

Márcio Von Rondow Campos

**Sistema de gerenciamento de energia para
baterias de lítio e ultracapacitores aplicado a
uma microrrede CC de um veículo elétrico**

Viçosa, MG

2022

Márcio Von Rondow Campos

Sistema de gerenciamento de energia para baterias de lítio e ultracapacitores aplicado a uma microrrede CC de um veículo elétrico

Monografia apresentada ao Departamento de Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Exatas e Tecnológicas da Universidade Federal de Viçosa, para a obtenção dos créditos da disciplina ELT 402 – Projeto de Engenharia II – e cumprimento do requisito parcial para obtenção do grau de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador Prof. Rodolpho Vilela Alves Neves

Coorientador: Me. Lucas Jonys Ribeiro Silva

Viçosa, MG

2022

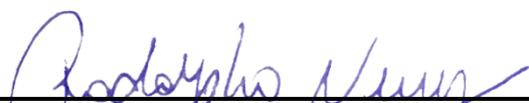
MÁRCIO VON RONDOW CAMPOS

SISTEMA DE GERENCIAMENTO DE ENERGIA PARA BATERIAS DE LÍTIU E ULTRACAPACITORES APLICADO A UMA MICRORREDE CC DE UM VEÍCULO ELÉTRICO

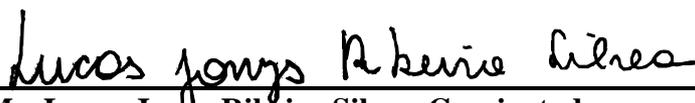
Monografia apresentada ao Departamento de Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Exatas e Tecnológicas da Universidade Federal de Viçosa, para a obtenção dos créditos da disciplina ELT 402 – Projeto de Engenharia II e cumprimento do requisito parcial para obtenção do grau de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Aprovada em 24 de junho de 2022.

COMISSÃO EXAMINADORA



Prof. Dr. Rodolpho Vilela Alves Neves - Orientador
Universidade Federal de Viçosa



Me. Lucas Jonys Ribeiro Silva - Coorientador
Universidade de São Paulo



Prof. Dr. Renan Fernandes Bastos - Membro
Universidade Federal de Ouro Preto



Documento assinado digitalmente
Heverton Augusto Pereira
Data: 28/06/2022 14:54:50-0300
Verifique em <https://verificador.iti.br>

Prof. Dr. Heverton Augusto Pereira - Membro
Universidade Federal de Viçosa

Este trabalho é dedicado a minha família.

Agradecimentos

Agradeço primeiramente a Deus, quem me fortalece para enfrentar as dificuldades encontradas durante a vida. Ele é quem me coloca nos melhores caminhos e me ajuda a identificar as melhores escolhas para o meu futuro.

Agradeço a minha mãe Luciana, que sempre me deu amor e condições para me desenvolver através dos estudos e trabalhos, ela é minha base e é quem me inspira. Ao meu pai Frederick, que é meu melhor amigo e sempre se preocupou comigo, é quem eu posso recorrer a qualquer momento para me ajudar.

Aos meus avós, tios e padrinhos que sempre me deram muito carinho, amor e atenção. Ao meu irmão Bruno e primo Caio, meus companheiros que sempre estiveram comigo durante o meu crescimento.

Agradeço imensamente a minha companheira Daniela Silva, que conviveu comigo na graduação, sempre me dando suporte em todos os momentos difíceis que passei em meus projetos de vida.

Aos meus orientadores Rodolpho Neves, Joseph Kalil, Lucas Jonys, Ricardo Quadros e Vilma Oliveira que me proporcionaram acesso à pesquisa e me ajudaram em diversos problemas encontrados nos projetos que participamos juntos. Agradeço de coração à equipe Fórmula UFVolts Majorados e todos que tive contato dentro desse projeto de extensão incrível. Foram todos muito importantes para o meu desenvolvimento humano e profissional, estou muito satisfeito de ter participado na UFVolts Majorados durante a minha graduação na Universidade Federal de Viçosa.

Agradeço ao GESEP e a todos os professores, técnicos e funcionários da Universidade Federal de Viçosa pelo profissionalismo e disponibilidade de me ensinar e ajudar em minhas atividades.

Aos moradores da República “A Vila”, lugar onde eu morei por 3 anos em Viçosa. Obrigado por compartilharem comigo diferentes conversas, opiniões e culturas, além dos momentos de diversão, tristezas e alegrias.

Ao CNPq pelos dois anos de bolsa de iniciação científica processos nº 204540 e 201062. À FAPEMIG pelo recurso fornecido para o desenvolvimento do protótipo do veículo monoposto tipo Fórmula SAE, processo APQ - 01028-19.

“Que os nossos esforços desafiem as impossibilidades. Lembrai-vos de que as grandes proezas da história foram conquistadas do que parecia impossível.” (Charles Chaplin)

Resumo

O movimento de um veículo elétrico (VE) depende de forças resistivas mecânicas, como inércia, arraste e rolagem, as quais são convertidas em potência elétrica. Elas influenciam na dinâmica dos conversores CC-CC, que processam energia das fontes armazenadoras em uma microrrede CC (MR CC) para o sistema de tração elétrico. O objetivo deste trabalho é implementar dois conversores CC-CC elevador e abaixador bidirecional para atuarem processando potência das baterias e ultracapacitores (UCs), respectivamente, em um mesmo barramento CC, para atender a demanda de energia necessária durante o movimento do VE por um sistema de gerenciamento que permite regenerar altos picos de energia nas frenagens abruptas e diminuir o estresse de corrente elétrica nas baterias com o auxílio dos UCs. Para estudo e avanço científico desse sistema, é apresentado o modelo médio e em pequenos sinais de múltiplas entradas e saídas dos dois conversores CC-CC elevador e abaixador bidirecional de uma MR CC para utilizar baterias de lítio e banco de UCs em veículos elétricos leves, fórmula SAE (FSAE), prioritariamente. A análise de controles proporcionais e integrais em duas malhas em cascata para corrente e tensão, por diagrama de bode e de polos, é aplicado para adequar a planta dos conversores acoplados às perturbações geradas pelo perfil de carga trabalhado. É desenvolvido um sistema de gerenciamento de energia visando reduzir a degradação das baterias com o auxílio dos UCs, os quais possuem alto gradiente de energia para auxiliar nos picos de potência ocorridos na aceleração e na frenagem regenerativa durante a condução do veículo. Este trabalho utiliza ferramentas computacionais para a modelagem dos sistemas, coleta de dados elétricos e físicos e aplicação do algoritmo de otimização por enxame de partículas de modo a obter uma melhora significativa na eficiência energética e no desempenho das baterias de lítio. O modelo médio apresentou erros abaixo de 5% em comparação com as simulações chaveadas, com baixa influência das perdas parasitas nos ganhos de saída em regime permanente. A estrutura de controle implementada também alcançou erros abaixo de 5% em relação à tensão do barramento CC regulada para um valor de 100 V de referência com o sistema submetido a uma carga com muitos esforços de corrente e elevados picos em pequenos instantes. Por fim, em uma aplicação da proposta de gerenciamento otimizado para uma condução na pista de corrida de Piracicaba — SP, simulado computacionalmente, foi alcançado uma economia de 17% da capacidade energética das baterias em relação ao sistema sem auxílio dos UCs, corroborando para as vantagens da implementação dos VEs no mercado global.

Palavras-chaves: Modelagem de conversores CC-CC; baterias; ultracapacitores; otimização; veículos elétricos; fórmula SAE.

Abstract

The movement of an electric vehicle (EV) depends on mechanical resistive forces, such as inertia, drag and roll, which are converted into electrical power. They influence the dynamics of DC-DC converters, which process energy from storage sources in a DC microgrid (DC MR) for the electric traction system. The objective of this work is to implement two bidirectional boost and buck DC-DC converters to act by processing power from batteries and ultracapacitors (UCs), respectively, on the same DC bus, in order to meet the energy demand required during the EV movement through of a management system that allows to regenerate high energy peaks in sudden braking and reduce the electrical current stress in the batteries with the help of the UCs. For the study and scientific advancement of this system, the medium and small-signal multiple-input-output (MIMO) model of the two boost and buck DC-DC converters of a DC MR to use lithium batteries and a bank of UCs in light electric vehicles of the SAE formula type (SAE) is presented. The analysis of proportional and integral controls in two cascaded loops for current and voltage, by bode and pole diagram, is applied to adapt the plant of the coupled converters to the disturbances generated by the load profile worked. The management objective is to reduce battery degradation with the help of UCs, which have a high energy gradient to assist in power peaks that occur during acceleration and regenerative braking while driving the vehicle. This work uses computational tools to model the systems, collect electrical and physical data and apply the particle swarm optimization algorithm (PSO) in order to obtain a significant improvement in the energy efficiency and performance of lithium batteries. The average model presented errors below 5% in comparison with the switched simulations, with low influence of parasitic losses on steady-state output gains. The implemented control structure also achieved errors below 5% in relation to the DC bus voltage regulated to a reference value of 100 V, the system was subjected to a load with a lot of current efforts and high peaks in small instants. Finally, in an application of the optimized management proposal for driving on the Piracicaba - SP race track, an energy improvement of 17% was achieved in relation to the system without the help of UCs, corroborating for the advantages of implementing EVs in the global market.

Key-words: Model of DC-DC converters; batteries; ultracapacitors; optimization; electric vehicles; SAE formula.

Lista de figuras

Figura 1 – Crescimento da frota de veículos elétricos no mercado internacional de 2013 a 2018. Fonte: (BORBA, 2020; IEA, 2022)	13
Figura 2 – Predição de preço e custo de manutenção dos VEs em relação ao valor de 2020, 2020 a 2050 em porcentagem. Fonte: (BORBA, 2020; LUTSEY; NICHOLAS, 2019)	14
Figura 3 – Curva da relação torque e potência com a velocidade angular do eixo do MSIP. Fonte: Adaptado de (EHSANI et al., 2018).	20
Figura 4 – Estratégia de carga em modo CC de corrente contínua e CV de tensão constante para baterias de VEs: comportamento da (a) corrente (vermelho) e tensão (azul); e (b) comportamento da eficiência (laranja), SoC (roxo), e resistência interna (verde). Fonte: adaptado de (BASTOS, 2016) e (CHEN et al., 2018b; YANG et al., 2019)	21
Figura 5 – Componentes internos do ultracapacitor da empresa <i>LS Materials</i> . Fonte: Adaptado de (MATERIALS, 2022)	22
Figura 6 – Circuito equivalente do UC. Fonte: (CHEN et al., 2018b).	23
Figura 7 – Microrredes inteligentes com fontes alternativas e eletropostos acoplados ao mesmo barramento CC. Fonte: Adaptado de (GORJI et al., 2019).	23
Figura 8 – Conversores CC-CC bidirecionais utilizado no acionamento do trem de força do veículo elétrico. Fonte: Adaptado de (GORJI et al., 2019).	23
Figura 9 – (a) Conversor CC bidirecional derivativo b) Conversor CC bidirecional intercalado. Fonte: (GORJI et al., 2019)	24
Figura 10 – (a) Representação do conversor de três portas. b) Conversor CC-CC bidirecional intercalado de três portas de duas pernas. Fonte: Adaptado de (SARIF; PEI; ANNUAR, 2018)	25
Figura 11 – Diagrama de bode indicando as margens de ganho e de fase e a estrutura genérica das malhas de controle. Fonte: Adaptado de (POMILIO, 2008).	28
Figura 12 – Função adaptativa ou sigmoide <i>SoC-Sharing</i> variando o SoC da bateria. Fonte: (LEAL et al., 2020).	29
Figura 13 – Esquema de iteração das partículas. Fonte: Adaptado de (WANG; TAN; LIU, 2018)	30
Figura 14 – Fluxograma de solução de problemas de otimização com PSO. Fonte: (SILVA et al., 2019)	31
Figura 15 – Diagrama completo do veículo com o sistema de gerenciamento de energia proposto. Fonte: Acervo pessoal.	32

Figura 16 – (a) Curva de torque e potência pela velocidade angular do motor do veículo SAE. (b) Taxa de energia do veículo SAE dado uma mesma aceleração e desaceleração com diferentes velocidades atingidas. Fonte: Acervo pessoal.	34
Figura 17 – (a) Perfil de velocidade em uma volta (b) Circuito Piracicaba. Fonte: (OPTIMUMG, 2021).	35
Figura 18 – Microrrede CC com conversores bidirecionais elevador e abaixador intercalados operando com o banco de baterias de lítio e UCs, respectivamente. Fonte: Acervo pessoal.	36
Figura 19 – a) Padrão de comutação dos conversores intercalados. b) M_1 c) M_2 d) M_3 . Fonte: Acervo pessoal.	36
Figura 20 – Representação da MR como um sistema MIMO. Fonte: Acervo pessoal.	39
Figura 21 – Diagrama em pequenos sinais das malhas de controle. Fonte: Adaptado de (LEAL et al., 2020).	42
Figura 22 – Resposta em frequência do projeto do controlador de tensão com apenas um integrador. Fonte: Acervo pessoal.	45
Figura 23 – Lugar das raízes em malha aberta para a malha de tensão com um controlador integrador. Fonte: Acervo pessoal.	45
Figura 24 – Resposta em frequência do projeto do controlador de tensão com um integrador e proporcional. Fonte: Acervo pessoal.	46
Figura 25 – Lugar das raízes em malha aberta para a malha de tensão com um controlador proporcional integrador. Fonte: Acervo pessoal.	47
Figura 26 – Resposta em frequência do projeto do controlador de tensão $P_{V_{cc}}$ com variações do coeficiente b . Fonte: Acervo pessoal.	48
Figura 27 – Estratégia de controle adaptada para gerar as correntes de referência da malha de corrente das fontes integradas. Fonte: Acervo pessoal.	48
Figura 28 – Fluxograma do algoritmo PSO implementada no modelo da microrrede CC. Adaptado de (ROSLAN et al., 2020).	51
Figura 29 – Dinâmica da velocidade, torque e potência do perfil de carga trabalhado. Fonte: Acervo pessoal.	52
Figura 30 – Perfil de corrente utilizado na fonte controlada do modelo médio do sistema trabalhado. Fonte: Acervo pessoal.	53
Figura 31 – Saídas dos conversores para o perfil de carga como entrada. Fonte: Acervo pessoal.	54
Figura 32 – Comparação da resposta do circuito chaveado com a previsão do modelo utilizando a matriz de ganho estático para diferentes combinações de ciclos de trabalho. A linha em vermelho apresenta a saída do circuito chaveado enquanto a reta em preto a previsão do modelo médio utilizando (4.15). Fonte: Acervo pessoal.	55

Figura 33 – Influência das resistências parasitas e do ciclo de trabalho da bateria e dos UCs na matriz de ganho estático do conversor. Fonte: Acervo pessoal.	57
Figura 34 – Resposta do controle de malha interna de corrente dado um perfil de rampa. Fonte: Acervo pessoal.	57
Figura 35 – Resposta do controle de malha externa de tensão dado um degrau. Fonte: Acervo pessoal.	58
Figura 36 – Respostas de uma carga em rampa com o compartilhamento de potência da fonte primária (bateria) e auxiliar (UCs) com oscilações no barramento CC em diferentes taxas. Fonte: Acervo pessoal.	58
Figura 37 – Aceleração e desaceleração para (a) UCs iniciando em 160 V. (b) UCs iniciando em 140 V. Fonte: Acervo pessoal.	59
Figura 38 – Gerenciamento de energia durante uma volta completa na pista de Piracicaba. Fonte: Acervo pessoal.	60
Figura 39 – Gerenciamento de energia durante uma volta completa na pista de Piracicaba com controlador da malha de tensão lento e ineficaz. Fonte: Acervo pessoal.	61
Figura 40 – Função de custo em função do número de iterações realizado no algoritmo PSO. Fonte: Acervo pessoal.	63

Lista de tabelas

Tabela 1 – Parâmetros aerodinâmicos do veículo	34
Tabela 2 – Parâmetros elétricos da MR.	40
Tabela 3 – Erro relativo médio (%) do modelo.	55
Tabela 4 – Valor médio das saídas do conversor.	56
Tabela 5 – Dados do sistema em uma volta na pista.	61
Tabela 6 – Parâmetros da otimização PSO.	62
Tabela 7 – Parâmetros otimizados pelo algoritmo PSO.	63

Sumário

1	INTRODUÇÃO	13
2	OBJETIVOS DO TRABALHO	16
3	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	17
3.1	Dinâmica Veicular	17
3.2	Motor Síncrono de Ímã Permanente	18
3.3	Baterias	20
3.4	Ultracapacitores	21
3.5	Microrredes CC aplicados em veículos elétricos	23
3.6	Projeto de conversores múltiplas entradas e saídas	26
3.7	Função de base sigmoial	29
3.8	Algoritmos de otimização por enxame de partículas	30
4	METODOLOGIAS DE PROJETO	32
4.1	Descrição do sistema	32
4.2	Exploração dos dados de Potência do Motor Elétrico	33
4.3	Modelagem do grupo de conversores acoplados	35
4.4	Projeto dos controladores	40
4.5	Gerenciamento de energia	47
4.6	Implementação da otimização por enxame de partículas	50
5	RESULTADOS E DISCUSSÃO	52
5.1	Dinâmica da carga	52
5.2	Validação do modelo médio	54
5.3	Análise da estrutura de controle	56
5.4	Análise do sistema de gerenciamento	59
5.5	Desempenho da otimização por enxame de partículas	62
6	CONCLUSÃO	64
	REFERÊNCIAS	66

1 Introdução

O crescente aumento do consumo de eletricidade gera um apelo para um maior uso de fontes de energia renováveis, como as usinas fotovoltaicas e eólicas. Com essa transformação, tais fontes vêm se desenvolvendo cientificamente visando disponibilizar energia de forma barata, segura e confiável para os consumidores. As baterias, ultracapacitores (UCs) e células de hidrogênio têm se mostrado cada vez mais relevantes no propósito de armazenar e fornecer energia elétrica para cargas do setor doméstico, industrial, agrícola e automobilístico (AMARAL et al., 2021).

A Figura 1 mostra o crescimento internacional da frota de veículos elétricos, com maior participação do mercado chinês, Estados Unidos e Europa. Esse aumento surgiu devido a uma campanha multi-governamental, a Iniciativa de Veículos Elétricos para impulsionar a introdução dessa frota no mercado global. A campanha EV30@30 iniciada em junho de 2017 tem o objetivo de introduzir ao menos 30% de diversas categorias de veículos elétricos até o ano de 2030, com suporte de vários países e empresas privadas. Esse projeto vai transformar os veículos mais poluentes de consumo não renovável para veículos eletrificados e com maior flexibilidade de acesso à energia elétrica limpa e renovável. Nos veículos do projeto, estão carros de passeio, vans comerciais, ônibus e caminhões (IEA, 2022).

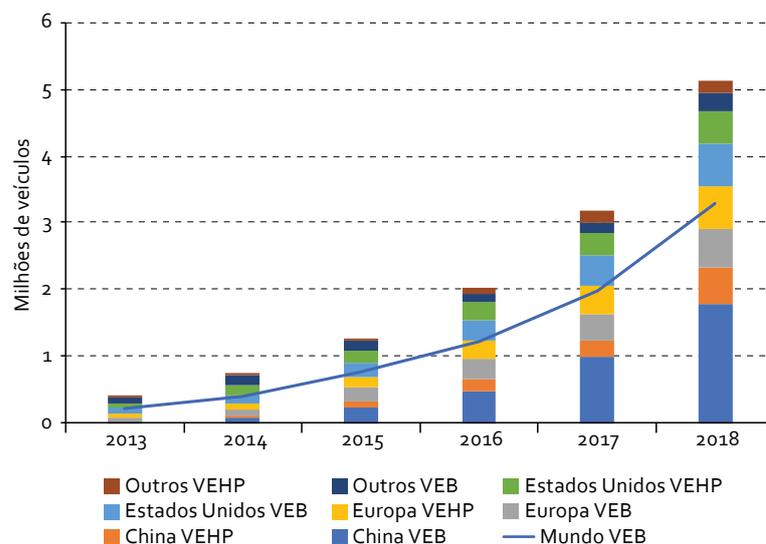


Figura 1 – Crescimento da frota de veículos elétricos no mercado internacional de 2013 a 2018. Fonte: (BORBA, 2020; IEA, 2022)

Os veículos à combustão são os principais emissores de gases tóxicos e responsáveis pelo efeito estufa. Investir na mobilidade sustentável pode trazer resultados positivos para o meio ambiente, reduzir a degradação ambiental, poluição, gases de efeito estufa

GEE e contaminantes atmosféricos locais, contribuindo para melhorar a qualidade do ar urbano e a saúde das pessoas (BORBA, 2020). Nos países da América Latina e do Caribe, a eletrificação dos veículos rodoviários surge como uma opção relevante para superar o problema da poluição atmosférica, dada a elevada participação do setor nas emissões de GEE e outros contaminantes atmosféricos locais (BORBA, 2020).

Em Borba (2020) uma análise de vários cenários foi feita visando a inserção dos VEs com resultados positivos financeira e ambientalmente. Um cenário de referência que considera o envelhecimento populacional e a alteração da venda de veículos leves devido ao maior uso de uma economia compartilhada. No cenário de referência, considera-se que as tecnologias avançadas de veículos automotivos, que incluem os veículos elétricos puros e *plug-in*, apresentam uma redução no custo de aquisição e manutenção, de forma mais acentuada até 2030 (LUTSEY; NICHOLAS, 2019), conforme indicado na Figura 2. A redução dos custos está associada, principalmente, à evolução da tecnologia das baterias e consequentemente, ao seu preço. Dessa forma, o custo de aquisição e manutenção dos VEs tende a diminuir ao longo dos anos.

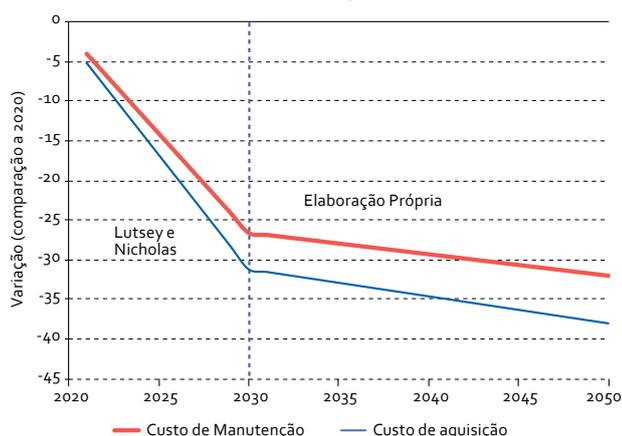


Figura 2 – Predição de preço e custo de manutenção dos VEs em relação ao valor de 2020, 2020 a 2050 em porcentagem. Fonte: (BORBA, 2020; LUTSEY; NICHOLAS, 2019)

A Figura 2 faz uma análise preditiva da redução de custos sobre a manutenção das baterias. O aumento da vida útil desses componentes implica em maior segurança na oferta e aquisição de veículos elétricos.

No Brasil, diversas campanhas e iniciativas estão sendo realizadas para ampliar as políticas da inserção de VEs na frota atual. O Governo Federal em 2018 alterou a alíquota do Imposto Sobre Produtos Industrializados (IPI) dos VEs com 25% e híbridos com 13%. Essa estratégia foi adotada pela Lei 13.755/2018, “Rota 2030” (BRASIL, 2018).

O Governo Federal, a partir do programa “Rota 2030”, também incentiva e fomenta projetos de pesquisa para o desenvolvimento de tecnologia nacional no setor de mobilidade elétrica. Essa iniciativa é importante para incentivar a eletrificação do

setor automotivo no Brasil e acelerar o desenvolvimento de tecnologias inovadoras para aumentar a independência brasileira no que tange a adoção de VEs pelos vários segmentos da população (LEAL et al., 2020).

Considerando o cenário de referência de uma economia compartilhada nos anos posteriores, a disseminação de pontos de recargas e eletropostos possuem grande potencial de contribuição na qualidade da energia da rede elétrica distribuída, a integração dos VEs às fontes renováveis de energia permite o compartilhamento de potência elétrica para reduzir o custo de consumo de eletricidade das concessionárias, além da redução da emissão de gases poluentes e ruídos. A Fundação Parque Tecnológico Itaipu (FPTI-Brasil) firmaram o contrato de cooperação técnico-científica para a execução do Projeto & Desenvolvimento intitulado Sistema Nacional de Armazenamento e Gestão Energética para Eletroposto Bidirecional (código da ANEEL PD 2866 – 0450/2016). Nesse projeto, também estão incluídas parcerias entre a Universidade Tecnológica Federal do Paraná — campus Toledo (UTFPR), Nissan e a Universidade de São Paulo (Escola de Engenharia de São Carlos) (LEAL et al., 2020).

