UNIVERSIDADE FEDERAL DE JUIZ DE FORA
FACULDADE DE ENGENHARIA
ENGENHARIA ELÉTRICA SISTEMAS ELETRÔNICOS

Jéssica Assunção Costa

Controle de conversor bidirecional em sistema híbrido de armazenamento de energia para aplicação em veículos elétricos

Juiz de Fora

2026

Jéssica Assunção Costa

Controle de conversor bidirecional em sistema híbrido de armazenamento de energia para aplicação em veículos elétricos

Trabalho de conclusão de curso apresentado à Faculdade de Engenharia da Universidade Federal de Juiz de Fora como requisito à obtenção do título de Engenheiro Eletricista Sistemas Eletrônicos.

Orientador: Prof. Dr. André Augusto Ferreira

Juiz de Fora

2026

Ficha catalográfica elaborada através do Modelo Latex do CDC da UFJF
com os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

Assunção Costa, Jéssica.
Controle de conversor bidirecional em sistema híbrido de armazenamento de energia para aplicação em veículos elétricos / Jéssica Assunção Costa. – 2026.
74 f. : il.

Orientador: André Augusto Ferreira
Dissertação (graduação) – Universidade Federal de Juiz de Fora, Faculdade de Engenharia. Engenharia Elétrica Sistemas Eletrônicos, 2026.

1. Controle de conversor estático. 2. Sistema híbrido de armazenamento de energia. 3. Título.

Jéssica Assunção Costa

Controle de conversor bidirecional em sistema híbrido de armazenamento de energia para aplicação em veículos elétricos

Trabalho de conclusão de curso apresentado à Faculdade de Engenharia da Universidade Federal de Juiz de Fora como requisito à obtenção do título de Engenheiro Eletricista Sistemas Eletrônicos.

Aprovada em 28 de janeiro de 2026

BANCA EXAMINADORA

Prof. André Augusto Ferreira, Dr.Eng. - Orientador
Universidade Federal de Juiz de Fora

Prof. Pedro Gomes Barbosa, D.Sc.
Universidade Federal de Juiz de Fora

Prof. Daniel de Almeida Fernandes, Ph.D.
Universidade Federal de Juiz de Fora

AGRADECIMENTOS

Agradeço aos meus amigos, que compartilharam essa caminhada, oferecendo suporte, palavras de ânimo e, muitas vezes, momentos de descontração quando eu mais precisava.

Aos meus professores, cuja dedicação ao ensino moldou meu conhecimento e minha forma de pensar. Ao meu orientador, por sua paciência, ensinamentos e por ter me guiado com sabedoria nesta caminhada acadêmica.

Ao meu esposo, pelo amor, paciência e apoio inabaláveis, por acreditar em mim mesmo quando eu duvidava e por ser meu maior apoio em cada desafio.

À minha família, pelo amor incondicional, apoio constante e por sempre estarem ao meu lado, celebrando minhas conquistas e me dando forças nos momentos difíceis.

E, por fim, agradeço a mim mesma, pelo esforço, pelas noites em claro, pelas superações e por não ter desistido mesmo muitas vezes querendo muito. Este trabalho é a prova de que cada desafio valeu a pena.

RESUMO

Este trabalho apresenta a modelagem, o dimensionamento e a análise dinâmica de um conversor CC-CC bidirecional aplicado à integração de um banco de supercapacitores a um barramento CC de 48 V. O sistema analisado é composto por uma bateria de 48 V e 20 Ah, um motor elétrico e um banco de supercapacitores destinado a contribuir para a compensação de transitórios rápidos de potência. A modelagem é desenvolvida por meio do modelo médio em condução contínua, permitindo a obtenção das equações dinâmicas e da planta linearizada necessária ao projeto das malhas de controle. Adota-se uma estrutura de controle em cascata, composta por uma malha interna rápida de corrente do indutor e uma malha externa lenta de tensão do supercapacitor. A separação de escalas é implementada por filtros passa-baixa e passa-alta aplicados à corrente do barramento, sendo a referência de corrente do supercapacitor definida a partir da componente de alta frequência da corrente da carga. O dimensionamento dos componentes e dos controladores proporcional-integral é realizado de forma coerente com as hipóteses de modelagem adotadas. As simulações, conduzidas com um modelo mínimo do barramento, indicam que o supercapacitor atua predominantemente na compensação das variações rápidas de corrente, enquanto a bateria fornece majoritariamente a componente média de energia, resultando em redução dos picos de corrente e em melhoria do desempenho dinâmico do sistema, dentro das limitações impostas pela topologia e pela dinâmica do barramento CC.

Palavras-chave: Controle de conversor estático. Sistema híbrido de armazenamento de energia. Supercapacitor.

ABSTRACT

This work presents the modeling, component sizing, and dynamic analysis of a bidirectional DC–DC converter applied to the integration of a supercapacitor bank into a 48 V DC bus. The analyzed system consists of a 48 V, 20 Ah battery, an electric motor, and a supercapacitor bank intended to contribute to the compensation of fast power transients. The modeling is developed using the average model under continuous conduction mode, allowing the derivation of the dynamic equations and the linearized plant required for the design of the control loops. A cascaded control structure is adopted, composed of a fast inner inductor current control loop and a slow outer supercapacitor voltage control loop. Time-scale separation is implemented by means of low-pass and high-pass filters applied to the DC-bus current, with the supercapacitor current reference defined from the high-frequency component of the load current. Component sizing and proportional–integral controller design are carried out consistently with the adopted modeling assumptions. Simulations performed using a minimum DC-bus model indicate that the supercapacitor acts predominantly in compensating fast current variations, while the battery supplies mainly the average energy component. This behavior results in a reduction of current peaks and an improvement in the dynamic performance of the system, within the limitations imposed by the adopted topology and the intrinsic dynamics of the DC bus.

Keywords: Static converter control. Hybrid energy storage system. Supercapacitor.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Topologia do conversor bidirecional síncrono utilizada no circuito de análise em malha aberta. 24
Figura 2 – Resposta da corrente do indutor (i_L) a uma variação em degrau da razão cíclica (D) em malha aberta. 29
Figura 3 – Resposta em frequência da função de transferência entre a razão cíclica e a corrente do indutor. 30
Figura 4 – Estrutura da malha de controle de corrente do supercapacitor do conversor CC-CC bidirecional 32
Figura 5 – Resposta da corrente do indutor a variações em degrau da referência de corrente. 33
Figura 6 – Topologia do conversor bidirecional síncrono utilizada para análise energética. 35
Figura 7 – Malha externa de tensão do supercapacitor. 38
Figura 8 – Topologia do conversor bidirecional utilizada para simulação. 56
Figura 9 – Topologia do controle malha interna utilizada para simulação. 56
Figura 10 – Topologia do controle malha externa utilizada para simulação. 57
Figura 11 – Rastreamento de $i_L(t)$ em malha fechada para variações em degrau de $i_{ref,final}(t)$. 58
Figura 12 – Sinal de controle do controlador PI e razão cíclica aplicada ao conversor CC-CC. 59
Figura 13 – Separação das componentes lenta e rápida da corrente do barramento por filtragem em frequência. 60
Figura 14 – Tensão do supercapacitor e referência da malha externa durante variações de carga. 61
Figura 15 – Correntes associadas ao supercapacitor e à bateria durante variações abruptas de carga. 62
Figura 16 – Frenagem regenerativa: reversão de corrente, distribuição de potência e impacto sobre as tensões do sistema. 64
Figura 17 – Comparação da tensão do barramento CC para os casos com e sem supercapacitor sob o mesmo perfil de carga. 66
Figura 18 – Comparação da corrente associada à bateria nos casos com e sem supercapacitor. 67

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Síntese do estado da arte em conversores bidirecionais e sistemas híbridos. 16
Tabela 2 – Comparativo entre baterias e supercapacitores. 20
Tabela 3 – Premissas e parâmetros fixos utilizados no dimensionamento. 41
Tabela 4 – Resumo comparativo de métricas do barramento e da bateria com e sem supercapacitor. 68

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO 11
1.1 Contextualização 11
1.2 Identificação do Problema 11
1.3 Objetivos 12
1.4 Justificativa 12
1.5 Organização do Trabalho 13
2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA 14
2.1 Conversores CC-CC Bidirecionais 14
2.2 Supercapacitores e Sistemas de Armazenamento Híbrido 14
2.3 Estratégias de Controle para Conversores Bidirecionais 15
2.4 Síntese e Lacunas na Literatura 16
2.5 Conclusão da Revisão 17
3 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA 18
3.1 Conversores CC-CC Bidirecionais 18
3.2 Supercapacitores 18
3.2.1 Modelo Equivalente 19
3.2.2 Comparação com baterias 19
3.3 Controle Proporcional-Integral (PI) 20
3.3.1 Escolha da Variável Controlada 20
3.4 Considerações Finais 22
4 MODELAGEM MATEMÁTICA E ANÁLISE DINÂMICA . 23
4.1 Modelagem dinâmica do conversor bidirecional em malha aberta 23
4.1.1 Topologia adotada no circuito de análise 23
4.1.2 Hipóteses e convenções de sinais 24
4.1.3 Modelagem por intervalos de comutação (ON/OFF) 25
4.1.3.1 Intervalo 1: Q_2 conduz ($0 \leq t < DT_s$) 26
4.1.3.2 Intervalo 2: Q_1 conduz ($DT_s \leq t < T_s$) 26
4.1.4 Modelo dinâmico médio 26
4.1.5 Ponto de operação e linearização em pequenos sinais 27
4.1.6 Função de transferência da corrente do indutor em virtude de perturbação na razão cíclica 28
4.1.7 Resposta transitória a variação em degrau da razão cíclica 29
4.1.8 Resposta em frequência 30
4.1.9 Discussão 31
4.2 Controle em malha fechada da corrente do supercapacitor 31
4.2.1 Estrutura do controlador PI e realimentação 31
4.2.2 Critérios de projeto (sem cálculo nesta seção) 33

4.2.3 Resposta a degrau na referência de corrente . . . 33
4.2.4 Discussão . . . 34
4.3 Modelo e controle do sistema com carga dinâmica . . . 34
4.3.1 Corrente no barramento CC . . . 35
4.3.2 Separação de escalas de tempo . . . 35
4.3.3 Componente de baixa frequência . . . 36
4.3.4 Componente de alta frequência . . . 36
4.4 Controle do estado de carga do supercapacitor . . . 37
4.4.1 Relação entre tensão e energia armazenada . . . 37
4.4.2 Definição da referência de tensão . . . 37
4.4.3 Modelo dinâmico da tensão do supercapacitor . . . 38
4.4.4 Estrutura da malha externa de tensão . . . 38
4.4.5 Controlador PI de tensão e referência total de corrente . . . 39
4.4.6 Síntese do capítulo . . . 39
5 DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES . . . 41
5.1 Premissas gerais de dimensionamento . . . 41
5.2 Dimensionamento do indutor . . . 42
5.2.1 Relações de comutação e razão cíclica no ponto de operação . . . 42
5.2.2 Correntes nominal e de pico no indutor . . . 43
5.2.3 *Ripple* de corrente e escolha de L . . . 43
5.2.4 Verificação de CCM . . . 44
5.3 Dimensionamento do banco de supercapacitores . . . 44
5.3.1 Capacitância equivalente e resistência série equivalente do banco . . . 44
5.3.2 Faixa de operação e escolha da referência de tensão . . . 45
5.3.3 Energia armazenada e energia útil na faixa operacional . . . 45
5.3.4 Queda resistiva em regime de pico de corrente . . . 46
5.4 Modelo mínimo do barramento CC para simulações sem fonte ideal . . . 46
5.4.1 Energia nominal da bateria e capacitância equivalente . . . 47
5.4.2 Resistência equivalente em série R_{eqC} . . . 47
5.5 Projeto da malha interna de corrente do supercapacitor . . . 48
5.5.1 Planta de corrente do supercapacitor . . . 48
5.5.2 Escolha da frequência de cruzamento da malha de corrente . . . 49
5.5.3 Determinação dos ganhos do controlador PI . . . 49
5.6 Projeto dos filtros de separação de escalas de corrente . . . 50
5.6.1 Filtro passa-baixas e referência de corrente da bateria . . . 50
5.6.1.1 Critério de escolha da frequência de corte . . . 50
5.6.2 Filtro passa-altas e referência rápida do supercapacitor . . . 51
5.6.2.1 Critério de escolha de K_{HP} . . . 51
5.7 Projeto da malha externa de tensão do supercapacitor . . . 52

5.7.1 Planta equivalente vista pela malha externa 52
5.7.2 Limitação da corrente lenta e escolha da banda 53
5.7.3 Controlador PI 53
5.7.4 Parâmetros de referência e consistência com o projeto energético 54
6 RESULTADOS E DISCUSSÕES 55
6.1 Configuração das simulações e cenários avaliados 55
6.2 Desempenho da malha interna de corrente 58
6.3 Separação de escalas de corrente no barramento 59
6.4 Malha externa de tensão do supercapacitor 60
6.5 Participação do supercapacitor no transitório 62
6.6 Frenagem regenerativa e reversão do fluxo de potência 63
6.7 Comparação com e sem supercapacitor 65
6.8 Síntese dos resultados e discussões 68
7 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS 70
7.1 Conclusão 70
7.2 Trabalhos futuros 71
REFERÊNCIAS 73

1 INTRODUÇÃO

1.1 Contextualização

Os conversores CC-CC desempenham papel central na eletrônica de potência por permitirem o controle eficiente da transferência de energia em sistemas de corrente contínua, conforme descrito por Erickson e Maksimovic (2001). A relevância dessas estruturas cresce com a expansão de aplicações como integração de fontes renováveis, mobilidade elétrica e sistemas embarcados.

Em cenários de energia renovável, Hu, Xie e Zhang (2024) destacam que tais conversores são essenciais para estabilizar o barramento sob condições de intermitência. Complementarmente, Alencar *et al.* (2024) evidenciam que arquiteturas bidirecionais de alto ganho são especialmente adequadas em sistemas sujeitos a rápidas variações de carga, ressaltando a necessidade de estratégias de controle precisas e respostas rápidas a transitórios.

Nesse contexto, observam-se avanços nos sistemas híbridos de armazenamento que combinam baterias e supercapacitores. Segundo Lencwe *et al.* (2024), o supercapacitor fornece resposta ultrarrápida a variações abruptas de potência, enquanto a bateria sustenta a energia de longa duração, aumentando a eficiência e prolongando a vida útil do sistema. Além disso, Melo (2014) mostra que conversores bidirecionais associados a módulos de supercapacitores reduzem ondulações de corrente e protegem a bateria contra descargas bruscas, elevando a confiabilidade operacional.

Assim, a integração de supercapacitores por meio de conversores bidirecionais adequadamente modelados e controlados torna-se essencial para o gerenciamento eficiente de energia em sistemas CC modernos, motivando o estudo desenvolvido neste trabalho.

1.2 Identificação do Problema

Diante da crescente demanda por sistemas de conversão de energia mais eficientes e robustos, surge a necessidade de compreender como o conversor CC-CC bidirecional, associado ao uso de supercapacitores, pode otimizar o desempenho de sistemas elétricos sujeitos a variações rápidas de carga.

Neste contexto, o problema central deste trabalho consiste em investigar se a utilização do supercapacitor como elemento de transferência rápida de energia, associada a uma estrutura de controle em cascata, pode contribuir de forma relevante para a melhoria do desempenho dinâmico e da estabilidade do sistema composto por bateria de 48 V, com capacidade nominal de 20 Ah (energia aproximada de 960 Wh), e um motor de 48 V, 15 A, sob diferentes condições de operação.

Nessa estrutura, a malha principal regula a corrente do supercapacitor, enquanto a

tensão do supercapacitor é controlada indiretamente por uma malha externa mais lenta, responsável apenas pela definição da referência de corrente.

1.3 Objetivos

Modelar e avaliar um conversor elevador de tensão bidirecional em corrente utilizando um supercapacitor como elemento de transferência rápida de energia, analisando seu impacto na eficiência e estabilidade dinâmica de um sistema composto por bateria e motor elétrico.

- Identificar os fundamentos teóricos e as topologias dos conversores CC-CC bidirecionais e sua relevância em sistemas de energia;
- Avaliar as características estruturais e elétricas dos supercapacitores e sua complementaridade em relação às baterias;
- Projetar e simular o conversor bidirecional considerando dois supercapacitores em série, cada um de 16,2 V e 58 F, integrados a uma bateria de lítio de 48 V e 20 Ah;
- Aplicar e ajustar o controle proporcional–integral (PI) para regular a corrente do supercapacitor em condições variáveis de carga;
- Comparar o desempenho dinâmico do sistema híbrido, com e sem o uso do supercapacitor, de modo a validar quantitativamente a contribuição dessa integração.

1.4 Justificativa

A justificativa fundamenta-se na necessidade de proteger a bateria devido a variações bruscas de demanda de corrente de um motor elétrico.

Durante as fases de partidas, aceleração e frenagens regenerativas podem ocorrer variações bruscas de energia. A bateria apresenta limitações em sua velocidade de resposta, o que pode comprometer a estabilidade do sistema e acelerar sua degradação por estresse eletroquímico.

O supercapacitor possibilita transferência rápida de energia, fornecendo ou absorvendo potência de curta duração, contribuindo para a estabilização da tensão do barramento e para a redução da ondulação de corrente percebida pela bateria Rego (2011) e Lencwe *et al.* (2024).

A topologia adotada, um conversor elevador de tensão bidirecional, permite tanto injetar a energia do supercapacitor para o barramento CC quanto recarregá-lo a partir da bateria.

Optou-se pelo uso de controladores PI na malha interna de corrente do supercapacitor e na malha externa associada à tensão do supercapacitor, em razão de sua simplicidade de implementação e robustez Oliveira (2016).

A contribuição esperada é demonstrar, por meio de simulações e análises, que a integração de supercapacitor e conversor bidirecional controlado por PI reduz picos de corrente na bateria, diminui o afundamento de tensão e melhora indicadores de desempenho dinâmico. Esses resultados têm impacto direto na vida útil da bateria e na eficiência global do sistema, com potencial de aplicação em sistemas embarcados ou microrredes.

1.5 Organização do Trabalho

Além da introdução, este trabalho está divido em seis capítulos, organizados da seguinte forma:

No Capítulo 2, é apresentada a revisão bibliográfica sobre conversores bidirecionais, supercapacitores e sistemas híbridos de armazenamento de energia, destacando aplicações consolidadas e lacunas na literatura.

No Capítulo 3, é abordada a fundamentação teórica necessária ao desenvolvimento do trabalho, incluindo os princípios de funcionamento dos conversores CC-CC bidirecionais, dos supercapacitores e do controlador PI.

No Capítulo 4, é descrita a modelagem matemática e a análise dinâmica do conversor bidirecional, obtendo as equações médias, o modelo linearizado em torno de um ponto de operação e a função de transferência para pequenos sinais.

No Capítulo 5, é apresentado o dimensionamento dos principais componentes do conversor (indutor, capacitor de barramento e banco de supercapacitores), bem como o projeto do controlador PI realizada a partir da planta linearizada.

No Capítulo 6, são ilustrados e comentados os resultados de simulação e as discussões sobre o comportamento dinâmico do sistema e o impacto do supercapacitor como elemento de transferência rápida de energia.

Por fim, são apresentadas as conclusões e sugestões para trabalhos futuros.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Este capítulo apresenta uma revisão estruturada da literatura relacionada aos conversores CC-CC bidirecionais, à integração de supercapacitores em sistemas híbridos de armazenamento e às estratégias de controle aplicadas a tais arquiteturas. A ênfase recai tanto sobre os avanços consolidados quanto sobre lacunas metodológicas ainda presentes, de modo a situar o problema investigado e fundamentar as escolhas técnicas adotadas neste trabalho.

2.1 Conversores CC-CC Bidirecionais

Conversores CC-CC bidirecionais constituem elemento central em sistemas modernos de gerenciamento de energia devido à sua capacidade de permitir fluxo reversível de potência entre barramentos e dispositivos de armazenamento.

Dentre as topologias bidirecionais, destaca-se o conversor *boost* bidirecional, capaz de elevar ou abaixar a tensão conforme a demanda energética.

Segundo Erickson e Maksimovic (2001), tais conversores fornecem elevada eficiência e versatilidade operacional, possibilitando a implementação de funções de carregamento, descarregamento e condicionamento de energia em diversas aplicações.

Autores como Ferreira (2007) e Rashid (2014) descrevem topologias capazes de operar tanto em modo *buck* quanto *boost*, o que viabiliza a transferência bidirecional de energia entre elementos com diferentes níveis de tensão. Esses estudos destacam a relevância da comutação controlada por semicondutores na obtenção de resposta dinâmica compatível com exigências industriais e automotivas.

Em sistemas de microrredes e armazenamento híbrido, Hu, Xie e Zhang (2024) enfatizam que a bidirecionalidade desempenha papel crucial na estabilização do barramento e na mitigação de efeitos transitórios de carga, particularmente em condições de rápida variação de potência. Em consonância, Lencwe *et al.* (2024) apontam desafios relacionados ao compromisso entre densidade de potência, resposta dinâmica e minimização de perdas.

Em síntese, a literatura evidencia que conversores bidirecionais constituem tecnologia madura, mas ainda sujeita a otimizações relacionadas ao desempenho dinâmico e à integração com sistemas híbridos de armazenamento.

