

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ
INSTITUTO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

ANDRÉ DE OLIVEIRA FERREIRA

SISTEMA FOTOVOLTAICO-EÓLICO DE BOMBEAMENTO DE ÁGUA COM
CONEXÃO E CONTROLE POR MEIO DE UM CONVERSOR c.c.-c.c. DE DUAS
ENTRADAS

TD: 10 / 2020

UFPA / ITEC / PPGEE
Campus Universitário do Guamá
Belém-Pará-Brasil
2020

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ
INSTITUTO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

ANDRÉ DE OLIVEIRA FERREIRA

SISTEMA FOTOVOLTAICO-EÓLICO DE BOMBEAMENTO DE ÁGUA COM
CONEXÃO E CONTROLE POR MEIO DE UM CONVERSOR c.c.-c.c. DE DUAS
ENTRADAS

TD: 10 / 2020

Tese submetida à Banca
Examinadora do Programa de Pós-
Graduação em Engenharia Elétrica
da UFPA para a obtenção do Grau
de Doutor em Engenharia Elétrica
na área de Sistemas de Energia.

UFPA / ITEC / PPGEE
Campus Universitário do Guamá
Belém-Pará-Brasil
2020

**“SISTEMA FOTOVOLTAICO-EÓLICO DE BOMBEAMENTO DE ÁGUA COM CONEXÃO
E CONTROLE POR MEIO DE UM CONVERSOR c.c.-c.c. DE DUAS ENTRADAS”**

AUTOR: ANDRÉ DE OLIVEIRA FERREIRA

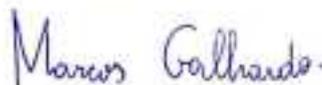
TESE DE DOUTORADO SUBMETIDA À BANCA EXAMINADORA APROVADA PELO
COLEGIADO DO PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA, SENDO
JULGADA ADEQUADA PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE DOUTOR EM ENGENHARIA
ELÉTRICA NA ÁREA DE SISTEMAS DE ENERGIA ELÉTRICA.

APROVADA EM: 30/06/2020

BANCA EXAMINADORA:



Prof. Dr. Wilson Negrão Macedo
(Orientador – PPGEE/UFPA)



Prof. Dr. Marcos André Barros Galhardo
(Avaliador Interno – PPGEE/UFPA)



Prof. Dr. Walter Barra Júnior
(Avaliador Interno – PPGEE/UFPA)



Prof. Dr. Alaán Ubaiara Brito
(Avaliador Externo – UNIFAP)



Prof. Dr. Gilberto Figueiredo Pinto Filho
(Avaliador Externo – UFF)



Prof. Dr. Luís Guilherme Monteiro Oliveira
(Avaliador Externo – PUC MINAS)

VISTO:

Prof.ª Dr.ª Maria Emília de Lima Tostes
(Coordenadora do PPGEE/ITEC/UFPA)

Dedicatória

*Dedico este trabalho ao Sapiientíssimo Deus criador de todas as coisas e aos meus
mui amados pais Antônio Rocha Ferreira e Elmira de Oliveira Ferreira.*

Agradecimentos

No momento em que finalmente concluo esses quatro anos de estudos e a elaboração desta tese, o mundo passa por um difícil momento assolado pela rápida propagação de um vírus que tem ceifado vidas, provocado isolamento social, estagnado a economia e diversas outras intempéries. Mas, mesmo diante dessas adversidades, penso que devemos seguir o conselho do apóstolo Paulo, uma das personalidades mais influentes da História, o qual preconiza que em tudo devemos dar graças, porque esta é a vontade de Deus. Assim, gostaria de tecer os sinceros agradecimentos nas linhas abaixo.

Agradeço primeiramente a Deus pelo dom da vida, pela saúde, pelo saber, pela força, pelas dificuldades, por tudo.

Agradeço aos meus pais pela formação de meu caráter e pelo esforço despendido em minha educação e formação. Sem o apoio incondicional deles eu não seria o que sou hoje.

Agradeço à minha esposa Raiane pelo seu amor, carinho e compreensão. Também ao meu pequeno filho Antony por toda a alegria que me proporciona.

Agradeço ao meu orientador, professor Dr. Wilson Negrão Macêdo, pela orientação e apoio.

Sou grato ao professor Dr. Alaan Ubaiara Brito, pois foi através de um de seus trabalhos de pesquisa que surgiu a problemática que resultou no tema desta tese.

Sou grato ao professor Dr. Marcos André Barros Galhardo pelo compartilhamento de informações acerca do trabalho e pelo apoio na elaboração do artigo.

Sou grato a todos os professores, profissionais e alunos do GEDAE-UFPA que direta ou indiretamente contribuíram para este trabalho.

Agradeço à Capes pelo apoio financeiro.

Agradeço à Universidade Federal do Pará pelo conhecimento técnico e científico que ao longo desses anos dela recebi.

Epígrafe

“Disse Daniel: Seja bendito o nome de Deus para todo o sempre, porque Dele é a sabedoria e a força; é Ele quem muda os tempos e as horas, remove reis e estabelece reis; ele dá sabedoria aos sábios e conhecimento aos entendidos. Ele revela o profundo e o escondido; conhece o que está em trevas e com ele mora a luz. Ó Deus de meus pais, eu te louvo e celebro porque me deste sabedoria e força!”

(Bíblia Sagrada, Livro de Daniel 2:20-23)

*“Estuda muito! Não estuda pouco!”
(Raimunda Moreira de Oliveira)*

SUMÁRIO

| | |
|--|-------|
| <i>Dedicatória</i> | v |
| <i>Agradecimentos</i> | vi |
| <i>Epígrafe</i> | vii |
| Lista de Tabelas | xiii |
| Lista de Figuras | xiv |
| Lista de Abreviações | xix |
| Lista de Símbolos | xxi |
| Resumo | xxxix |
| Abstract | xxxix |
| Capítulo 1 – Introdução | 1 |
| Capítulo 2 – Conversores c.c.-c.c. de Múltiplas Entradas Aplicados a Sistemas Híbridos | 7 |
| 2.1 Introdução | 7 |
| 2.2 Emprego dos CME em sistemas híbridos isolados | 8 |
| 2.2.1 Controle e gerenciamento de energia em um veículo espacial | 8 |
| 2.2.2 Sistema híbrido fotovoltaico-eólico (SHFE) isolado com CME | 9 |
| Ćuk-Sepic | |
| 2.2.3 Sistema híbrido fotovoltaico-eólico isolado com CME Ćuk-Buck | 10 |
| 2.2.4 Sistema isolado com CME Boost de indutor único | 11 |
| 2.3 Emprego de CME em sistemas híbridos conectados à rede elétrica | 12 |
| 2.3.1 Sistema híbrido conectado à rede elétrica com CME Buck/Buck-Boost | 12 |
| 2.3.2 Sistema híbrido conectado à rede elétrica com CME Buck-Boost | 14 |
| 2.3.3 Sistema híbrido conectado à rede elétrica com CME Ćuk-Buck modificado | 15 |
| 2.3.4 CME Buck híbrido LC para integração das fontes fotovoltaica e eólica com conexão ou não à rede | 17 |
| 2.3.5 CME de três entradas para integração de três fontes renováveis e conexão à rede elétrica c.c. | 19 |
| 2.4 Aplicação de CME em veículos híbridos | 20 |
| 2.4.1 CME de três entradas para integração de banco de baterias, ultracapacitores e gerador elétrico empregados em veículos híbridos elétricos | 20 |

| | |
|--|-----------|
| 2.5 Dois recentes sistemas híbridos fotovoltaico-eólico para bombeamento de água | 22 |
| 2.5.1 Sistema híbrido fotovoltaico-eólico com controle vetorial de tensão para bombeamento de água | 22 |
| 2.5.2 Um sistema híbrido fotovoltaico-eólico melhorado para aplicações de bombeamento de água | 23 |
| 2.6 Comentários | 24 |
| Capítulo 3 – Descrição e Modelagem do CDE para Operação Controlada das Fontes Fotovoltaica e Eólica | 26 |
| 3.1 Introdução | 26 |
| 3.2 Descrição geral | 27 |
| 3.2.1 Reconfiguração para um conversor de uma entrada | 28 |
| 3.3 Análise em regime permanente | 29 |
| 3.3.1 Análise dos estados topológicos | 29 |
| 3.3.2 Equações em regime permanente | 37 |
| 3.3.2.1 Tensão de saída | 37 |
| 3.3.2.2 Correntes drenadas das fontes em função da corrente no indutor | 38 |
| 3.3.2.3 Corrente na carga em função da corrente no indutor | 38 |
| 3.3.2.4 Correntes drenadas das fontes em função da corrente na carga | 39 |
| 3.3.2.5 Potências de entrada e de saída | 39 |
| 3.4 Determinação da indutância e da capacitância do filtro LC | 39 |
| 3.4.1 Determinação da indutância L | 39 |
| 3.4.2 Determinação da capacitância C | 43 |
| 3.5 Modelo de pequeno sinal do CDE | 46 |
| 3.5.1 Determinação do modelo médio em espaço de estados | 46 |
| 3.5.2 Perturbação e linearização do MMEE para obtenção do circuito equivalente de pequeno sinal do CDE | 48 |
| 3.5.3 Obtenção da matriz de transferência que relaciona as correntes drenadas das fontes com os ciclos de trabalho | 53 |
| 3.5.3.1 Obtenção das funções de transferência (FT) que relacionam a corrente $\hat{i}_1(s)$ aos ciclos de trabalho $\hat{d}_1(s)$ e $\hat{d}_2(s)$ | 53 |
| 3.5.3.2 Obtenção das funções de transferência que relacionam a corrente $\hat{i}_2(s)$ aos ciclos de trabalho $\hat{d}_1(s)$ e $\hat{d}_2(s)$ | 56 |

| | |
|--|-----|
| 3.6 Representação em espaço de estados do modelo de pequeno sinal do CDE | 59 |
| 3.6.1 Representação em espaço de estados da equação para a corrente $\hat{i}_1(s)$ em função de $\hat{d}(s)$ | 60 |
| 3.6.2 Representação em espaço de estados da equação para a corrente $\hat{i}_2(s)$ em função de $\hat{d}(s)$ | 61 |
| 3.7 Simulação do CDE em malha aberta com fontes de tensão c.c. comuns e carga resistiva | 63 |
| 3.8 Comentários | 66 |
| Capítulo 4 – Descrição e Modelagem Matemática de Componentes de Interesse do Sistema Fotovoltaico-eólico de Bombeamento de Água | 68 |
| 4.1 Introdução | 68 |
| 4.2 O gerador fotovoltaico | 69 |
| 4.2.1 O circuito equivalente de uma célula fotovoltaica e seu modelo matemático | 70 |
| 4.2.2 Circuito equivalente modificado para representação de módulos ou geradores fotovoltaicos | 74 |
| 4.2.3 Determinação do ponto de máxima potência de um gerador fotovoltaico | 76 |
| 4.3 O gerador eólico | 77 |
| 4.3.1 O modelo matemático do torque produzido pela turbina eólica | 78 |
| 4.3.2 O modelo matemático do gerador síncrono a imãs permanentes | 82 |
| 4.3.2.1 Equações da máquina em variáveis ‘abc’ | 84 |
| 4.3.2.2 Equações da máquina em variáveis ‘dq’ | 85 |
| 4.3.3 O retificador trifásico com filtro a capacitor | 88 |
| 4.4 O motor c.c. que constitui o conjunto moto-bomba | 89 |
| 4.5 Simulação de componentes individuais do sistema | 92 |
| 4.5.1 Simulação do gerador fotovoltaico | 92 |
| 4.5.2 Simulação do gerador eólico | 96 |
| 4.5.2.1 Turbina eólica | 97 |
| 4.5.2.2 Gerador síncrono a imãs permanentes | 101 |
| 4.5.2.3 Determinação do capacitor de filtro do retificador trifásico | 104 |
| 4.5.2.4 Procedimento para rastreamento do ponto de máxima potência do gerador eólico | 105 |
| 4.5.3 Simulação da moto-bomba c.c. | 107 |

| | |
|--|-----|
| 4.6 Comentários | 108 |
| Capítulo 5 – Simulações e Análises | 110 |
| 5.1 Introdução | 110 |
| 5.2 Determinação dos parâmetros e análise inicial do modelo de pequeno sinal do CDE | 110 |
| 5.3 Projeto do controlador via método LQG/LTR | 118 |
| 5.4 Resultados de simulações e análises do sistema de bombeamento híbrido fotovoltaico-eólico | 124 |
| 5.4.1 Sistema sujeito a irradiância em degraus, temperatura da célula e velocidade do vento em rampas e degraus | 124 |
| 5.4.2 Sistema sujeito a irradiância em degraus, temperatura da célula em rampas e degraus e velocidade do vento senoidal | 133 |
| 5.4.3 Simulação com valores reais de irradiância, temperatura ambiente e velocidade do vento | 137 |
| 5.6 Comentários | 142 |
| Capítulo 6 – Testes experimentais | 144 |
| 6.1 Introdução | 144 |
| 6.2 Obtenção das curvas de respostas reais do CDE em malha aberta | 144 |
| 6.2.1 Descrição do protótipo do CDE | 144 |
| 6.2.2 Curvas de respostas reais do CDE em malha aberta | 148 |
| 6.3 Teste da estratégia de controle em um conversor Buck-Boost de uma entrada | 150 |
| 6.3.1 Descrição do protótipo do conversor Buck-Boost e projeto do controlador | 151 |
| 6.3.2 Teste do sistema em diferentes pontos de operação e com carga resistiva constante | 157 |
| 6.3.3 Teste do sistema em um ponto de operação distante do nominal, com carga dinâmica (motor c.c.) e sujeito a variações paramétricas em tempo real | 159 |
| 6.4 Comentários | 160 |
| Capítulo 7 – Considerações Finais e Propostas para Futuros Trabalhos | 162 |
| 7.1 Considerações finais | 162 |
| 7.2 Sugestões para futuros trabalhos | 163 |
| Referências bibliográficas | 165 |

| | |
|--|-----|
| Artigo desenvolvido durante o doutorado | 175 |
| Apêndice A – Cálculos para determinação dos parâmetros da equação do módulo fotovoltaico | 176 |
| Apêndice B – Resumo sobre o regular LQG/LTR | 181 |
| Apêndice C – Determinação do modelo de pequeno sinal do CDE considerando-se a dinâmica da carga | 189 |
| Apêndice D – Projeto de dois controladores com base nos modelos SISO do conversor Buck e do conversor Buck-Boost que integram o CDE | 193 |

LISTA DE TABELAS

| | | |
|-------------------|---|-----|
| Tabela 3.1 | Estados das chaves e estados topológicos gerados | 30 |
| Tabela 3.2 | Parâmetros para simulação do CDE | 64 |
| Tabela 4.1 | Parâmetros das equações 4.34 e 4.36 | 91 |
| Tabela 4.2 | Características elétricas do módulo fotovoltaico Solaris S 55P nas STC | 92 |
| Tabela 4.3 | Características elétricas do módulo Solaris S 55P nas STC extraídas da curva $I_{pv} \times V_{pv}$ experimental | 92 |
| Tabela 4.4 | Parâmetros da equação 4.9 | 93 |
| Tabela 4.5 | Demais pontos das curvas da figura 4.14 | 95 |
| Tabela 4.6 | Erros cometidos no método empregado para rastreamento do PMP | 96 |
| Tabela 4.7 | Características do GE Bergey BWC XL.1 | 96 |
| Tabela 4.8 | Parâmetros para simulação do GSIP | 101 |
| Tabela 4.9 | Dados para determinação de i_{2ref} | 105 |
| Tabela 5.1 | Parâmetros do ponto de operação do CDE | 114 |
| Tabela 5.2 | Erro entre as máximas potências exatas e as obtidas por simulação | 128 |
| Tabela 5.3 | Potências no sistema no intervalo em que GFV/GE operam juntos em regime permanente | 132 |
| Tabela 5.4 | Eficiências do sistema no intervalo em que GFV/GE operam juntos em regime permanente | 133 |
| Tabela 6.1 | Valores dos parâmetros do MMEE | 149 |
| Tabela 6.2 | Valores dos parâmetros do MMEE | 149 |
| Tabela 6.3 | Parâmetros da equação 6.5 | 155 |
| Tabela 6.4 | Parâmetros da equação 6.8 | 155 |

LISTA DE FIGURAS

| | | |
|--------------------|--|----|
| Figura 1.1 | Esquema do sistema fotovoltaico-eólico para bombeamento de água proposto | 3 |
| Figura 2.1 | Sistema com CME proposto por Rodrigues e Imes (1996) | 9 |
| Figura 2.2 | SHFE com conversor \acute{C} uk-SEPIC proposto por Hui, Bakhshai, Jain (2010) | 10 |
| Figura 2.3 | SHFE com conversor \acute{C} uk-Buck utilizado no trabalho de Rajini e Amutha (2017) | 11 |
| Figura 2.4 | Sistema isolado com CME Boost de indutor único proposto por I <i>et al.</i> (2018) | 12 |
| Figura 2.5 | SHCRE proposto por Chen, Cheng, Wu (2006) | 13 |
| Figura 2.6 | SHCRE proposto por Onar, Shirazi, Khaligh (2010) | 14 |
| Figura 2.7 | SHCRE proposto por Mangu, Kumar, Fernandes (2011) | 16 |
| Figura 2.8 | CME \acute{C} uk-Buck modificado proposto por Mangu, Kumar, Fernandes (2012) | 17 |
| Figura 2.9 | SHCRE proposto por Muntean, Gavris, Cornea (2012) | 18 |
| Figura 2.10 | SHCRE proposto por Rani <i>et al.</i> (2019) | 19 |
| Figura 2.11 | CME proposto por Nahavandi <i>et al.</i> (2015) | 21 |
| Figura 2.12 | SHFEB proposto por Kumar, Kochhar, Upamanyu (2015) | 22 |
| Figura 2.13 | SHFEB proposto por Priyadarshi <i>et al.</i> (2019) | 23 |
| Figura 3.1 | Circuito do CDE | 27 |
| Figura 3.2 | Circuito do CDE quando a chave S_1 é aberta e S_2 é chaveada | 28 |
| Figura 3.3 | Circuito do CDE quando a chave S_2 é aberta e S_1 é chaveada | 29 |
| Figura 3.4 | Estado topológico I | 31 |
| Figura 3.5 | Estado topológico II | 32 |
| Figura 3.6 | Estado topológico III | 33 |
| Figura 3.7 | Estado topológico IV | 34 |
| Figura 3.8 | Formas de onda das principais variáveis do CDE | 36 |
| Figura 3.9 | Formas de onda da tensão e corrente no indutor para determinação de L | 40 |

| | | |
|--------------------|---|----|
| Figura 3.10 | Formas de onda da corrente no indutor e no capacitor para determinação de C | 44 |
| Figura 3.11 | Sinais PWM sincronizados pela borda de subida com $D_1 > D_2$ | 47 |
| Figura 3.12 | Circuito equivalente à equação 3.73 | 50 |
| Figura 3.13 | Circuito equivalente à equação 3.74 | 51 |
| Figura 3.14 | Circuito equivalente à equação 3.75 | 51 |
| Figura 3.15 | Circuito equivalente à equação 3.76 | 51 |
| Figura 3.16 | Procedimento para unificar os circuitos equivalentes das figuras 3.12 e 3.14 | 52 |
| Figura 3.17 | Circuito equivalente de pequeno sinal do CDE | 52 |
| Figura 3.18 | Circuito equivalente e pequeno sinal para $\hat{d}_2 = v^{\wedge}_2 = 0$ | 54 |
| Figura 3.19 | Circuito equivalente de pequeno sinal para $\hat{d}_1 = v^{\wedge}_2 = 0$ | 55 |
| Figura 3.20 | Circuito equivalente de pequeno sinal para $\hat{d}_2 = v^{\wedge}_1 = 0$ | 57 |
| Figura 3.21 | Circuito equivalente de pequeno sinal para $\hat{d}_1 = v^{\wedge}_1 = 0$ | 58 |
| Figura 3.22 | Diagrama de blocos do sistema TITO | 59 |
| Figura 3.23 | Sinais PWM, tensão e corrente no indutor | 64 |
| Figura 3.24 | Correntes i_1 e i_2 , tensão e corrente na carga, corrente no capacitor | 65 |
| Figura 4.1 | Elementos principais de um arranjo de conversão de energia solar fotovoltaica | 69 |
| Figura 4.2 | Circuito equivalente de uma célula FV | 70 |
| Figura 4.3 | Curvas $I_{cel} \times V_{cel}$ e $P_{cel} \times V_{cel}$ de uma célula FV | 71 |
| Figura 4.4 | Circuito equivalente de um módulo fotovoltaico ou de um GFV | 75 |
| Figura 4.5 | Esquema de um GE de velocidade variável a GSIP | 77 |
| Figura 4.6 | Coeficiente de potência em função da RVP | 79 |
| Figura 4.7 | Curva de potência típica de um GE com controle de passo | 80 |
| Figura 4.8 | Curva de potência de um GE equipado com controle por estol | 81 |
| Figura 4.9 | Ilustração de um GSIP ideal elementar | 83 |
| Figura 4.10 | Circuito do retificador trifásico em ponte | 88 |
| Figura 4.11 | Circuito equivalente do motor c.c. que integra o conjunto | 90 |

| | | |
|--------------------|--|-----|
| | MBC | |
| Figura 4.12 | Comparação das curvas I_{pv} x V_{pv} real e simulada do módulo Solaris S 55P | 93 |
| Figura 4.13 | Curva I_{pv} x V_{pv} e de potência do GFV simulado | 94 |
| Figura 4.14 | Curvas I_{pv} x V_{pv} e de potência do GFV simulado para diferentes valores de G e T | 95 |
| Figura 4.15 | Curva de potência real do GE Bergey BWC XL.1 | 97 |
| Figura 4.16 | Curvas de potência simuladas com diferentes valores de ϕ e curva de potência real | 98 |
| Figura 4.17 | Curva ω_T x V_w | 99 |
| Figura 4.18 | Curvas P_T x ω_T | 100 |
| Figura 4.19 | Tensão V_{Lpico} em função de ω_T | 103 |
| Figura 4.20 | Tensão e corrente na fase a , ω_T e potência elétrica no GSIP | 104 |
| Figura 4.21 | Curvas ω_T x i_{2ref} | 106 |
| Figura 4.22 | Diagrama de blocos do procedimento para rastrear o PMP do GFV/GE | 107 |
| Figura 4.23 | Variáveis do motor c.c. | 108 |
| Figura 5.1 | Perfil eólico na cidade de Ajuruteua, na costa do Pará | 112 |
| Figura 5.2 | Distribuição de frequência da energia eólica gerada | 112 |
| Figura 5.3 | Respostas da REMPS - (a) e (b): $d_1 = 0,056$; $d_2 = 0$. (c) e (d): $d_1 = 0$; $d_2 = 0,031$ | 115 |
| Figura 5.4 | Respostas da REMPS para $d_1 = 0,056$; $d_2 = 0,031$ | 116 |
| Figura 5.5 | Diagrama de Bode da REMPS | 117 |
| Figura 5.6 | Diagrama de Bode da REMPS com os integradores inseridos | 118 |
| Figura 5.7 | Diagrama de Bode da malha de referência $T_{REF}(s)$ | 120 |
| Figura 5.8 | Diagrama de Bode de $T_{KF}(s)$ | 121 |
| Figura 5.9 | Diagrama de Bode do sistema em malha aberta com controlador | 122 |
| Figura 5.10 | Resposta da REMPS com controlador | 123 |
| Figura 5.11 | Perfis gráficos da irradiância, temperatura da célula e velocidade do vento. | 125 |
| Figura 5.12 | Curvas do GFV e PMP | 126 |

| | | |
|--------------------|---|-----|
| Figura 5.13 | Curvas de potência e PMP do GE | 126 |
| Figura 5.14 | Tensão e corrente no GFV | 127 |
| Figura 5.15 | Velocidade angular e potência mecânica no GE | 127 |
| Figura 5.16 | Tensão e corrente c.c. no GE | 129 |
| Figura 5.17 | Sinais de controle | 130 |
| Figura 5.18 | Tensão e corrente de armadura no motor | 131 |
| Figura 5.19 | Potência elétrica extraída, P_i . Potência elétrica na saída do CDE, P_o , e potência mecânica no motor P_M | 132 |
| Figura 5.20 | Perfis gráficos da irradiância, temperatura da célula e velocidade do vento | 134 |
| Figura 5.21 | Tensão e corrente no GFV | 135 |
| Figura 5.22 | Variáveis do GE | 135 |
| Figura 5.23 | Tensão e corrente na armadura do motor | 136 |
| Figura 5.24 | Potência elétrica e mecânica no motor | 137 |
| Figura 5.25 | Perfis reais de irradiância, temperatura ambiente e velocidade do vento | 138 |
| Figura 5.26 | Tensão e corrente no GFV | 138 |
| Figura 5.27 | Tensão e corrente c.c. do GE | 139 |
| Figura 5.28 | Tensão e corrente de armadura do motor | 140 |
| Figura 5.29 | Potência elétrica e mecânica no motor | 141 |
| Figura 6.1 | Foto do circuito de potência do CDE | 145 |
| Figura 6.2 | Foto do transdutor de corrente embarcado na placa do CDE | 146 |
| Figura 6.3 | Foto do circuito de drive, circuito amplificador e filtro | 147 |
| Figura 6.4 | Interface gráfica do programa computacional desenvolvido | 147 |
| Figura 6.5 | Foto da bancada de teste para obter a resposta em malha aberta do CDE | 148 |
| Figura 6.6 | Tensão no capacitor | 149 |
| Figura 6.7 | Corrente no indutor | 150 |
| Figura 6.8 | Foto do protótipo do conversor Buck-Boost | 152 |
| Figura 6.9 | Diagrama de blocos do sistema | 152 |
| Figura 6.10 | Diagrama de blocos do sistema contínuo equivalente ao sistema da figura 6.9 | 153 |
| Figura 6.11 | Foto da bancada de testes e componentes utilizados | 157 |
| Figura 6.12 | Respostas da corrente para diferentes pontos de operação | 158 |

Figura 6.13 Resposta do sistema sujeito a variações paramétricas em tempo real e com carga dinâmica 160

LISTA DE ABREVIÇÕES

| | |
|---------|--|
| GFV | Gerador fotovoltaico |
| GE | Gerador eólico |
| BB | Banco de baterias |
| SHFEB | Sistema híbrido fotovoltaico-eólico para bombeamento de água |
| SFEBA | Sistema fotovoltaico-eólico para bombeamento de água proposto |
| PMP | Ponto de máxima potência |
| c.c. | Corrente contínua |
| CME | Conversor c.c.-c.c. de múltiplas entradas |
| CDE | Conversor c.c.-c.c. de duas entradas |
| PWM | <i>Pulse Width Modulation</i> – Modulação por largura de pulso |
| MBC | Moto-bomba c.c. |
| GSIP | Gerador síncrono a imãs permanentes |
| TITO | <i>Two-input two-output</i> – Duas entradas e duas saídas |
| LQG/LTR | <i>Linear Quadratic Gaussian with Loop Transfer Recovery</i> |
| GEDAE | Grupo de Estudos e Desenvolvimento de Alternativas Energéticas |
| UFPA | Universidade Federal do Pará |
| CPCT | Conexão paralela com compartilhamento no tempo |
| CSST | Conexão série com sobreposição no tempo |
| CFTP | Célula fonte de tensão pulsante |
| CFCP | Célula fonte de corrente pulsante |
| CFS | Célula filtro de saída |
| c.a. | Corrente alternada |
| SHFE | Sistema híbrido fotovoltaico-eólico |
| SEPIC | <i>Single-Ended Primary Inductance Converter</i> |
| BDS | Boost de duas saídas |
| BDE | Boost de duas entradas |
| SHCRE | Sistema híbrido conectado à rede elétrica |
| TPE | Transferência paralela de energia |
| VHE | Veículos híbridos elétricos |
| CF | Conversor de frequência |
| GIAE | Gerador de indução auto-excitado |

| | |
|--------|--|
| ABC | <i>Artificial Bee Colony</i> – Colônia de abelhas artificiais |
| PSO | <i>Particle Swarm Optimization</i> – Otimização por enxame de partículas |
| MIT | Motor de indução trifásico |
| MMEE | Modelo médio em espaço de estados |
| MT | Matrizes de transferência |
| FT | Função de transferência |
| EE | Espaço de estados |
| LQR | <i>Linear Quadratic Regulator</i> |
| FK | Filtro de Kalman |
| LTR | <i>Loop Transfer Recovery</i> |
| LQG | <i>Linear Quadratic Gaussian</i> |
| DSC | <i>Digital signal controller</i> – Controlador de sinais digitais |
| FV | Fotovoltaica (o) |
| STC | <i>Standard Test Conditions</i> – Condições-padrão de ensaio |
| RVP | Relação da velocidade de ponta de pá |
| RMS | <i>Root-mean-square</i> – Valor médio quadrático |
| RMSE | <i>Root mean square error</i> – Raiz do erro quadrático médio |
| REMPS | Representação em espaço de estados para o modelo de pequeno sinal do CDE |
| SISO | <i>single-input single-output</i> – entrada simples saída simples |
| A/D | Analógico/digital |
| EUSART | <i>Enhanced Universal Synchronous Asynchronous Receiver Transmitter</i> – Transmissor/Receptor Síncrono/Assíncrono Universal Melhorado |
| USB | <i>Universal Serial Bus</i> – Porta Serial Universal |
| TTL | <i>Transistor-transistor logic</i> – Lógica transistor-transistor |
| MOSFET | <i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i> – Transistor de Efeito de Campo Metal-óxido-semicondutor |

LISTA DE SÍMBOLOS

| | |
|------------|--|
| G | Irradiância |
| V_w | Velocidade do vento |
| v_1 | Tensão da fonte conectada à entrada 1 do CDE |
| i_1 | Corrente drenada da fonte de energia conectada à entrada 1 do CDE |
| v_2 | Tensão da fonte conectada à entrada 2 do CDE |
| i_2 | Corrente drenada da fonte de energia conectada à entrada 2 do CDE |
| d_1 | Ciclo de trabalho do sinal PWM para a chave semicondutora S_1 do CDE |
| d_2 | Ciclo de trabalho do sinal PWM para a chave semicondutora S_2 do CDE |
| i | Corrente no indutor do CDE |
| v | Tensão nos terminais de saída do CDE |
| i_0 | Corrente de saída do CDE |
| ω_T | Velocidade angular do eixo que conecta o conjunto turbina eólica/GSIP |
| S_1 | Chave semicondutora de potência do CDE |
| S_2 | Chave semicondutora de potência do CDE |
| D_A | Diodo do que compõe o circuito do CDE |
| D_B | Diodo do que compõe o circuito do CDE |
| L | Indutância |
| C | Capacitância |
| V_1 | Tensão em regime permanente da fonte conectada à entrada 1 do CDE |
| V_2 | Tensão em regime permanente da fonte conectada à entrada 2 do CDE |
| I_1 | Corrente em regime permanente drenada da fonte de energia conectada à entrada 1 do CDE |
| I_2 | Corrente em regime permanente drenada da fonte de energia conectada à entrada 2 do CDE |

| | |
|--------------|--|
| I | Corrente em regime permanente no indutor do CDE |
| I_C | Corrente em regime permanente no capacitor do CDE |
| i_C | Corrente no capacitor do CDE |
| v_L | Tensão sobre o indutor do CDE |
| I_0 | Corrente em regime permanente na saída do CDE |
| V | Tensão em regime permanente na saída do CDE |
| D_1 | Ciclo de trabalho em regime permanente do sinal PWM para a chave semicondutora S_1 do CDE |
| D_2 | Ciclo de trabalho em regime permanente do sinal PWM para a chave semicondutora S_2 do CDE |
| v_{G1} | Sinal PWM para a chave S_1 |
| v_{G2} | Sinal PWM para a chave S_2 |
| P_i | Potência de entrada do CDE |
| P_0 | Potência de saída do CDE |
| ΔI | Ondulação na corrente do indutor do CDE |
| I_m | Corrente mínima no indutor do CDE |
| I_M | Corrente máxima no indutor do CDE |
| I_M' | Corrente intermediária no indutor do CDE, entre I_m e I_M , e que auxilia na determinação da indutância do filtro LC |
| f_s | Frequência dos sinais PWM para as chaves S_1 e S_1 do CDE |
| A | Matriz de estados |
| B | Matriz de entradas |
| C | Matriz de saídas |
| D | Matriz de transmissão direta |
| \mathbf{x} | Vetor de estados |
| \mathbf{u} | Vetor de entradas; sinal de controle |
| Γ | Matriz de distribuição de ruído de processo |
| ξ | Vetor de ruído de processo |
| n | Número de estados |
| m | Número de entradas |
| p | Número de saídas |
| A_1 | Matriz de estados correspondente ao estado topológico IV |
| B_1 | Matriz de entradas correspondente ao estado topológico IV |

| | |
|-----------------------|--|
| \mathbf{C}_1 | Matriz de saídas correspondente ao estado topológico IV |
| \mathbf{A}_2 | Matriz de estados correspondente ao estado topológico III |
| \mathbf{B}_2 | Matriz de entradas correspondente ao estado topológico III |
| \mathbf{C}_2 | Matriz de saídas correspondente ao estado topológico III |
| \mathbf{A}_3 | Matriz de estados correspondente ao estado topológico I |
| \mathbf{B}_3 | Matriz de entradas correspondente ao estado topológico I |
| \mathbf{C}_3 | Matriz de saídas correspondente ao estado topológico I |
| \hat{i}_1 | Pequena perturbação na corrente I_1 |
| \hat{i}_2 | Pequena perturbação na corrente I_2 |
| \hat{i} | Pequena perturbação na corrente I |
| \hat{d}_1 | Pequena perturbação no ciclo de trabalho D_1 |
| \hat{d}_2 | Pequena perturbação no ciclo de trabalho D_2 |
| \hat{v}_1 | Pequena perturbação na tensão V_1 |
| \hat{v}_2 | Pequena perturbação na tensão V_2 |
| \hat{v} | Pequena perturbação na tensão V |
| $G_{11}(s)$ | Função de transferência que compõe o modelo de pequeno sinal do CDE, e que relaciona \hat{i}_1 e \hat{d}_1 , com $\hat{d}_2 = \hat{v}_1 = \hat{v}_2 = 0$ |
| $G_{12}(s)$ | Função de transferência que compõe o modelo de pequeno sinal do CDE, e que relaciona \hat{i}_1 e \hat{d}_2 , com $\hat{d}_1 = \hat{v}_1 = \hat{v}_2 = 0$ |
| $F_{11}(s)$ | Função de transferência que compõe o modelo de pequeno sinal do CDE, e que relaciona \hat{i}_1 e \hat{v}_1 , com $\hat{d}_1 = \hat{d}_2 = \hat{v}_2 = 0$ |
| $F_{12}(s)$ | Função de transferência que compõe o modelo de pequeno sinal do CDE, e que relaciona \hat{i}_1 e \hat{v}_2 , com $\hat{d}_1 = \hat{d}_2 = \hat{v}_1 = 0$ |
| $G_{21}(s)$ | Função de transferência que compõe o modelo de pequeno sinal do CDE, e que relaciona \hat{i}_2 e \hat{d}_1 , com $\hat{d}_2 = \hat{v}_1 = \hat{v}_2 = 0$ |
| $G_{22}(s)$ | Função de transferência que compõe o modelo de pequeno sinal do CDE, e que relaciona \hat{i}_2 e \hat{d}_2 , com $\hat{d}_1 = \hat{v}_1 = \hat{v}_2 = 0$ |
| $F_{21}(s)$ | Função de transferência que compõe o modelo de pequeno sinal do CDE, e que relaciona \hat{i}_2 e \hat{v}_1 , com $\hat{d}_1 = \hat{d}_2 = \hat{v}_2 = 0$ |
| $F_{22}(s)$ | Função de transferência que compõe o modelo de pequeno sinal do CDE, e que relaciona \hat{i}_2 e \hat{v}_2 , com $\hat{d}_1 = \hat{d}_2 = \hat{v}_1 = 0$ |
| $\hat{\mathbf{i}}(s)$ | Vetor de perturbação nas correntes drenadas das fontes conectadas às entradas do CDE |

| | |
|------------------------|---|
| $\mathbf{d}^\wedge(s)$ | Vetor de perturbação nos ciclos de trabalho dos sinais PWM |
| $\mathbf{v}^\wedge(s)$ | Vetor de perturbação nas tensões das fontes conectadas às entradas do CDE |
| $\mathbf{G}(s)$ | Matriz de transferência do CDE, que relaciona o vetor $\mathbf{i}^\wedge(s)$ ao vetor $\mathbf{d}^\wedge(s)$. Modelo da planta a controlar na síntese do regulador LQG/LTR |
| $\mathbf{F}(s)$ | Matriz de transferência do CDE, que relaciona o vetor $\mathbf{i}^\wedge(s)$ ao vetor $\mathbf{v}^\wedge(s)$ |
| \mathbf{n}_y | Vetor de ruído de medição |
| \mathbf{K}_C | Vetor de ganhos do regulador LQR |
| J | Índice de desempenho do regulador LQR |
| \mathbf{Q}_C | Matriz real, simétrica e positiva definida que impõe a importância relativa dos estados no índice J |
| \mathbf{R}_C | Matriz real, simétrica e positiva definida que impõe a importância relativa do sinal de controle no índice J |
| \mathbf{P} | Solução da equação algébrica de Riccati |
| \mathbf{K}_f | Ganho do filtro de Kalman |
| E | Erro médio quadrático dos estados |
| Σ | Variância do erro, obtida através da solução da equação de Riccati |
| \mathbf{Q}_f | Matriz intensidade de ruído de processo |
| \mathbf{R}_f | Matriz positiva definida que modela a intensidade de ruído \mathbf{n}_y |
| \mathbf{Q}_0 | Matriz positiva semidefinida que modela a intensidade de ξ |
| e | Erro entre os estados nominais e estimados |
| $\tilde{\mathbf{x}}$ | Estados estimados pelo Filtro de Kalman |
| \mathbf{A}_i | Matriz de estados modificada pela inclusão de integradores |
| \mathbf{B}_i | Matriz de entradas modificada pela inclusão de integradores |
| \mathbf{C}_i | Matriz de saídas modificada pela inclusão de integradores |
| \mathbf{D}_i | Matriz de transmissão direta modificada pela inclusão de integradores |
| \mathbf{A}_a | Matriz de estados correspondente aos integradores |
| \mathbf{B}_a | Matriz de entradas correspondente aos integradores |
| \mathbf{C}_a | Matriz de saídas correspondente aos integradores |
| \mathbf{D}_a | Matriz de transmissão direta correspondente aos integradores |

| | |
|----------------|--|
| I_m | Matriz identidade de dimensão $m \times m$ |
| s | Operador de Laplace |
| μ | Parâmetro utilizado na síntese do regulador LQG/LTR para a determinação da largura de banda do sistema |
| ω_C | Frequência de <i>crossover</i> |
| σ_i | Valores singulares |
| $\bar{\sigma}$ | Valores singulares superiores da matriz $C_i \Gamma$ |
| $T_{REF}(s)$ | Malha de referência utilizada no projeto de regulador LQG/LTR |
| $T_{KF}(s)$ | Malha de referência após calculado o vetor de ganhos do filtro de Kalman |
| q_R^2 | Parâmetro de recuperação no projeto do regulador LQG/LTR |
| $K(s)$ | Matriz de transferência do controlador |
| $G_a(s)$ | Matriz de transferência dos integradores |
| $K_{LQG}(s)$ | Matriz de transferência do regulador LQG/LTR |
| ρ_R | Parâmetro que modifica a matriz R_C no projeto do regulador LQG/LTR |
| T | Temperatura da célula que constitui módulo |
| I_0 | Corrente de saturação reversa da junção PN que constitui uma célula fotovoltaica |
| I_{cel} | Corrente elétrica gerada nos terminais de uma célula fotovoltaica |
| V_{cel} | Tensão gerada nos terminais de uma célula fotovoltaica |
| I_L | Corrente fotogerada e proveniente da incidência da radiação solar sobre uma célula fotovoltaica |
| I_D | Corrente da junção PN que compõe uma célula fotovoltaica |
| I_{RP} | Corrente na resistência paralela que constitui o circuito equivalente de uma célula fotovoltaica |
| R_P | Resistência paralela que constitui o circuito equivalente de uma célula fotovoltaica |
| R_S | Resistência série que constitui o circuito equivalente de uma célula fotovoltaica |
| R_L | Resistência de carga |
| a | Tensão térmica |
| n_i | Fator de idealidade |

| | |
|-------------|--|
| k | Constante de Boltzman |
| q | Carga do elétron |
| P_{cel} | Potência gerada por uma célula fotovoltaica |
| V_{OC} | Tensão de circuito aberto |
| I_{SC} | Corrente de curto-circuito |
| V_{mp} | Tensão de máxima potência |
| I_{mp} | Corrente de máxima potência |
| P_{mp} | Ponto de máxima potência |
| G_{REF} | Irradiância solar nas condições padrões de ensaio (STC - <i>Standart Test Conditions</i>) |
| I_{LREF} | Corrente fotogerada nas condições padrões de teste (STC - <i>Standart Test Conditions</i>) |
| α | Coefficiente de temperatura da corrente de curto-circuito |
| I_{OREF} | Corrente de saturação reversa nas condições padrões de teste (STC - <i>Standart Test Conditions</i>) |
| I_{SCREF} | Corrente de curto-circuito nas condições padrões de teste (STC - <i>Standart Test Conditions</i>) |
| E_{G0} | Largura de banda do silício |
| I_{pv} | Corrente gerada nos terminais de um módulo ou gerador fotovoltaico |
| V_{pv} | Tensão gerada nos terminais de um módulo ou gerador fotovoltaico |
| i_{1ref} | Corrente de referência a ser rastreada pelo controle do CDE para operar o gerador fotovoltaico próximo ao ponto de máxima potência |
| i_{2ref} | Corrente de referência a ser rastreada pelo controle do CDE para operar o gerador eólico próximo ao ponto de máxima potência |
| K_{fv} | Constante de proporcionalidade que permite obter a corrente de referência a ser rastreada pelo controle do CDE para operar o gerador fotovoltaico próximo a seu ponto de máxima potência |
| T_T | Torque mecânico produzido no eixo da turbina eólica |
| ω_T | Velocidade angular do eixo da turbina eólica |
| T_e | Torque eletromagnético |

| | |
|-----------------|--|
| v_a | Tensão na fase ‘a’ do gerador síncrono a imãs permanentes |
| v_b | Tensão na fase ‘b’ do gerador síncrono a imãs permanentes |
| v_c | Tensão na fase ‘c’ do gerador síncrono a imãs permanentes |
| i_a | Corrente na fase ‘a’ do gerador síncrono a imãs permanentes |
| i_b | Corrente na fase ‘b’ do gerador síncrono a imãs permanentes |
| i_c | Corrente na fase ‘c’ do gerador síncrono a imãs permanentes |
| C_{eo} | Capacitor de filtro que compõe o retificador trifásico |
| i_{eo} | Corrente c.c. gerada nos terminais do retificador trifásico acoplado ao gerador síncrono de imãs permanentes |
| v_{eo} | Tensão c.c. gerada nos terminais do retificador trifásico acoplado ao gerador síncrono de imãs permanentes |
| ρ | Densidade do ar |
| π | Constante e igual 3,14 |
| R_T | Raio do rotor de uma turbina eólica |
| C_P | Coefficiente de potência de uma turbina eólica |
| ϕ | Ângulo de inclinação do rotor de uma turbina eólica |
| γ | Relação da velocidade de ponta |
| β | Parâmetro que compõe o coeficiente de potência de uma turbina eólica |
| P_T | Potência mecânica gerada por uma turbina eólica |
| v_{abc} | Vetor de tensões geradas por fase no gerador síncrono de imãs permanentes |
| i_{abc} | Vetor de correntes geradas por fase no gerador síncrono de imãs permanentes |
| r_s | Matriz de resistências das bobinas do estator do gerador síncrono de imãs permanentes |
| λ_{abc} | Vetor de enlace de fluxo magnético |
| Ψ_{im} | Vetor de fluxo magnético |
| Ψ_{im} | Amplitude do fluxo magnético dos imãs permanentes |
| L_S | Matriz de indutâncias do estator |
| L_0 | Indutância que depende de parâmetros físicos do gerador síncrono a imãs permanentes |
| L_m | Indutância que depende de parâmetros físicos do gerador síncrono |

| | |
|--------------------|---|
| | a ímãs permanentes |
| θ | Ângulo elétrico entre o eixo da fase a do estator e o eixo d |
| \mathbf{f}_{dq0} | Vetor de variáveis referenciadas aos eixos dq |
| \mathbf{f}_{abc} | Vetor de variáveis referenciadas aos eixos abc |
| \mathbf{T}_s | Matriz que transforma variáveis abc em variáveis dq |
| v_q | Tensão referenciada ao eixo q |
| r_s | Resistência de uma das bobinas do estator |
| i_q | Corrente referenciada ao eixo q |
| ω | Velocidade angular elétrica |
| L_d | Indutância no eixo d |
| L_q | Indutância no eixo q |
| v_d | Tensão referenciada ao eixo d |
| i_d | Corrente referenciada ao eixo d |
| n_p | Número de pólos |
| λ_q | Enlace de fluxo no eixo d |
| λ_d | Enlace de fluxo no eixo q |
| J | Momento de inércia do conjunto turbina-gerador |
| B_G | Coefficiente de amortecimento rotacional. |
| P_e | Potência elétrica |
| P_{eo} | Potência c.c. de saída do gerador eólico |
| f_{eo} | Frequência da tensão c.a. de saída do gerador síncrono de ímãs permanentes |
| V_{LP} | Valor de pico da tensão c.a. de saída do gerador síncrono de ímãs permanentes |
| V_{Cmin} | Valor mínimo de tensão sobre o capacitor C_{ge} |
| P_{ca} | Potência c.a. gerada pelo gerador síncrono de ímãs permanentes |
| V_{aRMS} | Valor eficaz da tensão na fase a do gerador síncrono de ímãs permanentes |
| I_{aRMS} | Valor eficaz da corrente na fase a do gerador síncrono de ímãs permanentes |
| v_a | Tensão de armadura do motor c.c. que constitui o conjunto moto-bomba |
| i_a | Corrente de armadura do motor c.c. que constitui o conjunto moto- |

| | |
|--------------------|--|
| | bomba |
| R_a | Resistência de armadura do motor c.c. que constitui o conjunto moto-bomba |
| L_a | Indutância de armadura do motor c.c. que constitui o conjunto moto-bomba |
| e_a | Força contra-eletromotriz produzida no motor c.c. que constitui o conjunto moto-bomba |
| K_M | Constante do motor c.c. que constitui o conjunto moto-bomba |
| ω_M | Velocidade angular mecânica do motor c.c. que constitui o conjunto moto-bomba |
| T_M | Torque produzido pelo motor c.c. que constitui o conjunto moto-bomba |
| B_L | Coefficiente de atrito viscoso |
| J_M | Momento de inércia da carga acoplada ao eixo do motor c.c. que constitui o conjunto moto-bomba |
| T_{LM} | Torque de carga no eixo do motor c.c. que constitui o conjunto moto-bomba |
| P_O | Potência elétrica entregue à moto-bomba c.c. |
| k_T | Constante de proporcionalidade que relaciona a potência gerada por uma turbina eólica a sua velocidade angular |
| V_{Lpico} | Tensão induzida de linha de pico do gerador síncrono a imãs permanentes |
| $N_{RPM\ nom}$ | Velocidade mecânica nominal do gerador eólico |
| f_{mec_nom} | Frequência mecânica nominal do gerador eólico |
| V_{apico} | Tensão de pico de circuito aberto da fase a do gerador síncrono a imãs permanentes |
| \mathbf{C}_{ctr} | Matriz de controlabilidade da saída |
| \mathbf{O}_{obs} | Matriz de observabilidade |
| $diag$ | Matriz diagonal |
| dB | Decibel |
| r_{ds1}/r_{ds2} | Resistências das chaves semicondutoras S_1 e S_2 (MOSFET de potência) no estado ligado |
| r_{dA}/r_{dB} | Resistências dos diodos D_A e D_B no estado de condução |

| | |
|---------------|--|
| r_L | Resistência do indutor |
| r_C | Resistência série equivalente do capacitor |
| $I_{2ref}(k)$ | Corrente de referência discreta |
| $I_2(k)$ | Corrente discreta correspondente à corrente real I_2 |
| $e_2(k)$ | Sinal de controle discreto |
| $G_C(s)$ | Função de transferência contínua do controlador |
| $G_{at}(s)$ | Função de transferência do atraso de tempo característico da malha de controle digital |
| T_a | Tempo de amostragem |
| $G_{im}(s)$ | Função de transferência do modulador PWM |
| $G_{id}(s)$ | Função de transferência do conversor Buck-Boost |
| $H_F(s)$ | Função de transferência do filtro Sallen-Key passa-baixas de ganho unitário |
| $H_S(s)$ | Função de transferência do sensor de corrente |
| $G_{ma}(s)$ | Função de transferência do sistema em malha aberta |
| $G_C(z)$ | Função de transferência discreta do controlador |

RESUMO

Neste trabalho, propõe-se uma configuração de sistema fotovoltaico-eólico de bombeamento de água de pequeno porte em que as fontes de energia são conectadas por meio de um conversor c.c.-c.c. de duas entradas, o qual também atua para transferir a energia gerada à carga (moto-bomba c.c.) de forma controlada.

O controle empregado objetiva operar o gerador fotovoltaico e o gerador eólico próximo a seus pontos de máxima potência. Para este fim, as correntes drenadas desses geradores pelo conversor de duas entradas são dinamicamente controladas através do rastreamento de sinais de referência.

O modelo matemático de pequeno sinal do conversor é desenvolvido e utilizado no projeto do controlador, sintetizado por meio do método LQG/LTR a fim de provê bom desempenho no rastreamento dos sinais de referência.

Os demais componentes de interesse do sistema proposto são matematicamente modelados. As curvas resultantes dos modelos obtidos são comparadas, sempre que possível, com curvas reais a fim de validar os modelos. São então feitas simulações computacionais e através delas o sistema é analisado.

A estratégia de controle é também testada experimentalmente em um protótipo de um conversor c.c.-c.c. Buck-Boost de uma entrada (o qual integra o conversor de duas entradas). Resultados dos testes experimentais demonstram que a estratégia adotada é exitosa.

A utilização deste tipo de conversor reduz a quantidade de componentes neste tipo de sistema e torna a utilização de um banco de baterias opcional como elemento de conexão dos geradores, o que resultará em menor custo e menos impacto ambiental. O sistema pode ser utilizado também no acionamento de motores c.c.-c.c. em aplicações que não requeiram controle de velocidade.

Palavras-Chaves: sistema fotovoltaico-eólico, bombeamento de água, conversor c.c.-c.c. de múltiplas entradas, sistemas de controle, simulação.

ABSTRACT

In this work, a configuration of a small photovoltaic-wind water pumping system is proposed, in which the energy sources are connected by means of a two-input DC-DC converter, which also acts to transfer the energy generated to the load (DC motor-pump) in a controlled manner.

The control employed aims to operate the photovoltaic generator and the wind generator close to their maximum power points. For this purpose, the currents drained from these generators by the two-input DC-DC converter are dynamically controlled by tracking reference signals.

The converter small-signal mathematical model is developed and used in the controller design, synthesized through the LQG/LTR method in order to provide good performance in tracking the reference signals.

The other system interest components are mathematically modeled. The curves resulting from the obtained models are compared, whenever possible, with real curves in order to validate the models. Then computer simulations are made and through them the system is analyzed.

The control strategy is also tested experimentally on a one-input Buck-Boost DC-DC converter prototype (which integrates the two-input converter). Experimental test results demonstrate that the adopted strategy is successful.

The use of this type of converter reduces component numbers in this system type and makes a battery bank optional as a generators connection element, which will result in lower cost and less environmental impact. The system can also be used to drive DC motors in applications that do not require speed control.

Keywords: photovoltaic-wind system, water pumping, multi-input DC-DC converter, control systems, simulation.

Capítulo 1

Introdução

Sistemas isolados para o bombeamento de água podem utilizar geradores fotovoltaicos (GFV), geradores eólicos (GE) ou ambos como fonte de energia. Quando essas fontes são usadas em conjunto há maior disponibilidade de energia, pois elas podem se complementar diariamente e fornecer geração a ciclos sazonais. Nesses sistemas, comumente o GFV e o GE são conectados a seus respectivos conversores c.c.-c.c. de uma entrada cujas saídas são associadas em paralelo e acopladas a um banco de baterias (BB) (KUMAR; KOCHHAR; UPAMANYU, 2015; PRIYADARSHI *et al.*, 2019). Geralmente, os conversores c.c.-c.c. atuam sobre o GFV/GE para operá-los em seus pontos de máxima potência (PMP) e o BB equaliza as tensões de saída de cada conversor c.c.-c.c.. Esse arranjo possibilita a conexão das fontes de energia, uma vez que elas não podem ser diretamente conectadas devido a seus diferentes níveis de tensão e corrente.

O BB é, portanto, o componente que viabiliza a conexão do GFV/GE e também propicia armazenamento de energia. No entanto, o BB é um componente de custo elevado, exige muito espaço na instalação do sistema, tem uma curta vida útil e causa danos ao meio ambiente quando inadequadamente descartado. Além disso, em sistemas isolados de bombeamento de água a energia é armazenada na forma potencial gravitacional, o que torna o BB opcional para armazenamento neste tipo de aplicação.

No intento de elaborar uma configuração de sistema que não empregue um BB como elemento de conexão, o problema que surge é como conectar o GFV/GE para alimentar a mesma moto-bomba eficientemente conforme a disponibilidade de energia. A princípio, poder-se-ia supor uma conexão em série ou em paralelo. Mas as fontes de energia são intermitentes e geram níveis diferentes de tensão e corrente. Esse tipo de conexão violaria as Leis de Kirchhoff das tensões e correntes (Li *et al.*, 2010). Além disso, mesmo que essas conexões fossem realizáveis, presume-se que, na operação individual do GFV ou GE, a fonte inoperante poderia ser “vista” como carga pela fonte geradora, o que comprometeria o desempenho do sistema. Portanto, para um sistema estável e eficiente, deve-se ter um dispositivo que possibilite a conexão do GFV/GE na operação simultânea (a despeito de seus diferentes níveis de tensão e corrente), proporcione a desconexão adequada da fonte inoperante e ainda propicie a busca simultânea ou individual dos PMP.

A conexão de diferentes fontes de energia em diversos sistemas híbridos propostos na literatura pode ser feita, basicamente, de duas formas. Na primeira, cada fonte de energia é interfaceada a um barramento c.c. (geralmente formado por um BB) através de seu respectivo conversor c.c.-c.c. de uma entrada (Caricchi *et al.*, 1993; Napoli *et al.*, 2002; Qiu; Jiang; Chen, 2016; Soletto *et al.*, 1996). Na segunda, emprega-se um conversor c.c.-c.c. de múltiplas entradas (CME) cuja saída vai para um barramento c.c. (Li *et al.*, 2010; Qiu; Jiang; Chen, 2016).

A conexão e o controle através de CME têm sido muito empregados em diversos tipos de sistemas, tais como: sistemas híbridos conectados à rede elétrica (Chen; Cheng; Wu, 2006), veículos híbridos elétricos (Nahavandi *et al.*, 2015) e sistemas híbridos isolados. O emprego do CME resulta em sistemas mais simples, compactos e de menor custo, uma vez que um CME substitui dois ou mais conversores c.c.-c.c. de uma entrada.

A presente pesquisa propõe e investiga se é factível um sistema fotovoltaico-eólico para bombeamento de água (SFEBA) de pequeno porte, isolado e sem a utilização de um BB para conexão, dadas a intermitência e as diferenças de tensão e corrente intrínsecas dessas fontes de energia.

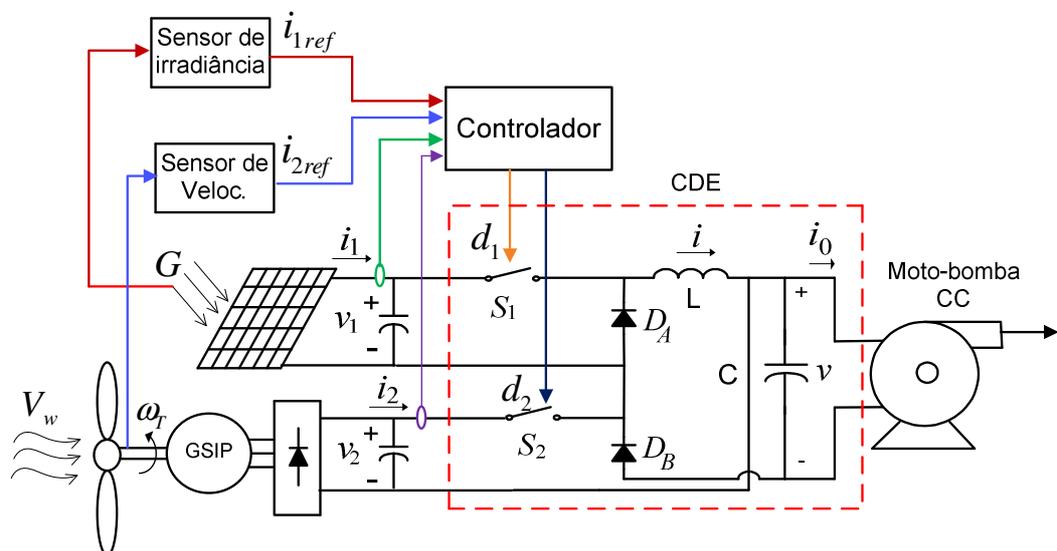
A hipótese é de que o sistema é factível, pois o problema de conexão do GFV/GE pode ser solucionado através do uso de um CME adequado, o qual possibilita a conexão de diferentes fontes de energia e que operam em diferentes níveis de tensão e corrente. Além disso, o CME proporciona a desconexão adequada da fonte inoperante do sistema. Ao mesmo tempo, seu circuito é automaticamente reconfigurado para o de um conversor de uma entrada que ainda pode transferir a energia da fonte que permaneceu gerando. Ademais, o CME pode atuar sobre as correntes drenadas do GFV/GE, cujo controle possibilita o rastreamento do PMP.

Vários CME foram pesquisados na literatura e o proposto em Chen, Liu e Lin (2006) (doravante referido como conversor c.c.-c.c. de duas entradas – CDE) foi escolhido para compor o SFEBA proposto nesta tese. A escolha do CDE foi motivada devido a seu circuito de potência utilizar apenas um indutor, a possibilidade de operação conjunta ou individual do GFV/GE e o rastreamento simultâneo ou individual dos PMP. Também, é facultativo um tempo morto na geração dos sinais PWM (*Pulse Width Modulation* – Modulação por largura de pulso) que acionam suas chaves semicondutoras, o que facilita a geração destes sinais. Por fim, células de comutação suave podem ser anexadas ao seu circuito de potência, o que melhora sua eficiência (Tseng e Chen, 1998).

A tensão e a corrente de saída do CDE são contínuas, portanto, uma moto-bomba c.c. (MBC) é adequada ao sistema proposto, pois pode ser diretamente conectada à saída do CDE. A tensão e a corrente de saída do CDE refletirão as intermitências do GFV/GE. Mesmo assim, o SFEBA proposto é viável, a priori, porque neste tipo de sistema as variações de tensão e corrente causadas pelas intermitências das fontes de energia e a ausência do BB não são um problema crítico, pois a MBC pode aceitar essas variações (desde que estejam limitadas a seus valores nominais de tensão e corrente).

O SFEBA proposto está esquematizado na figura 1.1.

Figura 1.1 - Esquema do SFEBA proposto



Fonte: Elaborada pelo autor desta tese

Como apresenta a Figura 1.1, o sistema proposto é composto por um GFV, um GE que emprega gerador síncrono de ímãs permanentes (GSIP), o CDE não-isolado baseado nos conversores Buck e Buck-Boost de uma entrada (envolvido por linhas segmentadas em vermelho), o controlador, sensores e a MBC.

As tensões trifásicas c.a. do GE são convertidas em c.c. através de um retificador trifásico com filtro capacitivo. Os terminais de saída do GFV e do GE são conectados ao CDE, que transfere a energia do GFV/GE simultaneamente ou individualmente. Conforme será visto, o circuito de controle do CDE pode desconectar automaticamente a fonte de energia inoperante por meio da abertura (não-chaveamento) da respectiva chave semicondutora S_1 ou S_2 . A ação de abertura reconfigura o circuito do CDE para o de um conversor de uma entrada Buck ou Buck-Boost. Além disso, o CDE possibilita o rastreamento

dos sinais de referência i_{1ref} e i_{2ref} , sintetizados através da determinação da irradiância solar, G , e da velocidade angular da turbina eólica, ω_T , respectivamente. Então, as correntes drenadas das fontes, i_1 e i_2 , são modificadas de acordo com os sinais de referência para que o GFV e/ou o GE operem próximo ao PMP. Portanto, as correntes i_1 e i_2 estão sob controle.

O projeto do controlador é feito com base no modelo de pequeno sinal do CDE, o qual relaciona as pequenas perturbações nos ciclos de trabalho, d_1 e d_2 , às pequenas perturbações nas correntes i_1 e i_2 . O modelo de pequeno sinal é de natureza multivariável, pois representa um típico sistema de duas entradas e duas saídas com acoplamento, comumente chamado de TITO (*two-input two-output* – duas entradas e duas saídas).

A fim de fornecer bom desempenho no rastreamento dos sinais de referência para a operação controlada do GFV/GE, utilizou-se o método LQG/LTR (*Linear Quadratic Gaussian with Loop Transfer Recovery*) para o projeto do controlador.

A simulação computacional é uma das etapas do projeto de sistemas físicos (Dorf & Richard, 1998) e permite analisá-los previamente à implementação real. Desta forma, pode-se realizar um estudo do sistema sob diferentes aspectos sem dispêndios com a sua realização real. Portanto, um protótipo do SFEBA é opcional, pois as análises necessárias aos estudos de viabilidade podem ser realizadas por meio de simulações computacionais. Para isso, é necessário elaborar o modelo matemático dos componentes de interesse que constituem o SFEBA e, então, compor um modelo computacional geral deste sistema.

Uma vez modelados os componentes de interesse, as equações que os descrevem são implementadas em um software de simulação. Posteriormente, os modelos elaborados são interligados para compor o modelo computacional do SFEBA. Feito isso, simula-se o sistema em diferentes condições de irradiância solar, temperatura e velocidade do vento a fim de levantar os perfis gráficos das variáveis de interesse que permitirão, enfim, analisar o sistema como um todo.

O SFEBA foi simulado através do *software MATLAB/Simulink/Simscape 2017*. As curvas simuladas, que caracterizam cada componente, foram comparadas, sempre que possível, com curvas elaboradas a partir de dados reais.

Assim, por meio das simulações, busca-se validar os modelos dos componentes de interesse que compõe o SFEBA, verificar se a estratégia de controle adotada para operação do GFV/GE próximo ao PMP funciona satisfatoriamente, examinar o desempenho do controlador projetado, verificar se a energia é adequadamente transferida ao processo de bombeamento, analisar o perfil de tensão e corrente sobre a MBC e, por fim, investigar o

comportamento do sistema como um todo a fim de avaliar se a configuração proposta é factível. Uma vez confirmada através das simulações o bom desempenho do sistema como um todo, pode-se realizar testes experimentais.

Para obter a resposta real em malha aberta do CDE a fim de validar o seu modelo médio em espaço de estados e que o descreve matematicamente, foi construído um protótipo deste dispositivo. Similarmente, em outro protótipo de um conversor Buck-Boost de uma entrada (o qual integra o CDE) é experimentalmente testada a versão de uma entrada da estratégia de controle. O teste experimental realizado em bancada emula o sistema funcionando somente com o GE em diferentes pontos de operação.

Com o presente estudo contribui-se com uma configuração alternativa de sistema híbrido fotovoltaico-eólico para bombeamento de água (SHFEB) de custo menor, mais simples, compacto e de menos impacto ambiental. Também, o modelo de pequeno sinal do CDE, desenvolvido nesta tese, poderá ser utilizado em outras pesquisas, como a investigação de desempenho de controladores sintetizados por meio de outros métodos de projeto. O modelo de pequeno sinal é apresentado em duas versões: uma que considera a carga uma resistência de valor constante e outra que inclui a dinâmica da carga (motor c.c.)

Vários SHFEB foram propostos na literatura pesquisada, mas são escassas as configurações sem BB e que utilizem CME.

Um artigo sobre revisão de sistemas para bombeamento de água que utilizam fontes de energia renovável foi elaborado por Gopal *et al.* (2013). Os autores informam que, até a data em que o artigo fora escrito, as investigações sobre sistemas híbridos para bombeamento ainda eram limitadas e listam dois importantes trabalhos sobre SHFEB. Dentre os dois citados, Vick e Neal (2010) analisam as vantagens e desvantagens oriundas da hibridização de sistemas para bombeamento de água através de GFV e GE e sugerem uma configuração de SHFEB que, apesar de não utilizar um BB, não emprega um CME.