Portanto, de modo a alcançar as metas projetadas para 2030, este presente trabalho visa estudar, projetar, implementar e validar um sistema de gerenciamento de energia utilizando uma modelagem de conversores CC-CC de múltiplas entradas e saídas, formada por um banco de baterias (fontes primárias) e UCs (fontes auxiliares) paralelas ao barramento principal para priorizar a vida útil das células de lítio submetida a altos esforços de corrente em VEs. Através da modelagem dos conversores CC-CC acoplada, será possível obter uma estrutura de controle dotada de informações relevantes para implementar o projeto dos controladores proporcionais e integrais. O modelo em espaços estados integra os conversores individuais e os transformam em um sistema de duas entradas e quatro saídas para efetuar o gerenciamento entre os UCs e as baterias. A modelagem completa do VE, com equações dinâmicas do controlador de carga e da dinâmica veicular do automóvel SAE também foi realizada. Por fim, o gerenciamento proposto é validado por simulações computacionais, extraindo as respostas de um circuito de competição SAE da cidade de Piracicaba-SP.

2 Objetivos do Trabalho

O objetivo geral é desenvolver um sistema de gerenciamento de energia aplicado em uma modelagem da MR CC de um VE tipo FSAE com fontes de baterias e UCs em paralelo e integradas ao barramento CC comum. Em seguida, analisar a estrutura de controle da planta e projetar uma estratégia de gerenciamento de energia com fluxo de carga otimizado, visando a redução da degradação das baterias de lítio utilizadas em veículos elétricos leves. O sistema de gerenciamento deve explorar as características de operação dos UCs, os quais conseguem operar com maior esforço de corrente auxiliando nas recargas e descargas.

Os objetivos específicos são:

- Gerar os dados do perfil de carga da saída dos conversores através dos modelos matemáticos da dinâmica veicular de um VE, para obter os limites de potência de operação da MR CC;
- Desenvolver a modelagem acoplada do sistema de MR CC com as baterias de lítio e os UCs integradas ao barramento CC comum;
- Implementar o gerenciamento de energia com o controle de malha interna e externa no sistema modelado em operação média e em pequenos sinais;
- Aplicar a otimização por enxames de partículas ao gerenciamento de energia, sintonizando os parâmetros das funções de ativação sigmóides que melhoram o fluxo de carga e reduzem os picos de corrente nas baterias;
- Validar a otimização para o estudo de caso em uma pista de competição SAE em Piracicaba — SP, simulada computacionalmente.

3 Revisão Bibliográfica

3.1 Dinâmica Veicular

Diversas forças se opõem ao movimento do VE, como a força gravitacional, da pressão sobre as rodas e do arraste aerodinâmico (ROHAN; ASGHAR; KIM, 2018). Essas forças são modeladas utilizando os conceitos da mecânica clássica e requer como entrada a velocidade instantânea, o ângulo de inclinação e os coeficientes de arraste e atrito de rolamento dado o *design* do veículo e as condições do solo da pista.

De acordo com Leal, Rosa e Nicolazzi (2012), para que o veículo atinja as velocidades ao qual ele foi projetado, o motor deve garantir que a sua potência máxima consiga fornecer trabalho o suficiente para vencer as resistências durante o movimento. A resistência mecânica (Q_m), aerodinâmica (Q_a), rolamento (Q_r) e a inércia (Q_I), são dadas pelas seguintes relações:

$$\begin{cases} Q_m = P_e(1 - \eta)/v_t, \\ Q_a = \frac{\rho v_t^2 C A}{2}, \\ Q_r = f G \cos \alpha, \\ Q_I = M \frac{dv_t}{dt}, \end{cases} \quad (3.1)$$

sendo P_e a potência de entrada no sistema de transmissão, η a eficiência da transmissão, v_t a velocidade tangencial das rodas do veículo, ρ a densidade do ar, C o coeficiente de arraste do ar, A a área frontal do veículo, f o coeficiente da resistência de rolagem, α o ângulo de inclinação de alicive da pista, M a massa total do automóvel e G a aceleração da gravidade. A resistência total ao deslocamento do veículo é dada pela soma de todas as resistências ao movimento, excluía a mecânica (LEAL; ROSA; NICOLAZZI, 2012):

$$Q_t = Q_a + Q_r + Q_I. \quad (3.2)$$

A resistência mecânica não é adicionada em (3.2), visto que seu efeito é observado nas perdas presentes no sistema de redução da velocidade dos eixos devido à inércia das engrenagens.

Dessa forma, a força de tração F_t e de frenagem F_{fr} nos eixos das rodas podem, então, ser representadas por (HENAO-MUÑOZ; PEREIRINHA; BOUSCAYROL, 2020; ROHAN; ASGHAR; KIM, 2018):

$$\begin{cases} F_t = M \frac{dv_t}{dt} + \frac{1}{2} \rho C A v_t^2 + f G \cos \alpha, \\ F_{fr} = F_t(1 - k_a)(1 - k_{br}), \end{cases} \quad (3.3)$$

sendo k_a e k_{br} coeficientes da porcentagem de força aplicada nos freios dianteiros e freios mecânicos nas rodas traseiras, respectivamente. Com o movimento do veículo, as forças imprimidas sobre as rodas assumem um nível de potência consumida e regenerada dada por (LEAL; ROSA; NICOLAZZI, 2012):

$$\begin{cases} P_{cons} = F_t v_t, \\ P_{reg} = F_{fr} v_t, \end{cases} \quad (3.4)$$

O rotor do motor e as rodas do veículo são acoplados ao eixo de alta e baixa velocidade pelo sistema de redução por engrenagens, respectivamente. O torque que deve ser produzido no eixo do motor é dado pela relação (ROHAN; ASGHAR; KIM, 2018):

$$\tau_h = \frac{r_d F_t}{i_r}, \quad (3.5)$$

sendo i_r a taxa de redução das engrenagens.

O sistema esquemático da unidade de transmissão é modelado por (ROHAN; ASGHAR; KIM, 2018):

$$\begin{cases} J_{rd} \frac{d\omega_h}{dt} = \tau_h - \frac{\tau_l}{\eta i}, & P \geq 0 \\ J_{rd} \frac{d\omega_h}{dt} = \tau_h - \frac{\tau_l \eta}{i}, & P < 0, \end{cases} \quad (3.6)$$

sendo J_{rd} a inércia das engrenagens, P a potência gerada, $\frac{d\omega_h}{dt}$ a aceleração, i a taxa de redução das engrenagens e τ_h e τ_l o torque do eixo de alta e baixa velocidade da entrada e saída do sistema de redução, respectivamente. A velocidade angular dos eixos se relacionam por:

$$\omega_l = \frac{\omega_h}{i_r}, \quad (3.7)$$

sendo ω_l e ω_h a velocidade angular (rad/s) do eixo das rodas e do motor, respectivamente.

A carga que será acoplada ao eixo de baixa velocidade está ligada com a inércia das rodas, as resistências mecânicas e ao coeficiente de viscosidade do motor, representado por (ROHAN; ASGHAR; KIM, 2018):

$$J \frac{d\omega_l}{dt} = \tau_l - \tau_{mec} - B\omega_{l_{mec}}, \quad (3.8)$$

sendo J é a inércia das rodas do veículo concentrada no eixo do motor, $\frac{d\omega_l}{dt}$ é a aceleração de referência no eixo das rodas, τ_{mec} é o torque que deve ser compensado pelas forças resistivas, B o coeficiente de atrito viscoso do motor e $\omega_{l_{mec}}$ é a velocidade real transmitido no eixo das rodas considerando as resistências mecânicas.

3.2 Motor Síncrono de Ímã Permanente

Os motores síncronos de ímã permanente (MSIP) são mais aplicáveis em sistemas de baixa a média potência, são compactos, possuem alta densidade de potência, alto torque

e boa eficiência. Apesar de o MSIP ser um sistema não linear com equações dinâmicas de ordens elevadas, a sua planta pode ser simplificada e o seu controle de velocidade é realizado a partir do controle da orientação do campo magnético (OCM), que ajusta o torque de saída desses motores através do erro de corrente i_d obtido das transformações de Park e Clark das tensões de fases do motor axial em estudo neste trabalho. A saída do torque eletromagnético do motor pode ser obtido a partir da velocidade angular mecânica do seu eixo como também pelo uso dos eixos direto e de quadratura do sinal trifásico de alimentação, considerando que suas indutâncias derivadas desses eixos são próximas (MATHWORKS, 2021):

$$\begin{cases} T_e &= J \frac{d\omega_r}{dt} + B_m \omega_r + T_m, \\ T_e &= \frac{3}{2} p [L_{md} i_{df} i_q + (L_d - L_q) i_q i_d], \\ T_e &= \frac{3}{2} p L_{md} i_{df} i_q, \end{cases} \quad (3.9)$$

sendo J a inércia total do sistema, B_m o coeficiente de viscosidade e T_m o torque mecânico aplicado ao eixo do motor. O número de polos do motor é p , L_d e L_q são suas indutâncias relativas aos eixos direto e de quadratura da transformada de Park e Clark, i_d e i_q são suas as correntes direta e de quadratura obtida da tensão trifásica que alimenta o campo do motor síncrono de ímã permanente, i_{df} e L_{md} a corrente magnetizante equivalente do eixo direto e a indutância mútua do eixo direto, respectivamente.

A potência efetiva na saída do MSIP que vai ser transmitida às rodas motrizes é obtida pela seguinte equação (LEAL; ROSA; NICOLAZZI, 2012):

$$P = T_e \omega_h, \quad (3.10)$$

sendo P a potência gerada ou regenerada, ω_h a velocidade angular do motor e T_e o torque eletromagnético do motor. A Figura 3 mostra a curva característica dos pontos de operação entre o torque e a velocidade angular com a potência produzida do MSIP.

Uma característica observada pelos MSIPs é a sua capacidade de produzir torque constante até o seu limite máximo de potência, o seu ponto de operação mais eficiente é em torno da sua velocidade de base com torque nominal em que foi projetado. A partir da sua velocidade base, os MSIPs devem enfraquecer o seu fluxo de campo para que o motor alcance velocidades maiores, tornando o controle do sistema trabalhoso (EHSANI et al., 2018). Na literatura, há diversas técnicas de controle do enfraquecimento de campo magnético para aumentar a velocidade de operação desses motores. Para os motores axiais ou radiais de média potência, a velocidade de base é em média duas vezes menor que a velocidade máxima atingida em seus eixos. Em aplicação de VEs, esses motores não operam em uma potência média específica devido aos diferentes perfis de condução e condições de pistas, dessa forma se torna necessário inserir métodos de resfriamentos para reduzir a degradação dos componentes pelo calor das perdas durante o funcionamento.

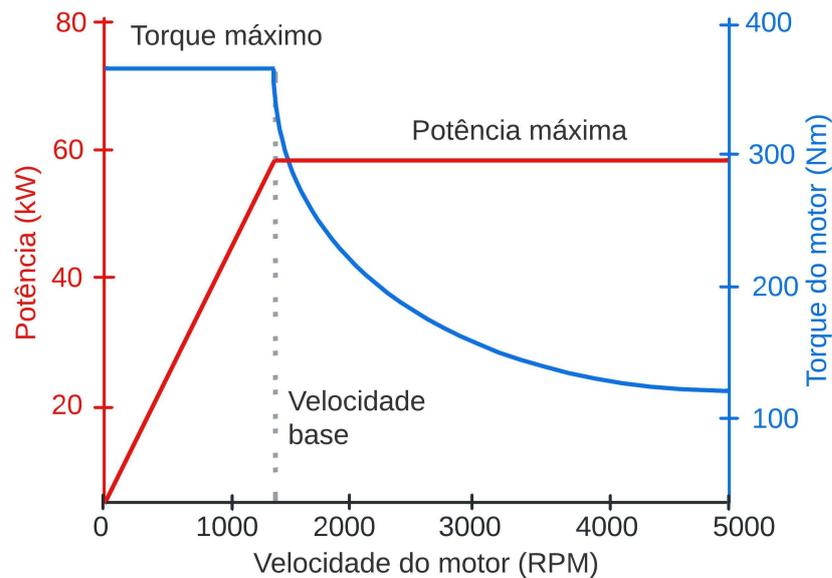


Figura 3 – Curva da relação torque e potência com a velocidade angular do eixo do MSIP. Fonte: Adaptado de (EHSANI et al., 2018).

3.3 Baterias

Com a crescente demanda por baterias de lítio em sistemas de armazenamento de energia, muitas pesquisas vêm sendo realizadas com o objetivo otimizar parâmetros do modelo dinâmico das baterias para aumentar seus ciclos de uso, reduzir custos por material e melhorar a segurança do componente. A densidade de potência das baterias de lítio é outro fator que influencia no custo de aquisição desses componentes para implementação em VEs convencionais (ALAMGIR, 2017).

A segurança do uso das baterias de lítio também é considerada nas pesquisas, o uso de altos níveis de corrente e tensão acima do seu valor máximo projetado podem provocar alto aquecimento nas baterias e aumentar o seu processo de degradação ou até alcançar níveis críticos, como expansão de volume e vazamento de gases (CHEN et al., 2018b; YANG et al., 2019). O processo de recarga da bateria requer maior atenção, pois é dissipado uma maior energia em calor devido ao processo químico de ionização durante a recarga. Por esse motivo, estratégias para o controle de carga são implementadas para a segurança e aumento da vida útil das baterias em que o uso da fonte de corrente e a tensão constante são baseados nos parâmetros da bateria. O parâmetro mais importante é a capacidade das baterias C_{bat} , que indica a quantidade de energia em amper-hora nominal. Tran et al. (2016) afirma que a estratégia mais comum implementada no processo de recarga se baseia no valor de corrente contínua injetada nas baterias, o qual é menor que a metade da capacidade nominal das baterias. Durante o período de corrente contínua, o valor do estado de carga aumenta linearmente conforme a equação

$$SoC(\%) = SoC(0) + \int_0^T \frac{i_{ch}(t)}{C_{bat}} dt, \quad (3.11)$$

onde o $SoC(\%)$ é o estado de carga inicial até atingir o seu nível final em T , em que o processo de recarga passa a operar em modo de tensão constante até a corrente i_{ch} atingir um valor mínimo i_{min} incapaz de agredir as células, entrando em tensão flutuante v_f . A Figura 4 mostra a estratégia estabelecida durante o processo de recarga das baterias.

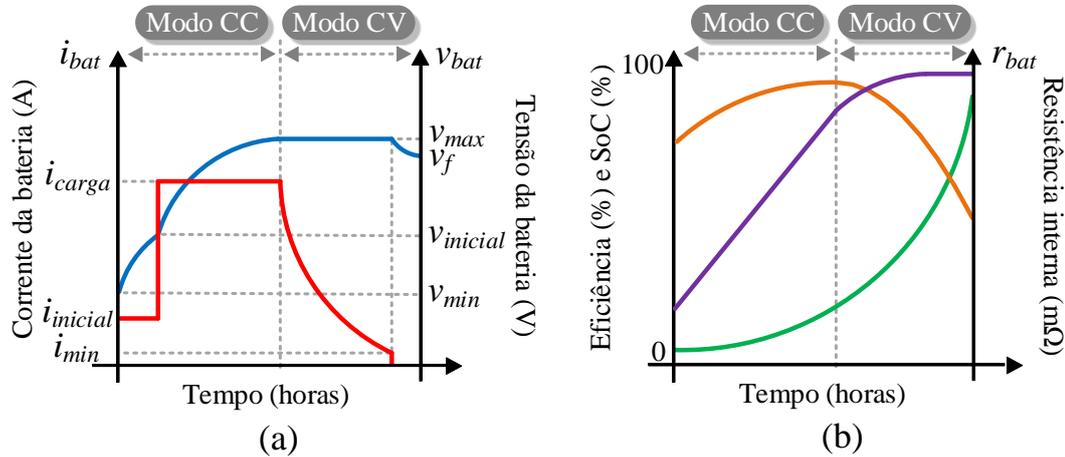


Figura 4 – Estratégia de carga em modo CC de corrente contínua e CV de tensão constante para baterias de VEs: comportamento da (a) corrente (vermelho) e tensão (azul); e (b) comportamento da eficiência (laranja), SoC (roxo), e resistência interna (verde). Fonte: adaptado de (BASTOS, 2016) e (CHEN et al., 2018b; YANG et al., 2019)

Esses controladores de carga são operados em conjunto com um gerenciador de baterias denominado *Battery Management System* (BMS) por comunicação CAN, transmitindo e recebendo protocolos para ativar os modos de operação de corrente contínua e tensão constante do controlador de carga (LIU et al., 2017).

3.4 Ultracapacitores

Os primeiros ultracapacitores (UCs) surgiram na década de 70, utilizada em produtos eletrônicos com baixa tensão de entrada (abaixo de 20,5 V) (BASTOS, 2016). Na década de 90, com o avanço dos veículos elétricos e da modulação por largura de pulso dos microcontroladores, os UCs se tornaram destaque no mercado. Sua característica envolve rápida transferência de energia em altos picos de potência, porém, um empecilho é seu alto volume e peso para aplicações em VEs, que precisam definir o ponto de equilíbrio estático da sua estrutura mecânica.

Atualmente, após anos de pesquisa, os UCs estão se tornando menores e com maior densidade de potência, se difundindo no mercado novamente. A empresa *LS Materials* produz os UCs *LSUC* com 2,8 V de 100 a 3000 F de diferentes volumes e com capacidade de suportar altos níveis de corrente, abrindo espaço para sua implementação em VEs leves e convencionais.

Embora os UCS possuam baixa densidade de energia, a sua densidade de potência é elevada, tornando-os adequados para operarem em conjunto com as baterias em sistemas auxiliares, robusto à alta taxas de carga em que o sistema é submetido. Dessa forma, as baterias assumem um regime de operação mais longo e com menos picos de corrente, enquanto os UCs assumem um regime de operação com transitórios rápidos e absorvendo elevada correntes de recarga, eliminando a necessidade de um controlador com adição de estratégias inteligentes para recarga instantânea de baterias durante a condução do trem de força do VE.

O limiar de tensão dos UCs dependem da composição do eletrólito entre o separador (papel, membrana ou fibra de vidro) e o eletrodo de metal fino (carbono ativado) com elevada área superficial como mostra o esquemático da Figura 5 da fabricante *LS Materials*. Um eletrólito aquoso possui tensão limiar de 1 V e de solvente orgânico a tensão é de 2,3 V (BASTOS, 2016). Portanto, é necessário montar um banco de UCs em série para atingir níveis altos de tensão, encarecendo o produto e aumentando o seu volume e peso.



Figura 5 – Componentes internos do ultracapacitor da empresa *LS Materials*. Fonte: Adaptado de (MATERIALS, 2022)

O modelo equivalente para o UC é mostrado na Figura 6. Ele inclui um resistor, que representa a resistência interna e um capacitor com a sua capacitância interna total durante período de carga / descarga (SHI; CROW, 2008; ZHANG et al., 2015). A tensão através do capacitor interno, $V_c(t)$, e a tensão terminal, $V_t(t)$, do ultracapacitor são dados por (CHEN et al., 2018a)

$$\begin{cases} V_c(t) &= \frac{1}{C} \int i(t) dt + V_c(0) \\ V_t(t) &= Ri(t) + \frac{1}{C} \int i(t) dt + V_c(0) \end{cases} \quad (3.12)$$

O estado de carga dos UCs podem ser obtidos diretamente através do seu nível de tensão pelo comportamento linear da tensão $V_c(t)$ e a energia em função de V_c ao quadrado e da sua capacitância (BASTOS, 2016). A análise dinâmica da tensão dos UCs requer atenção no projeto e está ligada a valor da sua capacitância, a qual é diretamente proporcional ao gradiente de mudança do seu nível de tensão.

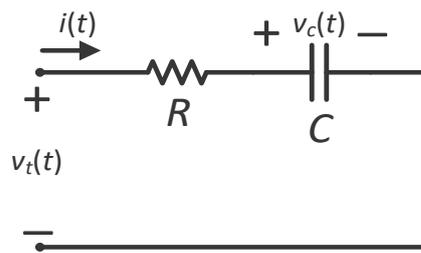


Figura 6 – Circuito equivalente do UC. Fonte: (CHEN et al., 2018b).

3.5 Microrredes CC aplicados em veículos elétricos

Diferentes topologias de conjuntos de conversores CC-CC bidirecionais são utilizados em microrredes CC envolvendo veículos elétricos e eletropostos. A Figura 7 representa o diagrama da integração dos VEs no compartilhamento de energia elétrica na rede distribuída com outras fontes renováveis e a Figura 8 o diagrama do trem de força do VE.

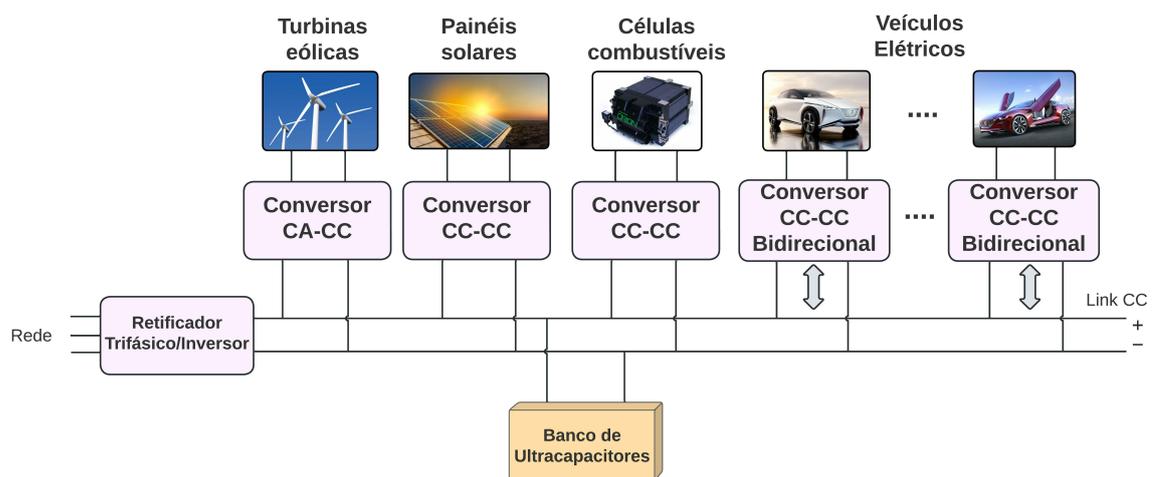


Figura 7 – Microrredes inteligentes com fontes alternativas e eletropostos acoplados ao mesmo barramento CC. Fonte: Adaptado de (GORJI et al., 2019).

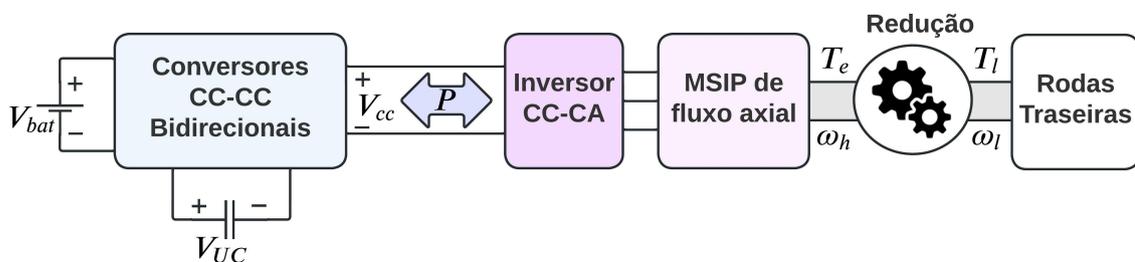


Figura 8 – Conversores CC-CC bidirecionais utilizado no acionamento do trem de força do veículo elétrico. Fonte: Adaptado de (GORJI et al., 2019).

A Figura 7 introduz o esquema de uma rede distribuída com as fontes renováveis e as estações de recarga com seus conversores CC-CC bidirecionais inseridos. Nessa rede

distribuída, os conversores CC-CC bidirecionais são utilizados para carregar os veículos e auxiliar a rede elétrica compartilhando sua energia armazenada quando houver demanda de potência das cargas externas ou necessidade de melhorar a qualidade da energia distribuída em questões de estabilidade e fator de potência. No entanto, é necessário reduzir perdas parasitas inerentes aos conversores CC-CC bidirecionais projetados para aplicações em VEs, pois uma alta potência é trabalhada nas estações de recarga, gerando alta dissipação de energia em calor nas chaves semicondutoras (GORJI et al., 2019).

A Figura 8 mostra os subsistemas que envolvem o trem de força do VE. Em acelerações, as baterias devem injetar potência extra através do conversor CC-CC elevador bidirecional para que o controlador CC-CA opere o MSIP com as rodas acopladas. Esse sistema também permite recuperar energia durante as frenagens transferindo a energia acumulada no barramento do controlador CC-CA para as baterias através do mesmo conversor CC-CC bidirecional (GORJI et al., 2019).

