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

Guilherme Henrique Favaro Fuzato

**Controle e Gerenciamento de uma Microrede com
Célula a Combustível, Painel Fotovoltaico e
Armazenador de Energia**

Guilherme Henrique Favaro Fuzato

**Controle e Gerenciamento de uma Microrede com
Célula a Combustível, Paine! Fotovoltaico e
Armazenador de Energia**

Tese de doutorado apresentada ao Programa de Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia de São Carlos como parte dos requisitos para a obtenção do título de Doutor em Ciências.

Área de concentração: Sistemas Dinâmicos

Orientadora: Prof. Dr. Ricardo Quadros Machado

São Carlos

2019

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

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

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

F953c Fuzato, Guilherme Henrique Favaro
Controle e Gerenciamento de uma Microrede com
Célula a Combustível, Painel Fotovoltaico e Armazenador
de Energia / Guilherme Henrique Favaro Fuzato;
orientador Ricardo Quadros Machado . São Carlos, 2019.

Tese (Doutorado) - Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica e Área de Concentração em Sistemas
Dinâmicos -- Escola de Engenharia de São Carlos da
Universidade de São Paulo, 2019.

1. Microrede. 2. Célula a Combustível. 3. Painéis
Fotovoltaicos. 4. Elementos Armazenadores. 5. Baterias.
6. Método Indireto de Lyapunov. 7. Fontes Alternativas
de Energia. I. Título.

FOLHA DE JULGAMENTO

Candidato: Engenheiro **GUILHERME HENRIQUE FAVARO FUZATO**.

Título da tese: "Controle e gerenciamento de uma microrrede com célula a combustível, painel fotovoltaico e armazenador de energia".

Data da defesa: 15/07/2019

Comissão Julgadora:

Prof. Associado **Ricardo Quadros Machado**
(Orientador)
(Escola de Engenharia de São Carlos/EESC)

Prof. Dr. **Ernane Antonio Alves Coelho**
(Universidade Federal de Uberlândia/UFU)

Prof. Dr. **Fernando Luiz Marcelo Antunes**
(Universidade Federal do Ceará/UFC)

Prof. Dr. **Marcelo Suetake**
(Universidade Federal de São Carlos/UFSCar)

Prof. Dr. **Claudionor Francisco do Nascimento**
(Universidade Federal de São Carlos/UFSCar)

Resultado:

APROVADO

APROVADO

APROVADO

APROVADO

APROVADO

Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica:
Prof. Associado **Ivan Nunes da Silva**

Presidente da Comissão de Pós-Graduação:
Prof. Titular **Murilo Araujo Romero**

Agradecimentos

Primeiramente, gostaria de agradecer a Deus pela possibilidade de me aprimorar. Gostaria também de expressar a minha gratidão aos meus pais Carlos Roberto Fuzato e Rosemara Favaro Fuzato e aos meus irmãos Rafael Favaro Fuzato e Danielle Favaro Fuzato, bem como aos meus demais familiares por me acompanharem e me apoiarem em todos os momentos.

Um agradecimento à minha companheira Mariana Pane pelo suporte, companheirismo e paciência.

Ao professor orientador, Dr. Ricardo Quadros Machado pela amizade e pela orientação técnica e científica que se estende desde a graduação.

Aos professores Dr. Josep M. Guerrero e Dr. Juan C. Vásquez, bem como à Universidade de Aalborg (AAU) na Dinamarca pelo suporte durante o doutorado sanduíche no exterior.

Aos colegas dos laboratórios LAFAPE e LAC, bem como aos colegas da AAU pela amizade e colaboração científica.

Ao Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de São Paulo (IFSP) pelo afastamento concedido e por todo suporte dado para que eu pudesse dar continuidade a este trabalho de doutoramento.

Por fim, à Escola de Engenharia de São Carlos (EESC) e à Universidade de São Paulo (USP) pela excelência na qualidade da infraestrutura e dos serviços e à Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) pela concessão da bolsa de doutorado sanduíche no exterior pelo projeto 88881.187771/2018-01.

*“Peçam, e lhes será dado;
busquem, e encontrarão;
batam, e a porta lhes será aberta.*

*Pois todo o que pede, recebe;
o que busca, encontra;
e àquele que bate, a porta será aberta.”
(Jesus, Mateus 7:7,8)*

Resumo

Fuzato, G. H. F. **Controle e Gerenciamento de uma Microrede com Célula a Combustível, Painel Fotovoltaico e Armazenador de Energia.** 200 p. Tese de doutorado – Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, 2019.

O aprimoramento de técnicas e dispositivos aplicados à conversão de energia provenientes de fontes alternativas de energia, no contexto da geração distribuída, possui um papel importante para o estabelecimento definitivo de um novo paradigma de despacho e consumo de energia elétrica. Neste contexto, esta tese de doutorado aborda uma proposta de gerenciamento de energia e controle de uma microrede com célula a combustível e painel fotovoltaico como fontes primárias, operando juntamente com elementos armazenadores. Nesta proposta, destaca-se o uso de duas principais técnicas: *droop k-sharing* e *Maximum Power Point Tracking with Saturation Technique* (MPPT-ST). A técnica *droop k-sharing* permite associar uma dinâmica preestabelecida à célula a combustível, de forma que as baterias absorvam o espectro complementar. Adicionalmente, o uso da variável *k-sharing* com a adição da técnica *droop* permite o compartilhamento de potência entre as duas fontes sem a necessidade de comunicação entre elas. Já a técnica MPPT-ST, permite a operação de painéis fotovoltaicos no *Maximum Power Point* (MPP) e fora do MPP utilizando um saturador dinâmico. Por fim, propõe-se uma técnica para o acoplamento dos modelos dinâmicos dos conversores CC-CC por meio do equacionamento da tensão do barramento Corrente Contínua (CC) em espaços de estados, tornando possível analisar a estabilidade da microrede com o método indireto de Lyapunov. Para validar as técnicas propostas, são apresentados resultados de simulação e experimentais.

Palavras-chave: Microrede, Célula a Combustível, Painéis Fotovoltaicos, Elementos Armazenadores, Baterias, Método Indireto de Lyapunov, Fontes Alternativas de Energia.

Abstract

Fuzato, G. H. F. **Energy Management and Control of a Microgrid Using Fuel Cell, Photovoltaic Panel and Energy Storage Device.** 200 p. Ph.D. Thesis – São Carlos School of Engineering, University of São Paulo, 2019.

The improvement of techniques and devices applied to the energy conversion of alternative energy sources, in the distributed generation context, has an important role for the definitive establishment of the new paradigm of energy delivery and consumption. In this context, this PhD thesis addresses a proposal of an energy management strategy for microgrids with fuel cells and photovoltaic panels as primary sources, operating with storage devices. In the proposed control scheme, it is possible to highlight two control techniques: droop k -sharing and MPPT-ST. With the droop k -sharing technique, it is possible to design a specific dynamic behavior for the Fuel Cell, while the battery absorbs the complementary (high frequency) spectrum. Additionally, the use of the k -sharing variable with droop technique makes it possible to share the energy between the two sources without the need of a high-speed communication link. On the other hand, with the MPPT-ST technique, the photovoltaic modules can be operated in the MPP or off-MPP by using a simple dynamic anti-windup strategy. For the stability analysis using the Lyapunov Indirect Method, it is proposed a state space technique to couple the DC-DC converters models using the DC-link capacitor. Finally, to evaluate the proposed theoretical algorithm and analysis, simulations and experimental results are presented.

Keywords: Microgrid, Fuel Cell, Photovoltaic Panels, Storage Systems, Battery, Lyapunov Indirect Method, Alternative Energy Sources.

Lista de Figuras

Figura 1.1	Histórico de consumo de energia no mundo e no Brasil (ENERDATA, 2016). (a) Histórico de consumo de energia no Brasil. (b) Histórico consumo de energia no mundo.	30
Figura 1.2	Emissão global de CO_2 causada por combustíveis fósseis em milhões de toneladas métricas de carbono por ano (BODEN; MARLAND; ANDRES, 2016).	30
Figura 2.1	Ilustração do princípio de funcionamento de uma célula a combustível do tipo <i>Proton Exchange Membrane</i> (PEM).	38
Figura 2.2	Curva de polarização genérica de uma célula a combustível.	39
Figura 2.3	Curva de polarização e de potência da célula a combustível H-1000 (MANUAL, 2013).	43
Figura 2.4	Ilustração esquemática de uma célula a combustível com a tensão de Nernst e irreversibilidades.	45
Figura 3.1	Espectro solar AM 1.5-G 1000 W m^{-2} sobreposto com o espectro máximo teórico convertido por uma célula de silício cristalino (VICPHYSICS, 2005).	49
Figura 3.2	Exemplo de estrutura de célula fotovoltaica com junção tripla para absorver uma ampla faixa do espectro solar (LUQUE et al., 2005).	50
Figura 3.3	Formação de pares de elétron-buraco em uma junção pn com a emissão de fótons de energia $h\nu$	50
Figura 3.4	Modelo de células fotovoltaicas com um diodo e uma resistência série.	51
Figura 3.5	Modelo de células fotovoltaicas com um diodo, resistência série e paralela.	52
Figura 3.6	Modelo de células fotovoltaicas com dois diodos.	52
Figura 3.7	Modelo de células fotovoltaicas utilizando diodos na forma multidimensional (SOON; LOW, 2015).	53
Figura 3.8	Efeito da variação do (a) fator de idealidade, (b) resistência serie e (c) resistência paralela no modelo de células fotovoltaicas com um diodo, resistência série e paralela.	54

Figura 3.9	Curva $V \times I$ do painel fotovoltaico variando condições externas de (a) temperatura e de (b) irradiação.	54
Figura 3.10	Modelo de células fotovoltaicas utilizando diodos na forma multidimensional (SOON; LOW, 2015).	55
Figura 4.1	Estrutura típica de uma bateria de Íon de Lítio (Li-Ion) (DUNN; KAMATH; TARASCON, 2011).	58
Figura 5.1	Conversor <i>Buck-Boost</i> bidirecional.	64
Figura 5.2	Conversor <i>Buck-Boost</i> bidirecional sem indutor de entrada.	64
Figura 5.3	Conversor <i>Buck-Boost</i> bidirecional em ponte H.	64
Figura 5.4	Conversor <i>Cúk</i> bidirecional.	65
Figura 5.5	Conversor SEPIC/ZETA bidirecional.	65
Figura 5.6	Conversor bidirecional com indutores acoplado.	66
Figura 5.7	Conversor <i>Buck-Boost</i> bidirecional <i>Interleaved</i>	66
Figura 5.8	Conversor <i>Boost</i> com resistências parasitas.	68
Figura 5.9	Conversor <i>Boost</i> com o transistor fechado.	69
Figura 5.10	Conversor <i>Boost</i> com o transistor aberto.	70
Figura 5.11	Conversor <i>Interleaved Boost</i> com Multiplicador de Tensão.	71
Figura 5.12	Conversor <i>Interleaved Boost</i> com Multiplicador de Tensão com S_1 e S_2 fechados.	72
Figura 5.13	Conversor <i>Interleaved Boost</i> com Multiplicador de Tensão com S_1 aberto e S_2 fechado.	72
Figura 5.14	Conversor <i>Interleaved Boost</i> com Multiplicador de Tensão com S_1 fechado e S_2 aberto.	73
Figura 5.15	Protótipo do conversor <i>Interleaved Boost</i> com Multiplicador de Tensão.	77
Figura 5.16	Indutores utilizados. (a) Indutor de $140\mu\text{H}$ ($9\text{m}\Omega$); (b) Indutor de 5mH ($113\text{m}\Omega$).	78
Figura 5.17	Incremento de corrente. (a) Escala vertical: potência de entrada (100 W/div.), v_o (50 V/div.), i_L (10 A/div.), i_{L1} (10 A/div.), i_{L2} (10 A/div.), v_f (5 V/div.). Escala horizontal: tempo (5 s/div.); (b) Escala vertical: potência de entrada (100 W/div.), v_o (50 V/div.), corrente em R_o (500 mA/div.), i_{L1} (10 A/div.), v_f (5 V/div.). Escala horizontal: tempo (5 s/div.).	79
Figura 5.18	Resultados experimentais e de simulação. (a) Tensão de saída e corrente de entrada; (b) Tensão de saída e tensão de entrada; (c) Tensão de saída e ciclo de trabalho; (d) Tensão de saída e potências de saída e de entrada.	80
Figura 5.19	Curvas teórica e experimental da eficiência do conversor <i>Interleaved Boost</i> com Multiplicador de Tensão.	80
Figura 6.1	Sistema de interface com a rede de distribuição.	84

Figura 6.2	Sistema de interface com a rede de distribuição representado de forma simplificada.	85
Figura 6.3	Circuito unifilar no modo conectado.	86
Figura 6.4	Circuito unifilar no modo ilhado.	89
Figura 6.5	Diagrama de controle no modo ilhado.	92
Figura 6.6	Diagrama de controle no modo conectado controlando a corrente terminal do conversor.	93
Figura 6.7	Diagrama do algoritmo de sincronização <i>Phase-Locked Loop</i> (PLL). . .	94
Figura 7.1	Controle <i>droop</i> CC.	99
Figura 7.2	Grupos de prioridade <i>droop</i>	100
Figura 7.3	<i>droop</i> com duas fontes.(a) Resistências virtuais; (b) Valor das correntes das fontes primárias em função do valor atual da tensão do barramento CC.	100
Figura 7.4	Efeito <i>Maximum Power Point Tracking</i> (MPPT) na referência <i>droop</i> dos painéis fotovoltaicos.	101
Figura 7.5	Estrutura de controle com <i>k-sharing</i>	102
Figura 7.6	Esboço da resposta dinâmica de uma microrrede com célula a combustível (<i>Fuel Cell</i> (FC)) e baterias (Bateria (Bat)) para: (a) $k_s = 1$ e (b) $0 \leq k_s < 1$	104
Figura 7.7	<i>Droop</i> e variável de compartilhamento da microrrede com painéis fotovoltaicos, célula a combustível e baterias.	105
Figura 7.8	Diagrama de controle para sistemas fotovoltaicos genérico encontrado nos trabalhos presentes na literatura.	107
Figura 7.9	Diagrama de controle do algoritmo MPPT-ST para microrredes. . . .	108
Figura 7.10	Curva $V \times I$ do painel GCL-P672320 com 1000 W m^{-2}	109
Figura 8.1	Capacitor de acoplamento comum em microrredes CC.	113
Figura 8.2	Resistências parasitas da linha de distribuição em microrredes CC. . .	114
Figura 8.3	Malha de controle da célula a combustível.	115
Figura 8.4	Resistência virtual da célula a combustível em linha contínua e aproximação sigmoide em linha pontilhada.	116
Figura 8.5	Malha de controle do sistema de bateria.	117
Figura 8.6	Curva <i>droop</i> para o sistema de baterias e ganho <i>k-sharing</i> em linha contínua e aproximação sigmoide em linha pontilhada.	118
Figura 8.7	Malha de controle do sistema de painéis fotovoltaicos.	119
Figura 8.8	Curva <i>droop</i> do painel fotovoltaico em linha contínua e aproximação sigmoide em linha pontilhada.	120
Figura 8.9	Diagrama da microrrede com célula a combustível, bateria e painel fotovoltaico.	123

Figura 9.1	Bancada experimental.	126
Figura 9.2	Diagrama de Nyquist da malha aberta de corrente do sistema do painel fotovoltaico.	129
Figura 9.3	Zoom em $(-1, 0)$ no diagrama de Nyquist da malha aberta de corrente do sistema fotovoltaico.	129
Figura 9.4	Curva de resistência virtual <i>droop</i> do sistema do painel fotovoltaico para resultados da seção 9.1.	130
Figura 9.5	Simulação utilizando um sistema do painel fotovoltaico chaveando carga e variando a irradiação.	131
Figura 9.6	Operação do MPPT-ST durante a saturação. Características de tensão e corrente iguais a de um algoritmo <i>Perturb and Observe</i> (P&O). . . .	132
Figura 9.7	Algoritmo MPPT-ST operando com variação de irradiação e de carga. Vertical: tensão do barramento CC v_{co} (CH4: 70 V/div.), Corrente do painel fotovoltaico i_{in_pv} (CH1: 3 A/div.), potência do painel fotovoltaico p_{pv} (M1: 30 W/div.), tensão do painel fotovoltaico v_{in_pv} (CH2: 20 V/div). Horizontal: tempo (5 s/div.).	133
Figura 9.8	Diagrama de Nyquist da malha aberta de corrente dos armazenadores. . . .	134
Figura 9.9	Zoom em $(-1, 0)$ no diagrama de Nyquist da malha aberta de corrente do sistema de armazenadores.	135
Figura 9.10	Diagrama de Nyquist da malha aberta de corrente da célula a combustível. . . .	136
Figura 9.11	Zoom em $(-1, 0)$ no diagrama de Nyquist da malha aberta de corrente da célula a combustível.	137
Figura 9.12	Autovalores da microrede operando com a célula a combustível e baterias para diferentes valores de carga. (a) Movimento dos autovalores no plano complexo; (b) valor máximo da parte real dos autovalores. . . .	139
Figura 9.13	Resultado experimental da microrede operando com $k_s = 1$. Vertical: tensão do barramento CC v_{co} (CH4: 30 V/div.), corrente medida nos terminais de saída do inversor $i_{L_{gd_a}}$ (CH2: 3 A/div.), corrente nos terminais da célula a combustível i_{in_fc} (CH1: 10 A/div.), corrente nos terminais do conjunto de baterias i_{in_bat} (CH3: 3 A/div.). Horizontal: tempo (1 s/div.).	140
Figura 9.14	Resultado de simulação e experimental sobrepostos da microrede operando com $k_s = 1$	142
Figura 9.15	Resultado experimental da microrede operando com $k_s \neq 1$. Vertical: tensão do barramento CC v_{co} (CH4: 30 V/div.), corrente medida nos terminais de saída do inversor $i_{L_{gd_a}}$ (CH2: 3 A/div.), corrente nos terminais da célula a combustível i_{in_fc} (CH1: 10 A/div.), corrente nos terminais do conjunto de baterias i_{in_bat} (CH3: 3 A/div.). Horizontal: tempo (1 s/div.).	143

Figura 9.16	Resultado de simulação e experimental sobrepostos da microrede operando com $k_s \neq 1$	144
Figura 9.17	Autovalores da microrede operando com o painel fotovoltaico, célula a combustível e Baterias para diferentes valores de carga. (a) Movimento dos autovalores no plano complexo; (b) valor máximo da parte real dos autovalores.	146
Figura 9.18	Resultado experimental da microrede operando no modo ilhado. Vertical: tensão do barramento CC v_{co} (CH2: 30 V/div.), corrente nos terminais de saída do painel fotovoltaico $i_{in_{pv}}$ (CH4: 3 A/div.), corrente nos terminais da célula a combustível $i_{in_{fc}}$ (CH1: 5 A/div.), corrente nos terminais do conjunto de baterias $i_{in_{bat}}$ (CH3: 3 A/div.). Horizontal: tempo (2 s/div.).	146
Figura 9.19	Resultado de simulação e experimental sobrepostos da microrede com painel fotovoltaico, célula a combustível e baterias operando no modo ilhado.	147
Figura 9.20	Resultado experimental da microrede operando no modo conectado mostrando tensão do barramento CC. Vertical: tensão do barramento CC v_{co} (CH2: 30 V/div.), corrente nos terminais do painel fotovoltaico $i_{in_{pv}}$ (CH4: 3 A/div.), corrente nos terminais da célula a combustível $i_{in_{fc}}$ (CH1: 6 A/div.), corrente nos terminais do conjunto de baterias $i_{in_{bat}}$ (CH3: 3 A/div.). Horizontal: tempo (2 s/div.).	148
Figura 9.21	Resultado de simulação e experimental sobrepostos da microrede com painel fotovoltaico, célula a combustível e baterias operando no modo conectado mostrando a tensão do barramento CC.	149
Figura 9.22	Resultado experimental da microrede operando no modo conectado mostrando a corrente do inversor. Vertical: corrente nos terminais de saída do inversor $i_{L_{gd_a}}$ (CH2: 6 A/div.), corrente nos terminais do painel fotovoltaico $i_{in_{pv}}$ (CH4: 3 A/div.), corrente nos terminais da célula a combustível $i_{in_{fc}}$ (CH1: 8 A/div.), corrente nos terminais do conjunto de baterias $i_{in_{bat}}$ (CH3: 3 A/div.). Horizontal: tempo (2 s/div.).	150
Figura 9.23	Resultado de simulação e experimental sobrepostos da microrede com painel fotovoltaico, célula a combustível e baterias operando no modo conectado mostrando a corrente do inversor.	151
Figura A.1	Diagrama de representação do modelo em pequenos sinais de espaços de estados para conversores CC-CC.	179
Figura E.1	Baterias de Li-Ion utilizadas nos resultados experimentais.	200

Lista de Tabelas

Tabela 2.1	Especificações técnicas da célula a combustível H-1000 (MANUAL, 2013).	41
Tabela 5.1	Parâmetros do conversor <i>Interleaved Boost</i> com Multiplicador de Tensão.	77
Tabela 5.2	Parâmetros do conversor <i>Interleaved Boost</i> com Multiplicador de Tensão para validação das equações de ganho e eficiência.	78
Tabela 6.1	Parâmetros do conversor CC-CA.	84
Tabela 6.2	Parâmetros da rede.	85
Tabela 9.1	Parâmetros dos conversores <i>Boost</i> e <i>Buck-Boost</i> bidirecional	126
Tabela 9.2	Parâmetros do conversor IBVM utilizados no capítulo 9	127
Tabela 9.3	Resultado para diversos pontos de operação para o sistema armazenador.	134
Tabela 9.4	Resultado para diversos pontos de operação para sistema da célula a combustível.	137
Tabela 9.5	Valores em regime permanente para $R_o = 96,0 \Omega$	139
Tabela 9.6	Valores em regime permanente para $R_o = 82,3 \Omega$	145

Lista de Siglas

AFC *Alkaline Fuel Cell*

ANEEL Agência Nacional de Energia Elétrica

Bat Bateria

BNDES Banco Nacional de Desenvolvimento Econômico e Social

CA Corrente Alternada

CC Corrente Contínua

CD Capacitor Diodo

C-rate Taxa de Corrente

DMFC *Direct Methanol Fuel Cell*

DOD Profundidade de Carga

E2P *Energy to Power Ratio*

EMI *Electromagnetic Interference*

FC *Fuel Cell*

FOCV *Fractional Open-Circuit Voltage*

FSCC *Fractional Short-Circuit Current*

GD Geração Distribuída

GD-CC Unidade de Geração de Compõe a Microrede CC

IBVM *Interleaved Boost with Voltage Multiplier*

IGBT *Insulated-Gate Bipolar Transistor*

InCond *Incremental Conductance*

Li-Ion Íon de Lítio

MCFC *Molton Carbonate Fuel Cell*

MOSFET *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*

MPP *Maximum Power Point*

MPPT *Maximum Power Point Tracking*

MPPT-ST *Maximum Power Point Tracking with Saturation Technique*

NASA *National Aeronautics and Space Administration*

PAC Ponto de Acoplamento Comum

PAFC *Phosphoric Acid Fuel Cell*

PEM *Proton Exchange Membrane*

PEMFC *Proton Exchange Membrane Fuel Cells*

PI Proporcional Integral

PLL *Phase-Locked Loop*

ProCaC Programa Brasileiro de Sistemas de Células a Combustível

PROINFA Programa de Incentivo às Fontes Alternativas de Energia Elétrica

PSO *Particle Swarm Optimization*

PV Pannel Fotovoltaico

PWM *Pulse-Width Modulation*

P&O *Perturb and Observe*

RCD Resistor Capacitor Diodo

RMS *Root Mean Square*

SEI *Solid Electrolyte Interface*

SMES *Superconducting Magnetic Energy Storage*

SOC Estado de Carga

SOFC *Solid Oxid Fuel Cell*

SOH Estado de Saúde

ST *Saturation*

ZCS *Zero Current Switching*

ZVS *Zero Voltage Switching*

Sumário

1	Introdução	29
1.1	Objetivos do Trabalho	31
1.2	Contribuições	32
1.3	Organização do Texto	32
2	Célula a Combustível	35
2.1	Princípio de Funcionamento	36
2.2	Aspectos Básicos da Modelagem de Células a Combustível	37
2.3	Tensão Ideal	38
2.4	Tensão de Nernst	40
2.5	Irreversibilidades	42
2.5.1	Região de Ativação	42
2.5.2	Região Linear ou Ôhmica	43
2.5.3	Região de Concentração ou Transporte de Massa	44
2.6	Carga de Dupla Camada	44
2.7	Considerações Finais	45
3	Painéis Fotovoltaicos	47
3.1	Princípio de Funcionamento	48
3.2	Modelo	51
3.3	Considerações Finais	56
4	Baterias de Li-Ion	57
4.1	Princípio de Funcionamento	58
4.2	Modelo	59
4.3	Considerações Finais	60
5	Conversores CC-CC	61
5.1	Modelagem em Espaços de Estados	67