Em Poompavai e Kowsalya (2019) é feita uma recente revisão sobre estratégias de gerenciamento de energia e controle em sistemas fotovoltaico e/ou eólico para bombeamento de água, auxiliados por um terceiro sistema de energia (BB, célula a combustível, etc.). Poompavai e Kowsalya (2019) citam dezenas de sistemas de bombeamento fotovoltaico e/ou eólico propostos nos últimos 20 anos. No entanto, não há menção de configurações que utilizem um CME para conexão e controle.

Este trabalho é organizado em 7 capítulos:

O Capítulo 1 introduz o tema desta tese.

No Capítulo 2 são apresentados alguns sistemas híbridos de energia que empregaram CME para conexão e controle. Tais sistemas serviram de base para a seleção de um CME adequado ao SFEBA. O capítulo também expõe dois recentes sistemas de bombeamento fotovoltaico/eólico.

O Capítulo 3 descreve pormenorizadamente o CDE. Apresenta sua modelagem matemática, as equações em regime permanente, o projeto do filtro de saída, o modelo médio em espaço de estados e o modelo de pequeno sinal. São também apresentados resultados de simulação deste componente.

O Capítulo 4 apresenta os modelos matemáticos dos demais componentes de interesse do SFEBA, tais como GFV, GE e motor c.c. que compõe o conjunto MBC. Também expõe resultados de simulação destes componentes comparadas, sempre que possível, com dados reais.

O Capítulo 5 exhibe resultados de simulações do SFEBA. O capítulo inicia com a determinação dos parâmetros do modelo do CDE, seguido por uma pequena análise do modelo obtido. Logo após, expõe-se o projeto do controlador via método LQG/LTR. A seguir, os resultados de simulações são apresentados juntamente com as análises do sistema. Três distintas situações de irradiância, temperatura e velocidade do vento são simuladas, uma das quais com dados reais obtidos de uma estação meteorológica instalada na circunvizinhança do Grupo de Estudos e Desenvolvimento de Alternativas Energéticas da Universidade Federal do Pará (GEDAE-UFPA).

O Capítulo 6 apresenta alguns resultados de testes experimentais realizados em dois protótipos: um do CDE e outro de um conversor Buck-Boost de uma entrada. No primeiro teste, a resposta do CDE em malha aberta é levantada para validar seu modelo médio em espaço de estados. No segundo, testa-se, por meio do protótipo do conversor Buck-Boost, a estratégia de controle de corrente empregada.

Finalmente, o Capítulo 7 levanta conclusões e propõe futuros trabalhos.

Capítulo 2

Conversores c.c.-c.c. de Múltiplas Entradas Aplicados a Sistemas Híbridos

2.1 – Introdução

Os CME surgiram ou foram difundidos, possivelmente, na década de 1990 (RODRÍGUES E IMES, 1996) como uma alternativa à conexão e à transferência controlada de energia de múltiplas fontes, funções que são realizadas em uma mesma estrutura circuital mais compacta, eficiente e econômica.

Pode-se citar duas estruturas de circuito básicas dos CME: conexão paralela com compartilhamento no tempo (CPCT) (*parallel-connected time-sharing*) e conexão série com sobreposição no tempo (CSST) (*series connected time-overlapping*). Ambas baseiam-se na conexão em série ou em paralelo do par fonte-chave (arranjo formado por uma fonte de tensão mais chave semicondutora ligadas em série).

Na estrutura CPCT, os pares fonte-chave são conectados em paralelo (o que não implica em uma conexão paralela propriamente dita das fontes de energia). A associação paralela formada é conectada à entrada de um conversor simples, o que origina o CME. Na CPCT, a energia é transferida individualmente em cada ciclo de chaveamento. Isso significa que as chaves não podem ser fechadas ao mesmo tempo, pois as fontes de energia geram níveis de tensão diferentes e, portanto, não podem ser conectadas em paralelo. Um exemplo de CME com estrutura CPCT consta em Rodríguez e Imes (1996), cujo sistema é descrito na seção 2.2.1.

Na CSST, os pares fonte-chave são conectados em série (o que não resulta em uma conexão em série propriamente dita das fontes de energia). A associação série é adequadamente acoplada à entrada de um conversor simples, o que resulta no CME. Na CSST, a energia pode ser transferida simultaneamente em um ciclo de chaveamento. Isso significa que as chaves podem ser fechadas ao mesmo tempo. Ou seja, em determinado intervalo do ciclo de chaveamento, as fontes de energia são conectadas em série. Um exemplo de CME com estrutura CSST consta em Rani *et al.* (2019), cujo sistema é descrito na seção 2.3.5. Tanto na CPCT como na CSST, os componentes do filtro de saída do conversor de uma entrada são compartilhados, o que resulta na simplificação do circuito de potência do CME (QIU; JIANG; CHEN, 2016). Muitos CME basearam-se nessas duas estruturas.

Métodos de síntese de CME também foram formulados. Um exemplo é o apresentado em Li *et al.* (2010), que baseia-se no conceito de células pulsantes e células filtro. As células pulsantes podem ser de dois tipos: célula fonte de tensão pulsante (CFTP) e célula fonte de corrente pulsante (CFCP). A CFTP (CFCP) é formada por uma fonte de tensão (corrente) e uma rede chaveada (chaves semicondutoras e diodos arrançados ou não com elementos armazenadores de energia). As células filtro de saída (CFS) podem ser filtros LC ou C. As CFTP/CFCP podem ser associadas e combinadas com as CFS para gerar diversas topologias de circuitos de CME. Para isso, a regra básica consiste em conectar duas ou mais CFTP (CFCP) em série (paralelo), cuja associação é apropriadamente conectada a uma CFS tipo LC (C). O circuito resultante da junção das células pulsantes com a do filtro origina o CME.

Um exemplo de CME concebido através deste método de síntese consta em Rani *et al.* (2019), cujo sistema é descrito na seção 2.3.5.

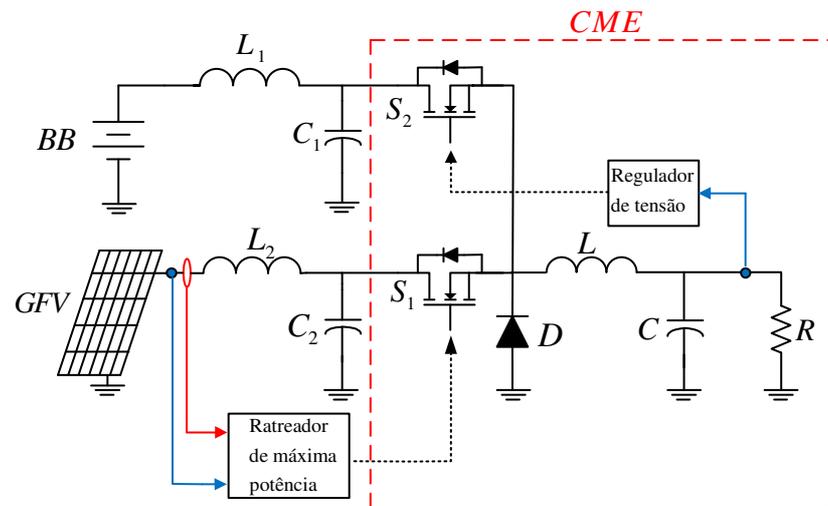
Há diversos tipos de CME, tais como isolados, não-isolados, unidirecionais, bidirecionais. Este capítulo apresenta alguns sistemas onde foram empregados CME não-isolados, e descreve os CME utilizados, os quais serviram de base para a elaboração do SHFEB proposto nesta tese. O capítulo também apresenta dois SHFEB recentemente citados na literatura.

2.2 – Emprego dos CME em sistemas híbridos isolados

2.2.1 – Controle e gerenciamento de energia em um veículo espacial

Uma das primeiras aplicações dos CME foi o gerenciamento de energia em espaçonaves. Em Rodríguez e Imes (1996) é apresentado um CME cujo objetivo era rastrear o PMP de um GFV, condicionar a energia de um BB e regular a tensão de saída. Os autores o denominaram de “conversor de três estados de duas entradas”, em referência aos três estados topológicos oriundos das duas chaves empregadas. O sistema de gerenciamento de energia é apresentado na figura 2.1, onde se destaca, por linhas segmentadas em vermelho, o circuito do CME.

Figura 2.1 – Sistema com CME para veículo espacial



Fonte: Adaptada de Rodrigues e Imes (1996)

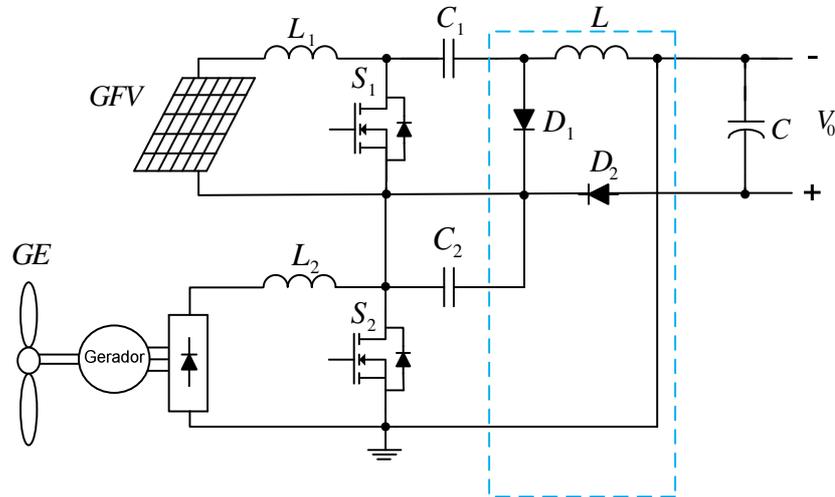
Neste CME pode-se observar o conceito de CPCT. O BB e o filtro L_1C_1 formam uma fonte de tensão em série com a chave S_2 . Da mesma forma, o GFV e o filtro L_2C_2 formam uma fonte de tensão em série com a chave S_1 . Os dois arranjos resultantes formam dois pares fonte-chave, os quais são conectados em paralelo e a associação resultante é acoplada à entrada de um conversor Buck, o que forma o CME. O circuito resultante permite conectar BB/GFV e transferir a energia individualmente em um ciclo de chaveamento.

Manobras de desconexão da fonte inoperante são possíveis. Caso, por exemplo, o GFV não gere energia, a chave S_1 é aberta, o GFV é desconectado e a chave S_2 é chaveada via sinal PWM. Dessa forma, o circuito é configurado para um Buck de uma entrada e o controle atua sobre a regulação da tensão de saída. Se o GFV gerar energia, S_1 e S_2 são chaveadas, o controle atua para rastrear o PMP e regular a tensão de saída ao mesmo tempo. Muitos CME propostos posteriormente têm estrutura e funcionamento similar.

2.2.2 – Sistema híbrido fotovoltaico-eólico (SHFE) isolado com CME Ćuk-SEPIC

Hui, Bakhshai, Jain (2010) propõem um SHFE com integração das fontes por meio de um CME concebido a partir da fusão dos conversores Ćuk e SEPIC (*Single-Ended Primary Inductance Converter*). A união dos dois conversores é obtida por reconfiguração dos diodos de cada conversor, e através do compartilhamento do indutor de saída do estágio SEPIC. A figura 2.2 exhibe o sistema proposto, onde se destaca a malha comum aos circuitos unificados.

Figura 2.2 – SHFE com conversor Ćuk-SEPIC



Fonte: Adaptada de Hui, Bakhshai, Jain (2010)

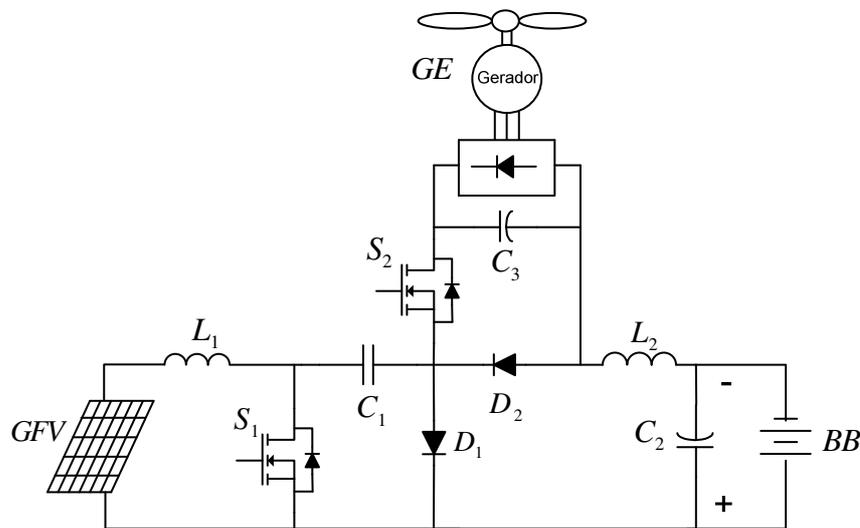
Observa-se que o indutor L é compartilhado e o diodo D_2 (oriundo do estágio SEPIC) foi adequadamente posicionado para possibilitar o compartilhamento. No conversor proposto, se o GFV (GE) está inoperante, o circuito é revertido para o de um SEPIC (Ćuk).

Este CME permite a operação e a busca simultânea ou individual dos PMP, pode tanto elevar como rebaixar a tensão de saída (tanto na operação conjunta como na individual). Devido aos indutores L_1 e L_2 nas entradas (inerentes aos conversores Ćuk e SEPIC), dispensa a inclusão de filtros adicionais, caso seja indispensável a filtragem de corrente. A tensão de saída é negativa, o que alguns autores consideram como uma desvantagem (CHEN; LIU; LIN, 2006), (ONAR; SHIRAZI; KHALIGH, 2010).

2.2.3 – Sistema híbrido fotovoltaico-eólico isolado com CME Ćuk-Buck

Rajini e Amutha (2017) implementam o SHFE real esquematizado na figura 2.3.

Figura 2.3 – SHFE com conversor Ćuk-Buck



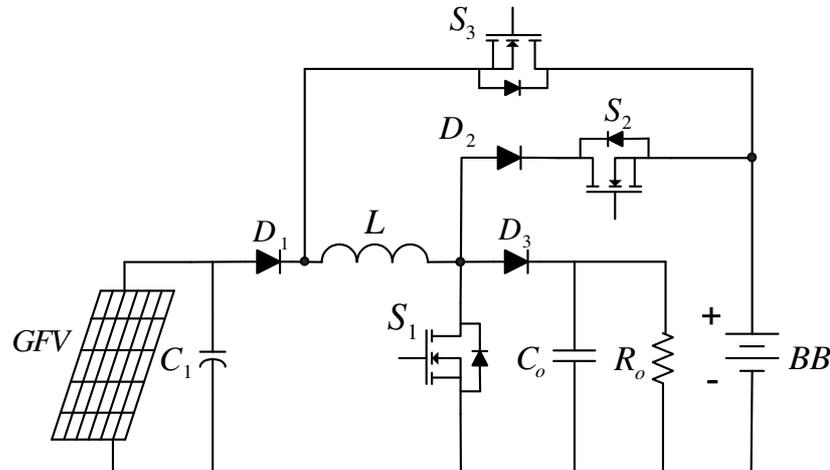
Fonte: Adaptada de Rajini e Amutha (2017)

Neste sistema, a conexão e o processamento da energia do GFV e GE são feitos através de um CME elaborado a partir da união dos conversores Ćuk e Buck, cuja saída vai para um BB em 48 V. O CME permite a operação simultânea e individual das fontes de energia. Quando somente o GFV (GE) gera energia, S_2 (S_1) é aberta, o circuito do CME é reconfigurado para o de um Ćuk (Buck) de uma entrada enquanto S_1 (S_2) é chaveada conforme controle. Se GFV e GE geram energia, S_1 e S_2 são chaveadas de acordo com as estratégias de controle. O controle do conversor atua sobre a corrente dos geradores de modo a satisfazer a demanda de carga, decide quando alimentar a carga diretamente ou usar a energia armazenada e monitora o estado de carga do BB. Convém observar que a polaridade da tensão de saída deste CME é invertida.

2.2.4 – Sistema isolado com CME Boost de indutor único

Um sistema de gerenciamento dinâmico de energia para geração fotovoltaica que alimenta cargas isoladas é apresentado em I *et al.* (2018). O sistema emprega um CME tipo boost, baseado em um único indutor, que pode funcionar com duas entradas ou duas saídas. A figura 2.4 apresenta o sistema proposto.

Figura 2.4 – Sistema isolado com CME Boost de indutor único



Fonte: Adaptada de I *et al.* (2018)

Observa-se que, através da abertura das chaves S_2 e S_3 , o circuito do CME é reconfigurado para o de um conversor Boost de uma entrada. O diodo D_1 evita o fluxo de corrente em direção ao GFV. A chave S_2 e o diodo D_2 configuram o CME de modo a alimentar o BB com o excedente de energia do GFV. A chave S_3 configura a bateria como entrada para alimentar a carga. Dessa forma, o CME tem dois modos de operação: Boost de duas saídas (BDS), em que a potência do GFV excede a demanda da carga; Boost de duas entradas (BDE), quando a energia é deficitária. No modo BDS, o GFV pode tanto alimentar a carga como carregar o BB. No modo BDE, o GFV e o BB atuam com fontes de entrada e ambos alimentam a carga.

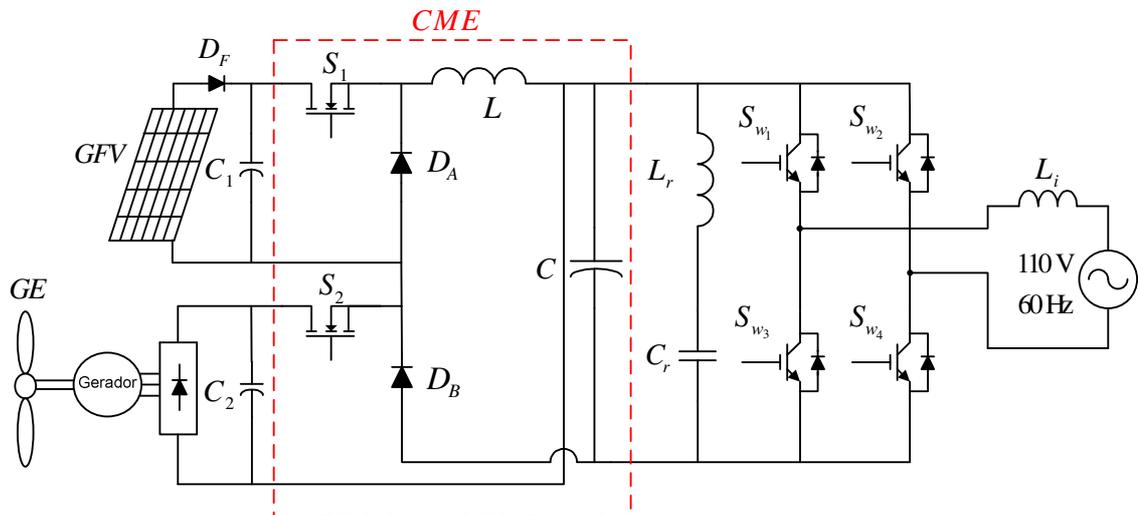
Através do sistema de controle do CME gerencia-se o fluxo de energia entre GFV, BB e a carga bem como controla-se a tensão na carga e rastreia-se o PMP. A utilização de um único indutor incorre em redução de custo, complexidade e resulta em melhor eficiência.

2.3 – Emprego de CME em sistemas híbridos conectados à rede elétrica

2.3.1 – Sistema híbrido conectado à rede elétrica com CME Buck/Buck-Boost

A figura 2.5 apresenta um sistema híbrido conectado à rede elétrica (SHCRE) composto por GFV e GE. No sistema proposto, o GFV e o GE são conectados através de um CME (destacado por linhas segmentadas em vermelho) cuja saída vai para um filtro LC seguido por um inversor *full-bridge* (CHEN; CHENG; WU, 2006).

Figura 2.5 – SHCRE com CME Buck/Buck-Boost



Fonte: Adaptada de Chen, Cheng, Wu (2006)

O CME é obtido por meio da junção dos conversores Buck e Buck-Boost. Se somente o GFV (GE) gerar energia, a chave S_2 (S_1) é aberta e o circuito do CME é reconfigurado para o de um Buck (Buck-Boost) de uma entrada, enquanto S_1 (S_2) é chaveada conforme o controle empregado. Se GFV e GE gerarem energia, S_1 e S_2 são chaveadas de acordo com a estratégia de controle adotada. No sistema proposto, o controle do CME atua na busca do PMP com consequente transferência de energia do GFV/GE para o barramento c.c.-c.c.. A transferência de energia ocorre através de um único indutor L e a tensão de saída do CME é positiva.

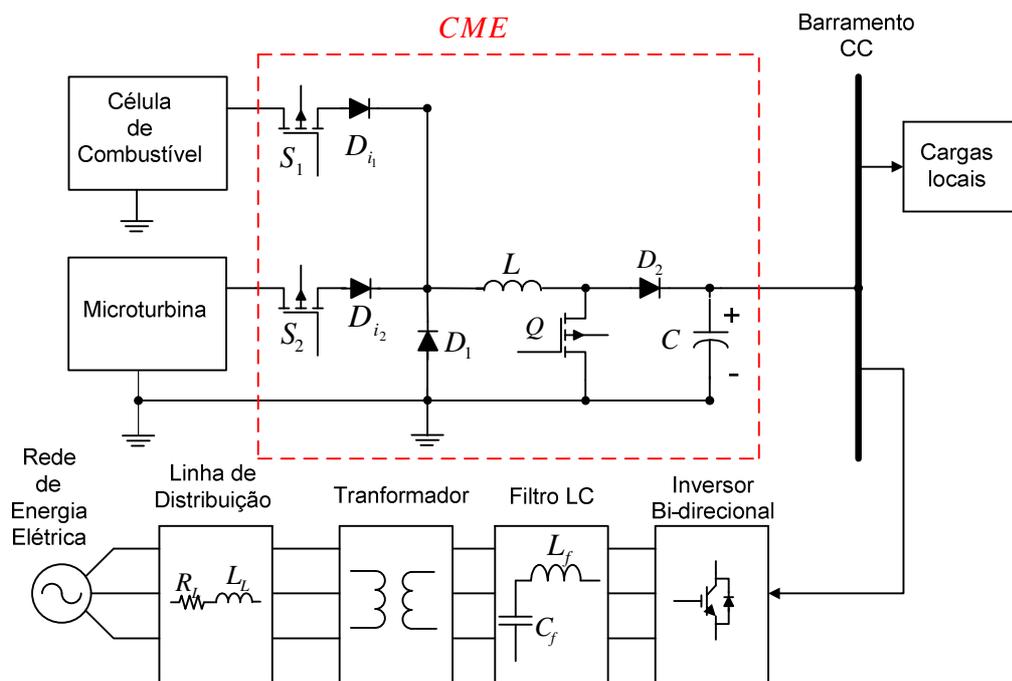
O inversor *full-bridge* injeta uma corrente quase senoidal na rede elétrica para manter balanceado o fluxo entrada-saída de potência. Uma vez que a potência de entrada, que corresponde às potências do GFV e do GE, é muito variável devido a intermitência dessas fontes de energia, uma grande flutuação de tensão ocorrerá no barramento c.c.-c.c.. O aumento da amplitude da corrente injetada pelo inversor causa uma diminuição da tensão do barramento c.c.-c.c. e vice-versa. Portanto, a amplitude da corrente injetada na rede elétrica é alterada de modo a regular a tensão.

Os autores propõem uma estratégia melhorada para a regulação da tensão. A estratégia proposta reduz significativamente as variações de tensão e, conseqüentemente, o tamanho e o custo do banco de capacitores do filtro C que compõe o barramento c.c.-c.c.. Também, as alterações na amplitude da corrente senoidal injetada serão moderadas, o que resultará em melhora na qualidade da energia fornecida ao usuário da rede elétrica.

2.3.2 – Sistema híbrido conectado à rede elétrica com CME Buck-Boost

Sistemas convencionais ininterruptos de fornecimento de energia para estações de telecomunicações são compostos, basicamente, pela rede de energia, um BB e um gerador diesel comandado por uma chave de transferência (que, quando da interrupção de energia da rede, transfere a alimentação do sistema ao gerador diesel). Devido ao elevado custo do BB e gerador diesel, somados à emissão de poluentes deste, Onar, Shirazi, Khaligh (2010) propõem um SHCRE composto por microturbina a gás natural e célula a combustível, as quais são conectadas por um CME tipo buck-boost. O SHCRE proposto e o CME são ilustrados na figura 2.6.

Figura 2.6 – SHCRE com CME Buck-Boost



Fonte: Adaptada de Onar, Shirazi, Khaligh (2010)

O CME (destacado por linhas segmentadas em vermelho) foi originalmente elaborado por Dobbs e Chapman (2003), e baseava-se no circuito Buck-Boost clássico de uma entrada. Cada entrada era interfaceada através de sua respectiva “chave de bloqueio bidirecional em condução direta” (um par fonte-chave com um diodo em série acrescentado) conectadas no mesmo ponto de entrada do CME. Essa topologia tinha a vantagem de utilizar poucos componentes, mas apresentava o inconveniente de a tensão de saída ser negativa.

Posteriormente, em Kaligh, Cao, Lee (2009), o circuito foi alterado para produzir tensão de saída positiva, operação bidirecional e proporcionar a seleção das funções buck, boost e buck-boost. Em ambas as topologias as entradas compartilham o mesmo indutor L .

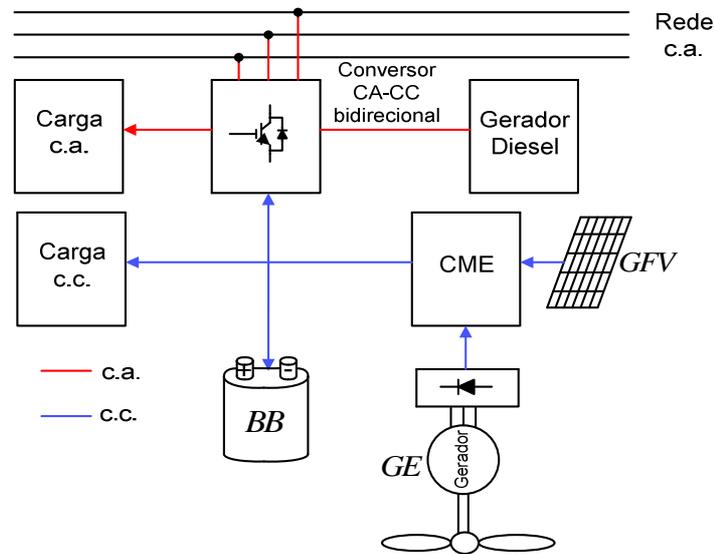
O CME destacado na figura 2.6 está configurado para a função buck-boost. Os diodos D_{i1} e D_{i2} em série com as chaves S_1 , S_2 evitam que a corrente flua em direção às fontes. Na ação de chaveamento, o par D_1/D_2 ou $S_1/S_2/Q$ conduzirão. A ação da chave Q juntamente com a do diodo D_1 produzem a tensão de saída positiva. A operação simultânea ou individual com as fontes de energia é possível. No SHCRE proposto, o controle do CME é sintetizado para que a energia da microturbina seja utilizada para controlar a tensão do barramento c.c., e a célula de combustível tenha sua injeção de potência regulada mediante uma malha de controle de corrente.

Segundo os autores, a célula de combustível e a microturbina a gás natural tem melhor eficiência, baixa emissão de poluentes além de baixos custos operacionais e de manutenção, quando comparadas aos geradores a diesel. No sistema proposto são utilizadas não só para *backup* durante a interrupção do fornecimento da rede, mas também na operação normal, o que elimina o gerador diesel, a chave de transferência e o BB.

2.3.3 – Sistema híbrido conectado à rede elétrica com CME Ćuk-Buck modificado

Com o objetivo de reduzir o consumo de combustível em sistemas convencionais de energia das estações de telecomunicações nas regiões remotas da Índia, e onde a rede não está continuamente disponível, Mangu, Kumar, Fernandes (2011) propuseram um SHCRE cuja arquitetura é esquematizada de forma simplificada na figura 2.7.

Figura 2.7 – SHCRE com CME Ćuk-Buck modificado

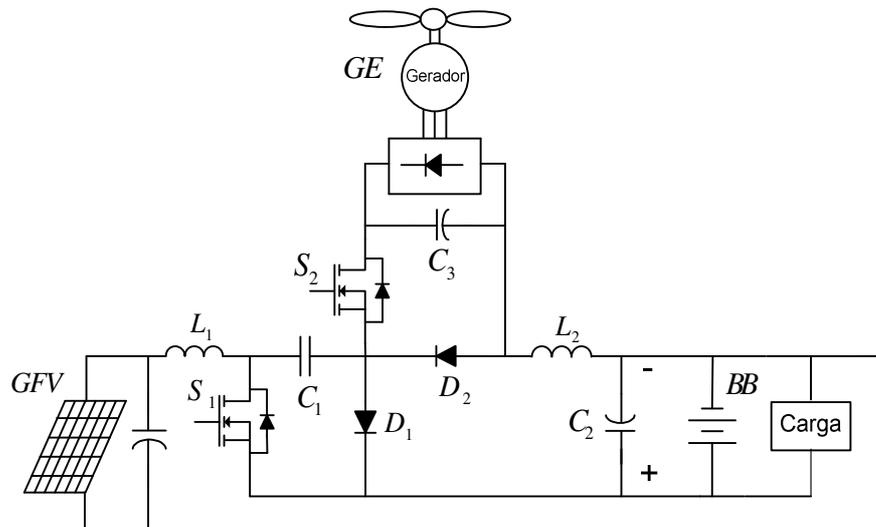


Fonte: Adaptada de Mangu, Kumar, Fernandes (2011)

Nas estações convencionais, sempre que a rede não está disponível, os geradores a diesel são ativados. No sistema proposto, parte da energia é oriunda das fontes renováveis, o que reduz o consumo de combustível. Esta energia é disponibilizada em tensão e corrente c.c. ou c.a., conforme o equipamento a alimentar.

O sistema proposto consiste de um GFV, um GE, um gerador a diesel, um conversor c.a.-c.c. em cascata com um conversor c.c.-c.c. (ambos bidirecionais) para interação com a rede, um BB e um CME (que conecta GFV/GE e processa a energia de ambos). O conversor c.a.-c.c. permite que a bateria tanto absorva como forneça energia. O CME utilizado inicialmente foi o mesmo Ćuk-Buck descrito na seção 2.2.3. Posteriormente os autores elaboraram e utilizaram uma topologia modificada deste CME, conforme figura 2.8 (MANGU; KUMAR; FERNANDES, 2012).

Figura 2.8 – CME Ćuk-Buck modificado



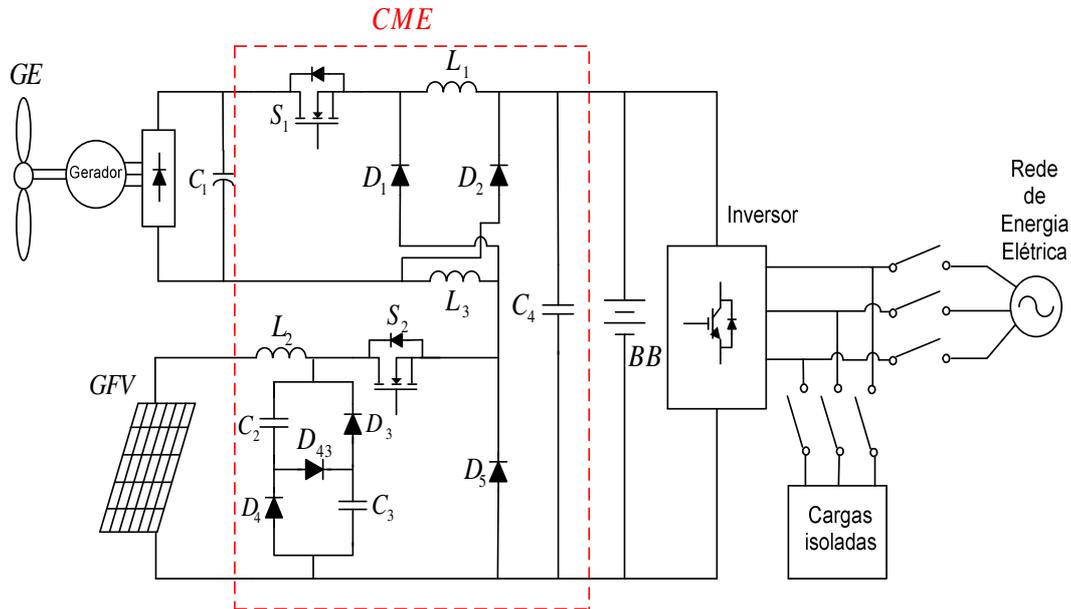
Fonte: Adaptada de Mangu, Kumar, Fernandes, 2012

No circuito proposto, foi empregada a técnica de transferência paralela de energia (TPE). Esta técnica possibilita utilizar dois caminhos para a transferência de energia: diretamente (sem passar pelo conversor) ou através do (passando pelo) conversor. No conversor Ćuk-Buck original, em nenhum dos estados das chaves o GFV transfere energia diretamente, ao passo que, no modificado, a transferência direta ocorre em todos eles. Isso implica em uma melhora na eficiência, segundo os autores, de 93,39% para 96,72%. Não somente isso: há também redução no tamanho dos elementos armazenadores de energia, o que reflete na diminuição do custo do conversor e o torna mais compacto.

2.3.4 – CME Buck híbrido LC para integração das fontes fotovoltaica e eólica com conexão ou não à rede

Muntean, Gavris, Cornea (2012) apresentam um SHFE onde as fontes são conectadas por meio de um CME Buck híbrido LC de duas entradas, conforme ilustrado na figura 2.9. O CME é descrito em Gavris, Cornea, Muntean (2012).

Figura 2.9 – SHCRE com CME Buck Híbrido LC



Fonte: Adaptada de Muntean, Gavris, Cornea (2012)

No SHCRE proposto, o CME é formado pela união de conversores híbridos de uma entrada. Conversores híbridos são concebidos através da combinação de conversores clássicos de uma entrada e estruturas de chaveamento formadas por dois capacitores mais dois/três diodos, ou dois indutores mais dois/três diodos. Tais estruturas podem tanto elevar como rebaixar a tensão de entrada e, uma vez interligadas aos conversores clássicos, possibilitam ganhos de elevação/rebaixamento superiores àqueles obtidos somente com os conversores clássicos, além de proporcionar baixo armazenamento de energia no campo magnético dos indutores, o que incorre em redução de custo, tamanho e perdas de condução (AXELROD; BERKOVICH; IOINOVICI, 2008).

A topologia do CME foi concebida a partir da junção de um conversor Buck híbrido do tipo L e outro Buck híbrido do tipo C. O conversor híbrido L é obtido por meio da inserção ao conversor Buck comum de uma estrutura de chaveamento contendo dois diodos e dois indutores. De forma similar, o híbrido C é conseguido inserindo-se a estrutura formada por dois capacitores e três diodos ao Buck clássico. Analogamente aos CME apresentados nas seções anteriores, este permite drenar energia de ambas ou somente uma das fontes.

O sistema apresentado na figura 2.9 pode funcionar isolado ou conectado à rede e alimenta cargas c.a. por meio de um inversor. A principal fonte de energia é a eólica. O GFV entra em operação quando a energia do GE não for suficiente para satisfazer a demanda da

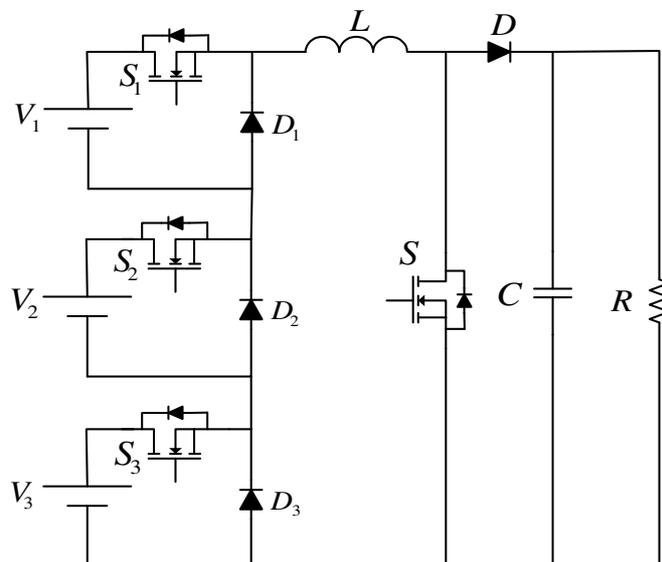
carga no funcionamento isolado do sistema. O BB é conectado diretamente à saída do conversor e é usado tanto para armazenar energia quanto para garantir sua continuidade de fornecimento.

O sistema de controle é elaborado considerando-se, além das condições de sol e vento, a função do BB (se de armazenagem ou fornecimento de energia) e se o sistema está isolado ou conectado à rede. Além disso, o conversor possibilita a operação das fontes de energia em seus respectivos PMP.

2.3.5 – CME de três entradas para integração de três fontes renováveis e conexão à rede elétrica c.c.

A fim de conectar três fontes de energia renovável de baixa tensão a uma rede c.c. de alta tensão, Rani *et al.* (2019) propõe um CME de três entradas não-isolado tipo boost apresentado na figura 2.10.

Figura 2.10 – CME de três entradas



Fonte: Rani *et al.* (2019)

O circuito deste CME é relativamente simples e ilustra o método de síntese de CME proposto por Li *et al.* (2010), mencionado na introdução deste capítulo. O arranjo fonte de tensão/chave/diodo (V_1 , S_1 , D_1 , por exemplo) forma CFTPs, as quais são associadas em série. A associação resultante é conectada a uma CFS tipo LC, o que resulta no CME. O modo

boost permite a utilização de fontes de energia em baixa tensão, pois proporciona a elevação e adequação ao nível de tensão da rede c.c..

O CME é composto por quatro chaves e quatro diodos e utiliza um único indutor. Quando as chaves S_1 e/ou S_2 e/ou S_3 forem fechadas, a chave S será fechada, os diodos correspondentes D_1 e/ou D_2 e/ou D_3 e o diodo D serão reversamente polarizados. Nessa situação, o indutor é carregado pelas fontes V_1 e/ou V_2 e/ou V_3 . Se as chaves são simultaneamente abertas, todos os diodos são diretamente polarizados e a energia armazenada no indutor é transferida para a carga. A operação individual ou simultânea com as fontes V_1 , V_2 , V_3 é possível. Observa-se que, na operação com somente uma das fontes, o circuito funciona como um Boost de uma entrada.

O principal objetivo do CME neste sistema é a alocação da quantidade de energia que cada fonte precisa fornecer para atender à demanda da carga. Segundo os autores, quando mais que duas fontes de energia são utilizadas, a alocação de energia para cada fonte se torna um problema não-linear, e propõe uma solução usando um controlador *Fuzzy* supervisor.

Os autores chamam a atenção para um dos problemas a resolver no projeto de controladores para as possíveis malhas de controle do CME, qual seja, o acoplamento entre malhas, que surge quando o conversor opera em diferentes modos de operação. As malhas precisam ser desacopladas no projeto do controlador.

2.4 – Aplicação de CME em veículos híbridos

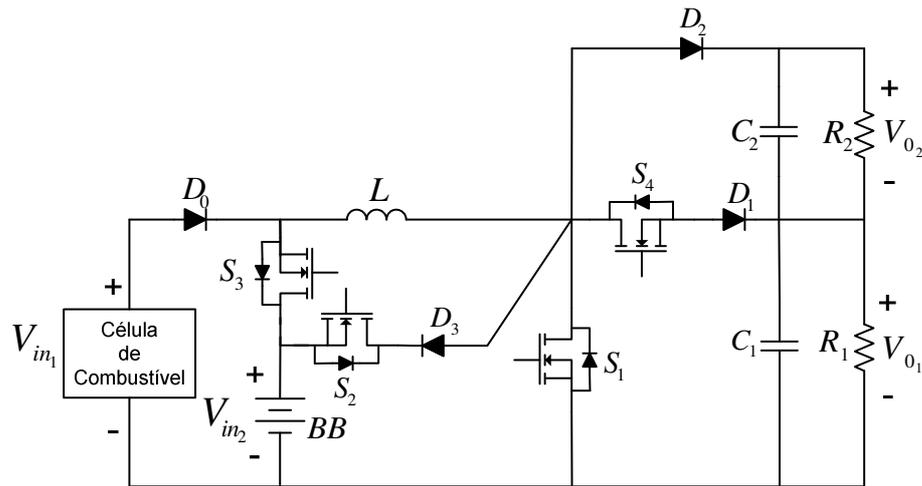
2.4.1 – CME de três entradas para integração de banco de baterias, ultracapacitores e gerador elétrico empregados em veículos híbridos elétricos

Em veículos híbridos elétricos (VHE) costuma-se empregar como fonte de energia célula a combustível ou geradores elétricos acionados por um motor de combustão interna. No entanto, essas fontes têm um tempo de resposta transitória grande, e isso provoca uma lenta transferência de energia no transitório de aceleração do veículo, por exemplo. Para obter respostas mais rápidas, célula de combustível/gerador elétrico são combinados com BB e ultra-capacitores.

A combinação das fontes de energia com os elementos de armazenamento citados era realizada através da tradicional configuração de um conversor c.c.-c.c. para cada fonte, geralmente bidirecional, com saída conectada em paralelo a um *link* c.c.. Um exemplo é a configuração empregada no VHE proposto em Napoli *et al.* (2002). Posteriormente, diversos CME para aplicação em VHE foram propostos.

Nahavandi *et al.* (2015) propõem um CME que utiliza um único indutor, opera na função boost e pode ter múltiplas entradas e saídas, mas os autores analisaram e implementaram somente a versão com duas entradas e saídas, a qual é mostrada na figura 2.11. As entradas correspondem a uma célula de combustível e um BB.

Figura 2.11 – CME para veículos híbridos elétricos



Fonte: Adaptada de Nahavandi *et al.* (2015)

As quatro chaves, S_1 , S_2 , S_3 e S_4 , controlam o fluxo de energia e as tensões de saída, as quais podem ter níveis iguais ou diferentes. A fonte V_{in1} pode fornecer energia à fonte V_{in2} , mas não o contrário. Assim, fontes de energia que não podem ser carregadas são acopladas em V_{in1} . As fontes armazenadoras de energia (BB e ultra-capacitores) são acopladas em V_{in2} .

Dependendo do estado de utilização do BB, dois modos de operação são definidos para o CME. Em cada modo, três das quatro chaves são chaveadas, enquanto uma delas está aberta. Quando a demanda da carga é alta, ambas as fontes de entrada fornecem energia às cargas R_1 e R_2 , nessa condição, S_2 é aberta e S_1 , S_3 e S_4 são chaveadas conforme controle. Quando a demanda de carga é baixa, o CME transfere a energia da célula de combustível tanto para alimentar a carga como também carregar o BB. Nesse modo de operação, a chave S_3 é aberta enquanto S_1 , S_2 e S_4 são chaveadas conforme controle.

A característica principal deste CME é suas múltiplas saídas, as quais auxiliam na redução do chamado “*ripple* de torque”, ondulações de torque que tem relação direta com as componentes harmônicas de tensão nos motores de corrente alternada. Uma maneira de reduzir as componentes harmônicas de tensão é usar inversores multiníveis. Para gerar tensão

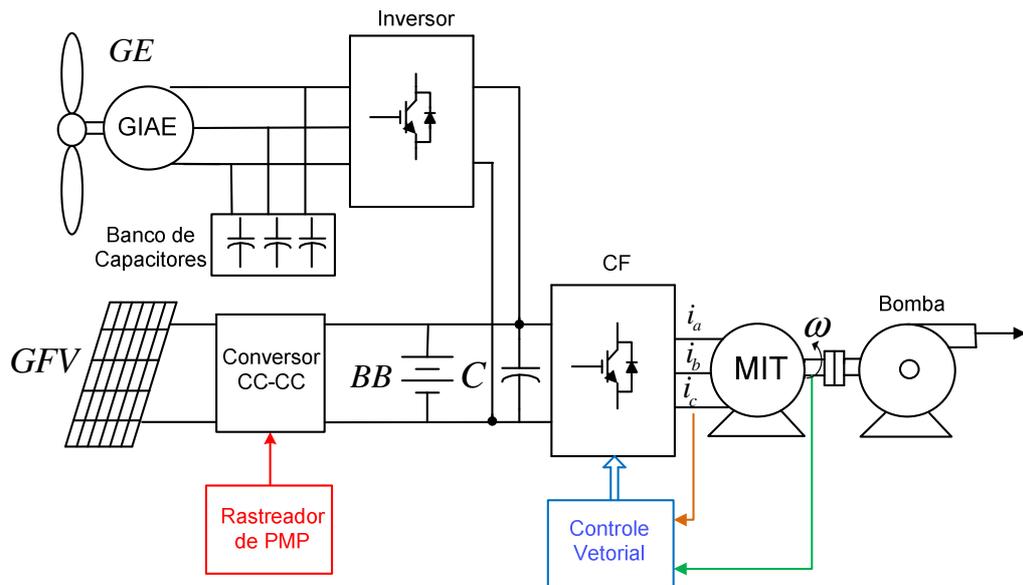
multinível para esses inversores, são necessários diferentes níveis de tensão c.c., os quais podem ser gerados na saída deste CME.

2.5 – Dois recentes sistemas híbridos fotovoltaico-eólico para bombeamento de água

2.5.1 – Sistema híbrido fotovoltaico-eólico com controle vetorial de tensão para bombeamento de água

Esta seção apresenta um SHFEB onde GFV/GE são conectados em paralelo através de um BB que forma um *link* c.c.. À saída do *link* é conectado um conversor de frequência (CF), que aciona o conjunto moto-bomba. A figura 2.12 apresenta o sistema proposto e modelado no trabalho de Kumar, Kochhar, Upamanyu (2015).

Figura 2.12 – SHFEB com controle vetorial de tensão



Fonte: Adaptada de Kumar, Kochhar, Upamanyu (2015)

Nesse sistema, o gerador elétrico do GE é do tipo de indução auto-excitado (GIAE), necessitando, portanto, de energia reativa, a qual é fornecida por um banco de capacitores. O GIAE é conectado ao banco de capacitores a fim de injetar energia reativa para desenvolver a tensão nominal. À saída do GE é interligado um inversor fonte de tensão, que é controlado no modo de controle de corrente para fornecer a energia necessária enquanto auxilia na manutenção da tensão do *link* c.c..

A saída do GFV vai a um conversor c.c.-c.c. para operação no PMP.

O BB é antecedido por um conversor c.c.-c.c. o qual mantém a tensão do *link* durante os transitórios de energia devido à intermitência das fontes.

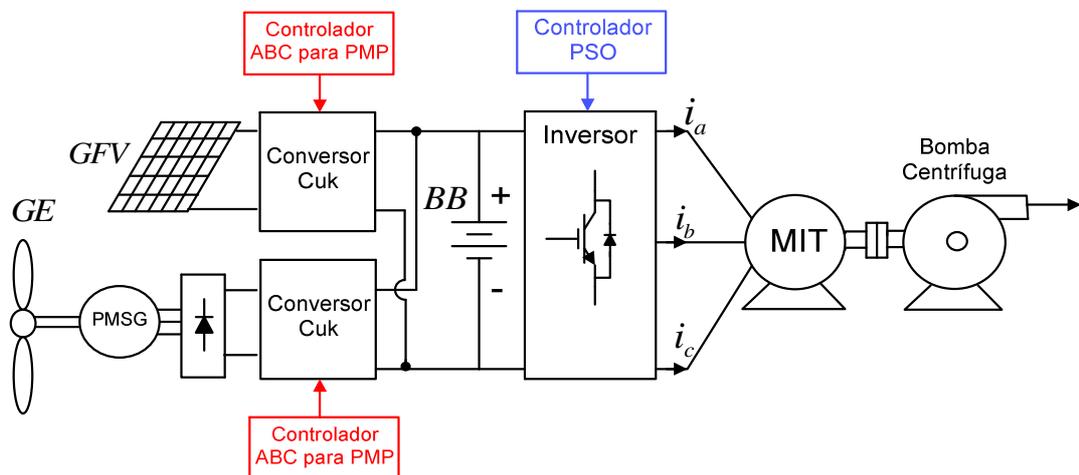
O conjunto moto-bomba é acionado e controlado por um CF, no qual é empregado controle vetorial de velocidade. O torque de carga é calculado de acordo com a energia disponível no GFV e/ou no GE de modo que, após os transitórios provocados pela intermitência e atingida uma condição de regime permanente, nenhuma corrente seja mais drenada do BB.

O controle por balanço de energia é utilizado para operar esses três subsistemas (fotovoltaico, eólico e BB) em sincronismo e manter fixa a tensão do *link* c.c. .

2.5.2 – Um sistema híbrido fotovoltaico-eólico melhorado para aplicações de bombeamento de água

Em Priyadarshi *et al.* (2019) é proposto um SHFEB aprimorado para bombeamento de água, o qual foi modelado e implementado na prática. Um diagrama simplificado do sistema está na figura 2.13.

Figura 2.13 – SHFEB proposto por Priyadarshi *et al.* (2019)



Fonte: Adaptada de Priyadarshi *et al.* (2019)

O sistema é composto por GFV, GE, dois conversores $\hat{C}uk$, BB, inversor e bomba centrífuga acionada por motor de indução trifásico (MIT) como componentes principais. Para busca do PMP do GFV/GE, é utilizada a técnica Colônia Artificial de Abelhas (*Artificial Bee Colony* - ABC). O método Otimização de Enxame de Partículas (*Particle Swarm*

Optimization - PSO) foi empregado na transferência controlada de energia ativa e reativa, através do inversor à bomba acionada pelo MIT. O controlador ABC proposto apresenta alta eficiência e oscilação insignificante em torno do PMP do GFV. No GE, o algoritmo de busca do PMP funciona bem em condições operacionais de velocidade variável do vento.

A conexão do GFV/GE é feita do modo tradicional, com dois conversores Ćuk de uma entrada cuja saída é conectada em paralelo ao BB.

2.6 – Comentários

Este capítulo apresentou alguns sistemas híbridos de energia nos quais foram utilizados CME. Este dispositivo proporciona a conexão de diferentes fontes de energia, manobras seguras de desconexão da fonte inoperante e, portanto, a operação conjunta ou individual. Também propicia diferentes estratégias de controle, uma das quais a busca pelo PMP. Além disso, dependendo da topologia, podem ser bidirecionais, permitindo controlar o fluxo de energia de uma fonte para outra. Os CME apresentados serviram de base para a elaboração do SFEBA proposto nesta tese e, dentre eles, foi selecionado um para ser utilizado no SFEBA.

Todos os conversores utilizados nos sistemas híbridos isolados e conectados à rede elétrica descritos cumprem a função de conexão das fontes, processamento e transferência de energia. Mas, do ponto de vista de compactação do circuito de potência, menor complexidade na geração dos sinais PWM e quanto à elevação ou rebaixamento da tensão de saída, alguns apresentam possíveis desvantagens, as quais são descritas a seguir.

O CME descrito na seção 2.2.1 utilizado em veículo espacial funciona somente na função Buck, portanto não propicia elevações da tensão de saída, o que talvez restrinja sua utilização. Além disso, as chaves não podem ser fechadas ao mesmo tempo, o que pode dificultar a síntese dos sinais PWM que atuam nas chaves semicondutoras de potência.

Os CME abordados nas seções 2.2.2, 2.2.3 e 2.3.3, apresentam mais de um indutor em seu circuito, além de tensão de saída negativa. A depender da aplicação, o indutor pode ser grande e pesado, portanto, pode ocupar bastante espaço na placa do conversor, além de esse elemento ser dispendioso.

Os CME expostos nas seções 2.2.4, 2.3.2, 2.3.5 e 2.4.1, precisariam de mais de duas chaves para operar, o que requereria mais circuitos de *drive* e sinais PWM.

Finalmente, as estruturas circuitais adicionais de chaveamento anexadas ao CME Buck Híbrido LC descrito na seção 2.3.4 tornam seu circuito mais complexo.

Dentre os CME pesquisados o Buck/Buck-Boost descrito na seção 2.3.1 (referenciado como CDE) foi selecionado para utilização no SFEBA proposto nesta tese devido às seguintes vantagens: seu circuito é simples e utiliza somente duas chaves de potência; os sinais PWM podem ser sincronizados tanto pela borda de subida como pela borda de descida, pois é facultativo um tempo morto (as chaves podem ser fechadas ao mesmo tempo sem causar danos ao circuito); utiliza um único indutor para transferência de energia; agrega as funções buck e buck-boost, portanto, proporciona elevação e rebaixamento da tensão de saída; a tensão de saída é positiva; propicia busca simultânea ou individual dos respectivos PMP e, opcionalmente, pode-se anexar a seu circuito uma célula de chaveamento suave (composta por pequenos indutores, capacitores e diodos) a fim de reduzir as perdas nas chaves semicondutoras, o que melhora sua eficiência (TSENG e CHEN, 1998).

A seleção do CDE dentre os CME aqui citados se deu com base na topologia de seu circuito e não em outras características como complexidade das equações que descrevem relações de tensões/correntes com os ciclos de trabalho em regime permanente, complexidade dos modelos médios em espaço de estados e do modelo de pequeno sinal (MIDDLEBROOK e ČUK, 1976) e etc. Para se fazer uma escolha com base em mais critérios seria necessário um estudo mais aprofundado de cada CME, o que demandaria mais tempo.

Topologias de circuitos similares as do CDE, que executam as funções buck/buck, boost/boost e outras podem ser elaboradas (GUMMI, 2008). Conforme abordado na introdução deste capítulo, Li *et al.* (2010) apresentam um método para a síntese de conversores de múltiplas entradas.

O capítulo também apresentou dois recentes sistemas de bombeamento híbrido fotovoltaico-eólico com configurações distintas. Em nenhum dos dois um CME foi empregado e, conforme citado no Capítulo 1, o artigo recente de revisão destes sistemas, (POOMPAVAI e KOWSALYA, 2019), mostra que ainda não há menção na literatura de um sistema de bombeamento híbrido em que se tenha utilizado um CME. Os dois sistemas apresentados são atrativos, mas suas configurações requerem componentes duplicados, como dois conversores Čuk, dois inversores (um dos quais, um CF) o que aumenta a complexidade.

O Capítulo seguinte descreve em detalhes o CDE, seu princípio de funcionamento, apresenta as equações que descrevem sua operação em regime permanente. Também é desenvolvido seu modelo médio em espaço de estados do qual é extraído o modelo de pequeno sinal, análogo matemático representativo da dinâmica das variáveis a controlar e necessário ao projeto do controlador.

Capítulo 3

Descrição e Modelagem do CDE para Operação Controlada das Fontes Fotovoltaica e Eólica

3.1– Introdução

Este capítulo descreve o CDE e seu princípio de funcionamento. Apresenta as equações que descrevem sua operação em regime permanente e as equações para o projeto do filtro LC de saída. É também desenvolvido seu modelo médio em espaço de estados (MMEE), que é utilizado na síntese do circuito equivalente de pequeno sinal a partir do qual é obtido o modelo de pequeno sinal do CDE.

As equações em regime permanente são obtidas a partir da análise de circuitos de conversores c.c.-c.c. que, basicamente, consiste em determinar os estados topológicos do circuito de um conversor (BARBI, 2015). Tais estados são configurações do circuito formadas durante os intervalos correspondentes à abertura ou fechamento das chaves semicondutoras de potência. Analisa-se, então, cada estado topológico e se obtém as equações das variáveis de interesse para o intervalo correspondente. Posteriormente, as formas de onda de cada uma das variáveis são esboçadas (ARRABAÇA e GIMENEZ, 2013) e, por fim, utilizadas na síntese das equações em regime permanente e nas que permitem calcular a indutância e a capacitância do filtro LC de saída.

O MMEE serve como base para a derivação de um modelo de circuito geral que descreva as propriedades de entrada-saída de um conversor c.c.-c.c.. A técnica para obtenção do MMEE foi proposta no trabalho de Middlebrook e Čuk (1976) e consiste, essencialmente, em substituir a descrição em espaço de estados de cada estado topológico por um único modelo em espaço de estados que represente, aproximadamente, o comportamento do circuito durante todo o período de chaveamento.

A partir da perturbação e linearização do MMEE, é obtido o circuito equivalente de pequeno sinal. Deste circuito, é extraída a matriz de transferência (MT) que relaciona as pequenas perturbações nas correntes drenadas das fontes conectadas ao CDE às pequenas perturbações nos ciclos de trabalho dos sinais PWM que acionam as chaves semicondutoras. A MT fornece informação sobre a dinâmica das correntes e sua representação em espaço de estados é utilizada para análises e síntese de controladores.

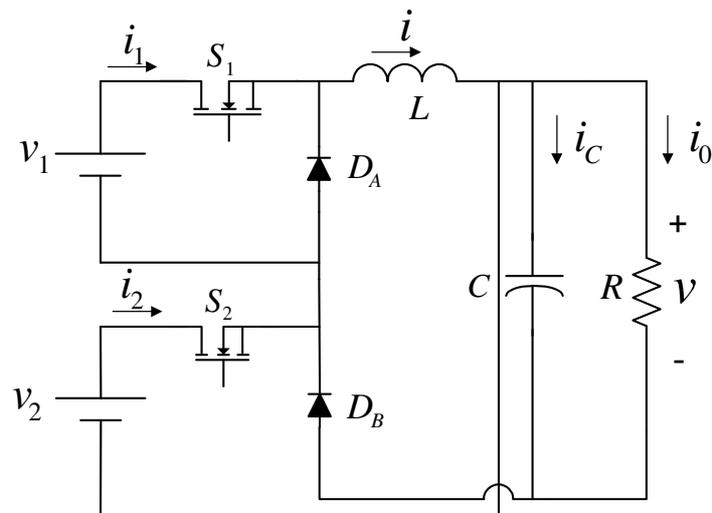
Considera-se que o CDE opera no modo de condução contínua, seu circuito é considerado ideal e sem perdas, e, portanto, os elementos nele presentes assim o são. Desta forma, são feitas todas as suposições para a idealidade.

Na modelagem do CDE, letras maiúsculas representam variáveis em regime permanente.

3.2 – Descrição geral

O CDE foi concebido no trabalho de Chen, Liu, Lin (2006). A figura 3.1 apresenta seu circuito de potência e destaca as principais variáveis.

Figura 3.1 – Circuito do CDE



Fonte: Adaptada de Chen, Liu, Lin (2006)

O circuito do CDE é composto por duas chaves semicondutoras (S_1 e S_2), dois diodos (D_A e D_B) e um filtro formado pelo indutor L e pelo Capacitor C (filtro LC). As fontes de tensão c.c. (v_1 e v_2) correspondem às tensões geradas pelas fontes de energia conectadas às entradas do CDE. Os valores das tensões v_1 e v_2 devem ser tais que $v_1 > v_2$, ou seja, v_1 será uma fonte de alta tensão em relação a v_2 . A carga é representada por um resistor R .

Os diodos D_A e D_B evitam que a corrente no indutor seja bruscamente interrompida. D_A é reversamente (diretamente) polarizado quando a chave S_1 é fechada (aberta). D_B comporta-se da mesma forma em relação ao estado da chave S_2 .

As correntes drenadas das fontes v_1 e v_2 são i_1 e i_2 , respectivamente. As correntes no indutor, capacitor e de saída são i , i_C e i_O , respectivamente. Conforme é mostrado em capítulos posteriores, mediante o controle das correntes i_1 e i_2 é possível operar GFV/GE próximo a seus PMP.

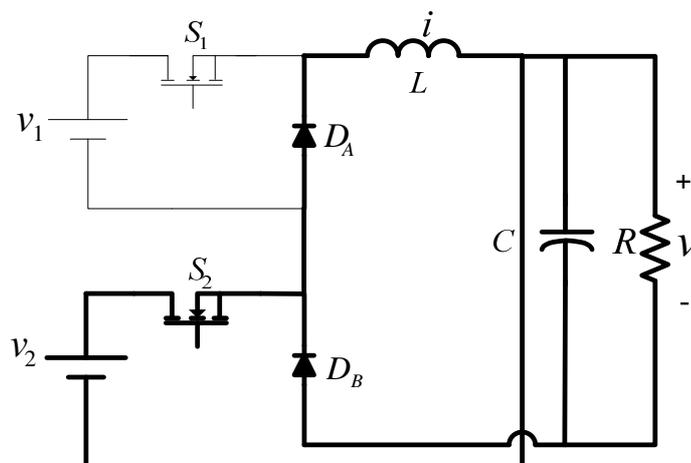
A tensão sobre a carga é v . Na função buck, a tensão v deve estar no intervalo de $[0, v_1]$ volts. Portanto, na operação conjunta $v < v_1$ para que não se viole o nível de tensão de saída permissível à função buck presente no CDE (YALAMANCHILI; FERDOWSI; CORZINE, 2006).

3.2.1 – Reconfiguração para um conversor de uma entrada

O CDE pode transferir energia de duas fontes conectadas a sua entrada simultaneamente ou individualmente, pois a fonte inoperante pode ser desconectada pelo controle do conversor mediante abertura (não-chaveamento) da chave correspondente. A ação de abertura reconfigura o circuito do CDE para o de um conversor de uma entrada, Buck ou Buck-Boost, que pode ainda transferir a energia da fonte que permaneceu gerando.

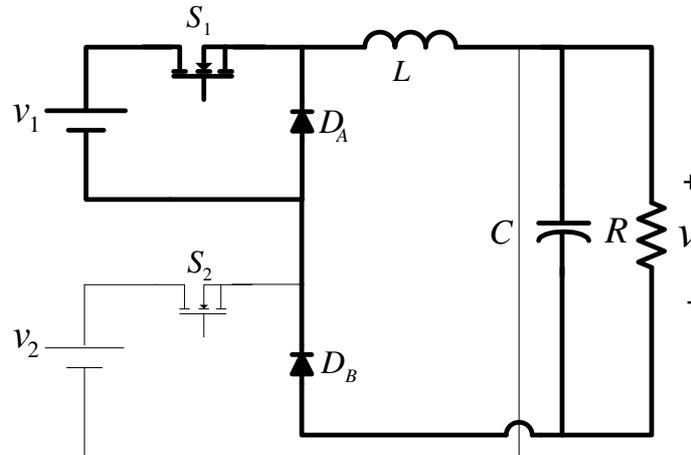
As figuras 3.2 e 3.3 destacam, em linhas mais escuras, o circuito do CDE quando uma das chaves é aberta e a outra é chaveada. As linhas menos escuras indicam a porção do circuito que foi desconectada.

Figura 3.2 – Circuito do CDE quando a chave S_1 é aberta e S_2 é chaveada



Fonte: Adaptada de Chen, Liu, Lin (2006)

Figura 3.3 – Circuito do CDE quando a chave S_2 é aberta e S_1 é chaveada



Fonte: Adaptada de Chen, Liu, Lin (2006)

No circuito da Figura 3.2, o diodo D_B é reversamente (diretamente) polarizado quando a chave S_2 é fechada (aberta). O diodo D_A está sempre em condução.

No circuito da Figura 3.3, o diodo D_A é reversamente (diretamente) polarizado quando a chave S_1 é fechada (aberta). O diodo D_B está sempre em condução.

Portanto, na Figura 3.2 (Figura 3.3) D_A (D_B) pode ser considerado como um curto-circuito.

Desta forma, observa-se que quando a chave S_1 (S_2) é aberta e S_2 (S_1) é chaveada, o circuito resultante é o de um conversor Buck-Boost (Buck) de uma entrada com saída positiva.

3.3 – Análise em regime permanente

3.3.1 – Análise dos estados topológicos

Como há duas chaves haverá quatro combinações possíveis para os estados delas, portanto, quatro estados topológicos. A Tabela 3.1 apresenta os estados das chaves e os estados topológicos gerados (indicados por algarismos romanos em vermelho na primeira linha da tabela).

Tabela 3.1 - Estados das chaves e estados topológicos gerados

| Chave | I | II | III | IV |
|-------|----------------|----------------|---------------|----------------|
| S_1 | <i>FECHADA</i> | <i>ABERTA</i> | <i>ABERTA</i> | <i>FECHADA</i> |
| S_2 | <i>ABERTA</i> | <i>FECHADA</i> | <i>ABERTA</i> | <i>FECHADA</i> |

Fonte: Elaborada pelo autor desta tese

A frequência dos sinais PWM para o chaveamento das chaves S_1 e S_2 é a mesma, f_s , e o período é $T_s = 1/f_s$. Tais sinais podem ser sincronizados tanto pela borda de subida como pela de descida (CHEN; LIU; LIN, 2006).

A seguir, serão analisados os estados topológicos que resultam dos estados das chaves S_1 e S_2 . Nesta análise, considera-se que o CDE opera em regime permanente, no modo de condução contínua e $v_1 = V_1$, $v_2 = V_2$, $i_0 = I_0$, $v = V$ são constantes (portanto, as ondulações em i_0 e v são desprezíveis).

