm} , adotar-se-á $\hat{d}_{cm} \approx 0$. Logo, aplicando-se a transformada de Laplace, obtém-se

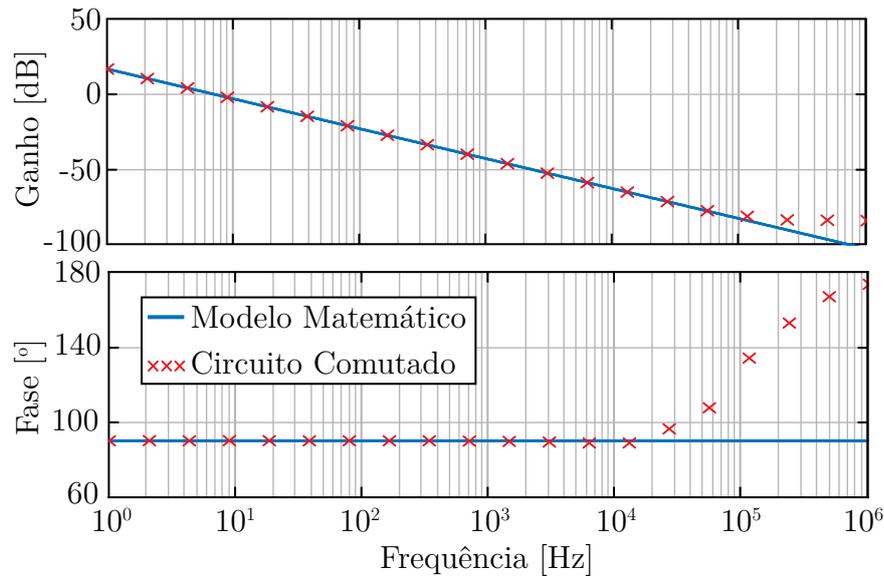
$$G_{vi}(s) = \frac{\hat{v}_{Bus}(s)}{\hat{i}_{cm}(s)} = -3D_{cm} \left(\frac{1}{sC_{Bus}} \right) = -\frac{3V_o}{V_{Bus}} \left(\frac{1}{sC_{Bus}} \right). \quad (3.113)$$

Convém ressaltar que o ganho negativo em (3.113) representa a relação inversamente proporcional entre \hat{v}_{Bus} e \hat{i}_{cm} . Ou seja, para reduzir \hat{v}_{Bus} deve-se aumentar \hat{i}_{cm} , e para aumentar \hat{v}_{Bus} deve-se reduzir \hat{i}_{cm} . Ademais, o que diferencia a função de transferência do conversor das baterias para o conversor dos supercapacitores é basicamente a tensão de saída (V_o), que no segundo caso pode apresentar uma variação maior.

A validação do modelo da planta para o controle da tensão do barramento CC foi realizada no domínio da frequência, como se pode ver na Figura 3.37. Percebe-se, a partir da análise gráfica, que para frequências até 10 kHz, aproximadamente, as respostas do circuito comutado e do modelo teórico apresentaram o mesmo comportamento, evidenciado

pela sobreposição das curvas. Contudo, devido a algumas simplificações adotadas no decorrer da análise matemática, as respostas divergiram para frequências superiores. Isso, por sua vez, não é um problema visto que a malha de tensão opera em baixas frequências, região na qual o modelo é totalmente válido.

Figura 3.37 – Validação da função de transferência que relaciona a tensão do barramento CC $\hat{v}_{Bus}(s)$ com a corrente de modo comum $\hat{i}_{cm}(s)$.



Fonte: Próprio autor.

3.5.2.2 Projeto do Controlador da Malha de Tensão do Barramento CC

Analogamente aos procedimentos empregados durante o projeto do compensador da malha de corrente, o compensador de tensão foi concebido pelo método da resposta em frequência, considerando-se como parâmetros de projeto a margem de fase (MF) e a frequência de cruzamento (ω_c) desejadas para o sistema em malha fechada. Desse modo, partindo-se do diagrama de blocos da Figura 3.35, é possível determinar a função de transferência de laço aberto não compensada, conforme

$$FTLA_{NC,v}(s) = \left[\frac{FPB(s)G_{viB}(s)}{K_B} + \frac{(1 - FPB(s))G_{viSC}(s)}{K_{SC}} \right] K_{vb}FPB_v(s). \quad (3.114)$$

Em (3.114), o filtro passa-baixa da realimentação, $FPB_v(s)$, se assemelha aquele utilizado na malha de corrente, isto é, uma estrutura analógica de primeira ordem sintonizada em 1,5 kHz. Os ganhos dos sensores de corrente (K_B e K_{SC}) são iguais e de valor 0,04. Já o ganho do sensor de tensão (K_{vb}) vale 0,00119 e também foi obtido com o objetivo de normalizar a variável da realimentação para valores por unidade (pu). Além disso, ressalta-se que o atraso digital não foi considerado nesse caso, pois a frequência de amostragem é muito maior do que a largura de banda do controlador de tensão.

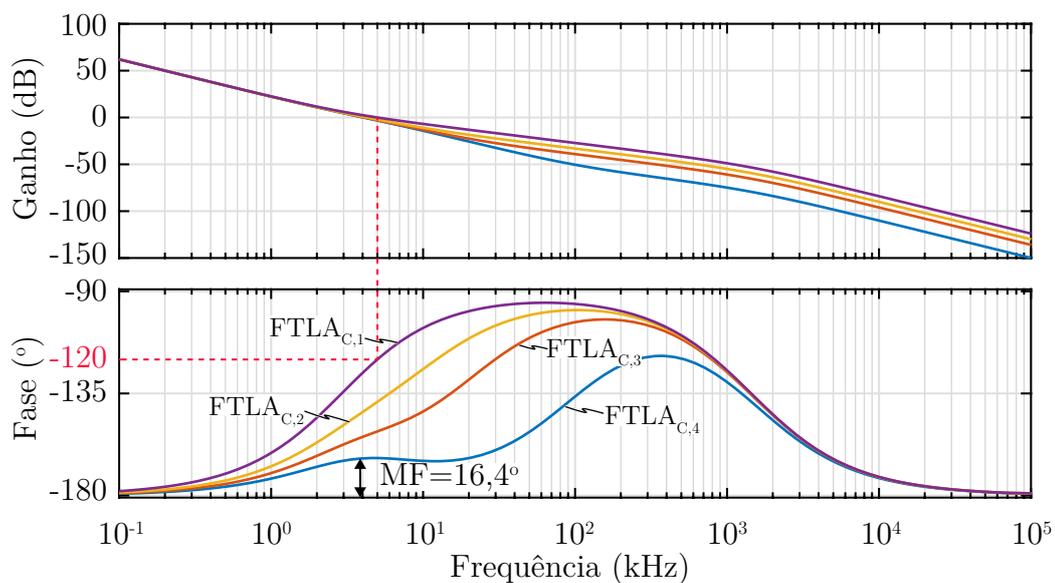
Sendo assim, levando-se em conta a simplicidade do modelo dinâmico obtido previamente, optou-se por utilizar um controlador do tipo PI, dado por (3.115), a fim de se garantir erro nulo ao degrau de referência. Além disso, por meio da sintonia da frequência do zero (ω_z) inserido pelo controlador, também é possível ajustar a dinâmica do sistema.

$$C_v(s) = K_c \frac{(s + \omega_z)}{s} \quad (3.115)$$

Normalmente, o projeto do compensador da tensão é realizado assumindo-se que os supercapacitores e as baterias operam com tensão nominal, como em [116, 117]. O grande problema dessa abordagem é que a tensão dos supercapacitores V_{SC} , diferentemente das baterias, apresenta uma faixa de variação muito maior, podendo interferir na estabilidade do sistema. A Figura 3.38 mostra o diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto compensada, para diferentes valores de tensão do banco de supercapacitores. Nesse caso, o controlador foi projetado com intenção de atender uma margem de fase de $MF = 60^\circ$ e uma frequência de cruzamento de $\omega_c = 2\pi(5 \text{ Hz})$, adotando-se para isso os seguintes valores de operação: $V_{SC} = 200 \text{ V}$, $V_{Bat} = 190 \text{ V}$ e $V_{Bus} = 620 \text{ V}$. A frequência do zero e o ganho do controlador, obtidos para tais especificações, são dados por (3.116) e (3.117), respectivamente.

$$\omega_z = \frac{\omega_c}{\tan \left[MF - 90^\circ - \angle FTLA_{C,i}(j\omega_c) \right]} = 19,079 \text{ rad/s} \quad (3.116)$$

Figura 3.38 – Resposta em frequência da função de laço aberto compensada, para diferentes valores de V_{SC} : 200 V ($FTLA_{C,1}$), 100 V ($FTLA_{C,2}$), 50 V ($FTLA_{C,3}$) e 10 V ($FTLA_{C,4}$). A tensão do banco de baterias foi mantida em 190 V e o controlador foi projetado considerando 200 V no banco de supercapacitores.



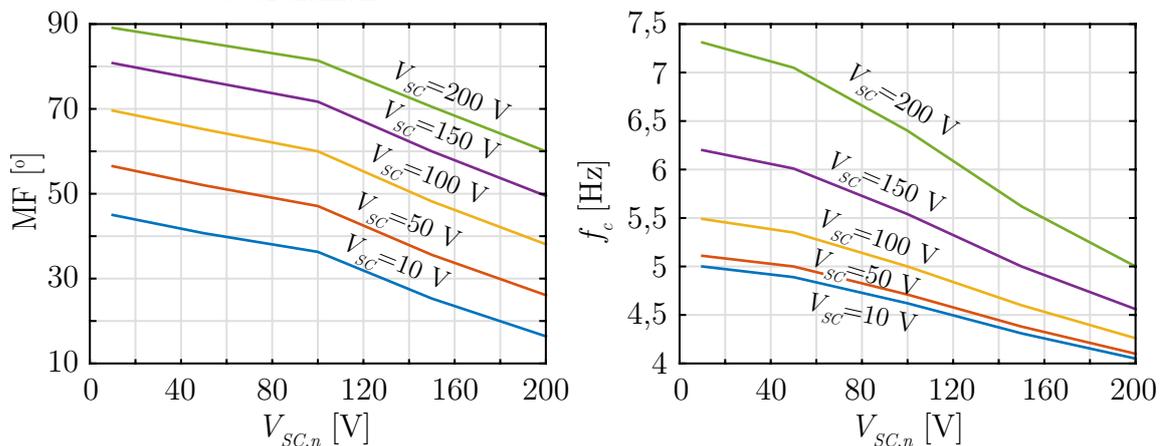
Fonte: Próprio autor.

$$K_c = \frac{\omega_c}{\sqrt{\omega_c^2 + \omega_z^2}} \frac{1}{|FTLA_{C,i}(j\omega_c)|} = 26,087 \quad (3.117)$$

É importante notar na Figura 3.38 que, a medida que a tensão do banco de supercapacitores diminui, a margem de fase do sistema compensado também é reduzida. De fato, quando $V_{SC} = 10$ V, a margem de fase é de apenas $16,4^\circ$. Consequentemente, a tensão do barramento CC, bem como as correntes nas baterias e supercapacitores, tendem a oscilar mais quando o banco de supercapacitores está descarregado. A fim de contornar esse problema, os autores em [118] sugerem realizar o projeto do controlador de tensão para um valor de V_{SC} menor do que o nominal, de modo que o mesmo controlador garanta margem de fase suficiente em todas as tensões de operação dos supercapacitores.

Para compreender melhor a influência da tensão dos supercapacitores na malha de controle, a tensão nominal considerada no projeto do controlador ($V_{SC,n}$) e a tensão de operação (V_{SC}) foram variadas entre 10 V e 200 V. A Figura 3.39 mostra os gráficos de margem de fase (MF) e a frequência de cruzamento (f_c) obtidos em função de $V_{SC,n}$, para diferentes valores de V_{SC} . Em todos os casos, verifica-se que MF e f_c aumentam, conforme a tensão $V_{SC,n}$ diminui. Assim, fica claro que se o projeto for realizado para o pior caso (i.e. $V_{SC,n} = 10$ V), os critérios de margem de fase e frequência de cruzamento serão atendidos para os demais pontos de operação.

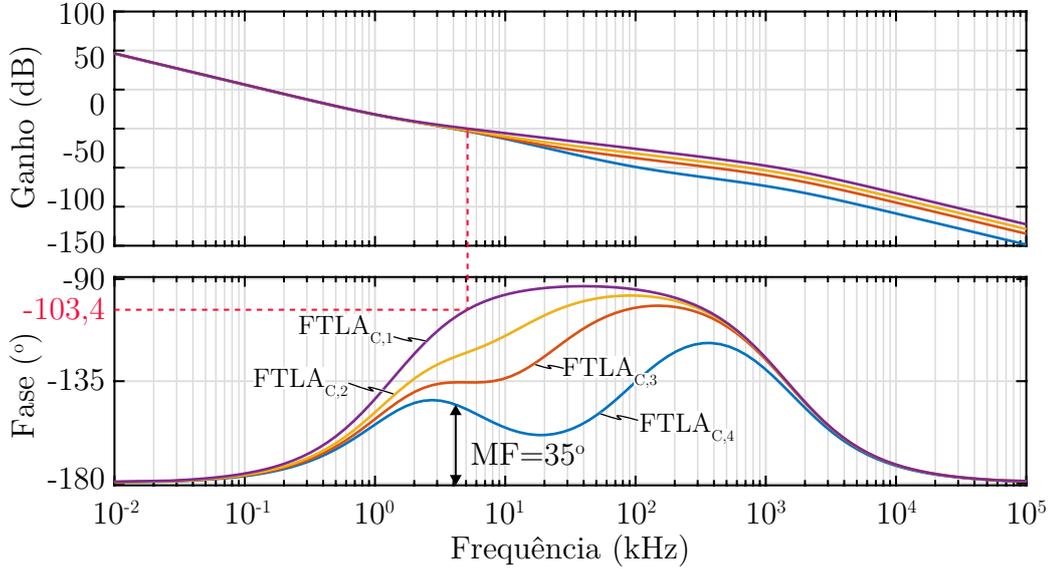
Figura 3.39 – Resposta em frequência da malha de controle da tensão do barramento CC, considerando variações em $V_{SC,n}$ e V_{SC} . (a) Margem de Fase e (b) frequência de cruzamento.



Fonte: Próprio autor.

Com base no exposto, o controlador da tensão do barramento CC foi estabelecido para $V_{SC,n} = 10$ V, considerando-se como especificações de projeto: $MF = 35^\circ$ e $\omega_c = 2\pi(4$ Hz). Em consequência, obteve-se $K_c = 31,413$ e $\omega_z = 8,455$. Dessa forma, por meio do diagrama de Bode da Figura 3.40, o qual apresenta a resposta em frequência do sistema compensado para diferentes valores de V_{SC} , é possível verificar uma boa margem de estabilidade para todas as condições de operação. A margem de fase e a frequência de cruzamento, obtidas para a condição em que o banco de supercapacitores se encontra carregado (i.e. $V_{SC} = 200$ V), valem $76,6^\circ$ e $5,15$ Hz, respectivamente.

Figura 3.40 – Resposta em frequência da função de laço aberto compensada, para diferentes valores de V_{SC} : 200 V ($FTLA_{C,1}$), 100 V ($FTLA_{C,2}$), 50 V ($FTLA_{C,3}$) e 10 V ($FTLA_{C,4}$). A tensão do banco de baterias foi mantida em 190 V e projeto do controlador foi estabelecido para $V_{SC,n} = 10$ V.



Fonte: Próprio autor.

3.5.2.3 Projeto da Malha *Anti-Windup*

Os limitadores (ou saturadores), encontrados na saída das malhas de tensão, possuem papel importante na estratégia de controle, pois impedem que as correntes máximas de carga/descarga sejam extrapoladas, o que poderia causar danos severos às baterias. Todavia, devido à presença dos controladores PI, essa limitação acarreta no fenômeno conhecido como *windup*, que faz com que o integrador tente anular o erro a qualquer custo, integrando-o continuamente [47]. Na implementação digital, isso levaria a um *overflow/underflow* da variável, a qual passaria do valor máximo positivo para o valor mínimo negativo, ou vice-versa [119]. Para evitar esse problema, uma simples saturação do integrador poderia ser usada, mas como visto em [115] existem estratégias com melhor desempenho dinâmico, podendo reduzir sobressinais na tensão do barramento CC. Os detalhes da técnica *anti-windup* adotada no presente trabalho são apresentados a seguir.

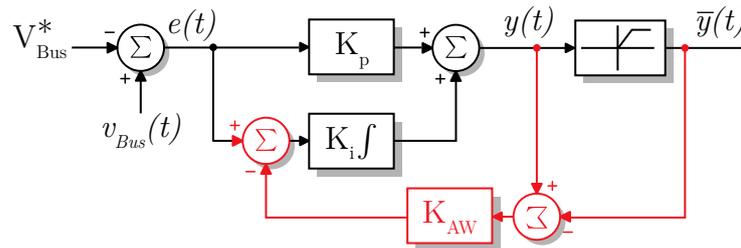
A Figura 3.41 mostra a estrutura do controlador PI juntamente com a estratégia *anti-windup*, onde $K_p = K_c$ e $K_i = K_c \omega_z$. A equação básica que modela o controlador PI no domínio do tempo é descrita por

$$y(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t), \quad (3.118)$$

Definindo-se $I(t) = \int e(t)$, pode-se reescrever (3.118) da seguinte forma

$$y(t) = K_p e(t) + K_i I(t). \quad (3.119)$$

Para que não ocorra o fenômeno de *windup* do integrador, o sinal de erro $e(t)$ deve

Figura 3.41 – Estrutura do controlador PI com a estratégia *anti-windup*.

Fonte: Adaptada de [47].

ser modificado, tal que o resultado da integração $I(t)$ permaneça estável, mesmo que a saída $y(t)$ esteja saturada. Dessa forma, conforme proposto em [47], ao definir um sinal de erro modificado $\bar{e}(t)$, a saída saturada $\bar{y}(t)$ pode ser obtida por

$$\bar{y}(t) = K_p \bar{e}(t) + K_i I(t). \quad (3.120)$$

Subtraindo-se (3.119) de (3.120), obtém-se o sinal de erro modificado que deve ser usado como entrada para o integrador, a fim de se garantir a estabilidade:

$$\bar{e}(t) = e(t) + \frac{1}{K_p} [\bar{y}(t) - y(t)]. \quad (3.121)$$

A partir de (3.121) constata-se que o erro modificado é composto pelo erro original somado à diferença entre a saída saturada e a saída real. Esta expressão pode ser inserida na estrutura do controlador PI, conforme destacado em vermelho na Figura 3.41. Assim, observa-se que o ganho da malha de *anti-windup* é definido simplesmente por [47]:

$$K_{AW} = \frac{1}{K_p} = \frac{1}{K_c}. \quad (3.122)$$

A título de exemplo, o Código 3.2 mostra a implementação do controlador PI discreto em linguagem C, considerando-se a estratégia *anti-windup* discutida até então.

Código 3.2 – Exemplo de implementação do PI discreto com estratégia *anti-windup*.

```

// Calcula o erro
2 erro = V_REF - tensaoLida;

// Computa a acao proporcional
4 acaoProporcional = KP * erro;

// Acao integral com erro modificado
6
8 acaoIntegral = acaoIntegral + (KI * (erro - sat));

// Computa a saida total do controlado PI
10 saidaDoPI = acaoProporcional + acaoIntegral;
12

```

```

// Estratégia Anti-windup
14 aux = saidaDoPI;

16 if(saidaDoPI > SAIDA_MAXIMA)
    saidaDoPI = SAIDA_MAXIMA;
18 else if(saidaDoPI < SAIDA_MINIMA)
    saidaDoPI = SAIDA_MINIMA;
20

sat = K_AW * (aux - saidaDoPI);

```

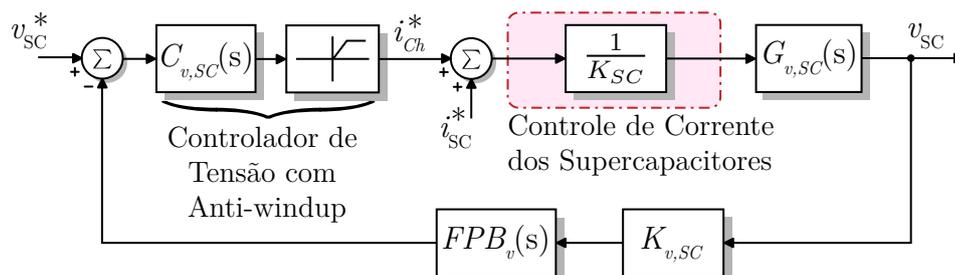
Fonte: Próprio autor.

Dando continuidade ao estudo da estratégia de controle do sistema de armazenamento de energia, parte-se ao projeto da malha auxiliar de controle da tensão do banco de supercapacitores.

3.5.3 Estratégia para o Controle da Tensão do Banco de Supercapacitores

Com o propósito de evitar a sobrecarga do banco de supercapacitores, adicionou-se uma malha de tensão auxiliar, responsável por carregar o banco e manter sua tensão em torno do valor nominal durante a operação. Nesse caso, uma nova referência de corrente (i_{Ch}^*), oriunda dessa malha de controle, é adicionada à referência transitória (i_{SC}^*), conforme ilustrado na Figura 3.42. Por consequência, obtém-se uma característica semelhante a de uma fonte de tensão constante com limitador de corrente. Inicialmente, o conversor injeta uma corrente limitada no banco de supercapacitores, a fim de elevar sua tensão (v_{SC}) até a referência desejada (v_{SC}^*). Uma vez que essa tensão é atingida, o conversor fornece apenas a corrente necessária para mantê-la constante, evitando assim o risco de sobretensão ao final do carregamento. Cabe frisar que essa malha auxiliar só funciona a partir do Modo III de operação, no qual se inicia a regeneração da energia proveniente da frenagem dinâmica. Em razão disso, evita-se que os supercapacitores sejam carregados pelas baterias.

Figura 3.42 – Malha de controle da tensão do banco de supercapacitores, em que i_{SC}^* representa a referência de corrente oriunda da malha de controle da tensão do barramento CC. Nessa figura, a malha de corrente está simplificada pelo ganho dado por $1/K_{SC}$, devido ao desacoplamento dinâmico entre as malhas.



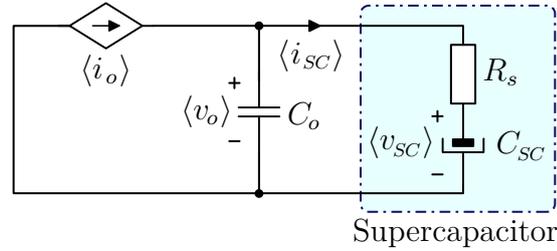
Fonte: Próprio autor.

Visando determinar o compensador $C_{v,SC}(s)$, considerou-se i_{SC}^* como uma perturbação no sistema, a qual foi ignorada da análise. Na realimentação foi utilizado um filtro passa-baixa, $FPB_v(s)$, semelhante aquele retratado em (3.92). Já o ganho resultante do circuito de condicionamento foi definido com o objetivo de normalizar a variável da realimentação, resultando em $K_{v,SC} = 0,00339$. Sendo assim, por inspeção da Figura 3.42, verifica-se que o cálculo dos parâmetros do compensador fica dependente apenas do conhecimento prévio da função de transferência que relaciona v_{SC} com i_{SC} , a qual é determinada em seguida.

3.5.3.1 Obtenção do Modelo Dinâmico para o Controle da Tensão do Banco de Supercapacitores

Para se obter a função de transferência pertinente ao controle da tensão do banco de supercapacitores, é válido considerar o seu modelo linear, dado por um resistor R_s em série com um capacitor C_{SC} , como indicado na Figura 3.43. O resistor em paralelo pode ser desprezado, já que sua influência na performance do supercapacitor só é percebida no longo prazo [120, 121, 122]. Além disso, embora a capacitância associada ao banco de supercapacitores varie em função da tensão de saída (v_o), como demonstrado anteriormente, pode-se considerá-la constante do ponto de vista da malha de controle, pois esta é muito mais rápida do que a dinâmica da tensão do supercapacitor.

Figura 3.43 – Circuito equivalente do estágio de saída, considerando-se o filtro capacitivo e o modelo linear do banco de supercapacitores.



Fonte: Próprio autor.

Assim sendo, com base no circuito equivalente representado na Figura 3.43, determina-se a equação que descreve a dinâmica do estágio de saída, conforme

$$\begin{cases} C_o \frac{d\langle v_o \rangle}{dt} = \langle i_o \rangle - \langle i_{SC} \rangle = \sum_{k=1}^3 \langle i_{wk} \rangle - \langle i_{SC} \rangle = 3\langle i_{cm} \rangle - \langle i_{SC} \rangle \\ \langle i_{SC} \rangle = C_{SC} \frac{d\langle v_{SC} \rangle}{dt} \end{cases} \quad (3.123)$$

Tendo em vista que o circuito já é linear, pode-se aplicar diretamente a transformada de Laplace, obtendo-se

$$\begin{cases} sC_o \hat{v}_o(s) = 3\hat{i}_{cm}(s) - \hat{i}_{SC}(s) \\ \hat{i}_{SC}(s) = sC_{SC} \hat{v}_{SC}(s) \end{cases} \quad (3.124)$$

Ademais, a partir de uma análise da Figura 3.43, escreve-se a expressão da tensão sobre o capacitor C_{SC} da seguinte forma

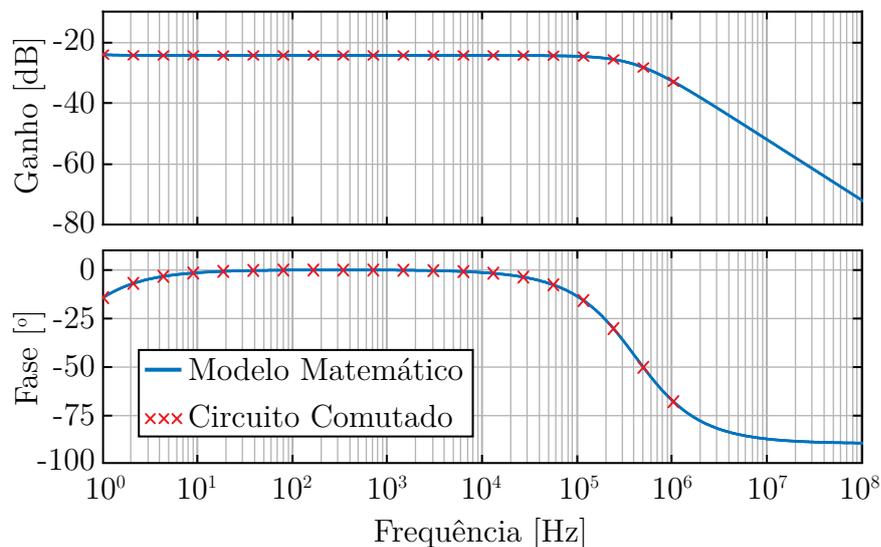
$$\hat{v}_{SC}(s) = \hat{v}_o(s) - R_s \hat{i}_{SC}(s). \quad (3.125)$$

Substituindo-se (3.125) em (3.124) e manipulando-se matematicamente o resultado, chega-se na função de transferência que relaciona a tensão de saída com a corrente de modo comum, segundo (3.126). Observa-se que essa equação independe do ponto de operação, o que dispensa uma análise mais detalhada a respeito da estabilidade da malha de controle, diante de variações nas condições operacionais do sistema.

$$G_{v,SC}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_{cm}(s)} = \frac{3(R_s C_{SC} s + 1)}{R_s C_{SC} C_o s^2 + (C_o + C_{SC})s} \quad (3.126)$$

Por fim, a Figura 3.44 confirma a validade da função de transferência obtida, por meio da comparação da resposta em frequência do circuito comutado com a resposta do modelo matemático. É interessante notar que a referida planta apresenta uma região resistiva, caracterizada pelo ganho constante e fase nula.

Figura 3.44 – Validação da função de transferência referente ao controle da tensão do banco de supercapacitores.



Fonte: Próprio autor.

3.5.3.2 Projeto do Controlador da Tensão do Supercapacitor

O projeto do controlador da tensão do banco de supercapacitores foi realizado empregando-se o método da resposta em frequência, de acordo com os procedimentos descritos na Seção 3.5.1.2. Devido à região resistiva da planta a ser controlada, na qual só é possível obter margem de fase maior do que 90° , optou-se por reduzir significativamente a largura de banda do controlador, visto que essa região se estende até dezenas de kHz.

Assim, adotando-se novamente o controlador PI e estabelecendo-se uma margem de fase de $MF = 60^\circ$ e uma frequência de cruzamento de $\omega_c = 2\pi(0,025 \text{ Hz})$, encontra-se

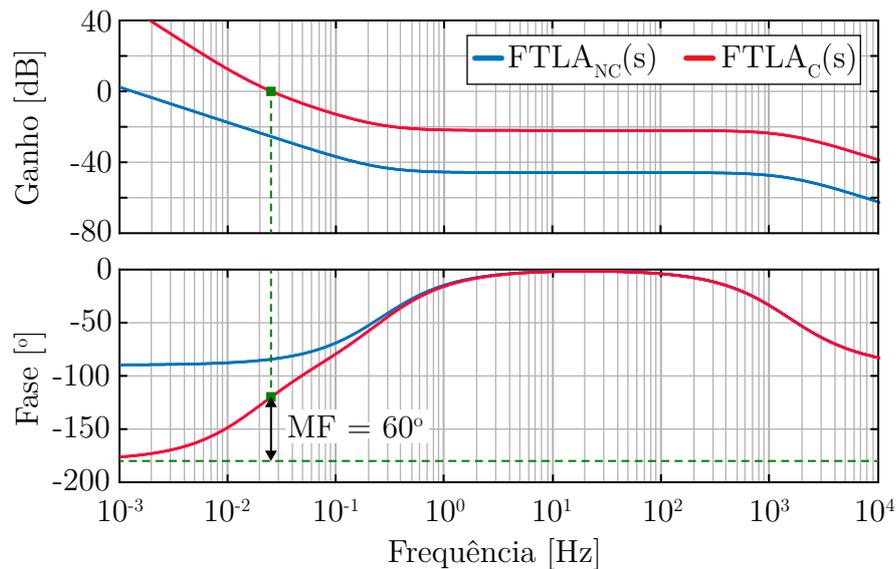
$$K_c = 15,51 \quad (3.127)$$

$$\omega_z = 0,112 \text{ rad/s} \quad (3.128)$$

$$C_{v,SC}(s) = 15,51 \frac{(s+0,112)}{s} \quad (3.129)$$

Dessa maneira, por meio da Figura 3.45 que ilustra o diagrama de Bode do sistema compensado, verifica-se que a frequência de cruzamento e a margem de fase estabeleceram-se nos valores especificados, validando assim o projeto do controlador.

Figura 3.45 – Diagrama de bode da malha de controle da tensão dos supercapacitores com compensação ($FTLA_C(s)$) e sem compensação ($FTLA_{NC}(s)$).



Fonte: Próprio autor.

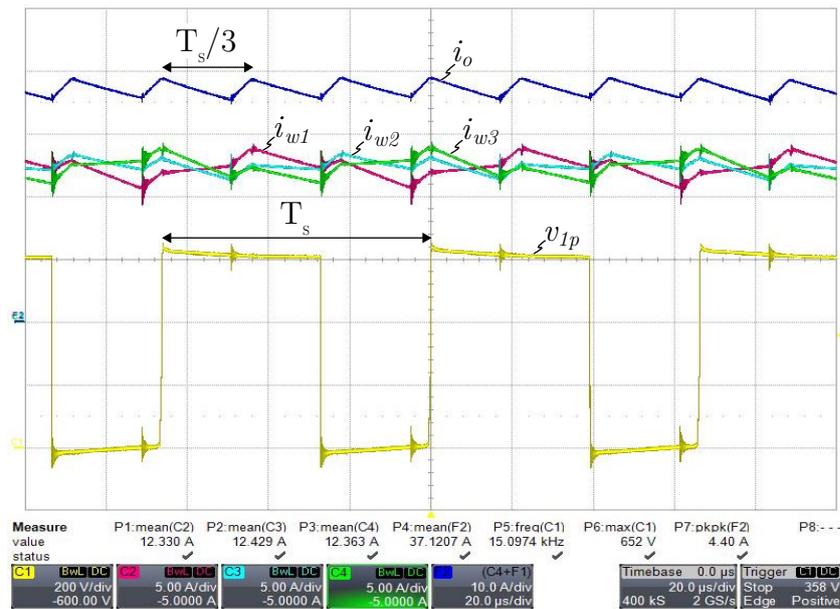
Salienta-se ainda que, pelo fato dos supercapacitores apresentarem uma dinâmica relativamente lenta, a referência de corrente é rapidamente saturada no valor máximo, a fim de elevar a tensão até a referência desejada. Em razão disso, para evitar sobretensão no final do carregamento, devido ao fenômeno de *windup* do integrador, adotou-se a mesma estratégia *anti-windup* utilizada na malha de controle da tensão do barramento CC.

3.6 RESULTADOS PRELIMINARES

De modo a validar o projeto do estágio de potência bem como dos controladores apresentados nessa seção, realizou-se testes práticos com o conversor CC-CC bidirecional funcionando de forma independente. A Figura 3.46 mostra os resultados em regime permanente, considerando-se o conversor operando no modo *Buck*, com uma carga resistiva

de 8,5 kW na saída e uma fonte regulada em 600 V na entrada (sendo este o limite de operação da fonte disponível no laboratório). Nota-se que as correntes dos enrolamentos (i_{w1} , i_{w2} e i_{w3}) estão devidamente balanceadas e que o seu valor médio corresponde a um terço do valor médio da corrente de saída (i_o). Além disso, observa-se que a frequência efetiva de i_o é três vezes maior do que a frequência de comutação, conforme esperado. Já a ondulação em i_o é de aproximadamente 4,4 A, o que equivale a 8,8% do valor nominal.

Figura 3.46 – Resultados em regime permanente para o conversor operando no modo *Buck* e alimentado uma carga resistiva de 8,5 kW, a partir de uma fonte de 600 V.



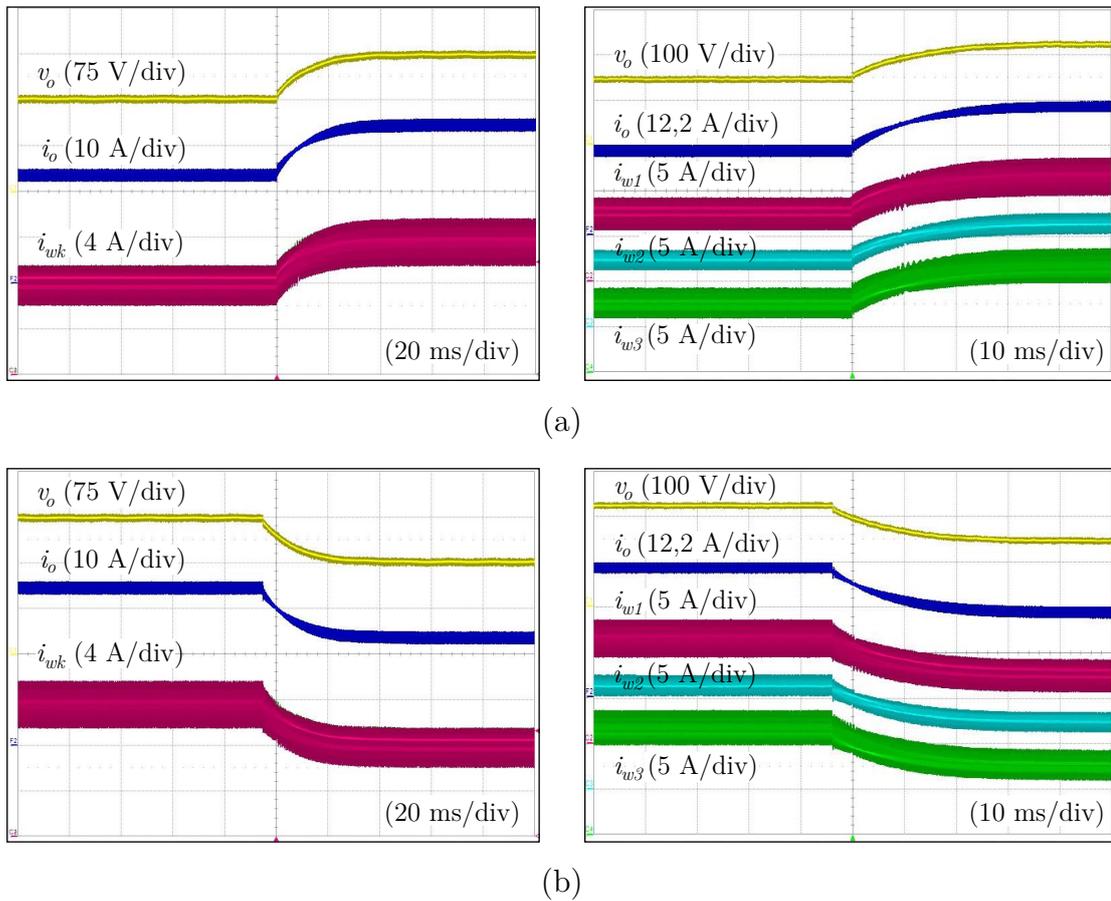
Fonte: Próprio autor.

Para confirmar a efetividade da estratégia de balanceamento de corrente, submeteu-se o conversor a diversos tipos de perturbações. Na Figura 3.47(a) é possível analisar o comportamento dinâmico do sistema frente a um degrau de 7,8 A para 11,7 A, aplicado à referência da corrente de modo comum. Já na Figura 3.47(b) tem-se a situação oposta. A partir da análise dos resultados obtidos, constata-se que, para ambos os testes, a malha de controle foi capaz de rastrear corretamente a referência imposta e de garantir o balanceamento de corrente nos enrolamentos do transformador IPT.

A Figura 3.48, por sua vez, apresenta a resposta dinâmica do conversor diante de variações abruptas na carga, considerando-se para isso uma referência de corrente fixa em 11,7 A. Mais especificamente, na Figura 3.48(a) a resistência da carga foi alterada de 6,32 Ω para 5,12 Ω, e na Figura 3.48(b) aplicou-se uma variação de 5,12 Ω para 6,32 Ω. Percebe-se que a estratégia de controle adotada manteve a corrente bem regulada na referência desejada, levando apenas 20 ms para estabilizar após o transitório provocado pela mudança na carga.

Outro teste realizado, com intuito de validar a estratégia de balanceamento de corrente, consistiu em aplicar um degrau de 5% em apenas uma das razões cíclicas, forçando assim o desbalanceamento das correntes no transformador IPT. O resultado obtido pode

Figura 3.47 – Comportamento dinâmico do conversor frente a degraus de (a) 7,8 A para 11,7 A e de (b) 11,7 A para 7,8 A, aplicados à referência da corrente de modo comum.

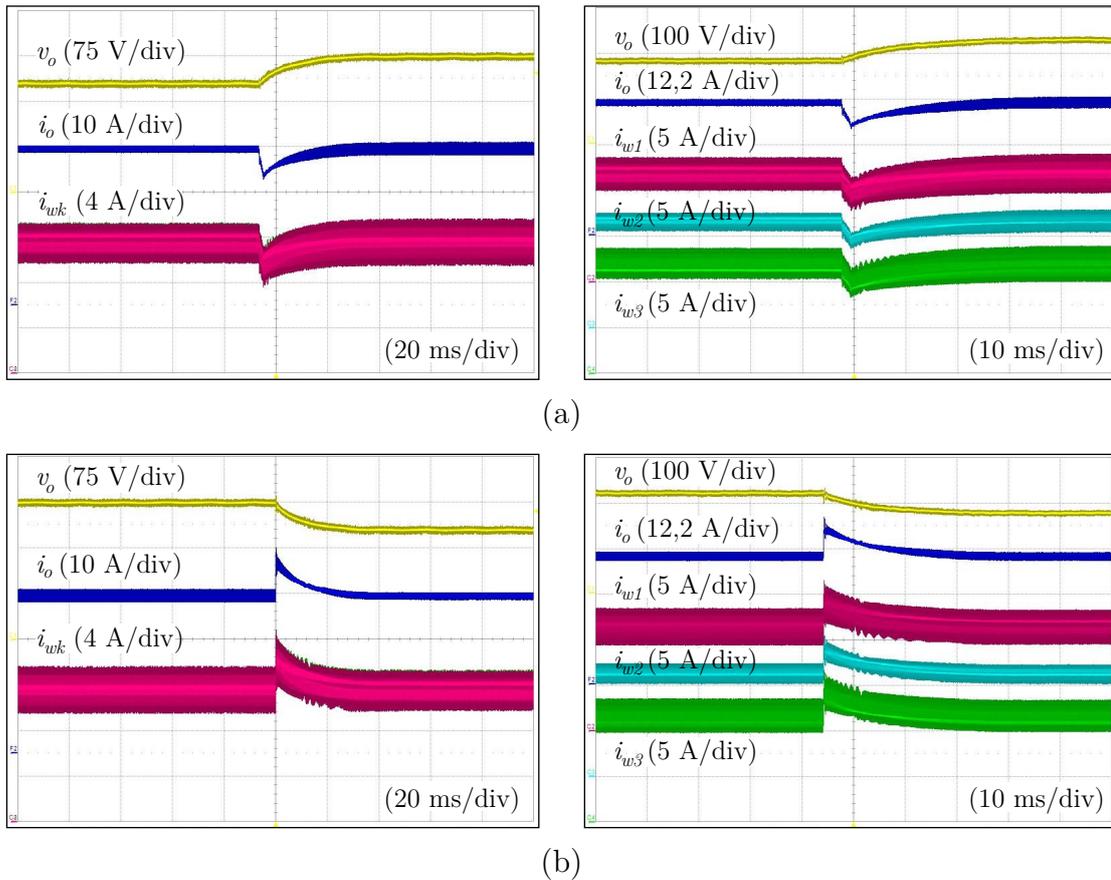


Fonte: Próprio autor.

ser visto na Figura 3.49, na qual se verifica que o controle foi capaz de mitigar rapidamente a perturbação, regulando as correntes de volta para o valor desejado.

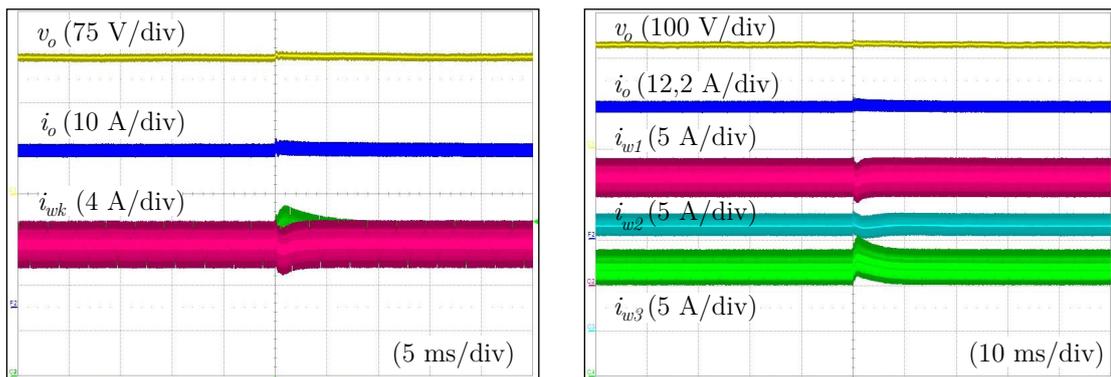
Uma vez validada a malha de corrente, partiu-se para a validação da estratégia de controle da tensão do barramento CC. Para tanto, substituiu-se a carga pelo banco de baterias e a fonte CC por uma carga resistiva, o que resultou num fluxo de potência no sentido da bateria para o barramento CC (conversor operando no modo *boost*). Além disso, acrescentou-se ao sistema o conversor conectado ao banco de supercapacitores, a fim de se avaliar a ação complementar dos dispositivos armazenadores de energia. Diante desse cenário, a Figura 3.50 mostra os resultados coletados ao se aplicar degraus consecutivos de 0 a 4 kW na carga conectada ao barramento CC. Verifica-se que em todas as variações abruptas de potência, os supercapacitores forneceram os picos de corrente, suavizando assim a transição da corrente das baterias. Em adição, pode-se salientar que a tensão do barramento CC manteve-se bem regulada ao longo de todo intervalo analisado, apresentando sub/sobressinais de apenas 6,6% durante os transitórios.

Figura 3.48 – Variações na resistência da carga de (a) 6,32 Ω para 5,12 Ω e de (b) 5,12 Ω para 6,32 Ω.



Fonte: Próprio autor.

Figura 3.49 – Perturbação de 5% em apenas uma das razões cíclicas.

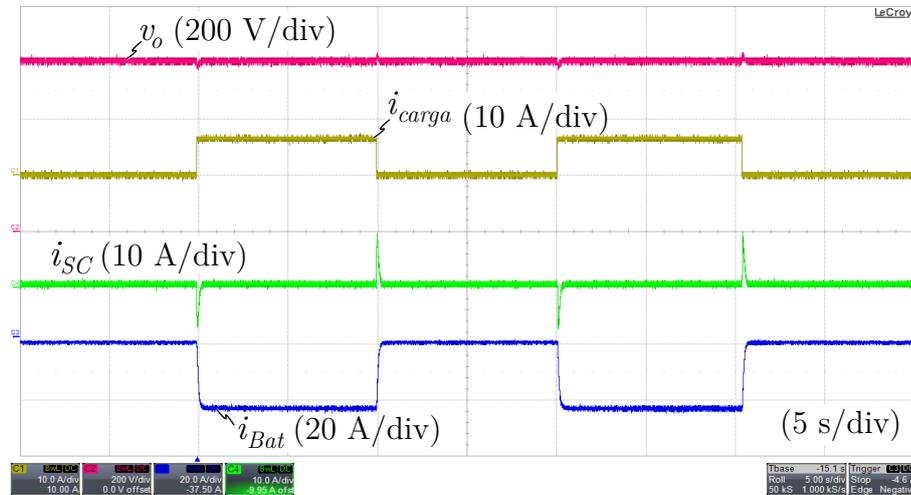


Fonte: Próprio autor.

3.7 CONCLUSÃO DO CAPÍTULO

Mediante a metodologia apresentada para o dimensionamento dos dispositivos armazenadores de energia, verificou-se que a capacidade necessária para o banco de supercapacitores é influenciada pela frequência de corte do filtro passa-baixa presente na malha de controle da tensão do barramento CC. Quanto menor a frequência de corte, maior será a capacidade do banco, o que significa que os supercapacitores serão mais aproveitados

Figura 3.50 – Resultados obtidos com os dois conversores operando em conjunto para alimentar uma carga resistiva.



Fonte: Próprio autor.

para o armazenamento de energia. Entretanto, visto que a densidade de energia desse tipo de dispositivo é relativamente baixa, o aumento do número de supercapacitores acaba resultando em maiores custos e volume para o sistema. Ao mesmo tempo, aumentando-se o número de supercapacitores, pode-se reduzir a quantidade de baterias. Sendo assim, torna-se necessária uma avaliação mais profunda para averiguar as vantagens financeiras e operacionais para o sistema, ao se considerar uma frequência de corte muito baixa.

Outro ponto importante de mencionar é que, no caso deste trabalho, a escolha adequada dessa frequência depende exclusivamente do comportamento das cargas auxiliares ao longo de uma viagem. Na literatura existem diversos estudos que propõem alternativas para um dimensionamento ótimo do sistema de armazenamento [123, 124]. Ademais, salienta-se que o tipo de controle adotado também influencia no dimensionamento dos supercapacitores, como avaliado em [73].

Além dos elementos armazenadores de energia, o capítulo também focou no estudo, dimensionamento e controle dos conversores responsáveis por processar a energia armazenada nos bancos de baterias e de supercapacitores. Para evitar a circulação de corrente entre as fases do transformador IPT presente na topologia escolhida, apresentou-se uma estratégia de controle capaz de garantir o balanceamento de corrente, mesmo diante de variações paramétricas no sistema. Já para regular a tensão do barramento CC, utilizou-se uma malha externa que possibilita alocar os picos de corrente para os supercapacitores, enquanto as baterias são carregadas e descarregadas suavemente. Por fim, através dos resultados práticos parciais foi possível avaliar o comportamento estático-dinâmico dos conversores, bem como validar a estratégia de controle adotada.

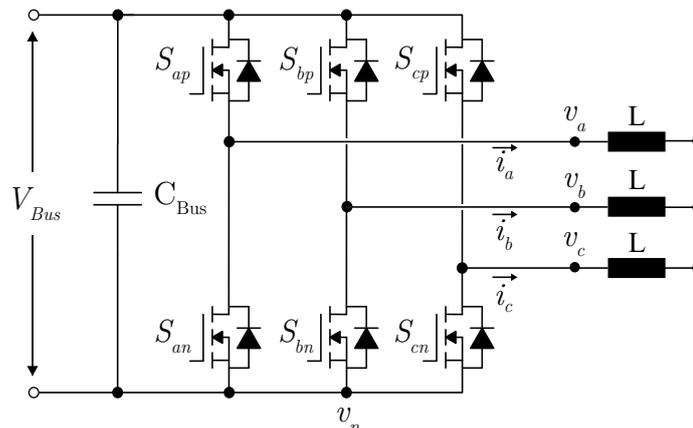
4 INVERSOR TRIFÁSICO

Como mencionado anteriormente, o grande diferencial do sistema multiportas proposto é a possibilidade de se conectar ao gerador auxiliar da locomotiva, contribuindo assim com o suprimento de suas cargas elétricas. Para atender tal requisito, torna-se necessária a implementação de um inversor trifásico responsável por fazer a interface entre o barramento CC e a rede elétrica auxiliar. Embora no sistema real essa rede seja formada por um gerador a diesel com potência limitada, neste trabalho considerou-se a própria rede do laboratório, com o intuito de reduzir o custo do protótipo. Assim sendo, o presente capítulo tem como objetivo descrever o princípio de funcionamento do inversor, apresentar o dimensionamento do filtro de saída e obter um modelo dinâmico orientado ao controle. Adicionalmente, são apresentados alguns resultados preliminares para validação do estágio de potência, bem como dos compensadores.

4.1 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DO INVERSOR FONTE DE TENSÃO TRIFÁSICO

A topologia mais difundida para conectar barramentos contínuos à rede elétrica alternada é o inversor fonte de tensão de dois níveis, popularmente conhecido pelo termo em inglês *Voltage Source Inverter - VSI*. Conforme ilustrado na Figura 4.1, a sua estrutura trifásica é composta por seis interruptores bidirecionais em corrente e unidirecionais em tensão, o que lhe permite operar como abaixador (*buck*) quando a energia flui do barramento CC para o lado CA, ou como elevador (*boost*) quando a energia flui no sentido oposto. Essa topologia apresenta uma única restrição: como se pode observar no circuito da Figura 4.1, dois interruptores do mesmo braço não podem ser acionados simultaneamente, pois isso provocaria um curto-circuito no barramento CC. Portanto, tais interruptores devem ser comandados de forma complementar. A seguir é apresentada uma análise mais detalhada sobre o funcionamento do VSI trifásico, a qual foi adaptada de [125].