5.2	Conversor Boost e Buck-Boost bidirecional	68
5.3	Conversor Interleaved Boost com Multiplicador de Tensão	70
5.3.1	Análise e Resultados	76
5.4	Considerações Finais	81
6	Conversor CC-CA	83
6.1	Interface CA Utilizada	84
6.2	Modelo da Interface CA no Modo Conectado	85
6.3	Modelo da Interface CA no Modo Ilhado	89
6.4	Controladores do Modo Ilhado	91
6.5	Controladores do Modo Conectado Controlando a Corrente Terminal do Conversor	92
6.6	Algoritmo de Sincronização	93
6.7	Considerações Finais	95
7	Técnicas de Controle e Gerenciamento	97
7.1	Controlador <i>Droop k-sharing</i>	97
7.1.1	Técnica <i>Droop</i>	98
7.1.2	Técnica <i>k-sharing</i>	102
7.1.3	Curvas <i>Droop</i> e <i>k-sharing</i>	104
7.2	Controlador MPPT-ST	106
7.3	Considerações Finais	109
8	Estabilidade de Microredes CC	111
8.1	Método Indireto de Lyapunov em Microredes CC	112
8.2	Acoplamento de Unidades de Geração de Compõem a Microrede CC (GD- CCs) em microredes CC	113
8.3	Modelo Médio das GD-CCs	114
8.3.1	Célula a Combustível	115
8.3.2	Elemento Armazenador	117
8.3.3	Painéis Fotovoltaicos	119
8.4	Modelo Acoplado	120
8.4.1	Microrede Composta por Célula a Combustível e Baterias	121
8.4.2	Microrede Composta por Célula a Combustível, Baterias e Painel Fotovoltaico	122
8.5	Considerações Finais	122
9	Projeto de Controladores e Resultados	125
9.1	Painel Fotovoltaico	127
9.1.1	Controle e Estabilidade	127
9.1.2	Simulações do MPPT-ST	130

9.1.3	Resultados Experimentais do MPPT-ST	132
9.2	Baterias	133
9.3	Célula a Combustível	135
9.4	Análise de estabilidade	137
9.4.1	Microrede Composta por Célula a Combustível e Baterias	138
9.4.2	Microrede Composta por Célula a Combustível, Baterias e Pannel Fotovoltaico	143
9.5	Considerções Finais	152
10	Conclusões	153
10.1	Trabalhos Publicados	154
10.1.1	Trabalhos Publicados em Periódicos	154
10.1.2	Trabalhos Publicados em Anais de Eventos	155
11	Trabalhos Futuros	157
	Referências Bibliográficas	159
	Apêndices	175
	APÊNDICE A Pequenos Sinais	177
	Anexos	181
ANEXO A	Esquemático do Sistema de Condicionamento dos Sinais Medidos	183
ANEXO B	Folha de Dados do Módulo Inversor	187
ANEXO C	Folha de Dados do Pannel Fotovoltaico GCL-P672320	191
ANEXO D	Folha de Dados da Célula a Combustível	195
ANEXO E	Foto das Baterias de Lithium-Ion	199

Introdução

Antes da revolução industrial, a demanda por energia no mundo era pequena. Para aquecimento, utilizava-se a energia proveniente do sol ou da queima da madeira; para transporte, utilizava-se cavalos ou a força do vento para navegar. Máquinas rudimentares como o moinho, utilizavam a força das águas e do vento para moer grãos ou bombear água (FERNANDES et al., 2015).

Porém, em 1712, a invenção da máquina a vapor, inventada por Thomas Newcomen, proporcionou a execução de trabalho com a queima de combustíveis fósseis. A máquina a vapor passou a ser utilizada no transporte, e principalmente nas indústrias (NEWTON, 2012).

Nesse contexto, a inserção da máquina a vapor na indústria possibilitou a mecanização dos processos produtivos e a produção em massa. Esta transformação nos métodos de produção, resultou na revolução industrial entre 1760 e 1840 (CLEVELAND, 2009). A partir da revolução industrial, a sociedade mundial tornou-se cada vez mais dependente de fontes de energia, sobretudo fósseis.

A figura 1.1 mostra o aumento do consumo de energia no mundo e no Brasil de 1990 a 2015. Enquanto no mundo houve um acréscimo de 57%, no Brasil, o consumo de energia neste mesmo período dobrou de valor.

O aumento da demanda de energia nesse período, tem resultado no aumento das emissões de CO_2 , como mostra a figura 1.2. Embora existam divergências no meio científico, de acordo com (TOKARSKA et al., 2016), o CO_2 lançado na atmosfera pela queima dos combustíveis fósseis tem relação direta com o aquecimento global.

Por outro lado, a dificuldade em atender a demanda crescente por energia, tem causado diversas crises energéticas, ao longo dos anos em muitos países. Mais especificamente no Brasil, pode-se citar a dificuldade no atendimento à demanda por energia elétrica a partir de 2001. A crise no setor elétrico brasileiro ocorrida entre 2001 e 2002 provocou diversos “blackouts” e ocasionou em uma grande perda na economia brasileira. Como forma de garantir a segurança no abastecimento de energia elétrica, em 2001, o governo brasileiro realizou vultuosos investimentos na construção de termelétricas, movidas a gás, carvão e

Figura 1.1: Histórico de consumo de energia no mundo e no Brasil (ENERDATA, 2016). (a) Histórico de consumo de energia no Brasil. (b) Histórico consumo de energia no mundo.

Figura 1.2: Emissão global de CO_2 causada por combustíveis fósseis em milhões de toneladas métricas de carbono por ano (BODEN; MARLAND; ANDRES, 2016).

óleo combustível (BARDELIN, 2004).

Não obstante, de 2014 a 2015, a escassez de chuvas no país implicou em problemas de abastecimento de energia elétrica, dado que a maior parte da produção de energia elétrica no Brasil provém de usinas hidráulicas. Graças aos investimentos em usinas não hidráulicas realizadas após a crise energética 2001, foi possível garantir a continuidade do abastecimento de energia elétrica. Dentre as fontes não hidráulicas estimuladas por diretrizes do governo, estão as fontes termelétricas baseadas em queima de combustíveis fósseis.

Entretanto, o uso de termelétricas baseadas nesse tipo de combustível, além de causarem

emissão de CO_2 , elevam o custo da produção de energia elétrica. A diferença elevada no custo de produção de energia elétrica entre as fontes hidráulicas e de combustíveis fósseis estimulou a criação do sistema de bandeiras tarifárias, como forma de repassar para o consumidor o custo da produção de energia elétrica.

Por esses motivos, as fontes alternativas de energia no contexto da geração distribuída, tem sido incentivada por órgãos como a Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL), Ministério de Minas e Energia e Ministério da Ciência, Tecnologia, Inovações e Comunicações por meio de programas como o Programa de Incentivo às Fontes Alternativas de Energia Elétrica (PROINFA) e o Programa Brasileiro de Sistemas de Células a Combustível (ProCaC) (Agência Nacional de Energia Elétrica, 2015; Ministério da Ciência e Tecnologia, 2012).

Além disso, o crescente interesse nas fontes alternativas de energia renovável, têm estimulado a pesquisa e a comercialização neste segmento. Dentre as principais fontes, pode-se destacar as fontes eólicas e solar (fotovoltaica). Porém, assim como as fontes de energia hidráulica, as fontes eólica e solar dependem de fatores climáticos, como o vento e a irradiação solar. Já a célula a combustível (FC), além de dispensar a necessidade de fatores climáticos adequados para o seu funcionamento, possui a vantagem de poder armazenar energia na forma de combustível.

Na matriz energética brasileira, atualmente, as usinas termelétricas são utilizadas de forma complementar às usinas hidráulicas. De modo similar, nesta tese é proposto o uso de células a combustível para suprir energia de forma complementar à energia fornecida pelos painéis fotovoltaicos. Além disso, são utilizados dispositivos de armazenamento de energia com o intuito de suprimir os efeitos da resposta dinâmica lenta das células a combustível, bem como compartilhar potência com as demais fontes em casos de baixa irradiação solar ou falta de combustível.

1.1 Objetivos do Trabalho

O objetivo geral deste trabalho consiste no desenvolvimento de uma microrede que opera tanto conectada à rede de distribuição quanto de forma isolada, cuja as fontes primárias utilizadas consistem em painel fotovoltaico e célula a combustível do tipo PEM. Além disso, é utilizado um sistema de armazenamento de energia composto por baterias de Li-Ion.

- Estudar os princípios de operação das fontes primárias e elementos armazenadores;
- Projetar os conversores eletrônicos de interface com as fontes primárias e elementos armazenadores, bem como o conversor de interface com a rede de distribuição (Projeto de conversores CC-CC e CC-CA);

- Projetar estruturas de controle, que sejam capazes de gerenciar a energia injetada ou absorvida no barramento de CC, considerando as características peculiares de cada fonte;
- Analisar a estabilidade de operação da microrede.

1.2 Contribuições

Com o intuito de cumprir com os objetivos gerais e específicos apresentados nesta tese, destacam-se as seguintes contribuições que serão apresentadas ao longo do texto:

- Análise detalhada do ganho de tensão do conversor *Interleaved Boost with Voltage Multiplier* (IBVM) considerando as perdas das resistências parasitas do circuito;
- Técnica de controle e gerenciamento *droop k-sharing*, a qual permite o uso de baterias para absorção do espectro de alta frequência das células a combustível sem a necessidade do uso de sistemas de comunicação críticos entre as duas fontes. Além disso, a técnica *droop k-sharing* permite gerenciar o compartilhamento de potência entre as duas fontes;
- Técnica MPPT-ST, que consiste em um algoritmo híbrido de busca de máxima potência implementado na forma de um saturador, cuja operação facilita o emprego da técnica *droop*. Adicionalmente, a técnica MPPT-ST permite operar os painéis fotovoltaicos tanto no MPP, quanto no modo de contingenciamento de potência;
- Na análise de estabilidade da microrede, destaca-se o uso de uma técnica para acoplar as GD-CCs, que permite modelar a microrede utilizando os modelos médios dos conversores CC-CC. Com o modelo médio da microrede, a estabilidade da microrede é avaliada para diversos pontos de operação utilizando o método indireto de Lyapunov.

1.3 Organização do Texto

Este trabalho está organizado conforme descrito nos parágrafos seguintes.

O capítulo 2 apresenta conceitos fundamentais sobre as células a combustível, contendo a modelagem matemática da mesma. De modo similar, o capítulo 3 descreve o princípio de funcionamento e a modelagem de painéis fotovoltaicos, enquanto no capítulo 4 é discutido o princípio de funcionamento das baterias de Li-Ion.

O capítulo 5 aborda as topologias de conversores CC-CC, apresentando a modelagem matemática dinâmica e estática dos conversores que compõem este estágio. De modo similar, o capítulo 6 mostra a modelagem matemática do estágio de Corrente Alternada (CA), contemplando as estruturas de controle utilizadas no modo conectado e ilhado.

O capítulo 7 conceitua as técnicas de controle *droop k-sharing* utilizadas nas malhas de controle da célula a combustível e das baterias, bem como a técnica de controle MPPT-ST aplicada aos painéis fotovoltaicos.

O capítulo 8 apresenta o método indireto de Lyapunov aplicado às microredes, utilizando uma técnica para acoplar os modelos médios dos conversores CC-CC pelo capacitor do barramento CC. Neste capítulo, é desenvolvido também os modelos dinâmicos da microrede composta pela célula a combustível e baterias, bem como desta microrede com a inclusão do painel fotovoltaico.

No capítulo 9 são elaborados os projetos dos controladores e a análise de estabilidade com resultados numéricos de simulação e experimentais.

O capítulo 10 conclui o projeto, destacando os principais conceitos e contribuições desenvolvidos neste trabalho.

No capítulo 11 são listados os possíveis trabalhos futuros que poderão ser realizados na sequência deste trabalho de doutoramento.

Por fim, têm-se as referências bibliográficas, o apêndice contendo a modelagem generalizada de pequenos sinais aplicada à conversores CC-CC e os anexos contendo informações concernentes aos equipamentos utilizados para a obtenção dos resultados experimentais.

Célula a Combustível

Assim como uma bateria, as células a combustível são dispositivos capazes de gerar energia elétrica a partir de uma reação química. Porém, em contraste com o princípio de funcionamento de uma bateria, nas células a combustível, os reagentes da reação química são armazenados externamente e injetados no dispositivo conforme a demanda de carga elétrica.

Desde sua invenção até os dias de hoje, as células a combustível têm sido utilizadas em diversas aplicações, que vão desde automóveis a missões espaciais da *National Aeronautics and Space Administration* (NASA). Hoje em dia, o uso de células a combustíveis se consolidou em três principais tipos de aplicações: transporte (automóveis e trens), equipamentos portáteis (notebooks, celulares, entre outros) e em geração distribuída.

De modo geral, o funcionamento das células a combustível baseia-se no uso de combustíveis, que são os reagentes da reação química, a qual resulta em corrente elétrica, água e calor. Apesar da simplicidade no princípio de funcionamento, existem diversos tipos de células a combustível, as quais são classificadas de acordo com a composição do eletrólito, sendo este líquido ou sólido. Assim, de acordo com Nedstack (2017), os principais tipos de células a combustíveis são:

- *Proton Exchange Membrane Fuel Cells* (PEMFC) – O eletrólito da célula a combustível do tipo PEM, consiste em uma membrana sólida permeável apenas para prótons. Os combustíveis utilizados são oxigênio e hidrogênio e a temperatura de operação varia de 40 a 90 °C;
- *Alkaline Fuel Cell* (AFC) – Este tipo de célula a combustível possui um eletrólito líquido composto por hidróxido de potássio e o combustível utilizado é o hidrogênio. A temperatura de operação da AFC pode variar de 40 a 200 °C;
- *Direct Methanol Fuel Cell* (DMFC) – A DMFC é uma variação da PEMFC, pois utiliza o mesmo tipo de eletrólito. Entretanto, ao invés de utilizar hidrogênio como combustível, a DMFC emprega uma solução de metanol em água que é oxidada em CO_2 . A temperatura de operação da DMFC varia de 60 a 130 °C;

- *Phosphoric Acid Fuel Cell* (PAFC) – A PAFC utiliza um eletrólito líquido composto por Ácido Fosfórico, cuja temperatura de operação é de cerca de 200 °C. Embora a PAFC também utilize o gás hidrogênio como combustível, o fato da temperatura de operação ser elevada, possibilita o uso deste tipo de célula a combustível em sistemas híbridos, com aplicações de aquecimento e geração de energia elétrica;
- *Molton Carbonate Fuel Cell* (MCFC) – O eletrólito da MCFC é composto por uma mistura líquida de lítio, sódio e potássio. De modo geral, a operação da MCFC é complexa e a temperatura de operação é em torno de 600 a 700 °C. Os combustíveis que podem ser utilizados variam de hidrogênio a Gás Natural, entre outros hidrocarbonetos superiores;
- *Solid Oxid Fuel Cell* (SOFC) – Na SOFC, o eletrólito é composto por um material contendo zircônia estabilizada com ítrio. A temperatura de operação é de cerca de 600 a 1000 °C e os combustíveis que podem ser utilizados são basicamente os mesmo em relação à MCFC.

Dentre os diversos tipos de células a combustíveis apresentadas, a PEMFC apresenta diversas vantagens em relação às demais, como: alta densidade de potência (cerca de $0,7 \text{ W cm}^{-2}$) com temperatura de operação baixa (até 90 °C), eletrólito sólido e baixa complexidade de operação.

Com base nesses argumentos, opta-se por utilizar a célula a combustível do tipo PEM neste trabalho. Por isso, a análise, os modelos matemáticos e os resultados de simulação e experimentais apresentados neste e nos demais capítulos desta tese, referem-se ao comportamento da PEMFC.

Neste sentido, este capítulo apresenta o princípio de funcionamento, bem como os modelos matemáticos associados à operação das células a combustíveis do tipo PEM.

2.1 Princípio de Funcionamento

O princípio de operação das células a combustível foi introduzido pelo cientista William Grove em 1839. O experimento realizado por William Grove pode ser dividido em duas partes, primeiramente foi utilizado um recipiente com água contendo dois eletrodos conectados a cada um dos polos de uma fonte de tensão elétrica, com o intuito de demonstrar a eletrólise da água. Nos seus experimentos, William Grove percebeu que utilizando um eletrólito apropriado, a reação de eletrolise era reversível, ou seja, utilizando hidrogênio (H_2) e oxigênio (O_2) têm-se como resultado corrente elétrica, calor e água (H_2O) (LARMINIE; DICKS, 2001).

Existem células a combustível com eletrólitos ácidos e alcalinos. Nas células com eletrólitos ácido, no ânodo há a ionização do gás hidrogênio, liberando elétrons e criando

íons H^+ de hidrogênio 2.1.

No cátodo, o gás oxigênio reage com os elétrons disponíveis no eletrodo e com os íons H^+ do eletrólito para formar água 2.2.

Considerando as reações que ocorrem no ânodo 2.1 e no cátodo 2.2, têm-se a equação geral 2.3.

Que é equivalente à equação 2.4.

O principal aspecto operacional das células a combustível que pode ser obtido a partir das equações 2.1 e 2.2, reside no fato de que os elétrons devem fluir pelos eletrodos e pelo circuito elétrico, enquanto os íons H^+ devem passar pelo eletrólito. Neste sentido, utiliza-se um eletrólito ácido, o qual é capaz de doar íons H^+ . Alguns polímeros também podem ser projetados para conter íons H^+ livres, esses polímeros são chamados de PEM, o qual será abordado neste trabalho de doutorado em vez de outros tipos de eletrólitos, como explicitado na introdução deste capítulo.

O princípio de funcionamento de uma célula a combustível do tipo PEM, considerando o equacionamento desenvolvido nesta seção está representada de forma gráfica na figura 2.1. Nessa figura não estão representados os catalizadores, que, no ânodo, fazem com que o combustível sofra uma reação de oxidação, na qual o hidrogênio perde elétrons, de forma que os íons possam fluir pelo eletrólito. Já no catodo, há um catalisador que possibilita a reação de redução, na qual os íons de hidrogênio se combinam com oxigênio. Um material comumente utilizado nos catalisadores é a platina (HOLTON; STEVENSON, 2013), em relação ao eletrólito, um material amplamente conhecido é o Nafion.

2.2 Aspectos Básicos da Modelagem de Células a Combustível

A partir deste item, será abordado a modelagem matemática das células a combustível, a qual será utilizada para obtenção dos resultados de simulação apresentados nos capítulos subsequentes.

Serão avaliadas a tensão ideal e de Nernst e as perdas associadas à cada uma das regiões de operação, ilustradas na figura 2.2, bem como as características de resposta dinâmica da célula a combustível. No entanto, é importante destacar que, embora os modelos matemáticos representam, de modo aproximado, o comportamento das células

Figura 2.1: Ilustração do princípio de funcionamento de uma célula a combustível do tipo PEM.

a combustível, existem diversos outros fatores que são desconsiderados por possuírem alta complexidade para serem modelados com precisão, e que, interferem diretamente nas características estáticas e dinâmicas da resposta de tensão e corrente, tais como: variação de temperatura, umidade na membrana permeável a prótons, pureza dos gases combustíveis (hidrogênio e oxigênio), entre outros.

2.3 Tensão Ideal

Uma reação química é capaz de transformar a parcela da energia armazenada quimicamente nas moléculas para outras formas de energia, seja na forma de calor, na forma elétrica, entre outras. Nesse contexto, a primeira lei da termodinâmica estabelece que a energia total em uma determinada transformação química deve permanecer constante, independente da forma em que ela é transformada, porém, nunca poderá ser destruída.

Assim, em um sistema isolado em que ocorre uma reação química, a energia livre é porção de energia capaz de realizar trabalho. Dessa maneira, o cálculo da variação da energia livre proposta pela equação de Gibbs (ΔG) é capaz de mensurar a parcela de energia disponível em um sistema capaz de realizar trabalho útil. Em uma reação química, a variação total da energia livre de Gibbs é dada pela diferença da variação da energia

Figura 2.2: Curva de polarização genérica de uma célula a combustível.

livre de Gibbs dos produtos ($\Delta G_{\text{produtos}}$) pelos reagentes ($\Delta G_{\text{reagentes}}$), definida por 2.5.

$$\Delta G = \Delta G_{\text{produtos}} - \Delta G_{\text{reagentes}} \quad (2.5)$$

Podendo a equação 2.5 ser expressa em valores por mol, como em 2.6.

$$\Delta \bar{g} = \Delta \bar{g}_{\text{produtos}} - \Delta \bar{g}_{\text{reagentes}} \quad (2.6)$$

Aplicando a equação 2.6 na equação da reação 2.4, têm-se a equação:

$$\Delta \bar{g} = (\bar{g})_{H_2O} - (\bar{g})_{H_2} - \frac{1}{2} (\bar{g})_{O_2} \quad (2.7)$$

Idealmente, pode-se considerar que toda a variação da energia livre de Gibbs é transformada em energia elétrica. De modo genérico, o trabalho realizado pela movimentação de um mol de cargas elétricas pode ser definido pelo produto entre o potencial elétrico e o valor da carga.

$$W_{el} = qE^0 \quad (2.8)$$

onde W_{el} é o trabalho elétrico (J mol^{-1}), q é a carga elétrica (C mol^{-1}) e E^0 é o potencial (V).

A carga total transferida na reação da célula a combustível (equações 2.1 e 2.2) por mol de H_2 consumida é calcula pela equação 2.9.

$$q = nN_{avg}q_{el} \quad (2.9)$$

onde n é o número de elétrons por molécula de H_2 (2 elétrons por molécula), N_{avg} é o número de Avogadro ($6,022 \times 10^{23} \text{ mol}^{-1}$) e q_{el} é a carga de um elétron ($1,602 \times 10^{-19} \text{ C e}^{-1}$).

O produto da constante de Avogadro e a carga de um elétron é conhecido como constante de Faraday, cujo valor é mostrado na equação 2.10.

$$F = N_{avg}q_{el} \quad (2.10)$$

Substituindo 2.10 e 2.9 em 2.8, têm-se o trabalho elétrico expresso em função do número de mols de elétrons da equação 2.11.

$$W_{el} = nFE^0 \quad (2.11)$$

Como a variação de energia livre de Gibbs, em sua totalidade, é convertida em energia elétrica, têm-se a relação de igualdade da equação 2.12.

$$W_{el} = -\Delta\bar{g}^0 \quad (2.12)$$

Substituindo 2.11 em 2.12, a tensão ideal em vazio nos terminais da célula a combustível é calculada pela equação 2.13.

$$E^0 = \frac{-\Delta\bar{g}^0}{nF} \quad (2.13)$$

Embora a tensão E^0 seja representada por um valor constante na modelagem, a energia livre de Gibbs sofre variação conforme o estado físico e a temperatura da água de saída. De acordo com Larminie e Dicks (2001), para a água à 80 °C no estado líquido, o valor da energia livre de Gibbs é $-228,2 \text{ kJ mol}^{-1}$, o que resulta na tensão ideal de 1,18 V 2.14. O aumento da temperatura, bem como a operação da célula a combustível com água no estado gasoso, faz com que o módulo da energia livre de Gibbs se reduza, causando a diminuição da tensão ideal e deteriorando a eficiência.

$$E^0 = \frac{-(-228,2)}{2(96,485)} = 1.18 \text{ V} \quad (2.14)$$

Como o valor da tensão nos terminais de uma célula a combustível é pequeno ($\cong 1.18 \text{ V}$), são empregadas diversas unidades de célula a combustível conectadas em série. A célula a combustível H-1000 fabricada pela empresa Horizon Fuel Cell Technologies, que será utilizada nos resultados experimentais deste trabalho, apresenta um total de 48 células conectadas em série, totalizando cerca de 45 V em circuito aberto, como mostrado nas especificações técnicas da tabela 2.1.

2.4 Tensão de Nernst

Como mencionado no item anterior, a tensão nos terminais da célula a combustível sofre variação de acordo com temperatura. Dessa forma, a pressão dos reagentes e do produto também influenciam na tensão da célula a combustível. Por isso, considere a equação genérica que expressa o gradiente de energia livre de Gibbs 2.15.

$$dG = -SdT + VdP \quad (2.15)$$

Tabela 2.1: Especificações técnicas da célula a combustível H-1000 (MANUAL, 2013).