2.2 Supercapacitores e Sistemas de Armazenamento Híbrido

Os supercapacitores consolidaram-se como elementos fundamentais em sistemas híbridos devido à sua elevada densidade de potência, grande ciclagem e capacidade de suportar variações rápidas de corrente. Conforme discutido por Santos (2020), tais

dispositivos apresentam tempos de resposta muito inferiores aos de baterias eletroquímicas, característica especialmente útil em eventos transitórios.

Rego (2011) reforça que o uso de supercapacitores como *buffers* dinamiza a estabilização de barramentos CC, contribuindo para a redução de oscilações e para o atendimento de picos momentâneos de potência. Estudos como os de Melo (2014) demonstram que a integração bateria–supercapacitor mitiga limitações individuais: enquanto o supercapacitor responde às demandas rápidas, a bateria fornece energia sustentada ao longo do tempo. Essa complementaridade reduz o estresse eletroquímico e prolonga a vida útil do sistema de armazenamento.

A integração eficiente desses dispositivos requer topologias apropriadas de conversores, como discutido por Yildirim (2022), que enfatiza a importância de estratégias de controle adequadas para garantir operação estável em sistemas de armazenamento de energia. Em aplicações de tração elétrica e microrredes, Lencwe *et al.* (2024) evidenciam que o uso combinado de baterias e supercapacitores impulsiona ganhos de desempenho dinâmico e eficiência global.

A literatura, portanto, demonstra consenso quanto ao papel estratégico dos supercapacitores em sistemas híbridos, sobretudo quando acoplados a conversores bidirecionais.

2.3 Estratégias de Controle para Conversores Bidirecionais

O desempenho de conversores bidirecionais depende fortemente da estratégia de controle empregada. Segundo Oliveira (2016), o controlador Proporcional–Integral (PI) permanece como uma das abordagens mais utilizadas em sistemas CC-CC devido à sua simplicidade, ampla disseminação industrial e capacidade de eliminar erro de regime permanente.

Apesar do avanço de técnicas alternativas, como controle preditivo e controle nebuloso (*fuzzy*), Mohan, Undeland e Robbins (2022) afirmam que o PI mantém predominância em ambientes industriais por exigir baixo esforço computacional e oferecer robustez adequada na maioria das aplicações. Quando devidamente ajustado, o PI proporciona tempo de resposta satisfatório e boa estabilidade mesmo sob perturbações na carga.

Estudos como os de Sousa *et al.* (2025) mostram que o controlador PI pode regular de forma eficaz a tensão do supercapacitor em conversores bidirecionais de alto ganho, mesmo sob variações de carga. No entanto, em arquiteturas com controle em cascata, como a adotada neste trabalho, a ação do controlador PI sobre a tensão do supercapacitor é realizada de forma indireta, por meio da geração de uma referência de corrente, enquanto a malha principal de controle atua sobre a corrente associada ao supercapacitor, a qual é imposta por meio da dinâmica do indutor do conversor.

Nessa estrutura, a regulação da tensão do supercapacitor ocorre de forma indireta

e em escala de tempo mais lenta, não interferindo diretamente na dinâmica rápida da malha interna de corrente.

Os resultados experimentais dos autores anteriores mostram que o PI é eficaz na regulação da tensão do supercapacitor em topologias bidirecionais operando em condições variáveis de carga.

A literatura converge, portanto, para o entendimento de que o controle PI, embora simples, permanece competitivo e adequado para aplicações que exigem equilíbrio entre desempenho, estabilidade e baixo custo computacional.

2.4 Síntese e Lacunas na Literatura

A Tabela 1 sintetiza as principais contribuições identificadas na literatura, destacando aplicações, pontos fortes e limitações metodológicas. Esta análise permite identificar tendências que fundamentam o desenvolvimento do presente trabalho.

Tabela 1 – Síntese do estado da arte em conversores bidirecionais e sistemas híbridos.

Autor/Ano	**Aplicação**	**Contribuição**	**Limitação**
Rego/2011	Banco de supercapacitores	Suprimento auxiliar de energia à bateria	Não aborda controle dinâmico
Ferreira/2007	Veículos elétricos	Sistema supervisório para gerenciamento multi-fontes	Não aprofunda análise de estabilidade dos conversores
Melo/2014	Veículo elétrico híbrido	Conversor intercalado associado a supercapacitor	Ênfase reduzida na análise dinâmica e no projeto de controle
Oliveira/2016	Nanorrede CC	Controle de carga via conversor bidirecional	Controle PI sem análise em frequência
Hu/2024	Microrrede	Estratégia de controle baseada em dados	Alto custo computacional e complexidade de implementação
Lencwe/2024	Sistema híbrido de armazenamento de energia	Revisão abrangente de conversores bidirecionais	Foco nas topologias; não aprofunda estratégias de controle
Sousa/2025	Supercapacitor + conversor bidirecional	Projeto de controlador PI	Falta de validação experimental

Fonte: Elaborado pela autora, com dados de Rego (2011), Ferreira (2007), Melo (2014), Oliveira (2016), Hu, Xie e Zhang (2024), Lencwe *et al.* (2024) e Sousa *et al.* (2025).

A partir dos estudos realizados, observa-se que a literatura avança em direção à integração de supercapacitores com conversores bidirecionais; entretanto, ainda há carência de trabalhos que combinem, de forma simultânea:

- modelagem dinâmica detalhada em condução contínua (CCM);
- projeto analítico e fundamentado de controladores PI;
- avaliação comparativa do impacto do supercapacitor em transitórios rápidos.

Essas lacunas sustentam a relevância da investigação conduzida neste trabalho, a qual busca combinar modelagem, controle e análise dinâmica aplicada à integração de supercapacitores em sistemas CC.

2.5 Conclusão da Revisão

A literatura evidencia a importância dos supercapacitores em sistemas híbridos e o papel central de conversores bidirecionais no gerenciamento de energia. Apesar disso, há uma lacuna na análise dinâmica detalhada associada ao projeto e validação de controladores em aplicações com resposta rápida, o que justifica a proposta deste trabalho.

3 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Este capítulo apresenta os conceitos essenciais para compreensão do funcionamento do conversor CC-CC bidirecional, das propriedades elétricas do supercapacitor e dos princípios do controlador proporcional–integral (PI). Esses fundamentos sustentam as etapas de modelagem e controle desenvolvidas nos capítulos posteriores, permitindo estabelecer uma estrutura conceitual clara e coerente para o sistema híbrido estudado.

3.1 Conversores CC-CC Bidirecionais

Conversores CC-CC bidirecionais são dispositivos capazes de transferir energia em ambos os sentidos entre dois barramentos de tensão contínua. Conforme Erickson e Maksimovic (2001), esses conversores operam tipicamente nos modos *buck* e *boost*, determinados pelo sentido do fluxo de potência e pelo estado dos interruptores semicondutoras.

De acordo com Ferreira (2007), a bidirecionalidade do conversor decorre de sua topologia e do uso de interruptores autocomutados, como MOSFETs ou IGBTs, capazes de conduzir corrente em ambos os sentidos, possibilitando a transferência de energia do barramento para o elemento de armazenamento e vice-versa. O acionamento complementar desses interruptores está associado à manutenção da corrente do indutor em condução contínua e à mitigação da operação em modo descontínuo, contribuindo para uma dinâmica mais favorável do conversor, mas não sendo, por si só, o fator determinante da bidirecionalidade, conforme discutido na literatura clássica de eletrônica de potência Erickson e Maksimovic (2001).

Rashid (2014) destaca que o desempenho do conversor depende do correto dimensionamento do indutor, do capacitor e da estratégia de modulação, especialmente em aplicações sujeitas a rápidas variações de carga. A operação em Modo de Condução Contínua (CCM), adotada neste trabalho, apresenta vantagens como menor ondulação de corrente e melhor resposta transitória.

3.2 Supercapacitores

Supercapacitores são dispositivos de armazenamento de energia caracterizados por elevada densidade de potência e alta durabilidade. Segundo Santos (2020), sua estrutura é formada por dois eletrodos de grande área superficial separados por uma distância infenitesimal e imerso em um eletrólito, em que a energia é armazenada no campo elétrico.

Conforme Rego (2011), o armazenamento de energia ocorre sem reações eletroquímicas significativas, o que reduz perdas, permite elevada ciclagem e favorece tempos de resposta extremamente curtos quando comparados às baterias tradicionais. Por esse motivo, supercapacitores são amplamente empregados como elementos de suporte dinâmico

em sistemas sujeitos a transitórios.

3.2.1 Modelo Equivalente

Para análises em corrente contínua e frequências moderadas, o supercapacitor pode ser representado pelo modelo equivalente composto por um capacitor ideal em série com uma resistência série equivalente (R_{ESR}).

A relação constitutiva do capacitor ideal é dada por:

$$i_{SC}(t) = C\,\frac{dv_C(t)}{dt},$$

da qual se obtém a expressão da tensão no capacitor:

$$v_C(t) = \frac{1}{C}\int i_{SC}(t)\,dt.$$

Dessa forma, define-se $v_C(t)$ como a tensão no capacitor ideal (associada ao armazenamento de energia) e $v_{SC}(t)$ como a tensão terminal do supercapacitor. Assim, a tensão terminal pode ser escrita como a soma da queda de tensão na resistência série equivalente e da tensão no capacitor ideal:

$$v_{SC}(t) = i_{SC}(t)\,R_{ESR} + v_C(t) = i_{SC}(t)\,R_{ESR} + \frac{1}{C}\int i_{SC}(t)\,dt.$$

Esse modelo é amplamente utilizado em estudos de conversores de potência para representar o comportamento dominante do supercapacitor em análises de baixa e média frequência, sendo suficiente para o escopo de modelagem e controle adotado neste trabalho Santos (2020).

3.2.2 Comparação com baterias

Ao contrário das baterias, que armazenam energia por meio de reações eletroquímicas reversíveis, supercapacitores utilizam mecanismos puramente eletrostáticos, o que lhes confere maior densidade de potência, menor ESR e elevado número de ciclos de carga e descarga Santos (2020).

Na Tabela 2 são sintetizadas as principais diferenças entre as duas tecnologias.

Tabela 2 – Comparativo entre baterias e supercapacitores.

Parâmetro	**Baterias (Íon–Lítio)**	**Supercapacitores**
Mecanismo de armazenamento	Eletroquímico	Eletrostático (dupla camada)
Densidade de energia (Wh/kg)	100 – 250	1 – 10
Densidade de potência (W/kg)	100 – 300	10 000 – 20 000
Tempo de carga/descarga	Minutos a horas	Milissegundos a segundos
Ciclos de carga/descarga	1 000 – 5 000	500 000 – 1 000 000
Resistência série equivalente (ESR)	Moderada	Muito baixa
Vida útil típica	3 – 10 anos	$>$ 10 anos
Aplicações principais	Autonomia prolongada	Picos de potência e recuperação de energia

Fonte: Elaborado pela autora com dados de Melo (2014), Yildirim (2022) e Hu, Xie e Zhang (2024).

A complementaridade entre baterias e supercapacitores fundamenta o conceito de sistemas híbridos de armazenamento, frequentemente utilizados em microrredes e veículos elétricos Melo (2014). Nessas aplicações, o supercapacitor atua como elemento de transferência rápida de energia, absorvendo ou fornecendo correntes de pico, enquanto a bateria atende à demanda média do sistema.

3.3 Controle Proporcional-Integral (PI)

Segundo Ogata (2010), o controlador PI é composto por ações proporcional e integral, atuando de forma a reduzir o erro entre a referência e a variável controlada.

A função de transferência do controlador PI pode ser expressa como:

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_i}{s},$$

em que K_p e K_i representam, respectivamente, os ganhos proporcional e integral.

Estudos como Sousa *et al.* (2025) mostram experimentalmente que o controle PI na regulação da tensão do supercapacitor em sistemas bidirecionais proporciona estabilidade e precisão satisfatórias, mesmo sob variações abruptas de carga. A sintonia adequada dos ganhos K_p e K_i é essencial para garantir o desempenho desejado da malha fechada.

3.3.1 Escolha da Variável Controlada

Neste trabalho, a variável diretamente controlada é a corrente associada ao supercapacitor (i_{SC}), por meio de uma malha interna de corrente implementada pelo conversor CC-CC bidirecional.

Do ponto de vista físico, essa corrente é determinada pela dinâmica do indutor do conversor, que atua como elemento intermediário de transferência de energia entre o barramento CC e o supercapacitor. Dessa forma, a malha interna regula a corrente associada ao supercapacitor (i_{SC}) por meio do conversor, sendo sua dinâmica definida pelo indutor.

A corrente do barramento CC é processada por um conjunto de filtros passa-baixa e passa-alta, responsáveis pela separação das componentes lenta e rápida da corrente do motor $i_m(t)$. A componente de baixa frequência é associada à bateria, enquanto a componente de alta frequência define a referência rápida de corrente do supercapacitor. Esses filtros desempenham um papel crucial na gestão eficiente da energia.

Essa filtragem em frequência permite compatibilizar a estrutura de controle em cascata com a divisão de funções do sistema híbrido, assegurando que o supercapacitor responda de forma rápida aos transitórios do barramento, enquanto a bateria atua predominantemente no suprimento da energia média.

A tensão do supercapacitor (v_{SC}) não é controlada diretamente pelos interruptores do conversor. Em vez disso, ela é regulada de forma indireta por intermédio de uma malha externa de tensão, mais lenta, responsável por gerar a referência de corrente a ser seguida pela malha interna. Essa estrutura caracteriza um controle em cascata, no qual as dinâmicas rápidas são atribuídas à malha de corrente, enquanto o balanço energético de médio prazo é tratado pela malha externa.

A adoção dessa estratégia é coerente com a função atribuída ao supercapacitor no sistema híbrido, que atua como elemento de transferência rápida de energia e compensação de transitórios de potência. Ao manter a tensão do supercapacitor dentro de uma faixa adequada, garante-se que o dispositivo esteja apto a fornecer ou absorver energia durante variações abruptas de carga, sem impor esforços dinâmicos excessivos à bateria.

Os principais motivos para a utilização da tensão do supercapacitor como variável energética regulada em malha externa (supervisão e regulação do estado de carga) são:

1. **Disponibilidade imediata de potência.** A regulação indireta de v_{SC} assegura que o supercapacitor opere em uma faixa de tensão compatível com a entrega ou absorção rápida de energia durante transitórios.

2. **Proteção da bateria.** A separação de escalas de tempo permite que a bateria seja responsável predominantemente pelo fornecimento da componente média de energia, enquanto o supercapacitor absorve as variações rápidas de corrente, reduzindo o estresse eletroquímico.

3. **Desacoplamento das dinâmicas do sistema.** O controle em cascata desacopla as dinâmicas rápidas da corrente associada ao supercapacitor (imposta pelo indu-

tor do conversor) das dinâmicas mais lentas associadas à energia armazenada no supercapacitor.

Essa abordagem estabelece uma divisão clara de funções no sistema híbrido: a malha interna impõe o comportamento dinâmico rápido por meio do controle da corrente do supercapacitor, implementado pela dinâmica do indutor do conversor, enquanto a malha externa assegura a regulação do estado energético do supercapacitor em horizontes de tempo mais longos.

3.4 Considerações Finais

Os conceitos apresentados constituem o conhecimento teórico necessário para a derivação dos modelos dinâmicos e da função de transferência do conversor, discutidos no Capítulo 4. A compreensão desses fundamentos é essencial para realizar a modelagem em modo contínuo, linearização e posterior projeto do controlador PI aplicado ao sistema.

4 MODELAGEM MATEMÁTICA E ANÁLISE DINÂMICA

Este capítulo desenvolve a modelagem matemática e a análise dinâmica do conversor CC-CC bidirecional empregado na interface entre o barramento CC e um banco de supercapacitores. O objetivo central é estruturar a construção do modelo e das malhas de controle em quatro etapas: (i) obtenção do modelo dinâmico em malha aberta, (ii) fechamento da malha interna de corrente do supercapacitor, (iii) separação da componente rápida de corrente associada à carga (barramento), reduzindo o esforço dinâmico na bateria e (iv) regulação do estado energético do supercapacitor por meio de uma malha externa de tensão.

No desenvolvimento analítico da malha interna de corrente, considera-se inicialmente um circuito de análise no qual o barramento CC é representado por uma fonte de tensão V_B. Essa representação corresponde a uma aproximação da bateria em horizontes de tempo curtos, nos quais sua dinâmica eletroquímica é desprezável, permitindo isolar a dinâmica dominante do conversor associada ao indutor, o qual atua como elemento físico responsável por impor a corrente associada ao supercapacitor na escala de tempo da malha interna.

Para análise energética em horizontes mais longos e para reproduzir afundamentos de tensão do barramento, o modelo é posteriormente estendido para um equivalente mínimo RC, preservando as deduções já obtidas para a malha interna.

Ao longo deste capítulo, os resultados de simulação são empregados exclusivamente como evidências da coerência dinâmica dos modelos deduzidos, enquanto a validação completa do sistema, sob diferentes perfis de carga e frenagem, é apresentada no Capítulo 6.

4.1 Modelagem dinâmica do conversor bidirecional em malha aberta

Esta seção apresenta o modelo dinâmico do conversor bidirecional em malha aberta. A modelagem é conduzida por análise por intervalos de comutação e pela técnica de modelo médio, resultando nas equações diferenciais médias e na função de transferência em pequenos sinais entre a razão cíclica e a corrente associada ao supercapacitor, variável escolhida como grandeza principal para o projeto da malha interna.

4.1.1 Topologia adotada no circuito de análise

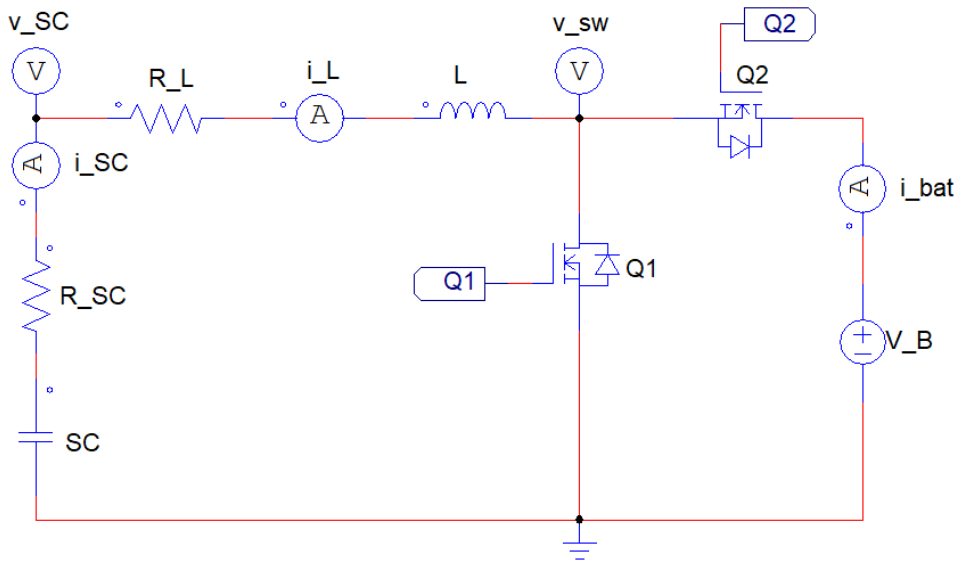
Na Figura 1 é apresentada a topologia considerada para a análise em malha aberta. O conversor é composto por um indutor L e dois interruptores ativos Q_1 e Q_2 em configuração de meia-ponte síncrona. O banco de supercapacitores é representado por uma capacitância equivalente C_{SC} e por sua resistência série equivalente R_{SC}, sendo ainda considerado um resistor adicional R_{L} associado às perdas no indutor. Para simplificar a

escrita, define-se a resistência série equivalente total:

$$R_s = R_{\mathrm{L}} + R_{\mathrm{SC}}. \tag{4.1}$$

Na análise, o barramento CC é representado por uma fonte de tensão constante V_B.

Figura 1 – Topologia do conversor bidirecional síncrono utilizada no circuito de análise em malha aberta.



Fonte: Elaborado pela autora.

4.1.2 Hipóteses e convenções de sinais

Para a obtenção de um modelo analítico, são adotadas as seguintes hipóteses:

- operação em condução contínua (CCM);
- semicondutores ideais;
- comutação complementar ideal;
- frequência de comutação suficientemente elevada para justificar o uso do modelo médio;
- no horizonte temporal da malha de corrente, assume-se a tensão no barramento como: $v_{bus}(t) \approx V_B$, com V_B constante;
- dinâmica do barramento CC e da tensão do supercapacitor lenta quando comparada à dinâmica da corrente imposta pelo indutor (corrente associada ao supercapacitor).

Define-se a corrente do indutor i_L positiva do supercapacitor em direção ao conversor (da esquerda para a direita na Figura 1). Como o supercapacitor está conectado ao conversor

por meio do ramo série de transferência de energia, a corrente associada ao supercapacitor coincide com a corrente do indutor na escala média do modelo (desprezadas ondulações de alta frequência), ou seja,

$$i_{SC}(t) = i_L(t). \tag{4.2}$$

O controle da corrente do indutor equivale, para fins de modelagem e controle, ao controle da corrente do supercapacitor.

Define-se v_C como a tensão no capacitor ideal C_{SC}, diretamente associada ao estado energético do banco, e v_{SC} como a tensão terminal do supercapacitor. Pela convenção adotada para i_{SC}, a tensão terminal é dada por

$$v_{SC}(t) = v_C(t) - R_{SC}\, i_{SC}(t), \tag{4.3}$$

onde R_{SC} é a resistência série do supercapacitor.