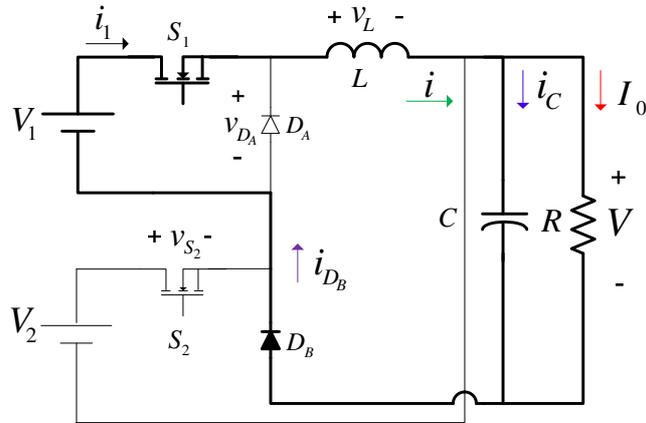
A equação 3.1 descreve o comportamento da corrente que flui pelo indutor, onde $i(0)$ é a corrente inicial do intervalo considerado e $v_L(t)$ é a tensão sobre o indutor.

$$i = \frac{1}{L} \int_0^t v_L(t) dt + i(0) \quad (3.1)$$

Estado topológico I: chave S_1 fechada e S_2 aberta.

O diodo D_A é reversamente polarizado e o diodo D_B conduz. Os elementos armazenadores de energia (L e C) são carregados pela fonte V_1 , que também supre a carga. O circuito equivalente deste estado topológico é apresentado na figura 3.4.

Figura 3.4 – Estado topológico I



Fonte: Adaptada de Chen, Liu, Lin (2006)

As equações 3.2 – 3.5 descrevem as principais variáveis do CDE e são úteis para esboçar suas formas de onda.

$$i_1 = i \quad (3.2)$$

$$i_2 = 0 \quad (3.3)$$

$$i_C = i - I_0 \quad (3.4)$$

$$v_L = V_1 - V \quad (3.5)$$

As equações 3.2 e 3.3 mostram que durante o intervalo deste estado topológico a corrente i_1 é a mesma do indutor e a corrente i_2 é nula.

A equação que descreve a corrente no indutor é obtida substituindo-se a equação 3.5 na equação 3.1, o que resulta na equação 3.6. Onde $i(t_0)$ é a corrente inicial do intervalo deste estado topológico.

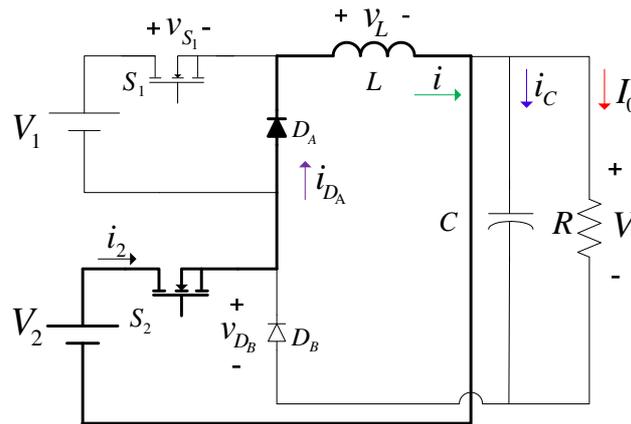
$$i = \frac{V_1 - V}{L} t + i(t_0) \quad (3.6)$$

A equação 3.6 mostra que a corrente no indutor é uma reta com taxa de crescimento $(V_1 - V)/L$ e valor inicial $i(t_0)$.

Estado topológico II: chave S_1 aberta e S_2 fechada.

O diodo D_A conduz e o diodo D_B é reversamente polarizado. O indutor L é carregado pela fonte V_2 e a carga é suprida pelo capacitor C . O circuito equivalente deste estado topológico é apresentado na figura 3.5.

Figura 3.5 – Estado topológico II



Fonte: Adaptada de Chen, Liu, Lin (2006)

As equações 3.7 – 3.10 descrevem as principais variáveis do CDE para este estado topológico.

$$i_1 = 0 \quad (3.7)$$

$$i_2 = i \quad (3.8)$$

$$i_C = -I_0 \quad (3.9)$$

$$v_L = V_2 \quad (3.10)$$

As equações 3.7 e 3.8 mostram que durante o intervalo deste estado topológico a corrente i_1 é nula e a i_2 é a mesma do indutor.

A equação que descreve a corrente no indutor é obtida substituindo-se a equação 3.10 na equação 3.1, o que resulta na equação 3.11. Onde $i(t_1)$ é a corrente inicial do intervalo deste estado topológico.

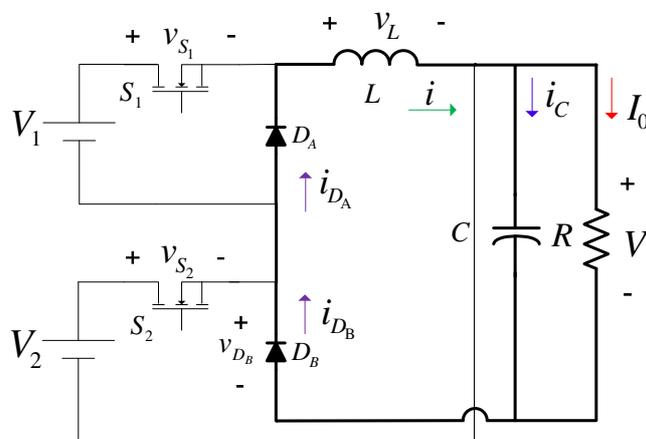
$$i = \frac{V_2}{L}t + i(t_1) \quad (3.11)$$

A equação 3.11 mostra que a corrente no indutor é uma reta com taxa de crescimento V_2/L e valor inicial $i(t_1)$.

Estado topológico III: chaves S_1 e S_2 abertas.

Ambas as fontes são desconectadas do conversor. Os diodos D_A e D_B conduzem e a energia elétrica armazenada em L e C é transferida para a carga. O circuito equivalente deste estado topológico é apresentado na figura 3.6.

Figura 3.6 – Estado topológico III



Fonte: Adaptada de Chen, Liu, Lin (2006)

As equações 3.12 – 3.15 descrevem as principais variáveis do CDE para este estado topológico.

$$i_1 = 0 \quad (3.12)$$

$$i_2 = 0 \quad (3.13)$$

$$i_C = i - I_0 \quad (3.14)$$

$$v_L = -V \quad (3.15)$$

As equações 3.12 e 3.13 mostram que durante o intervalo deste estado topológico as correntes i_1 e i_2 são nulas.

A equação que descreve a corrente no indutor é obtida substituindo-se a equação 3.15 na equação 3.1, o que resulta na equação 3.16. Onde $i(t_2)$ é a corrente inicial do intervalo deste estado topológico.

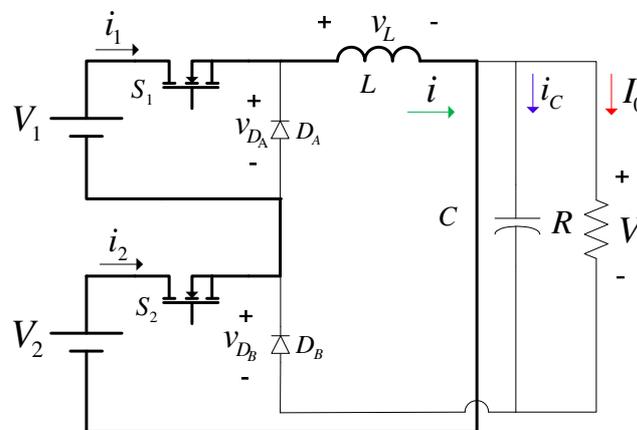
$$i = -\frac{V}{L}t + i(t_2) \quad (3.16)$$

A equação 3.16 mostra que a corrente no indutor é uma reta com taxa de decrescimento $-V_0/L$ e valor inicial $i(t_2)$.

Estado topológico IV: chaves S_1 e S_2 fechadas.

As fontes são conectadas em série. Os diodos D_A e D_B são reversamente polarizados e ambas as fontes carregam o indutor L . A carga é suprida pelo capacitor C . O circuito equivalente deste estado topológico é apresentado na figura 3.7.

Figura 3.7 – Estado topológico IV



Fonte: Adaptada de Chen, Liu, Lin (2006)

As equações 3.17 – 3.20 descrevem as principais variáveis do CDE para este estado topológico.

$$i_1 = i \quad (3.17)$$

$$i_2 = i \quad (3.18)$$

$$i_C = -I_0 \quad (3.19)$$

$$v_L = V_1 + V_2 \quad (3.20)$$

As equações 3.17 e 3.18 mostram que durante o intervalo deste estado topológico as correntes i_1 e i_2 são a mesma do indutor.

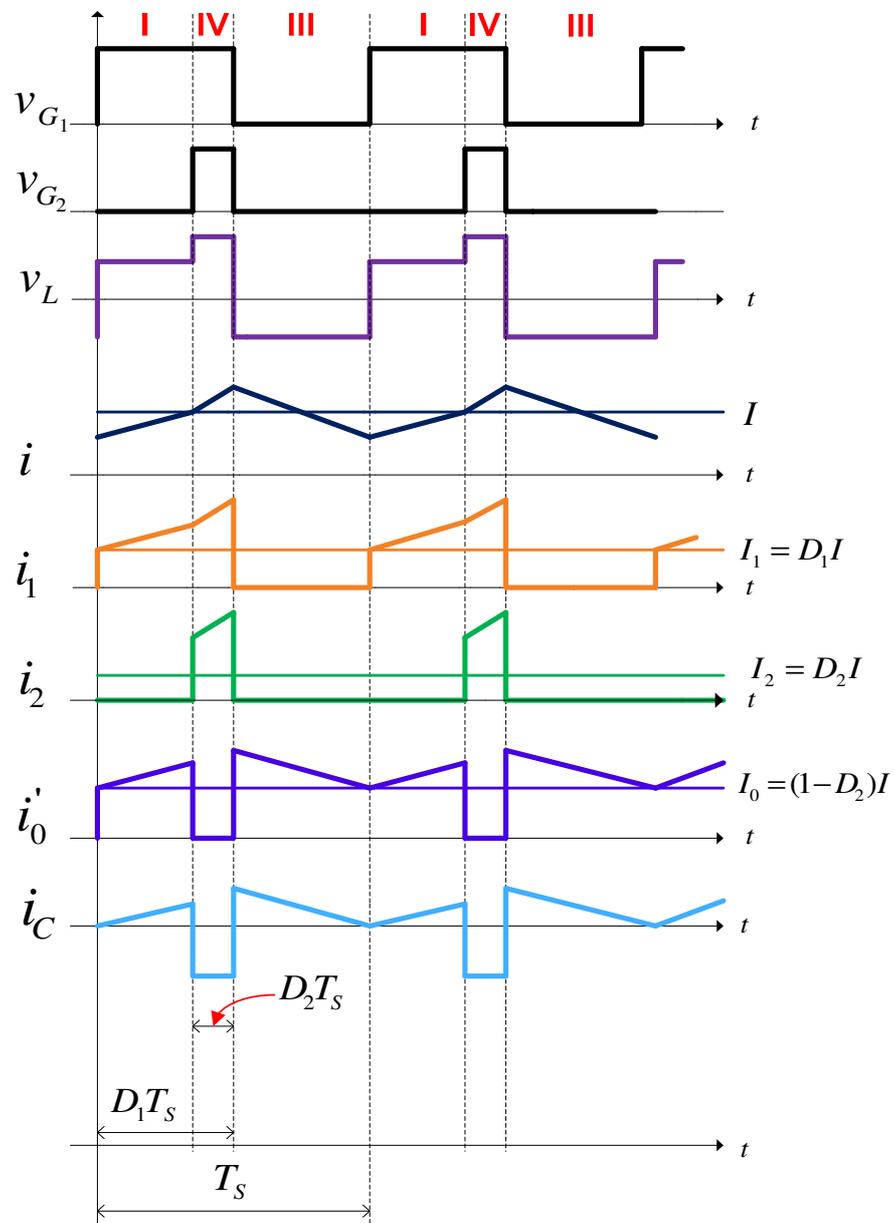
A equação que descreve a corrente no indutor é obtida substituindo-se a equação 3.20 na equação 3.1, o que resulta na equação 3.21. Onde $i(t_3)$ é a corrente inicial do intervalo deste estado topológico.

$$i = \frac{V_1 + V_2}{L}t + i(t_3) \quad (3.21)$$

As equações obtidas na análise dos estados topológicos permitem esboçar as formas de onda das principais variáveis do CDE em regime permanente para dado padrão de chaveamento.

A figura 3.8 apresenta as formas de onda das principais variáveis para o padrão de chaveamento determinado pelos sinais PWM v_{G1} e v_{G2} , os quais são sincronizados pela borda de descida e com $D_1 > D_2$.

Figura 3.8 – Formas de onda das principais variáveis do CDE



Fonte: Adaptada de Chen, Liu, Lin (2006)

Os estados topológicos resultantes do padrão de chaveamento são indicados por algarismos romanos em vermelho no topo da figura.

Quando $D_1 > D_2$, os sinais PWM geram os estados topológicos I, III e IV. Similarmente, quando $D_1 < D_2$ os estados I, II e IV são gerados.

As formas de onda para $D_1 < D_2$ são similares as da figura 3.8 para $D_1 > D_2$. As equações em regime permanente obtidas por meio das formas de onda são as mesmas para ambos os casos.

A tensão sobre o indutor no estado I é menor que no estado IV, pois neste ambas as fontes alimentam o indutor. Entretanto, no estado I, somente a fonte V_1 carrega o indutor e a tensão sobre ele é $V_1 - V$. No estado III a tensão sobre o indutor é negativa e igual a $-V$.

No estado I, a corrente no indutor aumenta com taxa de crescimento menor que no estado IV. No estado III, a corrente no indutor decresce, pois a tensão sobre ele é negativa.

As correntes drenadas das fontes são pulsantes. A corrente i_1 é drenada da fonte v_1 nos estados I e IV. A corrente i_2 é drenada da fonte v_2 somente no estado IV.

A corrente i'_0 é a corrente de saída do conversor sem filtragem. A corrente i_c é a corrente i'_0 sem o valor c.c. I_O .

3.3.2 – Equações em regime permanente

3.3.2.1 – Tensão de saída

A tensão média sobre o indutor em um período de chaveamento é nula. Aplicando-se essa propriedade ao perfil gráfico de tensão sobre o indutor, apresentado na figura 3.8, obtém-se a equação 3.22.

$$(V_1 - V)(D_1 T_s - D_2 T_s) + (V_1 + V_2) D_2 T_s + (-V)(T_s - D_1 T_s) = 0 \quad (3.22)$$

A manipulação algébrica da equação 3.22 resulta na equação 3.23 (CHEN; LIU; LIN, 2006).

$$V = \frac{D_1}{1 - D_2} V_1 + \frac{D_2}{1 - D_2} V_2 \quad (3.23)$$

A equação 3.23 mostra que a tensão de saída é uma combinação das tensões de entrada V_1 e V_2 , e pode ser alterada através dos ciclos de trabalho D_1 e D_2 , desde que satisfeitas as restrições $V < V_1$, $D_1 \in [0,1]$ e $D_2 \in [0,1]$. Se $D_1 = 0$ e $D_2 \neq 0$, a equação 3.23 é a da tensão de saída de um conversor Buck-Boost de uma entrada. Se $D_2 = 0$ e $D_1 \neq 0$, a equação 3.23 é a da tensão de saída de um conversor Buck de uma entrada.

3.3.2.2 – Correntes drenadas das fontes em função da corrente no indutor

No intervalo durante o qual uma das chaves é fechada, a corrente drenada de quaisquer das fontes é igual à corrente no indutor. Se L for suficientemente grande sua ondulação de corrente pode ser desprezada. Aplicando-se essas considerações aos perfis de corrente i_1 e i_2 apresentados na figura 3.8, nota-se que I_1 e I_2 podem ser obtidas por meio das equações 3.24 e 3.25. Onde I é a corrente do indutor em regime permanente (CHEN; LIU; LIN, 2006).

$$I_1 = D_1 I \quad (3.24)$$

$$I_2 = D_2 I \quad (3.25)$$

Portanto, se a corrente no indutor for adequadamente medida, pode-se calcular as correntes extraídas de cada fonte multiplicando-se a corrente do indutor pelos respectivos valores dos ciclos de trabalho.

3.3.2.3 – Corrente na carga em função da corrente no indutor

Pode ser obtida a partir da forma de onda da corrente não filtrada i'_0 , que circularia pela carga sem a filtragem proporcionada pelo capacitor.

Nos estados topológicos I e III, i'_0 é igual à corrente no indutor. No estado IV, i'_0 é igual a zero.

Desprezando-se a ondulação de corrente no indutor, obtêm-se a equação 3.26 que, algebricamente manipulada, resulta na equação 3.27 (CHEN; LIU; LIN, 2006).

$$I_o = \frac{I(D_1 - D_2)T_s + I(T_s - D_1 T_s)}{T_s} \quad (3.26)$$

$$I_o = (1 - D_2)I \quad (3.27)$$

3.3.2.4 – Correntes drenadas das fontes em função da corrente na carga

Relacionar as equações 3.24, 3.25 e 3.27 resulta nas equações 3.28 e 3.29, as quais permitem obter as correntes drenadas das fontes em função da corrente na carga (CHEN; LIU; LIN, 2006).

$$I_1 = \frac{D_1}{1-D_2} I_0 \quad (3.28)$$

$$I_2 = \frac{D_2}{1-D_2} I_0 \quad (3.29)$$

As equações 3.23, 3.28 e 3.29 podem ser combinadas a fim de obter os valores de D_1 e D_2 para determinado ponto de operação do CDE. As equações resultantes da combinação das equações 3.23, 3.28 e 3.29 bem como a determinação do ponto de operação são apresentados no Capítulo 5.

3.3.2.5 – Potências de entrada e de saída

Finalmente, as potências de entrada, P_i , e de saída, P_o , são calculadas através das equações 3.30 e 3.31.

$$P_i = V_1 I_1 + V_2 I_2 \quad (3.30)$$

$$P_o = V I_0 \quad (3.31)$$

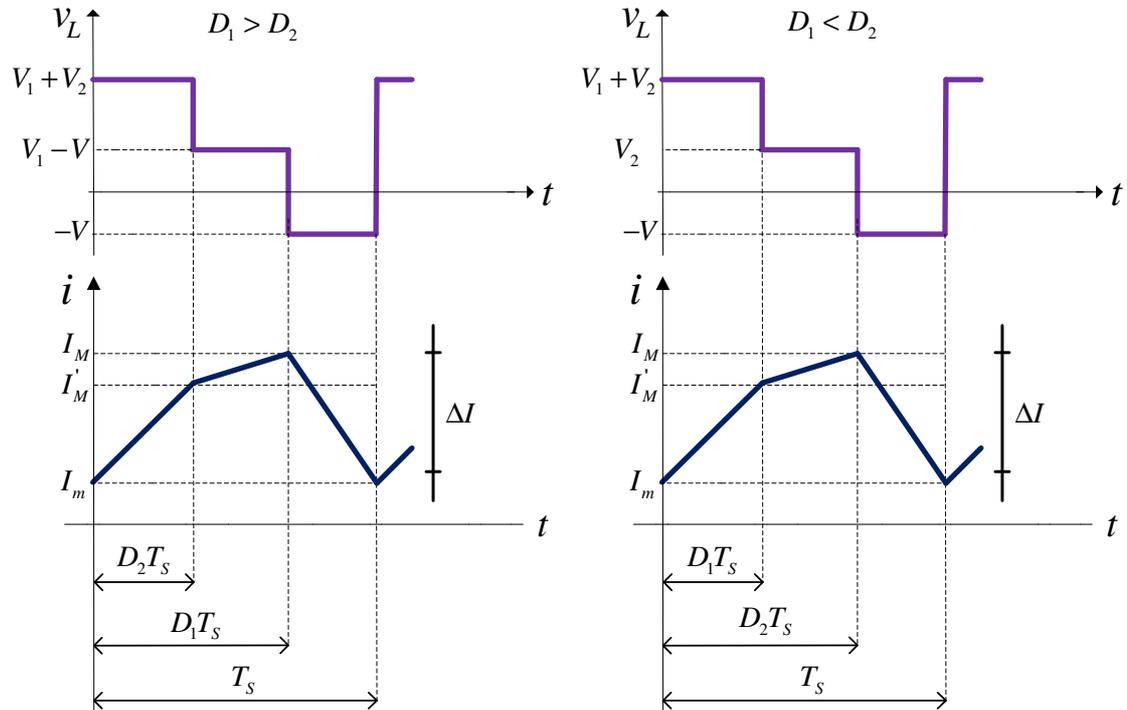
3.4 – Determinação da indutância e da capacitância do filtro LC

3.4.1 – Determinação da indutância L

A seguir, são apresentadas as equações para determinar a indutância L em função de uma ondulação desejada, ΔI , na corrente do indutor. São considerados dois casos no equacionamento: $D_1 > D_2$ e $D_1 < D_2$. Além disso, os sinais v_{G1} e v_{G2} são sincronizados pela borda de subida.

A figura 3.9 apresenta as formas de onda da tensão e corrente no indutor com $D_1 > D_2$ e $D_1 < D_2$ para uma unidade de período de chaveamento.

Figura 3.9 - Formas de onda da tensão e corrente no indutor para a determinação de L



Fonte: Elaborada pelo autor desta tese

A corrente no indutor para cada um dos intervalos em um período de chaveamento é matematicamente descrita conforme a seguir:

Caso $D_1 > D_2$:

- Intervalo $0 \leq t \leq D_2 T_s$:

Neste intervalo, a tensão sobre o indutor é $v_L = V_1 + V_2$ e a corrente inicial é $i(0) = I_m$. Substituir v_L e $i(0)$ na equação 3.1 resulta na equação 3.32.

$$i = \frac{1}{L} \int_0^t (V_1 + V_2) dt + I_m = I_m + \frac{(V_1 + V_2)}{L} t \quad (3.32)$$

Para $t = D_2T_S \rightarrow i = I_M'$ que, substituída na equação 3.32, resulta na equação 3.33, a corrente inicial do próximo intervalo.

$$I_M' = I_m + \frac{(V_1 + V_2)}{L} D_2 T_S \quad (3.33)$$

- Intervalo $D_2T_S \leq t \leq D_1T_S$:

A tensão sobre o indutor é $v_L = V_1 - V$ e a corrente inicial neste intervalo é $i(0) = I_M'$. Substituir v_L e $i(0)$ na equação 3.1 resulta na equação 3.34.

$$i = \frac{1}{L} \int_0^t (V_1 - V) dt + I_M' = I_M' + \frac{(V_1 - V)}{L} t \quad (3.34)$$

Para $t = D_1T_S \rightarrow i = I_M$ que, substituída na equação (3.34), resulta na equação 3.35, a corrente inicial do próximo intervalo.

$$I_M = I_M' + \frac{(V_1 - V)}{L} D_1 T_S \quad (3.35)$$

Substituir a equação 3.33 na equação 3.35, e após algumas manipulações algébricas, resulta na equação 3.36.

$$I_M - I_m = \Delta I = \frac{(D_1 + D_2)V_1 + D_2V_2 - D_1V}{Lf_s} \quad (3.36)$$

Portanto, para uma desejada ondulação ΔI na corrente do indutor, o valor da indutância para o caso $D_1 > D_2$ pode ser calculado através da equação 3.37.

$$L = \frac{(D_1 + D_2)V_1 + D_2V_2 - D_1V}{\Delta I f_s} \quad (3.37)$$

A equação 3.37 é reduzida à equação 3.38 se $D_2 = 0$ (conversor operando somente na função buck), que é a mesma equação para o cálculo de L em um conversor Buck de uma entrada (ARRABAÇA e GIMENEZ, 2013).

$$L = \frac{(1-D_1)V}{\Delta f_s} \quad (3.38)$$

Caso $D_1 < D_2$

- Intervalo $0 \leq t \leq D_1 T_S$:

A tensão sobre o indutor é $v_L = V_1 + V_2$ e a corrente inicial neste intervalo é $i(0) = I_m$. Substituir v_L e $i(0)$ na equação 3.1 resulta na equação 3.39.

$$i = \frac{1}{L} \int_0^t (V_1 + V_2) dt + I_m = I_m + \frac{(V_1 + V_2)}{L} t \quad (3.39)$$

Para $t = D_1 T_S \rightarrow i = I_M'$ que, substituída na equação (3.39), resulta na equação 3.40, a corrente inicial do próximo intervalo.

$$I_M' = I_m + \frac{(V_1 + V_2)}{L} D_1 T_S \quad (3.40)$$

- Intervalo $D_1 T_S \leq t \leq D_2 T_S$:

A tensão sobre o indutor é $v_L = V_2$ e a corrente inicial neste intervalo é $i(0) = I_M'$. Substituir v_L e $i(0)$ na equação 3.1 resulta na equação 3.41.

$$i = \frac{1}{L} \int_0^t V_2 dt + I_M' = I_M' + \frac{V_2}{L} t \quad (3.41)$$

Para $t = D_2 T_S \rightarrow i = I_M$ que, substituída na equação 3.41, resulta na equação 3.42, a corrente inicial do próximo intervalo.

$$I_M = I'_M + \frac{V_2}{L} D_2 T_S \quad (3.42)$$

Substituir a equação 3.40 na equação 3.42, e após algumas manipulações algébricas, resulta na equação 3.43.

$$I_M - I_m = \Delta I = \frac{D_1(V_1 + V_2) + D_2 V_2}{L f_s} \quad (3.43)$$

Portanto, para uma desejada ondulação ΔI na corrente do indutor, o valor da indutância para o caso $D_1 < D_2$ pode ser calculado através da equação 3.44.

$$L = \frac{D_1(V_1 + V_2) + D_2 V_2}{\Delta f_s} \quad (3.44)$$

A equação 3.44 é reduzida à equação 3.45 se $D_1 = 0$ (conversor operando somente na função buck-boost), que é a mesma equação empregada para o cálculo de L em um conversor Buck-Boost de uma entrada (ARRABAÇA e GIMENEZ, 2013).

$$L = \frac{D_2 V_2}{\Delta f_s} \quad (3.45)$$

3.4.2 – Determinação da capacitância C

A seguir, é apresentada uma expressão para determinar a capacitância C do filtro LC em função da ondulação desejada de tensão na carga ΔV . A análise considera que os sinais v_{G1} e v_{G2} são sincronizados pela borda de subida.

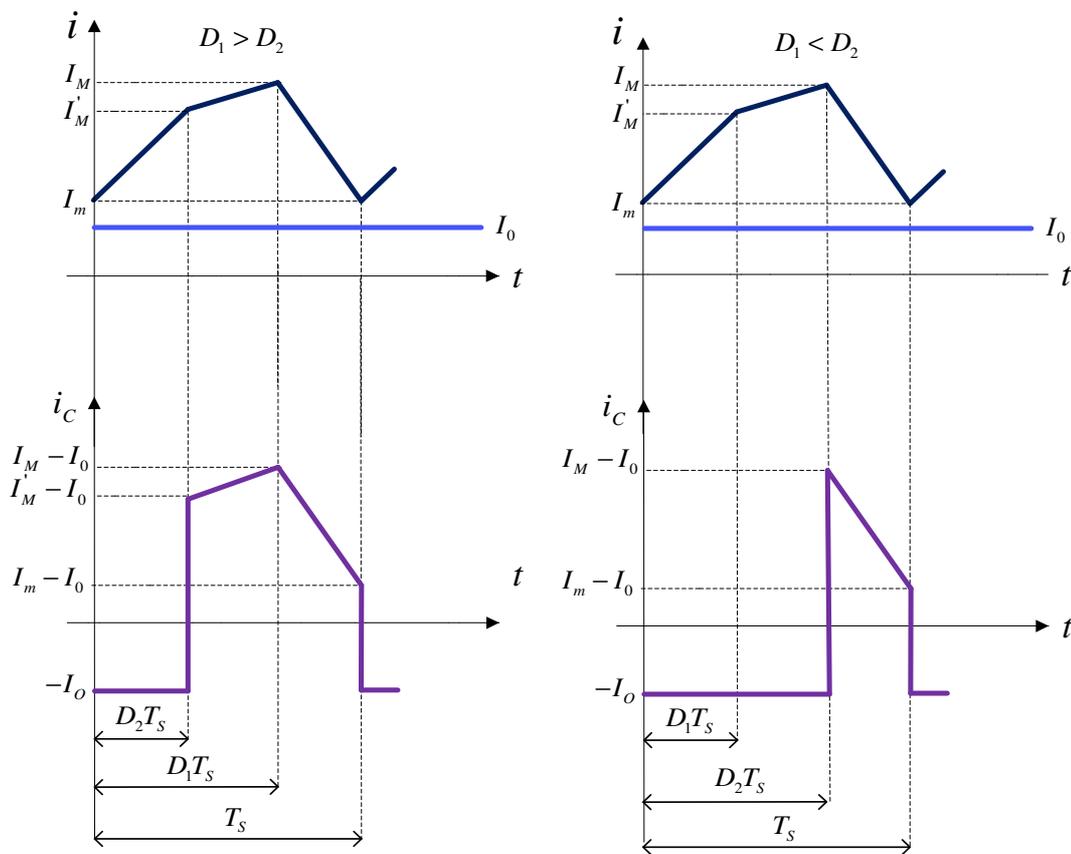
Caso $D_1 > D_2$

Com o auxílio das equações 3.19, 3.4 e 3.14 conclui-se que a corrente i_C no capacitor é conforme a equação 3.46.

$$i_C = \begin{cases} -I_0 & , 0 \leq t \leq D_2 T_s \\ i - I_0 & , D_2 T_s \leq t \leq D_1 T_s \\ i - I_0 & , D_1 T_s \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (3.46)$$

A partir da forma de onda de i pode-se elaborar a de i_C . A figura 3.10 apresenta os perfis gráficos de i , I_0 e i_C para $D_1 > D_2$ e para $D_1 < D_2$

Figura 3.10 - Formas de onda da corrente no indutor e no capacitor para determinação de C



Fonte: Elaborada pelo autor desta tese

Para se determinar C utiliza-se a equação 3.47 no intervalo $D_2 T_s \leq t \leq T_s$, em que o capacitor funciona como receptor de energia (ARRABAÇA e GIMENEZ, 2013).

$$i_C = C \frac{dv}{dt} \rightarrow \int_{D_2 T_s}^{T_s} i_C dt = C \int_{D_2 T_s}^{T_s} dv \quad (3.47)$$

Resolver a equação 3.47 resulta na equação 3.48.

$$I_C(T_S - D_2T_S) = C[v(T_S) - v(D_2T_S)] \quad (3.48)$$

Onde I_C é o valor médio da corrente no capacitor quando este opera como receptor de energia. Se a ondulação de tensão $\Delta V = v(T_S) - v(D_2T_S)$ é substituída na equação 3.48 resulta na equação 3.49.

$$\Delta V = \frac{I_C(1 - D_2)}{Cf_s} \quad (3.49)$$

Uma vez que a corrente média no capacitor ao longo de um período é igual a zero, a figura 3.10 permite concluir que $I_C = I_O$ no intervalo $D_2T_S \leq t \leq T_S$. Logo, modifica-se a equação 3.49 para a 3.50.

$$\Delta V = \frac{I_0(1 - D_2)}{Cf_s} \quad (3.50)$$

Assim, tendo-se estipulado ΔV , C pode ser calculada através da equação 3.51.

$$C = \frac{I_0(1 - D_2)}{\Delta Vf_s} \quad (3.51)$$

Caso $D_1 < D_2$

Com auxílio das equações 3.19, 3.9 e 3.14 conclui-se que a corrente no capacitor i_C é conforme a equação 3.52.

$$i_C = \begin{cases} -I_0 & , 0 \leq t \leq D_1T_S \\ -I_0 & , D_1T_S \leq t \leq D_2T_S \\ i - I_0 & , D_2T_S \leq t \leq T_S \end{cases} \quad (3.52)$$

A partir da forma de onda de i pode-se elaborar a de i_C . A figura 3.10 apresenta os perfis gráficos de i , I_0 e i_C para $D_1 < D_2$.

A figura 3.10 permite concluir que, para $D_1 < D_2$, o valor de C pode ser calculado através da mesma equação 3.51. Isso acontece porque o intervalo de integração da equação 3.47 será o mesmo que para $D_1 > D_2$ e $I_C = I_0$.

Assim, estipuladas as ondulações de corrente ΔI e de tensão ΔV , o filtro de saída pode ser projetado através das equações 3.37, 3.44 e 3.51.

3.5 – Modelo de pequeno sinal do CDE

3.5.1 – Determinação do modelo médio em espaço de estados

O modelo médio em espaço de estados (MMEE) é obtido a partir das equações de estados representativas de cada estado topológico.

Para a modelagem em espaço de estados utiliza-se a notação padrão, conforme o conjunto de equações 3.53.

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu} + \mathbf{\Gamma}\xi \\ \mathbf{y} &= \mathbf{Cx} + \mathbf{Du} + \mathbf{n}_y \end{aligned} \quad (3.53)$$

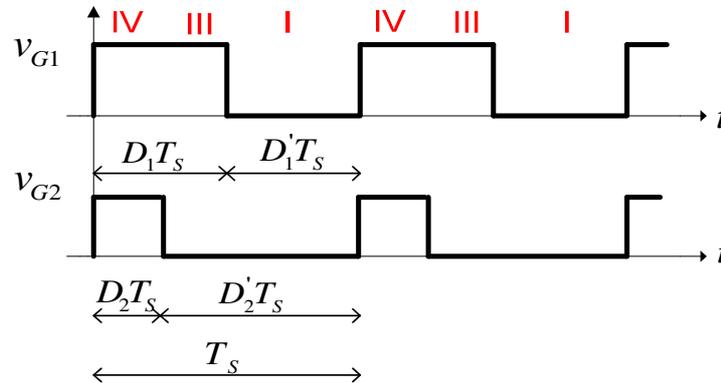
As dimensões das matrizes que compõe a equação 3.53 são $\mathbf{x} \in R^{n \times 1}$, $\mathbf{A} \in R^{n \times n}$, \mathbf{B} e $\mathbf{\Gamma} \in R^{n \times m}$, \mathbf{u} and $\xi \in R^{m \times 1}$, $\mathbf{y} \in R^{p \times 1}$, $\mathbf{C} \in R^{p \times n}$, $\mathbf{D} \in R^{p \times m}$, onde R denota o conjunto de números reais e n , m e p são o número de estados, entradas e saídas, respectivamente. As variáveis grafadas em negrito representam matrizes.

No desenvolvimento para o MMEE $\mathbf{x} = [i \quad v]^T$, $\mathbf{u} = [V_1 \quad V_2]^T$ são os vetores de estados e entradas, respectivamente. Onde i e v são a corrente no indutor L e a tensão no capacitor C . $y = v$ é a saída. Portanto, $n = m = 2$ e $p = 1$.

Por simplicidade, não-idealidades como resistências do indutor e capacitor são negligenciadas.

Considera-se que os sinais PWM, figura 3.11, são sincronizados pela borda de subida e $D_1 > D_2$. Os estados topológicos oriundos desse padrão de chaveamento são apresentados no topo da figura 3.11.

Figura 3.11. Sinais PWM sincronizados pela borda de subida com $D_1 > D_2$



Fonte: Elaborada pelo autor desta tese

Feitas essas notações e considerações parte-se para o equacionamento de cada estado topológico.

- **Equação de estados para o estado topológico IV:** substituindo-se $I_o = v/R$, $i_C = Cdv/dt$ e $v_L = Ldi/dt$ nas equações 3.19 e 3.20 (onde estas assim o requisierem), obtém-se o conjunto de equações 3.54.

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A}_1 \mathbf{x} + \mathbf{B}_1 \mathbf{u} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -1/CR \end{bmatrix} \mathbf{x} + \begin{bmatrix} 1/L & 1/L \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{u} \\ y &= \mathbf{C}_1 \mathbf{x} = [0 \quad 1] \mathbf{x} \end{aligned} \quad (3.54)$$

- **Equação de estados para o estado topológico III:** substituindo-se $I_o = v/R$, $i_C = Cdv/dt$ e $v_L = Ldi/dt$ nas equações 3.14 e 3.15 (onde estas assim o requisierem), obtém-se o conjunto de equações 3.55.

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A}_2 \mathbf{x} + \mathbf{B}_2 \mathbf{u} = \begin{bmatrix} 0 & -1/L \\ 1/C & -1/CR \end{bmatrix} \mathbf{x} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{u} \\ y &= \mathbf{C}_2 \mathbf{x} = [0 \quad 1] \mathbf{x} \end{aligned} \quad (3.55)$$

- **Equação de estados para o estado topológico I:** substituindo-se $I_o = v/R$, $i_C = Cdv/dt$ e $v_L = Ldi/dt$ nas equações 3.4 e 3.5 (onde estas assim o requisierem), obtém-se o conjunto de equações 3.56.

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A}_3\mathbf{x} + \mathbf{B}_3\mathbf{u} = \begin{bmatrix} 0 & -1/L \\ 1/C & -1/CR \end{bmatrix}\mathbf{x} + \begin{bmatrix} 1/L & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}\mathbf{u} \\ y &= \mathbf{C}_3\mathbf{x} = [0 \quad 1]\mathbf{x}\end{aligned}\quad (3.56)$$

O MMEE é obtido por meio da equação 3.57, conforme proposto por Middlebrook e Čuk (1976).

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}} &= D_2(\mathbf{A}_1\mathbf{x} + \mathbf{B}_1\mathbf{u}) + (D_1 - D_2)(\mathbf{A}_2\mathbf{x} + \mathbf{B}_2\mathbf{u}) + D_1'(\mathbf{A}_3\mathbf{x} + \mathbf{B}_3\mathbf{u}) \\ y &= D_2\mathbf{C}_1\mathbf{x} + (D_1 - D_2)\mathbf{C}_2\mathbf{x} + D_1'\mathbf{C}_3\mathbf{x}\end{aligned}\quad (3.57)$$

Substituir as matrizes \mathbf{A}_1 , \mathbf{A}_2 , \mathbf{A}_3 , \mathbf{B}_1 , \mathbf{B}_2 , \mathbf{B}_3 e \mathbf{C}_1 , \mathbf{C}_2 , \mathbf{C}_3 na equação 3.57, e após algumas manipulações algébricas, resulta no modelo médio em espaço de estados do CDE para $D_1 > D_2$, equação 3.58.

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}} &= \begin{bmatrix} 0 & (D_2 - 1)/L \\ (1 - D_2)/C & -1/RC \end{bmatrix}\mathbf{x} + \begin{bmatrix} D_1/L & D_2/L \\ 0 & 0 \end{bmatrix}\mathbf{u} \\ y &= [0 \quad 1] \begin{bmatrix} i \\ v \end{bmatrix}\end{aligned}\quad (3.58)$$

3.5.2 – Perturbação e linearização do MMEE para obtenção do circuito equivalente de pequeno sinal do CDE

O MMEE, equação 3.58, é utilizado para obtenção do circuito equivalente de pequeno sinal do CDE, a partir do qual são extraídas as matrizes de transferência (MT) que representam as dinâmicas de interesse do CDE. As MT são necessárias à análise e ao projeto de controladores no domínio 's'.

Para derivação do circuito equivalente, supõe-se que o sistema em estudo encontra-se em regime estacionário em um ponto de operação. Então, são inseridas pequenas perturbações, que provocarão pequenos desvios do ponto de operação. Matematicamente, isso significa substituir as variáveis perturbadas no MMEE (ERICKSON e MAKSIMOVIC, 2004).

Nos procedimentos a seguir, variáveis em letras maiúsculas representam valores em regime permanente e as minúsculas acentuadas com um “ ^ ” (circunflexo) representam as pequenas perturbações.

Assim, sejam as variáveis perturbadas conforme as equações 3.59 a 3.66.

$$\hat{i}_1 = I_1 + \hat{i}_1 \quad (3.59)$$

$$\hat{i}_2 = I_2 + \hat{i}_2 \quad (3.60)$$

$$\hat{i} = I + \hat{i} \quad (3.61)$$

$$\hat{d}_1 = D_1 + \hat{d}_1 \quad (3.62)$$

$$\hat{d}_2 = D_2 + \hat{d}_2 \quad (3.63)$$

$$\hat{v}_1 = V_1 + \hat{v}_1 \quad (3.64)$$

$$\hat{v}_2 = V_2 + \hat{v}_2 \quad (3.65)$$

$$\hat{v} = V + \hat{v} \quad (3.66)$$

Do MMEE, equação 3.58, obtém-se as equações 3.67 e 3.68.

$$L \frac{d\hat{i}}{dt} = (d_2 - 1)v + d_1 \hat{v}_1 + d_2 \hat{v}_2 \quad (3.67)$$

$$C \frac{d\hat{v}}{dt} = (1 - d_2)\hat{i} - \frac{v}{R} \quad (3.68)$$

Substituir as equações 3.59 a 3.63 nas equações 3.24 e 3.25 resulta nas equações 3.69 e 3.70.

$$I_1 + \hat{i}_1 = (D_1 + \hat{d}_1)(I + \hat{i}) \quad (3.69)$$

$$I_2 + \hat{i}_2 = (D_2 + \hat{d}_2)(I + \hat{i}) \quad (3.70)$$

Substituir as equações 3.61 a 3.66 nas equações 3.67 e 3.68 resulta nas equações 3.71 e 3.72.

$$L \frac{d(I + \hat{i})}{dt} = (D_2 + \hat{d}_2 - 1)(V + \hat{v}) + (D_1 + \hat{d}_1)(V_1 + \hat{v}_1) + (D_2 + \hat{d}_2)(V_2 + \hat{v}_2) \quad (3.71)$$

$$C \frac{d(V + \hat{v})}{dt} = [1 - (D_2 + \hat{d}_2)](I + \hat{i}) - \frac{(V + \hat{v})}{R} \quad (3.72)$$

Manipular algebricamente as equações 3.69 a 3.72 e eliminar termos estacionários e quadráticos resulta nas equações 3.73 a 3.76.

$$\hat{i}_1 = \hat{d}_1 I + D_1 \hat{i} \quad (3.73)$$

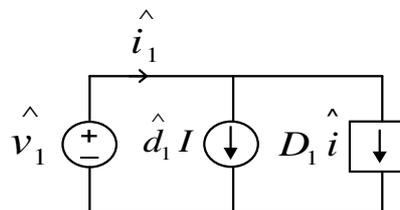
$$\hat{i}_2 = \hat{d}_2 I + D_2 \hat{i} \quad (3.74)$$

$$L \frac{d\hat{i}}{dt} = D_1 \hat{v}_1 + D_2 \hat{v}_2 - D_2 \hat{v} + \hat{d}_1 V_1 + \hat{d}_2 (V + V_2) \quad (3.75)$$

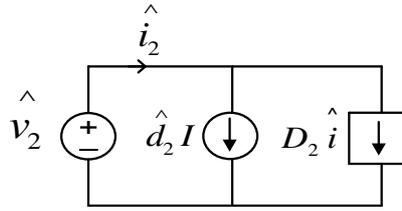
$$C \frac{d\hat{v}}{dt} = D_2 \hat{i} - \frac{\hat{v}}{R} - \hat{d}_2 I \quad (3.76)$$

As equações 3.73 a 3.76 resultarão nos circuitos equivalentes às malhas das correntes de entrada, malha do indutor e malha do capacitor, respectivamente (ERICKSON e MAKSIMOVIC, 2004). As figuras 3.12 a 3.15 apresentam os circuitos equivalentes correspondentes às equações.

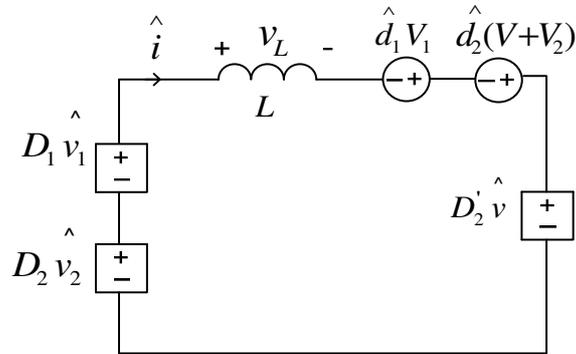
Figura 3.12. Circuito equivalente à equação 3.73



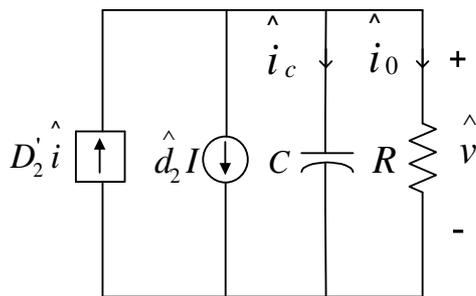
Fonte: Elaborada pelo autor desta tese

Figura 3.13. Circuito equivalente à equação 3.74

Fonte: Elaborada pelo autor desta tese

Figura 3.14. Circuito equivalente à equação 3.75

Fonte: Elaborada pelo autor desta tese

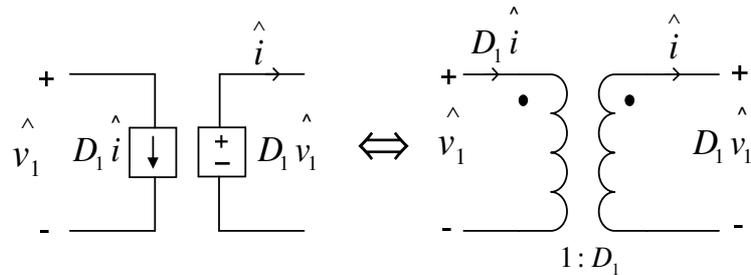
Figura 3.15. Circuito equivalente à equação 3.76

Fonte: Elaborada pelo autor desta tese

Os circuitos equivalentes das figuras 3.12 a 3.15 podem ser unificados mediante um transformador ideal que representará a relação de transformação entre as fontes de tensão e corrente controladas dos circuitos (ERICKSON e MAKSIMOVIC, 2004).

Por exemplo, existe uma relação de transformação de $1 : D_1$ entre os terminais de saída do circuito da figura 3.12 e a fonte de tensão controlada $D_1 \hat{v}_1$ do circuito da figura 3.14. A figura 3.16 ilustra o procedimento de unificação destes circuitos.

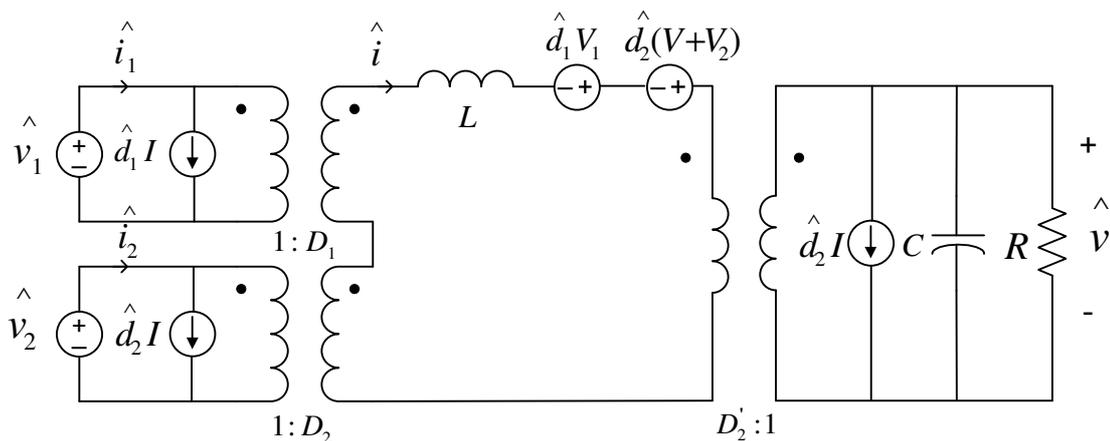
Figura 3.16 - Procedimento para unificar os circuitos equivalentes das figuras 3.12 e 3.14



Fonte: Elaborada pelo autor desta tese

Os demais circuitos e fontes controladas podem ser unificados de maneira semelhante. Os procedimentos adotados resultarão no circuito equivalente de pequeno sinal do CDE para $D_1 > D_2$, apresentado na figura 3.17.

Figura 3.17 - Circuito equivalente de pequeno sinal do CDE



Fonte: Elaborada pelo autor desta tese

Através do mesmo procedimento, pode-se mostrar que o circuito equivalente de pequeno sinal para $D_1 < D_2$ é o mesmo.

O circuito equivalente do CDE permite extrair as MT de que relacionam as variáveis de controle e as que se quer controlar. Neste trabalho, deseja-se controlar as correntes i_1 e i_2

para rastrear o PMP do GFV e do. Na seção 3.5.3 a seguir, é obtida a MT que relaciona \hat{i}_1 e \hat{i}_2 a \hat{d}_1 e \hat{d}_2 .

3.5.3 – Obtenção da matriz de transferência que relaciona as correntes drenadas das fontes com os ciclos de trabalho

Para extrair as MT que relacionam as correntes drenadas das fontes $\hat{i}_1(s)$ e $\hat{i}_2(s)$ aos ciclos de trabalho $\hat{d}_1(s)$ e $\hat{d}_2(s)$ utiliza-se o princípio da superposição. A seguir será apresentada a obtenção destas MT. Por simplicidade, o operador de Laplace ‘s’ será omitido nos procedimentos e apresentado somente no resultado final.

3.5.3.1 – Obtenção das funções de transferência que relacionam a corrente $\hat{i}_1(s)$ aos ciclos de trabalho $\hat{d}_1(s)$ e $\hat{d}_2(s)$

Cada corrente drenada será função de quatro entradas do circuito: \hat{v}_1 , \hat{v}_2 , \hat{d}_1 e \hat{d}_2 . Portanto, pode-se escrever a equação 3.77.

$$\hat{i}_1 = f(\hat{v}_1, \hat{v}_2, \hat{d}_1, \hat{d}_2) = G_{11} \hat{d}_1 + G_{12} \hat{d}_2 + F_{11} \hat{v}_1 + F_{12} \hat{v}_2 \quad (3.77)$$

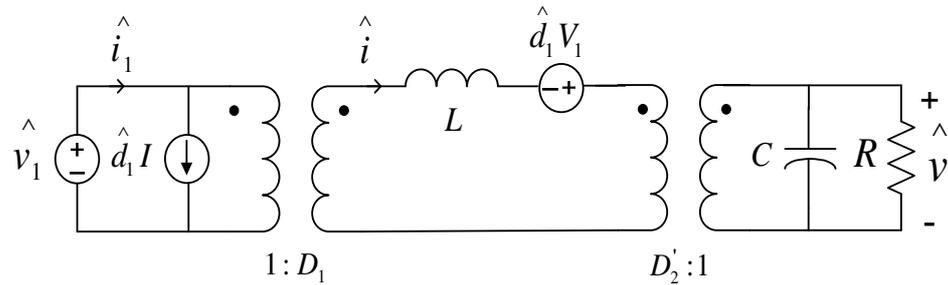
Onde G_{11} é a função de transferência (FT) de \hat{i}_1 para \hat{d}_1 , com $\hat{d}_2 = \hat{v}_1 = \hat{v}_2 = 0$. G_{12} é a FT de \hat{i}_1 para \hat{d}_2 , com $\hat{d}_1 = \hat{v}_1 = \hat{v}_2 = 0$. F_{11} é a FT de \hat{i}_1 para \hat{v}_1 , com $\hat{d}_1 = \hat{d}_2 = \hat{v}_2 = 0$. Por fim, F_{12} é a FT de \hat{i}_1 para \hat{v}_2 , com $\hat{d}_1 = \hat{d}_2 = \hat{v}_1 = 0$.

Com essas definições, passa-se à determinação das FT G_{11} , G_{12} , F_{11} e F_{12} .

1) Determinação de G_{11} e F_{11} :

Com $\hat{d}_2 = \hat{v}_2 = 0$, o circuito equivalente de pequeno sinal é reduzido para o circuito da figura 3.18.

Figura 3.18. Circuito equivalente de pequeno sinal para $\hat{d}_2 = v_2 = 0$



Fonte: Elaborada pelo autor desta tese

Aplicando-se regras de resolução de circuitos tais como impedâncias equivalentes, reflexão de impedância em transformadores, relação de transformação de tensão e corrente em transformadores e as Leis de Kirchhoff, obtém-se a equação 3.78.

$$\hat{i}_1(s) = \left[\frac{D_1 V_1}{L} H_{e1}(s) + I \right] \hat{d}_1(s) + \frac{D_1^2}{L} H_{e1}(s) \hat{v}_1(s) \quad (3.78)$$

Onde $H_{e1}(s)$ é conforme a equação 3.79.

$$H_{e1}(s) = \frac{\left(s + \frac{1}{RC} \right)}{s^2 + \frac{1}{RC} s + \frac{D_2'^2}{LC}} \quad (3.79)$$

$\hat{v}_1 = 0$ na equação 3.78 resulta na FT G_{11} , equação 3.80.

$$G_{11}(s) = \frac{D_1 V_1}{L} \frac{\left(s + \frac{1}{RC} \right)}{s^2 + \frac{1}{RC} s + \frac{D_2'^2}{LC}} + I \quad (3.80)$$

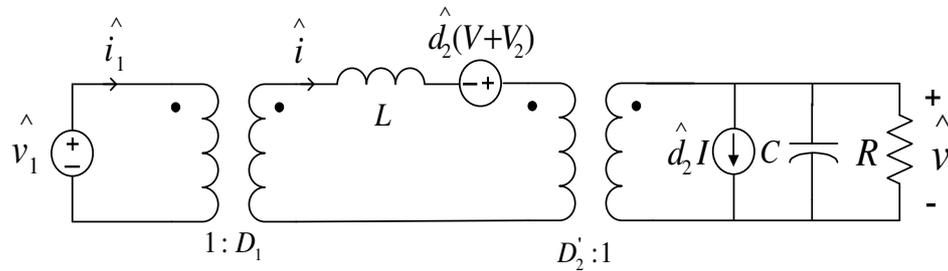
$\hat{d}_1 = 0$ na equação 3.78 resulta na FT F_{11} , equação 3.81.

$$F_{11}(s) = \frac{D_1^2}{L} \frac{\left(s + \frac{1}{RC}\right)}{s^2 + \frac{1}{RC}s + \frac{D_2'^2}{LC}} \quad (3.81)$$

2) Determinação de G_{12} e F_{12} :

Com $\hat{d}_1 = v^{\wedge}_2 = 0$, o circuito equivalente de pequeno sinal é reduzido para o circuito da figura 3.19.

Figura 3.19 - Circuito equivalente de pequeno sinal para $\hat{d}_1 = v^{\wedge}_2 = 0$



Fonte: Elaborada pelo autor desta tese

Resolver o circuito para \hat{i}_1 resulta na equação 3.82.

$$\hat{i}_1(s) = \left[\frac{D_1(V+V_2)}{L} H_{e_2}(s) \right] \hat{d}_2(s) + \frac{D_1 D_2}{L} H_{e_1}(s) \hat{v}_1(s) \quad (3.82)$$

Onde $H_{e_2}(s)$ é conforme a equação 3.83.

$$H_{e_2}(s) = \frac{\left(s + \frac{V+V_2+D_2'IR}{RC(V+V_2)} \right)}{s^2 + \frac{1}{RC}s + \frac{D_2'^2}{LC}} \quad (3.83)$$

$\hat{v}_1 = 0$ na equação 3.82 resulta na FT G_{12} , equação 3.84.

$$G_{12}(s) = \frac{D_1(V+V_2)}{L} \frac{\left(s + \frac{V+V_2+D_2'IR}{RC(V+V_2)} \right)}{s^2 + \frac{1}{RC}s + \frac{D_2'^2}{LC}} \quad (3.84)$$

$\hat{d}_2 = 0$ na equação 3.82 resulta na FT F_{12} , equação 3.85.

$$F_{12}(s) = \frac{D_1 D_2}{L} \frac{\left(s + \frac{1}{RC} \right)}{s^2 + \frac{1}{RC}s + \frac{D_2'^2}{LC}} \quad (3.85)$$

3.5.3.2 – Obtenção das funções de transferência que relacionam a corrente $\hat{i}_2(s)$ aos ciclos de trabalho $\hat{d}_1(s)$ e $\hat{d}_2(s)$

A equação para a corrente \hat{i}_2 pode ser escrita conforme a equação 3.86.

$$\hat{i}_2 = f(\hat{v}_1, \hat{v}_2, \hat{d}_1, \hat{d}_2) = G_{21} \hat{d}_1 + G_{22} \hat{d}_2 + F_{21} \hat{v}_1 + F_{22} \hat{v}_2 \quad (3.86)$$

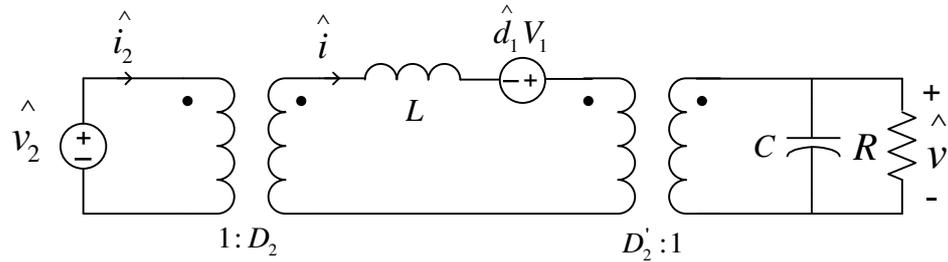
Onde G_{21} é a FT de \hat{i}_2 para \hat{d}_1 com $\hat{d}_2 = \hat{v}_1 = \hat{v}_2 = 0$. G_{22} é a FT de \hat{i}_2 para \hat{d}_2 com $\hat{d}_1 = \hat{v}_1 = \hat{v}_2 = 0$. F_{21} é a FT de \hat{i}_2 para \hat{v}_1 com $\hat{d}_1 = \hat{d}_2 = \hat{v}_2 = 0$. Por fim, F_{22} é a FT de \hat{i}_2 para \hat{v}_2 com $\hat{d}_1 = \hat{d}_2 = \hat{v}_1 = 0$.

Com essas definições, passa-se à determinação das FT G_{21} , G_{22} , F_{21} e F_{22} .

1) Determinação de G_{21} e F_{21} :

Com $\hat{d}_2 = \hat{v}_1 = 0$, o circuito equivalente de pequeno sinal é reduzido para o circuito da figura 3.20.

Figura 3.20. Circuito equivalente de pequeno sinal para $\hat{d}_2 = v_1 = 0$



Fonte: Elaborada pelo autor desta tese

Resolver o circuito para \hat{i}_2 resulta na equação 3.87.

$$\hat{i}_2(s) = \frac{D_2 V_1}{L} H_{e_1}(s) \hat{d}_1(s) + \frac{D_1 D_2}{L} H_{e_1}(s) \hat{v}_1(s) \quad (3.87)$$

$\hat{v}_1 = 0$ na equação 3.87 resulta na FT G_{21} , equação 3.88.

$$G_{21}(s) = \frac{D_2 V_1}{L} \frac{\left(s + \frac{1}{RC}\right)}{s^2 + \frac{1}{RC}s + \frac{D_2'^2}{LC}} \quad (3.88)$$

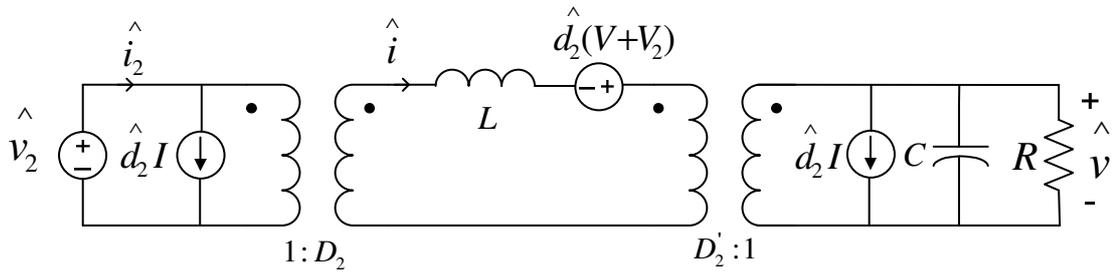
$\hat{d}_1 = 0$ na equação 3.87 resulta na FT F_{21} , equação 3.89.

$$F_{21}(s) = \frac{D_1 D_2}{L} \frac{\left(s + \frac{1}{RC}\right)}{s^2 + \frac{1}{RC}s + \frac{D_2'^2}{LC}} \quad (3.89)$$

2) Determinação de G_{22} e F_{22} :

Com $\hat{d}_1 = v_1 = 0$, o circuito equivalente de pequeno sinal é reduzido para o circuito da figura 3.21.

Figura 3.21. Circuito equivalente de pequeno sinal para $\hat{d}'_1 = v^{\wedge}_1 = 0$



Fonte: Elaborada pelo autor desta tese

Resolver o circuito para \hat{i}'_2 resulta na equação 3.90.

$$\hat{i}'_2(s) = \left[\frac{D_2(V+V_2)}{L} H_{e_2}(s) + I \right] \hat{d}_2(s) + \frac{D_2^2}{L} H_{e_1}(s) \hat{v}_2(s) \quad (3.90)$$

$\hat{v}_2 = 0$ na equação 3.90 resulta na FT G_{22} , equação 3.91.

$$G_{22}(s) = \frac{D_2(V+V_2)}{L} \frac{\left(s + \frac{V+V_2+D_2'IR}{RC(V+V_2)} \right)}{s^2 + \frac{1}{RC}s + \frac{D_2'^2}{LC}} + I \quad (3.91)$$

$\hat{d}'_2 = 0$ na equação 3.90 resulta na FT F_{22} , equação 3.92.

$$F_{22}(s) = \frac{D_2^2}{L} \frac{\left(s + \frac{1}{RC} \right)}{s^2 + \frac{1}{RC}s + \frac{D_2'^2}{LC}} \quad (3.92)$$

As equações 3.77 e 3.86 podem ser escritas em forma de matrizes de transferência, conforme o conjunto de equações 3.93.

$$\hat{\mathbf{i}}(s) = \mathbf{G}(s)\hat{\mathbf{d}}(s) + \mathbf{F}(s)\hat{\mathbf{v}}(s)$$

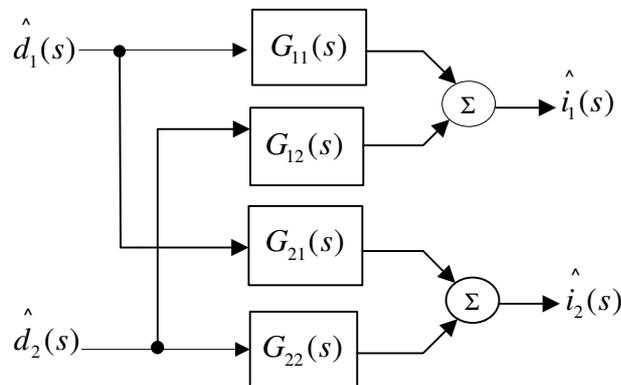
$$\begin{bmatrix} \hat{i}_1(s) \\ \hat{i}_2(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{11}(s) & G_{12}(s) \\ G_{21}(s) & G_{22}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{d}_1(s) \\ \hat{d}_2(s) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} F_{11}(s) & F_{12}(s) \\ F_{21}(s) & F_{22}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_1(s) \\ \hat{v}_2(s) \end{bmatrix} \quad (3.93)$$

A equação 3.93 é o modelo de pequeno sinal do CDE, o qual representa a dinâmica das correntes i_1 e i_2 .

A MT $\mathbf{G}(s)$ relaciona o vetor de correntes $\hat{\mathbf{i}}(s)$ ao vetor de ciclos de trabalhos $\hat{\mathbf{d}}(s)$. A MT $\mathbf{F}(s)$ relaciona $\hat{\mathbf{i}}(s)$ ao vetor de perturbações nas tensões de entrada $\hat{\mathbf{v}}(s)$.

Considerando-se nulo o vetor $\hat{\mathbf{v}}(s)$, a equação 3.93 mostra que a corrente $\hat{i}_1(s)$ pode ser modificada tanto através da alteração de $\hat{d}_1(s)$ como através de $\hat{d}_2(s)$. Da mesma forma, a corrente $\hat{i}_2(s)$ pode ser modificada tanto por $\hat{d}_2(s)$ como por $\hat{d}_1(s)$. Isso resulta em certo acoplamento entre as FT que constituem as malhas do modelo de pequeno sinal do CDE. Tal modelo origina um típico sistema de duas entradas e duas saídas, comumente referido como TITO (*two-input two-output* – duas entradas e duas saídas). O acoplamento pode ser melhor visualizado através do diagrama de blocos representativo do sistema TITO, figura 3.22.

Figura 3.22 - Diagrama de blocos do sistema TITO



Fonte: Elaborada pelo autor desta tese

3.6 – Representação em espaço de estados do modelo de pequeno sinal do CDE

Uma vez que o CDE é um sistema de duas entradas e duas saídas, a representação em espaço de estados (EE) é adequada para a análise e projeto de controle. A equação 3.93 pode ser convertida para sua representação em EE conforme a seguir.

3.6.1 – Representação em espaço de estados da equação para a corrente $\hat{i}_I(s)$ em função de $\hat{d}(s)$

Considerando-se nulo o vetor $\hat{v}(s)$, a equação para $\hat{i}_I(s)$ pode ser reescrita, por conveniência, como a equação 3.94.

$$\hat{i}_I(s) = \hat{i}_{11}(s) + \hat{i}_{12}(s) = G_{11}(s)\hat{d}_1(s) + G_{12}\hat{d}_2(s) \quad (3.94)$$

No desenvolvimento, o acento “ ^ ” e o operador de Laplace ‘s’ serão omitidos. O acento “ ^ ” será reapresentado somente no resultado final.