Parâmetros	Valor
Tipo de Eletrólito	PEM
Número de Células	48
Potência Nominal	1 kW (28,8 V, 35 A)
Reagentes	Hidrogênio e Ar
Temperatura Externa	5 a 30 °C
Temperatura Máxima de Operação	65 °C
Pressão de H ₂	0,45 a 0,55 bar
Pureza de H ₂	≥99,995% (H ₂ seco)
Vazão Máxima de H ₂	13 L min ⁻¹
Tensão em Circuito Aberto	45 V
Eficiência	40% (28,8 V, 35 A)

onde S é a entropia (J K⁻¹), T a temperatura (K), V o Volume (m³) e P a Pressão (Pa).

Para avaliar o efeito da pressão dos reagentes e dos produtos, deve-se considerar a operação isotérmica, isto é, $dT = 0$, o que resulta na equação 2.16.

$$dG = V dP \quad (2.16)$$

De acordo com Kulikovsky (2010), utilizando a lei dos gases ideais $PV = nRT$, pode-se simplificar a equação 2.16, resultando em 2.17.

$$dG = nRT \frac{dP}{P} \quad (2.17)$$

Integrando 2.17, é encontrada a equação 2.18.

$$G = G^0 + nRT [\ln(P) - \ln(P^0)] = G^0 + RT \ln \left[\left(\frac{P}{P^0} \right)^n \right] \quad (2.18)$$

Segundo Larminie e Dicks (2001), Kulikovsky (2010) e Balmer (2011), a equação 2.18 pode ser manipulada considerando os coeficientes estequiométricos da reação 2.4, bem como a variação do gradiente da energia livre de Gibbs ideal $-\Delta\bar{g}^0$ e o gradiente $-\Delta\bar{g}$ associada à alteração nas pressões dos gases.

$$\Delta\bar{g} = \Delta\bar{g}^0 - RT \ln \left(\frac{\frac{P_{H_2}}{P^0} \left(\frac{P_{O_2}}{P^0} \right)^{\frac{1}{2}}}{\frac{P_{H_2O}}{P^0}}} \right) = \Delta\bar{g}^0 - RT \ln \left(\frac{P_{H_2} (P_{O_2})^{\frac{1}{2}}}{P_{H_2O}} \right) \quad (2.19)$$

Finalmente, dividindo a equação 2.19 por nF , é possível calcular a tensão em circuito aberto para diferentes valores de pressão dos reagentes e produtos.

$$E = E^0 - \frac{RT}{nF} \ln \left(\frac{P_{H_2} (P_{O_2})^{\frac{1}{2}}}{P_{H_2O}} \right) \quad (2.20)$$

Considerando agora apenas a dependência da temperatura, isto é, $dP = 0$ em 2.15, chega-se a 2.21.

$$dG = -SdT \quad (2.21)$$

Integrando 2.21 e assumindo que a interação entre a entropia da reação e a temperatura seja fraca o suficiente para que ambas sejam consideradas variáveis que não dependem uma da outra, chega-se à equação 2.22.

$$G = G^0 - S(T - T^0) \quad (2.22)$$

Considerando agora a variação da energia livre de Gibbs por mol, a equação 2.22 pode ser reescrita na forma 2.23.

$$\Delta\bar{g} = \Delta\bar{g}^0 - \Delta S(T - T^0) \quad (2.23)$$

Por fim, dividindo 2.23 pelas constantes nF , têm-se a equação da tensão 2.24.

$$E = E^0 + \frac{\Delta S}{nF}(T - T^0) \quad (2.24)$$

Note que a mudança de sinal no termo ΔS , deve-se ao fato de que para a célula de hidrogênio $\Delta S < 0$ e com o aumento da temperatura, E decresce. Entretanto, como o valor de nF é elevado, a variação da tensão da célula a combustível é baixa, de acordo com Kulikovsky (2010), este valor é em torno de $1 \times 10^{-3} \text{ V K}^{-1}$. Dessa maneira, a representação da tensão de Nernst pela equação 2.24 é em geral, uma aproximação suficiente para a maioria das aplicações.

2.5 Irreversibilidades

Como mostrado na figura 2.2 e na figura 2.3, a curva de polarização da célula a combustível pode ser dividida em três principais regiões, que estão associadas à efeitos majoritários de causa de perdas e redução na tensão de saída. As irreversibilidades são denominadas região de ativação, região linear ou ôhmica e região de concentração ou transporte de massa (FUZATO et al., 2014).

2.5.1 Região de Ativação

A primeira região, denominada região de ativação, resulta da necessidade de transferir elétrons e de quebrar e formar ligações no cátodo e no ânodo. No ânodo, há quebra das ligações de hidrogênio, ao passo que no cátodo, há quebra das ligações da molécula de oxigênio e a junção dos prótons de hidrogênio com os elétrons e prótons de oxigênio para formar a moléculas de água (LEE; LALK; APPLEBY, 1998).

A quantidade de energia absorvida para realizar a quebra e a formação de novas ligações químicas está relacionada com a velocidade da reação. O aumento da velocidade da reação

Figura 2.3: Curva de polarização e de potência da célula a combustível H-1000 (MANUAL, 2013).

incrementa o fluxo de gases na célula, o que corresponde a um aumento na energia cinética fornecida pelos gases à reação. Parte dessa energia cinética é consumida para realizar a quebra e formação de novas moléculas, o que resulta na queda da tensão terminal da célula a combustível. A partir de uma determinada corrente de carga, a energia cinética fornecida pelo combustível e a energia consumida pela reação equilibram-se, ou seja, é nesse momento que o efeito da região de ativação torna-se irrelevante quando comparado a outros efeitos.

Esse comportamento pode ser equacionado considerando que a característica da queda de tensão na região de ativação pode ser modelada utilizando a equação de Tafel 2.25, a qual foi proposta pelo cientista Julius Tafel ao notar que uma grande variedade de reações químicas possuíam um comportamento similar (LARMINIE; DICKS, 2001).

$$E = E^0 + \frac{\Delta S}{nF} (T - T^0) \quad (2.25)$$

Em 2.25, i_0 é denominado corrente de troca e está relacionado ao fato de que a reação química ocorre nos dois sentidos. Assim, quando a corrente i é nula, pode-se dizer que há um equilíbrio e a reação que ocorre em um sentido é igual à que ocorre no sentido reverso.

A constante α é o coeficiente de transferência de carga, cujo valor é compreendido entre 0 e 1, é proporcional a energia utilizada para alterar a velocidade da reação química e possui valores diferentes para o ânodo e para o cátodo (ZHANG, 2008).

2.5.2 Região Linear ou Ôhmica

Após a região de ativação, as características de tensão por corrente nos terminais da célula a combustível apresentam um comportamento linear. Este comportamento linear é associado, de forma geral, às resistências parasitas do circuito. Neste sentido, considera-se

a resistividade dos condutores r_{con} e das conexões por onde fluem os elétrons, bem como a resistividade do eletrólito r_{mem} , pelo qual fluem os íons de hidrogênio, como mostra a equação 2.26.

$$v_{lin} = i (r_{mem} + r_{con}) \quad (2.26)$$

A resistência dos contatos elétricos pode ser assumida constante, por outro lado, a resistividade da membrana para uma célula a combustível sofre variação de acordo com as diversas variáveis físicas do meio em que se encontra. Em Mann et al. (2000), os autores propõem um modelo empírico genérico para a estimar a resistividade da membrana Nafion. Esse modelo considera a espessura da membrana, temperatura de operação, umidade relativa da membrana, taxa estequiométrica da reação de hidrogênio e oxigênio, além do tempo de operação da membrana.

2.5.3 Região de Concentração ou Transporte de Massa

A região de concentração ou transporte de massa está relacionada ao limite físico de operação da célula a combustível. À medida que a corrente drenada da célula a combustível cresce, o consumo de hidrogênio e oxigênio também aumenta, causando uma queda na pressão parcial dos reagentes nos eletrodos, devido à resistência do fluido na tubulação (LEE; LALK; APPLEBY, 1998).

As perdas na região de concentração são agravadas de acordo com o grau de pureza do hidrogênio e oxigênio, pois a mudança na concentração dos reagentes causa uma redução na pressão parcial dos combustíveis, de forma que quanto maior for o grau de pureza dos combustíveis, maior será o rendimento da célula (LARMINIE; DICKS, 2001).

Dessa maneira, a queda de tensão nos terminais da célula a combustível na região de concentração ou transporte de massa pode ser expressa pela equação logarítmica 2.27.

$$v_{con} = \frac{RT}{2F} \ln \left(1 - \frac{i}{i_1} \right) \quad (2.27)$$

2.6 Carga de Dupla Camada

Os itens anteriores discutiram as características estáticas da resposta de tensão e corrente nos terminais da célula a combustível. Este item aborda o fenômeno da carga de dupla camada, o qual está diretamente relacionado à resposta dinâmica da célula a combustível.

De acordo com a equação 2.2, para que haja formação de água no cátodo, é necessário que existam moléculas de oxigênio, elétrons e íons de hidrogênio acumulados na borda entre o eletrodo e o eletrólito. A probabilidade de a reação ocorrer depende da densidade desses elementos, sendo que quanto maior for a carga maior será a corrente. O acúmulo de cargas entre as duas camadas resulta em uma tensão elétrica, que está relacionada com a tensão de ativação discutida no 2.5.1.

Figura 2.4: Ilustração esquemática de uma célula a combustível com a tensão de Nernst e irreversibilidades.

Neste sentido, quando há uma variação de corrente elétrica, as cargas levam um tempo determinado para se dissiparem ou se acumularem, ou seja, a tensão de ativação não se estabelece instantaneamente. Assim, uma forma de modelar a resposta dinâmica da célula a combustível, consiste em associar a resposta transitória de corrente e tensão a uma capacitância 2.28.

$$C_{CaC} = \varepsilon \frac{A}{d} \quad (2.28)$$

onde ε é a permissividade elétrica, A é a área da superfície e d é distância entre o eletrodo e o eletrólito.

Baseando-se nas características estáticas e dinâmicas da célula a combustível descritas neste capítulo, pode-se representar o comportamento elétrico da mesma de forma simplificada pelo circuito da figura 2.4.

2.7 Considerações Finais

Este capítulo abordou o princípio de funcionamento e a modelagem matemática das Células a Combustível do tipo PEM. Foram discutidos inicialmente as características dos diversos tipos de células a combustível, destacando as principais vantagens da PEMFC. Posteriormente, foram apresentados os conceitos associados à curva de polarização, a tensão ideal e de Nernst, além das três regiões de irreversibilidades. O último aspecto abordado diz respeito à carga de dupla camada, a qual está diretamente relacionada à resposta dinâmica da célula a combustível.

Painéis Fotovoltaicos

Localizado a uma distância média de 149,6 milhões de quilômetros da terra, o sol emite uma potência de 173,000 TW na terra, a qual equivale a mais de 10.000 vezes a energia consumida pela humanidade (PHONGSAVAN, 2015). O aquecimento proporcionado pela irradiação solar influencia os ventos, as ondas e as chuvas. Dessa maneira, a energia solar está associada à outras fontes de energia, tais como a eólica e hidráulica.

Com dados atualizados em 23 de abril de 2019, o cenário atual brasileiro conta com 2470 unidades fotovoltaicas em operação com uma potência instalada de 2,08 GW, respondendo por cerca de apenas 1,27% da potência instalada no setor elétrico nacional (Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL), 2019). Quando comparado com países como a Alemanha, o Brasil apresenta uma média de irradiação solar de cerca de 1642 kW h m^{-2} , enquanto o país europeu recebe cerca de 1300 kW h m^{-2} (AGUBRA; FERGUS, 2013a). Entretanto, com dados obtidos em 23 de abril de 2019 em Fraunhofer ISE (2019a), 22,30% da potência instalada alemã é proveniente de fonte de energia solar, resultando em cerca de 46,90 GW. Essa disparidade, de acordo com David (2017), está associada à uma serie de políticas públicas, com programas de incentivo desde a década de 70, mas que foram intensificadas após o acidente nuclear de Fukushima em 2011, quando o governo alemão declarou uma política oficial de transição energética pela *Energiewende*. Dentre os pacotes de incentivo ao uso de energia renováveis do governo alemão, destaca-se o modelo de tarifas *feed-in*, com o qual o governo se comprometeu com o pagamento de uma tarifa de eletricidade preestabelecida ao produtor por um período mínimo de 20 anos (OVANDO, 2016).

No Brasil, com a introdução da Resolução Normativa ANEEL nº482/2012 (Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL), 2012), a ANEEL introduziu um sistema de compensação de energia elétrica que permite que o consumidor atue como produtor de energia elétrica. Com o intuito de melhorar a participação da energia fotovoltaico no cenário nacional, o governo, em 2018, aprovou mudanças no BNDES, permitindo que pessoas físicas possam investir em energia fotovoltaica utilizando recursos do Programa Fundo Clima (BNDES, 2018).

Além disso, o custo dos painéis fotovoltaicos tem sofrido queda em razão do aumento da

demanda, aumento da concorrência e aprimoramento da produção de células fotovoltaicas. Neste sentido, pode-se destacar três principais tecnologias: silício monocristalino, silício multicristalino e células de filme fino. Dentre essas três tecnologias, o silício monocristalino apresenta a maior eficiência, porém sua fabricação é dispendiosa, pois o wafer resultante deste processo de fabricação consiste em um cristal único de silício, que é fabricado utilizando uma semente de cristal em silício derretido.

Já a tecnologia utilizando silício multicristalino, possui processo de fabricação mais simples e menos dispendioso, pois o silício é simplesmente derretido e resolidificado lentamente em uma peça única, formando cristais de tamanhos diversos. Por fim, as células de filme fino, são fabricadas utilizando silício amorfo, cujo processo de fabricação é consideravelmente mais barato dentre as três, além de utilizar uma quantidade menor de energia em relação às células de silício cristalino. Além disso, uma característica interessante das células de filme fino é a flexibilidade mecânica, permitindo o uso em aplicações com superfícies curvas. Ainda assim, a tecnologia com a maior participação na produção de células fotovoltaicas, de acordo com Fraunhofer ISE (2019b), é a de silício cristalino, com cerca de 95% do mercado.

Neste trabalho, um Painel Fotovoltaico (PV) de silício multicristalino é utilizado operando conectado a uma microrrede CC. Para dar suporte às simulações e resultados experimentais que serão apresentados em capítulos posteriores, neste capítulo são descritos o princípio de funcionamento das células fotovoltaicas de modo sucinto e o modelo utilizado nas simulações.

3.1 Princípio de Funcionamento

Em 1839, aos 19 anos de idade, o francês Edmond Becquerel descobriu o efeito fotovoltaico em um experimento, em que cloreto de prata e brometo de prata eram utilizados para revestir eletrodos de platina. Edmond verificou que quando os eletrodos estavam sujeitos à irradiação luminosa, uma tensão e corrente eram criadas. Nos dias de hoje, o efeito fotovoltaico se popularizou pelo uso de dispositivos capazes de converter irradiação luminosa em energia elétrica, chamadas de células fotovoltaicas.

As células fotovoltaicas possuem construção similar a um diodo, as quais são compostas pela junção de um material dopado do tipo “*n*” com um material dopado do tipo “*p*”. Quando um fóton de energia $h\nu$ incide sobre uma célula fotovoltaica, ele pode atravessar a célula, refletir ou ser absorvido caso a energia do fóton seja grande o suficiente para que os elétrons dos átomos de silício ultrapassem a banda proibida. Para o silício, a energia associada à banda proibida é de cerca de 1,1 e V, sendo assim, a parcela do espectro solar, cujos fótons não são capazes de ultrapassar esta energia, não são absorvidas, como mostra a figura 3.1.

Portanto, de acordo com (SWANSON, 2005), o limite teórico de eficiência de conversão

Figura 3.1: Espectro solar AM 1.5-G 1000 W m^{-2} sobreposto com o espectro máximo teórico convertido por uma célula de silício cristalino (VICPHYSICS, 2005).

do espectro solar AM 1.5 para uma junção de silício *pn* de $1,12 \text{ eV}$ a $1,15 \text{ eV}$ é de cerca de 33%, na prática, essa eficiência apresenta valores bem menores. Neste sentido, para aumentar essa eficiência, uma técnica que tem sido utilizada, consiste em associar diversas junções em uma mesma células fotovoltaicas com energia de banda proibida diferentes.

A figura 3.2, ilustra um exemplo apresentado em (LUQUE et al., 2005), em que são utilizadas três semicondutores diferentes para compor as junções de uma única célula fotovoltaica. A primeira célula, feita de $\text{Ga}_{0,35}\text{In}_{0,65}\text{P}$, com uma energia de banda proibida de $\approx 1,7 \text{ eV}$, absorve os fótons de maior energia. Os fótons com energia abaixo de $\approx 1,2 \text{ eV}$ são absorvidos pela próxima camada, feita de $\text{Ga}_{0,85}\text{In}_{0,15}\text{As}$. Por fim, os fótons com energia abaixo de $0,7 \text{ eV}$ são absorvidos pela camada de Ge . A eficiência obtida para essa célula em resultados experimentais com AM 1.5G, com irradiação de $1 \times 10^5 \text{ W m}^{-2}$, é de 36,5%, superando o limite teórico da célula de uma junção de silício.

A conversão dos fótons em energia elétrica pode ser melhor entendida utilizando a ilustração da figura 3.3. Nesta figura, os fótons com energia suficiente para ultrapassar a banda proibida geram um par elétron-buraco. Os pares de elétron-buraco gerados próximos à junção se movimentam de acordo com o campo elétrico criado.

Como o campo elétrico ocorre no sentido do semicondutor do tipo “*n*” para o do tipo “*p*”, os elétrons tendem a se mover rapidamente para o lado “*n*”, enquanto os buracos tendem a ir para o lado “*p*”. Assim que esses portadores estiverem fora da região da junção, eles se tornam parte dos portadores majoritários das respectivas regiões.

Como resultado, os portadores majoritários espalham-se em direção aos contatos externos, formando uma tensão nos terminais do dispositivo e fazendo com que haja uma corrente fluindo entre os terminais. Logicamente, essa corrente será proporcional ao número de par elétrons-buracos criados. Por outro lado, para os portadores minoritários formados

Figura 3.2: Exemplo de estrutura de célula fotovoltaica com junção tripla para absorver uma ampla faixa do espectro solar (LUQUE et al., 2005).

Figura 3.3: Formação de pares de elétron-buraco em uma junção pn com a emissão de fótons de energia $h\nu$.

fora da região de depleção, a probabilidade de se recombinarem antes de cruzarem a junção é grande, quando isso ocorre, o par elétron-buraco é perdido (MESSENGER; VENTRE, 2005). A distância da junção em que o par elétrons-buracos não é perdido está associada ao comprimento de difusão (L), que é a distância que um portador percorre desde a geração à recombinação. O comprimento de difusão e o tempo de vida do portador (τ) fornecem um indicador da qualidade do material, bem como da aptidão do uso deste material para aplicação em células fotovoltaicas e estão relacionados entre si de acordo com a equação 3.1.

$$L = \sqrt{D\tau} \quad (3.1)$$

onde D é a difusividade e τ é o tempo de vida do portador em segundos.

Figura 3.4: Modelo de células fotovoltaicas com um diodo e uma resistência série.

3.2 Modelo

A modelagem de painéis fotovoltaicos é uma ferramenta útil para testar algoritmos e técnicas de controle e gerenciamento antes da realização dos resultados experimentais. Como mencionado na seção anterior, as células fotovoltaicas possuem a construção de um diodo, neste sentido, os principais modelos de células fotovoltaicas são baseados na associação de diodos utilizando uma fonte externa para considerar o efeito da irradiação solar. Entretanto, a obtenção dos parâmetros para alimentar modelo não ocorre de forma direta, é necessário manipular as informações da folha de dados fornecida pelo fabricante. De modo geral, quanto maior o nível de detalhamento do modelo, maior é quantidade de parâmetros a serem calculados. Neste sentido, esta seção apresenta três principais modelos presentes na literatura de modo crescente em complexidade: o modelo com um diodo e uma resistência série, o modelo com um diodo e uma resistência serie e paralela e, por fim, o modelo com dois diodos com resistência série e paralela. O modelo mais simples, ilustrado na figura 3.4, pode ser representado de forma matemática, utilizando a equação de Shockley 3.2 (BESHEER; ABDELAZIZ, 2014).

$$I_{pv} = I_{ph} - I_0 \left(e^{\frac{V_{pv} + I_{pv} R_S}{V_t}} - 1 \right) \quad (3.2)$$

Onde V_{pv} é a tensão terminal do painel, I_{ph} é a corrente fotogerada e $V_t = AkTq$, sendo $k = 1,380\,648\,52 \times 10^{-23} \text{ m}^2 \text{ kg s}^{-2} \text{ K}^{-2}$ a constante de Boltzmann, T a temperatura e $q = 1,602\,176\,62 \times 10^{-19} \text{ C}$ a carga de um elétron.

No modelo da figura 3.4, a resistência série R_S está associada à resistência parasita resultante da interconexão das células e dos terminais do painel fotovoltaico. As vantagens deste modelo são a simplicidade, baixo custo computacional de implementação, além do fato de que os parâmetros podem ser calculados de modo analítico.

Nos trabalhos Besheer e Abdelaziz (2014), Batzelis et al. (2015), Moçambique et al. (2015), e Batzelis (2017), propõe-se o uso de uma resistência paralela R_S , conforme ilustra o modelo da figura 3.5 e a equação 3.3. O efeito dessa resistência em paralelo está tipicamente associado a defeitos de fabricação, imperfeições do cristal e correntes de fuga nas junções e nas células como um todo.

Figura 3.5: Modelo de células fotovoltaicas com um diodo, resistência série e paralela.

Figura 3.6: Modelo de células fotovoltaicas com dois diodos.

$$I_{pv} = I_{ph} - I_0 \left(e^{\frac{V_{pv} + I_{pv} R_s}{V_t}} - 1 \right) - \frac{V_{pv} + I_{pv} R_s}{R_p} \quad (3.3)$$

Entretanto, o aumento da precisão, neste caso, implica em uma maior complexidade do modelo, como consequência, a obtenção dos parâmetros do modelo torna-se de forma não analítica. Alguns trabalhos sugerem a adição de um diodo adicional, como ilustra a figura 3.6 e a equação 3.4.

De acordo com Lim et al. (2015), o comportamento do diodo D_1 está associado, principalmente, à difusão dos portadores através da junção "pn", ao passo que, o diodo D_2 é, por vezes, atribuído às perdas devido à recombinação de portadores na região de depleção, bem como pela recombinação na superfície do semiconductor.

A melhoria proporcionada pelo modelo de dois diodos se reflete principalmente em condições de baixas irradiações, entretanto, deve-se considerar o aumento significativo da complexidade do modelo, em virtude da adição de um componente exponencial no equacionamento.

$$I_{pv} = I_{ph} - I_{01} \left(e^{\frac{V_{pv} + I_{pv} R_s}{V_{t1}}} - 1 \right) - I_{02} \left(e^{\frac{V_{pv} + I_{pv} R_s}{V_{t2}}} - 1 \right) - \frac{V_{pv} + I_{pv} R_s}{R_p} \quad (3.4)$$

Há ainda outras propostas de modelo na literatura, em (SOON; LOW, 2015), por exemplo, os autores propõem a conexão de diversos diodos de forma matricial. Nesta proposta, utiliza-se um número "m" de braços compostos por diodos em paralelo com "n" de diodos conectados em série, como ilustrado na figura 3.7. Devido ao aumento da complexidade

Figura 3.7: Modelo de células fotovoltaicas utilizando diodos na forma multidimensional (SOON; LOW, 2015).

do modelo, em (SOON; LOW, 2015), o cálculo dos parâmetros é realizado utilizando uma otimização por *Particle Swarm Optimization* (PSO).

A escolha do modelo a ser utilizado, deve levar em consideração o nível de precisão necessário, de forma que o custo computacional das simulações seja compatível com a aplicação. Para a operação na microrrede CC proposta nesta tese, o modelo de um diodo com resistência série e paralela são suficientes.

Sendo assim, para melhor compreender o efeito dos parâmetros da equação 3.3 na curva $V \times I$ do modelo, a figura 3.8 ilustra o efeito da variação do fator de idealidade (A), da resistência série (R_s) e paralela (R_p).

Para realizar as simulações, é pertinente incluir o efeito de variáveis externas, como a variação da irradiação e da temperatura. No que concerne à variação da irradiação solar, a corrente nos terminais da célula semicondutora apresenta dependência linear, enquanto a tensão terminal apresenta dependência logarítmica. Assim, a inclusão da variação de irradiação se dá conforme 3.5.

$$I_{ph} = I_{sc0} \frac{S}{S_0} \quad (3.5)$$

Em relação ao efeito da temperatura, observa-se uma baixa dependência da corrente, enquanto a tensão apresenta uma alta dependência linear. Graficamente, o efeito da variação da irradiação e da temperatura podem ser visualizados na figura 3.9.

