UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO – USP
ESCOLA DE ENGENHARIA DE SÃO CARLOS
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Wagner Coelho Leal

**Análise e Controle de um Grupo de Conversores
CC-CC *Interleaved* Bidirecionais em Cascata para
aplicações *Grid-To-Vehicle* e *Vehicle-To-Grid***

Wagner Coelho Leal

**Análise e Controle de um Grupo de Conversores
CC-CC *Interleaved* Bidirecionais em Cascata para
aplicações *Grid-To-Vehicle* e *Vehicle-To-Grid***

Dissertação de mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia de São Carlos como parte dos requisitos para a obtenção do título de Mestre em Ciências.

Área de concentração: Sistemas Dinâmicos

Orientador: Prof. Dr. Ricardo Quadros Machado

São Carlos

2020

Trata-se da versão corrigida da dissertação. A versão original se encontra disponível na EESC/USP que aloja o Programa de Pós-Graduação de Engenharia Elétrica.

AUTORIZO A REPRODUÇÃO TOTAL OU PARCIAL DESTE TRABALHO,
POR QUALQUER MEIO CONVENCIONAL OU ELETRÔNICO, PARA FINS
DE ESTUDO E PESQUISA, DESDE QUE CITADA A FONTE.

Ficha catalográfica elaborada pela Biblioteca Prof. Dr. Sérgio Rodrigues Fontes da
EESC/USP com os dados inseridos pelo(a) autor(a).

C433a Coelho Leal, Wagner
Análise e Controle de um Grupo de Conversores
CC-CC Interleaved Bidirecionais em Cascata para
aplicações Grid-To-Vehicle e Vehicle-To-Grid / Wagner
Coelho Leal; orientador Ricardo Quadros Machado. São
Carlos, 2020.

Dissertação (Mestrado) - Programa de
Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Área de
Concentração em Sistemas Dinâmicos -- Escola de
Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo,
2020.

1. Eletroposto bidirecional. 2. microrredes CC. 3.
veículos elétricos. 4. conversor CC-CC interleaved. 5.
grid-to-vehicle. 6. vehicle-to-grid. I. Título.

FOLHA DE JULGAMENTO

Candidato: Engenheiro **WAGNER COELHO LEAL**.

Título da dissertação: "Análise e controle de um grupo de conversores CC-CC *interleaved* bidirecionais em cascata para aplicações *grid-to-vehicle* e *vehicle-to-grid*".

Data da defesa: 19/08/2020

Comissão Julgadora:

Resultado

Prof. Associado **Ricardo Quadros Machado**
(Orientador)

__Aprovado__

(Escola de Engenharia de São Carlos – EESC/USP)

Prof. Dr. **Carlos Henrique Illa Font**

__Aprovado__

(Universidade Tecnológica Federal do Paraná/UTFPR)

Prof. Dr. **Amilcar Flamarion Querubini Gonçalves**

__Aprovado__

(Universidade Federal de São Carlos/UFSCar)

Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica:

Prof. Titular **Ivan Nunes da Silva**

Presidente da Comissão de Pós-Graduação:

Prof. Titular **Murilo Araujo Romero**

Dedico este trabalho aos meus pais Maria e Geraldo, aos meus tios Neuza, João Batista, Zulmira, Graçinha, Dodora, a minha vó Maria, e também aos meus avós maternos Alice e Zico (in memoriam).

Agradecimentos

Agradeço a meu fiel Amigo, companheiro em todas as horas, por sua divindade e pelos inúmeros momentos de conversas e presentes da vida.

A toda minha família, pelo incentivo, orações, e por ser a base das minhas conquistas.

Aos professores do curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Ouro Preto por todo aprendizado; e um agradecimento especial ao Prof. Dr. Renan Fernandes Bastos, por ter me proporcionado o primeiro contato na eletrônica de potência.

Aos meus amigos de laboratório e a todos que Ele presenteou-me durante essa jornada em São Carlos, obrigado por complementar essa etapa da minha vida com inúmeras risadas e novos aprendizados.

Agradeço a todos os funcionários e médicos do Cresep - Hospital de Olhos de Araraquara, por permitir que eu continue enxergando as belezas desta vida, e um agradecimento especial à Dra. Mirian Skaf Cardillo e ao Dr. Sávio Lima Sodré, por toda seriedade, competência e responsabilidade - sem vocês essa vitória não seria possível.

Um agradecimento especial aos meus amigos Marcelo Oliveira; Thales Fagundes; Marina Carvalho; Camila Tavares; Elian Agnoletto; Rodrigo Barriviera; Thales Ponciano; e Rômulo Mota, pela paciência e por toda ajuda nos momentos em que mais precisei.

Ao Prof. Dr. Ricardo Quadros Machado, pela orientação técnica e científica, paciência e credibilidade dada ao trabalho.

Ao Prof. Dr. Cassius Rossi de Aguiar da Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR-Toledo), por toda paciência e colaboração deste trabalho.

A Fundação Parque Tecnológico Itaipu (FPTI-Brasil), Companhia Paranaense de Energia (Copel) e Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL), pelo suporte fornecido para desenvolvimento deste trabalho; por apostarem no futuro dos veículos elétricos; e pelo apoio financeiro por meio da bolsa de pesquisa a qual me foi concedida - projeto de P&D código PD-2866-0450/2016 intitulado Sistema Nacional de Armazenamento e Gestão Energética para Eletroposto Bidirecional.

Finalmente, agradeço a Escola de Engenharia de São Carlos (EESC) e a Universidade de São Paulo (USP) pela excelência na qualidade da infraestrutura proporcionada.

*“Eu sei que as vezes dá vontade de parar!
Mas, se você desistir, quem vai lutar por você?
[...]”*

(Bruno Fagioni ft. Rosa de Saron: Mire as Estrelas, Album Luação. 2019.)

Resumo

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***. 140 p. Dissertação de mestrado – Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, 2020.

Nesta dissertação são apresentados dois conversores CC-CC *interleaved* bidirecionais, ambos acoplados por meio de um capacitor central, caracterizando uma estrutura em cascata. A entrada dessa estrutura eletrônica funciona como um ponto de conexão entre a estação de recarga e a bateria do veículo elétrico. Enquanto na outra extremidade encontra-se as conexões do *link* CC de uma microrrede (eletroposto bidirecional). Assim, a dissertação propõe uma alternativa para determinar um único modelo matemático que representa ambos conversores acoplados, analisando as comutações dos semicondutores de ambos conversores simultaneamente. Por meio desse modelo, a segunda proposta deste trabalho é permitir a bateria do veículo regular a tensão do *link* CC - aplicando malhas de controladores PI - em condições de ilhamento ou quando não há energia suficiente proveniente das outras fontes da microrrede. Desse modo, esta regulação permite o balanço de potência no *link* CC, além de utilizar os conceitos *Grid-To-Vehicle* (G2V) e *Vehicle-To-Grid* (V2G), absorvendo ou fornecendo energia para a rede de distribuição. Como complemento, o trabalho também propõe uma segunda alternativa para essa regulação, inserindo a função adaptativa *SoC-sharing* nas malhas de controle de um dos conversores, assim como na primeira proposta de regulação. Essa função permite ajustar a corrente da bateria durante a carga/descarga do veículo conforme seu estado de carga e o erro de tensão no *link* CC, possibilitando um novo balanço energético entre a bateria e as outras fontes da microrrede. Análises de estabilidade e simulações foram desenvolvidas para validar o modelo matemático e as duas alternativas de regulação de tensão propostas.

Palavras-chave: Eletroposto bidirecional, microrredes CC, veículos elétricos, conversor CC-CC *interleaved*, *grid-to-vehicle*, *vehicle-to-grid*.

Abstract

LEAL, W. C. **Analysis and Control of a Cascaded Bidirectional Interleaved DC-DC Converters Group for Grid-To-Vehicle and Vehicle-To-Grid Applications.** 140 p. Master Thesis – São Carlos School of Engineering, University of São Paulo, 2020.

This thesis presents a detailed analysis of two DC-DC bidirectional interleaved converters coupled by a central capacitor. This cascaded structure is then used to regulate the microgrid DC link voltage. In this case, the microgrid is characterized as a bidirectional electric vehicle charging station for charging and discharging of Electric Vehicle (EV) applications. The proposed strategy presented in this dissertation allows us to obtain a single mathematical model for both converters coupled, combining their respective switching intervals and enabling accurate analysis and controllers design. This solution also enables the EV battery - connected to the input of the first converter - to be used to regulate the electric station DC link voltage, which is only connected to the second converter. As a complement, this thesis also proposes an adaptive SoC-sharing function capable to adjust its response depending on the battery State of Charge. In addition, to using the concepts G2V and V2G, absorbing or supplying energy to the distribution grid. Finally, stability analysis and simulations results are used to validate the mathematical model and the proposed voltage regulation strategies.

Keywords: Bidirectional electric vehicle charging station, DC microgrids, electric vehicles, interleaved DC-DC converter, grid-to-vehicle, vehicle-to-grid..

Lista de Figuras

Figura 1.1	Estoque de Veículos elétricos (VEs) para passageiros nos principais mercados e nos dez principais países da EVI.	32
Figura 1.2	Estoque global esperado para inserção de VEs no mercado.	32
Figura 1.3	Projeto P&D PD 2866-0450/2016: Sistema Nacional de Armazenamento e Gestão Energética para Eletroposto Bidirecional.	34
Figura 2.1	Arquiteturas dos VEHs do tipo (a) série, (b) paralelo e (c) série-paralelo.	40
Figura 2.2	Estratégia de carga em modo CC e CV para baterias de VEs: comportamento da (a) corrente (vermelho) e tensão (azul); e (b) comportamento da eficiência (laranja), SoC (roxo), e resistência interna (verde).	43
Figura 3.1	Conversores isolados (a) HB e (b) FB utilizando os conceitos G2V e V2G.	50
Figura 3.2	Conversor CC-CC <i>buck-boost</i> bidirecional para aplicações G2V e V2G: (a) rede monofásica e (b) rede trifásica.	51
Figura 4.1	Conversor CC-CC em cascata com dois estágios.	54
Figura 4.2	Esquemático de forma genérica de uma estrutura <i>interleaved</i>	55
Figura 4.3	Estrutura de um conversor <i>boost</i> tradicional sendo comparado com a estrutura de um conversor <i>boost interleaved</i>	56
Figura 4.4	Eletroposto bidirecional constituído por uma microrrede CC: estrutura do conversor CC-CC <i>interleaved</i> bidirecional em cascata para regulação da tensão no <i>link</i> CC.	57
Figura 5.1	Modelo do conversor <i>interleaved buck-boost</i> bidirecional do estágio 1.	62
Figura 5.2	Intervalos de chaveamento do estágio 1 do conversor <i>interleaved</i> em cascata.	63
Figura 5.3	Conversor <i>interleaved</i> no instante em que as chaves S_1 e S_2 estão fechadas e as chaves S_3 e S_4 estão abertas.	64
Figura 5.4	Conversor <i>interleaved</i> no instante em que as chaves S_2 e S_4 estão fechadas e as chaves S_1 e S_3 estão abertas.	65

Figura 5.5	Conversor <i>interleaved</i> no instante em que as chaves S_1 e S_3 estão fechadas e as chaves S_2 e S_4 estão abertas.	66
Figura 5.6	Modelo do conversor <i>interleaved buck-boost</i> bidirecional em cascata do estágio 2.	66
Figura 5.7	Intervalos de chaveamento em malha aberta do estágio 2 do conversor <i>interleaved</i> em cascata.	67
Figura 5.8	Conversor <i>interleaved</i> no instante em que as chaves S_5 e S_6 estão abertas e as chaves S_7 e S_8 estão fechadas.	68
Figura 5.9	Conversor <i>interleaved</i> no instante em que as chaves S_6 e S_7 estão fechadas e as chaves S_5 e S_8 estão abertas.	69
Figura 5.10	Conversor <i>interleaved</i> no instante em que as chaves S_5 e S_8 estão fechadas e as chaves S_6 e S_7 estão abertas.	70
Figura 5.11	Diagrama de blocos da representação do modelo em espaço de estados do estágio 1 por meio da aplicação da técnica em pequenos sinais. . . .	73
Figura 5.12	Diagrama de blocos da representação do modelo em espaço de estados do estágio 2 por meio da aplicação da técnica em pequenos sinais. . . .	75
Figura 5.13	Estrutura de controle do estágio 1.	76
Figura 5.14	Resposta em frequência da corrente total do estágio 1 em malha aberta (azul) e malha fechada (vermelho).	78
Figura 5.15	Resposta em frequência da tensão da bateria do VE em malha aberta (azul) e malha fechada (vermelho).	78
Figura 5.16	Estrutura de controle do estágio 2.	79
Figura 5.17	Resposta em frequência da corrente total do estágio 2 em malha aberta (azul) e malha fechada (vermelho).	81
Figura 5.18	Resposta em frequência da tensão do capacitor central em malha aberta (azul) e malha fechada (vermelho).	81
Figura 6.1	Simulação do conversor <i>interlaved</i> em cascata operando em malha aberta - comutações das chaves (a) inferiores e (b) superiores (com lógica invertida).	84
Figura 6.2	Combinações possíveis de subcircuitos do conversor <i>interleaved</i> em cascata operando em malha aberta: intervalos (a) t_1 ; (b) t_2 ; (c) t_3 ; (d) t_4 ; (e) t_5 ; e (f) t_6	85
Figura 6.3	Validação de modelo matemático em malha aberta: corrente dos indutores (i_{L1} , i_{L2} , i_{L3} , i_{L4}) e tensões dos capacitores (v_{C0} , v_{C1} , v_{C2}) da simulação do circuito elétrico do conversor <i>interleaved</i> em cascata (vermelho —) e o modelo matemático dinâmico (azul —).	86
Figura 6.4	Simulação do conversor <i>interleaved</i> em cascata operando em malha aberta - comportamento das correntes do estágio 1 (i_{L1} e i_{L2}) e do estágio 2 (i_{L3} e i_{L4}).	88

Figura 6.5	Validação do modelo médio em malha aberta: corrente dos indutores (i_{L1} , i_{L2} , i_{L3} , i_{L4}) e tensões dos capacitores (v_{C0} , v_{C1} , v_{C2}) da simulação do circuito elétrico (vermelho —) e o modelo médio dinâmico (azul —) da equação $\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_m \mathbf{x} + \mathbf{B}_m \mathbf{u}$	88
Figura 6.6	Controlador PI_{Link} para regulação da tensão do <i>link</i> CC - acoplamento das malhas de controle do estágio 1 (linhas verde e roxa) e do estágio 2 (linha azul) na planta do conversor em cascata.	90
Figura 6.7	Modelo acoplado: resposta em frequência da corrente total do estágio 1 em malha aberta (azul) e malha fechada (vermelho).	92
Figura 6.8	Modelo acoplado: resposta em frequência da tensão do <i>link</i> CC em malha aberta (azul) e malha fechada (vermelho).	92
Figura 6.9	Modelo acoplado: resposta em frequência da corrente total do estágio 2 em malha aberta (azul) e malha fechada (vermelho).	94
Figura 6.10	Modelo acoplado: resposta em frequência da tensão do capacitor central em malha aberta (azul) e malha fechada (vermelho).	94
Figura 6.11	Análises de estabilidade ao variar a frequência de corte do controlador PI_{Link} da tensão do link CC - movimentação dos (a) polos; (b) zeros; e (c) resposta ao degrau.	95
Figura 6.12	Implementação via <i>Simulink</i> do modelo médio acoplado para simular dinamicamente o comportamento das saídas desejadas.	96
Figura 6.13	Análises de estabilidade da tensão do <i>link</i> CC pela ferramenta <i>Linear Analysis Tool</i> ao variar a frequência de corte do controlador PI_{Link} - movimentação dos (a) polos; (b) zeros; e (c) resposta ao degrau.	97
Figura 6.14	Comparativo da resposta em frequência para análises de estabilidade em malha aberta: (a) desacoplamento das malhas de controle via princípio da Superposição de sistemas lineares; e (b) ferramenta <i>Linear Analysis Tool</i> via <i>Simulink</i>	98
Figura 6.15	Comparativo da resposta em frequência em malha fechada: (a) desacoplamento das malhas de controle via princípio da Superposição de sistemas lineares; e (b) ferramenta <i>Linear Analysis Tool</i> via <i>Simulink</i>	98
Figura 6.16	Resposta em frequência da tensão do capacitor central em (a) malha aberta e (b) malha fechada devido às variações da frequência de corte do controlador PI_{Link}	99
Figura 6.17	Função adaptativa <i>SoC-sharing</i> para regulação da tensão no <i>link</i> CC - acoplamento das malhas de controle do estágio 1 (linha verde e roxa) e do estágio 2 (linha azul) na planta do conversor.	100
Figura 6.18	Função adaptativa <i>SoC-sharing</i> variando apenas o <i>SoC</i> da bateria.	101
Figura 6.19	Função <i>SoC-sharing</i> e modelo médio acoplado implementados via <i>Simulink</i> para simular dinamicamente o comportamento das saídas desejadas.	102

Figura 6.20	Análises de estabilidade da tensão do <i>link</i> CC pela ferramenta <i>Linear Analysis Tool</i> ao variar o <i>SoC</i> da bateria do VE - movimentação dos (a) polos; (b) zeros; e (c) resposta ao degrau.	102
Figura 6.21	Resposta em frequência da tensão do <i>link</i> CC em (a) malha aberta e (b) malha fechada variando o <i>SoC</i> da bateria do VE.	103
Figura 6.22	Resposta em frequência da tensão do capacitor central em (a) malha aberta e (b) malha fechada variando o <i>SoC</i> da bateria do VE.	103
Figura 6.23	Função adaptativa <i>SoC-sharing</i> variando a corrente de saturação i_{sat}	104
Figura 6.24	Análises de estabilidade da tensão do <i>link</i> CC pela ferramenta <i>Linear Analysis Tool</i> ao variar a corrente de saturação - movimentação dos (a) polos; (b) zeros; e (c) resposta ao degrau.	105
Figura 6.25	Resposta em frequência da tensão do <i>link</i> CC em (a) malha aberta e (b) malha fechada variando a corrente de saturação.	105
Figura 6.26	Resposta em frequência da tensão do capacitor central em (a) malha aberta e (b) malha fechada variando a corrente de saturação.	106
Figura 7.1	Comportamento das correntes totais ($i_{L1} + i_{L2}$ e $i_{L3} + i_{L4}$) e individuais, tensão v_{VE} da bateria e do capacitor central sob condições de carga - modo CC e modo CV.	108
Figura 7.2	Dinâmica das variáveis de saída devido à mudanças na corrente de referência ($i_{L1ref} + i_{L2ref}$) do estágio 1 - aplicações <i>G2V</i> e <i>V2G</i>	109
Figura 7.3	Regulação de tensão do <i>link</i> CC por meio do controlador PI_{Link} - dinâmica das variáveis de saída devido aos degraus de corrente no <i>link</i> CC (aplicação <i>V2G</i>): corrente total do estágio (a) 1 e (b) 2; e tensões da (c) bateria, (d) capacitor central e (e) <i>link</i> CC.	110
Figura 7.4	Regulação de tensão do <i>link</i> CC pela função <i>SoC-sharing</i> - dinâmica das variáveis de saída devido aos degraus de corrente no <i>link</i> CC (aplicação <i>V2G</i>): corrente total do estágio (a) 1 e (b) 2; e tensões da (c) bateria, (d) capacitor central e (e) <i>link</i> CC modificando apenas o valor do <i>SoC</i>	112
Figura 7.5	Corrente de compensação i_c produzida pela função adaptativa <i>SoC-sharing</i> modificando apenas o valor do <i>SoC</i>	113
Figura 7.6	Dinâmica em detalhes das variáveis de saída devido aos degraus de corrente no <i>link</i> CC (aplicação <i>V2G</i>): corrente total do estágio (a) 1 e (b) 2; e tensões da (c) bateria, (d) capacitor central modificando apenas o valor do <i>SoC</i>	114
Figura 7.7	Balanco de potência pela função adaptativa <i>SoC-sharing</i> (aplicação <i>V2G</i>) conforme variações de carga no <i>link</i> CC: (a) ajuste na potência da bateria do VE com <i>SoC</i> =50%; e (b) comparativo das potências fornecidas pelo VE de acordo com sua energia armazenada.	115

Figura 7.8	Regulação de tensão v_{Link} pela função <i>SoC-sharing</i> - dinâmica das variáveis de saída devido aos degraus de corrente no <i>link</i> CC (aplicação <i>V2G</i>): corrente total do estágio (a) 1 e (b) 2; e tensões da (c) bateria, (d) capacitor central e (e) <i>link</i> CC.	116
Figura 7.9	Corrente de compensação i_c produzida pela função adaptativa <i>SoC-sharing</i>	116
Figura 7.10	Dinâmica em detalhes das variáveis de saída devido aos degraus de corrente no <i>link</i> CC (aplicação <i>V2G</i>): corrente total do estágio (a) 1 e (b) 2; e tensões da (c) bateria, (d) capacitor central e (e) <i>link</i> CC. . . .	117
Figura 7.11	Controlador PI_{Link} - comparativo entre a dinâmica das variáveis do modelo médio acoplado e do circuito chaveado em malha fechada: corrente total do estágio (a) 1 e (b) 2; e tensões da (c) bateria, (d) capacitor central, e <i>link</i> CC.	118
Figura 7.12	Controlador PI_{Link} - comparativo detalhado entre a dinâmica das variáveis do modelo médio acoplado e do circuito chaveado em malha fechada: corrente total do estágio (a) 1 e (b) 2; e tensões da (c) bateria, (d) capacitor central, e <i>link</i> CC.	119
Figura 7.13	Função adaptativa <i>SoC-sharing</i> - comparativo entre a dinâmica das variáveis do modelo médio acoplado e do circuito chaveado em malha fechada: corrente total do estágio (a) 1 e (b) 2; e tensões da (c) bateria, (d) capacitor central, e <i>link</i> CC.	120
Figura 7.14	Função adaptativa <i>SoC-sharing</i> - comparativo detalhado entre a dinâmica das variáveis do modelo médio acoplado e do circuito chaveado em malha fechada: corrente total do estágio (a) 1 e (b) 2; e tensões da (c) bateria, (d) capacitor central, e <i>link</i> CC.	121

Lista de Tabelas

Tabela 5.1	Elementos passivos do conversor em cascata e suas respectivas perdas resistivas.	76
------------	--	----

Lista de Siglas

ANEEL Agência Nacional de Energia Elétrica

BMS *Battery Management System*

COP21 Conferência das Nações Unidas sobre o Clima

CPFL Companhia Paulista de Energia e Força - Campinas

CELESC Centrais Elétricas de Santa Catarina

Copel Companhia Paranaense de Energia

CA Corrente alternada

CC Corrente contínua

CAN *Controller Area Network*

EVI *Electric Vehicles Initiative*

FPTI-Brasil Fundação Parque Tecnológico Itaipu

FB *Full-Bridge*

G2V *Grid-To-Vehicle*

GD Geração distribuída

HB *Half-Bridge*

IEA *International Energy Agency*

IEC *International Electrotechnical Commission*

IPI Imposto Sobre Produtos Industrializados

Modo CC Modo de corrente constante

Modo CV Modo de tensão constante

PI Proporcional-Integral

PVs Painéis fotovoltaicos

SoC *State of charge* - Estado de carga

UTFPR Universidade Tecnológica Federal do Paraná - *campus* Toledo

VAMO Veículos Alternativos para Mobilidade

VE Veículo elétrico

VSI Inversor tipo fonte de tensão

V2G *Vehicle-To-Grid*

VEH Veículo elétrico híbrido

VEHP Veículo elétrico híbrido *plug-in*

VEB Veículo elétrico a bateria

Lista de Símbolos

$\mathbf{X}$ Notação para matrizes

$r_{\{\dots\}}$ Notação para perda resistiva

$L_{\{\dots\}}$ Notação para indutância

$C_{\{\dots\}}$ Notação para capacitância

$\{\dots\}^{\mathbf{T}}$ Indica a operação de transposição de vetores e matrizes

$H_{\{\dots\}}$ Notação para ganho de sensor

$PI_{\{\dots\}}$ Notação para controlador proporcional integral

$S_{\{\dots\}}$ Notação para chaves nos conversores

$i_{L\{\dots\}}$ Corrente nos indutores

r_{bat} Resistência interna da bateria do VE

i_c Corrente de saída (compensação) das malhas de regulação do *link* CC

$i_{L1ref} + i_{L2ref}$ Referência de corrente do estágio 1

$i_{L1} + i_{L2}$ Somatória das correntes dos indutores do estágio 1

$i_{L3ref} + i_{L4ref}$ Referência de corrente do estágio 2

$i_{L3} + i_{L4}$ Somatória das correntes dos indutores do estágio 2

i_{bat} Corrente da bateria do VE

SoC Estado de carga proveniente da bateria do VE

$erro$ Erro de tensão no *link* CC

v_{VE} Tensão no capacitor de entrada do conversor

v_{0ref} Referência de tensão no capacitor central

v_0 Referência de tensão no capacitor central

v_{0ref} Referência de tensão no capacitor central

$v_{Linkref}$ Referência de tensão no *link* CC

v_{Link} Tensão no *link* CC

v_{bat} Tensão na bateria do VE

Sumário

1	Introdução	31
1.1	Motivação e delimitação do tema	31
1.2	Objetivos	35
1.2.1	Objetivos gerais	35
1.2.2	Objetivos específicos	36
1.3	Contribuições do trabalho	36
1.4	Estrutura do texto	37
1.5	Publicações decorrentes do trabalho	38
2	Aspectos Gerais	39
2.1	Considerações iniciais	39
2.2	Tipos de veículos elétricos	39
2.2.1	Veículos elétricos híbridos	39
2.2.2	Veículos elétricos híbridos <i>plug-in</i>	41
2.2.3	Veículos elétricos a bateria	41
2.3	Baterias	41
2.4	Padrões de recarga	44
2.4.1	Modos de recarga	44
2.4.2	Tipos de recarga	45
2.5	Considerações finais	46
3	Veículos Elétricos em <i>Smart Grids</i>	47
3.1	Considerações iniciais	47
3.2	Aplicações G2V e V2G para <i>smart grids</i>	47
3.3	Conversores com aplicações G2V e V2G	48
3.3.1	Conversores isolados	49
3.3.2	Conversores não-isolados	49
3.4	Considerações finais	50

4	Conversor CC-CC Interleaved Bidirecional em Cascata	53
4.1	Considerações iniciais	53
4.2	Controle aplicado em conversores CC-CC em cascata	53
4.3	Técnica interleaved	55
4.4	Apresentação do conversor	57
4.5	Considerações finais	59
5	Modelo Desacoplado Clássico	61
5.1	Considerações iniciais	61
5.2	Modelagem do estágio 1	61
5.3	Modelagem do estágio 2	65
5.4	Técnica em pequenos sinais	70
5.4.1	Linearização do estágio 1	71
5.4.2	Linearização do estágio 2	73
5.5	Projeto dos controladores	75
5.5.1	Controladores do estágio 1	75
5.5.2	Controladores do estágio 2	77
5.6	Considerações finais	80
6	Modelo Acoplado	83
6.1	Considerações iniciais	83
6.2	Modelo matemático	83
6.3	Linearização do modelo acoplado	87
6.4	Projeto dos controladores	89
6.4.1	Controladores do estágio 1	91
6.4.2	Controladores do estágio 2	93
6.4.3	Análise de estabilidade do controlador PI_{Link}	93
6.5	Função adaptativa <i>SoC-sharing</i>	99
6.5.1	Análise de estabilidade da função	101
6.6	Considerações finais	104
7	Resultados de Simulação	107
7.1	Considerações iniciais	107
7.2	Modo de carga/descarga da bateria	107
7.3	Controlador PI_{Link} para regulação de tensão	109
7.4	Função adaptativa <i>SoC-sharing</i> para regulação de tensão	111
7.5	Comparativo dinâmico em malha fechada - modelo médio acoplado e circuito chaveado	115
7.6	Considerações finais	118

8	Conclusões e perspectivas futuras de desenvolvimento	123
8.1	Conclusões da pesquisa	123
8.2	Perspectivas futuras de desenvolvimento	124
	Referências Bibliográficas	125
	Apêndices	133
APÊNDICE A	Equações em Espaço de Estados do Modelo Acoplado	135

Introdução

1.1 Motivação e delimitação do tema

O Acordo Climático de Paris foi assinado durante a Conferência das Nações Unidas sobre o Clima (COP21) em dezembro de 2015. Esse acordo marcou a 21^a conferência para estabelecer um compromisso em reduzir as emissões de gás carbônico na atmosfera e produzir inovações tecnológicas como sistemas de Geração distribuída (GD), dispositivos para armazenamento de energia, *smart grids*, novas fontes de energia limpa e Veículos Elétricos (VEs) (AZEVEDO; ANGELO; RITTIL, 2018).