Figura 4.1 – Inversor fonte de tensão trifásico.



Fonte: Adaptado de [125].

Em termos matemáticos, a função comutação $s_{xy}(t)$, que define o estado do interruptor S_{xp} , é dada por

$$s_{xy}(t) = \begin{cases} 1, & \text{se } S_{xy} \text{ habilitado} \\ 0, & \text{se } S_{xy} \text{ desabilitado} \end{cases} \quad (4.1)$$

onde $x \in \{a, b, c\}$ e $y \in \{p, n\}$.

A restrição para que não ocorra um curto-circuito no barramento CC é definida por

$$s_{xp} + s_{xn} = 1. \quad (4.2)$$

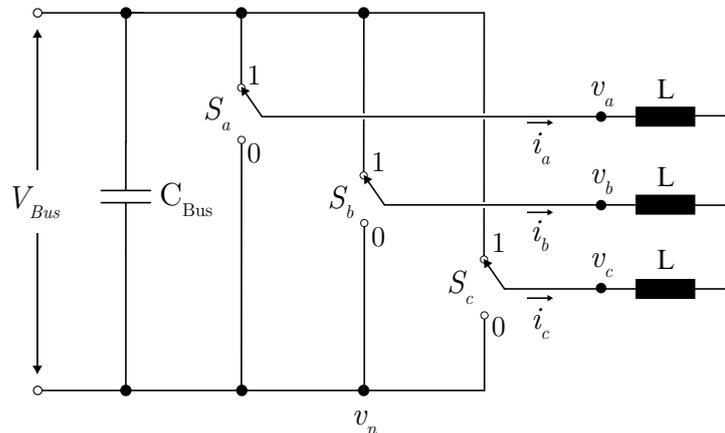
Dessa forma, é possível interpretar o estado dos interruptores de forma binária, como apresentado na Figura 4.2. A função comutação para essa nova configuração é dada por

$$s_x = s_{xp} = 1 - s_{xn}, \quad (4.3)$$

de modo que a tensão entre os pontos v_x e v_n passa a ser descrita como

$$v_{xn} = s_x \cdot V_{Bus}. \quad (4.4)$$

Figura 4.2 – Inversor fonte de tensão trifásico com modelo de interruptores ideais binários.



Fonte: Adaptado de [125].

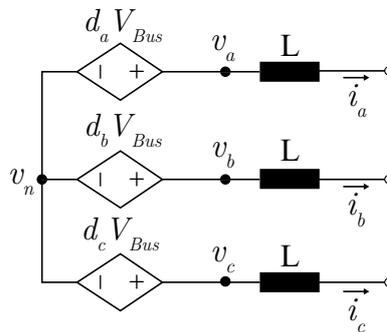
Para que seja possível aplicar as ferramentas utilizadas na análise de circuitos lineares é necessário, primeiramente, eliminar a descontinuidade gerada pela comutação dos interruptores. Sabendo que o filtro de saída será projetado para atenuar esse conteúdo harmônico de alta frequência, pode-se afirmar que o período de comutação é significativamente menor do que as constantes de tempo do conversor, o que permite aproximar as grandezas instantâneas pelos seus valores médios calculados dentro de um período de comutação (T_s), sem que as informações relacionadas à dinâmica que se deseja controlar sejam perdidas [126].

Dessa maneira, para se obter o modelo que contenha apenas o conteúdo de baixa frequência (modelo médio) da tensão fornecida pelo inversor, basta calcular o valor médio da função comutação em um período T_s (valor médio quase instantâneo), como segue

$$d_x = \frac{1}{T_s} \int_{t-T_s}^t s_x(t) dt. \quad (4.5)$$

Substituindo-se os interruptores por fontes de tensão controladas, cujos valores são dados por $d_x V_{bus}$, chega-se no modelo médio apresentado na Figura 4.3, o qual é fundamental para o projeto dos controladores tratado posteriormente neste capítulo.

Figura 4.3 – Inversor fonte de tensão trifásico com modelo de interruptores ideais binários.



Fonte: Adaptado de [125].

Até o momento apenas o modelo referente aos interruptores foi demonstrado. Contudo, a parte do estágio de potência mais relevante à dinâmica é o filtro de saída. Para selecionar o tipo de filtro mais adequado e realizar o seu projeto, faz-se necessário conhecer os detalhes da estratégia de modulação, tema abordado na próxima seção.

4.2 ESTRATÉGIA DE MODULAÇÃO DO VSI TRIFÁSICO

A técnica mais empregada para o acionamento e controle de conversores estáticos na eletrônica de potência é a técnica denominada modulação por largura de pulso (PWM – *Pulse Width Modulation*). Nas últimas décadas, diversos métodos baseados na modulação PWM foram propostos para atender, principalmente, às seguintes necessidades: ampla faixa de modulação linear; reduzidas perdas por comutação; baixa distorção harmônica total; fácil implementação e menor tempo computacional [127, 128, 129].

Dentre as estratégias de modulação existentes, as mais utilizadas em inversores de tensão trifásicos são a modulação PWM senoidal (SPWM) e a modulação vetorial, comumente conhecida pelo termo em inglês *Space Vector Modulation* (SVM). De um modo geral, na modulação SVM a razão cíclica de cada interruptor é diretamente calculada a partir das equações de tempo analíticas, enquanto na SPWM a portadora de alta frequência é comparada com moduladoras senoidais defasadas em 120° para gerar apropriadamente os sinais de comando [130].

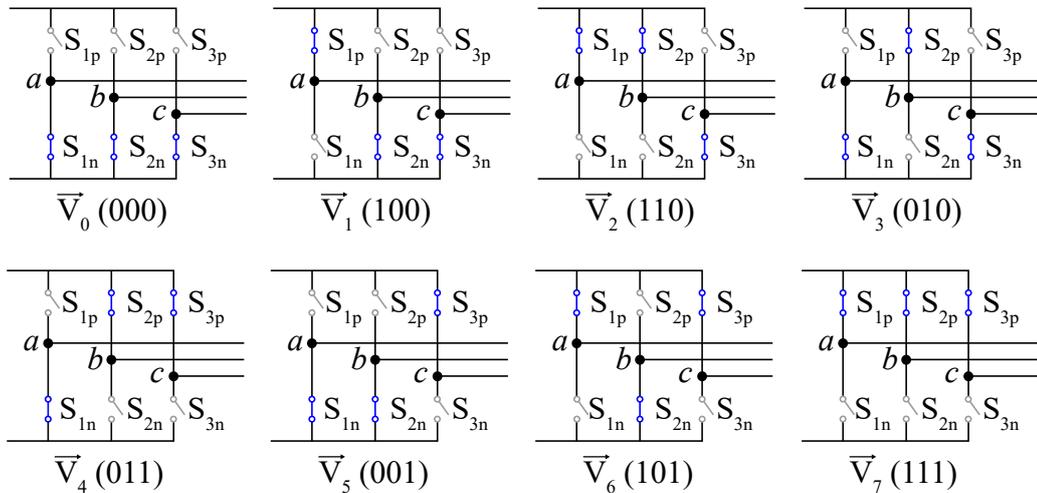
Embora a última seja mais simples de compreender e de implementar, o valor de pico da tensão de linha obtida na saída é de no máximo $\sqrt{3}/2$ vezes a tensão disponível no

barramento CC [129, 130], ou seja, esse tipo de modulação utiliza no máximo 86,6% da tensão do barramento (V_{Bus}). Devido a essa limitação, normalmente se utiliza uma tensão V_{Bus} relativamente maior que o valor de pico da tensão de linha desejada, a fim de se garantir a correta modulação do inversor. Conseqüentemente, isso implica no aumento dos esforços de tensão e das perdas nos semicondutores de potência. Sendo assim, optou-se por empregar a modulação vetorial neste trabalho, a qual aproveita 100% do barramento CC, permitindo trabalhar com tensões menores. Outras vantagens dessa técnica incluem a redução do número de comutação dos interruptores, minimização do conteúdo harmônico das correntes de saída do inversor e maior faixa de operação linear [130].

4.2.1 Princípio da Modulação Vetorial

O princípio da modulação vetorial se baseia no fato de existir somente oito combinações possíveis para os interruptores de um inversor trifásico. Esse número é obtido ao assumir que os interruptores de um mesmo braço são comandados de forma complementar, devido à restrição de operação mencionada anteriormente, o que resulta em $2^3 = 8$ possíveis estados de condução do inversor, conforme ilustrado na Figura 4.4.

Figura 4.4 – As oito possíveis combinações para os interruptores de um VSI trifásico.



Fonte: Próprio autor.

Observa-se que cada estado de condução é definido por um vetor base \vec{V}_x , para $x \in \{0, 1, \dots, 7\}$, o qual representa a função comutação dos interruptores superiores, determinada em (4.3). Por exemplo, $\vec{V}_2 = (110)$ significa que os interruptores S_{1p} e S_{2p} estão em condução (estado '1'), ao passo que S_{3p} está bloqueado (estado '0'). Com base na Figura 4.2 é fácil perceber que o estado binário '1' aplica a tensão V_{Bus} na fase correspondente, em relação ao ponto v_n , e o estado binário '0' aplica uma tensão nula. Adicionalmente, verifica-se que dois dos vetores (\vec{V}_0 e \vec{V}_7) equivalem a um curto-circuito na saída, resultando em uma tensão nula para a carga. Por esse motivo, estes são denominados vetores nulos, enquanto os outros seis são considerados vetores ativos. A Tabela 4.1 resume os estados de comutação possíveis e as tensões resultantes na saída do inversor (cf. Figura 4.1).

Tabela 4.1 – Vetores de comutação possíveis para o VSI trifásico a três fios. As colunas dois até quatro mostram os estados dos interruptores superiores, sendo ON equivalente ao modo de condução e OFF ao modo de bloqueio. Lembrando que os interruptores inferiores funcionam de forma complementar.

Vetores	S_{p1}	S_{p2}	S_{p3}	v_{an}	v_{bn}	v_{cn}	v_{ab}	v_{bc}	v_{ca}
\vec{V}_0 (000)	OFF	OFF	OFF	0	0	0	0	0	0
\vec{V}_1 (100)	ON	OFF	OFF	$+V_{Bus}$	0	0	$+V_{Bus}$	0	$-V_{Bus}$
\vec{V}_2 (110)	ON	ON	OFF	$+V_{Bus}$	$+V_{Bus}$	0	0	$+V_{Bus}$	$-V_{Bus}$
\vec{V}_3 (010)	OFF	ON	OFF	0	$+V_{Bus}$	0	$-V_{Bus}$	$+V_{Bus}$	0
\vec{V}_4 (011)	OFF	ON	ON	0	$+V_{Bus}$	$+V_{Bus}$	$-V_{Bus}$	0	$+V_{Bus}$
\vec{V}_5 (001)	OFF	OFF	ON	0	0	$+V_{Bus}$	0	$-V_{Bus}$	$+V_{Bus}$
\vec{V}_6 (101)	ON	OFF	ON	$+V_{Bus}$	0	$+V_{Bus}$	$+V_{Bus}$	$-V_{Bus}$	0
\vec{V}_7 (111)	ON	ON	ON	0	0	0	0	0	0

Fonte: Próprio autor.

Diferentemente da modulação SPWM convencional, que modula cada uma das três fases individualmente, a modulação vetorial modula as tensões trifásicas a partir de um único vetor de referência. Com o objetivo de simplificar a representação dos possíveis vetores de comutação e do vetor de referência, utiliza-se uma transformação linear do sistema de coordenadas abc para um novo sistema de coordenadas estacionárias $(\alpha\beta\gamma)$, conforme apresentado em [131]. Nesse novo sistema de coordenadas, o eixo α é a projeção do eixo a no plano, o eixo γ é perpendicular ao plano e o eixo β é ortogonal aos outros dois. O eixo γ , especificamente, está relacionado com a componente de sequência zero, que é nula para sistemas trifásicos a quatro fios balanceados e para sistemas a três fios. Logo, devido à natureza do conversor VSI utilizado neste trabalho, pode-se desprezar essa componente da análise matemática.

A fim de compreender melhor esse conceito, considera-se o seguinte sistema trifásico

$$\begin{aligned}
 v_a &= V_m \text{sen}(\omega t) \\
 v_b &= V_m \text{sen}\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\
 v_c &= V_m \text{sen}\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)
 \end{aligned} \tag{4.6}$$

A conversão do plano estacionário abc para o plano ortogonal $\alpha\beta$ se dá por meio

da transformada de Clarke, resultando em

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \end{bmatrix}. \quad (4.7)$$

Dessa forma, o vetor de referência, bem como os vetores bases de comutação, podem ser definidos em termos das componentes α e β , como segue

$$\vec{V} = v_\alpha + jv_\beta. \quad (4.8)$$

Com base no resultado da expressão (4.7) e utilizando-se a Tabela 4.1 para se obter os valores das tensões de linha que o inversor aplica em sua saída, pode-se determinar a amplitude e o ângulo dos vetores bases de comutação nas coordenadas $\alpha\beta$. Por exemplo, as coordenadas do vetor \vec{V}_1 são dadas por

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{Bus} \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (4.9)$$

Substituindo-se esses valores em (4.8), define-se

$$\vec{V}_1 = \frac{2}{3}V_{Bus} + j0 = \frac{2}{3}V_{Bus}e^{j0}. \quad (4.10)$$

Ao se realizar este mesmo procedimento para os demais vetores, é possível generalizar a expressão (4.10), conforme

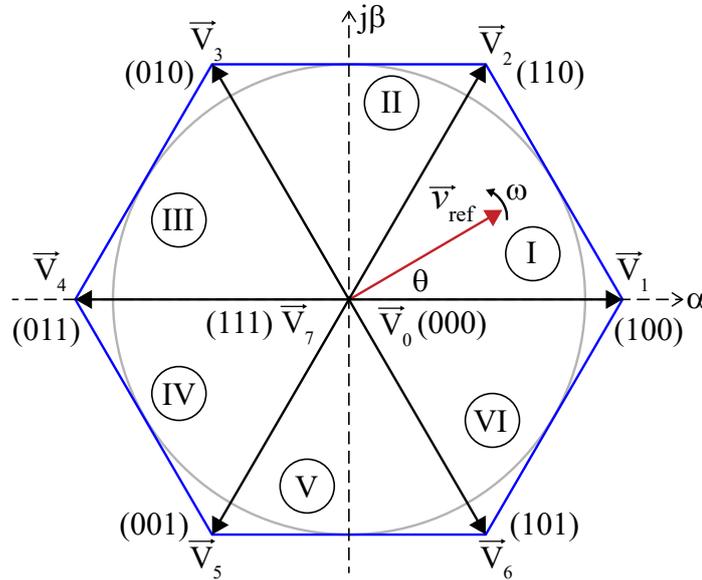
$$\vec{V}_k = \begin{cases} 0 & , \text{para } k = 1, 7 \\ \frac{2}{3}V_{Bus}e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} & , \text{para } k = 1, 2, \dots, 6. \end{cases} \quad (4.11)$$

A partir desse resultado, nota-se que os vetores ativos estão defasados 60° entre si e que todos apresentam a mesma amplitude. Com isso, torna-se possível representá-los no plano bidimensional, formando um hexágono regular de acordo com a Figura 4.5. Observa-se que os vetores nulos são localizados no centro do hexágono e que os espaços compreendidos entre dois vetores adjacentes são definidos por setores de I a VI. Ademais, é importante salientar que os vetores ativos e nulos são estacionários, enquanto o vetor de referência (\vec{v}_{ref}) se move no espaço vetorial com velocidade angular $\omega = 2\pi f$, sendo f a frequência fundamental da tensão de saída do inversor. Desse modo, para uma dada posição, \vec{v}_{ref} pode ser sintetizado a partir da comutação dos três vetores mais próximos e, conforme \vec{v}_{ref} passa pelos setores, diferentes conjuntos de interruptores são comutados. Como resultado, quando o vetor de referência completa uma volta no espaço vetorial, a tensão de saída varia um ciclo do seu período.

O próximo passo consiste em determinar uma estratégia para encontrar os setores

de operação, visando a implementação em um microcontrolador.

Figura 4.5 – Espaço vetorial das tensões de saída no sistema de coordenadas $\alpha\beta$ para o inversor de tensão trifásico.



Fonte: Próprio autor.

4.2.2 Definição dos Setores

Pela observação da Figura 4.5, é possível separar os setores em pares considerando-se os quatro quadrantes do plano imaginário $\alpha\beta$. A Tabela 4.2 mostra o resultado dessa análise, mas, como se pode verificar, ainda não se consegue definir com precisão todos os setores separadamente.

Tabela 4.2 – Condições básicas para identificar pares de setores de acordo com os quadrantes do plano $\alpha\beta$.

Quadrantes	Condições	Setores
1	$v_\alpha > 0$ e $v_\beta > 0$	I e II
2	$v_\alpha < 0$ e $v_\beta > 0$	II e III
3	$v_\alpha < 0$ e $v_\beta < 0$	III e IV
4	$v_\alpha > 0$ e $v_\beta < 0$	IV e V

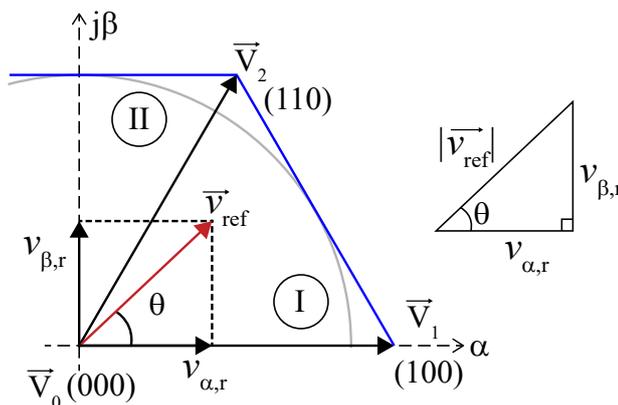
Fonte: Próprio autor.

A Figura 4.6 mostra em detalhes o primeiro quadrante do plano $\alpha\beta$, o qual inclui os setores I e II. Observa-se que a representação vetorial de \vec{v}_{ref} e de suas componentes $v_{\alpha,r}$ e $v_{\beta,r}$ forma um triângulo retângulo. Evidentemente, se o ângulo θ desse triângulo for menor que 60° , o vetor de referência se encontra no setor I, caso contrário \vec{v}_{ref} pertence ao

setor II. Aplicando-se as regras básicas da trigonometria no triângulo retângulo, obtém-se a expressão para o cálculo desse ângulo, segundo

$$\tan \theta = \frac{v_{\beta,r}}{v_{\alpha,r}}. \quad (4.12)$$

Figura 4.6 – Análise dos setores para o primeiro quadrante do plano $\alpha\beta$.



Fonte: Próprio autor.

O limite entre os dois setores é definido para $\theta = 60^\circ$, assim

$$\sqrt{3} = \frac{v_{\beta,r}}{v_{\alpha,r}}. \quad (4.13)$$

Dessa forma, determina-se as condições para diferenciar os setores I e II no primeiro quadrante do plano imaginário $\alpha\beta$, de acordo com

$$1^\circ \text{ Quadrante} \begin{cases} \sqrt{3}v_\alpha - v_\beta > 0 \rightarrow \text{Setor I} \\ \sqrt{3}v_\alpha - v_\beta < 0 \rightarrow \text{Setor II} \end{cases} \quad (4.14)$$

Já no segundo quadrante, o limite entre os setores resulta em

$$\sqrt{3} = -\frac{v_\beta}{v_\alpha}. \quad (4.15)$$

Logo, as condições para identificar os setores II e III no segundo quadrante são dadas por

$$2^\circ \text{ Quadrante} \begin{cases} \sqrt{3}v_\alpha + v_\beta > 0 \rightarrow \text{Setor II} \\ \sqrt{3}v_\alpha + v_\beta < 0 \rightarrow \text{Setor III} \end{cases} \quad (4.16)$$

Seguindo o mesmo procedimento para o terceiro e quarto quadrante, obtém-se um conjunto de condições que permitem identificar corretamente qualquer um dos seis setores a partir das componentes α e β do vetor de referência. A fim de facilitar a implementação dessa estratégia, a Tabela 4.3 reúne todas as condições necessárias para a identificação dos setores com base nas seguintes variáveis

$$R_{ef,1} = v_\beta \quad (4.17)$$

$$R_{ef,2} = \sqrt{3}v_\alpha - v_\beta \quad (4.18)$$

$$R_{ef,3} = \sqrt{3}v_\alpha + v_\beta \quad (4.19)$$

Portanto, basta calcular $R_{ef,1}$, $R_{ef,2}$ e $R_{ef,3}$, a partir das saídas dos controladores nas coordenadas $\alpha\beta$, e fazer uma simples verificação de sinal por meio de rotinas condicionais. Uma vez identificados os setores, resta determinar os períodos de condução dos interruptores.

Tabela 4.3 – Condições para identificação dos setores baseadas nas componentes v_α e v_β do vetor de referência.

Setores	$R_{ef,1}$	$R_{ef,2}$	$R_{ef,3}$
1	> 0	> 0	≥ 0
2	> 0	≤ 0	> 0
3	> 0	≤ 0	< 0
4	≤ 0	< 0	≤ 0
5	≤ 0	≥ 0	< 0
6	≤ 0	> 0	≥ 0

Fonte: Próprio autor.

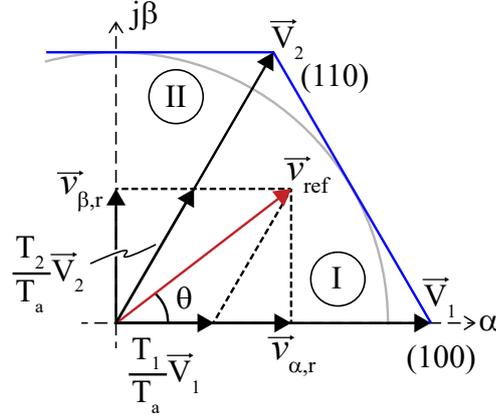
4.2.3 Tempo de Permanência dos Vetores

O tempo de permanência em cada vetor de comutação representa essencialmente a razão cíclica dos interruptores escolhidos dentro de um período de comutação T_s . Considerando-se, a princípio, que o vetor de referência se encontra no setor I, conforme ilustrado na Figura 4.7, e assumindo-se que a frequência de comutação é muito maior que a frequência fundamental da tensão de saída, então o vetor de referência pode ser considerado constante durante T_s . Assim, \vec{v}_{ref} é aproximado a partir da média ponderada pelos intervalos de aplicação dos vetores mais próximos, de acordo com

$$\vec{v}_{ref} = \frac{T_1}{T_s} \vec{V}_1 + \frac{T_2}{T_s} \vec{V}_2 + \frac{T_0}{T_s} (\vec{V}_0 \text{ ou } \vec{V}_7), \quad (4.20)$$

onde T_1 representa o intervalo de aplicação do vetor \vec{V}_1 , T_2 representa o intervalo de aplicação do vetor \vec{V}_2 e T_0 é a soma dos intervalos de aplicação dos vetores nulos, sendo definido por

$$T_0 = T_s - T_1 - T_2 \quad (4.21)$$

Figura 4.7 – Decomposição do vetor de referência no setor I.


Fonte: Próprio autor.

Com base em (4.8) e (4.11), e lembrando-se que $\vec{V}_0 = \vec{V}_7 = 0$, pode-se reescrever (4.20) como segue

$$\begin{aligned} \vec{v}_{ref} &= v_{\alpha,r} + jv_{\beta,r} = \frac{T_1}{T_s} |\vec{V}_1| e^{j0} + \frac{T_2}{T_s} |\vec{V}_2| e^{j\frac{\pi}{3}} \\ &= \frac{T_1}{T_s} |\vec{V}_1| + \frac{T_2}{T_s} |\vec{V}_2| \left(\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \right) \end{aligned} \quad (4.22)$$

Pela análise feita anteriormente, sabe-se que a magnitude de todos os vetores ativos vale $2V_{Bus}/3$ entre fase e neutro. Assim, separando-se a parte real e a parte imaginária de (4.22), chega-se em

$$\begin{cases} v_{\alpha,r} = \frac{T_1}{T_s} \frac{2}{3} V_{Bus} + \frac{T_2}{T_s} \frac{1}{3} V_{Bus} \\ v_{\beta,r} = \frac{T_2}{T_s} \frac{\sqrt{3}}{3} V_{Bus} \end{cases} \quad (4.23)$$

Por fim, resolvendo-se o sistema para T_1 e T_2 , conclui-se que

$$\begin{cases} T_1 = \frac{T_s}{2} (\sqrt{3}m_{\alpha,r} - m_{\beta,r}) \\ T_2 = T_s m_{\beta,r} \end{cases} \quad (4.24)$$

onde $m_{\alpha,r} = \sqrt{3}v_{\alpha,r}/V_{Bus}$ e $m_{\beta,r} = \sqrt{3}v_{\beta,r}/V_{Bus}$ são os índices de modulação das coordenadas α e β , respectivamente, normalizados para valores de linha. Então, a partir de (4.24) tem-se os tempos de permanência nos vetores de comutação \vec{V}_1 e \vec{V}_2 , enquanto \vec{v}_{ref} estiver no Setor I. As razões do período em que esses vetores são aplicados podem ser descritas como

$$\begin{cases} t_1 = \frac{T_1}{T_s} = \frac{1}{2} (\sqrt{3}m_{\alpha,r} + m_{\beta,r}) \\ t_2 = \frac{T_2}{T_s} = m_{\beta,r} \end{cases} \quad (4.25)$$

Com o intuito de generalizar o cálculo para os demais setores, define-se as seguintes variáveis

$$U = m_{\beta,r} \quad (4.26)$$

$$V = \frac{1}{2} (\sqrt{3}m_{\alpha,r} + m_{\beta,r}) \quad (4.27)$$

$$W = \frac{1}{2} (-\sqrt{3}m_{\alpha,r} + m_{\beta,r}) \quad (4.28)$$

Sendo assim, conforme determinado em (4.25), para o primeiro setor tem-se $t_1 = -W$ e $t_2 = U$. A Tabela 4.4 resume as expressões de t_n e t_{n+1} para todos os setores em termos de U , V e W .

Tabela 4.4 – Razões do período em que cada vetor adjacente é aplicado em um determinado setor, sendo n o número do respectivo setor.

Setor	1	2	3	4	5	6
t_n	-W	W	U	-U	-V	V
t_{n+1}	U	V	-V	W	-W	-U

Fonte: Próprio autor.

Embora já se saiba quais são os vetores bases de comutação e sua duração para determinado setor, ainda não se definiu o tempo de condução de cada interruptor. Para isso, deve-se analisar a sequência de distribuição dos vetores por período de comutação, conforme discutido a seguir.

4.2.4 Sequência de Aplicação dos Vetores

Uma das vantagens da modulação vetorial é o fato desta possuir um grau de liberdade adicional, que é a escolha da distribuição dos vetores de comutação ao longo de T_s , resultando em diferentes sequências de comutação [131]. Na escolha da sequência de comutação, é desejável assegurar que a transição entre diferentes vetores seja realizada pela comutação de somente um braço do inversor, reduzindo assim o número de comutações e, conseqüentemente, as perdas em comutação [131, 132]. Sendo assim, optou-se pela sequência denominada simétrica, na qual os três braços do inversor comutam em alta frequência e, devido à simetria do padrão PWM gerado, resulta em uma baixa distorção harmônica na saída [131]. A Tabela 4.5 apresenta a sequência de comutação simétrica.

Para facilitar a análise considerar-se-á, novamente, a situação em que o vetor de referência se encontra no primeiro setor. Nesse caso, os pulsos de comando dos interruptores superiores são distribuídos conforme apresentado na Figura 4.8. Ao se analisar a figura, conclui-se que as razões cíclicas dos interruptores superiores, i.e., as frações de período em que os pulsos permanecem em nível alto durante T_s , são dadas por (4.29). Observa-se que

Tabela 4.5 – Sequência de comutação simétrica para o VSI trifásico.

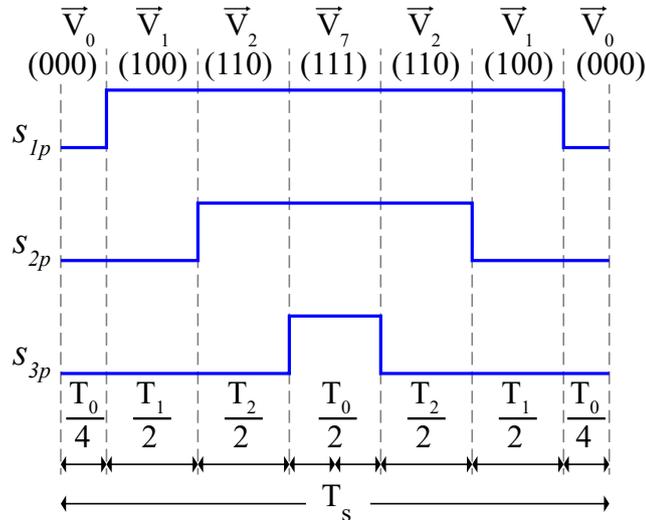
Setor	Sequência de Comutação
1	$\vec{V}_0-\vec{V}_1-\vec{V}_2-\vec{V}_7-\vec{V}_2-\vec{V}_1-\vec{V}_0$
2	$\vec{V}_0-\vec{V}_3-\vec{V}_2-\vec{V}_7-\vec{V}_2-\vec{V}_3-\vec{V}_0$
3	$\vec{V}_0-\vec{V}_3-\vec{V}_4-\vec{V}_7-\vec{V}_4-\vec{V}_3-\vec{V}_0$
4	$\vec{V}_0-\vec{V}_5-\vec{V}_4-\vec{V}_7-\vec{V}_4-\vec{V}_5-\vec{V}_0$
5	$\vec{V}_0-\vec{V}_5-\vec{V}_6-\vec{V}_7-\vec{V}_6-\vec{V}_5-\vec{V}_0$
6	$\vec{V}_0-\vec{V}_1-\vec{V}_6-\vec{V}_7-\vec{V}_6-\vec{V}_1-\vec{V}_0$

Fonte: Próprio autor.

esses valores são descritos com base nas frações de período em que os vetores são aplicados, as quais foram determinadas em (4.25).

$$\begin{cases} d_{1p} = \frac{1}{T_s} \left(T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2} \right) = t_1 + t_2 + \frac{t_0}{2} \\ d_{2p} = \frac{1}{T_s} \left(T_2 + \frac{T_0}{2} \right) = t_2 + \frac{t_0}{2} \\ d_{3p} = \frac{1}{T_s} \left(\frac{T_0}{2} \right) = \frac{t_0}{2} \end{cases} \quad (4.29)$$

Figura 4.8 – Distribuição dos pulsos de comando para o setor I, considerando-se a sequência de comutação simétrica.



Fonte: Próprio autor.

Vale ressaltar que a distribuição dos pulsos de comando para os outros setores é facilmente obtida com base na Tabela 4.5 e na Figura 4.8, e aplicando-se o mesmo conceito utilizado para o setor I na análise anterior, obtém-se as expressões das razões cíclicas correspondentes aos demais setores, conforme resumido na Tabela 4.6. Com isso, encerra-se aqui o estudo sobre a modulação vetorial e para sumarizar o conteúdo, um fluxograma e

um exemplo do algoritmo são apresentados a seguir.

Tabela 4.6 – Razões cíclicas para os interruptores superiores com base nas frações de tempo t_1 , t_2 e t_0 , considerando os diferentes setores.

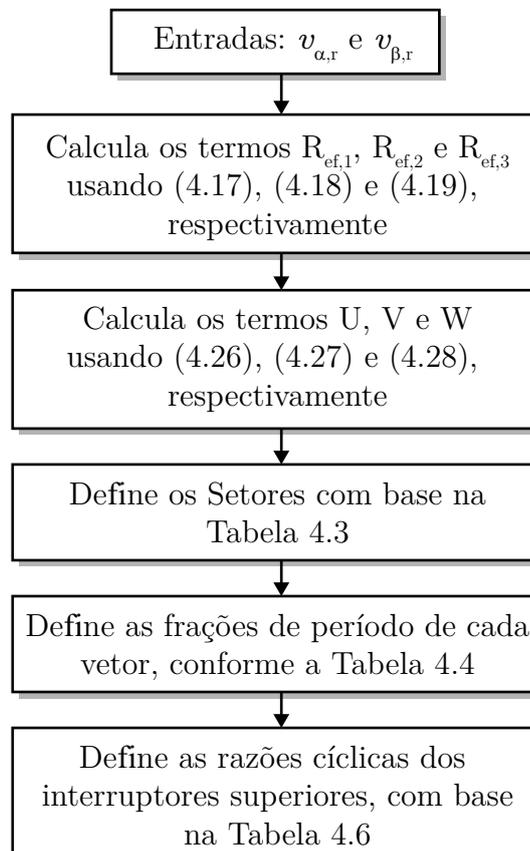
Setor	S_{1p}	S_{2p}	S_{3p}
1	$t_1 + t_2 + \frac{t_0}{2}$	$t_2 + \frac{t_0}{2}$	$\frac{t_0}{2}$
2	$t_2 + \frac{t_0}{2}$	$t_1 + t_2 + \frac{t_0}{2}$	$\frac{t_0}{2}$
3	$\frac{t_0}{2}$	$t_1 + t_2 + \frac{t_0}{2}$	$t_2 + \frac{t_0}{2}$
4	$\frac{t_0}{2}$	$t_2 + \frac{t_0}{2}$	$t_1 + t_2 + \frac{t_0}{2}$
5	$t_2 + \frac{t_0}{2}$	$\frac{t_0}{2}$	$t_1 + t_2 + \frac{t_0}{2}$
6	$t_1 + t_2 + \frac{t_0}{2}$	$\frac{t_0}{2}$	$t_2 + \frac{t_0}{2}$

Fonte: Próprio autor.

4.2.5 Algoritmo de Implementação da Modulação Vetorial

De modo a facilitar a implementação da modulação vetorial, o fluxograma da Figura 4.7 demonstra, simplificada, as etapas necessárias para o seu funcionamento. O Código 4.1, por sua vez, apresenta um exemplo de implementação em linguagem C, o

Figura 4.9 – Fluxograma simplificado para implementação da modulação vetorial.



Fonte: Próprio autor.

qual foi elaborado com base no referido fluxograma. Para validar o seu desempenho, a Figura 4.7 mostra as formas de onda das razões cíclicas, obtidas diretamente do compilador.

Código 4.1 – Exemplo de implementação da modulação vetorial em linguagem C.

```

1 // mAlpha e mBeta correspondem às entradas do modulador SV
  // Nesse caso, são as próprias saídas dos controladores de corrente do inversor
3 rf1 = mBeta;
  rf2 = sqrt(3)*mAlpha - mBeta;
5 rf3 = -sqrt(3)*mAlpha - mBeta;

7 // Definição dos Setores e cálculo das respectivas razões cíclicas
  if((rf1>0) && (rf2>0) && (rf3<=0)) // setor 1
9 {
    // frações de período de cada vetor
11  t1 = 0.5*(sqrt(3)*mAlpha - mBeta);
    t2  = mBeta;
13  t0 = 1 - t1 - t2;

15  // razões cíclicas dos interruptores superiores
    m1 = t1 + t2 + t0/2;
17  m3 = t0/2 + t2;
    m5 = t0/2;
19 }
  else if((rf1>0) && (rf2<=0) && (rf3<=0)) // setor 2
21 {
    t1 = 0.5*(-sqrt(3)*mAlpha + mBeta);
23  t2 = 0.5*(sqrt(3)*mAlpha + mBeta);
    t0 = 1 - t1 - t2;

25  m1 = t2 + t0/2;
27  m3 = t1 + t2 + t0/2;
    m5 = t0/2;
29 }
  else if((rf1>0) && (rf2<=0) && (rf3>0)) // setor 3
31 {
    t1 = mBeta;
33  t2 = - 0.5*(sqrt(3)*mAlpha + mBeta);
    t0 = 1 - t1 - t2;

35  m1 = t0/2;
37  m3 = t0/2 + t1 + t2;
    m5 = t0/2 + t2;
39 }
  else if((rf1<=0) && (rf2<=0) && (rf3>0)) // setor 4
41 {
    t1 = -mBeta;
43  t2 = 0.5*(-sqrt(3)*mAlpha + mBeta);

```

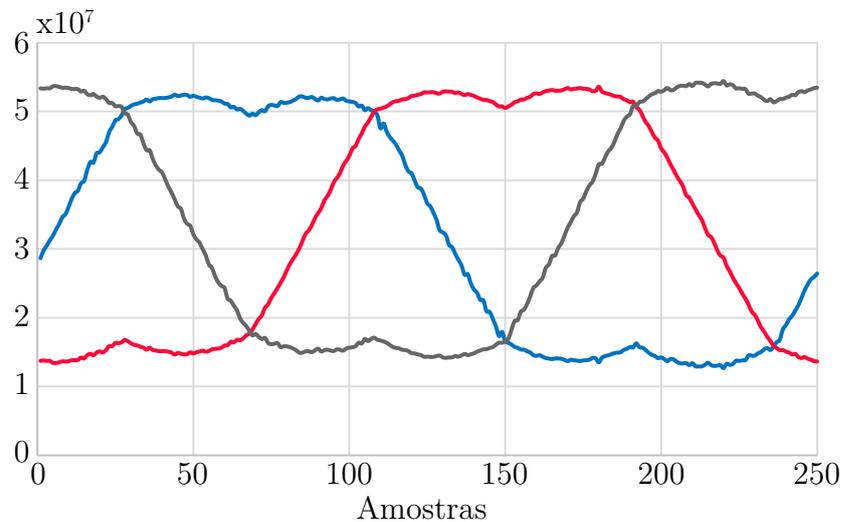
```

    t0 = 1 - t1 - t2;
45
    m1 = t0/2;
47
    m3 = t0/2 + t2;
    m5 = t0/2 + t1 + t2;
49 }
else if((rf1<=0) && (rf2>0) && (rf3>0)) // setor 5
51 {
    t1 = - 0.5*(sqrt(3)*mAlpha + mBeta);
53
    t2 = 0.5*(sqrt(3)*mAlpha - mBeta);
    t0 = 1 - t1 - t2;
55
    m1 = t2 + t0/2;
57
    m3 = t0/2;
    m5 = t0/2 + t1 + t2;
59 }
else if((rf1<=0) && (rf2>0) && (rf3<=0)) // setor 6
61 {
    t1 = 0.5*(sqrt(3)*mAlpha + mBeta);
63
    t2 = -mBeta;
    t0 = 1 - t1 - t2;
65
    m1 = t0/2 + t1 + t2;
67
    m3 = t0/2;
    m5 = t0/2 + t2;
69 }

```

Fonte: Próprio autor.

Figura 4.10 – Resultados obtidos a partir da implementação do Código 4.1 em um microcontrolador de 32 bits da Texas Instruments[®]. Destaca-se que o código foi implementado em ponto fixo, utilizando-se a biblioteca IQmath.

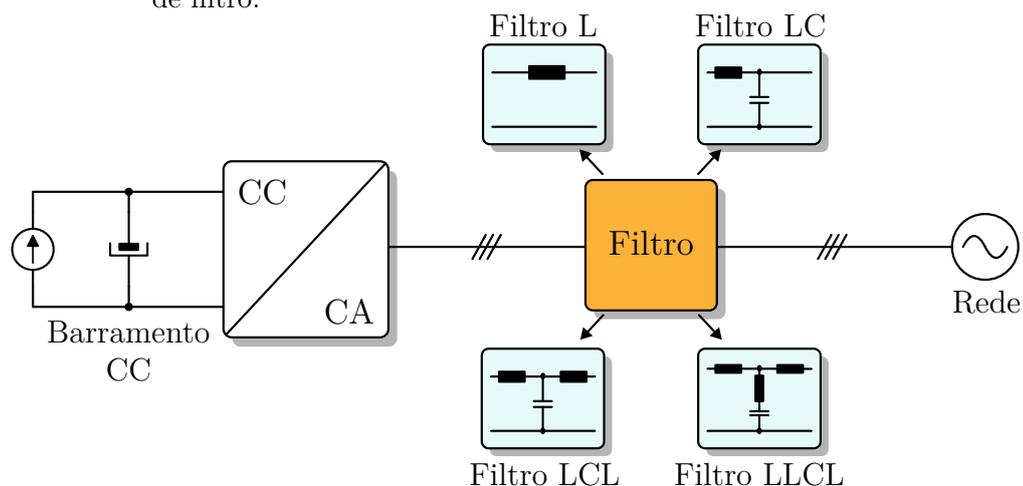


Fonte: Próprio autor.

4.3 FILTRO PARA INTERFACE COM A REDE ELÉTRICA

Devido ao processo de comutação dos interruptores em alta frequência, a tensão de saída do inversor apresenta um elevado conteúdo harmônico associado à componente fundamental. Quando conectado à rede elétrica, tais harmônicos de tensão são responsáveis pela propagação de harmônicos de corrente nas respectivas frequências, podendo interferir em equipamentos sensíveis alimentados pela mesma rede e aumentar as suas perdas, caso não sejam adotados filtros adequados para impedir que eles fluam [133]. Além disso, no caso da integração com a rede elétrica comercial, existem normas que limitam o fator de potência e a distorção harmônica total da corrente. Por esses motivos, é crucial a utilização de um filtro passa-baixa na saída do conversor CC-CA, que, de um modo geral, pode ser classificado em quatro arranjos principais: L, LC, LCL ou LLCL [134]. A Figura 4.11 representa o diagrama unifilar do inversor conectado à rede elétrica, considerando as principais topologias de filtro.

Figura 4.11 – Diagrama unifilar do VSI conectado à rede elétrica e as principais topologias de filtro.



Fonte: Adaptado de [134].

4.3.1 Filtro L

A solução mais simples para a filtragem é a utilização de um único indutor, popularmente conhecido como filtro indutivo de primeira ordem ou, simplesmente, filtro L. Essa configuração promove uma atenuação de 20 dB/década em toda faixa do espectro de frequência. Sendo assim, quanto maior a indutância, maior a atenuação para uma dada frequência. Todavia, indutâncias muito elevadas comprometem a dinâmica do sistema, que passa a responder lentamente às ações do controlador de corrente, devido à limitação da largura de banda. Nesse caso, para evitar a saturação do modulador diante de degraus de referência, seria necessária a utilização de uma tensão relativamente alta no barramento CC do inversor [125]. Isso, por sua vez, aumentaria os esforços de tensão sobre os interruptores, levando a uma diminuição do rendimento e a um aumento do custo do conversor.

Diante do exposto, a utilização desse tipo de filtro é recomendada somente para sistemas que operam com frequência de comutação elevada, normalmente em aplicações até alguns kW, ou que apresentam uma frequência efetiva na saída elevada, como é o caso dos inversores multiníveis [135] e dos inversores intercalados [136, 137]. Nessas condições a indutância necessária para prover a atenuação torna-se menos expressiva, implicando em menor peso e volume. Já para aplicações em torno de centenas de kW até poucos MW, como em sistemas eólicos, a frequência de comutação é baixa para reduzir as perdas por comutação nos interruptores [138]. Conseqüentemente, para atenuar os harmônicos de corrente e atender as normas de qualidade de energia, a indutância do filtro se torna muito elevada [133], acarretando no aumento do custo, peso e volume do conversor, além de afetar a dinâmica do sistema, conforme discutido no parágrafo anterior.

4.3.2 Filtro LC

Uma possível solução para redução dessa indutância seria a utilização de um filtro LC de segunda ordem, conforme ilustrado na Figura 4.11. Devido à presença do capacitor, que oferece um caminho de baixa impedância para as componentes de alta frequência, esse tipo de filtro apresenta uma atenuação de 40 dB/década após a frequência de ressonância (f_0). Quanto maior o valor do capacitor, menor a indutância necessária para atenuar os harmônicos de alta frequência, o que possibilita reduzir o volume do magnético e, conseqüentemente, o custo total do filtro. Por outro lado, valores muito elevados de capacitância não são recomendados, uma vez que podem provocar problemas relacionados às correntes de *inrush* e à circulação de harmônicos de corrente em baixas frequências através do capacitor [139].

Outra limitação associada ao emprego do filtro LC é o fato da ressonância entre o indutor e o capacitor amplificar sinais cujas frequências se aproximam de f_0 , sendo necessário inserir um coeficiente de amortecimento para prevenir problemas de instabilidade no sistema. Além disso, o fato do capacitor ficar em paralelo com a rede elétrica torna a frequência de ressonância do filtro dependente da impedância da rede [75]. Sabendo que essa impedância varia conforme as condições de operação, é extremamente complicado determinar com precisão a frequência de ressonância do filtro, dificultando assim o projeto do seu amortecimento. Em redes ditas fracas, onde a impedância é predominantemente indutiva, o filtro LC pode ser interpretado como um filtro LCL [140]. No entanto, quando utilizado para conexão com uma rede forte (barramento infinito), onde a indutância é insignificante, o capacitor do filtro LC se torna inefetivo. Nesse caso, a ondulação na corrente de saída passa a ser igual a ondulação na corrente do indutor de um filtro L, no qual a atenuação depende exclusivamente do valor da indutância [141].

Em razão disso, o filtro LC é normalmente empregado quando se deseja controlar diretamente a tensão sobre o capacitor, como ocorre em sistemas de geração distribuída controlados por tensão [142, 143] ou em sistemas ininterruptos de energia (UPS, da sigla

em inglês) [144] – especialmente quando o sistema opera *off-grid* (isolado da rede). Por outro lado, quando se deseja controlar a corrente injetada na rede elétrica é mais comum o emprego do filtro LCL [145].

4.3.3 Filtro LCL

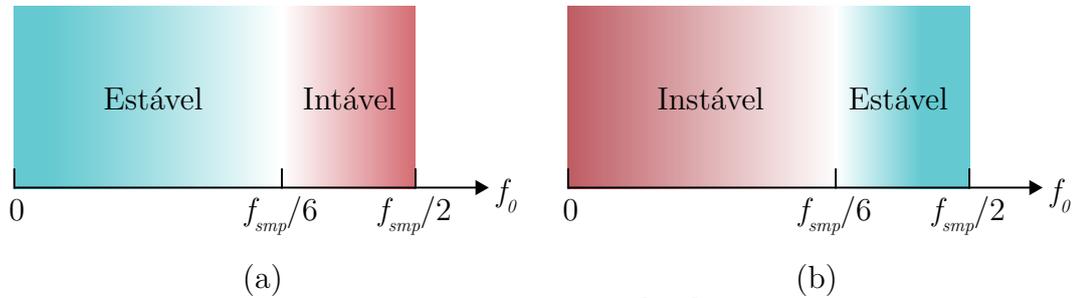
No tocante ao fator de atenuação, o filtro LCL é a melhor opção entre as demais topologias, assegurando -60 dB/década para as componentes de corrente cujas frequências estão acima da sua frequência de ressonância. Isso possibilita reduzir consideravelmente o volume do filtro, que pode chegar a um terço do volume de um filtro L para uma atenuação equivalente [125]. Tal característica também confere ao filtro LCL efetividade na redução de interferências eletromagnéticas (EMI) de modo diferencial e permite operar com frequências de comutação relativamente baixas, tornando-o atrativo para aplicações em alta potência [138]. No caso da conexão com redes fortes, a indutância do segundo indutor se sobrepõe à indutância da rede, reduzindo assim a sensibilidade do filtro às variações da impedância da própria rede elétrica. No entanto, caso a conexão ocorra em uma rede fraca, a frequência de ressonância do filtro LCL também será afetada, conforme abordado posteriormente neste capítulo. Vale ressaltar ainda que o emprego do filtro de terceira ordem melhora a dinâmica do controle de corrente, uma vez que são requeridos indutores e capacitores de baixo valor.

Em contrapartida, sistemas que incorporam filtros LCL requerem estratégias de controle mais complexas e são mais suscetíveis às interferências causadas por harmônicos de tensão da rede, devido aos riscos de ressonância e a menor impedância harmônica apresentada à rede elétrica [146]. Analogamente ao filtro LC, para evitar que a ressonância cause instabilidades no sistema, é importante inserir certo coeficiente de amortecimento, que pode ser implementado de forma passiva ou ativa.

A Figura 4.12 mostra, resumidamente, as regiões de estabilidade de um inversor conectado à rede por meio de um filtro LCL, onde f_{smp} é a frequência de amostragem da malha de controle de corrente [147]. Como se pode observar na Figura 4.12(a), se o controle é realizado a partir da corrente do inversor (CCI), torna-se necessário amortecer apropriadamente o filtro caso sua frequência de ressonância seja maior do que um sexto da frequência de amostragem. Por outro lado, quando se controla a corrente do lado da rede (CCR), deve-se amortecer o filtro quando $f_0 < f_{smp}/6$ (c.f. Figura 4.12(b)). A frequência $f_{smp}/6$ é denominada frequência crítica (f_{crit}) e, conforme constatado em [148], se $f_0 = f_{crit}$ o sistema sempre será instável, mesmo com amortecimento. Os autores também observaram que a capacidade de filtragem e a dinâmica do filtro LCL para altas frequências de ressonância são semelhantes as de um filtro L, o que sugere não haver nenhum benefício específico no uso de um filtro LCL em comparação com um filtro L se sua frequência de ressonância estiver acima da frequência crítica. Ademais, salienta-se que a condição de estabilidade do inversor também depende da impedância da rede elétrica.

Sendo assim, para aplicações onde a impedância da rede não é conhecida, o amortecimento se faz necessário para evitar o comportamento oscilatório do inversor.

Figura 4.12 – Regiões de estabilidade do inversor trifásico conectado à rede por meio de um filtro LCL, onde f_{smp} é a frequência de amostragem: (a) controle do lado do inversor (CCI); (b) controle do lado da rede (CCR).



Fonte: Adaptado de [147].

4.3.4 Filtro LLCL

Mais recentemente, topologias de maior ordem, como é o caso do filtro LLCL, têm sido propostas na literatura [149, 134]. Nessa configuração, o capacitor do filtro LCL é substituído por uma ramo LC série (c.f. Figura 4.11), sintonizado para ressonar exatamente na frequência de comutação (f_s). A adição desse ramo – conhecido na literatura como *trap* – tem como objetivo fornecer um caminho de baixíssima impedância para os harmônicos de corrente em f_s , levando a uma diminuição da indutância total e do volume do filtro. No entanto, apesar de oferecer uma atenuação harmônica maior em torno da frequência de comutação comparado ao filtro LCL, para frequências superiores a sua taxa de atenuação é de apenas 20 dB/década, enquanto no filtro LCL convencional é de 60 dB/década [134].

Para contornar esse problema, é possível adicionar mais ramos LC ao filtro LLCL, sintonizados em $2f_s$, $3f_s$, etc., conforme proposto em [150]. Dessa forma, obtém-se maior atenuação nas frequências múltiplas da comutação, além de reduzir ainda mais a indutância total necessária. Segundo os próprios autores, o volume obtido para esse tipo de filtro chega a ser de 25-30% menor em comparação com o filtro LCL. Outra possibilidade consiste em adicionar *traps* ao filtro LCL, combinando as características das duas topologias, como demonstrado em [151]. Assim, devido à presença do ramo do capacitor, essa topologia denominada filtro LTCL garante uma atenuação de 60 dB/década na banda de alta frequência, diferentemente da solução anterior. Vale destacar que, nesses tipos de filtro, não é recomendado utilizar mais do que três ramos LC em paralelo, pois o volume do filtro começa a aumentar a partir desse número [150].