Portanto, considerando os efeitos da irradiação e da temperatura, bem como incluindo o efeito da corrente de saturação reversa, de acordo com (SERA; TEODORESCU; RODRIGUEZ,

Figura 3.8: Efeito da variação do (a) fator de idealidade, (b) resistência série e (c) resistência paralela no modelo de células fotovoltaicas com um diodo, resistência série e paralela.

Figura 3.9: Curva $V \times I$ do painel fotovoltaico variando condições externas de (a) temperatura e de (b) irradiação.

Figura 3.10: Modelo de células fotovoltaicas utilizando diodos na forma multidimensional (SOON; LOW, 2015).

2007), tem-se o seguinte modelo resultante:

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{pv} = I_{ph} - I_0 \left(e^{\frac{\frac{V_{pv}}{N_S} + I_{pv} R_S}{V_t}} - 1 \right) - \frac{\frac{V_{pv}}{N_S} + I_{pv} R_S}{R_p} \\ I_{ph} = I_{sc0} \frac{S}{S_0} + C_t (T - T_{ref}) \\ I_0 = I_{S0} \left(\frac{T}{T_{ref}} \right)^3 e^{\frac{E_g T}{V_t} \left(\frac{1}{T_{ref}} - \frac{1}{T} \right)} \\ V_t = \frac{kT}{q} \end{array} \right. \quad (3.6)$$

onde N_S é o número de células fotovoltaicas, S_0 é a irradiância de referência, T_{ref} é a temperatura de referência, I_{sc0} é a corrente de curto circuito de cada célula para os valores de referência, I_{S0} é a corrente de saturação do diodo, E_g é a energia da banda proibida de cada célula solar (para o silício cristalino este valor é por volta de 1,12 e V, enquanto que para o silício amorfo este valor é de 1,75 e V) e C_t é o coeficiente de temperatura em $A \text{ } ^\circ C^{-1}$ ou $A K^{-1}$.

A figura 3.10 mostra a aplicação do modelo 3.6 para o painel fotovoltaico GCL-P6/72H320. O modelo foi ajustado utilizando a temperatura $T_{ref} = 25 \text{ } ^\circ C$ e a irradiação de $S_0 = 1000 \text{ W m}^{-2}$ como referências, sendo que a corrente de curto circuito é de $I_{sc0} = 9,17 \text{ A}$. Adicionalmente, pela folha de dados, obtém-se o número de células $N_S = 72$, e o coeficiente de temperatura $C_t = I_{sc0} \cdot (0,055\%) = 0,005 \text{ A } ^\circ C^{-1}$.

Assumiu-se o valor de $I_{S0} = 2,2 \times 10^{-8} \text{ A}$ para a corrente de saturação, enquanto que as demais variáveis foram ajustadas empiricamente para que o modelo convergisse. Neste sentido, tendo em vista o valor da tensão em circuito aberto, o fator de idealidade foi ajustado para $A = 1,245$. Para ajustar a característica exponencial do modelo, as resistências série e paralela foram ajustadas para $R_s = 0,007 \text{ } \Omega$ e $R_p = 5 \text{ } \Omega$. Por fim, por se tratar de uma célula de silício, a energia de banda proibida foi assumida $E_g = 1,12 \text{ e V}$.

3.3 Considerações Finais

Este capítulo apresentou conceitos teóricos fundamentais para o entendimento do funcionamento físico de painéis fotovoltaico. Abordou-se também a modelagem matemática das células fotovoltaicas com o intuito de implementar as características reais de um painel, considerando variações de variáveis externas como: irradiação solar e temperatura. Para concluir, o modelo escolhido foi aplicado ao painel GCL-P6/72H320, de forma que as curvas $V \times I$ da folha de dados e obtidas pelo modelo correspondessem para diferentes valores de irradiação.

Baterias de Li-Ion

A operação de fontes alternativas conectadas à rede de distribuição tem como principal desvantagem a intermitência dos recursos naturais que servem de combustível para essas unidades de geração. Essa deficiência pode ser mitigada utilizando sistemas de armazenamento de energia, das quais pode-se destacar as tecnologias mecânicas, elétricas, eletroquímicas, térmicas e químicas.

As soluções baseadas em bombeamento de água, compressão de ar e flywheel podem ser enquadradas nas tecnologias mecânicas. Tecnologias tais como supercapacitores e *Superconducting Magnetic Energy Storage* (SMES) dizem respeito às tecnologias elétricas. Na categoria de armazenamento eletroquímico enquadra-se todos os tipos de baterias químicas, enquanto nas tecnologias químicas estão inseridas a síntese de hidrogênio e de gás natural. Por fim, nos métodos térmicos enquadram-se tecnologias envolvendo mudança de fase ou aquecimento de substâncias, tais como sal derretido e aquecimento de água.

Cada uma das tecnologias de armazenamento citadas possui suas vantagens e desvantagens. Neste sentido, as principais características a serem analisadas para a escolha da solução de armazenamento adequada para cada aplicação incluem: o tempo de resposta, a densidade de potência e energia, a faixa de potência/energia associada à tecnologia de armazenamento, eficiência, maturidade da tecnologia e a vida útil.

De acordo com World Energy Council (2016), dentre as tecnologias de armazenamento, as baterias de Li-Ion apresentam tempo de resposta inferiores a 1 s, com um bom nível de maturidade tecnológica, eficiência da ordem de 80-92%, com capacidade de armazenamento de até cerca de 10 kW, além de uma alta densidade de potência ($1300 - 10000 \text{ W l}^{-1}$) e energética ($200 - 400 \text{ W h l}^{-1}$). Tendo em vista essas características, as baterias de Li-Ion podem ser utilizadas em aplicações de sistemas conectados à rede com ciclo de carga em curto e médio prazo (E2P entre 0,25 h e 10 h) (World Energy Council, 2016). Dentre elas, pode-se listar a mitigação de desbalanço de carga entre dia e noite, *peak shaving*, *valley filling*, *load shifting*, correção de erros de previsão de geração de fontes renováveis, mitigação de custos associados à oscilação de preço de energia, entre outros.

Embora a tecnologia de baterias Li-Ion seja relativamente nova, tendo sido comerciali-

Figura 4.1: Estrutura típica de uma bateria de Li-Ion (DUNN; KAMATH; TARASCON, 2011).

zada pela primeira vez no início da década de 90 pela Sony, existe uma vasta quantidade de famílias de baterias de lítio, assim, este capítulo se limitará em abordar o funcionamento básico de uma bateria de Li-Ion clássica.

4.1 Princípio de Funcionamento

Uma bateria de Li-Ion típica é composta por um ânodo de grafite e um o cátodo de óxido metálico de lítio ($LiCoO_2$, $LiMO_2$, $LiNO_2...$). O eletrólito é formado por uma solução de sal de lítio ($LiPF_6$) misturada com um solvente orgânico em um feltro separador. Adicionalmente, no cátodo e no ânodo utilizam-se interfaces coletoras constituídas de alumínio e cobre respectivamente, como ilustra a figura 4.1 (SCROSATI; GARCHE, 2010).

A operação de uma bateria de Li-Ion difere das outras baterias eletroquímicas, pois, durante o funcionamento, os íons de lítio migram entre o cátodo e o ânodo, que está associado ao fluxo no circuito externo realizado pelos elétrons. Mais especificamente, durante o processo de carga, os átomos de lítio presentes no óxido metálico transformam-se em íons, migrando em direção ao ânodo, onde eles se estabilizam entre camadas de carbono (SPARACINO et al., 2012). Durante a descarga, ocorre o processo oposto.

No momento em que a bateria é carregada pela primeira vez, o lítio reage com o grafite formando uma camada fina denominada *Solid Electrolyte Interface* (SEI). Inicialmente,

este processo causa uma perda irreversível da célula, devido aos átomos de lítio envolvidos na reação de formação do SEI, os quais se tornam inutilizados nas reações de carga e descarga da bateria (AGUBRA; FERGUS, 2013b; BROUSSELY et al., 2005). O fato da SEI ser permeável para íons de lítio e ao mesmo tempo impermeável para elétrons, protege o eletrólito de sofrer uma redução adicional, além de proteger os eletrodos carregados de corrosão. Entretanto, como usualmente o SEI não é 100% hermético, uma corrosão é observada resultante da reação entre o eletrólito e o ânodo de grafite. Além disso, uma formação adicional do SEI ao longo do tempo pode ocasionar no aumento da impedância da bateria e perda da capacidade da mesma (BROUSSELY et al., 2005).

4.2 Modelo

Os modelos de baterias de lítio podem ser divididos em três principais grupos: modelos físico-químicos, modelos puramente matemáticos e modelos elétricos.

De acordo com Ramadesigan et al. (2012), os modelos físico-químicos baseiam-se na modelagem matemática do comportamento físico e químico resultante da reação química. Este modelo busca descrever os efeitos macroscópicos e microscópicos, por isso, apresenta uma elevada precisão. Entretanto, estes modelos apresentam uma alta complexidade para ser parametrizado, além de requerer um alto custo computacional para ser implementado, pois o mesmo consiste em equações diferenciais parciais acopladas.

Já os modelos puramente matemáticos, usualmente derivam de equações empíricas ou estocásticas que não refletem significados práticos a respeito da reação química que ocorre na célula da bateria. Esses modelos refletem o comportamento macroscópico da bateria e usualmente emprega-se a relação de Shepherd para a implementação do mesmo (RASZMANN et al., 2017; LI et al., 2018).

Por fim, a classe de modelos elétricos baseia-se em circuitos elétricos equivalentes, os quais buscam refletir o comportamento da tensão, corrente e possivelmente da temperatura.

Em relação aos modelos elétricos, pode-se destacar o uso de diversas técnicas para se obter o modelo dinâmico do elemento armazenador. Deve-se, entretanto, considerar o fato de que a resposta dinâmica das baterias de Li-Ion se altera conforme a temperatura, Estado de Carga (SOC), Estado de Saúde (SOH), idade, corrente CC de operação dentre outros fatores (KNAP et al., 2015). Dentre os principais modelos, estão os modelos RINT, RC, Thevenin, PNGV e de dupla polarização (HE; XIONG; FAN, 2011).

Por outro lado, a implementação de modelos mais complexos, pode ser realizada utilizando a técnica de espectroscopia de impedância eletroquímica, com a qual pode-se implementar o circuito do modelo por meio de diversas células com resistores e capacitores, ou até mesmo utilizando elementos não lineares, tal como o ZARC (SALAZAR et al., 2017; WIMMER et al., 2011; Sang-Hyun Kim et al., 2011).

Entretanto, utilizando, por exemplo, o modelo Thevenin, ao analisar a resposta dinâmica

de uma bateria Li-Ion convencional, verifica-se que a resistência de Thevenin, em geral, apresenta valores muito baixos, da ordem de alguns miliohms. Isso, somado ao fato de que a capacitância de Thevenin apresenta valores da ordem de milhares de Farads, para efeito de simplificação, assume-se que filtro LC de entrada do conversor CC-CC bidirecional apresenta a dinâmica predominante no circuito de entrada. Portanto, optou-se por utilizar um modelo de baterias Li-Ion simplificado presente no software PSIM (PSIM Tutorial, 2014).

4.3 Considerações Finais

Neste capítulo foi contextualizado o uso das baterias Li-Ion, apresentando suas vantagens e características operativas. Além disso, foi apresentado o princípio de funcionamento básico de uma estrutura de célula de bateria de Li-Ion típica, além de uma revisão bibliográfica a respeito de modelos de baterias de Li-Ion.

Conversores CC-CC

A conexão de fontes alternativas de energia, especialmente aquelas que apresentam baixa tensão e elevada corrente terminal, requerem, em geral, o uso de diferentes topologias de conversores CC-CC. Ambas fontes primárias, células a combustível e os painéis fotovoltaicos, apresentam tensão terminal em corrente contínua. Outra característica comum entre estas fontes, é a queda da tensão terminal com o aumento da corrente demandada.

Em geral, os painéis fotovoltaicos e as células a combustível apresentam tensão terminal inferior ao valor necessário para conexão à rede por intermédio de um conversor CC-CA. A princípio, a solução com menor complexidade consiste em conectar uma determinada quantidade de fontes em série para se obter um valor de tensão terminal nos mesmos níveis da rede de distribuição.

Neste sentido, em uma pilha de células a combustível, as unidades são conectadas em série (SCOTT et al., 2015). Da mesma forma, as células fotovoltaicas são interconectadas em série em um painel fotovoltaico, de forma que a tensão terminal alcance algumas dezenas de volts. Após a montagem do painel fotovoltaico, os painéis podem ser interconectados em série e em paralelo dependendo da tensão desejada (BLAABJERG; CHEN; KJAER, 2004).

Para efeitos de comparação, é considerado como exemplo a célula a combustível H-1000 de 1 kW do fabricante Horizon Fuel Cell Technologies (MANUAL, 2013) e um conjunto de painéis fotovoltaicos KC130TM em série do fabricante Kyocera (KYOCERA, 2009). Enquanto a tensão terminal do dispositivo H-1000 é de cerca de 28,8 V com 1 kW de carga, a tensão terminal de um conjunto equivalente em potência utilizando o KC130TM é de aproximadamente 135 V.

Por isso, em aplicações com células a combustível conectadas à rede de distribuição, utilizam-se conversores CC-CC de alto ganho de tensão. Por outro lado, em aplicações utilizando painéis fotovoltaicos como fonte primária, usualmente, não há a necessidade de se utilizar conversores de ganho elevado.

Como mencionado em Rosas-Caro et al. (2010), Spiazzi, Mattavelli e Costabeber (2009), Thao et al. (2012), Shi, Ho e Cheng (2014), Ostadrahimi e Radan (2014), Chen et al. (2008), Salimi, Soltani e Zakipour (2011) e Liu e Li (2015), o ganho de tensão de tensão de

conversores CC-CC é limitado pelas perdas dos elementos parasitas e de comutação. Neste sentido, para efeito de análise, considere como ponto de partida o conversor *Boost*. Como realizado em Fuzato (2015), tem-se que o ganho de tensão teórico do conversor *Boost* é infinito quando o ciclo de trabalho se aproxima do valor unitário 5.1. Ao adicionar as resistências parasitas do indutor (r_L) e do transistor (r_S), bem como a resistência de carga (R_o), o ganho de tensão é nulo ao fazer o ciclo de trabalho tender ao valor unitário 5.2.

$$\lim_{k \rightarrow 1} \frac{v_{out}}{v_{in}} = \lim_{k \rightarrow 1} \frac{1}{1 - k} = \infty \quad (5.1)$$

$$\lim_{k \rightarrow 1} \frac{v_{out}}{v_{in}} = \lim_{k \rightarrow 1} \frac{-R_o(k - 1)}{k^2 R_o + k(r_S - 2R_o) + R_o + r_L} = \frac{0}{R_o + (r_S - 2R_o) + R_o + r_L} = 0 \quad (5.2)$$

Desta forma, o ganho máximo do conversor *Boost* (m_{Boost_max}) está diretamente relacionado com as resistências parasitas do circuito e a carga de saída 5.3.

$$m_{Boost_max} = \frac{R_o \sqrt{R_o(r_L + r_S)}}{2R_o r_L + 2R_o r_S - r_S \sqrt{R_o(r_L + r_S)}} \quad (5.3)$$

Neste contexto, a escolha da topologia e o projeto adequado dos semicondutores e componentes passivos (indutores e capacitores), são fatores determinantes para que o conversor CC-CC apresente a performance adequada em termos de ganho de tensão e de eficiência.

Considerando os argumentos apresentados, pode-se optar por utilizar o conversor *Boost* para conexão de painéis fotovoltaicos à rede de distribuição em baixa tensão, para aplicações de baixa potência (cerca de 1 kW).

Por outro lado, para a conexão de células a combustível, é necessário o uso de diferentes topologias e técnicas para obter ganhos elevados e mitigar os efeitos de correntes elevadas na entrada no conversor. Neste sentido, podem ser encontrados diversos trabalhos na literatura propondo topologias de conversores CC-CC para aplicações de células a combustíveis (ROSAS-CARO et al., 2010; LOPEZ-CRUZ et al., 2013; LAI; LIN; LEE, 2015; HSIEH et al., 2012; CHOI et al., 2011; VAZQUEZ; SALMERON, 2003; LIN; DONG, 2012; GIRAL; MARTINEZ-SALAMERO, 1998; WU et al., 2015; FRANCO; PFITSCHER; GULES, 2003; LAI; PAN; CHENG, 2012).

Dentre as estruturas mais relevantes, destaca-se o uso da técnica *Interleaving*, a qual oferece diversas vantagens como, compartilhamento de corrente entre as fases e redução de ondulação da corrente de entrada (KLUMNER et al., 2013). Como consequência do uso dessa técnica, podem ser utilizados indutores de menor volume e semicondutores com menores valores nominais de corrente.

Outra estrutura importante identificada, são as células multiplicadoras de tensão, as quais são utilizadas em cascata com os conversores elevadores de tensão (ZHANG et al., 2015). As células multiplicadoras de tensão, consistem em um arranjo de diodos e

capacitores, os quais são carregados e descarregados de modo alternado. De modo genérico, a tensão de saída dos capacitores da célula multiplicadora de tensão, soma-se à tensão do conversor no estágio anterior, resultando em uma tensão terminal de maior magnitude.

O conversor *Interleaved Boost* com Multiplicador de Tensão (IBVM), apresentado em Franco, Pfitscher e Gules (2003), Gules, Pfitscher e Franco (2003) e modelado em Spiazzi et al. (2013), reúne as vantagens da técnica *Interleaving* e do uso de células multiplicadoras de tensão.

Além dos conversores utilizados para as fontes primárias, deve-se considerar o uso de conversores CC-CC bidirecionais para a interface de potência com os dispositivos armazenadores de energia, tais como, bancos de baterias e ultracapacitores.

Nos conversores CC-CC bidirecionais, há a possibilidade de operar drenando ou injetando potência em ambos os terminais do conversor. Assim como nos conversores unidirecionais, existem topologias de conversores bidirecionais isoladas e não isoladas. Nas topologias isoladas, além da necessidade do uso de um transformador, é preciso utilizar grampeadores ativos devido ao elevado estresse de corrente e tensão nos transistores de potência (Gang Chen et al., 2000; HUBER; JOVANOVI, 1999). Porém, com o uso das topologias isoladas é possível obter ganhos de tensão mais elevados em comparação com topologias não isoladas.

Entretanto, na aplicação bidirecional desenvolvida neste trabalho, não há a necessidade de ganhos de tensão elevados, por isso, com o intuito de utilizar uma quantidade menor de componentes ativos e passivos, bem como dispensar o uso de transformadores, opta-se pelo uso de topologias não isoladas.

Dentre as topologias não isoladas de conversores CC-CC bidirecionais, pode-se destacar o uso das topologias de uma fase com circuito auxiliar (*Zero Voltage Switching* (ZVS) e *Zero Current Switching* (ZCS)) e topologias *Interleaved*, as quais são constituídas de múltiplas fases (TYTELMAIER et al., 2016).

Uma das topologias mais utilizadas é o conversor *Buck-Boost* bidirecional, apresentado na figura 5.1 (BASTOS et al., 2014). A topologia *Buck-Boost* bidirecional consiste basicamente no acoplamento antiparalelo das topologias *Buck* e *Boost*. Quando o conversor está operando no modo *Boost*, o fluxo de potência ocorre da bateria para o barramento CC, já no modo *Buck*, o fluxo de potência ocorre no sentido oposto.

Uma segunda topologia pode ser obtida pela simples troca do diodo do conversor *Buck-Boost* unidirecional por um dos transistor, como mostra a figura 5.2 (TYTELMAIER et al., 2016; SUNKARA; KONDRATH, 2013). O princípio de funcionamento desta topologia é similar à do *Buck-Boost* unidirecional, porém, neste caso, o conversor é capaz de gerenciar o fluxo de potência em ambos sentidos. Quando o ciclo de trabalho é aplicado em S_1 e S_2 é mantida aberta, o conversor opera no sentido de carregar a bateria, de modo complementar, quando o ciclo de trabalho é aplicado à S_2 e S_1 é mantida aberta, o fluxo de potência ocorre da bateria para o barramento CC.

Figura 5.1: Conversor *Buck-Boost* bidirecional. Figura 5.2: Conversor *Buck-Boost* bidirecional sem indutor de entrada.

Outra topologia de conversor, deriva da configuração em ponte H, como apresentado em Waffler, Biela e Kolar (2009), Muro et al. (2009). Nesta topologia, é possível implementar um conversor *Buck* e um conversor *Boost* em ambos os sentidos, como mostra a figura 5.3.

Figura 5.3: Conversor *Buck-Boost* bidirecional em ponte H.

A fim de exemplificar a operação desta topologia, considere a situação em que o ciclo de trabalho é aplicado em S_2 , mantendo S_3 fechada e S_1 e S_4 abertas. Nesta situação, o conversor opera elevando a tensão da bateria para barramento CC, isto é, o conversor opera no modo *Boost*. Por outro lado, ao aplicar o ciclo de trabalho em S_3 , mantendo S_1 fechada e as demais abertas, o conversor irá operar reduzindo a tensão com corrente fluindo da bateria para o barramento CC, ou seja, o conversor irá funcionar no modo *Buck*.

A mesma análise pode ser realizada no sentido oposto, ou seja, do barramento CC para a bateria. Algumas das desvantagens desta topologia, é o número elevado de transistores e a necessidade de se implementar algoritmos complexos para suprimir os efeitos causados

pelo tempo de recuperação reversa dos diodos de corpo dos transistores. Além disso, muitas aplicações necessitam apenas do modo *Boost* em um sentido e no modo *Buck* no sentido oposto, o que torna desnecessário, nestes casos, o uso de uma grande quantidade de componentes.

Como demonstrado em Mohammadi e Farzanehfard (2011), Yuang-Shung Lee et al. (2005), ao substituir o diodo principal do conversor *Cúk*, obtém-se o conversor *Cúk* bidirecional. Uma das principais aplicações associadas ao conversor *Cúk* da figura 5.4 é em equalização de baterias (Yuang-Shung Lee et al., 2005; LEE; CHENG, 2005). Isso se deve pelo fato desta topologia possuir indutores em ambos terminais, de entrada e de saída. Assim, o sentido do fluxo de potência no conversor ocorre de acordo com o seguinte esquema de comutação: quando o ciclo de trabalho é aplicado em S_1 e S_2 permanece aberto, a energia flui de v_{bat} para v_{cc} ; de modo complementar, quando o ciclo de trabalho é aplicado a S_2 e S_1 permanece aberto, o fluxo ocorre de v_{cc} para v_{bat} (SHMILOVITZ et al., 1998).

Figura 5.4: Conversor *Cúk* bidirecional.

De forma análoga ao realizado para o conversor *Cúk* bidirecional, o conversor SEPIC/ZETA bidirecional é obtido ao substituir o diodo principal da topologia SEPIC por um transistor, como mostra a figura 5.5. Ao aplicar o ciclo de trabalho no transistor S_1 e manter o transistor S_2 aberto, o conversor opera no modo SEPIC e o fluxo de potência ocorre de v_{bat} para v_{cc} . Por outro lado, aplicando o ciclo de trabalho em S_2 mantendo S_1 aberto, o conversor opera no modo ZETA e o fluxo de potência ocorre de v_{cc} para v_{bat} (Dimna Denny C; Shahin M, 2015).

Figura 5.5: Conversor SEPIC/ZETA bidirecional.

Outro grupo de conversores não isolados importantes, são os conversores com indutores acoplados. As topologias com indutores acoplados permitem obter ganhos de tensão elevados, porém, em geral, utilizam uma quantidade elevada de componentes. A figura 5.6, mostra um conversor CC-CC bidirecional com indutor acoplado (DUAN; LEE, 2012). Neste caso, há a inclusão de um circuito adicional para obter comutação suave, bem como

grampear a tensão, para mitigar os efeitos da interação da indutância de dispersão do indutor acoplado com os demais elementos do circuito.

Figura 5.6: Conversor bidirecional com indutores acoplado.

Para aplicações em que circulam elevadas quantidades de corrente através dos elementos armazenadores, existem também as topologias utilizando a técnica *Interleaved* (KUMAR; BHAJANA; DRABEK, 2016; DUSMEZ; HASANZADEH; KHALIGH, 2015). A figura 5.7 apresenta um conversor *Buck-Boost* bidirecional *Interleaved* de duas fases, cujo princípio de funcionamento é igual do conversor *Buck-Boost* bidirecional da figura 5.1, com exceção da comutação defasada em 180° entre as duas fases. Neste caso, a ondulação de corrente nos terminais conectados ao elemento armazenador é a metade em relação ao conversor *Buck-Boost* bidirecional de uma fase para a mesma frequência de chaveamento

Figura 5.7: Conversor *Buck-Boost* bidirecional *Interleaved*.