Separar as equações diferenciais representativas de cada parcela de corrente da equação 3.94 resulta nas equações diferenciais 3.95 e 3.96, onde o ‘ () ’ sobre as variáveis representa a ordem da derivada.

$$\overset{(2)}{i}_{11} + \frac{1}{RC}\overset{(1)}{i}_{11} + \frac{D_2'^2}{LC}\overset{(1)}{i}_{11} = I\overset{(2)}{d}_1 + \left(\frac{D_1V_1}{L} + \frac{I}{RC}\right)\overset{(1)}{d}_1 + \left(\frac{D_1V_1}{RLC} + \frac{ID_2'^2}{LC}\right)d_1 \quad (3.95)$$

$$\overset{(2)}{i}_{12} + \frac{1}{RC}\overset{(1)}{i}_{12} + \frac{D_2'^2}{LC}\overset{(1)}{i}_{12} = \left[\frac{D_1(V+V_2)}{L}\right]\overset{(1)}{d}_2 + \left[\frac{D_1(V+V_2+D_2'IR)}{RLC}\right]d_2 \quad (3.96)$$

A representação em EE da equação 3.95 é conforme a equação 3.97 (OGATA, 2000).

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ x_1 \\ \dot{x}_2 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{D_2'^2}{LC} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{D_1V_1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \hat{d}_1 \quad (3.97)$$

$$y_{11} = [1 \quad 0] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + I\hat{d}_1$$

A representação em EE da equação 3.96 é conforme a equação 3.98.

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{D_2'^2}{LC} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{D_1(V+V_2)}{L} \\ \frac{D_1 D_2' I}{LC} \end{bmatrix} \hat{d}_1 \quad (3.98)$$

$$y_{12} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}$$

Reunir as equações de estados 3.97 e 3.98 resulta na representação em EE para a equação 3.94, equação 3.99.

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{D_2'^2}{LC} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{D_1 V_1}{L} & \frac{D_1(V+V_2)}{L} \\ 0 & \frac{D_1 D_2' I}{LC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{d}_1 \\ \hat{d}_2 \end{bmatrix} \quad (3.99)$$

$$y_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} I & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{d}_1 \\ \hat{d}_2 \end{bmatrix}$$

3.6.2 – Representação em espaço de estados da equação para a corrente $\hat{i}_2(s)$ em função de $\hat{d}(s)$

Considerando-se nulo o vetor $\hat{v}(s)$, a equação para $\hat{i}_2(s)$ pode ser reescrita, por conveniência, como a equação 3.100.

$$\hat{i}_2(s) = \hat{i}_{21}(s) + \hat{i}_{22}(s) = G_{21}(s) \hat{d}_1(s) + G_{22} \hat{d}_2(s) \quad (3.100)$$

Separar as equações diferenciais representativas de cada parcela de corrente da equação 3.100 resulta nas equações diferenciais 3.101 e 3.102.

$$\overset{(2)}{i}_{21} + \frac{1}{RC} \overset{(1)}{i}_{21} + \frac{D_2'^2}{LC} i_{21} = \frac{D_2 V_1}{L} \overset{(1)}{d}_1 + \frac{D_2 V_1}{RLC} d_1 \quad (3.101)$$

$$\overset{(2)}{i}_{22} + \frac{1}{RC} \overset{(1)}{i}_{22} + \frac{D_2'^2}{LC} i_{22} = I \overset{(2)}{d}_2 + \left[\frac{D_2(V+V_2)}{L} + \frac{I}{RC} \right] \overset{(1)}{d}_2 + \left[\frac{D_2(V+V_2+D_2'IR)}{RLC} + \frac{D_2' I}{LC} \right] d_2 \quad (3.102)$$

A representação em EE da equação 3.101 é conforme a equação 3.103 (OGATA, 2000).

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{D_2'^2}{LC} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{D_2 V_1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \hat{d}_1$$

$$y_{21} = [1 \quad 0] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}$$
(3.103)

A representação em EE da equação 3.102 é conforme a equação 3.104.

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{D_2'^2}{LC} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{D_2(V+V_2)}{L} \\ \frac{D_2 D_2' I}{LC} \end{bmatrix} \hat{d}_2$$

$$y_{22} = [1 \quad 0] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + I \hat{d}_2$$
(3.104)

Reunir as equações de estados 3.103 e 3.104 resulta na representação em EE da equação 3.100, equação 3.105.

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{D_2'^2}{LC} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{D_2 V_1}{L} & \frac{D_2(V+V_2)}{L} \\ 0 & \frac{D_2 D_2' I}{LC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{d}_1 \\ \hat{d}_2 \end{bmatrix}$$

$$y_2 = [1 \quad 0] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + [0 \quad I] \begin{bmatrix} \hat{d}_1 \\ \hat{d}_2 \end{bmatrix}$$
(3.105)

O mesmo procedimento descrito nas seções 3.6.1 e 3.6.2 pode ser aplicado para obter a representação em EE das equações para as correntes $\hat{i}_1(s)$ e $\hat{i}_2(s)$ em função de $\hat{v}(s)$.

Finalmente, reunir as equações 3.99, 3.105 e as equações em EE das correntes $\hat{i}_1(s)$ e $\hat{i}_2(s)$ em função de $\hat{v}(s)$ resulta na representação em EE da equação 3.93, equação 3.106.

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\frac{D_2'^2}{LC} & -\frac{1}{RC} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -\frac{D_2'^2}{LC} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{D_1 V_1}{L} & \frac{D_1(V+V_2)}{L} \\ 0 & \frac{D_1 D_2' I}{LC} \\ \frac{D_2 V_1}{L} & \frac{D_2(V+V_2)}{L} \\ 0 & \frac{D_2 D_2' I}{LC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{d}_1 \\ \hat{d}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{D_1^2}{L} & \frac{D_1 D_2}{L} \\ 0 & 0 \\ \frac{D_1 D_2}{L} & \frac{D_2^2}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_1 \\ \hat{v}_2 \end{bmatrix} \\
\mathbf{y} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} I & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{d}_1 \\ \hat{d}_2 \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{3.106}$$

A equação 3.106 é a representação em EE do modelo de pequeno sinal do CDE (REMPS), equação 3.93, e será utilizada para analisar o comportamento dinâmico das correntes \hat{i}_1 e \hat{i}_2 . Essa equação também será utilizada no projeto do controlador para o controle dessas correntes.

3.7 – Simulação do CDE em malha aberta com fontes de tensão c.c. comuns e carga resistiva

Esta seção apresenta resultados de simulação do CDE em malha aberta e em regime permanente.

Nas simulações, as fontes v_1 e v_2 são fontes de tensão c.c. comuns e a carga é uma resistência R . Ou seja, o comportamento do GFV, do GE e do motor c.c. não é levado em consideração.

As simulações foram realizadas utilizando-se os componentes da biblioteca *Simscape Electrical* (MATHWORKS, 2020 d) do *MATLAB/Simscape 2017*. O objetivo desta simulação foi observar as principais formas de onda para verificar se estas correspondem às apresentadas na abordagem teórica feita neste capítulo.

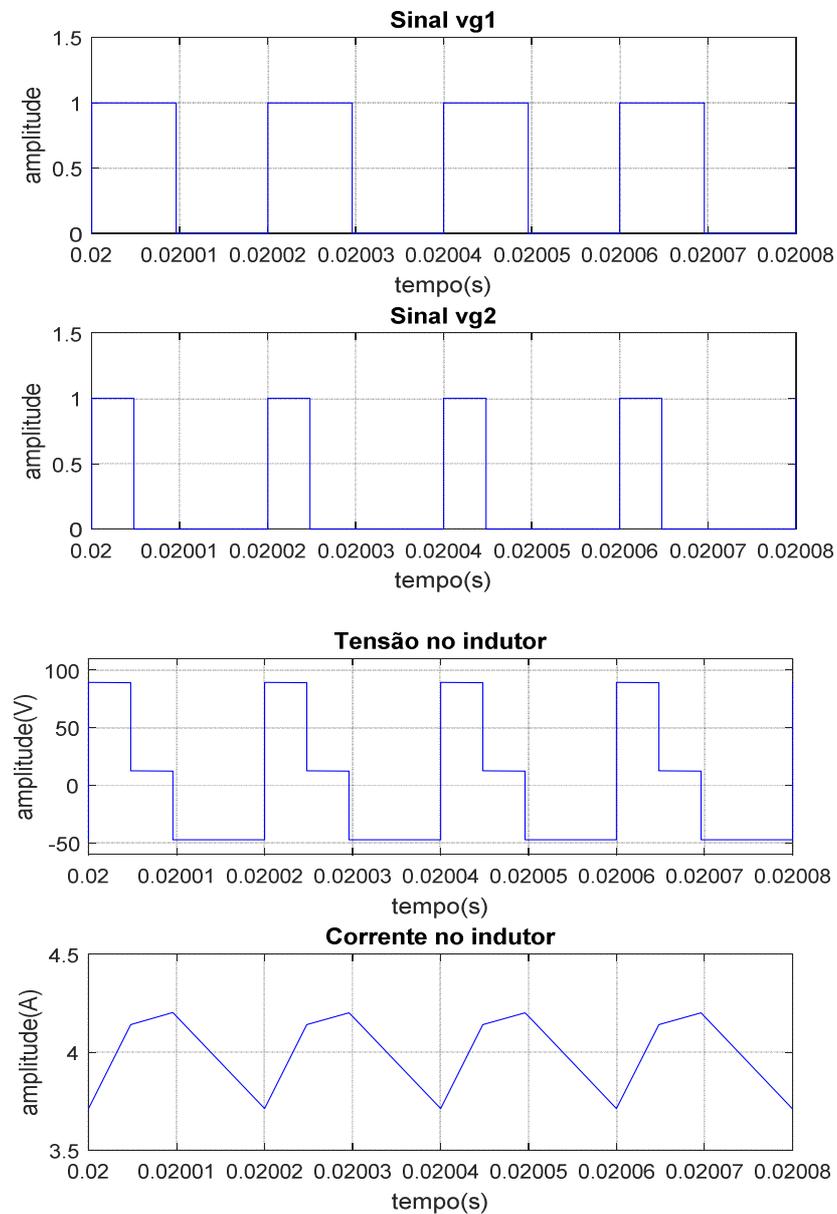
A tabela 3.2 apresenta os parâmetros utilizados na simulação. Os valores de D_1 , D_2 , I , V , I_0 , L e C foram obtidos por meio das equações do conversor em regime permanente.

Tabela 3.2 - Parâmetros para simulação do CDE

| V_1 (volts) | V_2 (volts) | I_1 (A) | I_2 (A) | D_1 | D_2 | I (A) | V (volts) | I_o (A) | L (mH) | C (μ F) | f_s (kHz) |
|------------------|------------------|-----------|-----------|-------|-------|---------|----------------|-----------|----------|----------------|-------------|
| 60 | 30 | 2 | 1 | 0,48 | 0,24 | 4,12 | 48 | 3,12 | 1 | 100 | 50 |

Fonte: Elaborada pelo autor desta tese

A figura 3.23 apresenta os sinais PWM v_{G1} e v_{G2} , sincronizados pela borda de subida, a tensão e a corrente no indutor.

Figura 3.23 – Sinais PWM, tensão e corrente no indutor

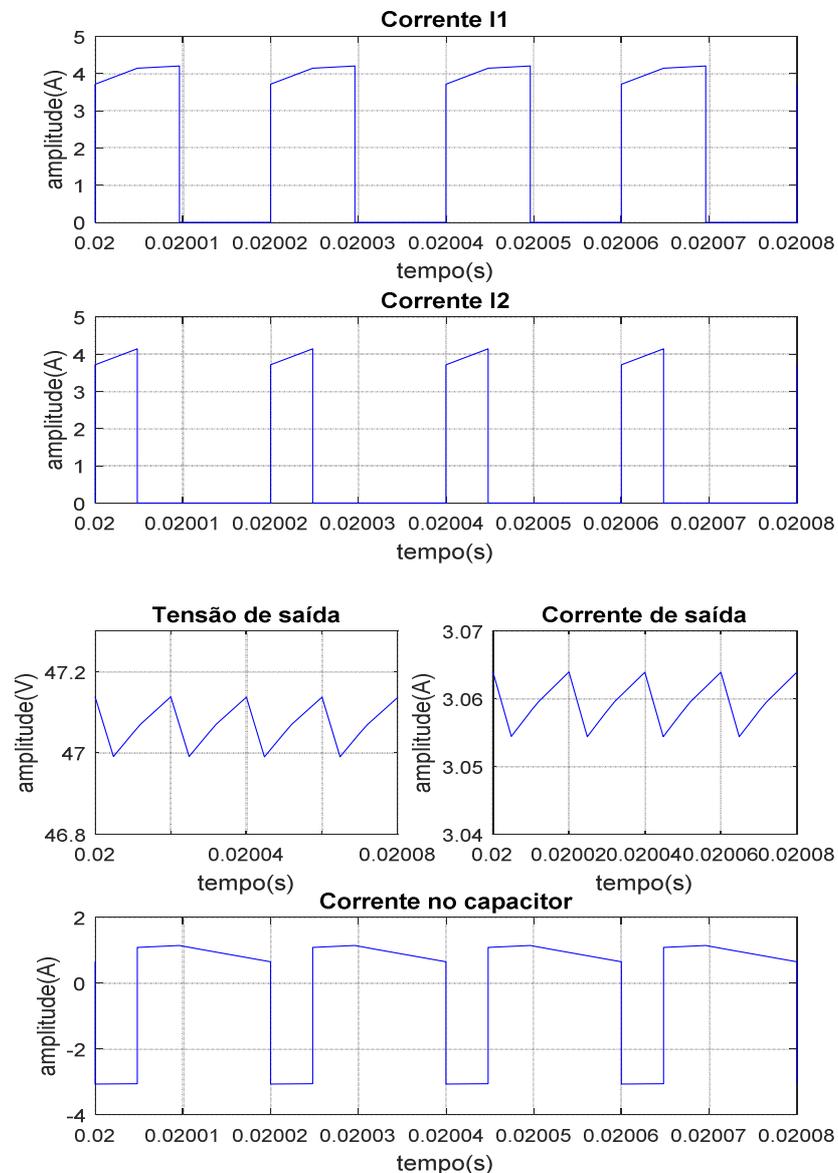
Fonte: Elaborada pelo autor desta tese

No intervalo em que ambas as chaves estão fechadas a tensão no indutor, v_L , é $V_1 + V_2 = 90$ V. Quando somente S_1 está fechada $V_L = V_1 - V = 12$ V. Quando ambas estão abertas $V_L = V = -48$ volts.

A corrente no indutor cresce quando S_1 e/ou S_2 estão fechadas, tem taxa de crescimento maior quando S_1 e S_2 estão fechadas. Decresce quando S_1 e S_2 estão abertas.

A figura 3.24 mostra as correntes i_1 e i_2 , a tensão na carga, a corrente na carga e a corrente no capacitor.

Figura 3.24 – Correntes i_1 e i_2 , tensão e corrente na carga, corrente no capacitor.



Fonte: Elaborada pelo autor desta tese

As correntes i_1 e i_2 são pulsantes. A corrente i_1 é drenada durante um intervalo maior, pois $D_1 > D_2$.

A tensão e a corrente na carga são contínuas, “lisas” e seus valores correspondem aos calculados e apresentados na tabela 3.2.

Nos intervalos em que S_1 e S_2 estão fechadas, o capacitor alimenta a carga e sua corrente é negativa. Nos demais intervalos ele funciona como receptor de energia e sua corrente é positiva.

As principais variáveis do CDE apresentadas anteriormente permitem concluir que o software de simulação utilizado emula devidamente o comportamento em regime permanente do CDE.

A potência de entrada para a situação simulada é de:

$$P_1 = V_1 I_1 + V_2 I_2 = 60 \times 2 + 30 \times 1 = 150 \text{ W.}$$

A potência de saída é de:

$$P_0 = V_0 I_0 = 3,12 \times 48 = 149,76 \text{ W.}$$

Dos 150 W de potência, parte virá da fonte V_1 e parte da fonte V_2 . A fonte V_1 contribui com $P_1 = V_1 I_1 = 60 \times 2 = 120 \text{ W}$. A fonte V_2 contribui com $P_2 = V_2 I_2 = 30 \times 1 = 30 \text{ W}$.

3.8 – Comentários

Neste capítulo, descreveu-se e modelou-se matematicamente o CDE utilizado para conexão do GFV/GE e transferência controlada de energia no SFEBA proposto.

O capítulo culmina com a determinação do modelo de pequeno sinal, que informa a dinâmica das correntes drenadas pelo CDE das fontes de energia conectadas às suas entradas.

A natureza pulsante das correntes drenadas não é adequada ao GFV, pois sua corrente gerada é contínua e não-pulsante. Contudo, a conexão de um capacitor nos terminais de saída do GFV evita a extração de corrente pulsante, e pode dispensar a instalação de um filtro LC adicional na entrada do CDE (ELGENDY; ZAHAWI; ATKINSON, 2012).

A corrente pulsante tem ação direta sobre o retificador trifásico que interfaceia o GSIP e o CDE. A ação do retificador trifásico sobre as correntes extraídas de cada uma das fases do GSIP será a de distorcê-las, o que provocará a redução do fator de potência associado ao GSIP.

A utilização de retificadores com correção passiva do fator de potência provocaria aumento do tamanho e do custo do retificador. A correção ativa do fator de potência requereria um filtro LC adicional na entrada do CDE, uma vez que este não o possui

naturalmente. O sistema e seu controle tornar-se-iam mais complexos. Para simplicidade, neste trabalho utilizou-se um retificador sem correção do fator de potência.

Para o controle das correntes drenadas do GFV/GE será necessária a medição destas correntes a fim de realizar a realimentação. Conforme ilustrado na figura 1.1, o ponto de medição da corrente do GFV é entre este e o capacitor conectado a sua saída. Conforme já mencionado, a corrente neste ponto é contínua e não-pulsante. O ponto de medição da corrente do GE é entre a saída do filtro capacitivo do retificador trifásico e a entrada do CDE. Portanto, para medir a corrente correspondente ao GE é adequado um sensor com um filtro passa-baixas a fim de eliminar a característica pulsante desta corrente. Nas simulações do sistema, que são apresentadas no Capítulo 5, foi utilizado o bloco do *Mean* do *Simulink* (MATHWORKS, 2020 b) para realizar a função de filtragem.

O Capítulo 6 apresenta a resposta em malha aberta do CDE, obtida por meio de um protótipo deste dispositivo, a qual permite validar seu MMEE.

O próximo capítulo apresenta os modelos matemáticos dos demais componentes de interesse do SFEBA necessários à simulação e à análise do sistema como um todo.

Capítulo 4

Descrição e Modelagem Matemática de Componentes de Interesse do Sistema Fotovoltaico-eólico de Bombeamento de Água

4.1 – Introdução

Este capítulo descreve o modelamento matemático dos outros componentes de interesse do SFEBA, a saber, GFV, GE e motor c.c. que integra a MBC.

A modelagem é necessária para elaborar as simulações no software *MATLAB/Simulink/Simscape 2017* (MATHWORKS, 2020 a) a fim de avaliar o sistema de bombeamento proposto.

Além disso, a modelagem dos componentes individuais é importante porque propicia uma melhor compreensão destes componentes cujos modelos, uma vez interligados, formarão o modelo computacional do SFEBA. Tal compreensão auxilia no entendimento do sistema como um todo.

Em uma simulação adequada, as equações que descrevem cada componente de interesse devem ser apropriadamente parametrizadas para que elas representem, tão próximo quanto possível, o comportamento real. Assim, as curvas características reais dos componentes de interesse, sempre que possível, são comparadas com as curvas obtidas por meio dos respectivos modelos matemáticos parametrizados com base em dados reais, a fim de validar os modelos.

As fontes de energia tiveram parte de suas equações implementadas no ambiente *Simulink* (MATHWORKS, 2020 b). O CDE, o gerador síncrono a ímãs permanentes (GSIP), o retificador trifásico e o motor c.c. foram emulados através dos componentes da biblioteca *Simscape Electrical* (MATHWORKS, 2020 c; MATHWORKS, 2020 d).

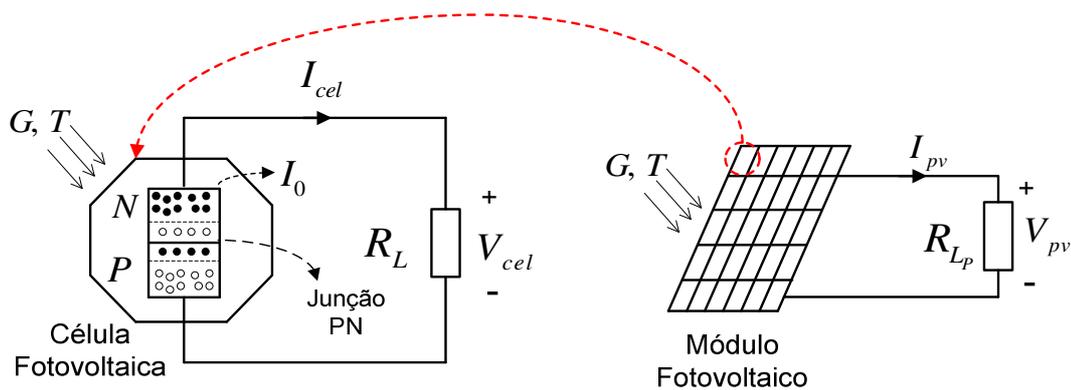
Também é apresentado o método adotado para sintetizar os sinais de referência de corrente a serem drenadas pelo CDE para a operação do GFV/GE próximo ao PMP.

Cabe salientar que a parte hidráulica do sistema de bombeamento não é precisamente modelada. O fenômeno de bombeamento é representado por um torque de carga aplicado ao eixo do motor c.c.. Contudo, a ausência de um modelo que represente a parte hidráulica não prejudica a análise do SFEBA. Caso se deseje avaliar outras variáveis hidráulicas ou mecânicas, o modelo a elas correspondente pode ser posteriormente incluído.

4.2 – O gerador fotovoltaico

A figura 4.1 apresenta os elementos principais que constituem um arranjo de conversão direta de energia solar em elétrica, que ocorre com base no efeito fotovoltaico (FV).

Figura 4.1 – Elementos principais de um arranjo de conversão de energia solar FV



Fonte: Elaborada pelo autor desta tese

A célula solar FV é geralmente composta por uma junção P-N (união de duas camadas de material semicondutor dopado), elemento onde ocorrem os principais fenômenos relacionados à conversão de energia.

O contato entre as duas camadas semicondutoras provoca a migração de elétrons do material N para o material P e cria uma barreira de potencial entre as camadas. Essa barreira impede a movimentação de elétrons na junção P-N quando não há incidência de radiação solar na célula FV (VILLALVA E GAZOLLI, 2012).

A conversão de energia ocorre a partir da incidência da radiação solar G sobre uma célula FV. Ao absorver parte da energia contida na radiação solar, os elétrons em excesso no material N adquirem energia suficiente para vencer a barreira de potencial e movimentar-se na junção P-N. Assim, quando uma carga R_L é conectada aos eletrodos metálicos da célula FV, os elétrons adquirem mobilidade, e surge, portanto, a corrente elétrica I_{cel} (DUFFIE e BECHMAN, 2013).

Se não houver uma carga conectada aos terminais da célula FV sob radiação solar não haverá corrente elétrica. Contudo, mesmo na ausência de corrente elétrica, haverá uma tensão elétrica V_{cel} nos terminais da célula FV (VILLALVA E GAZOLLI, 2012).

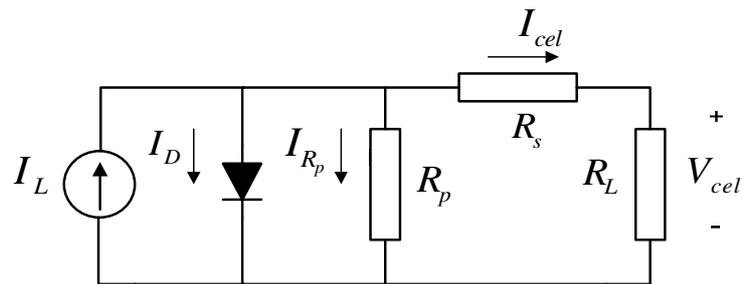
Conforme é apresentado neste capítulo, a corrente I_{cel} é função da irradiância G , da temperatura de operação da célula T e da corrente de saturação reversa da junção P-N I_0 (DUFFIE e BECHMAN, 2013).

O módulo FV é formado por um conjunto de células FV em série e/ou em paralelo. A tensão, a corrente e a carga conectada aos terminais do módulo são notacionadas por V_{pv} , I_{pv} e R_{Lp} , respectivamente. A associação de vários módulos FV forma um GFV.

4.2.1 – O circuito equivalente de uma célula fotovoltaica e seu modelo matemático

O modelo matemático da célula FV relaciona a corrente, a tensão e a potência gerada à irradiância incidente e à temperatura de operação da célula FV. Com este propósito, um modelo bastante utilizado baseia-se no circuito equivalente de uma célula FV, figura 4.2 (DUFFIE e BECKMAN, 2013).

Figura 4.2 – Circuito equivalente de uma célula FV



Fonte – Adaptada de Duffie e Beckman (2013)

Onde:

I_L → corrente fotogerada, proveniente da radiação solar (A)

I_D → corrente da junção P-N (A)

I_{Rp} → corrente na resistência paralela (A)

R_p → resistência paralela (Ω)

R_s → resistência série (Ω)

I_{cel} → corrente da célula (A)

V_{cel} → tensão nos terminais da célula (V)

R_L → carga (Ω)

No circuito equivalente da figura 4.2, a fonte de corrente representa a corrente gerada pela radiação solar, o diodo representa os fenômenos associados à junção P-N e as resistências R_S e R_P são intrínsecas à célula FV.

A equação 4.1 descreve matematicamente a corrente produzida na saída da célula FV, e é obtida a partir do circuito equivalente e das características físicas da célula.

$$I_{cel} = I_L - I_D - I_{R_p} = I_L - I_0 \left[\exp\left(\frac{V_{cel} + I_{cel}R_S}{a}\right) - 1 \right] - \frac{(V_{cel} + I_{cel}R_S)}{R_p} \quad (4.1)$$

Onde:

I_0 → corrente de saturação reversa da junção P-N (A)

$a = \frac{n_i k T}{q}$ → tensão térmica

n_i → fator de idealidade

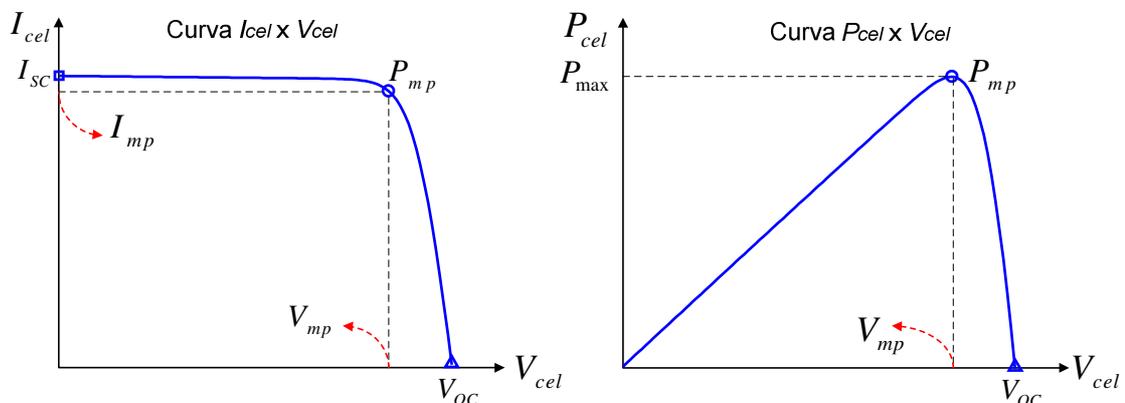
$k = 1,38 \times 10^{-23}$ → constante de Boltzmann

T → temperatura da célula (K)

$q = 1,602 \times 10^{-19}$ → carga do elétron (C)

Para condições constantes de irradiância e temperatura, a equação 4.1 gerará as curvas características $I_{cel} \times V_{cel}$ e $P_{cel} \times V_{cel}$, tal como mostra a figura 4.3. Onde $P_{cel} = I_{cel}V_{cel}$ é a potência elétrica gerada.

Figura 4.3 - Curvas $I_{cel} \times V_{cel}$ e $P_{cel} \times V_{cel}$ de uma célula FV



Fonte: Elaborada pelo autor desta tese

A curva $I_{cel} \times V_{cel}$ apresenta os seguintes pontos notáveis: o ponto $V_{OC} \rightarrow (V_{OC}, 0)$ é chamado de tensão de circuito aberto; tensão “vista” a partir dos terminais da célula sem uma carga conectada. O ponto $I_{SC} \rightarrow (0, I_{SC})$ ou corrente de curto-circuito; corrente que circula na célula quando seus terminais são curto-circuitados. $P_{mp} \rightarrow (V_{mp}, I_{mp})$ ponto no qual a potência entregue à carga é máxima, P_{max} , e no qual a célula, preferencialmente, deve operar.

A curva $I_{cel} \times V_{cel}$ pode ser levantada experimentalmente e utilizada na determinação de alguns dos coeficientes da equação 4.1.

Para que se possa obter a solução da equação 4.1 numericamente, necessita-se determinar os parâmetros I_L , I_0 , a , R_s e R_p , todos dependentes das condições de irradiância e temperatura.

Os cinco parâmetros podem ser obtidos a partir das características elétricas da célula nas Condições-padrão de ensaio (STC – *Standard Test Conditions*) fornecidas pelo fabricante, bem como a partir da curva $I_{cel} \times V_{cel}$ levantada experimentalmente em diferentes condições de temperatura e irradiância. A seguir, descreve-se como os cinco parâmetros foram determinados.

a) Determinação da corrente fotogerada I_L :

A corrente foto-gerada pode ser calculada através da equação 4.2, (DUFFIE e BECKMAN, 2013).

$$I_L = \frac{G}{G_{REF}} [I_{L_{REF}} + \alpha(T - T_{REF})] \quad (4.2)$$

Onde:

$G \rightarrow$ irradiância solar no plano do gerador (W/m^2)

$G_{REF} \rightarrow$ irradiância solar nas STC (W/m^2)

$I_{L_{REF}} \rightarrow$ corrente fotogerada nas STC (A)

$\alpha \rightarrow$ coeficiente de temperatura da corrente de curto-circuito ($1/^\circ C$)

$T \rightarrow$ temperatura da célula (K)

$T_{REF} \rightarrow$ temperatura da célula nas STC (K)

b) Determinação da corrente de saturação reversa I_0 :

A corrente de saturação reversa pode ser obtida pela equação 4.3 (PANDIARAJAN e MUTHU, 2011).

$$I_0 = I_{0REF} \left[\frac{T}{T_{REF}} \right]^3 \exp \left[\frac{qE_{g0}}{n_i k} \left\{ \frac{1}{T_{REF}} - \frac{1}{T} \right\} \right] \quad (4.3)$$

I_{0REF} → corrente de saturação reversa nas STC (A)

I_{SCREF} → corrente de curto-circuito nas STC (A)

E_{g0} → Gap de energia do silício, aproximadamente 1,1 e-letron-volt

V_{OC} → tensão de circuito aberto (volts)

Onde I_{0REF} pode ser calculada pela equação 4.4.

$$I_{0REF} = \frac{I_{SCREF}}{\left[\exp \left(\frac{V_{OC}}{a} \right) - 1 \right]} \quad (4.4)$$

c) Determinação da resistência paralela R_p :

A resistência paralela pode ser estimada, de forma aproximada, a partir da curva I_{cel} x V_{cel} (traçada para uma dada condição de temperatura e irradiância) por meio da determinação do coeficiente de inclinação próximo ao ponto $(I_{SC}, 0)$, equação 4.5, (BENGHANEM e ALAMRI, 2009).

$$\left(\frac{dV}{dI} \right) \Big|_{I=I_{SC}} = -R_p \quad (4.5)$$

d) Determinação da resistência série R_s :

A resistência série pode ser estimada, de forma aproximada, a partir da curva I_{cel} x V_{cel} (traçada para uma dada condição de temperatura e irradiância) por meio da determinação do coeficiente de inclinação próximo ao ponto $(0, V_{OC})$, equação 4.6, com posterior aplicação da equação 4.7, (BENGHANEM e ALAMRI, 2009).

$$\left(\frac{dV}{dI} \right) \Big|_{V=V_{OC}} = -R_{S0} \quad (4.6)$$

$$R_S = R_{S0} - \frac{a}{I_0} \exp\left(-\frac{V_{OC}}{a}\right) \quad (4.7)$$

e) Determinação do fator de idealidade n_i :

Pode-se calcular o fator de idealidade por meio da equação (4.8), (BENGHANEM e ALAMRI, 2009), ou atribuir a n_i um valor entre 1 e 2 (DUFFIE e BECKMAN, 2013).

$$n_i = \frac{V_{mp} + I_{mp} R_{S0} - V_{OC}}{\frac{kT}{q} \left[\ln\left(I_{SC} - \frac{V_{mp}}{R_P} - I_{mp}\right) - \ln\left(I_{SC} - \frac{V_{OC}}{R_P}\right) + \left(\frac{I_{mp}}{I_{SC} - \frac{V_{OC}}{R_P}}\right) \right]} \quad (4.8)$$

Onde:

V_{mp} → tensão no ponto de máxima potência (volts)

I_{mp} → corrente no ponto de máxima potência (A)

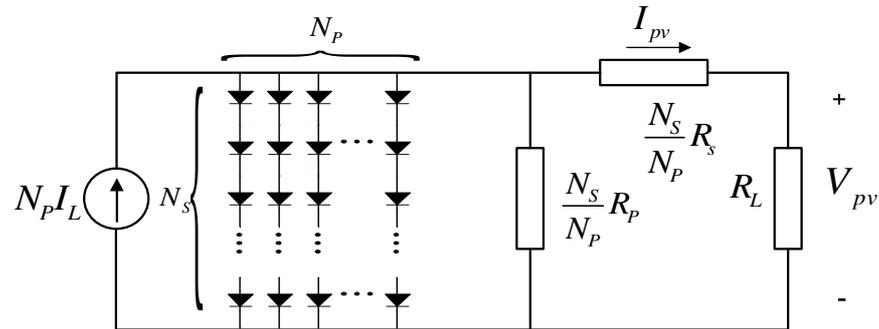
I_{SC} → corrente de curto-circuito (A)

Uma vez determinados os cinco parâmetros, pode-se simular uma célula FV para diferentes valores de irradiância e temperatura.

4.2.2 – Circuito equivalente modificado para representação de módulos ou geradores fotovoltaicos

O circuito equivalente da figura 4.4 pode representar um módulo FV ou um GFV arranjados com N_s células FV em série e/ou N_p células FV em paralelo (EDOUARD e NJOMO, 2013).

Figura 4.4 – Circuito equivalente de um módulo fotovoltaico ou de um GFV



Fonte – Adaptada de Edouard e Njomo (2013)

A alteração do circuito equivalente da figura 4.2 para o da figura 4.4 resulta na adição das tensões de células FV em série e na adição das correntes de células FV em paralelo como também na modificação das resistências série e paralela, que passarão a refletir o efeito da associação das células. A resistência série (paralela) equivalente da associação é obtida pelo produto de (N_S/N_P) com a resistência série (paralela) da célula FV.

Para que os efeitos da associação sejam incluídos, a equação (4.1) fica modificada conforme a equação (4.9).

$$I_{pv} = N_P I_L - N_P I_0 \left[\exp \left(\frac{V_{pv} + I_{pv} \frac{N_S}{N_P} R_s}{N_S a} \right) - 1 \right] - \frac{(V_{pv} + I_{pv} \frac{N_S}{N_P} R_s)}{\frac{N_S}{N_P} R_p} \quad (4.9)$$

Onde I_{pv} e V_{pv} são a tensão e a corrente nos terminais do módulo ou GFV.

Se os parâmetros da equação 4.9 forem adequadamente determinados para um módulo FV ou um GFV real, este pode ser simulado através da implementação da equação 4.9 em um programa computacional que a solucione numericamente.

Na seção 4.5.1, os parâmetros da equação 4.9 são determinados com base em um módulo fotovoltaico real que posteriormente é simulado. Os resultados de simulação são comparados com dados levantados experimentalmente.

4.2.3 – Determinação do ponto de máxima potência de um gerador fotovoltaico

Um GFV não entrega sua potência máxima se sua tensão e corrente não corresponderem ao ponto (V_{mp}, I_{mp}) . Deve haver um adequado “casamento” de impedância de modo que a tensão e a corrente de saída do GFV correspondam ao PMP. Conversores de energia que interfaceiam o GFV e a carga são geralmente empregados para possibilitar a operação do GFV no PMP.

O PMP muda de acordo com a irradiância e a temperatura do GFV, e há diversos métodos para sua determinação. A escolha do método depende de fatores como facilidade de implementação, disponibilidade de sensores (sensor de corrente ou de tensão, de irradiância etc.), precisão, velocidade de resposta e etc.

Optou-se por utilizar o Método da Corrente de Curto-circuito (ZANOTTI, 2014) para o seguimento do ponto de máxima potência. Nesse método, uma corrente de referência, equação 4.10, proporcional à corrente de curto-circuito, é rastreada pelo controle do CDE. Essa corrente corresponde à corrente i_I drenada da fonte v_I conectada ao CDE. Portanto, no CDE, $v_I = V_{pv}$ e $i_I = I_{pv}$.

$$i_{Iref} = K_{fv} I_{SC} \quad (4.10)$$

Para que i_{Iref} corresponda a I_{mp} , à constante K_{fv} é atribuído um valor entre 0,9 e 0,94.

Para o emprego do método, a corrente I_{SC} deve ser adequadamente determinada. Na prática, há pelo menos duas formas de sua determinação. A primeira consiste em utilizar um interruptor estático na saída do GFV. Tal interruptor é momentaneamente fechado e a corrente I_{SC} é lida através de um sensor de corrente. No instante da leitura, a tensão nos terminais do GFV e, portanto, sua potência, são nulas (ZANOTTI, 2014).

Outra forma de se determinar I_{SC} é através da equação 4.11.

$$I_{SC} = I_{SCREF} \frac{G}{G_{REF}} [1 + \alpha(T - T_{REF})] \quad (4.11)$$

O coeficiente α é relativamente baixo, de modo que se pode desprezar o efeito da temperatura. Assim, I_{SC} pode ser considerada aproximadamente proporcional à irradiância G (DUFFIE e BECKMAN, 2013). Desta forma, se G for adequadamente medida, I_{SC} pode ser

estimada. Na prática, G pode ser medida através de uma célula de referência (sensor fotovoltaico calibrado para medição de irradiância).

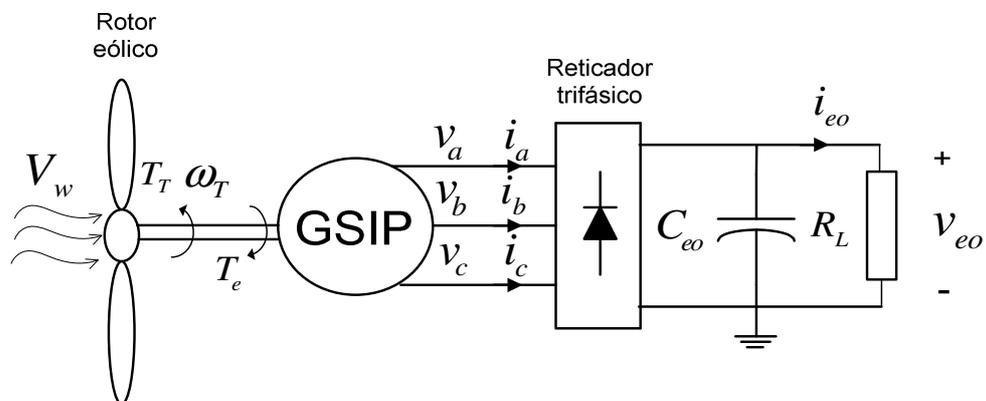
Neste trabalho, o sinal de referência de corrente i_{Iref} é gerado a partir da equação 4.11 com $\alpha = 0$. Portanto, para um dado perfil de irradiância simulado, calcula-se I_{SC} e multiplica-se por 0,9, o que resulta em i_{Iref} .

O módulo FV Solaris S 55P, utilizado neste trabalho para basear o GFV simulado, apresenta $\alpha = 0,05 \text{ } \%/^{\circ}\text{C}$. Considerando-se que a temperatura máxima de operação da célula nas simulações realizadas é de $T = 55 \text{ } ^{\circ}\text{C}$, o erro máximo cometido pelo desprezo de α na estimativa de I_{SC} através da equação 4.11 é de 1,48 %.

4.3 – O gerador eólico

A figura 4.5 apresenta um esquema de um GE de velocidade variável comumente utilizado em sistemas isolados de pequeno porte.

Figura 4.5 – Esquema de um GE de velocidade variável a GSIP



Fonte: Elaborada pelo autor desta tese

O GE apresentado consiste de um rotor eólico que captura a energia presente na velocidade do vento, V_w .

O ar em movimento passa através das pás do rotor da turbina eólica, cujo eixo passa a girar com velocidade angular ω_T devido ao torque mecânico T_T produzido. O eixo é acoplado a um gerador elétrico, comumente um gerador síncrono a ímã permanente (GSIP), diretamente acoplado ao eixo do rotor eólico (sistema de acoplamento sem caixa de engrenagens).

O movimento é transferido para as bobinas do rotor do GSIP, que interagem com o campo magnético dos ímãs permanentes produzindo as tensões e correntes elétricas trifásicas v_a, v_b, v_c e i_a, i_b, i_c , respectivamente.

Para produção da tensão c.c. v_{eo} , os terminais do GSIP são conectados a um retificador trifásico com filtro capacitivo, C_{eo} .

Se uma carga R_L for conectada aos terminais do GE submetido a um perfil de vento, uma corrente c.c. i_{eo} fluirá pela carga e o GE entregará a ela uma potência elétrica c.c.. Como consequência, um torque eletromagnético T_e , contrário ao torque mecânico T_T , será produzido (ADEGAS, 2006); (ANAYA-LARA *et al*, 2009).

As seções 4.3.1, 4.3.2 e 4.3.3 apresentam, respectivamente, os modelos matemáticos do torque produzido pelo rotor eólico, do GSIP e do retificador trifásico.

4.3.1 – O modelo matemático do torque produzido pela turbina eólica

O torque mecânico T_T produzido pela turbina eólica é relacionado com a velocidade do vento através da equação 4.12, (YIN *et al.*, 2007).

$$T_T = \frac{1}{2} \rho \pi R_T^3 V_w^2 C_p(\phi, \gamma) / \gamma \quad (4.12)$$

Onde

$\rho \rightarrow$ densidade do ar, 1,225 kg/m³

$\pi \rightarrow$ constante igual a 3,14

$R_T \rightarrow$ raio do rotor (m)

$V_w \rightarrow$ velocidade do vento (m/s)

$C_p \rightarrow$ coeficiente de potência

$\phi \rightarrow$ ângulo de passo (°)

$\gamma = \frac{\omega_T R_T}{V_w} \rightarrow$ relação de velocidade de ponta de pá

$\omega_T \rightarrow$ velocidade angular do eixo do rotor da turbina (rad/s)

Nem toda a energia disponível no vento é capturada pelo rotor da turbina. Essa redução é representada na equação 4.12 por meio do coeficiente C_p , que reflete a eficiência aerodinâmica e é função da relação da velocidade de ponta de pá (RVP) e do ângulo de passo.

A RVP relaciona a velocidade linear na ponta da pá e a velocidade do vento. Enquanto as pás do rotor giram, o vento passa entre elas com velocidade que varia ao longo do tempo. Se a RVP for muito grande, o movimento rápido das pás bloqueia o fluxo de ar, o que cria regiões de turbulências às proximidades das pás reduzindo, assim, a eficiência da turbina (RASHID, 2014). O ângulo de passo, por sua vez, é o ângulo de giro das pás em relação a seu eixo longitudinal e informa o ângulo com o qual o vento atingirá as pás.

A equação 4.13, obtida por aproximações numéricas (SUN; CHEN; BLAABJERG, 2004), em geral fornece boa descrição matemática do coeficiente C_p .

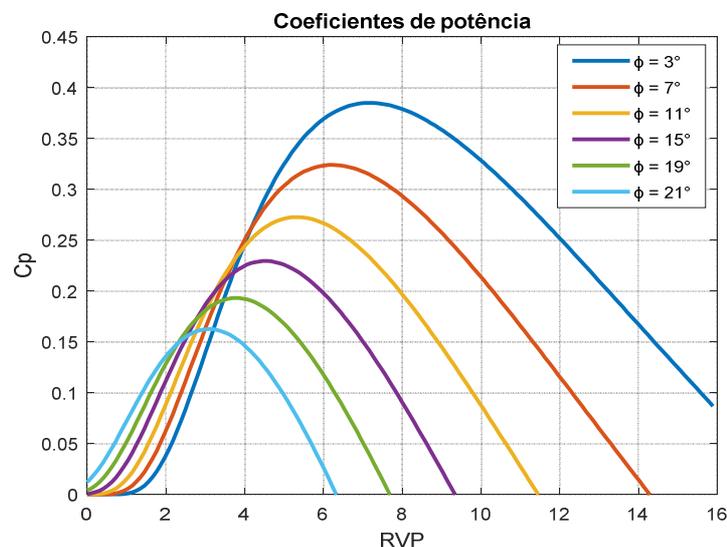
$$C_p = 0,22 \left(\frac{116}{\beta} - 0,4\phi - 5 \right) \exp \left(-\frac{12,5}{\beta} \right) \quad (4.13)$$

Onde β é obtido através da equação 4.14.

$$\beta = \frac{1}{\frac{1}{\gamma + 0,08\phi} - \frac{0,035}{\phi^3 + 1}} \quad (4.14)$$

A figura 4.6 apresenta as curvas de C_p em função da RVP para vários valores do ângulo de passo ϕ .

Figura 4.6 – Coeficiente de potência em função da RVP



Fonte: Elaborada pelo autor desta tese

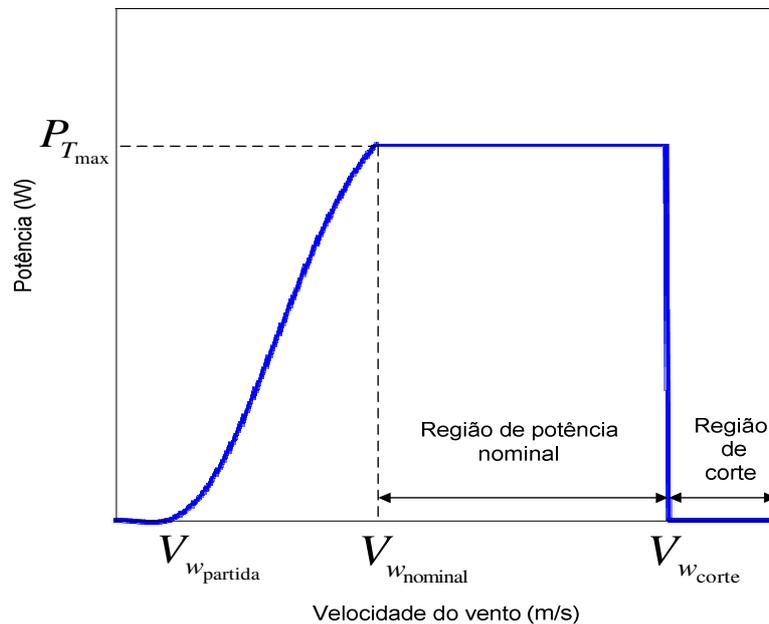
Observa-se que C_p varia tanto com ϕ como com a RVP e, para determinado ϕ , existe um valor da RVP que corresponde ao C_p máximo. Portanto, para uma dada condição de vento, é possível operar a turbina eólica em sua potência máxima através da alteração da RVP. Há uma diversidade de métodos que podem ser utilizados para esse fim (RASHID, 2014).

A potência mecânica gerada pela turbina é obtida multiplicando-se o torque mecânico pela velocidade angular, o que resulta na equação 4.15.

$$P_T = \frac{1}{2} \rho \pi R_T^2 V_w^3 C_p(\phi, \gamma) \quad (4.15)$$

Geralmente, a potência é caracterizada por meio de uma curva de potência em função da velocidade do vento, conforme figura 4.7.

Figura 4.7 – Curva de potência típica de um GE com controle de passo



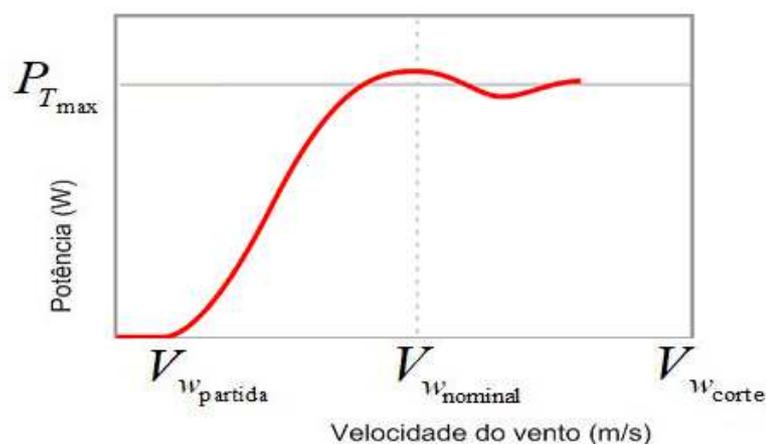
Fonte: Adaptada de Rashid (2014)

Nessa figura, pode-se destacar três regiões de operação para a turbina eólica (RASHID, 2014):

- a) Região de acionamento: região que indica a velocidade mínima do vento, $V_{Wpartida}$, necessária à partida da turbina. Geralmente ocorre por volta de 3 m/s para turbinas de pequeno porte.
- b) Região de potência nominal: região na qual a turbina produz seu valor máximo de potência e na qual, preferencialmente, deve operar. Uma vez atingida a velocidade nominal do vento, $V_{Wnominal}$, (na qual a potência atinge seu máximo valor), aumentos na velocidade do vento não produzirão mais incrementos na potência gerada, pois os controles aerodinâmicos do rotor entram em ação para manter a potência em seu valor nominal. Isso ocorre dentro de uma faixa de velocidade de vento que geralmente é de 12 a 25 m/s.
- c) Região de Corte: região na qual as rajadas de vento superam a velocidade de corte, V_{Wcorte} , e os controles da turbina a desativam para evitar possíveis danos.

Os controles aerodinâmicos podem ser de dois tipos principais. No controle por estol, as pás da turbina são arranjadas de tal forma que, para velocidades do vento acima da nominal, uma turbulência de ar é gerada sobre a superfície da pá de modo a evitar um aumento da potência do rotor eólico. A figura 4.8 apresenta a curva de potência de um GE equipado com controle por estol.

Figura 4.8 – Curva de potência de um GE equipado com controle por estol



Fonte: Adaptada de http://www.cresesb.cepel.br/index.php?section=com_content&lang=pt&cid=231

O controle de passo é um tipo de controle mais sofisticado e empregado em grandes turbinas eólicas. Tal controle atua por meio da alteração do ângulo de passo através de um

dispositivo hidráulico ou eletromecânico, permitindo uma maior ou menor captação de energia. A curva de potência de um GE com controle de passo assemelha-se à curva da figura 4.7, uma vez que essa ação de controle é mais suave que a de estol.

Os controles aerodinâmicos mencionados anteriormente são utilizados principalmente para, em situações de ventos abundantes, manterem a potência em seu valor nominal. No entanto, em circunstâncias de vento abaixo do nominal, outras estratégias de controle são necessárias para que a turbina opere em seu PMP. Geralmente, estes esquemas de controle atuam sobre o gerador elétrico de modo a modificar a velocidade angular da turbina com consequente alteração da RVP, buscando seu valor ótimo, uma vez que a eficiência está diretamente relacionada ao coeficiente C_p , este função da RVP (RASHID, 2014).

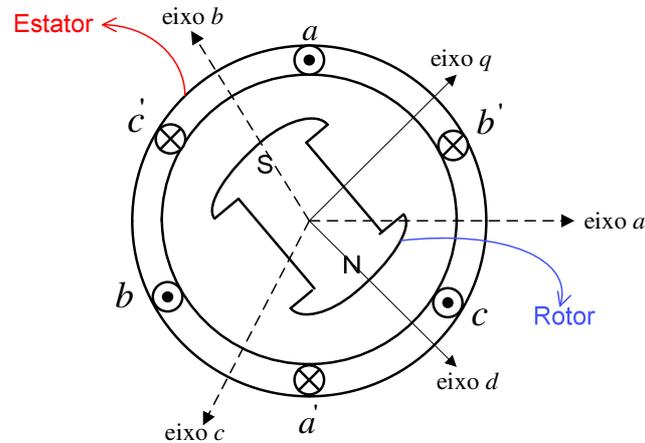
Para operar o GE submetido a velocidades do vento abaixo da nominal no PMP, pode-se conectar sua saída a um conversor c.c.-c.c. precedido por um retificador trifásico com filtro capacitivo. O conversor c.c.-c.c. pode alterar a corrente de saída do GE de modo a obter o PMP.

4.3.2 – O modelo matemático do gerador síncrono a ímãs permanentes

O GSIP é uma máquina síncrona cujo campo magnético do rotor é produzido por ímãs permanentes alocados no rotor. Sua modelagem matemática é semelhante a de máquinas síncronas com enrolamentos de campo no rotor.

A fim de auxiliar no desenvolvimento das equações do GSIP, comumente se utiliza um modelo de máquina elementar ideal trifásica. Ela é composta por um estator e um rotor separados por um gap de ar, conforme ilustra a figura 4.9.

Figura 4.9 – Ilustração de um GSIP ideal elementar



Fonte: Adaptada de Krause, Wasynczuk, Sudhoff (2001)

O estator possui os enrolamentos ‘abc’ senoidalmente distribuídos, idênticos, fisicamente deslocados em 120° entre si e conectados em “Y”.

Quando percorridos por correntes alternadas equilibradas, os enrolamentos de estator produzem, no gap de ar, um campo magnético girante, aproximadamente senoidal e de mesma frequência que as correntes nos enrolamentos. O fluxo magnético produzido por cada uma das bobinas é referenciado aos eixos *abc* (KRAUSE; WASYNCZUK; SUDHOFF, 2001).

No GSIP, o campo magnético do rotor é produzido por ímãs permanentes ao invés de enrolamentos percorridos por correntes c.c.. Portanto, as equações que descrevem os campos produzidos no rotor são simplificadas em relação as da máquina síncrona convencional.

Se o rotor girar, acionado por um torque mecânico externo, o campo magnético do rotor gira e passa a induzir tensões alternadas nos enrolamentos do estator. Como resultado da interação do campo magnético do rotor e do estator, um torque eletromagnético é produzido. O conjugado eletromagnético atua sobre o rotor de modo a alinhar os dois campos magnéticos e opõe-se à rotação quando a máquina atua como gerador. O torque gerado atinge uma condição estacionária quando referidos campos giram na mesma velocidade (KUNDUR, 1993).

Na modelagem da máquina síncrona ideal, são feitas, geralmente, as seguintes convenções e suposições: 1) Efeitos de histerese e saturação magnética são desprezados e o sistema magnético é linear (KRAUSE; WASYNCZUK; SUDHOFF, 2001); 2) as perdas causadas por correntes parasitas são desprezadas (KUNDUR, 1993); 3) o eixo *d* alinha-se com o polo norte do ímã permanente do rotor; 4) o fluxo magnético do rotor é constante em

um determinado ponto de operação e concentrado ao longo do eixo d enquanto há fluxo zero ao longo do eixo q (PATIL e MEHTA, 2014); 5) variações no fluxo magnético do rotor devido à temperatura são insignificantes (Krishnan, 2001); 6) Se a máquina opera como motor (gerador), o torque eletromagnético é positivo (negativo); 7) Para descrever a ação de gerador, a direção positiva das correntes no estator é a que sai dos terminais (BERNARDES, 2009).

4.3.2.1 – Equações da máquina em variáveis ‘abc’

Com essas convenções e suposições, a equação para as tensões geradas no estator em variáveis abc é a equação 4.16 (KRAUSE; WASYNCZUK; SUDHOFF, 2001).

$$\mathbf{v}_{abc} = \mathbf{r}_s \mathbf{i}_{abc} + \frac{d}{dt} \boldsymbol{\lambda}_{abc} \quad (4.16)$$

Onde:

$\mathbf{v}_{abc} = [v_a \quad v_b \quad v_c]^T \rightarrow$ vetor de tensões geradas por fase

$\mathbf{r}_s = \text{diag}[r_s \quad r_s \quad r_s] \rightarrow$ matriz de resistências das bobinas do estator

$\mathbf{i}_{abc} = [i_a \quad i_b \quad i_c]^T \rightarrow$ vetor de correntes no estator por fase

$\boldsymbol{\lambda}_{abc} = [\lambda_a \quad \lambda_b \quad \lambda_c]^T \rightarrow$ vetor de enlace de fluxo magnético

O vetor de enlace de fluxo $\boldsymbol{\lambda}_{abc}$ é obtido através da equação 4.17.

$$\boldsymbol{\lambda}_{abc} = \mathbf{L}_s \mathbf{i}_{abc} + \boldsymbol{\Psi}_{im} \quad (4.17)$$

O vetor de fluxo magnético $\boldsymbol{\Psi}_{im}$ estabelecido pelos imãs no rotor é dado pela equação 4.18, onde ψ_{im} é a amplitude do fluxo magnético dos imãs (BERNARDES, 2009; ADEGAS, 2006).

$$\boldsymbol{\Psi}_{im} = \psi_{im} [\cos \theta \quad \cos(\theta - 2\pi/3) \quad \cos(\theta + 2\pi/3)]^T \quad (4.18)$$

\mathbf{L}_s é uma matriz 3x3 que contém as indutâncias do estator. A diagonal principal de \mathbf{L}_s é composta pelas indutâncias próprias. Os termos fora da diagonal principal contêm as

indutâncias mútuas. Os elementos da matriz \mathbf{L}_s são conforme as equações 4.19 a 4.24 (BERNARDES, 2009), (ADEGAS, 2006).

$$L_{11} = L_0 + L_m \cos 2\theta \quad (4.19)$$

$$L_{22} = L_0 + L_m \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (4.20)$$

$$L_{33} = L_0 + L_m \cos\left(2\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (4.21)$$

$$L_{12} = L_{21} = -\frac{1}{2}L_0 + L_m \cos\left(2\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (4.22)$$

$$L_{23} = L_{32} = -\frac{1}{2}L_0 + L_m \cos 2\theta \quad (4.23)$$

$$L_{13} = L_{31} = -\frac{1}{2}L_0 + L_m \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (4.24)$$

L_0 e L_m são indutâncias que dependem de parâmetros físicos da máquina. θ é o ângulo elétrico entre o eixo da fase a do estator e o eixo d e informa a posição do rotor em relação ao estator.

As indutâncias próprias e mútuas dos enrolamentos variam com o ângulo θ e, portanto, com a posição do rotor. Em decorrência dessa variação, a equação 4.16 terá coeficientes variantes no tempo, o que torna complexa sua solução e a análise do GSIP. No entanto, a transformação das variáveis referenciadas aos eixos abc para o plano de referência dq permite eliminar a dependência de θ e reduzir a complexidade da equação 4.16 (KRAUSE; WASYNCZUK; SUDHOFF, 2001).

4.3.2.2 – Equações da máquina em variáveis ‘dq’

A transformação das equações da máquina em variáveis de fase abc para variáveis dq força todas as indutâncias senoidalmente variáveis na estrutura abc a se tornarem constantes na estrutura rotativa dq síncrona fixada no rotor (KRAUSE; WASYNCZUK; SUDHOFF, 2001), (KRISHNAN, 2001).

A expressão geral da transformação é dada pela equação 4.25.

$$\mathbf{f}_{dq0} = \mathbf{T}_s \mathbf{f}_{abc} \quad (4.25)$$

Onde \mathbf{f}_{dq0} é o vetor de variáveis referenciadas aos eixos dq , \mathbf{T}_s é a matriz de transformação, dada pela equação 4.26, e \mathbf{f}_{abc} é o vetor de variáveis referenciadas aos eixos abc (KUNDUR, 1993).

$$\mathbf{T}_s = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\text{sen} \theta & -\text{sen}(\theta - 2\pi/3) & -\text{sen}(\theta + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \quad (4.26)$$

A transformação da equação 4.25 contém o chamado componente de eixo 0, que é nulo se o sistema trifásico for equilibrado (BERNARDES, 2009).

Após a transformação das variáveis abc para dq , as equações de tensão referidas ao plano de referência dq do rotor são 4.27 e 4.28 (BERNARDES, 2009).

$$v_q = r_s i_q + \omega (L_d i_d + \psi_{im}) + L_q \frac{d}{dt} i_q \quad (4.27)$$

$$v_d = r_s i_d - \omega L_q i_q + L_d \frac{d}{dt} i_d \quad (4.28)$$

Onde

$v_q \rightarrow$ tensão referenciada ao eixo q (volts)

$r_s \rightarrow$ resistência de armadura do estator (Ω)

$i_q \rightarrow$ corrente referenciada ao eixo q (A)

$\omega \rightarrow$ velocidade angular elétrica (rad/s)

$L_d = 3/2(L_0 - L_m) \rightarrow$ indutância no eixo d (H)

$L_q = 3/2(L_0 + L_m) \rightarrow$ indutância no eixo q (H)

$v_d \rightarrow$ tensão referenciada ao eixo d (volts)

$i_d \rightarrow$ corrente referenciada ao eixo d (A)

$\omega = d\theta/dt$ é a velocidade angular elétrica, que pode ser relacionada à velocidade angular mecânica da turbina eólica através de $\omega = (n_p/2)\omega_T$, onde n_p é o número pólos da máquina.

De acordo com as suposições, o fluxo do rotor está ao longo do eixo d e é zero ao longo do eixo q . Portanto, as equações do enlace de fluxo do estator no eixo d e no eixo q no plano de referência do rotor são $\lambda_q = L_q i_q$ e $\lambda_d = L_d i_d + \psi_{im}$. O torque eletromagnético T_e é determinado através da equação 4.29.

$$T_e = 1,5(n_p / 2) \left[\psi_{im} i_q + (L_d - L_q) i_q i_d \right] \quad (4.29)$$

O torque eletromagnético pode ser relacionado ao torque mecânico da turbina eólica através da Segunda Lei de Newton do movimento de rotação, equação (4.30).

$$T_T - T_e - B_G(2 / n_p) \omega = J(2 / n_p) \frac{d\omega}{dt} \quad (4.30)$$

J é o momento de inércia do conjunto turbina-gerador e B_G é o coeficiente de amortecimento rotacional.

Para um sistema trifásico equilibrado, a potência elétrica P_e pode ser calculada através da equação 4.31 (KUNDUR, 1993).

$$P_e = 1,5(v_d i_d + v_q i_q) \quad (4.31)$$

As variáveis referenciadas aos eixos abc podem ser obtidas a partir das variáveis em dq fazendo-se a transformação inversa, conforme equação 4.32 (KUNDUR, 1993).

$$\mathbf{f}_{abc} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\text{sen} \theta & 1 \\ \cos(\theta - 2\pi / 3) & -\text{sen}(\theta - 2\pi / 3) & 1 \\ \cos(\theta + 2\pi / 3) & -\text{sen}(\theta + 2\pi / 3) & 1 \end{bmatrix} \mathbf{f}_{qd0} \quad (4.32)$$

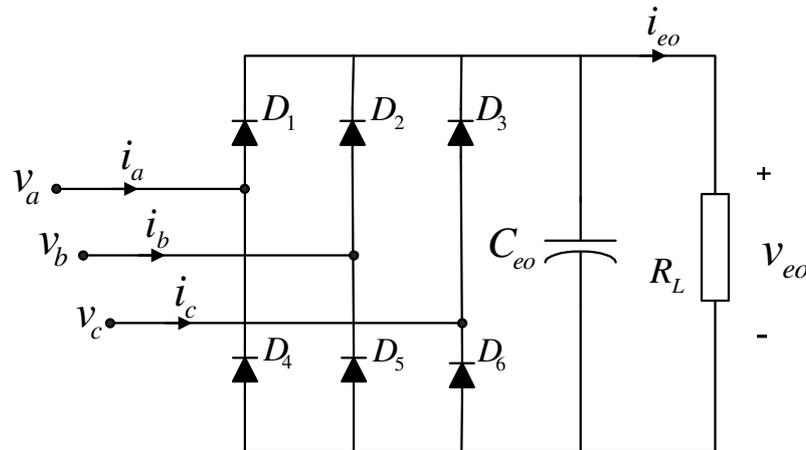
As equações que descrevem o GSIP podem ser implementadas em um programa computacional para simular o comportamento desta máquina (ONG, 1998).

No GE em estudo, as tensões trifásicas de saída $\mathbf{v}_{abc} = [v_a \ v_b \ v_c]^T$ são convertidas para c.c. através de um retificador trifásico em ponte com filtro a capacitor. A seção a seguir descreve o retificador.