Nesse contexto, governos de diversos países vêm buscando alternativas para incentivar a implementação de VEs, além de integra-los às fontes renováveis de energia. De acordo com uma pesquisa realizada nos países do norte europeu (Dinamarca, Finlândia, Islândia, Noruega e Suécia), umas das principais vantagens dessa integração são: a emissão zero de poluentes, reduzido nível de ruídos, capacidade de acoplamento das fontes renováveis de energia e venda de energia à rede elétrica (NOEL et al., 2018).

Segundo dados publicados anualmente no *Global EV Outlook 2019 - Scaling up the transition to electric mobility* - em maio de 2019, análises foram realizadas pela *International Energy Agency* (IEA) discutindo os desenvolvimentos recentes em mobilidade elétrica em todo mundo. De acordo com a agência e com base na Figura 1.1, a fabricação de VEs vem crescendo rapidamente nos últimos dez anos, com o estoque global passando de 5 milhões em 2018, um aumento de 63% em relação ao ano anterior. Cerca de 45% dos VEs em circulação em 2018 estavam na China - um total de 2,3 milhões - em comparação com 39% em 2017. Por outro lado, a Europa representava 24% da frota global e os Estados Unidos 22% (IEA, 2019).

Na Figura 1.2 é apresentado o "Cenário de Novas Políticas" incorporado nas ações climáticas atuais, anunciadas pelos governos para o Acordo de Paris. Na mesma figura, em comparação, o "Cenário *EV30@30*" reflete uma adoção mais ampla de VEs, em linha com a "Campanha *EV30@30*", quando aplicada em escala global. A "Campanha *EV30@30*", lançada na *Eighth Clean Energy Ministerial* em 2017, estabeleceu uma nova meta coletiva

Figura 1.1: Estoque de VEs para passageiros nos principais mercados e nos dez principais países da EVI.

Fonte: Adaptado de IEA (2019).

Figura 1.2: Estoque global esperado para inserção de VEs no mercado.

Fonte: Adaptado de IEA (2019).

de todos os membros da *Electric Vehicles Initiative* (EVI) com uma participação de mercado em 30% para VEs no total de todos os veículos (exceto veículos de duas rodas) até 2030. Ainda na Figura 1.2, a partir de 2025 as metas da indústria automobilística apresentam maiores diferenças ao comparar as projeções do "Cenário de Novas Políticas" e da "Campanha EV30@30" (IEA, 2019).

Dessa forma, iniciativas estão sendo aplicadas para ampliar as políticas da inserção de VEs na frota global atual, e que as expectativas futuras apresentam ser promissoras. Em função disso, para se enquadrar nesse contexto, o Governo Federal em 2018 alterou a alíquota do Imposto Sobre Produtos Industrializados (IPI) dos VEs e híbridos. O novo IPI ficará entre 7% a 20%, dependendo do tipo de veículo. Hoje, as alíquotas oscilam entre 25% (puramente elétricos) e 13% (híbridos). Essa estratégia foi adotada pela Lei

13.755/2018, conhecida como "Rota 2030"(BRASIL, 2018).

Além disso, o Governo Federal também incentiva e fomenta projetos de pesquisa para o desenvolvimento de tecnologia nacional nos setores relacionados. Essa iniciativa é não apenas importante para possibilitar a eletrificação no setor automotivo no Brasil, mas também para acelerar o desenvolvimento de novas tecnologias que possam, no futuro, aumentar a independência brasileira no que tange a adoção de VEs pelos vários segmentos da população.

Em contrapartida, antes da adoção da Lei 13.755/2018, projetos de mobilidade elétrica já haviam sido inicializados no Brasil. Em 2016, por exemplo, o projeto dos Veículos Alternativos para Mobilidade (VAMO) na capital cearense foi responsável pela implantação do primeiro sistema público de carros elétricos compartilhados (FORTALEZA, 2016). No mesmo ano, a Companhia Paulista de Energia e Força - Campinas (CPFL), por meio do projeto *Emotive*, implementou pontos de recarga que habilitam a utilização de eletropostos via um cartão, sendo previamente cadastrado pelas informações pessoais do usuário e características do VE (CPFL, 2016).

Em 2019, a Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) consolidou a Chamada de Projeto de P&D Estratégico nº 22/2018: “Desenvolvimento de Soluções em Mobilidade Elétrica Eficiente”, em que projetos cadastrados devem apresentar soluções para mobilidade elétrica (ANEEL, 2019). Ainda neste ano, a Fundação Certi (Centros de Referência em Tecnologias Inovadoras - instituição de pesquisa sem fins lucrativos localizada em Florianópolis) vem implementando eletropostos no estado de Santa Catarina. O projeto "Eletroposto Celesc" é desenvolvido pela fundação para a Centrais Elétricas de Santa Catarina (CELESC) (CERTI, 2020).

Também alinhada com essa iniciativa, a Companhia Paranaense de Energia (Copel), em parceria com a Itaipu Bidirecional, está buscando alternativas por meio de pesquisas e desenvolvimento para incorporar a mobilidade elétrica no cenário nacional. Por meio dessa parceria, até 2018, a Copel inaugurou a primeira eletrovia do Brasil, compreendendo uma extensão de 730 km na BR 277, interligando as cidades de Paranaguá (região leste) às cataratas de Foz do Iguaçu (região oeste) no Estado do Paraná. Por isso, a Copel é considerada como pioneira na construção de uma rede capaz de atender toda uma rodovia em território nacional, sendo composta por 11 eletropostos (pontos de recarga para veículos elétricos) (ITAIPU, 2018).

Nesse sentido, para aumentar sua contribuição no âmbito da mobilidade elétrica e incorporá-la dentro do contexto de *smart grids*, a Copel e 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).

O projeto é ilustrado pela Figura 1.3, composto por Painéis fotovoltaicos (PVs) conectados em um conversor *boost*, um conjunto de armazenadores de energia (banco de baterias do eletroposto) conectado em um conversor *buck-boost* bidirecional, o VE (representado pelo modelo *Leaf* 2012 da *Nissan*) conectado em seu conversor *buck-boost* bidirecional em cascata, e um Inversor tipo fonte de tensão (VSI), em que todos são conectados no capacitor C_2 , representando o *link* CC da microrrede do eletroposto. O conversor do VE permite que sua bateria possa ser carregada pelas outras fontes - também utilizando o conceito G2V absorvendo potência da rede elétrica.

Por outro lado, o conversor também torna possível a descarga da bateria do VE para o *link* CC - também utilizando o conceito V2G fornecendo potência à rede elétrica. Esta estrutura em cascata foi necessária pois o projeto estabelece que a tensão máxima e mínima da bateria do VE (v_{VE}) pode assumir valores maiores ou menores do que o valor da tensão v_{Link} do *link* CC. Devido à esse fato, a tensão v_0 do capacitor central C_0 deve ser maior que as variações de v_{VE} e v_{Link} , para garantir o fluxo de potência em ambos sentidos no conversor.

Figura 1.3: Projeto P&D PD 2866-0450/2016: Sistema Nacional de Armazenamento e Gestão Energética para Eletroposto Bidirecional.

Fonte: Acervo pessoal.

Com o objetivo de manter a tensão v_{Link} em aproximadamente 400 V, o projeto visa gerenciar toda potência que flui no capacitor C_2 por meio da corrente enviada/drenada por cada dispositivo eletrônico do eletroposto.

Uma parte desse gerenciamento pode ser ilustrado na Figura 1.3, o qual permite ajustar a corrente de referência do VE de acordo com a energia disponível nas outras fontes do eletroposto - ajuste efetuado somente quando o estágio 1 controla a corrente por meio de

sua malha interna (chave S_a fechada e chave S_b aberta). Deste modo, buscando manter um balanço de potência disponível no *link* CC, evitando que a microrrede entre em colapso.

Além disso, sobretensões no *link* CC podem ocorrer em condições tais como: isolamento do eletroposto da rede elétrica, painéis em máxima potência, baterias do eletroposto totalmente carregadas, alto nível de potência enviado pelo VE; ou subtensões também podem ocorrer em condições tais como: sombreamento parcial/total dos painéis, baixa potência disponíveis na bateria do eletroposto, sobrecarga na rede elétrica e alto nível de potência drenada pelo VE.

Desse modo, esta dissertação visa somar esforços no gerenciamento do projeto, incluindo duas propostas de regulação de tensão para o *link* CC - com um foco nas estruturas de controle do VE. A primeira delas considera que o VE seja responsável por toda essa regulação: condição em que todos os outros dispositivos não atendem à demanda no *link* CC ou na inatividade de algum deles - manutenção ou sobrecarga por exemplo. A segunda proposta inclui uma alternativa para adaptar o nível de corrente demandado na bateria do VE durante a carga/descarga, de acordo com seu *State of charge* - Estado de carga (SoC) atual e o erro de tensão no *link* CC naquele exato momento - já que o gerenciamento atual do projeto não considera o SoC da bateria como parâmetro para essa regulação.

Na Figura 1.3, além de controlar a corrente em modo de carga/descarga, o estágio 1 também necessita controlar a tensão v_{VE} durante o processo de carga da bateria do VE. Por consequência, o estágio 1 torna-se incapaz de controlar simultaneamente as tensões em seus terminais (tensões nos capacitores C_0 e C_1). Por essa razão, o estágio 2 obrigatoriamente torna-se responsável pelo controle do capacitor central por meio de uma malha em cascata, tanto em modo de carga quanto em modo de descarga.

Nesse contexto, para integrar o VE na regulação de tensão do *link* CC, o estágio 1 torna-se responsável pelas propostas de regulação desta dissertação. Finalmente, por meio dessas atribuições, o porquê da topologia *interleaved* ser adicionada no conversor do VE será detalhada nas próximas seções; já os objetivos e quais contribuições essas regulações incluem no projeto, e principalmente na literatura, são listadas em sequência.

1.2 Objetivos

1.2.1 Objetivos gerais

O objetivo principal deste trabalho consiste em realizar o estudo de um conversor CC-CC *interleaved buck-boost* bidirecional em cascata integrado dentro de um eletroposto. Este conversor permite que o eletroposto forneça potência à bateria do VE, ou vice-versa, tornando possível incluir a bateria na regulação de tensão do *link* CC do eletroposto. Por meio dessa solução, é possível minimizar as sobretensões e subtensões, mantendo o

balanço de potência na microrrede CC - em condições de ilhamento da rede elétrica ou inatividade de um dos dispositivos eletrônicos presentes no eletroposto. Neste contexto, são propostas estruturas de controle que permitem essas condições, garantindo operações de carga/descarga mais dinâmicas.

1.2.2 Objetivos específicos

Os objetivos específicos desta dissertação são listados a seguir:

- ☐ Obter um único modelo matemático analisando as comutações das chaves de ambos conversores acoplados simultaneamente;
- ☐ Obter uma equação linear que descreve o comportamento dinâmico do conversor CC-CC em cascata por meio do modelo médio;
- ☐ Validar o modelo matemático e o modelo médio com o modelo chaveado (circuito elétrico);
- ☐ Projetar os controladores em modo de tensão e corrente;
- ☐ Regular a tensão do *link* CC por meio da malha de controle do estágio 1; e
- ☐ Validar as propostas para regulação de tensão do *link* CC por meio de análises de estabilidade.

1.3 Contribuições do trabalho

Para cumprir com os objetivos gerais e específicos apresentados nesta dissertação, serão apresentadas ao longo do texto as seguintes contribuições para o projeto P&D e o meio acadêmico:

- ☐ Impulsionar trabalhos relacionados à integração de VEs em microrredes CC no Brasil - integrados em fontes alternativas de energia;
- ☐ Incentivar a aplicação do conceito V2G, ainda pioneiro em âmbito nacional;
- ☐ Modelar e linearizar conversores CC-CC acoplados em série (cascata) aplicando a técnica em pequenos sinais;
- ☐ Somar esforços no gerenciamento do eletroposto;
- ☐ Analisar estabilidade em conversores CC-CC acoplados em série; e
- ☐ Propor a função adaptativa *SoC-sharing* à qual permite o balanço de potência entre o *link* CC e a bateria do VE, de acordo com o SoC.

1.4 Estrutura do texto

O texto está organizado no âmbito de apresentar os elementos necessários para a compreensão e caracterização da narrativa apresentada neste capítulo de introdução, bem como as suas respectivas soluções para alcançar os objetivos específicos e as contribuições desta dissertação.

Uma breve descrição dos capítulos que compõem este trabalho e os seus respectivos conteúdos são anunciados a seguir:

- **Capítulo 2** - *Aspectos Gerais*: apresenta uma revisão bibliográfica abrangente acerca das características internas dos tipos de VEs, o modo de carga utilizado em suas baterias, assim como normas técnicas internacionais que regulamentam os processos de carga das baterias;
- **Capítulo 3** - *Veículos Elétricos em Smart Grids*: apresenta uma revisão bibliográfica específica com relação às estratégias adotadas para integrar os VEs no contexto das fontes alternativas de energia. Neste capítulo, também são destacadas algumas topologias de conversores isolados e não-isolados adotados para a aplicação *G2V* e *V2G*;
- **Capítulo 4** - *Conversor CC-CC interleaved bidirecional em cascata*: apresenta as introduções das propostas por esta dissertação ao meio acadêmico, as quais, por meio dos trabalhos presentes na literatura, visa contribuir e complementar o estudo de conversores CC-CC acoplados. Além disso, o capítulo também faz uma apresentação inicial do conversor trabalhado por esta dissertação;
- **Capítulo 5** - *Modelo Desacoplado Clássico*: apresenta as estratégias convencionais para obter o modelo matemático de conversores CC-CC, analisando seu comportamento individual por meio de um desacoplamento da estruturas em cascata. Deste forma, torna possível projetar os controladores considerando apenas a planta na qual irá atuar;
- **Capítulo 6** - *Modelo Acoplado*: apresenta a estratégia adotada para obter o modelo médio acoplado e linearizar o conversor em cascata trabalhado por essa dissertação. Neste capítulo, também são apresentadas as análises de estabilidade para ambas regulações de tensão no *link* CC, além de introduzir em detalhes a funcionalidade e aplicação da função adaptativa *SoC-sharing*;
- **Capítulo 7** - *Resultados de Simulação*: apresenta os resultados simulados por meio do *software* PSIM e *Simulink*, colocando em prova as análises, propostas, estratégias adotadas e os controladores projetados nos capítulos que a esse antecede;

- **Capítulo 8** - *Conclusões e perspectivas futuras de desenvolvimento*: apresenta as principais conclusões da pesquisa. Além disso, para motivar a continuação desta dissertação, são elencadas as perspectivas futuras de desenvolvimento em virtude das análises e propostas evidenciadas;
- **Apêndice A** - *Equações em Espaço de Estados do Modelo Acoplado*: apresenta as equações do modelo matemático do conversor acoplado, evidenciando as equações em espaço de estados elaboradas por meio dos subcircuitos de cada intervalo de chaveamento.

1.5 Publicações decorrentes do trabalho

Durante o desenvolvimento desta dissertação, os resultados obtidos proporcionaram a publicação do seguinte trabalho em congresso internacional:

- Leal, W. C.; Godinho, M. O.; de Aguiar, C. R.; Machado, R. Q.; Fuzato, G. H. F.; Piardi, A. B.; Braggio, A. A.; Sonoda, D. G.; Otto, R. B.; I. Nadal, Z. L. Management and control of a bidirectional electric station in dc microgrids. In: **2020 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)**. [S.l.: s.n.], 2020. p. 1133–1138.

Aspectos Gerais

2.1 Considerações iniciais

Antes de adentrar nas aplicabilidades dos VEs no contexto de GD, primeiramente é preciso averiguar uma série de aspectos tecnológicos que os caracterizam e os identificam, tais como: qual a origem da potência dos VEs comerciais, como são classificados, e sua infraestrutura de recarga. Por isso, neste capítulo é apresentado uma contextualização dos principais tipos de VEs no mercado, suas características, além de trabalhos científicos e normas técnicas internacionais que regulamentam os processos de recarga de suas baterias.

2.2 Tipos de veículos elétricos

Comercialmente, existem três tipos principais de VEs, classificados pelo grau em que a eletricidade é usada como fonte de energia: sua fonte de propulsão ser exclusivamente proveniente de um motor elétrico (alimentado por módulos de bateria internos ao veículo) ou pela combinação do motor elétrico com um motor a combustão interna convencional.

2.2.1 Veículos elétricos híbridos

Os Veículos elétricos híbridos (VEHs) são movidos a motor de combustão e motor elétrico. A energia elétrica é produzida pelo sistema de freio do veículo, sendo aproveitada para recarregar as baterias. Esta ação é denominada de "frenagem regenerativa", pois o motor elétrico ajuda a desacelerar o veículo e usa a energia cinética durante esse processo para recarregar a bateria - trabalhando como um gerador (Roche; Shabbir; Evangelou, 2017; Passalacqua et al., 2019).

A Figura 2.1 apresenta as arquiteturas dos VEHs: série, paralelo ou série-paralelo;¹ e cada dispositivos eletrônico (motor, gerador, conversor CC-CC, etc) são controlados por

¹Durante a revisão bibliográfica desta pesquisa, cada arquitetura (série, paralelo e série-paralelo) encontrada na literatura apresenta diferentes configurações: motor/gerador monofásico ou trifásico; ausência do conversor CC-CC; retificador controlado ou não-controlado, e etc.

um computador interno. Deste modo, garantindo a melhor economia para as condições de direção, aumentando assim sua autonomia.

Figura 2.1: Arquiteturas dos VEHs do tipo (a) série, (b) paralelo e (c) série-paralelo.

Fonte: Adaptado de Dokuyucu e Cakmakci (2016); Ghayebloo e Radan (2016); Zhang, Zhang e Yin (2016); Roche, Shabbir e Evangelou (2017); Asghar et al. (2018); Xu et al. (2018); e Passalacqua et al. (2019);.

Essas arquiteturas permitem aos VEHs atuarem exclusivamente por meio de sua bateria ou à combustão. Entretanto, caso o proprietário do veículo optar por usar somente a bateria - em trajetos curtos por exemplo - e quando estiverem totalmente descarregadas, toda propulsão será exclusivamente por meio do motor a combustão. Devido à esse fato, é necessário aguardar que o sistema de frenagem recarregue novamente a bateria para ser utilizada, pois o proprietário não tem acesso direto à bateria. Sendo esse problema resolvido por meio da configuração a seguir.

2.2.2 Veículos elétricos híbridos *plug-in*

Os Veículos elétricos híbridos *plug-in* (VEHPs)² são alimentados por gasolina e eletricidade. Comparado a um híbrido padrão, no entanto, os VEHPs - como o nome sugere - podem ser conectados a uma tomada ou estação de carregamento para recarregar a bateria à bordo. Além disso, também possuem a capacidade de funcionar com a combinação do motor elétrico com o motor a combustão, ou ambos individualmente. Assim como os VEHs, apresentam sistemas de frenagem regenerativa. Em contrapartida, possuem uma maior autonomia pois permitem ao proprietário recarregar sua bateria quando descarregadas parcialmente ou totalmente (Hu et al., 2019).

2.2.3 Veículos elétricos a bateria

Os Veículos elétricos a bateria (VEBs), mais frequentemente chamados de VEs, são veículos totalmente elétricos com bateria recarregável, não possuem motor a gasolina e armazenam energia utilizando uma bateria de alta capacidade, ou seja, baterias com elevados valores de Ah. Além disso, a da bateria é usada não somente para acionar o motor elétrico mas também, para dá suporte a todos os componentes eletrônicos a bordo (Sarlioglu et al., 2017; Bocca et al., 2018).

Nesse contexto, os VEBs possuem baixo nível de ruído e não emitem gases poluentes (devido à ausência do motor a combustão interna), evitando riscos prejudiciais causados por veículos a gasolina tradicionais. Outro ponto importante é que os VEBs são carregados pela energia proveniente de uma fonte externa e classificados de acordo com o tempo de recarga da bateria (componente fundamental que também requer um estudo nesta dissertação).

2.3 Baterias

O advento das baterias de Lítio-Ion em veículos como *Chevrolet Bolt*, *Nissan Leaf* e *Tesla Roadster* inauguraram a geração e comercialização de VEs nos últimos anos. Entretanto, para ganhar maior popularidade de venda, o principal obstáculo é decorrente do custo elevado das baterias, podendo alcançar 50% do valor total do veículo. Para tentar contornar esse problema, inúmeras pesquisas vêm buscando alternativas para minimizar parâmetros responsáveis pelo preço elevado; um deles, o aumento da densidade de energia (Alamgir, 2017).

Assim, o número de ciclos de carga/descarga completos em que as baterias de Lítio-Ion são submetidas determina o seu tempo de vida útil. Consequentemente, os níveis de corrente e tensão em que são submetidas durante esses ciclos define o quão rápido, ou

²Também são encontrados na literatura arquiteturas série, paralelo e série-paralelo semelhantes à Figura 2.1 para os VEHPs.

lento, será o tempo de sua degradação. Por esse fato, são comumente aplicadas estratégias de controle durante esse processo na indústria de VEs (Tran et al., 2017; Vu; Choi, 2018).

Neste contexto, conhecido como uma das principais estratégias de controle de carga, tanto para VEs quanto em outras aplicações, o modo de corrente constante (CC) e tensão constante (CV) são baseados nos parâmetros da bateria (níveis de corrente e tensão ou ainda, capacidade em Ah) (Vu; Tran; Choi, 2018; Chen et al., 2019; Mai et al., 2020).³ Esses modos são combinados para garantir um processo de carga seguro e eficiente, prologando sua vida útil e evitando danos causados por elevada corrente de carga e tensão que são responsáveis por altas temperaturas e formação de gases internos (Chen et al., 2018; Yang et al., 2019).

Essa estratégia é ilustrada na Figura 2.2(a) para uma célula de Lítio-Ion. Quando a bateria está totalmente descarregada ($v_{min}=1,0$ ou $1,5$ V) é adotado o modo CC aplicando uma corrente $i_{inicial}=0,1 \cdot C_{bat}$ até a bateria alcançar uma tensão $v_{inicial}$ (2,5 V ou 3,0 V). Ao atingir essa tensão, inicia-se o modo de carga rápida dado por i_{carga} . Há trabalhos que adotam a capacidade total (C_{bat}) em Ah da bateria como critério de escolha dessa corrente: $i_{carga}=1,0 \cdot C_{bat}$ (Young et al., 2012); $i_{carga}=0,5 \cdot C_{bat}$ (Tran et al., 2017); ou $i_{carga}=0,1 \cdot C_{bat}$ (Chen et al., 2019), mas também há exceções⁴. Durante o período em que a bateria permanece em modo CC, ocorre um aumento gradual na tensão e o perfil do SoC tem um comportamento linear, devido à equação

$$SoC(\%) = SoC(0) + \int_0^T \frac{i_{carga}(t)}{C_{bat}} dt, \quad (2.1)$$

onde o $SoC(0)$ (estado de carga inicial) é incrementado durante o intervalo T , ilustrado pela Figura 2.2(b). Após alcançar o valor máximo da tensão (v_{max}), é inicializado o modo CV. Neste instante, i_{carga} começa a diminuir. Entretanto, a carga da bateria ainda continua aumentando (pois a corrente ainda é diferente de zero) como pode ser visto pelo SoC. Esse modo de operação (modo CV) é finalizado quando i_{carga} alcança um valor pré-estabelecido (i_{min}). A norma IEC 61851-23, de 2014, menciona que esta corrente deve ser reduzida em 5 A, ou menos, para baterias de VEs. Finalmente, após esta redução, a tensão na bateria adota um valor de flutuação v_f .

Alguns autores adotam como critério para fim de carga $i_{min}=0,1 \cdot i_{carga}$ (Vu; Choi, 2018; Buja; Bertoluzzo; Mude, 2015; Mai et al., 2020); $i_{min}=0,07 \cdot i_{carga}$ (Noh; Zhang; Sánchez-Sinencio,

³Há na literatura trabalhos utilizando estratégias de carga no modo CC e CV em baterias de bicicletas elétricas (Li et al., 2018; Liu; Li; Yang, 2019), e aplicações para dispositivos eletrônicos em baixa potência (Noh; Zhang; Sánchez-Sinencio, 2019).

⁴De acordo com os resultados experimentais e informações disponibilizadas nos trabalhos pelos autores, esse critério é escolhido devido aos limites operacionais em bancada. Em Jampeethong e Khomfoi (2015), são aplicados 120 A durante o modo CC na bateria de um *Nissan Leaf* 2012, com $C_{bat}=66,2$ Ah - eletroposto composto por um conversor constituído apenas por tiristores. Também em SAE (2015) foi utilizado o mesmo veículo, e considerando o mesmo nível de corrente durante o modo CC - ambos trabalhos com tempo total de recarga em 30 minutos e potência à 50 kW de operação.

2019); $i_{min}=0,05C_{carga}$ (Vu; Tran; Choi, 2018), ou $i_{min}=0,01C_{carga}$ (Buja; Bertoluzzo; Mude, 2015).⁵

Figura 2.2: Estratégia de carga em modo CC e CV 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); Chen et al. (2018); Yang et al. (2019); Li et al. (2018); Liu, Li e Yang (2019); e Chen et al. (2019).

Ainda na Figura 2.2(b), os autores mencionam um aumento na eficiência dos dispositivos eletrônicos abordados em suas pesquisas durante o modo CC e uma diminuição em modo CV. Enquanto a resistência interna da bateria cresce em um valor mais acentuado na última etapa de carga. Além disso, alguns trabalhos demonstraram pequenas elevações de corrente e tensão mesmo durante o modo CC e CV (Tran; Choi, 2019; Chen et al., 2020).

Em escala industrial, como reportado em SAE (2015), há um controlador de carga interno no VE, denominado de *Battery Management System* (BMS), monitorando os níveis de carga/descarga da bateria, tornando as operações mais seguras. Para complementar, o BMS também permite que o sistema eletrônico do eletroposto obtenha informações de temperatura, corrente e tensão da bateria (Liu et al., 2018b) via barramento *Controller Area Network* (CAN), como realizado por SAE (2015) em testes no VE *Nissan Leaf* 2012.

Por fim, para permitir que todo processo de carga discutido nessa seção seja aplicado, é importante definir padrões de recarga para aplicações em VEs, geralmente agrupados em diferentes modos de recarga e estão associados à diferentes níveis de energia - como mostra o tópico a seguir.

⁵ Alguns autores mencionam efetuarem o processo de carga entre 20% à 80% ou 90%, deste modo, iniciando o modo CV em uma tensão pouco menor à tensão máxima da bateria.

2.4 Padrões de recarga

As estações de recarga são construídas de modo a permitir que um VE seja conectado em seus terminais para que, em condições normais de uso, a transferência de energia seja feita com segurança e confiabilidade. Como resultado, minimizando o risco de perigo para o usuário ou para o ambiente. Esses fatores são verificados e devem atender a todos os requisitos relevantes da série *International Electrotechnical Commission* (IEC).

Conforme a norma internacional IEC 61851-1 (2017), as estações de recarga devem ser projetadas de acordo com o modo de conexão com a fonte principal - CA, CC ou combinação de ambas. Desta forma, são classificadas de acordo com o local a que se destina: estações de recarga para locais com acesso restrito (residências, condomínios, etc); ou para locais com acesso não restrito (eletropostos em pontos públicos como shoppings, aeroportos, universidades, rodovias, etc). Portanto, são classificados quatro modos e três tipos de recarga.

2.4.1 Modos de recarga

Modo 1

Este modo permite conectar o VE diretamente na tomada padrão da rede elétrica (sem uma estação de recarga intermediária), utilizando um cabo e um plugue na tomada, os quais apresentam baixa proteção auxiliar. Os valores nominais de corrente e tensão não devem exceder

- ☐ 16 A e 250 V CA (monofásico); e
- ☐ 16 A e 480 V CA (trifásico).

Na tomada padrão da rede elétrica, destinada à recarga do VE, deve haver um ponto de aterramento, fornecendo uma proteção ao cabo conector do veículo.

Modo 2

Ao contrário do modo 1, o modo 2 permite uma estação de recarga intermediária entre a rede elétrica e o veículo, instalada na parede das residências. Dentro do cabo de conexão há um cabo capacitivo interligando dois circuitos elétricos um presente na estação e outro dentro do VE. Esses circuitos possuem a função denominada "controle piloto", permitindo leituras de tensão, ciclo de trabalho e frequência da estação de recarga e do veículo.

Os valores nominais de corrente e tensão não devem exceder

- ☐ 32 A e 250 V CA (monofásico); e
- ☐ 32 A e 480 V CA (trifásico).