Na aplicação desenvolvida nesta proposta, não é necessário o uso de conversores de ganho elevado, uma vez que os elementos armazenadores podem ser conectados em série, além disso, a corrente drenada dos elementos armazenadores é baixa (de -5 A a 5 A), o que dispensa o uso da técnica *Interleaved*. Outro ponto importante, está relacionado ao fato de que alguns conversores não apresentam indutores nos terminais em que o elemento armazenador é conectado, cujo efeito de ondulação de corrente, mais especificamente no caso de baterias, pode ocasionar na redução da vida útil. Esses argumentos associados à necessidade de reduzir custos e a quantidade de componentes, faz com que se opte por utilizar o conversor *Buck-Boost* bidirecional da figura 5.1.

Neste contexto, este capítulo aborda a modelagem dos conversores *Boost*, *Interleaved Boost* com Multiplicador de Tensão e *Buck-Boost* bidirecional, a qual será utilizada na análise dos conversores e projeto de controladores. Não obstante, como a operação do conversor *Interleaved Boost* com Multiplicador de Tensão é crucial para a operação do sistema como um todo, devido ao fato de que a célula a combustível necessita de um conversor de alto ganho com características especiais, este conversor será analisado com mais cautela quando comparado com os outros conversores CC-CC abordados nesta tese.

5.1 Modelagem em Espaços de Estados

A modelagem em espaços de estados de conversores CC-CC permite obter as características dinâmicas e estáticas do circuito chaveado. Para obtenção dessas características, dois métodos são utilizados, o da modelagem média e em pequenos sinais. O modelo médio de conversores CC-CC é obtido utilizando soma de cada uma das matrizes $\mathbf{A}_i$, $\mathbf{B}_i$, $\mathbf{C}_i$ e $\mathbf{D}_i$ ponderadas pelo respectivo ciclo de trabalho (k_i) associado aos subcircuitos de cada intervalo de chaveamento 5.4.

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \left(\sum_{i=1}^n \mathbf{A}_i k_i \right) \mathbf{x} + \left(\sum_{i=1}^n \mathbf{B}_i k_i \right) \mathbf{u} \\ \mathbf{y} = \left(\sum_{i=1}^n \mathbf{C}_i k_i \right) \mathbf{x} + \left(\sum_{i=1}^n \mathbf{D}_i k_i \right) \mathbf{u} \end{cases} \quad (5.4)$$

Pelo modelo em espaço de estados da equação (5.4), derivam as funções de transferência de ganho de tensão ($M(s) = v_o(s)/v_f(s)$) e de corrente, como exemplificado pela equação 5.5.

$$M(s) = \mathbf{C} (s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \mathbf{B} + \mathbf{D} \quad (5.5)$$

Aplicando o teorema do valor final na equação 5.5, obtém-se a equação que define o ganho estático do conversor CC-CC em questão, conforme expresso em 5.6.

$$m = \mathbf{D} - \mathbf{C} \mathbf{A}^{-1} \mathbf{B} \quad (5.6)$$

Por outro lado, devido à não linearidade do modelo em espaços de estados 5.4, é necessário o uso da técnica de pequenos sinais para obter as funções de transferência das variáveis de tensão e corrente do circuito pelo sinal de controle, que neste caso é o ciclo de trabalho. O modelo em pequenos sinais torna possível o projeto de controladores baseados nas técnicas de controle linear, porém, o mesmo é válido para um determinado ponto de operação em torno do qual foi feita a linearização.

A técnica em pequenos sinais é implementada ao inserir uma perturbação em torno de um determinado ponto de operação fixo. As variáveis de perturbação são representadas usualmente utilizando a letra minúscula com o acento circunflexo acima da variável ($\hat{k}$),

já as variáveis do que denotam o ponto de operação, são representadas em letra maiúscula (K), como mostra a equação 5.7.

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{X}} + \hat{\mathbf{x}} = \left[\sum_{i=1}^n \mathbf{A}_i (K + \hat{k})_i \right] (\mathbf{X} + \hat{\mathbf{x}}) + \left[\sum_{i=1}^n \mathbf{B}_i (K + \hat{k})_i \right] (\mathbf{U} + \hat{\mathbf{u}}) \\ \mathbf{Y} + \hat{\mathbf{y}} = \left[\sum_{i=1}^n \mathbf{C}_i (K + \hat{k})_i \right] (\mathbf{X} + \hat{\mathbf{x}}) + \left[\sum_{i=1}^n \mathbf{D}_i (K + \hat{k})_i \right] (\mathbf{U} + \hat{\mathbf{u}}) \end{cases} \quad (5.7)$$

onde $\dot{\mathbf{X}}$ é nulo, pois a linearização é realizada em torno de um ponto fixo.

Com o intuito de não prolongar a discussão em relação da técnica de pequenos sinais aplicada à modelagem de conversores CC-CC em espaços de estados, o apêndice A apresenta de modo detalhado um modelo genérico da técnica de pequenos sinais.

5.2 Conversor Boost e Buck-Boost bidirecional

A figura 5.8 apresenta o conversor Boost considerando as resistências parasitas dos componentes passivos e semicondutores. A operação deste conversor CC-CC pode ser dividida em dois estados, quando o transistor S está fechado e quando está aberto. Quando o transistor está fechado, o diodo encontra-se bloqueado, enquanto que quando o transistor está aberto, o diodo conduz.

Figura 5.8: Conversor *Boost* com resistências parasitas.

No conversor *Buck-Boost* bidirecional, o diodo é substituído por um transistor, sendo que a estratégia de comutação consiste em acionar os transistores alternadamente de modo síncrono. Ou seja, quando um transistor está aberto o outro está fechado e vice e versa. Neste sentido, a modelagem dos conversores *Boost* e *Buck-Boost* bidirecional são realizadas da mesma forma. Porém, no caso do conversor *Buck-Boost* bidirecional, a corrente que flui pelo indutor pode ser negativa. A contribuição dos outros conversores da micrede no barramento CC, principalmente quando se analisa o conversor *Buck-Boost* bidirecional, é implementada utilizando valores negativos na fonte de corrente i_o . Como resultado, o sentido e valor médio da corrente do indutor, depende, principalmente, da magnitude da tensão da fonte armazenadora v_f , da corrente de saída i_o que é utilizada como variável de entrada no modelo do conversor CC-CC, da potência consumida pela carga R_o , bem como do ciclo de trabalho aplicado aos transistores.

Em suma, nesta seção, é apresentado o modelo dinâmico do conversor CC-CC unidirecional *Boost*, entretanto, o mesmo modelo será utilizado para o conversor *Buck-Boost* bidirecional, substituindo o diodo por um transistor e a fonte de entrada v_f , por um elemento armazenador bidirecional.

Para realizar a modelagem em espaço de estados, assume-se os que os vetores de estado, de entrada e de saída são respectivamente: $\mathbf{x} = [v_{Ci} \ i_L \ v_{Co}]^T$, $\mathbf{u} = \begin{bmatrix} v_f \\ i_o \end{bmatrix}$, $\mathbf{y} = \begin{bmatrix} i_f \\ v_o \end{bmatrix}$. Quando a chave está fechada (figura 5.9), o indutor é carregado por um período kT_s , sendo T_s é o período total de chaveamento do conversor. Durante este estado, o capacitor de saída descarrega parcela da carga armazenada.

Figura 5.9: Conversor *Boost* com o transistor fechado.

As equações de estado 5.8, descrevem o comportamento do conversor durante o estado representado pela figura 5.9. Estas equações fornecem os valores para as matrizes $\mathbf{A}_1$ e $\mathbf{B}_1$.

$$\begin{cases} \frac{dv_{Ci}}{dt} = -\frac{v_{Ci}}{C_i(r_i + r_{Ci})} - \frac{r_i i_L}{C_i(r_i + r_{Ci})} + \frac{v_f}{C_i(r_i + r_{Ci})} \\ \frac{di_L}{dt} = \frac{v_{Ci} r_i}{L(r_i + r_{Ci})} - \frac{i_L}{L} \left(r_L + r_s + \frac{r_{Ci} r_i}{r_i + r_{Ci}} \right) + \frac{v_f}{L} \left(1 - \frac{r_i}{r_i + r_{Ci}} \right) \\ \frac{dv_{Co}}{dt} = -\frac{v_{Co}}{C_o(R_o + r_{Co})} - \frac{i_o R_o}{C_o(R_o + r_{Co})} \end{cases} \quad (5.8)$$

As matrizes $\mathbf{C}_1$ e $\mathbf{D}_1$ resultam da equação 5.9.

$$\begin{cases} i_f = -\frac{v_{Ci}}{r_i + r_{Ci}} + \frac{i_L r_{Ci}}{r_i + r_{Ci}} + \frac{v_f}{r_i + r_{Ci}} \\ v_o = \frac{R_o v_{Co}}{R_o + r_{Co}} - \frac{R_o i_o r_{Co}}{R_o + r_{Co}} \end{cases} \quad (5.9)$$

De modo complementar, ao levar o transistor S para o estado aberto por um período de tempo $(1 - k)T_s$, a energia armazenada no indutor é descarregada no capacitor e na carga de saída, como mostra o circuito da figura 5.10.

Neste período, tem-se o conjunto de equações de estado 5.10, das quais pode-se calcular

Figura 5.10: Conversor *Boost* com o transistor aberto.

as matrizes $\mathbf{A}_2$ e $\mathbf{B}_2$.

$$\begin{cases} \frac{dv_{Ci}}{dt} = -\frac{v_{Ci}}{C_i(r_i + r_{Ci})} - \frac{r_i i_L}{C_i(r_i + r_{Ci})} + \frac{v_f}{C_i(r_i + r_{Ci})} \\ \frac{di_L}{dt} = \frac{v_{Ci} r_i}{L(r_i + r_{Ci})} - \frac{i_L}{L} \left(r_L + r_D + \frac{r_{Ci} r_i}{r_i + r_{Ci}} + \frac{R_o r_{Co}}{R_o + r_{Co}} \right) \dots \\ \dots - \frac{v_{Co}}{L} \left(\frac{R_o}{R_o + r_{Co}} \right) + \frac{i_o R_o r_{Co}}{L(R_o + r_{Co})} + \frac{v_f}{L} \left(1 - \frac{r_i}{r_i + r_{Ci}} \right) \\ \frac{dv_{Co}}{dt} = \frac{i_L R_o}{C_o(R_o + r_{Co})} - \frac{v_{Co}}{C_o(R_o + r_{Co})} - \frac{i_o R_o}{C_o(R_o + r_{Co})} \end{cases} \quad (5.10)$$

Por fim, pela análise do circuito têm-se o conjunto de equações 5.11, que expressam a corrente de entrada (i_f) e a tensão de saída (v_o). Por essas equações obtém-se as matrizes $\mathbf{C}_2$ e $\mathbf{D}_2$.

$$\begin{cases} i_f = -\frac{v_{Ci}}{r_i + r_{Ci}} + \frac{i_L r_{Ci}}{r_i + r_{Ci}} + \frac{v_f}{r_i + r_{Ci}} \\ v_o = \frac{r_{Co} R_o i_L}{R_o + r_{Co}} + \frac{v_{Co} R_o}{R_o + r_{Co}} - \frac{R_o r_{Co} i_o}{R_o + r_{Co}} \end{cases} \quad (5.11)$$

5.3 Conversor Interleaved Boost com Multiplicador de Tensão

A figura 5.11 apresenta o conversor *Interleaved Boost* com Multiplicador de Tensão. Embora este conversor já tenha sido analisado em Fuzato (2015), durante o doutorado, foram incluídas as resistências parasitas dos capacitores de entrada e saída, bem como da conexão de entrada (conexão da fonte à entrada do conversor). A análise realizada com a inclusão dessas novas variáveis resultaram em (Fuzato et al., 2016).

O vetor de estados é composto pelas correntes nos indutores e tensões nos capacitores $\mathbf{x} = [v_{Ci} \ i_{L1} \ i_{L2} \ v_{C1} \ v_{C2} \ v_{Co}]^T$, enquanto no vetor de saída utiliza-se a tensão de entrada e corrente de saída $\mathbf{u} = \begin{bmatrix} v_f \\ i_o \end{bmatrix}$ e no vetor de entrada a corrente de entrada e tensão de saída $\mathbf{y} = \begin{bmatrix} i_f \\ v_o \end{bmatrix}$.

Como mencionado em Fuzato (2015), para ciclos de trabalho acima de 0,5, a operação de um período completo do conversor *Interleaved Boost* com Multiplicador de Tensão pode ser dividida em 4 subcircuitos. A figura 5.12 mostra o circuito do primeiro intervalo de chaveamento, situação na qual os dois transistores estão fechados e os indutores estão sendo carregados.

Figura 5.11: Conversor *Interleaved Boost* com Multiplicador de Tensão.

Ao aplicar as leis de análise de circuitos elétricos Kirchhoff no circuito da figura 5.12, têm-se o conjunto de equações 5.12, das quais obtém-se as matrizes $\mathbf{A}_1$ e $\mathbf{B}_1$.

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dv_{Ci}}{dt} = - \frac{v_{Ci} - v_f + i_{L1}r_i + i_{L2}r_i}{C_i(r_{Ci} + r_i)} \\ \frac{di_{L1}}{dt} = \frac{r_{Ci}v_f}{L_1(r_{Ci} + r_i)} + \frac{r_i v_{Ci}}{L_1(r_{Ci} + r_i)} \dots \\ \dots - \frac{i_{L1}(r_{Ci}r_{L1} + r_{Ci}r_{S1} + r_{Ci}r_i + r_{L1}r_i + r_{S1}r_i)}{L_1(r_{Ci} + r_i)} - \frac{i_{L2}r_{Ci}r_i}{L_1(r_{Ci} + r_i)} \\ \frac{di_{L2}}{dt} = \frac{r_{Ci}v_f}{L_2(r_{Ci} + r_i)} + \frac{r_i v_{Ci}}{L_2(r_{Ci} + r_i)} \dots \\ \dots - \frac{i_{L2}(r_{L2}r_{Ci} + r_{L2}r_f + r_{Ci}r_{S2} + r_{Ci}r_f + r_{S2}r_f)}{L_2(r_{Ci} + r_i)} \\ \frac{v_{C1}}{dt} = 0 \\ \frac{dv_{C2}}{dt} = 0 \\ \frac{dv_{Co}}{dt} = - \frac{v_{Co}}{C_o(R_o + r_{Co})} - \frac{R_o i_o}{C_o(R_o + r_{Co})} \end{array} \right. \quad (5.12)$$

Já as matrizes $\mathbf{C}_1$ e $\mathbf{D}_1$ são encontradas ao equacionar a corrente de entrada e tensão de saída 5.13.

$$\left\{ \begin{array}{l} i_f = \frac{v_f - v_{Ci} + r_{Ci}(i_{L1} + i_{L2})}{r_{Ci} + r_i} \\ v_o = \frac{R_o v_{Co}}{R_o + r_{Co}} - \frac{R_o i_o r_{Co}}{R_o + r_{Co}} \end{array} \right. \quad (5.13)$$

Figura 5.12: Conversor *Interleaved Boost* com Multiplicador de Tensão com S_1 e S_2 fechados.

No estado subsequente, o transistor S_1 encontra-se aberto, o que resulta no circuito representado na figura 5.13. Neste momento o indutor L_2 é carregado, enquanto o indutor L_1 descarrega-se.

Figura 5.13: Conversor *Interleaved Boost* com Multiplicador de Tensão com S_1 aberto e S_2 fechado.

As matrizes $\mathbf{A}_2$ e $\mathbf{B}_2$ são obtidas pelas equações 5.14 e 5.15, as quais derivam da análise circuital da figura 5.13.

$$\begin{cases} \frac{dv_{Ci}}{dt} = -\frac{i_{L1} + i_{L2} - i_f}{C_i} \\ \frac{di_{L1}}{dt} = -\frac{v_{C2} - v_f + r_{S2}(i_{L2} + i_{C2}) + i_{L1}r_{L1} + i_{C2}r_{C2} + i_{C2}r_{D4} + i_f r_i}{L_1} \\ \frac{di_{L2}}{dt} = -\frac{r_{S2}(i_{L2} + i_{C2}) - v_f + i_{L2}r_{L2} + i_f r_i}{L_2} \\ \frac{dv_{C1}}{dt} = \frac{i_{C1}}{C_1} \\ \frac{dv_{C2}}{dt} = \frac{i_{C2}}{C_2} \\ \frac{dv_{Co}}{dt} = -\frac{i_o}{C_o} - \frac{i_{C1}}{C_o} - \frac{v_o}{C_o R_o} \end{cases} \quad (5.14)$$

$$\begin{cases} i_{C1} = -\frac{v_{C1} + v_{C2} - v_o + r_{S2}(i_{L1} + i_{L2}) + i_{L2}r_{C2}}{r_{C1} + r_{C2} + r_{S2}} \\ i_{C2} = -\frac{v_{C1} + v_{C2} - v_o - i_{L1}r_{C1} + i_{L2}r_{S2}}{r_{C1} + r_{C2} + r_{S2}} \end{cases} \quad (5.15)$$

Já as matrizes $\mathbf{C}_2$ e $\mathbf{D}_2$, são obtidas pelo conjunto de equações 5.16, onde $R_{out} = (R_o // r_{Co})$, $r_{dcs2} = r_{C1} + r_{C2} + r_{D2} + r_{D4} + r_{S2} r_a = R_{out} / (R_{out} + r_{dcs2})$.

$$\begin{cases} i_f = \frac{v_f - v_{Ci} + r_{Ci}(i_{L1} + i_{L2})}{r_{Ci} + r_i} \\ v_o = \frac{v_{Co}(R_{out} // r_{dcs2})}{r_{Co} + (R_{out} // r_{dcs2})} - i_o(R_o // r_{Co} // r_{dcs2}) \dots \\ \dots + r_a v_{C1} + r_a v_{C2} + r_a r_{S2} i_{L2} + r_a (r_{C2} + r_{D4} + r_{S2}) i_{L1} \end{cases} \quad (5.16)$$

No terceiro estado, ambos transistores permanecem fechados, o que resulta em um circuito idêntico ao circuito do primeiro estado, portanto, as matrizes do terceiro estado correspondem ao conjunto de equações 5.17.

$$\begin{cases} \mathbf{A}_3 = \mathbf{A}_1 \\ \mathbf{B}_3 = \mathbf{B}_1 \\ \mathbf{C}_3 = \mathbf{C}_1 \\ \mathbf{D}_3 = \mathbf{D}_1 \end{cases} \quad (5.17)$$

Por fim, no último estado, o circuito da figura 5.14 é obtido, situação na qual o transistor S_1 está fechado e o transistor S_2 está aberto. Por inspeção, verifica-se que os componentes deste circuito em análise, encontram-se dispostos de modo similar ao circuito da figura 5.13. Portanto, as matrizes $\mathbf{A}_4$, $\mathbf{B}_4$, $\mathbf{C}_4$ e $\mathbf{D}_4$ podem ser obtidas apenas trocando os índices 1 por 2 e 2 por 1 das variáveis das equações 5.14, 5.15 e 5.16.

Figura 5.14: Conversor *Interleaved Boost* com Multiplicador de Tensão com S_1 fechado e S_2 aberto.

Como mostrado em Fuzato et al. (2016), a matriz de estados média é obtida pela soma ponderada pelo período associado a cada estado do circuito, como mostra a equação 5.18.

$$\begin{aligned} \mathbf{A} &= \sum_{i=1}^4 \mathbf{A}_i k_i = \mathbf{A}_1 \left(k - \frac{1}{2}\right) + \mathbf{A}_2 (1 - k) + \mathbf{A}_3 \left(k - \frac{1}{2}\right) + \mathbf{A}_4 (1 - k) \\ &= (-\mathbf{A}_1 + \mathbf{A}_2 + \mathbf{A}_4) + k (2\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2 - \mathbf{A}_4) \end{aligned} \quad (5.18)$$

O mesmo método é aplicado nas demais matrizes que compõem o modelo médio em espaços de estados do conversor em questão 5.19.

$$\begin{cases} \mathbf{B} = \sum_{i=1}^4 \mathbf{B}_i k_i = (-\mathbf{B}_1 + \mathbf{B}_2 + \mathbf{B}_4) + k(2\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2 - \mathbf{B}_4) \\ \mathbf{C} = \sum_{i=1}^4 \mathbf{C}_i k_i = (-\mathbf{C}_1 + \mathbf{C}_2 + \mathbf{C}_4) + k(2\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2 - \mathbf{C}_4) \\ \mathbf{D} = \sum_{i=1}^4 \mathbf{D}_i k_i = (-\mathbf{D}_1 + \mathbf{D}_2 + \mathbf{D}_4) + k(2\mathbf{D}_1 - \mathbf{D}_2 - \mathbf{D}_4) \end{cases} \quad (5.19)$$

Para obter o ganho estático de tensão, aplica-se a equação matricial 5.6. Porém, a inversão de uma matriz 6x6 com uma grande quantidade de elementos simbólicos, possui um elevado custo computacional. Neste sentido, uma alternativa é reduzir a ordem da matriz de estados para aplicar a equação 5.6. Como apresentado em (GU; PETKOV; KONSTANTINOV, 2013), o passo inicial na redução de ordem do modelo em espaços de estados consiste em subdividir as matrizes $\mathbf{A}$, $\mathbf{B}$ e $\mathbf{C}$ como mostrado em 5.20, 5.21 e 5.22.

$$\mathbf{A}_{6 \times 6} = \begin{pmatrix} \mathbf{A}_{11_{n \times n}} & \mathbf{A}_{12_{n \times m}} \\ \mathbf{A}_{21_{m \times n}} & \mathbf{A}_{22_{m \times m}} \end{pmatrix} \quad (5.20)$$

$$\mathbf{B}_{6 \times 2} = \begin{pmatrix} \mathbf{B}_{1_{n \times 2}} \\ \mathbf{B}_{2_{m \times 2}} \end{pmatrix} \quad (5.21)$$

$$\mathbf{C}_{2 \times 6} = \begin{pmatrix} \mathbf{C}_{1_{6 \times n}} & \mathbf{C}_{2_{6 \times m}} \end{pmatrix} \quad (5.22)$$

Basta aplicar as equações de 5.23 a 5.26, para obtenção das matrizes $\mathbf{A}_r$, $\mathbf{B}_r$, $\mathbf{C}_r$ e $\mathbf{D}_r$ que representam o modelo em espaços de estados de ordem reduzida.

$$\mathbf{A}_r = \mathbf{A}_{11} - \mathbf{A}_{12} \mathbf{A}_{22}^{-1} \mathbf{A}_{21} \quad (5.23)$$

$$\mathbf{B}_r = \mathbf{B}_1 - \mathbf{A}_{12} \mathbf{A}_{22}^{-1} \mathbf{B}_2 \quad (5.24)$$

$$\mathbf{C}_r = \mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2 \mathbf{A}_{22}^{-1} \mathbf{A}_{21} \quad (5.25)$$

$$\mathbf{D}_r = \mathbf{D} - \mathbf{C}_2 \mathbf{A}_{22}^{-1} \mathbf{B}_2 \quad (5.26)$$

Como demonstrado em Gu, Petkov e Konstantinov (2013), o ganho em regime permanente permanece inalterado após a redução de ordem, o que permite aplicar a equação 5.27.

$$m = \mathbf{D}_r - \mathbf{C}_r \mathbf{A}_r^{-1} \mathbf{B}_r \quad (5.27)$$

Utilizando a equação 5.27 e realizando a seguinte aproximação $r_S = r_{S1} = r_{S2}$, $r_L = r_{L1} = r_{L2}$, $r_C = r_{C1} = r_{C2}$ e $r_D = r_{D1} = r_{D2} = r_{D3} = r_{D4}$, obtém-se o ganho estático de tensão do conversor *Interleaved Boost* com Multiplicador de Tensão 5.28.