O nó de comutação v_{sw} alterna entre dois níveis, dependendo do estado das chaves:

- quando Q_2 conduz e Q_1 está bloqueado: $v_{sw} = V_B$;
- quando Q_1 conduz e Q_2 está bloqueado: $v_{sw} = 0$.

Define-se a razão cíclica $D \in [0, 1]$ associada ao comando de Q_2. Em cada período de chaveamento T_s:

- Q_2 conduz durante $D\,T_s$;
- Q_1 conduz durante $(1 - D)\,T_s$.

4.1.3 Modelagem por intervalos de comutação (ON/OFF)

A modelagem por intervalos consiste em escrever as equações diferenciais para cada subintervalo de comutação. Utilizam-se:

- a Lei de Kirchhoff das Tensões no ramo série $v_{sw} = v_C + v_R + v_L$;
- a relação constitutiva do indutor $v_L = L\, di_L/dt$;
- a relação do capacitor ideal $i_C = C_{SC}\, dv_C/dt$, com a convenção de sinais adotada.

Pela convenção escolhida, quando $i_L > 0$ o supercapacitor descarrega. Assim, a corrente no capacitor é $i_C = i_L$, resultando em:

$$C_{SC}\frac{dv_C}{dt} = i_L. \tag{4.4}$$

4.1.3.1 Intervalo 1: Q_2 conduz ($0 \leq t < DT_s$)

Quando Q_2 conduz, o nó de comutação é conectado ao barramento: $v_{sw} = V_B$.

$$V_B = v_C + R_s i_L + L\frac{di_L}{dt}.$$

$$L\frac{di_L}{dt} = -v_C - R_s i_L + V_B. \tag{4.5}$$

A dinâmica do supercapacitor é a dada por (4.4):

$$C_{SC}\frac{dv_C}{dt} = i_L.$$

4.1.3.2 Intervalo 2: Q_1 conduz ($DT_s \leq t < T_s$)

Quando Q_1 conduz, o nó de comutação é conectado ao terra: $v_{sw} = 0$.

$$0 = v_C + R_s i_L + L\frac{di_L}{dt}.$$

$$L\frac{di_L}{dt} = -v_C - R_s i_L. \tag{4.6}$$

A dinâmica do supercapacitor é a dada por (4.4):

$$C_{SC}\frac{dv_C}{dt} = i_L.$$

4.1.4 Modelo dinâmico médio

Para frequências muito menores que a frequência de comutação, as variáveis de estado do conversor podem ser aproximadas por seus valores médios ao longo de um período de comutação T_s. Para uma grandeza genérica $x(t)$, define-se o valor médio como:

$$\langle x \rangle = \frac{1}{T_s}\int_t^{t+T_s} x(\tau)\, d\tau.$$

Como o conversor opera em dois subintervalos distintos dentro de cada período de comutação, a média da derivada temporal de uma variável pode ser escrita como a combinação ponderada das derivadas em cada intervalo:

$$\left\langle \frac{dx}{dt} \right\rangle = D\left(\frac{dx}{dt}\right)_{\text{ON}} + (1-D)\left(\frac{dx}{dt}\right)_{\text{OFF}},$$

onde D é a razão cíclica associada à condução da chave Q_2.

Aplicando essa definição às equações do indutor obtidas nos intervalos ON e OFF, dadas por (4.5) e (4.6), obtém-se:

$$L\frac{di_L}{dt} = D\left(-v_C - R_s i_L + V_B\right) + (1-D)\left(-v_C - R_s i_L\right).$$

Após a simplificação dos termos, resulta a equação média da dinâmica da corrente do indutor:

$$L\frac{di_L}{dt} = -v_C - R_s i_L + DV_B. \tag{4.7}$$

Como a dinâmica do capacitor ideal é idêntica em ambos os subintervalos de comutação, sua equação média coincide com a equação instantânea definida anteriormente em (4.4), resultando em:

$$C_{SC}\frac{dv_C}{dt} = i_L. \tag{4.8}$$

Dessa forma, o modelo dinâmico médio do circuito de análise em malha aberta pode ser representado pelo seguinte sistema de equações diferenciais:

$$\begin{cases} L\dfrac{di_L}{dt} = -v_C - R_s i_L + DV_B, \\ C_{SC}\dfrac{dv_C}{dt} = i_L. \end{cases}$$

Esse conjunto de equações descreve a dinâmica média do conversor bidirecional no horizonte temporal da malha interna de corrente, sendo adequado para a análise em pequenos sinais e para o projeto do controlador associado à corrente do supercapacitor.

4.1.5 Ponto de operação e linearização em pequenos sinais

Para fins de projeto da malha interna de corrente, considera-se um ponto de operação local definido a partir das variáveis de estado do modelo médio. Assim, adota-se o seguinte ponto de operação:

$$(i_L, v_C, D) = (I_{L0}, V_{C0}, D_0),$$

em que V_{C0} representa o valor médio da tensão no capacitor ideal do supercapacitor no intervalo de análise, e D_0 é a razão cíclica média correspondente.

No horizonte temporal da malha interna de corrente, admite-se que a tensão do capacitor ideal varie lentamente em comparação com a dinâmica da corrente do indutor. Dessa forma, assume-se $v_C(t) \approx V_{C0}$ para fins de linearização local, enquanto a corrente i_L responde rapidamente às variações da razão cíclica.

A condição estacionária do indutor no ponto de operação é obtida a partir da equação do modelo médio (4.7), impondo-se $L\dfrac{di_L}{dt} = 0$, resultando em:

$$0 = -V_{C0} - R_s I_{L0} + D_0 V_B.$$

Da expressão acima, obtém-se a razão cíclica de equilíbrio:

$$D_0 = \frac{V_{C0} + R_s I_{L0}}{V_B}. \tag{4.9}$$

Definem-se, então, pequenas perturbações em torno do ponto de operação:

$$i_L = I_{L0} + \tilde{i}_L, \qquad v_C = V_{C0} + \tilde{v}_C, \qquad D = D_0 + \tilde{d}.$$

Substituindo essas expressões na equação média da dinâmica do indutor (4.7), desprezando produtos de termos de pequena amplitude e agrupando os termos de primeira ordem, obtém-se o modelo linearizado em pequeno-sinal:

$$L\frac{d\tilde{i}_L}{dt} = -\tilde{v}_C - R_s\tilde{i}_L + V_B\tilde{d}. \tag{4.10}$$

A dinâmica em pequenos sinais da tensão no capacitor ideal é obtida diretamente de (4.8), resultando em:

$$C_{SC}\frac{d\tilde{v}_C}{dt} = \tilde{i}_L. \tag{4.11}$$

As equações (4.10) e (4.11) constituem o modelo linearizado em pequenos sinais do conversor bidirecional no horizonte temporal da malha interna de corrente. Ressalta-se que, no modelo médio adotado, a corrente associada ao supercapacitor coincide com a corrente do indutor, isto é, $i_{SC}(t) = i_L(t)$, permitindo que o controle da corrente do indutor seja interpretado como controle da corrente do supercapacitor.

4.1.6 Função de transferência da corrente do indutor em virtude de perturbação na razão cíclica

Aplicando a transformada de Laplace à equação linearizada da dinâmica da corrente do indutor (4.10), assumindo condições iniciais nulas, obtém-se:

$$Ls\,\tilde{I}_L(s) = -\tilde{V}_C(s) - R_s\tilde{I}_L(s) + V_B\tilde{D}(s).$$

Para o projeto da malha interna de corrente, a variação da tensão no capacitor ideal do supercapacitor $\tilde{v}_C(t)$ é considerada lenta quando comparada à dinâmica da corrente do indutor. Assim, na banda de frequência de interesse da malha de corrente, pode-se assumir:

$$\tilde{V}_C(s) \approx 0.$$

Essa aproximação é válida desde que a largura de banda da malha interna de corrente seja escolhida significativamente maior do que a dinâmica associada a $v_C(t)$, e ainda suficientemente menor que a frequência de comutação, preservando a validade do modelo médio.

Sob essa hipótese, a equação acima reduz-se a:

$$(sL + R_s)\tilde{I}_L(s) \approx V_B\tilde{D}(s).$$

Dessa forma, a planta aproximada que relaciona a variação da razão cíclica à corrente do indutor é dada por:

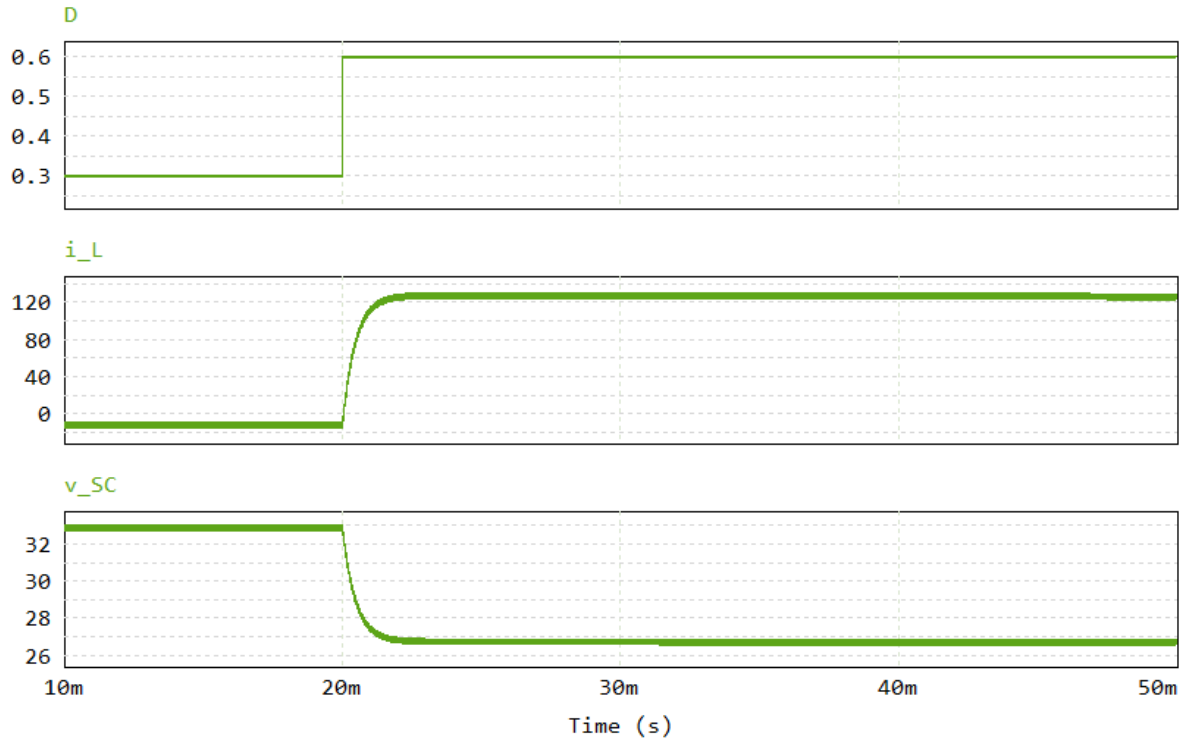
$$G_{i_L d}(s) = \frac{\tilde{I}_L(s)}{\tilde{D}(s)} \approx \frac{V_B}{sL + R_s}. \tag{4.12}$$

A função de transferência resultante é de primeira ordem. Um aumento da razão cíclica D eleva o valor médio de v_{sw}, aumentando a tensão média aplicada ao indutor (para v_C aproximadamente constante) e, consequentemente, elevando a corrente i_L.

4.1.7 Resposta transitória a variação em degrau da razão cíclica

Na Figura 2 é apresentada resposta dinâmica do conversor em malha aberta frente a uma variação em degrau da razão cíclica D.

Figura 2 – Resposta da corrente do indutor (i_L) a uma variação em degrau da razão cíclica (D) em malha aberta.



Fonte: Elaborado pela autora.

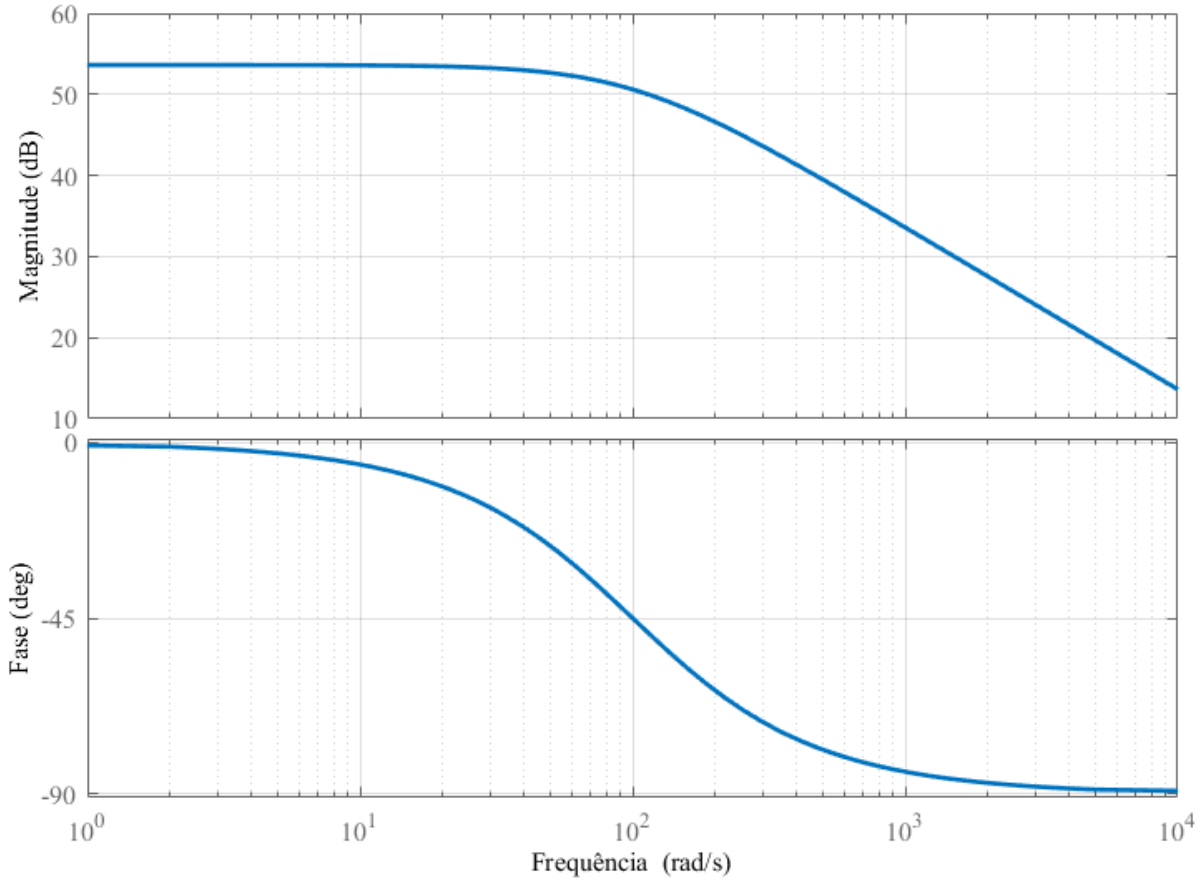
As alterações em D modificam diretamente a tensão média aplicada ao indutor, resultando em variações significativas da corrente i_L.

O aumento da razão cíclica amplia o tempo de condução da chave associada à transferência de energia da bateria, elevando i_L e provocando a redução da tensão do supercapacitor (v_{SC}), em concordância com as previsões do modelo médio e com o comportamento dinâmico esperado do conversor em malha aberta.

4.1.8 Resposta em frequência

Na Figura 3, é apresentada a resposta em frequência da função de transferência obtida para pequenos sinais entre a razão cíclica e a corrente do indutor, definida em (4.12).

Figura 3 – Resposta em frequência da função de transferência entre a razão cíclica e a corrente do indutor.



Fonte: Elaborado pela autora.

Observa-se que a planta apresenta comportamento típico de um sistema de primeira ordem, caracterizado por um único polo real associado à dinâmica do indutor. O polo da função de transferência está localizado em:

$$s = -\frac{R_s}{L},$$

o que determina a frequência de canto do sistema e a taxa de decaimento da magnitude em altas frequências. Em baixas frequências, a magnitude permanece aproximadamente constante, enquanto em frequências acima da frequência de canto observa-se uma inclinação de aproximadamente $-20\,\mathrm{dB/dec}$, característica de sistemas de primeira ordem.

Em baixas frequências, a fase aproxima-se de 0°, evidenciando que variações da razão cíclica resultam em variações da corrente do indutor no mesmo sentido. À medida que a frequência aumenta, observa-se uma redução gradual da fase, que tende a −90°, comportamento associado ao polo dominante introduzido pela dinâmica indutiva do sistema.

O diagrama de Bode confirma, portanto, que a planta da malha interna de corrente é estável, de primeira ordem e sem zeros, o que favorece a aplicação de um controlador proporcional–integral (PI) para o rastreamento da corrente. Para preservar a validade do modelo médio e evitar a influência dos efeitos de comutação, a largura de banda do controlador deve ser escolhida suficientemente abaixo da frequência de comutação, critério adotado no projeto apresentado no capítulo de dimensionamento.

4.1.9 Discussão

A análise em malha aberta mostra que a corrente do indutor depende diretamente da razão cíclica e das tensões do sistema, apresentando dinâmica de primeira ordem.

A introdução de uma malha interna de realimentação para o controle da corrente do indutor possibilita estabilizar a dinâmica rápida do conversor e permitir a imposição precisa da corrente associada ao supercapacitor.

4.2 Controle em malha fechada da corrente do supercapacitor

Nesta seção é apresentada a estrutura de controle em malha fechada da corrente associada ao supercapacitor. Como o supercapacitor está conectado ao conversor por meio do ramo série de transferência de energia, a corrente associada ao supercapacitor coincide, no modelo médio, com a corrente do indutor.

Conforme demonstrado na Seção 4.1, a planta associada à corrente do indutor é adequadamente descrita por uma dinâmica de primeira ordem. Dessa forma, adota-se um controlador PI, capaz de assegurar estabilidade em malha fechada e erro estacionário nulo no rastreamento de referências constantes ou lentamente variantes.

4.2.1 Estrutura do controlador PI e realimentação

Define-se o erro de corrente da malha interna como:

$$e_i(t) = i^*_{SC}(t) - i_{SC}(t), \tag{4.13}$$

em que, no modelo médio adotado, a corrente associada ao supercapacitor coincide com a corrente do indutor.

O controlador empregado na malha interna é do tipo PI, cuja função de transferência é dada por:

$$C_i(s) = K_{p,i} + \frac{K_{i,i}}{s}. \tag{4.14}$$

No domínio do tempo, a lei de controle correspondente pode ser expressa como:

$$u(t) = K_{p,i}\, e_i(t) + K_{i,i} \int_0^t e_i(\tau)\, d\tau, \tag{4.15}$$

em que $u(t)$ é o sinal de controle aplicado ao modulador PWM.

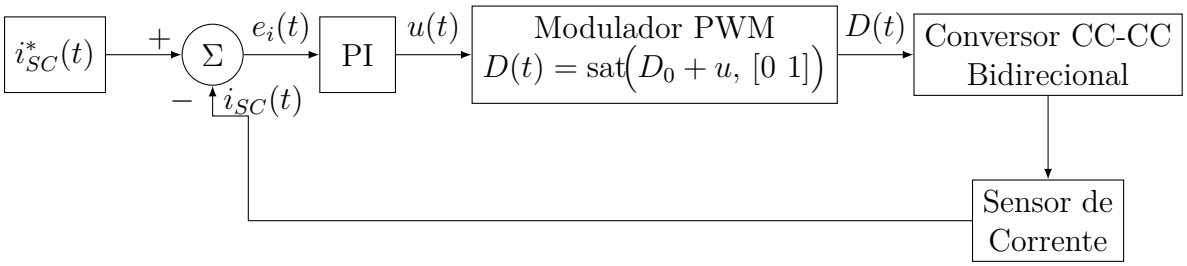
O sinal de controle aplicado ao modulador PWM está sujeito às limitações físicas da razão cíclica, sendo descrito por:

$$D(t) = \mathrm{sat}\Big(D_0 + u(t), [0\ 1]\Big), \tag{4.16}$$

onde D_0 representa a razão cíclica de equilíbrio no ponto de operação.

A estrutura da malha interna de controle de corrente é ilustrada na Figura 4,

Figura 4 – Estrutura da malha de controle de corrente do supercapacitor do conversor CC-CC bidirecional



Fonte: Elaborado pela autora.

em que:

- $i^*_{SC}(t)$ é a referência total de corrente aplicada a malha interna;
- Σ é o somador responsável pelo cálculo do erro de corrente;
- $e_i(t)$ é o erro da malha interna de corrente;
- Controlador PI é o bloco proporcional–integral que gera a ação de controle;
- $u(t)$ é o sinal de controle aplicado ao modulador PWM;
- D é a razão cíclica aplicada ao modulador PWM;
- Modulador PWM converte o sinal de controle em sinais de acionamento das chaves;
- Conversor CC-CC bidirecional representa a planta do sistema;
- i_{SC} é a corrente medida do supercapacitor, variável controlada da malha interna;
- Sensor de corrente fornece a medição da corrente do indutor para realimentação.