4.3.3 – O retificador trifásico com filtro a capacitor

O retificador trifásico de onda completa é um circuito composto por seis diodos em ponte, conforme mostra a figura 4.10.

Figura 4.10 – Circuito do retificador trifásico em ponte



Fonte: Adaptada de Barbi (2006)

Onde v_a , v_b e v_c são as tensões c.a. de fase geradas pelo GSIP. i_a , i_b e i_c são as correntes drenadas de cada fase do GSIP.

O processo de retificação ocorre através da condução de pares de diodos a cada intervalo angular de $\pi/3$ radianos. O par de diodos que estiver conectado entre o par de linhas de alimentação com a maior tensão instantânea de linha conduzirá (RASHID, 2014).

O processo de retificação resultará em seis pulsos na tensão c.c. v_{eo} sobre a carga resistiva R_L a cada período da tensão c.a. de entrada. Portanto, a ondulação em v_{eo} terá uma frequência seis vezes superior a da tensão de alimentação.

O capacitor de filtro é calculado a partir de sua energia armazenada a cada intervalo de $\pi/3$ radianos, o que resulta na equação 4.33 (BARBI, 2006).

$$C_{eo} = \frac{P_{eo}}{6f_{eo}(V_{LP}^2 - V_{Cmin}^2)} \quad (4.33)$$

Onde:

- C_{eo} → valor do capacitor de filtro (F)
 P_{eo} → potência c.c. de saída do GE (W)
 f_{eo} → frequência da tensão c.a. de saída do GSIP (Hz)
 V_{LP} → valor de pico da tensão c.a. de linha na saída do GSIP (volts)
 $V_{C_{min}}$ → valor mínimo de tensão sobre o capacitor C_{eo} (volts)

O valor da ondulação é dado por $(V_{LP} - V_{C_{min}})$ e quanto menor este valor maior será o capacitor C_{ge} . Se a saída do retificador é conectada a um conversor c.c.-c.c., o valor da ondulação deve ser o menor possível.

A potência P_{eo} é obtida através do produto da corrente c.c. i_{eo} pela tensão v_{eo} . Desprezando-se as perdas no retificador e considerando-se um fator potência unitário pode-se igualar as potências c.a. e c.c., o que resulta na equação 4.34.

$$P_{ca} = P_{eo} = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c = 3V_{a_{RMS}} I_{a_{RMS}} = v_{eo} \times i_{eo} \quad (4.34)$$

Onde $V_{a_{RMS}}$ e $I_{a_{RMS}}$ são os valores eficazes da tensão e da corrente c.a. na saída do GSIP, respectivamente.

A equação 4.34 permite estimar a potência do GE medindo-se tanto valores de variáveis em c.a. como valores em c.c..

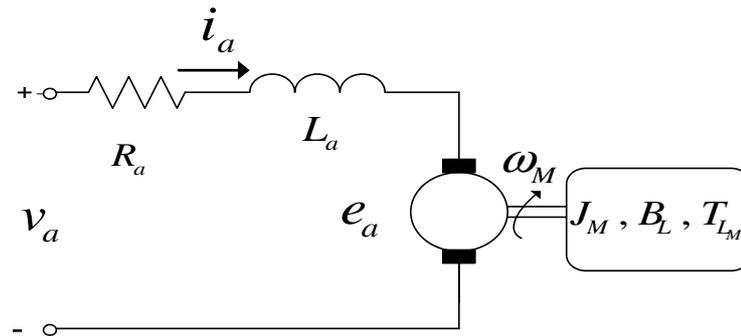
No caso de aplicação de controle para a busca do PMP através da alteração da corrente drenada por um conversor c.c., mede-se i_{eo} .

Na prática, o estágio de retificação provocará distorções nas tensões e correntes no estator do GSIP, reduzirá o fator de potência e provocará aumento da temperatura e das perdas devido a correntes parasitas no núcleo do rotor. Para evitar estes inconvenientes e melhorar a eficiência, pode-se utilizar retificadores com correção do fator de potência, que fazem o GSIP “enxergar” uma carga com fator de potência unitário (ADEGAS, 2006). A utilização destes retificadores, contudo, aumentaria a complexidade e custo do sistema.

4.4 – O motor c.c. que constitui o conjunto moto-bomba

Ao sistema sugerido neste trabalho uma MBC a ímãs permanentes é adequada, pois possibilitará a conexão direta à saída do CDE além de possuir boa eficiência. O circuito equivalente do motor c.c. que constitui o conjunto MBC é bem simples e consta na figura 4.11, que também ilustra o eixo girante acoplado à carga (REKIOUA e MATAGNE, 2012).

Figura 4.11 - Circuito equivalente do motor c.c. que integra o conjunto MBC



Fonte: Adaptada de Rekioua e Matagne (2012)

Onde R_a e L_a são a resistência e a indutância de armadura, v_a e i_a são a tensão e a corrente de armadura, respectivamente. O parâmetro $e_a = K_M \omega_M$ é a força contra-eletromotriz produzida, onde K_M é a constante do motor e ω_M é a velocidade angular mecânica.

A equação 4.35, oriunda da aplicação da Lei de Kirchhoff para a tensão no circuito equivalente do motor, modela a parte elétrica da máquina.

$$L_a \frac{di_a}{dt} = v_a - R_a i_a - e_a \quad (4.35)$$

O torque produzido pelo motor é $T_M = K_M i_a$.

A carga acoplada ao eixo é caracterizada pelo momento de inércia J_M , pelo coeficiente de atrito viscoso B_L e pelo torque de carga $T_{LM} = B_L \omega_M$ que, neste trabalho, representa minimamente o fenômeno de bombeamento.

A equação 4.36 é proveniente da 2ª. Lei da Newton para rotação e representa os fenômenos mecânicos.

$$J_M \frac{d\omega_M}{dt} = T_M - T_{LM} \quad (4.36)$$

A tabela 4.1 apresenta os parâmetros das equações 4.35 e 4.36.

Tabela 4.1 - Parâmetros das equações 4.35 e 4.36

| R_a (Ω) | L_a (H) | J_M (kgm^2) | B_L | K_M |
|--------------------|-----------|--------------------------|--------|-------|
| 0,6 | 0,012 | 0,05 | 0,0764 | 1.8 |

Fonte: Elaborada pelo autor da tese

Os valores de R_a , L_a e K_M constam como padrão no bloco *DC Machine* (utilizado para simular o motor c.c., conforme será melhor descrito na seção 4.5.3). O valor de J_M foi obtido por meio de simulações.

O valor de B_L foi calculado através da equação 4.37 com $\omega_M = 153$ rad/s e $P_M = 1789$ W.

$$B_L = \frac{P_M}{\omega_M^2} \quad (4.37)$$

P_M é a potência mecânica do motor. O valor de 1789 W corresponde à potência produzida pelo GFV/GE no ponto de operação determinado para o projeto do controlador do CDE, apresentado no Capítulo 5. O valor de ω_M foi obtido por simulação, conforme é apresentado na seção 4.5.3.

Tanto a tensão como a corrente de armadura provêm da saída do CDE, que transfere a energia do GFV e/ou do GE a MBC. Portanto, $v_a = v$ e $i_a = i_o$.

Considerando-se um sistema ideal, a potência elétrica extraída das fontes de energia pelo CDE, P_i (determinada pela equação 3.30), é igual a potência elétrica de entrada do motor, que coincide com a potência elétrica de saída do CDE, P_o (equação 3.31).

No modelo de pequeno sinal do CDE apresentado no Capítulo 3, equação 3.106, a carga é modelada por um resistor R de valores constantes. Contudo, o motor c.c. do conjunto moto-bomba é uma carga dinâmica que pode ser incluída no modelo de pequeno sinal do CDE. O Apêndice C apresenta as funções de transferência que compõem as matrizes de transferência do modelo de pequeno sinal do CDE com a dinâmica da carga incluída.

A moto-bomba não é modelada a rigor, visto que somente o motor c.c. é modelado e o efeito de bombeamento é representado de forma simplificada por meio de um torque de carga aplicado ao eixo do motor, proporcional à velocidade angular.

4.5 – Simulação de componentes individuais do sistema

4.5.1 – Simulação do gerador fotovoltaico

O GFV simulado foi baseado em um GFV real localizado na área adjacente à sede do GEDAE-UFGA. É composto por 20 módulos Solaris S 55P em série que alimentam uma bancada para teste de moto-bombas. A tabela 4.2 apresenta as características elétricas do módulo Solaris nas STC.

Tabela 4.2 - Características elétricas do módulo fotovoltaico Solaris S 55P nas STC

| Máxima potência (W) | Corrente de máxima potência (A) | Tensão de máxima potência (volts) | Corrente de curto-circuito (A) | Tensão de circuito aberto (volts) | Temp. nom. operação da célula (°C) | Número de células | Coef. temp. de I_{SC} (%/°C) |
|---------------------|---------------------------------|-----------------------------------|--------------------------------|-----------------------------------|------------------------------------|-------------------|--------------------------------|
| 55 | 3,04 | 18,20 | 3,24 | 21,85 | 47 | 36 | + 0,05 |

Fonte: Manual do módulo Solaris S 55P

Conforme já mencionado, para simular o GFV é necessário determinar os cinco parâmetros da equação 4.9, I_L , I_0 , a , R_S e R_P .

I_L e I_0 foram obtidos através das equações 4.2 e 4.3, respectivamente.

R_P e R_S foram determinados por meio dos dados da curva I_{pv} x V_{pv} , levantada experimentalmente, e por aplicação das equações 4.5, 4.6 e 4.7.

A n_i foi atribuído $n_i = 1,4541$, valor obtido por simulação e comparação entre a curva real e a simulada.

A curva I_{pv} x V_{pv} real foi levantada nas STC através de um simulador solar modelo High Light PASAN, classe A + A + A + (instalado na sede do GEDAE-UFGA).

A tabela 4.3 apresenta os valores dos parâmetros obtidos através da curva levantada. Houve uma ligeira diferença entre os valores da curva experimental e os valores da tabela 4.2 fornecidos pelo fabricante do módulo.

Tabela 4.3 - Características elétricas do módulo Solaris S 55P nas STC extraídas da curva I_{pv} x V_{pv} experimental

| Máxima Potência (W) | Corrente de máxima potência (A) | Tensão de máxima potência (volts) | Corrente de curto-circuito (A) | Tensão de circuito aberto (volts) |
|---------------------|---------------------------------|-----------------------------------|--------------------------------|-----------------------------------|
| 56,38 | 3,12 | 18,08 | 3,35 | 22,21 |

Fonte: Elaborada pelo autor desta tese

O apêndice A pormenoriza os cálculos para a determinação dos cinco parâmetros.

A tabela 4.4 apresenta os valores dos parâmetros obtidos, já multiplicados por N_S ou N_P , ou pela relação N_S/N_P .

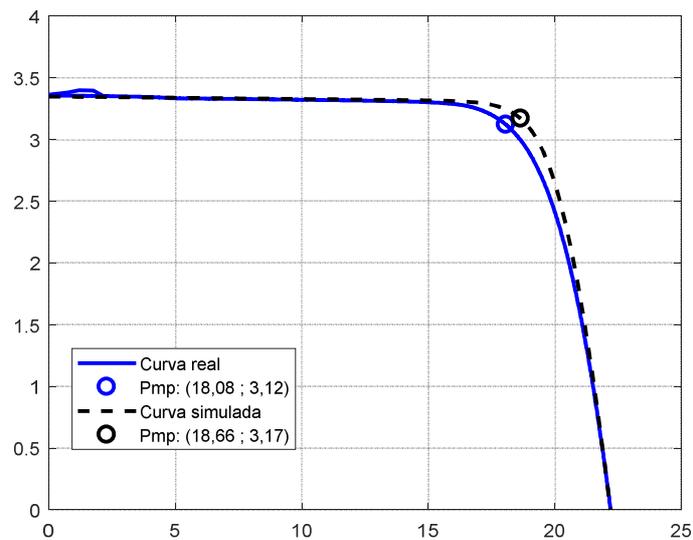
Tabela 4.4 - Parâmetros da equação 4.9

| $N_P I_L$ (A) | $N_P I_0$ (A) | $N_S a$ | $(N_S/N_P) R_S$ (Ω) | $(N_S/N_P) R_P$ (Ω) |
|---------------|--------------------------|---------|------------------------------|------------------------------|
| 3,35 | $4,2366 \times 10^{-15}$ | 0,7471 | 0,3767 | 500 |

Fonte: Elaborada pelo autor desta tese

A figura 4.12 apresenta a curva característica real do módulo Solaris S 55P nas STC e a curva simulada, elaborada por meio da implementação da equação 4.9 no *Simulink* (MATHWORKS, 2020 b).

Figura 4.12 – Comparação das curvas $I_{pv} \times V_{pv}$ real e simulada do módulo Solaris S 55P



Fonte: Elaborada pelo autor desta tese

Para verificar quão próximas as curvas estão, utilizou-se a raiz do erro quadrático médio (RMSE – *roots mean square error*), que resultou no valor de 0,05 A, o que mostra que as curvas estão próximas, exceto na região do “joelho” delas.

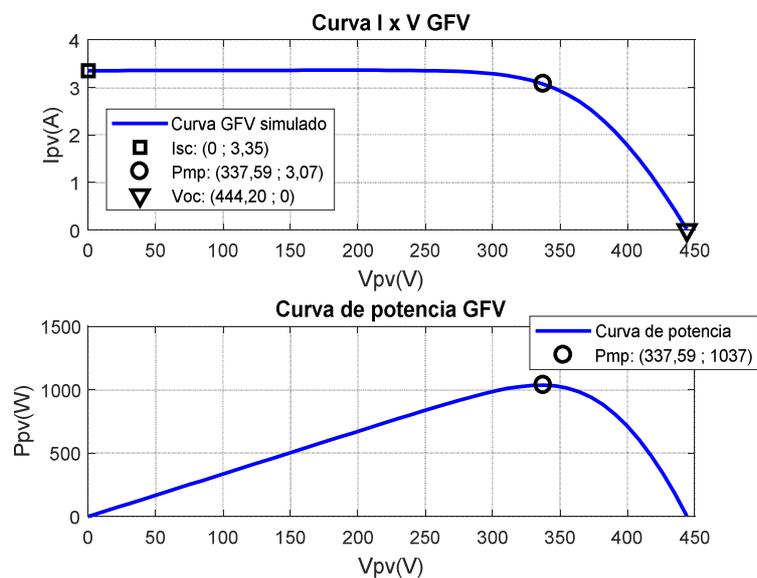
Outras condições de irradiância (G) e temperatura (T) provocarão alterações nos cinco parâmetros. Os parâmetros I_L , I_0 e a são função de G e T , portanto, refletirão diretamente as mudanças. No entanto, para obter R_S e R_P nas novas condições de G e T , seria necessário

levantar a curva I_{pv} x V_{pv} para recalculá-los, procedimento que dificultaria as simulações. Portanto, para facilitar, considera-se que R_S e R_P são constantes.

Após simulação do módulo fotovoltaico Solaris S 55P nas STC, simulou-se o GFV real. Para isso, o valor de N_S na equação 4.8 foi alterado para $N_S = 20 \times 36 = 720$.

A figura 4.13 apresenta as curvas I_{pv} x V_{pv} e de potência do GFV simulado nas STC e destaca os pontos notáveis, I_{SC} , V_{OC} e P_{mp} .

Figura 4.13 – Curva I_{pv} x V_{pv} e de potência do GFV simulado



Fonte: Elaborada pelo autor desta tese

O aspecto das curvas da figura 4.13 mostra que os pontos notáveis que caracterizam uma curva I_{pv} x V_{pv} real estão presentes.

Utilizar os dados experimentais da tabela 4.3 para calcular a tensão de circuito aberto, a corrente de curto-circuito e o PMP da associação de 20 módulos Solaris S 55P em série resulta nos seguintes valores:

$$V_{OC} = 20 \times 22,21 = 444,20 \text{ V}$$

$$I_{SC} = 3,35 \text{ A.}$$

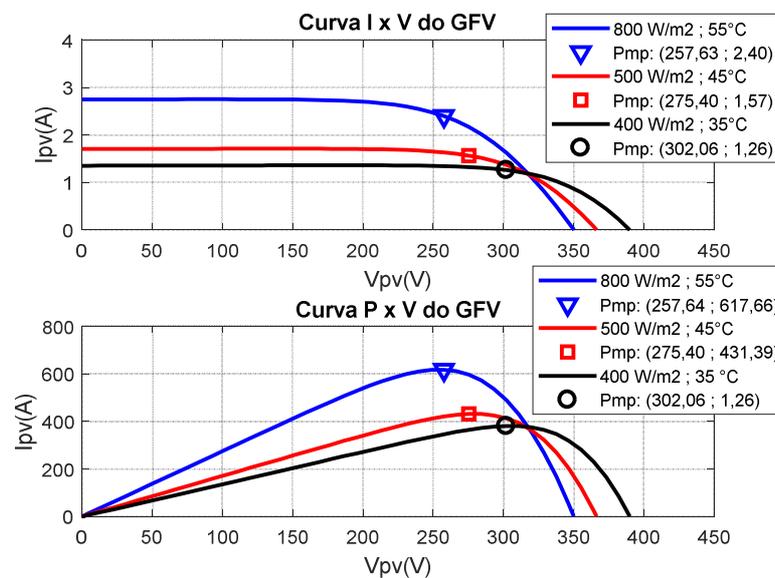
$$I_{mp} = 3,12 \text{ A.}$$

$$V_{mp} = 18,08 \times 20 = 361,6 \text{ V}$$

Há uma diferença de 24 V entre os V_{mp} . Contudo, o formato característico de uma curva I_{pv} x V_{pv} real se mantém e os pontos notáveis que a caracterizam estão presentes. Além disso, um dos objetivos das simulações é o de verificar se a estratégia de controle adotada para operação próximo ao PMP funciona de forma satisfatória. A verificação é feita com base no PMP exato determinado por meio das curvas I_{pv} x V_{pv} elaboradas através do modelo do GFV e não com base nas curvas reais.

Para finalizar a análise sobre o modelo do GFV, foram realizadas simulações para diferentes valores de irradiância e temperatura. As curvas I_{pv} x V_{pv} e de potência resultantes constam na figura 4.14, que também destaca os valores de G , T e os respectivos PMP.

Figura 4.14. Curvas I_{pv} x V_{pv} e de potência do GFV simulado para diferentes valores de G e T



Fonte: Elaborada pelo autor desta tese

O perfil da curva I_{pv} x V_{pv} caracterizado pelos pontos V_{OC} , I_{SC} e P_{mp} é mantido mesmo sob as condições elaboradas de G e T fora das STC. Os demais pontos notáveis das curvas constam na tabela 4.5.

Tabela 4.5 - Demais pontos das curvas da figura 4.14

| $G = 800 \text{ W/m}^2$ | $G = 500 \text{ W/m}^2$ | $G = 400 \text{ W/m}^2$ |
|-----------------------------|-----------------------------|-----------------------------|
| $I_{SC} = 2,75 \text{ A}$ | $I_{SC} = 1,70 \text{ A}$ | $I_{SC} = 1,35 \text{ (A)}$ |
| $V_{OC} = 350,20 \text{ V}$ | $V_{OC} = 366,28 \text{ V}$ | $V_{OC} = 390,01 \text{ V}$ |

Fonte: Elaborada pelo autor desta tese

Portanto, as características elétricas intrínsecas de um GFV real estão presentes, o que permite concluir que o modelo do GFV elaborado através da equação 4.8, com os cinco parâmetros determinados conforme o método descrito, e sob a suposição de que as resistências R_S e R_P são invariantes, é adequado para fins de simulações.

É importante enfatizar que o método para operação do GFV próximo ao PMP é sujeito a erros.

A tabela 4.6 apresenta os erros cometidos no cálculo de I_{SC} e de I_{mp} . I_{SC} , obtida pela equação 4.11 com $\alpha = 0$, resulta em uma maior incerteza em $I_{mp} = 0,9I_{SC}$, já estimada por aproximação. Os erros são correspondentes à estimativa de I_{mp} para as curvas apresentadas na figura 4.14.

Tabela 4.6 – Erros cometidos no método empregado para rastreamento do PMP

| I_{SC} (A) exata | I_{SC} (A) equação 4.11 com $\alpha =$ 0,05%/°C | Erro (%) entre I_{SC} exata e a da equação 4.11 com $\alpha =$ 0,05%/°C | I_{SC} (A) equação 4.11 com α = 0 | Erro (%) entre I_{SC} da equação 4.11 com $\alpha = 0$ e com $\alpha =$ 0,05%/°C | Erro (%) acum. em I_{SC} | I_{mp} (A) Exata | I_{mp} (A) aproxima do | Erro (%) em I_{mp} |
|-----------------------|---|--|---|---|-------------------------------|-----------------------|--------------------------------|-------------------------|
| 2,75 | 2,72 | 1,09 | 2,68 | 1,47 | 2,56 | 2,40 | 2,41 | -0,42 |
| 1,70 | 1,69 | 0,59 | 1,67 | 1,18 | 1,77 | 1,57 | 1,50 | 4,46 |
| 1,35 | 1,34 | 0,74 | 1,34 | 0,00 | 0,74 | 1,26 | 1,21 | 3,97 |

Fonte: Elaborada pelo autor desta tese

Na prática, deve-se considerar também o erro associado ao sensor usado para medir a irradiância solar.

4.5.2 – Simulação do gerador eólico

O GE simulado foi baseado no GE real Bergey BWC XL.1, cujas características constam na tabela 4.7.

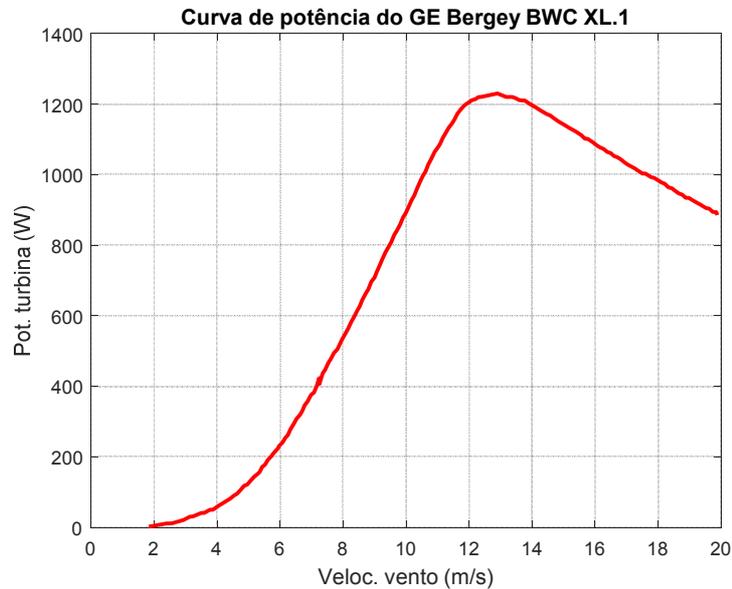
Tabela 4.7 - Características do GE Bergey BWC XL.1

| Velocidade do vento para partida (m/s) | Velocidade nominal do vento (m/s) | Velocidade nominal do rotor (RPM) | Raio do rotor (m) | Potência nominal (W) | Tensão c.a. de saída a 60 Hz (volts) |
|--|-----------------------------------|-----------------------------------|-------------------|----------------------|--------------------------------------|
| 3 | 11 | 490 | 1,25 | 1000 | 120 |

Fonte: Manual do GE Bergey BWC XL.1

A curva de potência do GE real foi obtida no manual do fabricante e consta na figura 4.15.

Figura 4.15 - Curva de potência real do GE Bergey BWC XL.1



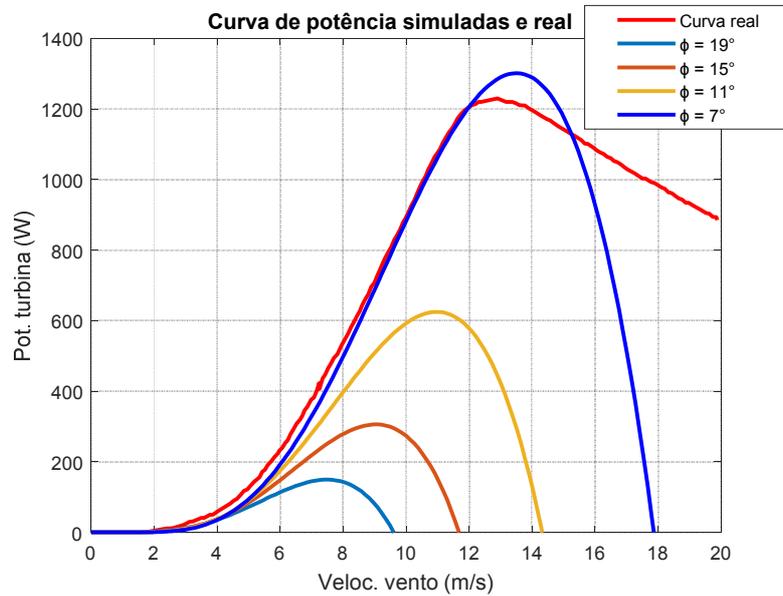
Fonte: Adaptada do manual do GE Bergey BWC XL.1

O modelo do torque da turbina eólica foi elaborado a partir dos dados técnicos da tabela 4.7 e da curva de potência conforme descrito a seguir.

4.5.2.1 – Turbina eólica

A equação 4.12 mostra que os parâmetros a serem especificados para a determinação do torque produzido pela turbina eólica são o raio do rotor, o ângulo ϕ e a RVP. A RVP pode variar linearmente no intervalo $RVP \in [0,16]$, conforme mostra a figura 4.6 (YIN *et al.*, 2007). O ângulo ϕ foi determinado através da simulação da equação 4.12 com diferentes valores de ϕ . A figura 4.16 apresenta a curva de potência simulada e a real.

Figura 4.16 - Curvas de potência simuladas com diferentes valores de ϕ e curva de potência real



Fonte: Elaborada pelo autor desta tese

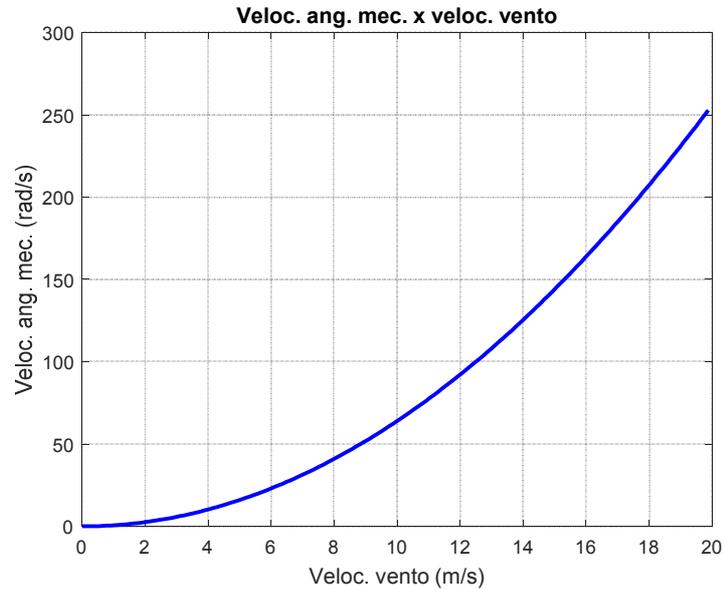
Determinou-se $\phi = 7^\circ$. Com este valor, a curva real e a simulada estão mais próximas na faixa de velocidade do vento de interesse, qual seja $V_w \in [0,12]$ m/s. Para $V_w \in]12, 20]$ m/s as curvas divergem. No entanto, a faixa de operação para os estudos de simulação se limita ao intervalo onde as curvas estão mais próximas.

Após determinados a RVP e ϕ , necessário é obter a faixa de operação da velocidade angular mecânica, ω_T , uma vez que nela baseia-se o método de rastreamento do PMP do GE. Para isso, foi utilizada a equação 4.38, oriunda da definição matemática da RVP.

$$\omega_T = \frac{\gamma V_w}{R_T} \quad (4.38)$$

Para aplicação da equação 4.38, fez-se V_w variar linearmente no intervalo $V_w \in [0, 20]$ e a RVP no intervalo $RVP \in [0,16]$. A figura 4.17 apresenta a curva $\omega_T \times V_w$.

Figura 4.17 - Curva $\omega_T \times V_w$

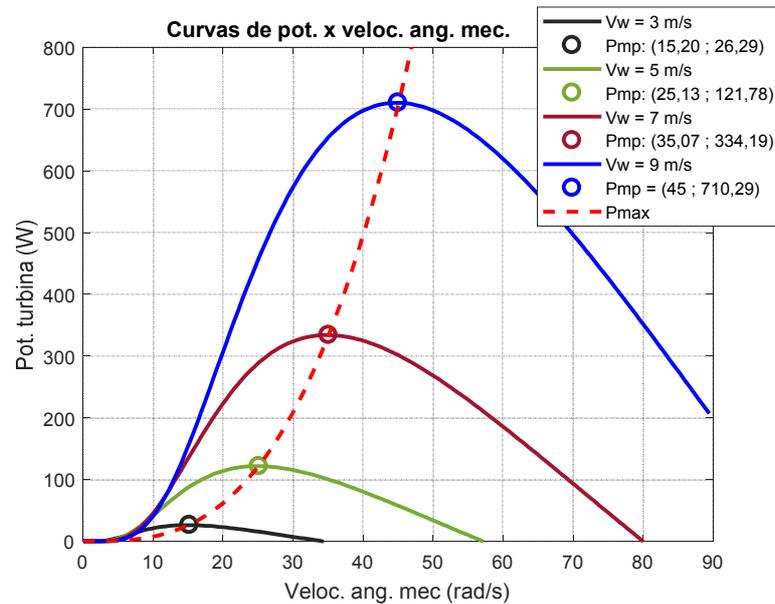


Fonte: Elaborada pelo autor desta tese

A figura 4.17 mostra que ω_T varia com o quadrado de V_w e atinge um valor máximo de 250 rad/s. No entanto, no GE essa velocidade será menor devido aos efeitos aerodinâmicos sobre a turbina. Assim, foi utilizado o valor máximo de $\omega_T = 90$ rad/s, que corresponde a $V_w = 12$ m/s, velocidade do vento na qual a turbina atinge sua potência máxima (conforme sua curva de potência). Portanto, a faixa de operação para ω_T será $\omega_T \in [0,90]$ rad/s.

Para visualização dos PMP do GE, traçam-se curvas $P_T \times \omega_T$ para vários valores de V_w . Para traçar essas curvas, a velocidade angular é variada linearmente em seu intervalo de operação enquanto V_w é mantida constante. A figura 4.18 apresenta as curvas $P_T \times \omega_T$ para diferentes valores de V_w e também destaca os PMP.

Figura 4.18 - Curvas P_T x ω_T



Fonte: Elaborada pelo autor desta tese

A figura 4.18 também mostra o lugar geométrico do PMP, destacado por linhas segmentadas em vermelho. A curva de potência relativa ao PMP pode ser obtida, aproximadamente, através da equação 4.39 (RASHID, 2014), onde $k_T = 0,0078$.

$$P_{Tmax} = k_T \omega_T^3 \quad (4.39)$$

Assim, por meio de uma adequada estratégia de controle que adequadamente modifique ω_T , pode-se operar o GE em seu PMP.

Sob condições nominais, o PMP do GE real, obtido por meio dos dados da tabela 4.6, corresponde a $\omega_T = 51,31$ rad/s e $P_T = 1000$ W. Já o PMP do GE simulado é $\omega_T = 54,94$ rad/s e $P_{Tmax} = 1293$ W. Portanto, sob condições nominais, o modelo do GE produz um erro de -29,3% na potência. Entretanto, para $V_w = 9$ m/s, a potência real e a obtida por meio do modelo do GE são, respectivamente, $P_T = 726,16$ W e $P_T = 710,29$ W, o que resulta em um erro consideravelmente menor de 2,18%.

Portanto, o modelo do GE é aceitável para $V_w \in [0,9]$ m/s. Conforme é mostrado no Capítulo 5, essa faixa coincide com velocidades de vento típicas da região amazônica, onde a maior ocorrência é de ventos com velocidades de 9 m/s.

As simulações deste trabalho são feitas com $V_w \in [0,9]$ m/s, intervalo no qual o modelo da turbina aproxima mais sua curva real e que caracteriza os ventos da região onde se pretende utilizar o SFEBA real.

A equação do torque produzido pela turbina eólica foi elaborada no *Simulink* (MATHWORKS, 2020 b).

4.5.2.2 – Gerador síncrono a imãs permanentes

Para simular o GSIP, utilizou-se o bloco ‘*Permanent Magnet Synchronous Machine*’, que pertence à biblioteca *Simscape Electrical* (MATHWORKS, 2020 c; MATHWORKS, 2020 d; MATHWORKS, 2020 e), o qual implementa as equações que descrevem o GSIP, conforme descrito na seção 4.3.2.

Os parâmetros necessários à simulação constam na tabela 4.8.

Tabela 4.8 - Parâmetros para simulação do GSIP

| r_s (Ω) | L_d (H) | L_q (H) | Ψ_{im} (weber) | n_p | J (kg.m^2) | B_G (n.m.s/rad) |
|--------------------|-----------|-----------|---------------------|-------|-------------------------|-------------------|
| 0,129 | 0,0024 | 0,0024 | 0,2026 | 16 | 0,06 | 0 |

Fonte: Adegas (2006) e o autor desta tese

Os valores de r_s , L_d , L_q , J e B_G foram extraídos de (ADEGAS, 2006), pois o manual do GE Bergey BWC XL.1 não fornece informações sobre os parâmetros do gerador elétrico que o compõe.

Os valores de ψ_{im} e n_p foram determinados a partir do valor da tensão nominal do GE informada no manual do fabricante, qual seja, 24 volts c.c. para carregamento de baterias ou, opcionalmente, 120 volts c.a. em 60 Hz. Nesse trabalho, considerou-se que a tensão nominal de linha na saída do GE é de 120 volts c.a. e, portanto, o valor de pico da tensão de linha, V_{Lpico} , é de 169,68 volts.

O valor de pico do fluxo produzido pelos imãs permanentes ψ_{im} , que influencia no valor da tensão de saída, é determinado por meio da equação 4.40 (ADEGAS, 2006).

$$\psi_{im} = \frac{60 \times \frac{V_{Lpico}}{k_{RPM}}}{\sqrt{3} \times \pi \times n_p \times 1000} \quad (4.40)$$

Onde V_{Lpico}/k_{RPM} é a constante do gerador.

A tensão induzida de linha de pico, V_{Lpico} , corresponde à tensão gerada nos terminais da máquina girando a 1000 RPM (16,66 Hz).

O manual do fabricante do GE informa que sua velocidade mecânica nominal é de $N_{RPM\ nom} = 490$ RPM (ou $f_{mec_nom} = 8,16$ Hz). Nessa condição de velocidade, a tensão de linha de pico será de $V_{Lpico} = 169,68$ volts.

O número de pólos n_p deve ser tal que a $N_{RPM\ nom}$ o valor da frequência elétrica seja de $f_e = 60$ Hz. Se $f_e = (n_p/2)f_{mec}$, o número de pólos deve ser de:

$$n_p = \frac{2f_e}{f_{mec}} = \frac{2 \times 60}{8,16} = 14,7 \text{ polos}$$

Foi adotado o valor de $n_p = 16$ polos.

Como na equação 4.40 o valor de ψ_{im} é calculado a $N_{RPM} = 1000$ RPM (ou $f_{mec} = 16,66$ Hz), que é aproximadamente o dobro de $N_{RPM\ nom}$, o valor de V_{Lpico} necessário à equação 4.40 é de aproximadamente:

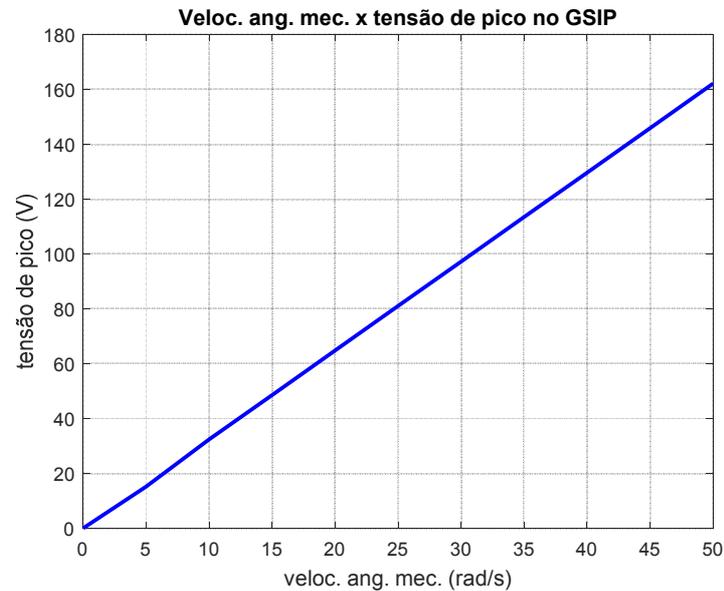
$$V_{Lpico} = 2 \times \sqrt{2} \times 120 = 339,41 \text{ volts}$$

Para k_{RPM} foi adotado o valor de $k_{RPM} = 1$. Desta forma, a aplicação da equação 4.40 produz:

$$\psi_{im} = \frac{60 \times \frac{339,41}{1}}{\sqrt{3} \times \pi \times 16 \times 1000} = 0,2339 \text{ weber}$$

A figura 4.19 apresenta o gráfico da tensão de linha de pico V_{Lpico} do GSIP em função de ω_T . Os dados para elaborar a figura 4.19 foram obtidos por meio de simulações do GSIP.

Figura 4.19 - Tensão V_{Lpico} em função de ω_T

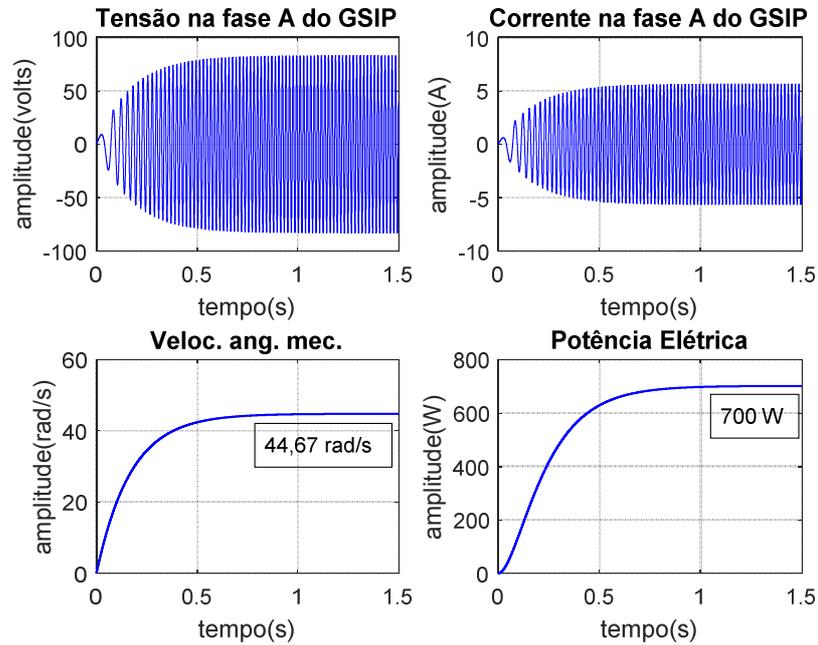


Fonte: Elaborada pelo autor desta tese

V_{Lpico} varia linearmente com ω_T e atinge um valor de 162,10 volts para $\omega_T = 51,31$ rad/s (490 RPM).

A figura 4.20 apresenta algumas das variáveis do GSIP simulado sob as condições $V_w = 9$ m/s, $C_{pmax} = 0,3241$, $\gamma = 6,2435$. A carga resistiva trifásica em estrela conectada ao GSIP é de 15Ω por fase, o que resulta em $P_T = 710$ W.

Figura 4.20 - Tensão e corrente na fase a , ω_T e potência elétrica no GSIP



Fonte: Elaborada pelo autor da tese

O valor da resistência por fase foi calculado sabendo-se (pela figura 4.19) que, a 45 rad/s, o valor de V_{Lpico} será de 145,91 volts. Então, a tensão eficaz de fase será de $V_{arMS} = 59,58$ volts. A potência elétrica do GSIP deve ser de 710 W (conforme figura 4.18). Manipulando-se a equação 4.34, tem-se $R_a = 3V_{arMS}^2/P_{eo} = (3 \times 59,58^2)/710 = 15 \Omega$.

Esse procedimento pode ser utilizado para determinar o valor da resistência ou da corrente por fase necessária à operação do GE no seu PMP. Através deste procedimento, pode-se obter uma expressão que relacione ω_T à corrente drenada do GSIP pelo CDE de modo a operar o GE próximo ao PMP, o que será melhor abordado na seção 4.5.2.4.

Em regime permanente, a potência elétrica resulta em $P_{eo} = 710$ W e $\omega_T = 44,67$ rad/s, ponto próximo ao PMP destacado na figura 4.18, o que mostra que o GE (turbina e GSIP) está satisfatoriamente modelado na faixa de operação a ser empregada.

4.5.2.3 – Determinação do capacitor de filtro do retificador trifásico

O valor do capacitor de filtro do retificador trifásico foi determinado de modo que, em condições nominais, a ondulação de tensão seja de $V_{Lp} - V_{Cmin} = 2$ volts. Em condições

nominais, $P_{eo} = 1000$ W, $V_{Lp} = 169,68$ volts e $f_{eo} = 60$ Hz. Resolvendo-se a equação 4.33 com $V_{Cmin} = 167,68$ volts, resulta em:

$$C_{eo} = \frac{1000}{6 \times 60 \times (169,68^2 - 167,68^2)} = 4117 \mu F$$

4.5.2.4 – Procedimento para rastreamento do ponto de máxima potência do gerador eólico

O torque T_T provocará o giro, à velocidade angular ω_T , do eixo que une o conjunto turbina-GSIP. Assim, surgirá uma tensão c.c. nos terminais do retificador trifásico acoplado ao GE. Quando uma carga R_L é conectada a esses terminais, uma corrente c.c. i_{eo} fluirá por ela e dará origem a um torque eletromagnético T_e contrário ao torque T_T .

Conforme a equação 4.30, o torque T_e altera ω_T . Portanto, se a corrente $i_{eo} = i_2$ for controlada de modo que ω_T seja adequadamente modificada, o GE pode operar próximo ao PMP.

Para essa finalidade, é necessária uma corrente de referência, i_{2ref} , a ser rastreada pelo controle do CDE. Para a síntese de i_{2ref} relacionou-se ω_T à corrente i_2 da seguinte forma:

ω_T é conhecida por meio da curva de máxima potência da figura 4.18. Na saída do retificador trifásico o valor da tensão c.c. será aproximadamente igual V_{Lpico} , informada na figura 4.19 para uma dada velocidade. Através da equação 4.34, determina-se a corrente correspondente à potência máxima do GE.

Os procedimentos mencionados resultaram na tabela 4.9.

Tabela 4.9 - Dados para determinação de i_{2ref}

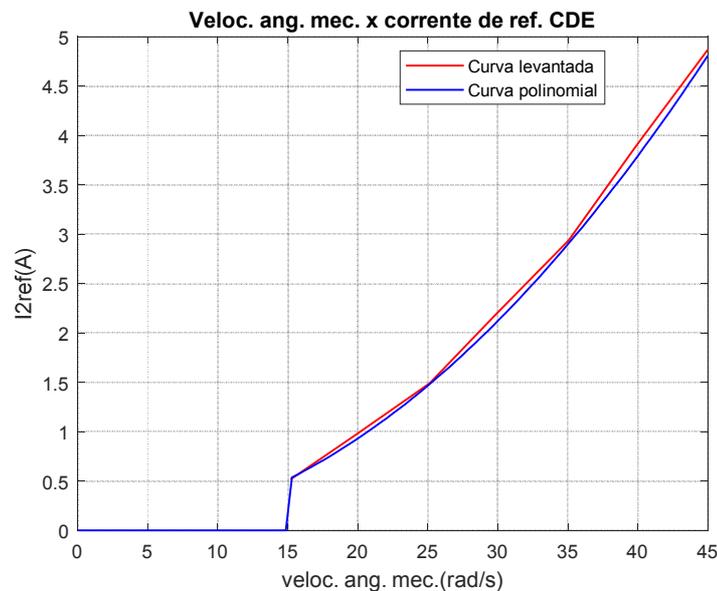
| V_w (m/s) | P_T (W) | ω_T (rad/s) | v_{eo} (volts) | i_{eo} (A) |
|-------------|-----------|--------------------|------------------|--------------|
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 3 | 26,29 | 15,20 | 50,24 | 0,52 |
| 4 | 62,36 | 19,87 | 64,43 | 0,97 |
| 5 | 121,78 | 25,13 | 81,48 | 1,49 |
| 6 | 210,46 | 29,80 | 96,64 | 2,18 |
| 7 | 334,19 | 35,07 | 113,70 | 2,94 |
| 8 | 498,87 | 39,75 | 128,86 | 3,87 |
| 9 | 710,29 | 45,00 | 145,91 | 4,87 |

Através da função ‘polyfit’ do *MATLAB* e dos pontos (ω_T, i_{eo}) , obteve-se a equação 4.41, que é a corrente de referência i_{2ref} a ser rastreada pelo CDE para operar o GE simulado próximo ao PMP.

$$i_{2ref} = \begin{cases} 0, & 0 < \omega_T < 15,20 \\ 0,0024\omega_T^2 - 0,001\omega_T - 0,0079, & \omega_T \geq 15,20 \end{cases} \quad (4.41)$$

A figura 4.21 apresenta a curva levantada através dos pontos (ω_T, i_{eo}) listados na tabela 4.9 e a curva obtida por meio da equação polinomial 4.41.

Figura 4.21 - Curvas $\omega_T \times i_{2ref}$



Fonte: Elaborada pelo autor desta tese

Dada a proximidade das curvas para $\omega_T \geq 15,20$, espera-se que a equação 4.41 resulte na corrente correspondente ao PMP do GE simulado. $\omega_T \leq 15,20$ rad/s corresponde a $V_w \leq 3$ m/s, intervalo no qual o GE não gera energia, portanto, sua corrente é zero.

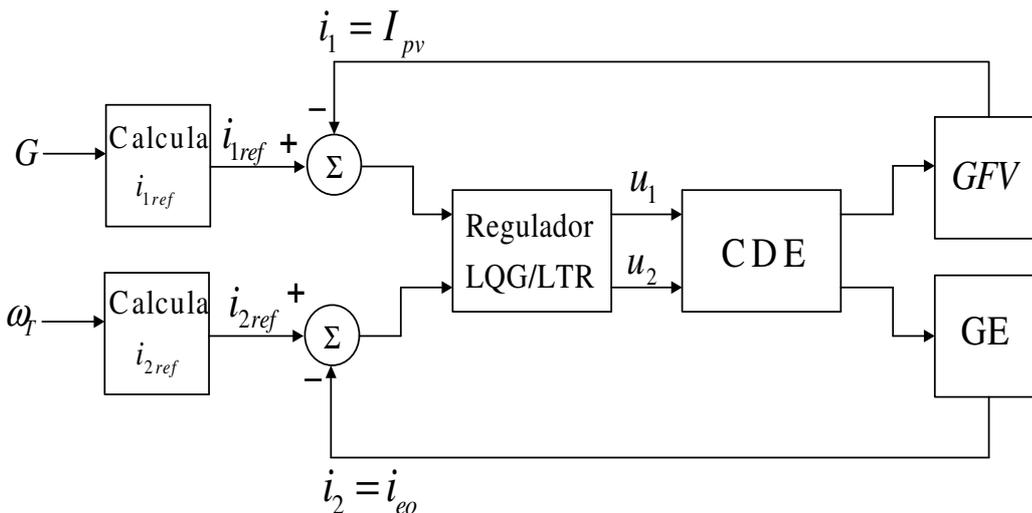
O método para operar o GE no PMP adotado neste trabalho assemelha-se ao método “Tabela de busca”, no qual uma tabela com as velocidades angulares é montada e o sistema de controle busca a velocidade angular correspondente ao PMP (RASHID, 2014).

Para implementar essa estratégia de controle na prática, a velocidade angular deve ser medida através de um sensor adequado (sensor de giro).

Uma alternativa à estimativa da velocidade angular seria utilizar sensores de tensão e corrente embarcados na placa do circuito do CDE (SOLERO *et al.*, 1996).

A figura 4.22 ilustra, por meio de diagramas de blocos, o procedimento adotado neste trabalho para operar o GE e o GFV simulados próximo ao PMP.

Figura 4.22 – Diagrama de blocos do procedimento para rastrear o PMP do GFV/GE



Fonte: Elaborada pelo autor desta tese

4.5.3 – Simulação da moto-bomba c.c.

O motor c.c. foi emulado através do bloco *DC Machine* (MATHWORKS, 2020 f), que integra a biblioteca *Simscape Electrical* (MATHWORKS, 2020 c; MATHWORKS, 2020 d).

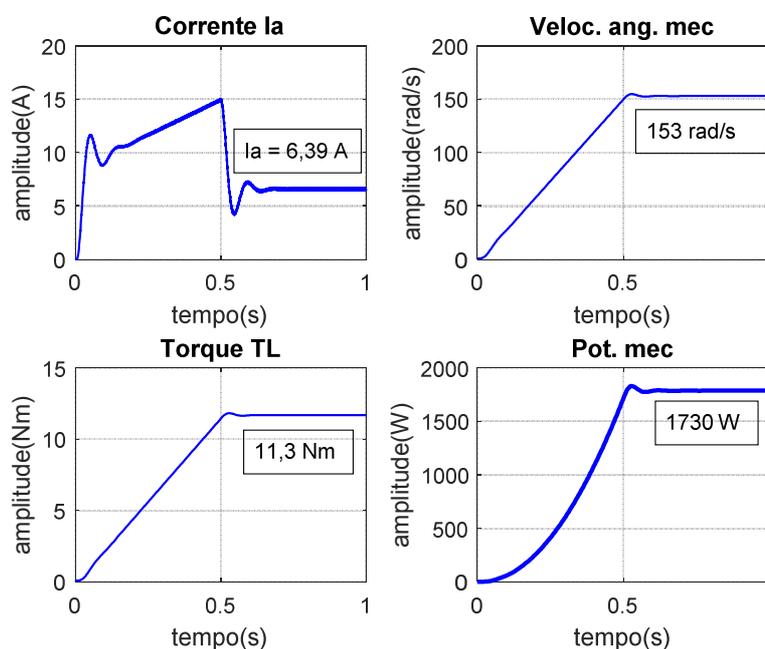
Para simular o acionamento do motor c.c., utilizou-se um *chopper* com frequência de chaveamento de 50 kHz e ciclo de trabalho D inicialmente em rampa atingindo, posteriormente, $D = 0,56$.

O valor da tensão de entrada do *chopper* foi de 500 volts. Com $D = 0,56$, o valor médio da tensão de armadura é de $V_a = 280$ volts.

O coeficiente de atrito viscoso associado ao torque de carga T_L foi de $B_L = 0,0764$.

A figura 4.23 apresenta o perfil de algumas das variáveis do motor c.c..

Figura 4.23 - Variáveis do motor c.c.



Fonte: Elaborada pelo autor desta tese

A potência elétrica de entrada em regime permanente é de $P_i = V_a I_a = 280 \times 6,39 = 1789 \text{ W}$.

Através do gráfico da potência mecânica, observa-se que, em regime permanente, $P_M = 1730 \text{ W}$, o que mostra que o motor absorve a potência elétrica transferida da fonte de entrada através do *chopper*.

4.6 – Comentários

Este capítulo descreveu e apresentou os modelos matemáticos do GFV, GE, GSIP que integra o GE, retificador trifásico e motor c.c. que constituem o sistema de bombeamento proposto.

As simulações individuais mostraram que os modelos do GFV e GE representam satisfatoriamente o comportamento real, e são adequados para serem utilizados nas simulações do SFEBA.

Foram também expostas as estratégias de controle para a operação do GFV/GE no PMP mediante atuação do CDE. Para a implementação dessas estratégias de controle, são necessárias as medições da irradiância e da velocidade angular mecânica da turbina eólica.

Para compor o modelo computacional do SFEBA, os modelos dos componentes individuais são integrados no software de simulação. São feitas, então, simulações do SFEBA, por meio das quais ele é analisado.

Os resultados de simulação e as respectivas análises são apresentados no Capítulo 5 a seguir.

Capítulo 5

Simulações e Análises

5.1 – Introdução

Com as ferramentas computacionais disponíveis atualmente, a maioria dos sistemas de engenharia, quando adequadamente modelados, podem ser simulados e analisados previamente à implementação do sistema real.

Nesta tese, utilizou-se o *software MATLAB/Simulink/Simscape 2017* (MATHWORKS, 2020 a; MATHWORKS, 2020 b; MATHWORKS, 2020 c) para simular o SFEBA, cujos componentes de interesse foram modelados e individualmente simulados nos Capítulos 3 e 4.

A simulação computacional é uma importante ferramenta de auxílio ao projeto de sistemas (DORF e BISHOP, 1998), e muitos trabalhos baseados em resultados de simulações computacionais foram propostos na literatura. Como exemplo, cita-se (KUMAR; KOCHHAR; UPAMANYU, 2015; PATIL e MEHTA, 2014; EDOUARD e NJOMO, 2013).

Este capítulo apresenta os resultados de simulação do SFEBA proposto, cujo modelo é formado a partir da adequada interligação no software de simulação dos modelos dos componentes individuais.

O capítulo inicia com a determinação dos parâmetros do modelo de pequeno sinal do CDE seguido de uma análise do modelo obtido. Posteriormente, são apresentados os resultados de simulação do sistema como um todo, os quais demonstram seu bom desempenho e a viabilidade de implementação prática para ser utilizado na função a que se destina.

5.2 – Determinação dos parâmetros e análise inicial do modelo de pequeno sinal do CDE

Para as simulações e análises do SFEBA parte-se do projeto do controlador, que inicia com a determinação dos parâmetros da REMPS do CDE, equação 3.106, com $\hat{v}_1 = \hat{v}_2 = 0$, repetida na equação 5.1.

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\frac{D_2'^2}{LC} & -\frac{1}{RC} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -\frac{D_2'^2}{LC} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{D_1 V_1}{L} & \frac{D_1(V+V_2)}{L} \\ 0 & \frac{D_1 D_2' I}{LC} \\ \frac{D_2 V_1}{L} & \frac{D_2(V+V_2)}{L} \\ 0 & \frac{D_2 D_2' I}{LC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{d}_1 \\ \hat{d}_2 \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_1 \\ \hat{i}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} I & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{d}_1 \\ \hat{d}_2 \end{bmatrix}$$

Para este fim, determina-se o ponto de operação do CDE a partir do qual os parâmetros da equação 5.1 podem ser numericamente especificados.

A seguir, descreve-se como cada parâmetro foi determinado.

a) **Determinação de V_I .**

V_I é a tensão do GFV V_{pv} . Escolheu-se V_I como a tensão de máxima potência do GFV quando a irradiância é de 1000 W/m^2 e a temperatura $25 \text{ }^\circ\text{C}$ (ou seja, nas STC).

No Capítulo 4, foram apresentadas as características elétricas do GFV real. Foi mostrado que, nas STC, $V_{mp} = 361,6$ volts. Portanto, escolheu-se $V_I = 361,6$ volts. Para essa tensão, a corrente de máxima potência deve ser de $I_{pv} = I_I = 3 \text{ A}$.

Uma análise da distribuição de frequência da energia gerada pelo GFV submetido a perfis de irradiância típicos da região amazônica seria conveniente (uma vez que se pretende utilizar o SFEBA nessa região inicialmente) para se determinar V_I . Contudo, essa análise não traria modificações significativas nos ganhos da REMPS. Além disso, é comum a escolha de V_{mp} nas STC em outros métodos de rastreamento do PMP, como o método da tensão constante (ZANOTTI, 2012). Portanto, $V_I = V_{mp}$ nas STC é um escolha plausível.

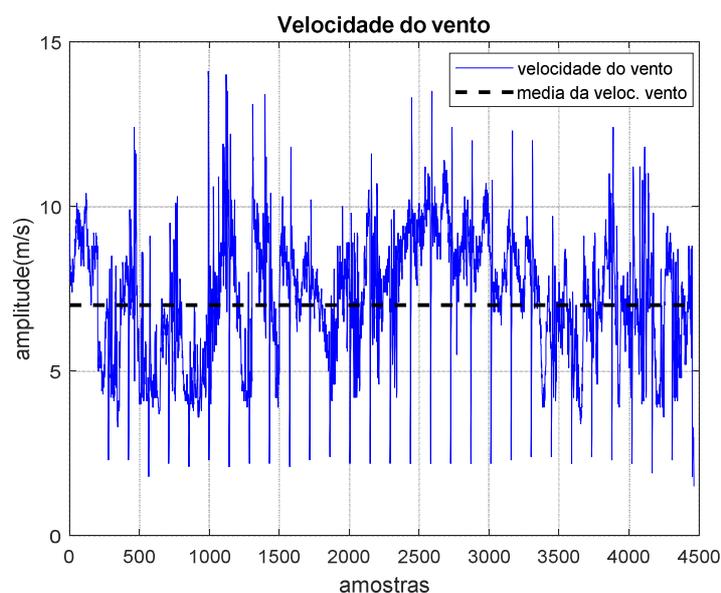
b) **Determinação de V_2 .**

Para a determinação de V_2 , que corresponde à tensão c.c. produzida pelo GE, fez-se uma análise da distribuição de frequência da energia gerada pelo GE submetido a perfis eólicos típicos da região amazônica, onde se pretende utilizar o SFEBA.

A figura 5.1 apresenta um perfil eólico de uma localidade do Pará, obtido por uma estação meteorológica no mês de janeiro (FRADE, 2002). A altura e a taxa de amostragem utilizadas na medição foram de 30 m e 10 minutos, respectivamente.

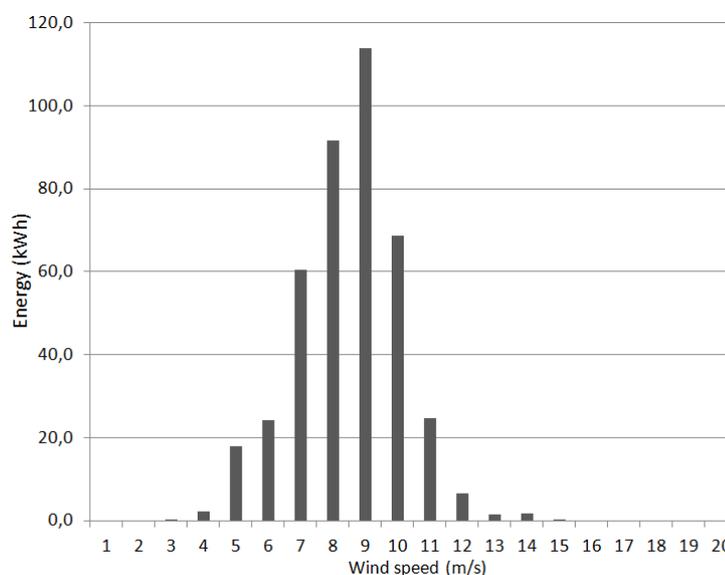
A Figura 5.2 mostra a distribuição de frequência da energia gerada pelo GE simulado submetido ao perfil de vento apresentado.

Figura 5.1 - Perfil eólico na cidade de Ajuruteua, na costa do Pará



Fonte: Adaptada de Frade (2002)

Figura 5.2 - Distribuição de frequência da energia eólica gerada



Fonte: Elaborada pelo autor desta tese

Observa-se que a maior ocorrência é de velocidades de 9 m/s e na qual uma quantidade maior de energia é obtida.

De acordo com as figuras 4.18 e 4.19, $V_w = 9$ m/s corresponde a $v_{eo} = 145,91$ volts. Portanto, $V_2 = 145,91$ volts será utilizado para o ponto de operação. De acordo com a tabela 4.9, o valor de I_2 deve ser de $I_2 = 4,87$ A.

c) **Determinação de V .**

V é a tensão de saída do CDE, que coincide com a tensão de armadura da MBC, V_a . V deve ser estipulada de modo que a restrição $V_1 \leq V$ seja satisfeita e também não supere o valor máximo de tensão suportada pela MBC. Escolheu-se $V = 280$ volts.

d) **Determinação de D_1 e D_2 .**

Uma vez que V_1 , V_2 , I_1 , I_2 e V são conhecidos, utiliza-se as equações 3.23, 3.28 e 3.29 para determinar D_1 e D_2 . A combinação destas três equações resulta nas equações 5.2 e 5.3.

$$D_2 = \frac{VI_2}{V_1I_1 + (V + V_2)I_2} \quad (5.2)$$

$$D_1 = D_2 \frac{I_1}{I_2} \quad (5.3)$$

A aplicação das equações 5.2 e 5.3 resulta em $D_1 = 0,27$ e $D_2 = 0,43$.

e) **Determinação de I .**

A corrente no indutor I pode ser determinada através das equações 3.24 ou 3.25, o que resulta em $I = 11,11$ A.

f) **Determinação de L .**

Como $D_1 < D_2$, utiliza-se a equação 3.44 para determinar L .

A ondulação de corrente desejada foi estipulada em 5% do valor da corrente no indutor. Assim, $\Delta I = 11,11 \times 0,05 = 0,55$ A.

A frequência de chaveamento utilizada foi de $f_s = 50$ kHz. A aplicação da equação 3.44 resulta em $L = 7,3$ mH.

g) **Determinação de C.**

Para determinar C , utiliza-se a equação 3.51.

A ondulação de tensão desejada foi estipulada em 1% do valor da tensão no capacitor.

Portanto, $\Delta V = 280 \times 0,01 = 2,8$ V.

Pode-se calcular a corrente na carga I_O através da equação $P_O = VI_O$. Uma vez que o sistema é considerado sem perdas e as potências entregues pelo GFV/GE no ponto de operação determinado são de, respectivamente, $P_{pv} = P_I = 1080$ W e $P_{eo} = P_2 = 710$ W, P_O perfaz um total de 1790 W. Portanto, se $V = 280$ volts, $I_O = 6,39$ A.

A aplicação da equação 3.51 resulta em $C = 26$ μ F.

A tabela 5.1 sumariza os parâmetros determinados.

Tabela 5.1 - Parâmetros do ponto de operação do CDE

| V_1 (volts) | V_2 (volts) | I_1 (A) | I_2 (A) | D_1 | D_2 | I (A) | V (volts) | I_O (A) | L (mH) | C (μ F) |
|------------------|------------------|-----------|-----------|-------|-------|---------|----------------|-----------|----------|----------------|
| 361,6 | 145,91 | 3 | 4,87 | 0,27 | 0,43 | 11,11 | 280 | 6,39 | 7,3 | 26 |

Fonte: Elaborada pelo autor desta tese

Substituir na equação 5.1 os valores dos parâmetros encontrados resulta no conjunto de equações 5.4.

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -1,83 \times 10^6 & -9,06 \times 10^2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -1,83 \times 10^6 & -9,06 \times 10^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1,37 \times 10^4 & 1,62 \times 10^4 \\ 0 & 9,68 \times 10^6 \\ 2,18 \times 10^4 & 2,57 \times 10^4 \\ 0 & 1,54 \times 10^7 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{d}_1 \\ \hat{d}_2 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_1 \\ \hat{i}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 11,16 & 0 \\ 0 & 11,16 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{d}_1 \\ \hat{d}_2 \end{bmatrix}$$

(5.4)

O modelo de pequeno sinal representado pelas equações 5.1 e 5.4 doravante será referido como REMPS para facilidade notacional. A REMPS possui 2 pares de polos

repetidos e estáveis, o que perfaz um total de 4 polos estáveis. A equação 5.5 apresenta um dos pares de polos.

$$s_{1,2} = -452,90 \pm j1274,87 \quad (5.5)$$

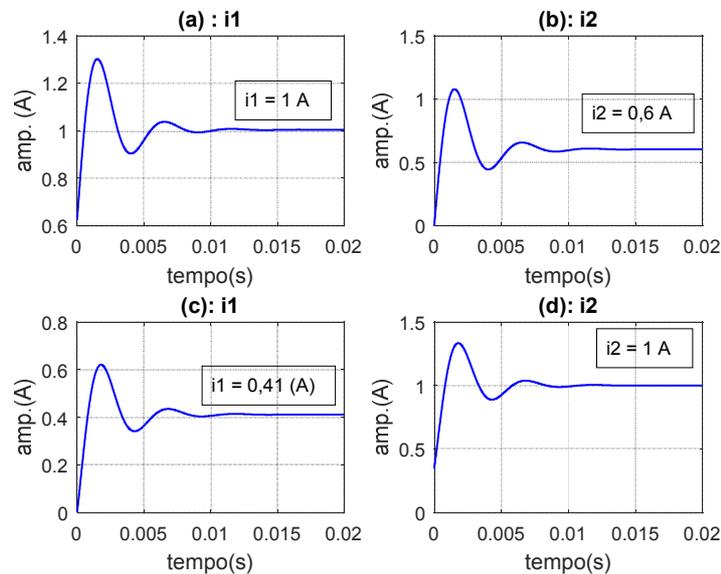
A equação 5.6 apresenta os zeros de transmissão da REMPS. O sistema é de fase mínima, requisito para a aplicação do regulador LQG/LTR no projeto do controlador.

$$\text{zeros de transmissão} = \begin{bmatrix} -2219,46 \pm j1218,84 \\ -452,90 \pm j1274,87 \end{bmatrix} \quad (5.6)$$

Não há integração natural, pois a REMPS não contém nenhum polo na origem.