É importante observar que, embora a resistência parasita do capacitor de entrada r_{ci} possa estar relacionada com a resposta dinâmica do conversor, o ganho estático de tensão não se altera com o valor desta variável. Assim, embora o uso de capacitores de entrada com baixas resistências série sejam importantes para diminuição de *Electromagnetic Interference* (EMI), em relação ao ganho de tensão estático, o uso de um capacitor de alumínio ou cerâmico apresentarão a mesma performance.

$$m = \frac{4R_o (R_o + r_{Co}) (1 - k)}{\left(2R_o^2 k^2 - (4R_o^2 + R_o r_{Co}) k + 2R_o^2 + R_o r_{Co} \dots \right.} \quad (5.28)$$

$$\left. \dots + (R_o + r_{Co}) [(2r_C + 2r_D + r_S) (1 - k) + 8r_i + 4r_L + 4r_S] \right)$$

Maximizando a equação 5.28 em relação ao ciclo de trabalho, obtém-se o ciclo de trabalho máximo da equação 5.29. Em relação ao ciclo de trabalho vinculado ao ganho máximo do conversor analisado, pode-se notar que o mesmo depende apenas das resistências parasitas de entrada, do indutor e do transistor, de forma que as resistências parasitas do circuito multiplicador de tensão não interferem no valor do mesmo.

$$k_{max} = \frac{R_o - \sqrt{2 (R_o + r_{Co}) (2r_i + r_L + r_S)}}{R_o} \quad (5.29)$$

Substituindo 5.29 em 5.28, obtêm-se a equação 5.30 que representa o valor máximo do ganho de tensão estático para uma determinada condição de carga e resistências parasitas.

$$m_{max} = \frac{4R_o (R_o + r_{Co}) \sqrt{2 (R_o + r_{Co}) (2r_i + r_L + r_S)}}{2 (R_o + r_{Co}) (2r_i + r_L + r_S) \left[4R_o + \frac{[(2r_C + 2r_D + r_S)(r_{Co} + R_o) + R_o r_{Co}]}{\sqrt{2(R_o + r_{Co})(2r_i + r_L + r_S)}} \right]} \quad (5.30)$$

Uma outra forma de avaliar a capacidade máxima de potência que o conversor consegue processar, consiste em isolar a variável de resistência de carga da equação 5.30. Para simplificar, o resultado da equação 5.31 adota que $R_o \gg r_{Co}$ e $(2r_C + 2r_D + r_S) \gg r_{Co}$, o que permite desprezar a variável r_{Co} .

$$R_{omin} = \frac{m}{4} \left\{ \frac{2r_C + 2r_D + r_S + 4m (2r_i + r_L + r_S) \dots}{\dots + \frac{4m}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{(2r_i + r_L + r_S) [2r_C + 2r_D + r_S + 2m (2r_i + r_L + r_S)]}{m}}} \right\} \quad (5.31)$$

Neste caso, a potência máxima processada pelo conversor é expressa pela equação 5.32, na qual é a tensão do barramento CC.

$$P_{omax} = \frac{4v_{CC}^2}{\left(m (2r_C + 2r_D + r_S) + 4m^2 (2r_i + r_L + r_S) \dots \right.} \quad (5.32)$$

$$\left. \dots + 4m^2 \sqrt{\frac{(2r_i + r_L + r_S) [2r_C + 2r_D + r_S + 2m (2r_i + r_L + r_S)]}{2m}} \right)$$

De forma similar, as resistências parasitas máximas dos transistores 5.33, indutores 5.34, diodos 5.35, das conexões de entrada 5.36 e do capacitor de saída 5.37, de forma que

o ganho de tensão seja satisfeito, segue descrita nas seguintes equações.

$$r_{Smax} = -\frac{16R_o^2 + R_or_{Co}}{R_o + r_{Co}} - \left[(2r_C + 2r_D) - \frac{4R_o}{m} \right] \dots \quad (5.33)$$

$$\dots - \frac{4R_o\sqrt{2}}{R_o + r_{Co}} \sqrt{(R_o + r_{Co}) \left[\frac{4R_o}{m} + (2r_i - 2r_C - 2r_D + r_L) \right] + R_o(8R_o - r_{Co})}$$

$$r_{Lmax} = \frac{R_o + r_{Co}}{2} \left(\frac{1}{m} - \frac{2r_C + 2r_D + r_S}{4R_o} \right)^2 \dots \quad (5.34)$$

$$\dots - \frac{r_{Co}}{4} \left[\frac{1}{m} - \frac{r_{Co}}{8(R_o + r_{Co})} - \frac{2r_C + 2r_D + r_S}{4R_o} \right] - r_S - 2r_i$$

$$r_{Dmax} = \frac{4R_o - m(2r_C + r_S)}{2m} - \frac{R_o \left(r_{Co} + 4\sqrt{2(R_o + r_{Co})(2r_i + r_L + r_S)} \right)}{2(R_o + r_{Co})} \quad (5.35)$$

$$r_{imax} = \frac{R_o + r_{Co}}{4} \left(\frac{1}{m} - \frac{2r_C + 2r_D + r_S}{4R_o} \right)^2 \dots \quad (5.36)$$

$$\dots - \frac{r_{Co}}{8} \left[\frac{1}{m} - \frac{r_{Co}}{8(R_o + r_{Co})} - \frac{2r_C + 2r_D + r_S}{4R_o} \right] - \frac{r_S}{2} - \frac{r_L}{2}$$

$$r_{Co,max} = -\frac{R_o^2 \left(16R_o + m^2 \left[-\frac{4R_o}{m} + \frac{c^2}{R_o} \left(1 + \frac{R_o(m-8)}{mc} \right) \dots \right] \right)}{[m(c + R_o) - 4R_o]^2} \quad (5.37)$$

onde $a = R_o + r_{Co}$, $b = 2r_i + r_L + r_S$ e $c = 2r_C + 2r_D + r_S$.

Outro aspecto importante, diz respeito à eficiência do conversor CC-CC em questão, a qual é expressa pela equação 5.38.

$$\eta = \frac{v_o^2/R_o}{v_{fi}i_f} = \frac{2R_o(R_o + r_{Co})(k-1)^2}{\left([(2r_C + 2r_D + r_S)(1-k) + 8r_i + 4r_L + 4r_S](R_o + r_{Co}) \dots \right)} \quad (5.38)$$

$$\dots + 2R_o^2k^2 + 2R_o^2(1-2k) + R_or_{Co}(1-k)$$

5.3.1 Análise e Resultados

Para que se possa aplicar as equações mostradas anteriormente, é necessário que se conheça os valores associados às resistências parasitas e de carga do conversor. Neste sentido, a tabela 5.1 apresenta os valores dos componentes associados ao protótipo do conversor *Interleaved Boost* com Multiplicador de Tensão da figura 5.15.

Utilizando a equação 5.32 com os valores contidos na tabela 5.1, têm-se um limite de potência de 6 kW. Nesta condição de operação, a corrente de entrada à 24 V seria cerca de

Tabela 5.1: Parâmetros do conversor *Interleaved Boost* com Multiplicador de Tensão.

Parâmetros	Valor
$L_1 = L_2$	140 μ H
$r_{L1} = r_{L2}$	9 m Ω
$C_1 = C_2$	1 μ F
$r_{C1} = r_{C2}$	29 m Ω
C_o	470 μ F
r_{C_o}	33 m Ω
r_S	24 m Ω
$r_{D1} = r_{D2} = r_{D3} = r_{D4}$	53 m Ω
r_i	5 m Ω
v_o	250 V
v_f	24 V
R_o	80 Ω

Figura 5.15: Protótipo do conversor *Interleaved Boost* com Multiplicador de Tensão.

mais de 250 A no limite de máxima potência do conversor. Assim, para evitar altos níveis de corrente, bem como possíveis danos ao protótipo, optou-se por utilizar os parâmetros listados na tabela 5.2.

Para adaptação do protótipo aos parâmetros listados na tabela 5.1 para os parâmetros da tabela 5.2, tiveram que ser alterados os dois indutores que compõem o circuito. A figura 5.16, mostra os dois tipos de indutores utilizados no protótipo. Para os resultados de simulação e experimentais apresentados neste capítulo, será considerado apenas o indutor

apresentado na figura 5.16b.

Tabela 5.2: Parâmetros do conversor *Interleaved Boost* com Multiplicador de Tensão para validação das equações de ganho e eficiência.

Parâmetros	Valor
$L_1 = L_2$	5 mH
$r_{L1} = r_{L2}$	113 m Ω
v_f	8,7 V
R_o	137,9 Ω

(a)

(b)

Figura 5.16: Indutores utilizados. (a) Indutor de 140 μ H (9 m Ω); (b) Indutor de 5 mH (113 m Ω).

Os experimentos foram realizados controlando a corrente de entrada do conversor, o sinal de referência da malha de corrente consiste em uma rampa de corrente com baixa inclinação, que parte de 0 A e alcança corrente nominal do conversor considerando os parâmetros da tabela 5.2.

Como pode ser visualizado na figura 5.17, a corrente de entrada ($i_f = i_{L1} + i_{L2}$) sofre um incremento de 0 a 40 A durante um tempo total de 15 s. Neste mesmo período, a tensão de entrada é reduzida do valor nominal de 12 V para 8,7 V (27,5% de queda), enquanto a tensão (v_o) e corrente de saída (corrente fluindo através da carga R_o) aumentam com um comportamento de não linear de 0 a 250 V e de 0 a 1,7 A respectivamente.

Com a finalidade de comparar e validar os resultados obtidos, as simulações foram sobrepostas na mesma figura em que se encontram os resultados experimentais. Assim, as linhas contínuas na figura 5.18 representam os resultados experimentais, enquanto que as simulações estão mostradas pelas linhas tracejadas.

Figura 5.17: Incremento de corrente. (a) Escala vertical: potência de entrada (100 W/div.), v_o (50 V/div.), i_L (10 A/div.), i_{L1} (10 A/div.), i_{L2} (10 A/div.), v_f (5 V/div.). Escala horizontal: tempo (5 s/div.); (b) Escala vertical: potência de entrada (100 W/div.), v_o (50 V/div.), corrente em R_o (500 mA/div.), i_{L1} (10 A/div.), v_f (5 V/div.). Escala horizontal: tempo (5 s/div.).

Ainda na figura 5.18, a corrente de entrada é incrementada de 0 a 40 A (limite físico do protótipo), enquanto que somente pela simulação, os valores de corrente de entrada vão além de 40 A.

O aumento da corrente de entrada além de 60 A (corrente no ganho máximo), produz uma diminuição na tensão de saída, causada pelas perdas no conversor. Pelos resultados de simulação, a tensão máxima nos terminais de saída do conversor é de 175,9 V, utilizando a equação 5.30, a tensão máxima de saída calculada é de 186 V, ou seja, um erro de 1,06%.

Na figura 5.18c, o ciclo de trabalho vinculado ao ganho máximo de tensão é de 0,96, enquanto que utilizando a equação 5.29 têm-se o valor de 0,95, um erro menor que 0,6%. Outro ponto importante é resposta de potência de entrada e de saída, mostrada na figura 5.18d, no ponto de máximo ganho a potência de entrada atinge o valor de 224,29 W, isto é, 12% menor que a potência calculada por 5.32, que é de 254 W. Já a resistência mínima de carga calculada por 5.31 é de 136 Ω , que corresponde a cerca de 1,4% de desvio em relação ao valor de 137,9 Ω utilizado nos testes de simulação e experimentais.

Por fim, a figura 5.19 mostra as curvas de eficiência por potência de saída calculada pela equação 5.38 e pelos dados obtidos por resultados experimentais ao variar a potência de saída. Os resultados, teórico e experimental, apresentam valores próximos entre si para uma extensa faixa de valores, divergindo mais entre si para os valores iniciais e finais. Deve-se, entretanto, somar o fato de que o modelo abordado neste capítulo não considera perdas de comutação e outras não linearidades inerentes a um circuito eletrônico.

Figura 5.18: Resultados experimentais e de simulação. (a) Tensão de saída e corrente de entrada; (b) Tensão de saída e tensão de entrada; (c) Tensão de saída e ciclo de trabalho; (d) Tensão de saída e potências de saída e de entrada.

Figura 5.19: Curvas teórica e experimental da eficiência do conversor *Interleaved Boost* com Multiplicador de Tensão.

5.4 Considerações Finais

Este capítulo abordou o modelo dos conversores CC-CC utilizados neste trabalho, sendo eles, os conversores *Boost*, *Buck-Boost* bidirecional e *Interleaved Boost* com Multiplicador de Tensão.

As aplicações que utilizam células a combustível como fonte primária, necessitam de um ganho de tensão elevado, por isso, realizou-se uma análise detalhada em relação ao ganho máximo de tensão, bem como da potência máxima, e das resistências parasitas para o conversor *Interleaved Boost* com Multiplicador de Tensão. Cabe ressaltar que a análise do ganho de tensão deste conversor é uma continuidade da análise realizada durante o mestrado de Guilherme Henrique Favaro Fuzato

Conversor CC-CA

Os capítulos anteriores abordaram a célula a combustível e os conversores CC-CC. Neste capítulo, será abordada a estrutura eletrônica responsável pela interface com a rede de distribuição em corrente alternada.

Um sistema de geração distribuída pode operar basicamente em dois modos distintos: ilhado ou conectado. No modo ilhado, o conversor CC-CA alimenta uma carga local de forma isolada à rede de distribuição, assim, o sistema como um todo, incluindo os algoritmos de controle, devem ser projetados de forma que as tensões nos terminais de saída do conversor tenham os mesmos níveis apresentados pela rede de distribuição em termos de amplitude e frequência.

Por outro lado, no modo conectado, os terminais de saída do conversor CC-CA encontram-se diretamente acoplados, tanto à carga local quanto à rede de distribuição. Diferentemente do modo ilhado, neste caso, a amplitude e frequência das tensões são impostas pela rede, assim, o conversor CC-CA atua injetando corrente ou potência na rede de distribuição.

A operação no modo ilhado e conectado requerem diferentes métodos e algoritmos de controle. Em ambos modos de operação, podem ser utilizadas as transformadas dq e $\alpha\beta$. Tais transformadas possibilitam descrever um sistema trifásico em um sistema equivalente com duas componentes, o que torna possível utilizar uma quantidade menor de controladores, além de exibir melhor performance utilizando controladores proporcionais integrais no caso da transformada dq (BUSO; MATTAVELLI, 2006). Assim, de forma similar ao apresentado em Aguiar et al. (2016), Aguiar et al. (2015), nesta tese, no modo ilhado utiliza-se a transformada $\alpha\beta$, enquanto no modo conectado é utilizada a transformada dq .

Este capítulo está organizado da seguinte forma, primeiramente, é apresentada a interface CA utilizada, incluindo os valores dos componentes do filtro LC conectado na saída do inversor, bem como os valores de componentes e da tensão da rede de distribuição. Nos itens seguintes, são desenvolvidos os modelos matemáticos e controladores para os modos de operação conectado e ilhado. Por fim, é discutido o funcionamento do algoritmo PLL.

6.1 Interface CA Utilizada

A figura 6.1 apresenta a configuração da interface CA utilizada, a qual é composta por um conversor CC-CA trifásico contendo seis *Insulated-Gate Bipolar Transistors* (IGBTs), um banco de capacitores que compõem o barramento CC, além do filtro LC que é composto pelo indutor L_{gd} com sua resistência parasita $r_{L_{gd}}$ e o capacitor C_{gd} com a resistência do filtro conectada em série $r_{C_{gd}}$.

Neste capítulo, o conjunto de fontes primárias, elementos armazenadores e conversores CC-CC serão tratados como uma fonte em corrente contínua constante. Ainda na figura 6.1, conectados aos terminais do inversor no Ponto de Acoplamento Comum (PAC), é inserida uma carga local R_l e a rede por intermédio de um dispositivo seccionador. Sendo esta, representada por uma fonte de tensão v_r em série com uma indutância L_r de resistência parasita r_{L_r} .

Figura 6.1: Sistema de interface com a rede de distribuição.

Os valores numéricos adotados para os componentes passivos do conversor CC-CA estão apresentados na tabela 6.1.

Tabela 6.1: Parâmetros do conversor CC-CA.

Parâmetros	Valor
L_{gd}	2 mH
$r_{L_{gd}}$	67,05 mΩ
C_{gd}	10 μF
$r_{C_{gd}}$	10 Ω

Em relação a rede de distribuição, têm-se os parâmetros de indutância, resistência e tensão *rms* descritos na tabela 6.2.

Os dados apresentados nas tabela 6.1 e tabela 6.2, juntamente com a análise circuital do circuito da interface com a rede CA, torna possível projetar dos controladores para cada um dos modos de operação. Neste sentido, a ponte trifásica de IGBTs é aproximada por uma fonte de tensão, como mostrado na figura 6.2.

Tabela 6.2: Parâmetros da rede.

Parâmetros	Valor
L_r	5 mH
r_{L_r}	113,25 m Ω
v_r	63,6 V (<i>rms</i>)

Figura 6.2: Sistema de interface com a rede de distribuição representado de forma simplificada.

A amplitude e frequência da tensão da Geração Distribuída (GD) v_{gd} é ajustada pelo ciclo de trabalho aplicado aos IGBTs que compõem a ponte trifásica. Assim, conforme descrito em Buso e Mattavelli (2006), a relação entre a tensão terminal do inversor e o ciclo de trabalho é encontrada equacionando a tensão média do inversor 6.1.

$$\bar{v}_{gd}(t) = \frac{1}{T_S} \int_t^{t+T_S} v_{gd}(\tau) d\tau = V_{cc}(d(t) - 1) \quad (6.1)$$

Aplicando pequenos sinais, encontra-se o efeito de uma perturbação no ciclo de trabalho em relação à tensão do inversor 6.2. Neste equacionamento, considera-se que a tensão do barramento CC é constante em V_{cc} .

$$\frac{\partial \bar{v}_{gd}}{\partial d} = V_{cc} \quad (6.2)$$

6.2 Modelo da Interface CA no Modo Conectado

Neste modo de operação, o seccionador situado entre o PAC e a rede encontra-se fechado, o que resulta no circuito unifilar apresentado na figura 6.3. Como a tensão é fixada pela rede, a estratégia de controle abordada nesta seção limita-se a controlar a corrente que flui pelos indutores conectados nos terminais do inversor ($i_{L_{gd}}$).

As funções de transferência, a partir das quais serão realizados os projetos dos controladores, derivam do modelo em espaços de estados ao aplicar a análise circuital no circuito unifilar da figura 6.3.

Figura 6.3: Circuito unifilar no modo conectado.

Assim, considerando as correntes nos indutores e as tensões nos capacitores como sendo variáveis de estado $\mathbf{x} = [i_{L_{gd}} \ v_{C_{gd}} \ i_{L_r}]^T$, têm-se as equações trifásicas 6.3, 6.4 e 6.5 que representam a dinâmica do circuito em relação a cada uma das variáveis de estado, as quais são obtidas considerando a seguinte relação entre a tensão de fase, de neutro e de terra do circuito $[v_{NG} = \frac{1}{3}(v_a + v_b + v_c)]$.

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L_{gd_a}} \\ i_{L_{gd_b}} \\ i_{L_{gd_c}} \end{bmatrix} &= -\frac{1}{L_{gd}} \left(r_{L_{gd}} + \frac{R_l r_{C_{gd}}}{R_l + r_{C_{gd}}} \right) \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_{gd_a}} \\ i_{L_{gd_b}} \\ i_{L_{gd_c}} \end{bmatrix} \dots \\ &\dots - \frac{R_l}{L_{gd}(R_l + r_{C_{gd}})} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{C_{gd_a}} \\ v_{C_{gd_b}} \\ v_{C_{gd_c}} \end{bmatrix} + \frac{R_l r_{C_{gd}}}{L_{gd}(R_l + r_{C_{gd}})} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_{r_a}} \\ i_{L_{r_b}} \\ i_{L_{r_c}} \end{bmatrix} \dots \\ &\dots + \frac{1}{3L_{gd}} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{gd_a} \\ v_{gd_b} \\ v_{gd_c} \end{bmatrix} \quad (6.3) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_{C_{gd_a}} \\ v_{C_{gd_b}} \\ v_{C_{gd_c}} \end{bmatrix} &= \frac{R_l}{C_{gd}(R_l + r_{C_{gd}})} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_{gd_a}} \\ i_{L_{gd_b}} \\ i_{L_{gd_c}} \end{bmatrix} \dots \\ &\dots - \frac{1}{C_{gd}(R_l + r_{C_{gd}})} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{C_{gd_a}} \\ v_{C_{gd_b}} \\ v_{C_{gd_c}} \end{bmatrix} - \frac{R_l}{C_{gd}(R_l + r_{C_{gd}})} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_{r_a}} \\ i_{L_{r_b}} \\ i_{L_{r_c}} \end{bmatrix} \quad (6.4) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L_{r_a}} \\ i_{L_{r_b}} \\ i_{L_{r_c}} \end{bmatrix} &= \frac{R_l r_{C_{gd}}}{L_r(R_l + r_{C_{gd}})} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_{gd_a}} \\ i_{L_{gd_b}} \\ i_{L_{gd_c}} \end{bmatrix} + \frac{R_l}{L_r(R_l + r_{C_{gd}})} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{C_{gd_a}} \\ v_{C_{gd_b}} \\ v_{C_{gd_c}} \end{bmatrix} \dots \\ &\dots - \frac{1}{L_r} \left(\frac{R_l r_{C_{gd}}}{R_l + r_{C_{gd}}} + r_r \right) \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_{r_a}} \\ i_{L_{r_b}} \\ i_{L_{r_c}} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_r} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{r_a} \\ v_{r_b} \\ v_{r_c} \end{bmatrix} \quad (6.5) \end{aligned}$$

Para o controle conectado, utiliza-se a transformada dq , a qual possibilita transformar um sistema trifásico em um sistema bifásico em corrente contínua. As equações 6.6 e 6.7 apresentam as transformadas dq direta ($\mathbf{T}_{dq}$) e inversa ($\mathbf{T}_{dq}^T$) respectivamente, as quais são variantes no tempo, mas invariantes em potência.

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{dq} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} -\cos(\theta) & -\cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin(\theta) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (6.6)$$

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{dq}^T \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ 0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} -\cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{dq}^T \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (6.7)$$

Aplicando a transformada dq nas equações 6.3, 6.4 e 6.5, têm-se as equações 6.8, 6.9 e 6.10.

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} (\mathbf{T}_{dq} \mathbf{i}_{L_{gd}}) &= -\frac{1}{L_{gd}} \left(r_{L_{gd}} + \frac{R_l r_{C_{gd}}}{R_l + r_{C_{gd}}} \right) \mathbf{T}_{dq} \mathbf{I}_3 \mathbf{T}_{dq}^T \mathbf{i}_{L_{gd_dq}} \dots \\ &\dots - \frac{R_l}{L_{gd} (R_l + r_{C_{gd}})} \mathbf{T}_{dq} \mathbf{I}_3 \mathbf{T}_{dq}^T \mathbf{v}_{C_{gd_dq}} + \frac{R_l r_{C_{gd}}}{L_{gd} (R_l + r_{C_{gd}})} \mathbf{T}_{dq} \mathbf{I}_3 \mathbf{T}_{dq}^T \mathbf{i}_{L_{r_dq}} \dots \\ &\dots + \frac{1}{3L_{gd}} \mathbf{T}_{dq} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \mathbf{T}_{dq}^T \mathbf{v}_{gd_dq} \end{aligned} \quad (6.8)$$

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} (\mathbf{T}_{dq} \mathbf{v}_{C_{gd}}) &= \frac{R_l}{C_{gd} (R_l + r_{C_{gd}})} \mathbf{T}_{dq} \mathbf{I}_3 \mathbf{T}_{dq}^T \mathbf{i}_{L_{gd_dq}} - \dots \\ &\dots - \frac{1}{C_{gd} (R_l + r_{C_{gd}})} \mathbf{T}_{dq} \mathbf{I}_3 \mathbf{T}_{dq}^T \mathbf{v}_{C_{gd_dq}} - \frac{R_l}{C_{gd} (R_l + r_{C_{gd}})} \mathbf{T}_{dq} \mathbf{I}_3 \mathbf{T}_{dq}^T \mathbf{i}_{L_{r_dq}} \end{aligned} \quad (6.9)$$

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} (\mathbf{T}_{dq} \mathbf{i}_{L_r}) &= \frac{R_l r_{C_{gd}}}{L_r (R_l + r_{C_{gd}})} \mathbf{T}_{dq} \mathbf{I}_3 \mathbf{T}_{dq}^T \mathbf{i}_{L_{gd_dq}} + \frac{R_l}{L_r (R_l + r_{C_{gd}})} \mathbf{T}_{dq} \mathbf{I}_3 \mathbf{T}_{dq}^T \mathbf{v}_{C_{gd_dq}} \dots \\ &\dots - \frac{1}{L_r} \left(\frac{R_l r_{C_{gd}}}{R_l + r_{C_{gd}}} + r_r \right) \mathbf{T}_{dq} \mathbf{I}_3 \mathbf{T}_{dq}^T \mathbf{i}_{L_{r_dq}} - \frac{1}{L_r} \mathbf{T}_{dq} \mathbf{I}_3 \mathbf{T}_{dq}^T \mathbf{v}_{r_dq} \end{aligned} \quad (6.10)$$

Ao aplicar a derivada dos termos $\frac{d}{dt} (\mathbf{T}_{dq} \mathbf{x})$, surge o acoplamento entre as variáveis do eixo em quadratura com o eixo direto multiplicadas pela frequência angular da rede, mostradas nas equações 6.11, 6.12 e 6.13.