4.2.2 Critérios de projeto (sem cálculo nesta seção)

O projeto do controlador da malha interna de corrente é conduzido com base nos seguintes critérios:

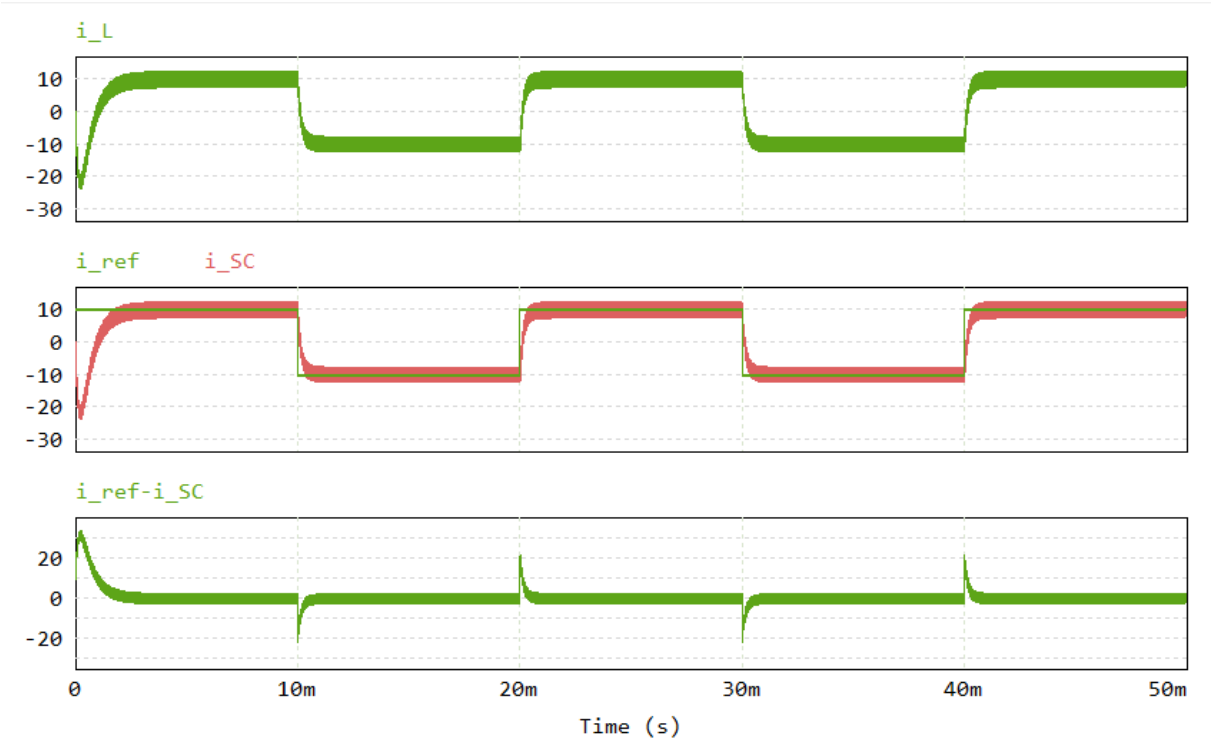
- garantir estabilidade em malha fechada;
- assegurar rastreamento rápido de variações em degrau da referência de corrente $i_{ref,final}$;
- proporcionar rejeição adequada a perturbações lentas associadas à tensão do supercapacitor;
- definir uma largura de banda inferior à frequência de comutação, preservando a validade do modelo médio.

Os ganhos do controlador, $K_{p,i}$ e $K_{i,i}$, não serão definidos nesta seção. O procedimento de dimensionamento e a sintonia do controlador PI são apresentados no Capítulo 5.

4.2.3 Resposta a degrau na referência de corrente

Na Figura 5 é apresentada a resposta da malha interna de corrente a variações em degrau da referência $i^*_{SC}(t)$.

Figura 5 – Resposta da corrente do indutor a variações em degrau da referência de corrente.



Fonte: Elaborado pela autora.

O comportamento evidenciado confirma que a malha fechada é estável e apresenta rastreamento rápido, com erro estacionário praticamente nulo. Esse resultado é coerente com a utilização do controlador proporcional–integral, cuja ação integral assegura a eliminação do erro em regime permanente frente a referências constantes ou lentamente variantes.

A resposta também evidencia a capacidade do conversor bidirecional de operar com reversão do sentido da corrente, característica essencial para a compensação de transitórios de carga e para a absorção de energia durante eventos de frenagem regenerativa.

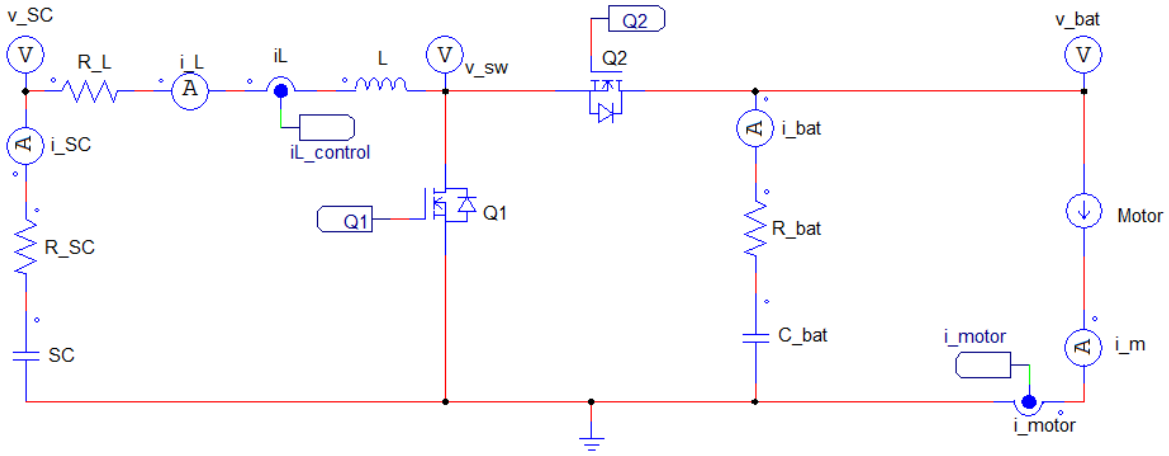
4.2.4 Discussão

A malha interna de corrente estabiliza a dinâmica do indutor e permite impor a corrente associada ao supercapacitor i_{SC} conforme a referência $i^*_{SC}(t)$. Essa malha estabelece a dinâmica rápida do sistema e constitui a base para as estratégias de controle, responsáveis pela gestão do barramento CC e pela redução do esforço dinâmico imposto à bateria, bem como pela regulação do estado energético do supercapacitor.

4.3 Modelo e controle do sistema com carga dinâmica

A partir deste ponto, a análise deixa de considerar o barramento CC como uma fonte de tensão rígida e passa a incorporar sua dinâmica mínima, representada por um capacitor em série com uma resistência equivalente, conforme ilustrado na Figura 6. Nesse modelo, o capacitor equivalente representa o armazenamento de energia associado à bateria, enquanto a resistência em série modela suas perdas internas, ao passo que a carga motriz é representada como uma fonte de corrente conectada ao barramento, adequada à descrição do conjunto inversor–motor. Essa extensão do modelo é necessária para a análise energética do sistema e para a avaliação da interação entre bateria, supercapacitor e carga motriz em horizontes de tempo mais longos, sem comprometer a validade das deduções realizadas para a malha interna de corrente.

Figura 6 – Topologia do conversor bidirecional síncrono utilizada para análise energética.



Fonte: Elaborado pela autora.

A estratégia para controle deste sistema envolve usar o supercapacitor para variações bruscas de demanda de potência e manter o estado de carga do supercapacitor.

O procedimento adotado envolve a separação da componente de alta frequência da corrente demandada pela carga no barramento CC. O objetivo é reduzir o esforço dinâmico imposto à bateria, delegando ao supercapacitor a compensação das variações rápidas de corrente associadas a transitórios de carga e a eventos de frenagem regenerativa.

4.3.1 Corrente no barramento CC

No sistema completo uma corrente $i_m(t)$ é associada ao conjunto inversor–motor conectado ao barramento CC. Essa corrente pode ser decomposta em uma componente de baixa frequência, relacionada à potência média demandada pelo sistema, e em componente de alta frequência, associada a variações rápidas de demanda de carga e a eventos de frenagem regenerativa.

A estratégia adotada baseia-se na filtragem de $i_m(t)$ para separar essas componentes em diferentes faixas de frequência, permitindo definir de forma explícita a participação da bateria e do supercapacitor no atendimento à demanda de corrente.

4.3.2 Separação de escalas de tempo

Considerando as características dos elementos de armazenamento:

- a bateria é associada ao fornecimento da componente de baixa frequência da corrente;
- o supercapacitor é associado ao fornecimento/absorção da componente de alta frequência.

Essa separação é implementada via filtragem da corrente $i_m(t)$.

4.3.3 Componente de baixa frequência

A componente de baixa frequência da corrente do barramento é extraída por meio de um filtro passa-baixas (LPF, do inglês *Low Pass*) de primeira ordem, definido no domínio da frequência por:

$$i_{LP}(s) = \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_c}}\, i_m(s), \tag{4.17}$$

onde $\omega_c = 2\pi f_c$ representa a frequência de corte do filtro.

Fisicamente, esse filtro tem a função de isolar a componente lenta da corrente associada à potência média demandada pela carga, compatível com a dinâmica eletroquímica da bateria. Dessa forma, a saída do filtro pode ser associada a corrente de referência associada à bateria:

$$i_b^*(t) = i_{LP}(t). \tag{4.18}$$

4.3.4 Componente de alta frequência

A componente de alta frequência da corrente pode ser determinada de forma complementar como a diferença entre a corrente total e sua componente filtrada:

$$i_{MP}(t) = i_m(t) - i_{LP}(t). \tag{4.19}$$

No domínio da frequência, a relação (4.19) resulta em:

$$i_{MP}(s) = \left(1 - \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_c}}\right) i_m(s) = \frac{\frac{s}{\omega_c}}{1 + \frac{s}{\omega_c}}\, i_m(s),$$

o que evidência que $i_{MP}(t)$ corresponde à saída de um filtro passa-alta (HPF, do inglês *High Pass*) complementar de primeira ordem aplicado à corrente do barramento.

Essa componente concentra as variações rápidas de corrente associadas a transitórios de carga e eventos de frenagem regenerativa, sendo, portanto, atribuída ao supercapacitor. A referência rápida de corrente ($i_{CH}^*(t)$) associada ao supercapacitor é definida como:

$$i_{CH}^*(t) = K_{SC}\, i_{MP}(t), \tag{4.20}$$

onde K_{SC} é um ganho que permite ajustar o nível de participação do supercapacitor na compensação dos transitórios rápidos.

Os valores da frequência de corte ω_c e do ganho K_{SC} são definidos no capítulo de dimensionamento, de modo a assegurar a separação adequada das escalas de tempo entre bateria e supercapacitor.

4.4 Controle do estado de carga do supercapacitor

Nesta seção, é apresentada a estratégia de controle responsável por regular o estado de carga do supercapacitor. Embora a referência rápida de corrente $i^*_{SC}(t)$ permita a compensação de transitórios rápidos de carga e eventos de frenagem regenerativa, essa ação não garante, por si só, que a tensão do supercapacitor permaneça dentro de uma faixa operacional adequada ao longo do tempo.

Isso ocorre porque a componente rápida de corrente possui natureza transitória e valor médio nulo, não assegurando o seu equilíbrio energético. Assim, introduz-se uma malha externa de controle, mais lenta que a malha interna de corrente, dedicada à regulação do estado energético do supercapacitor.

A estratégia adotada baseia-se em uma malha externa de tensão, responsável por corrigir o balanço energético de médio prazo e gerar uma componente lenta de referência de corrente, a ser somada à referência rápida associada aos transitórios.

4.4.1 Relação entre tensão e energia armazenada

No modelo adotado, o estado de carga do banco de supercapacitores é representado pela tensão no capacitor ideal C_{SC}, denotada por $v_C(t)$. Assim, a energia armazenada no elemento capacitivo ideal é dada por:

$$E_{SC}(t) = \frac{1}{2}\, C_{SC}\, v_C^2(t). \tag{4.21}$$

A tensão acessível à medição nos terminais do banco é $v_{SC}(t)$, relacionada a $v_C(t)$ pela resistência série equivalente total R_s, conforme (4.3).

Como R_{SC} é reduzida, em condições de corrente moderada ou em regimes nos quais $R_{SC} i_{SC}$ é pequena, utiliza-se $v_{SC}(t) \approx v_C(t)$ como aproximação prática para fins de avaliação do estado de carga. Dessa forma, a regulação de v_C (e, consequentemente, de v_{SC}) equivale, do ponto de vista energético, à regulação do estado de carga do banco de supercapacitores.

4.4.2 Definição da referência de tensão

A malha externa tem como objetivo regular a tensão do supercapacitor em torno de um valor de referência $v^*_{SC}(t)$, definido de forma a garantir margem suficiente para o fornecimento e a absorção de energia durante transitórios de carga e eventos de frenagem regenerativa.

Os valores numéricos de $v^*_{SC}(t)$, bem como os limites operacionais mínimo e máximo admissíveis para o supercapacitor, são definidos no capítulo de dimensionamento.

4.4.3 Modelo dinâmico da tensão do supercapacitor

A dinâmica fundamental do estado energético do supercapacitor é descrita pela tensão no capacitor ideal $v_C(t)$, cuja relação constitutiva é dada por:

$$C_{SC}\frac{dv_C(t)}{dt} = i_{SC}(t). \tag{4.22}$$

Como, no modelo médio adotado, a corrente associada ao supercapacitor coincide com a corrente do indutor, tem-se $i_{SC}(t) \equiv i_L(t)$. Dessa forma,

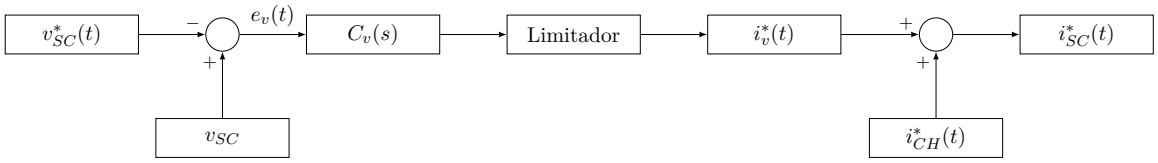
$$C_{SC}\frac{dv_C(t)}{dt} = i_L(t). \tag{4.23}$$

Essa equação evidencia o comportamento integrador da dinâmica energética do supercapacitor, justificando a adoção de uma malha externa de tensão, mais lenta que a malha interna de corrente.

4.4.4 Estrutura da malha externa de tensão

A malha externa é estruturada hierarquicamente em relação à malha interna de corrente. O erro de tensão do supercapacitor é processado por um controlador PI de tensão, cuja saída gera uma componente lenta de referência de corrente, responsável pelo balanço energético de médio prazo do banco de supercapacitores.

Figura 7 – Malha externa de tensão do supercapacitor.



Fonte: Elaborado pela autora.

onde:

- $v^*_{SC}(t)$ é a tensão de referência do supercapacitor;
- v_{SC} é a tensão medida do supercapacitor;
- $e_v(t) = v^*_{SC}(t) - v_{SC}(t)$ é o erro da malha externa de tensão;
- $C_v(s)$ é o controlador PI da malha externa de tensão;
- o limitador impõe restrições à componente lenta de referência de corrente;
- $i^*_v(t)$ é a referência da componente lenta de corrente associada ao controle do estado de carga do supercapacitor;

- $i^*_{CH}(t)$ é a componente de referência rápida de corrente associada aos transitórios do acionamento da máquina;
- $i^*_{SC}(t)$ é a referência total de corrente aplicada à malha interna.

A malha externa de tensão não atua diretamente sobre as chaves do conversor, mas apenas sobre a geração da referência de corrente. Essa estrutura em cascata desacopla as dinâmicas rápida (corrente) e lenta (energia), assegurando estabilidade e adequado gerenciamento energético do supercapacitor.

4.4.5 Controlador PI de tensão e referência total de corrente

Define-se o erro da malha externa de tensão como:

$$e_v(t) = v^*_{SC}(t) - v_{SC}(t), \tag{4.24}$$

o qual é processado por um controlador PI de tensão, cuja função de transferência é dada por:

$$C_v(s) = K_{p,v} + \frac{K_{i,v}}{s}. \tag{4.25}$$

A saída do controlador PI gera a componente lenta de referência de corrente, expressa no domínio de Laplace por:

$$I^*(s) = C_v(s)\, e_v(s). \tag{4.26}$$

Os ganhos $K_{p,v}$ e $K_{i,v}$ são escolhidos de modo que a dinâmica da malha externa de tensão seja significativamente mais lenta do que a dinâmica da malha interna de corrente, evitando interações indesejadas entre as duas malhas. O dimensionamento desses ganhos é apresentado no capítulo de dimensionamento.

A referência total de corrente aplicada à malha interna é obtida pela soma da componente rápida associada aos transitórios do barramento e da componente lenta associada ao controle energético do supercapacitor:

$$i^*_{SC}(t) = i^*_{CH}(t) + i^*_v(t). \tag{4.27}$$

Essa estrutura assegura que as variações rápidas de corrente sejam compensadas pelo supercapacitor, enquanto o nível médio de energia do banco de supercapacitor seja regulado pela malha externa de tensão, a partir da energia da bateria.

4.4.6 Síntese do capítulo

Este capítulo apresentou a modelagem matemática e a estrutura de controle do conversor CC-CC bidirecional empregado na interface entre o barramento CC e o banco de supercapacitores.

As expressões e estruturas obtidas fornecem a base analítica necessária para o dimensionamento dos componentes e para a síntese dos controladores.

5 DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES

Este capítulo complementa a modelagem matemática desenvolvida no Capítulo 4, aplicando as relações obtidas a partir do modelo médio e critérios clássicos de projeto para determinar os valores dos principais componentes do conversor CC-CC bidirecional, bem como os parâmetros dos controladores associados.

O dimensionamento é conduzido respeitando explicitamente a separação de escalas de tempo adotada ao longo do trabalho. Em particular:

- a malha interna de corrente é projetada assumindo o barramento CC como uma fonte de tensão de 48 V, equivalente à bateria no horizonte de tempo rápido;
- a dinâmica energética do sistema é analisada posteriormente, por meio de um modelo mínimo do barramento no qual a bateria de 48 V e 20 Ah é representada por um circuito equivalente do tipo *RC* série, em conjunto com a carga.

5.1 Premissas gerais de dimensionamento

Na Tabela 3, são apresentadas as principais premissas e parâmetros globais adotados no dimensionamento dos componentes eletrônicos. Esses valores refletem as características da bateria, do motor, do conversor e do banco de supercapacitores considerados.

Ressalta-se que nem todas as premissas são utilizadas simultaneamente em todas as etapas do dimensionamento, sendo cada parâmetro empregado de forma consistente com a hipótese adotada em cada análise específica.

Tabela 3 – Premissas e parâmetros fixos utilizados no dimensionamento.

Grandeza / Premissa	**Valor / Observação**
Tensão nominal do barramento	$V_B = 48$ V
Capacidade nominal da bateria	20 Ah
Corrente nominal do motor	$I_{\text{motor,nom}} = 15$ A
Corrente de pico do motor	$I_{\text{motor,pico}} = 40$ A
Frequência de comutação	$f_s = 50$ kHz
Banco de supercapacitores	2 × Maxwell BMOD0058 E016 B02 (série)
Capacitância de cada módulo	$C_{mod} = 58$ F
Tensão nominal de cada módulo	$V_{mod} = 16{,}2$ V
ESR de cada módulo	22 mΩ
Corrente de pico admissível no supercapacitor	$I_{SC,pico} = 100$ A

Fonte: Elaborado pela autora.

Com base na associação em série dos módulos e visando manter margem para operação bidirecional (fornecimento e absorção de energia), adota-se para o banco de

supercapacitores a seguinte faixa operacional de tensão:

$$v_{SC,\min} = 16 \text{ V}, \qquad v_{SC,\max} = 32 \text{ V}.$$

5.2 Dimensionamento do indutor

O indutor L é o elemento responsável por impor a dinâmica rápida da corrente no ramo de transferência de energia entre o barramento CC e o supercapacitor. No horizonte temporal da malha interna de corrente, adota-se o barramento como uma fonte ideal $V_B = 48$ V, conforme a formulada no Capítulo 4. Assim, o dimensionamento de L é conduzido a partir do *ripple* de corrente no regime de comutação, garantindo operação em CCM e esforços elétricos compatíveis com o banco de supercapacitores e os semicondutores.

5.2.1 Relações de comutação e razão cíclica no ponto de operação

No modelo do Capítulo 4, o nó de comutação v_{sw} alterna entre V_B (quando Q_2 conduz) e 0 (quando Q_1 conduz), com razão cíclica D associada a Q_2. A tensão aplicada ao indutor em cada subintervalo, desprezando a pequena contribuição de $R_s i_L$ no cálculo do *ripple*, pode ser aproximada por:

- Intervalo *ON* (Q_2 conduz): $v_{L,ON} \approx V_B - V_C$;
- Intervalo *OFF* (Q_1 conduz): $v_{L,OFF} \approx -V_C$.

No regime periódico em torno de um ponto de operação, a condição de equilíbrio do indutor impõe tensão média nula:

$$\langle v_L \rangle = D\, v_{L,ON} + (1 - D)\, v_{L,OFF} = 0.$$

Substituindo as expressões acima:

$$D\,(V\,B - V_C) + (1 - D)\; - V_C = 0 \;\; \Rightarrow \;\; -V_C + D\,V_B = 0,$$

de modo que a razão cíclica no ponto de operação é aproximada por:

$$D = \frac{V_C}{V_B}. \tag{5.1}$$

Ressalta-se que $D = V_C/V_B$ é uma aproximação empregada apenas para o cálculo do *ripple*. Em correntes elevadas, o termo $R_s i_L$ desloca o ponto de equilíbrio conforme $D_0 = (V_C + R_s I_L)/V_B$.