Em [151], os autores também realizaram uma comparação entre as seguintes topologias: LCL, LLCL, LLCL com múltiplos *traps* e LTCL. Como resultado, apenas o filtro LTCL atendeu todas as recomendações da norma IEEE 519–1992 para duas condições operacionais distintas, ao passo que o filtro LCL apresentou os piores resultados entre os demais. Acrescenta-se, porém, que embora esses filtros de maior ordem possuam melhores

taxas de atenuação harmônica, o projeto dos seus parâmetros apresenta muitas dificuldades em contraste com as topologias mencionadas anteriormente [134].

4.3.5 Técnicas de Amortecimento

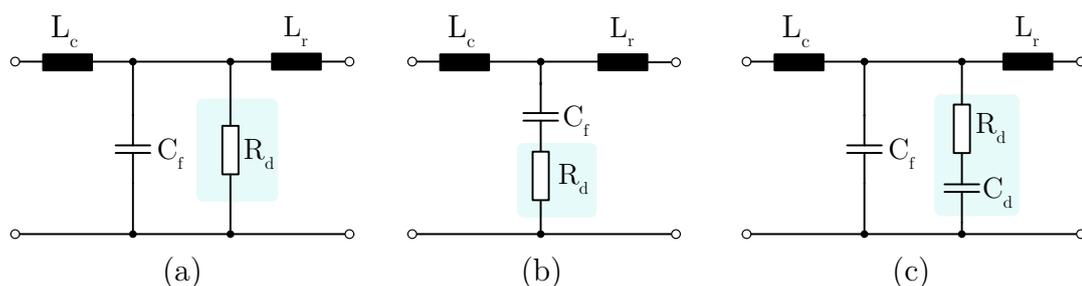
Com exceção do filtro L, todos os filtros revisados até então apresentam problemas relacionados à ressonância. Em virtude disso, para evitar a instabilidade do sistema, torna-se necessário aplicar técnicas de amortecimento, sejam elas passivas ou ativas. Na literatura existem diversas revisões a respeito desse tema, como em [134, 140, 152].

De modo geral, as técnicas de amortecimento passivo consistem em adicionar elementos passivos (resistores, indutores ou capacitores) ao filtro, a fim de atenuar seu pico de ressonância. Nesse sentido, diferentes combinações podem ser adotadas para o ramo de amortecimento. A título de exemplo, a Figura 4.13 mostra as três mais básicas considerando um filtro LCL. Já as técnicas de amortecimento passivo para filtros de ordem maior podem ser vistas em [134, 153].

Um resistor de amortecimento (R_d) em série com o capacitor (ver Figura 4.13(b)) é uma das soluções mais utilizadas devido à simplicidade no projeto e implementação. O resistor também pode ser colocado em paralelo com o capacitor, como ilustrado na Figura 4.13(a). Entretanto, essa configuração resulta em perdas elevadas, uma vez que o resistor está submetido à tensão total da rede elétrica e conduz correntes na frequência fundamental. Uma alternativa a esse problema é a conexão de um segundo capacitor em série com o resistor R_d , conforme representado na Figura 4.13(c). Quando corretamente dimensionada, a capacitância C_d torna-se uma alta impedância em baixas frequências, impedindo que estas dissipem potência em R_d . Por outro lado, na frequência de ressonância, o capacitor tem sua reatância reduzida e a resistência passa a ser mais significativa, servindo como amortecimento. A grande vantagem dessa configuração em relação ao resistor série da Figura 4.13(a) é que a atenuação do filtro se mantém em 60 dB/década em altas frequências, ao passo que na outra é reduzida para 40 dB/década [140].

Embora os métodos de amortecimento passivo sejam de fácil implementação, eles podem inserir perdas indesejadas no sistema, principalmente em aplicações de alta potência.

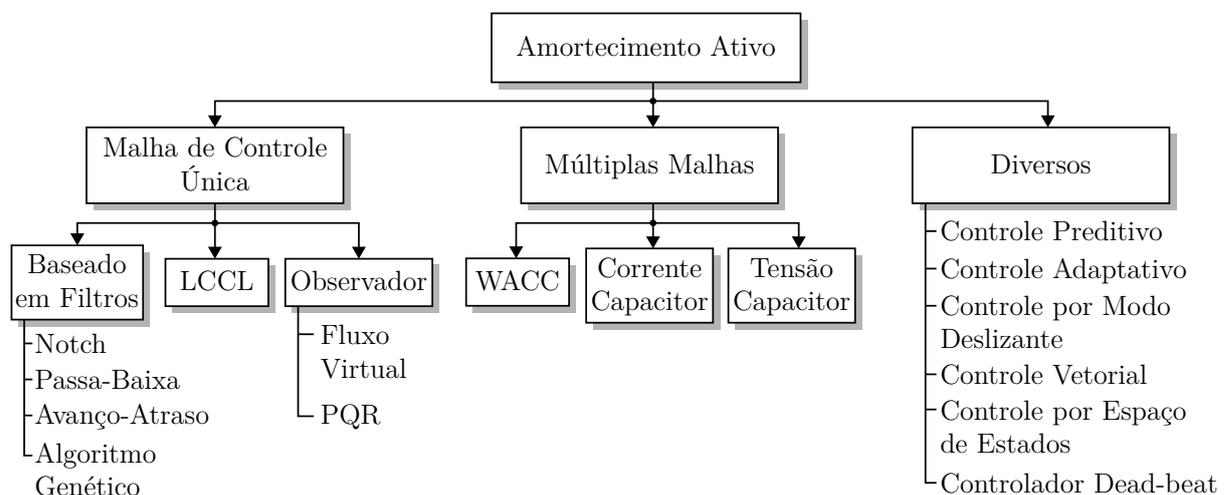
Figura 4.13 – Topologias básicas de amortecimento passivo para o filtro LCL: (a) resistor em paralelo; (b) resistor em série; e (c) ramo RC em paralelo.



Fonte: Próprio Autor.

Nessas circunstâncias, topologias de amortecimento mais elaboradas, como o caso de um ramo RLC em série/paralelo, podem ser usadas para melhorar o rendimento [140]. Outra opção é utilizar técnicas de amortecimento ativo, as quais estão recebendo cada vez mais atenção devido à sua flexibilidade e ao fato de não adicionarem perdas ao sistema, embora aumentem a complexidade do controle e os custos dos sensores [152]. Essas técnicas atenuam os efeitos da ressonância através de ações de controle apropriadas, dentre as quais a realimentação da corrente ou da tensão do capacitor [154, 155], bem como a aplicação de filtros em cascata com o controlador de corrente [147, 156] são abordagens muito comuns. A Figura 4.14 resume os principais métodos abordados na literatura, conforme a revisão realizada em [134].

Figura 4.14 – Principais métodos ativos de amortecimento.



Fonte: Adaptado de [134].

Com base nas vantagens e desvantagens destacadas na comparação, optou-se por utilizar o filtro LCL, devido ao seu volume reduzido, baixo custo e melhor capacidade de atenuação comparado às topologias mais simples (L e LC). Apesar do seu desempenho ser um pouco inferior aos filtros de maior ordem, destaca-se que o seu dimensionamento não é tão complexo e que o seu uso é bem consolidado na literatura e na indústria. Além disso, levando-se em consideração toda complexidade já associada à montagem e testes dos conversores que compõem o sistema, decidiu-se utilizar o método de amortecimento passivo com ramo RC paralelo, em virtude da sua simplicidade de implementação comparada aos métodos ativos. A seguir são apresentados os procedimentos de projeto do filtro em questão.

4.4 DIMENSIONAMENTO DO FILTRO LCL

O método para projetar o filtro LCL pode ser categorizado em duas abordagens distintas. Na primeira delas, o indutor do lado do conversor é projetado para limitar a ondulação de corrente do conversor e os demais componentes do filtro são dimensionados

para atender as normas de qualidade de energia [157, 158]. Já a segunda abordagem foca em calcular um limite para ambos os indutores, do lado do conversor e da rede, e em sequência escolher os outros parâmetros [159]. Algumas metodologias para otimização do filtro também são encontradas na literatura. Nesse caso, o projeto é realizado juntamente com o conversor e normalmente emprega algoritmos complexos, como o proposto em [160]. Tendo em vista que o foco dessa dissertação não é a otimização do filtro, a metodologia adotada aqui se baseia na ondulação máxima que se deseja nas correntes do conversor. Os demais parâmetros são determinados com base em restrições relacionadas ao fator de potência, volume do filtro e capacidade de atenuação, conforme discutido no decorrer dessa seção.

Em geral, alguns parâmetros de projeto devem ser determinados antes do dimensionamento do filtro propriamente dito, os quais incluem a tensão eficaz da rede elétrica (V_l), a potência nominal do conversor (P_n), a frequência de comutação (f_s), a frequência fundamental da rede (f_r), a corrente nominal de saída (I_{rms}), a tensão do barramento CC (V_{Bus}) e a ondulação de corrente desejada no indutor do lado do conversor (ΔI_{Lc}). A Tabela 4.7 reúne os parâmetros considerados neste trabalho.

Tabela 4.7 – Parâmetros do inversor para projeto do filtro LCL.

Parâmetros	Símbolos	Valores
Tensão Eficaz de Linha	V_l	380 V
Frequência da Rede Elétrica	f_r	60 Hz
Frequência de Comutação	f_s	15 kHz
Potência Nominal do Inversor	P_n	10 kW
Corrente Nominal de Saída (rms)	I_{rms}	15,15 A
Tensão do Barramento CC	V_{Bus}	600 V – 680 V
Ondulação de Corrente em L_c	ΔI_{Lc}	40%
Capacitância do Barramento CC	C_{Bus}	28 mH

O ramo do capacitor é o caminho dominante para os harmônicos de corrente em alta frequência. O dimensionamento do capacitor deve encontrar um equilíbrio entre o fator de potência e a capacidade de atenuação do filtro LCL. Para evitar que haja um decremento significativo do fator de potência, recomenda-se que a potência reativa processada pelo capacitor seja limitada em 5% da potência ativa total do conversor. Dessa forma, a primeira restrição diz respeito à máxima capacitância permitida e pode ser calculada por

$$C_{f,max} = 0,05 \left(\frac{P_n}{2\pi f_r V_l^2} \right), \quad (4.30)$$

No que se refere à indutância total do filtro (L_t), dada pela soma das indutâncias do lado do inversor (L_c) e do lado da rede (L_r), seu valor deve ser limitado de modo a não provocar uma queda de tensão muito elevada sobre os indutores na frequência fundamental. Do contrário, obter-se-ia um filtro volumoso, de alto custo e que resultaria numa resposta dinâmica lenta. Uma regra simples para evitar tais problemas é limitar a queda de tensão em 10% da tensão da rede, o que resulta na segunda restrição de projeto:

$$L_t = L_c + L_r \leq 0,1 \left(\frac{V_l^2}{2\pi f_r P_n} \right). \quad (4.31)$$

Para não afetar a componente fundamental da corrente e, ao mesmo tempo, garantir uma boa atenuação das componentes de alta frequência, recomenda-se escolher a frequência de ressonância respeitando a seguinte restrição [157]:

$$10f_r \leq f_{0,LCL} \leq f_s/2. \quad (4.32)$$

A quarta e última restrição está relacionada à taxa de atenuação harmônica do filtro (δ). Esse parâmetro de projeto relaciona a corrente injetada na rede (i_r) com a corrente do conversor (i_c), conforme (4.33), indicando o quanto as componentes harmônicas de i_c foram atenuadas na frequência de comutação ($\omega_s = 2\pi f_s$). Na literatura, recomenda-se que este valor seja no máximo 20% [158].

$$\delta = \left| \frac{i_r(j\omega_s)}{i_c(j\omega_s)} \right| = \left| \frac{1}{1 - \alpha_L L_c C_f \omega_s^2} \right| \quad (4.33)$$

É importante salientar que na expressão anterior α_L é um fator que relaciona os indutores do filtro, segundo

$$L_r = \alpha_L L_c. \quad (4.34)$$

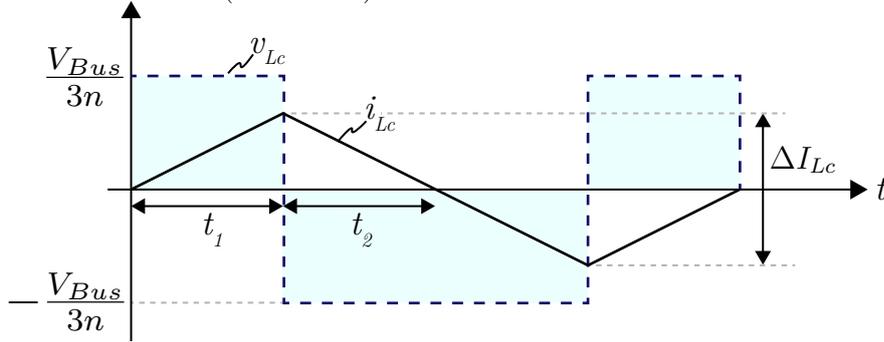
Uma vez definidas as principais restrições do projeto, parte-se para o dimensionamento do indutor do lado do conversor (L_c). Geralmente, esse indutor é projetado para atenuar a maior parte da ondulação de corrente. A fim de simplificar a análise, é válido considerar que os capacitores do filtro se comportam como um curto circuito e que os indutores do lado da rede apresentam uma impedância infinita para as correntes de alta frequência [161]. O cálculo da ondulação de corrente pode ser feito de acordo com [162], em que o pior caso é estabelecido durante o cruzamento por zero da tensão de fase, conforme ilustrado na Figura 4.15.

A partir dessa figura, a seguinte equação é obtida:

$$\Delta I_{L_c} = \frac{2V_{Bus}t_1}{3nL_c}, \quad \text{onde } t_1 = t_2 = \frac{\sqrt{3}m_i}{8f_s} \quad (4.35)$$

Na expressão anterior, m_i corresponde ao índice de modulação, calculado em função

Figura 4.15 – Ondulação de corrente durante o cruzamento por zero da tensão de fase, considerando a modulação vetorial (SVM) ou SPWM com injeção de terceira harmônica (THIPWM).



Fonte: adaptada de [162].

da tensão eficaz de fase (V_f), com base em (4.36). No projeto do indutor, o seu valor deve ser escolhido para o pior caso (i.e. aquele que resulta na maior ondulação de corrente), levando-se em conta toda a faixa de variação da tensão do barramento CC (ver Tabela 4.7). Já o termo ‘ n ’ vale 1 para inversores dois níveis e 2 para inversores três níveis.

$$m_i = \frac{2\sqrt{2}V_f}{V_{Bus}} \quad (4.36)$$

Sendo assim, ao se considerar a máxima ondulação de corrente permissível entre 20% – 40% da corrente nominal do inversor, a indutância mínima requerida do lado do conversor pode ser calculada por

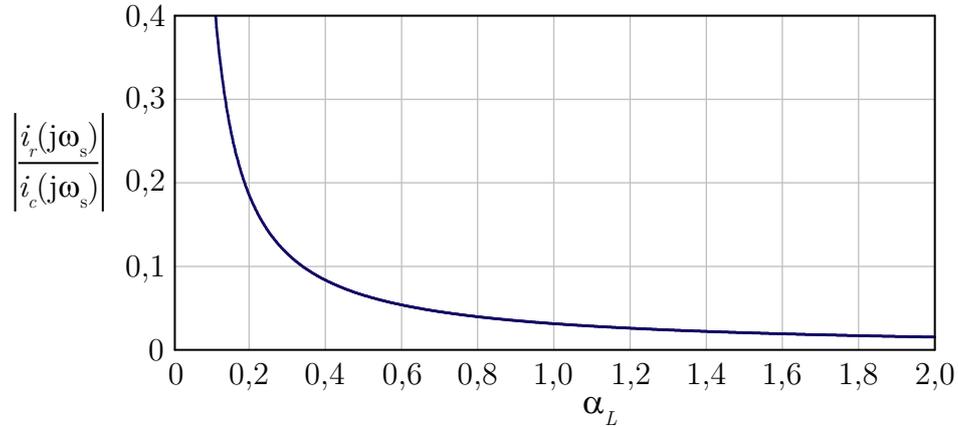
$$L_c = \frac{\sqrt{3}}{12} \frac{V_{Bus}}{f_s \Delta I_{Lc}} m_i, \quad (4.37)$$

em que $n = 1$ foi selecionado para o conversor em questão.

A indutância do lado da rede (L_r) pode ser dimensionada, simplesmente, subtraindo-se o valor de L_c da indutância total determinada em (4.31). Entretanto, muitas vezes a restrição de L_t resulta em valores sobredimensionados. Para reduzir o volume do filtro, existem outras alternativas referentes ao projeto de L_r . Uma delas, proposta por [158], é fixar um valor para o capacitor de filtro, com base em (4.30), e então obter a relação α_L que leva a uma taxa de atenuação de 10% a 20%, de acordo com (4.33). A título de exemplo, a Figura 4.16 mostra a taxa de atenuação para diferentes valores de α_L , considerando-se $C_f = C_{f,max}$. Nota-se que uma relação $\alpha_L = 2$ seria suficiente para atender uma taxa de atenuação de 20%, o que resultaria em $L_r = 0,2L_c$.

Outra alternativa, a qual foi considerada neste trabalho, consiste em dimensionar o indutor da rede com o objetivo de otimizar o tamanho do capacitor, como proposto em [159]. Isso decorre do fato de uma capacitância elevada provocar a circulação de correntes reativas elevadas enquanto o inversor não está operando, incluindo harmônicos devido à distorção da tensão. Em contrapartida, quando o inversor opera, os capacitores devem compensar essa mesma parcela reativa para evitar correntes indesejadas na rede.

Figura 4.16 – Taxa de atenuação harmônica para diferentes valores de α_L , considerando-se $C_f = C_{f,max}$.



Fonte: Próprio autor.

Portanto, capacitores grandes sobrecarregam o inversor, deixando menos corrente útil para a aplicação [163].

Assim, é realizada uma análise partindo-se da frequência de ressonância do filtro LCL, segundo

$$f_{0,LCL} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_c + L_r}{L_c L_r C_f}}. \quad (4.38)$$

Conhecendo-se a expressão da indutância total, definida em (4.31), é possível determinar a frequência de ressonância em função de L_t e de α_L , resultando em

$$f_{0,LCL} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{(1 + \alpha_L)^2}{\alpha_L L_t C_f}}. \quad (4.39)$$

Isolando-se C_f de (4.39) e parametrizando-se o resultado em relação a $1/(2\pi f_{0,LCL})^2 L_t$, obtém-se

$$\overline{C_f} = [(2\pi f_{0,LCL})^2 L_t] C_f = \frac{(1 + \alpha_L)^2}{\alpha_L}. \quad (4.40)$$

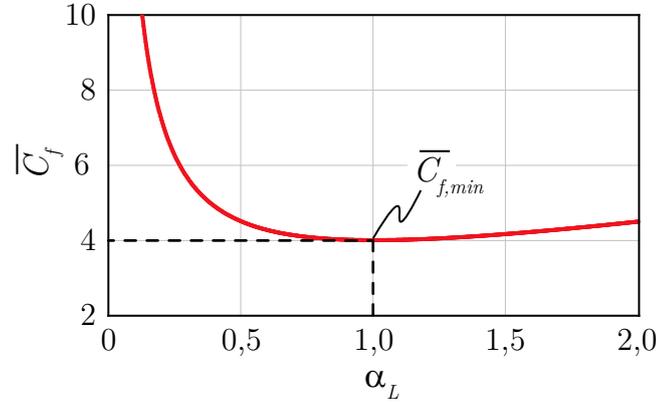
Para determinar qual valor de α_L garante a mínima capacitância para o filtro, basta derivar a expressão anterior em função de α_L e igualar o resultado a zero, como segue

$$\begin{aligned} \frac{\partial \overline{C_f}}{\partial \alpha_L} &= \left(1 - \frac{1}{\alpha_L^2}\right), \\ \frac{\partial \overline{C_f}}{\partial \alpha_L} &= 0 \rightarrow \alpha_L = 1. \end{aligned} \quad (4.41)$$

O resultado de (4.41) mostra que a otimização de C_f requer uma relação α_L unitária, o que permite concluir que ao se adotar $L_c = L_f$, obtém-se a menor capacitância possível

que garante a ressonância na frequência especificada para o projeto. Essa propriedade pode ser visualizada na Figura 4.17, e independe da frequência de ressonância e da indutância total do filtro.

Figura 4.17 – Capacitância do filtro parametrizada em função de α_L .



Fonte: adaptado de [147].

Após determinar as indutâncias do filtro, o capacitor é dimensionado para atender a frequência de ressonância desejada, com base em (4.38) ou (4.40). Dessa forma, assumindo-se $\alpha_L = 1$, a expressão que define a capacitância mínima é descrita da seguinte forma

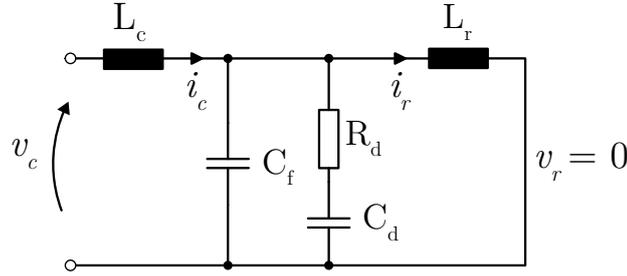
$$C_{f,min} = \frac{2}{(2\pi f_{0,LCL})^2 L_c}, \text{ para } L_c = L_r. \quad (4.42)$$

Para a definição do resistor de amortecimento (R_d), recorre-se a função de transferência do filtro LCL amortecido. A Figura 4.18 mostra o circuito equivalente monofásico do inversor, considerando-se apenas as componentes de alta frequência. A função de transferência que relaciona a corrente injetada na rede com a tensão imposta na saída do conversor é dada por (4.43), e pode ser obtida utilizando-se o procedimento das impedâncias equivalentes, como em [164], visto que o sistema já é linear.

$$\frac{i_r(s)}{v_c(s)} = \frac{sR_d C_d + 1}{s^4 L_c L_r C_f C_d R_d + s^3 L_c L_r (C_f + C_d) + s^2 (L_c + L_r) C_d R_d + s(L_c + L_r)} \quad (4.43)$$

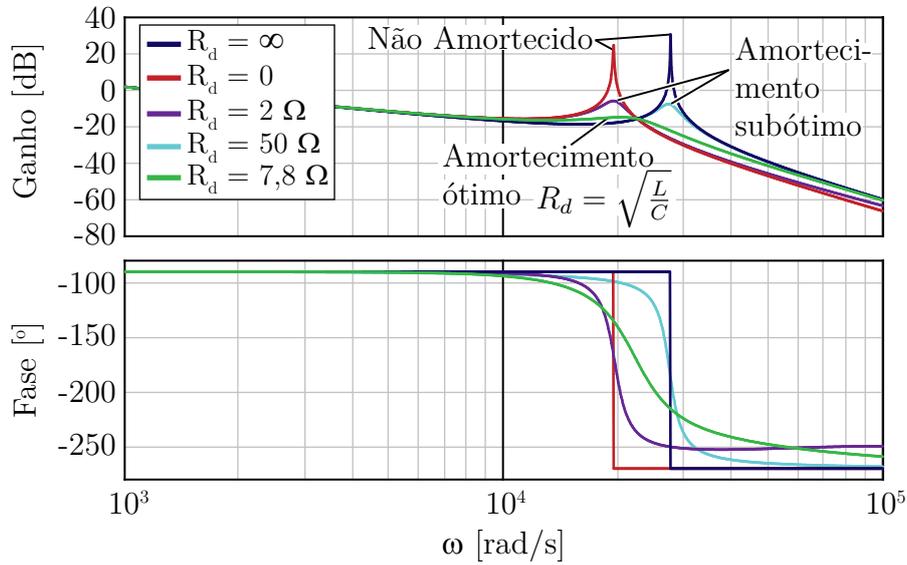
A resposta em frequência da função de transferência expressada em (4.43) está representada na Figura 4.19. Como se pode observar, tanto para $R_d = 0$ quanto para $R_d = \infty$, o filtro LCL não apresenta amortecimento, resultando em picos de ressonância em frequências distintas. De fato, quando R_d tende ao infinito, o ramo de amortecimento se comporta como um circuito aberto e não influencia mais no sistema. Por outro lado, quando R_d se anula (emulando um curto circuito), o ramo de amortecimento passa a compor apenas o capacitor C_d , que em paralelo com o capacitor do filtro interfere na frequência de ressonância, mas não a atenua. Assim, qualquer valor de R_d intermediário conduzirá ao amortecimento da ressonância.

Figura 4.18 – Circuito equivalente monofásico do inversor com filtro LCL, considerando-se apenas componentes de alta frequência.



Fonte: Próprio autor.

Figura 4.19 – Resposta em frequência do filtro LCL amortecido com um ramo RC, assumindo-se diferentes valores para o resistor de amortecimento (R_d).



Fonte: Próprio autor.

As frequências de ressonância extremas, considerando-se variações no resistor de amortecimento entre zero e infinito, são dadas por

$$\omega_{0,min} = \sqrt{\frac{L_c + L_r}{L_c L_r (C_f + C_d)}} \Big|_{R_d=0} \quad (4.44)$$

$$\omega_{0,max} = \sqrt{\frac{L_c + L_r}{L_c L_r C_d}} \Big|_{R_d=\infty} \quad (4.45)$$

Conforme analisado em [165], a impedância equivalente entre o capacitor de filtro e o ramo de amortecimento apresenta uma região resistiva, caracterizada por um ganho constante. Assim, é interessante que a frequência de ressonância seja situada nessa região, mas para isso o resistor de amortecimento deve ser escolhido obedecendo o seguinte critério [165]:

$$\frac{\sqrt{1 + \alpha_C}}{\alpha_C} \sqrt{\frac{L_{eq}}{C_f}} < R_d < \frac{1 + \alpha_C}{\alpha_C} \sqrt{\frac{L_{eq}}{C_f}}, \quad (4.46)$$

onde

$$\alpha_C = \frac{C_d}{C_f} \quad (4.47)$$

e

$$L_{eq} = \frac{L_c L_r}{L_c + L_r} \quad (4.48)$$

A relação α_C influencia nas perdas e na efetividade de amortecimento do ramo RC. Recorrendo-se novamente aos procedimentos apresentados em [159], conclui-se que o melhor compromisso entre essas figuras de mérito se dá para $\alpha_C = 1$. Ademais, os autores sugerem calcular o resistor de amortecimento com base em (4.49), o que resulta na máxima atenuação do pico de ressonância, como se pode verificar na Figura 4.19.

$$R_d = \sqrt{\frac{L}{C}} = \sqrt{\frac{L_c + L_r}{C_f + C_d}} \quad (4.49)$$

Com o objetivo de facilitar o processo de dimensionamento do filtro LCL, a Tabela 4.8 sintetiza todas as equações da metodologia apresentada nessa seção. Inicialmente, determina-se as restrições de projeto, a fim de se garantir a efetividade do filtro. Em seguida, realiza-se o dimensionamento dos componentes considerando-se o seguinte passo a passo: 1) calcular a indutância do lado do conversor para atenuar a maior parte da ondulação de corrente (normalmente define-se $20\% \leq \Delta I_{L_c} \leq 40\%$); 2) calcular a indutância do lado da rede para otimizar a capacitância do filtro, i.e. $L_r = L_c$; 3) definir da capacitância C_f com base na frequência de ressonância desejada, respeitando a restrição da quarta linha da tabela. Nesse caso, escolheu-se $f_{0,LCL}$ igual a um quinto da frequência de comutação; 4) verificar se o fator de atenuação está dentro do limite de 20%. Caso não esteja, existem algumas possibilidades para contornar esse problema. Uma delas é diminuir a frequência de ressonância do filtro, o que aumentaria a capacitância. Outra seria projetar o indutor L_c para uma ondulação de corrente menor, acarretando numa indutância maior. Ou ainda, considerar α_L maior do que um. Nesse caso, a capacitância C_f deve ser calculada com base em (4.39) e não mais em (4.42); 5) por fim, projetar o ramo de amortecimento seguindo as duas últimas linhas da Tabela 4.8.

Com base nos procedimentos descritos no parágrafo anterior e nas especificações de projeto da Tabela 4.7, obteve-se os parâmetros do filtro amortecido, conforme consta na Tabela 4.9.

4.5 OBTENÇÃO DO MODELO DINÂMICO PARA O CONTROLE DA CORRENTE

De acordo com a estratégia de controle apresentada no Capítulo 2, é necessário estabelecer um sistema de múltiplas malhas para regular a tensão do barramento CC, bem como a corrente injetada na rede, por parte do inversor. O projeto dos controladores de

Tabela 4.8 – Resumo das equações utilizadas no projeto do filtro LCL passivamente amortecido.

Parâmetros	Equação	Impacto na performance do filtro
Restrição da Capacitância, $C_{f,max}$	$C_{f,max} = 5\% \frac{P_n}{2\pi f_r V_t^2}$	Valor elevado de capacitância resulta em baixo fator de potência, caso o controle seja implementado pelo lado do conversor
Restrição de Indutância, L_t	$L_t = L_c + L_r \leq 10\% \frac{V_t^2}{2\pi f_r P_n}$	O valor total das Indutâncias deve ser limitado para não provocar uma queda de tensão muito elevada
Restrição do Fator de Atenuação, δ	$\left \frac{i_r(j\omega_s)}{i_c(j\omega_s)} \right = \left \frac{1}{1 - \alpha_L L_c C_f \omega_s^2} \right \leq 20\%$	Baixo valor de δ resulta em baixa THD
Restrição da Frequência de Ressonância, $f_{0,LCL}$	$10f_r \leq f_{0,LCL} \leq f_s/2$	Reduzido valor de $f_{0,LCL}$ resulta em largura de banda estreita para o controle; Elevado valor de $f_{0,LCL}$ piora a capacidade de filtragem do filtro.
Indutância do Lado do Conversor, L_c	$L_c = \frac{\sqrt{3}}{12} \frac{V_{Bus}}{f_s \Delta I_{Lc}} m_i$	Elevada indutância L_c resulta em baixa ondulação de corrente, mas pode aumentar a queda de tensão e o custo do filtro
Indutância do Lado da Rede, L_r	$L_r = L_c$	Fazendo $L_r = L_c$ obtém-se a menor capacitância possível para atender a frequência de ressonância desejada
Capacitância Otimizada, $C_{f,min}$	$C_{f,min} = \frac{2}{(2\pi f_{0,LCL})^2 L_c}$	Elevada capacitância reduz a indutância necessárias, mas pode causar problemas com correntes de <i>inrush</i> , além da circulação de harmônicos em baixa frequência pelo capacitor.
Capacitância de Amortecimento, C_d	$C_d = C_{f,min}$	Fazendo $C_d = C_{f,min}$ reduz as perdas no ramo de amortecimento
Resistência de Amortecimento, R_d	$R_d = \sqrt{\frac{L}{C}} = \sqrt{\frac{L_c + L_r}{C_f + C_f}}$	Resulta na máxima atenuação do pico de ressonância

Fonte: Próprio autor.

corrente e da tensão do barramento é realizado mediante o modelo matemático do inversor juntamente com o seu filtro de saída, conforme discutido a seguir.

A Figura 4.20 ilustra o filtro LCL passivamente amortecido inserido no modelo médio quase instantâneo do inversor, o qual foi obtido no início deste capítulo. As equações que descrevem esse circuito nas coordenadas estacionárias abc são dadas por

$$\begin{cases}
 \mathbf{L}_c \frac{\vec{i}_{Lc,abc}}{dt} = \vec{d}_{abc} V_{Bus} - \vec{v}_{Cf,abc} - v_{fc} \mathbf{U} \\
 \mathbf{L}_r \frac{\vec{i}_{Lr,abc}}{dt} = \vec{v}_{Cf,abc} - \vec{v}_{r,abc} - v_{fr} \mathbf{U} \\
 \mathbf{C}_f \frac{\vec{v}_{Cf,abc}}{dt} = \vec{i}_{Lc,abc} - \vec{i}_{Lr,abc} - \frac{\vec{v}_{Cf,abc} - \vec{v}_{Cd,abc}}{R_d} \\
 \mathbf{C}_d \frac{\vec{v}_{Cd,abc}}{dt} = \frac{\vec{v}_{Cf,abc} - \vec{v}_{Cd,abc}}{R_d}
 \end{cases} \quad (4.50)$$

Tabela 4.9 – Parâmetros obtidos para o Filtro LCL.

Parâmetros	Valores
Indutância Total Permitida L_t	4,78 mH
Capacitância Máxima Permitida $C_{f,max}$	7.35 μ F
Indutor do Lado do Conversor L_c	400 μ H
Indutor do Lado da Rede L_r	400 μ H
Capacitor de Filtro C_f	6,6 μ F
Taxa de Atenuação Harmônica Resultante δ	4,45%
Frequência de Ressonância Resultante $f_{0,LCL}$	4,38 kHz
Capacitor de Amortecimento C_d	6,6 μ F
Resistor de Amortecimento R_d	7,8 Ω

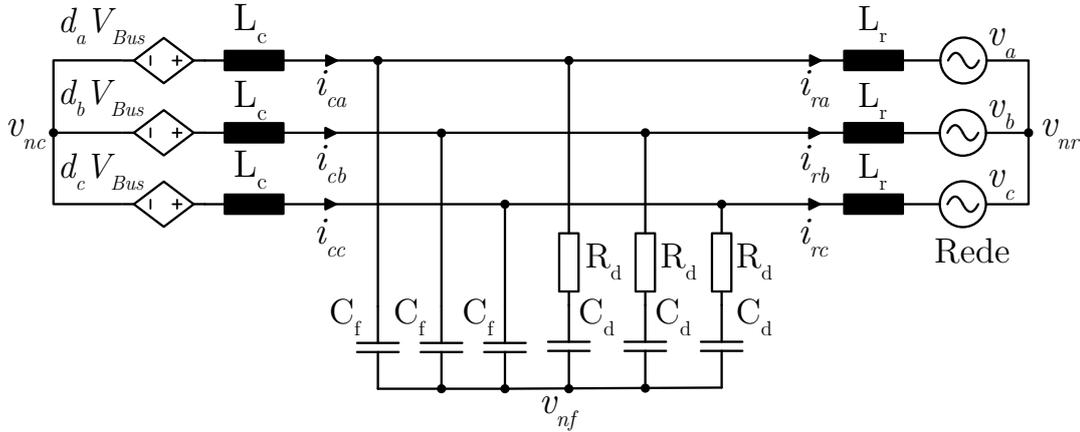
Fonte: Próprio autor.

onde $\mathbf{L}_c = L_c \mathbf{I}_3$, $\mathbf{L}_r = L_r \mathbf{I}_3$, $\mathbf{C}_f = C_f \mathbf{I}_3$, $\mathbf{C}_d = C_d \mathbf{I}_3$ e

$$\begin{cases}
 \vec{i}_{Lc,abc} = [i_{Lc,a} \ i_{Lc,b} \ i_{Lc,c}]^T \\
 \vec{i}_{Lr,abc} = [i_{Lr,a} \ i_{Lr,b} \ i_{Lr,c}]^T \\
 \vec{v}_{Cf,abc} = [v_{Cf,a} \ v_{Cf,b} \ v_{Cf,c}]^T \\
 \vec{v}_{Cd,abc} = [v_{Cd,a} \ v_{Cd,b} \ v_{Cd,c}]^T \\
 \vec{v}_{r,abc} = [v_{r,a} \ v_{r,b} \ v_{r,c}]^T \\
 \vec{d}_{abc} = [d_a \ d_b \ d_c]^T \\
 \mathbf{U} = [1 \ 1 \ 1]^T \\
 v_{fc} = v_{nf} - v_{nc} \\
 v_{fr} = v_{nf} - v_{nr} \\
 v_{rc} = v_{nr} - v_{nc}
 \end{cases} \quad (4.51)$$

Com o intuito de facilitar a implementação do controle e a análise matemática, é comum empregar a transformação linear das correntes no plano estacionário abc para um plano girante síncrono, denominado plano $dq0$. A grande vantagem de se controlar as correntes no plano $dq0$ é o fato das grandezas senoidais, com frequência igual à fundamental, serem vistas como sinais constantes ao longo do tempo. Portanto, é possível por meio de um simples controlador PI garantir erro nulo em regime permanente para sinais senoidais na frequência fundamental [166].

A transformada que permite realizar tal conversão é conhecida como transformada de Park e possui diferentes formatos. Conforme apresentado em [167], pode-se utilizar a transformada para conservar a amplitude ou a potência do sistema abc . Além disso, é possível alinhar inicialmente o eixo d ou o eixo q com a fase a . Por uma questão de

Figura 4.20 – Modelo médio do inversor com filtro LCL passivamente amortecido.

Fonte: Próprio autor.

convenção em aplicações de inversores trifásicos conectados à rede, optou-se por utilizar o formato representado em (4.52), o qual alinha a fase a com o eixo d e mantém as amplitudes constantes. Para retornar do referencial síncrono $dq0$ para o referencial estático abc , utiliza-se a transformada inversa de Park, descrita em (4.53).

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \underbrace{\begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}}_{\mathbf{T}} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (4.52)$$

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{T}^{-1}} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} \quad (4.53)$$

É importante salientar que a componente 0 da transformada é a mesma componente de sequência zero utilizada no método de componentes simétricas para análise de sistemas trifásicos desbalanceados. Nesse caso, visto que os inversores trifásicos a três fios, assim como os inversores a quatro fios balanceados, não apresentam componente de sequência zero nas correntes, o controle pode ser realizado levando-se em conta apenas as correntes dos eixos d e q .

Para melhorar a compreensão a respeito da aplicação da transformada de Park, considera-se, a seguir, a transformação apenas da primeira equação do sistema (4.50). Assim, tem-se

$$\mathbf{L}_c \frac{d}{dt} (\mathbf{T}^{-1} \vec{i}_{Lc,dq}) = \mathbf{T}^{-1} \vec{d}_{dq} V_{Bus} - \mathbf{T}^{-1} \vec{v}_{Cf,dq} - v_{fc} \mathbf{U}. \quad (4.54)$$

Pelo fato da transformada \mathbf{T} conter termos variantes no tempo, a sua derivada não pode ser ignorada. Sendo assim, resolvendo-se o termo à esquerda da igualdade pela regra do produto e multiplicando-se ambos os lados da equação por \mathbf{T} , determina-se

$$\mathbf{L}_c \left(\frac{d\vec{i}_{Lc,dq}}{dt} + \mathbf{T} \frac{d\mathbf{T}^{-1}}{dt} \vec{i}_{Lc,dq} \right) = \vec{d}_{dq} V_{Bus} - \vec{v}_{Cf,dq} - v_{fc} \mathbf{T} \cdot \mathbf{U}, \quad (4.55)$$

onde

$$\mathbf{T} \cdot \frac{d\mathbf{T}^{-1}}{dt} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega & 0 \\ \omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \mathbf{W}. \quad (4.56)$$

Além disso, como

$$\mathbf{T} \cdot \mathbf{U} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \quad (4.57)$$

conclui-se que a tensão comum entre os pontos ‘c’ e ‘f’ só influenciará na componente de sequência zero, podendo ser negligenciada da análise em questão.

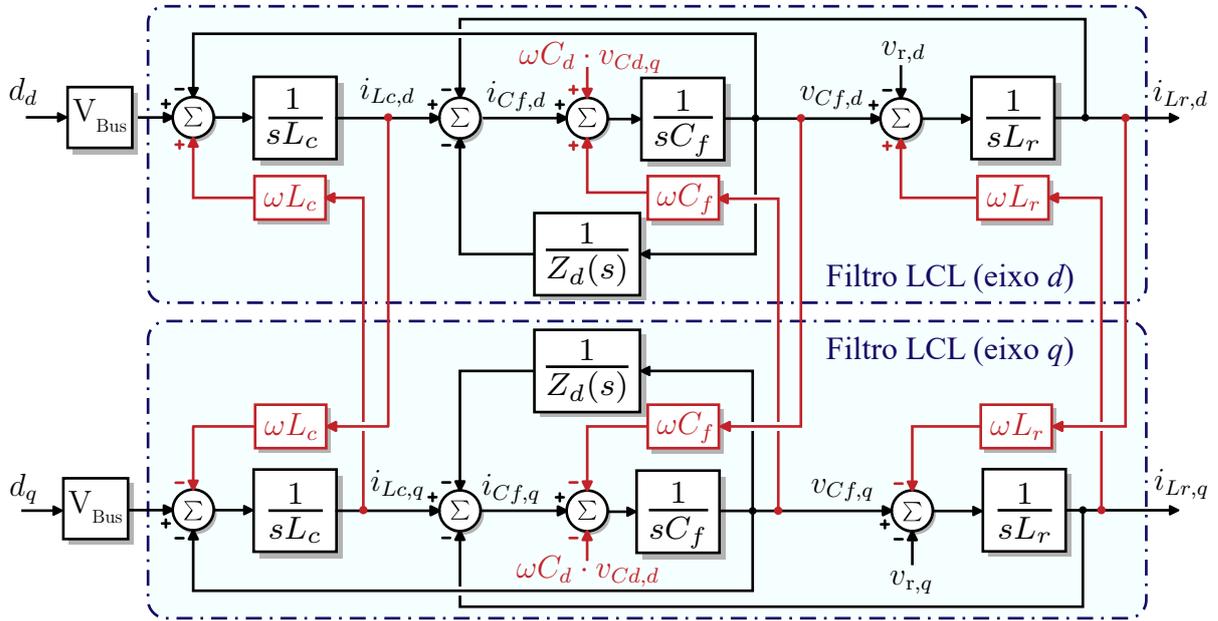
Aplicando-se o mesmo procedimento nas demais equações, chega-se no sistema que descreve o comportamento dinâmico do inversor com filtro LCL nas coordenadas $dq0$, como segue

$$\begin{cases} \mathbf{L}_c \frac{d\vec{i}_{Lc,dq}}{dt} + \mathbf{L}_c \cdot \mathbf{W} \vec{i}_{Lc,dq} = \vec{d}_{dq} V_{Bus} - \vec{v}_{Cf,dq} \\ \mathbf{L}_r \frac{d\vec{i}_{Lr,dq}}{dt} + \mathbf{L}_r \cdot \mathbf{W} \vec{i}_{Lr,dq} = \vec{v}_{Cf,dq} - \vec{v}_{r,dq} \\ \mathbf{C}_f \frac{d\vec{v}_{Cf,dq}}{dt} + \mathbf{C}_f \cdot \mathbf{W} \vec{v}_{Cf,dq} = \vec{i}_{Lc,dq} - \vec{i}_{Lr,dq} - \frac{\vec{v}_{Cf,dq} - \vec{v}_{Cd,dq}}{R_d} \\ \mathbf{C}_d \frac{d\vec{v}_{Cd,dq}}{dt} + \mathbf{C}_d \cdot \mathbf{W} \vec{v}_{Cd,dq} = \frac{\vec{v}_{Cf,dq} - \vec{v}_{Cd,dq}}{R_d} \end{cases} \quad (4.58)$$

Uma vez que o sistema obtido em (4.58) já é linear, para V_{bus} constante, pode-se aplicar a transformada de Laplace e representá-lo em diagrama de blocos, como ilustrado na Figura 4.21. Observa-se que, devido à dependência da transformada no tempo, segundo (4.56), surge um acoplamento entre os eixos d e q (destacado em vermelho), o que acaba dificultando o projeto dos controladores. Na mesma figura, a impedância de amortecimento, $Z_d(s)$, é definida por

$$Z_d(s) = R_d + \frac{1}{sC_d} = \frac{R_d C_d s + 1}{C_d s} \quad (4.59)$$

Figura 4.21 – Representação em diagrama de blocos do modelo médio do inversor com filtro LCL passivamente amortecido.



Fonte: Próprio autor.

Para solucionar o problema supracitado, é necessário desacoplar o sistema e uma das possibilidades para isso é apresentada a seguir.

4.6 ESTRATÉGIA DE DESACOPLAMENTO DOS EIXOS dq

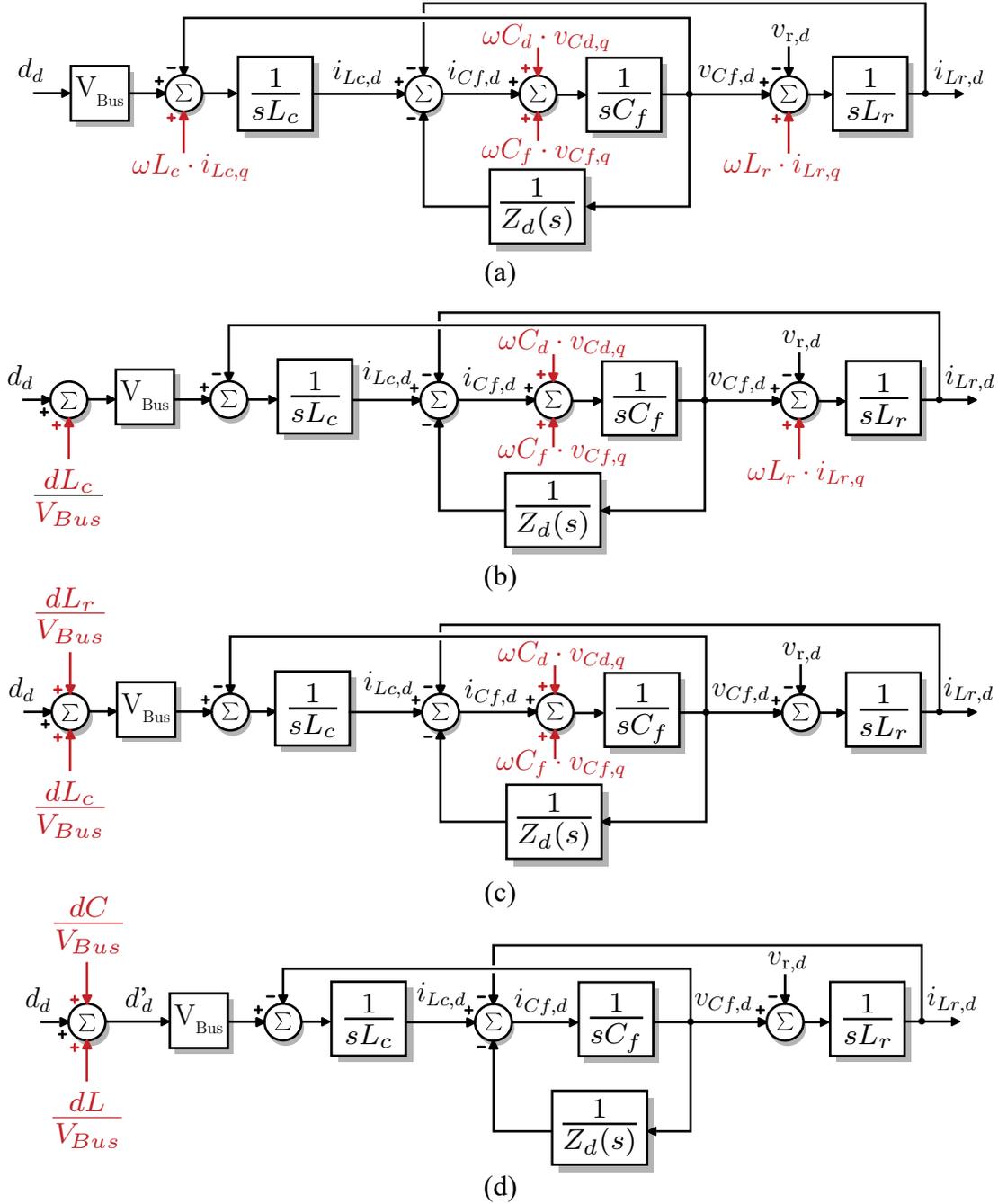
A técnica de desacoplamento adotada neste trabalho foi proposta inicialmente por [168] e, posteriormente, adaptada para o filtro LCL passivamente amortecido em [165]. De maneira geral, essa técnica consiste em manipular o diagrama de blocos da Figura 4.21, de modo a transferir os termos de acoplamento para a entrada, chegando assim a uma razão cíclica fictícia. A título de exemplo, a Figura 4.22 mostra o processo de desacoplamento do eixo direto. Com o propósito de garantir a invariância do sistema, as funções de transferência antes e depois da transformação do bloco devem ser equivalentes. Sendo assim, para que o diagrama da Figura 4.22(a) seja equivalente ao da Figura 4.22(b), o termo de compensação referente à indutância L_c deve ser expresso por

$$dL_c = \omega L_c \cdot i_{Lc,q}. \quad (4.60)$$

Considerando-se, por simplificação, que a corrente i_{Lr} corresponde ao valor médio quase instantâneo da corrente i_{Lc} , então é possível utilizar essa variável para realizar o desacoplamento, de modo que

$$dL_r = \omega L_r \cdot i_{Lc,q}. \quad (4.61)$$

Figura 4.22 – Processo de desacoplamento do eixo d .



Fonte: Próprio autor.

A Figura 4.22(c) mostra o sistema desacoplado com relação às indutâncias. Para simplificar a análise, os termos dL_c e dL_r podem ser associados, resultando em

$$dL = \omega(L_c + L_r) \cdot i_{Lc,q} \quad (4.62)$$

Aplicando-se a mesma metodologia para o acoplamento de C_f e C_d , chega-se no diagrama de blocos da Figura 4.22(d), onde

$$dC = \omega L_c \cdot s(C_f v_{Cf,q} - C_d v_{Cd,q}) \quad (4.63)$$

Assim, o fator de desacoplamento total para o eixo d é representado por

$$dLCL = dL + dC = \omega(L_c + L_r)i_{Lc,q} + \omega L_c \cdot s(C_f v_{Cf,q} + C_d v_{Cd,q}). \quad (4.64)$$

Fazendo o mesmo para o eixo em quadratura, obtém-se

$$qLCL = -\omega(L_c + L_r)i_{Lc,d} - \omega L_c \cdot s(C_f v_{Cf,d} + C_d v_{Cd,d}). \quad (4.65)$$

A partir do processo de dedução anterior, pode-se perceber que a essência dessa técnica de desacoplamento é a introdução de componentes de compensação por *feedforward* para representar os termos inerentes ao acoplamento [168]. Nesse trabalho, todavia, visto que o desacoplamento dos capacitores depende da derivada de suas tensões, conforme verificado em (4.63), será implementado somente o desacoplamento para os indutores. Isso se justifica pelo fato do acoplamento provocado pelos capacitores não ter grande influência na banda passante do controlador, uma vez que a corrente que flui por eles possui predominantemente frequências múltiplas da frequência de comutação e baixa amplitude [165, 169]. Dito isso, define-se uma nova razão cíclica (d'_{dq} , vide Figura 4.22(d)) de acordo com

$$\begin{cases} d'_d \approx d_d + \frac{dL}{V_{Bus}} = d_d + \frac{\omega(L_c + L_r)i_{Lc,q}}{V_{Bus}} \\ d'_q \approx d_q - \frac{dL}{V_{Bus}} = d_d - \frac{\omega(L_c + L_r)i_{Lc,d}}{V_{Bus}} \end{cases} \quad (4.66)$$

Isolando-se d_d e d_q de (4.66) e substituindo-se os resultados em (4.58), além de se desconsiderar o acoplamento dos capacitores (i.e. $dC = 0$), chega-se no seguinte sistema desacoplado

$$\begin{cases} \mathbf{L}_c \frac{\vec{i}_{Lc,dq}}{dt} = \vec{d}'_{dq} V_{Bus} - \vec{v}_{Cf,dq} \\ \mathbf{L}_r \frac{\vec{i}_{Lr,dq}}{dt} = \vec{v}_{Cf,dq} - \vec{v}_{r,dq} \\ \mathbf{C}_f \frac{\vec{v}_{Cf,dq}}{dt} = \vec{i}_{Lc,dq} - \vec{i}_{Lr,dq} - \frac{\vec{v}_{Cf,dq} - \vec{v}_{Cd,dq}}{R_d} \\ \mathbf{C}_d \frac{\vec{v}_{Cd,dq}}{dt} = \frac{\vec{v}_{Cf,dq} - \vec{v}_{Cd,dq}}{R_d} \end{cases} \quad (4.67)$$

A fim de se obter as funções de transferência pertinentes ao projeto dos controladores, pode-se representar o sistema descrito em (4.67) por meio de um modelo em espaço de estados. Para tal, considerou-se a tensão da rede constante do ponto de vista da frequência de comutação, de modo que $\vec{v}_{r,dq} \approx 0$.