Modo 3

O modo 3 é um dos mais utilizado atualmente, pois apresenta níveis de corrente mais elevados quando comparado ao modo 2, necessitando maiores proteções e circuitos de comando e controle. Os valores nominais de corrente e tensão não devem exceder

- ☐ 32 A e 250 V CA (monofásico); e
- ☐ 63 A e 480 V CA (trifásico).

Por fim, também apresenta controle piloto e o aterramento no cabo.

Modo 4

Este modo permite a conexão do VE à fonte de alimentação CA ou CC, também apresentando controle piloto no cabo de conexão, permitindo a comunicação entre a estação de recarga e o veículo. Entretanto, esse modo é comumente utilizado em aplicações para altos níveis de corrente CC, necessitando a estação apresentar uma eletrônica que suporte altos níveis de potência.

Os requisitos adicionais para equipamentos em níveis CC são dados em IEC 61851-23 e IEC 62196-1. Segundo as normas, ano 2014, alguns dos principais requisitos são:

- ☐ Tensão nos terminais da estação de recarga deve corresponder ao máximo 400 A e 1500 V em CC;
- ☐ Comunicação digital entre a estação de recarga e o veículo via barramento CAN; e
- ☐ Necessário controle de corrente e tensão durante a recarga (modo CC e CV).
- ☐ A rampa de corrente não deve exceder uma taxa de 20 A/s.

2.4.2 Tipos de recarga

Diferentes cenários - tais como rodovias, residências, estacionamentos em shoppings, etc - determinam quais os níveis de corrente e tensão fornecidos pela estação de recarga naquele local. Estes níveis vão definir o quão rápido será a recarga da bateria do VE. De acordo com CPFL (2016), os tipos recarga são classificados por:

- Lento: tempo decorrido entre 6 e 8 horas, cujo cenário é aplicado em residências ou empresas - modo 1, 2 ou 3;
- Semi-Rápido: tempo decorrido entre 1 a 2 horas, sendo aplicado nos cenários referentes à estacionamentos, centros comerciais, instituições públicas, dentre outros - modo 3 ou 4;

- Rápido: geralmente em nível CC, tempo decorrido de 30 minutos para alcançar 80% de carga e 1 hora para 100% de carga - modo 4.⁶

2.5 Considerações finais

Este capítulo permitiu contextualizar os tipos de VEs presentes no mercado, abordando também a estratégia de controle em corrente e tensão para recarga de suas baterias - presente na norma IEC 61851-23 (2014). O último aspecto abordado nessa seção diz respeito aos modos e tipos de recarga, o qual está diretamente relacionado aos níveis de energia utilizados nas estações.

Existem várias alternativas de disposição dos componentes eletrônicos ilustrados na Figura 2.1, por exemplo, podendo apresentar a ausência do conversor CC-CC, conectando a bateria diretamente no *link* CC interno do VE, etc. Neste sentido, foi realizado um levantamento bibliográfico com a finalidade de melhor exemplificar suas configurações internas. Além disso, as informações contidas nas normas IEC 61851/62196 vão além dos objetivos desta dissertação.

Portanto, foram apresentadas as principais características presentes nos VEs e normas que regem os requisitos necessários para a implementação de estações de recarga, as quais permitem contextualizá-las com os requisitos do projeto P&D deste trabalho. Finalmente, após essa etapa, é possível adentrar, com mais ênfase, no assunto que se refere às aplicações dos VEs conectados em redes inteligentes - compostas por fontes alternativas de energia e a rede de distribuição.

⁶Utilizam-se conexões no padrão CHAdeMO permitindo 400 A, 1 kV em corrente contínua e potências em 400 kW.

Veículos Elétricos em *Smart Grids*

3.1 Considerações iniciais

As *smart grids*, também conhecidas como redes inteligentes, surgem como uma componente chave ao trazerem estratégias em que utilizam fontes alternativas de energia integrando PVs, dispositivos armazenadores de energia, células a combustível (a hidrogênio) e energia eólica (Mbungu; Bansal; Naidoo, 2019; Aguiar et al., 2020).

Neste contexto, no meio acadêmico são apresentadas inúmeras pesquisas envolvendo VEs, os quais integram como uma vantajosa fonte complementar que auxilia diretamente na qualidade de energia, por exemplo, em uma microrrede CC. Por esse motivo, este capítulo lista alguns dos principais trabalhos envolvendo combinações de VEs com fontes alternativas de energia e os principais dispositivos eletrônicos que facilitam este processo.

3.2 Aplicações G2V e V2G para *smart grids*

Como já mencionado em tópicos anteriores, o conceito G2V, é uma das soluções precursoras em se tratando na interação inteligente entre VEs e a rede de distribuição, permitindo inclusive que o proprietário consiga carregar a bateria do VE em horários de menor custo. Já o conceito V2G por sua vez permite devolver energia à rede elétrica nos períodos de maior custo. Em outras palavras, o proprietário pode carregar a bateria do VE nos momentos em que o custo e a demanda de energia são menores e, em seguida, usar a energia armazenada para vendê-la à concessionária durante os horários de alta demanda em que o custo é maior (Xia et al., 2019; Gjelij et al., 2019; Liang et al., 2019). No entanto, os conceitos G2V e V2G apresentam outras vantagens e aplicações, não se limitando apenas a questões de tarifação.

O incentivo ao uso e implantação de GD a partir de PVs podem causar problemas nas redes de distribuição, como por exemplo sobretensões. Assim, para que os PVs possam operar sempre em seu ponto de máxima potência, o que dá benefícios ao consumidor e diminui o *payback* de investimento, em Alam, Muttaqi e Sutanto (2016); e Chandra

Mouli et al. (2019), os autores apresentam uma alternativa por meio de um gerenciamento (*charge-discharge management scheme*), o qual permite balancear a tensão da rede de distribuição usando a conexão com os VEs. Esse gerenciamento permite que os VEs absorvam a potência extra produzida pelos PVs ou injetem potência de suas baterias na rede elétrica, aplicando os conceitos G2V e V2G por meio dessa estação de recarga - permitindo um balanço energético em toda microrrede e restaurando ainda a tensão do *link* CC.

A literatura apresenta ainda inúmeros trabalhos abordando estratégias de controle e gerenciamento associadas aos conceitos G2V e V2G em estações de recarga, bem como estudos da sua implementação e impactos. Em Xia et al. (2019); e Gjelaç et al. (2019), os autores apresentam estratégias capazes de gerenciar a carga rápida das baterias de VEs em estações de recarga nos horários de pico, diminuindo a velocidade da carga da bateria e, como resultado, reduzindo o custo de energia durante esse processo. Portanto, estas estratégias diminuem o esforço da rede elétrica durante horários de pico.

Outras pesquisas têm sido reportadas abordando a penetração de VEs na rede de distribuição com o objetivo de efetuar a regulação de frequência (Liu et al., 2015; Kaur; Kumar; Singh, 2019) ou como compensadores de potência reativa (Buja; Bertoluzzo; Fontana, 2017; Liu et al., 2018; Zaidi; Sunderland; Conlon, 2019), com ambos objetivos alcançados por meio do conceito V2G. Neste contexto, trabalhos como Thirugnanam et al. (2014); e Liu et al. (2018a) descrevem técnicas de controle para sincronização de estações de recarga com a rede elétrica. Já em Rahbari-Asr et al. (2016); Zhong et al. (2019); e Tan et al. (2019), os autores apresentam técnicas de controle por meio da V2G para manter a estabilidade em estações de recarga - composta por fontes alternativas de energia - mantendo o balanço energético entre elas.

Dessa forma, é evidente a necessidade de um dispositivo eletrônico eficiente para facilitar a operação de carga/descarga da bateria do VE. Permitindo o fluxo de potência entre a bateria e o link CC da microrrede. Neste sentido, foi utilizado um extenso número de dispositivos eletrônicos aplicando os conceitos G2V e V2G, e representados por estações de recarga bidirecionais, com tecnologias de controle e proteção eficientes incorporadas. Portanto, serão destacados os principais conversores listados na literatura que aplicam esses conceitos, os quais devem considerar fatores importantes como: vida útil da bateria, qualidade da energia, segurança no momento das operações de carga e descarga.

3.3 Conversores com aplicações G2V e V2G

Na literatura estão presentes inúmeras configurações de conversores para aplicações G2V e V2G. Desse modo, para contextualizar de forma sucinta, a seguir são apresentadas algumas configurações dos conversores abordados no meio acadêmico. Portanto, possibilitando uma conclusão no que tange à escolha do conversor utilizado nesta dissertação e,

principalmente, do projeto P&D.

3.3.1 Conversores isolados

Como mencionado em Tan e Ruan (2016), os conversores bidirecionais isolados implementados na literatura são constituídos por duas topologias, *Half-Bridge* (HB) e *Full-Bridge* (FB). Como apresentam geralmente uma frequência de comutação superior aos conversores não-isolados (100 kHz por exemplo), é empregado a técnica de comutação suave - *Zero Voltage Switching-ZVS* ou *Zero Current Switching-ZCS* (LAI; YU, 2018).

Em Zahid et al. (2015); Lee et al. (2017) e Tang et al. (2018) são abordadas as configurações de conversores isolados HB e FB ilustrados pelas Figuras 3.1(a) e 3.1(b), respectivamente. A isolação do *link* CC (tensão v_{Link}) e a bateria do VE (tensão v_{bat}) é estabelecida por um transformador projetado para operações em alta frequência - isolação galvânica permitindo garantir uma maior segurança entre a bateria e o *link* CC (WEI et al., 2018).

Estes conversores isolados possuem um tanque ressonante (denominado assim como conversores ressonantes) constituído por elementos com características indutivas (L_{r1-2}) e capacitivas (C_{r1-4}), em que os indutores do tanque são representados pelas próprias indutâncias parasitas e de dispersão do transformador. Portanto, por meio da operação em alta frequência, é permitido projetar seus elementos passivos com reduzido tamanho e aumentando sua densidade de potência.¹

Entretanto, os autores implementaram esses conversores isolados em níveis de potência inferior a 7 kW. Logo, para projetos demandando potências na faixa de 20 kW e altas correntes, por exemplo, em torno de 60 A, os conversores isolados podem ser inapropriados nesses quesitos, devido aos parâmetros de projeto do transformador - bitolas dos fios por exemplo. Portanto, isso limitaria uma possível implementação dos conversores isolados em uma estação de recarga bidirecional em elevado nível de potência.

Dessa forma, é necessário realizar novas análises para o uso de conversores em alta potência, incorporando outras topologias, tais como, os conversores não-isolados. Assim, evitando a implementação do transformador e reduzindo o custo do projeto, por exemplo.

3.3.2 Conversores não-isolados

Dentre os conversores não-isolados que mais se destacam na literatura para aplicações dos conceitos G2V e V2G é o *buck-boost* bidirecional. Em Kisacikoglu, Kesler e Tolbert (2015); e Monteiro, Pinto e Afonso (2016), são utilizados a configuração ilustrada na Figura 3.2(a), uma rede monofásica (tensão v_{rede}) conectada em uma topologia FB em cascata

¹Também há trabalhos abordando a combinação de ambas topologias: conectando um HB no primário e um FB no secundário do transformador (Wang et al., 2016).

Figura 3.1: Conversores isolados (a) HB e (b) FB utilizando os conceitos G2V e V2G.

Fonte: Adaptado de Zahid et al. (2015); Lee et al. (2017) e Tang et al. (2018).

com o *buck-boost* bidirecional. Já em Wooyoung Choi et al. (2018), ilustrado na Figura 3.2(b), onde o *link CC* é controlado por um VSI.

Ambas aplicações não utilizam um transformador de alta frequência, assim como nos conversores isolados. Desta forma, a implementação de conversores não-isolados para aplicações G2V e V2G em elevadas potências e correntes traz maiores vantagens em termos de peso e volume, comparado aos isolados, principalmente no quesito eficiência, pois trabalham geralmente em baixa frequência (10 kHz por exemplo).

3.4 Considerações finais

Este capítulo abordou as principais aplicações dos VEs nas *smart grids*. Além disso, apresentou uma revisão das topologias dos conversores cuja finalidade se aplica à tecnologia G2V e V2G. Alguns conversores isolados foram apresentados, sendo o tanque ressonante seu principal meio de transferência de potência entre o lado da bateria e o lado do *link CC*.

Entretanto, os conversores isolados encontrados nessa pesquisa são para baixa potência. Isso explica um dos porquês os autores relataram que essa topologia apresenta alta eficiência (mesmo operando com frequências em torno de 100 kHz) e alta densidade de potência (ao reduzir o tamanho dos seus componentes devido à alta frequência de comutação).

Figura 3.2: Conversor CC-CC *buck-boost* bidirecional para aplicações G2V e V2G: (a) rede monofásica e (b) rede trifásica.

Fonte: Adaptado de Kisacikoglu, Kesler e Tolbert (2015); Monteiro, Pinto e Afonso (2016); e Wooyoung Choi et al. (2018).

Portanto, para aplicações em alta potência, por exemplo, acima de 15 kW, não se torna viável a utilização dos conversores isolados devido à etapa de projeto do transformador, e principalmente, em sua eficiência. Logo, para aplicação em um eletroposto de potência elevada, esse transformador necessita de um complexo dimensionamento, resultando na inviabilidade de custo; elevação no volume e peso do conversor e alta temperatura em toda estação de recarga (necessitando também de um melhor dimensionamento térmico).

Além disso, para aplicações em que há vários pontos de carga, como por exemplo, projeto de um estacionamento que incluem as tecnologias G2V e V2G, cada ponto de recarga necessitaria de um transformador. Portanto, aumentando ainda mais o custo total para construção das estações de recarga.

Por fim, os conversores não-isolados podem ser uma aplicação viável a ser incorporado em um eletroposto, devido o seu menor volume para altas potências (por não utilizarem um transformador) comparado com um conversor isolado. Outra vantagem dos conversores não-isolados se enquadra na baixa frequência de chaveamento, podendo ser mais eficientes em aplicações com potências elevadas.

Com isso, o próximo capítulo traz a estrutura do conversor bidirecional em cascata (não-isolado) escolhida para o estudo desse trabalho, acrescentado de uma técnica denominada *interleaved*.

Conversor CC-CC Interleaved Bidirecional em Cascata

4.1 Considerações iniciais

O foco deste capítulo é introduzir a proposta dessa dissertação ao meio acadêmico, por meio de análises dos trabalhos presentes na literatura em que se aplicam controle de conversores CC-CC em cascata.

Além disso, é apresentado a técnica *interleaved* no conversor do eletroposto no projeto P&D e que foi mencionado no Capítulo 1. Finalmente, é ilustrado o conversor e quais modificações essa técnica traz em sua estrutura.

4.2 Controle aplicado em conversores CC-CC em cascata

Os conversores CC-CC em cascata em dois estágios aplicados em fontes alternativas de energia são encontrados na literatura conforme estruturas equivalentes mostradas na Figura 4.1, ou seja, esses dispositivos possuem um capacitor central C_0 , capacitor de entrada C_1 e um capacitor de saída C_2 . Um dos motivos dessa estrutura ser empregada é devido ao fato da variação da tensão de entrada (v_1) ser superior ou inferior ao da tensão de saída (v_2).

Neste caso, a tensão (v_0) do capacitor central deve possuir valor superior as variações de v_1 e v_2 , isto é, para sempre garantir o fluxo de potência (Khan; Husain; Sozer, 2014; Khan et al., 2015). Em resumo, em Gu et al. (2018), Aldhaheri e Etemadi (2018) e Guo et al. (2019) são relatados a instabilidade presente em conversores em cascata e implementados novos métodos de controle para minimizar este problema, abordando a estrutura de dois conversores *buck-boost* em cascata.

Nesta estrutura, o estágio 1 controla a tensão do capacitor central e o estágio 2

é responsável por controlar a tensão de saída. Geralmente, na literatura os autores denominam o estágio 1 e 2 como *source-converter* e *load-converter*, respectivamente.

Figura 4.1: Conversor CC-CC em cascata com dois estágios.

Fonte: Adaptado de Gu et al. (2018).

Assim como mostrado na Figura 4.1, em Wang, Zhang e Ma (2010), Cai et al. (2015) e An e Lu (2016) são apresentados o mesmo modo de controle mencionado anteriormente, em que cada estágio controla exclusivamente a sua tensão de saída. Os autores implementaram a estrutura de um conversor *buck* em cascata com um *buck-boost*; conversor CC-CC quase-Z em cascata; e um conversor *buck-boost* em cascata, respectivamente. Este último, ambos *buck-boost* são unidirecionais.

Em maiores detalhes aos três últimos trabalhos mencionados anteriormente, em An e Lu (2016), os autores propõem um método para reduzir o *ripple* da corrente RMS, reduzindo também as perdas na resistência série do capacitor central. Em Cai et al. (2015), os autores propõem minimizar oscilações e instabilidades na tensão de saída. Entretanto, o estágio 2 foi considerado totalmente como uma carga resistiva em seu modelo, isto é, sendo conectado em paralelo com o capacitor central.

Da mesma forma, em Wang, Zhang e Ma (2010), o estágio 2 é simplificado como uma fonte de corrente. Portanto, nesses dois últimos trabalhos, a análise matemática do segundo estágio é suprimida, inviabilizando a possibilidade de averiguar a interação entre ambos estágios. Para complementar, em Khan, Husain e Sozer (2014) e Khan et al. (2015) abordam um conversor CC *buck-boost* bidirecional em cascata (mesmo conversor em cascata apresentado para conexão do *Nissan Leaf* ilustrado na Figura 1.3 no Capítulo 1), onde o estágio 2 é responsável pelo controle da tensão de sua saída.

Entretanto, caso haja a necessidade do estágio 1 regular a tensão de saída do estágio 2, os trabalhos encontrados na literatura não tornam essa abordagem possível. Além disso, foi possível averiguar que não há análises detalhadas de modelos matemáticos considerando o acoplamento de dois conversores CC-CC em cascata em dois estágios. Também foi possível perceber que há poucos estudos relacionados com esse tipo de estrutura.

Portanto, diferentemente dos artigos analisados, é pretendido (nessa dissertação) complementar os estudos referentes aos conversores em cascata como descrito na seção

1.2 do Capítulo 1, e aplicar os resultados obtidos em um eletroposto bidirecional. A real necessidade do estágio 1 controlar a tensão de saída do estágio 2, diferentemente dos métodos de controle encontrados na literatura, é explicada detalhadamente no último tópico deste capítulo.

4.3 Técnica interleaved

Ao trabalhar com altas correntes e tensões é preciso dimensionar todos componentes passivos do projeto, principalmente, o tamanho da seção transversal dos indutores (bitola). Além disso, poderá surgir um elevado estresse em níveis de tensão causados por ultrapassar os limites operacionais dos semicondutores de potência (Fuzato et al., 2018).

Com isso, para diminuir os efeitos provocados por essas elevações de corrente e tensão, é empregada a técnica *interleaved* cujo propósito se enquadra no agrupamento de conexões em paralelo de conversores (Fuzato et al., 2018). De forma geral, a Figura 4.2 demonstra o esquemático de um filtro de saída com uma conexão compartilhado por n fases. Em cada fase, há seu devido circuito (indutor, semicondutor, etc) com uma diferença apenas na modulação aplicada aos semicondutores ($S_1, S_2, \dots, S_n$).

Figura 4.2: Esquemático de forma genérica de uma estrutura *interleaved*.

Fonte: Adaptado de AGUIAR (2016).

Essa diferença de modulação é realizada por meio do defasamento da portadora triangular, responsável por gerar esse sinal modulante para cada chave. Por exemplo, suponha que a Figura 4.2 tenha 4 filtros de saída e que o defasamento de cada uma das chaves é dado por

$$Def = \frac{360^\circ}{n} \quad (4.1)$$

em que Def é o defasamento e n é o número de fases do circuito, ou seja, o número de circuitos conectados em paralelo. Logo, para uma mesma ação de controle, as 4 portadoras responsáveis para as chaves S_1, S_2, S_3 e S_4 de cada circuito em paralelo são defasadas em

90° uma da outra. Portanto, cada uma dos semicondutores mencionados possuem sua modulação defasada em 0°, 90°, 180° e 270°, respectivamente.

Um outro exemplo do comportamento dessa técnica aplicada ao conversor clássico é apresentado na Figura 4.3, em que um *boost interleaved* de duas fases é ilustrado. Pela equação (4.1) é visto que o defasamento de 0° e 180° entre as duas chaves S_1 e S_2 , respectivamente.

Figura 4.3: Estrutura de um conversor *boost* tradicional sendo comparado com a estrutura de um conversor *boost interleaved*.

Fonte: Adaptado de AGUIAR (2016).

A Figura 4.3 também mostra outro detalhe dessa técnica. As correntes em cada uma das fases são compartilhadas, igualmente, entre si em relação à corrente total i_{bat} , apresentando um *ripple* menor comparado ao das duas fases. Além do mais, a corrente de entrada possui uma frequência n vezes maior em relação às correntes compartilhadas, ou seja, i_{bat} apresenta uma frequência de chaveamento duas vezes maior e ondulação duas vezes menor quando a comparação é feita, em uma mesma base de tempo t' , com a corrente das fases (i_{L1} e i_{L2}).

Portanto, à medida que o número de fases aumenta, há um crescimento proporcional na frequência da corrente de entrada. Logo, devido à esse compartilhamento de corrente entre as fases é possível obter menores indutores (tamanho e volume), redução nas perdas por resistências parasitas e, conseqüentemente, uma melhoria na sua eficiência. Por fim, essa técnica também é vantajosa na resposta à variação de carga, apresentando transitórios mais rápidos se comparado ao conversor tradicional, além de permitir uma diminuição do estresse de tensão sobre os semicondutores (Fuzato et al., 2016; Fuzato et al., 2018).

4.4 Apresentação do conversor

A Figura 4.4 ilustra o conversor CC-CC *interleaved* bidirecional em cascata abordado nesta dissertação. Como o foco deste trabalho é abordar apenas o conversor *interleaved*, as correntes i_{Bat} da bateria do eletroposto; i_{PV} dos painéis fotovoltaicos; e i_{rede} da rede elétrica são representadas por uma fonte de corrente equivalente i_{Link} . Enquanto a carga resistiva R_{Link} também representa o consumo de potência no *link* CC.

Para o processo de carga da bateria do VE, o estágio 2 trabalha como um conversor *boost* elevando a tensão v_{Link} do *link* CC à uma tensão v_0 pré-estabelecida para o capacitor central. Já o estágio 1 trabalha como um conversor *buck*, abaixando a tensão v_0 do capacitor central para a tensão v_{VE} de terminais da bateria. De forma análoga, para processo de injeção de potência à rede elétrica, o estágio 1 trabalha como um conversor *boost*, enquanto o estágio 2 como um conversor *buck*.

Figura 4.4: Eletroposto bidirecional constituído por uma microrrede CC: estrutura do conversor CC-CC *interleaved* bidirecional em cascata para regulação da tensão no *link* CC.

Fonte: Acervo pessoal.

No período em que o estágio 1 não estiver controlando a tensão v_{VE} durante a recarga em modo CV, sua malha de controle pode ser responsável pela regulação da tensão v_{Link}

no capacitor C_2 . Essa regulação é feita pelo controlador Proporcional-Integral (PI) PI_{Link} (chaves S_a aberta, S_b fechada e S_c aberta) ou por meio da função adaptativa $SoC-sharing$ (chaves S_a aberta, S_b aberta e chave S_c fechada). Enquanto a chave S_a apenas define o acoplamento da malha de tensão na malha de corrente durante a transição do modo CC para o modo CV.

Além disso, quando o VE não for responsável exclusivamente pela regulação de tensão do *link* CC, por meio do controlador P_{Link} ou pela função adaptativa, considera-se que o gerenciamento do eletroposto assume essa responsabilidade, limitando as correntes i_{Bat} , i_{PV} e i_{rede} de acordo com a energia disponível em cada fonte. Porém, se a função adaptativa $SoC-sharing$ for incluída na malha de corrente do estágio 1, essa função também terá uma participação no balanço de potência no *link* CC, juntamente com o gerenciamento do eletroposto.

Como já foi mencionado, o estágio 1 não consegue controlar simultaneamente as tensões em seus terminais durante o modo CV. Portanto, outra vantagem em aplicar o controle do estágio 2 à tensão do capacitor central, e não ao *link* CC (assim como nos trabalhos na seção 4.2), traz uma redução no número de chaveamento entre malhas - responsável por instabilidades em conversores. Para esclarecer este fato, é necessário analisar a comparação dos seguintes cenários: estágio 2 atuando no *link* CC (cenário 1) e estágio 1 atuando no *link* CC (cenário 2). Considera-se que a bateria está sendo carregada em modo CC, isto é, uma malha de corrente atua no estágio 1, enquanto o estágio 2 controla a tensão v_0 do capacitor central. Nestas condições, se houver a necessidade do conversor regular a tensão do *link* CC durante a operação em modo CC, ambos cenários apresentarão os seguintes procedimentos:

- Cenário 1: a malha de tensão do capacitor central deve se desconectar à malha de corrente do estágio 2 (primeiro chaveamento) e conectar na malha de corrente do estágio 1 (segundo chaveamento), enquanto a malha de tensão do *link* CC deve se conectar à malha de corrente do estágio 2 (terceiro chaveamento) - resultando em 3 chaveamentos de malhas;
- Cenário 2: somente a malha de tensão do *link* CC deve se conectar na malha de corrente do estágio 1 - apenas 1 chaveamento de malha.

Portanto, é notório perceber que o cenário 1 representa exatamente o procedimento de controle aplicado em conversores CC-CC em cascata descrito pelos trabalhos na seção 4.2. Além disso, o cenário 1 impacta na estabilidade, devido à 3 chaveamentos nas malhas de controle - processo no qual resulta na diminuição da estabilidade em conversores CC-CC. Já no cenário 2, é apresentado o método que será abordado nessa dissertação, com apenas 1 chaveamento nas malhas de controle.

Além disso, para projetar o controlador PI_{Link} , o modelo matemático individual de cada estágio inviabiliza o seu projeto. Isso será esclarecido em maiores detalhes no

próximo capítulo. Portanto, os métodos clássicos presentes na literatura para projeto de controladores - desacoplando conversores conectados entre si - não satisfazem os requisitos necessários desse trabalho para projetar o controlador PI_{Link} . Além disso, as análises de conversores desacoplados não possibilitam averiguar quais os efeitos dos estágios entre si. Por fim, é necessário um único modelo matemático que inclua o acoplamento de ambos estágios.

4.5 Considerações finais

Nesse capítulo foi abordado um comparativo entre as técnicas de controle em cascata de conversores CC-CC com a proposta desta dissertação. Por fim, foi descrita a estrutura do conversor CC-CC *interleaved* bidirecional em cascata e como se dispõem suas malhas de controle. Ao abordar conversores CC-CC acoplados, a metodologia clássica projeta os controladores PI de cada conversor por meio do desacoplamento de suas estruturas. Desde modo, cada controlador é projetado considerando somente a planta do conversor em que atua. Entretanto, o projeto do controlador PI_{Link} do *link* CC não torna esta abordagem possível, havendo a necessidade em considerar o acoplamento de ambos estágios em uma única planta. Assim, os próximos capítulos trazem como a abordagem desacoplada se aplica nesse trabalho e, em sequência, considerando o acoplamento de ambos estágios.

Modelo Desacoplado Clássico

5.1 Considerações iniciais

Como apresentado em Fuzato et al. (2016); Fuzato et al. (2018) e Aguiar et al. (2018), para projetar os controladores PI das malhas de corrente e tensão é empregado a técnica de desacoplamento dos conversores CC-CC da microrrede CC. Assim, tornando possível projetá-los considerando somente a planta de um conversor equivalente.

Seguindo nesta mesma abordagem, este capítulo apresenta o projeto dos controladores de cada estágio do conversor CC-CC *interleaved* bidirecional em cascata. Para esta finalidade, é aplicado a técnica em pequenos sinais para linearizar cada estágio do conversor. Por fim, os controladores são validados ilustrando suas respostas em frequência de malha aberta e fechada.

Devido à topologia *interleaved* adotada em cada estágio da Figura 4.4, o defasamento na comutação das chaves resulta em quatro diferentes subintervalos de chaveamento, podendo cada um deles ser associado a um respectivo subcircuito.

Finalmente, visto as exigências dos níveis de tensão do eletroposto, o estágio 1 opera em um ciclo de trabalho $>50\%$, enquanto o estágio 2 opera em um ciclo de trabalho $<50\%$. Portanto, percebe-se que o comportamento das correntes nos indutores $i_{L1}, \dots, i_{L4}$ do conversor em malha aberta são diferentes em ambos estágios, como apresentado durante as modelagens a seguir.

5.2 Modelagem do estágio 1

As equações do modelo matemático em espaço de estados do estágio 1 são obtidas pelo circuito da Figura 5.1. Para obter essas equações, e com o objetivo de considerar apenas a planta do estágio 1 no modelo, toda dinâmica presente no estágio 2 é sintetizada por uma fonte de tensão v_0 . Logo, todo efeito da dinâmica do estágio 2 é suprimido por meio desse desacoplamento entre os estágios por essa fonte de tensão.