A Figura 9 mostra a topologias de conversores mais comuns utilizadas em veículos elétricos para o acionamento do trem de força e em estações de recarga, definidas como conversores CC-CC abaixadores e elevadores bidirecionais derivativos e não isolados. Essas topologias operam como elevador para transferência de potência entre uma baixa tensão (V_L) na entrada para a alta tensão (V_H) na saída e como abaixador no sentido reverso. O conversor CC-CC bidirecional derivativo, não isolado e intercalado da Figura 9b é o mais adequado para aplicações em VEs, pois estes operam com maiores potências e menos perdas devido à distribuição das altas correntes nos indutores em paralelo e frequência de chaveamento S_1 e S_2 em torno de 10 kHz (GORJI et al., 2019).

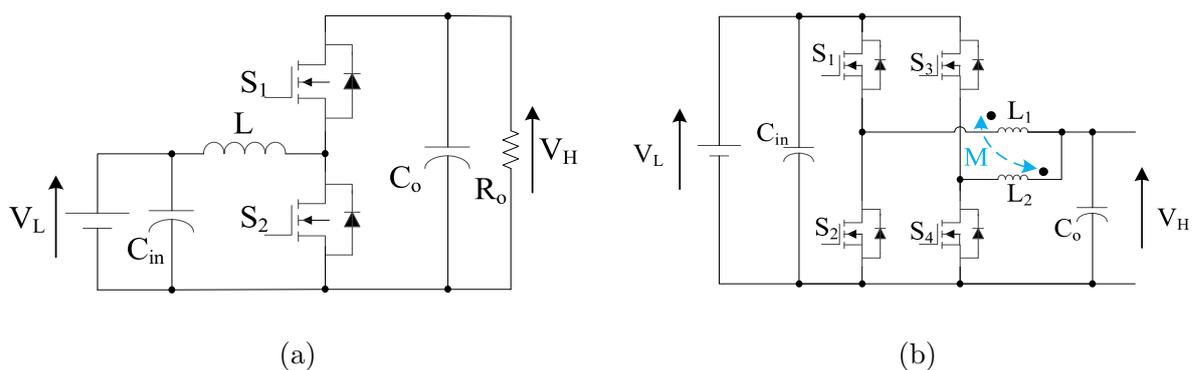


Figura 9 – (a) Conversor CC bidirecional derivativo b) Conversor CC bidirecional intercalado. Fonte: (GORJI et al., 2019)

A escolha dos conversores não-isolados vem do menor custo de aquisição dos seus componentes, além do menor peso e volume. Os conversores CC-CC bidirecionais isolados são mais custosos para atuarem em operações de alta potência devido aos parâmetros de projeto do transformador inerente a esses sistemas, a bitola dos fios e o núcleo magnético são componentes que aumentam o custo dessas categorias de conversores em aplicações

que operam em potências acima de 7 kW (LEAL et al., 2020).

Outra topologia interessante para aplicações em sistemas de trem de força dos VEs é o conversor CC-CC bidirecional intercalado de três portas, como ilustra a Figura 10a. O modelo de três portas representa um conversor de múltiplas entradas e saídas, as suas entradas são identificadas pelas fontes de energia primárias (painéis fotovoltaicos, baterias, gerador e células combustíveis) ou as fontes de energia auxiliares (ultracapacitores) e a saída do modelo como cargas resistivas ou indutivas. A Figura 10b apresenta o esquema do circuito de três portas intercalado de duas pernas, em que a primeira perna é utilizada para elevar a tensão da bateria para injetar potência no barramento comum ou nos UCs chaveando S_1 e S_2 . A segunda perna consiste em chavear S_3 e S_4 para recuperar altos fluxos de cargas e auxiliar as baterias compartilhando essa energia em operações de maior esforço de corrente (SARIF; PEI; ANNUAR, 2018).

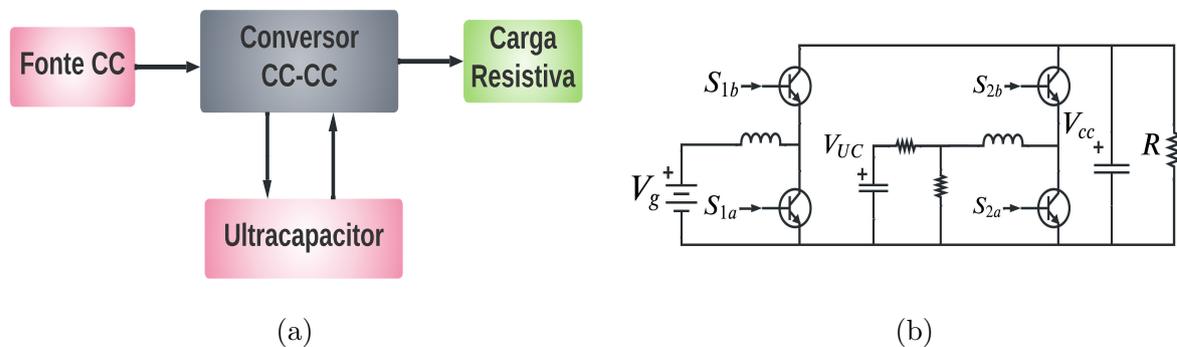


Figura 10 – (a) Representação do conversor de três portas. b) Conversor CC-CC bidirecional intercalado de três portas de duas pernas. Fonte: Adaptado de (SARIF; PEI; ANNUAR, 2018)

A modelagem da topologia apresentada na Figura 10b pode atingir até 16 espaços de estados devido às quatro chaves presentes no circuito e suas diferentes combinações. Dessa forma, diferentes ganhos na saída da planta podem ser obtidos dado as diferentes combinações dos ciclos de trabalho (ou *duty cycle*) em cada chave, o sincronismo da largura de pulso permite que as pernas do conversor CC-CC intercalado atinjam operações contínuas ou descontínuas e alcancem mais estados durante um período de chaveamento do modulador de pulso PWM (MAGOSSSI et al., 2020). A topologia da Figura 10 pode ser modelada de diferentes formas para atender a um perfil de carga com o acoplamento dos conversores em um modelo de múltiplas entradas e saídas, através da sincronização da largura de pulso entre as chaves é possível alcançar diferentes ganhos estáticos combinando estados presentes na planta do conversor durante determinados períodos.

3.6 Projeto de conversores múltiplas entradas e saídas

A equação (3.13) representa o modelo de espaços de estados utilizado nas análises de sistemas dinâmicos (OGATA et al., 2010):

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} \\ \mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x} + \mathbf{D}\mathbf{u}, \end{cases} \quad (3.13)$$

Para analisar o sistema dinâmico dos conversores, é mais comum a aplicação do modelo médio, que consiste em linearizar a planta identificando o regime de operação médio durante o período de comutação das chaves presentes. Os conversores operam em estados de espaços descontínuos dentro do período de comutação, tornando a análise da estrutura de controle mais difícil de ser realizada sem o uso da técnica de linearização (RASHID, 2017).

No modelo médio, as matrizes \mathbf{A} , \mathbf{B} , \mathbf{C} e \mathbf{D} da Equação (3.13) são ponderadas por um operador que relaciona o tempo de duração de cada sub-circuito (T_i) ou estado alcançado em relação ao período da chave (T_s) dado por (LEAL, 2020):

$$k_i = \frac{T_i}{T_s}, \quad (3.14)$$

o que permite expressar uma dada qualquer matriz \mathbf{P} do modelo médio como sendo:

$$\mathbf{P}_m = \sum_{i=1}^n \mathbf{P}_i k_i. \quad (3.15)$$

onde n é o número de subcircuitos que ocorrem em cada período de comutação das chaves dos conversores.

Utilizando a expressão em (3.15), as matrizes \mathbf{A}_m , \mathbf{B}_m , \mathbf{C}_m e \mathbf{D}_m do modelo de espaço de estados pode ser calculado. Definindo as variáveis em regime permanente como $\mathbf{X} = \mathbf{x}(\infty)$, $\mathbf{U} = \mathbf{u}(\infty)$ e $\mathbf{Y} = \mathbf{y}(\infty)$, o modelo médio em regime permanente é dado por (LEAL, 2020):

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{X}} = \mathbf{A}_m \mathbf{X} + \mathbf{B}_m \mathbf{U} = \sum_{i=1}^n \mathbf{A}_i k_i \mathbf{X} + \sum_{i=1}^n \mathbf{B}_i k_i \mathbf{U} \\ \mathbf{Y} = \mathbf{C}_m \mathbf{X} + \mathbf{D}_m \mathbf{U} = \sum_{i=1}^n \mathbf{C}_i k_i \mathbf{X} + \sum_{i=1}^n \mathbf{D}_i k_i \mathbf{U} \end{cases} \quad (3.16)$$

Em regime permanente não existem variações nas variáveis de estado, isto é, $\dot{\mathbf{X}} = 0$, o que leva a:

$$\begin{cases} \mathbf{X} = -\mathbf{A}_m^{-1} \mathbf{B}_m \mathbf{U} \\ \mathbf{Y} = (-\mathbf{C}_m \mathbf{A}_m^{-1} \mathbf{B}_m + \mathbf{D}_m) \mathbf{U} \end{cases} \quad (3.17)$$

Assim, o comportamento dos conversores acoplados como um único sistema de múltiplas entradas e saídas MIMO em torno de um ponto de operação fixo pode ser analisado por (3.17).

A dinâmica do sistema MIMO formado pelo acoplamento dos conversores CC-CC pode ser analisada através da linearização pelo método de pequenos sinais. Nela, os estados, entradas e saídas são definidos como a soma de um valor médio (representado em letra maiúscula) e uma perturbação em torno do valor médio (representada pelo til).

$$\begin{cases} \mathbf{x} = \mathbf{X} + \tilde{\mathbf{x}} \\ \mathbf{y} = \mathbf{Y} + \tilde{\mathbf{y}} \\ \mathbf{u} = \mathbf{U} + \tilde{\mathbf{u}} \\ k_i = K_i + \tilde{k}_i \end{cases} \quad (3.18)$$

A obtenção do modelo em pequenos sinais pode ser feita substituindo (3.18) e \mathbf{A}_m , \mathbf{B}_m , \mathbf{C}_m e \mathbf{D}_m em (3.13)

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{X}} + \dot{\tilde{\mathbf{x}}} = \sum_{i=1}^n \mathbf{A}_i(K_i + \tilde{k}_i)(\mathbf{X} + \tilde{\mathbf{x}}) + \sum_{i=1}^n \mathbf{B}_i(K_i + \tilde{k}_i)(\mathbf{U} + \tilde{\mathbf{u}}) \\ \mathbf{Y} + \dot{\tilde{\mathbf{y}}} = \sum_{i=1}^n \mathbf{C}_i(K_i + \tilde{k}_i)(\mathbf{X} + \tilde{\mathbf{x}}) + \sum_{i=1}^n \mathbf{D}_i(K_i + \tilde{k}_i)(\mathbf{U} + \tilde{\mathbf{u}}) \end{cases} \quad (3.19)$$

Utilizando (3.16), (3.17) e desconsiderando os produtos entre pequenas perturbações, o modelo em pequenos sinais em (3.20) pode ser representado por (LEAL et al., 2020):

$$\begin{cases} \dot{\tilde{\mathbf{x}}} = \sum_{i=1}^n \mathbf{A}_i K_i \tilde{\mathbf{x}} + \sum_{i=1}^n \mathbf{B}_i K_i \tilde{\mathbf{u}} + \sum_{i=1}^n (\mathbf{A}_i \mathbf{X} + \mathbf{B}_i \mathbf{U}) \tilde{k}_i \\ \tilde{\mathbf{y}} = \sum_{i=1}^n \mathbf{C}_i K_i \tilde{\mathbf{x}} + \sum_{i=1}^n \mathbf{D}_i K_i \tilde{\mathbf{u}} + \sum_{i=1}^n (\mathbf{C}_i \mathbf{X} + \mathbf{D}_i \mathbf{U}) \tilde{k}_i \end{cases} \quad (3.20)$$

O método dos pequenos sinais permite identificar as perturbações em torno do modelo médio. Com esse modelo, o projeto dos controladores da planta para a malha interna de corrente e externa de tensão se tornam possíveis, dimensionando o controle proporcional e integral para que o sistema se adapte a comportamentos inesperados em torno do valor médio projetado. Dessa forma, o projetista é capaz de desenvolver uma estrutura de controle secundária focada no gerenciamento de energia dos conversores CC-CC de três ou mais portas.

Pomilio (2008) afirma que a implementação de uma ou mais malhas de controle pretende garantir o ajuste da variável de saída, bem como rápida correção de eventuais desvios provenientes de transitórios na alimentação ou mudança de carga. Embora o sistema a ser controlado seja obviamente não linear, o fato de a frequência de chaveamento ser muito maior que a frequência de corte dos filtros passa-baixas do sistema, torna razoável fazer o modelo considerando os valores médios das variáveis sujeitas ao chaveamento.

A ferramenta básica de projeto é, em geral, o diagrama de Bode da Figura 11, usando-se os critérios de margem de fase e margem de ganho para estabelecer o compensador adequado. A análise no domínio da frequência pressupõe a presença de uma componente senoidal na “entrada”, verificando-se o comportamento da saída, sendo a

variável realimentada. O uso de realimentação negativa da variável controlada representa uma defasagem de 180° . Assim, a resposta do sistema não deve acrescentar defasagem de mais 180° nas frequências em que o ganho for maior que um (0 dB). A realimentação negativa adicionada a uma defasagem de 180° implica uma realimentação positiva, o que tipicamente conduz o sistema à instabilidade se o ganho for maior que um (POMILIO, 2008).

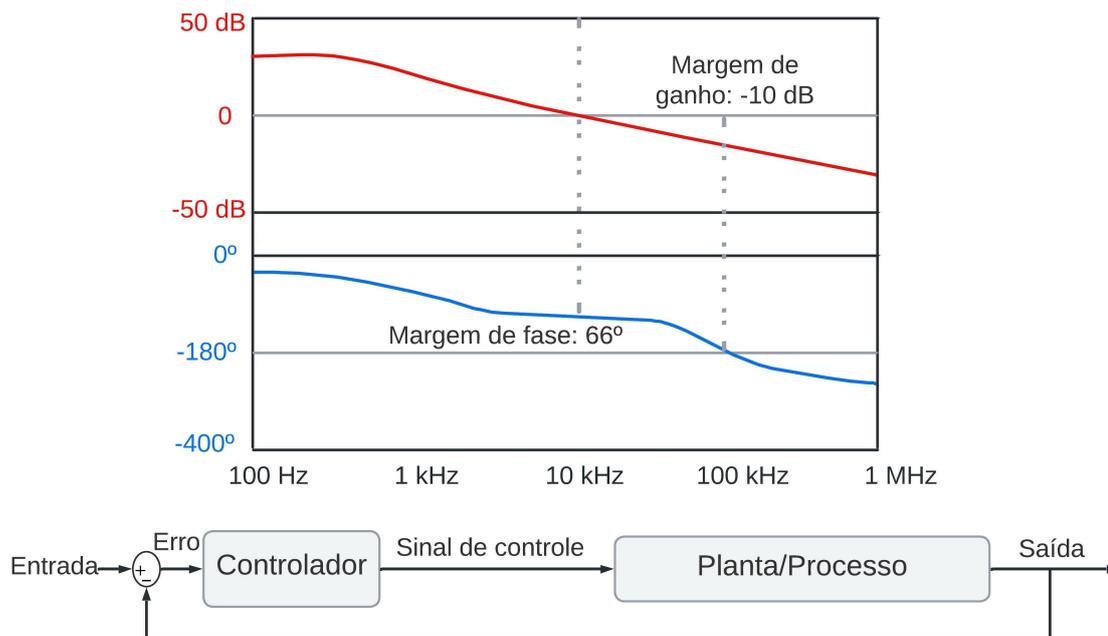


Figura 11 – Diagrama de bode indicando as margens de ganho e de fase e a estrutura genérica das malhas de controle. Fonte: Adaptado de (POMILIO, 2008).

O compensador deve ter como característica, além de assegurar a estabilidade do sistema, um ganho que se reduza com o aumento da frequência, de modo que o chaveamento do circuito de potência não seja sentido na malha de controle. Em Pomilio (2008), a frequência de cruzamento (ganho 0 dB), em malha fechada, deve ser ajustada até no máximo, cerca de $1/5$ da frequência de chaveamento.

Outra implementação interessante é de um ganho infinito para frequência zero, garantindo um erro de regime nulo, ou seja, a tensão de saída é igual à referência. Adicionalmente, o aumento da banda passante, ou seja, o aumento da frequência de corte (ganho unitário) é interessante visto que melhora a resposta dinâmica do sistema, permitindo compensar com maior rapidez as perturbações (POMILIO, 2008).

Recorrendo à realimentação negativa e de algum elemento integrador, dependendo da frequência dos polos e zeros da função de transferência, a máxima defasagem poderá se aproximar de 180° , produzindo uma margem de fase muito pequena, que resultaria em uma resposta oscilatória, com pouco amortecimento. Quanto ao ganho, deve-se buscar elevar o ganho em baixas frequências de modo a reduzir o erro estático, além disso, para

frequências elevadas, deve-se garantir um ganho decrescente para minimizar a realimentação da ondulação da tensão de saída (POMILIO, 2008).

3.7 Função de base sigmoideal

Os métodos de gerenciamento de energia dos conversores são baseados em diferentes técnicas, seja por algoritmos de decisão lógica, *droop*, redes neurais e lógicas *Fuzzy*. Em Leal et al. (2020), Fagundes et al. (2020) é utilizado a função adaptativa *SoC-Sharing* nas malhas internas de corrente para regulação da tensão de saída, a vantagem dessa função é a utilização da variável do estado de carga das baterias (SoC) como o parâmetro para definir o nível de esforço para controlar o barramento CC. A função é conhecida como sigmoide, dada por

$$i_c = \frac{2 \cdot i_{sat}}{1 + e^{(SoC \cdot error \cdot \alpha)}} - i_{sat}, \quad (3.21)$$

onde i_c representa a saída de corrente para ajustar a referência na realimentação da malha interna do sistema em Leal et al. (2020), Fagundes et al. (2020), i_{sat} a corrente de saturação equivalente a 1 pu ou o valor máximo capaz de ser atingido na função, o coeficiente α multiplicado pelo erro de tensão *error* e o estado de carga *SoC* da bateria modificam a inclinação ou o gradiente de resposta, como observado na Figura 12.

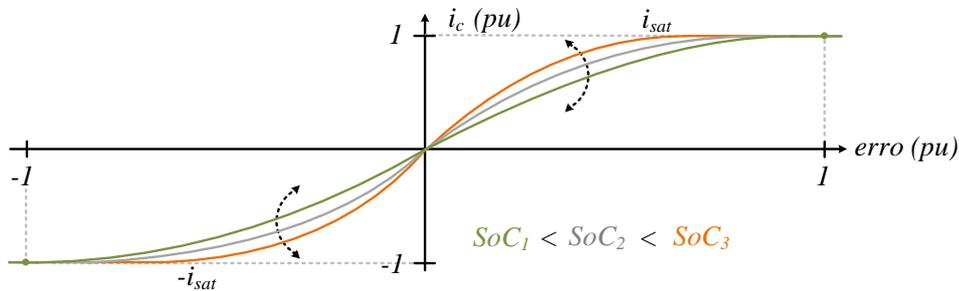


Figura 12 – Função adaptativa ou sigmoide *SoC-Sharing* variando o SoC da bateria. Fonte: (LEAL et al., 2020).

Essa função se adapta para corrigir desvios de tensão, compensar energia, compartilhar e balancear os estados de cargas entre as fontes armazenadoras. Em razão da sua flexibilidade, ela é muito aplicável em sistemas de gerenciamento de energia por atualizar a referência do controle de corrente conforme as variáveis de ativação que modificam o gradiente da função sigmoide. Embora essa função seja não linear, a sua continuidade torna a análise de estabilidade da estrutura de controle da planta formada por um conjunto de conversores linearizados mais prática através da análise do modelo médio em pequenos sinais da planta e a obtenção dos autovalores do sistema a partir do seu jacobiano (FAGUNDES et al., 2020).

3.8 Algoritmos de otimização por enxame de partículas

O algoritmo evolucionário de otimização por enxame de partículas ou PSO (*Particle Swarm Optimization*) foi desenvolvido por Elberhat e Kennedy em 1995 para resolver problemas de otimização em sistemas não lineares (ABDOLRASOL; HANNAN; MOHAMMED, 2016). Em cada iteração do algoritmo, as partículas ou os parâmetros utilizados na otimização se movem na direção da melhor solução do sistema (NAMMALVAR; RAMKUMAR, 2018). Um conjunto de partículas forma um grupo, cada grupo move suas partículas guardando os resultados obtidos e comparando com os resultados anteriores salvando os melhores. O grupo escolhido é aquele que possui as partículas que entregam a melhor otimização do sistema. Em cada iteração, é selecionado o grupo e cada partícula se move de posição conforme a sua velocidade e o caminho ótimo encontrado anteriormente.

$$V_i^{n+1} = \omega V_i^n + C_1 r_1 (P_i^n - X_i^n) + C_2 r_2 (P_g^n - X_i^n) \quad (3.22)$$

$$X_i^{n+1} = X_i^n + V_i^{n+1} \quad (3.23)$$

onde X_i e V_i é a posição e a velocidade da partícula respectivamente, P_i e P_g é a melhor solução da iteração anterior e a melhor solução global respectivamente, $(i = 1, 2, \dots, m)$, m é o número de partículas, n é o número de iterações, ω é o peso de inércia, C_1 é o grau social, C_2 é o grau cognitivo, r_1 e r_2 são intervalos aleatórios de 0 a 1.

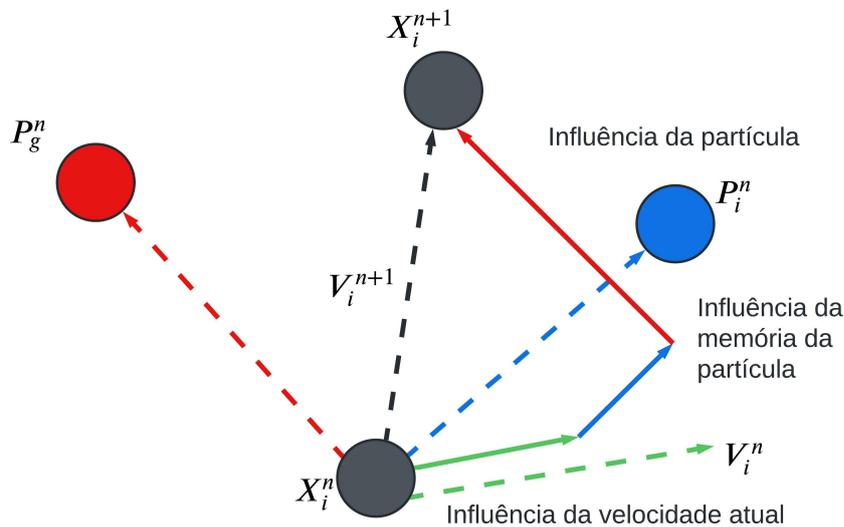


Figura 13 – Esquema de iteração das partículas. Fonte: Adaptado de (WANG; TAN; LIU, 2018)

O procedimento de iteração de qualquer partícula é ilustrado na Figura 13. Analisando a fórmula de atualização de velocidade de uma perspectiva sociológica, a primeira parte é a influência da velocidade anterior da partícula. Isso significa que a partícula tem confiança em seu movimento atual e conduz o movimento inercial de acordo com à sua própria velocidade, o parâmetro *omega* é chamado peso de inércia.

A segunda parte depende da distância entre a posição atual da partícula e a posição ótima do seu grupo, chamado objeto “cognitivo”, é o próprio pensamento da partícula, ou seja, o movimento resulta da melhor experiência do grupo. O parâmetro C_1 é chamado fator de aprendizagem cognitiva (ou fator de aceleração cognitiva).

A terceira parte baseia-se na distância entre a posição atual da partícula e a distância global (ou local) da posição ótima do enxame, chamada fator “social”, é o compartilhamento de informações e a cooperação entre as partículas, ou seja, o movimento das partículas provenientes das outras experiências obtidas no enxame. Esse fator simula o movimento da partícula através da cognição dado pelo parâmetro C_2 , chamado fator de aprendizagem social (ou fator de aceleração social) (WANG; TAN; LIU, 2018).

O fluxograma ilustrado na Figura 14 mostra o processo de treinamento das partículas, desde a inicialização das variáveis aleatórias até a atualização da posição ótima dado o número de iterações (SILVA et al., 2019).