As variáveis de estado, as entradas e as saídas do sistema são definidas em (4.68),

(4.69) e (4.70), respectivamente.

$$x = \left[\hat{i}_{Lc,d} \quad \hat{i}_{Lr,q} \quad \hat{v}_{Cf,d} \quad \hat{v}_{Cd,d} \quad \hat{i}_{Lc,q} \quad \hat{i}_{Lr,q} \quad \hat{v}_{Cf,q} \quad \hat{v}_{Cd,q} \right]^T \quad (4.68)$$

$$u = \left[\hat{d}'_d \quad \hat{d}'_q \right]^T \quad (4.69)$$

$$y = \left[\hat{i}_{Lc,d} \quad \hat{i}_{Lr,q} \quad \hat{i}_{Lc,q} \quad \hat{i}_{Lr,q} \right]^T \quad (4.70)$$

Já as matrizes características **A**, **B** e **C** são representadas por

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{L_c} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_r} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_f} & -\frac{1}{C_f} & -\frac{1}{R_d C_f} & \frac{1}{R_d C_f} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{R_d C_d} & -\frac{1}{R_d C_d} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_c} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_r} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_f} & \frac{1}{C_f} & -\frac{1}{R_d C_f} & \frac{1}{R_d C_f} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{R_d C_d} & -\frac{1}{R_d C_d} \end{bmatrix} \quad (4.71)$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{V_{Bus}}{L_c} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & \frac{V_{Bus}}{L_c} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.72)$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.73)$$

De posse das matrizes que modelam o sistema em espaço de estados, é possível

obter as funções de transferência como segue

$$\mathbf{G}(s) = \frac{y(s)}{u(s)} = \mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{B}. \quad (4.74)$$

Assim, obtém-se uma matriz de dimensão 4×2 , conforme descrito em (4.75). A primeira coluna representa as funções de transferência que relacionam tanto as correntes do lado do conversor, quanto as correntes do lado da rede, com a razão cíclica de eixo direto. Já a segunda coluna relaciona essas correntes com a razão cíclica do eixo em quadratura. Devido à estratégia de desacoplamento, as funções de transferência que relacionam as correntes de eixo direto com a razão cíclica de eixo de quadratura apresentam valor nulo (o mesmo é válido para a relação contrária).

$$\mathbf{G}_1(s) = \mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{\hat{i}_{Lc,d}}{\hat{d}_d} & \frac{\hat{i}_{Lc,d}}{\hat{d}_q} \\ \frac{\hat{i}_{Lc,q}}{\hat{d}_d} & \frac{\hat{i}_{Lc,q}}{\hat{d}_q} \\ \frac{\hat{i}_{Lr,d}}{\hat{d}_d} & \frac{\hat{i}_{Lr,d}}{\hat{d}_q} \\ \frac{\hat{i}_{Lr,q}}{\hat{d}_d} & \frac{\hat{i}_{Lr,q}}{\hat{d}_q} \end{bmatrix} \quad (4.75)$$

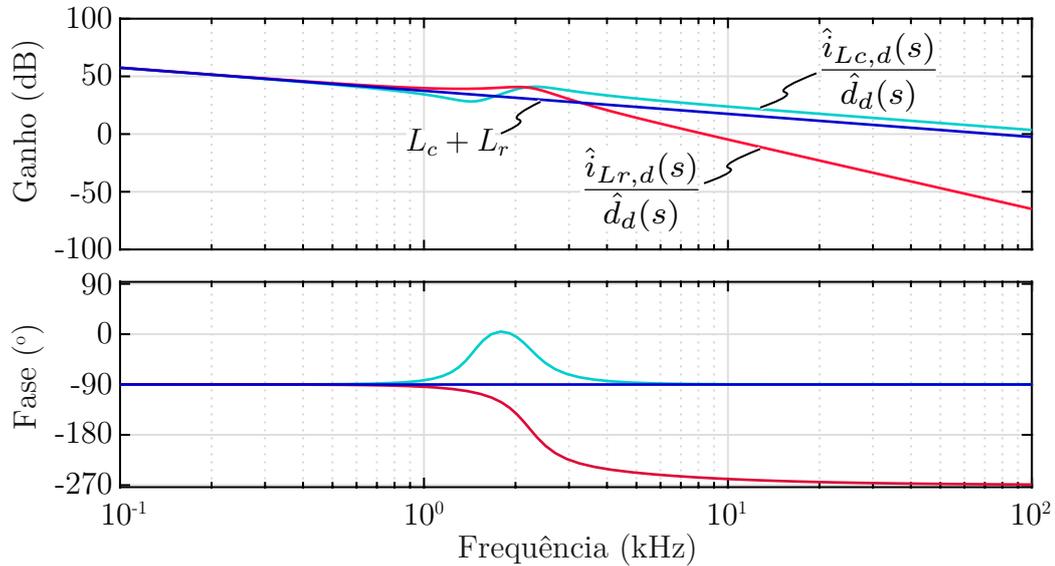
Salienta-se ainda que o modelo da planta difere dependendo da variável escolhida na realimentação, seja ela a corrente do lado do conversor ou a corrente do lado da rede. A título de comparação, a Figura 4.23 mostra a resposta em frequência das funções de transferência que relacionam a corrente do lado do conversor e a corrente do lado da rede com a razão cíclica, dadas por (4.76) e (4.77), respectivamente [165]. Nota-se que a primeira delas, com exceção da região próxima à ressonância, apresenta uma dinâmica equivalente a de um sistema de primeira ordem, enquanto a segunda apresenta uma dinâmica típica de um sistema de terceira ordem.

$$\frac{\hat{i}_{Lc,d}}{\hat{d}_d} = \frac{[C_d C_f L_r R_d s^3 + (C_d + C_f) L_r s^2 + R_d C_d s + 1] V_{Bus}}{C_d C_f L_c L_r R_d s^4 + L_c L_r (C_d + C_f) s^3 + R_d C_d (L_c + L_r) s^2 + (L_c + L_r) s} \quad (4.76)$$

$$\frac{\hat{i}_{Lr,d}}{\hat{d}_d} = \frac{(R_d C_d s + 1) V_{Bus}}{C_d C_f L_c L_r R_d s^4 + L_c L_r (C_d + C_f) s^3 + R_d C_d (L_c + L_r) s^2 + (L_c + L_r) s} \quad (4.77)$$

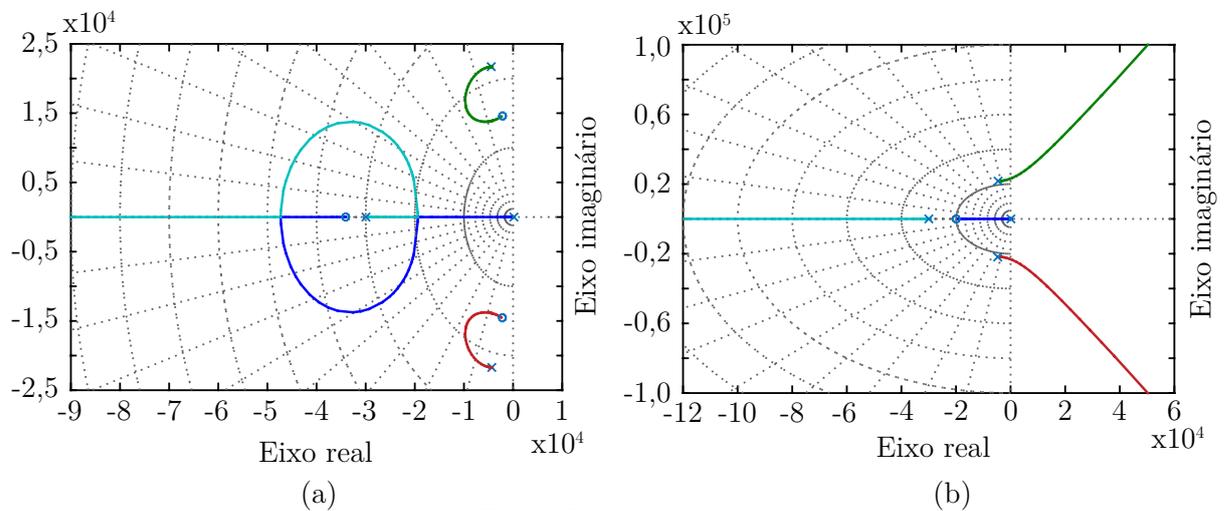
A Figura 4.24 mostra o lugar das raízes (*Root Locus*) de ambas as funções de transferência, onde é possível observar que quando a corrente do conversor é usada na realimentação, os polos do sistema sempre permanecem no semiplano esquerdo, independente do ganho (c.f. Figura 4.24(a)). Em contrapartida, conforme consta na Figura 4.24(b), quando a corrente do lado da rede é considerada, os polos podem se mover para o semiplano direito caso o ganho ultrapasse um certo valor, levando o sistema a instabilidade.

Figura 4.23 – Diagrama de Bode da relação entre a corrente do lado do conversor e a razão cíclica, e da relação entre a corrente do lado da rede e a razão cíclica, comparadas com a planta do inversor com um filtro indutivo de primeira ordem, dado por $L_c + L_r$.



Fonte: Próprio autor.

Figura 4.24 – Root Locus das funções de transferência que relacionam (a) a corrente do lado do conversor e (b) a corrente do lado da rede com a razão cíclica.



Fonte: Próprio autor.

Em geral, realizar o controle pelo lado do conversor é mais simples, visto que a planta possui uma característica de primeira ordem. Nas aplicações industriais, essa estratégia é preferível, pois os sensores podem ser integrados ao conversor para fins de controle e proteção contra sobrecorrente [170, 171]. Outra questão importante é o fato do sistema apresentar amortecimento inerente caso a frequência de ressonância seja menor que um sexto da frequência de amostragem, como ilustrado na Figura 4.12. Os autores em [170] comprovaram que o sistema com realimentação da corrente do lado do conversor é inerentemente mais estável do que aquele com realimentação da corrente do lado da rede, e pode apresentar uma impedância harmônica maior, resultando na injeção de

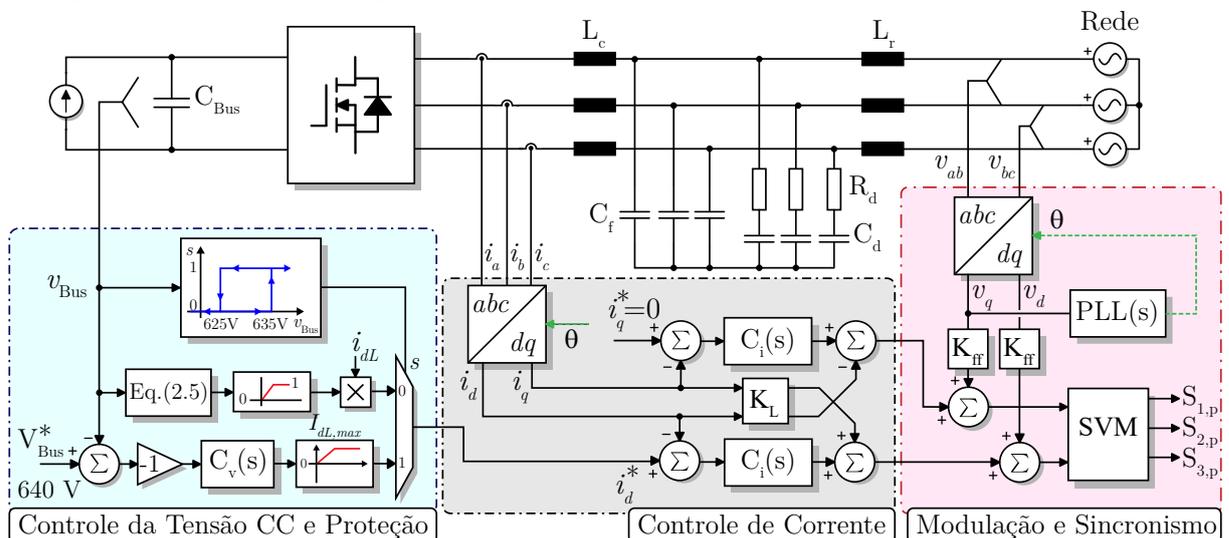
correntes menos distorcidas na rede. No entanto, como a corrente da rede é controlada de forma indireta, o fator de potência é naturalmente afetado. Para corrigir isso, diferentes estratégias foram propostas na literatura, sendo a mais simples aquela que corrige a defasagem compensando o ângulo fornecido pelo algoritmo de sincronismo (PLL - *Phase Locked Loop*) [172].

Diante do que foi exposto, esse trabalho considerou o controle da corrente pelo lado do conversor, mas nenhuma estratégia foi adotada para compensar a corrente do capacitor, uma vez que este foi projetado para não impactar significativamente no fator de potência. A seguir, apresenta-se a metodologia utilizada para o projeto dos controladores de corrente.

4.7 PROJETO DA MALHA DE CONTROLE DE CORRENTE

Assim como no capítulo anterior, os controladores do inversor foram projetados a partir da análise por resposta em frequência do sistema no domínio contínuo e, posteriormente, discretizados para a implementação digital. Ressalta-se que a grande vantagem de se realizar o controle nas coordenadas dq é a possibilidade de se empregar controladores PI convencionais e, ainda assim, garantir erro nulo em regime permanente para sinais senoidais na frequência fundamental. Dessa forma, a Figura 4.25 mostra o esquemático do inversor com as malhas de controle utilizadas neste trabalho. Observa-se que a estratégia de desacoplamento discutida previamente está representada pelo termo K_L e que a referência da corrente de eixo direto é fornecida por uma malha externa que regula a tensão do barramento CC, ou através da estratégia de proteção, consoante ao estudo realizado no Capítulo 2. A referência da corrente de eixo em quadratura, por sua vez, é mantida em zero para garantir a transferência exclusiva de potência ativa. Além disso, conforme abordado adiante, um algoritmo de travamento de fase (PLL - *Phase Locked Loop*) fica

Figura 4.25 – Diagrama geral do inversor trifásico, juntamente com as malhas de controle.

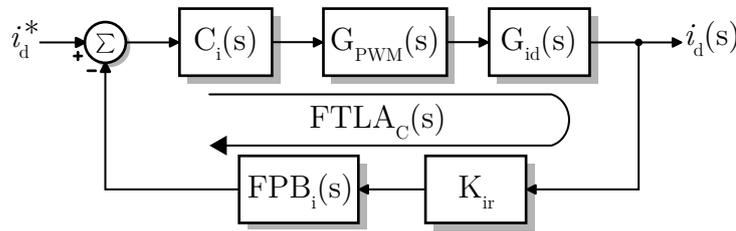


Fonte: Próprio autor.

responsável por fornecer o ângulo de sincronismo (θ) utilizado nas transformadas. Por fim, uma alimentação direta (*feedforward*) da tensão da rede, indicada pelo ganho K_{ff} , foi adotada com a intenção de melhorar a dinâmica da malha de controle.

Partindo-se do esquema apresentado na Figura 4.25, é possível migrar para a representação por diagrama de blocos da malha de corrente, tal qual ilustrado na Figura 4.26, cuja análise permite determinar os parâmetros do compensador $C_i(s)$. Na referida figura, $G_{id}(s)$ representa a função de transferência que relaciona a corrente de saída do inversor com a razão cíclica, segundo (4.76). Para projetar o compensador, todavia, é necessário conhecer os demais blocos que compõem o diagrama.

Figura 4.26 – Diagrama de blocos para o controle da corrente de eixo direto.



Fonte: Próprio autor.

O ganho do sensor de corrente (K_{ir}) é definido com o intuito de transformar a variável da realimentação em valores por unidade (pu), como discutido no capítulo anterior. Diante disso, uma vez que a corrente nominal a ser lida pelo sensor vale 15,15 A, e seu valor de pico 21,42 A, considerou-se um valor base de $I_B = 25$ A, o que resulta em

$$K_{ir} = \frac{1}{I_B} = 0,04. \quad (4.78)$$

Além do ganho referente ao sensor, o circuito de condicionamento também contempla um filtro passa baixas de primeira ordem, $FPB_i(s)$, sintonizado em 2 kHz, cuja função de transferência é dada por

$$FPB_i(s) = \frac{\omega_f}{s + \omega_f} = \frac{(2\pi \cdot 2 \cdot 10^3)}{s + (2\pi \cdot 2 \cdot 10^3)}. \quad (4.79)$$

Com relação ao modulador PWM, sua função de transferência é definida pelo atraso provocado pela atualização da razão cíclica na implementação digital, e por um ganho estático relacionado à portadora. Na implementação do inversor, diferentemente dos conversores CC-CC, considerou-se a amostragem e a atualização da razão cíclica com o dobro da frequência de comutação, a fim de se obter uma largura de banda maior. Sendo assim, a função de transferência do modulador PWM vale [112]:

$$G_{PWM}(s) = \frac{1}{V_{tri}} e^{-\frac{T_s}{4}s} \approx \frac{1}{V_{tri}} \left(\frac{1 - s\frac{T_s}{4}}{1 + s\frac{T_s}{4}} \right), \quad (4.80)$$

em que V_{tri} corresponde à amplitude máxima da portadora, que nesse caso foi considerada unitária, de modo que a razão cíclica (saída do controlador) varie entre 0 e 1. O atraso

foi aproximado pela função de Padé de primeira ordem, considerando-se uma duração de metade do período de comutação (T_s), devido à técnica de atualização dupla da razão cíclica.

Uma vez definidos todos os blocos que integram o diagrama da Figura 4.26, é possível analisar a função de transferência de laço aberto não compensada. Esta, por sua vez, é dada pela multiplicação em cascata das funções de transferência contidas no laço, desconsiderando o controlador, conforme

$$FTL_{ANC,i}(s) = G_{PWM}(s)G_{id}(s)K_{ir}FPB_i(s). \quad (4.81)$$

Embora a planta do sistema já contenha um polo na origem, o que garante erro nulo ao degrau de referência, optou-se pelo uso de um controlador proporcional-integral (PI), descrito por (4.82), a fim de que se possa ajustar a dinâmica do conversor por meio da alocação do zero ($\omega_{z,i}$) inserido pelo controlador.

$$C_i(s) = K_{c,i} \left(\frac{s + \omega_{z,i}}{s} \right) \quad (4.82)$$

4.7.1 Influência da Impedância da Rede Elétrica

Uma questão importante nesse tipo de aplicação é o fato da impedância da rede elétrica influenciar na estabilidade do sistema, visto que esta reduz a frequência de ressonância do filtro e, conseqüentemente, a largura de banda do controlador. Como demonstrado em [173], isso pode acarretar no aumento de harmônicos em baixas frequências na corrente da rede e, até mesmo, levar o sistema à instabilidade.

A impedância da rede inclui uma parcela indutiva (L_r) em série com a resistência equivalente da linha (R_r), calculados respectivamente por [174]:

$$L_r = \frac{V_l^2}{S_{sc}} \frac{1}{\omega} \quad (4.83)$$

e

$$R_r = \frac{\omega L_r}{XR}, \quad (4.84)$$

onde S_{sc} indica a capacidade de curto circuito (em VA) da rede em questão, XR é a relação entre a indutância e a resistência da linha e ω é a frequência angular da rede elétrica.

Em geral, sistemas de grande porte apresentam uma impedância predominantemente indutiva tanto para redes fortes quanto para redes fracas. Por outro lado, os sistemas de pequeno porte, conectados em baixa tensão, apresentam uma impedância predominantemente resistiva em redes fortes, uma vez que a indutância é desprezível em tais condições. A título de exemplo, a Tabela 4.10 compara as características de um sistema eólico de 500 kW e de um sistema fotovoltaico de 3 kW, em valores absolutos e em pu [173].

Tabela 4.10 – Comparação entre parâmetros de filtro e impedância da rede para dois sistemas distintos.

Filtro LCL	Parâmetros	Sistema Eólico de 500 kW		Sistema Fotovoltaico de 3 kW	
	Indutância do Lado do Conversor	0,2 mH	23%	0,4 mH	1%
Indutância do Lado da Rede	0,03 mH	0,2 mH			
Capacitor de Filtro	83 μ F	1%	5 μ F	3%	
Impedância da Rede	Valor Máximo (Rede Fraca)	0,03 Ω (indutiva)	10%	2,7 Ω (41% indutiva)	15%
	Valor Mínimo (Rede Forte)	0,003 Ω (indutiva)	1%	0,4 Ω (resistiva)	2%

Fonte: [173]

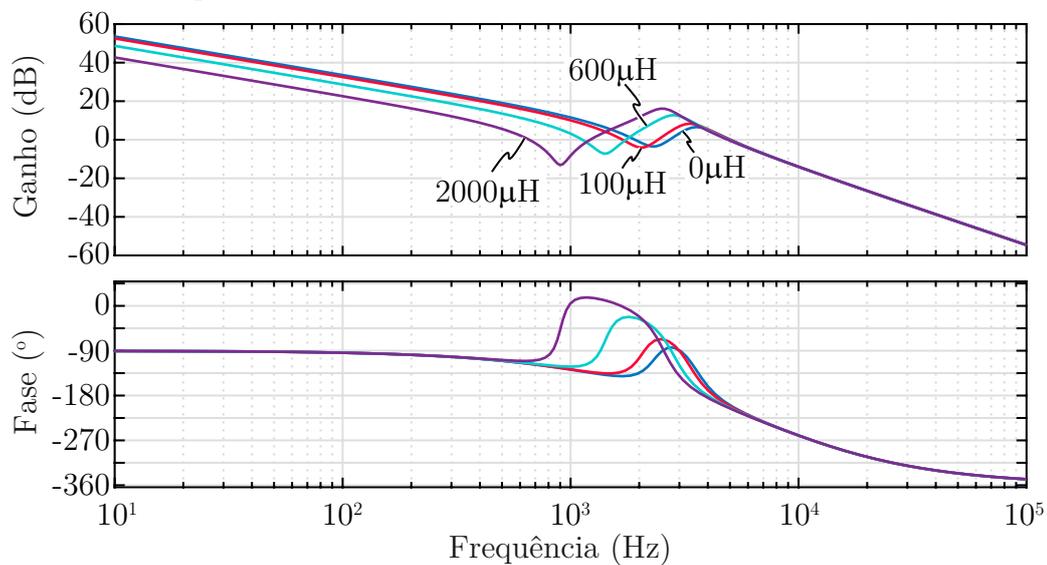
Diante disso, pode-se afirmar, com base na referida tabela, que a impedância da rede tem maior influência sobre o controle de corrente quando a conexão ocorre em redes fracas, caracterizadas pela alta impedância vista pelo ponto de conexão comum (PCC) [174]. Nesse tipo de rede, é necessário levar em consideração os níveis de tensão e as flutuações, pois existe uma maior probabilidade desses valores excederem os limites estabelecidos por normas quando ocorrem variações na demanda da carga ou na geração. Normalmente, as redes fracas são encontradas em regiões remotas, onde os alimentadores são longos e operam em média tensão. Além disso, elas são projetadas para cargas específicas e quando estas são superadas, os níveis de tensão serão menores do que o mínimo permitido e/ou a capacidade térmica da rede será excedida [175].

Neste trabalho, visto que o sistema será conectado à rede do laboratório, o qual situa-se em um centro urbano, sabe-se que a rede é forte e que não haverá problemas quanto a isso. Entretanto, na aplicação real da locomotiva, o gerador auxiliar possui potência limitada e, conseqüentemente, não pode ser interpretado como uma rede forte. De fato, uma análise mais detalhada considerando-se os parâmetros do gerador se faz necessária. Porém, pela falta de tais informações, para o protótipo em escala adotou-se somente uma rede não ideal com a indutância variando de 0 a 2 mH (a resistência foi negligenciada, uma vez que a conexão ocorrerá por meio de cabos relativamente curtos). Ademais, ressalta-se que o objetivo desse estudo é de apenas analisar a estabilidade da malha de controle projetada, quando o inversor se conecta a uma rede fraca. Evidentemente, na implementação real, um estudo mais aprofundado e até mesmo a análise de técnicas de controle robusto e/ou de amortecimento ativo devem ser considerados para melhorar a estabilidade do sistema [176, 177].

A Figura 4.27 mostra a resposta em frequência da função de transferência de laço

aberto não compensada, levando-se em conta diferentes valores de indutância da rede (esses valores foram somados à L_r na função de transferência G_{id}). Como se pode observar, para maiores valores de indutância, a ressonância do filtro se torna menos amortecida, afetando o comportamento dinâmico do conversor. Nessas condições, o diagrama de Bode da função de laço aberto compensada pode apresentar duplo cruzamento por zero, dificultando assim a análise de estabilidade do sistema [178]. Em razão disso, pode ser necessário adotar outras ferramentas para análise de estabilidade, como o lugar das raízes ou o diagrama de Nyquist.

Figura 4.27 – Resposta em frequência de $FTLA_{NC,i}(s)$ considerando diferentes valores de impedância da rede elétrica.



Fonte: Próprio autor.

4.7.2 Compensação de Harmônicos

Para suprimir a influência dos harmônicos presentes na tensão da rede elétrica (principalmente os de quinta e sétima ordem), normalmente se utiliza técnicas de compensação de harmônicos em conjunto com os controladores. Quando a malha de controle é implementada no plano estacionário $\alpha\beta$, tal processo é realizado adicionando-se parcelas ressonantes em paralelo com o controlador P+RES, para cada harmônico que se deseja eliminar [164, 179]. No plano síncrono $dq0$ também é possível acrescentar parcelas ressonantes ao controlador PI, com a vantagem de compensar dois harmônicos ao mesmo tempo, como demonstrado em [180, 181]. Em outras palavras, um compensador ressonante sintonizado na 6^a harmônica no plano $dq0$ tem o mesmo papel de dois compensadores ressonantes sintonizados na 5^a e na 7^a harmônica no plano $\alpha\beta$ [181]. A Tabela 4.11 resume a relação entre os principais harmônicos presentes nas coordenadas abc (ou $\alpha\beta$) e o seus equivalentes nas coordenadas $dq0$. Uma abordagem mais detalhada a este respeito pode ser consultada em [181].

Tabela 4.11 – Equivalência entre os harmônicos apresentados nas coordenadas abc e $dq0$.

Harmônicos em abc ou $\alpha\beta$	Sequência	Harmônicos em $dq0$
1	positiva	componente CC
5	negativa	6
7	positiva	6
11	negativa	12
13	positiva	12
17	negativa	18
19	positiva	18

Fonte: Adaptada de [165] e [180].

A função de transferência que descreve o compensador ressonante ideal é dada por [182]:

$$C_h(s) = \frac{2K_r s}{s^2 + \omega_0^2}, \quad (4.85)$$

a qual possui um zero na origem e dois polos complexos conjugados situados no eixo imaginário, exatamente na frequência da componente que se deseja compensar. Entretanto, visto que o controlador é realizado de forma digital, os coeficientes gerados em sua discretização são arredondados para posterior implementação no microcontrolador. Em razão disso, os polos podem ser deslocados minimamente para a direita do eixo imaginário, tornando o sistema instável [125, 182].

Para se evitar problemas de instabilidade numérica, considerou-se a versão do compensador ressonante amortecido [182]:

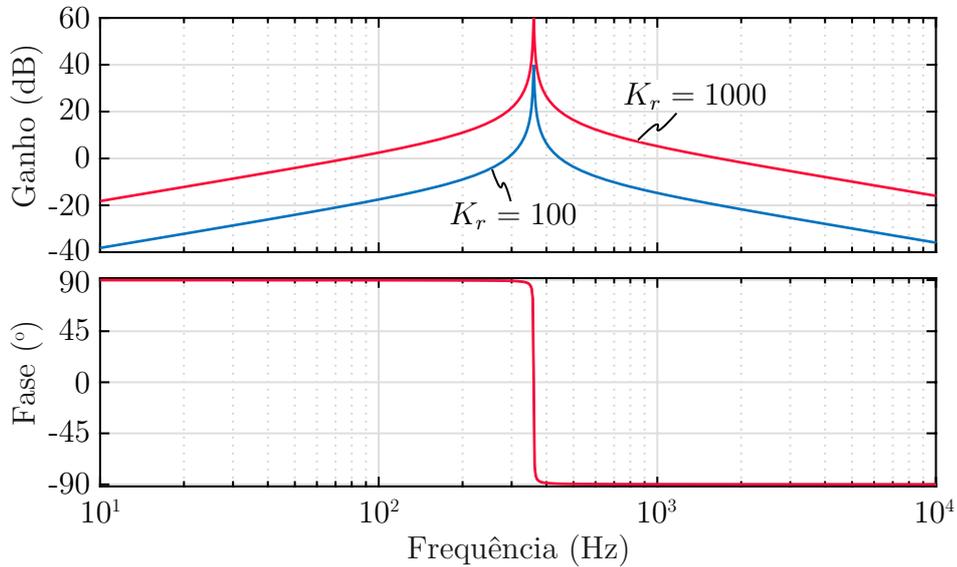
$$C_h(s) = \frac{2K_r \omega_b s}{s^2 + 2\omega_b s + \omega_0^2}, \quad (4.86)$$

onde ω_0 é a frequência de ressonância, na qual ocorre o maior ganho do controlador, K_r é o ganho ressonante e ω_b corresponde ao termo de amortecimento, que evita o ganho infinito na frequência de ressonância. Quanto maior ω_b , maior será a faixa de ganho em torno da frequência de ressonância, o que pode ser útil para reduzir a sensibilidade do compensador frente às pequenas variações na frequência da rede. Na prática, valores de ω_b entre 5 rad/s e 15 rad/s se mostraram ser um bom compromisso [182, 183]. Visando obter um maior ganho na frequência de ressonância, optou-se por utilizar o valor de 5 rad/s, conforme [165].

O ganho K_r altera verticalmente a resposta da magnitude do compensador ressonante, como se pode verificar na Figura 4.28. A medida que seu valor aumenta, diminui-se a seletividade do compensador e amplifica-se as frequências próximas da ressonância. Dessa forma, K_r deve ser sintonizado de modo a não interferir significativamente na fase e na

magnitude que se deseja para o sistema em malha fechada, as quais são asseguradas pelo controlador PI.

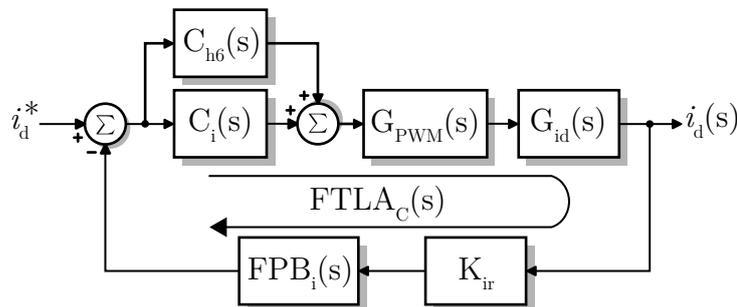
Figura 4.28 – Influência do ganho K_r na resposta em frequência do compensador ressonante sintonizado em $\omega_0 = 2\pi(360 \text{ Hz})$, para $\omega_b = 5 \text{ rad/s}$.



Fonte: Próprio autor, baseado em [165].

A Figura 4.29 ilustra o diagrama de blocos da malha de controle de corrente, incluindo o compensador ressonante sintonizado na sexta harmônica. Salienta-se que para incluir mais compensadores é necessário uma largura de banda relativamente grande, já que as frequências de ressonância dos compensadores devem ser menores do que a frequência de cruzamento por zero do controlador.

Figura 4.29 – Diagrama de blocos para o controle da corrente de eixo direto, juntamente com o compensador ressonante.



Fonte: Próprio autor.

O projeto do controlador PI é realizado de acordo com os procedimentos descritos na Seção 3.5.1.2 e detalhados em [75]. Devido à faixa de variação da tensão do barramento CC (c.f. Tabela 4.7), por garantia considerou-se o pior caso, que corresponde à máxima tensão (i.e. $V_{Bus} = 680 \text{ V}$). Isso se deve ao fato do sistema possuir um ganho maior em tal condição. Caso o projeto fosse realizado para a menor tensão, quando o sistema operasse no valor máximo, o aumento do ganho poderia levá-lo a instabilidade. Dessa forma, estabelecendo-se

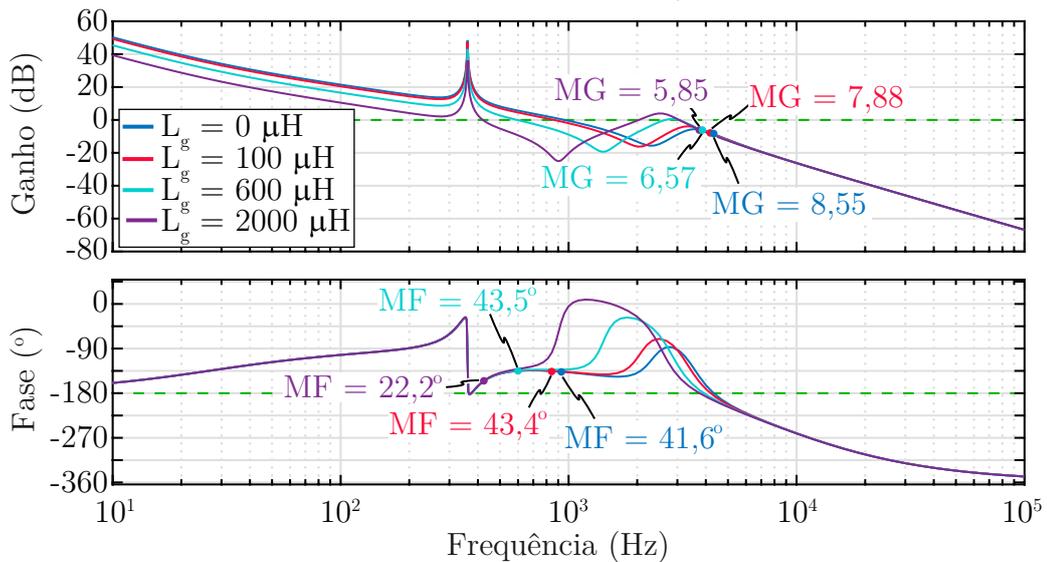
uma margem de fase de $MF = 52^\circ$ e uma frequência de cruzamento de $\omega_c = 2\pi(950 \text{ Hz})$, obtém-se os seguintes parâmetros para o controlador

$$\omega_{z,i} = \frac{\omega_c}{\tan [MF - 90^\circ - \angle FT L A_{NC,i}(j\omega_c)]} = 163,79 \text{ rad/s} \quad (4.87)$$

$$K_{c,i} = \frac{\omega_c}{\sqrt{\omega_c^2 + \omega_{z,i}^2}} \frac{1}{|FT L A_{NC,i}(j\omega_c)|} = 0,216742 \quad (4.88)$$

Uma vez definidos o controlador PI e o fator de amortecimento do compensador ressonante ($\omega_b = 5 \text{ rad/s}$), ajustou-se K_r a fim de se garantir um ganho considerável na frequência de ressonância, porém, sem impactar demasiadamente na margem de fase e na frequência de cruzamento especificadas previamente. Como resultado, obteve-se $K_r = 20$ e o diagrama de Bode da Figura 4.30, o qual representa a resposta em frequência da função de transferência de laço aberto compensada, $FT L A_C(s)$, para diferentes valores de indutância da rede (L_g). Observa-se que a medida que L_g aumenta, tanto a margem de ganho (MG) quanto a margem de fase (MF), as quais refletem a estabilidade do sistema, são afetadas. Para os valores nominais, obteve-se uma frequência de cruzamento (f_c) de 964 Hz, uma margem de fase de $41,6^\circ$ e uma margem de ganho de 8,55 dB. Já para a máxima indutância considerada nesse estudo, obteve-se $f_c = 426 \text{ Hz}$, $MF = 22,2^\circ$ e $MG = 5,85 \text{ dB}$. Embora tal resultado possa apresentar uma resposta oscilatória durante os transitórios, o sistema ainda possui uma margem razoável de estabilidade, visto que o ganho do controlador pode ser aumentado em até 96% sem causar instabilidade.

Figura 4.30 – Função de transferência de laço aberto compensada, considerando diferentes valores de indutância da rede elétrica (L_g) e $V_{Bus} = 680 \text{ V}$ (pior caso).



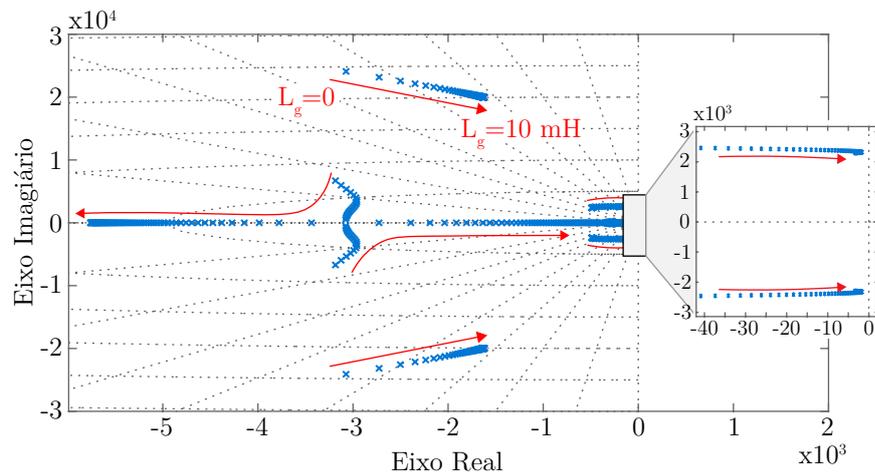
Fonte: Próprio autor.

Diante da análise anterior, é importante salientar que, apesar da resposta em frequência apresentar duplo cruzamento por zero na magnitude para maiores valores de L_g (c.f. Figura 4.30), esta só cruza a fase de -180° uma única vez e possui amplitude menor

do que um na frequência correspondente. Tal premissa indica que o sistema é estável [178].

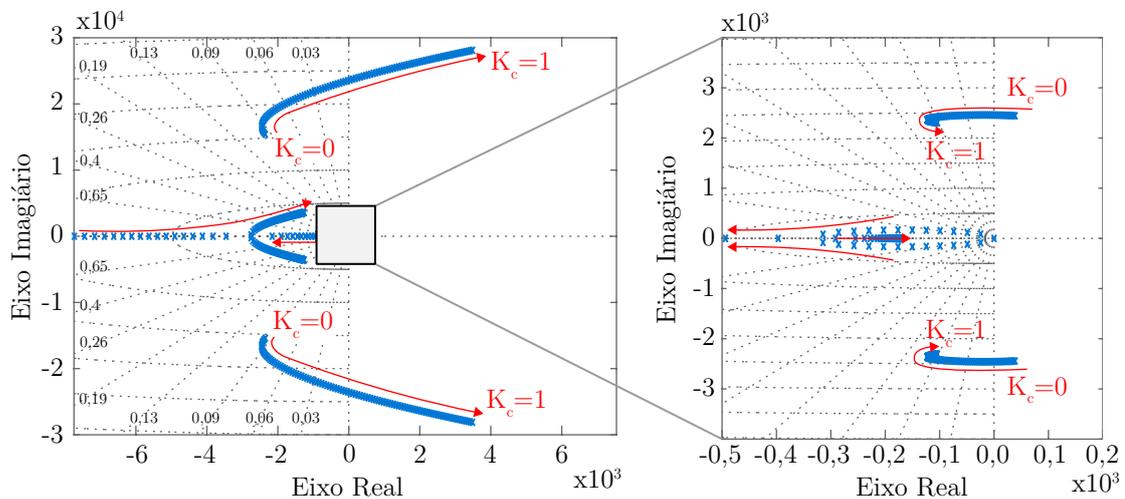
Para confirmar a estabilidade do sistema, a Figura 4.31 mostra o impacto da variação de L_g na localização dos polos do sistema em malha fechada, considerando-se apenas os polos dominantes. Nota-se que, conforme a indutância da rede aumenta, certos polos se aproximam do eixo imaginário, indicando uma resposta cada vez mais oscilatória. No entanto, observou-se que mesmo para valores elevados de L_g , todos os polos permanecem no semiplano esquerdo, o que garante a estabilidade. O mesmo não se pode afirmar com relação à variação do ganho K_c do controlador, como se pode observar na Figura 4.32. No primeiro gráfico é possível perceber que a medida que K_c aumenta de 0 para 1, existe um par de polos complexos conjugados que se aproxima do eixo imaginário até se tornar instável, quando $K_c \approx 0,5$. Analisando-se com mais detalhes os polos próximos da origem, verifica-se um comportamento oposto, ou seja, existe um par de polos complexos

Figura 4.31 – Impacto da variação da indutância da rede na localização dos polos do sistema em malha fechada, assumindo-se $K_c = 0,216742$.



Fonte: Próprio autor.

Figura 4.32 – Impacto da variação do ganho K_c do controlador na localização dos polos do sistema em malha fechada, considerando-se $L_g = 2$ mH.

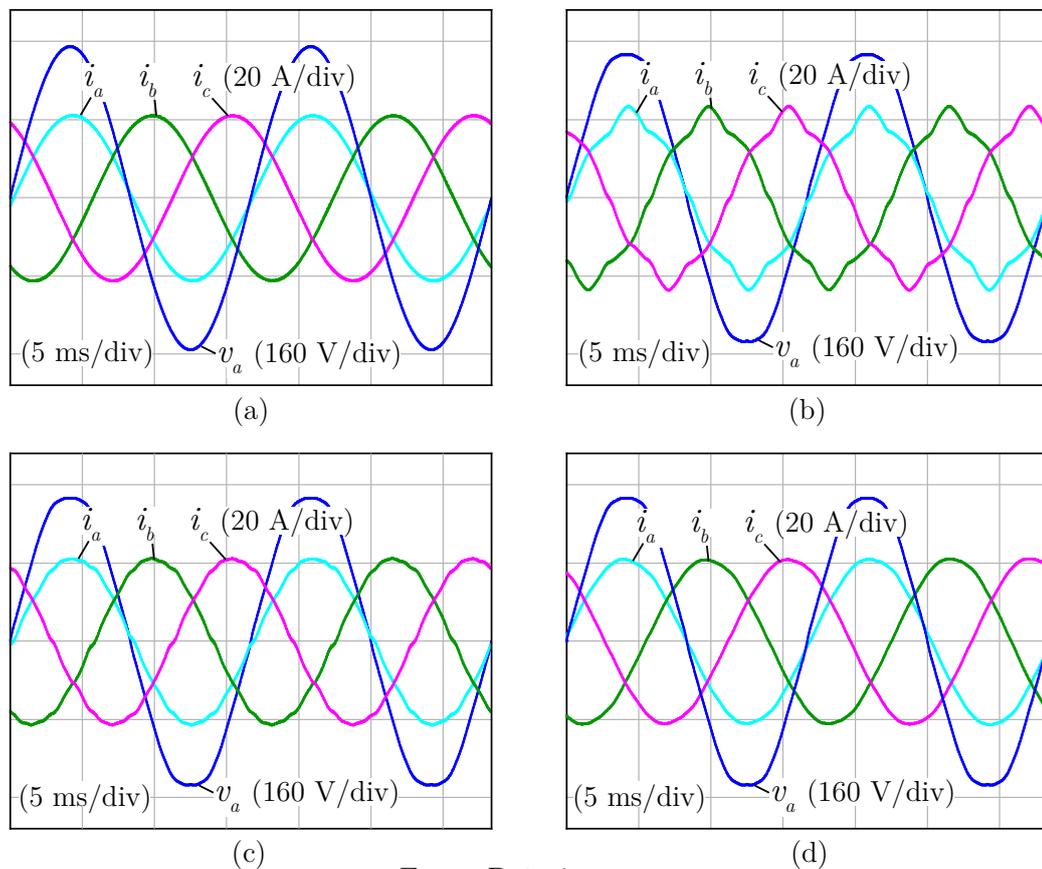


Fonte: Próprio autor.

inicialmente instáveis, mas que se tornam estáveis a medida que o ganho K_c aumenta. Dessa forma, conclui-se que para assegurar a estabilidade do sistema no pior caso (i.e. $L_g = 2$ mH), deve-se respeitar a seguinte restrição: $0,1 \leq K_c \leq 0,5$.

Dito isso, a Figura 4.33 apresenta resultados de simulação visando validar o projeto da malha de controle com compensação de harmônicos. Uma comparação quantitativa, com base no fator de potência e na distorção harmônica total (THD - *Total Harmonic Distortion*) da corrente, é apresentada na Tabela 4.12. Nota-se que, embora o controlador PI apresente um resultado satisfatório para uma rede ideal (c.f. Figura 4.33(a)), isso não ocorre quando a tensão da rede possui conteúdo harmônico (c.f. Figura 4.33(b)). Nesse caso, faz-se necessário inserir o compensador ressonante a fim de se obter uma corrente pouco distorcida, como se pode notar na Figura 4.33(c). É interessante observar na última linha da Tabela 4.12, que o sistema apresentou melhores resultados quando se considerou uma rede fraca, com indutância igual a 2 mH. Isso se deve ao fato da frequência de cruzamento da malha de controle diminuir em tal condição ($f_c = 426$ Hz) e, por consequência, filtrar os harmônicos de ordem 11, 13 e outros superiores.

Figura 4.33 – Resultados de simulação em regime permanente, considerando 10 kW de potência. A descrição referente a cada figura pode ser consultada na Tabela 4.12



Fonte: Próprio autor.

Apesar do compensador ressonante ser efetivo em suprimir os harmônicos de corrente, conforme visto nos resultados anteriores, a sua principal desvantagem é a redução da margem de fase quando a frequência dos harmônicos a serem compensados se aproxima da

Tabela 4.12 – Comparação quantitativa entre os resultados apresentados na Figura 4.33.

Figura	Controlador	THD_v	THD_i	FP	Indutância da Rede
4.33(a)	PI	≈ 0	0,943%	0,998	0
4.33(b)	PI	2,07%	7,75%	0,992	0
4.33(c)	PI + Ressonante	2,07%	2,41%	0,996	0
4.33(d)	PI + Ressonante	2,07%	1,44%	0,997	2 mH

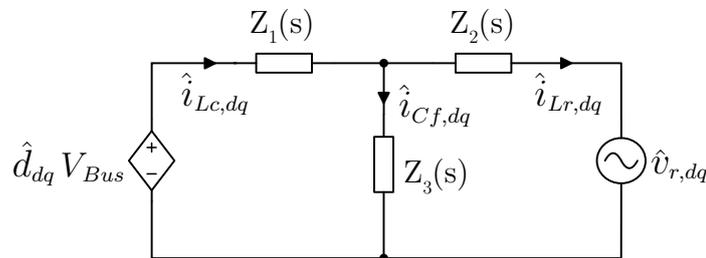
Fonte: Próprio autor.

frequência de cruzamento da malha de controle. Em razão disso, para inserir compensadores em outras frequências, é necessário garantir uma largura de banda relativamente grande. Caso contrário, dependendo do valor da impedância da rede, os picos de ressonância dos compensadores poderão sair da banda passante do controlador, levando o sistema a instabilidade [173].

Outra alternativa para reduzir o conteúdo harmônico da corrente consiste em adicionar uma alimentação direta (*feedforward*) da tensão da rede [170, 184, 185]. A ideia básica desse método é aumentar a impedância de saída do inversor, melhorando assim sua capacidade de bloquear os harmônicos presentes na rede elétrica. A seguir são apresentados os detalhes de projeto da malha de *feedforward*.

4.7.3 Malha de Feedforward da Tensão da Rede

Para se analisar o efeito dos harmônicos da tensão da rede sobre a corrente do conversor, é necessário conhecer a função de transferência de pequenos sinais que relaciona tais grandezas. A Figura 4.34 representa o circuito equivalente linearizado para o modelo desacoplado em coordenadas dq , o qual se assemelha ao modelo em coordenadas $\alpha\beta$, analisado em [165].

Figura 4.34 – Modelo desacoplado em coordenadas dq .

Fonte: Próprio autor.

As impedâncias $Z_1(s)$, $Z_2(s)$ e $Z_3(s)$ são dadas respectivamente por:

$$Z_1(s) = sL_c \quad (4.89)$$

$$Z_2(s) = sL_r \quad (4.90)$$

$$Z_3(s) = \frac{1}{sC_f} // \left(R_d + \frac{1}{sC_d} \right) = \frac{R_d C_d s + 1}{R_d C_d C_f s^2 + (C_f + C_d)s} \quad (4.91)$$

Diferentemente da análise feita para se obter a função de transferência pertinente ao projeto do controlador, na qual se considerou $\hat{v}_{r,dq} \approx 0$, agora é feito o oposto. Ou seja, por superposição considerar-se-á $\hat{d}_{dq} V_{Bus} \approx 0$, a fim de se averiguar apenas a influência da tensão $\hat{v}_{r,dq}$ sobre a corrente do lado do conversor. Assim, após uma simples análise de circuito, obtém-se

$$\begin{aligned} G_{ivr} &= \frac{\hat{i}_{LC,dq}}{\hat{v}_{r,dq}} = - \frac{Z_3(s)}{Z_1(s)Z_3(s) + Z_2(s)Z_3(s) + Z_1(s)Z_2(s)} \\ &= - \frac{R_d C_d s + 1}{C_d C_f L_c L_r R_d s^4 + L_c L_r (C_d + C_f) s^3 + R_d C_d (L_c + L_r) s^2 + (L_c + L_r) s} \end{aligned} \quad (4.92)$$

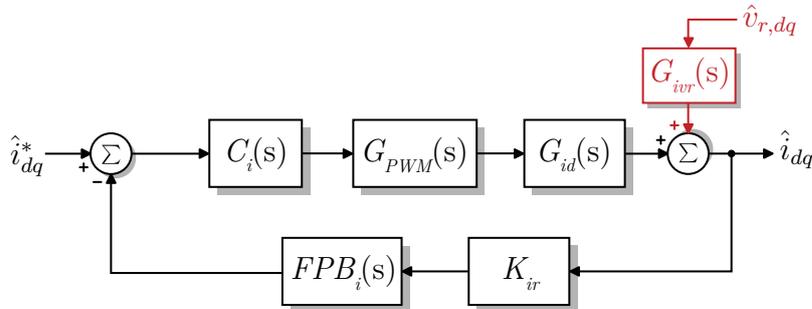
O diagrama de blocos da malha de controle incluindo a perturbação da tensão da rede elétrica é apresentado na Figura 4.35. Com base nele, a corrente \hat{i}_{dq} pode ser obtida em função da referência \hat{i}_{dq}^* e da perturbação de tensão, segundo [165]

$$\hat{i}_{dq}(s) = FTMF(s) \hat{i}_{dq}^*(s) + \overbrace{\frac{G_{ivr}(s)}{1 + [C_i(s) + C_{h6}(s)] G_{PWM}(s) G_{id}(s) K_{ir} FPB_i(s)}}^{\text{Admitância de malha fechada sem feedforward}} \hat{v}_{r,dq}(s) \quad (4.93)$$

onde $FTMF(s)$ corresponde à função de transferência em malha fechada, dada por

$$FTMF(s) = \frac{\hat{i}_{dq}(s)}{\hat{i}_{dq}^*(s)} = \frac{[C_i(s) + C_{h6}(s)] G_{PWM}(s) G_{id}(s)}{1 + [C_i(s) + C_{h6}(s)] G_{PWM}(s) G_{id}(s) K_{ir} FPB_i(s)} \quad (4.94)$$

Figura 4.35 – Diagrama de blocos para o controle da corrente, considerando o distúrbio provado pela tensão da rede ($v_{r,dq}$).