A figura 5.3 apresenta as respostas da REMPS para duas combinações de entradas em degrau: $d_1 = 0,056$ e $d_2 = 0$; $d_1 = 0$ e $d_2 = 0,031$. A figura 5.3 também exibe os valores em regime permanente das respostas.

Figura 5.3 - Respostas da REMPS - (a) e (b): $d_1 = 0,056$; $d_2 = 0$. (c) e (d): $d_1 = 0$; $d_2 = 0,031$

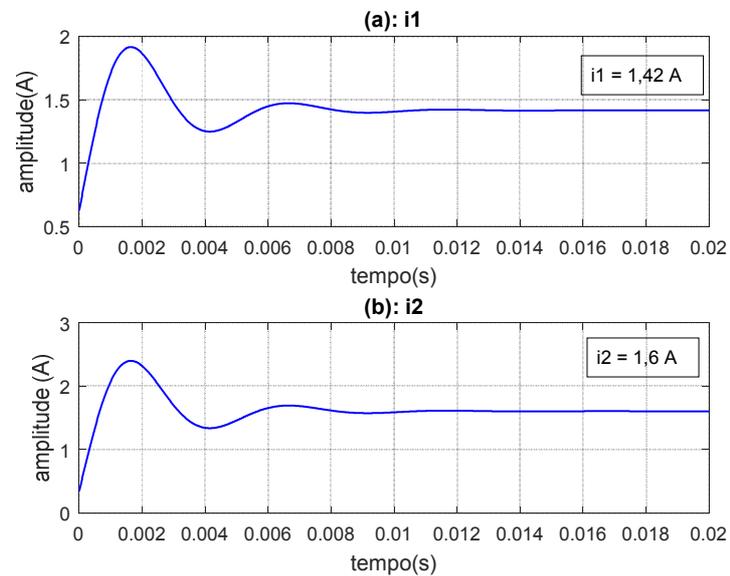


Fonte: Elaborada pelo autor desta tese

A figura 5.3 mostra que há certo acoplamento entre as malhas internas da REMPS, pois quando uma das entradas é zero a saída correspondente é diferente de zero.

A figura 5.4 mostra as respostas para i_1 e i_2 com $d_1 = 0,056$; $d_2 = 0,031$.

Figura 5.4 - Respostas da REMPS para $d_1 = 0,056$; $d_2 = 0,031$

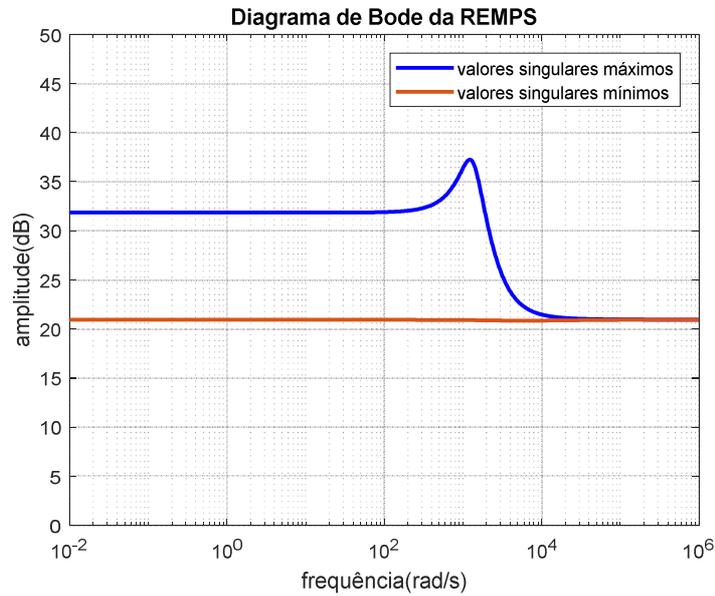


Fonte: Elaborada pelo autor desta tese

As respostas da figura 5.4 reforçam o entendimento sobre o acoplamento entre as malhas. $d_1 = 0,056$ deveria provocar um $i_1(\infty) = 1$ A e $d_2 = 0,031$ um $i_2(\infty) = 1$ A (conforme figura 5.3).

A figura 5.5 apresenta o diagrama do Bode da REMPS obtido através de seus valores singulares em dB.

Figura 5.5 - Diagrama de Bode da REMPS



Fonte: Elaborada pelo autor desta tese

Observa-se que os ganhos em baixas frequências são diferentes. A inserção do controlador com realimentação, projetado via regulador LQG/LTR, provocará a equalização de ganhos e proporcionará o rastreamento dos sinais de referência das correntes a serem drenadas das fontes de energia pelo CDE.

Antes de prosseguir com o projeto é importante verificar a controlabilidade de saída e a observabilidade da REMPS. Isso é feito através da determinação do posto das matrizes de controlabilidade, \mathbf{C}_{ctr} , e observabilidade, \mathbf{O}_{obs} . Tais matrizes são conforme as equações 5.7 e 5.8 (OGATA, 2000). Os valores numéricos dos elementos das matrizes não são aqui apresentados devido ao tamanho delas.

$$\mathbf{C}_{ctr} = [\mathbf{CB} \quad \mathbf{CAB} \quad \mathbf{CA}^2\mathbf{B} \quad \dots \quad \mathbf{CA}^{n-1}\mathbf{B} \quad \mathbf{D}] \quad (5.7)$$

$$\mathbf{O}_{obs} = \begin{bmatrix} \mathbf{C} \\ \mathbf{CA} \\ \mathbf{CA}^2 \\ \vdots \\ \mathbf{CA}^{n-1} \end{bmatrix} \quad (5.8)$$

A dimensão de \mathbf{C}_{ctr} é $p \times (n + 1)m$, e a de \mathbf{O}_{obs} é $(np \times n)$, com $m = p = 2$ e $n = 4$. Uma vez que o posto de \mathbf{C}_{ctr} é $p = 2$ e o de \mathbf{O}_{obs} é $n = 4$, a controlabilidade de saída e a observabilidade são satisfeitas (OGATA, 2000).

5.3 – Projeto do controlador via método LQG/LTR

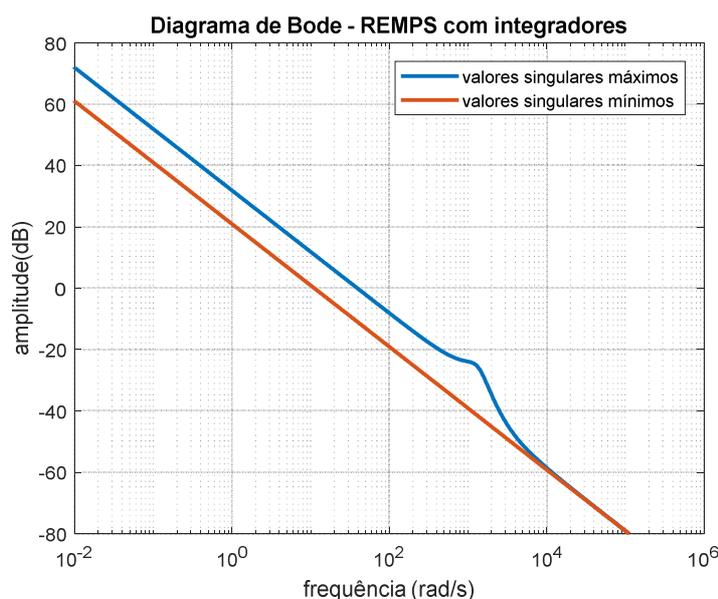
O projeto do controlador seguirá as etapas descritas no Apêndice B, seções B.5.1.1 a B.5.1.5.

a) Adição de integradores

Para a adição de integradores, o conjunto de equações B.1 deve ser alterado para o conjunto de equações B.17 através da inclusão das matrizes \mathbf{A}_a , \mathbf{B}_a , \mathbf{C}_a e \mathbf{D}_a , conforme descrito na seção B.5.1.1 do Apêndice B.

A inclusão dos integradores insere dois pólos na origem e aumenta os estados e a ordem do sistema de 4 para 6. A figura 5.6 apresenta o diagrama de Bode da REMPS com os integradores inseridos.

Figura 5.6 - Diagrama de Bode da REMPS com os integradores inseridos



Fonte: Elaborada pelo autor desta tese

A figura 5.6 mostra que a adição de integradores provocou um aumento dos ganhos em baixas frequências (o que é bom para a precisão estática) e os tornou mais próximos, mas ainda diferentes. A completa equalização é obtida nas etapas seguintes.

b) Equalização de ganhos em baixas e altas frequências

Conforme seção B.5.1.2 do Apêndice B, o parâmetro que propicia a equalização de ganhos é Γ e deverá ser calculado através da equação B.18. A aplicação da equação B.18 resulta na equação 5.9.

$$\Gamma = \begin{bmatrix} 0,0741 & -0,305 \\ -0,0247 & 0,0411 \\ 1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.9)$$

c) Cálculo do parâmetro μ para determinação da frequência de crossover

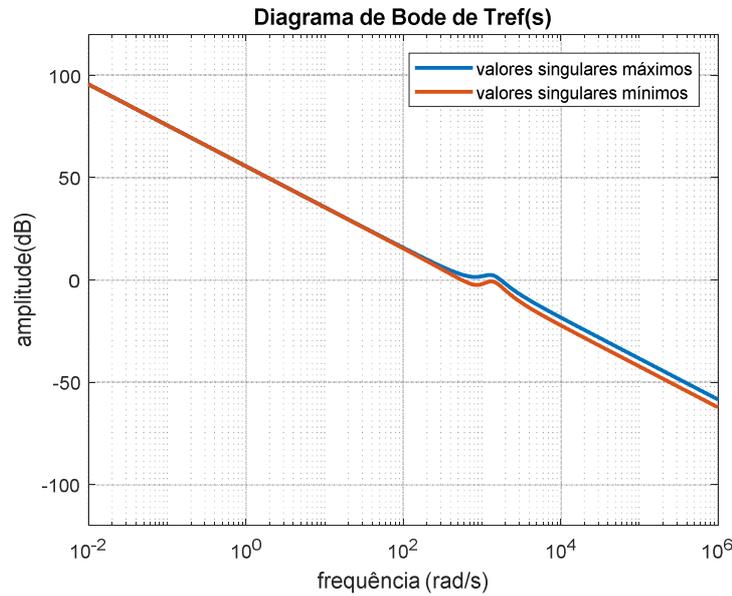
O parâmetro μ é calculado conforme descrito na seção B.5.1.3 do Apêndice B e através da equação B.20, após determinados Γ e a frequência de *crossover* ω_C .

Neste trabalho, a frequência ω_C foi determinada através de simulações de $\mathbf{T}_{\text{REF}}(s)$, (equação B.21), para diferentes valores de μ , até que a frequência de *crossover* apresentasse o valor de $\omega_C = 650$ rad/s (para o qual a resposta apresenta boa velocidade).

O valor de μ resultou em $\mu = 2,78 \times 10^{-6}$.

Determinados Γ e μ , plota-se o diagrama de Bode da malha de referência $\mathbf{T}_{\text{REF}}(s)$, equação B.21, para verificar se os requisitos de altos ganhos equalizados em baixas frequências e frequência de *crossover* foram atendidos.

A figura 5.7 apresenta o diagrama de Bode da malha de referência $\mathbf{T}_{\text{REF}}(s)$.

Figura 5.7 - Diagrama de Bode da malha de referência $\mathbf{T}_{REF}(s)$ 

Fonte: Elaborada pelo autor desta tese

A figura 5.7 mostra que os ganhos foram aumentados e equalizados em baixas frequências. Em altas frequências há uma ligeira diferença entre eles.

O próximo passo é a determinação da matriz de ganhos do filtro de Kalman, \mathbf{K}_f .

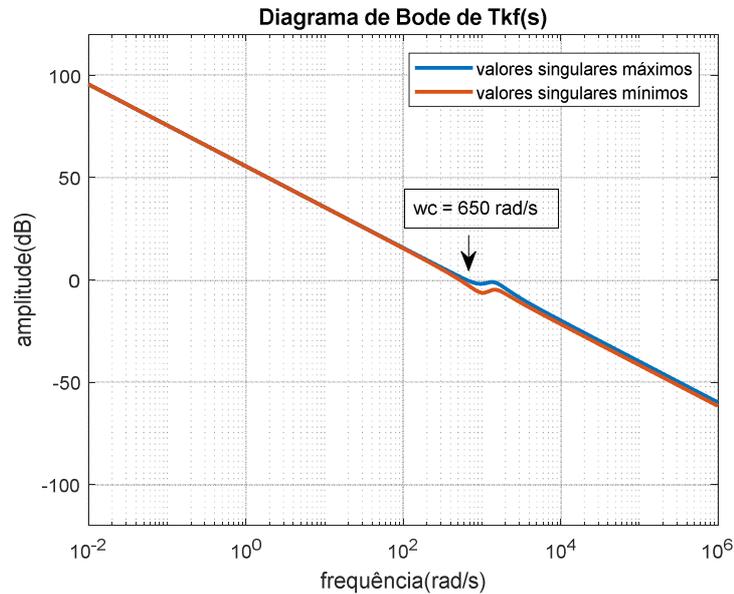
d) Determinação da matriz de ganhos do filtro de Kalman

A matriz \mathbf{K}_f é obtido através das equações B.7, B.9 e B.10, com $\mathbf{Q}_0 = 1$, conforme descrito na seção B.5.1.4 do Apêndice B. \mathbf{K}_f é conforme a equação 5.10.

$$\mathbf{K}_f^T = \begin{bmatrix} 45,32 & -16,09 & 511,30 & -464644,70 & 180,76 & -289322,43 \\ -15,96 & 23,87 & 179,37 & -89882,53 & 564,17 & -318239,24 \end{bmatrix} \quad (5.10)$$

Após a determinação de \mathbf{K}_f , plota-se o diagrama de Bode de $\mathbf{T}_{KF}(s)$, equação B.22, e compara-se com o de $\mathbf{T}_{REF}(s)$, equação B.21.

A figura 5.8 apresenta o diagrama de Bode de $\mathbf{T}_{KF}(s)$, cujo gráfico coincide com o de $\mathbf{T}_{REF}(s)$, figura 5.7, como desejado.

Figura 5.8 - Diagrama de Bode de $T_{KF}(s)$ 

Fonte: Elaborada pelo autor desta tese

Em prosseguimento, procede-se a recuperação através do regulador LQR.

e) Recuperação da malha de referência utilizando-se o regulador LQR

Os procedimentos para a recuperação da malha de referência estão na seção B.5.1.5 do Apêndice B.

Deve-se determinar a matriz de ganhos do regulador LQR. Para isso, utiliza-se as equações B.4 e B.5, com \mathbf{Q}_C e \mathbf{R}_C calculados conforme as equações B.23 e B.24, respectivamente.

Uma excelente recuperação é obtida com $q^2 = 10^6$ (conforme será constatado através da figura 5.9), $\rho_R = 1$ e $\mathbf{I}_m = \mathbf{I}_2$ (matriz identidade de ordem 2).

As equações 5.11 e 5.12 apresentam, respectivamente, as matrizes \mathbf{Q}_C e \mathbf{R}_C utilizadas na recuperação.

$$\mathbf{Q}_c = \begin{bmatrix} 1,24 \times 10^8 & 0 & 1,11 \times 10^7 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1,24 \times 10^8 & 0 & 0 & 1,11 \times 10^7 & 0 \\ 1,11 \times 10^7 & 0 & 10^6 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1,11 \times 10^7 & 0 & 0 & 10^6 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.11)$$

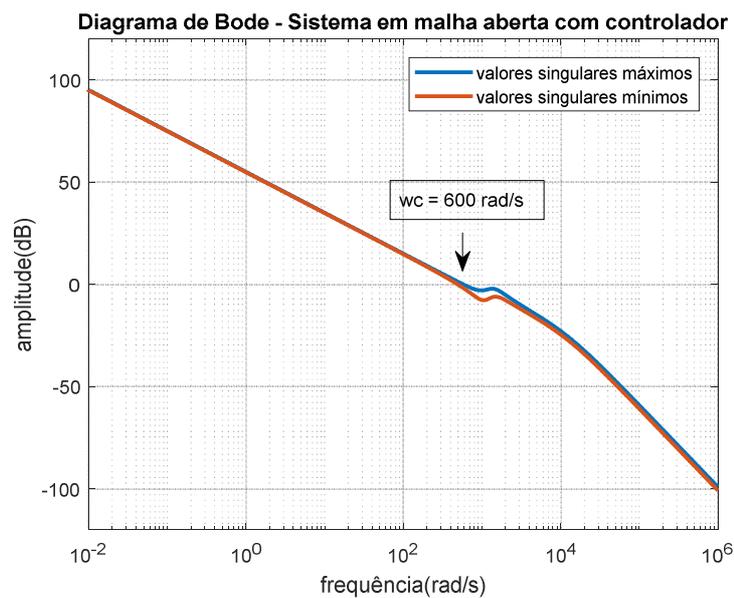
$$\mathbf{R}_c = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.12)$$

Substituir as equações 5.11 e 5.12 nas equações B.4 e B.5 resulta na matriz de ganhos do regulador LQR, equação 5.13.

$$\mathbf{K}_c = \begin{bmatrix} 12255,75 & 1516,91 & 988,51 & 0,08 & 20,48 & -0,001 \\ 1516,91 & 13232,91 & -14,11 & -0,005 & 990,99 & 0,078 \end{bmatrix} \quad (5.13)$$

A figura 5.9 apresenta o diagrama de Bode do sistema em malha aberta com o controlador inserido.

Figura 5.9 - Diagrama de Bode do sistema em malha aberta com controlador

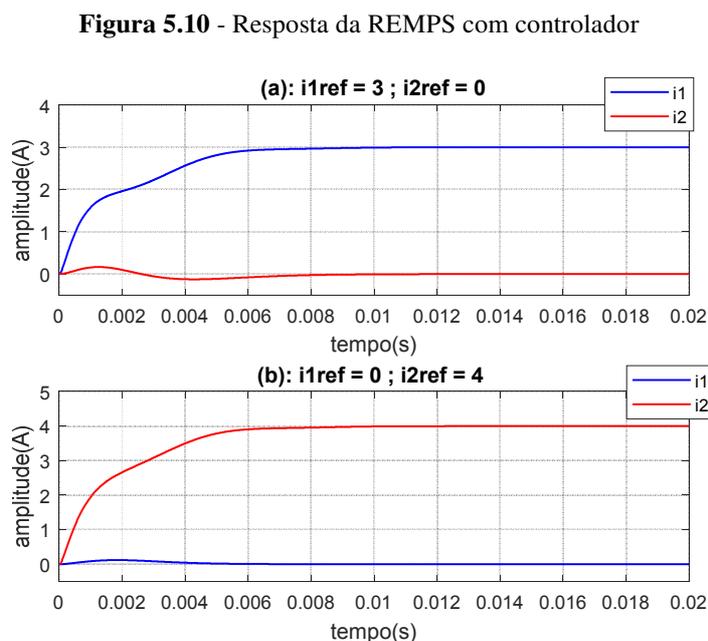


Fonte: Elaborada pelo autor desta tese

A figura 5.9 exibe altos ganhos equalizados em baixas frequências e baixos ganhos em altas frequências, o que é desejável para o desacoplamento e bom desempenho.

A figura 5.10 apresenta a resposta do sistema sob ação do controlador projetado e realimentação da saída.

Na figura 5.10 (a), $i_{1ref} = 3$ A e $i_{2ref} = 0$ A. Na figura 5.10 (b), $i_{1ref} = 0$ A e $i_{2ref} = 4$ A.



Fonte: Elaborada pelo autor desta tese

As respostas estão devidamente desacopladas e apresentam excelente desempenho, pois apresentam rapidez (o tempo de subida é de aproximadamente 5 ms), nenhum overshoot, pouca oscilação e erro de estado estacionário nulo.

O controlador foi simulado por meio do bloco “*State-Space*” do *Simulink* (MATHWORKS, 2020 g).

Uma vez projetado o controlador, os modelos dos componentes de interesse do sistema são interligados no software de simulação para compor modelo geral do SFEBA, o qual é simulado como um todo.

Ressalta-se que o ponto de operação do sistema será inevitavelmente alterado devido às diferentes condições de irradiância, temperatura e vento a que o GFV e o GE são submetidos. Essas alterações provocarão mudanças em alguns dos parâmetros do modelo de pequeno sinal do CDE (as tensões V_1 , V_2 e V , por exemplo). Os exemplos de simulações do SFEBA apresentados nas seções a seguir demonstrarão o bom desempenho do controlador e do sistema como um todo.

5.4 – Resultados de simulações e análises do sistema de bombeamento híbrido fotovoltaico-eólico

Esta seção apresenta alguns resultados de simulação a fim de demonstrar a viabilidade do sistema e seu bom desempenho geral.

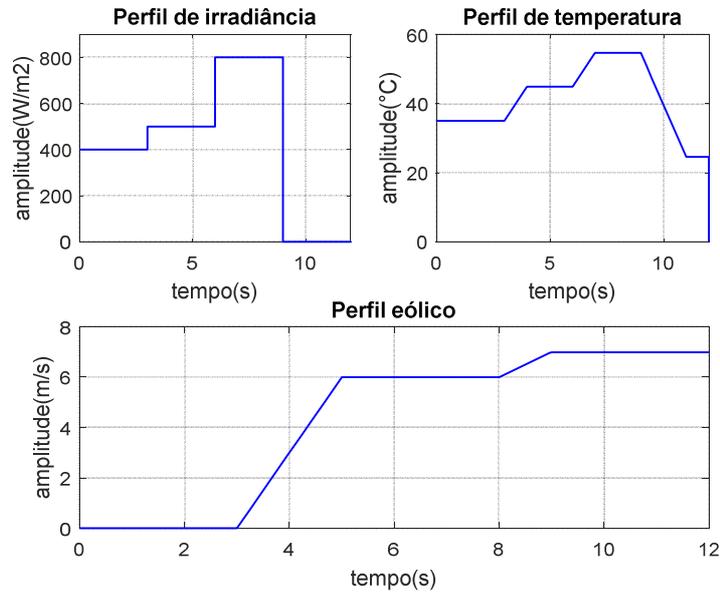
5.4.1 – Sistema sujeito a irradiância em degraus, temperatura da célula e velocidade do vento em rampas e degraus

Neste exemplo, o sistema está sujeito à irradiância em degraus. A temperatura da célula e a velocidade do vento são compostas por rampas e degraus. O conjunto de equações 5.14 descreve matematicamente o perfil destas variáveis.

$$G = \begin{cases} \text{W/m}^2; & \text{seg.} \\ 400 & ; 0 \leq t < 3 \\ 500 & ; 3 \leq t < 6 \\ 800 & ; 6 \leq t < 9 \\ 0 & ; 9 \leq t < 12 \end{cases} ; T_{cel} = \begin{cases} \text{°C} & ; \text{seg.} \\ 35 & ; 0 \leq t < 3 \\ 10t + 5 & ; 3 \leq t < 4 \\ 45 & ; 4 \leq t < 6 \\ 10t - 15 & ; 6 \leq t < 7 \\ 55 & ; 7 \leq t < 9 \\ -15t + 190 & ; 9 \leq t < 11 \\ 25 & ; 11 \leq t < 12 \end{cases} ; V_w = \begin{cases} \text{m/s} & ; \text{seg.} \\ 0 & ; 0 \leq t < 3 \\ 3t - 9 & ; 3 \leq t < 5 \\ 6 & ; 5 \leq t < 8 \\ 1,2t - 3,6 & ; 8 \leq t < 9 \\ 7,2 & ; 9 \leq t < 12 \end{cases} \quad (5.14)$$

A figura 5.11 mostra os perfis gráficos da irradiância, temperatura da célula e velocidade do vento.

Figura 5.11 - Perfis gráficos da irradiância, temperatura da célula e velocidade do vento



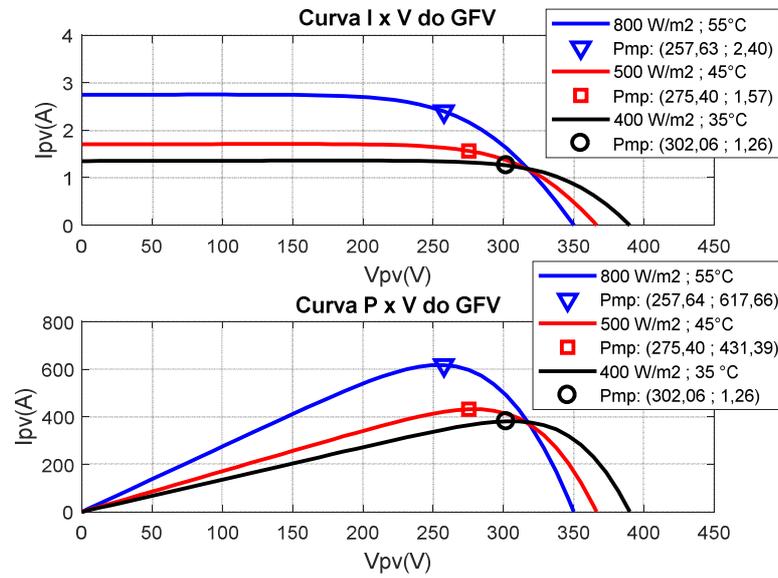
Fonte: Elaborada pelo autor desta tese

Sob essas condições, os PMP exatos do GFV e do GE, previamente conhecidos, são conforme o conjunto de equações 5.15.

$$(V_{pv}, I_{pv}) = \begin{cases} (\text{volts ; A}) ; \text{seg.} \\ (302,06 ; 1,26) ; 1,4 \leq t < 3 \\ (275,40 ; 1,57) ; 4 \leq t < 6 \\ (257,63 ; 2,40) ; 7 \leq t < 9 \end{cases} ; (\omega_T, P_T) = \begin{cases} (\text{rad/s ; W}) ; \text{seg.} \\ (29,81 ; 210,46) ; 5 \leq t < 8 \\ (35,65 ; 363,66) ; 9 \leq t < 12 \end{cases} \quad (5.15)$$

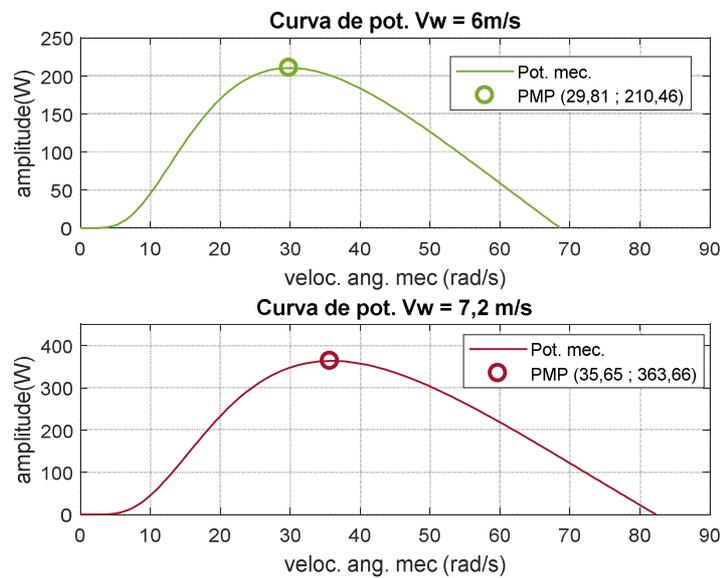
Os PMP foram obtidos através da determinação do valor máximo das curvas $P_{pv} \times V_{pv}$ e $P_T \times \omega_T$ apresentadas nas figuras 5.12 e 5.13.

Figura 5.12 – Curvas do GFV e PMP



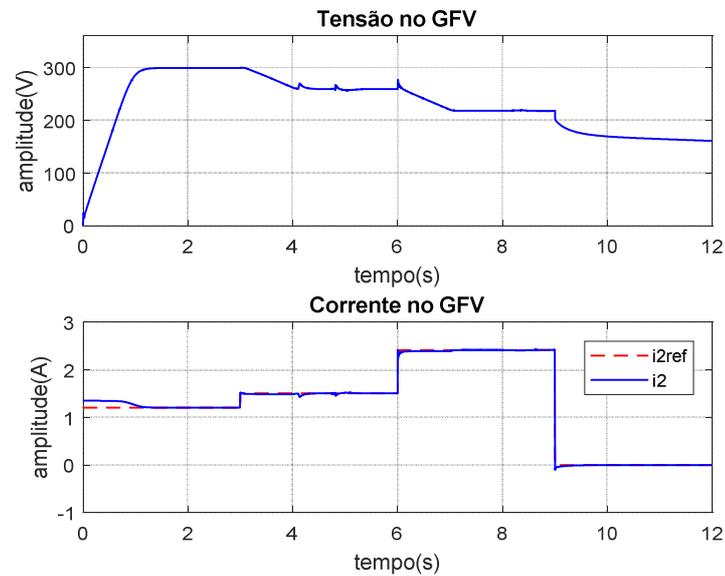
Fonte: Elaborada pelo autor desta tese

Figura 5.13 – Curvas de potência e PMP do GE



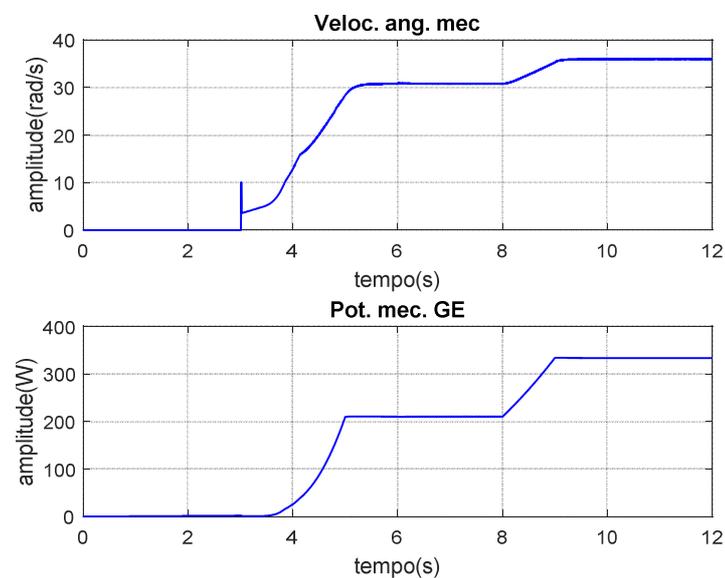
Fonte: Elaborada pelo autor desta tese

A figura 5.14 mostra a tensão e a corrente no GFV.

Figura 5.14 - Tensão e corrente no GFV

Fonte: Elaborada pelo autor desta tese

A figura 5.15 exibe a velocidade angular e a potência mecânica no GE.

Figura 5.15 - Velocidade angular e potência mecânica no GE

Fonte: Elaborada pelo autor desta tese

No intervalo $0 \leq t < 3$ s somente o GFV gera energia, e para $9 \leq t < 12$ s somente o GE. O controle do CDE desconecta automaticamente a fonte inoperante do sistema, pois nesses intervalos a corrente drenada da fonte inoperante é nula.

Para V_w em rampa, ω_T e P_T evoluem conforme a rampa.

Para T em rampas crescentes e $G \neq 0$, a tensão do GFV evolui em rampa decrescente. Para $G = 0$ e T em rampa decrescente, a tensão no GFV decresce lentamente devido à descarga do capacitor conectado a seus terminais.

Os PMP resultantes da simulação são conforme o conjunto de equações 5.16.

$$(V_{pv}, I_{pv}) = \begin{cases} (V; A); \text{ seg.} \\ (299,30; 1,20); 1,4 \leq t < 3 \\ (260,00; 1,51); 4 \leq t < 6 \\ (218,00; 2,41); 7 \leq t < 9 \end{cases}; (\omega_T, P_T) = \begin{cases} (\text{rad/s}; W); \text{ seg.} \\ (30,80; 210,20); 5 \leq t < 8 \\ (36,00; 333,80); 9 \leq t < 12 \end{cases} \quad (5.16)$$

A tabela 5.2 apresenta os erros percentuais entre a máxima potência calculada com base no PMP exato (conforme figuras 5.12 e 5.13) e as resultantes da simulação nos respectivos intervalos.

Tabela 5.2 – Erro entre as máximas potências exatas e as obtidas por simulação

| Intervalo (s) | Erro na Pot. do GFV (%) | Intervalo (s) | Erro na Pot. do GE (%) |
|------------------|----------------------------|------------------|---------------------------|
| $1,4 \leq t < 3$ | 5,63 | $5 \leq t < 8$ | 0,12 |
| $4 \leq t < 6$ | 9,20 | $9 \leq t < 12$ | 8,21 |
| $7 \leq t < 9$ | 15,03 | * | * |

Fonte: Elaborada pelo autor desta tese

A tabela 5.2 mostra que os erros tornam-se maiores à medida que o sistema é submetido a valores maiores de irradiância, temperatura da célula e velocidade do vento.

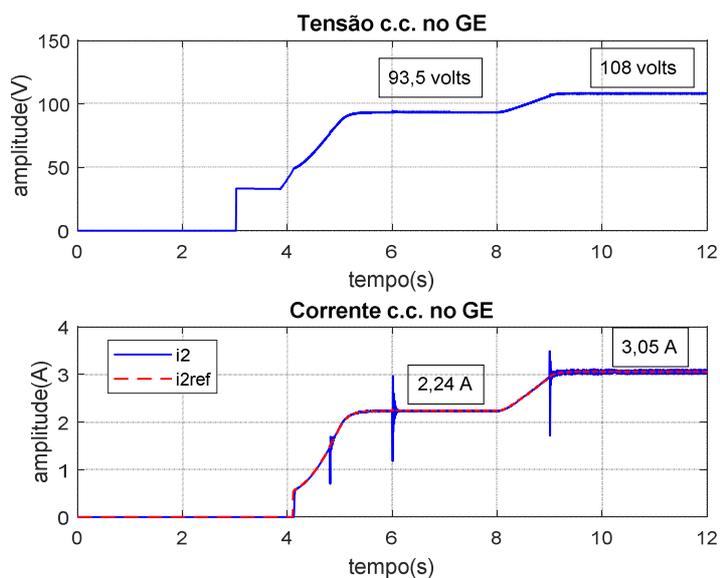
Os erros na potência do GFV evidenciam uma deficiência do método adotado para o rastreamento do PMP, o qual é baseado em uma aproximação de I_{mp} e não considera os demais fatores que influenciam no PMP, como a variação da tensão do GFV.

No caso do GE, a equação 4.41, que relaciona a corrente drenada do GE à sua velocidade angular mecânica, talvez requeira ajustes para um melhor resultado.

Contudo, as correntes de referência, nas quais ambos os métodos adotados são baseados, são adequadamente rastreadas pelo controle do CDE (conforme mostram as figuras 5.14 e 5.16). Isso mostra o bom desempenho do controlador projetado e que o processo de transferência de energia ocorre de forma controlada.

A figura 5.16 mostra a tensão e a corrente no GE e também exibe os valores destas variáveis quando elas atingem uma condição de regime permanente em determinado intervalo.

Figura 5.16 - Tensão e corrente c.c. no GE



Fonte: Elaborada pelo autor desta tese

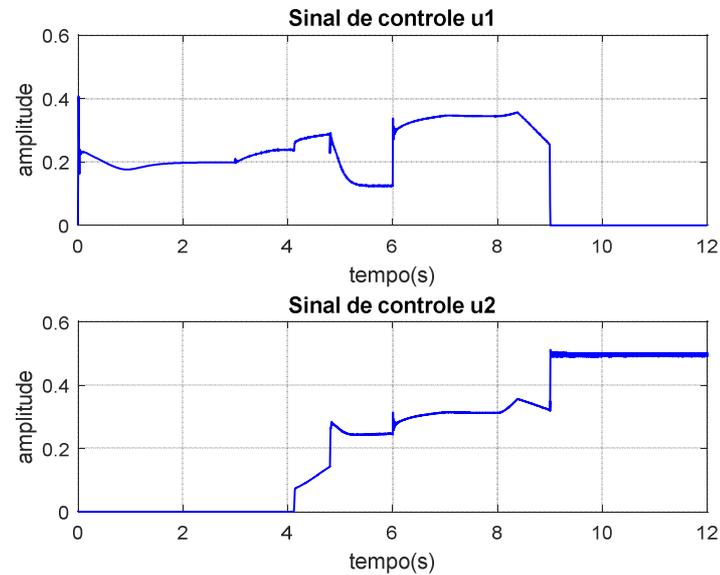
Os valores de tensão e corrente destacados estão próximos aos da tabela 4.9, utilizada para a obtenção da corrente de referência relativa ao GE.

Tanto a figura 5.14 como a 5.16 mostram que os sinais de referência de corrente são rastreados com boa precisão.

Em intervalos nos quais as fontes de energia operam juntas, os sinais de referência são rastreados independentemente. Portanto, o sistema está desacoplado, o que também evidencia o bom desempenho do controlador projetado.

A figura 5.17 mostra os sinais de controle.

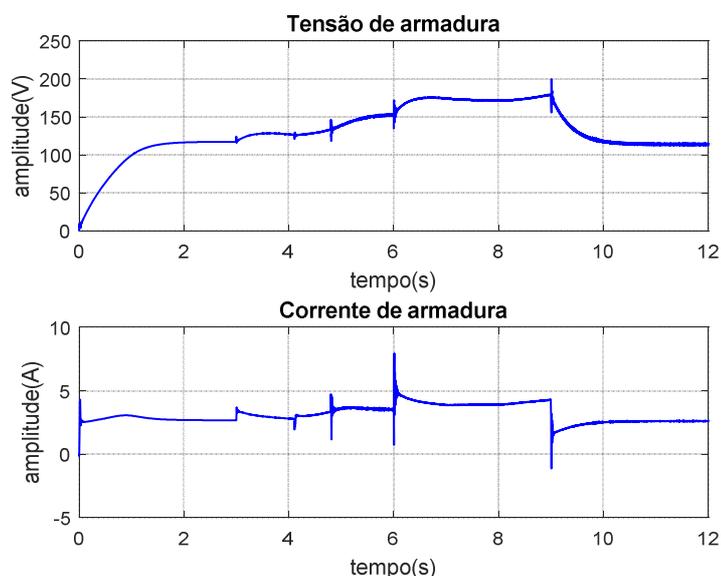
Figura 5.17 – Sinais de controle



Fonte: Elaborada pelo autor desta tese

Os sinais de controle apresentam baixo esforço de controle, uma vez que seus máximos valores são de $u_1 = 0,36$ e $u_2 = 0,5$. Ademais, não provocam saturação. Esta ocorreria, na função Buck, se $u_1 \geq 1$. Na função buck-boost, $u_2 \neq 1$, portanto, estipula-se um valor máximo menor que 1 para u_2 . No software de simulação utilizado, foi programado $u_2 = 0,8$ como valor máximo. Assim, a saturação ocorreria a partir deste valor.

A figura 5.18 mostra a tensão e a corrente de armadura no motor.

Figura 5.18 - Tensão e corrente de armadura no motor

Fonte: Elaborada pelo autor desta tese

Na figura 5.18, observa-se variações de tensão e corrente devido à intermitência das fontes de energia e à ausência do BB. A curva da tensão de armadura tem aspecto “suave”, pois não há mudanças bruscas de tensão.

A corrente apresenta picos e mudanças bruscas. Uma destas mudanças ocorre em $t = 6$ s, quando a irradiância muda bruscamente de 500 W/m^2 para 800 W/m^2 . Outra ocorre em $t = 9$ s, quando a irradiância varia de 800 W/m^2 para 0 W/m^2 , instante em que o controle do CDE desconecta o GFV.

Os picos de corrente evidenciam um grande sobre-sinal na corrente do motor quando o sistema muda de ponto de operação. Isso talvez ocorra por que a dinâmica da carga não foi considerada no projeto do controlador. Ao invés disso, considerou-se a carga como uma resistência de valor constante. Desta forma, os picos indesejáveis na corrente do motor podem ser minorados se o projeto do controlador levar em consideração a dinâmica da carga. O modelo de pequeno sinal do CDE com a dinâmica da carga incluída consta no Apêndice C.

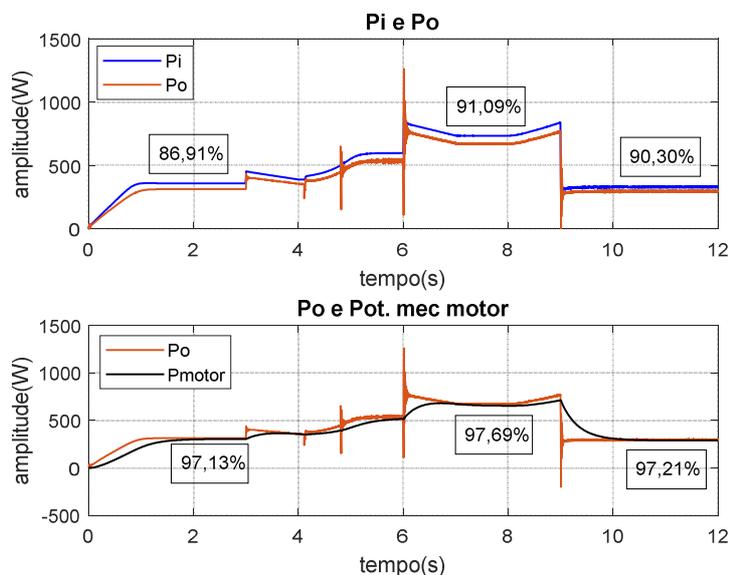
A figura 5.19 mostra a potência elétrica extraída das fontes de energia pelo CDE. Essa potência coincide com a potência de entrada do CDE (P_i).

Similarmente, é exibida na figura 5.19 a potência elétrica na saída do CDE, (P_o), que coincide com a potência elétrica de entrada do motor.

A potência mecânica do motor (P_M) é, de igual modo, apresentada na figura 5.19.

Finalmente, a figura 5.19 também exibe, em alguns intervalos nos quais se atinge uma condição de regime permanente, a eficiência do conversor nas simulações.

Figura 5.19 - Potência elétrica extraída, P_i . Potência elétrica na saída do CDE, P_o , e potência mecânica no motor P_M



Fonte: Elaborada pelo autor desta tese

P_i é obtida pela equação 3.30 e corresponde à soma das potências extraídas do GFV/GE pelo CDE por meio dos métodos de rastreamento do PMP.

P_o corresponde à potência nos terminais de saída do CDE, obtida pela equação (3.31).

P_M , despendida no processo de bombeamento, é obtida pelo produto do torque de carga e da velocidade angular do motor, conforme descrito na seção 4.4.

As informações sobre o PMP contidas nas equações 5.15 e 5.16 juntamente com as da figura 5.19 permitem elaborar as tabelas 5.3 e 5.4.

Tabela 5.3 – Potências no sistema no intervalo em que GFV/GE operam juntos em regime permanente

| Intervalo | Potência gerada GFV (W) | Potência gerada GE (W) | Potencia extraída do GFV (W) | Potencia extraída do GE (W) | Potência elétrica no motor, P_o (W) | Potencia mecânica no motor P_M (W) |
|------------------|-------------------------|------------------------|------------------------------|-----------------------------|---------------------------------------|--------------------------------------|
| $7 \leq t < 8$ s | 618,31 | 210,46 | 525,38 | 210,20 | 670,94 | 655 |

Fonte: Elaborada pelo autor desta tese

Tabela 5.4 – Eficiências do sistema no intervalo em que GFV/GE operam juntos em regime permanente

| Intervalo | Potência total gerada (W) | Potência total extraída, P_i (W) | Eficiência do método para o PMP (%) | Eficiência do conversor (%) | Eficiência do motor (%) | Eficiência global (%) |
|------------------|---------------------------|------------------------------------|-------------------------------------|-----------------------------|-------------------------|-----------------------|
| $7 \leq t < 8$ s | 828,77 | 736,58 | 88,87 | 91,09 | 97,62 | 79,03 |

Fonte: Elaborada pelo autor desta tese

A tabela 5.4 mostra que a eficiência do método de rastreamento do PMP é de 88,87% e a eficiência global é de 79,02%, ambas para as simulações.

A eficiência simulada máxima entre P_i e P_o , que é a eficiência do CDE, é de 91,09%.

A eficiência simulada entre P_i e P_o refletem a realidade, uma vez que os conversores Buck e Buck-Boost não-isolados geralmente apresentam eficiência real entre 70% e 98% (ARRABAÇA E GIMENEZ, 2013; MARTINS E BARBI, 2011). 70% foi a eficiência obtida nos testes experimentais em um protótipo do conversor Buck-Boost construído para avaliar a estratégia de controle de corrente, conforme descrito no Capítulo 6.

A eficiência entre P_o e P_M é a eficiência simulada do motor e atinge um valor máximo de 97,62%. Tal eficiência não reflete bem a realidade, pois motores c.c. apresentam rendimento real em torno de 80% (CHAPMAN, 2013).

Considerando-se a eficiência real do motor c.c. de 80%, estima-se que a eficiência global real seja de 64,76%.

A figura 5.19 mostra que a energia gerada por unidade de tempo pelo GFV e GE é adequadamente transferida para o processo de bombeamento.

5.4.2 – Sistema sujeito a irradiância em degraus, temperatura da célula em rampas e degraus e velocidade do vento senoidal

Para simular uma situação próxima à realidade foi elaborado um perfil senoidal de velocidade do vento, equação 5.17.

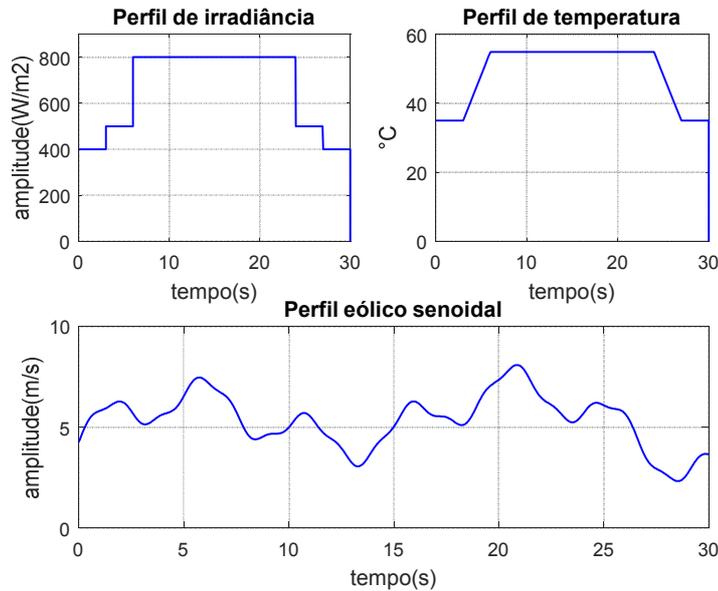
$$V_w = 4,26 + 1,5 \operatorname{sen}\left(\frac{\pi}{30}t\right) + 1,5 \operatorname{sen}\left(\frac{3,5\pi}{30}t\right) + \operatorname{sen}\left(\frac{12,35\pi}{30}t\right) + 0,2 \operatorname{sen}\left(\frac{35\pi}{30}t\right) \text{ m/s} \quad (5.17)$$

A irradiância e a temperatura da célula são matematicamente descritas pelo conjunto de equações 5.18.

$$G = \begin{cases} \text{W/m}^2; \text{ seg.} \\ 400 & ; 0 \leq t < 3 \\ 500 & ; 3 \leq t < 6 \\ 800 & ; 6 \leq t < 24 \\ 500 & ; 24 \leq t < 27 \\ 400 & ; 27 \leq t \leq 30 \end{cases} ; T_{cel} = \begin{cases} \text{°C} & ; \text{seg.} \\ 35 & ; 0 \leq t < 3 \\ \frac{20}{3}t + 15 & ; 3 \leq t < 6 \\ 55 & ; 6 \leq t < 24 \\ -\frac{20}{3}t + 215 & ; 24 \leq t < 27 \\ 35 & ; 27 \leq t \leq 30 \end{cases} \quad (5.18)$$

A Figura 5.20 mostra os perfis gráficos das variáveis.

Figura 5.20 – Perfis gráficos da irradiância, temperatura da célula e velocidade do vento

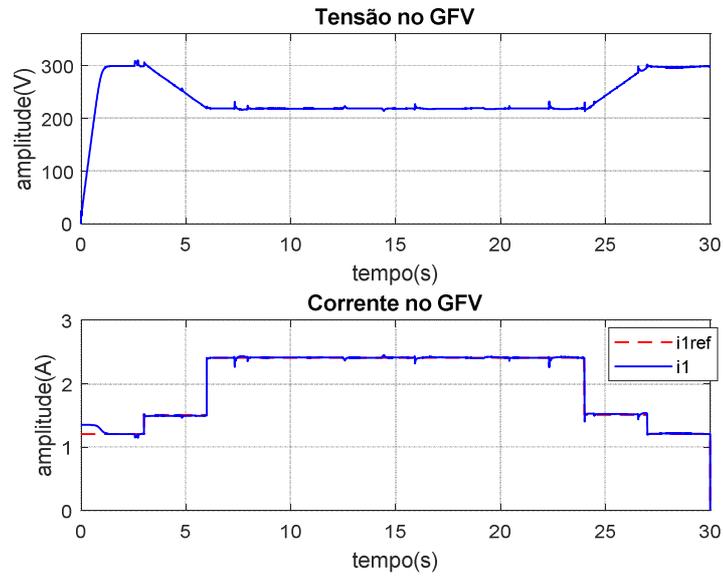


Fonte: Elaborada pelo autor desta tese

As amplitudes dos degraus de irradiância são os mesmos que os da equação 5.14, exceto $G = 0 \text{ W/m}^2$. A temperatura também apresenta degraus de mesma amplitude que os da equação 5.14 e evolui em rampa crescente, no intervalo $3 \leq t < 6 \text{ s}$, e em rampa decrescente, no intervalo $24 \leq t < 27 \text{ s}$.

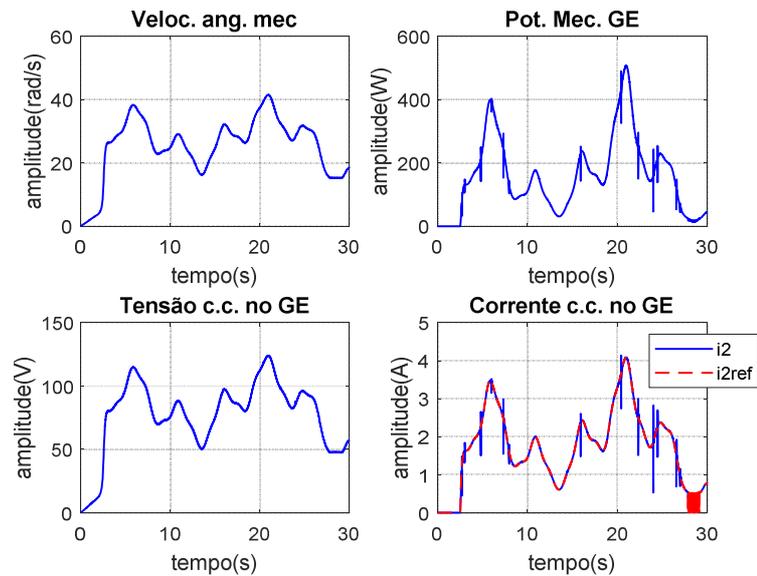
Para $6 \leq t < 24 \text{ s}$, a irradiância e a temperatura da célula são constantes enquanto a velocidade do vento varia senoidalmente.

A Figura 5.21 mostra a tensão e a corrente no GFV.

Figura 5.21 - Tensão e corrente no GFV

Fonte: Elaborada pelo autor desta tese

A figura 5.22 mostra a velocidade angular mecânica, a potência mecânica, a tensão e a corrente do GE.

Figura 5.22 - Variáveis do GE

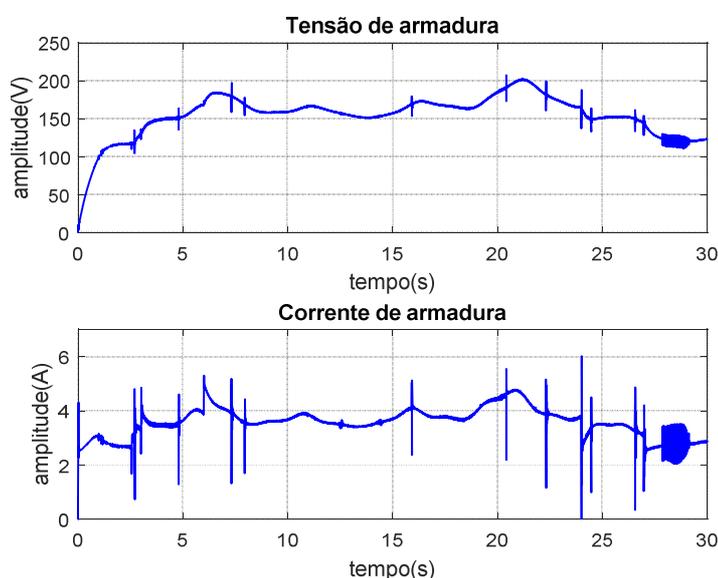
Fonte: Elaborada pelo autor desta tese

Nota-se nas figuras 5.21 e 5.22 que as correntes de referência alusivas ao GFV e ao GE são rastreadas adequadamente pelo controle do CDE, portanto, o desempenho quanto à operação do GFV/GE no PMP é similar ao apresentado na seção 5.4.1.

As variáveis do GE tendem a reproduzir o perfil senoidal do vento. É interessante notar que o controlador proporciona o rastreamento independente de um sinal senoidal de baixa frequência. Isso ocorre porque a inclusão do controlador na malha fornece ao sistema ganhos elevados na região de baixas frequências, conforme mostra a figura 5.9.

A figura 5.23 mostra a tensão e a corrente na armadura do motor.

Figura 5.23 - Tensão e corrente na armadura do motor

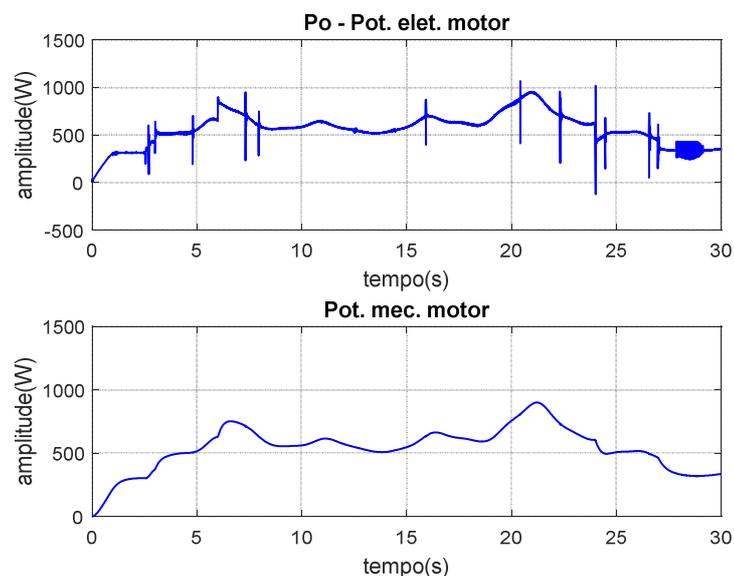


Fonte: Elaborada pelo autor desta tese

A tensão e a corrente de armadura do motor refletem o efeito conjunto das condições meteorológicas simuladas. O perfil senoidal do vento não é “fielmente” reproduzido na tensão e na corrente de saída. Ao invés disso, observa-se que a tensão no motor evolui suavemente durante o intervalo de tempo em que a irradiância e a temperatura da célula são constantes.

Conclui-se que, se o GFV estiver sujeito a nenhuma ou pouca intermitência, as mudanças bruscas de tensão no motor decorrentes da maior intermitência do GE podem ser atenuadas pelo uso conjunto das fontes de energia. Assim, efeitos indesejáveis, como a ação liga/desliga do motor sob a ação de um perfil eólico muito intermitente, seriam minimizados.

A figura 5.24 mostra a potência elétrica e a mecânica no motor.

Figura 5.24 - Potência elétrica e mecânica no motor

Fonte: Elaborada pelo autor desta tese

Similarmente ao exemplo anterior, a figura 5.24 mostra que a energia gerada por unidade de tempo pelo GFV e GE é adequadamente transferida ao processo de bombeamento.

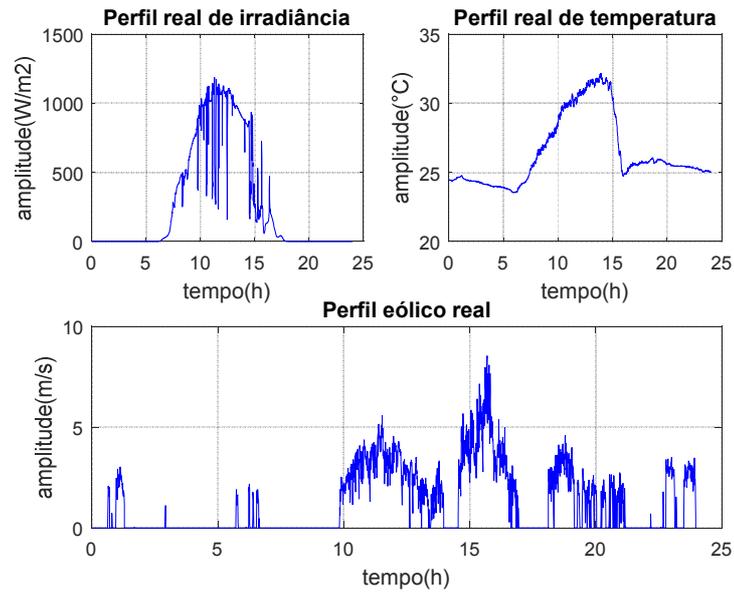
5.4.3 – Simulação com valores reais de irradiância, temperatura ambiente e velocidade do vento

Neste exemplo, foram utilizados valores reais de irradiância, temperatura ambiente (usada como temperatura da célula) e velocidade do vento. Eles foram obtidos através de medições realizadas nas proximidades do GEDAE em 04/04/2018, em um período de 24 horas com amostragem de 30 segundos. Um total de 2880 amostras para cada variável medida, portanto.

Seria impraticável executar uma simulação de mesma duração. Assim, as 2880 amostras foram igualmente distribuídas em uma janela de tempo menor, de 0 a 30s, com taxa de 0,010416 s.

A Figura 5.25 expõe os perfis reais de irradiância, temperatura, e velocidade do vento, distribuídas ao longo das 24 horas.

Figura 5.25 - Perfis reais de irradiância, temperatura ambiente e velocidade do vento

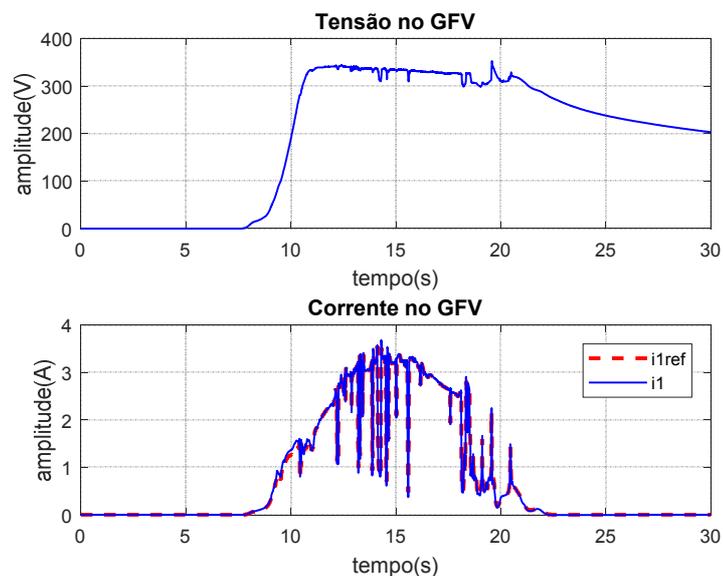


Fonte: Elaborada pelo autor desta tese

Os ventos são escassos e atingem uma velocidade máxima de 8,5 m/s. Isso é comum nas proximidades do GEDAE, localizado na cidade de Belém-Pará, uma área onde a velocidade média diária do vento é baixa. Por outro lado, a irradiância prevalece durante o dia e atinge um máximo de 1186 W/m^2 . A temperatura ambiente máxima é de $32,16 \text{ }^\circ\text{C}$.

A figura 5.26 exhibe a tensão e a corrente no GFV.

Figura 5.26 - Tensão e corrente no GFV

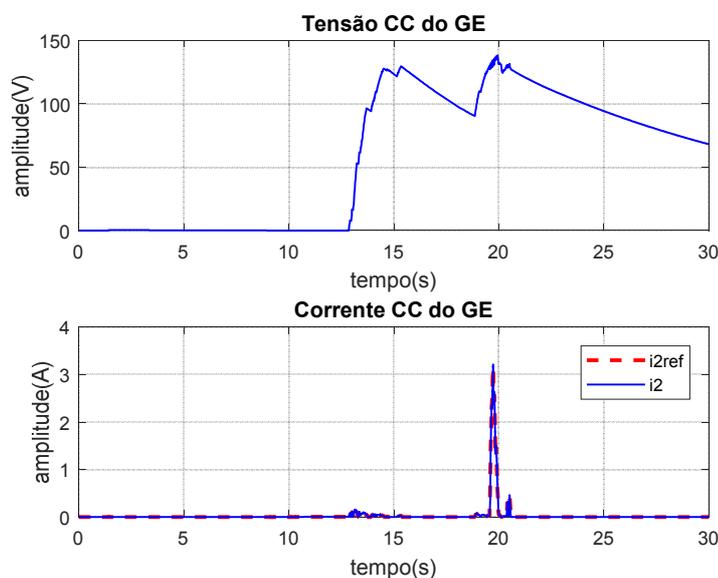


Fonte: Elaborada pelo autor desta tese

A tensão no GFV é quase constante no intervalo de 11 a 21 segundos (que é equivalente ao intervalo real de 10 a 15 horas). Nesse período, a tensão assume valores em torno de 336 V, próximo à tensão de máxima potência do GFV simulado nas STC (veja-se a figura 4.13). Como a corrente drenada do GFV é proporcional aos valores de irradiância os perfis de ambas são muito semelhantes.

A figura 5.27 exibe a tensão e a corrente do GE.

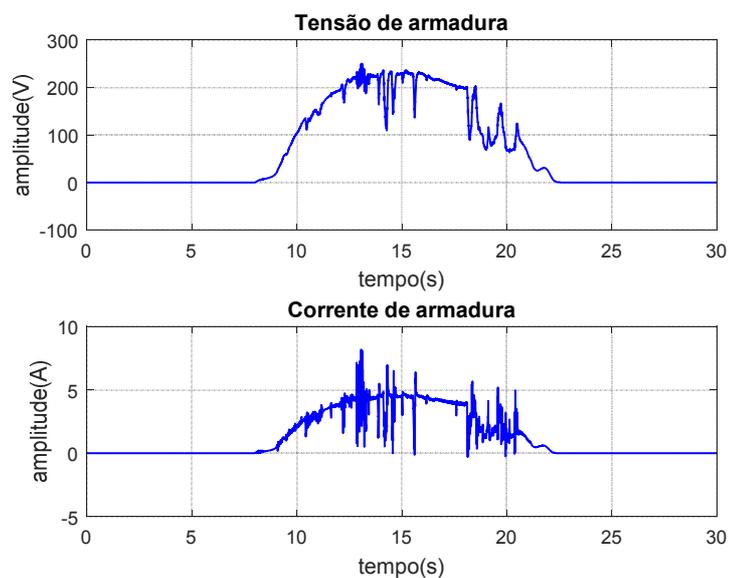
Figura 5.27 - Tensão e corrente c.c. do GE



Fonte: Elaborada pelo autor desta tese

Devido à insuficiência de ventos a contribuição energética do GE é muito pequena. Se a energia eólica fosse abundante na localidade tomada como estudo de caso, uma quantidade maior de energia seria transferida para o bombeamento, conforme pode ser constatado nas simulações anteriores.

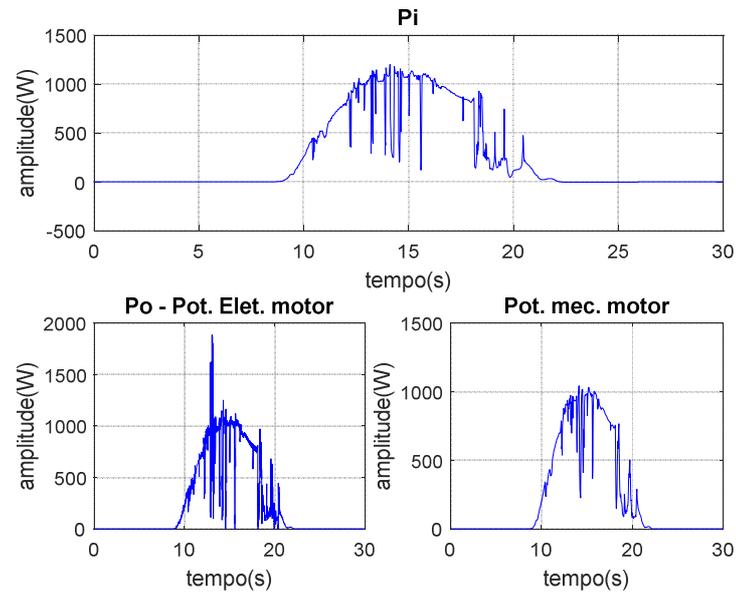
A figura 5.28 apresenta a tensão e a corrente de armadura do motor.