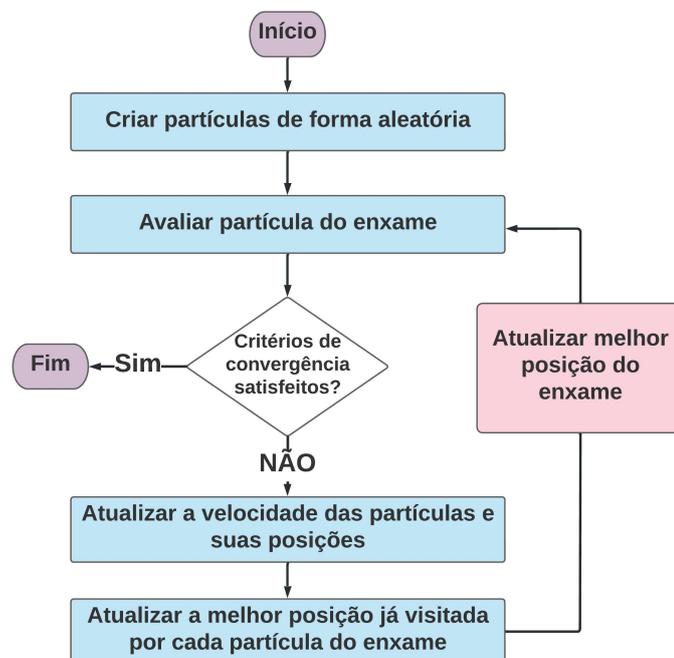


Figura 14 – Fluxograma de solução de problemas de otimização com PSO. Fonte: (SILVA et al., 2019)

4 Metodologias de Projeto

4.1 Descrição do sistema

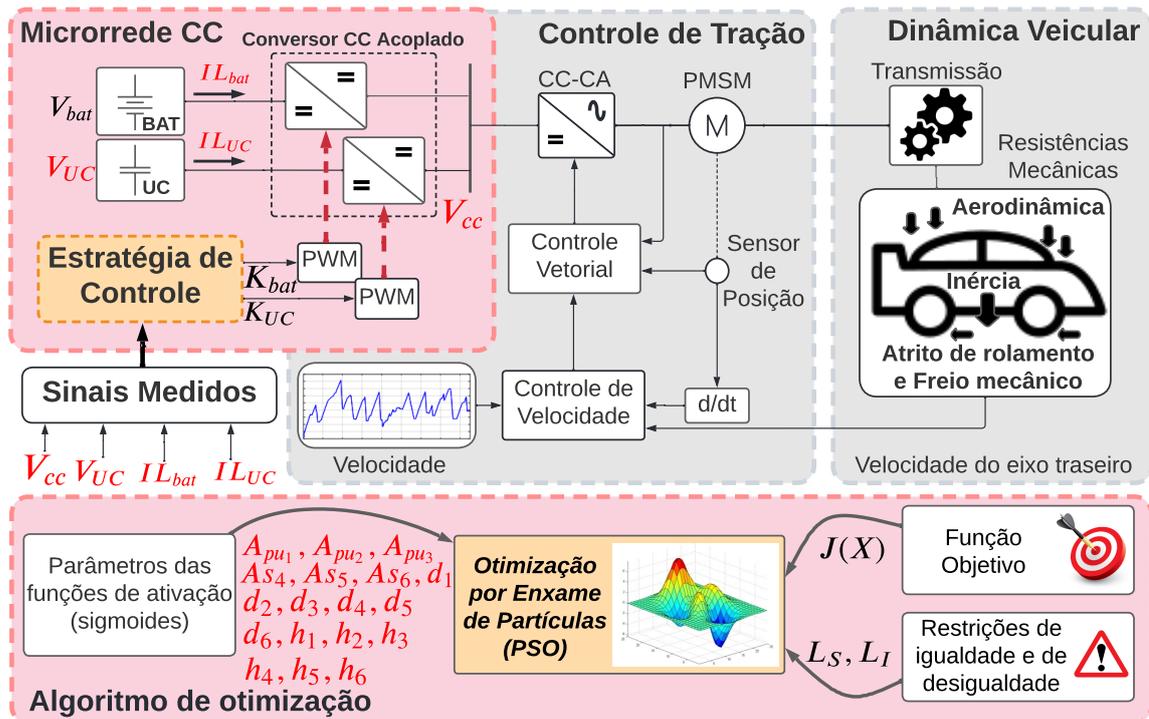


Figura 15 – Diagrama completo do veículo com o sistema de gerenciamento de energia proposto. Fonte: Acervo pessoal.

O sistema geral do veículo com a estratégia de controle proposta é exibido na Figura 15. O conjunto formado pelas baterias de lítio e os UCs pode ser abordado como uma MR CC, fornecendo energia para o barramento principal do controlador de carga através do conversor CC-CC elevador e abaixador acoplados. O controlador de tração é um *driver* responsável por injetar ou reaproveitar a potência trabalhada na carga, modelado para aplicação em motor síncrono de ímã permanente (MSIP) ou *permanent magnet synchronous motor* (PMSM). O método de controle vetorial de velocidade com torque eletromagnético como saída do motor é utilizado.

A carga do sistema é determinada pela dinâmica veicular, considerando as forças mecânicas resistentes do veículo como trabalho a ser realizado para manter o seu movimento estável. O conjunto MR CC, controle de tração e dinâmica veicular completam o trem de força (ou *powertrain*) do veículo. Dessa forma, a compreensão da dinâmica veicular é crucial para o desenvolvimento da estratégia de controle e gerenciamento a ser utilizada, ela define os limites de potência necessário para estabelecer a região de operação média

das baterias e os UCs e permitir a análise das perturbações em torno dela.

O algoritmo de otimização por enxame de partículas é utilizado para atualizar as variáveis do sistema de gerenciamento de energia que definirão o comportamento das fontes de energia, baseadas nas funções sigmóides. Os parâmetros atualizados na função sigmoide define o fluxo de carga mais eficiente entre as baterias e os UCs para manter a tensão de saída do barramento CC regulada. O objetivo principal da estratégia de controle é compartilhar potência, minimizar estresses de corrente na bateria e recuperar grande parte da energia cinética do veículo durante as desacelerações, além de manter a MR em operação segura, estável e eficiente.

4.2 Exploração dos dados de Potência do Motor Elétrico

O estudo de caso deste trabalho é um carro de corrida desenhado pela equipe de estudantes em Viçosa-MG, Universidade Federal de Viçosa - UFV, Brasil. Os parâmetros aerodinâmicos são apresentados na Tabela 1, a operação do MSIP dimensionado e a relação das energias dissipadas e regeneradas durante o movimento do veículo é mostrado nas Figuras 16a e 16b, respectivamente. O *software Optimum Lap* foi utilizado para obter o perfil de velocidade que o carro pode seguir em uma competição real com base nos parâmetros do protótipo do projeto de extensão UFVolts Majorados na UFV (HENAO-MUÑOZ; PEREIRINHA; BOUSCAYROL, 2020). A pista selecionada é um circuito real de Piracicaba - SP utilizado na competição SAE 2017, desenvolvida por grupos de estudantes de outras equipes fórmula SAE. O ciclo de condução e o mapa da pista retirados do *Optimum Lap* são apresentados na Figura 17 (OPTIMUMG, 2021).

A Figura 16a mostra o torque máximo projetado nas acelerações do veículo de 45 Nm com uma velocidade de base de 1800 RPM, indicando uma potência máxima transferida de aproximadamente 8 kW, esses dados interferem diretamente no perfil de velocidade obtido na Figura 17a durante uma volta de 93 s na pista de Piracicaba - SP. A Figura 16b exhibe as potências disponíveis para aceleração e regeneração, bem como a potência consumida pelo arraste aerodinâmico e pela rolamento do pneu, todas em função da velocidade tangencial do veículo SAE estudado. A potência de regeneração atinge um pico em torno de 45 kW dada uma mesma taxa de variação de velocidade do veículo projetado para aceleração e desaceleração, permitindo que uma maior energia possa ser reaproveitada em uma velocidade média nessa faixa. Esse perfil de condução foi atingido durante uma volta na pista de Piracicaba - SP com uma velocidade média de aproximadamente 43 km/h. Portanto, a faixa de operação com maior eficiência durante o trajeto na pista de corrida foi alcançada.

Com os dados obtidos do *software Optimum Lap* e inseridos nas equações da dinâmica veicular com o controle vetorial do MSIP das seções em 3.1 e 3.2, foi extraído

Tabela 1 – Parâmetros aerodinâmicos do veículo

Veículo Elétrico Fórmula SAE da UFVolts Majorados Gx-E03	
Parâmetro	Valor
Massa (kg)	350
Largura (m)	1,2
Coefficiente de Arraste (C_x)	0,85
Coefficiente de força descendente (C_z)	1,2
Área frontal (m^2)	0,95
Eficiência da transmissão η (%)	92
Taxa de redução das engrenagens i	3,9
Diâmetro da roda (m)	0,561
Coefficiente da resistência de rolamento (f)	0,014
Distância entre eixos (m)	1,53

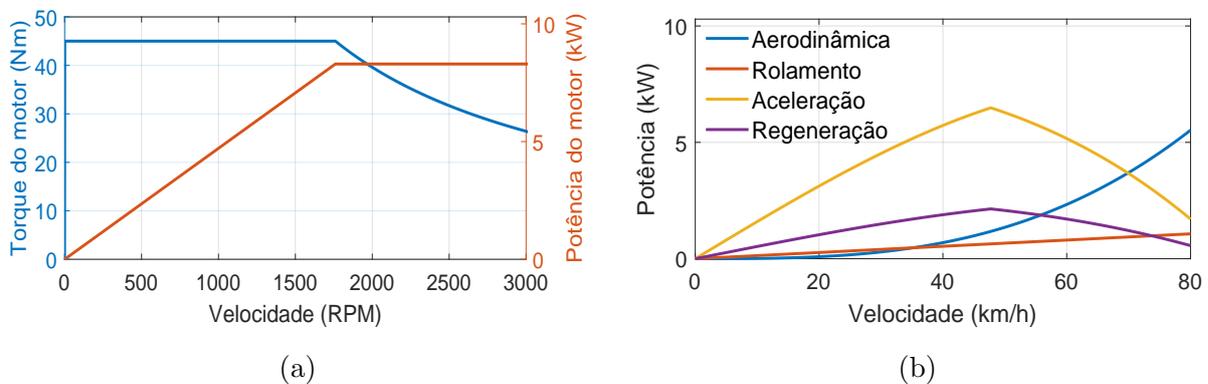


Figura 16 – (a) Curva de torque e potência pela velocidade angular do motor do veículo SAE. (b) Taxa de energia do veículo SAE dado uma mesma aceleração e desaceleração com diferentes velocidades atingidas. Fonte: Acervo pessoal.

a potência consumida e regenerada pelo veículo elétrico durante uma volta na pista de Piracicaba em (3.10). As equações da dinâmica veicular foram obtidas a partir dos modelos desenvolvidos em blocos no *software Matlab/Simulink*, onde foi extraído o valor do torque de saída necessário para vencer as forças físicas resistivas do veículo durante o movimento, assim como a força necessária para estabelecer o nível de frenagem eletromagnética nas rodas traseiras do veículo. Para este estudo, foi utilizado aproximadamente 15% da força em (3.3) distribuída para a frenagem regenerativa para desacelerar o veículo ao ponto de velocidade final almejado. As forças restantes foram compensadas pelo freio mecânico do veículo, pois é necessário que isso ocorra para que o automóvel não perca o seu equilíbrio devido à transferência de carga que ocorre durante as frenagens abruptas, já que foi utilizado apenas um motor elétrico no eixo traseiro.

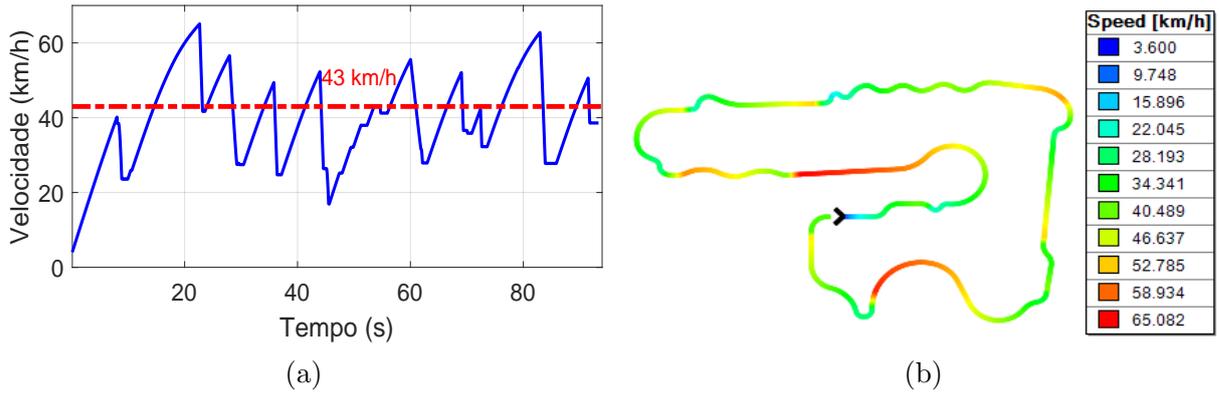


Figura 17 – (a) Perfil de velocidade em uma volta (b) Circuito Piracicaba. Fonte: (OPTIMUMG, 2021).

4.3 Modelagem do grupo de conversores acoplados

A MR modelada é exibida na Figura 18, em que r_{bat} é a resistência interna da bateria, r_{L1} e r_{L2} são as resistências dos indutores L_{bat} e L_{UC} , C_{UC} é a capacitância do ultracapacitor de resistência r_{UC} , C_1 é a capacitância do capacitor de resistência r_{c1} , r_{ch} é a resistência das chaves, C_{vcc} é o capacitor do barramento de saída de resistência r_C . Além disso, V_{bat} é a tensão da bateria e I_{carga} é uma fonte de corrente representando uma carga alimentada pelos conversores com tensão de saída V_{cc} . A bateria e os UCs compartilham energia para o barramento principal durante a tração do VE. A MR opera com a bateria e seu conversor elevador em paralelo com os UCs e seu conversor abaixador, transferindo potência para o barramento principal visando regular sua tensão e obter um melhor rendimento do fluxo de carga pelo controlador do motor síncrono de ímã permanente (MSIP).

A escolha do conversor elevador das baterias é devido ao dimensionamento da sua tensão mais baixa em relação à tensão de saída do barramento CC. O conversor abaixador utilizado nos UCs foi escolhido para este componente opere em altas tensões e reduza os picos de corrente que ocorrem durante as frenagens abruptas, permitindo que o limite máximo de corrente a ser submetido aos indutores dependa da tensão do barramento CC e da potência transferida.

O perfil de carga representa as variações do fluxo de energia necessário para movimentar o VE. Ele permite obter o ciclo de trabalho médio do sistema. Para o modelo do perfil de carga, será utilizado as respostas da potência consumida através do torque de saída do modelo e a velocidade imprimida nas rodas do automóvel em (3.10).

O modelo da MR considera os parâmetros dimensionados para operar em um ponto médio de potência calculado a partir do perfil de carga obtido durante a movimentação do VE em um determinado ciclo de trabalho. O modelo médio foi configurado para se adequar em uma faixa de operação dentro da região de estabilidade do sistema do conversor CC-CC

MIMO, que é mais adequado para definir os métodos de controle e analisar os seus ganhos na tensão de saída.

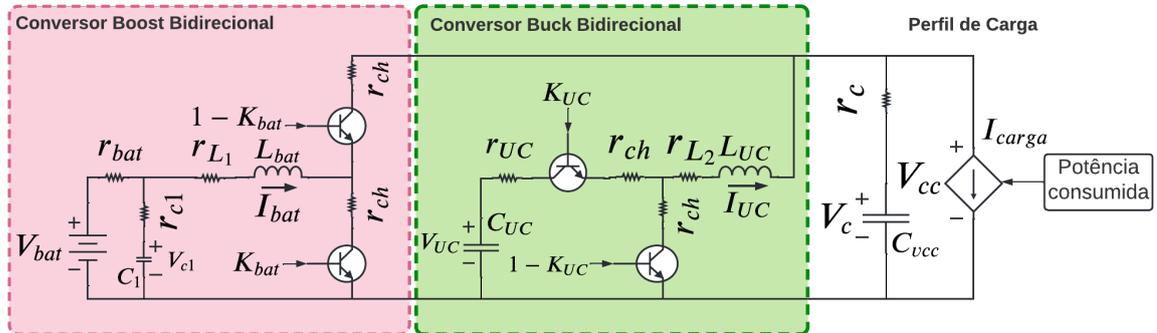


Figura 18 – Microrrede CC com conversores bidirecionais elevador e abaixador intercalados operando com o banco de baterias de lítio e UCs, respectivamente. Fonte: Acervo pessoal.

Para a operação média desse sistema, dado a relação das tensões das baterias e dos UCs com a tensão de saída do barramento principal, o ciclo de trabalho médio K_{bat} é menor que 50% e K_{UC} é maior que 50%, dessa forma é possível observar um padrão de comutação do sistema com três intervalos de sub-circuitos diferentes como obtido na Figura 19.

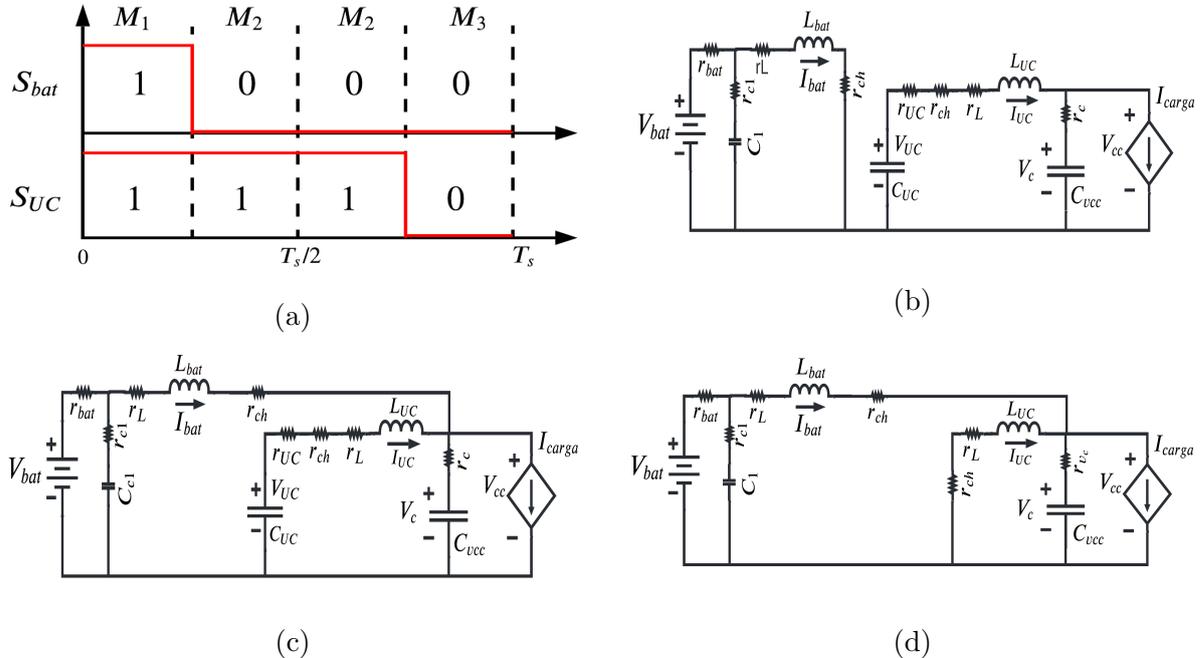


Figura 19 – a) Padrão de comutação dos conversores intercalados. b) M_1 c) M_2 d) M_3 . Fonte: Acervo pessoal.

Dado os subcircuitos das Figuras 19b, 19c e 19d é desenvolvido três matrizes em equações de espaço estados para linearização por modelo médio do sistema. Aplicando a

lei de *Kirchhoff* nos sub-circuitos, as equações diferenciais podem ser obtidas, o que leva às seguintes matrizes \mathbf{A}_i , \mathbf{B}_i , \mathbf{C}_i e \mathbf{D}_i considerando $\mathbf{x} = [I_{bat} I_{UC} V_{UC} V_{c1} V_c]^T$ o vetor de estado, $\mathbf{u} = [V_{bat} I_{carga}]^T$ o vetor de entradas e $\mathbf{y} = [I_{bat} I_{UC} V_{UC} V_{cc}]^T$ o vetor de saídas:

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} \frac{\alpha_2}{L_{bat}} & 0 & 0 & \frac{-\alpha_1}{L_{bat}} & 0 \\ 0 & \frac{\alpha_3}{L_{UC}} & \frac{1}{L_{UC}} & 0 & \frac{-1}{L_{UC}} \\ 0 & \frac{-1}{C_{UC}} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{\alpha_1}{C_1} & 0 & 0 & \frac{\alpha_1}{C_1 r_{bat}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_{vcc}} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (4.1)$$

$$\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} \frac{\alpha_2}{L_{bat}} - r_c & \frac{-r_c}{L_{bat}} & 0 & \frac{-\alpha_1}{L_{bat}} & \frac{-1}{L_{bat}} \\ \frac{-r_c}{L_{UC}} & \frac{\alpha_3}{L_{UC}} & \frac{1}{L_{UC}} & 0 & \frac{-1}{L_{UC}} \\ 0 & \frac{-1}{C_{UC}} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{\alpha_1}{C_1} & 0 & 0 & \frac{\alpha_1}{C_1 r_{bat}} & 0 \\ \frac{1}{C_{vcc}} & \frac{1}{C_{vcc}} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (4.2)$$

$$\mathbf{A}_3 = \begin{bmatrix} \frac{\alpha_2}{L_{bat}} - r_c & \frac{-r_c}{L_{bat}} & 0 & \frac{-\alpha_1}{L_{bat}} & \frac{-1}{L_{bat}} \\ \frac{-r_c}{L_{UC}} & \frac{\alpha_3 + r_{UC}}{L_{UC}} & 0 & 0 & \frac{-1}{L_{UC}} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{\alpha_1}{C_1} & 0 & 0 & \frac{\alpha_1}{C_1 r_{bat}} & 0 \\ \frac{1}{C_{vcc}} & \frac{1}{C_{vcc}} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (4.3)$$

sendo $\alpha_1 = \frac{-r_{bat}}{r_{bat} + r_{c1}}$, $\alpha_2 = r_{c1}\alpha_1 - r_{L1} - r_{ch}$ e $\alpha_3 = -(r_{UC} + r_{ch} + r_{L2} + r_c)$.

$$\mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} \frac{-r_{c1}\alpha_1}{L_{bat}r_{bat}} & 0 \\ 0 & \frac{r_c}{L_{UC}} \\ 0 & 0 \\ \frac{-\alpha_1}{C_1 r_{bat}} & 0 \\ 0 & \frac{-1}{C_{vcc}} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_2 = \mathbf{B}_3 = \begin{bmatrix} \frac{-r_{c1}\alpha_1}{L_{bat}r_{bat}} & \frac{r_c}{L_{bat}} \\ 0 & \frac{r_c}{L_{UC}} \\ 0 & 0 \\ \frac{-\alpha_1}{C_1 r_{bat}} & 0 \\ 0 & \frac{-1}{C_{vcc}} \end{bmatrix}. \quad (4.4)$$

$$\mathbf{C}_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & r_c & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C}_2 = \mathbf{C}_3 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ r_c & r_c & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (4.5)$$

As matrizes \mathbf{D}_i são as mesmas para todos sub-circuitos, sendo dadas por:

$$\mathbf{D}_1 = \mathbf{D}_2 = \mathbf{D}_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -r_c \end{bmatrix}. \quad (4.6)$$

De acordo com a equação em (3.14) são obtidos três sub-intervalos T_1 , T_2 e T_3 , portanto, pelo padrão de comutação das chaves da Figura 19a, as matrizes médias são

definidas da seguinte forma:

$$\begin{cases} \mathbf{A}_m &= \mathbf{A}_1 k_1 + 2\mathbf{A}_2 k_2 + \mathbf{A}_3 k_3 \\ \mathbf{B}_m &= \mathbf{B}_1 k_1 + 2\mathbf{B}_2 k_2 + \mathbf{B}_3 k_3 \\ \mathbf{C}_m &= \mathbf{C}_1 k_1 + 2\mathbf{C}_2 k_2 + \mathbf{C}_3 k_3 \\ \mathbf{D}_m &= \mathbf{D}_1 k_1 + 2\mathbf{D}_2 k_2 + \mathbf{D}_3 k_3 \end{cases} . \quad (4.7)$$

Adotando $T_s = \sum T_i$ e analisando o tempo que as chaves estão abertas na Figura 19a:

$$\begin{cases} T_s = T_1 + 2T_2 + T_3, \\ 2T_2 + T_3 = (1 - K_{bat})T_s, \\ T_3 = (1 - K_{UC})T_s, \end{cases} \quad (4.8)$$

sendo K_{bat} e K_{UC} o ciclo de trabalho aplicado às chaves do conversor da bateria e do UC, respectivamente. Utilizando (3.14):

$$\begin{cases} T_s = k_1 T_s + 2k_2 T_s + k_3 T_s \\ 2k_2 T_s + k_3 T_s = (1 - K_{bat})T_s, \\ k_3 T_s = (1 - K_{UC})T_s \end{cases} \quad (4.9)$$

Analisando (4.9), o operador de cada estado é dado por:

$$\begin{cases} k_1 &= K_{bat} \\ k_2 &= (K_{UC} - K_{bat})/2, \\ k_3 &= 1 - K_{UC} \end{cases} \quad (4.10)$$

sendo $K_{bat} < K_{UC}$ seguindo o padrão de comutação adotado.