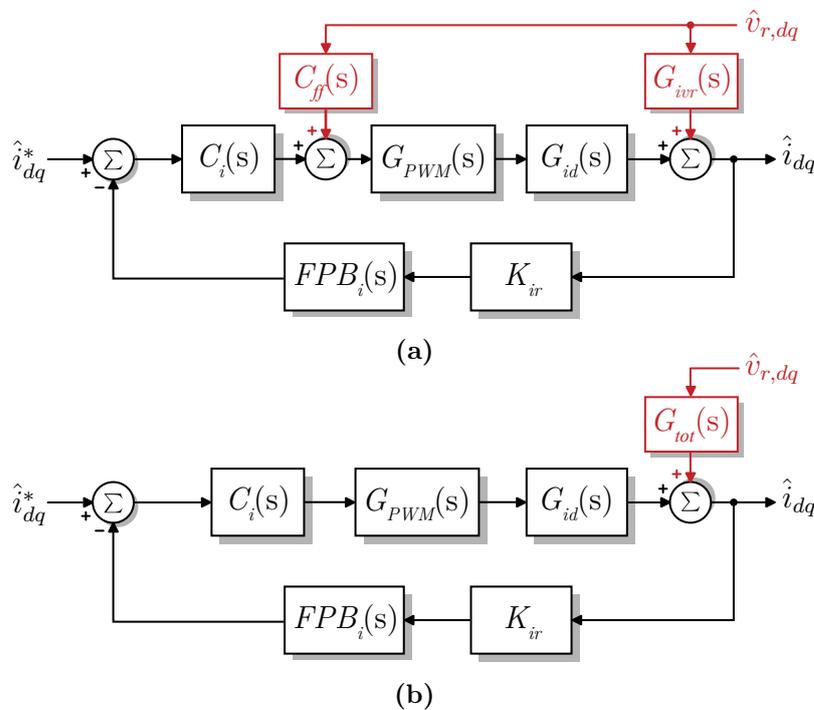
Fonte: Próprio autor.

É interessante notar em (4.93), que a corrente i_{dq} é diretamente afetada pela malha de controle e pela tensão $v_{r,dq}$. Isso significa que os harmônicos presentes na rede se refletirão

para a corrente, caso nenhuma estratégia seja implementada para impedi-los. Além disso, observa-se que existem duas possibilidades para reduzir a influência da perturbação $v_{r,dq}$ na malha de corrente: aumentar o ganho do compensador $C_i(s)$ ou aumentar o ganho de $G_{id}(s)$. A segunda opção consiste basicamente em incrementar a indutância total do filtro ($L_c + L_r$), mas, conforme constatado anteriormente, isso resulta no aumento da queda de tensão, volume e custo do conversor. Por esse motivo, é mais vantajoso sintonizar o compensador $C_i(s)$ com ganhos elevados nos harmônicos que se deseja atenuar, consoante a análise feita na seção anterior.

Para auxiliar nessa problemática, o compensador *feedforward* utiliza a leitura da tensão da rede a fim de gerar um sinal de controle, que busca (por alimentação direta da malha) anular o efeito da perturbação. Segundo [164], essa estratégia é sujeita a variações paramétricas, por não ser realimentada, mas auxilia em ajustes grossos, aliviando transitórios e esforços de controle. A Figura 4.36(a) representa o diagrama de blocos da malha de controle de corrente incluindo a compensação por *feedforward*, indicada por $C_{ff}(s)$. Com intenção de facilitar a análise, é possível realocar $C_{ff}(s)$ para a saída do diagrama de blocos, conforme ilustrado na Figura 4.36(b), o que resulta na função de transferência $G_{tot}(s)$ [165].

Figura 4.36 – Diagrama de blocos para o controle da corrente, incluindo a malha de *feedforward*. Na figura (b) o bloco $C_{ff}(s)$ foi deslocado para a saída, resultando em $G_{tot}(s)$.



Fonte: Próprio autor.

Aplicando-se novamente a álgebra de blocos, chega-se em

$$\hat{i}_{dq}(s) = FTMF(s)\hat{i}_{dq}^*(s) + \overbrace{\frac{G_{tot}(s)}{1 + [C_i(s) + C_{h6}(s)]G_{PWM}(s)G_{id}(s)K_{ir}FPB_i(s)}}}_{\text{Admitância de malha fechada com full feedforward}} \hat{v}_{r,dq}(s), \quad (4.95)$$

sendo que

$$G_{tot}(s) = C_{ff}(s)G_{PWM}(s)G_{id}(s) + G_{ivr}(s). \quad (4.96)$$

Logo, fazendo $G_{tot}(s) = 0$, é possível anular o efeito da perturbação de $v_{r,dq}$ na malha de controle da corrente. Matematicamente, tem-se

$$\begin{aligned} C_{ff}(s)G_{PWM}(s)G_{id}(s) + G_{ivr}(s) &= 0 \\ \therefore C_{ff}(s) &= -\frac{G_{ivr}(s)}{G_{PWM}(s)G_{id}(s)} \end{aligned} \quad (4.97)$$

Substituindo-se (4.76) e (4.92) em (4.97), e sabendo-se que a função de transferência $G_{PWM}(s)$ apresenta ganho unitário em todo espectro de frequência, obtém-se

$$C_{ff}(s) = \frac{R_d C_d s + 1}{[C_d C_f L_r R_d s^3 + (C_d + C_f)L_r s^2 + R_d C_d s + 1]} V_{Bus}. \quad (4.98)$$

A expressão obtida em (4.98) é denominada *full-feedforward* na literatura [184, 185], e sua implementação se baseia em cálculos derivativos, que na prática se torna complicada devido à amplificação do ruído inevitavelmente presente na medição da tensão da rede [170]. Uma alternativa é considerar, por simplificação, que o capacitor de filtro apresenta alta impedância para os harmônicos de baixa frequência, de modo que o ramo $Z_3(s)$ possa ser negligenciado da Figura 4.34. Dessa forma, a corrente i_{dq} em malha aberta passa a ser descrita por

$$\hat{i}_{dq} = \underbrace{\frac{V_{Bus}}{s(L_c + L_r)}}_{G_{id}(s)} \hat{d}_{dq} + \underbrace{\frac{-1}{s(L_c + L_r)}}_{G_{ivr}(s)} \hat{v}_{r,dq}. \quad (4.99)$$

Levando-se tais informações ao diagrama de blocos da Figura 4.35, reescreve-se (4.93) segundo (4.100). Nesse caso, fica evidente que a influência da perturbação $\hat{v}_{r,dq}(s)$ é reduzida ao se aumentar a indutância total do filtro $(L_c + L_r)$. Por esse motivo, os inversores que utilizam filtros indutivos de elevada indutância são menos susceptíveis aos

harmônicos da rede do que aqueles com filtro LCL.

$$\begin{aligned} \hat{i}_{dq}(s) = & \frac{[C_i(s) + C_{h6}(s)]G_{PWM}(s)V_{Bus}}{s(L_c + L_r) + [C_i(s) + C_{h6}(s)]G_{PWM}(s)V_{Bus}K_{ir}FPB_i(s)}\hat{i}_{dq}^*(s) + \\ & + \frac{-1}{s(L_c + L_r) + [C_i(s) + C_{h6}(s)]G_{PWM}(s)V_{Bus}K_{ir}FPB_i(s)}\hat{v}_{r,dq}(s) \end{aligned} \quad (4.100)$$

Por fim, considerando-se a malha de *feedforward*, de acordo com os procedimentos realizados anteriormente, chega-se em

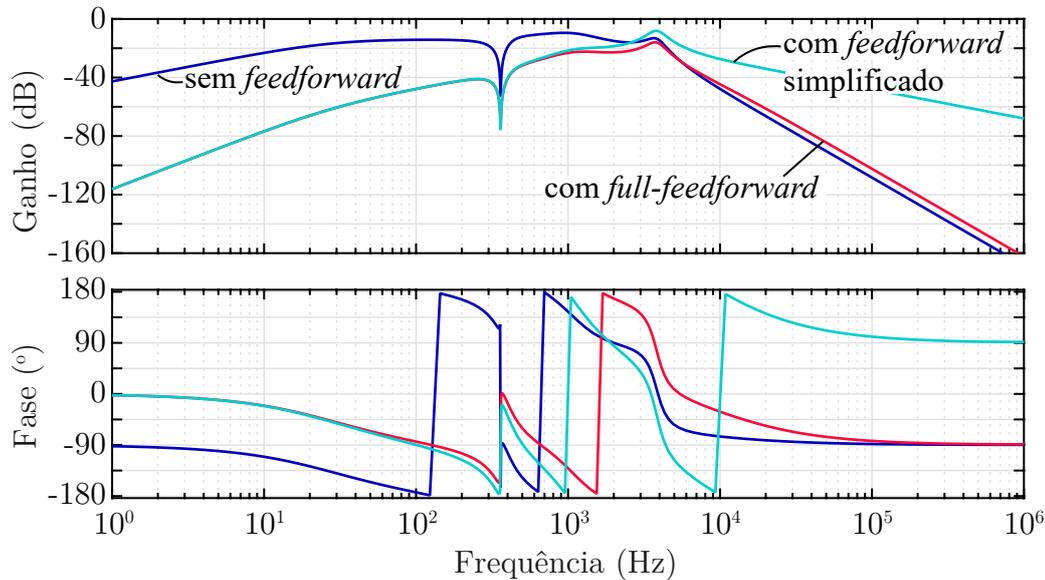
$$\begin{aligned} \hat{i}_{dq}(s) = & \frac{[C_i(s) + C_{h6}(s)]G_{PWM}(s)V_{Bus}}{s(L_c + L_r) + [C_i(s) + C_{h6}(s)]G_{PWM}(s)V_{Bus}K_{ir}FPB_i(s)}\hat{i}_{dq}^*(s) + \\ & + \frac{C_{ff}(s)G_{PWM}(s)V_{Bus} - 1}{s(L_c + L_r) + [C_i(s) + C_{h6}(s)]G_{PWM}(s)V_{Bus}K_{ir}FPB_i(s)}\hat{v}_{r,dq}(s) \end{aligned} \quad (4.101)$$

Assim, para eliminar a perturbação da tensão da rede, basta considerar $C_{ff}(s)$ igual ao inverso de $G_{PWM}(s)V_{Bus}$. Tendo em vista que o ganho de $G_{PWM}(s)$ é unitário em toda faixa de frequência, pode-se interpretar a malha de *feedforward* como sendo a razão entre a tensão da rede e a tensão do barramento CC, tendo em vista que $C_{ff}(s) = 1/V_{Bus}$ segundo (4.102). Verifica-se que esse resultado simplifica consideravelmente a implementação digital quando comparado com (4.98) [164].

$$C_{ff}(s)G_{PWM}(s)V_{Bus} - 1 = 0 \rightarrow C_{ff}(s) = \frac{1}{V_{Bus}} \quad (4.102)$$

A influência do compensador *feedforward* na malha de controle da corrente pode ser analisada por meio da admitância de saída do inversor. Esta, por sua vez, é calculada anulando-se a referência de corrente (\hat{i}_{dq}^*) e relacionando-se \hat{i}_{dq} com $\hat{v}_{r,dq}$ nas equações (4.93) e (4.95). Desse modo, determina-se a admitância sem e com *feedforward*, respectivamente. Vale salientar que a admitância com *full-feedforward* e a admitância com *feedforward* simplificado se diferenciam apenas pela expressão de $C_{ff}(s)$, que no primeiro caso é dada por (4.98) e no segundo por um simples ganho, de acordo com (4.102). A partir dos resultados obtidos na Figura 4.37 é possível observar que, para baixas frequências, tanto o *full-feedforward* quanto o *feedforward* simplificado são capazes de reduzir igualmente a admitância de saída do inversor em malha fechada. Isso significa que o inversor oferece uma impedância harmônica maior na presença da malha de *feedforward*, contribuindo assim para mitigar os harmônicos da tensão de rede. Em altas frequências (> 3 kHz), todavia, a versão completa apresenta uma performance superior, conforme evidencia a Figura 4.37. Contudo, como a frequência de cruzamento da malha de corrente é menor do que 960 Hz, é totalmente válido adotar o *feedforward* simplificado, visto que o próprio filtro se encarrega de atenuar os harmônicos em altas frequências. Conclusões semelhantes foram obtidas em [165].

Figura 4.37 – Diagrama de Bode da admitância ($\hat{i}_{Lc,dq}/\hat{v}_{r,dq}$) de saída do inversor em malha fechada.



Fonte: Próprio autor.

4.8 ESTRATÉGIA DE SINCRONISMO COM A REDE ELÉTRICA

Existem diversos métodos propostos na literatura para o sincronismo com a rede elétrica, os quais podem ser classificados entre técnicas em malha aberta [186, 187] e técnicas em malha fechada [188, 189]. A principal vantagem das técnicas em malha aberta é que elas são incondicionalmente estáveis [187]. Tipicamente, elas apresentam uma performance satisfatória em termos de precisão na detecção de fase/frequência quando a frequência da rede está no seu valor nominal, ou próximo a este. Entretanto, o seu desempenho tende a piorar quando a frequência de entrada se desvia do seu valor nominal. Para solucionar tal problema, alguns trabalhos incluem estimadores de frequência no esquema de malha aberta, em troca de um aumento na complexidade da implementação [190, 191, 192].

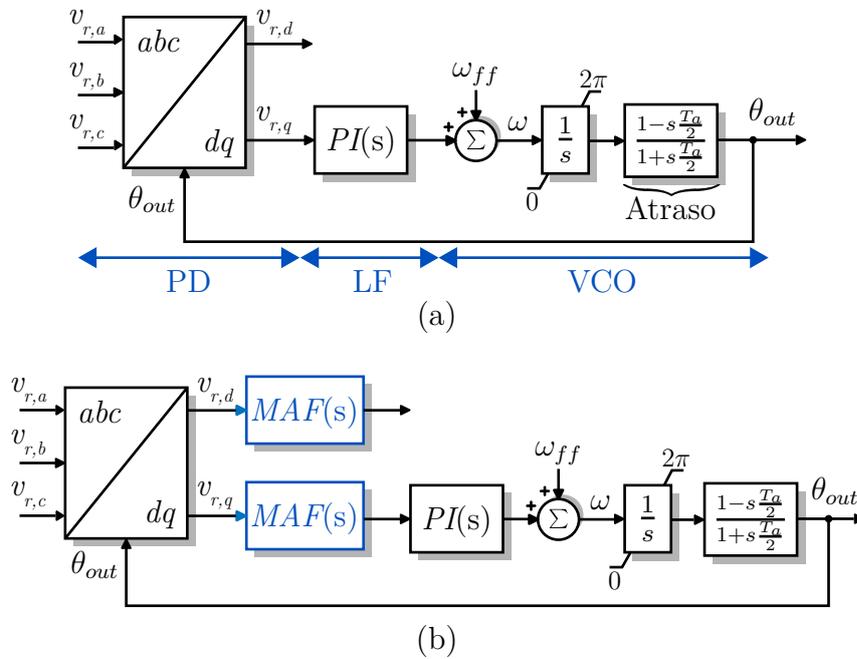
Dentre os métodos de malha fechada, o PLL (*Phased Locked Loop*) é o mais empregado na eletrônica de potência atualmente. Para sistemas trifásicos, especificamente, o mais comum é o SRF-PLL (*Synchronous Reference Frame - PLL*) que está representado na Figura 4.38(a). Trata-se de um sistema realimentado negativamente, em que a fase do sinal de saída (θ_{out}) é controlada até que o erro em relação a fase de entrada (θ_{in}) seja mínimo. Isso é possível por meio de três blocos principais: Detector de Fase (ou PD - *Phase Detector*), Filtro de Malha (LF - *Loop Filter*) e Oscilador Controlado por Tensão (VCO - *Voltage Controlled Oscillator*). O PD é implementado ao se aplicar a transformada de Park nos sinais trifásicos de entrada. A fim de simplificar os cálculos e até mesmo reduzir o número de sensores, isso pode ser feito com base em duas tensões de linha e utilizando a

transformada de Clarke, como segue

$$\begin{bmatrix} v_{r,\alpha} \\ v_{r,\beta} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{r,ab} \\ v_{r,bc} \end{bmatrix} \quad (4.103)$$

$$\begin{bmatrix} v_{r,d} \\ v_{r,q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \text{sen}(\theta) \\ -\text{sen}(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{r,\alpha} \\ v_{r,\beta} \end{bmatrix} \quad (4.104)$$

Figura 4.38 – Diagrama de blocos do SRF-PLL (a) convencional e (b) com filtro média móvel (MAF-PLL).



Fonte: Próprio autor.

Em termos matemáticos, a aplicação da transformada de Clarke nas tensões de linha, segundo (4.103), resulta em dois sinais senoidais com amplitude $K_{vr}V_p$ defasados de 90° entre si, cujo ângulo de fase é dado por θ_{in} . Assim, aplicando-se a transformada de Park em tais sinais, obtém-se

$$\begin{bmatrix} v_{r,d} \\ v_{r,q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{out}) & \text{sen}(\theta_{out}) \\ -\text{sen}(\theta_{out}) & \cos(\theta_{out}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} K_{vr}V_p \text{sen}(\theta_{in}) \\ K_{vr}V_p \cos(\theta_{in}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_{vr}V_p \cos(\theta_{in} - \theta_{out}) \\ K_{vr}V_p \text{sen}(\theta_{in} - \theta_{out}) \end{bmatrix} \quad (4.105)$$

Considerando-se a componente de eixo de quadratura como variável de erro e assumindo-se que o PLL está próximo da sincronização, onde $\theta_{in} - \theta_{out} \approx 0$, tem-se $\text{sen}(\theta_{in} - \theta_{out}) \approx \theta_{in} - \theta_{out}$. Logo, o erro de fase linearizado para o ponto de operação, o qual é detectado pelo bloco PD, vale

$$\text{erro} = v_{r,q} = K_{vr} V_p (\theta_{in} - \theta_{out}), \quad (4.106)$$

onde K_{vr} é o ganho do sensor de tensão e V_p é o valor de pico da tensão de fase. Para se evitar que a amplitude do sinal de entrada influencie na dinâmica do PLL, o valor de K_{vr} deve ser escolhido com o intuito de normalizá-la (i.e. $V_p = 1$ pu) [193]. O mesmo pode ser feito de forma digital, ao se detectar a amplitude da tensão lida pelos sensores. Essa compensação da amplitude melhora a resposta dinâmica do PLL durante afundamentos de tensão [194, 195].

O bloco LF, que nada mais é do que um controlador PI, se encarrega de levar o erro a zero, fornecendo assim a frequência angular (ω) necessária para sincronizar os sinais de entrada e saída. Objetivando melhorar a resposta dinâmica inicial, uma referência antecipativa ($\omega_{ff} = 2\pi f_r$) é incluída, sendo f_r a frequência fundamental da rede elétrica. Dessa forma, o sinal resultante é aplicado ao VCO que, por meio de um simples integrador, fornece uma estimativa do ângulo de fase da entrada. Por fim, dado que o interesse é implementar o PLL de forma digital, uma função relacionada ao atraso de amostragem foi adicionada ao modelo para sua correta representação (T_a é o período de amostragem, vide Figura 4.38(a)).

Embora o método SRF-PLL seja capaz de estimar de forma rápida e precisa a fase e a frequência da rede sob condições ideais, o mesmo não acontece quando as tensões da rede estão desbalanceadas ou distorcidas, nem quando os sensores possuem desvios CC (*offset*) em suas medições [188]. Uma solução simples é reduzir significativamente a largura de banda do PLL, como em [165], porém, isso prejudica a resposta dinâmica do sistema de sincronismo, o que não é aceitável para certas aplicações. Outra possibilidade é inserir técnicas de filtragem dentro da estrutura do PLL, ou antes de sua entrada (pré-filtros), como abordado em [186, 189]. Dentre as técnicas de filtragem empregadas, o filtro Notch e o filtro Média Móvel (MAF) são os mais utilizados na literatura [193, 196]. Devido à sua fácil implementação, baixo esforço computacional e alta eficiência, neste trabalho optou-se por utilizar o SRF-PLL com filtro média móvel (conhecido como MAF-PLL), conforme evidenciado na Figura 4.38(b) e discutido a seguir.

4.8.1 Filtro Média Móvel

Idealmente, o filtro média móvel fornece uma atenuação infinita para cada harmônico de ordem igual ou menor do que $N/2$, sendo N o número de amostras em um período fundamental [197]. A sua representação no domínio de Laplace pode ser dada simplesmente

por

$$MAF(s) = \frac{1 - e^{-sT_m}}{sT_m}, \quad (4.107)$$

em que

$$T_m = N \cdot T_a \quad (4.108)$$

corresponde ao período fundamental do sinal que se deseja atenuar e T_a ao período de amostragem.

Assim, para se projetar o MAF, basta determinar o número de amostras com base em (4.108). No entanto, conforme analisado em [196], a escolha de N deve seguir alguns critérios. Por exemplo, quando o conteúdo harmônico da tensão da rede é composto basicamente de harmônicos ímpares, com exceção dos múltiplos de três, a malha de controle do PLL será afetada pelos harmônicos pares (o mesmo ocorre para desbalanceamento nas tensões). Nesse caso, o número de amostras deve ser escolhido com o objetivo de atenuar o harmônico de segunda ordem e seus múltiplos. Isto posto, para uma rede de 60 Hz, obter-se-ia $N = 0,5T_r/T_a$, ou seja, T_m igual à metade do período da rede elétrica (T_r). Por outro lado, quando o conteúdo harmônico da rede não é conhecido, e caso os sensores de tensão apresentem *offset* em suas medições, todas as componentes harmônicas podem aparecer na malha do PLL. Desse modo, é recomendável sintonizar o filtro para $T_m = T_r$, o que resulta em $N = T_r/T_a$.

A título de exemplo, dada uma frequência de amostragem $f_s = 30$ kHz e considerando-se que se deseja atenuar qualquer ondulação de 120 Hz e suas harmônicas, tem-se $N = 30 \text{ kHz}/120 \text{ Hz} = 250$. A Figura 4.39 mostra o diagrama de Bode do filtro média móvel para tais condições, a partir do qual se verifica forte atenuação nas frequências múltiplas de 120 Hz, conforme esperado.

A estrutura digital do MAF pode ser representada pela seguinte equação recursiva

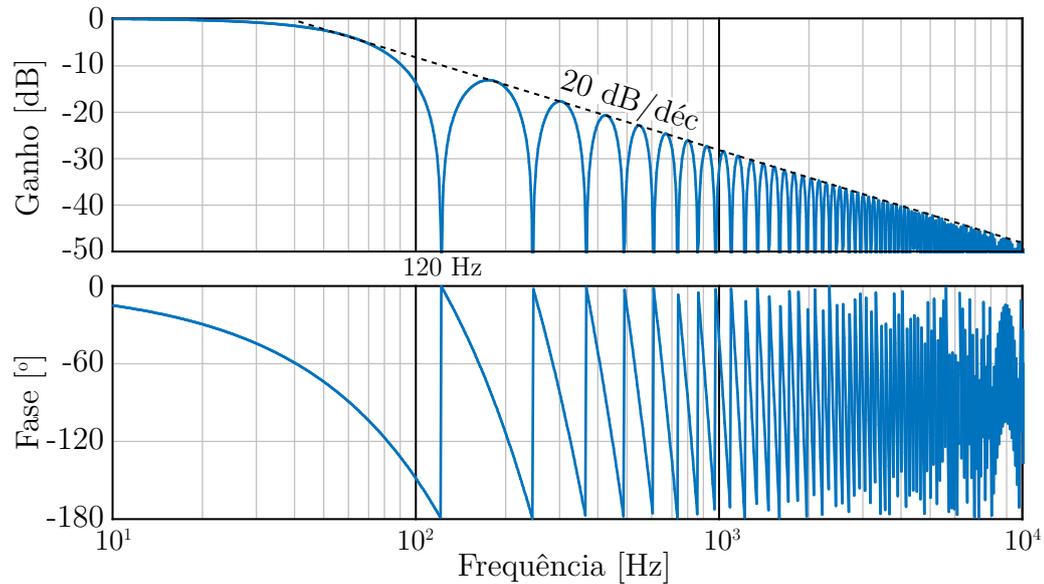
$$y[k] = y[k-1] + \frac{1}{N} (x[k] - x[k-N]), \quad (4.109)$$

onde $y[k]$ é o sinal de saída e $x[k]$ é o sinal de entrada.

É importante notar em (4.109) que a implementação desse tipo de filtro requer um vetor de N posições para armazenar as últimas N amostras. A fim de facilitar seu entendimento, o Código 4.2 apresenta um exemplo de implementação em linguagem C.

4.8.2 Sintonização do Controlador

Uma técnica muito utilizada para sintonizar os controladores em PLLs se baseia no método ótimo simétrico [188, 194, 196]. Esse método é um procedimento padrão para

Figura 4.39 – Resposta em frequência do filtro média móvel sintonizado em 120 Hz.

Fonte: Próprio autor.

projetar sistemas de controle do Tipo II (i.e. aqueles que possuem duplo integrador), cuja função de transferência de laço aberto compensada é dada por

$$FTLAC(s) = \frac{K_c \omega_p (s + \omega_z)}{s^2 (s + \omega_p)} \quad (4.110)$$

Código 4.2 – Exemplo de implementação do filtro média móvel.

```

1 x = adcResult; // armazena a leitura do ADC
3 ySum = ySum + x - xArray[index];
5 y = ySum / N; // sinal filtrado
7 xArray[index] = x; // atualiza o array
9 // reinicia o index do array quando atingir o numero de amostras N
  index++;
11 if(index >= N)
  {
13   index = 0;
  }

```

Próprio autor.

A principal ideia dessa abordagem é que para garantir a máxima margem de fase possível, a frequência de cruzamento deve se situar na média geométrica das frequências de canto [198]. Desse modo, conforme apresentado em [196], os parâmetros da malha de

controle K_c , ω_z e ω_p podem ser selecionados de acordo com

$$\omega_p = b\omega_c \quad (4.111a)$$

$$K_c = \omega_c \quad (4.111b)$$

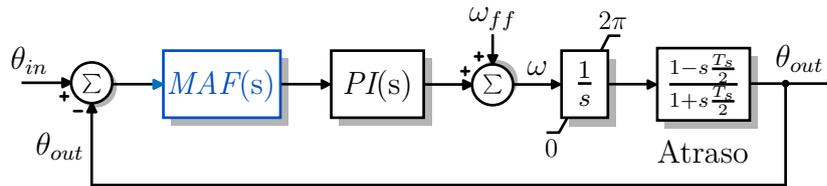
$$\omega_z = \omega_c^2 / (bK_c) \quad (4.111c)$$

onde ω_c é a frequência de cruzamento e b é uma constante que deve ser escolhida de acordo com a resposta transitória e a margem de estabilidade requeridas para o sistema.

A Figura 4.40 mostra o diagrama de blocos do PLL linearizado, de onde se obtém a seguinte função de transferência de laço aberto

$$FTLA_{C,PLL}(s) = MAF(s) \underbrace{\frac{K_c(s + \omega_z)}{s}}_{PI} \frac{1}{s} \underbrace{\left(\frac{1 - s\frac{T_a}{2}}{1 + s\frac{T_a}{2}} \right)}_{Atraso}. \quad (4.112)$$

Figura 4.40 – Diagrama de blocos do PLL linearizado.



Fonte: Próprio autor.

Evidentemente, a expressão obtida em (4.112) não se assemelha com a função de transferência genérica apresentada em (4.110), o que impossibilita a aplicação o método ótimo simétrico. Entretanto, visto que a frequência de amostragem é muito maior do que a frequência de cruzamento nesse tipo aplicação, pode-se desconsiderar o atraso provocado pela amostragem. Além disso, é válido simplificar a função de transferência do filtro média móvel pela aproximação de Padé de primeira ordem [196], o que resulta em

$$MAF(s) \Big|_{e^{-Tms} \approx \frac{1-sTm/2}{1+sTm/2}} = \frac{1}{\frac{Tm}{2}s + 1} = \frac{\frac{2}{Tm}}{s + \frac{2}{Tm}}. \quad (4.113)$$

Assim, pode-se reescrever (4.112) conforme

$$FTLA_{C,PLL}(s) = \frac{K_c \frac{2}{Tm} (s + \omega_z)}{s^2 (s + \frac{2}{Tm})}. \quad (4.114)$$

Comparando-se (4.114) com (4.110), é possível perceber que ambas são idênticas para $\omega_p = 2/T_m$. Dessa forma, o mesmo procedimento apresentado em (4.111) pode ser utilizado para projetar o controlador do MAF-PLL [196].

Sendo assim, ao se substituir $\omega_p = 2/T_m$ em (4.111a), chega-se na expressão que define a frequência de cruzamento da malha de controle, segundo

$$\omega_c = \frac{2}{bT_m}. \quad (4.115)$$

Por fim, levando-se (4.115) em (4.111b) e (4.111c), determina-se os demais parâmetros do controlador PI, de acordo com

$$K_c = \frac{2}{bT_m} \quad (4.116)$$

$$\omega_z = \frac{4}{b^3 T_m^2 K_c} \quad (4.117)$$

Visando obter uma margem de fase com valores entre $30^\circ < MF < 60^\circ$, o que garante uma boa estabilidade [108], o valor de b deve ser escolhido com base na seguinte inequação: $1,732 < b < 3,732$. Dessa forma, recorrendo-se à análise realizada em [199], conclui-se que para $b = 2,4$ obtém-se o melhor compromisso em termos de estabilidade e resposta transitória, resultando numa margem de fase de aproximadamente 45° . Levando-se em consideração tal premissa, e projetando-se o filtro média móvel para atenuar todos os harmônicos (i.e. $T_m = T_r$), deduz-se que

$$T_m = T_r = 0,01666667s \quad (4.118)$$

$$K_c = 2/(bT_m) = 50 \quad (4.119)$$

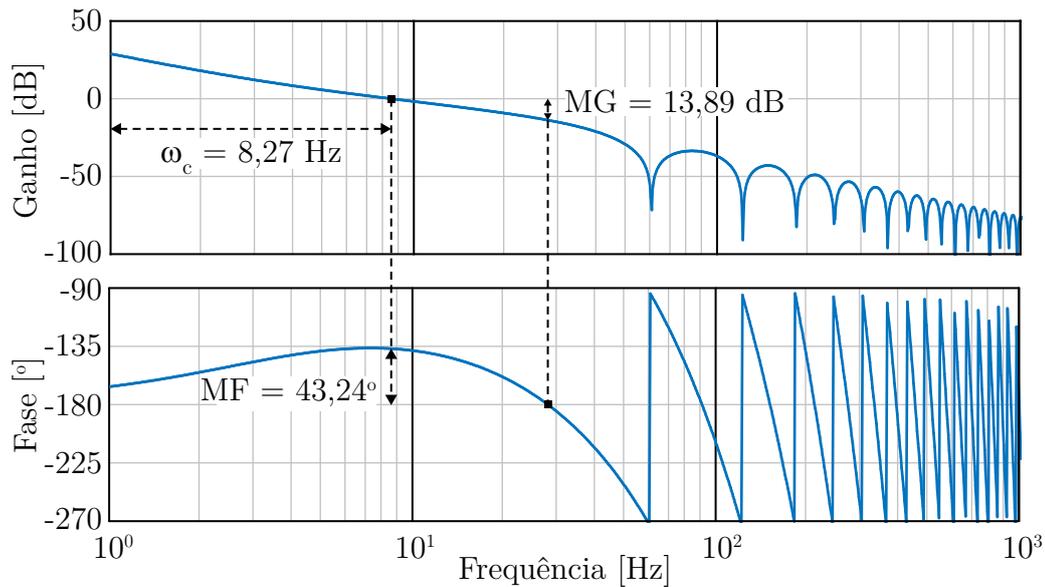
$$\omega_z = 4/(b^3 T_m^2 K_c) = 20,833 \quad (4.120)$$

É importante salientar que a introdução do filtro média móvel dentro da malha do PLL (c.f. Figura 4.38(b)) melhora significativamente a capacidade de filtragem do algoritmo de sincronismo, mas torna sua resposta dinâmica mais lenta devido ao atraso provocado na malha de controle. Isso se agrava quando o filtro MAF é projetado para o mesmo período da rede ($T_m = T_r$), conforme realizado anteriormente. Apesar disso, tal escolha se justifica pelos problemas encontrados na prática, como desbalanceamento e *offset* nos sensores, os quais impediram o correto funcionamento do inversor conectado à rede do laboratório. Caso o sistema não apresente variações bruscas de frequência, a dinâmica mais lenta não é um problema. Mas, diante da necessidade de melhorar a rapidez de rastreamento do PLL, o trabalho publicado em [196] sugere a utilização de um controlador PID em vez de um PI, visto que a ação derivativa permite compensar efetivamente o atraso provocado pelo filtro MAF. Outras alternativas podem ser encontradas em [200, 201, 202].

Para finalizar esta seção, a Figura 4.41 mostra o diagrama de Bode da função de

transferência de laço aberto, considerando os parâmetros de controle projetados. Como demonstrado, o sistema compensado resultou numa margem de fase de $43,24^\circ$ e uma margem de ganho de 13,89 dB, garantindo assim a estabilidade do PLL. Nota-se ainda que a frequência de cruzamento corresponde ao pico do diagrama de fase, em conformidade com o método ótimo simétrico utilizado para o projeto do controlador.

Figura 4.41 – Diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto compensada do MAF-PLL. Parâmetros: $T_m = 0,0166667$ s, $K_c = 50$, $\omega_z = 20,833$ e $T_a = 1/30$ kHz (período de amostragem).



Fonte: Próprio autor.

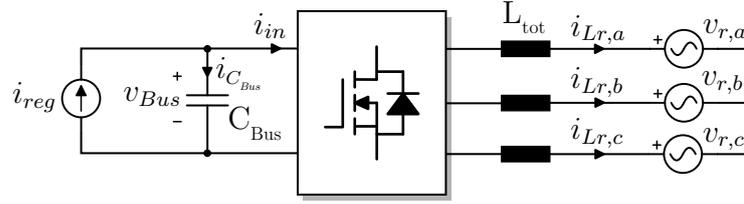
4.9 OBTENÇÃO DO MODELO DINÂMICO PARA O CONTROLE DA TENSÃO DO BARRAMENTO CC

Com base na estratégia de controle proposta no Capítulo 2, sabe-se que o inversor é responsável por regular a tensão do barramento CC durante o Modo III de operação. Para isso, uma malha externa é adicionada ao controle de corrente, de modo que a compensação da tensão resulte na referência de corrente necessária para manter o balanço de potência no sistema (c.f. Figura 4.25). Desse modo, uma vez que a componente de eixo direto da corrente está relacionada à potência ativa processada pelo conversor, a função de transferência que se busca nessa seção é dada por

$$G_{vi}(s) = \frac{\hat{v}_{Bus}(s)}{\hat{i}_{Lc,d}(s)} \quad (4.121)$$

A Figura 4.42 ilustra o esquemático simplificado do inversor, onde i_{reg} representa a corrente injetada no barramento CC pelo estágio de regeneração. Visto que a corrente da rede pode ser interpretada como o valor médio quase instantâneo da corrente do lado do conversor, simplificou-se o filtro LCL por um filtro indutivo de valor L_{tot} . Tal premissa é justificada pelo fato da malha de tensão operar em baixas frequências, região na qual

Figura 4.42 – Esquemático simplificado do inversor, com destaque para as grandezas do barramento CC.



Fonte: Próprio autor.

o ramo paralelo do filtro LCL tem pouca influência, logo $i_{Lc,dq} \approx i_{Lr,dq}$. Sendo assim, assumindo-se um rendimento unitário, é possível escrever a equação de balanço de potência instantânea nas coordenadas dq , como segue [133]:

$$\frac{3}{2}(v_{r,d}\dot{i}_{Lc,d} + v_{r,q}\dot{i}_{Lc,q}) = -v_{Bus}C_{Bus}\frac{dv_{Bus}}{dt} + v_{Bus}i_{reg}, \quad (4.122)$$

Tendo em vista que o controle de corrente do estágio de regeneração é projetado para ter uma dinâmica mais lenta que o controle da tensão do barramento CC, considerar-se-á i_{reg} constante. Assim, a linearização em pequenos sinais de (4.122) resulta em

$$\begin{aligned} \frac{3}{2} \left[(V_{r,d} + \hat{v}_{r,d})(I_{Lc,d} + \hat{i}_{Lc,d}) + (V_{r,q} + \hat{v}_{r,q})(I_{Lc,q} + \hat{i}_{Lc,q}) \right] = \\ - (V_{Bus} + \hat{v}_{Bus})C_{Bus}\frac{d(V_{Bus} + \hat{v}_{Bus})}{dt} + (V_{Bus} + \hat{v}_{Bus})I_{reg}. \end{aligned} \quad (4.123)$$

Omitindo-se os termos CA de segunda ordem, bem como os termos CC em regime permanente, chega-se no modelo dinâmico de pequenos sinais, o qual é dado por

$$\frac{3}{2} \left[\hat{v}_{r,d}I_{Lc,d} + V_{r,d}\hat{i}_{Lc,d} + \hat{v}_{r,q}I_{Lc,q} + V_{r,q}\hat{i}_{Lc,q} \right] = -V_{Bus}C_{Bus}\frac{d\hat{v}_{Bus}}{dt} + \hat{v}_{Bus}I_{reg} \quad (4.124)$$

Como o objetivo é encontrar a função de transferência que relaciona \hat{v}_{Bus} com $\hat{i}_{Lc,d}$, pode-se considerar as componentes de eixo de quadratura como perturbações, e assim desprezá-las da análise. Dessa forma, obtém-se

$$\frac{3}{2} \left[V_{r,d}\hat{i}_{Lc,d} \right] = -V_{Bus}C_{Bus}\frac{d\hat{v}_{Bus}}{dt} + \hat{v}_{Bus}I_{reg}. \quad (4.125)$$

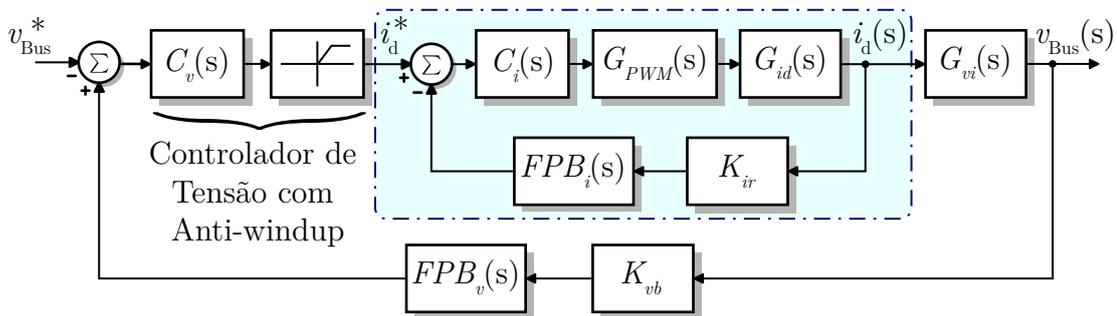
Em regime permanente, pode-se assumir uma resistência equivalente $R_{eq} = V_{Bus}/I_{reg}$, bem como $V_{Bus} \approx \sqrt{3}V_{r,d}$ (a tensão do barramento CC não pode ser menor do que esse valor a fim de possibilitar a controlabilidade da corrente, mas também não é muito maior para evitar perdas excessivas nos interruptores) [133]. Sendo assim, ao se aplicar a transformada de Laplace em (4.125), determina-se a função de transferência de interesse, segundo

$$G_{vi}(s) = \frac{\hat{v}_{Bus}(s)}{\hat{i}_{Lc,d}(s)} = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{R_{eq}}{1 - R_{eq}C_{Bus}s}. \quad (4.126)$$

4.10 PROJETO DA MALHA DE CONTROLE DA TENSÃO

Mediante o exposto, a estratégia de controle da tensão do barramento CC pode ser representada pelo diagrama de blocos da Figura 4.43, a partir do qual se verifica a existência de uma malha interna para o controle da corrente de saída e de uma malha externa para o controle da tensão do barramento. Observa-se também que um limitador de corrente é inserido na saída do controlador de tensão, fazendo com que a referência da malha interna seja sempre positiva. Em razão disso, o conversor só é capaz de operar no modo inversor, e sua corrente não extrapola a demanda da carga auxiliar.

Figura 4.43 – Diagrama de blocos para o controle da tensão do barramento CC.

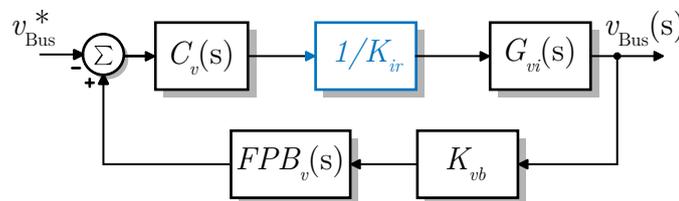


Fonte: Próprio autor.

Perante a análise realizada no Capítulo 3, é comum projetar a malha de tensão muito mais lenta do que a malha de corrente, de modo que elas se tornem dinamicamente desacopladas. Dessa forma, a malha interna pode ser resumida por um simples ganho dado pelo inverso do ganho do sensor de corrente. A Figura 4.44 mostra o diagrama de blocos após a simplificação, de onde se extrai a função de transferência de laço aberto não compensada, conforme

$$FTL_{ANC,v}(s) = \frac{1}{K_{ir}} G_{vi}(s) K_{vb} FPB_v(s). \quad (4.127)$$

Figura 4.44 – Diagrama de blocos simplificado para o controle da tensão do barramento.



Fonte: Próprio autor.

O filtro utilizado na realimentação, $FPB_v(s)$, para *anti-aliasing* e atenuação de ruídos em alta frequência, é um passa baixa de primeira ordem, sintonizado em 2 kHz, assim como o da malha de corrente. Já o ganho do sensor de tensão foi selecionado de acordo com a máxima tensão que o sensor é capaz de mensurar sem ultrapassar a tensão de entrada do conversor AD. Esse valor corresponde a 840 V e foi usado como valor base, resultando em um ganho dado por $K_{vb} = 1/840 V$.

Para o controle da malha de tensão também se utilizou um controlador do tipo PI, definido por (4.128), a fim de garantir erro nulo em regime permanente. Adicionalmente, devido ao limitador de corrente (c.f. Figura 4.43), uma estratégia de *anti-windup* foi inserida para evitar a saturação do integrador, consoante a análise da Seção 3.5.2.3.

$$C_v(s) = K_{c,v} \left(\frac{s + \omega_{z,v}}{s} \right) \quad (4.128)$$

Em virtude da elevada capacitância presente no barramento CC, o que remete a uma dinâmica lenta, adotou-se uma frequência de cruzamento de 5 Hz e uma margem de fase de 60°. Assim, seguindo os mesmos procedimentos das seções anteriores, obteve-se a frequência do zero e o ganho do controlador, de acordo com

$$\omega_{z,v} = \frac{\omega_c}{\tan \left[MF - 90^\circ - \angle FTLA_{NC,v}(j\omega_c) \right]} = 16,74 \text{ rad/s}, \quad (4.129)$$

e

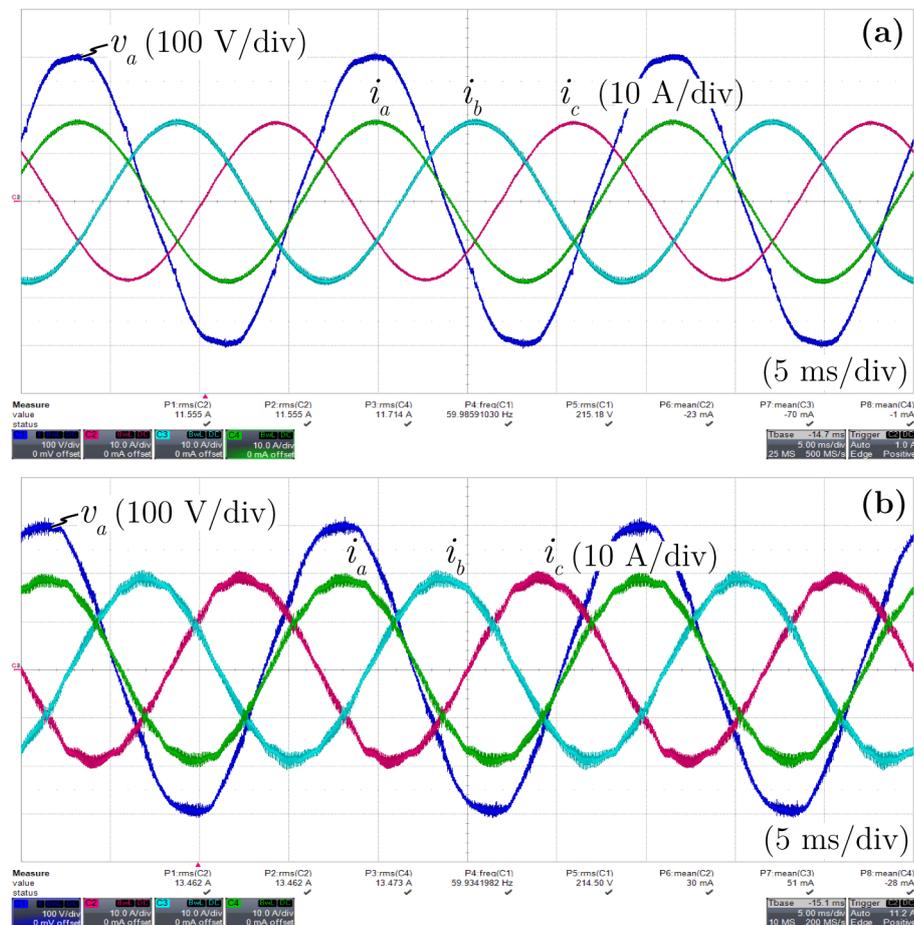
$$K_{c,v} = \frac{\omega_c}{\sqrt{\omega_c^2 + \omega_{z,i}^2}} \frac{1}{|FTLA_{NC,v}(j\omega_c)|} = 30,12 \quad (4.130)$$

4.11 RESULTADOS PRELIMINARES

Visando validar o projeto do estágio de potência bem como das malhas de controle apresentados neste capítulo, realizou-se alguns testes práticos do conversor operando de forma independente do sistema. Por questões de segurança, utilizou-se inicialmente uma fonte CC regulada em 600 V (limite máximo da fonte) para na entrada do conversor, enquanto em sua saída conectou-se uma carga resistiva trifásica. Após validar o controle de corrente por meio da carga resistiva, estabeleceu-se a conexão com a rede elétrica propriamente dita. A Figura 4.45 mostra a comparação entre as correntes da saída do inversor para o teste com carga resistiva e para o teste conectado na rede. Evidentemente, devido ao conteúdo harmônico presente na tensão da rede elétrica, a corrente tende a se distorcer quando o inversor opera no modo conectado, porém a distorção harmônica total se estabeleceu dentro das normas de qualidade de energia. Além disso, vale salientar que as correntes se mantiveram em fase com a tensão (observar a tensão v_a e a corrente i_a), garantindo um fator de potência próximo à unidade. A potência injetada na rede durante esse teste foi de aproximadamente 8,66 kW.

Com relação à qualidade da corrente injetada na rede elétrica, a Figura 4.46 exibe o espectro harmônico obtido para duas condições operacionais diferentes: 8,5 kW e 4,07 kW. Verifica-se, mediante a análise gráfica, que todas as componentes harmônicas são inferiores aos respectivos limites estabelecidos pela norma IEC 61000-3-2. Já a distorção harmônica total (THD) apresentou um valor de 2,18% para o teste de maior potência e de 3,51% para o de menor, ao mesmo tempo que o fator de potência apresentou valores respectivos de 0,997 e 0,988. Cabe destacar que em ambos os casos a tensão da rede exibiu uma distorção

Figura 4.45 – Resultados em regime permanente para o inversor operando (a) com carga resistiva e (b) conectado na rede elétrica.



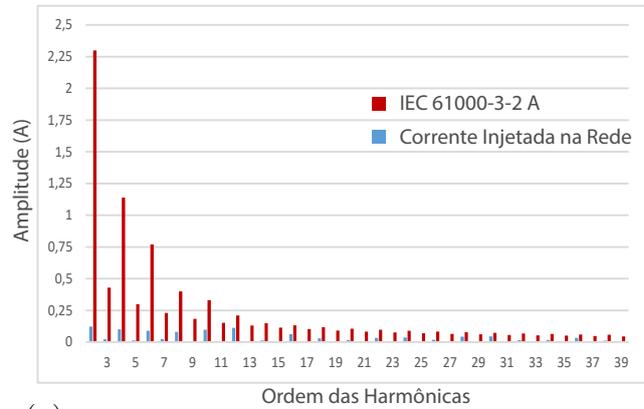
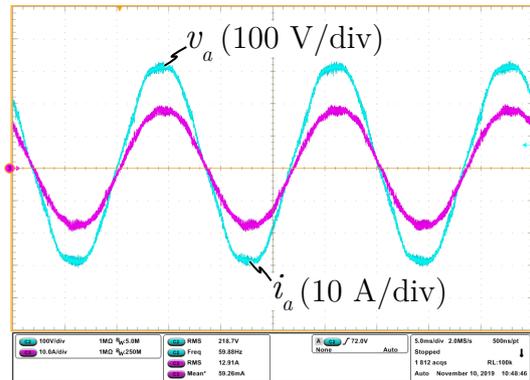
Fonte: Próprio autor.

relevante, com a THD se estabelecendo por volta de 3,20%, o que torna este um bom teste para comprovar a capacidade do compensador implementado de rejeitar as perturbações das frequências harmônicas.