Ao aplicar essa fonte, o modelo analisado neste tópico já considera o estágio 2 em malha fechada, controlando essa tensão nos terminais do capacitor central C_0 em um ponto de operação. Além disso, a bateria do VE foi considerada no modelo com um comportamento de uma carga R_1 em paralelo com uma fonte de corrente i_1 . Esta carga é definida pelo seguinte fluxo de potência:

$$\frac{v_{VE}^2}{R_1} = v_{Link}(i_{L3} + i_{L4}). \quad (5.1)$$

Figura 5.1: Modelo do conversor *interleaved buck-boost* bidirecional do estágio 1.

Fonte: Acervo pessoal.

Para um ciclo de trabalho $>50\%$, os subcircuitos são divididos de acordo com as etapas de chaveamento mostradas na Figura 5.2. Ao considerar um período de chaveamento dado por $k^I T_S$ (k^I o ciclo de trabalho do estágio 1), é possível dividi-lo em quatro intervalos de comutação, cujos períodos são: $k_1^I T_S$ quando ambas as chaves S_1 e S_2 estão fechadas e as chaves S_3 e S_4 estão abertas; $k_2^I T_S$ quando as chaves S_2 e S_4 estão fechadas e as chaves S_1 e S_3 estão abertas; $k_3^I T_S$ quando ambas as chaves S_1 e S_2 estão fechadas e as chaves S_3 e S_4 estão abertas e $k_4^I T_S$ quando ambas as chaves S_1 e S_3 estão fechadas e as chaves S_2 e S_4 estão abertas.

Além disso, é importante ressaltar que o primeiro intervalo possui a mesma composição de chaveamento em relação ao terceiro, pois o comportamento das chaves são as mesmas. Assim, tendo 4 subcircuitos no total com 3 intervalos diferentes, ou seja, 3 subcircuitos diferentes. Ainda na Figura 5.2, após o quarto intervalo, retorna-se ao primeiro e o ciclo de operação volta a ser repetido.

Para modelar tal conversor em espaços de estados, é assumido o vetor de estados representados conforme

$$\begin{bmatrix} i_{L1} & i_{L2} & v_{C1} \end{bmatrix}^T, \quad (5.2)$$

Figura 5.2: Intervalos de chaveamento do estágio 1 do conversor *interleaved* em cascata.

Fonte: Acervo pessoal.

o vetor de entrada dado por

$$\begin{bmatrix} v_0 & i_1 \end{bmatrix}^T, \quad (5.3)$$

e o vetor de saídas por

$$\begin{bmatrix} i_{L1} + i_{L2} & v_{VE} \end{bmatrix}^T. \quad (5.4)$$

Chaves S_1 e S_2 fechadas e chaves S_3 e S_4 abertos

A Figura 5.3 mostra o instante no qual os chaves S_1 e S_2 estão fechados e as chaves S_3 e S_4 estão abertas. As matrizes em espaço de estados para esse circuito são representadas na forma $\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_1 \mathbf{x} + \mathbf{B}_1 \mathbf{u}$ por

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \frac{di_{L1}}{dt} \\ \frac{di_{L2}}{dt} \\ \frac{dv_{C1}}{dt} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_1} \left(r_{L1} + r_{S1} + \frac{r_{C1}R_1}{r_{C1}+R} \right) & \frac{-r_{C1}R_1}{L_1(r_{C1}+R_1)} & \frac{R_1}{L_1(r_{C1}+R_1)} \\ \frac{-r_{C1}R_1}{L_2(r_{C1}+R_1)} & -\frac{1}{L_2} \left(r_{L2} + r_{S2} + \frac{r_{C1}R_1}{r_{C1}+R_1} \right) & \frac{R_1}{L_2(r_{C1}+R_1)} \\ \frac{-R_1}{C_1(r_{C1}+R_1)} & \frac{-R_1}{C_1(r_{C1}+R_1)} & \frac{-1}{C_1(r_{C1}+R_1)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{C1} \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} 0 & \frac{-r_{C1}R_1}{L_1(r_{C1}+R_1)} \\ 0 & \frac{-r_{C1}R_1}{L_2(r_{C1}+R_1)} \\ 0 & \frac{-1}{C_1(r_{C1}+R_1)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_0 \\ i_1 \end{bmatrix}, \quad (5.5) \end{aligned}$$

enquanto a matriz de saídas na representação $\mathbf{y}=\mathbf{C}_1\mathbf{x} + \mathbf{D}_1\mathbf{u}$ é dada por

$$\begin{bmatrix} i_{L1} + i_{L2} \\ v_{VE} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ \frac{-r_{C1}R_1}{r_{C1}+R_1} & \frac{-r_{C1}R_1}{r_{C1}+R_1} & \frac{R_1}{r_{C1}+R_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{C1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \frac{-r_{C1}R_1}{r_{C1}+R_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_0 \\ i_1 \end{bmatrix}. \quad (5.6)$$

Figura 5.3: Conversor *interleaved* no instante em que as chaves S_1 e S_2 estão fechadas e as chaves S_3 e S_4 estão abertas.

Fonte: Acervo pessoal.

Chaves S_2 e S_4 fechadas e chaves S_1 e S_3 abertos

A Figura 5.4 mostra o instante em que as chaves S_2 e S_4 estão fechadas e as chaves S_1 e S_3 estão abertos fazendo com que, tal sequência de comutação produza as matrizes em espaço de estados na forma $\dot{\mathbf{x}}=\mathbf{A}_2\mathbf{x} + \mathbf{B}_2\mathbf{u}$ por

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L1}}{dt} \\ \frac{di_{L2}}{dt} \\ \frac{dv_{C1}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_1} \left(r_{L1} + r_{S4} + \frac{r_{C1}R_1}{r_{C1}+R_1} \right) & \frac{-r_{C1}R_1}{L_1(r_{C1}+R_1)} & \frac{R_1}{L_1(r_{C1}+R_1)} \\ \frac{-r_{C1}R_1}{L_2(r_{C1}+R_1)} & -\frac{1}{L_2} \left(r_{L2} + r_{S2} + \frac{r_{C1}R_1}{r_{C1}+R_1} \right) & \frac{R_1}{L_2(r_{C1}+R_1)} \\ \frac{-R_1}{C_1(r_{C1}+R_1)} & \frac{-R_1}{C_1(r_{C1}+R_1)} & \frac{-1}{C_1(r_{C1}+R_1)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{C1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_1} & \frac{-r_{C1}R_1}{L_1(r_{C1}+R_1)} \\ 0 & \frac{-r_{C1}R_1}{L_2(r_{C1}+R_1)} \\ 0 & \frac{-1}{C_1(r_{C1}+R_1)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_0 \\ i_1 \end{bmatrix}, \quad (5.7)$$

enquanto a matriz de saídas é a mesma como mostrado na equação (5.6).

Figura 5.4: Conversor *interleaved* no instante em que as chaves S_2 e S_4 estão fechadas e as chaves S_1 e S_3 estão abertas.

Fonte: Acervo pessoal.

Chaves S_1 e S_3 fechados e chaves S_2 e S_4 abertos

A Figura 5.5 mostra o instante no qual os interruptores S_1 e S_3 estão fechados e os semicondutores S_2 e S_4 estão abertos. Nesse padrão de comutação, as matrizes em espaço de estados são, também, representadas na forma $\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_4 \mathbf{x} + \mathbf{B}_4 \mathbf{u}$ por

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} \frac{di_{L1}}{dt} \\ \frac{di_{L2}}{dt} \\ \frac{dv_{C1}}{dt} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_1} \left(r_{L1} + r_{S1} + \frac{r_{C1}R_1}{r_{C1}+R_1} \right) & \frac{-r_{C1}R_1}{L_1(r_{C1}+R_1)} & \frac{R_1}{L_1(r_{C1}+R_1)} \\ \frac{-r_{C1}R_1}{L_2(r_{C1}+R_1)} & -\frac{1}{L_2} \left(r_{L2} + r_{S3} + \frac{r_{C1}R_1}{r_{C1}+R_1} \right) & \frac{R_1}{L_2(r_{C1}+R_1)} \\ \frac{-R_1}{C_1(r_{C1}+R_1)} & \frac{-R_1}{C_1(r_{C1}+R_1)} & \frac{-1}{C_1(r_{C1}+R_1)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{C1} \end{bmatrix} \\
 &+ \begin{bmatrix} 0 & \frac{-r_{C1}R_1}{L_1(r_{C1}+R_1)} \\ -\frac{1}{L_2} & \frac{-r_{C1}R_1}{L_2(r_{C1}+R_1)} \\ 0 & \frac{-1}{C_1(r_{C1}+R_1)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_0 \\ i_1 \end{bmatrix}. \quad (5.8)
 \end{aligned}$$

em que a matriz de saídas também é dada pela equação (5.6).

5.3 Modelagem do estágio 2

Similarmente ao tópico anterior, as equações do modelo matemático em espaço de estados do estágio 2 são obtidas pelo circuito da Figura 5.6. Primeiramente, para que o projeto dos controladores desta planta seja possível, considera-se que há um balanço de potência no *link* CC - imposto pelo gerenciamento do eletroposto representado por uma fonte de tensão v_{Link} .

Figura 5.5: Conversor *interleaved* no instante em que as chaves S_1 e S_3 estão fechadas e as chaves S_2 e S_4 estão abertas.

Fonte: Acervo pessoal.

Para considerar apenas a planta desse estágio, toda dinâmica presente no estágio 1 é sintetizada por uma carga R_2 em paralelo com uma fonte de corrente i_2 . Dessa forma, todo efeito da dinâmica do estágio 1 é suprimida por esse desacoplamento. Portanto, a carga é definida pelo seguinte fluxo de potência:

$$\frac{v_0^2}{R_2} = v_{LinkCC}(i_{L3} + i_{L4}). \quad (5.9)$$

Figura 5.6: Modelo do conversor *interleaved buck-boost* bidirecional em cascata do estágio 2.

Fonte: Acervo pessoal.

Para um ciclo de trabalho $< 50\%$ e período de chaveamento é dado por $k^{II}T_S$ (k^{II} o ciclo de trabalho do estágio 2), os intervalos de comutação para cada um dos quatro subcircuitos, conforme a Figura 5.7, são divididos por: $k_1^{II}T_S$ quando ambas as chaves S_5 e S_6 estão abertas e as chaves S_7 e S_8 estão fechadas; $k_2^{II}T_S$ quando as chaves S_6 e S_7

estão fechadas e as chaves S_5 e S_8 estão abertas; $k_3^{II}T_s$ quando ambas as chaves S_5 e S_6 estão abertas e as chaves S_7 e S_8 estão fechadas e $k_4^{II}T_s$ quando ambas as chaves S_5 e S_8 estão fechadas e as chaves S_6 e S_7 estão abertas.

Vale ressaltar que o primeiro intervalo é idêntico ao terceiro e a diferença entre os gráficos das Figuras 5.2 e 5.7 são as posições dos semicondutores do primeiro e terceiro intervalo, ou seja, eles são complementares. Assim, também tendo 4 subcircuitos no total com 3 intervalos diferentes, ou seja, com 3 subcircuitos diferentes. Após o quarto intervalo, retorna-se ao primeiro, pois há o mesmo posicionamento das chaves e o ciclo operação volta a ser repetido.

Figura 5.7: Intervalos de chaveamento em malha aberta do estágio 2 do conversor *inter-leaved* em cascata.

Fonte: Acervo pessoal.

O vetor composto pelas variáveis de estados é dado por

$$\begin{bmatrix} i_{L3} & i_{L4} & v_{C0} \end{bmatrix}^T, \quad (5.10)$$

o vetor de entrada dado por

$$\begin{bmatrix} v_{Link} & i_2 \end{bmatrix}^T, \quad (5.11)$$

e o vetor de saídas por

$$\begin{bmatrix} i_{L3} + i_{L4} & v_0 \end{bmatrix}^T. \quad (5.12)$$

Chaves S_5 e S_6 abertas e chaves S_7 e S_8 fechadas

A Figura 5.8 mostra o instante em que as chaves S_5 e S_6 estão abertas e as chaves S_7 e S_8 estão fechadas. Com esse padrão de operação, é possível calcular as matrizes em espaço de estados na forma $\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_1 \mathbf{x} + \mathbf{B}_1 \mathbf{u}$ conforme

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} \frac{di_{L3}}{dt} \\ \frac{di_{L4}}{dt} \\ \frac{dv_{C0}}{dt} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_3} \left(r_{L3} + r_{S7} + \frac{r_{C0}R_2}{r_{C0}+R_2} \right) & \frac{-r_{C0}R_2}{L_3(r_{C0}+R_2)} & \frac{-R_2}{L_3(r_{C0}+R_2)} \\ \frac{-r_{C0}R_2}{L_4(r_{C0}+R_2)} & -\frac{1}{L_4} \left(r_{L4} + r_{S8} + \frac{r_{C0}R_2}{r_{C0}+R_2} \right) & \frac{-R_2}{L_4(r_{C0}+R_2)} \\ \frac{R_2}{C_0(r_{C0}+R_2)} & \frac{R_2}{C_0(r_{C0}+R_2)} & \frac{-1}{C_0(r_{C0}+R_2)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L3} \\ i_{L4} \\ v_{C0} \end{bmatrix} \\
&+ \begin{bmatrix} \frac{1}{L_3} & \frac{r_{C0}R_2}{L_3(r_{C0}+R_2)} \\ \frac{1}{L_4} & \frac{r_{C0}R_2}{L_4(r_{C0}+R_2)} \\ 0 & \frac{-R_2}{C_0(r_{C0}+R_2)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{Link} \\ i_2 \end{bmatrix}, \quad (5.13)
\end{aligned}$$

e a matriz de saídas $\mathbf{y} = \mathbf{C}_1\mathbf{x} + \mathbf{D}_1\mathbf{u}$ por

$$\begin{bmatrix} i_{L3} + i_{L4} \\ v_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ \frac{r_{C0}R_2}{r_{C0}+R_2} & \frac{r_{C0}R_2}{r_{C0}+R_2} & \frac{R_2}{r_{C0}+R_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L3} \\ i_{L4} \\ v_{C0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \frac{-r_{C0}R_2}{r_{C0}+R_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{Link} \\ i_2 \end{bmatrix}. \quad (5.14)$$

Figura 5.8: Conversor *interleaved* no instante em que as chaves S_5 e S_6 estão abertas e as chaves S_7 e S_8 estão fechadas.

Fonte: Acervo pessoal.

Chaves S_6 e S_7 fechados e chaves S_5 e S_8 abertos

A Figura 5.9 mostra o instante em que os chaves S_6 e S_7 estão fechados e os chaves S_5 e S_8 estão abertos. Com esse padrão de operação, é possível encontrar as matrizes em espaço de estados na forma $\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_2\mathbf{x} + \mathbf{B}_2\mathbf{u}$ dadas por

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} \frac{di_{L3}}{dt} \\ \frac{di_{L4}}{dt} \\ \frac{dv_{C0}}{dt} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_3} \left(r_{L3} + r_{S7} + \frac{r_{C0}R_2}{r_{C0}+R_2} \right) & 0 & \frac{-R_2}{L_3(r_{C0}+R_2)} \\ 0 & -\frac{1}{L_4} (r_{L4} + r_{S6}) & 0 \\ \frac{R_2}{C_0(r_{C0}+R_2)} & 0 & \frac{-1}{C_0(r_{C0}+R_2)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L3} \\ i_{L4} \\ v_{C0} \end{bmatrix} \\
&+ \begin{bmatrix} \frac{1}{L_3} & \frac{r_{C0}R_2}{L_3(r_{C0}+R_2)} \\ \frac{1}{L_4} & 0 \\ 0 & \frac{-R_2}{C_0(r_{C0}+R_2)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{Link} \\ i_2 \end{bmatrix}, \quad (5.15)
\end{aligned}$$

e a matriz de saídas $\mathbf{y} = \mathbf{C}_2\mathbf{x} + \mathbf{D}_2\mathbf{u}$ é dada por

$$\begin{bmatrix} i_{L3} + i_{L4} \\ v_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ \frac{r_{C0}R_2}{r_{C0}+R_2} & 0 & \frac{R_2}{r_{C0}+R_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L3} \\ i_{L4} \\ v_{C0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \frac{-r_{C0}R_2}{r_{C0}+R_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{Link} \\ i_2 \end{bmatrix}. \quad (5.16)$$

Figura 5.9: Conversor *interleaved* no instante em que as chaves S_6 e S_7 estão fechadas e as chaves S_5 e S_8 estão abertas.

Fonte: Acervo pessoal.

Chaves S_5 e S_8 fechadas e chaves S_6 e S_7 abertos

A Figura 5.10 mostra o instante em que os chaves S_5 e S_8 estão fechados e as chaves S_6 e S_7 estão abertas o que resulta, nas matrizes em espaço de estados representadas na forma $\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_4\mathbf{x} + \mathbf{B}_4\mathbf{u}$ por

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} \frac{di_{L3}}{dt} \\ \frac{di_{L4}}{dt} \\ \frac{dv_{C0}}{dt} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_3}(r_{L3} + r_{S5}) & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_4}\left(r_{L4} + r_{S8} + \frac{r_{C0}R_2}{r_{C0}+R_2}\right) & \frac{-R_2}{L_4(r_{C0}+R_2)} \\ 0 & \frac{R_2}{C_0(r_{C0}+R_2)} & \frac{-1}{C_0(r_{C0}+R_2)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L3} \\ i_{L4} \\ v_{C0} \end{bmatrix} \\
&+ \begin{bmatrix} \frac{1}{L_3} & 0 \\ \frac{1}{L_4} & \frac{r_{C0}R_2}{L_4(r_{C0}+R_2)} \\ 0 & \frac{-R_2}{C_0(r_{C0}+R_2)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{Link} \\ i_2 \end{bmatrix}, \quad (5.17)
\end{aligned}$$

e a matriz de saídas $\mathbf{y} = \mathbf{C}_4\mathbf{x} + \mathbf{D}_4\mathbf{u}$ é dada por

$$\begin{bmatrix} i_{L3} + i_{L4} \\ v_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 0 & \frac{r_{C0}R_2}{r_{C0}+R_2} & \frac{R_2}{r_{C0}+R_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L3} \\ i_{L4} \\ v_{C0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \frac{-r_{C0}R}{r_{C0}+R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{Link} \\ i_2 \end{bmatrix}. \quad (5.18)$$

Figura 5.10: Conversor *interleaved* no instante em que as chaves S_5 e S_8 estão fechadas e as chaves S_6 e S_7 estão abertas.

Fonte: Acervo pessoal.

5.4 Técnica em pequenos sinais

Os conversores CC-CC apresentam um comportamento não-linear devido a presença de componentes indutivos e capacitivos em suas estruturas. Por meio desse aspecto, a obtenção da função de transferência se torna impossibilitada. Para contornar esse problema, em Fuzato et al. (2016); Fuzato et al. (2018) e Aguiar et al. (2018) é aplicado a técnica de análise em pequenos sinais para obter a função de transferência para conversores CC-CC. Essa técnica permite obter os controladores da tensão e corrente na saída desses

conversores para pequenas variações no ciclo de trabalho, linearizando o comportamento médio do circuito chaveado em torno de um ponto de operação pré-estabelecido.

Por meio das matrizes de cada intervalo $\mathbf{A}_i$, $\mathbf{B}_i$, $\mathbf{C}_i$ e $\mathbf{D}_i$ ($i=1, 2, 3$ e 4) - obtidas no tópico anterior - é possível obter um valor médio ponderando para cada matriz durante o período de atuação k_i do subcircuito no qual a mesma representa. Essa ponderação, definida pelas matrizes médias, é dada pelo seguinte conjunto

$$\begin{cases} \mathbf{A}_m = \sum_{i=1}^n \mathbf{A}_i k_i \\ \mathbf{B}_m = \sum_{i=1}^n \mathbf{B}_i k_i \\ \mathbf{C}_m = \sum_{i=1}^n \mathbf{C}_i k_i \\ \mathbf{D}_m = \sum_{i=1}^n \mathbf{D}_i k_i \end{cases}, \quad (5.19)$$

em que n é o número de intervalos totais. Por meio das considerações anteriores, um conversor CC-CC, que possui características não-lineares, pode ser controlado por controlador linear projetado por meio de um sistema linear representado pela média dessas matrizes conforme equação

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_m \mathbf{x} + \mathbf{B}_m \mathbf{u} \\ \mathbf{y} = \mathbf{C}_m \mathbf{x} + \mathbf{D}_m \mathbf{u} \end{cases}. \quad (5.20)$$

5.4.1 Linearização do estágio 1

Durante a obtenção das matrizes do estágio 1 para o modelo matemático em espaço de estados, percebe-se que as matrizes $\mathbf{C}_i$ e $\mathbf{D}_i$ são invariantes no tempo, enquanto as matrizes $\mathbf{A}_i$ e $\mathbf{B}_i$ são variantes no tempo. Portanto, analisando novamente a Figura 5.2 do tópico anterior, cada intervalo é dado por

$$k_i = \frac{T_i}{T_s}, \quad (5.21)$$

em que T_i representa o período decorrente do chaveamento analisado e T_s o período total que engloba todos os quatro intervalos de chaveamento.

Ainda na Figura 5.2, é possível notar que o defasamento de 180° resulta em $k_1^I T_s + k_2^I T_s = \frac{1}{2} T_s$ e $k_3^I T_s + k_4^I T_s = \frac{1}{2} T_s$. Por meio dessa premissa, tem-se $k_2^I = k_4^I = (1 - k^I)$ e $k_1^I = k_3^I = (k^I - \frac{1}{2})$.

Assim, as matrizes médias $\mathbf{B}_m$, $\mathbf{C}_m$ e $\mathbf{D}_m$ são obtidas similarmente à $\mathbf{A}_m$, dada por

$$\begin{cases} \mathbf{A}_m = \sum_{i=1}^4 \mathbf{A}_i k_i^I = \mathbf{A}_1(k^I - \frac{1}{2}) + \mathbf{A}_2(1 - k^I) + \mathbf{A}_3(k^I - \frac{1}{2}) + \mathbf{A}_4(1 - k^I) \\ \mathbf{A}_m = (-\mathbf{A}_1 + \mathbf{A}_2 + \mathbf{A}_4) + k^I(2\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2 - \mathbf{A}_4) \end{cases}, \quad (5.22)$$

em que $\mathbf{A}_1 = \mathbf{A}_3$; $\mathbf{C}_m = \mathbf{C}_i$, e $\mathbf{D}_m = \mathbf{D}_i$ - devido ao critério de invariância no tempo.

Através dessas análises, a técnica em pequenos sinais inicia com uma pequena perturbação no ciclo de trabalho k^I em torno do ponto de operação (ou ponto linearizado) do

conversor. Assim, pode-se representar essa variação por $k^I = K^I + \hat{k}^I$, em que o valor de K^I representa a parcela do valor médio do ciclo de trabalho em regime permanente, enquanto $\hat{k}^I$ representa a parcela do valor da perturbação em torno do ponto de operação.

Entretanto, ao realizar uma perturbação na variável de entrada k^I , o resultado é a propagação dessa perturbação em todas as variáveis de estado ($\mathbf{X} + \hat{\mathbf{x}}$), entradas ($\mathbf{U} + \hat{\mathbf{u}}$) e saídas do conversor ($\mathbf{Y} + \hat{\mathbf{y}}$). Logo, tem-se

$$\begin{cases} \hat{\dot{\mathbf{X}}} + \hat{\dot{\mathbf{x}}} &= [(-\mathbf{A}_1 + \mathbf{A}_2 + \mathbf{A}_4) + (K^I + \hat{k}^I)(2\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2 - \mathbf{A}_4)](\mathbf{X} + \hat{\mathbf{x}}) \\ &+ [(-\mathbf{B}_1 + \mathbf{B}_2 + \mathbf{B}_4) + (K^I + \hat{k}^I)(2\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2 - \mathbf{B}_4)](\mathbf{U} + \hat{\mathbf{u}}) \\ \mathbf{Y} + \hat{\mathbf{y}} &= \mathbf{C}_m(\mathbf{X} + \hat{\mathbf{x}}) + \mathbf{D}_m(\mathbf{U} + \hat{\mathbf{u}}) \end{cases} \quad (5.23)$$

Por outro lado, avaliando somente o regime permanente, a derivada das variáveis de valores médio são nulas e são dadas por

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{X}} = 0 \\ 0 = \mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{B}\mathbf{U} \\ \mathbf{X} = -\mathbf{A}^{-1}\mathbf{B}\mathbf{U} \end{cases} \quad (5.24)$$

Feito essa observação, a equação (5.23) pode ser reduzida considerando apenas as variáveis referentes às perturbações. Deste modo, fica estabelecido que a multiplicação da parcela do valor da perturbação de duas variáveis é considerada nula (por exemplo, $\hat{\mathbf{x}}\hat{k}^I \simeq 0$).

Logo, a equação (5.23) é reduzida por

$$\begin{cases} \hat{\dot{\mathbf{x}}} &= [(2\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2 - \mathbf{A}_4)\mathbf{X}]\hat{k}^I + [(-\mathbf{A}_1 + \mathbf{A}_2 + \mathbf{A}_4) + K^I(2\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2 - \mathbf{A}_4)]\hat{\mathbf{x}} \\ &+ [(2\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2 - \mathbf{B}_4)\mathbf{U}]\hat{k}^I + [(-\mathbf{B}_1 + \mathbf{B}_2 + \mathbf{B}_4) \\ &+ K^I(2\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2 - \mathbf{B}_4)]\hat{\mathbf{u}} \\ \hat{\mathbf{y}} &= \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{D}\hat{\mathbf{u}} \end{cases} \quad (5.25)$$

em que as matrizes $\mathbf{C}$ e $\mathbf{D}$ são obtidas da mesma forma que $\mathbf{A} = (-\mathbf{A}_1 + \mathbf{A}_2 + \mathbf{A}_4) + K^I(2\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2 - \mathbf{A}_4)$ e $\mathbf{B} = (-\mathbf{B}_1 + \mathbf{B}_2 + \mathbf{B}_4) + K^I(2\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2 - \mathbf{B}_4)$.

Com isso, é possível observar que na equação (5.25) a perturbação no ciclo de trabalho $\hat{k}^I$ se torna uma variável de entrada. Então, essa equação pode ser rearranjada e representada conforme

$$\begin{cases} \hat{\dot{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}\hat{\mathbf{u}} + \mathbf{F}\hat{k}^I \\ \hat{\mathbf{y}} = \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{D}\hat{\mathbf{u}} \end{cases} \quad (5.26)$$

A perturbação é aplicada somente no ciclo de trabalho em torno do ponto de operação, com objetivo de obter uma função de transferência cuja entrada seja somente a perturbação $\hat{k}$, assim considerando a perturbação da entrada $\mathbf{u}$ igual a zero ($\hat{\mathbf{u}}=0$), devido ao critério

de superposição de sistemas lineares. Contudo, por meio dessas informações e aplicando a Transformada de Laplace na equação (5.26), tem-se

$$\begin{cases} s\hat{\mathbf{x}}(s) = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}}(s) + \mathbf{F}\hat{k}^I(s) \\ \hat{\mathbf{y}}(s) = \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}(s) \end{cases} \quad (5.27)$$

Assim, por meio do sistema em (5.27) a função de transferência pode ser representada por

$$G(s) = \frac{\hat{\mathbf{y}}(s)}{\hat{k}^I(s)} \mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \mathbf{F}. \quad (5.28)$$

Já a análise ilustrativa completa feita pela modelagem em espaço de estados aplicando a técnica de pequenos sinais do estágio 1 é dada pela Figura 5.11.

Figura 5.11: Diagrama de blocos da representação do modelo em espaço de estados do estágio 1 por meio da aplicação da técnica em pequenos sinais.

Fonte: Do Autor.

5.4.2 Linearização do estágio 2

A aplicação da técnica em pequenos sinais para o estágio 2, os mesmos procedimentos do estágio 1 devem ser adotados. Neste contexto, durante a modelagem matemática em espaço de estados do estágio 2, as matrizes $\mathbf{A}_i$, $\mathbf{B}_i$ e $\mathbf{C}_i$ são variantes no tempo, enquanto as matrizes $\mathbf{D}_i$ são invariantes no tempo. De acordo com a Figura 5.7, a equação (5.21) também é válida como representação de todos os quatro intervalos de chaveamento - mas considerando k^{II} o ciclo de trabalho do estágio 2. Em função disso, o defasamento de 180° também resulta em $k_1^{II}T_S + k_2^{II}T_S = \frac{1}{2}T_S$ e $k_3^{II}T_S + k_4^{II}T_S = \frac{1}{2}T_S$. Assim, as ponderações de cada intervalo de chaveamento são dados por $k_2^{II} = k_4^{II} = k^{II}$ e $k_1^{II} = k_3^{II} = (\frac{1}{2} - k^{II})$.