Substituindo (4.10) em (4.7), as matrizes médias são:

$$\begin{cases} \mathbf{A}_m &= (\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)K_{bat} + (\mathbf{A}_2 - \mathbf{A}_3)K_{UC} + \mathbf{A}_3 \\ \mathbf{B}_m &= (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2)K_{bat} + (\mathbf{B}_2 - \mathbf{B}_3)K_{UC} + \mathbf{B}_3 \\ \mathbf{C}_m &= (\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2)K_{bat} + (\mathbf{C}_2 - \mathbf{C}_3)K_{UC} + \mathbf{C}_3 \\ \mathbf{D}_m &= (\mathbf{D}_1 - \mathbf{D}_2)K_{bat} + (\mathbf{D}_2 - \mathbf{D}_3)K_{UC} + \mathbf{D}_3 \end{cases} . \quad (4.11)$$

Através do modelo médio desenvolvido, os conversores em paralelo são transformados em um único sistema com duas entradas e quatro saídas, conforme exibido na Figura 20.

Aplicando a transformada de Laplace em (3.16) é possível obter uma matriz que relaciona as saídas como uma combinação linear das entradas, dada por:

$$\mathbf{M}(s) = \mathbf{C}_m (s\mathbf{I} - \mathbf{A}_m)^{-1} \mathbf{B}_m + \mathbf{D}_m. \quad (4.12)$$

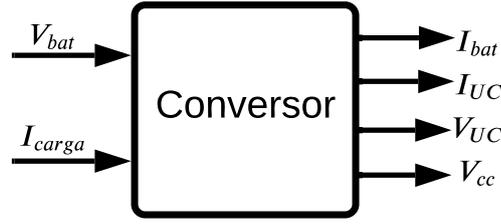


Figura 20 – Representação da MR como um sistema MIMO. Fonte: Acervo pessoal.

A matriz de ganho estático \mathbf{G} é obtida aplicando uma entrada degrau unitário com o tempo tendendo ao infinito em (4.12) e utilizando o teorema do valor final (FUZATO et al., 2016), que resulta em:

$$\mathbf{G} = \lim_{s \rightarrow 0} s\mathbf{M}(s) \frac{1}{s} = -\mathbf{C}_m \mathbf{A}_m^{-1} \mathbf{B}_m + \mathbf{D}_m. \quad (4.13)$$

Dessa forma, a k -ésima saída do sistema, sendo $k \in \{1, 2, 3, 4\}$, pode ser escrita como uma combinação linear das entradas ponderadas pelos ganhos estáticos como:

$$\mathbf{y}_{k \times 1} = \mathbf{G}\mathbf{u}, \quad (4.14)$$

que, na forma matricial, fica:

$$\begin{bmatrix} I_{bat} \\ I_{UC} \\ V_{UC} \\ V_{cc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{11} & G_{12} \\ G_{21} & G_{22} \\ G_{31} & G_{32} \\ G_{41} & G_{42} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{bat} \\ I_{carga} \end{bmatrix}. \quad (4.15)$$

A matriz em (4.16) exhibe os elementos de \mathbf{G} em função das resistências do sistema e do ciclo de trabalho aplicado às chaves. É possível notar que o ganho estático da corrente do indutor I_{UC} é nulo em regime permanente, isso é devido a sua característica como componente passivo no circuito da MR. Observa-se também que a influência das resistências parasitas interferem nos ganhos estáticos dos estados V_{UC} e V_{cc} , as razões cíclicas médias devem ser escolhidas obedecendo os critérios do modelo desenvolvido, como inferir que $K_{bat} < K_{UC}$ ou que o limite de K_{bat} atingido durante a operação da MR seja de 50%.

$$\begin{bmatrix} I_{bat} \\ I_{UC} \\ V_{UC} \\ V_{cc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{1-K_{bat}} \\ 0 & 0 \\ \frac{1}{K_{UC}(1-K_{bat})} & \frac{-[r_c K_{bat}^2 + r_c K_{bat} + r_{L1} + r_{bat} + r_{ch}]}{K_{UC}(K_{bat}-1)^2} \\ \frac{1}{1-K_{bat}} & \frac{-[-2r_c K_{bat}^2 + 3r_c K_{bat} + r_{L1} + r_{bat} + r_{ch} - r_c]}{(K_{bat}-1)^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{bat} \\ I_{carga} \end{bmatrix}. \quad (4.16)$$

A Tabela 2 informa os valores dos parâmetros elétricos dos conversores utilizados na MR CC que abastece o sistema de tração do VE estudado. Com esses valores e os

ganhos estáticos obtidos em (4.16), as variáveis de estado alcançaram o vetor de regime permanente, $\mathbf{X} = [49 \ 0 \ 136,40 \ 85,20 \ 88,64]$.

Tabela 2 – Parâmetros elétricos da MR.

Parâmetro	Valor
V_{bat}	96,0 V
L_{bat}, L_{UC}	1 mH
r_{bat}	220,8 m Ω
r_{L1}, r_{L2}	100 m Ω
r_{UC}	891,0 m Ω
C_{UC}	8,0 F
C_{vcc}	4000 μ F
r_{C1}	10,0 m Ω
r_C	10,0 m Ω
C_1	1000 μ F
r_{ch}	10,0 m Ω
f_s	10,0 kHz
K_{bat}	0,1
K_{UC}	0,65

Com esses parâmetros utilizados, foi realizado as simulações para extração dos dados referentes aos ganhos em regime permanente do conversor MIMO, os resultados foram analisados e discutidos na seção posterior.

4.4 Projeto dos controladores

Para o projeto dos controladores do sistema, será estudado o método clássico para a implementação de coeficientes proporcionais e integrais nas malhas em cascata para controle da tensão do barramento e correntes dos indutores de cada conversor.

A dinâmica e o controle do sistema MIMO formado pelo acoplamento dos conversores CC-CC pode ser analisada através da linearização pelo método de pequenos sinais em

(3.18). Os estados, entradas e saídas são definidos da seguinte forma:

$$\begin{cases} \mathbf{x} = \mathbf{X} + \tilde{\mathbf{x}} \\ \mathbf{y} = \mathbf{Y} + \tilde{\mathbf{y}} \\ \mathbf{u} = \mathbf{U} + \tilde{\mathbf{u}} \\ k_1 = K_{bat} + \tilde{k}_{bat} \\ k_2 = (K_{UC} + \tilde{k}_{UC} - K_{bat} - \tilde{k}_{bat})/2 \\ k_3 = 1 - K_{UC} - \tilde{k}_{UC} \end{cases} \quad (4.17)$$

sendo \mathbf{X} e \mathbf{Y} obtidos a partir da equação (3.17), \mathbf{U} obtido a partir da média do perfil de carga e da tensão de regime das baterias, K_{bat} e K_{UC} os ciclos de trabalho médios definidos no modelo médio em 3.6.

A obtenção do modelo em pequenos sinais é definida conforme a equação citada em (3.19):

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{X}} + \dot{\tilde{\mathbf{x}}} = [(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)(K_{bat} + \tilde{k}_{bat}) + \\ (\mathbf{A}_2 - \mathbf{A}_3)(K_{UC} + \tilde{k}_{UC}) + \mathbf{A}_3](\mathbf{X} + \tilde{\mathbf{x}}) \\ + [(\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2)(K_{bat} + \tilde{k}_{bat}) + \\ (\mathbf{B}_2 - \mathbf{B}_3)(K_{UC} + \tilde{k}_{UC}) + \mathbf{B}_3](\mathbf{U} + \tilde{\mathbf{u}}) \\ \mathbf{Y} + \tilde{\mathbf{y}} = [(\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2)(K_{bat} + \tilde{k}_{bat}) + \\ (\mathbf{C}_2 - \mathbf{C}_3)(K_{UC} + \tilde{k}_{UC}) + \mathbf{C}_3](\mathbf{X} + \tilde{\mathbf{x}}) \\ + [(\mathbf{D}_1 - \mathbf{D}_2)(K_{bat} + \tilde{k}_{bat}) \\ + (\mathbf{D}_2 - \mathbf{D}_3)(K_{UC} + \tilde{k}_{UC}) + \mathbf{D}_3](\mathbf{U} + \tilde{\mathbf{u}}) \end{cases} \quad (4.18)$$

Utilizando (3.16), (3.17) e desconsiderando os produtos entre pequenas perturbações, o modelo em pequenos sinais em (4.18) pode ser representado por:

$$\begin{cases} \dot{\tilde{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}_n \tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{B}_n \tilde{\mathbf{u}} + \mathbf{F}^I \tilde{k}_{bat} + \mathbf{F}^{II} \tilde{k}_{UC} \\ \tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{C}_n \tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{D}_n \tilde{\mathbf{u}} + \mathbf{W}^I \tilde{k}_{bat} + \mathbf{W}^{II} \tilde{k}_{UC} \end{cases}, \quad (4.19)$$

sendo as matrizes:

$$\begin{cases} \mathbf{A}_n = (\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)K_{bat} + (\mathbf{A}_2 - \mathbf{A}_3)K_{UC} + \mathbf{A}_3 \\ \mathbf{B}_n = (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2)K_{bat} + (\mathbf{B}_2 - \mathbf{B}_3)K_{UC} + \mathbf{B}_3 \\ \mathbf{C}_n = (\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2)K_{bat} + (\mathbf{C}_2 - \mathbf{C}_3)K_{UC} + \mathbf{C}_3 \\ \mathbf{D}_n = (\mathbf{D}_1 - \mathbf{D}_2)K_{bat} + (\mathbf{D}_2 - \mathbf{D}_3)K_{UC} + \mathbf{D}_3 \\ \mathbf{F}^I = (\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)X + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2)U \\ \mathbf{F}^{II} = (\mathbf{A}_2 - \mathbf{A}_3)X + (\mathbf{B}_2 - \mathbf{B}_3)U \\ \mathbf{W}^I = (\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2)X + (\mathbf{D}_1 - \mathbf{D}_2)U \\ \mathbf{W}^{II} = (\mathbf{C}_2 - \mathbf{C}_3)X + (\mathbf{D}_2 - \mathbf{D}_3)U \end{cases} \quad (4.20)$$

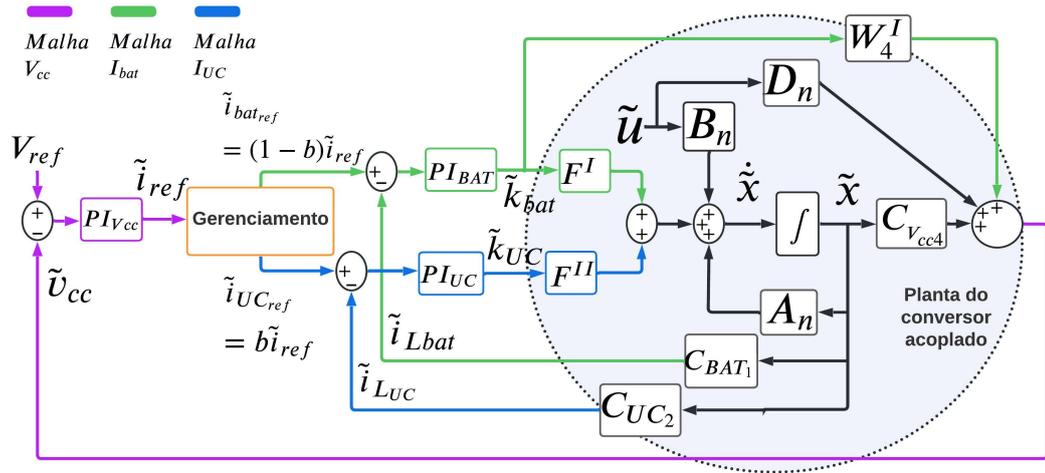


Figura 21 – Diagrama em pequenos sinais das malhas de controle. Fonte: Adaptado de (LEAL et al., 2020).

A Figura 21 apresenta as malhas de controle de corrente para ambas as fontes armazenadoras e para o controle de tensão do barramento CC compartilhado. Em (4.20), as malhas de controle internas de corrente do conversor acoplado podem ser estruturadas aplicando o princípio da superposição e analisando-as de forma independente para o dimensionamento dos controladores. Dessa forma, realizando o desacoplamento das malhas de controle da planta da Figura 21 obtêm-se as seguintes equações:

$$\begin{cases} \dot{\tilde{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}_n \tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{F}^I \tilde{k}_{bat} \\ \tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{C}_n \tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{W}^I \tilde{k}_{bat} \end{cases}, \quad (4.21)$$

considerando $\tilde{k}_{UC} = 0$ e $\tilde{u} = 0$ e

$$\begin{cases} \dot{\tilde{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}_n \tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{F}^{II} \tilde{k}_{UC} \\ \tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{C}_n \tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{W}^{II} \tilde{k}_{UC} \end{cases}, \quad (4.22)$$

considerando $\tilde{k}_{bat} = 0$ e $\tilde{u} = 0$.

Apesar do desacoplamento, os parâmetros presentes no modelo desenvolvido contém variáveis de ambos os conversores CC-CC envolvidos.

Aplicando a transformada de Laplace em (4.21) e (4.22):

$$\begin{cases} \tilde{\mathbf{x}}(s) = (s\mathbf{I} - \mathbf{A}_n)^{-1} \mathbf{F}^I \tilde{k}_{bat}(s) \\ \tilde{\mathbf{y}}(s) = \mathbf{C}_n \tilde{\mathbf{x}}(s) + \mathbf{W}^I \tilde{k}_{bat}(s) \end{cases}, \quad (4.23)$$

$$\begin{cases} \tilde{\mathbf{x}}(s) = (s\mathbf{I} - \mathbf{A}_n)^{-1} \mathbf{F}^{II} \tilde{k}_{UC}(s) \\ \tilde{\mathbf{y}}(s) = \mathbf{C}_n \tilde{\mathbf{x}}(s) + \mathbf{W}^{II} \tilde{k}_{UC}(s) \end{cases}, \quad (4.24)$$

sendo \mathbf{I} a matriz identidade de quinta ordem.

A partir de (4.23) e (4.24) é possível relacionar as variáveis que representam a corrente do indutor da bateria e do UC com suas respectivas entradas, que são as pequenas variações em torno do ciclo de trabalho médio.

$$\mathbf{G}_{i_{bat}}(s) = \frac{\tilde{i}_{L_{bat}}(s)}{\tilde{k}_{bat}(s)} = \mathbf{C}_{BAT_1} \tilde{\mathbf{x}}(s) + \mathbf{W}_1^I, \quad (4.25)$$

$$\mathbf{G}_{i_{UC}}(s) = \frac{\tilde{i}_{L_{UC}}(s)}{\tilde{k}_{UC}(s)} = \mathbf{C}_{UC_2} \tilde{\mathbf{x}}(s) + \mathbf{W}_2^{II}, \quad (4.26)$$

onde $\mathbf{C}_{BAT_1} = [1 \ 0 \ 0 \ 0]$ e $\mathbf{C}_{UC_2} = [0 \ 1 \ 0 \ 0]$. Os vetores \mathbf{W}_1^I e \mathbf{W}_2^{II} são nulos e representam a primeira e segunda linha da matriz de estados \mathbf{W}^I e \mathbf{W}^{II} , respectivamente.

O dimensionamento da malha externa referente à regulação de tensão do barramento CC envolve o acoplamento das fontes armazenadoras e seus respectivos conversores CC-CC integrados, tornando-o um sistema de fase não mínima com zeros no semiplano direito, o que justifica a implementação do controle em cascata.

Como o barramento CC é compartilhado por ambas as fontes, o controle de tensão pode ser feito através do fornecimento de potência feita por elas simultaneamente. Portanto, usando o princípio da superposição, considerando a entrada $\tilde{\mathbf{u}}$ sem perturbações e adicionando o controle de corrente das malhas internas, o novo equacionamento para as variáveis de estado fica da seguinte forma:

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}_n \tilde{\mathbf{x}} - PI_{BAT} \mathbf{F}^I \mathbf{C}_{BAT_1} \tilde{\mathbf{x}} - PI_{UC} \mathbf{F}^{II} \mathbf{C}_{UC_2} \tilde{\mathbf{x}} + PI_{BAT} \mathbf{F}^I \tilde{i}_{bat_{ref}} + PI_{UC} \mathbf{F}^{II} \tilde{i}_{UC_{ref}}. \quad (4.27)$$

Aplicando a transformada de Laplace sobre a equação (4.27):

$$\begin{cases} \tilde{\mathbf{x}}(s) = (s\mathbf{I} - \mathbf{A}_n + PI_{BAT}(s)\mathbf{F}^I\mathbf{C}_{BAT_1} + \\ PI_{UC}(s)\mathbf{F}^{II}\mathbf{C}_{UC_2})^{-1} (PI_{BAT}(s)\mathbf{F}^I\tilde{i}_{BAT_{ref}}(s) + PI_{UC}(s)\mathbf{F}^{II}\tilde{i}_{UC_{ref}}(s)) \\ \tilde{\mathbf{y}}(s) = \mathbf{C}_n \tilde{\mathbf{x}}(s) + \mathbf{W}_1^I \tilde{k}_{bat}(s) + \mathbf{W}_2^{II} \tilde{k}_{UC}(s), \end{cases} \quad (4.28)$$

$$\tilde{v}_{cc}(s) = \mathbf{C}_{vcc4} \tilde{\mathbf{x}}(s) + \mathbf{W}_4^I \tilde{k}_{bat}(s) + \mathbf{W}_4^{II} \tilde{k}_{UC}(s), \quad (4.29)$$

sendo $\mathbf{C}_{vcc4} = [0 \ 0 \ 0 \ 1]$ e \mathbf{W}_4^I , \mathbf{W}_4^{II} representa a quarta linha da matriz \mathbf{W}^I e \mathbf{W}^{II} , respectivamente.

Analisando a equação (4.29) é possível observar uma maior dificuldade em obter uma relação direta entre a tensão do barramento V_{cc} com a soma das correntes dos indutores das baterias e UCs de entrada, levando a análises mais aprofundadas para a implementação do modelo com a estratégia de controle no gerenciamento das cargas, como o método de *Lyapunov* para análise de estabilidade local desse sistema em torno do seu ponto de operação. Para este presente trabalho, optou-se por dimensionar o controlador proporcional

e integral da malha V_{cc} sincronizando as perturbações em torno do ciclo de trabalho médio de cada malha interna e relacionando a variável $\tilde{i}_{bat_{ref}}$ com $\tilde{i}_{UC_{ref}}$. Em seguida uma análise feita por diagrama de bode foi realizada para verificar o comportamento das respostas obtidas para diferentes situações considerando $\tilde{i}_{bat_{ref}} = (1-b)\tilde{i}_{ref}$ e $\tilde{i}_{UC_{ref}} = b\tilde{i}_{ref}$, chegando a seguinte relação para a malha externa, conforme a Figura 21:

$$\mathbf{G}_{v_{cc}}(s) = \frac{\tilde{v}_{v_{cc}}(s)}{\tilde{i}_{ref}(s)} = \left\{ \begin{array}{l} (\mathbf{C}_{v_{cc4}} - \mathbf{W}_4^I \mathbf{P}I_{BAT}(s) \mathbf{C}_{BAT1}) [(s\mathbf{I} - \mathbf{A}_n + \\ \mathbf{P}I_{BAT}(s) \mathbf{F}^I \mathbf{C}_{BAT1} + \mathbf{P}I_{UC}(s) \mathbf{F}^{II} \mathbf{C}_{UC2})^{-1} (\mathbf{P}I_{BAT}(s) \mathbf{F}^I (1- \\ b) + \mathbf{P}I_{UC}(s) \mathbf{F}^{II} b)] + \mathbf{W}_4^I \mathbf{P}I_{BAT}(s) (1-b), \end{array} \right. \quad (4.30)$$

sendo b um intervalo arbitrário entre 0 e 1.

Conforme visto na Tabela 2, a frequência de chaveamento do sistema é de 10 kHz, portanto os controladores $\mathbf{P}I_{BAT}$, $\mathbf{P}I_{UC}$ foram projetados através da ferramenta *rltool* do *software Matlab/Simulink* com a mesma margem de fase de 60° e frequência de corte de 2 kHz para as duas malhas internas. O controlador da malha externa de tensão $\mathbf{P}I_{V_{cc}}$ foi dimensionado em cerca de uma década abaixo da frequência de corte dos controladores de corrente e analisado o comportamento do sistema entre $b = 0$ e $b = 1$, observando os distúrbios em torno do ponto de operação da razão cíclica dos conversores CC-CC das fontes armazenadoras de forma que não se saturassem diante das exigências do controlador de tensão.

Para determinar a frequência de corte do controlador, de forma que ele responda com baixos erros dentro do ponto de operação da carga trabalhada, a análise do diagrama de bode em malha aberta foi aplicada, buscando definir uma maior margem de ganho e fase, permitindo que controle atinja baixos sobressinais de resposta e tenda a ser mais estável.

O dimensionamento do controlador foi realizado para $b = 0$, onde o valor de referência é completamente adicionado à malha de corrente das baterias, é a situação em que as baterias agem sem auxílio dos UCs. Essa escolha é devido ao seu comportamento como fonte primária, enquanto os UCs são componentes passivos e não possuem alta densidade de energia para estabelecer a regulação de tensão por muito tempo, porém o componente serve como filtro, melhorando as respostas oscilatórias com a estrutura de controle dimensionada.

Para alcançar a frequência de corte cerca de uma década abaixo da malha de corrente, um compensador com um polo na origem e ganho k_{int} foi alterado com o intuito de alcançar a estabilidade desejada como mostra a Figura 22 (FUZATO, 2015). Para k_{int} em torno de 1000, a margem de fase e de ganho do sistema é zero e a frequência de corte atingida foi de 410 rad/s (65,3 Hz). Para a implementação na carga desejada, essa frequência de corte é facilmente atingida em altos picos de aceleração e desaceleração

alcançando rápidas oscilações na tensão do barramento CC. Pelo gráfico do lugar das raízes da Figura 23, é possível observar a presença de polos P1 próximo à origem com caminhos em direção ao eixo real reduzindo rapidamente o coeficiente de amortecimento para a frequência de corte analisada, além de contornar o ponto (-1,0) do plano pelo critério de Nyquist, tornando o sistema instável.

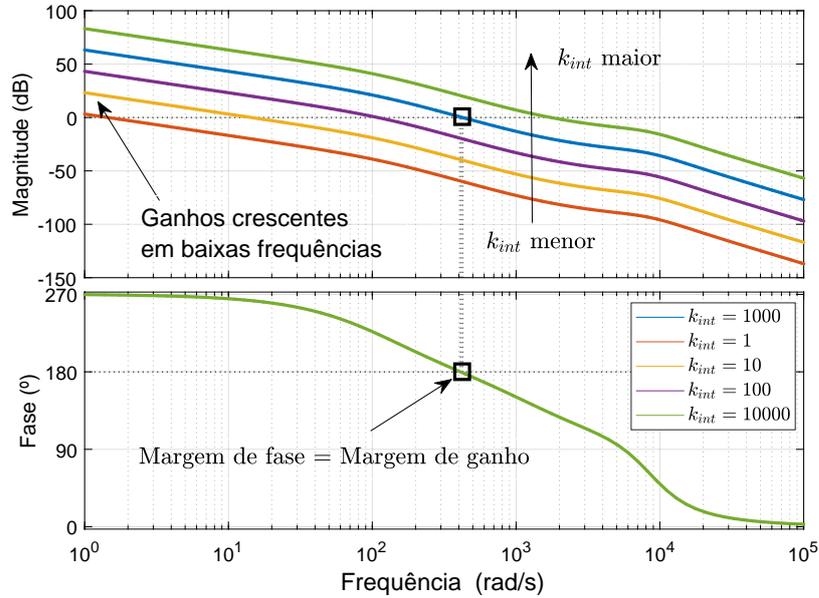


Figura 22 – Resposta em frequência do projeto do controlador de tensão com apenas um integrador. Fonte: Acervo pessoal.