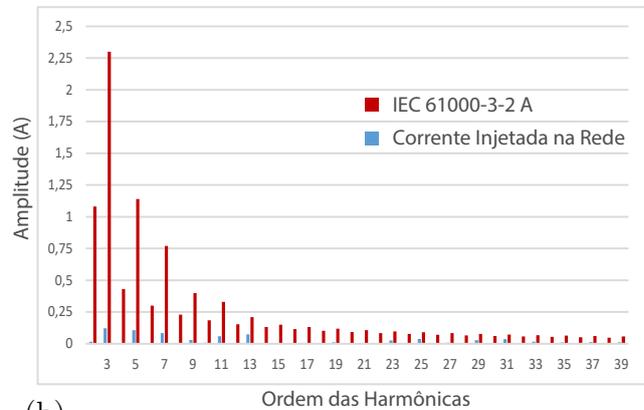
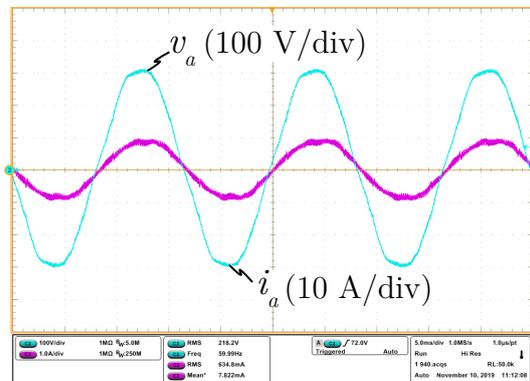
Na Figura 4.47 é possível verificar o comportamento dinâmico do conversor diante de degraus de referência de 7,7 A para 16,2 A, e vice-versa. Esse teste é importante para validar a ação da malha de controle frente a distúrbios no sistema e, como se pode ver, o conversor foi capaz de seguir rapidamente as variações, tanto positiva quanto negativa, da referência de corrente.

Finalmente, a Figura 4.48 apresenta o momento da partida do conversor CC-CA. Uma vez garantida a tensão na entrada do inversor, a contatora de conexão com a rede pode ser fechada, mas os interruptores do conversor permanecem desabilitados. Observa-se que durante esse período existe a circulação de uma pequena corrente reativa, devido à interação da rede com o filtro LCL passivamente amortecido. Em aproximadamente $t = 400$ ms, as malhas de controle são habilitadas, assim como os pulsos de comando. De modo a assegurar uma partida suave, a referência de corrente foi incrementada em forma de rampa por cerca de 700 ms.

Figura 4.46 – Detalhes da corrente injetada na rede elétrica e espectro de frequência para (a) 8,5 kW e (b) 4,07 kW. Em ambos os casos a THD de tensão se estabeleceu em torno de 3,20%.



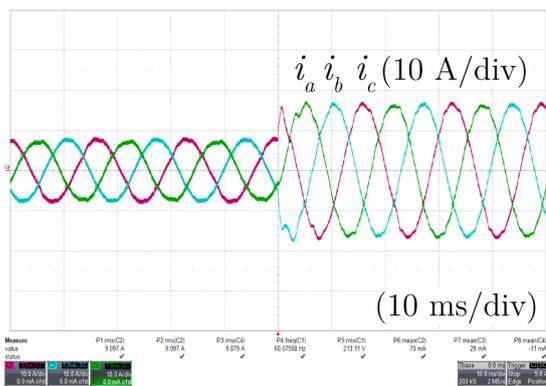
(a)



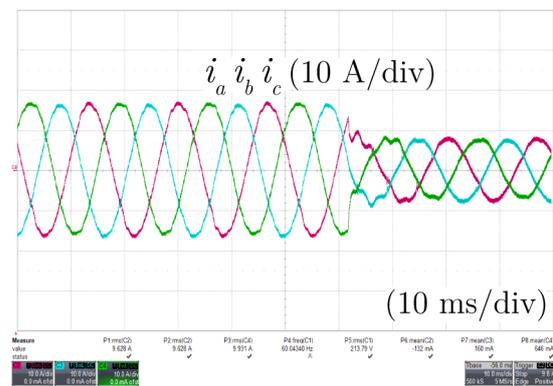
(b)

Fonte: Próprio autor.

Figura 4.47 – Comportamento dinâmico do inversor diante de degraus na referência da corrente i_d : (a) de 7,7 A para 16,2 A e (b) de 16,2 A para 7,7 A. O teste foi realizado com o conversor conectado na rede.



(a)



(b)

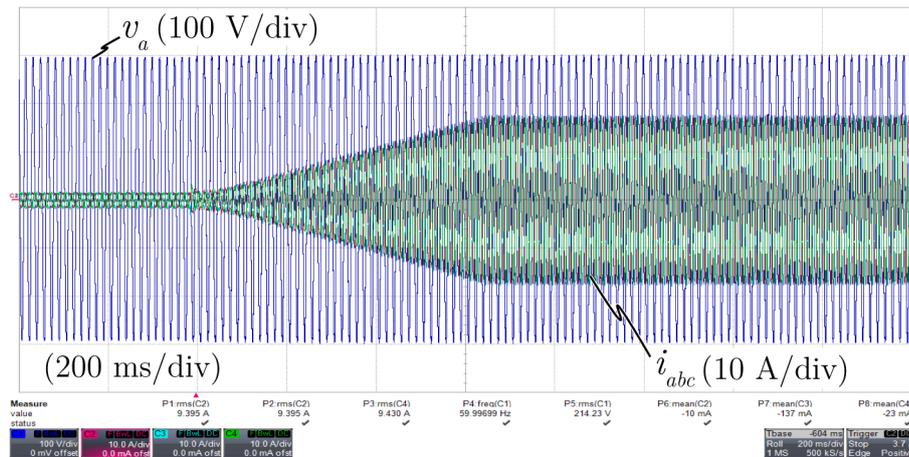
Fonte: Próprio autor.

4.12 CONCLUSÃO DO CAPÍTULO

Este capítulo destinou-se ao estudo, projeto e controle do estágio responsável por transferir potência ativa do barramento CC para as cargas auxiliares.

Inicialmente, apresentou-se uma análise detalhada a respeito da modulação vetorial,

Figura 4.48 – Partida suave do conversor CC-CA após a conexão com a rede elétrica.



Fonte: Próprio autor.

incluindo um exemplo de implementação, com o intuito de facilitar o seu entendimento. Adicionalmente, foi realizada uma revisão bibliográfica sobre os principais filtros empregados em inversores conectados à rede e os possíveis métodos para o seu amortecimento. Dessa forma, após uma análise comparativa, optou-se pelo uso do filtro LCL com amortecimento passivo e, para o seu projeto, propôs-se uma metodologia com base em alguns artigos científicos.

Uma vez definidos o filtro de saída e a técnica de modulação, partiu-se para o projeto da estratégia de controle do conversor. Devido às necessidades de operação do sistema, decidiu-se utilizar duas malhas de controle em cascata: uma para as correntes de saída e outra para a tensão do barramento CC. No que diz respeito ao controle de corrente, optou-se por realizá-lo no plano $dq0$ devido à possibilidade de se garantir erro nulo em regime permanente para sinais senoidais na frequência fundamental, empregando-se controladores PIs convencionais. Conforme mencionado, essa técnica também tem como vantagem a capacidade de compensar dois harmônicos ao mesmo tempo, a partir de uma única parcela ressonante. Além disso, uma alimentação direta da tensão da rede foi inserida na malha controle, objetivando melhorar a resposta dinâmica do conversor, bem como evitar picos de corrente no momento da conexão. Embora a técnica de *feedforward* também contribua na compensação de harmônicos, como visto anteriormente, o fato de se utilizar um filtro média móvel para mitigar outros problemas acaba ofuscando tal característica. No entanto, a presença do filtro melhora a estabilidade do sistema quando conectado em redes fracas.

Por fim, foram realizados testes em malha fechada considerando-se inicialmente cargas resistivas e posteriormente a conexão com a rede elétrica do laboratório. Os resultados práticos obtidos serviram para validar toda a teoria referente ao controle e modulação do conversor CC-CA, desenvolvida ao longo desse capítulo.

5 RESULTADOS E DISCUSSÕES

Para garantir maior segurança durante os testes práticos e reduzir o tempo de depuração em casos de falhas, cada estágio de processamento de energia foi testado e validado individualmente antes de se integrar o sistema. Os resultados experimentais concernentes aos estágios individuais já foram apresentados nos capítulos anteriores. Desse modo, este capítulo visa demonstrar apenas os resultados obtidos a partir da integração dos conversores dimensionados ao longo deste documento.

A fim de se otimizar a leitura do texto, optou-se por selecionar apenas alguns casos comparativos entre resultados de simulação e práticos, os quais foram considerados necessários e suficientes para comprovar a validade dos modelos desenvolvidos.

5.1 RESTRIÇÕES RELACIONADAS AO PROTÓTIPO

Devido à magnitude de uma locomotiva diesel-elétrica, bem como da potência processada por esse tipo de veículo, que pode chegar em alguns MW, foi necessário desenvolver um protótipo em escala reduzida para avaliar a concepção do sistema proposto. Em virtude disso, algumas alternativas foram adotadas com o propósito de emular o sistema elétrico da locomotiva, conforme discutido a seguir.

5.1.1 Emulação do Sistema de Tração

Antes de tudo, é importante ressaltar que o sistema multiportas proposto neste trabalho foi concebido para locomotivas diesel-elétricas, cuja tração se baseia em motores de corrente contínua. Esse tipo de locomotiva ainda é muito utilizado atualmente e tem como vantagens a simplicidade do controle de velocidade e de torque, além da facilidade de se converter o motor para o modo gerador, durante o processo de frenagem.

Frente à necessidade de emular a locomotiva durante a frenagem, por tempo suficiente para avaliar todas as lógicas de controle, optou-se por utilizar um motor de indução trifásico acoplado a um motor CC, como ilustrado na Figura 5.1. Nessa configuração, o motor CC funciona como gerador, ao passo que o motor de indução emula a inércia da locomotiva. Para ajustar a velocidade da máquina trifásica utilizou-se um inversor de frequência modelo SINAMICS PM250, fabricado pela empresa Siemens[®].

Levando-se em consideração a disponibilidade de equipamentos em laboratório, foi selecionado um motor CC de 7,5 kW (10 cv), cujos dados de placa estão dispostos na Tabela 5.1. Em vista disso, a potência total do sistema ficou limitada pela capacidade dessa máquina, embora os componentes passivos dos conversores tenham sido dimensionados para suportarem 10 kW. Acrescenta-se ainda que o motor de indução utilizado é o modelo W22 160L da empresa WEG[®], o qual possui uma potência nominal de 18,5 kW (25 cv) e rotação máxima de 1770 rpm.

Tabela 5.1 – Especificações elétricas do motor CC usado para emular o sistema de tração da locomotiva.

Parâmetros	Valores
Potência	7,5 kW (10 cv)
Tensão de Armadura	0 - 440 V
Corrente de Armadura	21 A
Rotação	1800 rpm
Tensão de Campo	200 V
Corrente Nominal do Campo	1 A

Fonte: Próprio autor.

5.1.2 Emulação do Gerador Auxiliar

Objetivando simplificar a construção do protótipo e de reduzir o seu custo, optou-se por utilizar a própria rede elétrica trifásica do laboratório para emular o gerador auxiliar da locomotiva. Evidentemente, algumas peculiaridades relacionadas ao paralelismo entre o inversor e o gerador não são avaliadas nesse caso, mas para uma primeira versão do protótipo, julgou-se suficiente tal simplificação. Ressalta-se que a rede em questão apresenta uma tensão eficaz de linha igual a 380 V e uma frequência de 60 Hz.

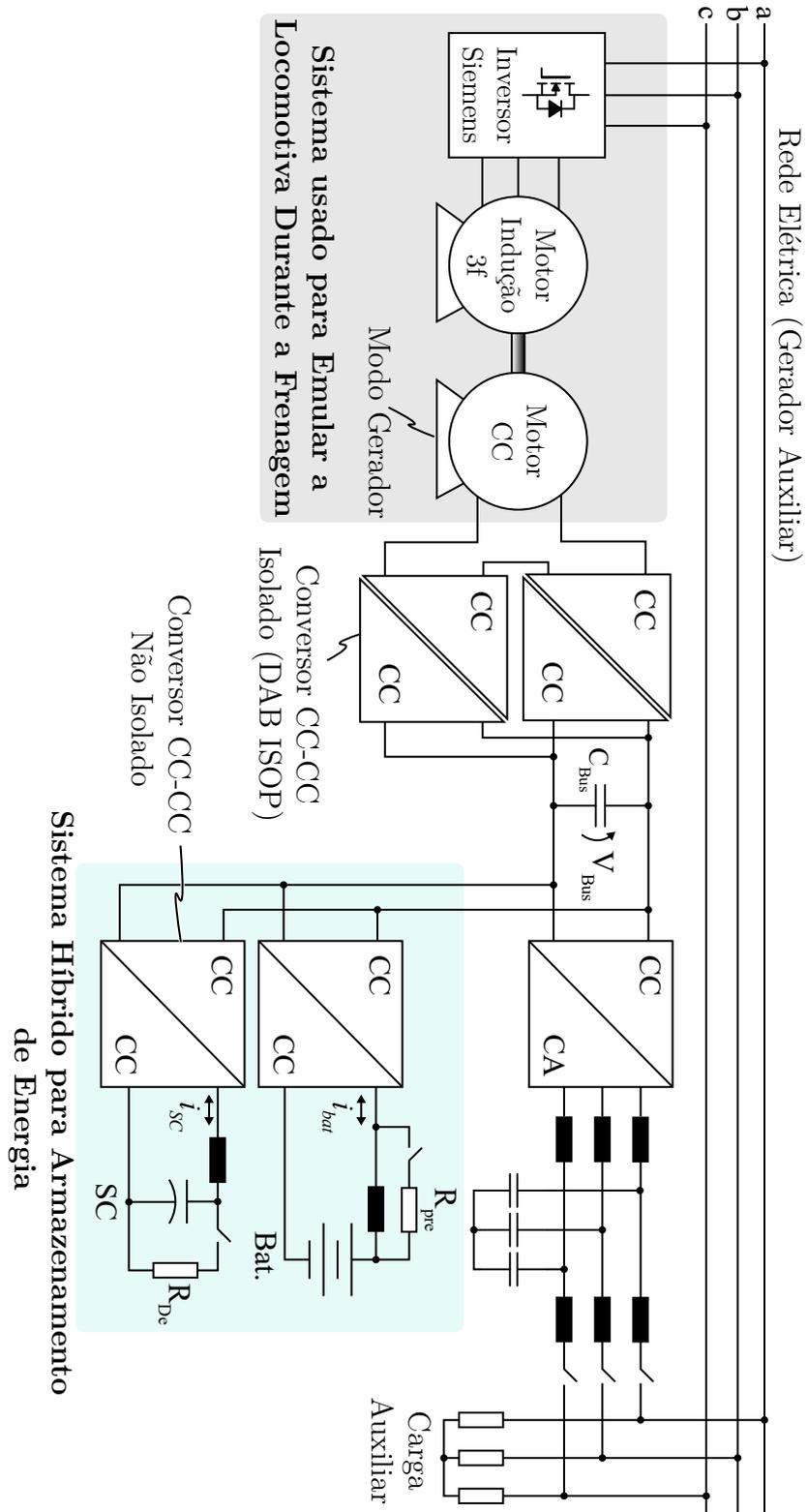
Além disso, acrescenta-se que o resistor R_{pre} foi usado em conjunto com uma contatora para pré-carregar o barramento CC durante a partida do sistema, por meio do banco de baterias (ver Figura 5.1). Detalhes a respeito do funcionamento da partida estão apresentados nos resultados práticos. Ademais, adicionou-se o resistor R_{De} , em paralelo com o banco de supercapacitores, como proteção de sobretensão e para descarregar o banco após o desligamento do sistema.

5.1.3 Limites de Operação dos Dispositivos Armazenadores de Energia

Embora o banco de baterias utilizado neste trabalho possua uma capacidade máxima de 7,7 kWh, optou-se por seguir os limites recomendados pelo fabricante, a fim de se garantir uma operação segura durante os experimentos práticos. Sendo assim, a máxima corrente tolerada durante o processo de carregamento vale 20 A, enquanto a máxima corrente tolerada durante a descarga vale 25 A. Instantaneamente, obtém-se uma potência em torno de 3,7 kW e uma taxa de carga de aproximadamente 0,5 C, durante o carregamento do banco. Por outro lado, durante a sua descarga, tem-se uma potência instantânea em torno de 4,6 kW e uma taxa de descarga de 0,6 C.

Com relação ao banco de supercapacitores, apesar de sua tensão máxima de operação ser de 250 V, decidiu-se trabalhar com 200 V para não correr o risco de sobretensão. Isso também possibilitou realizar apenas um projeto para ambos os conversores, visto que as especificações se tornaram parecidas. Ademais, limitou-se a corrente de carga do banco de supercapacitores em 10 A.

Figura 5.1 – Diagrama geral do protótipo implementado.

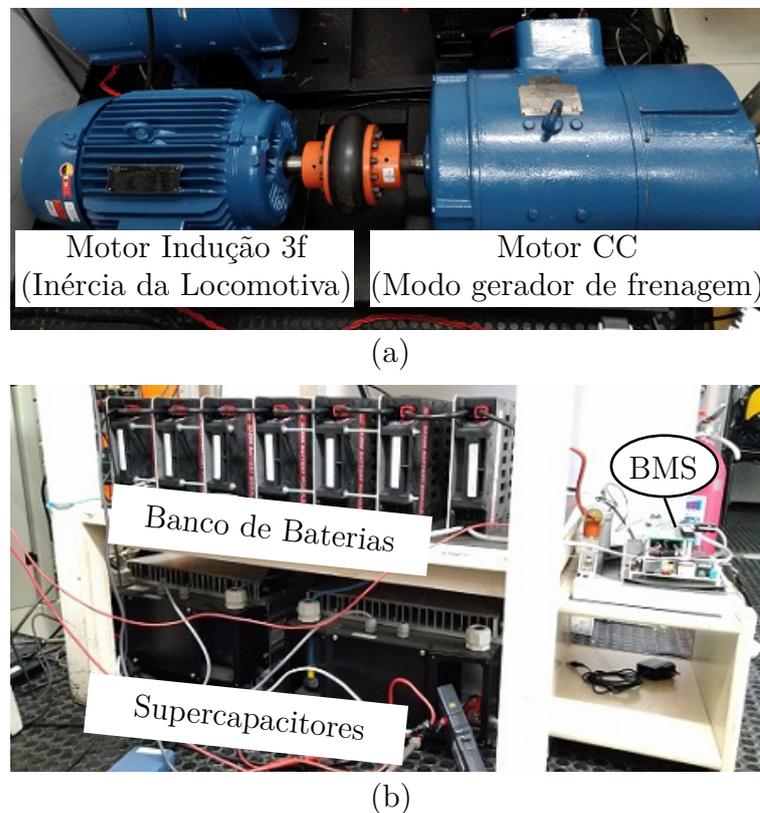


Fonte: Próprio autor.

5.2 FOTOS DO PROTÓTIPO

As imagens a seguir contemplam os detalhes a respeito do protótipo desenvolvido em laboratório. Na Figura 5.2(a) apresenta-se o sistema utilizado para emular a locomotiva, onde se verifica a presença do motor de indução trifásico acoplado ao motor de corrente contínua. A Figura 5.2(b), por sua vez, retrata o sistema de armazenamento de energia híbrido, composto pelo banco de baterias e pelo banco de supercapacitores. Também é possível observar, na mesma figura, a presença do sistema de gerenciamento (BMS), o qual foi fabricado pela própria empresa dos módulos de baterias ion lítio, especificados anteriormente.

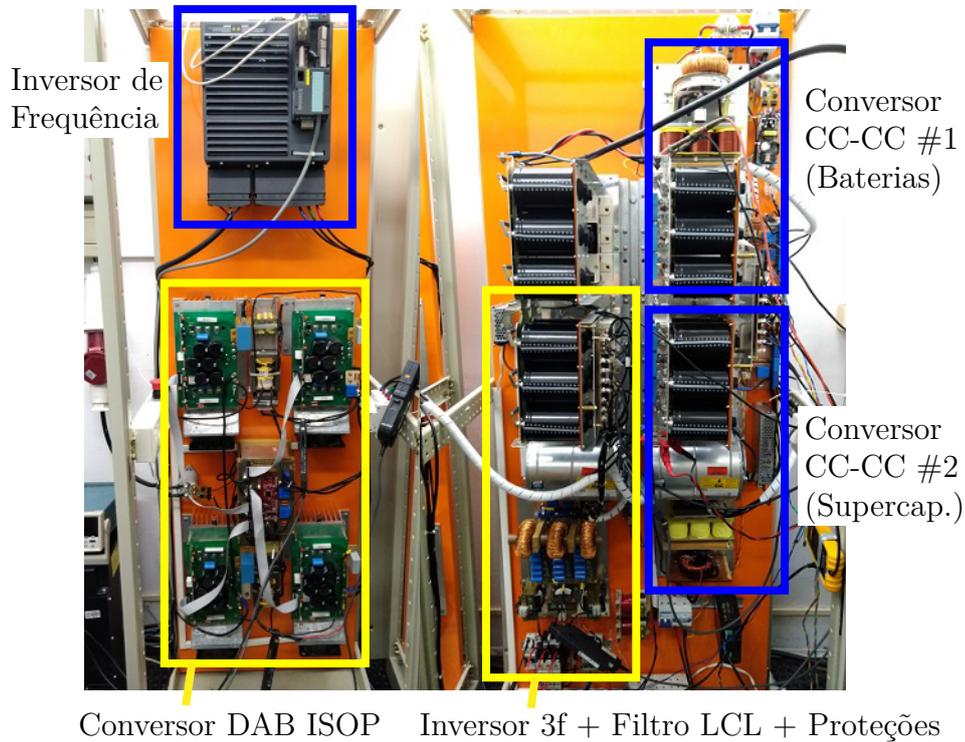
Figura 5.2 – Visão geral (a) do sistema de emulação da locomotiva e (b) dos dispositivos armazenadores de energia.



Fonte: Próprio autor.

Os conversores estáticos utilizados para o processamento de energia estão exibidos na Figura 5.3. Em um dos armários foram alocados os conversores DABs, conectados através da configuração ISOP, e o inversor de frequência responsável por acionar o motor de indução. Já no segundo armário foram instalados os conversores CC-CC bidirecionais, que fazem a interface entre os dispositivos armazenadores de energia e o barramento CC, além do inversor trifásico incumbido de injetar potência ativa na rede elétrica do laboratório. Cabe salientar que, juntamente aos conversores, também estão fixados as placas de controle e condicionamento, as fontes de alimentação auxiliares e os dispositivos de proteção (disjuntores e contadoras).

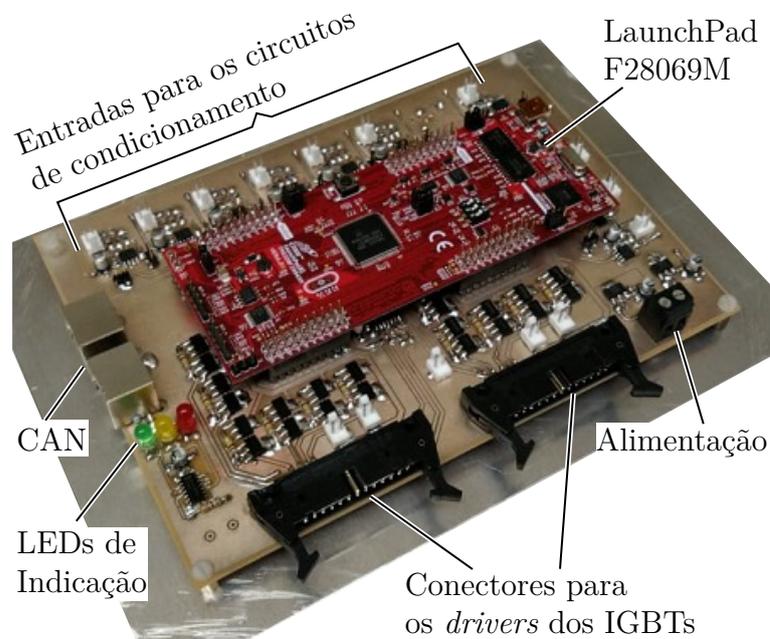
Figura 5.3 – Fotografia dos estágios de processamento de energia que compõem o sistema de múltiplas portas.



Conversor DAB ISOP Inversor 3f + Filtro LCL + Proteções

Fonte: Próprio autor.

Figura 5.4 – Placa de controle e condicionamento dos sinais.



Fonte: Próprio autor.

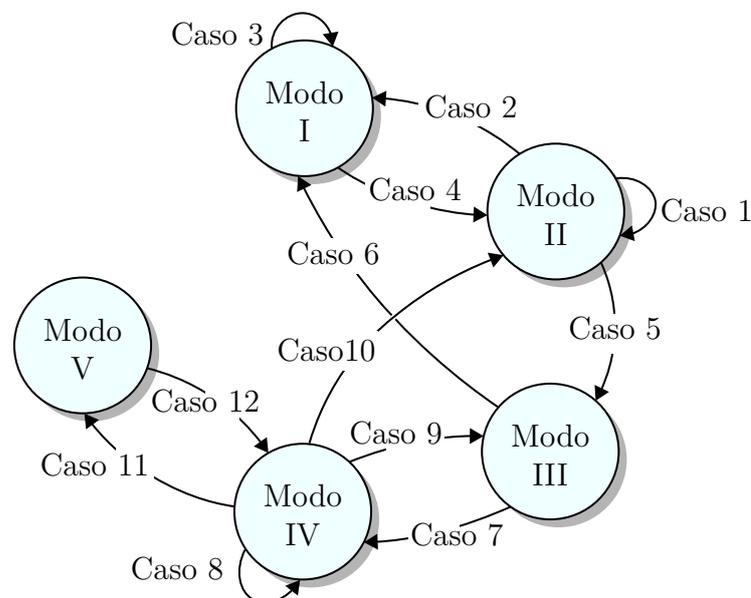
Por fim, na Figura 5.4 apresenta-se a placa desenvolvida para o controle e condicionamento dos sinais provenientes dos sensores. Destaca-se que, no sistema em questão, foram utilizadas três placas como esta, sendo uma para o inversor, uma para o conversor

DAB ISOP e outra para os conversores do sistema de armazenamento. A placa é equipada com um microcontrolador de 32-bits da família C2000 LaunchPad da Texas Instruments[®] e possui capacidade para acionar dois módulos trifásicos SKiiP 613 GD123-3DUL, da Semikron[®], por meio dos conectores com trava. Além disso, contém LEDs para depuração e indicação de falhas, circuitos de condicionamento para dez sinais analógicos e um módulo de comunicação CAN, caso necessário. O esquemático completo da placa pode ser visto no Apêndice A.

5.3 RESULTADOS EXPERIMENTAIS REFERENTES AO SISTEMA INTERLIGADO

Os testes experimentais foram realizados com objetivo de avaliar o desempenho do sistema em regime permanente, o desempenho dinâmico dentro de um único modo de operação e o desempenho dinâmico durante as transições de um modo para outro. A fim de facilitar o acompanhamento dos resultados discutidos a seguir, a Figura 5.5 ilustra os doze casos avaliados neste trabalho, os quais contemplam todas as principais transições entre os modos de operação. Já a Tabela 5.2 apresenta um resumo das características mais relevantes referentes a tais estudos de caso. É importante mencionar que, em todos eles, por uma questão de convenção, adotou-se o sentido da corrente negativo para demonstrar o carregamento dos dispositivos armazenadores de energia, ao passo que o sentido positivo representa o processo de descarga.

Figura 5.5 – Principais casos analisados nos testes experimentais.



Fonte: Próprio autor.

5.3.1 Resultados Durante o Modo II de Operação (Caso 1)

A Figura 5.6 mostra o funcionamento da partida do sistema, onde v_{Bus} representa a tensão do barramento CC, i_a é a corrente da fase a , medida antes do ponto de conexão comum (PCC), i_{bat} é a corrente do banco de baterias e i_{SC} é a corrente do banco de

supercapacitores. Embora não tenha sido comentado anteriormente, essa etapa consiste em pré-carregar o barramento CC, variando-se lentamente (em malha aberta) a razão cíclica do conversor conectado ao banco de baterias, até que v_{Bus} atinja o valor referente

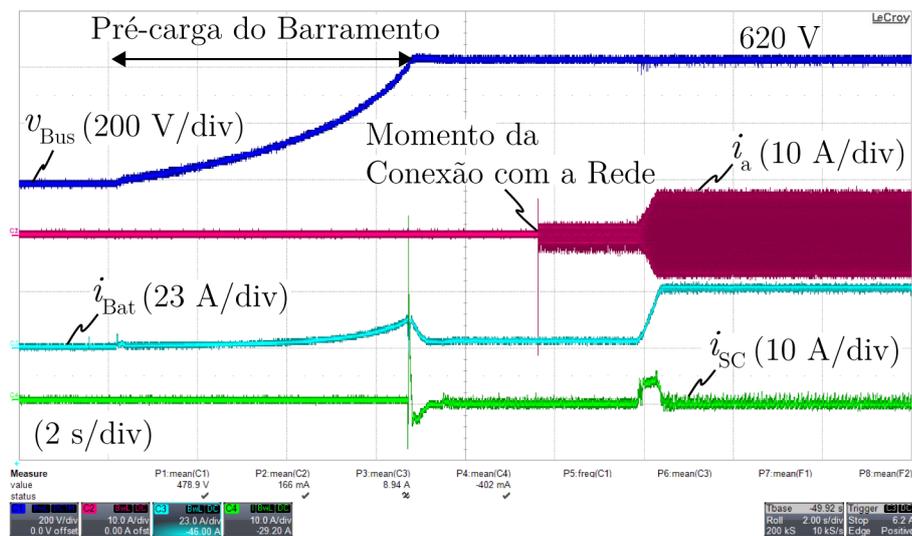
Tabela 5.2 – Resumo das principais características referentes aos estudos de caso.

Casos	Figuras	Modos	Tensão do Barramento CC	Descrição
1(a)	5.6	II	620 V	Partida do sistema. O barramento é pré-carregado a partir das baterias.
1(b)	5.7	II	620 V	Variação de carga durante o Modo II. O HESS é responsável por suprir a demanda.
2	5.8	II → I	620 V → 611 V	A demanda da carga supera a capacidade de descarga das baterias.
3	5.9	I	611 V	Regime permanente durante o Modo I.
4	5.10	I → II	611 V → 620 V	O sistema sai da condição de proteção em virtude do início da regeneração. Porém, a potência regenerada só é capaz de atender uma parcela da carga.
5	5.11	II → III	620 V → 640 V	A potência regenerada é suficiente para atender a demanda da carga e para carregar o banco de supercapacitores. O banco de baterias não é utilizado.
6	5.13	III → I	640 V → 610 V	O sistema deixa de regenerar durante o Modo III, mas a demanda da carga é superior à capacidade de descarga das baterias.
7(a)	5.14	III → IV	640 V → 660 V	A potência regenerada supera a demanda do sistema, após o término do carregamento dos supercapacitores.
7(b)	5.15	III → IV	640 V → 660 V	A potência regenerada supera a demanda do sistema, devido a uma redução na carga.
8	5.16	IV	660 V	Regime permanente durante o Modo IV.
9	5.17	IV → III	660 V → 640 V	Um aumento na demanda faz com que a potência regenerada passe a ser consumida apenas pela carga.
10	5.17	IV → II	660 V → 640 V	A regeneração é interrompida durante o Modo IV.
11(a)	5.20	IV → V	660 V → 675 V	A potência regenerada supera a demanda do sistema, após uma falha no inversor.
11(b)	5.19	IV → V	660 V → 672 V	A potência regenerada supera a demanda, após o fim do carregamento das baterias.
12	5.21	V → IV	675 V → 660 V	Retorno da etapa de carregamento das baterias.

Fonte: Próprio autor.

ao Modo II de operação (i.e. 620 V). Em seguida, as malhas de controle dos conversores CC-CC bidirecionais são habilitadas, e a tensão do barramento passa a ser regulada pelo sistema de armazenamento de energia. Uma vez que o regime permanente é alcançado, a conexão com a rede elétrica é estabelecida. Observa-se, a partir da forma de onda da corrente da fase a , que a referência de corrente do inversor é incrementada em forma de rampa para suavizar a injeção de potência na rede elétrica. Salienta-se ainda que, durante esse modo de operação não há regeneração de energia, logo a potência injetada na rede advém das baterias, enquanto os supercapacitores suprem os picos de corrente.

Figura 5.6 – Formas de onda durante a partida do sistema.



Fonte: Próprio autor.

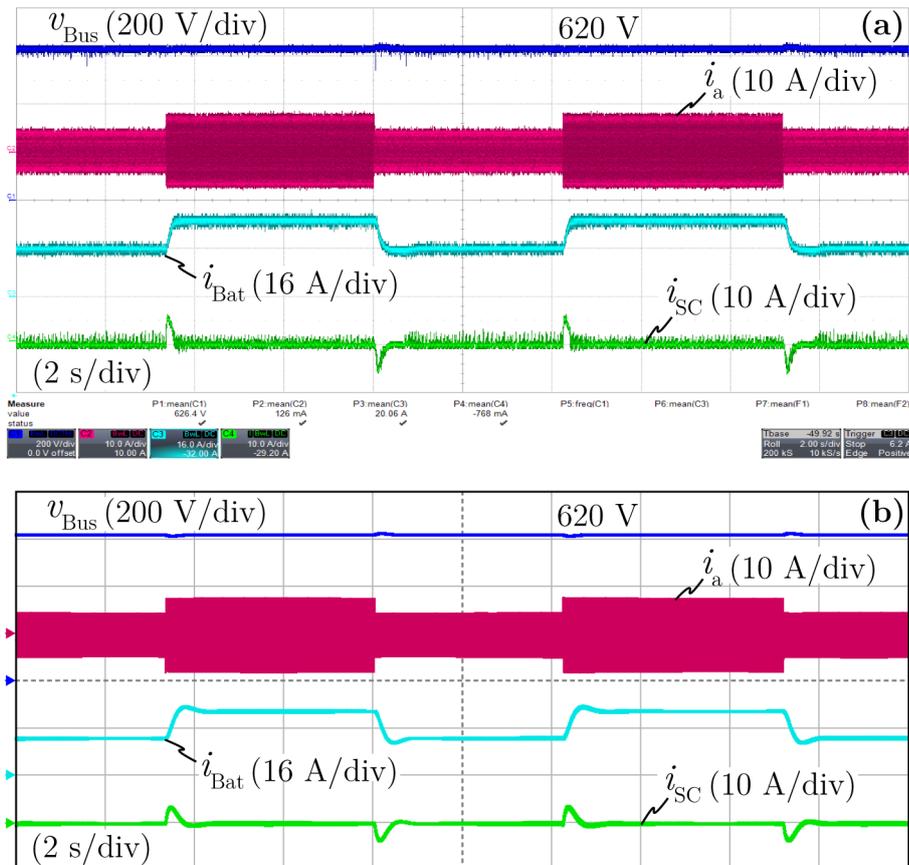
A Figura 5.7 exibe a situação na qual o sistema de armazenamento híbrido é usado para alimentar as cargas auxiliares da locomotiva. Nesse caso, as variações de carga foram emuladas por variações na referência de corrente do inversor. Como se pode ver, a corrente do banco de baterias apresenta transições suaves, devido à ação complementar dos supercapacitores. A título de informação, durante os degraus de carga a corrente nas baterias varia de 16 A para 25 A (valor máximo de descarga), o que significa que, para suprir a demanda do inversor acrescida das perdas, a potência fornecida pelo banco varia de 2,8 kW para 4,5 kW, aproximadamente. Ademais, nota-se que a tensão do barramento CC se mantém bem regulada mesmo durante as variações de carga.

É possível perceber ainda que as formas de onda referentes aos resultados de simulação apresentam respostas transitórias menos amortecidas do que os respectivos resultados experimentais. Isso se deve ao fato de alguns parâmetros de perdas não terem sido modelados na simulação.

5.3.2 Transição entre o Modo II e o Modo I (Caso 2)

A transição do Modo II para o Modo I ocorre a partir do momento em que a demanda da carga auxiliar se torna maior do que a capacidade do banco de baterias. A Figura 5.8 demonstra essa situação, na qual se observa que um degrau na carga auxiliar,

Figura 5.7 – Comportamento dinâmico do sistema frente a variações na carga auxiliar, durante o Modo II de operação: (a) resultados experimentais e (b) simulação.



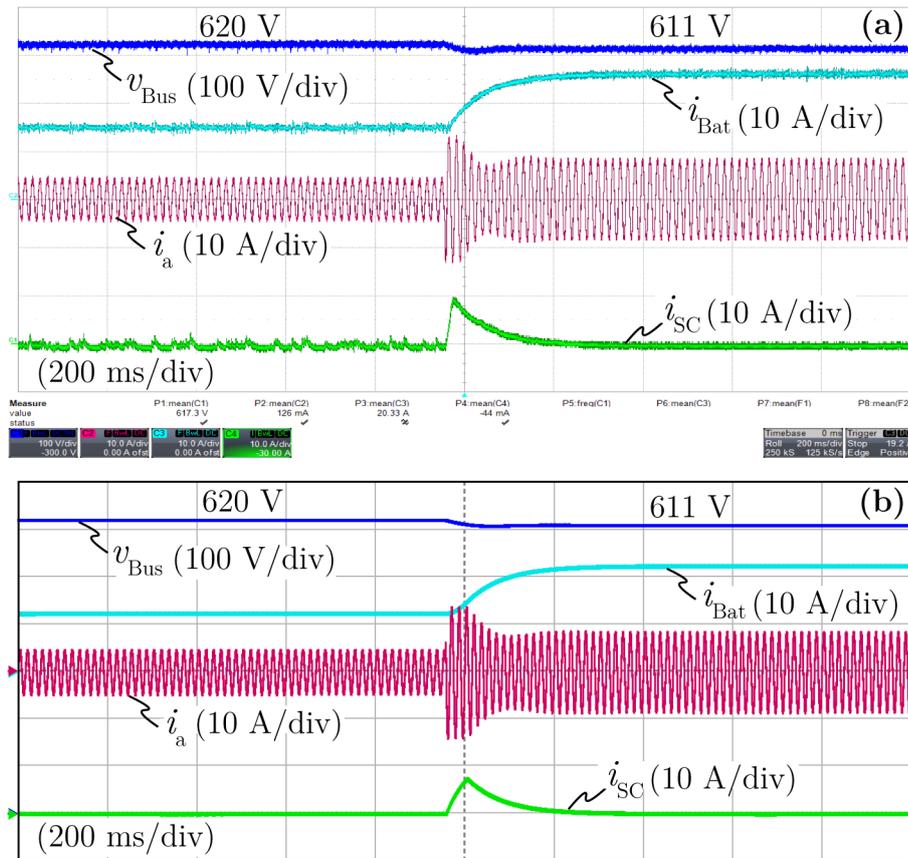
Fonte: Próprio autor.

de aproximadamente 2 kW para 6 kW, provoca a atuação da proteção de subtensão do inversor. Por conseguinte, a sua referência de corrente é reduzida a fim de alcançar um novo ponto de equilíbrio. Frente a tal condição, a corrente do banco de baterias atinge o seu valor máximo de descarga e a tensão do barramento CC reduz de 620 V para 611 V. Destaca-se novamente a atuação dos supercapacitores para suavizar a variação da corrente nas baterias.

5.3.3 Resultados em Regime Permanente Durante o Modo I (Caso 3)

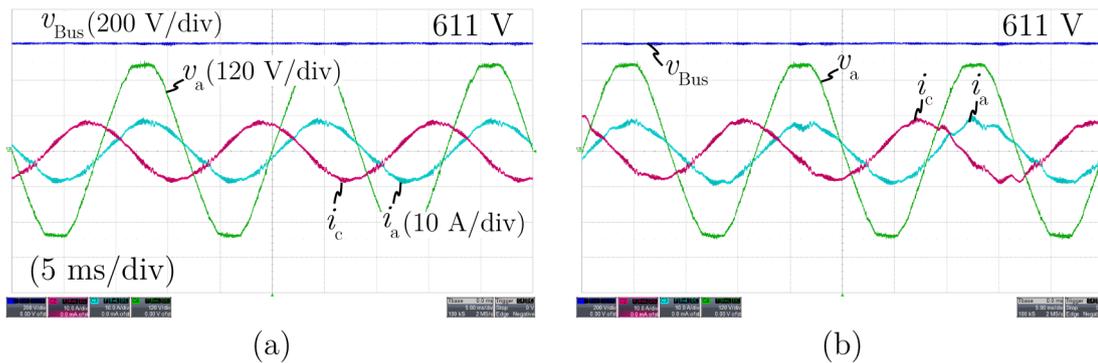
Durante o Modo I, o banco de baterias opera no seu limite máximo de corrente, atendendo uma parcela da carga auxiliar, enquanto o restante é suprido pelo gerador (no caso, a rede elétrica). A tensão do barramento CC é mantida pela estratégia de proteção presente no controle de corrente do inversor, a qual funciona como uma espécie de controle *droop*. Diante disso, ressalta-se a importância da utilização do filtro passa-baixa na estratégia de proteção, conforme evidenciado na Figura 5.9. Verifica-se que, sem o filtro, a corrente injetada na rede apresenta distorções provenientes do cálculo realizado pelo microcontrolador, a uma taxa de 1 kHz, tendo em vista que o seu resultado corresponde à referência de corrente do inversor. A fim de eliminar tais oscilações (c.f. Figura 5.9(a)), utilizou-se um filtro passa-baixa com uma frequência de corte de 2 Hz.

Figura 5.8 – Transição entre o Modo II e o Modo I, após um degrau de carga extrapolar a capacidade do banco de baterias: (a) resultados experimentais e (b) simulação.



Fonte: Próprio autor.

Figura 5.9 – Formas de onda em regime permanente durante o Modo I: (a) utilizando o filtro passa-baixa na estratégia de proteção de subtensão e (b) sem o filtro passa-baixa. A potência injetada na rede é de aproximadamente 3,85 kW.



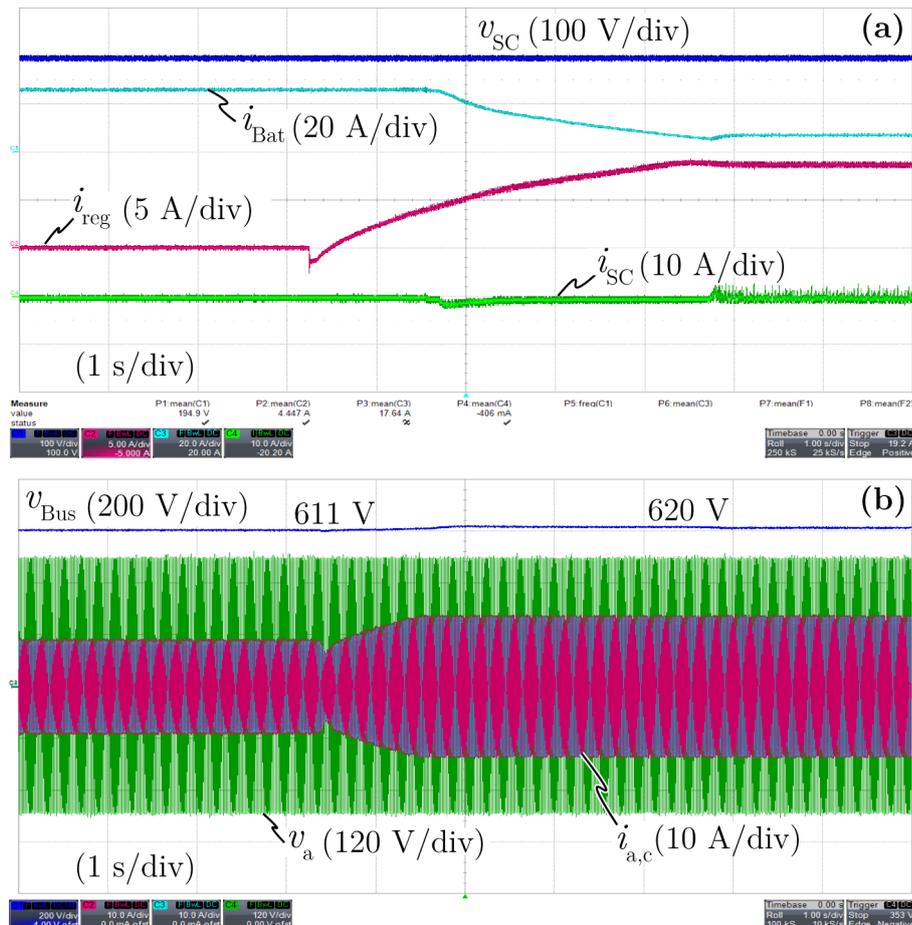
Fonte: Próprio autor.

5.3.4 Transição entre o Modo I e o Modo II (Caso 4)

O sistema passa do Modo I para o Modo II quando a potência consumida pela carga auxiliar diminui, de tal forma que o banco de baterias consiga suprir toda a sua demanda. Essa transição também pode ocorrer quando se inicia a regeneração, porém a potência regenerada só é suficiente para atender uma parcela da carga. Tal situação é retratada na Figura 5.10, onde i_{reg} representa a corrente regenerada para o barramento

CC e v_{SC} representa a tensão nos terminais do banco de supercapacitores. Conforme se observa, a partir do momento em que i_{reg} começa a aumentar, o inversor sai do modo de proteção (Modo I) e, conseqüentemente, sua corrente também aumenta. Após o transitório, a tensão do barramento CC é regulada novamente em 620 V, por meio do sistema de armazenamento de energia (Modo II).

Figura 5.10 – Transição entre o Modo I e o Modo II, após o início da regeneração.



Fonte: Próprio autor.

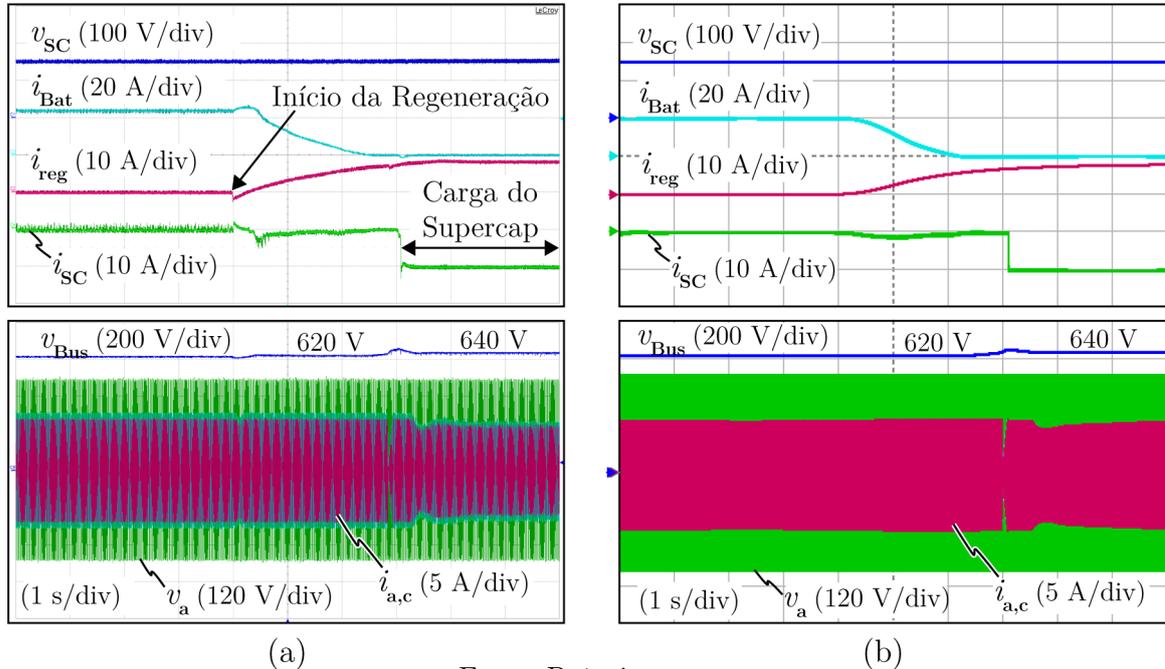
Em adição, é interessante notar que, após o início da regeneração, a rede elétrica não é mais utilizada para complementar a demanda da carga auxiliar. Todavia, embora a potência regenerada de 5 kW supra grande parte da carga, ainda é necessário utilizar por volta de 1,2 kW oriundos do banco de baterias. No sistema real, isso significa que o gerador auxiliar não está fornecendo potência ativa para a carga, logo o sistema está economizando combustível.

5.3.5 Transição entre o Modo II e o Modo III (Caso 5)

Diferentemente do caso anterior, a Figura 5.11 retrata a situação em que a potência regenerada (5,1 kW) supera a demanda da carga (3,2 kW), resultando na transição do Modo II para o Modo III. Observa-se que a corrente do banco de baterias se anula, uma vez que a tensão do barramento CC se torna maior do que 620 V, o que implica na saturação da referência de corrente em zero. Em outras palavras, a potência regenerada é suficiente

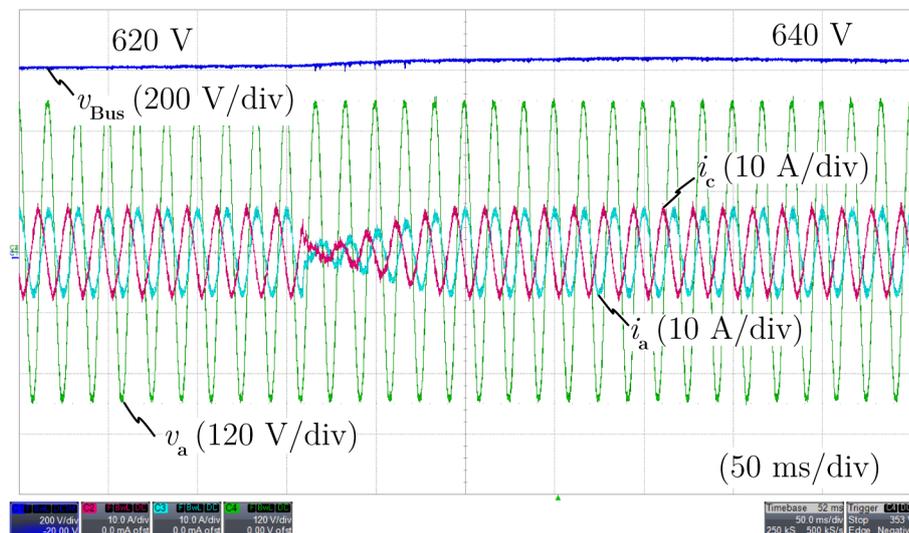
para atender a demanda da carga, não necessitando da energia armazenada no banco de baterias.

Figura 5.11 – Transição entre o Modo II e o Modo III, após a potência regenerada superar a demanda da carga auxiliar: (a) resultados práticos e (b) simulação.



Fonte: Próprio autor.