Todas as matrizes variantes no tempo podem ser dadas por

$$\begin{cases} \mathbf{A}_m = \mathbf{A}_1 + k(-2\mathbf{A}_1 + \mathbf{A}_2 + \mathbf{A}_4) \\ \mathbf{B}_m = \mathbf{B}_1 + k(-2\mathbf{B}_1 + \mathbf{B}_2 + \mathbf{B}_4) \\ \mathbf{C}_m = \mathbf{C}_1 + k(-2\mathbf{C}_1 + \mathbf{C}_2 + \mathbf{C}_4) \end{cases}, \quad (5.29)$$

em que se tem $\mathbf{A}_1 = \mathbf{A}_3$, $\mathbf{B}_1 = \mathbf{B}_3$ e $\mathbf{C}_1 = \mathbf{C}_3$, pois possuem o mesmo circuito para o primeiro e terceiro intervalo. Por meio dessa definição, a equação linear é obtida para o estágio 2:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \left(\sum_{i=1}^4 \mathbf{A}_i k_i^{II} \right) \mathbf{x} + \left(\sum_{i=1}^4 \mathbf{B}_i k_i^{II} \right) \mathbf{u} \\ \mathbf{y} = \left(\sum_{i=1}^4 \mathbf{C}_i k_i^{II} \right) \mathbf{x} + \mathbf{D}_m \mathbf{u} \end{cases}, \quad (5.30)$$

em que a média das matrizes $\mathbf{D}_i$ é explicada como na linearização do estágio 1, também representada por $\mathbf{D}_m$.

Portanto, aplicando a perturbação na variável k^{II} do ciclo de trabalho na equação (5.30), essa perturbação se propaga por meio das variáveis de estado $(\mathbf{X} + \hat{\mathbf{x}})$, entradas $(\mathbf{U} + \hat{\mathbf{u}})$ e nas variáveis de saída $(\mathbf{Y} + \hat{\mathbf{y}})$, como mostra o sistema a seguir

$$\begin{cases} \dot{\hat{\mathbf{X}}} + \hat{\mathbf{x}} = [\mathbf{A}_1 + (K^{II} + \hat{k}^{II})(-2\mathbf{A}_1 + \mathbf{A}_2 + \mathbf{A}_4)](\mathbf{X} + \hat{\mathbf{x}}) \\ \quad + [\mathbf{B}_1 + (K^{II} + \hat{k}^{II})(-2\mathbf{B}_1 + \mathbf{B}_2 + \mathbf{B}_4)](\mathbf{U} + \hat{\mathbf{u}}) \\ \mathbf{Y} + \hat{\mathbf{y}} = [\mathbf{C}_1 + (K^{II} + \hat{k}^{II})(-2\mathbf{C}_1 + \mathbf{C}_2 + \mathbf{C}_4)](\mathbf{X} + \hat{\mathbf{x}}) \\ \quad + \mathbf{D}(\mathbf{U} + \hat{\mathbf{u}}) \end{cases}. \quad (5.31)$$

Da mesma forma como já discutido na linearização do Estágio 1, é atribuído o valor nulo à derivada do valor médio para definir

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{X}} = 0 \\ 0 = \mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{B}\mathbf{U} \\ \mathbf{X} = -\mathbf{A}^{-1}\mathbf{B}\mathbf{U} \end{cases}. \quad (5.32)$$

Ao considerar somente a perturbação e que o produto de duas perturbações é considerado nulo, a equação (5.32) pode ser reduzida em

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{x}} = [\mathbf{A}_1 + K(-2\mathbf{A}_1 + \mathbf{A}_2 + \mathbf{A}_4)]\hat{\mathbf{x}} + [\mathbf{B}_1 + K(-2\mathbf{B}_1 + \mathbf{B}_2 + \mathbf{B}_4)]\hat{\mathbf{u}} \\ \quad + [(-2\mathbf{A}_1 + \mathbf{A}_2 + \mathbf{A}_4)\mathbf{X} + (-2\mathbf{B}_1 + \mathbf{B}_2 + \mathbf{B}_4)\mathbf{U}]\hat{k} \\ \hat{\mathbf{y}} = [\mathbf{C}_1 + K(-2\mathbf{C}_1 + \mathbf{C}_2 + \mathbf{C}_4)]\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{D}\hat{\mathbf{u}} + (-2\mathbf{C}_1 + \mathbf{C}_2 + \mathbf{C}_4)\hat{k} \end{cases}, \quad (5.33)$$

considerando que as matrizes $\mathbf{B}$ e $\mathbf{C}$ são representadas da mesma forma que $\mathbf{A} = \mathbf{A}_1 + K(-2\mathbf{A}_1 + \mathbf{A}_2 + \mathbf{A}_4)$.

Reduzindo a equação (5.33), é encontrado

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}\hat{\mathbf{u}} + \mathbf{F}\hat{k}^{II} \\ \hat{\mathbf{y}} = \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{D}\hat{\mathbf{u}} + \mathbf{W}\hat{k}^{II} \end{cases}. \quad (5.34)$$

Por meio da equação (5.34) é observado que a matriz $\mathbf{W}$ surge devido a variância no tempo nas matrizes $\mathbf{C}_i$. Logo, aplicando a Transformada de Laplace nessa equação, resulta na expressão

$$\begin{cases} s\hat{\mathbf{x}}(s) = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}}(s) + \mathbf{B}\hat{\mathbf{u}}(s) + \mathbf{F}\hat{k}^{II}(s) \\ \hat{\mathbf{y}}(s) = \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}(s) + \mathbf{D}\hat{\mathbf{u}}(s) + \mathbf{W}\hat{k}^{II}(s) \end{cases} \quad (5.35)$$

Por fim, analisando somente as perturbações referentes à variável $\hat{k}$ e considerando a perturbação $\hat{\mathbf{u}}$ nula, é encontrada a função de transferência do estágio 2 dada por

$$G(s) = \frac{\hat{\mathbf{y}}(s)}{\hat{k}^{II}(s)} = \mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{F} + \mathbf{W}. \quad (5.36)$$

A análise ilustrativa completa feita pela modelagem em espaço de estados aplicando a técnica de pequenos sinais do estágio 2 é dada pela Figura 5.12.

Figura 5.12: Diagrama de blocos da representação do modelo em espaço de estados do estágio 2 por meio da aplicação da técnica em pequenos sinais.

Fonte: Do Autor.

5.5 Projeto dos controladores

Cada estágio possui uma estrutura de controle projetada de forma independente entre si. Além disso, os parâmetros utilizados para a validação do modelo e obter os ganhos dos controladores individuais de cada estágio são apresentados pela Tabela 5.1.

5.5.1 Controladores do estágio 1

O controlador do estágio 1 é responsável pelo controle da corrente e tensão da bateria do VE. Sua estrutura é apresentada pela Figura 5.13, em que uma chave é imposta para

Tabela 5.1: Elementos passivos do conversor em cascata e suas respectivas perdas resistivas.

L_{1-2}	L_{3-4}	C_0	C_1	C_2	r_{L1-4}	r_{S1-8}	r_{C0-2}
1,1 mH	1,2 mH	2,2 mF	0,45 mF	3,0 mF	0.1 Ω	2,2 m Ω	50 m Ω

alterar qual variável de controle (corrente ou tensão) deve ser controlada via controladores lineares clássicos PI. Com isso, dependendo do modo de carga ou injeção na rede elétrica, algumas observações devem ser feitas:

- Modo de injeção na rede elétrica: o controlador tem a função de controlar somente a corrente total ($i_{L1}+i_{L2}$) dos dois indutores desse estágio. Em decorrência desse fato, a chave deve estar sempre na Posição 1, em uma única malha de corrente;
- Modo de carga da bateria: devido ao método de carga adotado - discutido na seção 2.3 do Capítulo 2 - alternando-se entre o controle da corrente total e tensão de terminais do VE (v_{VE}), a chave deve se alternar entre duas posições, controle da malha interna de corrente (Posição 1) ou para controle da malha externa de tensão em cascata com uma malha interna de corrente (Posição 2).

Figura 5.13: Estrutura de controle do estágio 1.

Fonte: Adaptado de Fuzato et al. (2018).

Feito todas essas análises do modelo em espaço de estados, técnica em pequenos sinais e pela Figura 5.13, é possível obter as funções de transferências de cada malha. Portanto,

a malha interna de corrente pode ser projetada por meio da equação (5.28) pela seguinte função de transferência

$$G_{i_L}(s) = \frac{\hat{i}_{L1}(s) + \hat{i}_{L2}(s)}{\hat{k}^I(s)} = \mathbf{C}_{1_i}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{F}, \quad (5.37)$$

em que $\mathbf{C}_{1_i}$ (subíndice 1 refere-se ao capacitor C_1) é dado pelo vetor da primeira linha da matriz $\mathbf{C}$ da Figura 5.11. Logo, utilizando a ferramenta *sisotool* do *Matlab*, é possível sintonizar os ganhos do controlador clássico PI_{i_1} por meio de uma frequência de corte de 1200 Hz, uma década abaixo da frequência de chaveamento (12 kHz) e com uma margem de fase de 60°, tendo o seguinte controlador

$$PI_{i_1}(s) = 0,74 + \frac{3369,3}{s}, \quad (5.38)$$

sendo o ganho do sensor de corrente dado por $H_{i_1} = \frac{1}{120}$.

Já para o projeto do controlador clássico PI_{v_1} da malha externa de tensão G_v , as derivadas das variáveis de estados podem ser representadas incluindo a malha fechada de corrente, em que tem-se

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}\hat{\mathbf{u}} - H_{i_1}PI_{i_1}\mathbf{F}\mathbf{C}_{1_i}\hat{\mathbf{x}} + PI_{i_1}\mathbf{F}(\hat{i}_{L1ref} + \hat{i}_{L2ref}). \quad (5.39)$$

Como a perturbação na entrada $\hat{\mathbf{u}}$ é considerada nula, por meio da tensão de saída $v_{VE} = \mathbf{C}_{1_v}\hat{\mathbf{x}}$, a função de transferência da malha externa de tensão aplicando a Transformada de Laplace em (5.39) pode ser representada pela equação

$$G_v(s) = \frac{v_{VE}(s)}{\hat{i}_{L1ref}(s) + \hat{i}_{L2ref}(s)} = \mathbf{C}_{1_v}(s\mathbf{I} - \mathbf{A} + H_iPI_i(s)\mathbf{F}\mathbf{C}_{1_i})^{-1}PI_{i_1}(s)\mathbf{F}, \quad (5.40)$$

em que $\mathbf{C}_{1_v}$ é dado pelo vetor da segunda linha da matriz $\mathbf{C}$ da Figura 5.11. Feito essas observações e análises, é possível sintonizar os ganhos do controlador PI_{v_1} da malha externa de tensão utilizando uma frequência de corte de 120 Hz, sendo uma década abaixo da frequência de corte da malha interna, e com uma margem de fase de 60°. Assim, é encontrado

$$PI_v(s) = -1,89 + \frac{-1948,7}{s}, \quad (5.41)$$

cujo valor do sensor de tensão é dado por $H_{v_1} = \frac{1}{900}$. A Figuras 5.14 e 5.15 ilustram as resposta em frequência da corrente total $i_{L1} + i_{L2}$ dos indutores do estágio 1 e da tensão de terminais v_{VE} da bateria do VE, respectivamente.

5.5.2 Controladores do estágio 2

Como já discutido em tópicos anteriores, a tensão sobre o capacitor central deve ser controlada em um valor maior do que as variações da tensão da bateria do VE e do que a tensão do *Link* CC.

Figura 5.14: Resposta em frequência da corrente total do estágio 1 em malha aberta (azul) e malha fechada (vermelho).

Fonte: Acervo pessoal.

Figura 5.15: Resposta em frequência da tensão da bateria do VE em malha aberta (azul) e malha fechada (vermelho).

Fonte: Acervo pessoal.

A Figura 5.16 mostra a estrutura em malha fechada responsável pelo controle desse estágio. Assim como o controlador linear clássico PI para tal processo.

Figura 5.16: Estrutura de controle do estágio 2.

Fonte: Adaptado de Fuzato et al. (2018).

O controle de corrente é utilizado para sobre a corrente total $i_{L3} + i_{L4}$. Logo, a malha interna de corrente pode ser representada pela seguinte função de transferência

$$G_{iL}(s) = \frac{\hat{i}_{L3}(s) + \hat{i}_{L4}(s)}{k^{II}(s)} = \mathbf{C}_{0_i}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{F} + \mathbf{W}_{0_i}, \quad (5.42)$$

em que $\mathbf{C}_{0_i}$ e $\mathbf{W}_{0_i}$ (subíndice 0 refere-se ao capacitor C_0) é dado pelo vetor da primeira linha da matrizes $\mathbf{C}$ e $\mathbf{W}$ da Figura 5.12.

Da mesma forma, a ferramenta *sisotool* é aplicada para sintonia dos controladores clássicos $PI_{i_2}(s)$. A frequência de corte (1200 Hz) foi estabelecida em uma década abaixo da frequência de chaveamento (12 kHz) com uma margem de fase de 60°. Desse modo, o controlador de corrente é representado por

$$PI_{i_2}(s) = 0,73 + \frac{3187,6}{s}, \quad (5.43)$$

sendo $H_{i_2} = \frac{1}{120}$ o valor do ganho do sensor.

Ainda por meio da Figura 5.16, o controlador PI_{v_2} da malha externa de tensão G_v é representado analisando as derivadas das variáveis de estados, sendo dadas pela equação

$$\dot{\hat{x}} = \mathbf{A}\hat{x} + \mathbf{B}\hat{u} - H_{i_2}PI_{i_2}\mathbf{F}\mathbf{C}_{0_i}\hat{x} + PI_{i_2}\mathbf{F}(\hat{i}_{L3ref} + \hat{i}_{L4ref}). \quad (5.44)$$

Da mesma forma, considerando a perturbação de entrada $\hat{\mathbf{u}}$ com valor zero e a saída representada por $\hat{v}_0 = \mathbf{C}_{0_v}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{W}_{0_v}\hat{k}^{II}$, pode-se aplicar novamente a Transformada de Laplace na equação (5.44), resultando em

$$G_v(s) = \frac{\hat{v}_0(s)}{\hat{i}_{L3ref} + \hat{i}_{L4ref}} = [\mathbf{C}_{0_v} - \mathbf{W}_{0_v}\mathbf{C}_{0_i}H_{i_2}PI_{i_2}(s)]\theta + \mathbf{W}_{0_v}PI_{i_2}(s), \quad (5.45)$$

em que θ é dado por

$$\theta = (s\mathbf{I} - \mathbf{A} + H_{i_2}PI_{i_2}(s)\mathbf{F}\mathbf{C}_{0_i})^{-1}PI_{i_2}(s)\mathbf{F}, \quad (5.46)$$

e que $\mathbf{C}_{0_v}$ $\mathbf{W}_{0_v}$ são dados pelo vetor da segunda linha das matrizes $\mathbf{C}$ e $\mathbf{W}$ da Figura 5.12.

Com isso, é possível sintonizar os ganhos dos controladores PI_{v_2} da malha de tensão utilizando uma frequência de 120 Hz, sendo um décimo da frequência da malha interna de corrente com uma margem de fase de 60° , apresentados na equação

$$PI_v(s) = 20,5 + \frac{10235,0}{s}, \quad (5.47)$$

em que o ganho do sensor de tensão é dado por $H_v = \frac{1}{1200}$. As Figuras 5.17 e 5.18 demonstram as respostas em frequência da corrente total $i_{L3} + i_{L4}$ dos indutores do estágio 2 e da tensão v_0 do capacitor central, ambas em malha aberta e malha fechada, respectivamente.

5.6 Considerações finais

O capítulo abordou os requisitos clássicos para projeto de controladores PI, aplicados em conversores CC-CC. Por meio do desacoplamento de ambos estágios, foi possível projetar cada controlador considerando apenas uma única planta.

Entretanto, assim como os trabalhos mencionados no Capítulo 4 encontrados na literatura, o desacoplamento não permite um estudo com relação a quais efeitos um conversor pode induz na estabilidade do outro. Além disso, o desacoplamento inviabiliza o projeto de um controlador aplicado na planta do estágio 1 permitindo que o mesmo regule a tensão do *link* CC, pois toda planta do estágio 2 foi simplificada por uma fonte de tensão.

Por esses motivos, abre-se espaço para um nova análise de conversores CC-CC em cascata descrito por meio do capítulo seguinte.

Figura 5.17: Resposta em frequência da corrente total do estágio 2 em malha aberta (azul) e malha fechada (vermelho).

Fonte: Acervo pessoal.

Figura 5.18: Resposta em frequência da tensão do capacitor central em malha aberta (azul) e malha fechada (vermelho).

Fonte: Acervo pessoal.

Modelo Acoplado

6.1 Considerações iniciais

O conteúdo inicial deste capítulo propõe uma nova estratégia na qual permite linearizar dois conversores CC-CC *interleaved* em cascata, cada um apresentando duas fases. Em outras palavras, a proposta desde capítulo - e também dessa dissertação - tem como objetivo apresentar quais análises iniciais devem ser aplicadas para obter uma equação linear por meio desse modelo médio acoplado, considerando dois conversores cascadeados. Entretanto, antes de obter este modelo, é necessário equacionar em espaço de estados o circuito chaveado dos conversores acoplados.

Ao contrário do capítulo anterior, o modelo médio acoplado deve considerar os parâmetros das estruturas de ambos estágios (indutores, capacitores, e perdas resistivas), assim inseridos nas matrizes médias $\mathbf{A}_m$, $\mathbf{B}_m$, $\mathbf{C}_m$ e $\mathbf{D}_m$. Ao obter essa nova equação linear, torna-se possível projetar um controlador inserido na malha do estágio 1 para controlar a tensão do *link* CC do eletroposto - presente somente nas conexões do estágio 2. Além disso, com esta linearização, é possível quantificar os efeitos que um estágio produz na estabilidade do outro.

Por fim, e para complementar os estudos dessa dissertação, o capítulo também propõe uma função adaptativa denominada *SoC-sharing*, responsável por ajustar a potência absorvida/fornecida pelo VE de acordo com os níveis de energia presente no *link* CC do eletroposto. Portanto, para que todas essas discussões possam ser colocadas em prova, o modelo considera a bateria como uma fonte de tensão em série com sua resistência interna. Esse motivo será apresentado no decorrer do texto.

6.2 Modelo matemático

Para obter o modelo matemático do conversor acoplado, é necessário obter todas as combinações de subcircuitos possíveis, para então, representá-los por meio de equações em espaço de estados. Aplicando um valor constante em k^I e k^{II} , calculados pela equação do

ciclo de trabalho de um conversor *buck*; e *boost*, respectivamente, é possível, por meio da Figura 6.1, ilustrar as comutações das chaves do conversor *interleaved* em cascata. Deste modo, ao simular o modelo acoplado, é observado um padrão nas comutações das chaves, sempre retornando ao primeiro intervalo de comutação logo após o término do sexto.

Com essa análise, é possível associar os 6 intervalos t_{1-6} com seu respectivo subcircuito, como ilustra a Figura 6.2. Analisando somente o estágio 1, percebe-se que as comutações das chaves nas Figuras 6.2(a) e 6.2(d) possuem as mesmas posições do primeiro e terceiro intervalos no modelo desacoplado, descrito no Capítulo 5.

Enquanto as Figuras 6.2(b) e 6.2(c); e 6.2(e) e 6.2(f) são equivalentes ao segundo e quarto intervalos do modelo desacoplado do estágio 1, respectivamente, - essa mesma análise é feita para o estágio 2. Portanto, ao analisar individualmente ambos estágios na Figura 6.2, seus subcircuitos são idênticos ao modelo desacoplado, pois não há alterações nas comutações das chaves. Entretanto, a diferença se manifesta ao considerar ambos estágios acoplados no capacitor central C_0 , havendo 6 novos subcircuitos - todos diferentes entre si.

Figura 6.1: Simulação do conversor *interlaved* em cascata operando em malha aberta - comutações das chaves (a) inferiores e (b) superiores (com lógica invertida).

Fonte: Acervo pessoal.

Finalmente, as equações em espaço de estados, as quais incorporam ambos conversores acoplados, são obtidas com base nos 6 subcircuitos. Para obter este modelo, defina-se os vetores de estados ($\mathbf{x}$), entradas ($\mathbf{u}$) e saídas ($\mathbf{y}$) por

Figura 6.2: Combinações possíveis de subcircuitos do conversor *interleaved* em cascata operando em malha aberta: intervalos (a) t_1 ; (b) t_2 ; (c) t_3 ; (d) t_4 ; (e) t_5 ; e (f) t_6 .

Fonte: Acervo pessoal.

$$\begin{cases} \mathbf{x} = \begin{bmatrix} i_{L1} & i_{L2} & i_{L3} & i_{L4} & v_{C0} & v_{C1} & v_{C2} \end{bmatrix}^T \\ \mathbf{u} = \begin{bmatrix} i_{Link} & v_{bat} \end{bmatrix}^T \\ \mathbf{y} = \begin{bmatrix} (i_{L1} + i_{L2}) & (i_{L3} + i_{L4}) & v_0 & v_{Link} \end{bmatrix}^T \end{cases} \quad (6.1)$$

Logo, no Apêndice A, está descrito por meio de equações em espaço de estados o modelo matemático considerando o acoplamento de ambos estágios - ao contrário do Capítulo 5. Para validar essas equações, a Figura 6.3 ilustra um comparativo entre as variáveis de estados $\mathbf{x}$ obtidas por meio da simulação em malha aberta do circuito chaveado e do modelo matemático dinâmico - ambos simulados via *Simulink* considerando os parâmetros da Tabela 5.1. Para essa validação, em cada intervalo t_i ($i=1,2,\dots,6$), a equação $\dot{\mathbf{x}}=\mathbf{A}_i\mathbf{x}+\mathbf{B}_i\mathbf{u}$ é chaveada em paralelo com o circuito elétrico. Em outras palavras, em t_1 tem-se $\dot{\mathbf{x}}=\mathbf{A}_1\mathbf{x}+\mathbf{B}_1\mathbf{u}$, já em t_2 aplica-se $\dot{\mathbf{x}}=\mathbf{A}_2\mathbf{x}+\mathbf{B}_2\mathbf{u}$, e assim sucessivamente. Finalmente, ao termino do sexto intervalo de chaveamento, retorna-se ao primeiro subintervalo e o ciclo volta a ser repetido.

Figura 6.3: Validação de modelo matemático em malha aberta: corrente dos indutores (i_{L1} , i_{L2} , i_{L3} , i_{L4}) e tensões dos capacitores (v_{C0} , v_{C1} , v_{C2}) da simulação do circuito elétrico do conversor *interleaved* em cascata (vermelho —) e o modelo matemático dinâmico (azul —).

Fonte: Acervo pessoal.

6.3 Linearização do modelo acoplado

Assim como descrito no Capítulo 5, a linearização de conversores CC-CC somente é alcançada por meio do comportamento médio do circuito chaveado em torno de um ponto de operação. Portanto, para obter os valores dos intervalos de comutação t_{1-6} considerando ambos conversores acoplados, é necessário combinar os intervalos de comutação individuais do estágio 1 e 2. Para esclarecer este fato, na Figura 6.4, é ilustrado o comportamento das correntes em ambos estágios, por meio da simulação do conversor *interleaved* em cascata (malha aberta). Os 6 intervalos de comutação t_{1-6} do modelo acoplado são obtidos combinando as análises individuais dos intervalos de comutação de cada estágio - realizadas no Capítulo 5. Com isso, é possível obter a seguinte expressão:

$$\begin{cases} t_1 = k_1^I = k^I - 1/2 \\ t_2 = k_2^{II} - k_1^I = k^{II} - k^I + 1/2 \\ t_3 = k_3^{II} = 1/2 - k^{II} \\ t_4 = k_3^I = k^I - 1/2 \\ t_5 = k_4^{II} - k_3^I = k^{II} - k^I + 1/2 \\ t_6 = k_1^{II} = 1/2 - k^{II} \end{cases} \quad (6.2)$$

Logo, por meio dos intervalos t_{1-6} da equação (6.2), é possível obter uma equação linear que descreve o comportamento médio dinâmico do conversor *interleaved* em cascata. Assim, cada i th matriz é ponderada por seu respectivo intervalo de funcionamento t_i expressa por:

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_m = \sum_{i=1}^6 \mathbf{A}_i t_i &= \mathbf{A}_1(k^I - 1/2) + \mathbf{A}_2(k^{II} - k^I + 1/2) + \mathbf{A}_3(1/2 - k^{II}) + \mathbf{A}_4(k^I - 1/2) \\ &+ \mathbf{A}_5(k^{II} - k^I + 1/2) + \mathbf{A}_6(1/2 - k^{II}) = (\mathbf{A}_1 + \mathbf{A}_4)(k^I - 1/2) + (\mathbf{A}_2 \\ &+ \mathbf{A}_5)(k^{II} - k^I + 1/2) + (\mathbf{A}_3 + \mathbf{A}_6)(1/2 - k^{II}) \end{aligned} \quad (6.3)$$

De maneira similar, é possível representar $\mathbf{B}_m = \sum_{i=1}^6 \mathbf{B}_i t_i$, $\mathbf{C}_m = \sum_{i=1}^6 \mathbf{C}_i t_i$ e $\mathbf{D}_m = \sum_{i=1}^6 \mathbf{D}_i t_i$. Deste modo, a Fig. 6.5 valida os valores obtidos por t_{1-6} e, consequentemente, as matrizes médias obtidas pelo acoplamento dos dois estágios do conversor. Assim, apresentando a dinâmica do valor médio do vetor de estados $\mathbf{x}$ (linha azul) dado pela equação $\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_m \mathbf{x} + \mathbf{B}_m \mathbf{u}$, em malha aberta. Nota-se, ainda, que o valor médio das variáveis do vetor $\mathbf{x}$ possuem o mesmo comportamento dinâmico da simulação do circuito elétrico chaveado (linha vermelha).

Na sequência, de posse das matrizes médias e considerando os ciclos de trabalho como entradas, o conversor acoplado pode ser linearizado para pequenas variações em $k^I = K^I + \hat{k}^I$

Figura 6.4: Simulação do conversor *interleaved* em cascata operando em malha aberta - comportamento das correntes do estágio 1 (i_{L1} e i_{L2}) e do estágio 2 (i_{L3} e i_{L4}).

Fonte: Acervo pessoal.

Figura 6.5: Validação do modelo médio em malha aberta: corrente dos indutores (i_{L1} , i_{L2} , i_{L3} , i_{L4}) e tensões dos capacitores (v_{C0} , v_{C1} , v_{C2}) da simulação do circuito elétrico (vermelho —) e o modelo médio dinâmico (azul — —) da equação $\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_m \mathbf{x} + \mathbf{B}_m \mathbf{u}$.

Fonte: Acervo pessoal.

e $k^{II}=K^{II}+\hat{k}^{II}$ em torno de um ponto em equilíbrio (regime permanente). Portanto, a equação linear pode ser representa da seguinte forma:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{X}} + \hat{\mathbf{x}} = ((\mathbf{A}_1 + \mathbf{A}_4)(K^I + \hat{k}^I - 1/2) \\ + (\mathbf{A}_2 + \mathbf{A}_5)[K^{II} + \hat{k}^{II} - (K^I + \hat{k}^I) + 1/2] \\ + (\mathbf{A}_3 + \mathbf{A}_6)(1/2 - k^{II}))(\mathbf{X} + \hat{\mathbf{x}}) \\ + (\mathbf{B}_1 + \mathbf{B}_4)(K^I + \hat{k}^I - 1/2) \\ + (\mathbf{B}_2 + \mathbf{B}_5)[K^{II} + \hat{k}^{II} - (K^I + \hat{k}^I) + 1/2] \\ + (\mathbf{B}_3 + \mathbf{B}_6)(1/2 - k^{II})(\mathbf{U} + \hat{\mathbf{u}}) \\ \mathbf{Y} + \hat{\mathbf{y}} = [(\mathbf{C}_1 + \mathbf{C}_4)(K^I + \hat{k}^I - 1/2) \\ + (\mathbf{C}_2 + \mathbf{C}_5)(K^{II} + \hat{k}^{II} - (K^I + \hat{k}^I) + 1/2) \\ + (\mathbf{C}_3 + \mathbf{C}_6)(1/2 - k^{II})](\mathbf{X} + \hat{\mathbf{x}}) \\ + (\mathbf{D}_1 + \mathbf{D}_4)(K^I + \hat{k}^I - 1/2) \\ + (\mathbf{D}_2 + \mathbf{D}_5)[K^{II} + \hat{k}^{II} - (K^I + \hat{k}^I) + 1/2] \\ + (\mathbf{D}_3 + \mathbf{D}_6)(1/2 - k^{II})(\mathbf{U} + \hat{\mathbf{u}}) \end{cases} \quad (6.4)$$

Pela equação (6.4), a derivada de $\hat{\mathbf{x}}$ no ponto de equilíbrio é nula ($\dot{\mathbf{X}}=0$, logo $\dot{\mathbf{X}}=-\mathbf{A}^{-1}\mathbf{B}\mathbf{U}$). As matrizes $\mathbf{B}$, $\mathbf{C}$ e $\mathbf{D}$ são obtidas da mesma forma que $\mathbf{A}=(\mathbf{A}_1+\mathbf{A}_4)(K^I-1/2) + (\mathbf{A}_2+\mathbf{A}_5)(K^{II}-K^I+1/2) + (\mathbf{A}_3+\mathbf{A}_6)(1/2-K^{II})$.