5.2.2 Correntes nominal e de pico no indutor

No modelo médio adotado, a corrente associada ao supercapacitor coincide com a corrente do indutor.

Para fins de dimensionamento de ordem de grandeza, utiliza-se uma aproximação entre as correntes nas portas do conversor. O barramento conduz corrente principalmente durante a fração do período em que Q_2 conecta o nó v_{sw} a V_B, permitindo estimar a corrente média no barramento como proporcional à razão cíclica.

Para o dimensionamento, considera-se a condição mais crítica de *ripple*, que ocorre quando $D \approx 0{,}5$, isto é, quando $V_C \approx V_B/2$. No sistema em estudo, adota-se como ponto típico de operação do supercapacitor:

$$V_C \approx 24 \text{ V} \quad \Rightarrow \quad D \approx \frac{24}{48} = 0{,}5.$$

Com isso:

$$I_{L,nom} \approx \frac{I_{\text{M,nom}}}{D} = \frac{15}{0{,}5} = 30 \text{ A}, \qquad I_{L,pico} \approx \frac{I_{\text{M,pico}}}{D} = \frac{40}{0{,}5} = 80 \text{ A}.$$

5.2.3 *Ripple* de corrente e escolha de L

O *ripple* pico-a-pico de corrente do indutor em CCM pode ser obtido a partir da variação de corrente em um dos subintervalos. No intervalo OFF, a tensão no indutor é positiva e vale aproximadamente $v_{L,OFF} \approx V_C$, durante $(1-D)T_s$, logo:

$$L\frac{\Delta i_L}{(1-D)T_s} = V_C.$$

$$\Delta i_L = \frac{V_C}{L}(1-D)T_s.$$

Como $T_s = 1/f_s$, resulta:

$$\Delta i_L = \frac{V_C(1-D)}{Lf_s}. \tag{5.2}$$

Substituindo $D = V_C/V_B$ (Eq. (5.1)), obtém-se uma forma explícita em função de V_C:

$$\Delta i_L = \frac{V_C\left(1-\frac{V_C}{V_B}\right)}{Lf_s}. \tag{5.3}$$

A expressão (5.3) é máxima quando $V_C = V_B/2$, isto é, quando $D = 0{,}5$. Nesse caso:

$$\Delta i_{L,\max} = \frac{\left(\frac{V_B}{2}\right)\left(1-\frac{1}{2}\right)}{Lf_s} = \frac{V_B}{4Lf_s}.$$

Adota-se como critério de projeto um *ripple* máximo de aproximadamente 20% da corrente nominal do indutor:

$$\Delta i_{L,\max} \leq 0{,}2\, I_{L,nom} \quad \Rightarrow \quad \Delta i_{L,\max} \leq 0{,}2 \cdot 30 = 6 \text{ A}.$$

Substituindo $V_B = 48$ V e $f_s = 50$ kHz:

$$6 \geq \frac{48}{4L \cdot 50 \times 10^3} \quad \Rightarrow \quad L \geq \frac{48}{4 \cdot 6 \cdot 50 \times 10^3} = 40 \times 10^{-6} \text{ H}.$$

Portanto, obtém-se:

$$L_{\min} = 40 \ \mu\text{H}. \tag{5.4}$$

Seleciona-se um valor comercial com margem:

$$L = 47 \ \mu\text{H}. \tag{5.5}$$

Para $L = 47$ μH, o *ripple* máximo (em $D = 0{,}5$) é:

$$\Delta i_{L,\max} = \frac{48}{4 \cdot 47 \times 10^{-6} \cdot 50 \times 10^3} = 5{,}11 \text{ A}.$$

5.2.4 Verificação de CCM

A condição de CCM, no ponto nominal, exige que a corrente mínima do indutor permaneça positiva:

$$I_{L,\min} = I_{L,nom} - \frac{\Delta i_{L,\max}}{2} = 30 - \frac{5{,}11}{2} = 27{,}45 \text{ A} > 0.$$

A verificação acima garante operação em CCM no regime de tração (corrente positiva). Em frenagem regenerativa, a corrente pode cruzar zero e tornar-se negativa. Nesse caso, a corrente permanece contínua (sem intervalos de corrente nula por comutação), porém o valor médio muda de sinal, caracterizando operação bidirecional em dois quadrantes.

5.3 Dimensionamento do banco de supercapacitores

O banco de supercapacitores foi especificado com dois módulos comerciais Maxwell BMOD0058 E016 B02 conectados em série. Cada módulo possui capacitância nominal $C_{mod} = 58$ F, tensão nominal $V_{mod} = 16{,}2$ V e resistência série equivalente $ESR_{mod} = 22$ mΩ.

5.3.1 Capacitância equivalente e resistência série equivalente do banco

Para dois capacitores conectados em série, a capacitância equivalente é dada por:

$$\frac{1}{C_{SC}} = \frac{1}{C_{mod}} + \frac{1}{C_{mod}} \ \Rightarrow \ C_{SC} = \frac{C_{mod}}{2} = \frac{58}{2} = 29 \text{ F}.$$

A tensão nominal do banco em série resulta da soma das tensões nominais individuais:

$$V_{SC,\text{nom}} = 2 \cdot V_{mod} = 2 \cdot 16{,}2 = 32{,}4 \text{ V}.$$

Para resistências em série, a resistência série equivalente total do banco é:

$$R_{SC} = ESR_{mod} + ESR_{mod} = 2ESR_{mod} = 2 \cdot 22 \text{ m}\Omega = 44 \text{ m}\Omega.$$

Além do R_{SC}, existem resistências adicionais associadas aos caminhos de corrente do sistema, como cabos, barramentos, resistência do indutor e conexões, agregadas ao termo R_{L}. Dessa forma, a resistência série total utilizada na modelagem dinâmica e no projeto do controle é definida como:

$$R_s = R_{\mathrm{L}} + R_{SC}. \tag{5.6}$$

Será definido arbitrariamente o valor de $R_{\mathrm{L}} = 50$ mΩ, resultando em:

$$R_s = 94 \text{ m}\Omega.$$

5.3.2 Faixa de operação e escolha da referência de tensão

Adota-se para o banco de supercapacitores a seguinte faixa operacional de tensão:

$$v_{SC,\min} = 16 \text{ V}, \qquad v_{SC,\max} = 32 \text{ V}.$$

A referência de tensão da malha externa é definida como:

$$v_{SC}^{*} \approx 26 \text{ V}.$$

Esse valor posiciona o banco em uma região intermediária da faixa operacional, com margem assimétrica intencional para absorção de energia durante eventos de frenagem regenerativa (elevação de tensão) sem violar $v_{SC,\max}$, ao mesmo tempo em que preserva margem adequada para fornecimento de energia ao barramento em picos de carga (redução de tensão). Tal escolha favorece a disponibilidade bidirecional de energia e evita operação próxima aos limites de tensão do banco.

5.3.3 Energia armazenada e energia útil na faixa operacional

Considerando o modelo dominante do banco como um capacitor ideal de capacitância C_{SC}, a energia armazenada em função da tensão no elemento capacitivo ideal v_C é dada por:

$$E_{SC}(v_C) = \frac{1}{2} C_{SC} v_C^2. \tag{5.7}$$

Na análise energética de regime médio, admite-se que v_C coincide aproximadamente com a tensão terminal v_{SC}, uma vez que a queda resistiva média associada a $R_s i_{SC}$ é pequena fora dos transitórios rápidos. Dessa forma, a energia disponível para troca com o barramento, ao operar entre os limites de tensão adotados, pode ser estimada por:

$$\Delta E_{SC} = \frac{1}{2} C_{SC} \left(v_{SC,\max}^2 - v_{SC,\min}^2 \right). \tag{5.8}$$

Com $C_{SC} = 29$ F, $v_{SC,\max} = 32$ V e $v_{SC,\min} = 16$ V, obtém-se:

$$\Delta E_{SC} = \frac{1}{2} \cdot 29 \cdot (32^2 - 16^2) = 14{,}5 \cdot 768 = 11136 \text{ J} \approx 11{,}1 \text{ kJ}.$$

A conversão de energia para Watt-hora resulta em:

$$11{,}1 \text{ kJ} = \frac{11{,}1 \times 10^3}{3600} \text{ Wh} \approx 3{,}08 \text{ Wh}.$$

5.3.4 Queda resistiva em regime de pico de corrente

Em transitórios rápidos, a tensão terminal do banco é afetada pelas quedas resistivas associadas às resistências série do sistema. Considerando inicialmente apenas o R_{SC} intrínseco do banco e uma corrente de pico $I_{SC,pico} = 100$ A, a queda mínima associada ao elemento capacitivo é:

$$\Delta v_{R_{SC}} \approx I_{SC,pico}\, R_{SC} = 100 \cdot 44 \text{ m}\Omega = 4{,}4 \text{ V}.$$

Quando se consideram também as resistências adicionais de interconexão, agregadas em R_{L}, a queda resistiva total no caminho de corrente pode ser estimada por:

$$\Delta v_{R_s} \approx I_{SC,pico}\, R_s = 100 \cdot 94 \text{ m}\Omega = 9{,}4 \text{ V}.$$

Esses valores evidenciam que, em regimes de pico, a tensão terminal v_{SC} pode apresentar variações instantâneas da ordem de vários volts. Tal comportamento reforça a necessidade de (i) margens adequadas na faixa operacional de tensão do banco e (ii) limitação da corrente lenta $i_v(t)$ gerada pela malha externa de tensão, de modo a preservar a integridade do banco de supercapacitores e a estabilidade do sistema.

5.4 Modelo mínimo do barramento CC para simulações sem fonte ideal

Conforme discutido no Capítulo 4, a malha interna de corrente é realizada assumindo o barramento CC como uma fonte rígida V_B, hipótese válida na escala de tempo rápida do indutor. Para a análise energética em horizontes mais longos e para reproduzir afundamentos de tensão no barramento em eventos de pico de corrente e frenagem regenerativa, substitui-se a fonte CC ideal por um modelo mínimo RC em série, utilizado nas simulações.

Nesse modelo, a bateria é representada por um capacitor equivalente C_{bat}, responsável por armazenar uma quantidade de energia equivalente à energia nominal do banco, em série com uma resistência R_{bat}, que representa perdas internas e limitações de fornecimento/absorção de corrente. O capacitor é inicializado com tensão igual à tensão nominal do barramento, isto é, $v_{bus}(0) = 48$ V.

O par (R_{bat}, C_{bat}) não visa reproduzir fielmente a impedância dinâmica eletroquímica da bateria, mas fornecer um modelo mínimo capaz de armazenar energia equivalente e produzir afundamentos de tensão proporcionais à corrente, adequados para estudos de interação e validação do controle.

5.4.1 Energia nominal da bateria e capacitância equivalente

A bateria do sistema possui tensão nominal de 48 V e capacidade de 20 Ah. A energia nominal correspondente é:

$$E_{bat} = V_{bat}\, Q = 48 \text{ V} \cdot 20 \text{ Ah}.$$

Convertendo:

$$E_{bat} = 48 \cdot 20 = 960 \text{ Wh}, \qquad 1 \text{ Wh} = 3600 \text{ J} \;\Rightarrow\; E_{bat} = 960 \cdot 3600 = 3456000 \text{ J}.$$

No modelo mínimo, essa energia é representada por um capacitor equivalente C_{bat}. A bateria de lítio de 48 V opera com tensão de 39 V a 54,6 V. Pela relação de energia em capacitor:

$$E_C = \frac{1}{2} C_{bat} \, (V_{max}^2 - V_{min}^2).$$

Igualando $E_C = E_{bat}$ e isolando C_{bat}:

$$C_{bat} = \frac{2E_{bat}}{V_{max}^2 - V_{min}^2}. \tag{5.9}$$

Substituindo $E_{bat} = 3456000$ J, $V_{max} = 54,6$ V e $V_{min} = 39$ V:

$$C_{bat} = \frac{2 \cdot 3456000}{54,6^2 - 39^2} = 4730 \text{ F}.$$

Neste trabalho será adotado o valor de:

$$C_{bat} = 4730 \text{ F}.$$

5.4.2 Resistência equivalente em série R_{eqC}

A resistência R_{bat} é introduzida para representar perdas internas e para permitir afundamentos de tensão da bateria proporcionais à corrente, aproximando o comportamento observado em baterias sob regime dinâmico. Um critério direto é impor uma queda de tensão máxima ΔV_{bus} em um cenário de pico de corrente do motor.

Considerando a corrente de pico $I_{\text{motor,pico}} = 40$ A e admitindo, por exemplo, um afundamento de aproximadamente 4 V no barramento, tem-se:

$$\Delta V_{bus} \approx I_{\text{motor,pico}}\, R_{bat} \;\Rightarrow\; R_{bat} \approx \frac{\Delta V_{bus}}{I_{\text{motor,pico}}} = \frac{4}{40} = 0,1 \ \Omega.$$

Assim, adota-se:

$$R_{bat} = 0{,}1\ \Omega. \tag{5.10}$$

Embora a constante de tempo associada ao modelo mínimo da bateria seja elevada,

$$\tau = R_{bat}C_{bat} \approx 473\ \text{s}, \tag{5.11}$$

as variações rápidas observadas na tensão do barramento durante os transitórios de carga não estão associadas à dinâmica do capacitor equivalente da bateria.

Essas variações decorrem predominantemente de dois efeitos: (i) a queda resistiva instantânea na resistência série R_{bat}, proporcional à corrente demandada pelo barramento, e (ii) a dinâmica do capacitor do barramento CC, responsável pela sustentação da tensão em horizontes temporais curtos.

Assim, o modelo adotado é adequado para capturar simultaneamente o comportamento quase estacionário da bateria e os afundamentos rápidos de tensão relevantes para a análise do sistema de controle, sem a necessidade de modelos eletroquímicos de maior complexidade, conforme amplamente discutido na literatura Plett (2015).

5.5 Projeto da malha interna de corrente do supercapacitor

O projeto da malha interna de corrente do supercapacitor baseia-se diretamente no modelo linearizado deduzido no Capítulo 4.

5.5.1 Planta de corrente do supercapacitor

A planta utilizada para o projeto da malha interna de corrente é obtida a partir do modelo linearizado em pequenos sinais deduzido no Capítulo 4. A função de transferência entre a razão cíclica e a corrente do indutor:

$$G_{p,i}(s) = \frac{\tilde{i}_L(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{V_B}{Ls + R_s} = \frac{\frac{V_B}{R_s}}{1 + s\frac{L}{R_s}}$$

A resposta em frequência é obtida por $s = j\omega$:

$$G_{p,i}(j\omega) = \frac{V_B}{R_s + j\omega L} = \frac{\frac{V_B}{R_s}}{1 + j\frac{\omega}{\omega_p}}, \qquad \omega_p = \frac{R_s}{L}.$$

Trata-se de uma planta de primeira ordem, com polo dominante em:

$$\omega_p = \frac{R_s}{L} = \frac{94 \times 10^{-3}}{47 \times 10^{-6}} = 2{,}0 \times 10^3\ \text{rad/s}.$$

correspondendo a uma frequência de aproximadamente 318 Hz.

5.5.2 Escolha da frequência de cruzamento da malha de corrente

A frequência de cruzamento da malha interna de corrente foi escolhida como

$$f_{ci} = 1 \text{ kHz}, \qquad \omega_{ci} = 2\pi f_{ci} \approx 6283 \text{ rad/s}.$$

valor suficientemente superior ao polo dominante da planta, assegurando boa rapidez de resposta, e suficientemente inferior à frequência de chaveamento ($f_s = 50$ kHz), de modo a preservar a validade do modelo médio e evitar efeitos relevantes de atraso associados ao PWM.

Para as frequências de interesse da malha de corrente ($\omega \ll \omega_s$), os atrasos de comutação e amostragem são desprezados, permitindo aproximar a planta por um sistema de primeira ordem. Essa hipótese é usual em projetos de malhas internas rápidas baseados em modelos médios e será posteriormente validada por meio de simulações no circuito completo Erickson e Maksimovic (2001).

5.5.3 Determinação dos ganhos do controlador PI

O controlador da malha interna de corrente é do tipo PI:

$$G_c(s) = K_{p,i} + \frac{K_{i,i}}{s} = K_{p,i}\left(1 + \frac{\omega_i}{s}\right), \tag{5.12}$$

onde $\omega_i = K_{i,i}/K_{p,i}$ é a frequência angular (em rad/s) associada ao zero do controlador PI, definida como um parâmetro de projeto.

Para compensar parcialmente a dinâmica da planta, posiciona-se o zero do PI próximo ao polo dominante:

$$\omega_i \approx \omega_p.$$

Impondo ganho unitário em malha aberta na frequência de cruzamento ω_{ci}, tem-se que o módulo da FT do controlador na frequência de cruzamento é dado por:

$$|G_c(j\omega_{ci})| = K_{p,i}\sqrt{1 + \left(\frac{\omega_i}{\omega_{ci}}\right)^2}.$$

Assim, a condição de cruzamento resulta em:

$$K_{p,i} \approx \frac{1}{|G_{p,i}(j\omega_{ci})|\sqrt{1 + \left(\frac{\omega_i}{\omega_{ci}}\right)^2}} \approx \frac{L\,\omega_{ci}}{V_B} = \frac{47 \times 10^{-6} \cdot 6283}{48} = 6{,}15 \times 10^{-3}. \tag{5.13}$$

O ganho integral é então determinado por:

$$K_{i,i} = K_{p,i}\,\omega_i = 6{,}15 \times 10^{-3} \cdot 2000 = 12{,}3. \tag{5.14}$$

O controlador PI da malha interna de corrente resulta, portanto, em:

$$G_c(s) = 6{,}15 \times 10^{-3} + \frac{12{,}3}{s}. \tag{5.15}$$

5.6 Projeto dos filtros de separação de escalas de corrente

Conforme estabelecido no Capítulo 4 e de acordo com a diretriz adotada neste trabalho, a referência de corrente do indutor associado ao supercapacitor é obtida exclusivamente a partir da componente de alta frequência da corrente da carga. Essa estratégia garante que o supercapacitor seja responsável pela compensação dos transitórios rápidos de potência, enquanto a bateria fornece apenas a componente média de energia.

Para tal, a corrente do barramento CC, equivalente à corrente demandada pelo conjunto inversor–motor, é decomposta em duas componentes por meio de filtragem em frequência. A componente lenta é extraída por um filtro passa-baixa e utilizada apenas para fins de separação energética, enquanto a componente rápida define diretamente a referência de corrente do indutor do supercapacitor.

5.6.1 Filtro passa-baixas e referência de corrente da bateria

A componente de baixa frequência da corrente do barramento é obtida por meio de um filtro passa-baixas de primeira ordem, descrito por:

$$H_{LP}(s) = \frac{I_{LP}(s)}{I_m(s)} = \frac{\omega_c}{s + \omega_c}, \tag{5.16}$$

em que $\omega_c = 2\pi f_c$ representa a frequência de corte do filtro.

A saída do filtro define a corrente lenta associada à bateria, utilizada como referência:

$$i^*_{bat}(t) = i_{LP}(t). \tag{5.17}$$

5.6.1.1 Critério de escolha da frequência de corte

A escolha da frequência de corte deve garantir a separação adequada de escalas entre:

- a dinâmica rápida do conversor e da malha interna de corrente, cuja largura de banda é da ordem de dezenas a centenas de Hz; e
- a dinâmica lenta desejada para a participação da bateria, associada ao fornecimento de energia média.

Dessa forma, a frequência de corte deve ser escolhida suficientemente inferior à frequência de cruzamento da malha interna de corrente, de modo a não interferir na dinâmica de controle rápido, e suficientemente superior às variações lentas associadas à bateria, assegurando a adequada separação energética entre os dispositivos de armazenamento.

Neste trabalho, adota-se:

$$f_c = 300 \text{ Hz}, \qquad \omega_c = 2\pi f_c \approx 1885 \text{ rad/s}.$$

Esse valor é da mesma ordem de grandeza da frequência associada ao polo elétrico do sistema e permanece aproximadamente uma década abaixo da frequência de cruzamento da malha interna de corrente ($f_{ci} = 1$ kHz), garantindo adequada separação de escalas. Além disso, f_c é muito inferior à frequência de chaveamento do conversor, assegurando que a filtragem atue exclusivamente na geração das referências de corrente e na divisão energética do barramento, sem interferir diretamente na dinâmica do modulador PWM.

5.6.2 Filtro passa-altas e referência rápida do supercapacitor

A componente rápida da corrente do barramento é definida como o complemento da componente lenta:

$$i_{MP}(t) = i_m(t) - i_{LP}(t), \tag{5.18}$$

o que equivale à aplicação de um filtro passa-alta de primeira ordem:

$$H_{HP}(s) = \frac{I_{HP}(s)}{I_m(s)} = \frac{s}{s + \omega_c}. \tag{5.19}$$

A referência de corrente associada ao supercapacitor é obtida a partir da componente de alta frequência da corrente da carga, extraída por meio de um filtro passa-alta. Essa componente define a parcela da corrente do barramento associada aos transitórios rápidos e é utilizada como referência da malha interna de corrente do indutor, conforme:

$$i^*_{CH}(t) = K_{HP}\, i^*_{MP}(t), \tag{5.20}$$

onde $i^*_{MP}(t)$ representa a saída do filtro passa-alta aplicado à corrente da carga e K_{HP} é um ganho de ajuste. Dessa forma, a bateria permanece responsável apenas pela componente de baixa frequência da corrente, não participando da compensação dos transitórios rápidos, o que contribui para a redução do estresse dinâmico e o prolongamento de sua vida útil.