Figura 5.12 – Detalhes das correntes injetadas na rede elétrica, durante a transição entre o Modo II e o Modo III.



Fonte: Próprio autor.

Mediante a análise da Figura 5.11, também é possível confirmar que, a partir do instante em que a tensão do barramento CC ultrapassa 635 V, a malha de tensão dos supercapacitores é habilitada e o banco passa a ser carregado com uma corrente de 10 A, já que a sua tensão de 150 V está abaixo do valor de referência (200 V).

Ademais, é importante destacar que, durante a passagem do Modo II para o Modo III, o esquema de controle do inversor trifásico é automaticamente alterado para regular o barramento CC. Isso acarreta num pequeno transitório observado nas correntes injetadas

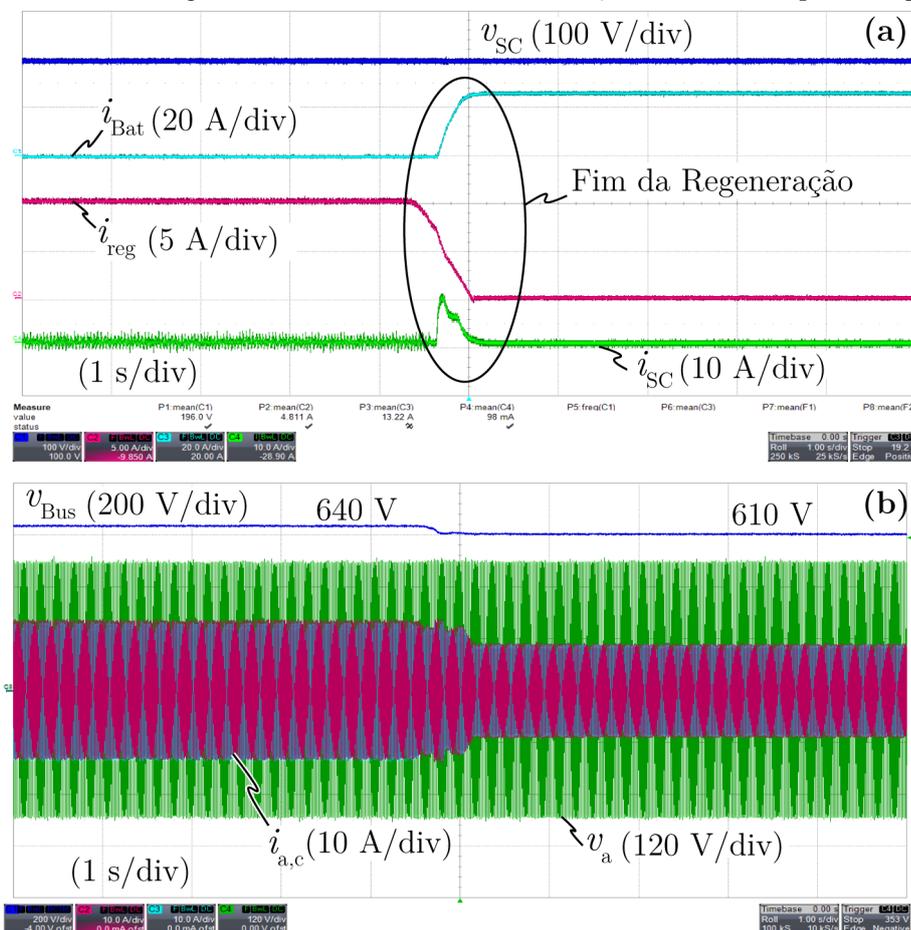
na rede elétrica (c.f. Figura 5.12), visto que a referência i_d^* , antes gerada com base na demanda da carga auxiliar, passa a ser fornecida pela malha de tensão.

5.3.6 Transição entre o Modo III e o Modo I (Caso 6)

A partir do momento que o sistema deixa de regenerar, durante o Modo III, a carga auxiliar passa a ser suprida pela rede e/ou pelo sistema de armazenamento de energia. Caso a demanda da carga auxiliar seja menor do que a capacidade do banco de baterias, ocorrerá uma transição entre o Modo III e o Modo II. Por outro lado, se a demanda da carga for maior, o sistema irá passar do Modo III para o Modo I, em concordância com os resultados da Figura 5.13.

Percebe-se, no início do teste, que uma potência regenerada de aproximadamente 6,4 kW ($v_{Bus} \times i_{reg}$) é suficiente para atender a demanda da carga acrescida das perdas, enquanto a corrente do banco de baterias permanece em zero. No entanto, após o término da etapa de regeneração, nota-se que a corrente i_{reg} diminui até zero, ao passo que a corrente do banco de baterias (i_{Bat}) aumenta até o seu valor máximo de descarga, a fim de suprir a carga auxiliar. Como a demanda da carga é maior do que a capacidade do banco, o inversor entra no modo de proteção, reduzindo sua referência de corrente para estabelecer um novo ponto de equilíbrio, no qual a tensão do barramento CC se manteve em 610 V.

Figura 5.13 – Transição entre o Modo III e o Modo I, ao final da etapa de regeneração.



Fonte: Próprio autor.

Nessa situação, a rede elétrica (gerador auxiliar) fica responsável por complementar o suprimento da carga.

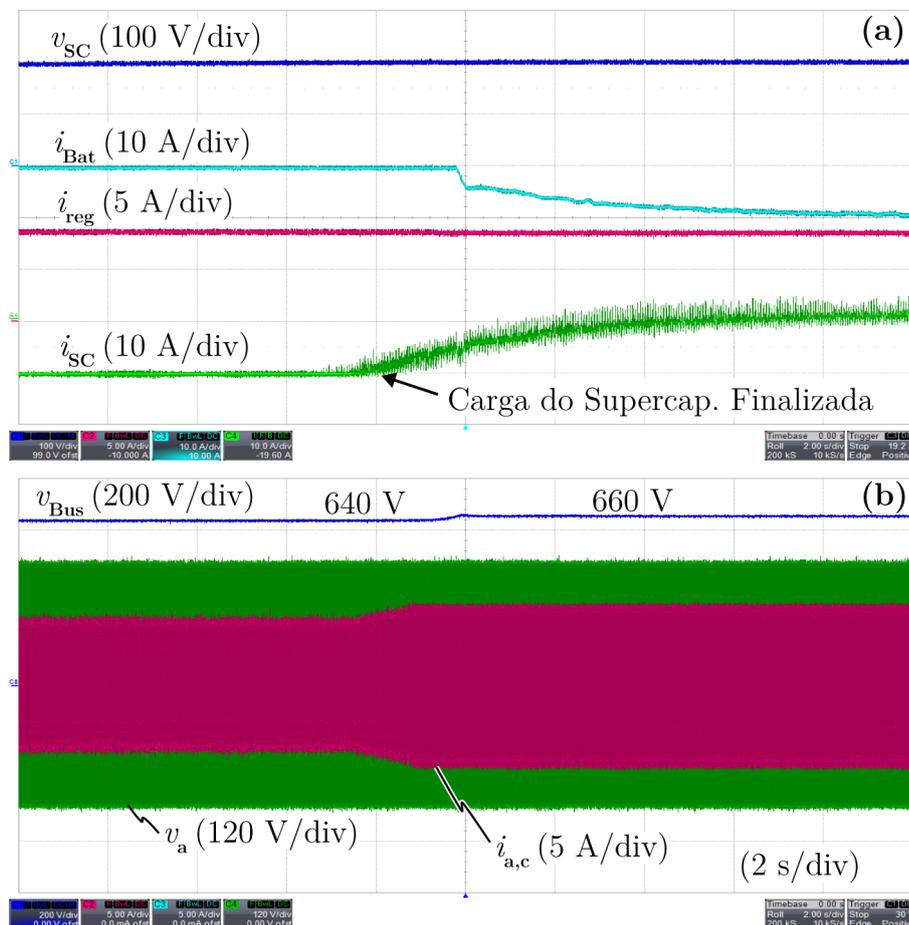
Apesar de não ser apresentado neste trabalho, a transição do Modo III para o Modo II se assemelha ao caso descrito no parágrafo anterior, diferenciando-se apenas pelo fato da demanda da carga ser menor do que a capacidade do banco de baterias, conforme supracitado. Em razão disso, a tensão do barramento CC seria regulada em 620 V e a rede elétrica não seria utilizada para atender uma parcela da carga.

5.3.7 Transição entre o Modo III e o Modo IV (Caso 7)

A transição do Modo III para o Modo IV pode ocorrer de três formas diferentes: (i) quando a carga diminui, resultando num excedente da potência regenerada para o barramento CC; (ii) quando o carregamento do banco de supercapacitores é finalizado, e a demanda da carga é menor do que a potência regenerada; ou (ii) quando a potência regenerada aumenta, superando a demanda da carga. Nesta seção, apenas a última condição não será apresentada.

Conforme evidenciado na Figura 5.14, após o término do processo de carregamento dos supercapacitores, a corrente i_{SC} retorna para zero devido à ação da malha de controle

Figura 5.14 – Transição entre o Modo III e o Modo IV, devido ao término do carregamento do banco de supercapacitores.

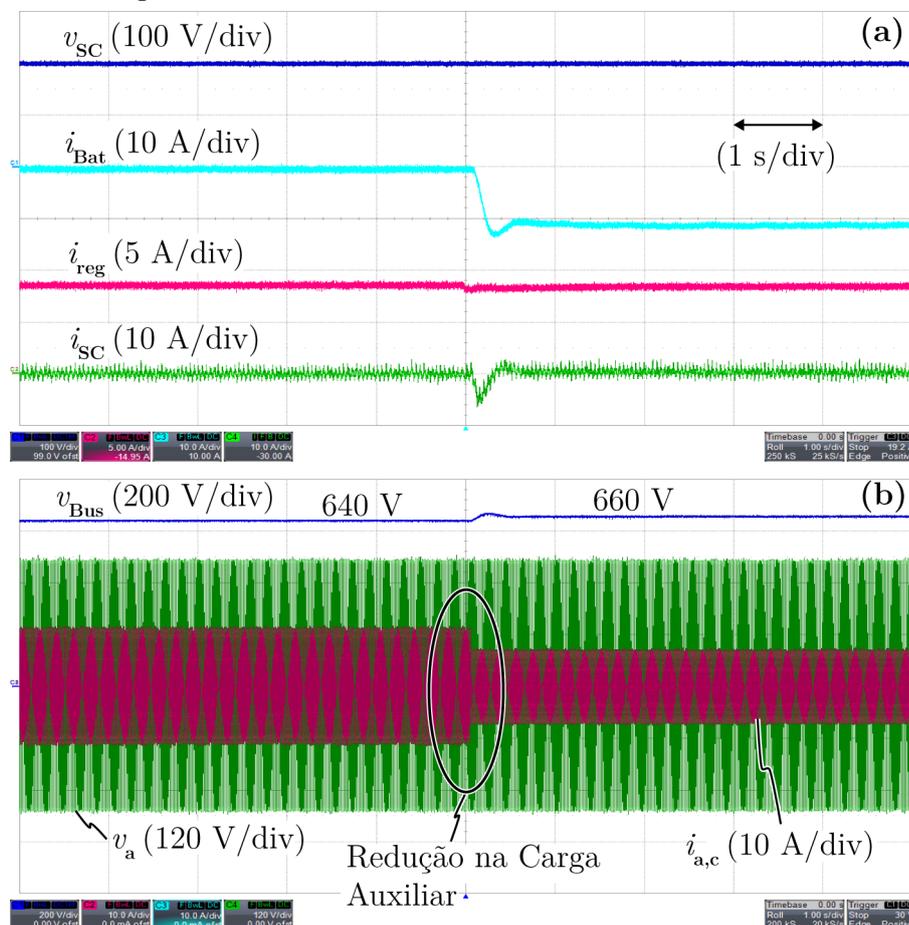


Fonte: Próprio autor.

que visa manter a tensão do banco constante. Desse modo, a potência outrora consumida pelos supercapacitores, passa a suprir toda demanda da carga auxiliar, enquanto o excedente é usado para carregar as baterias. Uma vez que a potência regenerada supera a demanda da carga, v_{Bus} aumenta de 640 V para 660 V, valor no qual o sistema de armazenamento de energia assume novamente o controle do barramento CC, mas dessa vez operando no modo de carregamento ($i_{Bat} < 0$). Vale destacar que uma potência de 5,7 kW, regenerada ao longo do Modo IV, é utilizada para atender a demanda da carga (3,6 kW) acrescida das perdas, além de carregar o banco de baterias com uma corrente em torno de 10 A.

A Figura 5.15, por sua vez, retrata a transição entre o Modo III e o Modo IV, devido a uma redução na demanda da carga auxiliar. Inicialmente, as correntes das baterias e dos supercapacitores são mantidas em zero e a tensão do barramento CC é regulada em 640 V, por meio do inversor (Modo III). Dessa forma, uma potência regenerada de 5,4 kW é consumida exclusivamente pela carga e pelas perdas do sistema, até o momento em que ocorre uma redução na demanda de 5,15 kW para 3,34 kW. A partir de então, a potência excedente é consumida pelo banco de baterias, o qual é carregado com uma corrente de 11 A, e a tensão do barramento CC passa a ser regulada em 660 V (Modo IV).

Figura 5.15 – Transição entre o Modo III e o Modo IV, após uma redução na demanda da carga auxiliar.

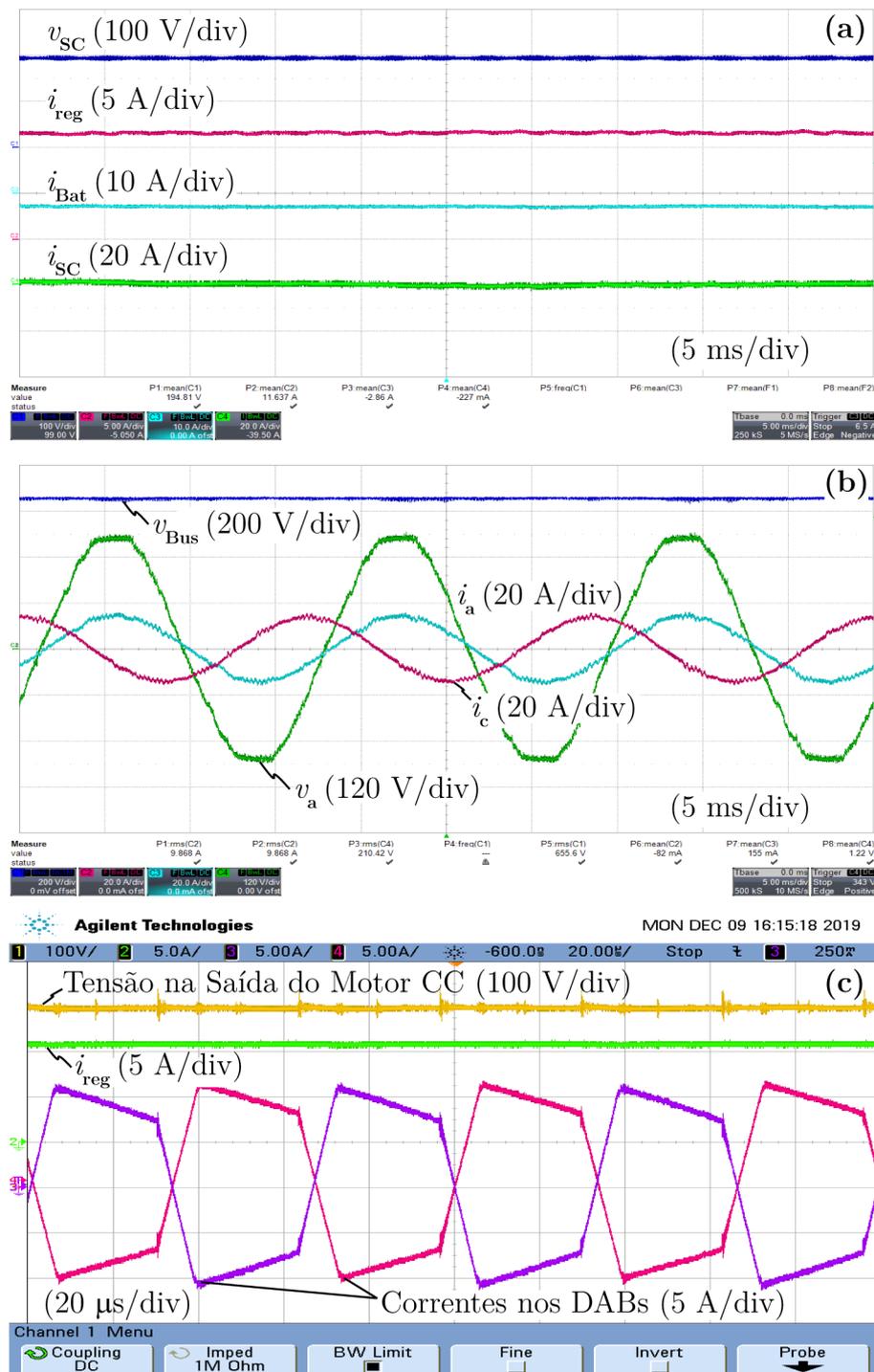


Fonte: Próprio autor.

5.3.8 Resultados em Regime Permanente durante o Modo IV (Caso 8)

Na Figura 5.16 apresentam-se os resultados, em regime permanente, referentes a uma regeneração de aproximadamente 7,6 kW, ao longo da operação no Modo IV. Como se pode observar, a corrente dos supercapacitores permanece nula, visto que estes já estão carregados ($v_{SC} = 200$ V), o inversor transfere cerca de 6,3 kW para a rede elétrica, e o banco de baterias é carregado com uma potência excedente de aproximadamente 535 W. O restante é consumido pelas perdas do sistema, resultando em um rendimento global por

Figura 5.16 – Resultados em regime permanente durante a operação no Modo IV.



Fonte: Próprio autor.

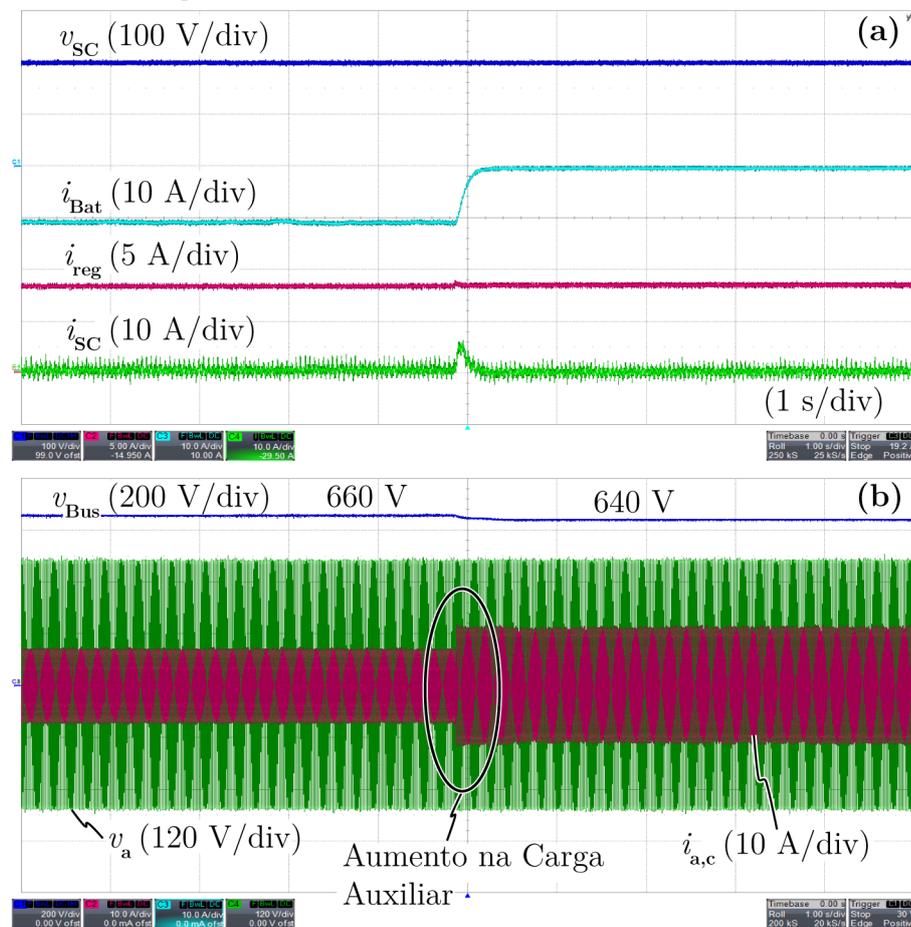
volta de 90%.

A título de curiosidade, a Figura 5.16(c) mostra as formas de onda concernentes ao conversor DAB ISOP. É importante notar que as correntes no secundário de cada DAB, representadas em roxo e em rosa, estão devidamente balanceadas, comprovando assim o compartilhamento igualitário da potência entre os conversores. Verifica-se também que a tensão nos terminais do motor CC é de 400 V, o que equivale ao valor nominal de operação da máquina.

5.3.9 Transição entre o Modo IV e o Modo III (Caso 9)

A situação oposta àquela apresentada na Figura 5.15 pode ser vista na Figura 5.17. Como se observa, o sistema opera inicialmente no Modo IV, compartilhando a potência regenerada entre a carga auxiliar e o banco de baterias. Em determinado instante, um aumento na demanda faz com que a potência regenerada passe a ser consumida apenas pela carga. Conseqüentemente, o sistema altera sua operação do Modo IV para o Modo III, no qual a tensão do barramento CC é regulada em 640 V pelo inversor trifásico.

Figura 5.17 – Transição entre o Modo IV e o Modo III, devido a um aumento da demanda da carga auxiliar.



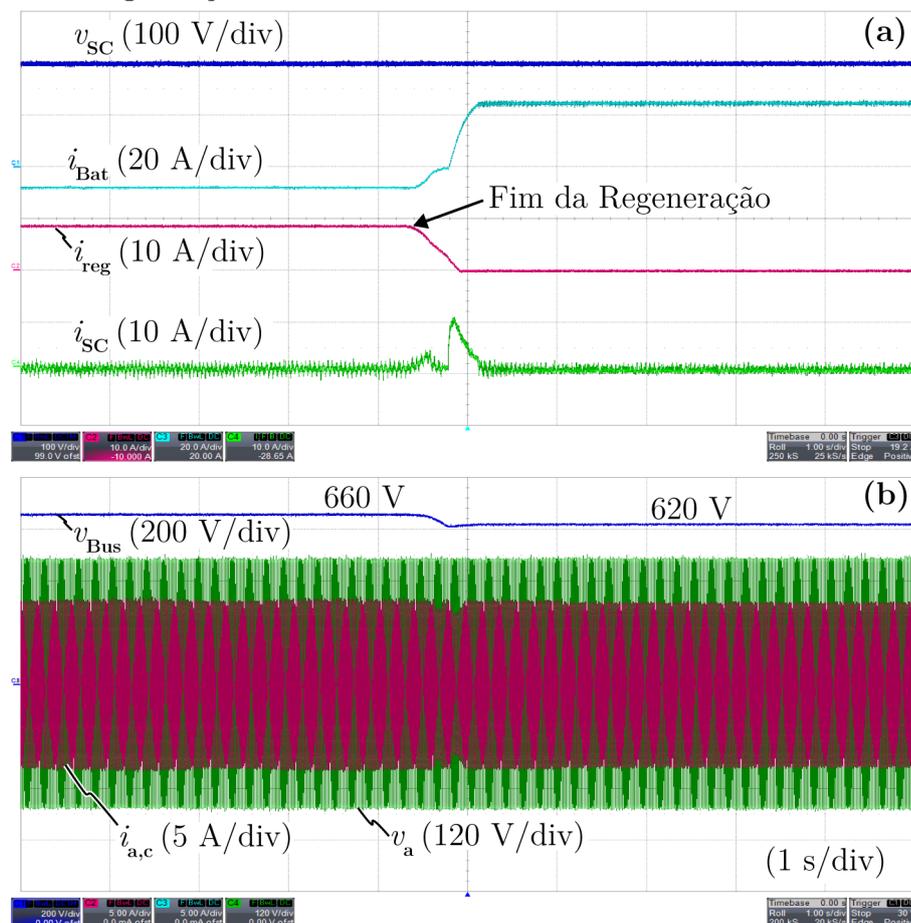
Fonte: Próprio autor.

5.3.10 Transição entre o Modo IV e o Modo II (Caso 10)

Os resultados experimentais referentes à transição entre o Modo IV e o Modo II são apresentados na Figura 5.18. No estado inicial, o sistema regenera aproximadamente 5,6 kW para o barramento CC, o banco de baterias é carregado com uma corrente de 8,5 A e o inversor supre toda demanda da carga auxiliar ($\approx 3,7$ kW). Após o fim da regeneração, tanto a corrente i_{reg} quanto i_{Bat} são anuladas, o que provoca uma queda na tensão do barramento CC. Quando a tensão atinge o valor de 620 V o sistema entra no Modo II de operação e a carga passa a ser alimentada exclusivamente pelo banco de baterias. Observa-se que os supercapacitores fornecem os picos de corrente durante os transitórios, suavizando a variação da corrente nas baterias.

É interessante constatar que esse teste abrange os dois modos de operação em que a tensão do barramento CC é controlada pelo sistema de armazenamento de energia. Contudo, durante o Modo IV o banco de baterias é carregado com a potência excedente da regeneração, ao passo que durante o Modo II o mesmo é descarregado para atender a demanda da carga auxiliar.

Figura 5.18 – Transição entre o Modo IV e o Modo II, após o término da etapa de regeneração.

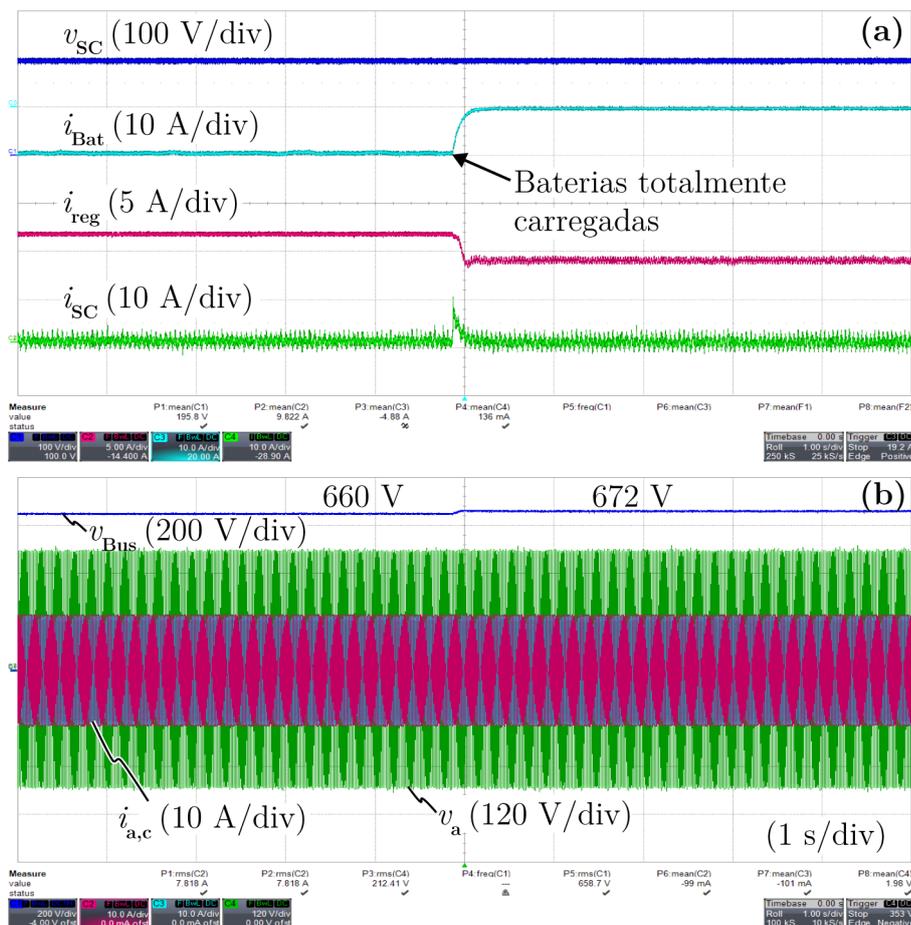


Fonte: Próprio autor.

5.3.11 Transição entre o Modo IV e o Modo V (Caso 11)

Enquanto o sistema opera no Modo IV, existem duas situações que o leva a operar no Modo V. A primeira delas ocorre quando o estado de carga do banco de baterias atinge o seu limite máximo, conforme retratado na Figura 5.19. Durante a etapa inicial, a potência regenerada ($\approx 7,3$ kW) é compartilhada entre a carga auxiliar, o banco de baterias e as perdas do sistema. No momento em que o estado de carga das baterias atinge o seu limite máximo, sua corrente se anula devido à ação da estratégia de controle. Diante disso, a potência regenerada se torna maior do que a demanda da carga auxiliar e, por consequência, a tensão do barramento CC aumenta. Para estabelecer novamente o balanço de potência no sistema, o conversor DAB entra no modo de proteção de sobretensão, reduzindo a corrente regenerada até alcançar um novo ponto de equilíbrio. É válido observar que, em nenhum momento, a corrente fornecida à carga auxiliar é afetada pela transição entre os modos. De forma quantitativa, a potência regenerada é reduzida de 7,3 kW para 5,7 kW, enquanto a tensão do barramento se estabiliza em 672 V ao longo do Modo V.

Figura 5.19 – Transição entre o Modo IV e o Modo V, ao final do carregamento das baterias.



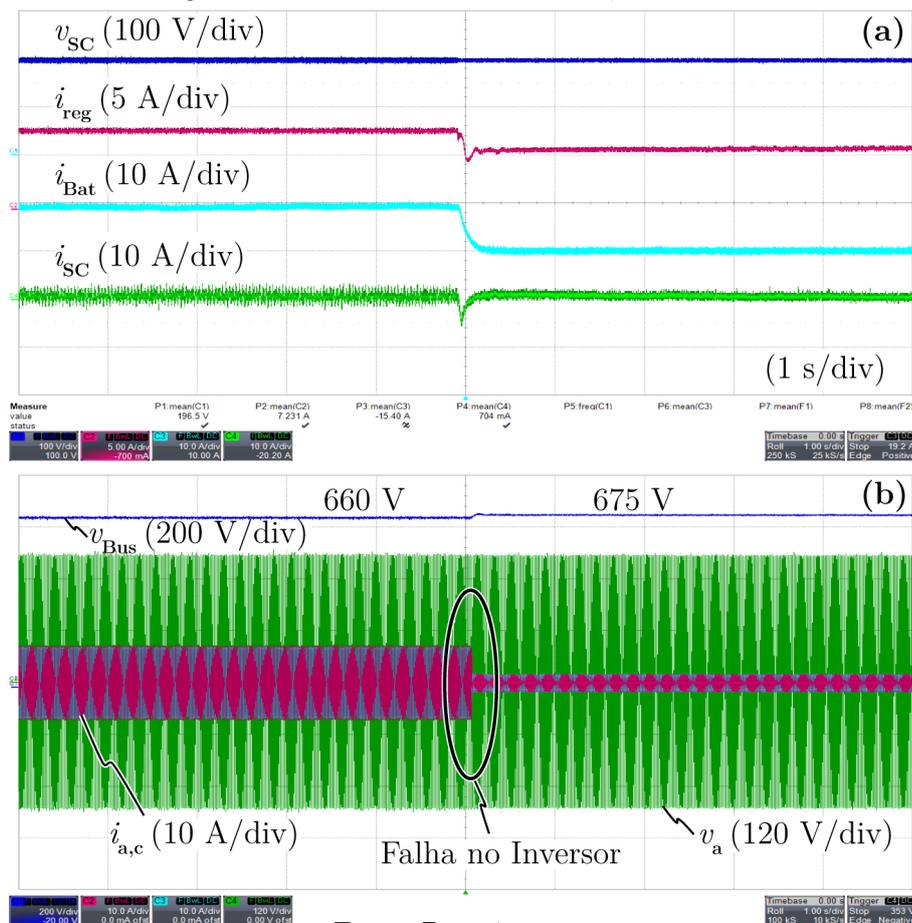
Fonte: Próprio autor.

Convém salientar ainda que, durante os testes, o estado de carga das baterias não foi propriamente estimado. Os resultados apresentados na Figura 5.19 foram obtidos emulando-se tal condição, por meio de uma entrada digital do microcontrolador. Esse

procedimento, por sua vez, foi adotado a fim de se otimizar o tempo no decorrer dos ensaios práticos, em vez de se aguardar até o fim do processo de carga das baterias.

A segunda situação que pode ocasionar a transição entre o Modo IV e o Modo V está representada na Figura 5.20. Inicialmente, o sistema regenera cerca de 5,4 kW, o banco de baterias é carregado com uma corrente de 11 A e a carga auxiliar consome aproximadamente 3,15 kW. Por volta da metade do teste, observa-se que o inversor é desabilitado, com o intuito de emular uma situação de falha. Diante de tal condição, a potência regenerada passa a ser consumida apenas pelo banco de baterias, no entanto, como essa potência é maior do que a capacidade do banco durante o carregamento, a corrente i_{Bat} aumenta até saturar no seu valor máximo de carga (20 A). Para garantir novamente o balanço de potência no sistema, a proteção do conversor DAB atua reduzindo a corrente regenerada, o que provoca a transição para o Modo V de operação. A tensão do barramento CC é, então, estabelecida em 675 V.

Figura 5.20 – Transição entre o Modo IV e o Modo V, diante de uma falha no inversor.



Fonte: Próprio autor.

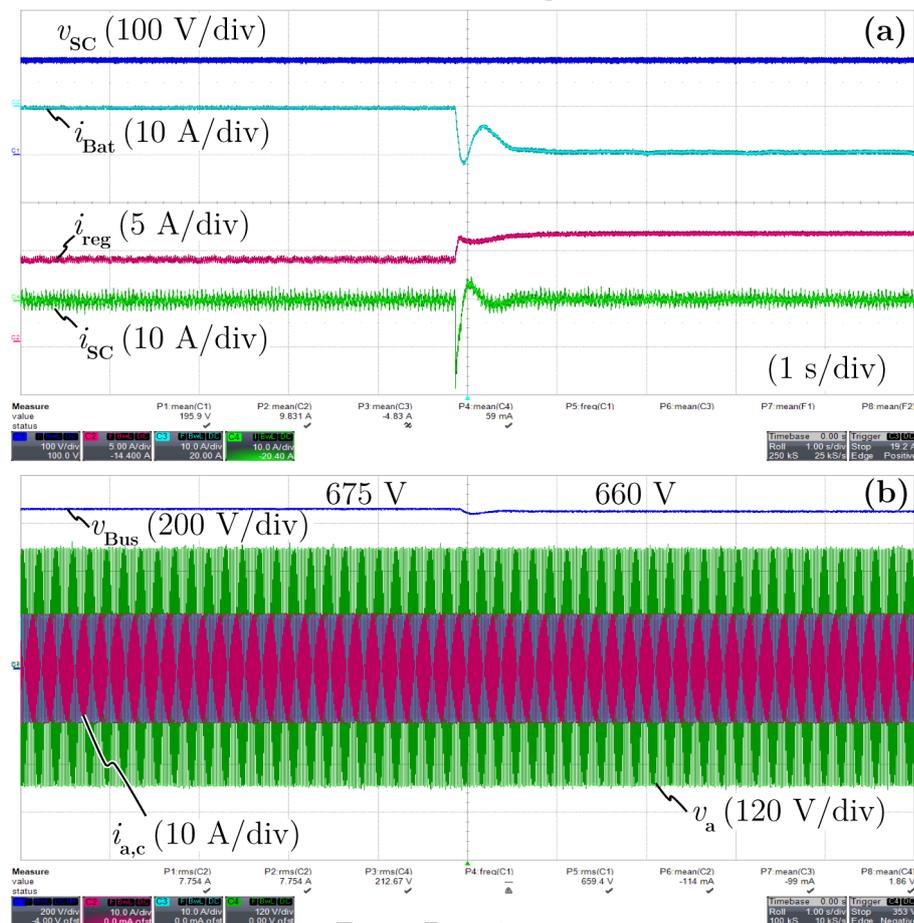
5.3.12 Transição entre o Modo V e o Modo IV (Caso 12)

Por fim, apresenta-se os resultados relacionados a transição entre o Modo V e o Modo IV. Mas, antes, acrescenta-se que o caso retratado na Figura 5.19 também pode ser interpretado como uma situação de falha no sistema de armazenamento de energia. Dessa

forma, os resultados da Figura 5.21 podem ser entendidos como o retorno da operação do sistema de armazenamento, após a extinção da falha, ou como o retorno da etapa de carregamento das baterias. Conforme se observa na referida figura, o sistema opera inicialmente no Modo V, durante o qual a potência regenerada é consumida apenas pela carga auxiliar e, a partir do momento que o sistema de armazenamento entra em operação, essa potência passa a ser compartilhada entre a carga e as baterias. Nessa transição, a corrente regenerada aumenta e a tensão do barramento CC, que era mantida pela estratégia de proteção do conversor DAB, passa a ser regulada em 660 V pelo sistema de armazenamento. Embora a corrente das baterias apresente certa oscilação, verifica-se que os supercapacitores suprimiram grande parte do transitório, resultando numa transição suave da tensão do barramento CC. Vale constatar ainda que a corrente fornecida à carga auxiliar se manteve inalterada mesmo durante o transitório.

Em adição, apesar de não ser abordado neste trabalho, a transição do Modo V para o Modo IV também pode ocorrer após a extinção da falha do inversor, em conformidade com o caso representado na Figura 5.20.

Figura 5.21 – Transição entre o Modo V e o Modo IV, após o retorno da operação do sistema de armazenamento de energia.



Fonte: Próprio autor.

5.4 CONCLUSÃO DO CAPÍTULO

No decorrer deste capítulo foram apresentados os resultados referentes ao desempenho estático e dinâmico do sistema proposto. Ao todo, o protótipo foi submetido a doze condições operacionais diferentes, a fim de se validar a estratégia de controle descentralizada. Observou-se, por meio dos resultados obtidos, que: (i) as transições entre os modos de operação ocorreram de forma suave, sem apresentar oscilações relevantes nas correntes e tensões; (ii) o balanço de potência no sistema foi garantido mesmo em condições extremas, e.g. quando a demanda da carga extrapolou a capacidade do banco de baterias durante o Modo II, ou quando o inversor apresentou uma falha durante o Modo IV; e (iii) o esquema de controle implementado no sistema de armazenamento é capaz de evitar a sobrecarga do banco de baterias, ao analisar o seu estado de carga, bem como a sobretensão do banco de supercapacitores, por meio da malha de controle auxiliar. Dessa forma, consideram-se validadas a viabilidade prática e a eficácia da estratégia de controle proposta.

6 CONCLUSÃO GERAL E TRABALHOS FUTUROS

No início do trabalho destacou-se a importância do setor de transporte para o desenvolvimento de um país, no sentido econômico, social e ambiental. Dentre os principais modais existentes, observou-se que o ferroviário apresenta diversas vantagens sobre os demais, principalmente pelo fato de possuir uma elevada capacidade de carga, ser mais econômico, mais seguro e menos poluente. Nesse âmbito, diversas soluções foram propostas na literatura visando melhorar ainda mais a sua eficiência, por meio da hibridização das locomotivas a diesel. Em sua maioria, foram considerados sistemas de armazenamento de alta capacidade energética, a fim de contribuir tanto na alimentação das cargas auxiliares quanto na tração do trem. Essa estratégia, todavia, resulta num elevado custo de implementação, o que tem dificultado a consolidação das locomotivas híbridas na indústria, em especial para o transporte de cargas pesadas.

Diante disso, este trabalho surgiu, numa parceria entre o INEP/UFSC e a empresa VALE SA, com o objetivo de desenvolver um protótipo em escala reduzida de um sistema para recuperar, armazenar e reutilizar a energia de frenagem em locomotivas diesel-elétricas CA-CC. Diferentemente das soluções encontradas, a proposta focou apenas no uso dessa energia para o suprimento das cargas auxiliares, o que reduziu significativamente a capacidade energética necessária para o sistema, refletindo-se também na redução de custo e volume. O sistema se apresenta como uma solução simples e pouco invasiva, pois pode ser incorporado ao veículo ferroviário sem a necessidade de modificações relevantes em sua estrutura, podendo ainda ser adaptado para outros tipos de locomotivas.

Com o intuito de apresentar todas as etapas que permitiram o alcance dos objetivos específicos do trabalho, a dissertação foi dividida em cinco capítulos, além do capítulo introdutório. Nesse sentido, pode-se constatar que os quatro primeiros objetivos específicos foram atendidos no Capítulo 3, o qual apresentou os principais aspectos construtivos e os procedimentos para o dimensionamento dos dispositivos armazenadores de energia, bem como a análise, projeto e controle do conversor CC-CC bidirecional baseado na célula de comutação de quatro estados (4SSC).

O Capítulo 4 satisfaz o quinto objetivo específico ao abordar os aspectos relevantes à implementação do inversor trifásico. Mais especificamente, foram apresentados os detalhes da modulação vetorial, a metodologia para o dimensionamento do filtro LCL com amortecimento passivo, a obtenção das funções de transferência e o projeto dos controladores, assim como alguns resultados preliminares. Cabe destacar que na prática, devido ao elevado conteúdo harmônico e ao desbalanceamento presente na rede elétrica do laboratório, foi necessário inserir técnicas de compensação harmônica e estratégias para mitigar o impacto do desbalanceamento (ou de possíveis erros nas medições de tensão), a fim de se obter resultados satisfatórios.

O sexto objetivo específico foi contemplado no Capítulo 2, o qual retratou o princípio

de funcionamento do sistema multiportas proposto e identificou os principais cenários de operação com base na análise do fluxo de potência. Diante da necessidade de manter o balanço de potência entre as diferentes portas, a fim de garantir uma operação estável, o capítulo também apresentou uma estratégia de controle descentralizada, moldada às necessidades operacionais da estrutura. Tal estratégia se caracteriza por não necessitar de um barramento de comunicação, o que a torna atrativa em termos de confiabilidade e custo.

Por fim, o último objetivo específico foi atendido no Capítulo 5, a partir da construção do protótipo e realização dos ensaios experimentais. Os resultados obtidos puderam validar o comportamento estático e dinâmico do sistema diante de doze cenários de operação distintos. Observou-se que as transições entre os modos de operação ocorreram de forma suave, o balanço de potência no sistema foi garantido mesmo em condições extremas e o esquema de controle foi capaz de evitar a sobrecarga do banco de baterias, bem como a sobretensão do banco de supercapacitores. Dessa forma, ressalta-se novamente a capacidade da estratégia de controle descentralizado em garantir um compartilhamento confiável de energia, sem a necessidade de um barramento de comunicação.

Apesar dos objetivos terem sido satisfatoriamente alcançados, percebe-se ainda a necessidade de um estudo de viabilidade energética e econômica para confirmar as vantagens do sistema proposto com relação ao retorno financeiro, à economia de combustível e à redução da emissão de gases poluentes. Esse tipo de análise pode ser feito modelando-se o sistema eletromecânico da locomotiva por meio da técnica EMR (*Energetic Macroscopic Representation*), o que requer dados específicos sobre o trem, a rota e o perfil das cargas auxiliares. Outras sugestões para trabalhos futuros incluem:

- Análise de estabilidade do sistema completo;
- Dimensionamento otimizado do sistema de armazenamento com base no perfil das cargas auxiliares da locomotiva durante uma viagem;
- Análise de estabilidade do estágio inversor, considerando-se a paralelização com o gerador a diesel auxiliar;
- Revisão de normas existentes e adequação do sistema aos seus requisitos.

REFERÊNCIAS

- [1] A. Mačiulis, A. V. Vasiliauskas, and G. Jakubauskas, “The impact of transport on the competitiveness of national economy,” *Transport*, vol. 24, no. 2, pp. 93–99, 2009.
- [2] J.-P. Rodrigue, “Transportation and Globalization,” *Encyclopedia of Globalization*, 2007.
- [3] Agamez-Arias, A. del Mar, and J. Moyano-Fuentes, “Intermodal transport in freight distribution: a literature review,” *Transport Reviews*, vol. 37, no. 6, pp. 782–807, 2017.
- [4] International Railway Association (UIC) and CER, *Rail Transport and Environment*. US Energy Information Administration, Paris, 2015.
- [5] MINISTÉRIO DOS TRANSPORTES – MT, “Política ambiental do ministério dos transportes,” 2002. [online]. Disponível em: https://infraestrutura.gov.br/images/MEIO_AMBIENTE/Politica_AmbientalMT.pdf. Acesso em: 15 de jan. de 2020.
- [6] M. Spiriyagin, C. Cole, Y. Q. Sun, M. McClanachan, V. Spiriyagin, and T. McSweeney, *Design and simulation of rail vehicles*. CRC Press, 2014.
- [7] S. Frey, *Railway Electrification Systems and Engineering*. White Word Publications, 1st ed., 2012.
- [8] AGÊNCIA NACIONAL DE TRANSPORTES TERRESTRES – ANT, “Anuário do setor ferroviário,” 2019. [online]. Disponível em: http://www.antt.gov.br/ferrovias/arquivos/Anuario_Estatistico.html. Acesso em: 17 de jan. de 2020.
- [9] M. Cipek, D. Pavković, Z. Kljaić, and T. J. Mlinarić, “Assessment of battery-hybrid diesel-electric locomotive fuel savings and emission reduction potentials based on a realistic mountainous rail route,” *Energy*, vol. 173, pp. 1154–1171, 2019.
- [10] I. Dincer, J. Hogerwaard, and C. Zamfirescu, *Clean rail transportation options*. Green Energy and Technology, Springer International Publishing, Switzerland, 2016.
- [11] J. L. Borba, *Mecânica de Locomotivas*, vol. 4. PUC Minas – IEC, 2011.
- [12] C. R. Akli, X. Roboam, B. Sareni, and A. Jeunesse, “Energy management and sizing of a hybrid locomotive,” in *European conference on power electronics and applications*, pp. 1–10, IEEE, 2007.
- [13] C. Mayet, J. Pouget, A. Bouscayrol, and W. Lhomme, “Influence of an energy storage system on the energy consumption of a diesel-electric locomotive,” *IEEE transactions on Vehicular Technology*, vol. 63, no. 3, pp. 1032–1040, 2013.

- [14] T. Letrouve, W. Lhomme, J. Pouget, and A. Bouscayrol, "Different hybridization rate of a diesel-electric locomotive," in *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, pp. 1–6, IEEE, 2014.
- [15] L. Liudvinavičius and V. Jastremskas, "Modernization of diesel-electric locomotive 2m62 and tep-70 locomotives with respect to electrical subsystem," *Procedia Engineering*, vol. 187, pp. 272–280, 2017.
- [16] S. J. Romano, "Comparação de desempenho dos sistemas de freio de atrito tipo sapatilha-disco e sapata-roda para veiculos ferroviarios de carga," (Dissertação), Universidade Estadual de Campinas, Campinas - SP, 2003.
- [17] I. Hasegawa and S. Uchida, "Railway technologies today – braking systems," *Japan Railway and Transport Review*, vol. 20, pp. 52–59, june 1999.
- [18] Y. Sun, C. Cole, M. Spiriyagin, T. Godber, S. Hames, and M. Rasul, "Conceptual designs of hybrid locomotives for application as heavy haul trains on typical track lines," *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part F: Journal of Rail and Rapid Transit*, vol. 227, no. 5, pp. 439–452, 2013.
- [19] B. Destraz, P. Barrade, and A. Rufer, "Power assistance for diesel-electric locomotives with supercapacitive energy storage," in *IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference*, vol. 1, pp. 677–682, IEEE, 2004.
- [20] M. Sabri, K. Danapalasingam, and M. Rahmat, "A review on hybrid electric vehicles architecture and energy management strategies," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 53, pp. 1433–1442, 2016.
- [21] M. Rasul, A. Patel, C. Cole, Y. Sun, M. Spiriyagin, T. Godber, S. Hames, *et al.*, "Train motive power technologies: a review on existing and emerging (hybrid) technologies," in *10th World Congress on Railway Research (WCRR2013)*, pp. 25–28, 2013.
- [22] M. Spiriyagin, P. Wolfs, F. Szanto, Y. Q. Sun, C. Cole, and D. Nielsen, "Application of flywheel energy storage for heavy haul locomotives," *Applied energy*, vol. 157, pp. 607–618, 2015.
- [23] Z. Wang, A. Palazzolo, and J. Park, "Hybrid train power with diesel locomotive and slug car-based flywheels for nox and fuel reduction," *Journal of Energy Engineering*, vol. 138, no. 4, pp. 215–236, 2012.
- [24] S. Schmid, K. Ebrahimi, A. Pezouvanis, and W. Commerell, "Model-based comparison of hybrid propulsion systems for railway diesel multiple units," *International Journal of Rail Transportation*, vol. 6, no. 1, pp. 16–37, 2018.

- [25] M. Spiriyagin, Q. Wu, P. Wolfs, Y. Sun, and C. Cole, “Comparison of locomotive energy storage systems for heavy-haul operation,” *International Journal of Rail Transportation*, vol. 6, no. 1, pp. 1–15, 2018.
- [26] R. Carter, A. Cruden, and P. J. Hall, “Optimizing for efficiency or battery life in a battery/supercapacitor electric vehicle,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 61, pp. 1526–1533, May 2012.
- [27] M. Meinert, P. Prenleloup, S. Schmid, and R. Palacin, “Energy storage technologies and hybrid architectures for specific diesel-driven rail duty cycles: Design and system integration aspects,” *Applied Energy*, vol. 157, pp. 619–629, 2015.
- [28] M. Kobayashi, Y. Kodama, and H. Yano, “Development of mild hybrid system for diesel railcar,” in *proc. World Congress on Railway Research*, 2011.
- [29] ANTF – Associação Nacional dos Transportadores Ferroviários, “O Setor Ferroviário de Carga Brasileiro,” ago. 2019. [online]. Disponível em: <https://www.antf.org.br/informacoes-gerais/>. Acesso em: 20 de jan. de 2020.
- [30] T. Dragičević, X. Lu, J. C. Vasquez, and J. M. Guerrero, “Dc microgrids-part ii: A review of power architectures, applications, and standardization issues,” *IEEE transactions on power electronics*, vol. 31, no. 5, pp. 3528–3549, 2015.
- [31] P. Zumel, L. Ortega, A. Lazaro, C. Fernandez, A. Barrado, A. Rodriguez, and M. M. Hernando, “Modular dual active bridge converter architecture,” in *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC 2014*, pp. 1081–1087, March 2014.
- [32] J. Kumar, A. Agarwal, and V. Agarwal, “A review on overall control of dc microgrids,” *Journal of energy storage*, vol. 21, pp. 113–138, 2019.
- [33] T. Dragičević, X. Lu, J. C. Vasquez, and J. M. Guerrero, “Dc microgrids-part i: A review of control strategies and stabilization techniques,” *IEEE Transactions on power electronics*, vol. 31, no. 7, pp. 4876–4891, 2015.
- [34] A. Azizi, S. Peyghami, H. Mokhtari, and F. Blaabjerg, “Autonomous and decentralized load sharing and energy management approach for dc microgrids,” *Electric Power Systems Research*, vol. 177, 2019.
- [35] K. Sun, L. Zhang, Y. Xing, and J. M. Guerrero, “A distributed control strategy based on dc bus signaling for modular photovoltaic generation systems with battery energy storage,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 10, pp. 3032–3045, 2011.