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{L_{gd_dq}} &= \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_{gd}} \left(r_{L_{gd}} + \frac{R_l r_{C_{gd}}}{R_l + r_{C_{gd}}} \right) & \omega \\ -\omega & -\frac{1}{L_{gd}} \left(r_{L_{gd}} + \frac{R_l r_{C_{gd}}}{R_l + r_{C_{gd}}} \right) \end{bmatrix} \mathbf{i}_{L_{gd_dq}} \dots \\ &\dots - \frac{R_l}{L_{gd} (R_l + r_{C_{gd}})} \mathbf{I}_2 \mathbf{v}_{C_{gd_dq}} + \frac{R_l r_{C_{gd}}}{L_{gd} (R_l + r_{C_{gd}})} \mathbf{I}_2 \mathbf{i}_{L_{r_dq}} + \frac{1}{L_{gd}} \mathbf{I}_2 \mathbf{v}_{gd_dq} \end{aligned} \quad (6.11)$$

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \mathbf{v}_{C_{gd_dq}} &= \frac{R_l}{C_{gd}(R_l + r_{C_{gd}})} \mathbf{I}_2 \mathbf{i}_{L_{gd_dq}} \dots \\ &\dots + \begin{bmatrix} -\frac{1}{C_{gd}(R_l + r_{C_{gd}})} & \omega \\ -\omega & -\frac{1}{C_{gd}(R_l + r_{C_{gd}})} \end{bmatrix} \mathbf{v}_{C_{gd_dq}} - \frac{R_l}{C_{gd}(R_l + r_{C_{gd}})} \mathbf{I}_2 \mathbf{i}_{L_{r_dq}} \end{aligned} \quad (6.12)$$

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{L_{r_dq}} &= \frac{R_l r_{C_{gd}}}{L_r (R_l + r_{C_{gd}})} \mathbf{I}_2 \mathbf{i}_{L_{gd_dq}} + \frac{R_l}{L_r (R_l + r_{C_{gd}})} \mathbf{I}_2 \mathbf{v}_{C_{gd_dq}} \dots \\ &\dots + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_r} \left(\frac{R_l r_{C_{gd}}}{R_l + r_{C_{gd}}} + r_r \right) & \omega \\ -\omega & -\frac{1}{L_r} \left(\frac{R_l r_{C_{gd}}}{R_l + r_{C_{gd}}} + r_r \right) \end{bmatrix} \mathbf{i}_{L_{r_dq}} - \frac{1}{L_r} \mathbf{I}_2 \mathbf{v}_{r_{dq}} \end{aligned} \quad (6.13)$$

Para que as variáveis no eixo de quadratura e direto possam ser tratadas de modo independente, o desacoplamento entre as variáveis é realizado na malha de controle, deste modo, pode-se retirar as variáveis acopladas do equacionamento, como mostram as equações 6.14, 6.15 e 6.16.

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{L_{gd_dq}} &= -\frac{1}{L_{gd}} \left(r_{L_{gd}} + \frac{R_l r_{C_{gd}}}{R_l + r_{C_{gd}}} \right) \mathbf{I}_2 \mathbf{i}_{L_{gd_dq}} - \frac{R_l}{L_{gd}(R_l + r_{C_{gd}})} \mathbf{I}_2 \mathbf{v}_{C_{gd_dq}} \dots \\ &\dots + \frac{R_l r_{C_{gd}}}{L_{gd}(R_l + r_{C_{gd}})} \mathbf{I}_2 \mathbf{i}_{L_{r_dq}} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & +\omega \\ -\omega & 0 \end{bmatrix} \mathbf{i}_{L_{gd_dq}} + \overbrace{\begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ +\omega & 0 \end{bmatrix} \mathbf{i}_{L_{gd_dq}}}^{\text{desacoplamento}}}_{=0} \end{aligned} \quad (6.14)$$

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \mathbf{v}_{C_{gd_dq}} &= \frac{R_l}{C_{gd}(R_l + r_{C_{gd}})} \mathbf{I}_2 \mathbf{i}_{L_{gd_dq}} - \frac{1}{C_{gd}(R_l + r_{C_{gd}})} \mathbf{I}_2 \mathbf{v}_{C_{gd_dq}} \dots \\ &\dots - \frac{R_l}{C_{gd}(R_l + r_{C_{gd}})} \mathbf{I}_2 \mathbf{i}_{L_{r_dq}} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & +\omega \\ -\omega & 0 \end{bmatrix} \mathbf{v}_{C_{gd_dq}} + \overbrace{\begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ +\omega & 0 \end{bmatrix} \mathbf{v}_{C_{gd_dq}}}^{\text{desacoplamento}}}_{=0} \end{aligned} \quad (6.15)$$

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{L_{r_dq}} &= \frac{R_l r_{C_{gd}}}{L_r (R_l + r_{C_{gd}})} \mathbf{I}_2 \mathbf{i}_{L_{gd_dq}} + \frac{R_l}{L_r (R_l + r_{C_{gd}})} \mathbf{I}_2 \mathbf{v}_{C_{gd_dq}} - \frac{1}{L_r} \mathbf{I}_2 \mathbf{v}_{r_{dq}} \dots \\ &\dots - \frac{1}{L_r} \left(\frac{R_l r_{C_{gd}}}{R_l + r_{C_{gd}}} + r_r \right) \mathbf{I}_2 \mathbf{i}_{L_{r_dq}} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & +\omega \\ -\omega & 0 \end{bmatrix} \mathbf{i}_{L_{r_dq}} + \overbrace{\begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ +\omega & 0 \end{bmatrix} \mathbf{i}_{L_{r_dq}}}^{\text{desacoplamento}}}_{=0} \end{aligned} \quad (6.16)$$

Como resultado, têm-se as equações 6.17, 6.18 e 6.19 que descrevem o comportamento dinâmico do circuito trifásico em corrente alternada pelas componentes do eixo direto e

em quadratura. Para concluir a modelagem em espaços de estados, são considerados os seguintes vetores de entrada $\mathbf{u} = \begin{pmatrix} \mathbf{v}_{gd_dq} & \mathbf{v}_{r_dq} \end{pmatrix}^T$ e de saída $\mathbf{y} = \begin{pmatrix} \mathbf{i}_{L_{gd_dq}} & \mathbf{i}_{L_{r_dq}} \end{pmatrix}^T$.

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{L_{gd_dq}} = & -\frac{1}{L_{gd}} \left(r_{L_{gd}} + \frac{R_l r_{C_{gd}}}{R_l + r_{C_{gd}}} \right) \mathbf{I}_2 \mathbf{i}_{L_{gd_dq}} - \frac{R_l}{L_{gd} (R_l + r_{C_{gd}})} \mathbf{I}_2 \mathbf{v}_{C_{gd_dq}} \dots \\ & \dots + \frac{R_l r_{C_{gd}}}{L_{gd} (R_l + r_{C_{gd}})} \mathbf{I}_2 \mathbf{i}_{L_{r_dq}} + \frac{1}{L_{gd}} \mathbf{I}_2 \mathbf{v}_{gd_dq} \end{aligned} \quad (6.17)$$

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \mathbf{v}_{C_{gd_dq}} = & \frac{R_l}{C_{gd} (R_l + r_{C_{gd}})} \mathbf{I}_2 \mathbf{i}_{L_{gd_dq}} - \frac{1}{C_{gd} (R_l + r_{C_{gd}})} \mathbf{I}_2 \mathbf{v}_{C_{gd_dq}} \dots \\ & \dots - \frac{R_l}{C_{gd} (R_l + r_{C_{gd}})} \mathbf{I}_2 \mathbf{i}_{L_{r_dq}} \end{aligned} \quad (6.18)$$

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{L_{r_dq}} = & \frac{R_l r_{C_{gd}}}{L_r (R_l + r_{C_{gd}})} \mathbf{I}_2 \mathbf{i}_{L_{gd_dq}} + \frac{R_l}{L_r (R_l + r_{C_{gd}})} \mathbf{I}_2 \mathbf{v}_{C_{gd_dq}} \dots \\ & \dots - \frac{1}{L_r} \left(\frac{R_l r_{C_{gd}}}{R_l + r_{C_{gd}}} + r_r \right) \mathbf{I}_2 \mathbf{i}_{L_{r_dq}} - \frac{1}{L_r} \mathbf{I}_2 \mathbf{v}_{r_dq} \end{aligned} \quad (6.19)$$

6.3 Modelo da Interface CA no Modo Ilhado

No modo ilhado, o dispositivo seccionador responsável por conectar a GD à rede encontra-se aberto, resultando no circuito da figura 6.4. Embora possam ser conectadas cargas indutivas, capacitivas e não lineares nos terminais de saída no inversor, optou-se por utilizar uma carga resistiva com o intuito de simplificar o modelo dinâmico e o projeto dos controladores.

Figura 6.4: Circuito unifilar no modo ilhado.

De modo idêntico ao realizado para o modo conectado, ao aplicar as leis de Kirchhoff no circuito da figura 6.4, são obtidas as equações 6.20 e 6.21 que expressam o comportamento

dinâmico das variáveis de estados $\mathbf{x} = [\mathbf{i}_{L_{gd}} \quad \mathbf{v}_{C_{gd}}]^T$.

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L_{gd_a}} \\ i_{L_{gd_b}} \\ i_{L_{gd_c}} \end{bmatrix} &= -\frac{1}{L_{gd}} \left(r_{L_{gd}} + \frac{R_l r_{C_{gd}}}{R_l + r_{C_{gd}}} \right) \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_{gd_a}} \\ i_{L_{gd_b}} \\ i_{L_{gd_c}} \end{bmatrix} \dots \\ &\dots - \frac{R_l}{L_{gd} (R_l + r_{C_{gd}})} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{C_{gd_a}} \\ v_{C_{gd_b}} \\ v_{C_{gd_c}} \end{bmatrix} + \frac{1}{3L_{gd}} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{gd_a} \\ v_{gd_b} \\ v_{gd_c} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (6.20)$$

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_{C_{gd_a}} \\ v_{C_{gd_b}} \\ v_{C_{gd_c}} \end{bmatrix} &= \frac{R_l}{C_{gd} (R_l + r_{C_{gd}})} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_{gd_a}} \\ i_{L_{gd_b}} \\ i_{L_{gd_c}} \end{bmatrix} \dots \\ &\dots - \frac{1}{C_{gd} (R_l + r_{C_{gd}})} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{C_{gd_a}} \\ v_{C_{gd_b}} \\ v_{C_{gd_c}} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (6.21)$$

Em contraste com o modo conectado, no modo ilhado, a GD deve controlar a tensão de saída, de forma que os limites de amplitude e frequência regulamentados sejam assegurados. Por isso, a tensão de saída do conversor (v_{PAC}) é controlada, conforme a equação 6.22.

$$\begin{bmatrix} v_{PAC_a} \\ v_{PAC_b} \\ v_{PAC_c} \end{bmatrix} = \frac{R_l r_{C_{gd}}}{R_l + r_{C_{gd}}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_{gd_a}} \\ i_{L_{gd_b}} \\ i_{L_{gd_c}} \end{bmatrix} + \frac{R_l}{R_l + r_{C_{gd}}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{C_{gd_a}} \\ v_{C_{gd_b}} \\ v_{C_{gd_c}} \end{bmatrix} \quad (6.22)$$

Outro aspecto importante a respeito do controle no modo ilhado em relação ao modo conectado, diz respeito à necessidade de compensar harmônicos diferentes da fundamental. Neste sentido, ao analisar a transformada dq , observa-se que a mesma subtrai a informação de frequência e distorção harmônica, uma vez que, o resultado de sua aplicação consistente em variáveis CC. Portanto, ao invés de utilizar um eixo rotativo, variante no tempo em sincronismo com a frequência da fundamental da rede, utiliza-se um eixo estático invariante no tempo. Assim, a transformada $\alpha\beta$, ou transformada de Clarke, apresentada nas equações 6.23 e 6.24, é capaz de transformar um sistema de variáveis trifásicas em um sistema com duas variáveis CA, preservando as características harmônicas e de amplitude da medida.

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{\alpha\beta} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (6.23)$$

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{\alpha\beta}^T \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ 0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{\alpha\beta}^T \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (6.24)$$

Diferentemente do modo conectado, devido ao fato da transformada de Clark ser invariante no tempo, no modo ilhado, não há o aparecimento do acoplamento nas variáveis, assim, as equações 6.25, 6.26 e 6.27 mostram o resultado da aplicação da transformada de Clark nas equações 6.20, 6.21 e 6.22.

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{L_{gd_}\alpha\beta} = & -\frac{1}{L_{gd}} \left(r_{L_{gd}} + \frac{R_l r_{C_{gd}}}{R_l + r_{C_{gd}}} \right) \mathbf{T}_{\alpha\beta} \mathbf{I}_3 \mathbf{T}_{\alpha\beta}^T \mathbf{i}_{L_{gd_}\alpha\beta} \dots \\ & \dots - \frac{R_l}{L_{gd} (R_l + r_{C_{gd}})} \mathbf{T}_{\alpha\beta} \mathbf{I}_3 \mathbf{T}_{\alpha\beta}^T \mathbf{v}_{C_{gd_}\alpha\beta} + \frac{1}{3L_{gd}} \mathbf{T}_{\alpha\beta} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \mathbf{T}_{\alpha\beta}^T \mathbf{v}_{gd_}\alpha\beta \end{aligned} \quad (6.25)$$

$$\frac{d}{dt} \mathbf{v}_{C_{gd_}\alpha\beta} = \frac{R_l}{C_{gd} (R_l + r_{C_{gd}})} \mathbf{T}_{\alpha\beta} \mathbf{I}_3 \mathbf{T}_{\alpha\beta}^T \mathbf{i}_{L_{gd_}\alpha\beta} - \frac{1}{C_{gd} (R_l + r_{C_{gd}})} \mathbf{T}_{\alpha\beta} \mathbf{I}_3 \mathbf{T}_{\alpha\beta}^T \mathbf{v}_{C_{gd_}\alpha\beta} \quad (6.26)$$

$$\mathbf{v}_{PAC_{\alpha\beta}} = \frac{R_l r_{C_{gd}}}{R_l + r_{C_{gd}}} \mathbf{T}_{\alpha\beta} \mathbf{I}_3 \mathbf{T}_{\alpha\beta}^T \mathbf{i}_{L_{gd_}\alpha\beta} + \frac{R_l}{R_l + r_{C_{gd}}} \mathbf{T}_{\alpha\beta} \mathbf{I}_3 \mathbf{T}_{\alpha\beta}^T \mathbf{v}_{C_{gd_}\alpha\beta} \quad (6.27)$$

Simplificando as equações, têm-se como resultado as equações 6.28, 6.29 e 6.30, as quais são base para o modelo em espaços de estados, considerando a entrada $\mathbf{u} = \mathbf{v}_{gd_}\alpha\beta$ e o vetor de saída composto pela corrente nos terminais no conversor e a tensão no PAC $\mathbf{y} = \left(\mathbf{i}_{L_{gd_}\alpha\beta} \quad \mathbf{v}_{PAC_{\alpha\beta}} \right)^T$.

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{L_{gd_}\alpha\beta} = & -\frac{1}{L_{gd}} \left(r_{L_{gd}} + \frac{R_l r_{C_{gd}}}{R_l + r_{C_{gd}}} \right) \mathbf{I}_2 \mathbf{i}_{L_{gd_}\alpha\beta} - \frac{R_l}{L_{gd} (R_l + r_{C_{gd}})} \mathbf{I}_2 \mathbf{v}_{C_{gd_}\alpha\beta} \dots \\ & \dots + \frac{1}{L_{gd}} \mathbf{I}_2 \mathbf{v}_{gd_}\alpha\beta \end{aligned} \quad (6.28)$$

$$\frac{d}{dt} \mathbf{v}_{C_{gd_}\alpha\beta} = \frac{R_l}{C_{gd} (R_l + r_{C_{gd}})} \mathbf{I}_2 \mathbf{i}_{L_{gd_}\alpha\beta} - \frac{1}{C_{gd} (R_l + r_{C_{gd}})} \mathbf{I}_2 \mathbf{v}_{C_{gd_}\alpha\beta} \quad (6.29)$$

$$\mathbf{v}_{PAC_{\alpha\beta}} = \frac{R_l r_{C_{gd}}}{R_l + r_{C_{gd}}} \mathbf{I}_2 \mathbf{i}_{L_{gd_}\alpha\beta} + \frac{R_l}{R_l + r_{C_{gd}}} \mathbf{I}_2 \mathbf{v}_{C_{gd_}\alpha\beta} \quad (6.30)$$

6.4 Controladores do Modo Ilhado

A figura 6.5 apresenta o diagrama de controle no modo ilhado, o qual é constituído por duas malhas de controle, a malha de corrente e a de tensão. Na figura 6.5, a tensão medida no PAC é transformada de abc para $\alpha\beta$ e comparada com a referências de tensão $(\mathbf{v}_{PAC_{\alpha_ref}})$ e $(\mathbf{v}_{PAC_{\beta_ref}})$. O erro gerado serve de entrada para os controladores de tensão α e β , bem como para os controladores ressonantes. Já a soma dos controladores de tensão α e β com a saída dos respectivos controladores ressonantes é a referência para a malha de controle interna, a qual é realimentada pela corrente no indutor $(\mathbf{i}_{L_{gd_}\alpha\beta})$. Por fim, o

sinal gerado pelos controladores de corrente α e β são transformados em abc para acionar os IGBTs da ponte da ponte trifásica.

O controlador ressonante é utilizado para compor a frequência fundamental, enquanto que as demais frequências são atenuadas (OTTOBONI et al., 2015; BUSO; MATTAVELLI, 2006). A equação 6.31 apresenta a função de transferência do controlador ressonante utilizado, na qual define a frequência de ressonância (60 Hz), ao passo que o ganho é ajustado por k_R , assim, quanto menor for ganho, maior será a seletividade do controlador ressonante.

$$G_R(s) = k_R \frac{2s}{s^2 + \omega^2} \quad (6.31)$$

Figura 6.5: Diagrama de controle no modo ilhado.

6.5 Controladores do Modo Conectado Controlando a Corrente Terminal do Conversor

A figura 6.6 apresenta a malha de controle utilizada no caso em que o conversor opera conectado à rede de distribuição controlando a corrente terminal do conversor. Neste modo de operação, utiliza-se a transformada dq e conforme demonstrado no item 6.2, as

Figura 6.6: Diagrama de controle no modo conectado controlando a corrente terminal do conversor.

variáveis d e q são desacopladas com o intuito de realizar o controle independente tanto do eixo direto quando do eixo em quadratura.

Neste modo de operação, a tensão de operação é imposta pela rede, ao passo que o conversor controla a potência injetada ou absorvida na rede de acordo com a magnitude das variáveis de referência $i_{Lgd_d_ref}$ e $i_{Lgd_q_ref}$.

6.6 Algoritmo de Sincronização

Quando o conversor CC-CA está operando no modo ilhado, as tensões de referência são sintetizadas internamente. Embora a frequência de operação no modo ilhado seja a mesma em relação à rede de distribuição (60 Hz), há um limite aceitável de desvio de frequência de operação de ± 1 Hz de acordo com a norma IEC 61000-2-2 International Standard (2002) que colabora no sentido de intensificar a diferença de fase entre as tensões da GD e da rede.

Neste contexto, os algoritmos de detecção de fase ou PLL são utilizados em aplicações

de sistemas de geração distribuída conectados à rede de distribuição com o intuito de assegurar que a defasagem entre os sinais de tensão entre a GD e a rede no momento da conexão seja nulo. Adicionalmente, o ângulo de fase identificado pelo algoritmo PLL é utilizado na transformada dq .

Assim, puderam ser identificados quatro principais algoritmos de sincronização presentes na literatura: *Power-Based-PLL*, *Inverse-Park-PLL*, *Enhanced-PLL* e o *Multi-SOGI-FLL*. De acordo com a análise realizada em Fanti (2016), embora as técnicas *Inverse-Park-PLL*, *Enhanced-PLL* e *Multi-SOGI-FLL* apresentem uma performance melhor em relação ao tempo de sincronização, neste trabalho, optou-se pelo uso do método *Power-Based-PLL* em virtude da simplicidade de implementação e do baixo custo computacional.

O algoritmo *Power-Based-PLL* apresentado na figura 6.7, baseia-se no cálculo de uma potência fictícia para determinação do ângulo da rede. Pelo diagrama da figura 6.7, assumindo que a tensão medida da rede v_{r_a} seja puramente senoidal, a potência fictícia gerada pelo produto de i_s com v_{r_a} é definida pela equação 6.32.

Figura 6.7: Diagrama do algoritmo de sincronização PLL.

$$p = v_{r_amax} \cos(\theta) \sin(\theta_{pll}) = \frac{v_{r_amax}}{2} \sin(\theta_{pll} - \theta) + \frac{v_{r_amax}}{2} \sin(\theta_{pll} + \theta) \quad (6.32)$$

Considerando $\theta_{pll} = \theta$, a soma de senos da equação 6.32 pode ser dividida considerando que o termo CC $\sin(\theta_{pll} - \theta)$ e o termo CA $\sin(\theta_{pll} + \theta)$, neste sentido, o filtro passa baixas G_{LP} remove a componente CA. Desta forma, para um pequena diferença de fase, o sinal de saída de G_{LP} pode ser expresso aproximadamente pela equação 6.33 (Santos Filho et al., 2008).

$$p \cong \frac{v_{r_amax}}{2} (\theta_{pll} - \theta) \quad (6.33)$$

gerado passa pelo compensador Proporcional Integral (PI). O sinal de controle gerado pelo compensador causa uma variação de frequência em relação a frequência central do algoritmo PLL $\omega_r = 377 \text{ rad s}^{-1}$. Por fim, o ângulo θ_{pll} , resulta da integração da frequência (GOLESTAN et al., 2012).

Em posse do ângulo de sincronização θ_{pll} , as tensões de referência no PAC são geradas de acordo com a equação 6.34.

$$\begin{cases} v_{pac_{a_{ref}}} = v_{ref} \sqrt{2} \sin(\theta_{pll}) \\ v_{pac_{b_{ref}}} = v_{ref} \sqrt{2} \sin\left(\theta_{pll} - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{pac_{c_{ref}}} = v_{ref} \sqrt{2} \sin\left(\theta_{pll} + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (6.34)$$

Como o controle no modo ilhado é realizado utilizando a transformada $\alpha\beta$, têm-se a equação 6.35.

$$\begin{cases} v_{pac_{\alpha_{ref}}} = v_{ref} \frac{2}{\sqrt{3}} \left[\sin(\theta_{pll}) - \frac{1}{2} \sin\left(\theta_{pll} - \frac{2\pi}{3}\right) - \frac{1}{2} \sin\left(\theta_{pll} + \frac{2\pi}{3}\right) \right] \\ \quad = v_{ref} \frac{3}{\sqrt{3}} \sin(\theta_{pll}) \\ v_{pac_{\beta_{ref}}} = v_{ref} \left[\sin\left(\theta_{pll} - \frac{2\pi}{3}\right) - \sin\left(\theta_{pll} + \frac{2\pi}{3}\right) \right] = -v_{ref} \sqrt{3} \cos\theta_{pll} \end{cases} \quad (6.35)$$

6.7 Considerações Finais

Este capítulo abordou aspectos relacionados à interface CA para um sistema de geração distribuída. A interface CA foi analisada com o intuito de obter um conjunto de equações que representam as características dinâmicas do sistema para duas possíveis situações de operação: operação no modo ilhado e operação no modo conectado controlando a corrente terminal do inversor. Por fim, foi apresentado o algoritmo utilizado para realizar a sincronização com a rede.

Técnicas de Controle e Gerenciamento

Considerando as fontes primárias utilizadas neste trabalho de doutoramento, este capítulo apresenta as técnicas de controle e de gerenciamento propostas com o intuito de otimizar a performance e a estabilidade da microrede. Para tal finalidade, as técnicas propostas consideram as características peculiares de cada fonte.

Inicialmente, neste capítulo, são apresentados os conceitos teóricos da técnica *droop k-sharing* para a operação de células a combustíveis com elementos armazenadores de resposta dinâmica rápida. Posteriormente, discorre-se sobre a técnica de busca de busca de ponto de máxima potência com saturação (MPPT-ST) para a operação de painéis fotovoltaicos em microredes.