Finalmente, considerando que o produto de duas perturbações é zero, por exemplo, $\hat{\mathbf{x}}\hat{k}^I \simeq 0$ ou $\hat{\mathbf{x}}\hat{k}^{II} \simeq 0$, o modelo médio linearizado do conversor em cascata é dado por

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}\hat{\mathbf{u}} + \mathbf{F}^I\hat{k}^I + \mathbf{F}^{II}\hat{k}^{II} \\ \hat{\mathbf{y}} = \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{D}\hat{\mathbf{u}} + \mathbf{W}^I\hat{k}^I + \mathbf{W}^{II}\hat{k}^{II} \end{cases}, \quad (6.5)$$

dado as seguintes representações: $\mathbf{F}^I=(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2 + \mathbf{A}_4 - \mathbf{A}_5)\mathbf{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2 + \mathbf{B}_4 - \mathbf{B}_5)\mathbf{U}$; $\mathbf{F}^{II}=(\mathbf{A}_2 - \mathbf{A}_3 + \mathbf{A}_5 - \mathbf{A}_6)\mathbf{X} + (\mathbf{B}_2 - \mathbf{B}_3 + \mathbf{B}_5 - \mathbf{B}_6)\mathbf{U}$; $\mathbf{W}^I=(\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2 + \mathbf{C}_4 - \mathbf{C}_5)\mathbf{X} + (\mathbf{D}_1 - \mathbf{D}_2 + \mathbf{D}_4 - \mathbf{D}_5)\mathbf{U}$; e $\mathbf{W}^{II}=(\mathbf{C}_2 - \mathbf{C}_3 + \mathbf{C}_5 - \mathbf{C}_6)\mathbf{X} + (\mathbf{D}_2 - \mathbf{D}_3 + \mathbf{D}_5 - \mathbf{D}_6)\mathbf{U}$.

Por meio da equação (6.5), são estruturadas as malhas de controle da planta do conversor *interleaved* em cascata conforme ilustrada pela Figura 6.6. Ao contrário das estruturas de controle do modelo desacoplado, essa nova solução considera ambas malhas de controle acopladas em uma única planta. Esse acoplamento é dado pelas duas entradas $\hat{k}^I$ e $\hat{k}^{II}$.

6.4 Projeto dos controladores

Dado que a equação (6.5) descreve o conversor como um sistema linear, é evidente a aplicabilidade do Princípio da Superposição. Por esse motivo, para o cálculo dos

Figura 6.6: Controlador PI_{Link} para regulação da tensão do *link* CC - acoplamento das malhas de controle do estágio 1 (linhas verde e roxa) e do estágio 2 (linha azul) na planta do conversor em cascata.

Fonte: Acervo pessoal.

controladores clássicos PI, é necessário desacoplar as malhas de controle da planta para realizar suas análises individuais. Portanto, por essa estratégia e pelo Princípio da Superposição, o desacoplamento permite obter as equações:

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{x}}^I = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}}^I + \mathbf{F}^I \hat{k}^I \\ \hat{\mathbf{y}}^I = \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}^I + \mathbf{W}^I \hat{k}^I \end{cases}, \quad (6.6)$$

considerando $k^{II}=0$; e

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{x}}^{II} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}}^{II} + \mathbf{F}^{II} \hat{k}^{II} \\ \hat{\mathbf{y}}^{II} = \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}^{II} + \mathbf{W}^{II} \hat{k}^{II} \end{cases}, \quad (6.7)$$

ao considerar $k^I=0$. Por essa razão, as equações (6.6) e (6.7) são representadas pelas malhas ilustradas em verde (malha de controle do estágio 1) e azul (malha de controle do estágio 2) na Figura 6.6, respectivamente. Porém, vale ressaltar que, diferentemente do modelo desacoplado e dos trabalhos encontrados na literatura, o projeto dos controladores de um estágio também considera os parâmetros presentes na estrutura do outro estágio - pois as matrizes médias contêm os parâmetros de ambos conversores.

6.4.1 Controladores do estágio 1

Para projetar o controlador de corrente do estágio 1, é preciso aplicar a transformada de Laplace na equação (6.6). Assim, considerando a perturbação no vetor de entradas igual a zero ($\hat{\mathbf{u}}=0$), é encontrada

$$\frac{\hat{i}_{L1}(s) + \hat{i}_{L2}(s)}{\hat{k}^I(s)} = \mathbf{C}_{1_i}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{F}^I, \quad (6.8)$$

em que $\mathbf{C}_{1_i}$ (subíndice 1 refere-se ao capacitor C_1) é dado pelo vetor da primeira linha da matriz $\mathbf{C}$.

Considerando apenas a malha ilustrada em verde e roxa, a derivada do vetor de estados $\hat{\mathbf{x}}^I$ é descrito por

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}}^I = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}}^I - H_{i_1}PI_{i_1}\mathbf{F}^I\mathbf{C}_{1_i}\hat{\mathbf{x}}^I + PI_{i_1}\mathbf{F}^I(\hat{i}_{L1ref} + \hat{i}_{L2ref}) + PI_{i_1}\mathbf{F}^I\hat{i}_c. \quad (6.9)$$

Neste contexto, um dos objetivos do trabalho é projetar o controlador PI_{Link} responsável pela regulação do *link* CC pela malha de controle do estágio 1. Por ser um modelo linearizado, o Princípio da Superposição de sistemas lineares pode ser aplicado fazendo $\hat{i}_{L1ref} + \hat{i}_{L2ref} = 0$. Portanto, o controlador PI_{Link} pode ser projetado pela equação

$$\frac{\hat{v}_{Link}(s)}{\hat{i}_c(s)} = \mathbf{C}_{2_v}(s\mathbf{I} - \mathbf{A} + H_{i_1}PI_{i_1}(s)\mathbf{F}^I\mathbf{C}_{1_i})^{-1}PI_{i_1}(s)\mathbf{F}^I, \quad (6.10)$$

considerando que $\mathbf{C}_{2_v}$ (subíndice 2 está relacionado com o capacitor C_2) é definido pelo vetor da quarta linha da matriz média $\mathbf{C}$ e que a matriz $\mathbf{W}^I$ apresenta valores nulos para as malhas de corrente e tensão do estágio 1.

Considerando ainda uma frequência de chaveamento do conversor de 12 kHz, os controladores PI_{i_1} e PI_{Link} da Figura 6.6 podem ser projetados com a mesma margem de fase (60°), e com 1200 Hz e 12 Hz de frequência de corte, respectivamente, representados pelas equações a seguir:

$$PI_{i_1}(s) = 0,54 + \frac{2569,0}{s}, \quad (6.11)$$

$$PI_{Link}(s) = 4,74 + \frac{430,8}{s}. \quad (6.12)$$

As Figuras 6.7 e 6.8 ilustram as respostas em frequência da corrente total $i_{L1} + i_{L2}$ dos indutores do estágio 1 e da tensão v_{Link} , respectivamente.

Figura 6.7: Modelo acoplado: resposta em frequência da corrente total do estágio 1 em malha aberta (azul) e malha fechada (vermelho).

Fonte: Acervo pessoal.

Figura 6.8: Modelo acoplado: resposta em frequência da tensão do *link* CC em malha aberta (azul) e malha fechada (vermelho).

Fonte: Acervo pessoal.

6.4.2 Controladores do estágio 2

Nas análises das malhas de controle do estágio 2, e por meio da equação (6.7), foram adotados os mesmos procedimentos utilizados para o estágio 1. Logo, a malha de corrente pode ser dada por

$$\frac{\hat{i}_{L3}(s) + \hat{i}_{L4}(s)}{\hat{k}^{II}(s)} = \mathbf{C}_{0_i}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{F}^{II}, \quad (6.13)$$

onde $\mathbf{C}_{0_i}$ (subíndice 0 é relacionado ao capacitor C_0) é dado pelo vetor da segunda linha da matriz $\mathbf{C}$.

Considerando apenas a malha ilustrada em azul, a derivada do vetor de estados $\hat{\mathbf{x}}^{II}$ é descrito por

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}}^{II} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}}^{II} - H_{i_2}PI_{i_2}\mathbf{F}^{II}\mathbf{C}_{0_i}\hat{\mathbf{x}}^{II} + PI_{i_2}\mathbf{F}^{II}(\hat{i}_{L3ref} + \hat{i}_{L4ref}). \quad (6.14)$$

Com isso, a malha de tensão do capacitor central é representada por

$$\begin{aligned} \frac{\hat{v}_0(s)}{\hat{i}_{L3ref}(s) + \hat{i}_{L4ref}(s)} &= (\mathbf{C}_{2_v} - \mathbf{W}_{0_v}^{II}\mathbf{C}_{0_i}H_{i_2}PI_{i_2})(s\mathbf{I} - \mathbf{A} \\ &\quad + H_{i_2}PI_{i_2}\mathbf{F}^{II}\mathbf{C}_{0_i})^{-1}PI_{i_2}\mathbf{F}^{II} + \mathbf{W}_{0_v}^{II}PI_{i_2} \end{aligned}, \quad (6.15)$$

considerando que $\mathbf{C}_{0_v}$ e $\mathbf{W}_{0_v}^{II}$ (subíndice 0 refere-se ao capacitor C_0) são determinados pelo vetor da terceira linha das matrizes médias $\mathbf{C}$ e $\mathbf{W}^{II}$, respectivamente.

Os controladores são projetados com a mesma margem de fase (60°) e com 1200 Hz e 120 Hz de frequência de corte, respectivamente, representados pelas equações a seguir:

$$PI_{i_2}(s) = 0,51 + \frac{2445,4}{s}, \quad (6.16)$$

$$PI_{v_2}(s) = 15,8 + \frac{9285,0}{s}. \quad (6.17)$$

As Figuras 6.9 e 6.10 ilustram as respostas em frequência da corrente total $i_{L3} + i_{L4}$ dos indutores do estágio 2 e da tensão do capacitor central, respectivamente.

6.4.3 Análise de estabilidade do controlador PI_{Link}

Para evitar a influência entre as respostas dinâmicas da malha de tensão do *link* CC e das demais malhas de controle, é necessário que o projeto do controlador PI_{Link} tenha a menor frequência de corte possível. Por esse motivo, a escolha da frequência é ilustrada na Figura 6.11. Assim, modificando a frequência de corte do controlador, é possível analisar o comportamento dos polos dominantes.

A Figura 6.11(a) contém a movimentação dos polos em malha fechada da tensão do *link* CC, alterando a frequência de corte em 8 Hz; 12 Hz; 20 Hz; 30 Hz; e 40 Hz, mantendo

Figura 6.9: Modelo acoplado: resposta em frequência da corrente total do estágio 2 em malha aberta (azul) e malha fechada (vermelho).

Fonte: Acervo pessoal.

Figura 6.10: Modelo acoplado: resposta em frequência da tensão do capacitor central em malha aberta (azul) e malha fechada (vermelho).

Fonte: Acervo pessoal.

a margem de fase em 60° . O lugar geométrico das raízes foi ilustrado somente por meio da frequência de corte em 8 Hz, cujo objetivo principal é mostrar a movimentação dos polos dominantes.

Por meio dessas considerações fica evidente que, ao aumentar a frequência de corte, há uma movimentação dos polos no sentido do eixo imaginário, diminuindo a estabilidade da planta do conversor em malha fechada. Essa diminuição é ilustrada na Fig. 6.11(c) por meio da resposta em degrau da malha fechada de tensão do *link* CC.

Por outro lado, percebe-se que o aumento da frequência de corte diminui o tempo de subida, tornando a resposta dinâmica da planta mais rápida. Porém, esse menor tempo implica na diminuição da estabilidade, como mostrado pelas maiores oscilações na resposta ao degrau. Já na 6.11(b), é ilustrado os zeros, não apresentando significativas mudanças em suas posições ao aumentar a frequência de corte.

Figura 6.11: Análises de estabilidade ao variar a frequência de corte do controlador PI_{Link} da tensão do link CC - movimentação dos (a) polos; (b) zeros; e (c) resposta ao degrau.

Fonte: Acervo pessoal.

Ainda na Figura 6.11(c), para variações de potência no link CC, é esperado maiores sobretensões e subtensões com uma baixa frequência de corte e menores níveis oscilação, devido à lenta resposta do controlador. Em contrapartida, com uma maior frequência de corte, é esperado reduzidas sobretensões e subtensões, e maiores oscilações, devido à rápida resposta do controlador.

Para reforçar os pontos apresentados até o presente momento, toda malha de controle ilustrada na Figura 6.6 é também implementada, via *Simulink*, por meio da Figura 6.12. Discutido em maiores detalhes no próximo capítulo por meio dos resultados simulados, em resumo, a Figura 6.12 permite simular dinamicamente o comportamento médio das variáveis de estado sob influência dos controladores projetados. O modelo médio acoplado, dado pelas equações $\dot{\hat{x}} = \mathbf{A}_m \mathbf{x} + \mathbf{B}_m \mathbf{u}$ e $\mathbf{y} = \mathbf{C}_m \mathbf{x} + \mathbf{D}_m \mathbf{u}$, e as saídas desejadas são inseridos dentro do *Matlab Function Block*, permitindo utilizar a ferramenta *Linear Analysis Tool*, a qual permite linearizar sistemas não-lineares.

O objetivo principal dessa solução é realizar um comparativo das análises de estabilidade entre o desacoplamento das malhas de controle - pela Superposição adotada nas equações (6.6) e (6.7) - com os resultados obtidos via *Simulink*. Em outras palavras, a ferramenta *Linear Analysis Tool* torna possível avaliar todos os controladores projetados pelo modelo médio acoplado, comparando o comportamento dos polos dominantes, oscilações da resposta em degrau e as respostas em frequência com os resultados da Figura 6.11.

Figura 6.12: Implementação via *Simulink* do modelo médio acoplado para simular dinamicamente o comportamento das saídas desejadas.

Fonte: Acervo pessoal.

Nesse sentido, a Figura 6.13, obtida via *Simulink*, é análoga à Figura 6.11, apresentando as mesmas análises, entretanto, com um polo e zero a mais no sistema. Em contrapartida, utilizando a ferramenta *Linear Analysis Tool*, fica evidente que há menores níveis de oscilação na resposta em degrau - comparado com a técnica em pequenos sinais por meio do desacoplamento das malhas - alcançando o regime permanente em menor tempo. Além disso, também é apresentada uma diminuição na estabilidade à medida que se aumenta a frequência de corte.

Figura 6.13: Análises de estabilidade da tensão do *link* CC pela ferramenta *Linear Analysis Tool* ao variar a frequência de corte do controlador PI_{Link} - movimentação dos (a) polos; (b) zeros; e (c) resposta ao degrau.

Fonte: Acervo pessoal.

Já na Figura 6.14 é realizado um comparativo da estabilidade entre o desacoplamento das malhas e os resultados obtidos via *Simulink*, por meio da função de transferência em malha aberta. Pelo critério de estabilidade de bode - o qual estabelece margem de ganho maior que 1 (menor que 0 dB) e margem fase acima de 0 - percebe-se que na Figura 6.14(a) há uma diminuição da estabilidade, expressa de forma mais significativa pela margem de ganho à medida que se aumenta a frequência de corte. O mesmo comportamento ocorre na Figura 6.14(b), entretanto, de forma mais significativa com a diminuição da margem de fase (aproximando-se de -180°).

Realizando o mesmo comparativo, mas em malha fechada, como ilustrado na Figura 6.15, ambas respostas em frequência demonstram que o aumento da frequência de corte diminui o coeficiente de amortecimento. Deste modo, validando os resultados comentados anteriormente sobre as oscilações presentes na resposta ao degrau de malha fechada.

Ao finalizar esse comparativo, é concluído que o menor nível de estabilidade apresentada pela técnica em pequenos sinais é resultado do desacoplamento das malhas pelo Princípio da Superposição - ação necessária para projetar os controladores em cada malha de controle. Em contrapartida, os resultados das análises de estabilidade apresentados pelo *Simulink* são necessariamente mais factíveis, pois esse desacoplamento não foi feito para obter tais resultados.

Figura 6.14: Comparativo da resposta em frequência para análises de estabilidade em malha aberta: (a) desacoplamento das malhas de controle via princípio da Superposição de sistemas lineares; e (b) ferramenta *Linear Analysis Tool* via *Simulink*.

Fonte: Acervo pessoal.

Figura 6.15: Comparativo da resposta em frequência em malha fechada: (a) desacoplamento das malhas de controle via princípio da Superposição de sistemas lineares; e (b) ferramenta *Linear Analysis Tool* via *Simulink*.

Fonte: Acervo pessoal.

Para complementar, diferentemente dos trabalhos referenciados nessa pesquisa, essa dissertação torna possível obter uma análise de estabilidade entre conversores acoplados. Assim, devido à este acoplamento, uma diminuição na estabilidade no *link* CC (controlado pelo estágio 1) também resulta na diminuição da estabilidade no controle da tensão do capacitor central (controlado pelo estágio 2), o qual é validado por meio da Figura 6.16. Ao aumentar a frequência de corte do controlador PI_{Link} , a margem de fase é reduzida (Figura 6.16(a)) e, por consequência, as oscilações acrescidas, devido à diminuição do coeficiente de amortecimento (Figura 6.16(b)).

Figura 6.16: Resposta em frequência da tensão do capacitor central em (a) malha aberta e (b) malha fechada devido às variações da frequência de corte do controlador PI_{Link} .

Fonte: Acervo pessoal.

6.5 Função adaptativa SoC-sharing

Outra alternativa para regular a tensão do *link* CC proposta nessa dissertação tem como objetivo aplicar a função adaptativa *SoC-sharing* na malha de corrente do estágio 1, como ilustra a Figura 6.17. O diferencial dessa estratégia, comparada com a regulação do tópico anterior, tem como principal vantagem utilizar o valor do SoC como um parâmetro de regulação. Assim, permitindo o balanço de potência entre o *link* CC e VE, de acordo com a energia armazenada em sua bateria. Esta função é definida pela equação

$$i_c = \frac{2 \cdot i_{sat}}{1 + e^{(SoC \cdot error \cdot \alpha)}} - i_{sat}, \quad (6.18)$$

em que i_c representa uma corrente de compensação responsável por ajustar a referência de corrente $\hat{i}_{L1ref} + \hat{i}_{L2ref}$ em condições de carga ou descarga da bateria, a variável SoC representa o estado de carga atual, α o coeficiente de inclinação, $error$ o erro de tensão do *link* CC e i_{sat} a corrente máxima de compensação (saturação).

Figura 6.17: Função adaptativa *SoC-sharing* para regulação da tensão no *link* CC - acoplamento das malhas de controle do estágio 1 (linha verde e roxa) e do estágio 2 (linha azul) na planta do conversor.

Fonte: Acervo pessoal.

Em outras palavras, a Figura 6.18 ilustra em detalhes a aplicabilidade da equação (6.18) como método de regulação. Assim como α , a variável SoC modifica a inclinação da função de acordo com o estado de carga da bateria. Desta forma, para um mesmo erro de tensão no *link* CC, são geradas diferentes saídas i_c 's para cada valor de SoC . Como resultado, a corrente de referência é ajustada para um novo balanço de potência entre o *link* CC e a bateria do VE, permitindo que a bateria se adapte aos níveis de potência presente do eletroposto, regulando-o e por consequência, a tensão do *link*.

Neste contexto, no modo de descarga (corrente de referência positiva), quando há sobretensão no link CC ($error$ negativo), a corrente de referência é decrementada por i_c , mas quando há subtensão ($error$ positivo) a corrente de referência é incrementada. No modo de carga (corrente de referência negativa), quando há sobretensão, a corrente de referência é incrementada por i_c , por outro lado quando há subtensão, a corrente de referência é decrementada. Portanto, permitindo uma carga/descarga rápida ou lenta de acordo com a energia disponível na bateria.

Figura 6.18: Função adaptativa *SoC-sharing* variando apenas o *SoC* da bateria.

Fonte: Acervo pessoal.

6.5.1 Análise de estabilidade da função

Por ser uma função não-linear, as análises de estabilidade foram obtidas por meio da implementação da Figura 6.19 via *Simulink*. Além disso, a variável *SoC* é responsável por influenciar dinamicamente a saída da equação (6.18), sendo um fator que define o quão rápida a saída i_c da função responde às variações de tensão no *link* CC. Assim, essa dinâmica irá impactar na variável *error*. Quanto maior o valor do *SoC*, maior é a inclinação da curva na Figura 6.18, e menor será o tempo de resposta da saída i_c - permitindo transitar com maior velocidade entre as assíntotas da função ($-i_{sat}$ e i_{sat}). Portanto, respondendo com maior velocidade às variações de carga e permitindo menores sobretensões e subtensões no link CC, ou seja, um menor erro de tensão. Isto pode ser visto pela resposta em degrau na Figura 6.20(c) à medida que o *SoC* é incrementado em 20%, 30%, 50%, 70% e 90%.

Em contrapartida, uma maior velocidade na resposta na saída da função *SoC-sharing* implica na diminuição da estabilidade, como ilustrada a movimentação dos polos no sentido do eixo imaginário na Figura 6.20(a) e na resposta em degrau. Já na Figura 6.20(b) não houve alterações significativas nos zeros. O lugar geométrico das raízes foi ilustrado somente por meio do *SoC*=20%, cujo objetivo principal é ilustrar a movimentação dos polos dominantes.

A resposta em frequência da tensão do *link* CC e a tensão do capacitor central são ilustradas pelas Figuras 6.21 e 6.22, respectivamente. Em ambas tensões, à medida que o *SoC* aumenta, ocorre uma diminuição da margem de fase em malha aberta. Já em malha fechada, há uma diminuição do coeficiente de amortecimento da resposta, aumentando as oscilações nas variáveis observadas.

Vale ressaltar que a função adaptativa *SoC-sharing* na malha de tensão do *link* CC atua como um ganho proporcional. Portanto, como ilustrado na Figura 6.21(a), há um deslocamento na margem de ganho. Já na margem de fase não há modificações, pois um

Figura 6.19: Função *SoC-sharing* e modelo médio acoplado implementados via *Simulink* para simular dinamicamente o comportamento das saídas desejadas.

Fonte: Acervo pessoal.

Figura 6.20: Análises de estabilidade da tensão do *link* CC pela ferramenta *Linear Analysis Tool* ao variar o *SoC* da bateria do VE - movimentação dos (a) polos; (b) zeros; e (c) resposta ao degrau.

Fonte: Acervo pessoal.

Figura 6.21: Resposta em frequência da tensão do *link* CC em (a) malha aberta e (b) malha fechada variando o *SoC* da bateria do VE.

Fonte: Acervo pessoal.

Figura 6.22: Resposta em frequência da tensão do capacitor central em (a) malha aberta e (b) malha fechada variando o *SoC* da bateria do VE.

Fonte: Acervo pessoal.

ganho proporcional possui fase zero.

Vale ressaltar que todas essas análises de estabilidade, utilizando a função adaptativa *SoC-sharing*, também são válidas para determinar qual valor adequado da variável α , sendo também um fator de inclinação na equação (6.18). Assim, para as análises anteriores, foi utilizado um valor fixo dado por $\alpha=0,1$ e $i_{max}=50$ A. Pois assim como o *SoC*, a estabilidade também diminui a medida que α aumenta o seu valor.

Ainda na Figura 6.19, é possível averiguar qual a influência produzida pela corrente de saturação i_{sat} na saída da equação (6.18). Portanto, ao fixar os valores de $SoC=0,9$ e $\alpha=0,1$, é possível ilustrar por meio da Figura 6.23 o comportamento da função *SoC-sharing*, a qual também apresenta uma inclinação à medida que suas assíntotas são incrementadas. Em razão deste fato, quanto mais distantes estão as assíntotas, menor será a estabilidade, já que esse fator também impacta na inclinação da curva.

Figura 6.23: Função adaptativa *SoC-sharing* variando a corrente de saturação i_{sat} .

Fonte: Acervo pessoal.

Para comprovar essa discussão, também são realizadas as análises de estabilidade da função modificando seus limites em $i_{sat}=20$ A, $i_{sat}=40$ A, e $i_{sat}=60$ A. Feito isso, as ilustrações apresentadas nas Figuras 6.24, 6.25 e 6.26 evidenciam a diminuição da estabilidade à medida que os limites da função são incrementados. Assim, analisando o *link* CC, o aumento em i_{sat} resulta no descolamento dos polos no sentido do eixo imaginário, maiores oscilações e menor tempo de subida e acomodação da resposta em degrau bem como, a diminuição na margem de fase das respostas em frequência.

6.6 Considerações finais

Nesse capítulo foi apresentada uma estratégia que permite obter um único modelo matemático referente aos dois conversores acoplados, permitindo a linearização de suas estruturas por meio da validação do modelo médio acoplado. Além disso, por meio desse acoplamento, foi permitido projetar um controlador para atuar na planta do primeiro conversor, porém regulando uma variável presente somente no segundo.

Figura 6.24: Análises de estabilidade da tensão do *link* CC pela ferramenta *Linear Analysis Tool* ao variar a corrente de saturação - movimentação dos (a) polos; (b) zeros; e (c) resposta ao degrau.

Fonte: Acervo pessoal.

Figura 6.25: Resposta em frequência da tensão do *link* CC em (a) malha aberta e (b) malha fechada variando a corrente de saturação.

Fonte: Acervo pessoal.

Figura 6.26: Resposta em frequência da tensão do capacitor central em (a) malha aberta e (b) malha fechada variando a corrente de saturação.

Fonte: Acervo pessoal.

O capítulo também apresentou a função adaptativa *SoC-sharing* como uma segunda alternativa de regulação do *link* CC, permitindo o fluxo de potência presente na bateria do VE se adaptar aos níveis de potência presente no eletroposto. Desta forma, modificando o valor da corrente de referência durante a carga e descarga no eletroposto.

Nesse sentido, para incrementar as análises matemáticas descritas nesse capítulo, foram apresentadas as análises de estabilidade feitas via *Simulink*, permitindo realizar um comparativo entre a ferramenta *Linear Analysis Tool* e o projeto dos controladores por meio método de linearização de conversores acoplados - processo realizado pelo modelo médio proposto nessa dissertação.

Para complementar o estudo, vale ressaltar que o projeto do controlador de tensão da bateria, pelo modelo acoplado, é somente realizado considerando a bateria como uma fonte de corrente em paralelo com uma resistência, assim como descrito no modelo desacoplado. Entretanto, o foco deste capítulo foi projetar um controlador para regular a tensão do *link* CC do eletroposto. Deste modo, para que o projeto do controlador de tensão da bateria seja possível por meio do modelo acoplado, é necessário considerar o *link* CC como uma fonte de tensão fixa - assim como no modelo desacoplado.

Por fim, até esse capítulo, todas as observações apresentadas no tópico dos objetivos dessa dissertação foram concretizadas, restando apenas apresentar os resultados da dinâmica das variáveis controladas dos conversores desacoplados e acoplados, no intuito de validar as contribuições do trabalho. Estes resultados são descritos no capítulo seguinte.

Resultados de Simulação

7.1 Considerações iniciais

Este capítulo apresenta os resultados simulados dessa pesquisa, os quais serão validados por meio da simulação do circuito chaveado pelo *software PSIM*. Já o modelo médio acoplado será simulado via *Matlab*, sob influência dos controladores projetados nos capítulos anteriores. Por meio das simulações, será possível averiguar como a diminuição na estabilidade impacta na dinâmica das variáveis de saída, bem como buscar atender aos objetivos pelo qual esse trabalho foi concebido.

Objetivando apresentar os resultados de forma estruturada, este capítulo está organizado como segue: em um primeiro momento serão apresentadas as simulações referentes ao processo de carga da bateria do VE, sob influência dos controladores projetados por meio de modelo desacoplado. Na sequência, são ilustrados e discutidos os resultados apresentados por meio do modelo acoplado, evidenciando a regulação de tensão do *link* CC e o comportamento dinâmico das variáveis de saída.