Figura 5.28 - Tensão e corrente de armadura do motor

Fonte: Elaborada pelo autor desta tese

Observa-se que a tensão e a corrente de armadura do motor têm perfis semelhantes aos da irradiância. Entre $13 < t < 15$ s e $18 < t < 21$ s, aproximadamente, a figura 5.28 mostra mudanças bruscas na tensão e na corrente do motor decorrentes de mudanças na irradiância. Vislumbra-se que tais mudanças seriam mais pronunciadas se juntadas à intermitência do GE (no caso de tanto o GE como o GFV gerarem energia).

A figura 5.29 expõe a potência total extraída das fontes de energia pelo CDE (P_i), a potência elétrica (P_O) e a potência mecânica (P_M) no motor

Figura 5.29 - Potência elétrica e mecânica no motor

Fonte: Elaborada pelo autor desta tese

O valor máximo de P_i , obtido por meio da curva simulada, é de 1202,6 W.

A potência mecânica máxima (P_M) é de cerca de 1000 W.

A equação 5.19 permite estimar a potência máxima gerada pelo GFV sob a máxima irradiância real incidente e máxima temperatura real da célula, cujos perfis gráficos são apresentados na figura 5.25.

$$P_{mp} = P_{mpREF} \frac{G_i}{G_{iREF}} [1 + \varepsilon(T - T_{REF})] \quad (5.19)$$

Onde:

P_{mp} → máxima potência do GFV (W)

P_{mpREF} → máxima potência do GFV nas STC (W)

G → irradiância incidente (W/m^2)

G_{REF} → irradiância nas STC (W/m^2)

ε → coeficiente de temperatura referente à máxima potência ($\%/^{\circ}C$)

T → temperatura de operação da célula ($^{\circ}C$)

T_{REF} → temperatura de operação da célula nas STC ($^{\circ}C$)

P_{mpREF} é obtida pelo produto da corrente e da tensão do GFV simulado nas STC, conforme figura 4.13, o que resulta em $P_{mpREF} = 1037$ W.

A máxima temperatura da célula utilizada na simulação é de $T = 32,16^{\circ}\text{C}$ e $T_{REF} = 25^{\circ}\text{C}$.

$\varepsilon = -0,05 \text{ \%}/^{\circ}\text{C}$ foi obtida no manual do módulo fotovoltaico Solaris S 55P.

$G_i = 1186 \text{ W/m}^2$ é a irradiância incidente máxima obtida por meio dos dados reais.

A potência máxima gerada pelo GFV resultante da aplicação da equação 5.19 é de $P_{mp} = 1225,48 \text{ W}$.

Utilizando-se o valor de P_{mp} determinado por meio da equação 5.19, calcula-se o valor da eficiência simulada em relação ao método para rastrear o PMP, o que resulta em 98,13%. Essa eficiência não condiz com a eficiência informada na tabela 5.4, nem com a tabela 5.2, que informa os erros cometidos nas potências máximas obtidas pelo método para rastrear o PMP. Isso talvez ocorra porque a temperatura máxima de operação da célula utilizada nesta simulação ($32,16^{\circ}\text{C}$) é menor que a utilizada na simulação da seção 5.4.1 (55°C).

Considerando-se que o valor de 55°C reflete melhor a temperatura de operação da célula de um GFV na localidade onde as variáveis reais foram obtidas, que a eficiência do método para rastrear o PMP é de 88,87% (ou menor), que a eficiência simulada do conversor c.c.-c.c. de 91,09% coincide com sua eficiência real e que em um motor c.c.-c.c. a eficiência real é de 80%, estima-se que a eficiência global deste sistema seja de 64,76% ou menor.

5.6 – Comentários

Os bons resultados de simulação, um deles utilizando-se dados reais, mostram que o modelo do SFEBA é aceitável, pois as variáveis inerentes ao sistema como tensões e correntes dos geradores e motor c.c., evoluem conforme o esperado. Tal constatação permite concluir sobre a satisfatoriedade do modelo, apesar de não haver ainda uma comparação com dados obtidos através do sistema real. Portanto, o modelo do SFEBA pode ser utilizado para análises e previsões de situações. Entretanto, ainda não fornece informações sobre variáveis associadas ao sistema hidráulico, como vazão, pressão e etc., e que também fazem parte de um sistema de bombeamento.

Um dos motivos porque os modelos do sistema hidráulico não foram incluídos foi prescindir da necessidade de mais capacidade de processamento do computador que executou o software MATLAB/SIMULINK/SIMSCAPE 2017. A inclusão destes modelos no modelo geral do SFEBA elaborado no software de simulação demandaria maior velocidade de processamento e mais memória do computador. Caso essas demandas não fossem supridas, a

inserção de mais um modelo provocaria mais lentidão no processamento e exigiria mais tempo na simulação.

O CDE cumpre bem a função de conexão e operação controlada das fontes de energia. A estratégia adotada para a operação das fontes de energia perto do PMP funciona bem, mas precisa ser melhorada para se obter um melhor rendimento. O bom rastreamento das correntes drenadas do GFV/GE juntamente com o sinal de controle apresentado na figura 5.17 demonstram que controlador projetado apresentou bom desempenho em todas as situações. Uma comparação do controlador projetado via método LQG/LTR com controladores projetados pelo método clássico monovariável é apresentada no Apêndice D.

A estimativa de eficiência global esperada para o sistema real é de aproximadamente 64,76%. Esse rendimento é oriundo das perdas naturais presentes em componentes do sistema.

Arrabaça e Gimenez (2012) sinalizam uma perda de 30% em conversores c.c.-c.c. não-isolados. Contudo, Martins e Barbi (2011) informam que a tecnologia atual permite obter rendimentos entre 70% e 98%. Portanto, para um melhor rendimento, o CDE deve ser projetado de modo a haver mínimas perdas em seu circuito.

O motor c.c. integrante do conjunto MBC fica, inevitavelmente, sob variações de tensão e corrente. Tais variações podem ser suavizadas durante o dia se o GFV estiver sob menor intermitência em uma região de ventos mais aleatórios e escassos. Durante a noite, as variações serão mais intensas devido a maior intermitência do vento, a não ser que a região onde o sistema for empregado seja de ventos abundantes, como no caso do sistema híbrido apresentado no trabalho de Muntean, Gavris, Cornea (2012).

Finalmente, as simulações mostram que o SFEBA é viável de ser implementado na prática, e pode ser utilizado em regiões remotas ou onde o sistema for necessário. A configuração de sistema proposta pode ser empregada não só para bombeamento de água como também em aplicações com motores c.c. onde não se requeira controle de velocidade.

O próximo capítulo apresenta testes experimentais da estratégia de controle de corrente empregada neste trabalho.

Capítulo 6

Testes experimentais

6.1– Introdução

Este capítulo apresenta alguns resultados de testes experimentais realizados em laboratório.

A resposta em malha aberta do CDE é levantada por meio de um protótipo deste dispositivo e de testes em bancada. São apresentadas as curvas de respostas reais da tensão no capacitor e da corrente no indutor (variáveis de estado do MMEE). As respostas reais são comparadas com as respostas simuladas para validar o MMEE, por meio do qual as respostas simuladas são obtidas.

Com a finalidade de verificar se a estratégia de controle de corrente funciona adequadamente, também foi construído um protótipo de um conversor Buck-Boost de uma entrada, o qual compõe um sistema real em bancada que simula o SFEBA operando somente com o GE.

São apresentados, por meio de diagramas de blocos, a malha para o controle digital empregado e as FT de cada bloco, necessárias ao projeto do controlador.

Para avaliar o desempenho do controlador projetado, são obtidas as respostas reais da corrente drenada da fonte c.c. empregada para simular a tensão de saída do GE em diferentes pontos de operação do sistema.

Posteriormente, é realizado um teste para avaliar o desempenho do controlador. Nesse teste, o sistema está sob variações de alguns parâmetros em tempo real, funciona em um ponto de operação distante do nominal e a carga utilizada é um motor c.c..

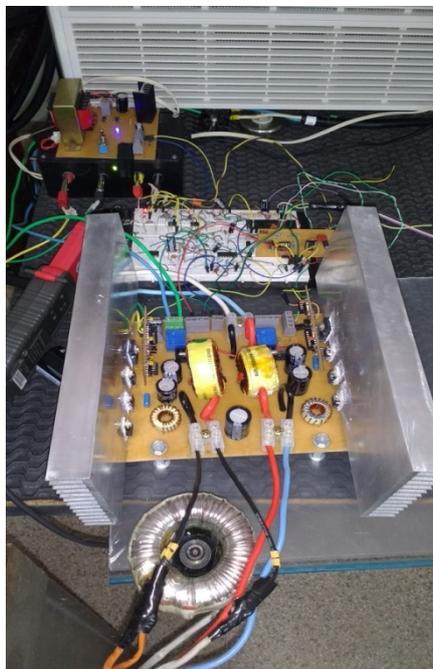
6.2 Obtenção das curvas de respostas reais do CDE em malha aberta

6.2.1 Descrição do protótipo do CDE

O protótipo do CDE é composto pelo seu de circuito de potência, dois circuitos de *drive* para acionamento das chaves semicondutoras, dois transdutores de corrente, dois amplificadores de instrumentação de alta impedância formados por amplificadores operacionais, dois filtros passa-baixas tipo Sallen-Key e um microcontrolador.

A figura 6.1 apresenta a foto do circuito de potência do CDE.

Figura 6.1 – Foto do circuito de potência do CDE



Fonte: Elaborada pelo autor desta tese

O circuito de potência é composto por duas chaves semicondutoras do tipo MOSFET modelo IRFP460, dois diodos de potência modelo MUR1660CT, um indutor da marca Toroid modelo #HF60373 de 4,15 mH (indutância especificada pelo fabricante), um capacitor eletrolítico de 100 μ F/450 volts. Também compõe o circuito de potência duas células de comutação suave formadas por um indutor de 22 μ H, um capacitor poliéster de 100 nF/400 volts e dois diodos MUR1660CT cada uma (Tseng e Chen, 1998).

O circuito de *drive* para o MOSFET é baseado em um acoplador óptico 6N134, um inversor lógico CD4049 e um estágio *push-pull* formado pelos transistores BC337 e BC327. Uma fonte auxiliar de +15 volts c.c. é necessária ao circuito de *drive*. Esse circuito eleva o valor da amplitude da tensão dos sinais PWM gerados pelo microcontrolador, de +5 volts, para +15 volts (valor necessário ao acionamento do MOSFET).

O transdutor de corrente, embarcado na placa de potência do CDE, é da marca LEM modelo HXS-20NP/SP30. Esse transdutor é interessante por ser compacto, medir correntes c.a., c.c. e pulsantes, pode ser alimentado com +5 volts e fornece em sua saída uma tensão proporcional à corrente que por ele flui. Essas características o tornam adequado para

utilização com microcontroladores alimentados com +5 volts e com recurso de conversão analógico/digital (A/D) cuja faixa de tensão analógica de conversão é de 0 a +5 volts.

A figura 6.2 apresenta a foto do transdutor (componente na cor azul) instalado na placa do CDE.

Figura 6.2 – Foto do transdutor de corrente embarcado na placa do CDE



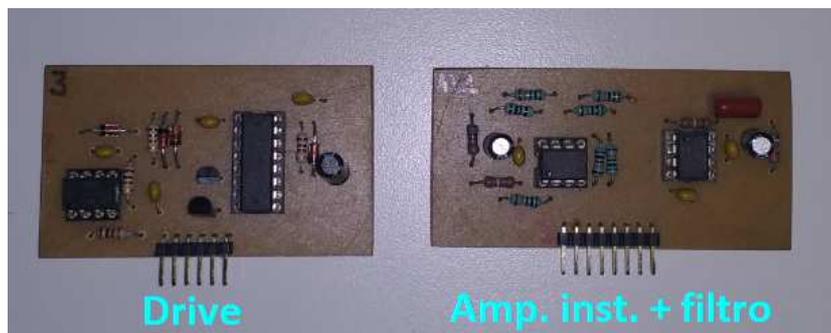
Fonte: Elaborada pelo autor desta tese

O amplificador de instrumentação de alta impedância (JR, 2015) subtrai a tensão de referência de +2,5 volts do transdutor e amplifica a tensão resultante para níveis adequados ao conversor A/D do microcontrolador.

O filtro passa-baixas recebe a tensão de saída do amplificador de instrumentação e é necessário para minimizar ruídos indesejáveis ou para extrair o valor médio da onda de tensão pulsante, oriunda da conversão da corrente pulsante extraída das fontes de energia conectadas ao CDE, a fim de fornecer o valor médio da corrente a ser medida. Os circuitos do amplificador de instrumentação e do filtro utilizam os amplificadores operacionais Microchip modelo MCP6022.

A figura 6.3 exhibe a foto das placas do circuito de *drive*, do amplificador de instrumentação e do filtro (cujos circuitos estão na mesma placa). Ambos foram construídos com conectores adequados para encaixe na placa do CDE.

Figura 6.3 – Foto do circuito de drive, circuito amplificador e filtro

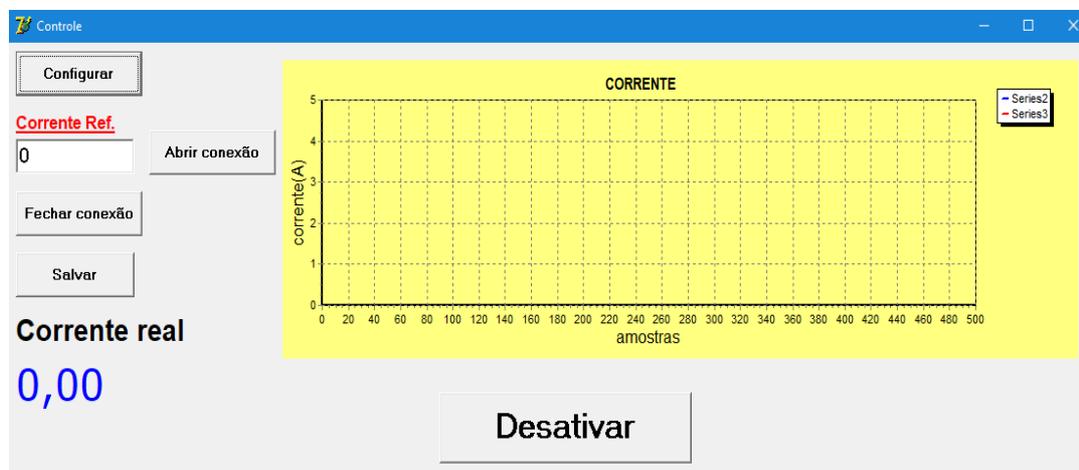


Fonte: Elaborada pelo autor desta tese

O microcontrolador é da marca Microchip modelo PIC18F4431, do qual foram utilizados os recursos de conversão A/D, geração de sinal PWM de 39,06 kHz e a comunicação serial EUSART (*Enhanced Universal Synchronous Asynchronous Receiver Transmitter* – Transmissor/Receptor Síncrono/Assíncrono Universal Melhorado). O microcontrolador se comunica com um computador externo via porta USB por meio de um conversor USB-TTL modelo HW-597.

O computador externo executa um programa elaborado em linguagem Delphi 7 que recebe o valor de corrente digitalizado, executa o cálculo de controle (quando necessário) e envia valores do ciclo de trabalho ao microcontrolador para gerar o sinal PWM. O computador também armazena dados correspondentes a algumas das variáveis do sistema. A Figura 6.4 demonstra a interface gráfica do programa desenvolvido.

Figura 6.4 – Interface gráfica do programa computacional desenvolvido



Fonte: Elaborada pelo autor desta tese

6.2.2 Curvas de respostas reais do CDE em malha aberta

Um dos testes realizados foi para levantar a curva de resposta do CDE em malha aberta para validar seu MMEE, conjunto de equações 6.1. (que difere da equação 3.58 por incluir as resistências associadas aos componentes do circuito do CDE).

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= \begin{bmatrix} -R_{eq}/L & -D_2'R/L(R+r_c) \\ D_2'R/C(R+r_c) & -1/C(R+r_c) \end{bmatrix} \mathbf{x} + \begin{bmatrix} D_1/L & D_2/L \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{u} \\ y &= \begin{bmatrix} D_2'(R \parallel r_c) & R/(R+r_c) \end{bmatrix} \mathbf{x} \end{aligned} \quad (6.1)$$

R_{eq} é conforme a equação 6.2. Onde r_{ds1} e r_{ds2} são as resistências das chaves semicondutoras S_1 e S_2 (MOSFET de potência) no estado ligado. r_{dA} e r_{dB} são as resistências dos diodos D_A e D_B no estado de condução, r_L a resistência do indutor e r_c a resistência série equivalente do capacitor.

$$R_{eq} = D_1 r_{ds1} + D_2 r_{ds2} + D_1' r_{dA} + D_2' (r_{dB} + R \parallel r_c) + r_L \quad (6.2)$$

A figura 6.5 mostra a foto da bancada onde o teste foi realizado.

Figura 6.5 – Foto da bancada de teste para obter a resposta em malha aberta do CDE



Fonte: Elaborada pelo autor desta tese

As fontes de tensão c.c. utilizadas foram as Keysight N8700 e Xantrex 100 A/60 volts, respectivamente. Como carga, foi utilizada uma resistência de 17,5 Ω .

As variáveis de interesse foram coletadas através de um osciloscópio digital FLUKE 190-204 (200 MHz, 2,5 GS/s).

As tabelas 6.1 e 6.2 apresentam os parâmetros utilizados no MMEE para compor a resposta do modelo e compará-la com a resposta real obtida no teste.

Tabela 6.1 – Valores dos parâmetros do MMEE

| V_1 (volts) | D_1 | V_2 (volts) | D_2 | R (Ω) | L (mH) | C (μ F) |
|---------------|-------|---------------|-------|------------------|----------|----------------|
| 220 | 0,36 | 60 | 0,10 | 17,5 | 4,77 | 97,15 |

Fonte: Elaborada pelo autor desta tese

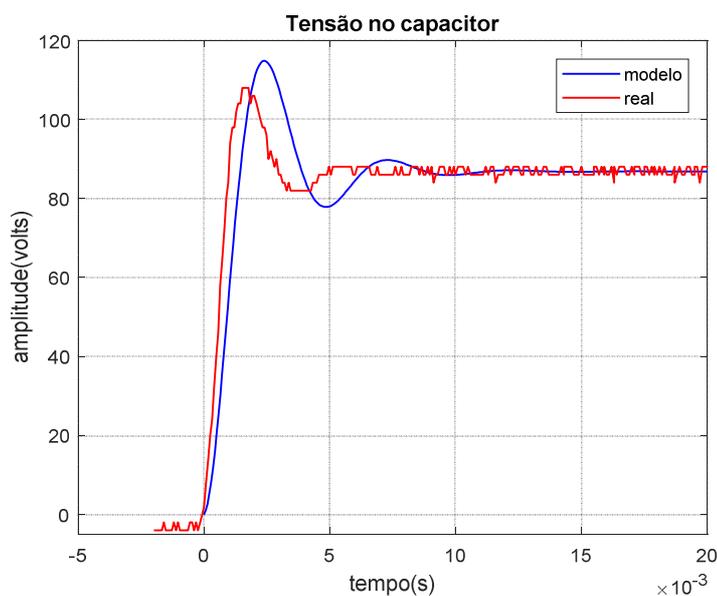
Tabela 6.2 – Valores dos parâmetros do MMEE

| r_{ds1} / r_{ds2} (Ω) | r_{dA} / r_{dB} (Ω) | r_C (Ω) | r_L (Ω) |
|----------------------------------|--------------------------------|--------------------|--------------------|
| 0,270 | 0,234 | 0,513 | 0,7 |

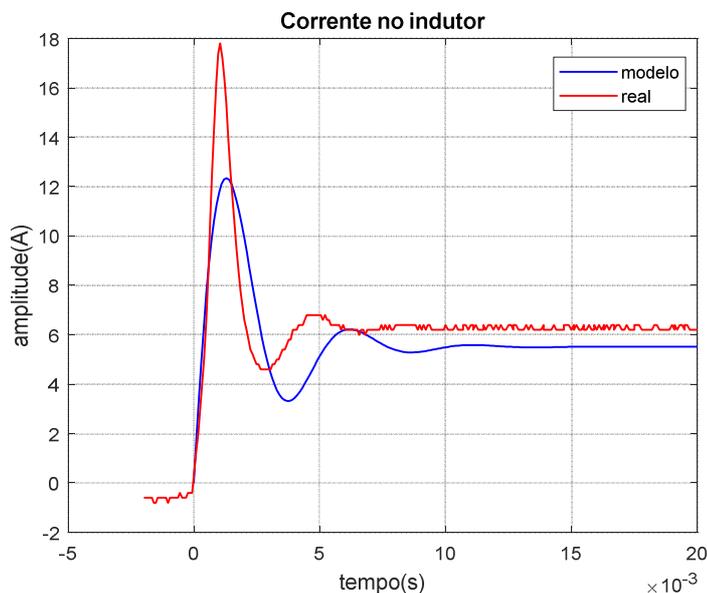
Fonte: Elaborada pelo autor desta tese

As figuras 6.6 e 6.7 comparam as respostas da tensão no capacitor e da corrente no indutor, respectivamente.

Figura 6.6 – Tensão no capacitor



Fonte: Elaborada pelo autor desta tese

Figura 6.7 – Corrente no indutor

Fonte: Elaborada pelo autor desta tese

A figura 6.6 mostra que a tensão obtida por meio do MMEE e a real apresentam certa diferença na parte transitória da resposta, mas em regime permanente as curvas são praticamente iguais. Apesar da diferença, nota-se que o MMEE reproduz bem a dinâmica da tensão real.

A corrente real no indutor e a obtida por meio do MMEE diferem tanto na resposta transitória quanto em regime permanente. Uma vez que as tensões em regime permanente são praticamente iguais, é possível que tenha havido um erro de medição oriundo da ponta de prova de corrente que não estava devidamente calibrada. Ainda assim, a figura 6.7 permite concluir que o MMEE reproduz a dinâmica da corrente real.

6.3 Teste da estratégia de controle em um conversor Buck-Boost de uma entrada

Os primeiros testes da estratégia de controle foram realizados em uma das entradas do protótipo do CDE. Contudo, os controladores projetados e testados geravam respostas instáveis e, inicialmente, não se sabia o motivo.

O CDE foi construído com dois filtros LC em cada uma das entradas (cujos indutores podem ser vistos na placa de potência do CDE, mostrada na figura 6.1). O objetivo destes filtros foi evitar que as correntes pulsantes provocassem danos às fontes de alimentação c.c. que compunham a bancada de testes do GEDAE-UFPA. Supunha-se que os filtros não

alterariam significativamente a dinâmica do CDE. Contudo, o principal efeito da inserção de um filtro LC na entrada de um conversor c.c.-c.c. não-isolado é instabilizá-lo. Esse problema pode ser resolvido com relativa facilidade por meio da inserção de um capacitor em série com um resistor (com valores adequadamente calculados), cuja associação é conectada em paralelo com o capacitor do filtro LC. O resistor e o capacitor amortecerão a dinâmica do filtro de modo que ele forneça influência mínima à dinâmica do conversor c.c.-c.c. original (ERICKSON e MAKSIMOVIC, 2004). Contudo, essa solução foi conhecida após muitos testes com o protótipo do CDE. Devido à quantidade de testes em diferentes situações, o circuito do CDE foi danificado. A construção da placa de potência por métodos manuais é relativamente complexa.

Desta forma, optou-se por realizar os testes de controle em um protótipo de um conversor Buck-Boost de uma entrada mais simples de ser construído. Esse conversor corresponde ao CDE operando somente com a segunda fonte de energia (o GE). Uma vez obtidos resultados positivos com o conversor Buck-Boost, então os testes seriam feitos em uma segunda versão do protótipo do CDE.

Um segundo motivo pelo qual optou-se pela versão de uma entrada do conversor foi a utilização da abordagem de projeto de controle SISO (*single-input single-output* – entrada simples saída simples) a qual facilita o projeto do controlador, uma vez que o controle digital de conversores requer a modelagem de outros fenômenos associados à malha de controle digital, como as funções de transferência de atrasos de tempo. Neste trabalho, foi considerado somente o atraso para facilitar ainda mais a implementação digital. Uma vez obtidos bons resultados práticos no caso SISO, partir-se-ia para o caso multivariável.

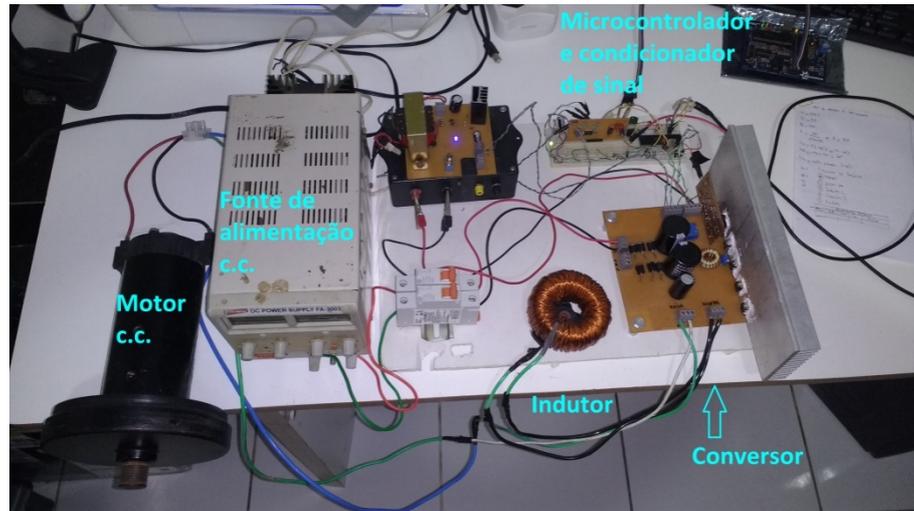
O circuito do conversor Buck-Boost é obtido a partir do circuito do CDE, fazendo-se $D_I = 0$, e é apresentado na figura 3.2 por meio das linhas mais escuras.

6.3.1 Descrição do protótipo do conversor Buck-Boost e projeto do controlador

O protótipo do conversor Buck-Boost é composto pelos mesmos componentes do protótipo do CDE apresentado na seção 6.2.

A figura 6.8 demonstra o protótipo construído e indica os principais elementos que o constituem. Em um dos testes, foi utilizado um motor c.c. como carga.

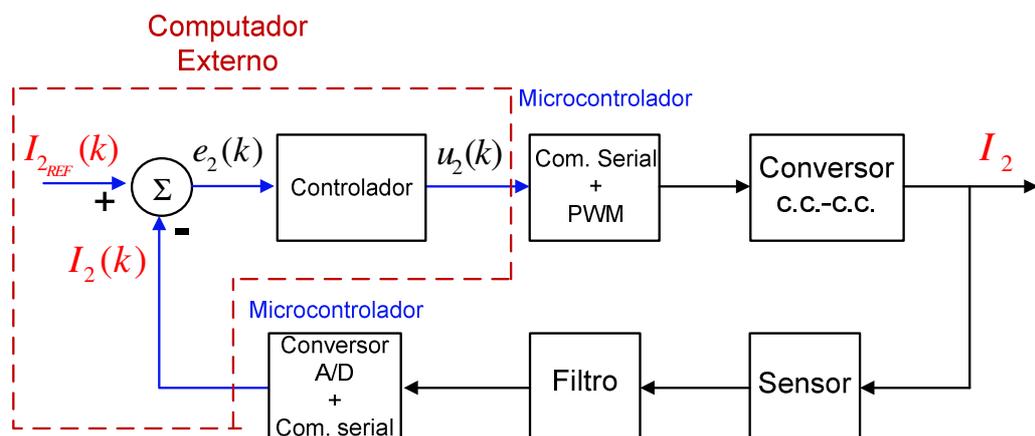
Figura 6.8 – Foto do protótipo do conversor Buck-Boost



Fonte: Elaborada pelo autor desta tese

A figura 6.9 apresenta um diagrama de blocos representativo da malha de controle da corrente I_2 , que corresponde a controlar a corrente drenada do GE para operá-lo próximo a seu PMP, conforme estratégia de controle adotada neste trabalho.

Figura 6.9 – Diagrama de blocos do sistema



Fonte: Elaborada pelo autor desta tese

Na malha de controle apresentada na figura 6.9, a corrente real I_2 é convertida em uma tensão c.c. pelo transdutor de corrente LEM HXS-20NP/SP30 e, posteriormente, condicionada pelo amplificador de instrumentação. Como essa corrente é pulsante, a tensão correspondente na saída do sensor também o será. Para eliminar a característica pulsante do

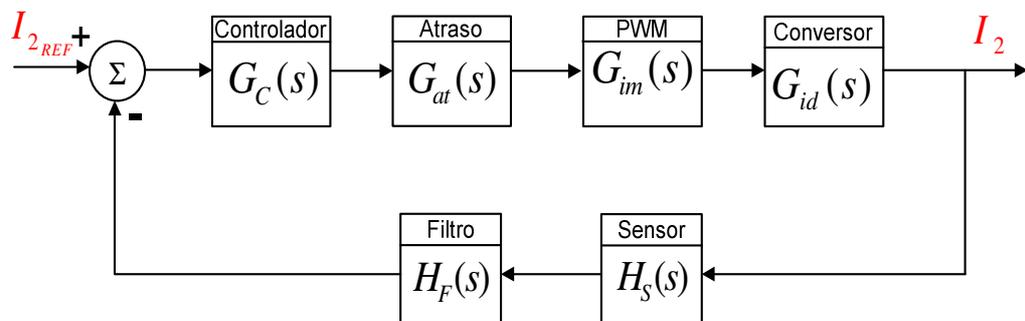
sinal de tensão produzido pelo sensor, utiliza-se o filtro Sallen-Key passa-baixas para extrair o valor médio da tensão c.c. pulsante.

A tensão correspondente à corrente I_2 é digitalizada por meio do conversor A/D do microcontrolador PIC18F4431 e enviada, via comunicação serial, a um computador externo (cuja representação no diagrama é destacada por linhas segmentadas em vermelho). O computador compara a corrente de referência, $I_{2ref}(k)$, com a corrente digitalizada, $I_2(k)$, gera o erro, $e_2(k)$, executa o cálculo de controle (conforme equação 6.14) para produzir o sinal de controle $u_2(k)$ e envia ao microcontrolador o valor do ciclo de trabalho para gerar o sinal PWM e alterar a corrente I_2 de modo a reduzir o erro a um valor próximo de zero. Na figura 6.9, as setas em azul indicam o fluxo de sinais digitais.

O projeto do controlador digital foi feito por meio do método conhecido por “emulação”, que consiste em realizar o projeto de um controlador contínuo com posterior discretização (FRANKLIN; POWELL; WORKMAN, 1998). O controlador contínuo foi projetado via método LQG/LTR.

A figura 6.10 apresenta o diagrama de blocos equivalente do sistema contínuo no tempo e identifica as funções de transferência (FT) dos elementos que o constituem.

Figura 6.10 – Diagrama de blocos do sistema contínuo equivalente ao sistema da figura 6.9



Fonte: Elaborada pelo autor desta tese

$G_C(s)$ é a FT do controlador, determinada após o projeto.

A FT $G_{at}(s)$ representa o atraso de tempo característico da malha de controle digital e que, nesse sistema, inclui o tempo gasto na comunicação serial. Essa FT é obtida por meio da equação 6.3 (com $T_a = 55,756 \times 10^{-3}$ s).

$$G_{at}(s) = \frac{2/T_a}{s + 2/T_a} \quad (6.3)$$

$G_{im}(s)$, equação 6.4, é a FT do modulador PWM (ERICKSON e MAKSIMOVIC, 2004). Onde $A_M = 20$ A corresponde à máxima corrente que pode ser medida pelo sensor.

$$G_{im}(s) = \frac{1}{A_M} \quad (6.4)$$

$G_{id}(s)$ é a FT do conversor Buck-Boost, equação 6.5. Para uma modelagem mais precisa, na obtenção da FT $G_{id}(s)$ foram consideradas as resistências associadas aos componentes do conversor, como a resistência do indutor e do capacitor do filtro LC de saída.

$$G_{id}(s) = \frac{\hat{i}_2(s)}{\hat{d}_2(s)} = I + \frac{\frac{D_2(V_2 + VR_1)}{L} \left[s + \frac{V_2 R_1 + VR_1^2 + D_2' IR_1^2 R}{RC(V_2 + VR_1)} \right]}{s^2 + \frac{RR_{eq}C + R_1 L}{RLC} s + \frac{R_1 R_{eq} + R_1^2 D_2'^2 R}{RLC}} \quad (6.5)$$

R_{eq} e R_l são determinadas pelas equações 6.6 e 6.7, respectivamente.

$$R_{eq} = D_2 r_{DS2} + r_{DA} + D_2' (r_{DB} + R \parallel r_C) + r_L \quad (6.6)$$

$$R_l = \frac{R}{R + r_C} \quad (6.7)$$

Onde r_{DS2} é a resistência do MOSFET de potência no estado ligado. r_{DA} e r_{DB} as resistências dos diodos no estado de condução. r_C a resistência série equivalente do capacitor e r_L a resistência do indutor, ambas do filtro LC de saída do conversor Buck-Boost.

A tabela 6.3 apresenta os parâmetros necessários para compor o modelo nominal do conversor Buck-Boost, equação 6.5.

Tabela 6.3 – Parâmetros da equação 6.5

| V_2 (volts) | V (volts) | D_2 | I (A) | r_{DS2} (Ω) | r_{DA} (Ω) | r_{DB} (Ω) | r_L (Ω) | r_C (Ω) | L (mH) | C (μ F) | R_l (Ω) | R_{eq} (Ω) | R (Ω) |
|------------------|----------------|-------|------------|---------------------------|--------------------------|--------------------------|-----------------------|-----------------------|-------------|-------------------|-----------------------|--------------------------|---------------------|
| 145 | 254 | 0,64 | 7,54 | 0,57 | 0,24 | 0,23 | 0,6 | 0,54 | 2,88 | 92,13 | 0,99 | 1,47 | 92,69 |

Fonte: Elaborada pelo autor desta tese

É importante destacar que os parâmetros V_2 , D_2 , V , I e R foram especificados para um ponto de operação determinado, o qual corresponde ao SFEBA operando somente com o GE com $V_w = 9$ m/s (conforme descrito na seção 5.2 do Capítulo 5). A corrente I_2 , com V_2 , D_2 , V , I e R informados na tabela 6.3, pode ser calculada por meio da equação 3.29 e seu valor resulta em 4,87 A.

A FT do filtro Sallen-Key passa-baixas de ganho unitário é conforme a equação 6.8 (DORF e SVOBODA, 2010).

$$H_F(s) = \frac{1}{R_{f1}R_{f2}C_{f1}C_{f2} \left(s^2 + \frac{R_{f1} + R_{f2}}{R_{f1}R_{f2}C_{f1}}s + \frac{1}{R_{f1}R_{f2}C_{f1}C_{f2}} \right)} \quad (6.8)$$

Os parâmetros da equação 6.8 constam na tabela 6.4

Tabela 6.4 – Parâmetros da equação 6.8

| R_{f1} (k Ω) | R_{f2} (k Ω) | C_{f1} (nF) | C_{f2} (nF) |
|------------------------|------------------------|---------------|---------------|
| 27,1 | 194 | 470 | 100 |

Fonte: Elaborada pelo autor desta tese

A FT do sensor é dada pela equação 6.9.

$$H_S(s) = 1 \quad (6.9)$$

A função de transferência do sistema em malha aberta, $G_{ma}(s)$, para o projeto do controlador pode ser obtida substituindo-se na equação 6.10 as FT dadas pelas equações 6.3, 6.4, 6.5, 6.8, e 6.9.

$$G_{ma}(s) = G_{at}(s)G_{im}(s)G_{id}(s)H_F(s)H_S(s) \quad (6.10)$$

$G_{ma}(s)$, com os valores dos parâmetros devidamente substituídos, é conforme a equação 6.11.

$$G_{ma}(s) = \frac{5,47 \times 10^4 s^2 + 6,72 \times 10^8 s + 1,52 \times 10^{11}}{s^5 + 754s^4 + 6,38 \times 10^5 s^3 + 7,38 \times 10^7 s^2 + 4,1 \times 10^9 s + 8 \times 10^{10}} \quad (6.11)$$

Após converter a equação 6.11 para a sua representação em espaço de estados e aplicar os procedimentos do método LQG/LTR (descritos no Apêndice B), a FT de um controlador contínuo de ordem 7 é obtida. A ordem desse controlador foi reduzida através da função “*balred*” do *MATLAB*, o que resultou na equação 6.12, FT do controlador contínuo de ordem 3.

$$G_C(s) = \frac{-0,0125s^3 + 6,647s^2 + 952,9s + 2,854 \times 10^4}{s^3 + 75,93s^2 + 1,806 \times 10^4 s + 1,159 \times 10^{-11}} \quad (6.12)$$

A equação 6.12 foi discretizada usando-se o método de Tustin (FRANKLIN; POWELL; WORKMAN, 1998) e através da função ‘*c2d*’ do *MATLAB*, utilizada com período de amostragem $T_a = 55,756 \times 10^{-3}$ s. A discretização resultou na FT discreta dada pela equação 6.13.

$$G_C(z) = \frac{0,0893z^3 + 0,1428z^2 + 0,0521z + 0,0044}{z^3 + 0,5205z^2 - 0,7671z - 0,7533} \quad (6.13)$$

Finalmente, a equação 6.13 pode ser convertida na equação de diferenças 6.14, onde k é a k -ésima amostra do sinal discreto no tempo $u_2(k)$.

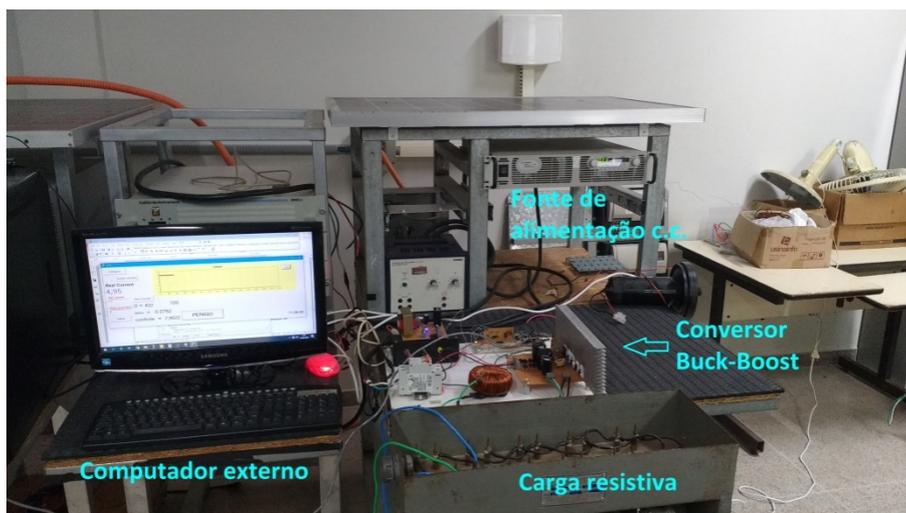
$$\begin{aligned} u_2(k) = & -0,5205u_2(k-1) + 0,7671u_2(k-2) + 0,7533u_2(k-3) + 0,0893e_2(k) + 0,1428e_2(k-1) \\ & + 0,0521e_2(k-2) + 0,0044e_2(k-3) \end{aligned} \quad (6.14)$$

A equação 6.14 foi, então, programada no computador externo.

6.3.2 Teste do sistema em diferentes pontos de operação e com carga resistiva constante

Projetado o controlador, realizou-se o teste em bancada. A figura 6.11 apresenta a foto da bancada de testes e destaca os principais componentes utilizados.

Figura 6.11 – Foto da bancada de testes e componentes utilizados



Fonte: Elaborada pelo autor desta tese

A fonte c.c. utilizada foi a Keysight N8700 e o valor da carga resistiva, $R = 18,20 \Omega$, foi diferente da utilizada no projeto do controlador.

O objetivo do teste realizado foi analisar a resposta da corrente drenada da fonte c.c. (a qual a simula a tensão produzida pelo GE) sob a ação do controlador projetado e o desempenho deste.

No teste de bancada simula-se o SFEBA somente com o GE em diferentes pontos de operação, os quais são identificados na tabela 4.9, que relaciona a velocidade angular mecânica do GE à corrente dele drenada de modo a operá-lo próximo ao PMP.

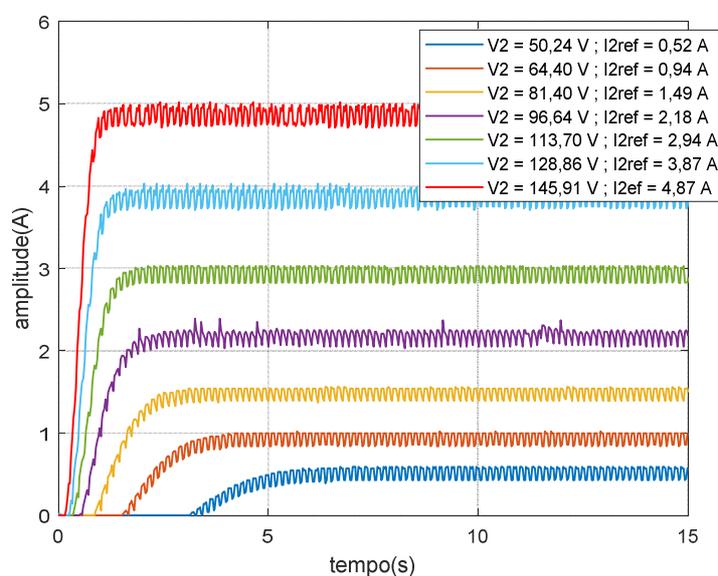
Os pontos de operação correspondem a situações reais em que o GE estaria sob as velocidades do vento listadas na tabela 4.9 e, através do controle de corrente utilizado, extrai-se sua potência máxima. Portanto, esses pontos de operação, identificados por meio do par (v_{eo}, i_{eo}) , correspondem ao PMP do GE em termos de tensão e corrente. Assim, os pontos de operação podem ser simulados na bancada por meio da configuração do valor da tensão da fonte de alimentação c.c. e da corrente a ser dela drenada.

A corrente a ser drenada da fonte c.c. (I_{2ref}) para produzir a máxima potência é configurada no campo “Corrente Ref.”, destacado em vermelho na interface gráfica do programa computacional desenvolvido (conforme figura 6.4). O computador externo executa o cálculo de controle para rastrear a corrente de referência. Assim, o sucesso do teste depende de o controlador projetado funcionar devidamente.

Uma vez que os parâmetros V_2 , D_2 , V , I serão alterados nos distintos pontos de operação, o controlador deve apresentar certa robustez à alteração nos parâmetros.

A figura 6.12 apresenta a resposta da corrente drenada da fonte nos diferentes pontos de operação, identificados na legenda da figura.

Figura 6.12 – Respostas da corrente para diferentes pontos de operação



Fonte: Elaborada pelo autor desta tese

A figura 6.9 mostra que, em pontos de operação distantes do utilizado para compor o modelo nominal do conversor, a resposta apresenta um atraso de tempo, que é maior à medida que se distancia do ponto de operação nominal. Esse atraso reflete uma deficiência da malha de controle digital empregada, que utiliza um tempo de amostragem ($T_a = 55,756 \times 10^{-3}$ s) relativamente grande para esse tipo de sistema. Esse valor de tempo de amostragem é oriundo do atraso na comunicação serial.

O atraso produzido em pontos de operação distantes do nominal indica que, para um melhor desempenho, o sistema deve ter tempo de amostragem menor. Para isso, seria necessário que o cálculo de controle fosse embarcado no microcontrolador a fim de evitar os

atrasos da comunicação serial, o que requereria um microcontrolador com maior capacidade de processamento e memória.

O computador externo foi utilizado para facilitar os testes dos diferentes controladores projetados, uma vez que, para isso, basta alterar a linha de programa correspondente ao cálculo de controle não havendo, portanto, necessidade de gravação e regravação de um microcontrolador. O computador externo também viabiliza a utilização de um microcontrolador de baixo custo e facilmente encontrado no mercado nacional.

À medida que o sistema se aproxima do ponto de operação nominal, o atraso é reduzido a praticamente zero e, no ponto de operação nominal, apresenta resposta com boa velocidade, sem sobre-sinal e erro em regime permanente muito pequeno.

Portanto, considera-se que, em geral, o controlador apresentou bom desempenho apesar das limitações do sistema e das alterações paramétricas devido a mudanças no ponto de operação.

O teste apresentado, contudo, não mostra o desempenho do controlador frente a mudanças em tempo real nos parâmetros.

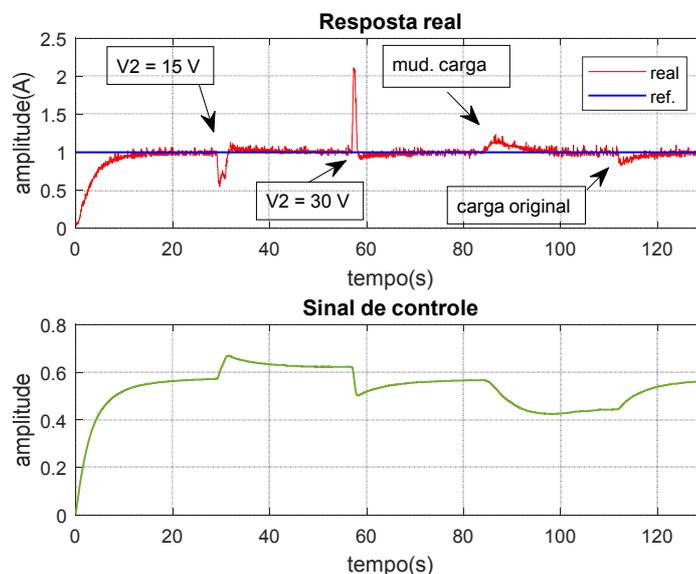
O próximo teste mostrará que o controlador mantém o bom desempenho em um ponto de operação distante do nominal, com o sistema sujeito a mudanças nos parâmetros em tempo real e sob a influência da dinâmica da carga (motor c.c.).

6.3.3 Teste do sistema em um ponto de operação distante do nominal, com carga dinâmica (motor c.c.) e sujeito a variações paramétricas em tempo real

Para verificar o desempenho do controlador frente a variações dos parâmetros em tempo real, o sistema foi configurado para um ponto de operação distante do nominal. Para isso, a fonte de tensão c.c. foi configurada com $V_2 = 25$ volts e a corrente de referência com $I_{2ref} = 1$ A. Nesse teste, um motor c.c. de 0,5 HP foi utilizado como carga. Portanto, a carga passa a apresentar dinâmica.

A Figura 6.13 mostra a resposta real e o sinal de controle. Também identifica as alterações feitas no parâmetro V_2 e na carga acoplada ao eixo do motor c.c..

Figura 6.13 – Resposta do sistema sujeito a variações paramétricas em tempo real e com carga dinâmica



Fonte: elaborada pelo autor desta tese

Após o sistema atingir o estado estacionário, o valor de V_2 foi reduzido para 15 volts (em $t = 29$ s) e depois aumentado para 30 volts (em $t = 57$ s). Posteriormente, a carga no eixo do motor c.c. foi aumentada (em $t = 84$ s) e depois retornada à carga original (em $t = 111$ s).

Mesmo funcionando em um ponto de operação longe do nominal, sob as variações paramétricas em tempo real e tendo a influência da dinâmica da carga o sistema respondeu bem. O controlador suprime o efeito perturbador causado pelas mudanças na tensão de entrada e na carga no eixo do motor c.c. e mantém a resposta no valor desejado. Conclui-se que o controlador também possui bom desempenho ante as variações paramétricas em tempo real.

O sinal de controle é bem "suave" e atinge um valor máximo de 0,67, não alcançando o nível de saturação programado de 0,8.

Espera-se que, ao "caminhar" em direção ao ponto de operação nominal, o desempenho melhore ainda mais.

6.4 Comentários

As curvas de resposta em malha aberta do CDE, apesar da ligeira diferença na resposta em tensão e da diferença na resposta da corrente, mostram que o modelo médio em espaço de estados do CDE o representa satisfatoriamente. A diferença na resposta em corrente pode ter

ocorrido também devido à influência da dinâmica dos filtros LC nas entradas do CDE e que não fazem parte de seu circuito original.

No projeto de controle de corrente para aplicação no CDE, se houver um filtro LC em cada uma de suas entradas, este pode ser amortecido e o projeto do controlador pode ser feito sem considerar a dinâmica do filtro LC. Ou seja, o projeto pode ser feito com base no modelo de pequeno sinal do CDE dado pela equação 3.106. Se houver filtros LC, os filtros Sallen-Key na saída do sensor de corrente são opcionais.

A despeito das limitações do sistema para testes em bancada, como a baixa frequência de amostragem associada à malha de controle digital, o sistema em geral apresentou bom desempenho. Espera-se que o desempenho melhore ainda mais se o controlador for embarcado em um microcontrolador de maior capacidade de processamento, uma vez que maiores taxas de amostragem poderão ser utilizadas.

Apesar das limitações, esta configuração de sistema pode ser empregada para testes experimentais em uma versão real do sistema que utilize o CDE, um GFV, um GE e uma moto-bomba c.c..

Finalmente, mediu-se o rendimento do conversor funcionando no ponto de operação nominal. O rendimento medido foi de 71 %.

Capítulo 7

Considerações finais e propostas para futuros trabalhos

7.1– Considerações finais

Esta tese propôs e analisou, por meio de simulações computacionais, um sistema de bombeamento de água de pequeno porte energizado conjuntamente por um gerador fotovoltaico e um gerador eólico.

No sistema proposto, emprega-se um conversor c.c.-c.c. de duas entradas, o qual proporciona a conexão das fontes e transferência controlada de energia, cuja saída é diretamente acoplada a uma moto-bomba c.c.. Devido ao emprego do conversor de duas entradas, o sistema dispensa um banco de baterias como elemento de conexão.

A motivação para a formulação e estudo do presente sistema foi a hibridização energética, que é uma tendência mundial, e a prescindibilidade ao banco de baterias, dadas suas desvantagens do ponto de vista econômico e da preservação do meio ambiente.

A literatura pesquisada sobre sistemas híbridos fotovoltaico-eólicos de bombeamento de água mostra que configurações similares à proposta são escassas e contribui-se com uma configuração alternativa deste tipo de sistema.

A estratégia de controle dinâmico das correntes drenadas das fontes de energia pelo conversor de duas entradas funciona bem, mas os sinais de referência de corrente devem ser adequadamente sintetizados.

O sinal de referência de corrente para o rastreamento do ponto de máxima potência do gerador fotovoltaico requer um sensor de irradiância. Apesar de ser uma alternativa viável, o sensoriamento da irradiância pode ser pouco atrativo do ponto de vista da instalação do sistema em campo. Além disso, o sensor de irradiância pode estar sob efeitos de sombreamento. Isso pode provocar erros na geração do sinal de referência.

No caso do gerador eólico, a estratégia de controle adotada requer o levantamento da relação corrente x velocidade angular mecânica e o sensoriamento desta velocidade para gerar o sinal de referência de corrente, o que também são limitadores do ponto de vista da instalação prática do sistema em campo.

A estratégia de rastreamento do ponto de máxima potência também requer ajustes para um melhor rendimento.

As limitações citadas, contudo, não inviabilizam a aplicabilidade do sistema proposto. Elas sugerem alterações que o tornarão mais aprimorado.

O teste prático realizado no protótipo do conversor de duas entradas valida o modelo médio em espaço de estados do conversor. Os ensaios no protótipo do conversor Buck-Boost mostram que o controle digital das correntes funciona adequadamente apesar das alterações no ponto de operação do sistema. A configuração do sistema com controle digital realizado por meio de um computador externo e utilizada nos testes práticos em bancada pode ser reproduzida para testes iniciais em campo a fim de avaliar o sistema real.

O sistema proposto é simples (do ponto de vista da quantidade de componentes utilizada), pois emprega somente um dispositivo como elo entre o gerador fotovoltaico, o gerador eólico e a moto-bomba c.c., e prescinde de um banco de baterias. Essas características resultam em um sistema mais compacto, de menor custo e de menos impacto ambiental.

A configuração proposta também pode ser empregada em aplicações com motores c.c. que não requeiram o controle da velocidade do motor.

Por fim, o sistema de bombeamento híbrido fotovoltaico-eólico proposto é uma alternativa dentre os já existentes.

7.2 – Sugestões para futuros trabalhos

Como trabalhos futuros, sugere-se:

[1] Avaliar variáveis inerentes à parte hidráulica do sistema por meio da inclusão do modelo matemático dos componentes do sistema hidráulico e realização de novas simulações que demonstrem o perfil gráfico das variáveis.

[2] Projeto e implementação de um protótipo do conversor de duas entradas juntamente com testes em bancada para avaliar o desempenho real da estratégia de controle dinâmico empregada.

[3] Avaliação da robustez do regulador LQG/LTR quanto a incertezas associadas ao modelo de pequeno sinal do conversor de duas entradas.

[4] Projeto e avaliação de um controlador baseado no modelo de pequeno sinal do conversor de duas entradas com a inclusão da dinâmica do motor c.c..

[5] Emprego de outros métodos de controle, tais como os que se baseiam em regras, como os controladores *fuzzy*.

[6] Emprego de outras estratégias para o rastreamento do ponto de máxima potência, tais como Perturba & Observa, a fim de utilizar sensores que possam ser embarcados na placa de circuito do conversor de duas entradas para facilitar a instalação do sistema em campo.

[7] Utilização de outros conversores de múltiplas entradas.

[8] Estudos acerca dos efeitos provocados ao sistema devido ao sombreamento no gerador fotovoltaico.

[9] Implementação real do sistema fotovoltaico-eólico de bombeamento de água em laboratório para avaliação de seu desempenho.

[10] Instalação do sistema fotovoltaico-eólico de bombeamento de água em alguma comunidade isolada e avaliação de seu impacto quanto ao fornecimento de água.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ADEGAS, F. D. **Análise, simulação e implementação de um conversor de baixa potência com MPPT e PFC para aerogeradores em sistemas isolados.** Dissertação de Mestrado. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica – Pontifícia Universidade Católica – Rio Grande do Sul, 2006.

ANAYA-LARA, O.; JENKINS, N.; EKANAYAKE, J.; CARTWRITH, P; HUGHES M. **Wind energy generation: modelling and control.** Wiltshire: John Wiley & Sons, Ltd. 2009.

ARRABAÇA, D. A.; GIMENEZ, S. P. **Conversores de energia elétrica c.c./c.c. para aplicações em eletrônica de potência.** São Paulo: 1. ed. Editora Érica, 2013.

AXELROD, B.; BERKOVICH, Y.; IOINOVICI, A. **Switched-capacitors/switched-inductor structures for getting transformerless hybrid DC-DC PWM converters.** IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers. v. 55, n. 2, 2008.

Disponível em:

<https://ieeexplore.ieee.org/document/4432307>. DOI: [10.1109/TCSI.2008.916403](https://doi.org/10.1109/TCSI.2008.916403). Acesso em: 18/01/2018.

BARBI, I. **Eletrônica de potência.** 6. ed. Florianópolis: Edição do autor, 2006.

BARBI, I. **Modelagem de conversores c.c.-c.c. empregando modelo médio em espaço de estados.** 1. ed. Florianópolis: Edição do Autor, 2015.

Disponível em:

<http://ivobarbi.com/modelagem-de-conversores-cc-cc/>. Acesso em: 07/03/2018.

BENGHANEM, M. S.; ALAMRI, S. N. **Modeling of photovoltaic module and experimental determination of serial resistance.** JTUSCI. p. 94-105, 2009.

Disponível em:

https://www.researchgate.net/publication/271583193_Modeling_of_photovoltaic_module_and_experimental_determination_of_serial_resistance. DOI: [10.1016/S1658-3655\(12\)60012-0](https://doi.org/10.1016/S1658-3655(12)60012-0). Acesso em 19/01/2018.

BERNARDES, T. A. **Análise e controle de gerador síncrono a imã permanente aplicado a sistema de conversão de energia eólica**. Dissertação de Mestrado – Programa de Pós-Graduação em Energia – PPGEE – Universidade Federal de Santa Maria, UFSM, 2009.

Disponível em:

<http://repositorio.ufsm.br/handle/1/8472>. DOI:

[Acesso em: 19/11/2019.](#)

CARICCHI, F.; CRESCIMBINI, F.; NAPOLI, A. D.; HONORATI, O.; SANTINI, E. **Testing of a new DC-DC converter topology for Integrated wind-photovoltaic generating systems**. 5th Eur. Conf. on P. Elec. and App. v. 8, p. 83-88, 1993.

Disponível em:

<http://ieeexplore.ieee.org/document/264746/>. Acesso em: 18/01/2018.

CHAPMAN, S. J. **Fundamentos de máquinas elétricas**. 5^a. Edição. Porto Alegre: AMGH Editora Ltda., 2013. 684 p.

CHEN, Y. M.; CHENG, C. S.; WU, H. C. **Grid-connected hybrid PV/wind power generation system with improved DC bus voltage regulation strategy**. IEEE-APEC. p. 1088-1094, 2006.

Disponível em:

<http://ieeexplore.ieee.org/document/1620673/>. DOI:

<10.1109/APEC.2006.1620673>. Acesso em: 18/01/2018.

CHEN, Y. M.; LIU, Y. C.; LIN, S. H. **Double-input PWM DC/DC converter for high/low-voltage sources**. IEEE Transactions on Industrial Electronics v. 53, n. 5, p. 1538-1545, 2006.

Disponível em:

<http://ieeexplore.ieee.org/document/1705645/>. DOI:

<10.1109/TIE.2006.882001>. Acesso em: 18/01/2018.

DOBBS, B. G.; CHAPMAN, P. L. **A multiple-input DC-DC converter topology**. IEEE P. Elect. Letters. v. 1, n. 1, p. 6-9, 2003.

Disponível em:

<http://ieeexplore.ieee.org/document/1225179/>. DOI:

<10.1109/LPEL.2003.813481>. Acesso em: 26/02/2018.

DORF, R. C.; BISHOP, R. H. **Sistemas de controle modernos**. 8^a Edição. Rio de Janeiro: LTC - Editora, 1998.

DORF, R. C.; SVOBODA, J. A. **Introduction to electric circuits**. 8th ed.. New Jersey: John Wiley & Sons, 2010.

DUFFIE, J. A.; BECKMAN, W. A. **Solar engineering of thermal processes**. 4th ed.. New Jersey: John Wiley & Sons, 2013.

EDOUARD, M.; NJOMO, D. **Mathematical modeling and digital simulation of PV solar panel using MATLAB software**. IJETAE. v. 3, n.9, p. 24-32, 2013.

Disponível em:

http://www.ijetae.com/files/Volume3Issue9/IJETAE_0913_05.pdf. Acesso em: 19/01/2018.

ELGENDY, M. A.; ZAHAWI, B; ATKINSON, D. J. **Assessment of perturb and observe MPPT algorithm implementation techniques for PV pumping applications**. IEEE Transactions on Sustainable Energy. v. 3, n. 1, p. 21-33, 2012.

Disponível em:

<https://ieeexplore.ieee.org/document/6102293>. DOI: [10.1109/TSTE.2011.2168245](https://doi.org/10.1109/TSTE.2011.2168245) . Acesso em: 26/03/2020.

ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals of power electronics**. 2nd. New York, Boston, Dordrecht, London, Moscow: Kluwer Academic Publishers, 2004.

FRANKLIN, G. F.; POWELL, J. D.; WORKMAN, M. **Digital control of dynamic systems**. 3rd. United States: Addison Wesley Longman, 1998.

GAVRIS, M.; CORNEA, O.; MUNTEAN, N. **Dual input hybrid buck LC converter**. SPEEDAM. p. 309-314, 2012.

Disponível em:

<http://ieeexplore.ieee.org/document/6264572/>. DOI: [10.1109/SPEEDAM.2012.6264572](https://doi.org/10.1109/SPEEDAM.2012.6264572). Acesso em: 18/01/2018.

GOPAL, C.; MOHANRAJ, M.; CHANDRAMOHAN, P.; CHANDRASEKAR, P. **Renewable energy source water pumping systems – A literature review**. Renewable and Sustainable Energy Reviews, v. 25, p. 351-370, 2013.

Disponível em:

<https://www.sciencedirect.com/science/article/abs/pii/S1364032113002633>. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.rser.2013.04.012>. Acesso em 12/07/2020.

GUMMI, K. **Derivation of new double-input DC-DC converters using the building block methodology**. 2008. A Thesis (Master of Science in Electrical Engineering) – Faculty of the Graduate School - Missouri University of Science and Technology.

HUI, J.; BAKHSHAI, A.; JAIN, P. K. **A hybrid wind-solar system: a new rectifier stage topology**. APEC. p. 155-161, 2010.

Disponível em:

<http://ieeexplore.ieee.org/document/5433678/>. DOI:
[10.1109/APEC.2010.5433678](https://doi.org/10.1109/APEC.2010.5433678). Acesso em: 21/02/2018.

I, A.; SENTHILKUMAR, S; BISWAS, D.; KALIAMOORTHY, M. **Dynamic power management system employing a single-stage power converter for standalone solar PV applications**. IEEE Transactions on Power Electronics, v. 33, n. 12, p. 10352-10362, 2018.

Disponível em:

<https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/8288606/>. DOI:
[10.1109/TPEL.2018.2804658](https://doi.org/10.1109/TPEL.2018.2804658). Acesso em 24/03/2020.

JR, A. P. **Eletrônica Analógica – Amplificadores operacionais e filtros ativos**. 8ª Edição. Porto Alegre: Bookman, 2015.

KALIGH, A.; CAO, J.; LEE, Y. J. **A multiple-input DC-DC converter topology**. IEEE Trans. on P. Electr. v. 24, n. 3, p. 862-868, 2009.

Disponível em:

<http://ieeexplore.ieee.org/document/4760221/>. DOI:
[10.1109/TPEL.2008.2009308](https://doi.org/10.1109/TPEL.2008.2009308). Acesso em: 26/02/2018.

KRAUSE, P. C.; WASYNCZUK, O.; SUDHOFF, S. T. **Analysis of electric machinery and drive systems**. 2nd. New York: John Wiley & Sons, 2001.

KRISHNAN, R. **Electric motor drives: modeling, analysis and control**. Upper Saddle River: Prentice Hall, 2001.

KUMAR, A.; KOCHHAR, E.; UPAMANYU, K. **Photovoltaic and wind energy hybrid sourced voltage based indirect vector controlled drive for water pumping system**. IEEE-ICECCT. p.1-5, 2015.

Disponível em:

<http://ieeexplore.ieee.org/document/7225991/>. DOI:
[10.1109/ICECCT.2015.7225991](https://doi.org/10.1109/ICECCT.2015.7225991). Acesso em: 18/01/2018.

KUNDUR, P. **Power system stability and control**. 1nd. New York: McGraw-Hill, 1993.

LI, Y.; RUAN, X.; YANG, D.; LIU, F.; TSE, C. K. **Synthesis of multiple-input DC/DC converters**. IEEE Transactions on Power Electronics, v. 25, n. 9, p. 2372-2385, 2010.

Disponível em:

<https://ieeexplore.ieee.org/document/5443596>. DOI: [10.1109/TPEL.2010.2047273](https://doi.org/10.1109/TPEL.2010.2047273). Acesso em: 22/02/2018.

MANGU, B.; KUMAR, K. K.; FERNANDES B. G. **A novel grid interactive hybrid power supply system for telecom application**. INDICON, 2011.

Disponível em:

<https://ieeexplore.ieee.org/document/6139543>. DOI: [10.1109/INDCON.2011.6139543](https://doi.org/10.1109/INDCON.2011.6139543). Acesso em: 22/02/2018.

MANGU, B.; KUMAR, K. K.; FERNANDES, B. G. **Efficiency improvement of solar-wind based dual-input converter for telecom power supply**. EEEIC, p. 914-919, 2012.

Disponível em:

<http://ieeexplore.ieee.org/document/6221506/>. DOI: [10.1109/EEEIC.2012.6221506](https://doi.org/10.1109/EEEIC.2012.6221506). Acesso em: 23/02/2018.

MARTINS, D. C.; BARBI, I. **Conversores c.c.-c.c. básicos não-isolados**. 4ª. Edição. Florianópolis: Edição do autor, 2011. 380 p.

MATHWORKS a. **MATLAB**, 2020.

Disponível em:

<https://www.mathworks.com/products/matlab.html>. Acesso em: 20/07/2020.

MATHWORKS b. **Simulink**, 2020.

Disponível em:

<https://www.mathworks.com/help/simulink/>. Acesso em: 20/07/2020.

MATHWORKS c. **Simscape**, 2020.

Disponível em:

<https://www.mathworks.com/products/simscape.html#complib>. Acesso em:

20/07/2020.

MATHWORKS d. **Simscape Electrical**, 2020.