- [36] L. Xu and D. Chen, "Control and operation of a dc microgrid with variable generation and energy storage," *IEEE transactions on power delivery*, vol. 26, no. 4, pp. 2513–2522, 2011.
- [37] S. K. Sahoo, A. K. Sinha, and N. Kishore, "Control techniques in ac, dc, and hybrid ac–dc microgrid: a review," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 6, no. 2, pp. 738–759, 2017.
- [38] D. L. S. Solano, "Sistema de supervisão e controle de geração solar fotovoltaica para aplicação em microrredes inteligentes," (Dissertação), Universidade Federal de Santa Catarina, 2016.
- [39] G. A. Finamor, D. L. Solano, M. S. Ortmann, A. Ruseler, L. Munaretto, D. D. da Silva, R. F. Coelho, and M. L. Heldwein, "Solar photovoltaic static conversion system applied to a smart microgrid," in *2017 IEEE 8th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, pp. 1–6, IEEE, 2017.
- [40] D. Paire, M. G. Simoes, J. Lagorse, and A. Miraoui, "A real-time sharing reference voltage for hybrid generation power system," in *2010 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, pp. 1–8, IEEE, 2010.
- [41] N. R. Tummuru, M. K. Mishra, and S. Srinivas, "Dynamic energy management of renewable grid integrated hybrid energy storage system," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 12, pp. 7728–7737, 2015.
- [42] S. Kotra and M. K. Mishra, "Design and stability analysis of dc microgrid with hybrid energy storage system," *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 10, no. 3, pp. 1603–1612, 2019.
- [43] A. Malkawi and L. A. Lopes, "Improved dynamic voltage regulation in a droop controlled dc nanogrid employing independently controlled battery and supercapacitor units," *Applied Sciences*, vol. 8, no. 9, p. 1525, 2018.
- [44] Z. Jin, L. Meng, J. M. Guerrero, and R. Han, "Hierarchical control design for a shipboard power system with dc distribution and energy storage aboard future more-electric ships," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 14, no. 2, pp. 703–714, 2017.
- [45] C. M. D. Porciuncula, "Aplicação de modelos elétricos de bateria na predição do tempo de vida de dispositivos móveis," (Dissertação), Universidade Regional do Noroeste do Estado do Rio Grande do Sul - Unijuí, 2012.

- [46] Eduardo T. Serra et al, *Armazenamento de Energia: Situação Atual, Perspectiva e Recomendações*. Comitê de Energia da Academia Nacional de Engenharia, Dezembro 2016.
- [47] A. Gkountaras, *Modeling techniques and control strategies for inverter dominated microgrids*, vol. 2. Universitätsverlag der TU Berlin, 2017.
- [48] “Bu-107: Comparison table of secondary batteries.” Battery University. [online]. https://batteryuniversity.com/learn/article/secondary_batteries. Acesso em 10 de dez. 2019.
- [49] H. He, R. Xiong, and J. Fan, “Evaluation of lithium-ion battery equivalent circuit models for state of charge estimation by an experimental approach,” *Energies* 2011, v. 4, p. 582-598; DOI:10.3390/en4040582, 29 March 2011.
- [50] M. Chen and G. Rincon-Mora, “Accurate electrical battery model capable of predicting runtime and I-V performance,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 21, n. 2, p. 504-511, 2006.
- [51] H. He, R. Xiong, H. Guo, and S. Li, “Comparison study on the battery models used for the energy management of batteries in electric vehicles,” *Energy Conversion and Management, ELSEVIER*, v. 64, p. 113-121, Dec. 2012.
- [52] X. Hu, S. Li, and H. Peng, “A comparative study of equivalent circuit models for li-ion batteries,” *Journal of Power Sources, ELSEVIER*, v. 198, p. 359-367, Jan. 2012.
- [53] D. Cittanti, A. Ferraris, A. Airale, S. Fiorot, and S. Scavuzzo, “Modeling li-ion batteries for automotive application: a trade-off between accuracy and complexity,” *2017 International Conference of Electrical and Electronic Technologies for Automotive*, Jun. 2017.
- [54] S. Abu-Sharkh and D. Doerffel, “Rapid test and non-linear model characterisation of solid-state lithium-ion batteries,” *Journal of Power Sources*, vol. 130, no. 1-2, pp. 266-274, 2004.
- [55] G. de Freitas Lima, “A modified flyback converter applied in capacitive power transfer for electric vehicle battery charger,” (Dissertação), Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis - SC, 2019.
- [56] Beckett Energy System, “24 volt dc high capacity lithium-ion battery modules for mission critical performance.” [online]. Disponível em: https://www.steatite-batteries.co.uk/wp-content/uploads/2017/08/BECKETT-8224S-DEFENCE-07_2017_REV1.pdf. Acesso em: 18 de dezembro 2019.

- [57] K. W. E. Cheng, B. Divakar, H. Wu, K. Ding, and H. F. Ho, “Battery-management system (BMS) and SOC development for electrical vehicles,” *IEEE transactions on vehicular technology*, vol. 60, no. 1, pp. 76–88, 2011.
- [58] H. Rahimi-Eichi, U. Ojha, F. Baronti, and M.-Y. Chow, “Battery management system: An overview of its application in the smart grid and electric vehicles,” *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 7, no. 2, pp. 4–16, 2013.
- [59] R. Zhang, B. Xia, B. Li, L. Cao, Y. Lai, W. Zheng, H. Wang, and W. Wang, “State of the art of lithium-ion battery soc estimation for electrical vehicles,” *Energies*, vol. 11, no. 7, p. 1820, 2018.
- [60] J. Rivera-Barrera, N. Muñoz-Galeano, and H. Sarmiento-Maldonado, “Soc estimation for lithium-ion batteries: Review and future challenges,” *Electronics*, vol. 6, no. 4, p. 102, 2017.
- [61] K. S. Ng, C.-S. Moo, Y.-P. Chen, and Y.-C. Hsieh, “Enhanced coulomb counting method for estimating state-of-charge and state-of-health of lithium-ion batteries,” *Applied energy*, vol. 86, no. 9, pp. 1506–1511, 2009.
- [62] M. Murnane and A. Ghazel, “A closer look at state of charge (soc) and state of health (soh) estimation techniques for batteries,” 2017. [online]. Disponível em: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/technical-articles/A-Closer-Look-at-State-Of-Charge-and-State-Health-Estimation-Techniques-...pdf>. Acesso em: 15 de dezembro 2019.
- [63] Ines Baccouche et al., “Implementation of an improved coulomb-counting algorithm based on a piecewise soc-ocv relationship for soc estimation of li-ion battery,” *International Journal of Renewable Energy Research*, vol. 8, no. 1, pp. 178–187, 2018.
- [64] “BU-1003: Electric Vehicle (EV).” Battery University. [online]. https://batteryuniversity.com/learn/article/electric_vehicle_ev. Acesso em: 10 de dez. 2019.
- [65] M. Vangari, T. Pryor, and L. Jiang, “Supercapacitors: review of materials and fabrication methods,” *Journal of Energy Engineering*, vol. 139, no. 2, pp. 72–79, 2012.
- [66] A. A. Ferreira and J. A. Pomilio, “Estado da arte sobre a aplicação de supercapacitores em eletrônica de potência,” *Eletrônica de Potência*, vol. 10, no. 2, pp. 25–32, 2005.
- [67] A. González, E. Goikolea, J. A. Barrena, and R. Mysyk, “Review on supercapacitors: technologies and materials,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 58, pp. 1189–1206, 2016.

- [68] N. Devillers, S. Jemei, M.-C. Péra, D. Bienaimé, and F. Gustin, “Review of characterization methods for supercapacitor modelling,” *Journal of Power Sources*, vol. 246, pp. 596–608, 2014.
- [69] L. Zhang, X. Hu, Z. Wang, F. Sun, and D. G. Dorrell, “A review of supercapacitor modeling, estimation, and applications: A control/management perspective,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 81, pp. 1868–1878, 2018.
- [70] C. Fărcaș, D. Petreuş, I. Ciocan, and N. Palaghiță, “Modeling and simulation of supercapacitors,” in *15th International Symposium for Design and Technology of Electronics Packages (SIITME)*, pp. 195–200, IEEE, 2009.
- [71] I. Ciocan, C. Fărcaș, A. Grama, and A. Tulbure, “An improved method for the electrical parameters identification of a simplified pspice supercapacitor model,” in *IEEE 22nd International Symposium for Design and Technology in Electronic Packaging (SIITME)*, pp. 171–174, IEEE, 2016.
- [72] P. Johansson and B. Andersson, “Comparison of simulation programs for supercapacitor modelling,” *Master of Science Thesis. Chalmers University of Technology, Sweden*, 2008.
- [73] D. B. W. Abeywardana, B. Hredzak, V. G. Agelidis, and G. D. Demetriades, “Supercapacitor sizing method for energy-controlled filter-based hybrid energy storage systems,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 2, pp. 1626–1637, 2016.
- [74] N. Omar et al., “Rechargeable energy storage systems for plug-in hybrid electric vehicles - assessment of electrical characteristics,” *Energies*, vol. 5, no. 8, pp. 2952–2988, 2012.
- [75] R. F. Coelho, *Concepção, Análise e Implementação de uma Microrrede Interligada à Rede Elétrica para Alimentação Ininterrupta de Cargas CC a partir de Fontes Renováveis*. (Tese), Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2013.
- [76] F. S. Garcia, A. A. Ferreira, and J. A. Pomilio, “Control strategy for battery-ultracapacitor hybrid energy storage system,” in *2009 Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pp. 826–832, Feb 2009.
- [77] O. A. Ahmed and J. A. M. Bleijs, “An overview of dc-dc converter topologies for fuel cell-ultracapacitor hybrid distribution system,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews, Elsevier*, vol. 42, pp. 609–626, Feb 2015.
- [78] P. F. S. Costa, P. H. B. Lobler, A. Toebe, L. Roggia, and L. Schuch, “Modelagem e controle do conversor dab aplicado à carga de baterias,” *Eletrônica de Potência*, vol. 23, pp. 292–301, Jul 2018.

- [79] H. Zhou, T. Bhattacharya, D. Tran, T. S. T. Siew, and A. M. Khambadkone, “Composite energy storage system involving battery and ultracapacitor with dynamic energy management in microgrid applications,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, pp. 923–930, Mar 2011.
- [80] R. W. A. A. De Doncker, D. M. Divan, and M. H. Kheraluwala, “A three-phase soft-switched high-power-density dc-dc converter for high-power applications,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 27, pp. 63–73, Jan 1991.
- [81] N. H. Baars, J. Everts, C. G. E. Wijnands, and E. A. Lomonova, “Performance evaluation of a three-phase dual active bridge dc-dc converter with different transformer winding configurations,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, pp. 6814–6823, Oct 2016.
- [82] G. Waltrich, M. A. M. Hendrix, and J. L. Duarte, “Three-phase bidirectional dc/dc converter with six inverter legs in parallel for ev applications,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, pp. 1372–1384, March 2016.
- [83] Z. Wang and H. Li, “A soft switching three-phase current-fed bidirectional dc-dc converter with high efficiency over a wide input voltage range,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, pp. 669–684, Feb 2012.
- [84] P. Xuewei and A. K. Rathore, “Naturally clamped soft-switching current-fed three-phase bidirectional dc/dc converter,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, pp. 3316–3324, May 2015.
- [85] G. R. Chandra Mouli, J. H. Schijffelen, P. Bauer, and M. Zeman, “Design and comparison of a 10-kw interleaved boost converter for pv application using si and sic devices,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 5, pp. 610–623, June 2017.
- [86] J. Zhang, J. Lai, R. Kim, and W. Yu, “High-power density design of a soft-switching high-power bidirectional dc-dc converter,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, pp. 1145–1153, July 2007.
- [87] M. Elsied, A. Oukaour, H. Chaoui, H. Gualous, R. Hassan, and A. Amin, “Real-time implementation of four-phase interleaved dc-dc boost converter for electric vehicle power system,” *Electric Power Systems Research*, vol. 141, pp. 210 – 220, 2016.
- [88] S. Chandrasekaran and L. U. Gokdere, “Integrated magnetics for interleaved dc-dc boost converter for fuel cell powered vehicles,” in *IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference*, vol. 1, pp. 356–361 Vol.1, June 2004.
- [89] B. Cougo, *Design and Optimization of InterCell Transformers for Parallel MultiCell Converters*. (Tese), Institut National Polytechnique de Toulouse - INPT, 2010.

- [90] and, P. Yang, and F. C. Lee, “Performance improvements of interleaving vrms with coupling inductors,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 16, pp. 499–507, July 2001.
- [91] P. Zumel, O. Garcia, J. A. Cobos, and J. Uceda, “Magnetic integration for interleaved converters,” in *Eighteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC '03.*, vol. 2, pp. 1143–1149, Feb 2003.
- [92] M. Hirakawa, M. Nagano, Y. Watanabe, K. Andoh, S. Nakatomi, and S. Hashino, “High power density dc/dc converter using the close-coupled inductors,” *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, Nov. 2009.
- [93] I. G. Park and S. I. Kim, “Modeling and analysis of multi-interphase transformers for connecting power converters in parallel,” in *PESC97. Record 28th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Formerly Power Conditioning Specialists Conference 1970-71. Power Processing and Electronic Specialists Conference 1972*, vol. 2, pp. 1164–1170 vol.2, June 1997.
- [94] F. Forest, T. A. Meynard, E. Laboure, V. Costan, E. Sarraute, A. Cuniere, and T. Martire, “Optimization of the supply voltage system in interleaved converters using intercell transformers,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, pp. 934–942, May 2007.
- [95] M. S. Ortmann, *Retificadores Multiníveis PWM Unidirecionais de Alto Fator de Potência com Célula de Comutação de Múltiplos Estados*. (Tese), Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2012.
- [96] IEEE, “IEEE Standard Terminology for Power and Distribution Transformers,” *IEEE Std C57.12.80-2002 (Revision of IEEE Std C57.12.80-1978)*, pp. 1–72, Nov 2002.
- [97] IEC, “Electropedia: The World’s Online Electrotechnical Vocabulary,” 2007. [online]. Disponível em: <http://www.electropedia.org/iev/iev.nsf/display?openform&ievref=551-14-16>. Acesso em: 15 de nov. de 2019.
- [98] G. V. T. Bascopé and I. Barbi, “Generation of a family of non-isolated dc-dc pwm converters using new three-state switching cells,” in *IEEE 31st Annual Power Electronics Specialists Conference*, vol. 2, pp. 858–863 vol.2, June 2000.
- [99] F. J. B. Brito, M. L. Heldwein, and R. P. T. Bascopé, “Active current balancing technique employing the lunze’s transformation for converters based on multistate switching cells,” in *IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*, pp. 1–6, Nov 2015.

- [100] F. L. Tofoli, D. d. A. Tavares, and J. I. d. A. Saldanha, "Survey on topologies based on the three-state and multi-state switching cells," *IET Power Electronics*, vol. 12, no. 5, pp. 967–982, 2019.
- [101] M. T. Peraça, *Conversores Utilizando Células de Comutação de Quatro Estados*. (Tese), Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, Setembro 2008.
- [102] C. W. T. McLyman, *Transformer and Inductor Design Handbook*. Boca Raton, FL: CRC Press, 3 ed., 2004.
- [103] S. L. Brockveld, C. G. da S. Moraes, P. P. Cavilha, A. L. S. Pacheco, M. L. Heldwein, and G. Waltrich, "Multi-port system for braking energy recovery in diesel-electric locomotives - focus on the multi-interphase transformer design," in *45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Oct 2019.
- [104] F. Berger, M. A. Salvador, T. A. Pereira, T. B. Lazzarin, and R. F. Coelho, "Metodologia para modelagem de conversores utilizando o circuito equivalente de thévenin," *Eletrônica de Potência*, vol. 23, no. 2, pp. 151–160, 2018.
- [105] G. W. Wester and R. D. Middlebrook, "Low-frequency characterization of switched dc-dc converters," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. AES-9, pp. 376–385, May 1973.
- [106] M. K. Kazimierczuk, *Pulse-width modulated DC-DC power converters*. John Wiley & Sons, 2015.
- [107] R. D. Middlebrook and S. Cuk, "A general unified approach to modelling switching-converter power stages," in *1976 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 18–34, June 1976.
- [108] R. W. Erickson and D. Maksimovic, *Fundamentals of power electronics*. Springer Science & Business Media, 2007.
- [109] S. Utz and J. Pforr, "Current-balancing controller requirements of automotive multi-phase converters with coupled inductors," in *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 372–379, Sep. 2012.
- [110] R. P. Bascopé, G. V. Bascopé, F. J. Brito Jr, and S. Daher, "Multi-state and interleaved converters with passive impedances for current sharing," *Eletrônica de Potência*, vol. 19, no. 3, pp. 252–259, 2014.
- [111] J. Lunze, *Feedback control of large-scale systems*. Prentice Hall New York, 1992.
- [112] S. Buso and P. Mattavelli, "Digital control in power electronics," *Lectures on power electronics*, vol. 1, no. 1, pp. 1–158, 2006.

- [113] D. Ibrahim, *Microcontroller based applied digital control*. Wiley Online Library, 2006.
- [114] A. K. Shah and H. R. Patel, “Implementation and analysis of different discrete pi controller algorithms on single board heater system,” *Journal of Electrical Engineering*, vol. 15, no. 1, pp. 262–266, 2015.
- [115] C. Bohn and D. P. Atherton, “An analysis package comparing pid anti-windup strategies,” *IEEE Control Systems Magazine*, vol. 15, pp. 34–40, April 1995.
- [116] N. R. Tummuru, M. K. Mishra, and S. Srinivas, “Dynamic energy management of renewable grid integrated hybrid energy storage system,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, pp. 7728–7737, Dec 2015.
- [117] S. K. Kollimalla, M. K. Mishra, and N. L. Narasamma, “Design and analysis of novel control strategy for battery and supercapacitor storage system,” *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 5, pp. 1137–1144, Oct 2014.
- [118] S. Kotra and M. K. Mishra, “Design and stability analysis of dc microgrid with hybrid energy storage system,” *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 10, pp. 1603–1612, July 2019.
- [119] A. Ghoshal and V. John, “Anti-windup schemes for proportional integral and proportional resonant controller,” in *National Power Electronic Conference*, 2010.
- [120] P. Thounthong, S. Rael, and B. Davat, “Control strategy of fuel cell and supercapacitors association for a distributed generation system,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, pp. 3225–3233, Dec 2007.
- [121] A. Ghazanfari, M. Hamzeh, H. Mokhtari, and H. Karimi, “Active power management of multihybrid fuel cell/supercapacitor power conversion system in a medium voltage microgrid,” *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 3, pp. 1903–1910, Dec 2012.
- [122] D. B. W. Abeywardana, B. Hredzak, V. G. Agelidis, and G. D. Demetriades, “Supercapacitor sizing method for energy-controlled filter-based hybrid energy storage systems,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, pp. 1626–1637, Feb 2017.
- [123] V. I. Herrera, H. Gaztañaga, A. Milo, A. Saez-de Ibarra, I. Etxeberria-Otadui, and T. Nieva, “Optimal energy management and sizing of a battery–supercapacitor-based light rail vehicle with a multiobjective approach,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 52, no. 4, pp. 3367–3377, 2016.
- [124] A. Ostadi and M. Kazerani, “A comparative analysis of optimal sizing of battery-only, ultracapacitor-only, and battery–ultracapacitor hybrid energy storage systems for a

- city bus,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 64, no. 10, pp. 4449–4460, 2014.
- [125] A. G. Andreta, “Estratégia Híbrida de Controle para Inversores Trifásicos Conectados à Rede Baseada em Controladores Deadbeat e Proporcional+Ressonante,” (Dissertação), Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2014.
- [126] G. W. Wester and R. D. Middlebrook, “Low-frequency characterization of switched dc-dc converters,” *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. AES-9, pp. 376–385, May 1973.
- [127] P. N. Enjeti, P. D. Ziogas, and J. F. Lindsay, “Programmed pwm techniques to eliminate harmonics: a critical evaluation,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 26, pp. 302–316, March 1990.
- [128] J. Holtz, “Pulsewidth modulation—a survey,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 39, pp. 410–420, Oct 1992.
- [129] Keliang Zhou and Danwei Wang, “Relationship between space-vector modulation and three-phase carrier-based pwm: a comprehensive analysis [three-phase inverters],” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, pp. 186–196, Feb 2002.
- [130] D. Holmes and T. Lipo, *Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice*. IEEE Press Series on Power Engineering, Wiley, 2003.
- [131] H. Pinheiro, F. Borrenrón, C. Rech, L. Schuch, R. F. Camargo, H. L. Hey, H. A. Grundling, and J. R. Pinheiro, “Modulação space vector para inversores alimentados em tensão: uma abordagem unificada,” *Revista Controle e Automação*, vol. 16, pp. 13–24, Março 2005.
- [132] V. T. Ranganathan, “Space vector pulsewidth modulation – A status review,” *Sadhana*, vol. 22, pp. 675–688, Dec 1997.
- [133] R. Teodorescu, M. Liserre, and P. Rodriguez, *Grid converters for photovoltaic and wind power systems*, vol. 29. John Wiley & Sons, 2011.
- [134] M. Büyük, A. Tan, M. Tümay, and K. Ç. Bayındır, “Topologies, generalized designs, passive and active damping methods of switching ripple filters for voltage source inverter: A comprehensive review,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 62, pp. 46–69, 2016.
- [135] A. Lesnicar and R. Marquardt, “An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range,” in *IEEE Bologna Power Tech Conference Proceedings*, vol. 3, pp. 6 pp. Vol.3–, June 2003.

- [136] L. Asiminoaei, E. Aeloiza, P. N. Enjeti, and F. Blaabjerg, “Shunt active-power-filter topology based on parallel interleaved inverters,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, pp. 1175–1189, March 2008.
- [137] D. F. Cortez, B. L. C. Martinez, and I. Barbi, “Three-phase active power filter based on the four states commutation cell dc-ac converter. design and implementation,” in *Brazilian Power Electronics Conference*, pp. 1226–1233, Oct 2013.
- [138] A. A. Rockhill, M. Liserre, R. Teodorescu, and P. Rodriguez, “Grid-Filter Design for a Multimegawatt Medium-Voltage Voltage-Source Inverter,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, pp. 1205–1217, April 2011.
- [139] K. H. Ahmed, S. J. Finney, and B. W. Williams, “Passive Filter Design for Three-Phase Inverter Interfacing in Distributed Generation,” *Electrical Power Quality and Utilization Journal*, vol. 13, no. 2, pp. 49–58, 2007.
- [140] R. N. Beres, X. Wang, M. Liserre, F. Blaabjerg, and C. L. Bak, “A review of passive power filters for three-phase grid-connected voltage-source converters,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 4, no. 1, pp. 54–69, 2016.
- [141] K. H. Ahmed, S. J. Finney, and B. W. Williams, “Passive filter design for three-phase inverter interfacing in distributed generation,” in *Compatibility in Power Electronics*, pp. 1–9, IEEE, 2007.
- [142] Y. W. Li and C. Kao, “An accurate power control strategy for power-electronics-interfaced distributed generation units operating in a low-voltage multibus microgrid,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, pp. 2977–2988, Dec 2009.
- [143] J. He and Y. W. Li, “Analysis, Design, and Implementation of Virtual Impedance for Power Electronics Interfaced Distributed Generation,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 47, pp. 2525–2538, Nov 2011.
- [144] J. M. Guerrero, Luis Garcia de Vicuna, J. Matas, M. Castilla, and J. Miret, “Output impedance design of parallel-connected ups inverters with wireless load-sharing control,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 52, pp. 1126–1135, Aug 2005.
- [145] J. He and Y. W. Li, “Generalized closed-loop control schemes with embedded virtual impedances for voltage source converters with lc or lcl filters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 4, pp. 1850–1861, 2011.
- [146] Erika Twining and D. G. Holmes, “Grid current regulation of a three-phase voltage source inverter with an LCL input filter,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18, pp. 888–895, May 2003.

- [147] W. Yao, Y. Yang, X. Zhang, F. Blaabjerg, and P. C. Loh, “Design and Analysis of Robust Active Damping for LCL Filters Using Digital Notch Filters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, pp. 2360–2375, March 2017.
- [148] S. G. Parker, B. P. McGrath, and D. G. Holmes, “Regions of Active Damping Control for LCL Filters,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, pp. 424–432, Jan 2014.
- [149] W. Wu, Y. He, and F. Blaabjerg, “An LLCL power filter for single-phase grid-tied inverter,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 2, pp. 782–789, 2011.
- [150] J. M. Bloemink and T. C. Green, “Reducing passive filter sizes with tuned traps for distribution level power electronics,” in *Proceedings of the 14th European Conference on Power Electronics and Applications*, pp. 1–9, IEEE, 2011.
- [151] J. Xu, J. Yang, J. Ye, Z. Zhang, and A. Shen, “An LTCL filter for three-phase grid-connected converters,” *IEEE transactions on power electronics*, vol. 29, no. 8, pp. 4322–4338, 2013.
- [152] W. Wu, Y. Liu, Y. He, H. S.-H. Chung, M. Liserre, and F. Blaabjerg, “Damping methods for resonances caused by LCL-filter-based current-controlled grid-tied power inverters: An overview,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 9, pp. 7402–7413, 2017.
- [153] R. N. Beres, X. Wang, F. Blaabjerg, M. Liserre, and C. L. Bak, “Optimal design of high-order passive-damped filters for grid-connected applications,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 3, pp. 2083–2098, 2015.
- [154] J. Dannehl, F. W. Fuchs, S. Hansen, and P. B. Thogersen, “Investigation of Active Damping Approaches for PI-Based Current Control of Grid-Connected Pulse Width Modulation Converters With LCL Filters,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 46, pp. 1509–1517, July 2010.
- [155] Xiongfei Wang and Frede Blaabjerg and Poh Chiang Loh, “Virtual rc damping of lcl-filtered voltage source converters with extended selective harmonic compensation,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, pp. 4726–4737, 2015.
- [156] J. Dannehl, M. Liserre, and F. W. Fuchs, “Filter-Based Active Damping of Voltage Source Converters With LCL Filter,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, pp. 3623–3633, Aug 2011.
- [157] M. Liserre, F. Blaabjerg, and S. Hansen, “Design and control of an LCL-filter-based three-phase active rectifier,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, pp. 1281–1291, Sep. 2005.

- [158] A. Reznik, M. G. Simões, A. Al-Durra, and S. M. Muyeen, “LCL Filter Design and Performance Analysis for Grid-Interconnected Systems,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, pp. 1225–1232, March 2014.
- [159] P. Channegowda and V. John, “Filter Optimization for Grid Interactive Voltage Source Inverters,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, pp. 4106–4114, 2010.
- [160] J. Muhlethaler, M. Schweizer, R. Blattmann, J. W. Kolar, and A. Ecklebe, “Optimal design of lcl harmonic filters for three-phase pfc rectifiers,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 7, pp. 3114–3125, 2012.
- [161] P. A. M. Bezerra, “Inversor Trifásico PWM Fonte de Tensão com Integração de Interruptores em Delta,” (Dissertação), Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2013.
- [162] A. Kouchaki and M. Nyman, “Analytical Design of Passive LCL Filter for Three-Phase Two-Level Power Factor Correction Rectifiers,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, pp. 3012–3022, April 2018.
- [163] B. Bolsens, K. D. Brabandere, J. V. Den Keybus, J. Driesen, and R. Belmans, “Model-based generation of low distortion currents in grid-coupled PWM-inverters using an LCL output filter,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, pp. 1032–1040, July 2006.
- [164] G. C. Knabben, “Microinversor Fotovoltaico Não Isolado de Dois Estágios,” (Dissertação), Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2017.
- [165] R. Buerger, *Contribuição ao Estudo de Microrredes Trifásicas Supridas a partir de Geração Fotovoltaica com Possibilidade de Operação em Modo Ilhado ou Conectado à Rede Elétrica*. (Tese), Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2019.
- [166] F. Blaabjerg, R. Teodorescu, M. Liserre, and A. V. Timbus, “Overview of Control and Grid Synchronization for Distributed Power Generation Systems,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, pp. 1398–1409, Oct 2006.
- [167] MathWorks, “Park Transform,” 2017. [online]. Disponível em: <https://www.mathworks.com/help/physmod/sps/ref/parktransform.html>. Acesso em: 26 de jan. de 2020.
- [168] P. Xuetao, Y. Tiankai, Q. Keqing, Z. Jinbin, L. Wenqi, and C. Xuhui, “Analysis and evaluation of the decoupling control strategies for the design of grid-connected inverter with LCL filter,” in *International Conference on Renewable Power Generation (RPG 2015)*, pp. 1–6, Oct 2015.

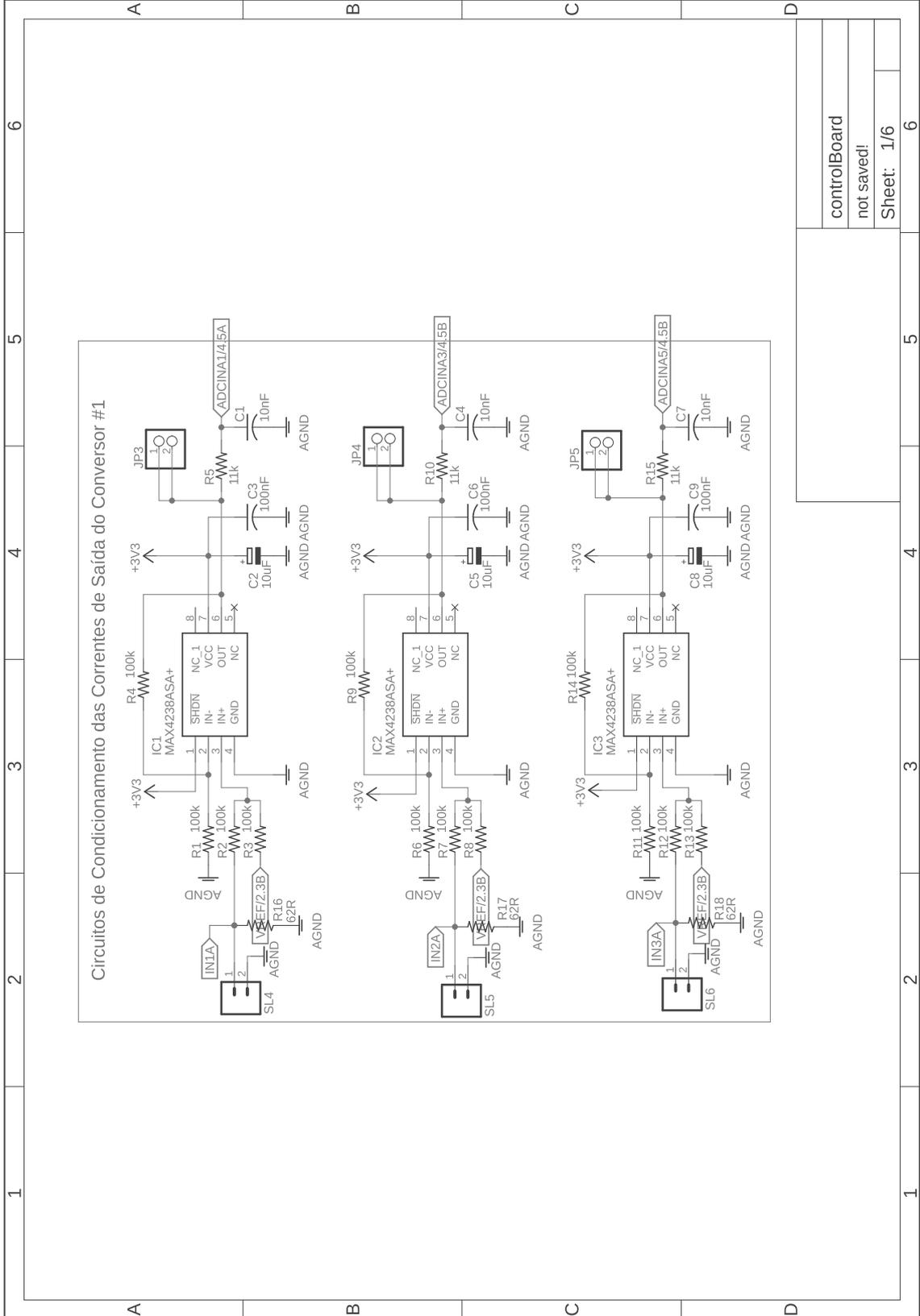
- [169] N. Geddada, S. B. Karanki, and M. K. Mishra, "DSTATCOM with LCL filter using synchronous reference frame current controller," in *International Conference on Clean Electrical Power (ICCEP)*, pp. 796–802, June 2013.
- [170] T. Abeyasekera, C. M. Johnson, D. J. Atkinson, and M. Armstrong, "Suppression of line voltage related distortion in current controlled grid connected inverters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 20, pp. 1393–1401, Nov 2005.
- [171] Z. Xin, P. Mattavelli, W. Yao, Y. Yang, F. Blaabjerg, and P. C. Loh, "Mitigation of Grid-Current Distortion for LCL-Filtered Voltage-Source Inverter With Inverter-Current Feedback Control," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, pp. 6248–6261, July 2018.
- [172] A. Nazib, D. Holmes, and B. McGrath, "High quality grid current control for lcl inverters using self-synchronising inverter side current regulation," in *10th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE 2019-ECCE Asia)*, pp. 2962–2969, IEEE, 2019.
- [173] M. Liserre, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, "Stability of photovoltaic and wind turbine grid-connected inverters for a large set of grid impedance values," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, pp. 263–272, Jan 2006.
- [174] A. A. A. Radwan and Y. A. I. Mohamed, "Improved vector control strategy for current-source converters connected to very weak grids," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 31, pp. 3238–3248, July 2016.
- [175] H. Bindner, "Power control for wind turbines in weak grids: Concepts development," 1999.
- [176] I. J. Gabe, V. F. Montagner, and H. Pinheiro, "Design and implementation of a robust current controller for vsi connected to the grid through an lcl filter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, pp. 1444–1452, June 2009.
- [177] J. Xu, S. Xie, and T. Tang, "Evaluations of current control in weak grid case for grid-connected lcl-filtered inverter," *IET Power Electronics*, vol. 6, pp. 227–234, Feb 2013.
- [178] J. Hahn, T. Edison, and T. F. Edgar, "A note on stability analysis using bode plots," *Chemical Engineering Education*, vol. 35, no. 3, pp. 208–211, 2001.
- [179] Xiaoming Yuan, W. Merk, H. Stemmler, and J. Allmeling, "Stationary-frame generalized integrators for current control of active power filters with zero steady-state error for current harmonics of concern under unbalanced and distorted operating conditions," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 38, pp. 523–532, March 2002.

- [180] R. I. Bojoi, G. Griva, V. Bostan, M. Guerriero, F. Farina, and F. Profumo, “Current control strategy for power conditioners using sinusoidal signal integrators in synchronous reference frame,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 20, pp. 1402–1412, Nov 2005.
- [181] M. Liserre, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, “Multiple harmonics control for three-phase grid converter systems with the use of pi-res current controller in a rotating frame,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, pp. 836–841, May 2006.
- [182] R. Teodorescu, F. Blaabjerg, M. Liserre, and P. C. Loh, “Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters,” *IEEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol. 153, pp. 750–762, Sep. 2006.
- [183] P. C. Tan, P. C. Loh, and D. G. Holmes, “High-performance harmonic extraction algorithm for a 25 kv traction power quality conditioner,” *IEEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol. 151, pp. 505–512, Sep. 2004.
- [184] X. Wang, X. Ruan, S. Liu, and C. K. Tse, “Full feedforward of grid voltage for grid-connected inverter with lcl filter to suppress current distortion due to grid voltage harmonics,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, pp. 3119–3127, Dec 2010.
- [185] W. Li, X. Ruan, D. Pan, and X. Wang, “Full-feedforward schemes of grid voltages for a three-phase lcl-type grid-connected inverter,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, pp. 2237–2250, June 2013.
- [186] F. D. Freijedo, J. Doval-Gandoy, Ó. López, and E. Acha, “A generic open-loop algorithm for three-phase grid voltage/current synchronization with particular reference to phase, frequency, and amplitude estimation,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, pp. 94–107, Jan 2009.
- [187] S. Golestan, A. Vidal, A. G. Yepes, J. M. Guerrero, J. C. Vasquez, and J. Doval-Gandoy, “A true open-loop synchronization technique,” *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 12, pp. 1093–1103, June 2016.
- [188] S. Golestan, M. Monfared, and F. D. Freijedo, “Design-oriented study of advanced synchronous reference frame phase-locked loops,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, pp. 765–778, Feb 2013.
- [189] S. Golestan, J. M. Guerrero, and J. C. Vasquez, “Three-phase pll: A review of recent advances,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, pp. 1894–1907, March 2017.

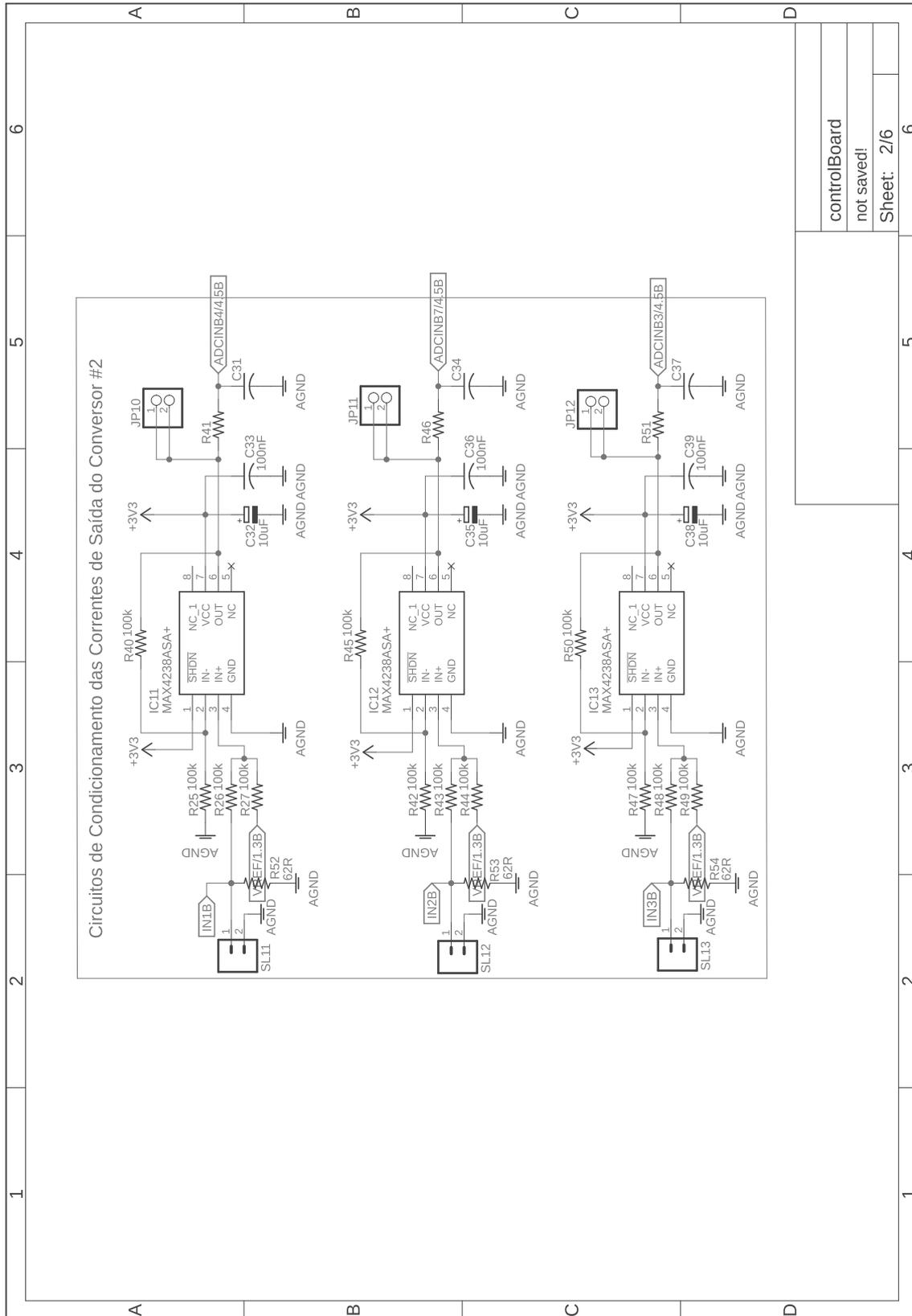
- [190] H. . Song and K. Nam, “Instantaneous phase-angle estimation algorithm under unbalanced voltage-sag conditions,” *IEE Proceedings - Generation, Transmission and Distribution*, vol. 147, pp. 409–415, Nov 2000.
- [191] J. Svensson, “Synchronisation methods for grid-connected voltage source converters,” *IEEE Proceedings - Generation, Transmission and Distribution*, vol. 148, pp. 229–235, May 2001.
- [192] R. F. de Camargo and H. Pinheiro, “Synchronisation method for three-phase pwm converters under unbalanced and distorted grid,” *IEEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol. 153, pp. 763–772, Sep. 2006.
- [193] F. D. Freijedo, J. Doval-Gandoy, O. Lopez, and E. Acha, “Tuning of phase-locked loops for power converters under distorted utility conditions,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 45, pp. 2039–2047, Nov 2009.
- [194] V. Kaura and V. Blasko, “Operation of a phase locked loop system under distorted utility conditions,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 33, pp. 58–63, Jan 1997.
- [195] F. D. Freijedo, J. Doval-Gandoy, O. Lopez, D. Pineiro, C. M. Penalver, and A. A. Nogueiras, “Real-time implementation of a spll for facts,” in *IECON 2006 - 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics*, pp. 2390–2395, Nov 2006.
- [196] S. Golestan, M. Ramezani, J. M. Guerrero, F. D. Freijedo, and M. Monfared, “Moving average filter based phase-locked loops: Performance analysis and design guidelines,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, pp. 2750–2763, June 2014.
- [197] L. M. Nodari, M. Mezaroba1, L. Michels, and C. Rech, “A new digital control system for a single-phase half-bridge rectifier with fast dynamic response,” in *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 1204–1211, Sep. 2010.
- [198] “An extension of tuning relations after symmetrical optimum method for pi and pid controllers,” *Automatica*, vol. 35, no. 10, pp. 1731 – 1736, 1999.
- [199] S. Golestan, M. Monfared, F. D. Freijedo, and J. M. Guerrero, “Design and tuning of a modified power-based pll for single-phase grid-connected power conditioning systems,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, pp. 3639–3650, Aug 2012.
- [200] S. Golestan, F. D. Freijedo, A. Vidal, J. M. Guerrero, and J. Doval-Gandoy, “A quasi-type-1 phase-locked loop structure,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 12, pp. 6264–6270, 2014.

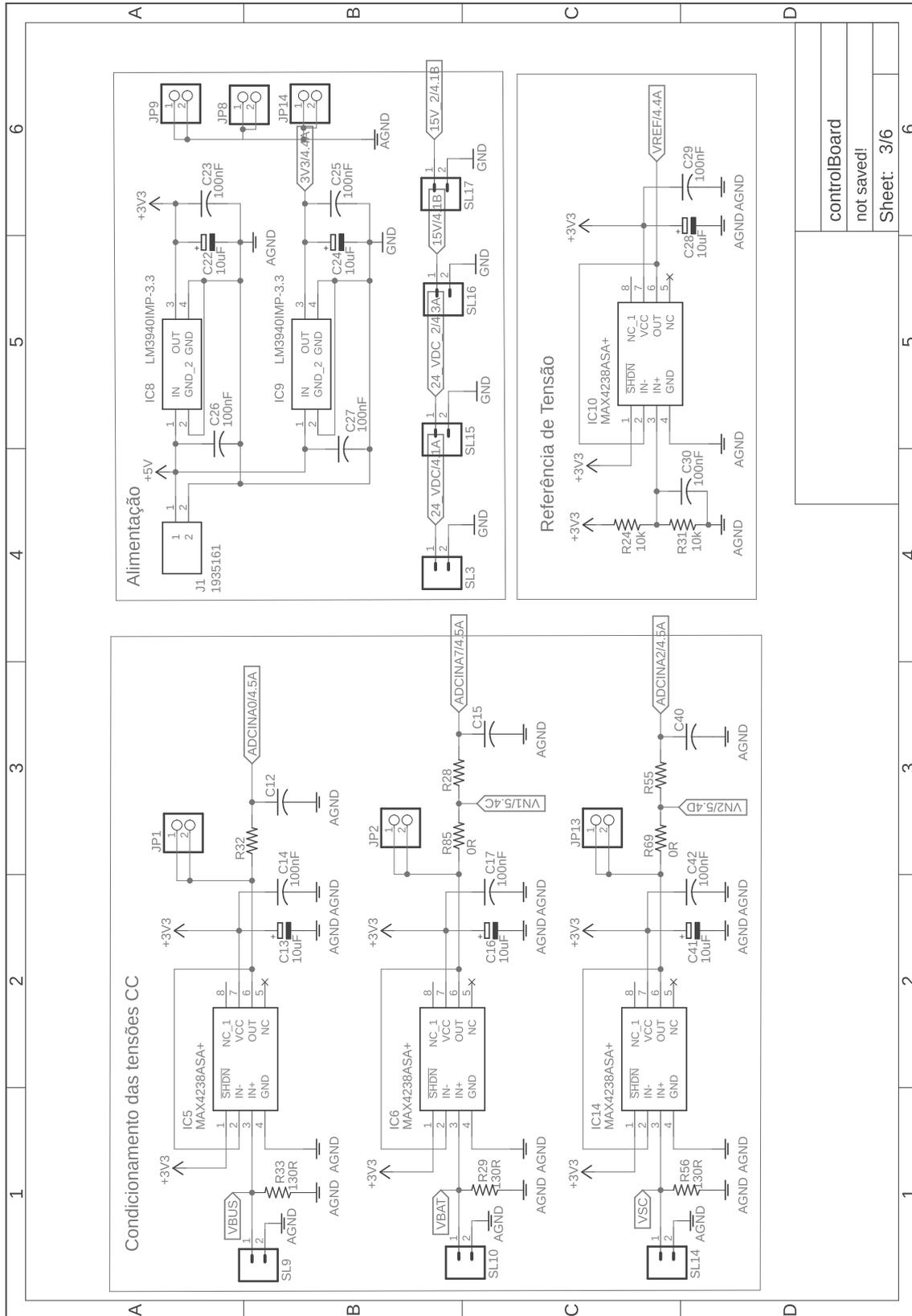
-
- [201] S. Golestan, J. M. Guerrero, and A. M. Abusorrah, “Maf-pll with phase-lead compensator,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, pp. 3691–3695, June 2015.
- [202] J. Wang, J. Liang, F. Gao, L. Zhang, and Z. Wang, “A method to improve the dynamic performance of moving average filter-based pll,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, pp. 5978–5990, Oct 2015.

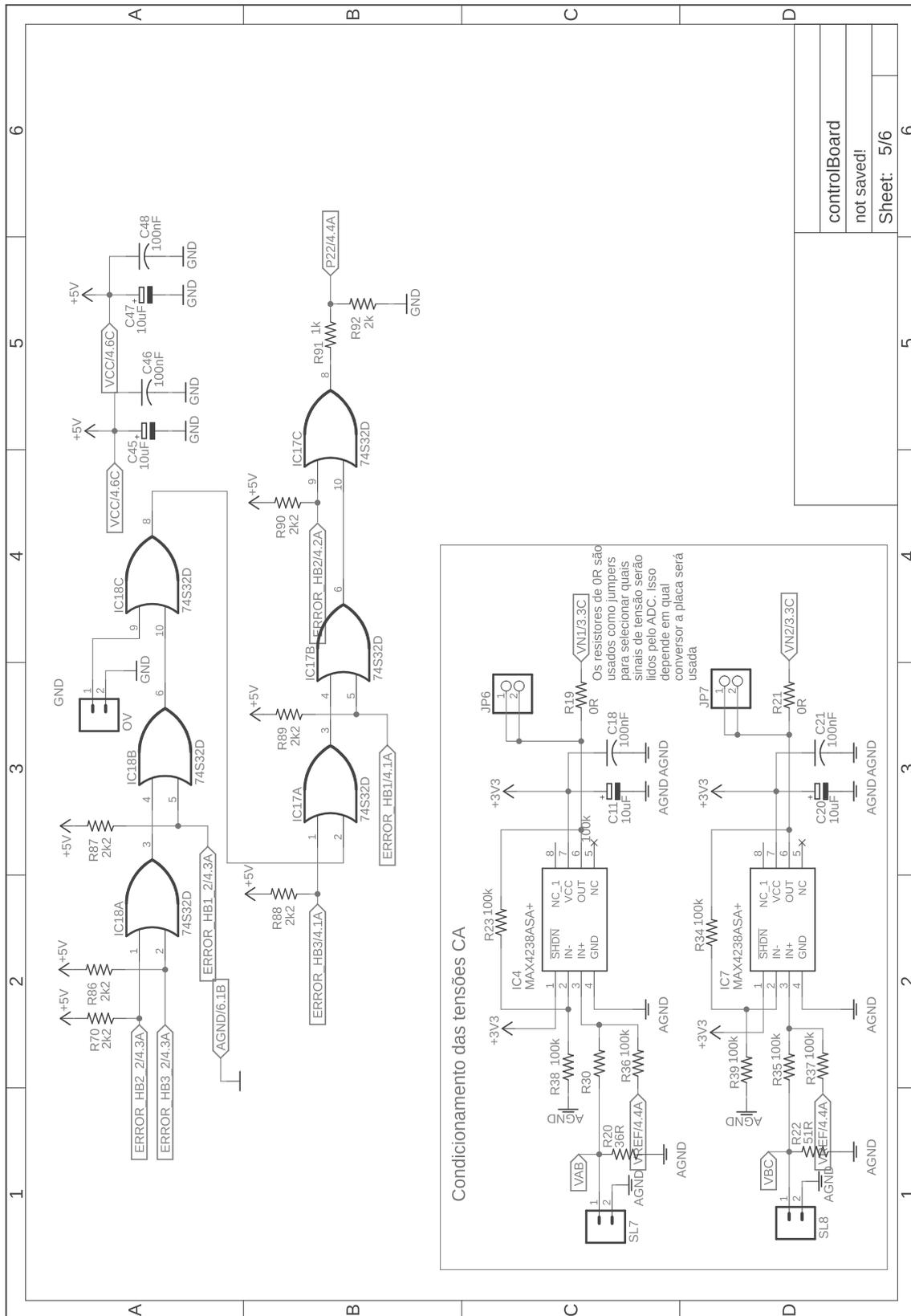
APÊNDICE A – ESQUEMÁTICO COMPLETO DA PLACA DE CONTROLE



controlBoard
not saved!
Sheet: 1/6







controlBoard
not saved!
Sheet: 5/6