Posteriormente, são abordados os resultados apresentados por meio da função *SoC-sharing*, também para regulação do *link* CC, e quais os efeitos que essa função produz na dinâmica das variáveis de saída - por meio do circuito chaveado. Após esses resultados, é mostrado um comparativo da dinâmica das variáveis de saída entre o circuito chaveado e o modelo médio acoplado, ambos em malha fechada. Para finalizar, serão realizadas algumas considerações finais acerca dos resultados obtidos por essa dissertação.

7.2 Modo de carga/descarga da bateria

A Figura 7.1 ilustra a dinâmica das correntes nos indutores e tensões nos capacitores, e a tensão nos terminais da bateria do VE durante os modos CC e CV. Nesse cenário foram utilizados os controladores projetados por meio do modelo desacoplado, o qual considera uma fonte de tensão fixa no *link* CC, representando o balanço de potência produzido pelo gerenciamento do eletroposto.

Figura 7.1: Comportamento das correntes totais ($i_{L1} + i_{L2}$ e $i_{L3} + i_{L4}$) e individuais, tensão v_{VE} da bateria e do capacitor central sob condições de carga - modo CC e modo CV.

Fonte: Acervo pessoal.

Nessa mesma figura, a condição de carga da bateria é definida pelo sinal negativo da corrente total do estágio 1 ($i_{L1} + i_{L2}$), enquanto a corrente total do estágio 2 ($i_{L3} + i_{L4}$) é definida pelo sinal positivo - o inverso dos sinais acontece para o sentido de descarga. Essa troca de sinais foi escolhida justamente para evitar a sobreposição de todas as correntes no gráfico, permitindo uma melhor visualização e apresentação dos resultados.

O processo de carga se inicia em rampa logo após 0,1 s; alcançando -50 A em modo CC. Durante essa etapa, a tensão v_{VE} da bateria incrementa até atingir um valor máximo de 390 V (v_{VEref}). Vale ressaltar que o *Leaf* 2012 da *Nissan* possui uma tensão máxima de aproximadamente 400 V. Ao atingir o valor máximo, a tensão é fixada em modo CV, iniciando o processo de redução da corrente até atingir um valor próximo a zero - valor definido pelo final do processo de carga.

Ainda na Figura 7.1, é visualizado a divisão das correntes nos indutores e o defasamento como apresentado pela técnica *interleaved*. Por fim, em todo processo de carga, a tensão do capacitor central se manteve fixa no valor de referência em $v_{0ref}=600$ V, comprovando a eficácia do controlador projetado.

Já a Figura 7.2 ilustra o conversor em cascata operando nas condições de carga ($G2V$) e descarga ($V2G$). Durante os instantes de 0,2 s, 0,3 s e 0,4 s, altera-se a referência de corrente do estágio 1 em -10, 10 e -10 A, respectivamente. Além disso, a dinâmica mais lenta na resposta da corrente do estágio 2 ($i_{L3} + i_{L4}$) é devido ao acoplamento da malha interna à malha externa, portanto, imposta pela dinâmica da tensão do capacitor central.

Figura 7.2: Dinâmica das variáveis de saída devido à mudanças na corrente de referência ($i_{L1ref} + i_{L2ref}$) do estágio 1 - aplicações $G2V$ e $V2G$.

Fonte: Acervo pessoal.

7.3 Controlador PI_{Link} para regulação de tensão

Os resultados ilustrados por meio da Figura 7.3 evidenciam as análises de estabilidade discutidas no Capítulo 6, em relação à regulação de tensão do *link* CC sob influência do controlador PI_{Link} . Nesta figura, é avaliada a dinâmica das variáveis de saída durante o transitório, possibilitando um comparativo entre os resultados apresentados nas análises de estabilidade e nas simulações por meio do circuito chaveado. Além disso, ao contrário do tópico anterior, as simulações são realizadas considerando a corrente i_{Link} em paralelo com a resistência R_{Link} , permitindo uma dinâmica de tensão no *link* CC para fins de regulação.

Nesse sentido, analisando a Figura 7.3, são simulados individualmente três cenários, com a frequência de corte do controlador PI_{Link} em 8 Hz, 12 Hz e 30 Hz, com a mesma margem de fase (60°). Em um primeiro momento - para todos esses cenários - o VE opera injetando potência no *link* CC, controlando a corrente do estágio 1 em 40 A até 0,2 s. Portanto, durante os instantes iniciais da simulação - antes do instante de tempo em 0,2 s - a malha de tensão do *link* CC encontra-se desconectada da malha interna. Assim, ao impor $R_{Link}=30\ \Omega$ e i_{Link} absorvendo 22 A, o *link* CC do eletroposto opera em uma região de subtensão - em torno de $v_{Link}=390\text{ V}$ -, pois a carga também está absorvendo corrente.

Considerando esse cenário factível, a subtensão pode ocorrer em decorrência de uma alta demanda de potência no *link* CC, tais como: presença de cargas CC; outros VEs absorvendo energia ou baixos níveis de energia provenientes das outras fontes do eletroposto.

Figura 7.3: Regulação de tensão do *link* CC por meio do controlador PI_{Link} - dinâmica das variáveis de saída devido aos degraus de corrente no *link* CC (aplicação *V2G*): corrente total do estágio (a) 1 e (b) 2; e tensões da (c) bateria, (d) capacitor central e (e) *link* CC.

Fonte: Acervo pessoal.

Logo, para solucionar esse problema de subtensão, em 0,2 s, a malha de tensão do *link* CC é conectada à malha de corrente do estágio 1. Instantes depois, o controlador PI_{Link} realiza o controle da tensão em 400 V, elevando a corrente do estágio 1 em uma pequeno nível - isso ocorre porque a carga aumenta sua absorção de corrente devido ao aumento da tensão. Na sequência, nos instantes correspondentes a 0,4 s, 0,6 s, e 0,8 s é aplicado degraus de corrente em i_{Link} , dados por $i_{Link}+10$ (22 A para 32 A aumentando a corrente absorvida), $i_{Link}-10$ (32 A para 22 A diminuindo a corrente absorvida) e $i_{Link}+15$ (22 A para 37 A aumentando a corrente absorvida), respectivamente. Assim, emulando variações de carga no *link* CC durante seu processo de regulação.

Após esse processo, fica evidente a eficácia do controlador regulando o valor da tensão em 400 V, permitindo o estágio 1 regular uma variável presente somente nas conexões do estágio 2 - o qual permitiu alcançar um dos objetivos desse trabalho. Além disso, fica evidente o aumento/diminuição na corrente do estágio 1 durante essas variações de carga,

no qual é resultado do acoplamento da malha interna com a malha externa de tensão do *link* CC. Como consequência, a bateria do VE fornece um nível maior ou menor de corrente conforme as exigências de potência e os níveis de energia disponíveis no eletroposto.

Por fim, no instante em que a malha do *link* CC é acoplada na malha interna do estágio 1, ocorre um aumento nas oscilações das variáveis de saída com o aumento da frequência de corte do controlador PI_{Link} - equivalente à resposta 6.11(c) e 6.13(c) durante às análises de estabilidade. Essas maiores oscilações também são evidenciadas durante as variações da corrente i_{Link} . Portanto, o aumento da frequência de corte permitiu ao controlador responder com maior velocidade aos degraus de correntes no *link* CC. Como resultado, são observados menores subtensões e sobretensões em regime permanente - evidenciando as informações obtidas com a análise de estabilidade.

7.4 Função adaptativa *SoC-sharing* para regulação de tensão

Para os resultados desta seção, a função adaptativa *SoC-sharing* é estruturada considerando as atribuições dos seguintes parâmetros: $\alpha = 0, 1$ e $i_{max}=20$ A (assíntota da função). Diferentemente do controlador PI_{Link} , a carga R_{Link} não é considerada nas próximas simulações. Sua desconsideração permite melhor evidenciar as variações de corrente em ambos estágios. Em outras palavras, quando há variações de corrente em i_{Link} , a corrente drenada pela carga R_{Link} aumenta ou diminui devido às variações de tensão no *link* CC. Portanto, ao aplicar degraus de corrente em i_{Link} , é esperado uma compensação em de corrente, exclusivamente, por parte da bateria do VE.

Após essa contextualização, o cenário utilizado para simular o conversor chaveado sob a influência da função adaptativa *SoC-sharing* considera a aplicação de degraus de corrente em i_{Link} , no qual permite obter um comparativo da regulação de tensão entre diferentes *SoC*'s. Como ilustrado na Figura 7.4, são apresentadas as dinâmicas das variáveis de saída (utilizando os controladores projetados por meios do modelo acoplado) impostas sob três diferentes cenários simulados individualmente: *SoC*=30%, *SoC*=50% e *SoC*=90%.

Nesses três cenários, o conversor do estágio 1 está controlando sua corrente em 40 A por meio da malha interna até 0,2 s, injetando potência no *link* CC. Durante esse modo de operação, i_{Link} absorve 32 A e por consequência, a tensão v_{Link} se leva, pois o VE injeta uma quantidade de potência maior do que é consumido pela carga do eletroposto. Ainda na Figura 7.4, é notado que antes de 0,2 s, o erro de tensão é maior para *SoC*=90%, devido ao balanço de potência entre o *link* CC e a bateria, o qual é resultado da elevada tensão v_{VE} (Figura 7.4(b)).

Ao acoplar a malha externa na interna em 0,2 s, ou seja, ao inserir a função adaptativa *SoC-sharing* na malha de controle do estágio 1, instantaneamente a regulação de tensão no *link* CC é efetuada. A partir de 0,2 s, o acoplamento da malha externa produz uma

Figura 7.4: Regulação de tensão do *link* CC pela função *SoC-sharing* - dinâmica das variáveis de saída devido aos degraus de corrente no *link* CC (aplicação *V2G*): corrente total do estágio (a) 1 e (b) 2; e tensões da (c) bateria, (d) capacitor central e (e) *link* CC modificando apenas o valor do *SoC*.

Fonte: Acervo pessoal.

regulação em aproximadamente 405 V para ambos valores de *SoC* - como apresentado pelas curvas de tensão v_{Link} na Figura 7.4(e). Entretanto, para que essa aproximação de ambas curvas seja possível, a função necessitou produzir uma maior corrente de compensação negativa ($-i_c$) para a bateria com maior *SoC*, devido ao maior erro (de sinal negativo) de tensão apresentado antes do acoplamento da função na malha interna, como ilustrado pela Figura 7.5. Com isso, a redução da corrente no estágio 1 ($i_{L1} + i_{L2}$) é aplicada conforme a inclinação da curva, ou seja, de acordo com o *SoC* e a energia disponível na bateria (Figura 7.4(a)). Como resultado, reduzindo mais a corrente cuja bateria demonstra ser a maior responsável pelo erro de tensão antes do acoplamento da função.

Ainda na Figura 7.4, nos instantes correspondentes a 0,4 s, 0,6 s, e 0,8 s são aplicados degraus de corrente em i_{Link} , dado por $i_{Link}+10$ (32 A para 42 A aumentando a corrente absorvida, na qual diminui a energia presente no *link* CC e produzindo uma subtensão

Figura 7.5: Corrente de compensação i_c produzida pela função adaptativa *SoC-sharing* modificando apenas o valor do *SoC*.

Fonte: Acervo pessoal.

em v_{Link}), $i_{Link}-20$ (42 A para 22 A diminuindo a corrente absorvida, na qual aumenta a energia presente no *link* CC e produzindo uma sobretensão em v_{Link}) e $i_{Link}+15$ (22 A para 37 A aumentando novamente a corrente absorvida, na qual diminui a energia presente no *link* CC e produzindo uma subtensão em v_{Link}), respectivamente. Assim como apresentado pelas análises de estabilidade, o erro de tensão no *link* CC é menor cuja bateria apresente maior energia disponível, ou seja, maior *SoC*. Em contrapartida, conforme é ilustrado na Figura 7.6, a maior inclinação gera maiores oscilações nas variáveis de saída devido à diminuição da estabilidade nas malhas de controle. Portanto, sendo refletida nas dinâmicas dessas variáveis.

Já na Figura 7.7(a) é ilustrado o comportamento das potências decorrente das alterações de carga impostas ao *link* CC. Tal situação modifica a corrente de referência e por consequência, a potência fornecida, ou absorvida, pelo VE. Logo, como não há outra fonte disponível regulando a tensão no *link* CC, em 0,4 s, o aumento da corrente absorvida por i_{Link} provoca uma queda na energia disponível no *link* CC. Por consequência, a tensão diminui, resultando no decaimento da potência. Por esse fato, para responder a essa ação, a corrente do estágio 1 é incrementada durante a operação *V2G* (aumentando a potência, e a energia, fornecida pelo VE), com o objetivo de responder a esse decaimento de tensão.

Ao modificar, novamente, a demanda de carga no *link* CC, especificamente em 0,6 s, ocorre o oposto, ou seja, a diminuição da corrente absorvida por i_{Link} provoca um aumento na energia disponível no *link* CC e consequentemente, o aumento da tensão, elevando também a potência. Assim, para compensar esse aumento, há uma ação de redução da corrente do estágio 1, isto é, ocorre o decréscimo da potência fornecida pela bateria do VE. Na sequência, em 0,8 s, ocorre novamente a diminuição da corrente absorvida por i_{Link} , podendo ser aplicado as mesmas análises feitas durante o instante de tempo em 0,4 s.

Outro comparativo importante é ilustrado por meio da Figura 7.7(b). Nessa figura,

Figura 7.6: Dinâmica em detalhes das variáveis de saída devido aos degraus de corrente no *link* CC (aplicação *V2G*): corrente total do estágio (a) 1 e (b) 2; e tensões da (c) bateria, (d) capacitor central modificando apenas o valor do *SoC*.

Fonte: Acervo pessoal.

é observado que em 0,4 s, instante no qual ocorre uma subtensão no *link* CC, o maior incremento na potência é compensado pela bateria com maior energia disponível, ou seja, com maior *SoC*. Nesse contexto, o armazenador com maior *SoC* fornece um nível maior de potência em relação à uma bateria com menor *SoC*. Por outro lado, em 0,6 s, instante no qual ocorre uma sobretensão no *link* CC, a maior redução no fornecimento de potência é suprido pela bateria com maior energia disponível, ou seja, o dispositivo com maior capacidade disponível é o principal responsável pelo aumento da tensão em v_{Link} .

Nesse sentido, os resultados das simulações também tornam evidentes as análises de estabilidade descritas por meio do aumento da corrente de saturação i_{sat} . Pelas Figuras 7.8, 7.9 e 7.10, o aumento de $i_{sat}=20$ A para $i_{sat}=40$ A impacta na dinâmica das variáveis controladas, produzindo maiores oscilações. Assim discutido, o aumento em i_{sat} permite uma maior inclinação da função, tornando mais rápida sua saída. Tal situação, produz um menor erro de tensão em v_{Link} , pois o aumento de i_{sat} permite compensar correntes maiores. Em contrapartida, aumentando as oscilações.

Assim como apresentado durante as análises de estabilidade, foram atribuídos $SoC=0,9$ e $\alpha=0,1$, permitindo averiguar a dinâmica das variáveis de saída em virtude do aumento da corrente de saturação i_{sat} . Portanto, o comportamento dinâmico das variáveis de saída são compatíveis aos resultados apresentados e discutidos por meio das análises de estabilidade.

Figura 7.7: Balanço de potência pela função adaptativa *SoC-sharing* (aplicação *V2G*) conforme variações de carga no *link* CC: (a) ajuste na potência da bateria do VE com $SoC=50\%$; e (b) comparativo das potências fornecidas pelo VE de acordo com sua energia armazenada.

Fonte: Acervo pessoal.

7.5 Comparativo dinâmico em malha fechada - modelo médio acoplado e circuito chaveado

Para finalizar os resultados simulados dessa dissertação, são comparadas as dinâmicas do modelo médio acoplado (via *Simulink*) com o conversor chaveado (via *PSIM*). Logo, os próximos resultados simulados permitem comprovar toda narrativa apresentada por meio das análises de estabilidade, fazendo um comparativo entre as dinâmicas das variáveis de saída obtidas pelo modelo e o conversor chaveado - ambos em malha fechada.

As Figuras 7.11 e 7.12 ilustram os resultados simulados para o controlador PI_{Link} . No instante de tempo anterior a 0,2 s, a malha externa de tensão do *link* CC encontra-se desacoplada da malha interna de corrente, enquanto a bateria do VE injeta uma maior quantidade de potência do que i_{Link} consegue absorver. Como consequência, ocorre uma sobretensão a qual aumenta no decorrer da simulação. Em 0,2 s, a malha externa é

Figura 7.8: Regulação de tensão v_{Link} pela função *SoC-sharing* - dinâmica das variáveis de saída devido aos degraus de corrente no *link* CC (aplicação *V2G*): corrente total do estágio (a) 1 e (b) 2; e tensões da (c) bateria, (d) capacitor central e (e) *link* CC.

Fonte: Acervo pessoal.

Figura 7.9: Corrente de compensação i_c produzida pela função adaptativa *SoC-sharing*.

Fonte: Acervo pessoal.

Figura 7.10: Dinâmica em detalhes das variáveis de saída devido aos degraus de corrente no *link* CC (aplicação *V2G*): corrente total do estágio (a) 1 e (b) 2; e tensões da (c) bateria, (d) capacitor central e (e) *link* CC.

Fonte: Acervo pessoal.

acoplada à malha interna e a regulação em 400 V é concretizada. Em sequência, é aplicado degraus de corrente em i_{Link} , evidenciando a equivalência em ambas dinâmicas entre o modelo médio acoplado e o circuito chaveado.

Entretanto, vale ressaltar que há uma pequena diferença entre a dinâmica de v_{Link} antes do acoplamento da malha externa à interna. No circuito chaveado, durante o período que anterior a 0,2 s, toda dinâmica é imposta pelo modelo da bateria apresentado pelo *software* PSIM, enquanto no *simulink* esse modelo não foi considerado - utilizando apenas uma fonte de tensão em série com sua resistência interna. Portanto, após o acoplamento da malha externa do *link* CC na malha interna de corrente do estágio 1, toda dinâmica é imposta pelo controlador PI_{Link} em ambas simulações. Como resultado, é produzido um comportamento dinâmico similar nas variáveis de saída, o qual permite reforçar o projeto dos controladores por meio do modelo médio acoplado. Finalmente, as Figuras 7.13 e 7.14 ilustram os resultados simulados para a função adaptativa *SoC-sharing*, com a mesma narrativa apresentada anteriormente. Portanto, permitindo evidenciar as dinâmicas

equivalentes entre o modelo médio acoplado e o circuito chaveado.

Figura 7.11: Controlador PI_{Link} - comparativo entre a dinâmica das variáveis do modelo médio acoplado e do circuito chaveado em malha fechada: corrente total do estágio (a) 1 e (b) 2; e tensões da (c) bateria, (d) capacitor central, e $link$ CC.

Fonte: Acervo pessoal.

7.6 Considerações finais

De forma geral, os resultados apresentados nesse capítulo permitiram evidenciar toda narrativa apresenta durante às análises de estabilidade, também colocando em prova os projetos dos controladores por meio do modelo médio acoplado e desacoplado.

Para complementar, a função adaptativa *SoC-sharing* fez analogia a um controlador puramente proporcional. Entretanto, a sua saída não é afetada somente pelo sinal de erro de tensão do *link* CC, mas também pelo *SoC* da bateria do VE e pela corrente de saturação i_{sat} .

Além disso, foi evidenciado que há a possibilidade de compensar correntes maiores - para elevados erros de tensão no *link* CC. Entretanto, há um custo para essa finalidade,

Figura 7.12: Controlador PI_{Link} - comparativo detalhado entre a dinâmica das variáveis do modelo médio acoplado e do circuito chaveado em malha fechada: corrente total do estágio (a) 1 e (b) 2; e tensões da (c) bateria, (d) capacitor central, e $link$ CC.

Fonte: Acervo pessoal.

no qual foi apresentado uma diminuição na estabilidade nas malhas de controle simuladas.

No próximo capítulo são apresentadas as conclusões gerais desse trabalho, e quais perspectivas futuras de desenvolvimento podem ser aplicadas para estimular a continuidade dessa pesquisa.

Figura 7.13: Função adaptativa *SoC-sharing* - comparativo entre a dinâmica das variáveis do modelo médio acoplado e do circuito chaveado em malha fechada: corrente total do estágio (a) 1 e (b) 2; e tensões da (c) bateria, (d) capacitor central, e *link* CC.

Fonte: Acervo pessoal.

Figura 7.14: Função adaptativa *SoC-sharing* - comparativo detalhado entre a dinâmica das variáveis do modelo médio acoplado e do circuito chaveado em malha fechada: corrente total do estágio (a) 1 e (b) 2; e tensões da (c) bateria, (d) capacitor central, e *link* CC.

Fonte: Acervo pessoal.

Conclusões e perspectivas futuras de desenvolvimento

8.1 Conclusões da pesquisa

Ao combinar as comutações das chaves de cada conversor, foi possível encontrar um padrão nos intervalos de chaveamento e que, individualmente, correspondem à um determinado subcircuito. Esses intervalos possibilitaram determinar uma equação linear por meio do modelo médio acoplado, permitindo a linearização do comportamento médio do circuito chaveado em um torno de um ponto de operação pré-estabelecido. Esse acoplamento é dado pelas duas entradas $\hat{k}^I$ e $\hat{k}^{II}$ na planta do conversor.

Por esse fato, essa dissertação permitiu diferenciá-la dos trabalhos encontrados na literatura, pois os mesmos não apresentaram uma narrativa detalhada dos seus modelos matemáticos. Além disso, essa dissertação também se diferenciou no aspecto da análise de estabilidade de conversores acoplados, já que esses trabalhos ocultam toda dinâmica de um estágio, simplificando sua estrutura por um elemento puramente resistivo.

Para reforçar as propostas entregues por essa dissertação, seu diferencial não se manifesta por meio dos controladores clássicos PI, mas sim, na estratégia adotada para computar o controlador PI_{Link} - também utilizando o modelo médio acoplado para projetar os demais controladores PI. Visto que essa estratégia permitiu o primeiro conversor regular uma variável presente somente nas conexões do segundo - *link* CC do eletrosposto. Portanto, permitindo um VE assumir a regulação de tensão em condições de ilhamento ou quando não há energia disponível pelas outras fontes, compartilhando energia com outros VEs conectados no eletrosposto.

Ao adicionar a função adaptativa *SoC-sharing*, é vislumbrado o compartilhamento de energia de acordo com o SoC da bateria do VE, o qual também pode atuar como um controlador descentralizado. Assim como o *droop*, a função permite que vários VEs somem esforços para regular a tensão do *link* CC, de acordo com a energia armazenada em sua bateria. Mas ao contrário do *droop*, a função adaptativa *SoC-sharing* não é definida por

partes, vantagem a qual possibilitou as análises de estabilidade apresentas nesse trabalho.

Além disso, independentemente do valor da frequência de comutação, desde que sejam iguais para ambos conversores, foi observado que há sempre 6 intervalos de chaveamento ao comutar as chaves em malha aberta. Para complementar, durante o estudo dessa dissertação, foi possível verificar que um conversor ao possuir o dobro da frequência em relação ao outro, o número de intervalos aumenta para 10. Já para um conversor apresentando o triplo de frequência de comutação, assume-se 14 intervalos. Neste contexto, fica explícito que há uma relação entre a frequência de comutação e o número de fases (pela técnica *interleaved*) para obter o número de intervalos em conversores em cascata.

Por fim, as simulações apresentadas permitiram contribuir de forma significativa ao gerenciamento do eletroposto, buscando somar esforços para o balanço de potência no *link* CC. Nesse sentido, incluindo o SoC da bateria como parâmetro fundamental para esse balanço. Por consequência, incluindo a bateria do VE como um sistema armazenador de energia em uma microrrede CC, sendo um tema muito discutido na literatura e altamente relevante para os próximos anos.

8.2 Perspectivas futuras de desenvolvimento

A partir dos estudos evidenciados por essa pesquisa, vislumbram-se as seguintes propostas de desenvolvimento de trabalhos futuros:

- Por meio dessas propostas de regulação, permitir o compartilhamento de energia entre dois VEs adicionando mais um conversor CC-CC em cascata na microrrede do eletroposto;
- Substituir a função adaptativa *SoC-sharing* por um controlador *droop* ou *fuzzy* de tensão, realizando um comparativo entre os resultados; e
- Analisar a estabilidade de conversores acoplados com o método indireto de *Lyapunov*.

Referências Bibliográficas

AGUIAR, C. R. **Contribuição ao Gerenciamento e Controle de Células a Combustível e Armazenadores de Energia para a Operação em Geração Distribuída.** Tese (Doutorado) — Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, 2016.

Aguiar, C. R.; Fuzato, G. H. F.; Machado, R. Q.; Guerrero, J. M. An adaptive power sharing control for management of dc microgrids powered by fuel cell and storage system. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 67, n. 5, p. 3726–3735, May 2020. ISSN 1557-9948.

Aguiar, C. R.; Fuzato, G. H. F.; Magossi, R. F. Q.; Neves, R. V. A.; Machado, R. Q. A new method to manage the fuel cell initialization. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 54, n. 5, p. 5187–5195, 2018.

Alam, M. J. E.; Muttaqi, K. M.; Sutanto, D. Effective utilization of available pev battery capacity for mitigation of solar pv impact and grid support with integrated v2g functionality. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 7, n. 3, p. 1562–1571, May 2016. ISSN 1949-3061.

Alamgir, M. Lithium has transformed vehicle technology: How trends in li-ion battery technology have developed for vehicle electrification. **IEEE Electrification Magazine**, v. 5, n. 1, p. 43–52, 2017.

Aldhaheri, A.; Etemadi, A. H. Stabilization and performance preservation of dc–dc cascaded systems by diminishing output impedance magnitude. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 54, n. 2, p. 1481–1489, March 2018. ISSN 1939-9367.

An, L.; Lu, D. D. Analysis of dc bus capacitor current ripple reduction in basic dc/dc cascaded two-stage power converters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 63, n. 12, p. 7467–7477, Dec 2016. ISSN 1557-9948.

ANEEL. **Desenvolvimento de Soluções em Mobilidade Elétrica Eficiente.** 2019. Disponível em: <https://www.aneel.gov.br/programa-de-p-d/-/asset_publisher/ahiml6B12kVf/content/temas-para-investimentos-em-p-d/656831>.

Asghar, M.; Bhatti, A. I.; Ahmed, Q.; Murtaza, G. Energy management strategy for atkinson cycle engine based parallel hybrid electric vehicle. **IEEE Access**, v. 6, p. 28008–28018, 2018.

AZEVEDO, T. R. de; ANGELO, C.; RITTL, C. **Emissões de GEE no Brasil e suas implicações para políticas públicas e a contribuição brasileira para o Acordo de Paris: Documento de análise 2018**. [S.l.], 2018.

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) — Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, 2016.

Bocca, A.; Chen, Y.; Macii, A.; Macii, E.; Poncino, M. Aging and cost optimal residential charging for plug-in evs. **IEEE Design Test**, v. 35, n. 6, p. 16–24, 2018.

BRASIL. **Lei Nº 13.755, de 10 de Dezembro de 2018, Programa Rota 2030 - Mobilidade e Logística**. 2018. Disponível em: <http://www.planalto.gov.br/ccivil_03/_Ato2015-2018/2018/Lei/L13755.htm>.

Buja, G.; Bertoluzzo, M.; Fontana, C. Reactive power compensation capabilities of v2g-enabled electric vehicles. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 12, p. 9447–9459, 2017.

Buja, G.; Bertoluzzo, M.; Mude, K. N. Design and experimentation of wpt charger for electric city car. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 62, n. 12, p. 7436–7447, 2015.

Cai, W.; Yi, F.; Cosoroaba, E.; Fahimi, B. Stability optimization method based on virtual resistor and nonunity voltage feedback loop for cascaded dc–dc converters. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 51, n. 6, p. 4575–4583, Nov 2015. ISSN 1939-9367.

CERTI. **Eletroposto Celesc**. 2020. Disponível em: <<https://eletropostocelesc.com.br/>>.

Chandra Mouli, G. R.; Kefayati, M.; Baldick, R.; Bauer, P. Integrated pv charging of ev fleet based on energy prices, v2g, and offer of reserves. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 10, n. 2, p. 1313–1325, March 2019. ISSN 1949-3061.

Chen, Y.; Li, M.; Yang, B.; Chen, S.; Li, Q.; He, Z.; Mai, R. Variable-parameter t-circuit-based ipt system charging battery with constant current or constant voltage output. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 35, n. 2, p. 1672–1684, 2020.

Chen, Y.; Yang, B.; Kou, Z.; He, Z.; Cao, G.; Mai, R. Hybrid and reconfigurable ipt systems with high-misalignment tolerance for constant-current and constant-voltage battery charging. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 33, n. 10, p. 8259–8269, 2018.