5.6.2.1 Critério de escolha de K_{HP}

O ganho K_{HP} é selecionado de forma a:

- garantir que as variações rápidas de corrente do barramento, incluindo picos associados à aceleração do motor e eventos de frenagem regenerativa com reversão de corrente, sejam majoritariamente compensadas pelo supercapacitor;
- respeitar os limites de corrente admissíveis do conversor e do banco de supercapacitores;
- reduzir o estresse dinâmico imposto à bateria, em consonância com o objetivo do sistema híbrido.

No modelo médio adotado, a corrente do supercapacitor coincide com a corrente do indutor do conversor bidirecional, de modo que a malha interna de corrente realiza diretamente o rastreamento da referência $i^*_{CH}(t)$, assegurando resposta rápida e controlada aos transitórios do barramento CC.

5.7 Projeto da malha externa de tensão do supercapacitor

A malha externa de tensão é responsável por regular o estado energético do banco de supercapacitores em uma escala de tempo significativamente mais lenta que a da malha interna de corrente, de modo a não interferir na dinâmica rápida imposta pelo conversor. Essa malha atua ajustando lentamente o nível médio de energia armazenada, garantindo que a tensão terminal $v_{SC}(t)$ permaneça próxima de um valor de referência v^*_{SC}.

Conforme estabelecido no Capítulo 4, essa malha não atua diretamente sobre o modulador PWM, mas gera uma componente lenta de referência de corrente $i_v(t)$, a qual é somada à componente rápida $i^*_{CH}(t)$, formando a referência total aplicada à malha interna:

$$i^*_{SC}(t) = i_{CH}(t) + i_v(t). \tag{5.21}$$

5.7.1 Planta equivalente vista pela malha externa

No modelo médio adotado, a dinâmica dominante associada ao armazenamento de energia no banco de supercapacitores é representada pela tensão no capacitor ideal $v_C(t)$, cuja evolução temporal é dada por (4.22).

Assume-se que a malha interna de corrente é suficientemente rápida para impor $i_{SC}(t) \approx i^*_{SC}(t)$ na banda de interesse da malha externa. Além disso, a componente rápida $i_{CH}(t)$, associada aos transitórios do barramento, apresenta valor médio aproximadamente nulo. Dessa forma, a malha externa atua predominantemente sobre a componente lenta $i_v(t)$.

Assim, para fins de síntese da malha externa, adota-se como planta equivalente a relação entre a variação da corrente lenta i_v e a tensão no capacitor ideal:

$$G_{v_C i_v}(s) = \frac{\tilde{V}_C(s)}{\tilde{I}_v(s)} \approx \frac{1}{C_{SC}s}. \tag{5.22}$$

A planta apresenta ganho positivo, uma vez que o aumento da corrente injetada no supercapacitor resulta na elevação de sua tensão. A realimentação negativa da malha externa é assegurada pela definição explícita do erro de controle $e_v(t) = v^*_{SC}(t) - v_{SC}(t)$, bem como pela convenção de sinais adotada no somador da estrutura de controle implementada.

A tensão terminal do banco é dada por

$$v_{SC}(t) = v_C(t) - R_s i_{SC}(t)$$

. Como a malha externa atua sobre a componente lenta da corrente $i_v(t)$, cuja variação temporal é suave, a contribuição média da queda resistiva $R_s i_v(t)$ é reduzida na banda de frequência de interesse dessa malha. Dessa forma, para fins de síntese do controlador de tensão, adota-se a aproximação $v_{SC}(t) \approx v_C(t)$ como válida.

5.7.2 Limitação da corrente lenta e escolha da banda

Para garantir que a malha externa atue exclusivamente no balanço energético de médio prazo, sem competir com a compensação rápida de corrente atribuída ao supercapacitor, impõe-se uma limitação explícita à componente lenta de referência de corrente. Neste trabalho, adota-se $I_{v,\max} = 20$ A.

Esse valor é significativamente inferior ao limite de corrente da malha interna (± 100 A), assegurando que a ação da malha externa permaneça lenta e não interfira na compensação rápida dos transitórios do barramento.

A escolha da banda da malha externa deve ser coerente com a dinâmica física de armazenamento de energia do banco de supercapacitores, a qual é representada pela variação da tensão no capacitor equivalente. A taxa máxima de variação dessa tensão é limitada por:

$$\left|\frac{dv_C}{dt}\right|_{\max} = \frac{I_{v,\max}}{C_{SC}} = \frac{20 \text{ A}}{29 \text{ F}} \approx 0{,}69 \text{ V/s},$$

o que caracteriza uma dinâmica intrinsecamente lenta.

Dessa forma, adota-se uma frequência de cruzamento da malha externa muito inferior à frequência de corte do filtro de separação de correntes ($f_c = 300$ Hz) e à largura de banda da malha interna de corrente ($f_{ci} = 1$ kHz). Neste trabalho, define-se:

$$f_{cv} = 0{,}2 \text{ Hz}, \qquad \omega_{cv} = 2\pi f_{cv} \approx 1{,}257 \text{ rad/s}. \tag{5.23}$$

Essa escolha assegura ampla separação de escalas e evita saturações prolongadas da componente lenta de corrente.

5.7.3 Controlador PI

Define-se o erro de tensão da malha externa como:

$$e_v(t) = v_{SC}^* - v_{SC}(t). \tag{5.24}$$

Adota-se um controlador proporcional–integral (PI) para o processamento desse erro:

$$C_v(s) = K_{p,v} + \frac{K_{i,v}}{s}. \tag{5.25}$$

A planta equivalente vista pela malha externa, definida em (5.22), apresenta ganho positivo, uma vez que uma variação positiva da corrente lenta i_v resulta no aumento da

tensão no capacitor ideal v_C. Dessa forma, a realimentação negativa é obtida diretamente pela definição do erro em (5.24), não sendo necessária a inversão explícita de sinais no controlador. Assim, adotam-se ganhos $K_{p,v} > 0$ e $K_{i,v} > 0$.

Para obter margem de fase adequada e evitar variações excessivas na componente lenta da corrente de referência, posiciona-se o zero do controlador PI uma década abaixo da frequência de cruzamento da malha externa:

$$\omega_{zv} = \frac{\omega_{cv}}{10} \approx 0{,}126 \text{ rad/s}. \tag{5.26}$$

Impondo a condição de cruzamento em magnitude,

$$|C_v(j\omega_{cv})\, G_{v_C i_v}(j\omega_{cv})| = 1,$$

e utilizando $|G_{v_C i_v}(j\omega_{cv})| = 1/(C_{SC}\omega_{cv})$, obtém-se:

$$K_{p,v} \approx C_{SC}\, \omega_{cv} \approx 36,5. \tag{5.27}$$

O ganho integral resulta de:

$$K_{i,v} = K_{p,v}\, \omega_{zv} \approx 36{,}5 \cdot 0{,}126 \approx 4{,}59. \tag{5.28}$$

Assim, o controlador PI da malha externa de tensão é definido por:

$$C_v(s) = 36{,}5 + \frac{4{,}59}{s}. \tag{5.29}$$

A referência total enviada à malha interna é então implementada como:

$$i^*_{SC}(t) = i^{lim}_{SC,fa}(t) + i^{lim}_{v}(t), \tag{5.30}$$

assegurando que a componente rápida seja priorizada nos transitórios do barramento, enquanto a componente lenta atue exclusivamente no balanço energético de médio prazo do banco de supercapacitores.

5.7.4 Parâmetros de referência e consistência com o projeto energético

Adota-se como referência de operação do banco de supercapacitores:

$$v^*_{SC} = 26 \text{ V}. \tag{5.31}$$

Esse valor posiciona a tensão de operação aproximadamente no centro da faixa admissível do banco ($v_{SC,\min}$ e $v_{SC,\max}$), garantindo margem adequada para fornecimento de energia em picos de carga (queda de tensão) e para absorção de energia em eventos de frenagem regenerativa (elevação de tensão), sem saturar a ação do conversor nem comprometer a separação de escalas entre as malhas de controle.

Dessa forma, a malha externa de tensão atua exclusivamente na regulação do nível médio de energia armazenada no supercapacitor, por meio do controle da tensão $v_{SC}(t)$, sem interferir na compensação rápida de corrente nem na estabilidade da malha interna.

6 RESULTADOS E DISCUSSÕES

6.1 Configuração das simulações e cenários avaliados

As simulações foram conduzidas no ambiente PSIM utilizando os parâmetros dimensionados no Capítulo 5. O conversor CC-CC bidirecional opera com frequência de chaveamento $f_s = 50$ kHz, indutor $L = 47$ μH e banco de supercapacitores equivalente a $C_{SC} = 29$ F, com resistência série total estimada em $R_s \approx 94$ mΩ.

Para representar a dinâmica do barramento CC e reproduzir afundamentos de tensão sob variações de carga, a bateria foi modelada por meio de um modelo mínimo composto por um ramo RC em série, com capacitância equivalente $C_{bat} = 4730$ F e resistência $R_{bat} = 0{,}1$ Ω, inicializado em $v_{bus}(0) = 48$ V. Adicionalmente, foi incluído um capacitor de barramento C_{CC} em paralelo com a carga, responsável por representar o desacoplamento local e a filtragem passiva das variações rápidas de corrente no barramento CC, bem como uma resistência série equivalente associada às perdas do capacitor e das interconexões.

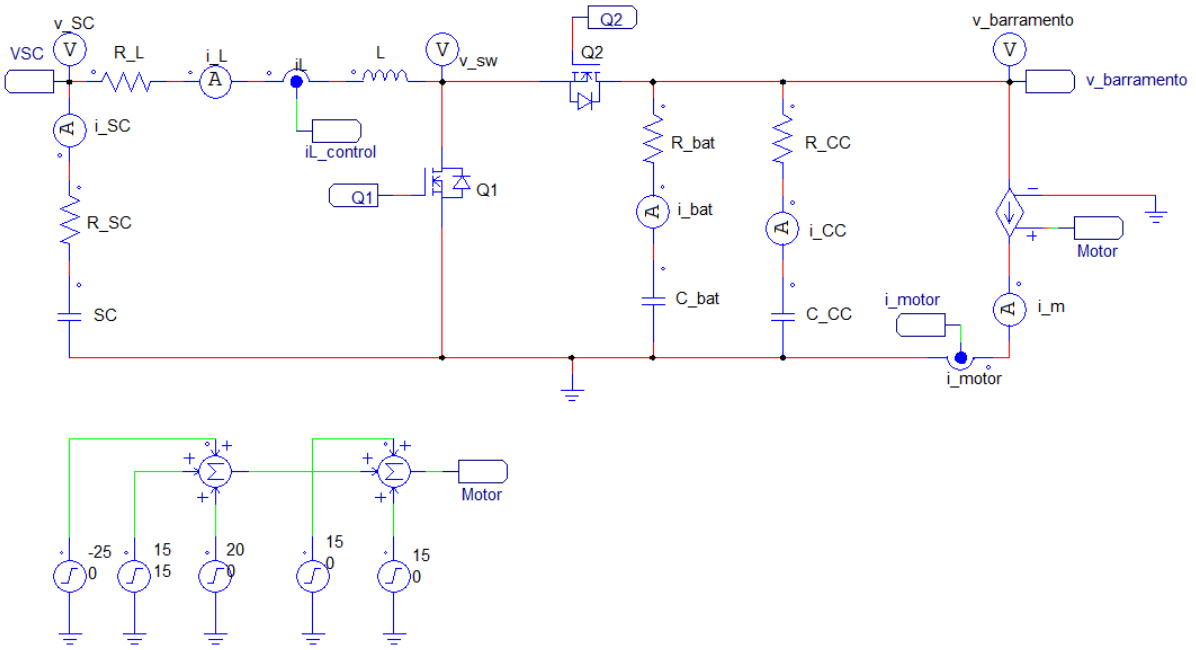
O motor foi modelado como uma fonte de corrente conectada ao barramento CC, com corrente nominal de 15 A e picos de até 40 A, incluindo cenários com reversão do sentido da corrente associados à frenagem regenerativa. Essa representação permite avaliar de forma direta o impacto das variações abruptas de potência sobre o barramento e sobre os elementos de armazenamento de energia.

A estratégia de controle implementada segue a estrutura em cascata discutida no Capítulo 4, composta por: (i) uma malha interna proporcional–integral de corrente do indutor, projetada com frequência de cruzamento $f_{ci} = 1$ kHz; (ii) uma etapa de separação de escalas temporais por meio de filtragem em frequência, com frequência de corte $f_c = 300$ Hz; e (iii) uma malha externa proporcional–integral de tensão do supercapacitor, com frequência de cruzamento $f_{cv} = 0{,}2$ Hz, cuja saída é limitada em ± 20 A para evitar solicitações excessivas do conversor. Essa escolha garante a hierarquia de dinâmicas $f_{cv} \ll f_c \ll f_{ci}$, assegurando o desacoplamento dinâmico entre as malhas de controle.

As simulações foram realizadas utilizando o método de passo fixo, com passo de tempo $T_s = 2 \times 10^{-7}$ s, valor suficientemente pequeno para garantir a adequada resolução da dinâmica de comutação do conversor e a estabilidade numérica da simulação. O tempo total de simulação foi de 0,1 s, permitindo a análise de múltiplos eventos transitórios de carga, incluindo degraus de corrente e períodos de frenagem regenerativa.

Na Figura 8 é apresentada a topologia do conversor CC-CC bidirecional adotada nas simulações, incluindo o barramento CC, o modelo da carga e o banco de supercapacitores.

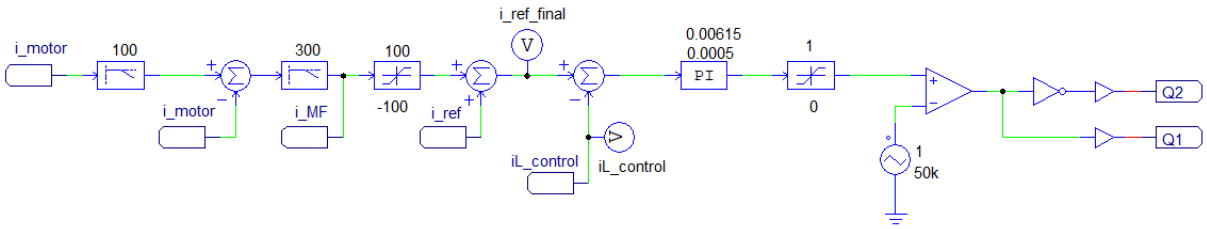
Figura 8 – Topologia do conversor bidirecional utilizada para simulação.



Fonte: Elaborado pela autora.

Na Figura 9 é ilustrada a estrutura do controle da malha interna de corrente do indutor.

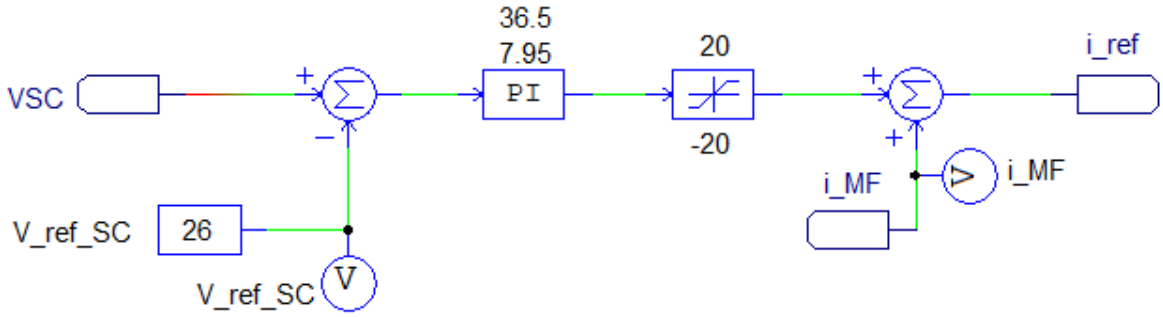
Figura 9 – Topologia do controle malha interna utilizada para simulação.



Fonte: Elaborado pela autora.

Na Figura 10 é apresentada a estrutura do controle da malha externa de tensão do supercapacitor.

Figura 10 – Topologia do controle malha externa utilizada para simulação.



Fonte: Elaborado pela autora.

A avaliação do desempenho do sistema de controle foi conduzida por meio de métricas extraídas diretamente das formas de onda obtidas nas simulações, assegurando reprodutibilidade e coerência entre os diferentes cenários analisados.

Os transitórios avaliados correspondem a degraus de corrente impostos pelo modelo do motor, representando variações abruptas de torque e eventos de frenagem regenerativa. Para cada cenário, as seguintes métricas foram consideradas:

- valor mínimo e máximo da tensão do barramento CC durante o transitório;
- valor de pico da corrente fornecida pela bateria;
- redução percentual do afundamento de tensão e do pico de corrente, obtida por comparação direta entre os casos com e sem supercapacitor;
- tempo de acomodação aproximado, estimado como o intervalo necessário para que a tensão do barramento retorne à faixa de $\pm 5\%$ em torno do valor nominal.

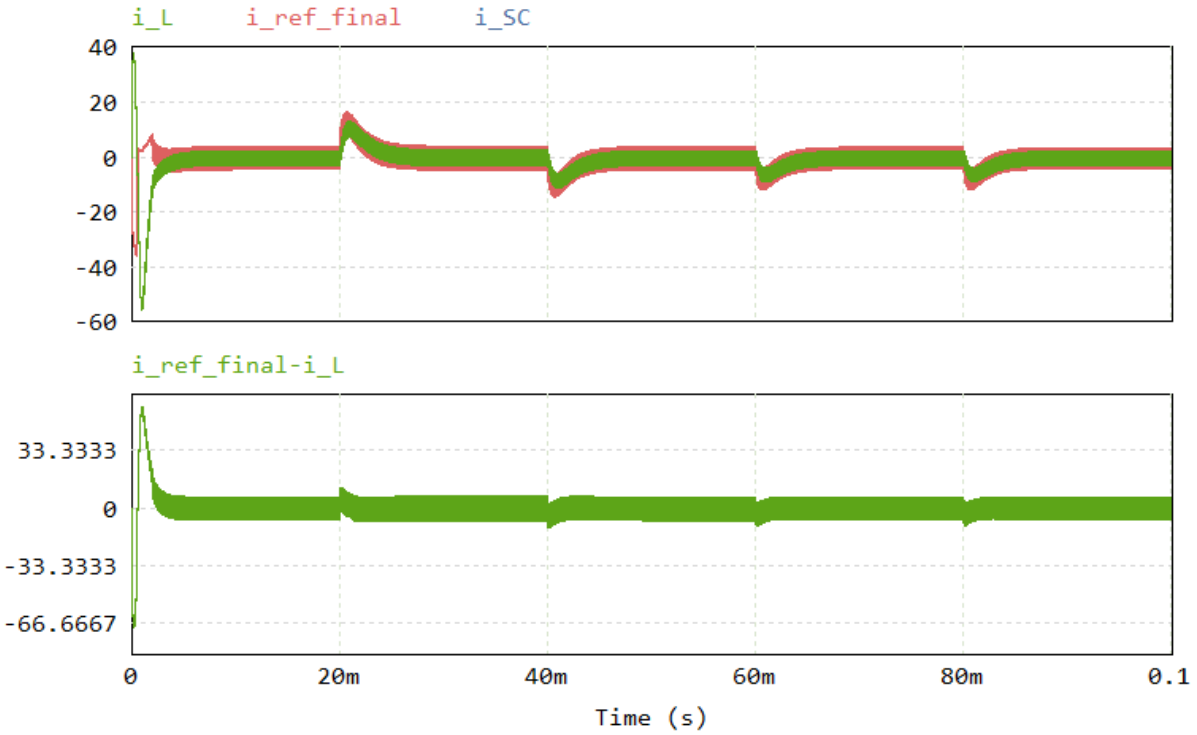
As medições foram realizadas utilizando os cursores da ferramenta gráfica do PSIM, considerando intervalos temporais idênticos em todos os casos, de modo a permitir comparação direta entre os resultados.

Em razão da natureza do sistema analisado, o foco da avaliação não reside em métricas clássicas de controle linear, como sobressinal percentual ou erro em regime permanente, mas sim na mitigação de afundamentos de tensão e picos de corrente no barramento CC, que constituem os principais fatores de estresse elétrico dos componentes do sistema.

6.2 Desempenho da malha interna de corrente

Na Figura 11 é apresentado o comportamento da corrente do indutor $i_L(t)$, que no modelo médio é diretamente relacionada à corrente associada ao supercapacitor, em resposta a variações em degrau da referência dinâmica $i_{ref,final}(t)$.

Figura 11 – Rastreamento de $i_L(t)$ em malha fechada para variações em degrau de $i_{ref,final}(t)$.



Fonte: Elaborado pela autora.

A malha interna de corrente é capaz de acompanhar adequadamente as variações impostas à referência, apresentando erro transitório limitado e erro estacionário próximo de zero após o regime transitório. As respostas ao degrau em malha fechada são rápidas e apresentam comportamento superamortecido, sem a ocorrência de oscilações sustentadas, o que evidencia a estabilidade da malha.