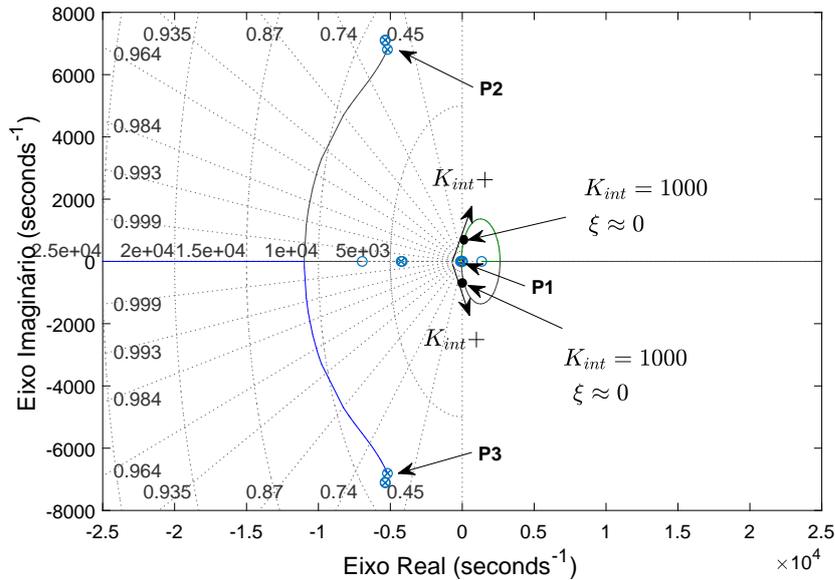


Figura 23 – Lugar das raízes em malha aberta para a malha de tensão com um controlador integrador. Fonte: Acervo pessoal.

Ao tornar o controlador equivalente a um PI (proporcional e integral), um novo zero na função de transferência é adicionado, e a frequência que apresentará -180° é deslocada para frequências superiores, conforme os ganhos e locais que se deseja posicionar

os polos (FUZATO, 2015). A Figura 24 apresenta a mudança da frequência de corte para 4170 rad/s (664 Hz) ao atingir -180° de fase e 446 rad/s (70,98 Hz) ao atingir 0 dB de magnitude inserindo um zero em $(s + 1000)$. O lugar das raízes da Figura 25 apresenta a mudança da trajetória dos polos P1 na origem para o eixo imaginário sem contornar o ponto $(-1,0)$ pelo critério de Nyquist, porém a direção dos polos P1 aumenta o *overshoot* em 50% no ganho igual a 2 escolhido e P2 e P3 tendem a levar o sistema para zeros no semi-plano direito do eixo imaginário, ampliando as respostas em um sistema muito oscilatório e impedindo o controlador de agir em situações mais rápidas para corrigir os erros em regime. Para torná-lo mais robusto às variações em frequências mais elevadas com baixo sobressinal, um controlador de ordens superiores pode ser projetado, este trabalho, no entanto, projetou um controlador de primeira ordem e avaliou os distúrbios em torno do ponto de operação médio da carga com a cooperação dos UCs. Portanto, o controlador foi definido para zero em $(s + 1000)$ um polo na origem e ganho igual a 2.

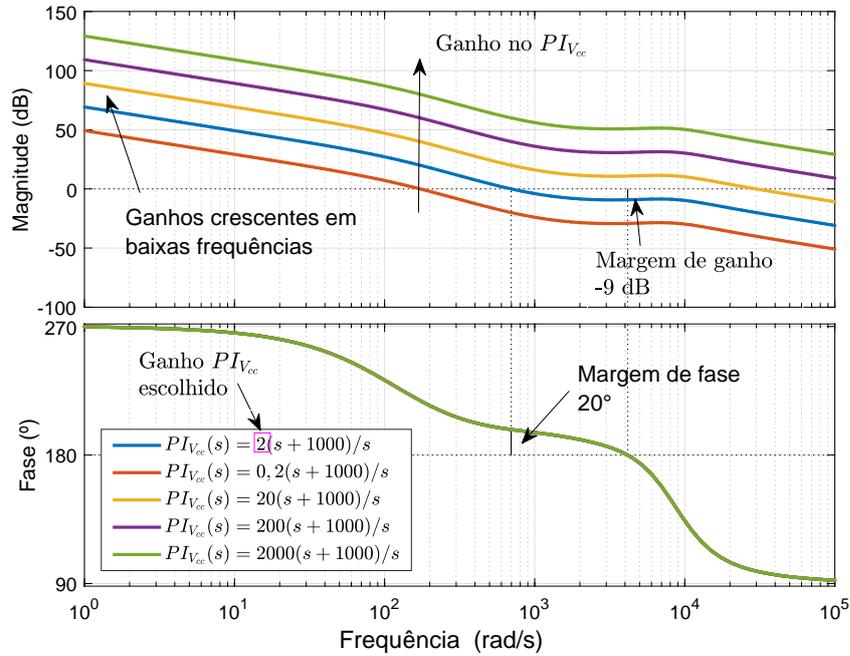


Figura 24 – Resposta em frequência do projeto do controlador de tensão com um integrador e proporcional. Fonte: Acervo pessoal.

As equações (4.31), (4.32) e (4.33) representam os controladores PI_{BAT} , PI_{UC} e $PI_{V_{cc}}$, respectivamente:

$$PI_{BAT}(s) = 0,12 + \frac{808,50}{s} \quad (4.31)$$

$$PI_{UC}(s) = 0,07 + \frac{579,20}{s} \quad (4.32)$$

$$PI_{V_{cc}}(s) = 2 + \frac{2000}{s} \quad (4.33)$$

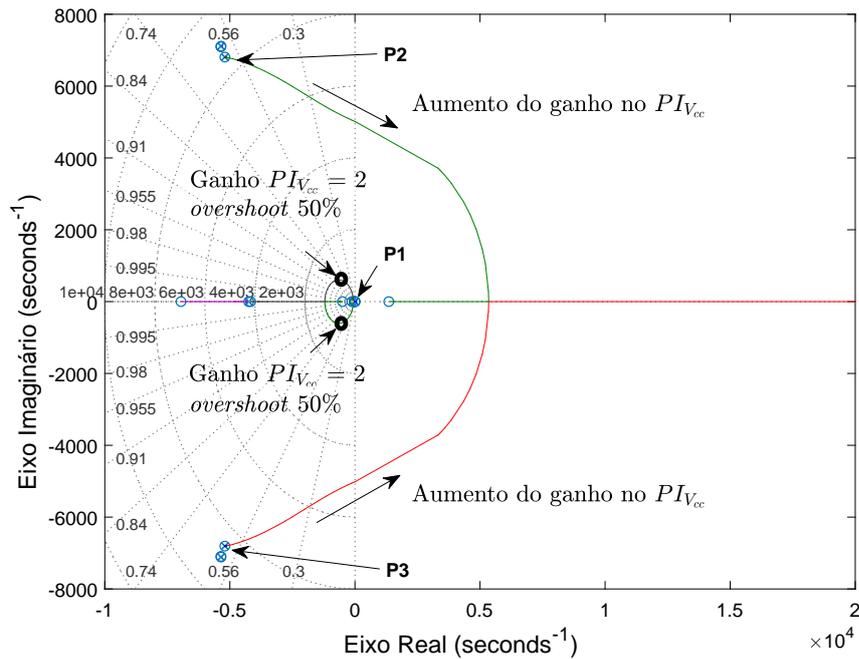


Figura 25 – Lugar das raízes em malha aberta para a malha de tensão com um controlador proporcional integrador. Fonte: Acervo pessoal.

Variando o coeficiente b de 0 a 0,9 é possível observar que o compartilhamento da fonte auxiliar permite reduzir o impacto de respostas mais oscilatórias durante o controle de tensão do barramento CC, a Figura 26 mostra a redução dos ganhos de magnitude na frequência de corte do sistema em malha fechada em (4.34), indicando a redução da amplitude das oscilações. Com esse comportamento de filtro passivo, os UCs são implementados na estrutura de controle e analisado sua capacidade em estabilizar a resposta da malha externa com um método de gerenciamento adequado.

$$Gf_{vcc}(s) = \frac{PI_{vcc}(s)G_{vcc}(s)}{1 + PI_{vcc}(s)G_{vcc}(s)}. \quad (4.34)$$

4.5 Gerenciamento de energia

Para o gerenciamento de energia entre as baterias e os UCs, o esquema proposto na Figura 27 utilizou o controlador de tensão projetado para regular o barramento CC do sistema, a sua saída é a corrente de referência (I_{ref}) a ser compartilhada entre as fontes armazenadoras.

A lógica para o compartilhamento das cargas entre as fontes consiste em reduzir o estresse de corrente em altas demandas de energia sobre as baterias de forma que, nas descargas, os UCs auxiliem quando houver altas acelerações, em que a corrente de referência se torna muito elevada. Nas frenagens abruptas, uma alta potência é regenerada, e a maior parte dessa energia é retornada para os UCs de forma a reduzir o desgaste

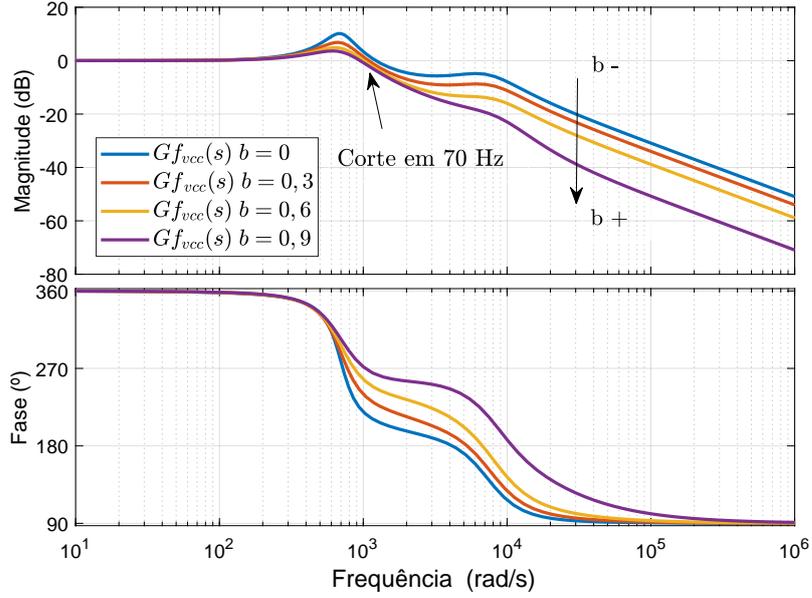


Figura 26 – Resposta em frequência do projeto do controlador de tensão $P_{V_{cc}}$ com variações do coeficiente b . Fonte: Acervo pessoal.

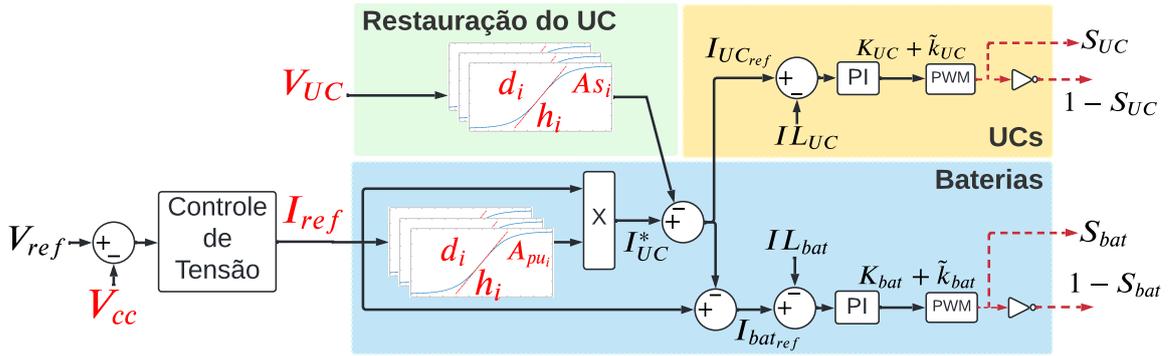


Figura 27 – Estratégia de controle adaptada para gerar as correntes de referência da malha de corrente das fontes integradas. Fonte: Acervo pessoal.

das células durante o processo de recarga. As funções de ativação sigmóides inseridas no gerenciamento dos UCs têm como saída a corrente elétrica a ser entregue por eles em altos picos de potência elétrica, sendo dadas por:

$$I_{UC}^* = I_{ref} \left(\sum_{i=1}^3 \frac{A_{pui}}{1 + e^{d_i(h_i - I_{ref})}} + \frac{0,9}{1 + e^{10(0 - I_{ref})}} \right), \quad (4.35)$$

sendo A_{pui} o coeficiente de saturação dada pelo ganho unitário em relação à corrente de referência da regulação de tensão do barramento, d_i o gradiente ou a velocidade de resposta e h_i os coeficientes de ativação da função para a i -ésima função sigmoide. I_{ref} é o sinal correspondente à corrente de referência para o banco de UCs auxiliar as baterias em diferentes níveis de corrente elétrica acima do seu valor nominal. Uma função sigmoide com coeficiente de saturação igual a 90%, com alto gradiente e ativação em torno de 0 A é somada em (4.35) para permitir que os UCs recuperem a energia das frenagens com

maior predominância, quando a corrente de referência do sistema muda sua direção para controlar a tensão do barramento CC.

Nas frenagens regenerativas ocorrem picos de potência a serem recuperados pelo sistema de armazenamento de energia. Como os UCs possuem características mais apropriadas para serem recarregados com elevados níveis de corrente em pequenos instantes, eles solicitam uma maior parcela da corrente elétrica em relação às baterias, menos adequadas para serem submetidas a altas correntes de recarga. A função sigmoide permite que, em situações de regeneração, quando a corrente de referência muda o seu sentido, quase toda a potência transferida entre os conversores seja absorvida pelos UCs. Esse esquema de gerenciamento torna o processo de regeneração de energia mais vantajoso para as baterias, reduzindo seu processo de degradação.

Para permitir que os UCs operem em uma tensão média, um nível máximo e mínimo de tensão deve ser atingido. Novas funções de ativação são somadas para gerar a corrente de referência dos UCs visando restaurar a sua energia e impedir que baixas tensões sejam atingidas e, assim, prejudiquem o fluxo de carga dos conversores CC-CC, dadas por:

$$I_{UC_{ref}} = I_{UC}^* - \sum_{i=4}^6 \frac{As_i}{1 + e^{d_i(V_{UC}-h_i)}}, \quad (4.36)$$

sendo As_i , d_i , h_i e V_{UC} a corrente de saturação, a velocidade de resposta, os coeficientes preditivos de ativação e os sinais de tensão medidos dos UCs, respectivamente.

A corrente de referência para gerenciar a potência das baterias é dada por

$$I_{bat_{ref}} = I_{ref} - I_{UC_{ref}}. \quad (4.37)$$

Como observado em (4.35) e (4.37), a distribuição do fluxo de carga entre as baterias e os UCs ocorrem a partir da divisão de uma parcela da corrente necessária para regular o barramento CC. Essa parcela se torna referência para os UCs atuarem injetando ou recuperando potência elétrica, enquanto o restante da corrente de referência é trabalhada pelas baterias mantendo a tensão de saída estável.

A partir das correntes de referências definidas em (4.37) e (4.36), calculam-se os erros de corrente na bateria e no UC, que são processados por controladores PIs para gerar o ciclo de trabalho com as perturbações a serem aplicado no PWM dos conversores CC-CC no circuito chaveado.

Para definir os parâmetros das funções de ativação da estratégia com o intuito de tornar o desempenho da estratégia ótimo em relação a um objetivo de projeto, um algoritmo de otimização por enxame de partículas é aplicado neste trabalho.

4.6 Implementação da otimização por enxame de partículas

No sistema de gerenciamento de cargas, os melhores valores dos parâmetros das funções sigmóides serão identificados para produzir um melhor desempenho da bateria com um maior auxílio do banco de UCs. A estratégia de controle é aplicada para reduzir picos altos de corrente da bateria e evitar que a tensão dos UCs abaixem de forma a não ter capacidade de auxiliar adequadamente. Os erros trabalhados são da corrente de pico e da média de tensão dos UCs, contabilizados a partir da extrapolação do limitante $L1$ para a corrente máxima esperada da bateria e do erro em torno da tensão média de 140 V, respectivamente. Portanto, a função objetivo para a solução ótima do problema é escolhida como:

$$J(\mathbf{t}) = \left(\int_0^T K_1 E_{L_1}(\mathbf{X}(\mathbf{t})) dt \right)^2 + \left(\int_0^T K_2 E_m(\mathbf{X}(\mathbf{t})) dt \right)^2, \quad (4.38)$$

sendo E_{L_1} o erro acima do limite de pico de 70 A da bateria e E_m o erro em torno da tensão média de 140 V dos UCs. K_1 igual a 16 e K_2 igual a 12 são coeficientes de peso da função de custo e T é o tempo máximo da simulação do modelo de 93 s, utilizados passos de 1×10^{-6} s.

A avaliação da função de custo é feita quando as partículas atualizam sua velocidade e posição e, após realizada a simulação, os resultados da função de custo são coletados. Dessa forma, as melhores experiências pessoais e globais dos grupos de partículas são atualizadas como:

$$\begin{aligned} \text{Se } J(\mathbf{X}_{ij}^{n+1}) < J(\mathbf{P}_{melhor}_{ij}^n) \\ \mathbf{P}_{melhor}_{ij}^n &= \mathbf{X}_{ij}^{n+1} \end{aligned} \quad (4.39)$$

e

$$\begin{aligned} \text{Se } J(\mathbf{P}_{melhor}_{ij}^n) < J(\mathbf{P}_{global}) \\ \mathbf{P}_{global} &= \mathbf{P}_{melhor}_{ij}^n, \end{aligned} \quad (4.40)$$

sendo \mathbf{X}_{ij}^{n+1} e $\mathbf{P}_{melhor}_{ij}^n$ a partícula atual e a partícula de melhor custo de índice i do grupo j para n iterações. O valor \mathbf{P}_{global} é o melhor custo obtido de todos os grupos analisados.

Para minimização dos erros da função objetivo, é necessário a implementação de restrições para os parâmetros utilizados nas funções de ativação da estratégia de controle corrente dos UCs. Os limites utilizados em cada partícula são dados por:

$$\left\{ \begin{array}{l} LI_{A_{pu}} < [A_{pu1} \ A_{pu2} \ A_{pu3}] < LS_{A_{pu}} \\ LI_{As} < [As_4 \ As_5 \ As_6] < LS_{As} \\ LI_d < [d_1 \ d_2 \ d_3 \ d_4 \ d_5 \ d_6] < LS_d \\ LI_h < [h_1 \ h_2 \ h_3 \ h_4 \ h_5 \ h_6] < LS_h \end{array} \right., \quad (4.41)$$

sendo $LI_{A_{pu}}$ e $LS_{A_{pu}}$ os limites inferiores e superiores de 0 a 1, respectivamente, LI_{As} e LS_{As} os limites da corrente elétrica de restauração de energia dos UCs de 0 a 60 A, LI_d e LS_d os limites da velocidade de resposta de 0,01 a 0,3, LI_h e LS_h os limites dos coeficientes de ativação entre 50 e 150.

A Figura 28 exibe as etapas do algoritmo para a busca da solução ótima de acordo com uma função objetivo, escolhida com base nos objetivos de controle do projeto (ROSLAN et al., 2020).

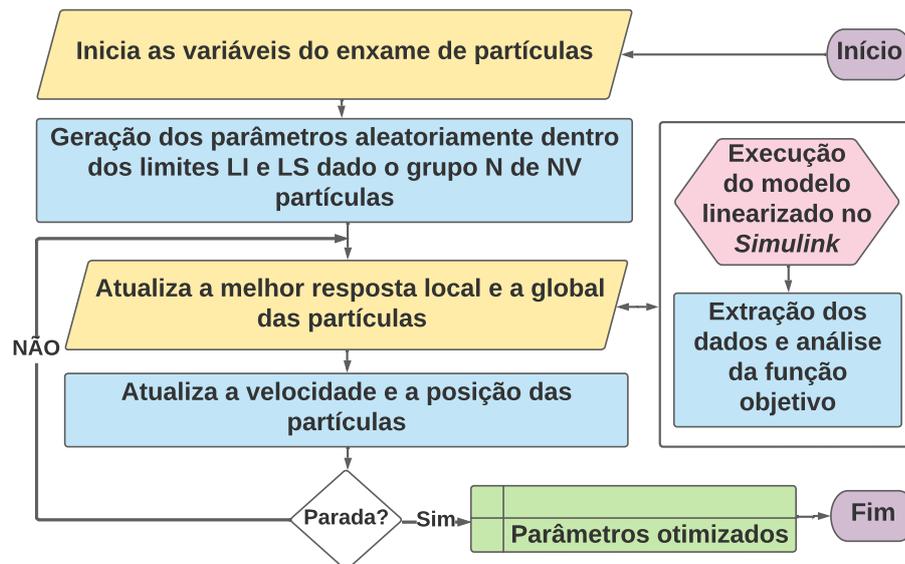


Figura 28 – Fluxograma do algoritmo PSO implementada no modelo da microrrede CC. Adaptado de (ROSLAN et al., 2020).

5 Resultados e Discussão

5.1 Dinâmica da carga

A Figura 29 mostra a dinâmica da velocidade do eixo do motor, o torque eletromagnético aplicado ao seu eixo e a potência de trabalho do veículo e do motor elétrico durante o percurso de Piracicaba - SP. Observa-se que o pico máximo de regeneração do motor elétrico é de 8 kW, enquanto para o veículo elétrico e suas potências mecânicas totalizam até 52 kW de pico, indicando que alta energia não é reaproveitada e é possível melhorar ainda mais o rendimento dos VEs em consumo de energia durante um determinado percurso.

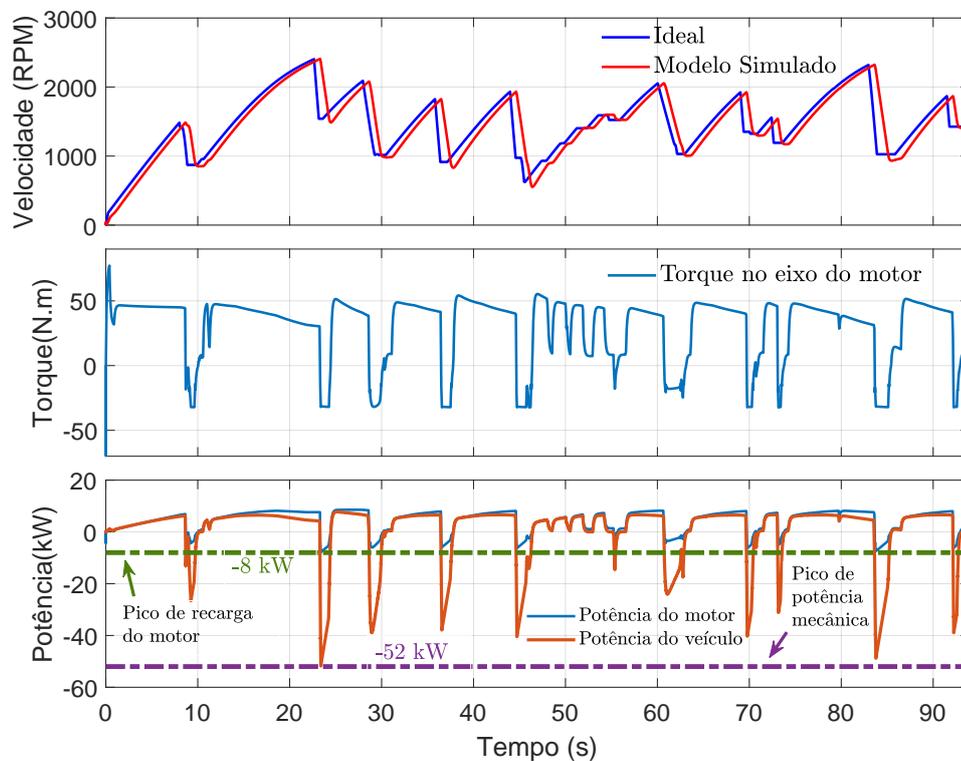


Figura 29 – Dinâmica da velocidade, torque e potência do perfil de carga trabalhado.
Fonte: Acervo pessoal.

A velocidade alcançada pelas equações diferenciais do veículo teve o mesmo comportamento dinâmico da referência obtida dos dados extraídos do *software Optimum Lap*, a distorção que se percebe entre os dois perfis é devido ao atraso que ocorre desde a leitura dos dados de entrada e os cálculos computacionais até a saída do modelo, que informa o perfil de velocidade do veículo com os ganhos de torque e potência do motor elétrico. O torque na saída do eixo do motor foi condizente com o dimensionamento projetado na Figura 16a para o veículo elétrico FSAE da equipe UFVolts Majorados - UFV, indicando níveis médios de 45 Nm dentro da faixa de operação nominal do motor.

A potência atingida também obedeceu aos critérios dimensionados na Figura 16a, com potência máxima de até 8 kW nas acelerações e desacelerações.

Uma análise da potência total do veículo durante as frenagens indica uma elevada parcela de energia não aproveitada, que dependem de outras variáveis dinâmicas como o equilíbrio do veículo devido à transferência de carga para a frenagem do eixo dianteiro, além dos limites impostos pelos conversores e as fontes armazenadoras. Embora seja uma parcela de energia menor reaproveitada, o consumo médio do veículo foi economizado cerca de 17% durante o trajeto na pista. Portanto, novas estratégias para o controle de frenagem podem ser impostas nesse sistema de forma a aumentar a energia cinética reaproveitada tornando o uso dos freios traseiros e regenerativos mais eficazes, além de tornar os conversores CC-CC mais robustos às altas potências para trabalhar com os UCs ou novas fontes auxiliares.