Disponível em:

https://www.mathworks.com/help/physmod/sps/specialized-power-systems.html?s_tid=CRUX_lftnav. Acesso em: 20/07/2020.

MATHWORKS e. **Permanent Magnet Synchronous Machine**, 2020.

Disponível em:

<https://www.mathworks.com/help/physmod/sps/powersys/ref/permanentmagnetsynchronousmachine.html>. Acesso em: 20/01/2020.

MATHWORKS f. **DC Machine**, 2020.

Disponível em:

<https://www.mathworks.com/help/physmod/sps/powersys/ref/dcmachine.html>. Acesso em: 20/01/2020.

MATHWORKS g. **State-Space**, 2020.

Disponível em:

<https://www.mathworks.com/help/simulink/slref/statespace.html>. Acesso em: 20/01/2020.

MATOS, E. J.; SOUSA, R. N.; SOUZA, J. R. B. **Using stabilizer dynamic pre-compensator to design robust controllers for an unstable MIMO system**. IEEE Latin American Transactions. v. 6, n.1, p. 35-41, 2008.

Disponível em:

<https://ieeexplore.ieee.org/document/4461630>.

DOI:

<https://doi.org/10.1109/TLA.2008.4461630>. Acesso em: 22/02/2018.

MIDDLEBROOK, R. D.; ČUK, S. **A general unified approach to modelling switching-converter power stages**. PESC, p. 18-34, 1976.

Disponível em:

<http://ieeexplore.ieee.org/document/7072895/>. DOI:

[10.1109/PESC.1976.7072895](https://doi.org/10.1109/PESC.1976.7072895). Acesso em: 10/03/2018.

MUNTEAN, N; GAVRIS, M.; CORNEA, O. **Dual input, small power, PV and wind energy conversion system**. OPTIM. p. 906-911, 2012.

Disponível em:

<http://ieeexplore.ieee.org/document/6231942/>. DOI:

[10.1109/OPTIM.2012.6231942](https://doi.org/10.1109/OPTIM.2012.6231942). Acesso em: 18/01/2018.

NAHAVANDI, A.; HAGH, M. T.; SHARIFIAN, M. B. B.; DANYALI, S. **A non-isolated multi-input multi-output DC-DC boost converter for electric vehicle application.** IEEE Transactions on Power Electronics. v. 30, n. 4, p. 1818-1835, 2015.

Disponível em:

<https://ieeexplore.ieee.org/document/6823178>. DOI: [10.1109/TPEL.2014.2325830](https://doi.org/10.1109/TPEL.2014.2325830). Acesso em: 18/01/2018.

NAPOLI, A. D.; CRESCIMBINI, F.; SOLERO, L.; CARICCHI, F.; CAPPONI, F. G. **Multiple-input DC-DC converter for power-flow management in hybrid vehicles.** IAS. v.3, p. 1578-1585, 2002.

Disponível em:

<http://ieeexplore.ieee.org/document/1043745/>. DOI: [10.1109/IAS.2002.1043745](https://doi.org/10.1109/IAS.2002.1043745). Acesso em: 18/01/2018.

OGATA, K. **Engenharia de controle moderno.** 3. ed. Rio de Janeiro: LTC - Livros Técnicos e Científicos Editora, 2000.

ONAR, O. C.; SHIRAZI, O. H. A.; KHALIGH, A. **Grid interaction operation of a telecommunications power system with a novel topology for multiple-input buck-boost converter.** IEEE Trans. on P. Deliv. v. 25, n. 4, 2010.

Disponível em:

<http://ieeexplore.ieee.org/document/5276800/>. DOI: [10.1109/TPWRD.2009.2031490](https://doi.org/10.1109/TPWRD.2009.2031490). Acesso em: 26/02/2018.

ONG, C. M. **Dynamic simulation of electric machinery using Matlab/Simulink.** 1st. Prentice-Hall, 1998.

PANDIARAJAN, N.; MUTHU, R. **Mathematical modeling of photovoltaic module with Simulink.** ICEES. p. 258-263, 2011.

Disponível em:

<http://ieeexplore.ieee.org/document/5725339/>. DOI: [10.1109/ICEES.2011.5725339](https://doi.org/10.1109/ICEES.2011.5725339). Acesso em: 19/01/2018.

PATIL, K.; MEHTA, B. **Modeling and simulation of variable speed wind turbine with direct drive permanent magnet synchronous generator.** International Conference on Green Computing Communication and Electrical Engineering. 2014.

Disponível em:

<https://ieeexplore.ieee.org/document/6922360>. DOI: [10.1109/ICGCCEE.2014.6922360](https://doi.org/10.1109/ICGCCEE.2014.6922360). Acesso em: 19/01/2018.

POOMPAVAI, T.; KOWSALYA, M. **Control and energy management strategies applied for solar photovoltaic and wind energy fed water pumping system: a review.** Renewable and Sustainable Energy Reviews. v. 107, p. 108-122, 2019.

Disponível em:

<https://www.sciencedirect.com/science/article/abs/pii/S1364032119301169>

DOI:

<https://doi.org/10.1016/j.rser.2019.02.023>. Acesso em: 19/01/2018.

PRIYADARSHI, N.; PADMANABAN, S.; BHASKAR, M. S.; BLAABJERG, F.; HOLM-NIELSEN, J. B. **An improved hybrid PV-wind power system with MPPT for water pumping applications.** Int. Trans. Electr. Energ. Syst. v. 30, n. 2, 2019.

Disponível em:

<https://onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1002/2050-7038.12210>. DOI:

[DOI: 10.1002/2050-7038.12210](https://doi.org/10.1002/2050-7038.12210). Acesso em: 19/01/2018.

QIU, Y.; JIANG, J.; CHEN, D. **Development and present status of multi-energy distributed power generation system.** IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference. 2016.

Disponível em:

<https://ieeexplore.ieee.org/document/7512756>. DOI:

[10.1109/IPEMC.2016.7512756](https://doi.org/10.1109/IPEMC.2016.7512756). Acesso em: 24/03/2020.

RAJINI, V.; AMUTHA, W. M. **Real time implementation of a single stage converter based solar-wind hybrid system.** ICRERA. p. 1051-1057, 2017.

Disponível em:

<https://ieeexplore.ieee.org/document/8191218>. DOI:

[DOI: 10.1109/ICRERA.2017.8191218](https://doi.org/10.1109/ICRERA.2017.8191218). Acesso em: 22/02/2018.

RANI, P. H.; NAVASREE, S.; GEORGE, S.; ASHOK, S.: **Fuzzy logic supervisory controller for multi-input non-isolated DC to DC converter connected to the grid.** Electrical Power and Energy Systems. v. 112, p. 49-60, 2019.

Disponível em:

<https://www.sciencedirect.com/science/article/abs/pii/S0142061518333039>. DOI:

<https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2019.04.018>. Acesso em: 24/03/2020.

RASHID, M. H. **Eletrônica de potência: dispositivos, circuitos e aplicações.** 4^a. Edição. São Paulo: Pearson Education do Brasil, 2014. 853 p.

REKIOUA D.; MATAGNE E. **Optimization of photovoltaic power systems – modelisation, simulation and control**. New York: Springer, 2012.

Disponível em:

<https://doi.org/10.1007/978-1-4471-2403-0>.

RIDGELY D. B., BANDA S. S. **Introduction to robust multivariable control**. Technical report. n°. AFWAL-TR-85-3102 AD-A165 891, Flight Dynamic Laboratory, Wright-Patterson Air Force Base, USA, 1986.

RODRÍGUES, F. D.; IMES, W. G. **Analysis and modeling of a two-input dc-dc converter with two controlled variables and four switched networks**. Proceedings of the 31st Intersociety Energy Conversion Engineering Conference. v. 1, p. 322-327, 1996.

Disponível em:

<https://ieeexplore.ieee.org/document/552892/>. DOI: [10.1109/IECEC.1996.552892](https://doi.org/10.1109/IECEC.1996.552892). Acesso em: 18/01/2018.

SOLERO, L.; CARICCHI, F.; CRESCIMBINI, F.; HONORATI, O.; MEZZETTI, F. **Performance of a 10 kW power electronic interface for combined wind-PV isolated generating systems**. 27th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. v. 2, p. 1027-1032, 1996.

Disponível em:

<https://ieeexplore.ieee.org/document/548708/>. DOI: [10.1109/PESC.1996.548708](https://doi.org/10.1109/PESC.1996.548708). Acesso em: 18/01/2018.

SUN, T.; CHEN, Z.; BLAABJERG, F. **Voltage recovery of grid-connected wind turbines with DFIG after a short-circuit fault**. IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference. p. 1991-1997, 2004.

Disponível em:

<https://ieeexplore.ieee.org/document/1355423/>. DOI: [10.1109/PESC.2004.1355423](https://doi.org/10.1109/PESC.2004.1355423). Acesso em: 14/07/2020.

STEVENS, B. L.; LEWIS, F. L.; JOHNSON, E. N. **Aircraft control and simulation – dynamics, controls design and autonomous systems**. 3rd. New Jersey: John Wiley & Sons, 2016.

TSENG, C. J.; CHEN, C. L. **A passive lossless snubber cell for non-isolated PWM DC-DC converters**. IEEE Transactions on Industrial Electronics, v. 45, n. 4, p. 593-601, 1998.

Disponível em:

<https://ieeexplore.ieee.org/document/704887>. DOI:
[10.1109/41.704887](https://doi.org/10.1109/41.704887). Acesso em 24/03/2020.

VILLALVA, M. G.; GAZOLI, J. R. **Energia Solar Fotovoltaica**. 1ª. Edição. São Paulo: Editora Érica, 2012. 224 p.

VICK, B. D.; NEAL, B. A. **Analysis of off-grid hybrid wind turbine/solar PV water pumping systems**. Solar Energy, v. 86, n. 5, p. 1197-1207, 2012.

Disponível em:

<https://www.sciencedirect.com/science/article/abs/pii/S0038092X1200028X>. DOI:
[10.1016/j.solener.2012.01.012](https://doi.org/10.1016/j.solener.2012.01.012). Acesso em 12/07/2020.

YALAMANCHILI, K. P.; FERDOWSI, M.; CORZINE, K. **New double input DC-DC converters for automotive applications**. IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, 2006.

Disponível em:

<https://ieeexplore.ieee.org/document/4211276>. DOI:
[10.1109/VPPC.2006.364366](https://doi.org/10.1109/VPPC.2006.364366). Acesso em: 25/03/2020.

YIN, M.; LI, G.; ZHOU, M.; ZHAO, C. **Modeling of the turbine with a permanent magnet synchronous generator for integration**. IEEE P. Eng. Soc. Gen. Meet. p. 1-6, 2007.

Disponível em:

<http://ieeexplore.ieee.org/document/4275748/>. DOI:
[10.1109/PES.2007.385982](https://doi.org/10.1109/PES.2007.385982). Acesso em: 19/01/2018.

ZANOTTI, J. W. **Rastreador de máxima potência para sistemas fotovoltaicos utilizando o método da impedância característica de conversores estáticos**. Dissertação de Mestrado. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica – Universidade Federal de Santa Catarina – Florianópolis, 2014.

Disponível em:

<https://repositorio.ufsc.br/xmlui/handle/123456789/129456>.
Acesso em: 25/03/2020.

ARTIGO DESENVOLVIDO DURANTE O DOUTORADO

FERREIRA, A. O.; BRITO, A. U.; GALHARDO, M. A. B.; FERREIRA, L.; MACÊDO, W. N. **Modeling, control and simulation of a small photovoltaic-wind water pumping system without battery bank**. Computers & Electrical Engineering, v. 84, p. 1-17, 2020.

Disponível em:

<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0045790620304742>. DOI:

<https://doi.org/10.1016/j.compeleceng.2020.106619>, Acesso em 24/03/2020.

Apêndice A

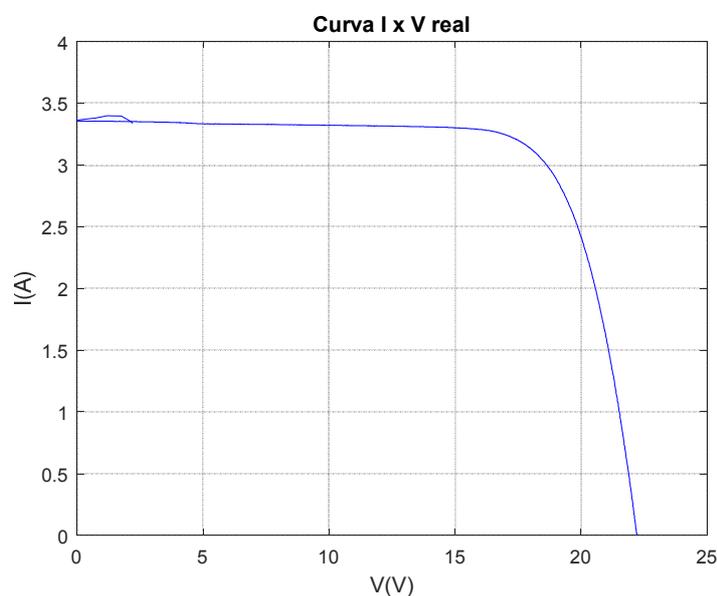
Cálculo para determinação dos parâmetros da equação do módulo fotovoltaico

A tabela A.1 apresenta as características elétricas do módulo fotovoltaico Solaris S 55P nas STC experimentalmente levantadas. A figura A1 apresenta a curva $I_{pv} \times V_{pv}$ real levantada nas STC. Ambas serão utilizadas na determinação dos parâmetros da equação 4.9, cujos cálculos são a seguir apresentados.

Tabela A.1 - Características elétricas do módulo Solaris S 55P nas STC extraídas da curva $I_{pv} \times V_{pv}$ experimental

| Máxima Potência (W) | Corrente de máxima potência (A) | Tensão de máxima potência (volts) | Corrente de curto-circuito (A) | Tensão de circuito aberto (volts) |
|---------------------|---------------------------------|-----------------------------------|--------------------------------|-----------------------------------|
| 56,38 | 3,12 | 18,08 | 3,35 | 22,21 |

Figura A1. Curva $I_{pv} \times V_{pv}$ real



Fonte: Elaborada pelo autor desta tese

- 1) Corrente fotogerada: obtida por meio da equação 4.2, repetida na equação A1.

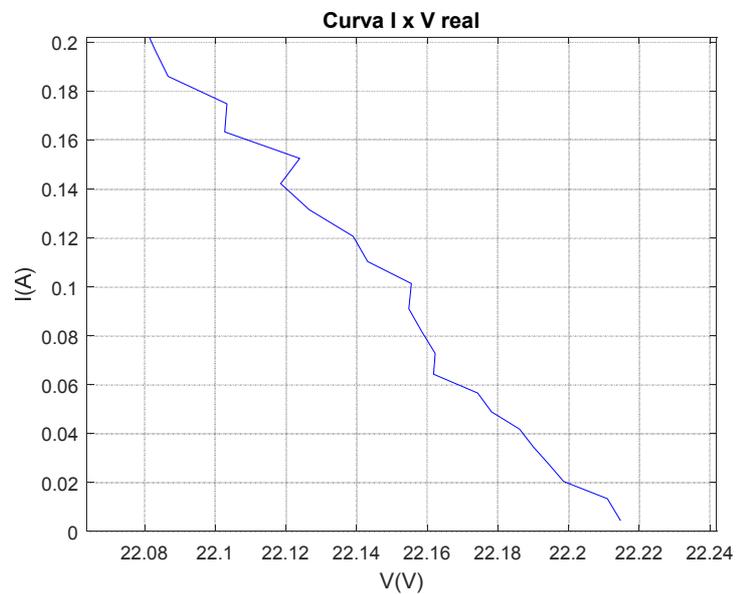
$$I_L = \frac{G}{G_{REF}} \left[I_{L_{REF}} + \alpha(T - T_{REF}) \right] \quad (A1)$$

A aplicação da equação A1 com $I_{LREF} = I_{SCREF}$ e $\alpha = 0,05\%/^{\circ}\text{C}$ resulta em:

$$I_L = \frac{G}{G_{REF}} \left[I_{LREF} + \alpha (T - T_{REF}) \right] = \frac{1000}{1000} [3,35 + 0,0005(298 - 298)] = 3,35 \text{ A}$$

2) Resistência série R_{S0} : obtida por meio das equações 4.6, 4.7 e da curva $I_{pv} \times V_{pv}$. A figura A2 apresenta a curva $I_{pv} \times V_{pv}$ nas proximidades do ponto $(0, V_{OC})$.

Figura A2. Curva $I_{pv} \times V_{pv}$ nas proximidades do ponto $(0, V_{OC})$



Fonte: Elaborada pelo autor desta tese

As equações 4.6 e 4.7 são repetidas nas equações A2 e A3, respectivamente.

$$\left(\frac{dV}{dI} \right) \Big|_{V=V_{OC}} = -R_{S0} \quad (\text{A2})$$

$$R_s = R_{S0} - \frac{a}{I_0} \exp\left(-\frac{V_{OC}}{a}\right) \quad (\text{A3})$$

Substituir os dados obtidos a partir da Figura A2 na equação A2 resulta em:

$$\frac{dV}{dI} = -\frac{(22,14 - 22,2)}{(0,12 - 0,02)} = 0,5 \Rightarrow R_{S_0} = 0,6 \Omega$$

Após obter R_{S_0} , utiliza-se a equação A3.

Obtém-se primeiramente o parâmetro a . No caso de um módulo fotovoltaico, o parâmetro a deve ser multiplicado por N_s . a pode ser calculado conforme segue:

$$a = \frac{nkT}{q} = \frac{1,4541 \times 1,38 \times 10^{-23} \times 298}{1,602 \times 10^{-19}} = 0,0374$$

Após, calcula-se o parâmetro I_0 por meio da equação 4.4, repetida na equação A4. Nas STC, $I_0 = I_{0REF}$.

$$I_{0REF} = \frac{I_{SCREF}}{\left[\exp\left(\frac{V_{OC}}{N_s a}\right) - 1 \right]} \quad (A4)$$

Aplicar a equação A4 resulta em:

$$I_{0REF} = \frac{I_{SCREF}}{\left[\exp\left(\frac{V_{OC}}{N_s a}\right) - 1 \right]} = \frac{3,35}{\left[\exp\left(\frac{22,2147}{20 \times 0,0374}\right) - 1 \right]} = 4,2366 \times 10^{-13} \text{ A}$$

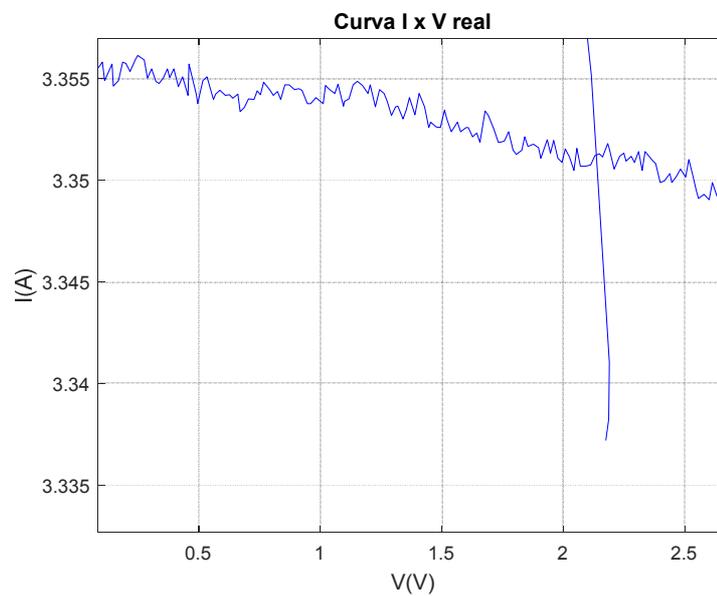
Assim, aplicar a equação A3 resulta em:

$$R_s = R_{S_0} - \frac{N_s a}{I_0} \exp\left(-\frac{V_{OC}}{N_s a}\right) = 0,6 - \frac{20 \times 0,0374}{4,2366 \times 10^{-13}} \exp\left(-\frac{22,2147}{20 \times 0,0374}\right) = 0,3767 \Omega$$

- 3) Resistência paralela R_p : obtida através da equação 4.5, repetida na equação A5, e da curva I_{pv} x V_{pv} . A figura A3 apresenta a curva I_{pv} x V_{pv} nas proximidades do ponto $(I_{SC}, 0)$ para aplicação da equação A5.

$$\left(\frac{dV}{dI} \right) \Big|_{I=I_{SC}} = -R_p \quad (A5)$$

Figura A3. Curva I_{pv} x V_{pv} nas proximidades do ponto $(I_{SC}, 0)$



Fonte: Elaborada pelo autor desta tese

Resolver a equação A5 resulta em:

$$\frac{dV}{dI} = -\frac{-2,5}{3,355 - 3,35} = 500 \Rightarrow R_p = 500 \Omega$$

- 4) Determinação do Fator de Idealidade n_i : obtido através da equação 4.8 ou atribui-se a ele um valor entre 1 e 2. Foi atribuído o valor de 1,4541.
- 5) Determinação da corrente de saturação reversa: nas STC $I_0 = I_{0REF}$, portanto, calcula-se I_0 por meio da equação A4. Resolver a equação A4 resulta em:

$$I_{0REF} = \frac{I_{SCREF}}{\left[\exp\left(\frac{V_{OC}}{N_s a}\right) - 1 \right]} = \frac{3,35}{\left[\exp\left(\frac{22,2147}{20 \times 0,0374}\right) - 1 \right]} = 4,2366 \times 10^{-13} \text{ A}$$

Apêndice B

Resumo sobre o Regulador LQG/LTR

B.1– Notação

Variáveis em negrito representam matrizes. A notação usada para a representação em espaço de estados (EE) é a padrão, conforme a seguir: $\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu} + \mathbf{\Gamma}\xi$, $\mathbf{y} = \mathbf{Cx} + \mathbf{Du} + \mathbf{n}_y$, $\mathbf{x} \in R^{n \times 1}$, $\mathbf{A} \in R^{n \times n}$, \mathbf{B} e $\mathbf{\Gamma} \in R^{n \times m}$, \mathbf{u} e $\xi \in R^{m \times 1}$, \mathbf{y} e $\mathbf{n}_y \in R^{p \times 1}$, $\mathbf{C} \in R^{p \times n}$, $\mathbf{D} \in R^{p \times m}$, onde R denota o conjunto de números reais e n , m e p são o número de estados, entradas e saídas, respectivamente. A matriz identidade de dimensão n é representada por \mathbf{I}_n .

B.2 – Descrição geral do método LQG/LTR

Basicamente, um regulador LQG/LTR é uma combinação de um regulador LQR (*Linear Quadratic Regulator*) e de um filtro de Kalman (FK) (Matos; Souza; Souza, 2008).

B.3 – O regulador LQR

Seja um sistema linear e invariante no tempo, estável, controlável, observável e de fase mínima, representado em EE pelo conjunto de equações B.1.

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu} + \mathbf{\Gamma}\xi \\ \mathbf{y} &= \mathbf{Cx} + \mathbf{Du} + \mathbf{n}_y \end{aligned} \tag{B.1}$$

$\mathbf{\Gamma}$ é a matriz de distribuição de ruído de processo. ξ e \mathbf{n}_y representam o ruído de processo e de medição, respectivamente.

Por meio de uma realimentação completa dos estados através de uma matriz de ganhos \mathbf{K}_C , o regulador LQR produz um sinal de controle \mathbf{u} , equação B.2.

$$\mathbf{u} = -\mathbf{K}_C \mathbf{x} \tag{B.2}$$

A equação B.2 deve minimizar o índice de desempenho J , dado pela equação B.3.

$$J = \int_0^{\infty} [\mathbf{x}^T \mathbf{Q}_c \mathbf{x} + \mathbf{u}^T \mathbf{R}_c \mathbf{u}] dt \quad (\text{B.3})$$

Na equação B.3, \mathbf{Q}_c e \mathbf{R}_c são matrizes reais, simétricas e positivas definidas que impõem a importância relativa dada, respectivamente, aos estados e ao sinal de controle.

A matriz de ganhos \mathbf{K}_c é obtida através da equação B.4, onde \mathbf{P} é a solução da equação algébrica de Riccati, equação B.5.

$$\mathbf{K}_c = \mathbf{R}_c^{-1} \mathbf{B}^T \mathbf{P} \quad (\text{B.4})$$

$$\mathbf{0} = \mathbf{A}^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A} - \mathbf{P} \mathbf{B} \mathbf{R}_c^{-1} \mathbf{B}^T \mathbf{P} + \mathbf{Q}_c \quad (\text{B.5})$$

A realimentação dos estados através da equação B.2 regula o sistema representado pela equação B.1, e resulta em um valor finito do índice de desempenho J . O sistema à realimentação completa de estados é representado por meio da equação de estados B.6, a qual permite concluir que os pólos do regulador LQR são os autovalores da matriz $(\mathbf{A} - \mathbf{B} \mathbf{K}_c)$ (Stevens; Lewis; Johnson, 2016).

$$\dot{\mathbf{x}} = (\mathbf{A} - \mathbf{B} \mathbf{K}_c) \mathbf{x} + \mathbf{F} \xi \quad (\text{B.6})$$

Teoricamente, o regulador LQR à realimentação completa de estados apresenta garantia de margens de ganho e fase. Isso significa que ele fornece margens de ganho e fase nas faixas $[\frac{1}{2}, \infty]$ e $[-60^\circ, 60^\circ]$, respectivamente (Ridgely e Banda, 1986).

Conforme já citado, o regulador LQR requer a realimentação completa dos estados. Mas na prática, nem todos os estados estão disponíveis. Desta forma, os estados devem ser estimados através de um observador de estados a partir da saída medida do sistema. O FK desempenha a função de observador de estados em uma malha de controle projetada via regulador LQG/LTR e é matematicamente abordado a seguir.

B.4 – O filtro de Kalman

O FK é implementado pela equação B.6 (Ridgely e Banda, 1986).

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}} = \mathbf{A} \tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{B} \mathbf{u} + \mathbf{K}_f [\mathbf{y} - \mathbf{C} \tilde{\mathbf{x}}] \quad (\text{B.6})$$

O referido filtro estima os estados $\tilde{\mathbf{x}}$, e tem seu ganho padrão \mathbf{K}_f obtido através da equação B.7.

$$\mathbf{K}_f = \Sigma \mathbf{C}^T \mathbf{R}_f^{-1} \quad (\text{B.7})$$

A equação B.7 deve minimizar o erro médio quadrático dos estados, equação B.8.

$$E[\|\mathbf{x} - \tilde{\mathbf{x}}\|^2] \quad (\text{B.8})$$

Na equação B.7, Σ é a variância do erro encontrada através da solução da equação de Riccati B.9.

$$\mathbf{0} = \mathbf{A} \Sigma + \Sigma \mathbf{A}^T + \mathbf{Q}_f - \Sigma \mathbf{C}^T \mathbf{R}_f^{-1} \mathbf{C} \Sigma \quad (\text{B.9})$$

Na equação B.9, \mathbf{Q}_f é a matriz intensidade de ruído de processo, determinada pela equação B.10.

$$\mathbf{Q}_f = \Gamma \mathbf{Q}_0 \Gamma^T \quad (\text{B.10})$$

Nas equações B.9 e B.10, \mathbf{R}_f e \mathbf{Q}_0 são matrizes simétricas. \mathbf{R}_f é positiva definida e modela a intensidade de \mathbf{n}_y . \mathbf{Q}_0 é positiva semidefinida e modela intensidade de ξ . ξ e \mathbf{n}_y são assumidos gaussianos brancos, de média zero, não correlacionados e estacionários (Ridgely e Banda, 1986).

A equação da dinâmica do erro \mathbf{e} é a equação B.12, que mostra que os polos do FK são os autovalores da matriz $[\mathbf{A} - \mathbf{K}_f \mathbf{C}]$ (Ridgely e Banda, 1986).

$$\dot{\mathbf{e}} = \dot{\tilde{\mathbf{x}}} - \dot{\mathbf{x}} = [\mathbf{A} - \mathbf{K}_f \mathbf{C}] \mathbf{e} + [\boldsymbol{\Gamma} - \mathbf{K}_f] \begin{bmatrix} \boldsymbol{\xi} \\ \mathbf{n}_y \end{bmatrix} \quad (\text{B.12})$$

Em um sistema real são utilizados os estados estimados $\tilde{\mathbf{x}}$ para sintetizar o sinal de controle \mathbf{u} . Portanto, a equação B.2 é alterada para a equação B.13.

$$\mathbf{u} = -\mathbf{K}_c \tilde{\mathbf{x}} \quad (\text{B.13})$$

Substituir a equação B.13 nas equações B.1 e B.6 resulta nas equações B.14 e B.15, as quais correspondem ao regulador LQR (realimentado através dos estados estimados $\tilde{\mathbf{x}}$) e ao FK, respectivamente.

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}} = \mathbf{A} \tilde{\mathbf{x}} - \mathbf{B} \mathbf{K}_c \tilde{\mathbf{x}} + \boldsymbol{\Gamma} \boldsymbol{\xi} \quad (\text{B.14})$$

$$\dot{\mathbf{x}} = [\mathbf{A} - \mathbf{B} \mathbf{K}_c - \mathbf{K}_f (\mathbf{C} + \mathbf{D} \mathbf{K}_c)] \tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{K}_f \mathbf{C} \mathbf{x} + \mathbf{K}_f \mathbf{n}_y \quad (\text{B.15})$$

O controlador composto pelo regulador LQR e pelo FK é comumente chamado de regulador LQG (*Linear Quadratic Gaussian*). O sistema completo em malha fechada com o regulador LQG pode ser representado em forma matricial através da combinação das equações B.14 e B.15. O resultado desta combinação é o conjunto de equações de estados B.16.

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{x}} \\ \dot{\tilde{\mathbf{x}}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & -\mathbf{B} \mathbf{K}_c \\ \mathbf{K}_f \mathbf{C} & \mathbf{A} - \mathbf{B} \mathbf{K}_c - \mathbf{K}_f (\mathbf{C} + \mathbf{D} \mathbf{K}_c) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x} \\ \tilde{\mathbf{x}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \boldsymbol{\Gamma} & 0 \\ 0 & \mathbf{K}_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{\xi} \\ \mathbf{n} \end{bmatrix} \quad (\text{B.16})$$

Pode ser mostrado que os polos do sistema em malha fechada, representado pela equação B.16, são formados pelos pólos do regulador LQR e do FK. Tais polos têm garantia de estabilidade (Ridgely e Banda, 1986).

O regulador LQR fornece ao sistema excelentes margens de ganho e fase. Porém, a inserção do observador (FK) com o ganho calculado na forma padrão geralmente resulta na perda das margens de ganho e fase intrínsecas ao regulador LQR. Mas essas propriedades

podem ser recuperadas através da modificação do cálculo do ganho do FK (ou do ganho do regulador LQR) tal que a recuperação seja considerada. O procedimento de recuperação depende das abordagens de projeto, as quais são descritas na seção B.5.

B.5 – Abordagens de projeto

Há duas abordagens de projeto. A escolha de uma delas dependerá de em qual ponto da malha do sistema as propriedades devem ser recuperadas. Tais pontos estão localizados na entrada ou na saída da planta. O ponto de recuperação geralmente é determinado por onde se assume que as incertezas multiplicativas não-estruturadas associadas ao modelo nominal da planta estão (se na entrada ou saída da planta). Assim, se as referidas incertezas estão localizadas na entrada, inicia-se o projeto pelo regulador LQR. Em seguida, procede-se a recuperação utilizando-se o FK. Do contrário (incertezas na saída), projeta-se inicialmente o FK com posterior recuperação através do regulador LQR (Ridgely e Banda, 1986). Neste trabalho, considera-se que as incertezas de modelagem estão associadas à saída da planta, pelo que a abordagem utilizada será a de inicialmente projetar um FK com posterior recuperação através do regulador LQR.

Escolhida a abordagem de projeto, forma-se uma malha de referência com boas propriedades de controle (Matos; Souza; Souza, 2008), a qual é posteriormente recuperada. No caso da abordagem selecionada neste trabalho, o procedimento de recuperação consiste em modificar o cálculo da matriz \mathbf{Q}_C de peso dos estados no índice quadrático a minimizar na síntese do regulador LQR, equação B.3. Basicamente, a modificação consiste em adequadamente adicionar um parâmetro que é aumentado (idealmente ao infinito) de modo que, assintoticamente, as boas propriedades da malha de referência formada são recuperadas.

Há dois procedimentos preliminares de projeto importantes: um deles consiste na adição de integradores em série com a planta (no caso de a planta a controlar não os possuir naturalmente) para aumento dos ganhos em baixas frequências e boa precisão estática, além de boa capacidade de rejeição de distúrbios externos; o segundo equaliza os ganhos em baixas e altas frequências para que o sistema possa ser devidamente desacoplado (Matos; Souza; Souza, 2008). O procedimento de projeto a ser aplicado neste trabalho é detalhado na seção B.5.1 a seguir.

B.5.1 Procedimento de projeto do regulador LQG/LTR considerando-se as incertezas associadas ao sistema na saída da planta

B.5.1.1 Adição de integradores

Os integradores são agregados à entrada da planta e aumentam a ordem e os estados do sistema conforme a quantidade de integradores adicionados. A representação em EE do sistema aumentado passa a ser conforme o conjunto de equações B.17.

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A}_i \mathbf{x} + \mathbf{B}_i \mathbf{u} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_a & \mathbf{0}_{m \times n} \\ \mathbf{B} \mathbf{C}_a & \mathbf{A} \end{bmatrix} \mathbf{x} + \begin{bmatrix} \mathbf{B}_a \\ \mathbf{B} \mathbf{D}_a \end{bmatrix} \mathbf{u} \\ \mathbf{y} &= \mathbf{C}_i \mathbf{x} + \mathbf{D}_i \mathbf{u} = [\mathbf{D} \mathbf{C}_a \quad \mathbf{C}] \mathbf{x} + \mathbf{D} \mathbf{D}_a \mathbf{u}\end{aligned}\tag{B.17}$$

Onde o vetor de estados é $\mathbf{x} = [\mathbf{x}_i \quad \mathbf{x}]^T$. Os estados \mathbf{x}_i são originados devido à inserção da ação integral. \mathbf{A}_i , \mathbf{B}_i , \mathbf{C}_i e \mathbf{D}_i são as novas matrizes das equações de estados com os integradores inseridos e cuja composição está implícita na equação B.17.

\mathbf{A}_a , \mathbf{B}_a , \mathbf{C}_a e \mathbf{D}_a são as matrizes das equações de estados correspondentes aos integradores, e $\mathbf{A}_a = \mathbf{0}_{m \times m}$ (matriz zero de dimensão $m \times m$), $\mathbf{B}_a = \mathbf{C}_a = \mathbf{I}_m$ (matriz identidade de dimensão $m \times m$) e $\mathbf{D}_a = \mathbf{0}_{m \times m}$, (Ridgely e Banda, 1986).

B.5.1.2 Equalização de ganhos em altas e baixas frequências

A equalização de ganhos é obtida alterando-se adequadamente a matriz Γ que, no projeto do regulador LQG/LTR, torna-se um parâmetro completamente sintonizável. Assim, Γ será calculada através da equação B.18 (Ridgely e Banda, 1986).

$$\Gamma = \begin{bmatrix} \mathbf{G}(0)^{-1} \\ \mathbf{C}^T (\mathbf{C} \mathbf{C}^T)^{-1} \end{bmatrix}\tag{B.18}$$

Onde $\mathbf{G}(0)$ é a matriz de transferência da planta, equação B.19, obtida através da Transformada de Laplace da equação B.1 com $\xi = \mathbf{n}_y = 0$ e fazendo-se $s=0$ na equação B.19.

$$\mathbf{G}(s) = \mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \mathbf{B} + \mathbf{D}\tag{B.19}$$

B.5.1.3 Cálculo do parâmetro μ para determinação da frequência de crossover

Para se determinar a largura de banda do sistema e, conseqüentemente, a rapidez de resposta, é necessário calcular o parâmetro μ , que compõe o cálculo do ganho do FK. Para isso, usa-se a equação B.20 (Ridgely e Banda, 1986).

$$\mu = \left\{ \frac{\bar{\sigma}[\mathbf{C}_i\mathbf{\Gamma}]}{\omega_c} \right\}^2 \quad (\text{B.20})$$

Onde $\bar{\sigma}$ são os valores singulares superiores da matriz $\mathbf{C}_i\mathbf{\Gamma}$ e ω_c a frequência de *crossover*.

Uma vez determinados $\mathbf{\Gamma}$ e μ , plota-se o diagrama de Bode dos valores singulares, σ_i , da malha de referência $\mathbf{T}_{REF}(s)$, equação B.21, para verificar se os requisitos de altos ganhos equalizados em baixas frequências, frequência de crossover e robustez (caso necessário) foram atendidos.

$$\mathbf{T}_{REF}(s) \cong \frac{1}{\sqrt{\mu}} \sigma_i [\mathbf{C}_i (s\mathbf{I} - \mathbf{A}_i)^{-1} \mathbf{\Gamma}] \quad (\text{B.21})$$

B.5.1.4 Determinação do ganho do FK

Calcula-se o ganho do FK através das equações B.7, B.9 e B.10, com $\mathbf{R}_f = \mu\mathbf{I}_m$, $\mathbf{Q}_O = \mathbf{I}_m$ e o $\mathbf{\Gamma}$ calculado através da equação B.18. Plota-se o diagrama de Bode dos valores singulares de $\mathbf{T}_{KF}(s)$, equação B.22, cujo gráfico deve coincidir com o de $\mathbf{T}_{REF}(s)$ em frequências menores que a frequência de *crossover* (Ridgely e Banda, 1986).

$$\mathbf{T}_{KF}(s) = \mathbf{C}_i (s\mathbf{I} - \mathbf{A}_i)^{-1} \mathbf{K}_f \quad (\text{B.22})$$

B.5.1.5 Recuperação da malha de referência utilizando-se o regulador LQR e determinação do controlador

Concluídos os passos anteriores, realiza-se a recuperação da malha de referência através do regulador LQR. Nesse caso, o cálculo da matriz de ganhos do regulador LQR é

alterado em relação a sua forma padrão para possibilitar a recuperação. A alteração consiste em modificar \mathbf{Q}_C e \mathbf{R}_C , conforme as equações B.23 e B.24, respectivamente (Ridgely e Banda, 1986), (Matos; Souza; Souza, 2008).

$$\mathbf{Q}_C = \mathbf{C}_i^T \mathbf{C}_i + q_R^2 \mathbf{C}_i^T \mathbf{C}_i \quad (\text{B.23})$$

$$\mathbf{R}_C = \rho_R \mathbf{I}_m \quad (\text{B.24})$$

Onde q_R^2 é o parâmetro de recuperação.

Uma vez determinadas as matrizes \mathbf{K}_f e \mathbf{K}_C , o controlador $\mathbf{K}(s)$ pode ser individualizado através da equação B.25 (Ridgely e Banda, 1986), (Matos; Souza; Souza, 2008).

$$\mathbf{K}(s) = \mathbf{G}_a(s) \mathbf{K}_{LQG}(s) \quad (\text{B.25})$$

$\mathbf{G}_a(s)$ é a matriz de transferência dos integradores, que pode ser obtida através da equação B.26.

$$\mathbf{G}_a(s) = \mathbf{C}_a (s\mathbf{I} - \mathbf{A}_a)^{-1} \mathbf{B}_a + \mathbf{D}_a \quad (\text{B.26})$$

$\mathbf{K}_{LQG}(s)$ é conforme a equação B.27

$$\mathbf{K}_{LQG}(s) = \mathbf{K}_C [s\mathbf{I} - \mathbf{A}_i + \mathbf{B}_i \mathbf{K}_C + \mathbf{K}_f (\mathbf{C}_i + \mathbf{D}_i \mathbf{K}_C)]^{-1} \mathbf{K}_f \quad (\text{B.27})$$

O parâmetro de recuperação, q_R^2 , deve ser aumentado até que os valores singulares em dB de \mathbf{T}_{KF} e da matriz de transferência do sistema em malha aberta com o controlador inserido sejam aproximadamente iguais.

Apêndice C

Determinação do modelo de pequeno sinal do CDE considerando-se a dinâmica da carga

1) Determinação da equação que representa a dinâmica da carga $R(s)$

Para obter a equação que reflete a dinâmica da carga $R(s)$ é necessário encontrar a relação $V_a(s)/I_a(s)$. Para isso, aplica-se a Transformada de Laplace à equação 4.35, com $e_a(s) = K_M \omega_M(s)$, o que resulta na equação C.1.

$$V_a(s) = R_a I_a(s) + L_a s I_a(s) + K_M \omega_M(s) \quad (\text{C.1})$$

É necessário obter uma equação para $\omega_M(s)$. Com esse fim, aplica-se a Transformada de Laplace à equação 4.36, o que resulta na equação C.2.

$$J_M s \omega_M(s) = T_M(s) - T_{LM}(s) \quad (\text{C.2})$$

$T_M(s)$ e $T_{LM}(s)$ são conforme as equações C.3 e C.4, respectivamente.

$$T_M(s) = K_M I_a(s) \quad (\text{C.3})$$

$$T_{LM}(s) = B_L \omega_M(s) \quad (\text{C.4})$$

Substituir as equações C.3 e C.4 na equação C.2 resulta na equação C.5.

$$\omega_M(s) = \frac{K_M I_a(s)}{J_M s + B_L} \quad (\text{C.5})$$

Substituir a equação C.5 na equação C.1 resulta na equação C.6, que descreve a dinâmica da carga.

$$R(s) = \frac{V_a(s)}{I_a(s)} = \frac{L_a J_M s^2 + (R_a J_M + L_a B_L)s + (R_a B_L + K_M^2)}{J_M s + B_L} \quad (\text{C.6})$$

Através da equação C.6 a dinâmica da carga pode ser incluída no modelo de pequeno sinal do CDE, descrito pelo conjunto de funções de transferência $G_{11}(s)$, $F_{11}(s)$, $G_{12}(s)$, $F_{12}(s)$, $G_{21}(s)$, $F_{21}(s)$, $G_{22}(s)$ e $F_{22}(s)$ apresentadas no Capítulo 3. Assim, a carga constante, notacionada por R nas equações 3.80, 3.81, 3.84, 3.85, 3.88, 3.89, 3.91 e 3.92, é substituída por $R(s)$ dada pela equação C.6. Desta forma, o modelo de pequeno sinal do CDE passará a refletir a dinâmica da carga.

A inclusão da equação C.6 nas equações 3.80, 3.81, 3.84, 3.85, 3.88, 3.89, 3.91 e 3.92 fará com que as funções de transferência sejam conforme as equações C.7, C.8, C.9, C.10, C.11, C.12, C.13 e C.14.

$$G_{11}(s) = \frac{D_1 V_1}{L} \frac{s^3 + k_{N_1} s^2 + k_{N_2} s + k_{N_3}}{s^4 + k_{D_1} s^3 + k_{D_2} s^2 + k_{D_3} s + k_{D_4}} + I \quad (\text{C.7})$$

$$F_{11}(s) = \frac{D_1^2}{L} \frac{s^3 + k_{N_1} s^2 + k_{N_2} s + k_{N_3}}{s^4 + k_{D_1} s^3 + k_{D_2} s^2 + k_{D_3} s + k_{D_4}} \quad (\text{C.8})$$

$$G_{12}(s) = \frac{D_1(V + V_2)}{L} \frac{(s^3 + k_{g_1} s^2 + k_{g_2} s + k_{g_3})}{s^4 + k_{D_1} s^3 + k_{D_2} s^2 + k_{D_3} s + k_{D_4}} \quad (\text{C.9})$$

$$F_{12}(s) = \frac{D_1 D_2}{L} \frac{s^3 + k_{N_1} s^2 + k_{N_2} s + k_{N_3}}{s^4 + k_{D_1} s^3 + k_{D_2} s^2 + k_{D_3} s + k_{D_4}} \quad (\text{C.10})$$

$$G_{21}(s) = \frac{D_2 V_1}{L} \frac{s^3 + k_{N_1} s^2 + k_{N_2} s + k_{N_3}}{s^4 + k_{D_1} s^3 + k_{D_2} s^2 + k_{D_3} s + k_{D_4}} \quad (\text{C.11})$$

$$F_{21}(s) = \frac{D_1 D_2}{L} \frac{s^3 + k_{N_1} s^2 + k_{N_2} s + k_{N_3}}{s^4 + k_{D_1} s^3 + k_{D_2} s^2 + k_{D_3} s + k_{D_4}} \quad (\text{C.12})$$

$$G_{22}(s) = \frac{D_2(V+V_2)}{L} \frac{(s^3 + k_{g_1}s^2 + k_{g_2}s + k_{g_3})}{s^4 + k_{D_1}s^3 + k_{D_2}s^2 + k_{D_3}s + k_{D_4}} + I \quad (C.13)$$

$$F_{22}(s) = \frac{D_2^2}{L} \frac{s^3 + k_{N_1}s^2 + k_{N_2}s + k_{N_3}}{s^4 + k_{D_1}s^3 + k_{D_2}s^2 + k_{D_3}s + k_{D_4}} \quad (C.14)$$

Os coeficientes dos polinômios em “s” nas equações C.7 a C.14 são conforme as equações C.15 a C.24.

$$k_{N_1} = \frac{R_a}{L_a} + \frac{B_L}{J_M} \quad (C.15)$$

$$k_{N_2} = \frac{1}{CL_a} + \frac{R_a B_L + K_M^2}{L_a J_M} \quad (C.16)$$

$$k_{N_3} = \frac{B_L}{CL_a J_M} \quad (C.17)$$

$$k_{g_1} = \frac{D_2' I}{C(V+V_2)} + \frac{R_a}{L_a} + \frac{B_L}{J_M} \quad (C.18)$$

$$k_{g_2} = \frac{D_2' I}{C(V+V_2)} \left(\frac{R_a}{L_a} + \frac{B_L}{J_M} \right) + \frac{1}{CL_a} + \frac{R_a B_L + K_M^2}{L_a J_M} \quad (C.19)$$

$$k_{g_3} = \frac{D_2' I}{C(V+V_2)} \left(\frac{R_a B_L + K_M^2}{L_a J_M} \right) + \frac{B_L}{CL_a J_M} \quad (C.20)$$

$$k_{D_1} = \frac{R_a}{L_a} + \frac{B_L}{J_M} \quad (C.21)$$

$$k_{D_2} = \frac{D_2'^2}{LC} + \frac{1}{L_a C} + \frac{R_a B_L + K_M^2}{L_a J_M} \quad (C.22)$$

$$k_{D_3} = \frac{D_2'^2}{LC} \left(\frac{R_a}{L_a} + \frac{B_L}{J_M} \right) + \frac{B_L}{CL_a J_M} \quad (\text{C.23})$$

$$k_{D_4} = \frac{D_2'^2 (R_a B_L + K_M^2)}{LL_a C J_M} \quad (\text{C.24})$$

Apêndice D

Projeto de dois controladores com base nos modelos SISO do conversor Buck e do conversor Buck-Boost que integram o CDE

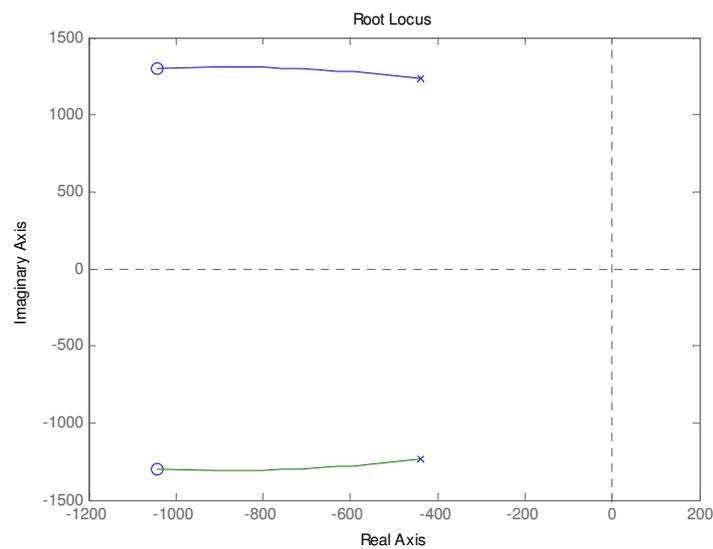
1) Projeto do controlador com base no modelo SISO do conversor Buck

A FT do conversor Buck é conforme a equação 3.80, apresentada na equação D1 com os valores dos parâmetros substituídos.

$$G_{11}(s) = \frac{11,11s^2 + 2,313 \times 10^4 s + 3,076 \times 10^7}{s^2 + 877,7s + 1,712 \times 10^6} \quad (D1)$$

Os zeros de malha fechada estão em $s = 1041 \pm j1298$. Os polos de malha fechada estão em $s = 990,9 \pm j1303,6$. A figura D1 apresenta o Lugar Geométrico das Raízes (LGR) de $G_{11}(s)$

Figura D1 – Lugar geométrico das raízes de $G_{11}(s)$

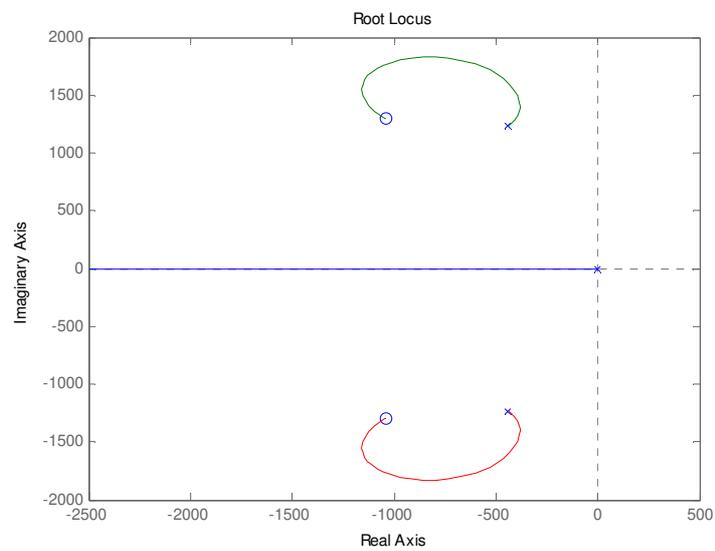


Fonte: Elaborada pelo autor desta tese

O projeto do controlador inicia com a inserção de um pólo na origem (ação de controle integral), que (idealmente) eliminará o erro em regime permanente e fornecerá ao sistema boa precisão estática.

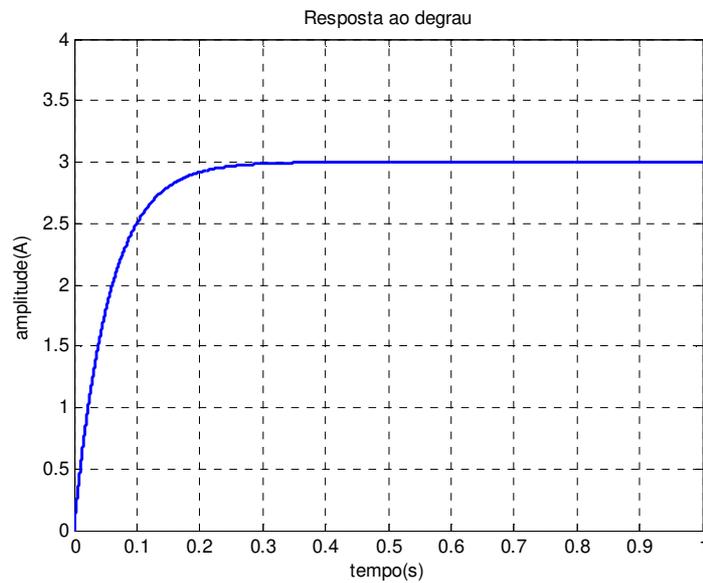
Os zeros em malha fechada do sistema com a ação de controle integral inserida são $s = -1041,9 \pm j1298,1$. Os polos são $s = -435,5 \pm j1236,8$ e $s = -0,0179$. A figura D2 apresenta o LGR do sistema com o integrador. Há um ramo do LGR sobre o eixo real.

Figura D2 – LGR com do sistema com integrador



Fonte: Elaborada pelo autor desta tese

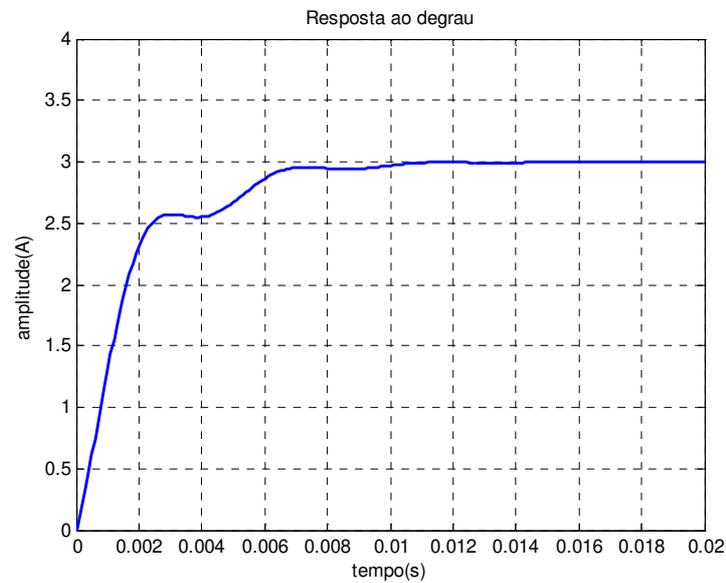
A figura D3 apresenta a resposta do sistema em malha fechada sob a ação do controle integral para uma entrada de referência $I_{Iref} = 3$ A.

Figura D3 – Resposta em malha fechada com a ação de controle integral

A figura D3 mostra que o controlador integral regula a resposta em regime permanente, mas apresenta longo tempo de subida quando comparado com a resposta com ação de controle LQG/LTR (figura 5.10)

Para que a resposta apresentasse um tempo de subida $t_r = 5$ ms (equivalente ao tempo da resposta com regulador LQG/LTR), deslocou-se o polo em $s = -0,0179$ para $s = -460$ através de um ganho obtido por meio da condição de módulo sobre a FT $G_{II}(s)/s$ (Ogata, 2000). O valor do ganho resultante foi de $k_{iI} = 31,1126$. Os outros pólos migraram para a posição $s = -381,5 \pm j1390,9$ e os zeros para $s = -1040,6 \pm j1298,1$. Desta forma, o controlador integral é $G_{cI}(s) = k_{iI}/s$.

A figura D4 apresenta a resposta ao degrau em malha fechada com o controlador integral $G_{cI}(s)$ para $I_{Iref} = 3$ A.

Figura D4 – Resposta em malha fechada com controlador $G_{c1}(s)$ 

Fonte: Elaborada pelo autor desta tese

2) Projeto do controlador com base no modelo SISO do conversor Buck-Boost

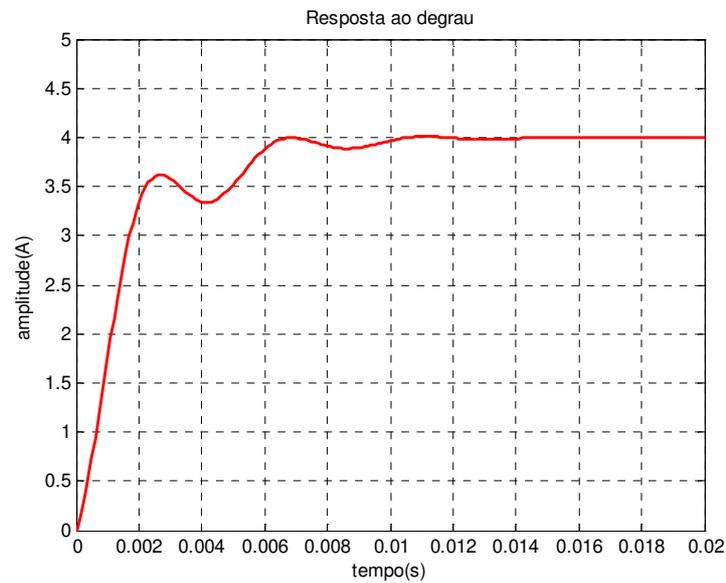
A FT do conversor Buck-Boost é conforme a equação 3.91, apresentada na equação D2 com os valores dos parâmetros substituídos.

$$G_{22}(s) = \frac{11,11s^2 + 3,484 \times 10^4 s + 4,405 \times 10^7}{s^2 + 877,7s + 1,712 \times 10^6} \quad (D2)$$

$G_{22}(s)$ tem uma estrutura muito semelhante a $G_{11}(s)$. Seus LGR são similares e a resposta em malha fechada sob a ação de controle integral também. O projeto do controlador integral foi feito da mesma forma (posicionando o pólo sobre o eixo real em $s = -460$), o que resultou em um ganho $k_{i2} = 23,0172$. O controlador resultante é $G_{c2}(s) = k_{i2}/s$.

A figura D5 apresenta a resposta ao degrau em malha fechada com $I_{2ref} = 4$ A sob a ação do controlador $G_{c2}(s)$.

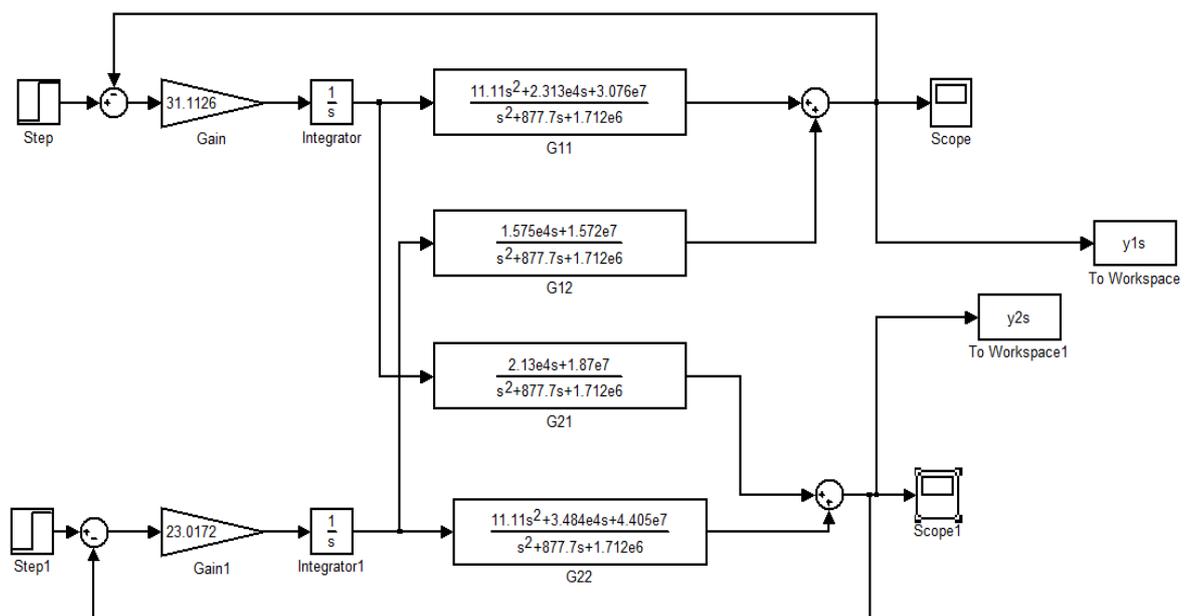
Figura D5 – Resposta em malha fechada com controlador $G_{c2}(s)$



Fonte: Elaborada pelo autor desta tese

A figura D6 apresenta o diagrama de blocos do sistema com as demais funções de transferência que compõe o modelo de pequeno sinal do CDE e com os dois controladores inseridos para compor as respostas a degraus nas duas entradas.

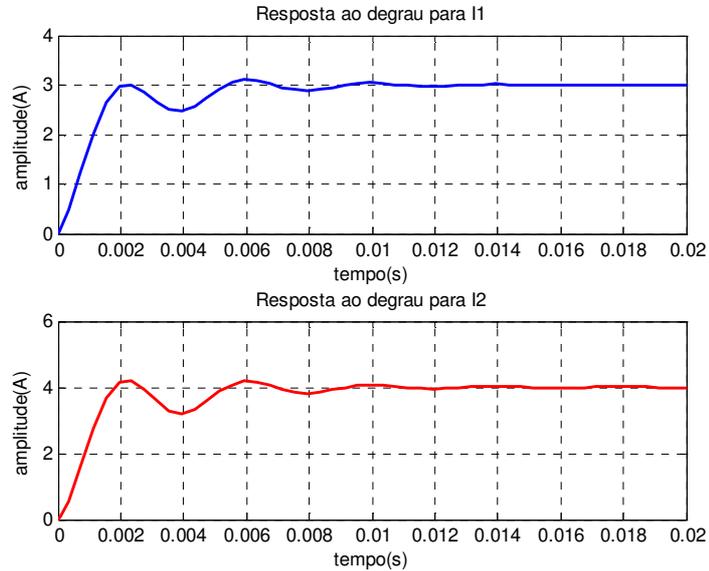
Figura D6 – Diagrama de blocos do sistema com todas as FT do CDE e com os controladores $G_{c1}(s)$ e $G_{c2}(s)$ inseridos



Fonte: Elaborada pelo autor desta tese

A figura D7 apresenta a resposta a degraus $I_{1ref} = 3 \text{ A}$ e $I_{2ref} = 4 \text{ A}$.

Figura D7 – Resposta a degraus nas duas entradas

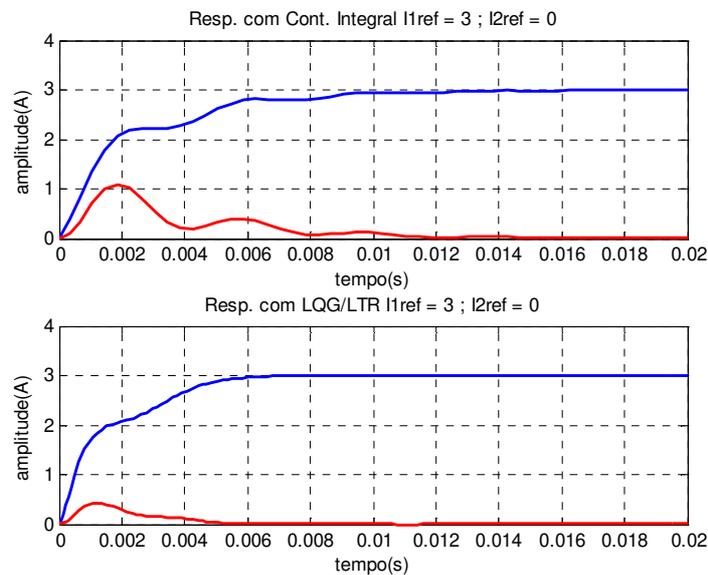


Fonte: Elaborada pelo autor desta tese

As respostas satisfazem a especificação de tempo de subida e apresentam tempo de acomodação de aproximadamente 10 ms. São similares às respostas da figura 5.10, mas um pouco mais oscilatórias. A resposta a I_{2ref} apresenta leve sobre-sinal.

A figura D8 compara as respostas com o controlador integral e com o regulador LQG/LTR para $I_{1ref} = 3 \text{ A}$ e $I_{2ref} = 0 \text{ A}$.

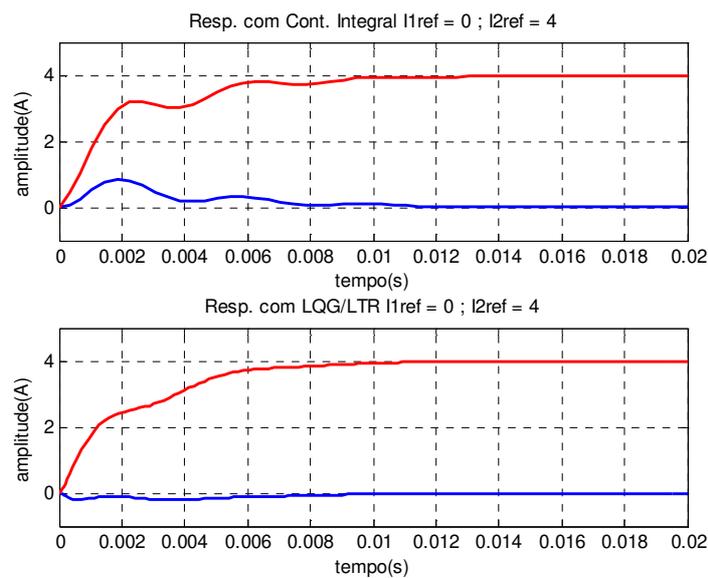
Figura D8 – Comparação das respostas com regulador LQG/LTR e com controlador integral



Fonte: Elaborada pelo autor desta tese

A figura D9 compara as respostas com o controlador integral e com o regulador LQG/LTR para $I_{1ref} = 0$ A e $I_{2ref} = 4$ A.

Figura D9 - Comparação das respostas com regulador LQG/LTR e com controlador integral



Fonte: Elaborada pelo autor desta tese

As figura D8 e D9 mostram que a resposta a correspondente à entrada zero é mais pronunciada quando o sistema está sob a ação de controle integral do que sob a ação do regulador LQG/LTR.

Em geral, o sistema sob a ação do controlador LQG/LTR apresentou melhor desempenho, contudo, o projeto SISO via métodos clássicos com base nas FT individuais correspondentes aos conversores Buck e Buck-Boost que integram o CDE é uma alternativa ao projeto.