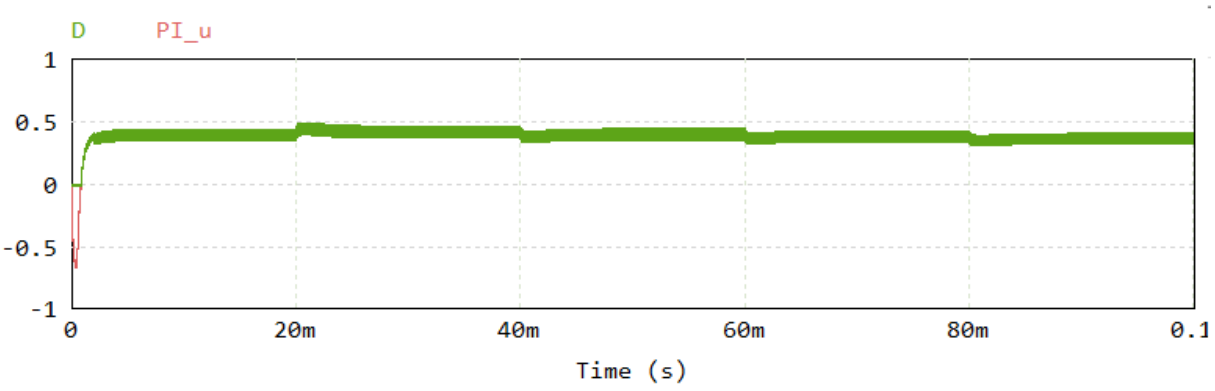
A referência $i_{ref,final}(t)$ possui natureza dinâmica, sendo obtida a partir da filtragem da corrente do barramento CC, com o objetivo de direcionar a atuação do supercapacitor na compensação das componentes rápidas de corrente. Dessa forma, pequenas discrepâncias transitórias entre $i_L(t)$ e $i_{ref,final}(t)$ são fisicamente esperadas, uma vez que o rastreamento é condicionado pela dinâmica do indutor e pelos limites do conversor CC-CC.

Mesmo sob variações abruptas de carga e reversão do sentido da corrente, a resposta do sistema permanece estável e bem amortecida. Esse comportamento está em plena

concordância com o modelo linearizado de primeira ordem obtido no Capítulo 4 e com os ganhos definidos no Capítulo 5.

Na Figura 12 é apresentada a evolução da razão cíclica $D(t)$ e do sinal de controle gerado pelo controlador PI da malha interna de corrente.

Figura 12 – Sinal de controle do controlador PI e razão cíclica aplicada ao conversor CC-CC.



Fonte: Elaborado pela autora.

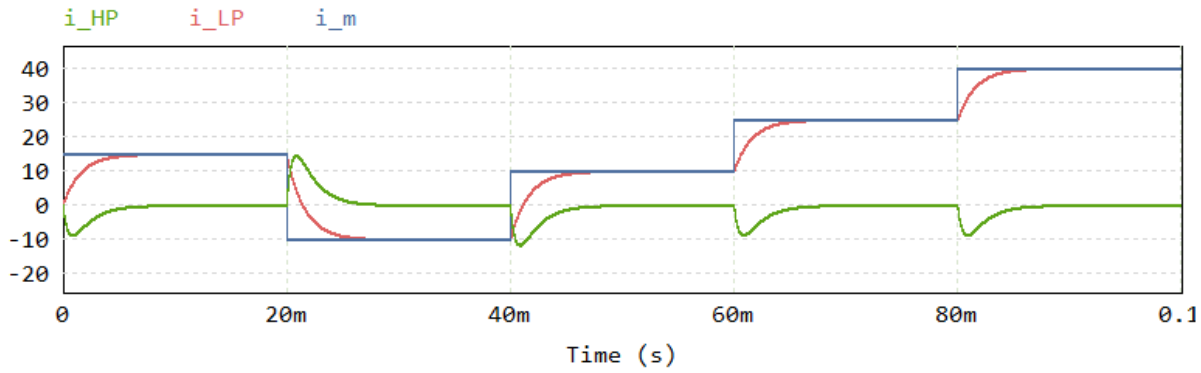
A razão cíclica permanece dentro dos limites físicos do modulador, sem ocorrência de saturações prolongadas, mesmo durante os transitórios mais severos. Esse resultado indica que o esforço exigido do atuador é compatível com a capacidade do conversor e com a estratégia de limitação adotada no projeto do controlador.

Os resultados confirmam que a malha interna de corrente estabiliza a dinâmica rápida do conversor e permite impor de forma adequada a corrente associada ao supercapacitor, constituindo a base para a separação de escalas e para o gerenciamento energético do sistema híbrido.

6.3 Separação de escalas de corrente no barramento

Na Figura 13 é ilustrada a separação das componentes lenta e rápida da corrente do barramento CC por meio de filtragem em frequência. A corrente total demandada pelo motor $i_m(t)$ é decomposta em uma componente de baixa frequência $i_{LP}(t)$, associada à bateria, e em uma componente de alta frequência $i_{HP}(t)$, atribuída ao supercapacitor.

Figura 13 – Separação das componentes lenta e rápida da corrente do barramento por filtragem em frequência.



Fonte: Elaborado pela autora.

Durante as variações abruptas da corrente do motor, a componente de baixa frequência $i_{LP}(t)$ apresenta resposta lenta e suavizada, limitada pela frequência de corte do filtro passa-baixas, enquanto a componente de alta frequência $i_{HP}(t)$ concentra os transitórios rápidos, assumindo valores significativos principalmente nos instantes de variação da carga.

Em regime permanente, a componente $i_{HP}(t)$ tende a valores próximos de zero, indicando que o supercapacitor atua predominantemente durante eventos transitórios, ao passo que a componente $i_{LP}(t)$ acompanha o valor médio da corrente demandada pelo motor. Esse comportamento evidencia a decomposição da corrente do barramento em escalas de tempo distintas.

Apesar dessa tendência geral, no circuito completo a separação em frequência não se manifesta de forma ideal entre os ramos, em função do acoplamento elétrico no barramento CC, da presença do capacitor de desacoplamento e das limitações práticas da interface de potência. Assim, a decomposição por filtros deve ser interpretada como uma diretriz de coordenação energética, e não como um desacoplamento elétrico perfeito entre os ramos de armazenamento.

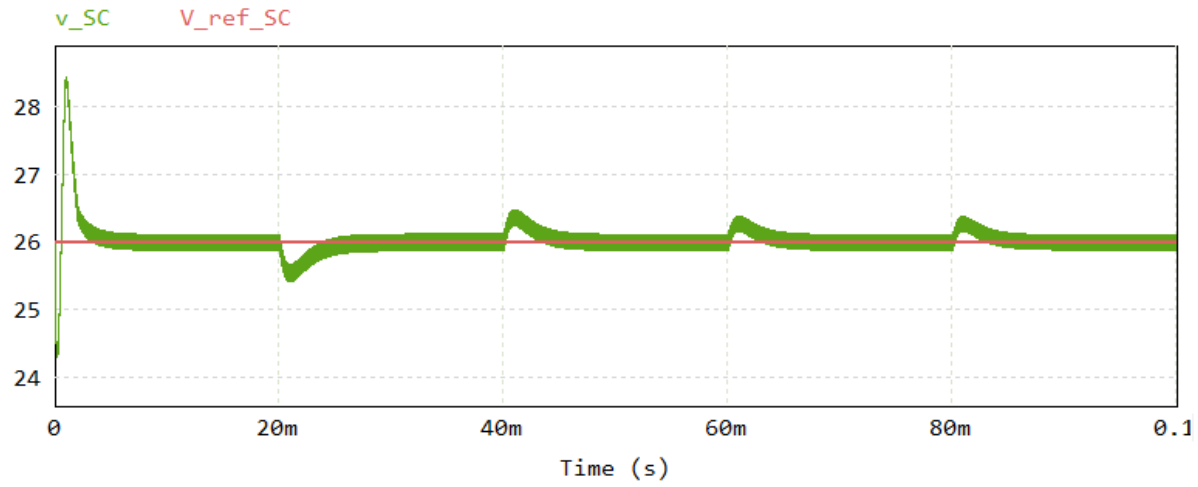
Ainda assim, os resultados evidenciam que a coordenação energética por meio da filtragem é efetiva no domínio do controle, direcionando predominantemente as componentes rápidas da corrente para o supercapacitor, embora permaneça uma participação residual da bateria e dos elementos passivos associados ao barramento.

6.4 Malha externa de tensão do supercapacitor

Na Figura 14 é apresentada a evolução da tensão do supercapacitor $v_{SC}(t)$ em comparação com a referência v_{SC}^{*} definida pela malha externa de controle de tensão,

durante variações da carga no barramento CC.

Figura 14 – Tensão do supercapacitor e referência da malha externa durante variações de carga.



Fonte: Elaborado pela autora.

Durante variações abruptas da corrente do barramento e eventos de reversão do sentido da corrente, a tensão do supercapacitor apresenta pequenas excursões transitórias em torno do valor de referência. Essas variações estão diretamente associadas à troca rápida de energia entre o supercapacitor e o barramento CC, decorrente da atuação da malha interna de corrente.

Essas excursões não são imediatamente compensadas pela malha externa de tensão, o que é coerente com a separação de escalas adotada no projeto do sistema de controle. A malha externa atua de forma deliberadamente lenta, com o objetivo de regular o nível energético médio do supercapacitor, sem interferir na compensação rápida de corrente realizada pela malha interna.

Após cada evento transitório, a tensão do supercapacitor converge suavemente para o valor de referência v_{SC}^{*}, sem a ocorrência de oscilações sustentadas ou erro estacionário significativo. Esse comportamento evidencia a estabilidade da malha externa e a adequada sintonia do controlador proporcional-integral de tensão.

Além da estabilidade da regulação, a pequena amplitude das excursões de tensão observadas durante os transitórios fornece indícios sobre o grau de utilização energética do banco para o perfil de carga considerado.

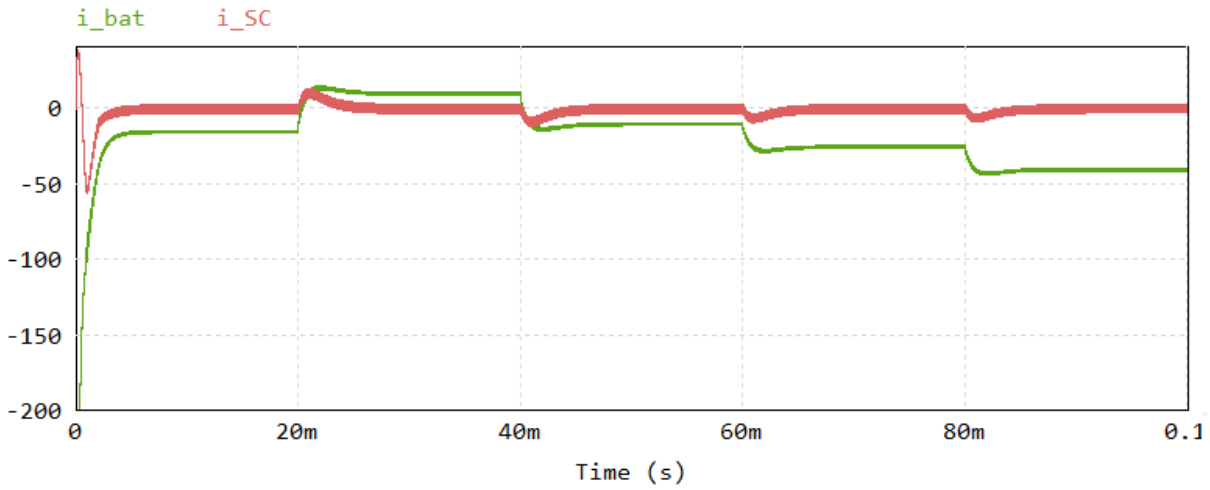
Com isso, conclui-se que o supercapacitor atua efetivamente como reservatório de energia de curta duração durante os transitórios rápidos, enquanto a malha externa mantém o nível médio de tensão em torno de v_{SC}^{*} sem competir com a malha interna. Essa estrutura hierárquica de controle garante a compatibilidade entre a compensação dinâmica

de corrente e a supervisão energética do sistema híbrido.

6.5 Participação do supercapacitor no transitório

Na Figura 15 é apresentada a distribuição da corrente entre o supercapacitor e a bateria durante variações abruptas da carga no barramento CC, evidenciando a atuação conjunta dos diferentes elementos de armazenamento de energia presentes no sistema.

Figura 15 – Correntes associadas ao supercapacitor e à bateria durante variações abruptas de carga.



Fonte: Elaborado pela autora.

A corrente associada ao supercapacitor $i_{SC}(t)$ responde de forma rápida às variações impostas pela carga, assumindo picos de corrente durante os transitórios, tanto em regime de tração quanto em eventos de reversão do sentido da corrente. Esse comportamento evidencia a capacidade do supercapacitor em fornecer e absorver corrente em curtos intervalos de tempo, característica fundamental para a compensação das componentes rápidas da corrente do barramento.

A corrente da bateria $i_{bat}(t)$, definida como a corrente que circula pelo ramo equivalente $R_{bat}C_{bat}$ utilizado no modelo, também apresenta variações durante os transitórios. Tais variações ocorrem com menor amplitude quando comparadas à corrente do supercapacitor e estão relacionadas à dinâmica do barramento CC e à interconexão elétrica entre os diferentes ramos do sistema.

Cabe ainda destacar que o sistema inclui um capacitor de desacoplamento no barramento CC, conectado entre o ramo equivalente da bateria e o motor. Esse capacitor contribui para a filtragem passiva das variações mais rápidas da corrente demandada pela carga, fornecendo corrente local nos instantes iniciais dos transitórios. Em função dessa estrutura, a separação de escalas de corrente não se dá de forma ideal exclusivamente

entre a bateria e o supercapacitor, mas envolve também, em certa medida, a atuação do capacitor do barramento.

Nesse contexto, observa-se que a componente rápida da corrente tende a ser absorvida principalmente pelo supercapacitor e pelo capacitor do barramento, enquanto a bateria passa a fornecer predominantemente a componente de mais baixa frequência, associada ao valor médio da corrente demandada. A presença residual de componentes dinâmicas na corrente da bateria pode ser interpretada como consequência natural da dinâmica do barramento CC e dos elementos passivos associados.

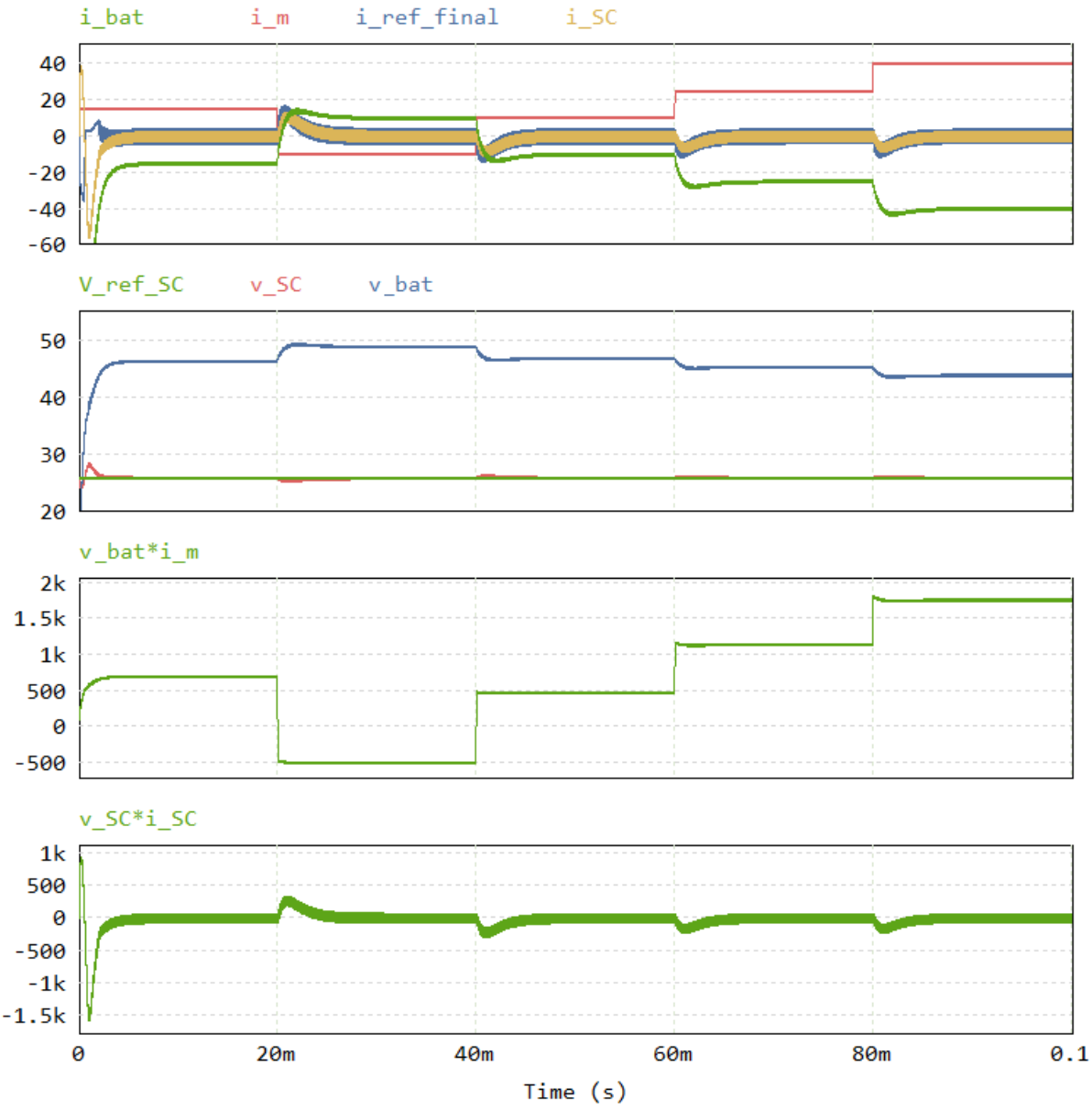
Durante os eventos de frenagem regenerativa, observa-se a reversão do sinal da corrente do supercapacitor, indicando sua capacidade de absorver energia de curta duração proveniente do barramento CC. Nesses instantes, a bateria permanece protegida de variações abruptas de maior amplitude, o que contribui para a redução do estresse eletroquímico associado a ciclos rápidos de carga e descarga.

Assim, os resultados apresentados na Figura 15 validam a estratégia de separação de escalas no domínio do controle e da energia, confirmando o papel do supercapacitor como elemento de transferência rápida de energia no sistema híbrido. A integração do supercapacitor, em conjunto com o capacitor do barramento, reduz significativamente o estresse dinâmico imposto à bateria, ainda que a separação elétrica entre os ramos não seja ideal.

6.6 Frenagem regenerativa e reversão do fluxo de potência

Na Figura 16 é apresentado o comportamento do sistema durante eventos de frenagem regenerativa, caracterizados pela reversão do sentido da corrente no barramento CC e pela injeção de energia proveniente do conjunto motor-inversor.

Figura 16 – Frenagem regenerativa: reversão de corrente, distribuição de potência e impacto sobre as tensões do sistema.



Fonte: Elaborado pela autora.

A corrente do motor $i_m(t)$ cruza o zero e assume valores negativos durante os intervalos de frenagem, caracterizando a operação regenerativa e a transferência de energia do motor para o barramento CC.

Durante a reversão do fluxo de potência, a maior parcela da energia regenerada é absorvida pelo supercapacitor, cuja corrente $i_{SC}(t)$ responde de forma rápida aos transitórios associados à frenagem. A corrente da bateria $i_{bat}(t)$ também apresenta variações, porém de menor amplitude e com dinâmica mais lenta, resultado esperado da conexão comum ao barramento CC e da presença dos elementos passivos do sistema.

Esse comportamento indica que, embora a separação de escalas não seja ideal do ponto de vista elétrico, o supercapacitor assume o papel dominante na absorção da componente rápida da energia regenerada, enquanto a bateria participa de forma residual e controlada, sem ser submetida a esforços dinâmicos abruptos.

A análise das potências reforça essa interpretação. A potência associada ao motor torna-se negativa durante os eventos de frenagem, caracterizando formalmente a operação regenerativa, enquanto a potência do supercapacitor apresenta picos transitórios compatíveis com a absorção de energia de curta duração. A potência associada à bateria varia de forma mais suave, refletindo sua participação predominantemente em escalas de tempo mais longas.