Chen, Y.; Zhang, H.; Park, S.; Kim, D. A switching hybrid lcc-s compensation topology for constant current/voltage ev wireless charging. **IEEE Access**, v. 7, p. 133924–133935, 2019.

CPFL. **Projeto Emotive**. 2016. Disponível em: <<https://www.cpfl.com.br/sites/mobilidade-eletrica/emotive/Paginas/default.aspx>>.

Dokuyucu, H. I.; Cakmakci, M. Concurrent design of energy management and vehicle traction supervisory control algorithms for parallel hybrid electric vehicles. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, v. 65, n. 2, p. 555–565, 2016.

FORTALEZA. **Veículos Alternativos para Mobilidade (VAMO)**. 2016. Disponível em: <<http://www.vamofortaleza.com/>>.

Fuzato, G. H. F.; Aguiar, C. R.; Bastos, R. F.; Machado, R. Q. Evaluation of an interleaved boost converter powered by fuel cells and connected to the grid via voltage source inverter. **IET Power Electronics**, v. 11, n. 10, p. 1661–1672, 2018. ISSN 1755-4535.

Fuzato, G. H. F.; Aguiar, C. R.; Ottoboni, K. d. A.; Bastos, R. F.; Machado, R. Q. Voltage gain analysis of the interleaved boost with voltage multiplier converter used as electronic interface for fuel cells systems. **IET Power Electronics**, v. 9, n. 9, p. 1842–1851, 2016. ISSN 1755-4535.

Ghayebloo, A.; Radan, A. Superiority of dual-mechanical-port-machine-based structure for series–parallel hybrid electric vehicle applications. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, v. 65, n. 2, p. 589–602, 2016.

Gjelaj, M.; Arias, N. B.; Traeholt, C.; Hashemi, S. Multifunctional applications of batteries within fast-charging stations based on ev demand-prediction of the users' behaviour. **The Journal of Engineering**, v. 2019, n. 18, p. 4869–4873, 2019. ISSN 2051-3305.

Gu, Y.; Zhang, D.; Wu, X.; Zhang, X. Research on stability improvement of the cascaded dc–dc converters based on ac signal sampling control method. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 33, n. 5, p. 4547–4559, May 2018. ISSN 1941-0107.

Guo, Z.; Li, H.; Liu, C.; Zhao, Y.; Su, W. Stability-improvement method of cascaded dc-dc converters with additional voltage-error mutual feedback control. **Chinese Journal of Electrical Engineering**, v. 5, n. 2, p. 63–71, June 2019. ISSN 2096-1529.

Hu, X.; Liu, T.; Qi, X.; Barth, M. Reinforcement learning for hybrid and plug-in hybrid electric vehicle energy management: Recent advances and prospects. **IEEE Industrial Electronics Magazine**, v. 13, n. 3, p. 16–25, 2019.

IEA. **Global EV Outlook 2019**. 2019. Disponível em: <<https://www.iea.org/reports/global-ev-outlook-2019>>.

ITAIPU. **Com apoio de Itaipu, Paraná vai ganhar a primeira eletrovia do Brasil**. 2018. Disponível em: <<https://www.itaipu.gov.br/sala-de-imprensa/noticia/com-apoio-de-itaipu-parana-vai-ganhar-primeira-eletrovia-do-brasil>>.

Jampeethong, P.; Khomfoi, S. An ev quick charging station using a pulse frequency current control technique. In: **2015 12th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON)**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–5.

Kaur, K.; Kumar, N.; Singh, M. Coordinated power control of electric vehicles for grid frequency support: Milp-based hierarchical control design. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 10, n. 3, p. 3364–3373, 2019.

Khan, M. A.; Ahmed, A.; Husain, I.; Sozer, Y.; Badawy, M. Performance analysis of bidirectional dc–dc converters for electric vehicles. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 51, n. 4, p. 3442–3452, July 2015. ISSN 1939-9367.

Khan, M. A.; Husain, I.; Sozer, Y. A bidirectional dc–dc converter with overlapping input and output voltage ranges and vehicle to grid energy transfer capability. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 2, n. 3, p. 507–516, Sep. 2014. ISSN 2168-6785.

Kisacikoglu, M. C.; Kesler, M.; Tolbert, L. M. Single-phase on-board bidirectional pev charger for v2g reactive power operation. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 6, n. 2, p. 767–775, 2015.

LAI, Y.; YU, M. Online autotuning technique of switching frequency for resonant converter considering resonant components tolerance and variation. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 6, n. 4, p. 2315–2324, Dec 2018. ISSN 2168-6777.

LEE, B.; KIM, J.; KIM, S.; LEE, J. An isolated/bidirectional pwm resonant converter for v2g(h) ev on-board charger. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, v. 66, n. 9, p. 7741–7750, Sep. 2017. ISSN 0018-9545.

Li, Y.; Hu, J.; Chen, F.; Liu, S.; Yan, Z.; He, Z. A new-variable-coil-structure-based ipt system with load-independent constant output current or voltage for charging electric bicycles. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 33, n. 10, p. 8226–8230, 2018.

Liang, H.; Liu, Y.; Li, F.; Shen, Y. Dynamic economic/emission dispatch including pevs for peak shaving and valley filling. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 66, n. 4, p. 2880–2890, April 2019. ISSN 1557-9948.

Liu, D.; Zhong, Q.; Wang, Y.; Liu, G. Modeling and control of a v2g charging station based on synchronverter technology. **CSEE Journal of Power and Energy Systems**, v. 4, n. 3, p. 326–338, 2018.

Liu, F.; Chen, K.; Zhao, Z.; Li, K.; Yuan, L. 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**, v. 6, n. 2, p. 955–965, 2018.

Liu, H.; Hu, Z.; Song, Y.; Wang, J.; Xie, X. Vehicle-to-grid control for supplementary frequency regulation considering charging demands. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 30, n. 6, p. 3110–3119, 2015.

Liu, H.; Qi, J.; Wang, J.; Li, P.; Li, C.; Wei, H. Ev dispatch control for supplementary frequency regulation considering the expectation of ev owners. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 9, n. 4, p. 3763–3772, 2018.

Liu, S.; Li, X.; Yang, L. Three-coil structure-based wpt system design for electric bike cc and cv charging without communication. **IET Electric Power Applications**, v. 13, n. 9, p. 1318–1327, 2019.

Mai, R.; Li, Q.; Chen, Y.; Yang, B.; He, Z. Variable parameter and variable frequency-based ipt charging system with configurable charge current and charge voltage. **IET Power Electronics**, v. 13, n. 4, p. 751–757, 2020.

Mbungu, N. T.; Bansal, R. C.; Naidoo, R. Smart energy coordination of a hybrid wind/pv with battery storage connected to grid. **The Journal of Engineering**, v. 2019, n. 18, p. 5109–5113, 2019. ISSN 2051-3305.

- Monteiro, V.; Pinto, J. G.; Afonso, J. L. Operation modes for the electric vehicle in smart grids and smart homes: Present and proposed modes. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, v. 65, n. 3, p. 1007–1020, 2016.
- NOEL, L.; RUBENS, G. Z. de; KESTER, J.; SOVACOOOL, B. K. Beyond emissions and economics: Rethinking the co-benefits of electric vehicles (evs) and vehicle-to-grid (v2g). **Transport Policy**, v. 71, p. 130 – 137, 2018.
- Noh, K.; Zhang, M.; Sánchez-Sinencio, E. A unified amplifier-based cc-cv linear charger for energy-constrained low-power applications. **IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs**, v. 66, n. 3, p. 377–381, 2019.
- Passalacqua, M.; Lanzarotto, D.; Repetto, M.; Vaccaro, L.; Bonfiglio, A.; Marchesoni, M. Fuel economy and ems for a series hybrid vehicle based on supercapacitor storage. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 34, n. 10, p. 9966–9977, 2019.
- Rahbari-Asr, N.; Chow, M.; Chen, J.; Deng, R. Distributed real-time pricing control for large-scale unidirectional v2g with multiple energy suppliers. **IEEE Transactions on Industrial Informatics**, v. 12, n. 5, p. 1953–1962, 2016.
- Roche, M.; Shabbir, W.; Evangelou, S. A. Voltage control for enhanced power electronic efficiency in series hybrid electric vehicles. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, v. 66, n. 5, p. 3645–3658, 2017.
- SAE. **Effects of Electric Vehicle Fast Charging on Battery Life and Vehicle Performance 2015-01-1190**. 2015. Disponível em: <<http://www.vamofortaleza.com/>>.
- Sarlioglu, B.; Morris, C. T.; Han, D.; Li, S. Driving toward accessibility: A review of technological improvements for electric machines, power electronics, and batteries for electric and hybrid vehicles. **IEEE Industry Applications Magazine**, v. 23, n. 1, p. 14–25, 2017.
- Tan, C.; Chen, Q.; Zhou, K.; Zhang, L. A simple high-performance current control strategy for v2g three-phase four-leg inverter with lcl filter. **IEEE Transactions on Transportation Electrification**, v. 5, n. 3, p. 695–701, 2019.
- TAN, X.; RUAN, X. Equivalence relations of resonant tanks: A new perspective for selection and design of resonant converters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 63, n. 4, p. 2111–2123, April 2016. ISSN 0278-0046.
- TANG, Y.; LU, J.; WU, B.; ZOU, S.; DING, W.; KHALIGH, A. An integrated dual-output isolated converter for plug-in electric vehicles. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, v. 67, n. 2, p. 966–976, Feb 2018. ISSN 0018-9545.
- Thirugnanam, K.; Joy, T. P. E. R.; Singh, M.; Kumar, P. Modeling and control of contactless based smart charging station in v2g scenario. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 5, n. 1, p. 337–348, 2014.
- Tran, M. T.; Choi, W. Design and implementation of a constant current and constant voltage wireless charger operating at 6.78 mhz. **IEEE Access**, v. 7, p. 184254–184265, 2019.

Tran, V.; Vu, H.; Tran, D.; Choi, W. Design and implementation of a high-efficiency multiple output charger based on the time-division multiple control technique. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 2, p. 1210–1219, 2017.

Vu, H.; Choi, W. A novel dual full-bridge llc resonant converter for cc and cv charges of batteries for electric vehicles. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 65, n. 3, p. 2212–2225, 2018.

Vu, V.; Tran, D.; Choi, W. Implementation of the constant current and constant voltage charge of inductive power transfer systems with the double-sided lcc compensation topology for electric vehicle battery charge applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 33, n. 9, p. 7398–7410, 2018.

Wang, F. Q.; Zhang, H.; Ma, X. K. Intermediate-scale instability in two-stage power-factor correction converters. **IET Power Electronics**, v. 3, n. 3, p. 438–445, May 2010. ISSN 1755-4535.

Wang, X.; Jiang, C.; Lei, B.; Teng, H.; Bai, H. K.; Kirtley, J. L. Power-loss analysis and efficiency maximization of a silicon-carbide mosfet-based three-phase 10-kw bidirectional ev charger using variable-dc-bus control. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 4, n. 3, p. 880–892, 2016.

WEI, Y.; LUO, Q.; CHEN, S.; HE, Q.; ZHOU, L. A high efficiency single stage bi-directional battery charger with magnetic control. In: **2018 IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC)**. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1–6.

Wooyoung Choi; Woongkul Lee; Di Han; Sarlioglu, B. Shunt-series-switched multi-functional grid-connected inverter for voltage regulation in vehicle-to-grid application. In: **2018 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)**. [S.l.: s.n.], 2018. p. 961–965.

Xia, F.; Chen, H.; Chen, L.; Qin, X. A hierarchical navigation strategy of ev fast charging based on dynamic scene. **IEEE Access**, v. 7, p. 29173–29184, 2019. ISSN 2169-3536.

Xu, Q.; Luo, X.; Jiang, X.; Zhao, M. Research on double fuzzy control strategy for parallel hybrid electric vehicle based on ga and dp optimisation. **IET Electrical Systems in Transportation**, v. 8, n. 2, p. 144–151, 2018.

Yang, L.; Li, X.; Liu, S.; Xu, Z.; Cai, C.; Guo, P. Analysis and design of three-coil structure wpt system with constant output current and voltage for battery charging applications. **IEEE Access**, v. 7, p. 87334–87344, 2019.

Young, K.; Wang, C.; Yi Wang, L.; Strunz, K. **Electric Vehicle Integration into Modern Power Networks**. <https://doi.org/10.1007/978-1-4614-0134-6-2>: Springer Science+Business Media New York 2013, 2012. ISBN 978-1-4614-0134-6.

ZAHID, Z. U.; DALALA, Z. M.; CHEN, R.; CHEN, B.; LAI, J. Design of bidirectional dc–dc resonant converter for vehicle-to-grid (v2g) applications. **IEEE Transactions on Transportation Electrification**, v. 1, n. 3, p. 232–244, Oct 2015. ISSN 2332-7782.

Zaidi, A. H.; Sunderland, K.; Conlon, M. Role of reactive power (statcom) in the planning of distribution network with higher ev charging level. **IET Generation, Transmission Distribution**, v. 13, n. 7, p. 951–959, 2019.

Zhang, H.; Zhang, Y.; Yin, C. Hardware-in-the-loop simulation of robust mode transition control for a series-parallel hybrid electric vehicle. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, v. 65, n. 3, p. 1059–1069, 2016.

Zhong, W.; Xie, K.; Liu, Y.; Yang, C.; Xie, S. Topology-aware vehicle-to-grid energy trading for active distribution systems. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 10, n. 2, p. 2137–2147, 2019.

Apêndices

Equações em Espaço de Estados do Modelo Acoplado

Intervalo t_1

Por meio da Figura 6.2(a), as matrizes em espaço de estados para esse circuito são representadas na forma $\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_1 \mathbf{x} + \mathbf{B}_1 \mathbf{u}$ e $\mathbf{y} = \mathbf{C}_1 \mathbf{x} + \mathbf{D}_1 \mathbf{u}$, dado que

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} \frac{-1}{L_1} \theta_1 & \frac{-1}{L_1} r_{C1} \alpha_1 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_1} \alpha_1 & 0 \\ \frac{-1}{L_2} r_{C1} \alpha_1 & \frac{-1}{L_2} \theta_2 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_2} \alpha_1 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-1}{L_3} \theta_3 & \frac{-1}{L_3} r_{C2} \alpha_2 & \frac{-1}{L_3} & 0 & \frac{1}{L_3} \alpha_2 \\ 0 & 0 & \frac{-1}{L_4} r_{C2} \alpha_2 & \frac{-1}{L_4} \theta_4 & 0 & 0 & \frac{1}{L_4} \alpha_2 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_0} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{-1}{C_1} \alpha_1 & \frac{-1}{C_1} \alpha_1 & 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{C_1} \alpha_1 \frac{1}{r_{bat}} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-1}{C_2} \alpha_2 & \frac{-1}{C_2} \alpha_2 & 0 & 0 & \frac{-1}{C_2} \alpha_2 \frac{1}{R_{Link}} \end{bmatrix}, \quad (\text{A.1})$$

$$\mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L_1} \alpha_1 \frac{r_{C1}}{r_{bat}} \\ 0 & \frac{1}{L_2} \alpha_1 \frac{r_{C1}}{r_{bat}} \\ \frac{1}{L_3} r_{C2} \alpha_2 & 0 \\ \frac{1}{L_4} r_{C2} \alpha_2 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_1} \alpha_1 \frac{1}{r_{bat}} \\ \frac{1}{C_2} \alpha_2 & 0 \end{bmatrix}, \quad (\text{A.2})$$

$$\mathbf{C}_1 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_{C0} & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-r_{C2}R_{Link}}{r_{C2}+R_{Link}} & \frac{-r_{C2}R_{Link}}{r_{C2}+R_{Link}} & 0 & 0 & \frac{R_{Link}}{r_{C2}+R_{Link}} \end{bmatrix}, \quad (\text{A.3})$$

$$\mathbf{D}_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{-r_{C2}R_{Link}}{r_{C2}+R_{Link}} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T, \quad (\text{A.4})$$

$$\theta_1 = r_{L1} + r_{S1} + r_{C1}\alpha_1, \quad (\text{A.5})$$

$$\theta_2 = r_{L2} + r_{S2} + r_{C1}\alpha_1, \quad (\text{A.6})$$

$$\theta_3 = r_{L3} + r_{S7} + r_{C0} + r_{C2}\alpha_2, \quad (\text{A.7})$$

$$\theta_4 = r_{L4} + r_{S6} + r_{C2}\alpha_2, \quad (\text{A.8})$$

$$\alpha_1 = \frac{r_{bat}}{r_{C1} + r_{bat}}, \quad (\text{A.9})$$

e

$$\alpha_2 = \frac{R_{Link}}{r_{C2} + R_{Link}}. \quad (\text{A.10})$$

Intervalo t_2

Por meio da Figura 6.2(b), as matrizes em espaço de estados para esse circuito são representadas na forma $\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_2\mathbf{x} + \mathbf{B}_2\mathbf{u}$ e $\mathbf{y} = \mathbf{C}_2\mathbf{x} + \mathbf{D}_2\mathbf{u}$, dado que

$$\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} \frac{-1}{L_1}\theta_5 & \frac{-1}{L_1}r_{C1}\alpha_1 & \frac{-1}{L_1}r_{C0} & 0 & \frac{-1}{L_1} & \frac{1}{L_1}\alpha_1 & 0 \\ \frac{-1}{L_2}r_{C1}\alpha_1 & \frac{-1}{L_2}\theta_2 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_2}\alpha_1 & 0 \\ \frac{-1}{L_3}r_{C0} & 0 & \frac{-1}{L_3}\theta_3 & \frac{-1}{L_3}r_{C2}\alpha_2 & \frac{-1}{L_3} & 0 & \frac{1}{L_3}\alpha_2 \\ 0 & 0 & \frac{-1}{L_4}r_{C2}\alpha_2 & \frac{-1}{L_4}\theta_4 & 0 & 0 & \frac{1}{L_4}\alpha_2 \\ \frac{1}{C_0} & 0 & \frac{1}{C_0} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{-1}{C_1}\alpha_1 & \frac{-1}{C_1}\alpha_1 & 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{C_1}\alpha_1\frac{1}{r_{bat}} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-1}{C_2}\alpha_2 & \frac{-1}{C_2}\alpha_2 & 0 & 0 & \frac{-1}{C_2}\alpha_2\frac{1}{R_{Link}} \end{bmatrix}, \quad (\text{A.11})$$

$$\mathbf{B}_2 = \mathbf{B}_1, \quad (\text{A.12})$$

$$\mathbf{C}_2 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ r_{C0} & 0 & r_{C0} & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-r_{C2}R_{Link}}{r_{C2}+R_{Link}} & \frac{-r_{C2}R_{Link}}{r_{C2}+R_{Link}} & 0 & 0 & \frac{R_{Link}}{r_{C2}+R_{Link}} \end{bmatrix}, \quad (\text{A.13})$$

$$\mathbf{D}_2 = \mathbf{D}_1, \quad (\text{A.14})$$

e

$$\theta_5 = r_{L1} + r_{S4} + r_{C0} + r_{C1}\alpha_1. \quad (\text{A.15})$$

Intervalo t_3

Por meio da Figura 6.2(c), as matrizes em espaço de estados para esse circuito são representadas na forma $\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_3\mathbf{x} + \mathbf{B}_3\mathbf{u}$ e $\mathbf{y} = \mathbf{C}_3\mathbf{x} + \mathbf{D}_3\mathbf{u}$, dado que

$$\mathbf{A}_3 = \begin{bmatrix} \frac{-1}{L_1}\theta_5 & \frac{-1}{L_1}r_{C1}\alpha_1 & \frac{-1}{L_1}r_{C0} & \frac{-1}{L_1}r_{C0} & \frac{-1}{L_1} & \frac{1}{L_1}\alpha_1 & 0 \\ \frac{-1}{L_2}r_{C1}\alpha_1 & \frac{-1}{L_2}\theta_2 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_2}\alpha_1 & 0 \\ \frac{-1}{L_3}r_{C0} & 0 & \frac{-1}{L_3}\theta_3 & \frac{-1}{L_3}(r_{C0} + r_{C2}\alpha_2) & \frac{-1}{L_3} & 0 & \frac{1}{L_3}\alpha_2 \\ \frac{-1}{L_4}r_{C0} & 0 & \frac{-1}{L_4}(r_{C0} + r_{C2}\alpha_2) & \frac{-1}{L_4}\theta_6 & \frac{-1}{L_4} & 0 & \frac{1}{L_4}\alpha_2 \\ \frac{1}{C_0} & 0 & \frac{1}{C_0} & \frac{1}{C_0} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{-1}{C_1}\alpha_1 & \frac{-1}{C_1}\alpha_1 & 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{C_1}\alpha_1\frac{1}{r_{bat}} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-1}{C_2}\alpha_2 & \frac{-1}{C_2}\alpha_2 & 0 & 0 & \frac{-1}{C_2}\alpha_2\frac{1}{R_{Link}} \end{bmatrix}, \quad (\text{A.16})$$

$$\mathbf{B}_3 = \mathbf{B}_1, \quad (\text{A.17})$$

$$\mathbf{C}_3 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ r_{C0} & 0 & r_{C0} & r_{C0} & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-r_{C2}R_{Link}}{r_{C2}+R_{Link}} & \frac{-r_{C2}R_{Link}}{r_{C2}+R_{Link}} & 0 & 0 & \frac{R_{Link}}{r_{C2}+R_{Link}} \end{bmatrix}, \quad (\text{A.18})$$

$$\mathbf{D}_3 = \mathbf{D}_1, \quad (\text{A.19})$$

e

$$\theta_6 = r_{L4} + r_{S8} + r_{C0} + r_{C2}\alpha_2. \quad (\text{A.20})$$

Intervalo t_4

Por meio da Figura 6.2(a), as matrizes em espaço de estados para esse circuito são representadas na forma $\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_4\mathbf{x} + \mathbf{B}_4\mathbf{u}$ e $\mathbf{y} = \mathbf{C}_4\mathbf{x} + \mathbf{D}_4\mathbf{u}$, dado que

$$\mathbf{A}_4 = \begin{bmatrix} \frac{-1}{L_1}\theta_1 & \frac{-1}{L_1}r_{C1}\alpha_1 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_1}\alpha_1 & 0 \\ \frac{-1}{L_2}r_{C1}\alpha_1 & \frac{-1}{L_2}\theta_2 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_2}\alpha_1 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-1}{L_3}\theta_7 & \frac{-1}{L_3}r_{C2}\alpha_2 & 0 & 0 & \frac{1}{L_3}\alpha_2 \\ 0 & 0 & \frac{-1}{L_4}r_{C2}\alpha_2 & \frac{-1}{L_4}\theta_6 & \frac{-1}{L_4} & 0 & \frac{1}{L_4}\alpha_2 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_0} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{-1}{C_1}\alpha_1 & \frac{-1}{C_1}\alpha_1 & 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{C_1}\alpha_1\frac{1}{r_{bat}} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-1}{C_2}\alpha_2 & \frac{-1}{C_2}\alpha_2 & 0 & 0 & \frac{-1}{C_2}\alpha_2\frac{1}{R_{Link}} \end{bmatrix}, \quad (\text{A.21})$$

$$\mathbf{B}_4 = \mathbf{B}_1, \quad (\text{A.22})$$

$$\mathbf{C}_4 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r_{C0} & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-r_{C2}R_{Link}}{r_{C2}+R_{Link}} & \frac{-r_{C2}R_{Link}}{r_{C2}+R_{Link}} & 0 & 0 & \frac{R_{Link}}{r_{C2}+R_{Link}} \end{bmatrix}, \quad (\text{A.23})$$

$$\mathbf{D}_4 = \mathbf{D}_1, \quad (\text{A.24})$$

e

$$\theta_7 = r_{L3} + r_{S6} + r_{C2}\alpha_2. \quad (\text{A.25})$$

Intervalo t_5

Por meio da Figura 6.2(e), as matrizes em espaço de estados para esse circuito são representadas na forma $\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_5 \mathbf{x} + \mathbf{B}_5 \mathbf{u}$ e $\mathbf{y} = \mathbf{C}_5 \mathbf{x} + \mathbf{D}_5 \mathbf{u}$, dado que

$$\mathbf{A}_5 = \begin{bmatrix} \frac{-1}{L_1} \theta_1 & \frac{-1}{L_1} r_{C1} \alpha_1 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_1} \alpha_1 & 0 \\ \frac{-1}{L_2} r_{C1} \alpha_1 & \frac{-1}{L_2} \theta_8 & 0 & \frac{-1}{L_2} r_{C0} & \frac{-1}{L_2} & \frac{1}{L_2} \alpha_1 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-1}{L_3} \theta_7 & \frac{-1}{L_3} r_{C2} \alpha_2 & 0 & 0 & \frac{1}{L_3} \alpha_2 \\ 0 & \frac{-1}{L_4} r_{C0} & \frac{-1}{L_4} r_{C2} \alpha_2 & \frac{-1}{L_4} \theta_6 & \frac{-1}{L_4} & 0 & \frac{1}{L_4} \alpha_2 \\ 0 & \frac{1}{C_0} & 0 & \frac{1}{C_0} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{-1}{C_1} \alpha_1 & \frac{-1}{C_1} \alpha_1 & 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{C_1} \alpha_1 \frac{1}{r_{bat}} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-1}{C_2} \alpha_2 & \frac{-1}{C_2} \alpha_2 & 0 & 0 & \frac{-1}{C_2} \alpha_2 \frac{1}{R_{Link}} \end{bmatrix}, \quad (\text{A.26})$$

$$\mathbf{B}_5 = \mathbf{B}_1, \quad (\text{A.27})$$

$$\mathbf{C}_5 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_{C0} & 0 & r_{C0} & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-r_{C2} R_{Link}}{r_{C2} + R_{Link}} & \frac{-r_{C2} R_{Link}}{r_{C2} + R_{Link}} & 0 & 0 & \frac{R_{Link}}{r_{C2} + R_{Link}} \end{bmatrix}, \quad (\text{A.28})$$

$$\mathbf{D}_5 = \mathbf{D}_1, \quad (\text{A.29})$$

e

$$\theta_8 = r_{L2} + r_{S3} + r_{C0} + r_{C1} \alpha_1. \quad (\text{A.30})$$

Intervalo t_6

Por meio da Figura 6.2(f), as matrizes em espaço de estados para esse circuito são representadas na forma $\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_6 \mathbf{x} + \mathbf{B}_6 \mathbf{u}$ e $\mathbf{y} = \mathbf{C}_6 \mathbf{x} + \mathbf{D}_6 \mathbf{u}$, dado que

$$\mathbf{A}_6 = \begin{bmatrix} \frac{-1}{L_1} \theta_1 & \frac{-1}{L_1} r_{C1} \alpha_1 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_1} \alpha_1 & 0 \\ \frac{-1}{L_2} r_{C1} \alpha_1 & \frac{-1}{L_2} \theta_8 & \frac{-1}{L_2} r_{C0} & \frac{-1}{L_2} r_{C0} & \frac{-1}{L_2} & \frac{1}{L_2} \alpha_1 & 0 \\ 0 & \frac{-1}{L_3} r_{C0} & \frac{-1}{L_3} \theta_9 & \frac{-1}{L_3} (r_{C0} + r_{C2} \alpha_2) & \frac{-1}{L_3} & 0 & \frac{1}{L_3} \alpha_2 \\ 0 & \frac{-1}{L_4} r_{C0} & \frac{-1}{L_4} (r_{C0} + r_{C2} \alpha_2) & \frac{-1}{L_4} \theta_6 & \frac{-1}{L_4} & 0 & \frac{1}{L_4} \alpha_2 \\ 0 & \frac{1}{C_0} & \frac{1}{C_0} & \frac{1}{C_0} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{-1}{C_1} \alpha_1 & \frac{-1}{C_1} \alpha_1 & 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{C_1} \alpha_1 \frac{1}{r_{bat}} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-1}{C_2} \alpha_2 & \frac{-1}{C_2} \alpha_2 & 0 & 0 & \frac{-1}{C_2} \alpha_2 \frac{1}{R_{Link}} \end{bmatrix}, \quad (\text{A.31})$$

$$\mathbf{B}_6 = \mathbf{B}_1, \quad (\text{A.32})$$

$$\mathbf{C}_6 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_{C0} & r_{C0} & r_{C0} & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-r_{C2} R_{Link}}{r_{C2} + R_{Link}} & \frac{-r_{C2} R_{Link}}{r_{C2} + R_{Link}} & 0 & 0 & \frac{R_{Link}}{r_{C2} + R_{Link}} \end{bmatrix}, \quad (\text{A.33})$$

$$\mathbf{D}_6 = \mathbf{D}_1, \quad (\text{A.34})$$

e

$$\theta_9 = r_{L3} + r_{S7} + r_{C0} + r_{C2} \alpha_2. \quad (\text{A.35})$$