O barramento CC da entrada do controlador de tração elétrico é regulado no valor de 100 V, dessa forma a dinâmica da corrente da carga pode ser obtida usando os dados de potência extraídos das equações mecânicas e do eixo do motor MSIP, como observado na Figura 30.

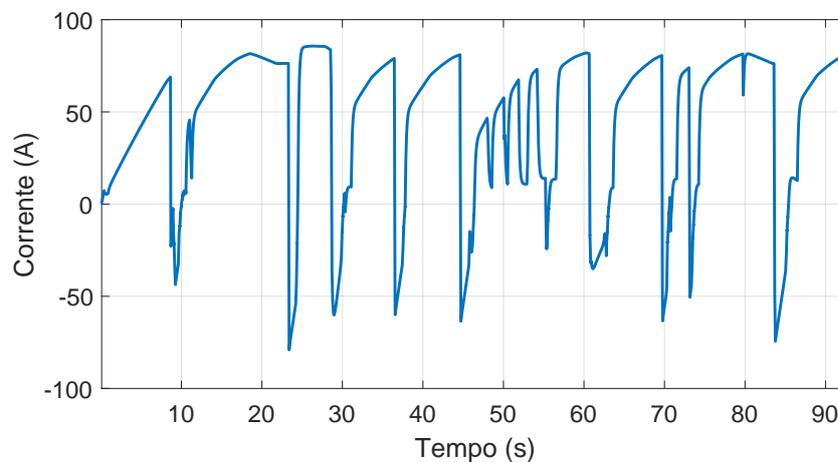


Figura 30 – Perfil de corrente utilizado na fonte controlada do modelo médio do sistema trabalhado. Fonte: Acervo pessoal.

Pela análise do perfil de corrente para simular a carga do sistema modelado neste trabalho, percebe-se uma dinâmica mais lenta nas acelerações e mais rápidas nas desacelerações. Esse comportamento se ajusta ao modelo desenvolvido com as baterias e os UCs acoplados, em que o primeiro atua nas dinâmicas mais lentas das acelerações e o segundo atua mais rápido durante as frenagens abruptas com altos picos de potência.

5.2 Validação do modelo médio

Para validar o modelo médio desenvolvido, as respostas do circuito chaveado são comparadas com as respostas obtidas em (3.16), substituindo as matrizes médias. o circuito chaveado foi construído utilizando o *Simulink*, enquanto a resposta do modelo médio foi obtida utilizando a *toolbox Linear System Analyzer* do Matlab. Os parâmetros utilizados nos dois circuitos são identificados na Tabela 2, exceto o valor da capacitância dos UCs neste caso de estudo, em que foi utilizado um valor de 2 F para representar melhor a dinâmica do capacitor carregando e descarregando. A Figura 31 representa as respostas obtidas das duas implementações.

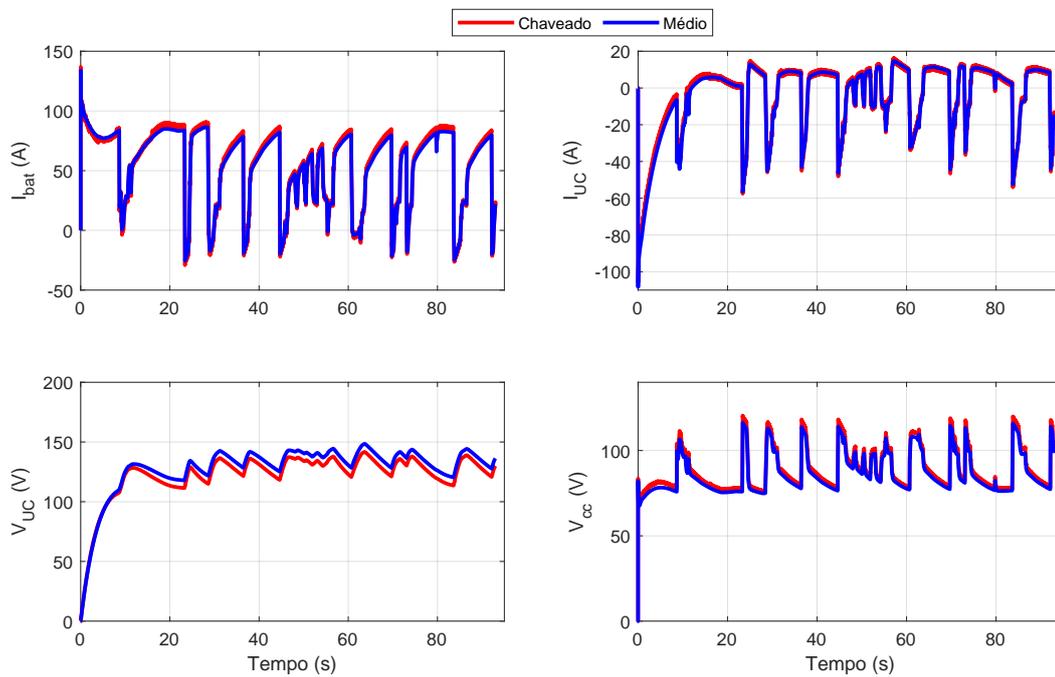


Figura 31 – Saídas dos conversores para o perfil de carga como entrada. Fonte: Acervo pessoal.

Os resultados obtidos dos modelos desenvolvidos mostra a dinâmica da corrente dos indutores e da tensão dos capacitores que constituem a MR. As respostas da tensão do barramento CC mostra alta queda em momentos de alta descarga e recarga, durante acelerações e desacelerações, confirmando a elevada impedância do motor de tração, que provoca quedas de até 50% sobre a tensão média calculada.

Os erros relativos percentuais para a saída do modelo são calculados por

$$e_v(\%) = \frac{100}{N} \left| \sum_{p=1}^N \frac{v_{ch}[p] - v_{me}[p]}{v_{ch}[p]} \right|, \quad (5.1)$$

sendo v a variável cujo erro será calculado, N o número de amostras utilizadas, p o índice da amostra e ch e me índices que representam o resultado do circuito chaveado e do modelo médio, respectivamente.

A Tabela 3 apresenta os erros calculados das quatro saídas do modelo médio. É possível perceber que eles são inferiores a 5%. Além disso, os erros para as tensões foram, em média, superiores aos erros para as correntes, corroborando com os resultados gráficos exibidos anteriormente. Isso se deve ao fato de que o modelo chaveado trabalha com menor precisão em casas decimais do ciclo de trabalho e a tensão dos UCs possui maiores oscilações e transitórios em virtude de suas rápidas cargas e descargas, em especial para o perfil veicular da pista, em que o erro $e_{V_{UC}}$ apresenta o maior valor dentre os erros calculados.

Tabela 3 – Erro relativo médio (%) do modelo.

$e_{I_{bat}}$	$e_{I_{UC}}$	$e_{V_{UC}}$	$e_{V_{cc}}$
2,97	2,76	4,58	2,56

Para validar a análise em regime permanente do conversor MIMO como descrito anteriormente, o circuito chaveado foi simulado para diferentes combinações de ciclos de trabalho e comparado com o valor de regime previsto a partir dos ganhos da matriz \mathbf{G} em (4.15). Para simplificar a análise, o perfil de carga utilizado foi um degrau de 20 A. O resultado é exibido na Figura 32.

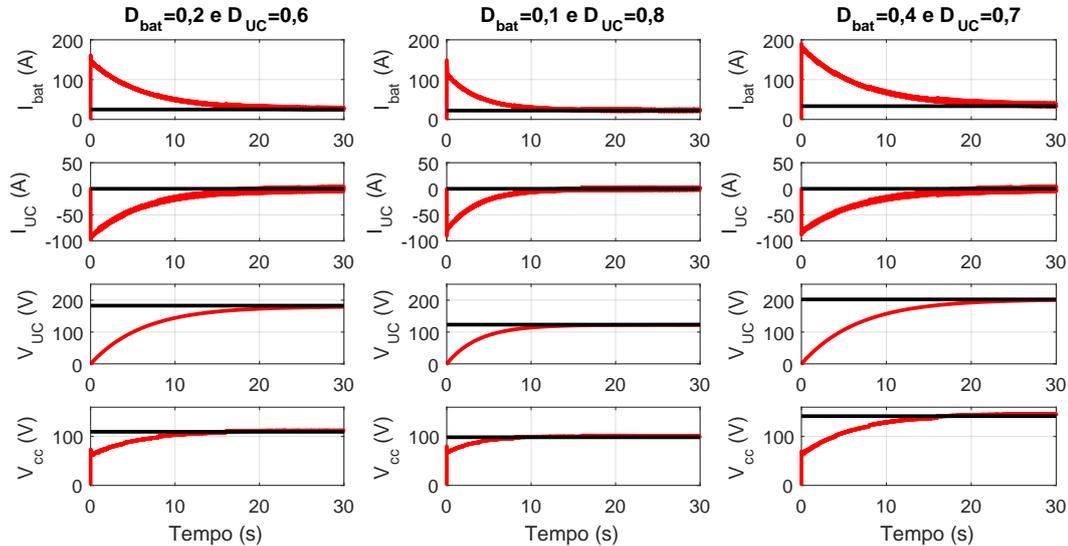


Figura 32 – Comparação da resposta do circuito chaveado com a previsão do modelo utilizando a matriz de ganho estático para diferentes combinações de ciclos de trabalho. A linha em vermelho apresenta a saída do circuito chaveado enquanto a reta em preto a previsão do modelo médio utilizando (4.15). Fonte: Acervo pessoal.

Para todas as combinações, as saídas do circuito chaveado alcançam os valores previstos pelo modelo em regime permanente, apresentados na Tabela 4. A corrente nos UCs possui valor de regime nulo para qualquer combinação, como previsto pelo modelo, visto que os ganhos relacionados a esta variável são nulos, como apresentado em (4.16).

Tabela 4 – Valor médio das saídas do conversor.

Saída	$K_{bat} = 0,2$	$K_{bat} = 0,1$	$K_{bat} = 0,4$
	$K_{UC} = 0,6$	$K_{UC} = 0,8$	$K_{UC} = 0,7$
I_{bat} (A)	25,00	22,22	33,33
I_{UC} (A)	0,00	0,00	0,00
V_{UC} (V)	182,76	123,12	202,30
V_{cc} (V)	109,68	98,52	141,63

Uma série de gráficos foi plotado para avaliar a influência do ciclo de trabalho e das resistências parasitas nos ganhos estáticos do conversor, utilizando as equações apresentadas na matriz de ganhos em (4.16). As resistências parasitas foram variadas no intervalo $[0 \ 0.5] \Omega$ e o ciclo de trabalho variado no intervalo $[0 \ 1]$. Os elementos da matriz que não possuem influência das resistências parasitas ou que são nulos foram desconsiderados.

A Figura 33 exibe a variação dos ganhos em função das resistências parasitas e do ciclo de trabalho. Para tal, apenas os elementos nos eixos x e y de cada curva foram variados, os demais mantidos constantes conforme os valores da Tabela 2. É possível perceber que há pouca influência das resistências parasitas. Os ganhos apresentam maior módulo para valores de K_{bat} próximos à unidade e para valores de K_{UC} próximos de zero, regiões que não são alcançadas pelos limites trabalhados pelos respectivos ciclos de trabalho durante a condução na pista de Piracicaba.

5.3 Análise da estrutura de controle

A análise da estrutura de controle pela técnica de linearização em pequenos sinais foi realizada através das respostas em rampa, degrau e oscilações do sistema em diferentes situações do perfil de carga. A Figura 34 mostra as repostas da malha interna de corrente dado uma rampa de entrada, quando ocorre as acelerações e desacelerações na carga. É perceptível que as respostas geradas da malha interna de corrente para ambos os conversores integrados possuem erro nulo em regime, adaptáveis ao tempo de resposta para regular a tensão do barramento CC durante uma demanda de corrente dada pela malha externa de controle da tensão do barramento CC.

Para a malha externa de controle de tensão do barramento CC, um degrau foi aplicado na planta com o compensador em malha fechada, de modo a verificar a influência das respostas com a variação do ganho b de 0 a 0,9, indicando a adição de potência pelos UCs durante o processo de compartilhamento de potência. A Figura 35 mostra a redução do sobressinal com o aumento do coeficiente b , mostrando como os UCs podem auxiliar

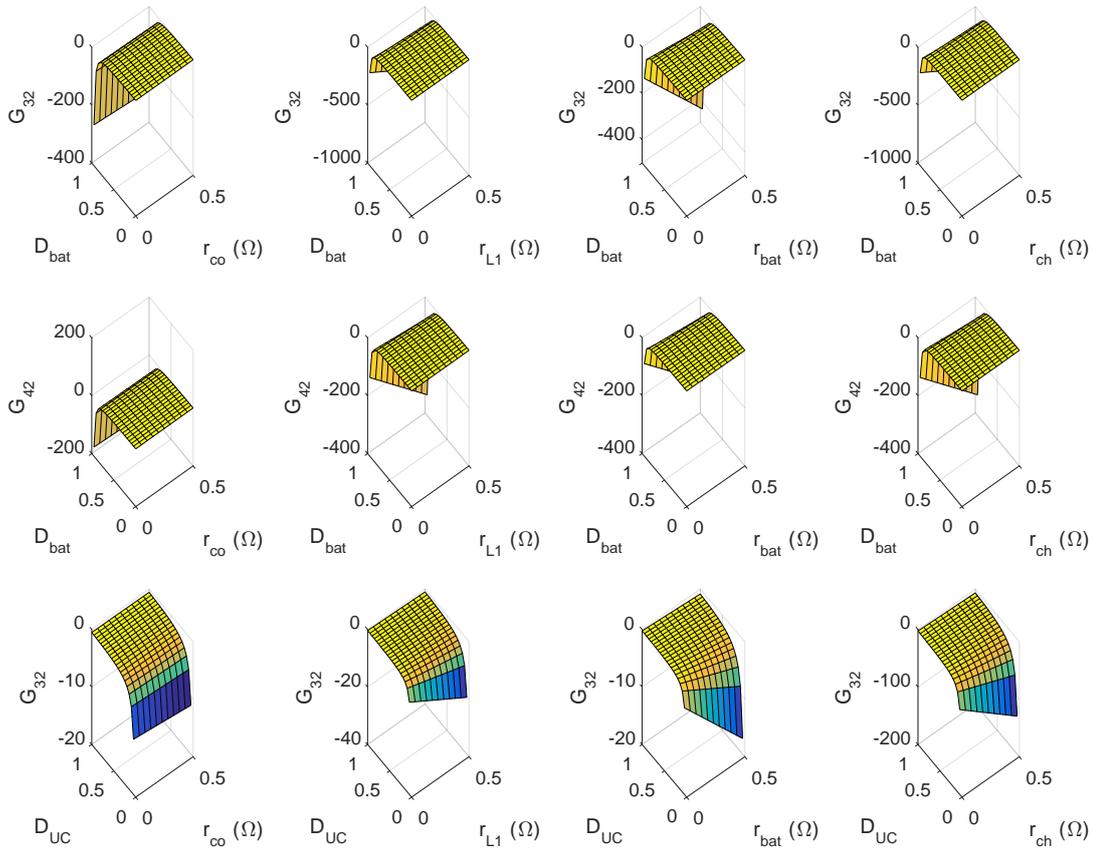


Figura 33 – Influência das resistências parasitas e do ciclo de trabalho da bateria e dos UCs na matriz de ganho estático do conversor. Fonte: Acervo pessoal.

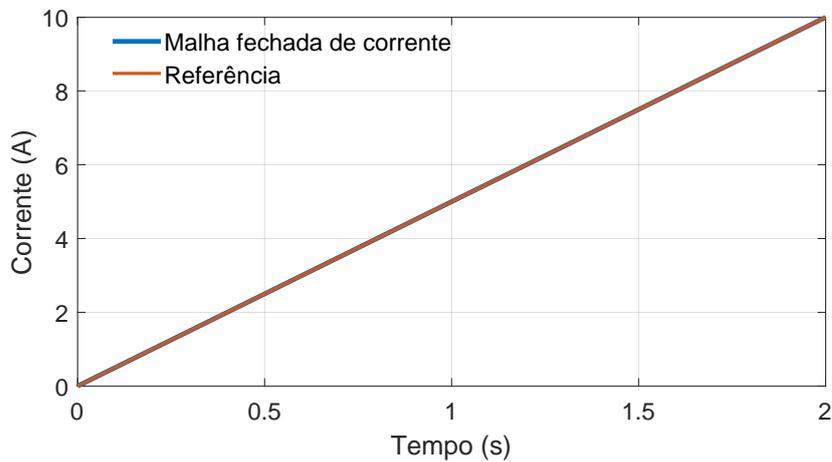


Figura 34 – Resposta do controle de malha interna de corrente dado um perfil de rampa. Fonte: Acervo pessoal.

no processo de redução das oscilações presentes durante a regulação de tensão devido a menores ampliações das elevadas frequências de corte como observado na Figura 26 melhorando a atenuação da resposta para alcançar o regime permanente.

Uma análise do modelo em circuito chaveado é apresentado na Figura 36, observa-se a redução das oscilações da tensão do barramento CC com o aumento da adição de potência

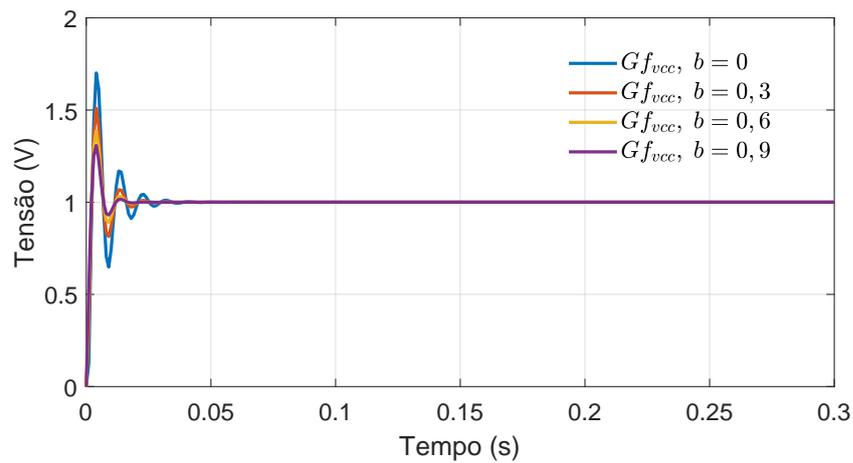


Figura 35 – Resposta do controle de malha externa de tensão dado um degrau. Fonte: Acervo pessoal.

dos UCs durante um processo de descarga em rampa, como descreve o perfil de carga deste trabalho. Esse resultado simulado evidencia ainda mais a influência dos UCs atuando como fontes auxiliares para melhorar a estabilidade da estrutura de controle projetada.

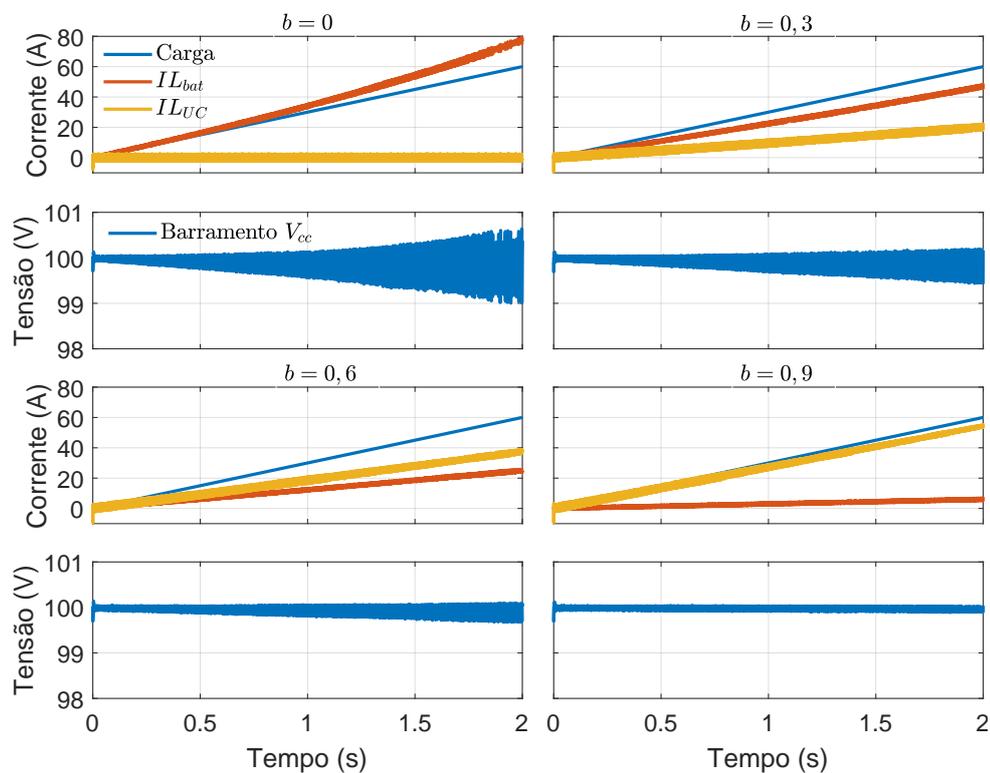


Figura 36 – Respostas de uma carga em rampa com o compartilhamento de potência da fonte primária (bateria) e auxiliar (UCs) com oscilações no barramento CC em diferentes taxas. Fonte: Acervo pessoal.

5.4 Análise do sistema de gerenciamento

A Figura 37a e 37b mostra o resultado de amostras em altas acelerações e desacelerações do veículo, a análise foi feita em duas condições iniciais de tensão para os UCs, 160 V e 140 V, respectivamente.

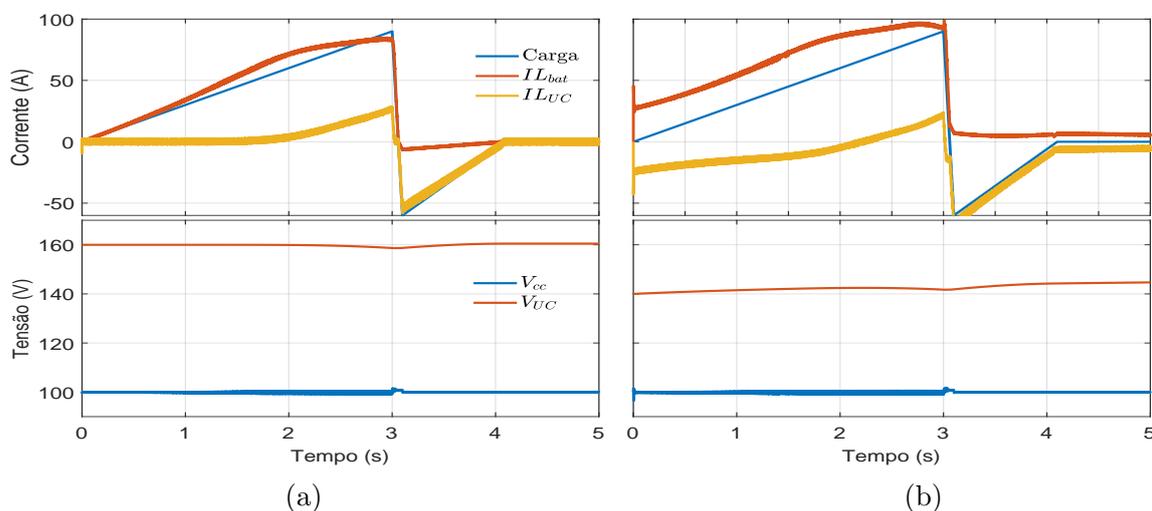


Figura 37 – Aceleração e desaceleração para (a) UCs iniciando em 160 V. (b) UCs iniciando em 140 V. Fonte: Acervo pessoal.

Com a condição inicial dos UCs em 160 V, durante a descarga de aceleração as baterias foram auxiliadas com uma maior parcela de energia, evitando que elas ultrapassem 80 A de corrente. Nas recargas, os UCs regeneraram boa parte da energia utilizada na aceleração com baixos desvios no barramento CC.