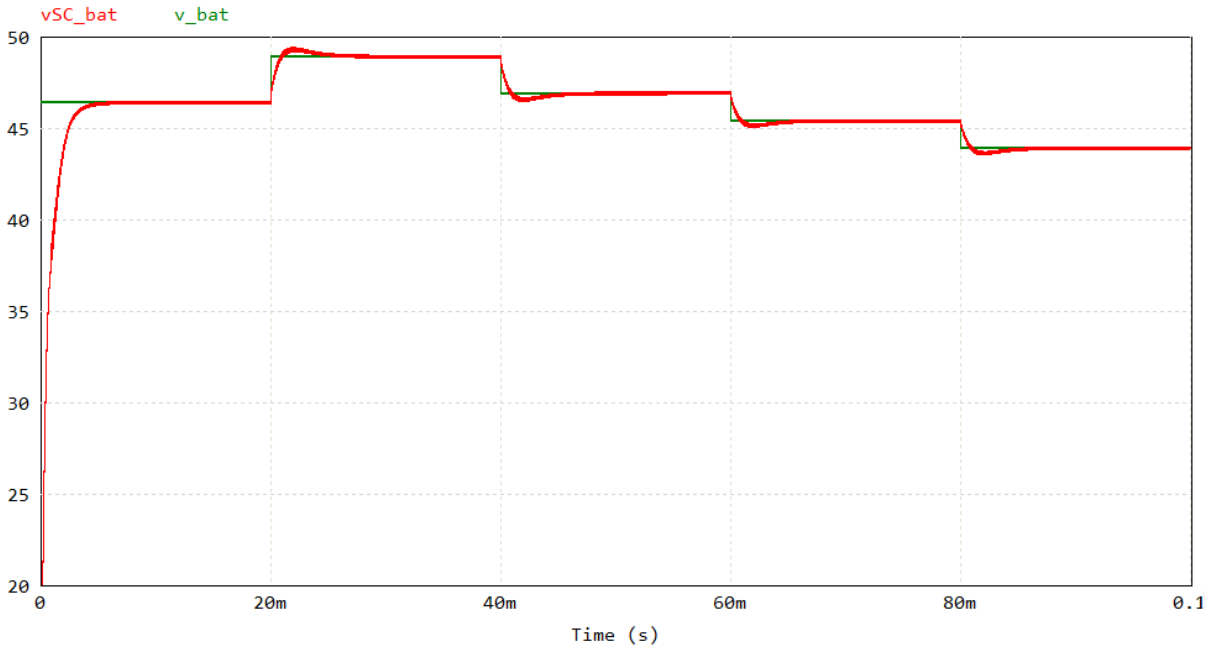
No que se refere às tensões do sistema, observa-se uma elevação moderada da tensão do supercapacitor $v_{SC}(t)$ durante os eventos regenerativos, decorrente da absorção temporária de energia. Essa elevação é posteriormente compensada de forma gradual pela malha externa de tensão, que conduz $v_{SC}(t)$ de volta ao valor de referência v_{SC}^{*}, sem a ocorrência de oscilações sustentadas.

Assim, os resultados apresentados na Figura 16 demonstram que o conversor CC-CC bidirecional, em conjunto com o banco de supercapacitores e a estrutura de controle em cascata, é capaz de operar de forma estável durante a frenagem regenerativa. O sistema assegura a absorção controlada da energia regenerada e a mitigação dos efeitos dinâmicos sobre o barramento CC, mantendo a participação da bateria em níveis aceitáveis, ainda que não ideais do ponto de vista do desacoplamento elétrico.

6.7 Comparação com e sem supercapacitor

Na Figura 17 é apresentada a comparação do comportamento da tensão do barramento CC nos cenários com (vSC_{bat}) e sem (v_{bat}) a utilização do supercapacitor, ambos submetidos ao mesmo perfil de carga.

Figura 17 – Comparação da tensão do barramento CC para os casos com e sem supercapacitor sob o mesmo perfil de carga.



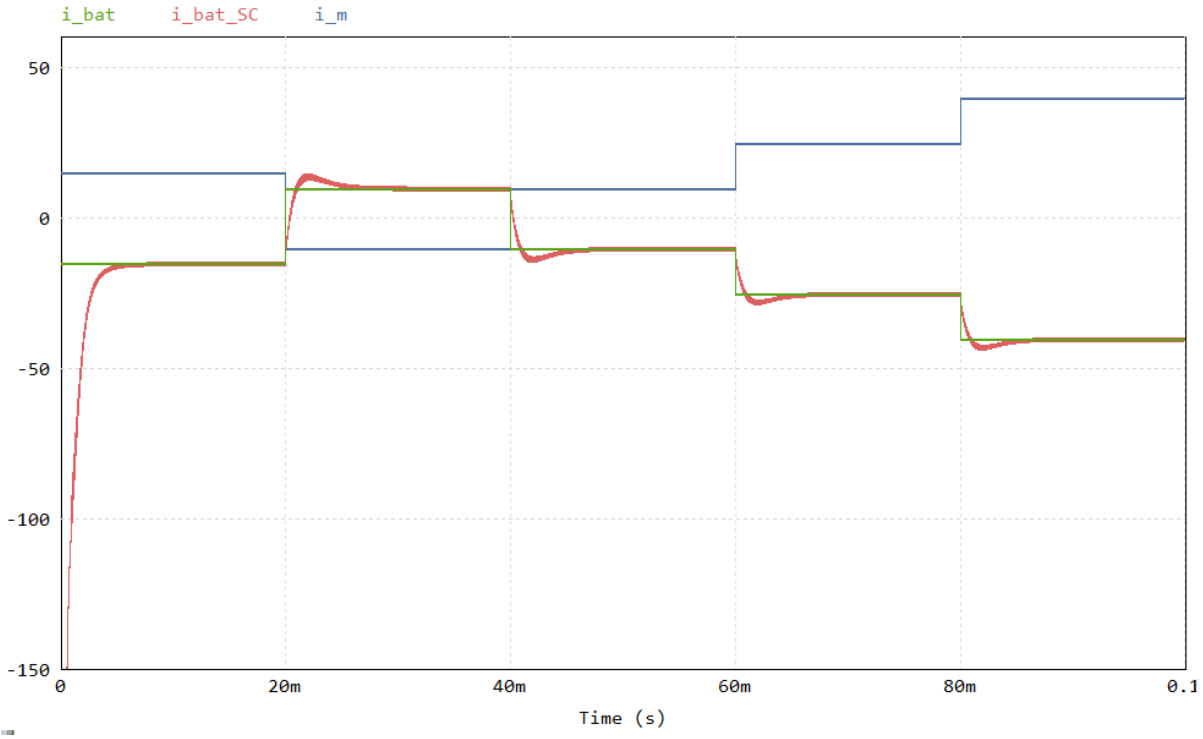
Fonte: Elaborado pela autora.

No cenário sem a utilização do supercapacitor, a tensão do barramento responde de forma mais direta às variações da carga, apresentando afundamentos e elevações mais pronunciados nos instantes de mudança de corrente. Esse comportamento reflete a ausência de um elemento dedicado à compensação das variações rápidas de potência no barramento CC.

Com a integração do supercapacitor, a tensão do barramento passa a apresentar um comportamento mais amortecido, com redução das variações instantâneas durante os transitórios. Esse efeito está associado à capacidade do supercapacitor em fornecer e absorver energia de curta duração, contribuindo para a mitigação das variações rápidas de potência, ainda que não resulte em desacoplamento elétrico ideal entre os ramos do barramento.

Na Figura 18 é apresentada a comparação da corrente associada à bateria nos cenários com ($i_{bat,SC}$) e sem (i_{bat}), considerando o mesmo perfil de carga.

Figura 18 – Comparação da corrente associada à bateria nos casos com e sem supercapacitor.



Fonte: Elaborado pela autora.

No caso sem supercapacitor, a corrente da bateria acompanha de forma mais próxima as variações abruptas da carga, resultando em picos de maior amplitude e em taxas de variação mais elevadas. Com a integração do supercapacitor, a corrente associada à bateria apresenta comportamento mais suavizado, com redução dos picos transitórios e da taxa de variação, embora ainda se observe participação da bateria durante os eventos dinâmicos.

Com o objetivo de quantificar de forma comparativa os efeitos observados graficamente, na Tabela 4 são resumidas as principais métricas do barramento CC e da bateria para os dois cenários analisados.

Os valores apresentados foram obtidos a partir da análise direta dos resultados de simulação no ambiente PSIM. Para cada evento de variação de carga, foram definidos intervalos temporais após a acomodação dos transitórios, delimitados por marcadores de tempo, a partir dos quais foram estimados os valores médios das tensões e correntes por meio da ferramenta de medição do simulador. As tensões mínima e máxima do barramento foram identificadas a partir dos patamares observados após os transitórios, enquanto a variação de tensão ΔV foi determinada como a diferença entre esses valores. Os picos de corrente da bateria foram estimados a partir dos maiores valores absolutos observados durante os eventos transitórios. As variações relativas foram calculadas tomando como

referência o cenário sem supercapacitor.

Tabela 4 – Resumo comparativo de métricas do barramento e da bateria com e sem supercapacitor.

Métrica	**Sem SC**	**Com SC**
Tensão mínima do barramento V_{min} [V]	≈ 44	$\approx 45{,}5$
Tensão máxima do barramento V_{max} [V]	≈ 49	$\approx 48{,}5$
Variação estimada de tensão ΔV [V]	≈ 5	≈ 3
Pico aproximado de corrente da bateria $I_{bat,\text{pico}}$ [A]	$\approx 45{-}50$	$\approx 30{-}35$
Comportamento dinâmico da corrente da bateria	Mais abrupto	Mais amortecido

Fonte: Elaborado pela autora.

A partir dos resultados apresentados, observa-se que a integração do supercapacitor está associada a uma redução significativa da variação da tensão do barramento CC, da ordem de 40%, bem como a uma elevação moderada da tensão mínima do barramento. Verifica-se também uma redução relevante dos picos de corrente impostos à bateria, da ordem de 30 a 40%, acompanhada de um comportamento dinâmico mais amortecido.

Ressalta-se, entretanto, que tais ganhos devem ser interpretados como melhorias relativas entre os cenários analisados, uma vez que a bateria ainda participa dos transitórios em função da dinâmica do barramento CC e da ausência de desacoplamento elétrico ideal. Ainda assim, os resultados evidenciam que a utilização do supercapacitor contribui de forma efetiva para a mitigação de variações rápidas de corrente e tensão no barramento CC, reduzindo o estresse dinâmico imposto à bateria.

6.8 Síntese dos resultados e discussões

Os resultados apresentados neste capítulo evidenciam a coerência entre a modelagem matemática adotada, o projeto dos controladores e o comportamento dinâmico observado nas simulações do sistema completo. De forma geral, verifica-se que a estrutura de controle proposta é capaz de reproduzir, em simulação, os efeitos esperados a partir das hipóteses e simplificações assumidas ao longo do trabalho.

A malha interna de corrente do indutor apresentou comportamento estável e bem amortecido, permitindo o acompanhamento adequado da referência dinâmica mesmo sob variações abruptas de carga e reversão do fluxo de corrente. Embora a referência de corrente não constitua uma trajetória rígida de rastreamento, os resultados indicam que a malha interna cumpre seu papel de regular a dinâmica rápida do conversor, em conformidade com o modelo linearizado e com a sintonia do controlador PI.

A estratégia de separação de escalas por meio de filtragem em frequência mostrou-se eficaz ao direcionar predominantemente as componentes rápidas da corrente para o supercapacitor, reduzindo a solicitação dinâmica imposta à bateria. Contudo, a participação da

bateria nos transitórios não é eliminada. Essa observação é importante para interpretar corretamente os limites dos ganhos obtidos apenas com a ação do controle.

Cabe enfatizar que essa participação residual da bateria durante os transitórios não indica instabilidade ou falha do controle em cascata, mas decorre principalmente do acoplamento elétrico inerente ao barramento CC e da ausência de desacoplamento ideal entre os ramos de armazenamento no arranjo adotado.

Nessa perspectiva, a malha externa de tensão ajusta lentamente o nível médio de energia do banco e, conforme observado nas simulações, corrige as excursões transitórias de forma suave e estável, preservando a hierarquia de dinâmicas e evitando interferência na compensação rápida conduzida pela malha interna. Esse comportamento evidencia uma separação adequada das escalas temporais entre as malhas de controle e evita acoplamentos indesejados.

A comparação entre os cenários com e sem a utilização do supercapacitor permitiu identificar melhorias no comportamento dinâmico do barramento CC, como a redução das variações de tensão e dos picos de corrente associados à bateria. Esses ganhos, ainda que não ideais do ponto de vista do desacoplamento elétrico, indicam que a integração do supercapacitor contribui para a mitigação de transitórios rápidos e para a redução do estresse dinâmico imposto à bateria.

De forma geral, os resultados obtidos atendem aos objetivos propostos neste trabalho, validando a abordagem baseada em controle em cascata, separação de escalas e suporte energético por supercapacitor dentro das limitações inerentes ao modelo e à topologia analisados. A estrutura desenvolvida constitui, assim, uma base consistente para estudos futuros.

7 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

7.1 Conclusão

Este trabalho apresentou o estudo, a modelagem e a análise dinâmica de um conversor CC-CC bidirecional aplicado à integração de um banco de supercapacitores ao barramento CC de um sistema em 48 V, com foco na mitigação de transitórios rápidos de carga e na redução do estresse dinâmico imposto à bateria. O motor foi modelado como uma fonte de corrente conectada ao barramento, permitindo representar variações abruptas de potência associadas às condições de tração e de frenagem regenerativa.

A abordagem adotada baseou-se no controle da corrente associada ao supercapacitor como variável principal, explorando a separação de escalas temporais entre a bateria e o supercapacitor. A modelagem matemática do conversor, realizada por meio do modelo médio e da linearização em pequenos sinais, possibilitou o projeto sistemático da malha interna de corrente, cuja validade foi avaliada tanto no circuito de análise quanto no sistema completo com barramento dinâmico.

Os resultados de simulação indicaram que a malha interna de corrente apresenta comportamento estável e bem amortecido, permitindo o acompanhamento adequado da referência dinâmica mesmo sob variações abruptas de carga e reversão do fluxo de corrente. Embora essa referência não constitua uma trajetória rígida de rastreamento, a malha interna cumpre seu papel de regular a dinâmica rápida do conversor, em conformidade com o modelo linearizado e com a sintonia do controlador PI.

A estratégia de separação de escalas por meio de filtragem em frequência mostrou-se eficaz ao direcionar predominantemente as componentes rápidas da corrente para o supercapacitor, reduzindo a solicitação dinâmica imposta à bateria. Contudo, a participação da bateria nos transitórios não é eliminada. Esse comportamento decorre do acoplamento elétrico inerente ao barramento CC e da ausência de desacoplamento ideal entre os ramos, e não de instabilidade das malhas de controle.

A malha externa de tensão do supercapacitor atuou de forma lenta, assegurando a manutenção do nível energético médio do banco sem interferir na compensação rápida de corrente realizada pela malha interna. As excursões transitórias observadas na tensão do supercapacitor foram corrigidas de maneira suave e estável, evidenciando separação adequada das escalas temporais e evitando acoplamentos indesejados.

A comparação entre os cenários com e sem a utilização do supercapacitor indicou melhorias no comportamento dinâmico do barramento CC, como a redução das variações de tensão e dos picos de corrente associados à bateria. Esses ganhos, ainda que não ideais do ponto de vista do desacoplamento elétrico, indicam que a integração do supercapacitor contribui de forma relevante para a mitigação de transitórios rápidos e para a redução do

estresse dinâmico imposto à bateria.

De forma geral, os resultados obtidos atendem aos objetivos propostos neste trabalho, validando, em nível de simulação, a abordagem baseada em controle em cascata, separação de escalas e suporte energético por supercapacitor, dentro das limitações inerentes ao modelo e à topologia analisados.

Nesse contexto, o trabalho contribui para a compreensão dos limites e potencialidades do uso de supercapacitores como elementos de suporte energético rápido em sistemas CC híbridos, servindo como base para investigações futuras em nível de projeto, controle e implementação prática.

7.2 Trabalhos futuros

A partir dos resultados obtidos neste trabalho, diversas extensões podem ser exploradas com o objetivo de ampliar a aplicabilidade e a robustez da estrutura proposta. Uma possibilidade consiste na incorporação de estratégias de supervisão mais elaboradas para o gerenciamento do estado energético do supercapacitor, incluindo limites operacionais explícitos e critérios de priorização entre bateria e supercapacitor em diferentes regimes de operação.

Outra extensão relevante refere-se à adoção de modelos mais detalhados para a bateria e para o motor, incorporando efeitos não considerados neste estudo, como a dependência dos parâmetros com a temperatura, o envelhecimento da bateria e uma representação eletromecânica mais completa do conjunto motor-inversor. Tais modelos permitiriam avaliar de forma mais abrangente o impacto do suporte energético fornecido pelo supercapacitor ao longo do tempo.

Uma linha adicional de investigação consiste na avaliação de diferentes estruturas e arranjos para a integração entre bateria e supercapacitor, incluindo topologias alternativas de conversores e diferentes formas de interconexão ao barramento CC. Essas abordagens podem permitir maior grau de desacoplamento elétrico entre os elementos de armazenamento e ampliar a flexibilidade do gerenciamento energético do sistema.

Adicionalmente, pode-se investigar o aumento da largura de banda do controle de corrente do supercapacitor, com o objetivo de melhorar a capacidade do sistema em acompanhar referências rápidas de corrente. Tal aprimoramento pode ser viabilizado, por exemplo, por meio do aumento da frequência de comutação do conversor ou da adoção de dispositivos e estratégias de modulação que reduzam as limitações dinâmicas impostas pela interface de potência.

Por fim, destaca-se como etapa natural a validação experimental da estrutura desenvolvida, por meio da implementação do conversor e dos controladores em uma plataforma de bancada. A realização de ensaios experimentais permitiria investigar os

efeitos de não idealidades, atrasos de implementação e limitações práticas dos dispositivos, consolidando os resultados obtidos em simulação e aproximando a solução proposta de aplicações reais.

REFERÊNCIAS

ALENCAR, Juliana C. *et al.* Conversor CC-CC Bidirecional com Amplo Ganho de Tensão para Aplicação em Sistemas com Armazenamento de Energia. *In:* CONGRESSO BRASILEIRO DE AUTOMAÇÃO – CBA 2024. Fortaleza, CE, Brasil: [*s. n.*], 2024. Disponível em: https://www.sba.org.br/cba2024/papers/paper_4547.pdf. Acesso em: 12 mar. 2025.

ERICKSON, Robert W.; MAKSIMOVIC, Dragan. **Fundamentals of Power Electronics**. 2. ed. Boston: Kluwer Academic, 2001.

FERREIRA, A. A. **Sistema Supervisório de Gestão de Múltiplas Fontes de Suprimento para Aplicações em Veículos Elétricos**. 2007. Tese (Doutorado) – Universidade Estadual de Campinas, Campinas. DOI: 10.47749/T/UNICAMP.2007.408817.

HU, Qin; XIE, Shilong; ZHANG, Ji. Data-based Power Management Control for Battery Supercapacitor Hybrid Energy Storage System in Solar DC-Microgrid. **Scientific Reports**, v. 14, n. 1, p. 26164, 2024. DOI: 10.1038/s41598-024-76830-y.

LENCWE, Mpho J. *et al.* Nonsolitary Two-Way DC-to-DC Converters for Hybrid Battery and Supercapacitor Energy Storage Systems: A Comprehensive Survey. **Energy Reports**, v. 11, p. 2737–2767, 2024. DOI: 10.1016/j.egyr.2024.02.024.

MELO, R. R. **Conversor CC-CC Bidirecional Intercalado Aplicado a Módulo de Supercapacitores em Veículo Elétrico**. 2014. Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal do Ceará, Fortaleza. Disponível em: https://repositorio.ufc.br/bitstream/riufc/10662/1/2014_dis_rrmelo.pdf. Acesso em: 18 nov. 2024.

MOHAN, Ned; UNDELAND, Tore M.; ROBBINS, William P. **Power Electronics: Converters, Applications, and Design**. 4. ed. Hoboken: John Wiley & Sons, 2022.

OGATA, Katsuhiko. **Modern Control Engineering**. 5. ed. [*S. l.*]: Prentice Hall, 2010. ISBN 9780136156734.

OLIVEIRA, L. P. de. **Conversor CC-CC Bidirecional Atuando como Controlador de Carga de Baterias em uma Nanorrede**. 2016. Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação) – Universidade Federal de Ouro Preto, João Monlevade. Disponível em: https://www.monografias.ufop.br/bitstream/35400000/220/8/MONOGRAFIA_Conversor%20cc_cc%20Bidirecional.pdf. Acesso em: 4 out. 2024.

PLETT, Gregory L. **Battery Management Systems, Volume I: Battery Modeling**. Boston, MA: Artech House, 2015. ISBN 978-1-63081-024-9.

RASHID, Muhammad H. **Power Electronics: Devices, Circuits and Applications**. 4. ed. Harlow: Pearson, 2014.

REGO, Eduardo H. C. **Fornecimento de Energia para Bateria Através de Banco de Supercapacitores**. 2011. Dissertação (Mestrado) – Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Curitiba. Disponível em: http://educapes.capes.gov.br/handle/capes/1115572. Acesso em: 23 abr. 2024.

SANTOS, Mayara T. **Preparação e caracterização de supercapacitores utilizando carbonos nanoestruturados, eletrólitos aquosos, orgânico e líquidos iônicos**. 2020. Tese (Doutorado) – Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte. Disponível em: https://repositorio.ufmg.br/bitstream/1843/35770/1/Tese%20Mayara%20Santos.pdf. Acesso em: 13 jan. 2025.

SOUSA, Jéssica C. A. *et al.* Design of a Controller for Supercapacitor's Bidirectional High-Gain Interleaved Converter. **Energies**, v. 18, n. 10, p. 2605, 2025. DOI: 10.3390/en18102605.

YILDIRIM, B. **Design and Control of Bidirectional DC-DC Converters for Modular Battery Energy Storage Systems**. 2022. Tese (Doutorado) – Newcastle University, Newcastle upon Tyne. Disponível em: https://theses.ncl.ac.uk/jspui/bitstream/10443/6085/2/Yildirim%20Bortecene%20160566183%20ecopy.pdf. Acesso em: 15 maio 2025.