Iniciando em 140 V, os UCs atuaram trocando baixa energia com as baterias de forma a ter um nível capaz de auxiliá-las nos picos de potência provocados pelas altas e longas acelerações do veículo, como observado no perfil de carga da Figura 37b. Nela, os UCs auxiliam as baterias sem ultrapassar o seu limite inferior de 140 V, em que o conversor abaixador dos UCs consegue trabalhar de forma eficiente dentro da faixa de operação do seu ciclo de trabalho. Na frenagem, os UCs recuperaram uma parcela da energia utilizada após a aceleração com um pequeno acréscimo de energia das baterias, atingindo um saldo maior e aumentando sua capacidade para auxiliar as baterias em uma nova aceleração. Observa-se que a máxima corrente elétrica dos indutores do conversor abaixador durante o processo de regeneração foi perto de 50 A, próximo ao nível da carga do barramento CC. Em aplicações com conversores elevadores, o nível de corrente elétrica durante o processo de frenagem é multiplicado pela razão de tensão entre V_{cc} e V_{UC} , aumentando o esforço dos indutores tornando-os mais volumosos e caros. Dessa forma, é necessário realizar um *trade off* entre a quantidade de UCs adquiridas e a potência trabalhada pelos conversores do sistema para identificar o custo mais econômico e com maior eficiência da energia.

Em ambas as amostras, os erros em torno da tensão de referência do barramento

CC foram inferiores a 5%. Com o sistema acoplado e as funções sigmóides no sistema de gerenciamento, o controle de tensão foi mais eficiente, se adaptando ao perfil de carga e se distanciando os limites da instabilidade.

Os resultados da simulação completa considerando a dinâmica da MR CC, controle de tração e resistências mecânicas do veículo são apresentados na Figura 38. Os UCs iniciaram em 160 V e terminou a volta com 147 V, aproximadamente, auxiliando as baterias em todas os instantes possíveis. O nível de tensão foi sempre mantido acima de 140 V.

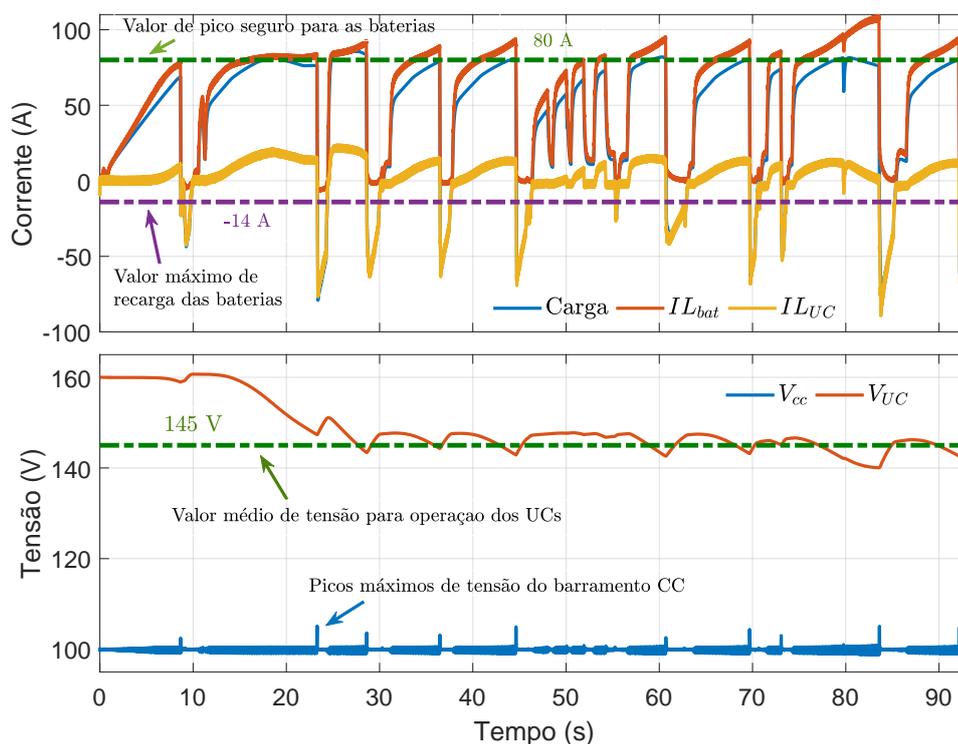


Figura 38 – Gerenciamento de energia durante uma volta completa na pista de Piracicaba. Fonte: Acervo pessoal.

É possível observar na Figura 38 a suavidade das descargas durante as acelerações do veículo e os elevados picos de energia quando ocorre frenagens abruptas, em que uma parcela da energia cinética do veículo é absorvida para as fontes armazenadoras. Esses picos de energia produzem até 55 A de corrente elétrica que passará pelos indutores do conversor dos UCs, majoritariamente. Como observado, a alta potência de recarga requer atenção, visto que a maioria das frenagens são mais bruscas nas pistas de corrida, necessitando de componentes mais robustos às elevadas correntes e, conseqüentemente, mais caros.

Durante todo o trajeto, os erros de tensão do barramento CC estiveram menores que 10%, indicando que o controlador de tensão da malha externa atuou com velocidade e eficiência nas respostas em elevadas frequências, principalmente durante as frenagens. Para comprovar a eficácia do controlador e do gerenciamento, a Figura 39 mostra o

comportamento dinâmico do sistema com apenas as baterias atuando durante as descargas e os UCs nas recargas. Para que essa estrutura de gerenciamento fosse adotada, uma banda reduzida de frequência do controle de tensão deve ser implementada para evitar o alcance da instabilidade em altas exigências de potência da carga durante as acelerações, provocando altas sobretensões com correções mais lentas e ineficazes, além de altos picos de corrente elétrica nas baterias de lítio.

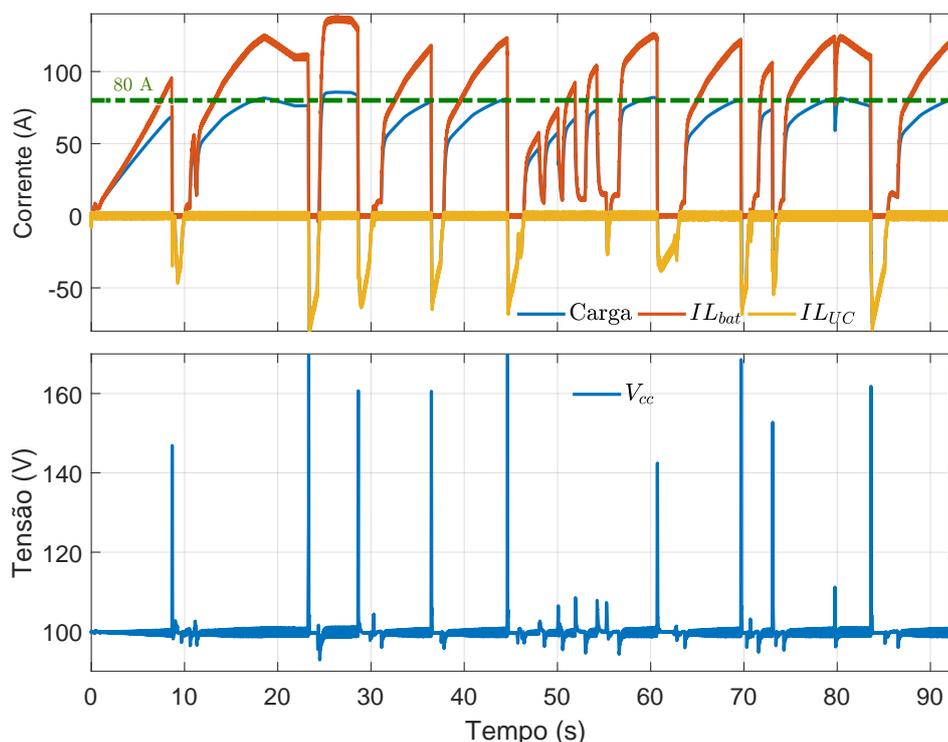


Figura 39 – Gerenciamento de energia durante uma volta completa na pista de Piracicaba com controlador da malha de tensão lento e ineficaz. Fonte: Acervo pessoal.

Tabela 5 exhibe alguns parâmetros para avaliação da eficiência do sistema de armazenamento de energia híbrido com baterias e UCs com o sistema de gerenciamento desenvolvido. Nela, é possível perceber que, sem o auxílio dos UCs nos picos de descargas, espera-se que a bateria aumente o seu número de ciclos, reduzindo sua vida útil com perdas de energia devido a um regime de operação maior.

Tabela 5 – Dados do sistema em uma volta na pista.

	Baterias s/ regeneração	Baterias + UC
Piracicaba (<i>Km</i>)	1,09	1,09
Energia consumida (<i>Wh</i>)	175,12	145,01
Corrente média da bateria (<i>A</i>)	70,40	58,28

O auxílio dos UCs permite que as baterias trabalhem com um desempenho melhor, reduzindo picos de corrente e consumo de energia elétrica nas pistas de competição SAE. O

controle de tração favoreceu as respostas do motor, suavizando os gradientes nas acelerações. Assim, o sistema se torna mais adaptável para que as baterias trabalhem dentro da sua faixa de operação eficiente.

5.5 Desempenho da otimização por enxame de partículas

Os parâmetros de desempenho da otimização por enxame de partículas são exibidos na Tabela 6. O desempenho foi calculado com base no processador Intel(R) Core(TM) i5-3210M CPU, 2.50 GHz.

Tabela 6 – Parâmetros da otimização PSO.

Número de iterações	15
Número de partículas	18
Número de populações	30
Tempo de processamento (<i>min</i>)	40
Valor global inicial da função objetivo	147756
Valor global final da função objetivo	99307

O tempo do processamento do algoritmo foi melhorado devido à utilização do modelo médio em pequenos sinais implementado no *Software Simulink*. Como o foco do trabalho não foi analisar harmônicos no sistema, desenvolver um modelo contínuo em espaço de estados foi essencial para que o algoritmo operasse realizando dezenas de iterações em poucos minutos.

A Figura 40 exibe o decaimento da função de custo com o número de iterações utilizado.

A Figura 40 não apresenta um decaimento muito grande em função dos limites impostos aos parâmetros otimizados, definidos próximos ao ponto ótimo de operação. Para um trabalho mais eficiente do algoritmo de otimização, com melhorias mais evidentes ao sistema, novas estimativas de estado de carga, aumento da complexidade do modelo e análise de diferentes perfis de condução devem ser inseridas. Dessa maneira, o algoritmo vai possuir mais quantidade de variáveis fundamentais para que o processo de gerenciamento se torne mais inteligente e eficaz contra novos distúrbios. Os parâmetros encontrados pelo PSO são apresentados na Tabela 7.

É possível observar que a soma das funções sigmoidais levam a diferentes taxas de energia para a operação das baterias e os UCs. Pelos coeficientes apresentados na Tabela 7 a sigmoide representada pelo índice 1 apresenta menos ganho em comparação com a sigmoide de índice 2, com gradientes elevados em ambos. O índice 3 apresenta

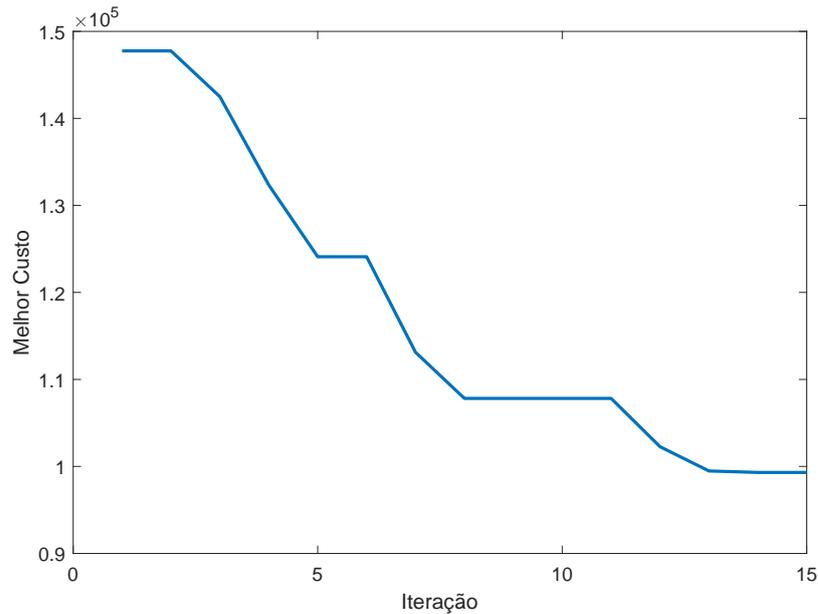


Figura 40 – Função de custo em função do número de iterações realizado no algoritmo PSO. Fonte: Acervo pessoal.

Tabela 7 – Parâmetros otimizados pelo algoritmo PSO.

i	1	2	3	4	5	6
A_{pui}	0,26	0,57	0,25	–	–	–
A_{si}	–	–	–	84,11	99,50	86,37
d_i	0,30	0,38	0,09	0,28	0,36	0,40
h_i	118,77	122,38	89,93	132,74	131,18	135,12

uma sigmoide com gradiente mais baixo e com resposta de subida e descida mais lenta, que ocorre quando a corrente de referência é próxima de 89,90 A. Do índice 4 ao 6, que representa a soma das sigmoides para restauração da energia dos UCs, as funções se diferenciam pouco, apenas os coeficientes d_i , referente ao gradiente, apresentam maiores diferenças entre o índice 4 e o 6, por exemplo.

6 Conclusão

Este trabalho apresentou um sistema de gerenciamento de energia para um veículo FSAE com fornecimento de energia por baterias de lítio e UCs. Todas as respostas do sistema de gerenciamento partem da leitura dos desvios de tensão do barramento CC que injeta e absorve potência durante a movimentação do VE. Alguns de seus parâmetros são otimizados através do algoritmo de otimização por enxame de partículas para melhorar o fluxo de carga e reduzir eventos de picos de potência nas baterias, além do consumo de energia com as frenagens regenerativas.

Foi apresentada uma modelagem criteriosa de dois conversores CC-CC bidirecionais em paralelo a um barramento CC de um controlador de carga aplicado em VEs. Equações diferenciais foram utilizadas para representar as dinâmicas que constituem o sistema de conversores acoplados e, então, obter o modelo médio e a matriz de ganhos desse sistema integrado com múltiplas entradas e saídas. Além disso, a análise em pequenos sinais foi determinante para o projeto dos controladores proporcionais e integrais, possibilitando estimar os níveis de frequência alcançados pelos controladores de forma a manter o sistema em regime atuando em altas velocidades na correção dos desvios de tensão e corrente através da estrutura de controle em cascata.

Com o perfil de carga desenvolvido neste trabalho, foi possível obter resultados dinâmicos condizentes com a realidade a fim de projetar os controladores com a estratégia proposta. O modelo da carga considerou as forças resistivas do arraste aerodinâmico, atrito de rolamento, inércia do veículo e perdas da unidade de transmissão. O equacionamento da frenagem mecânica e elétrica foi simplificado por valores fixos de distribuição de forças nos eixos do VE e não permitiu uma análise mais aprofundada de um melhor aproveitamento de energia. Dessa forma, para uma condução considerando a inclinação do veículo, uma estratégia de controle de frenagem mecânica e elétrica deve ser implementada para impedir que os UCs alcancem o nível máximo de sua tensão quando a pista tiver muitas descidas com alta energia potencial. Em pistas com subidas elevadas, a autonomia das baterias pode ser menor, pois os UCs não tem condições de auxiliá-las por muito tempo.

As respostas obtidas através do modelo médio foram validadas a partir da comparação com as respostas do circuito chaveado em *Simulink* para o perfil de carga retirado da condução do veículo FSAE na pista de Piracicaba - SP. A previsão do valor de regime das saídas utilizando a matriz de ganho do modelo forneceu valores condizentes com a resposta chaveada em diferentes combinações de ciclos de trabalho, apresentando erros inferiores a 5%. A análise dos conversores acoplados permitiu inferir uma baixa influência das resistências parasitas nos ganhos do modelo médio. Dessa forma, o modelo possui

pontos essenciais para garantir uma implementação prática mais confiável da MR CC.

Através da avaliação das respostas obtidas nas simulações computacionais, foi identificado um melhor reaproveitamento de energia utilizando o sistema de gerenciamento projetado. Houve recuperação de energia em altas desacelerações obtendo uma economia acima de 15% da capacidade das baterias, aproveitando das características dos UCs em auxiliar o sistema em situações de maior estresse de corrente. O sistema também pode ser utilizado em eletropostos para auxiliar no compartilhamento de cargas da rede elétrica, tornando a MR mais versátil para uso no mercado de energia elétrica.

Referências

- ABDOLRASOL, M. G.; HANNAN, M.; MOHAMED, A. Pso optimization for solar system inverter controller and comparison between two controller techniques. *Journal Teknologi*, v. 78, n. 6-2, 2016. Citado na página 30.
- ALAMGIR, M. Lithium has transformed vehicle technology: How trends in li-ion battery technology have developed for vehicle electrification. *IEEE Electrification Magazine*, IEEE, v. 5, n. 1, p. 43–52, 2017. Citado na página 20.
- AMARAL, M. M. et al. Recent advances on quasi-solid-state electrolytes for supercapacitors. *Journal of Energy Chemistry*, Elsevier, 2021. Citado na página 13.
- BASTOS, R. F. *Sistema de gerenciamento para a integração em CC de fontes alternativas de energia e armazenadores híbridos conectados a rede de distribuição via conversores eletrônicos*. Tese (Doutorado) — Universidade de São Paulo, 2016. Citado 3 vezes nas páginas 8, 21 e 22.
- BORBA, B. Big push para a mobilidade sustentável cenários para acelerar a penetração de veículos elétricos leves no brasil. CEPAL, 2020. Citado 3 vezes nas páginas 8, 13 e 14.
- BRASIL. *Lei No 13.755, de 10 de Dezembro de 2018, Programa Rota 2030 - Mobilidade e Logística*. 2018. <<http://www.planalto.gov.br/ccivil03-/Ato2015-2018/2018/Lei/L13755.htm>>. Citado na página 14.
- CHEN, X. et al. Parameter extraction of an ultracapacitor’s equivalent circuit model using a genetic algorithm approach. In: IEEE. *2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.], 2018. p. 2493–2497. Citado na página 22.
- CHEN, Y. et al. Hybrid and reconfigurable ipt systems with high-misalignment tolerance for constant-current and constant-voltage battery charging. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 33, n. 10, p. 8259–8269, 2018. Citado 4 vezes nas páginas 8, 20, 21 e 23.
- EHSANI, M. et al. *Modern electric, hybrid electric, and fuel cell vehicles*. [S.l.]: CRC press, 2018. Citado 3 vezes nas páginas 8, 19 e 20.
- FAGUNDES, T. A. et al. Management and equalization of energy storage devices for dc microgrids using a soc-sharing function. *IEEE Access*, IEEE, v. 8, p. 78576–78589, 2020. Citado na página 29.
- FUZATO, G. H. et al. Voltage gain analysis of the interleaved boost with voltage multiplier converter used as electronic interface for fuel cells systems. *IET Power Electronics*, IET, v. 9, n. 9, p. 1842–1851, 2016. Citado na página 39.
- FUZATO, G. H. F. *Análise de um conversor boost interleaved com multiplicador de tensão para sistemas de geração distribuída que utilizam células a combustível como fonte primária*. Tese (Doutorado) — Universidade de São Paulo, 2015. Citado 2 vezes nas páginas 44 e 46.

- GORJI, S. A. et al. Topologies and control schemes of bidirectional dc–dc power converters: An overview. *IEEE Access*, IEEE, v. 7, p. 117997–118019, 2019. Citado 3 vezes nas páginas 8, 23 e 24.
- HENAO-MUÑOZ, A. C.; PEREIRINHA, P.; BOUSCAYROL, A. Regenerative braking strategy of a formula sae electric race car using energetic macroscopic representation. *World electric vehicle journal*, Multidisciplinary Digital Publishing Institute, v. 11, n. 2, p. 45, 2020. Citado 2 vezes nas páginas 17 e 33.
- IEA. “*Electric Vehicles Initiative Accelerating the introduction and adoption of electric vehicles worldwide*”. 2022. <<https://www.iea.org/areas-of-work/programmes-and-partnerships/electric-vehicles-initiative>>. Citado 2 vezes nas páginas 8 e 13.
- LEAL, L. d. C. M.; ROSA, E.; NICOLAZZI, L. C. Uma introdução à modelagem quase-estática de automóveis. *Publicação interna do GRANTE–Departamento de Engenharia Mecânica da UFSC, Florianópolis, Brazil*, 2012. Citado 3 vezes nas páginas 17, 18 e 19.
- LEAL, W. C. *Análise e controle de um grupo de conversores CC-CC interleaved bidirecionais em cascata para aplicações grid-to-vehicle e vehicle-to-grid*. Tese (Doutorado) — Universidade de São Paulo, 2020. Citado na página 26.
- LEAL, W. C. et al. Management and control of a bidirectional electric station in dc microgrids. In: IEEE. *2020 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*. [S.l.], 2020. p. 1133–1138. Citado 7 vezes nas páginas 8, 9, 15, 25, 27, 29 e 42.
- LIU, F. et al. Transmitter-side control of both the cc and cv modes for the wireless ev charging system with the weak communication. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, IEEE, v. 6, n. 2, p. 955–965, 2017. Citado na página 21.
- LUTSEY, N.; NICHOLAS, M. Update on electric vehicle costs in the united states through 2030. *The International Council on Clean Transportation*, v. 2, 2019. Citado 2 vezes nas páginas 8 e 14.
- MAGOSSI, R. F. Q. et al. A comprehensive non-ideal steady-state analysis of a threefold operation mode interleaved-based dc–dc converter. *IEEE Access*, IEEE, v. 8, p. 144167–144183, 2020. Citado na página 25.
- MATERIALS, L. *How to Use*. 2022. <https://www.lsmaterials.co.kr/en/how_to_use/uc_structure.html>. Citado 2 vezes nas páginas 8 e 22.
- MATHWORKS. *PM Synchronous Motor Drive*. 2021. <<https://www.mathworks.com/help/physmod/sps/powersys/ref/pmsynchronousmotordrive.html>>. Citado na página 19.
- NAMMALVAR, P.; RAMKUMAR, S. Parameter improved particle swarm optimization based direct-current vector control strategy for solar pv system. *Advances in Electrical and Computer Engineering*, Stefan cel Mare University of Suceava, v. 18, n. 1, p. 105–112, 2018. Citado na página 30.
- OGATA, K. et al. *Modern control engineering*. [S.l.]: Prentice hall Upper Saddle River, NJ, 2010. v. 5. Citado na página 26.

- OPTIMUMG, V. D. S. “*OptimumLap*”. 2021. <<http://www.optimumg.com/software/optimumlap/>>. Citado 3 vezes nas páginas 9, 33 e 35.
- POMILIO, J. A. Fontes chaveadas. *Publicação FEEC*, v. 13, p. 95, 2008. Citado 4 vezes nas páginas 8, 27, 28 e 29.
- RASHID, M. H. *Power electronics handbook*. [S.l.]: Butterworth-Heinemann, 2017. Citado na página 26.
- ROHAN, A.; ASGHAR, F.; KIM, S. H. Design of fuzzy logic tuned pid controller for electric vehicle based on ipmsm using flux-weakening. *Journal of Electrical Engineering and Technology*, The Korean Institute of Electrical Engineers, v. 13, n. 1, p. 451–459, 2018. Citado 2 vezes nas páginas 17 e 18.
- ROSLAN, M. et al. Particle swarm optimization algorithm-based pi inverter controller for a grid-connected pv system. *PloS one*, Public Library of Science San Francisco, CA USA, v. 15, n. 12, p. e0243581, 2020. Citado 2 vezes nas páginas 9 e 51.
- SARIF, M. S. M.; PEI, T. X.; ANNUAR, A. Modeling, design and control of bidirectional dc-dc converter using state-space average model. In: IEEE. *2018 IEEE symposium on computer applications & industrial electronics (ISCAIE)*. [S.l.], 2018. p. 416–421. Citado 2 vezes nas páginas 8 e 25.
- SHI, L.; CROW, M. Comparison of ultracapacitor electric circuit models. In: IEEE. *2008 IEEE power and energy society general meeting-conversion and delivery of electrical energy in the 21st century*. [S.l.], 2008. p. 1–6. Citado na página 22.
- SILVA, M. J. P. et al. Estudo comparativo de técnicas de inteligência de enxame na redução da ordem de sistemas dinâmicos lineares. Universidade Federal do Pará, 2019. Citado 2 vezes nas páginas 8 e 31.
- TRAN, V.-L. et al. Design and implementation of a high-efficiency multiple output charger based on the time-division multiple control technique. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 32, n. 2, p. 1210–1219, 2016. Citado na página 20.
- WANG, D.; TAN, D.; LIU, L. Particle swarm optimization algorithm: an overview. *Soft Computing*, Springer, v. 22, n. 2, p. 387–408, 2018. Citado 3 vezes nas páginas 8, 30 e 31.
- YANG, L. et al. Analysis and design of three-coil structure wpt system with constant output current and voltage for battery charging applications. *Ieee Access*, IEEE, v. 7, p. 87334–87344, 2019. Citado 3 vezes nas páginas 8, 20 e 21.
- ZHANG, L. et al. A comparative study of equivalent circuit models of ultracapacitors for electric vehicles. *Journal of Power Sources*, Elsevier, v. 274, p. 899–906, 2015. Citado na página 22.