7.1 Controlador *Droop k-sharing*

No âmbito de microredes CC, a capacidade de suprimir os efeitos das variações de cargas está relacionado à resposta dinâmica das fontes primárias. Caso a resposta dinâmica das fontes não correspondam com as características dinâmicas das cargas, a microrede pode apresentar comportamentos indesejáveis de qualidade de energia, tais como afundamentos de tensão no barramento CC por um período prolongado, oscilações na tensão do barramento CC, dentre outros.

Neste contexto, deve-se considerar o fato de que o conceito de resposta dinâmica rápida e lenta nesta área é relativo. Diversos trabalhos na literatura sugerem o uso de algoritmos para mitigar a resposta de células a combustível, utilizando, por exemplo, baterias (LEE et al., 2014; CAO; LOO; LAI, 2015; THOUNTHONG et al., 2015). Por outro lado, outros trabalhos sugerem o uso de sistemas híbridos com ultracapacitores para mitigar, neste caso, a resposta lenta de baterias em relação à resposta dos ultracapacitores (AMIN et al., 2014; SIKKABUT et al., 2016).

Assim, pode-se inferir que o desenvolvimento de dispositivos de eletrônica de potência aplicados às microredes CC tem caminhado no sentido de otimizar as melhores caracterís-

ticas das fontes primárias. Neste caso, o objetivo de otimização é a velocidade de resposta dinâmica frente transitórios de carga.

Assim sendo, um aspecto importante no controle de microredes CC está associado aos algoritmos de gerenciamento, os quais podem ser divididos em dois principais ramos: métodos baseados na técnica *droop* e métodos baseados no compartilhamento ativo de corrente (MOUSSAOUI et al., 1996; Shiguo Luo et al., 1999; SHADMAND; BALOG; ABU-RUB, 2014).

As principais vantagens da técnica *droop* quando comparada aos métodos de compartilhamento ativo de corrente, consistem na simplicidade de implementação utilizando uma curva que expressa a resistência virtual em função da tensão do barramento CC. Como consequência, esta técnica dispensa o uso de comunicação entre as unidades de geradoras de energia. Neste caso, a informação decorrente da quantidade de potência a ser injetada no barramento está contida na magnitude da tensão do barramento CC (GUERRERO et al., 2011; MENG et al., 2013; STRUNZ; ABBASI; HUU, 2014).

Neste cenário, dentre os trabalhos na literatura associados à mitigação de transientes para dispositivos com resposta dinâmica lenta baseados na técnica *droop*, percebe-se uma carência de técnicas que sejam capazes de mitigar os transientes e proporcionar compartilhamento de potência mantendo o desacoplamento entre as malhas proporcionados pela técnica *droop* (HAMZEH et al., 2016; CHEN; SONG, 2019; SHARMA; MISHRA, 2018). Considerando estes argumentos e baseando-se nos trabalhos desenvolvidos em Aguiar (2017), Aguiar et al. (2018), Aguiar et al. (2019), nesta tese de doutoramento propõe-se a técnica *droop k-sharing*.

7.1.1 Técnica *Droop*

A técnica *droop* CC é baseada na inserção de uma resistência virtual (r_v) na malha de controle, assim, a variação da tensão no barramento CC implica em uma demanda maior ou menor de corrente de cada uma das fontes da microrede CC.

A figura 7.1 ilustra a aplicação do controle *droop* CC em uma microrede com duas fontes, cada uma com a sua respectiva resistência virtual (r_{v1} e r_{v2}). Para um determinado valor de tensão no barramento CC (v_{co_atual}), a corrente entregue por cada uma das fontes é proporcional ao valor das resistências virtuais (i_{ref1} e i_{ref2}), por isso, como $r_{v2} > r_{v1}$, logo $i_1 > i_2$.

Como mencionado na introdução, a principal vantagem do controle *droop* CC é o fato de eliminar a necessidade de uma comunicação rápida entre as GDs e elementos armazenadores, uma vez que o gerenciamento é baseado apenas na magnitude da tensão do barramento CC (LI et al., 2017).

Partindo do princípio de que cada fonte da microrede possui características distintas, as quais influem diretamente no custo de operação e produção de energia, deve-se projetar a resistência virtual de modo que o custo de despacho de energia elétrica seja minimizado.

Figura 7.1: Controle *droop* CC.

Neste sentido, o custo da produção de energia pelo uso de células fotovoltaicas, depende basicamente da irradiação luminosa do sol, ao passo que a produção de energia elétrica por células a combustível do tipo PEM depende do uso de hidrogênio. Assim, o custo da produção de energia associado ao sistema fotovoltaico está relacionado ao investimento inicial de compra e instalação dos componentes, bem como possíveis ações de manutenção e operação. Por outro lado, o custo da energia proveniente de células a combustíveis está relacionado não só ao investimento inicial, mas também ao custo do combustível.

Além disso, as células a combustível podem ser operadas a qualquer momento, dependendo apenas da disponibilidade de hidrogênio, enquanto os painéis fotovoltaicos dependem da incidência luminosa do sol para o seu funcionamento. Desta forma, a operação do sistema híbrido, garante o fornecimento contínuo de energia mesmo operando isolado da rede (THOUNTHONG et al., 2015; THOUNTHONG et al., 2013).

Considerando esses argumentos, a estrutura de controle e gerenciamento deve ser projetada de forma que a produção de energia pelas células fotovoltaicas seja priorizada em relação às células a combustível.

Embora a técnica *droop* CC clássica seja suficiente para operação das malhas de controle de ambas as fontes de modo desacoplado, a mesma não é capaz de implementar a prioridade de operação entre as fontes. Dessa forma, (LI et al., 2017) utiliza uma técnica na qual os modos de operação podem ser divididos em diversos grupos com prioridades diferentes.

Como ilustrado na figura 7.2, a prioridade dos grupos é atribuída pelo nível de tensão em corrente contínua do elo CC. Neste sentido, a faixa de tensão de operação do grupo de painéis fotovoltaicos possui valor superior ao do grupo de fontes de células a combustível, de forma que seja atribuída prioridade de operação ao conjunto de painéis fotovoltaicos.

Em suma, a prioridade de despacho pode ser atribuída de duas formas diferentes: de modo proporcional, de acordo com o valor do coeficiente angular das curvas de resistência virtual; ou por grupos prioritários, deslocando o valor do coeficiente linear.

Em uma microrrede com múltiplas unidades de geração fotovoltaica e com células a combustível, pode-se utilizar curvas de resistência virtual com inclinações diferentes para cada uma das fontes, de forma que o valor limite de corrente esteja associado ao limite de

Figura 7.2: Grupos de prioridade *droop*.

operação da unidade de geração distribuída em questão, como mostrado na figura 7.3a.

Quando a demanda de potência é baixa, a tensão no barramento CC sobe e a microrede passa a operar apenas no grupo das fontes fotovoltaicas. Ao aumentar a demanda por potência a tensão no barramento decresce, ao passo que a corrente solicitada dos painéis fotovoltaicos aumenta até que o limite de operação destes seja alcançado. Nesta situação, à medida que a tensão no barramento continua a cair, as unidades de célula a combustível passam a contribuir na restauração do barramento. Na situação ilustrada na figura 7.3b, a tensão no barramento CC é tal que os painéis fotovoltaicos funcionam no limite (i_{PV1} e i_{PV2}), enquanto as células a combustível operam em uma faixa intermediária em relação ao seu limite de operação (i_{FC1} e i_{FC2}).

Figura 7.3: *droop* com duas fontes. (a) Resistências virtuais; (b) Valor das correntes das fontes primárias em função do valor atual da tensão do barramento CC.

Como a operação dos painéis fotovoltaicos depende da irradiação solar, como ilustra a figura 7.4, o algoritmo MPPT trabalha no sentido de limitar a referência *droop*, bem como a potência entregue pelos painéis. Nessa ilustração (figura 7.4), a diminuição da irradiação solar faz com que o limite da curva de resistência virtual se mova para a esquerda, enquanto que o aumento da irradiação faz com que a curva se movimente para a direita. Sendo que, o limite máximo de operação está associado à potência nominal do conjunto de painéis

instalados.

Figura 7.4: Efeito MPPT na referência *droop* dos painéis fotovoltaicos.

A introdução de mais um elemento, como as fontes armazenadoras de energia, requer que as curvas de resistência virtual sejam ajustadas de modo conveniente. Para limitar a complexidade do algoritmo desenvolvido neste trabalho de doutorado, as características operativas que influenciam na vida útil das baterias não foram consideradas, entretanto, em trabalhos futuros, esses fatores poderiam ser considerados. Neste sentido, os parágrafos subsequentes apresentam uma breve prospecção dos fatores que influenciam na vida útil das baterias de Li-Ion.

As baterias de Li-Ion sofrem o fenômeno do envelhecimento causados por vários processos e suas interações. Como essas interações ocorrem por meio de reações químicas, não existe um conjunto geral de regras gerais válidas para se determinar o envelhecimento de todas as baterias baseadas em células de Li-Ion. De modo geral, o envelhecimento se dá por efeito do tempo (*calendar*) e por ciclos (*cycle*).

Neste contexto, o efeito do envelhecimento é causado por reações que ocorrem ao mesmo tempo da reação principal e podem ser acelerados por certos fatores de estresse tais como: temperatura, Profundidade de Carga (DOD), SOC e Taxa de Corrente (C-rate). Essas reações levam às mudanças na interface dos eletrodos/eletrólito, no eletrólito, no material ativo e no composto do eletrodo (STROE, 2014; SAUER; WENZL, 2008; VETTER et al., 2005).

De acordo com Stroe (2014), Ecker et al. (2014), o efeito *calendar*, quando avaliado durante o armazenamento das baterias, é potencializado, principalmente, pela elevada temperatura e elevado SOC. Por outro lado, o envelhecimento por *cycle* está associado aos efeitos induzidos pela cinética da reação química, tais como variação de volume e/ou concentração de gradientes, esses efeitos são evidenciados em ambos eletrodos, os quais expandem e encolhem durante o processo de carga e descarga. Um dos principais fenômenos de envelhecimento durante o *cycle* das baterias de Li-Ion, denominado *Lithium Plating*, que está ligado à deposição de lítio metálico no ânodo da bateria, é acelerado quando a bateria está submetida à operação em baixas temperaturas e elevada C-rate (VETTER et al., 2005), (VETTER et al., 2005). Considerando os outros mecanismos que influenciam no processo

de envelhecimento das baterias de Li-Ion por *cycle*, pode-se dizer que o envelhecimento por *cycle* é influenciado, principalmente pelos seguintes fatores: temperatura, SOC, DOD, C-rate, os quais causam a diminuição da capacidade de armazenamento e de potência das baterias (VETTER et al., 2005; WRIGHT et al., 2003).

7.1.2 Técnica *k-sharing*

A figura 7.5 apresenta a célula a combustível e o conjunto de baterias conectados ao ponto de acoplamento comum no barramento CC utilizando dois conversores CC-CC. Cada estrutura considera as características peculiares de cada fonte. O *Interleaved Boost* com Multiplicador de Tensão é adequado às aplicações com alta corrente de entrada e elevados ganhos de tensão. As baterias, por outro lado, requerem o uso de um conversor bidirecional, neste caso, utiliza-se o conversor *Buck-Boost* bidirecional.

Figura 7.5: Estrutura de controle com *k-sharing*.

A dinâmica lenta da célula a combustível está relacionada, principalmente, ao efeito da carga de dupla camada e ao tempo que a reação leva para atingir um novo ponto de equilíbrio (FUZATO et al., 2018), (HAUBROCK; HEIDECK; STYCZYNSKI, 2007). Assim, o comportamento dinâmico da célula a combustível é difícil de ser modelado com precisão, já que essa característica pode se alterar de acordo com o modelo da célula a combustível utilizada, bem como pelas condições de temperatura e umidade da membrana (REAL; ARCE; BORDONS, 2007).

Tendo em vista esses argumentos, uma estratégia de controle comum dentre os diversos trabalhos analisados, no que diz respeito ao controle de sistemas de células a combustível em microrredes, consiste em associar uma dinâmica preestabelecida à malha de controle da célula a combustível, de forma que a resposta em corrente em seus terminais da seja adequada à operação da mesma. Para mitigar os efeitos da inserção desse filtro, bem como da resposta lenta inerente à célula a combustível, utiliza-se um conjunto de elementos armazenadores de energia capazes de fornecer potência a uma velocidade mais elevada (THOUNTHONG et al., 2013; THOUNTHONG; RAEL; DAVAT, 2008; MADANI; BHATTACHARJEE; DAS, 2016; THOUNTHONG; RAEL; DAVAT, 2007; HAMZEH et al., 2013; AGUIAR, 2013; HAJIZADEH; GOLKAR; FELIACHI, 2010; THOUNTHONG; PIERFEDERICI; DAVAT, 2010).

Neste trabalho, a dinâmica pré-estabelecida da célula a combustível está associada ao filtro passa baixas ($n_d(s)$). Além disso, o ganho k -sharing (k_s) é introduzido para gerenciar a energia compartilhada entre a célula a combustível e elementos armazenadores. O princípio de operação da técnica k -sharing é ilustrado na figura 7.6, na qual ao aplicar um degrau de carga, se $k_s = 1$ (figura 7.6a), os armazenadores respondem absorvendo o espectro de altas frequências, enquanto a célula a combustível absorve o espectro de baixas frequências.

Por outro lado, para $0 \leq k_s < 1$ (figura 7.6b), além de absorver o espectro de altas frequências, os armazenadores compartilham potência em regime permanente, conforme o valor do ganho k -sharing.

Utilizando o filtro passa baixas $n_d(s)$ e considerando a referência do controlador *droop* da célula a combustível como sendo $i_{droop_fc}(s)$, a referência de corrente da célula a combustível é:

$$i_{ref_fc}(s) = i_{droop_fc}(s) n_d(s) = i_{droop_fc}(s) \frac{1}{s\tau + 1} \quad (7.1)$$

onde τ é a constante de tempo do filtro passa baixas.

Negligenciando a dinâmica associada à $i_{droop_fc}(s)$, para a malha de controle da célula a combustível, a referência em regime permanente torna-se:

$$I_{ref_fc} = \lim_{s \rightarrow 0} i_{droop_fc} \frac{s}{s} \frac{1}{s\tau + 1} = i_{droop_fc} \quad (7.2)$$

Como os elementos armazenadores são utilizados para absorver o espectro de frequência complementar e compartilhar potência em regime permanente, na malha *droop* de referência

Figura 7.6: Esboço da resposta dinâmica de uma microrrede com célula a combustível (FC) e baterias (Bat) para: (a) $k_s = 1$ e (b) $0 \leq k_s < 1$.

de corrente dos armazenadores, o filtro $n_d(s)$ é ponderado pelo ganho k -sharing.

$$i_{ref_bat}(s) = i_{droop_fc}(s) [1 - k_s n_d(s)] = i_{droop_fc}(s) \left(1 - \frac{k_s}{s\tau + 1}\right) \quad (7.3)$$

Utilizando o mesmo procedimento aplicado em 7.2, para o elemento armazenador, a referência de corrente em regime permanente varia de $0 \leq I_{ref_bat} \leq i_{droop_fc}$ para valores do ganho k -sharing variando no intervalo $1 \geq k_s \geq 0$:

$$I_{ref_bat} = \lim_{s \rightarrow 0} i_{droop_fc} \frac{s}{s} \left(1 - \frac{k_s}{s\tau + 1}\right) = i_{droop_fc} (1 - k_s) \quad (7.4)$$

Portanto, enquanto para as demais fontes o compartilhamento de potência é ajustado apenas pela resistência virtual da curva *droop*, para os armazenadores, esse ajuste é realizado considerando duas variáveis, a resistência *droop* e o ganho k -sharing. Neste sentido, a próxima seção apresenta o projeto das resistências virtuais *droop* juntamente com o k -sharing para uma microrrede com célula a combustível, bateria e painel fotovoltaico.

7.1.3 Curvas *Droop* e k -sharing

Com base nos argumentos expostos nas seções 7.1.1 e 7.1.2, as curvas de resistência virtual e do ganho k -sharing para a operação da microrrede com o conjunto de painéis fotovoltaicos, célula a combustível e baterias podem ser projetados conforme ilustra a figura 7.7.

Para a melhor compreensão do algoritmo de gerenciamento, a operação da microrrede foi dividida em cinco regiões. A primeira região ocorre quando há mais potência injetada

no barramento CC do que carga para a consumir, como resultado, a tensão se eleva e o conjunto de painéis fotovoltaicos e células a combustíveis saturam em zero, ao passo que as baterias absorvem a máxima potência disponível ($k_s = 0$ e $i_{droop_fc} = -1$). Já na região 2, os painéis trabalham no modo de contingenciamento (fora do MPP), enquanto as baterias continuam a absorver a máxima possível que puderem.

Na terceira região, os painéis fotovoltaicos saturam e passam a operar no MPP. Com o intuito de manter o barramento estável, a variável de compartilhamento aumenta de zero ao valor unitário, enquanto a referência *droop* da célula a combustível passa de -1 a 0 , como resultado, o banco de baterias se ajusta gradualmente com o intuito de absorver toda energia excedente dos painéis fotovoltaicos, enquanto a célula a combustível permanece desativada.

Na transição da região 3 para 4, a variável de compartilhamento atinge um ponto de inflexão e na quarta região, a célula a combustível passa a contribuir para a restauração do barramento CC juntamente com o banco de baterias. Por fim, a quinta região diz respeito à situação em que a carga demandada no barramento CC é maior do que a capacidade de geração da microrede, ou seja, nesta região ocorre o colapso do barramento CC, pois as fontes tentam contribuir com a máxima potência disponível.

Figura 7.7: *Droop* e variável de compartilhamento da microrede com painéis fotovoltaicos, célula a combustível e baterias.

7.2 Controlador MPPT-ST

No contexto de fontes de energias renováveis e alternativas, a tecnologia de painéis fotovoltaicos é uma das mais promissoras devido à disponibilidade de irradiação solar. Como as características de tensão e corrente de saída se alteram com fatores externos, como temperatura e irradiação solar, o uso de algoritmos de busca de ponto de máxima potência MPPT é importante para maximizar a energia entregue pelo conjunto de painéis fotovoltaicos.

Existem diversos algoritmos para se encontrar o ponto de máxima operação de painéis fotovoltaicos na literatura e eles podem ser divididos em duas categorias: *online* e *offline* (CHIABERGE et al., 2015). Dentre os algoritmos *online*, o processo de busca é implementado sem desconectar os painéis do circuito. Nas técnicas *offline*, por outro lado, tais como, *Fractional Open-Circuit Voltage* (FOCV) e *Fractional Short-Circuit Current* (FSCC), os painéis são desconectados periodicamente para ajustar o ponto de operação ao MPP (CHIABERGE et al., 2015).

Dentre os métodos online, as técnicas de *hill-climbing* (*Incremental Conductance* (InCond) e P&O) se tornaram populares devido à simplicidade de implementação (PAZ; ORDONEZ, 2016; SUBUDHI; PRADHAN, 2013). Entretanto, devido à perturbação utilizada para determinar o melhor ponto de operação, estas técnicas apresentam a eficiência reduzida. Sendo que, o ajuste do tamanho do passo e da frequência de amostragem refletem na precisão e na velocidade de resposta (LEVRON; SHMILOVITZ, 2013; SOKOLOV; SHMILOVITZ, 2008; JAIN; AGARWAL, 2004).

No contexto de microrredes, quando o sistema está conectado à rede ou quando, de forma genérica, a potência demandada é maior ou igual à potência disponível do conjunto de painéis fotovoltaicos, o ponto de operação deste deve ser deslocado para o MPP com o intuito de otimizar a eficiência. Entretanto, em alguns eventos, tais como, operação ilhada (MAHMOOD; MICHAELSON; Jin Jiang, 2014), eventos de sobretensão (TONKOSKI; LOPES, 2011), os painéis fotovoltaicos devem ser desconectados ou o seu ponto de operação deve ser deslocado do MPP com o intuito de garantir a estabilidade da microrede (YANG et al., 2016).

Dentre as principais estratégias propostas na literatura para mover a operação do conjunto painéis fotovoltaico para fora do MPP, pode-se identificar um padrão recorrente, como ilustra a figura 7.8 (TONKOSKI; LOPES, 2011; WU et al., 2014; SUN et al., 2016; DIAZ et al., 2015; KOTRA; MISHRA, 2017). Nesses trabalhos, utiliza-se uma malha de controle realimentada pela tensão nos terminais dos painéis fotovoltaicos, cuja referência é dada pelo algoritmo MPPT quando a carga é suficientemente grande. Quando a carga demandar uma quantidade menor do que é gerado, a referência para o controle dos painéis fotovoltaicos é comutada para uma estrutura de gerenciamento que calcula a tensão de referência com base da energia suficiente para restaurar o barramento CC.

Como ilustra o diagrama de controle da figura 7.8, o controle da tensão do barramento

Figura 7.8: Diagrama de controle para sistemas fotovoltaicos genérico encontrado nos trabalhos presentes na literatura.

CC ou da potência entregue pelo conjunto de painéis é realizado de modo indireto, ou seja, a variável de interesse é monitorada externamente à malha de controle, habilitando ou desabilitando o algoritmo MPPT.

Em contraste com as técnicas presentes na literatura, nesta tese, propõe o uso do algoritmo MPPT na forma de um saturador, como mostrado na figura 7.9. Esta é uma técnica híbrida, a qual reúne as vantagens da técnica P&O e a velocidade de resposta associada ao controlador PI para contingenciamento de potência.

Dentre as vantagens deste método, pode-se dizer que o mesmo é adequado tanto para operação ilhada quanto conectada, é simples de ser implementado, o controle associado ao contingenciamento de potência pode ser projetado utilizando as técnicas de controle clássicas com o controlador PI, o mesmo apresenta uma resposta dinâmica rápida durante transientes (dependendo do valor da variável de saturação), o algoritmo é adequado para utilização juntamente com a técnica *droop* de gerenciamento e não há a necessidade de comutar entre duas malhas de controle.

A figura 7.9 apresenta o algoritmo MPPT-ST considerando uma aplicação típica em microredes CC utilizando controlador *droop* na malha externa. Neste diagrama de controle, a referência de corrente é gerada pelo controlador *droop* somada a um distúrbio gerado pelo algoritmo MPPT-ST Δi_{ref_pv} . A referência total é realimentada pela corrente no terminal do conjunto de painéis fotovoltaicos e serve de entrada para o controlador PI, cuja saída é saturada de zero a k_{MPP} , sendo que a variável de saturação (k_{MPP}) é associada ao MPP.

A parcela alternada da referência de corrente gerada por Δi_{ref_pv} é utilizada para detectar o ponto de operação quando o sistema está no modo de contingenciamento. Entretanto, para evitar oscilações indesejáveis na variável de saturação, durante o modo de contingenciamento, a avaliação da derivada de potência é ativada apenas quando a variável de saída do controlador PI está próxima à variável de saturação. Neste sentido, considerando

Figura 7.9: Diagrama de controle do algoritmo MPPT-ST para microredes.

que a corrente terminal dos painéis é controlada, o sistema de painel fotovoltaico opera do lado direito da curva $V \times I$, conforme ilustrado pelas linhas solidas da figura 7.10.

Na técnica proposta, o algoritmo associado à saturação é executado em uma taxa menor quando compara ao controlador PI. Para os resultados de simulação e experimentais apresentados nesta tese, foi utilizada uma taxa de execução de 1:150 entre o algoritmo PI e o algoritmo de saturação.

Para gerar a referência de corrente alternada, em cada execução do algoritmo de saturação, o distúrbio de corrente ($\Delta i_{ref_pv}[inc] = h[inc]$) torna-se o oposto em relação ao valor anterior ($(-1)h[inc - 1]$).

$$\Delta i_{ref_pv}[inc] = h[inc] = (-1)h[inc - 1] \quad (7.5)$$

onde inc é a variável de incremento associada à cada amostra do algoritmo de saturação.

A variável passo ($step[inc]$) é responsável por incrementar ou decrementar a variável de saturação ($k_{MPP}[inc]$), assim, a cada execução, da mesma forma implementada para $\Delta i_{ref_pv}[inc]$, a variável passo também alterna entre positivo e negativo:

$$step[inc] = (-1)step[inc - 1] \quad (7.6)$$

Quando o painel fotovoltaico está operando próximo à variável de saturação, o algoritmo de saturação avalia o resultado da perturbação anterior. Se a derivada de potência for

Figura 7.10: Curva $V \times I$ do painel GCL-P672320 com 1000 W m^{-2} .

positiva ($\Delta P > 0$), a variável *step* é adicionada à variável de saturação:

$$k_{MPP} [inc] = k_{MPP} [inc - 1] + h [inc] + step [inc] \quad (7.7)$$

Por outro lado, se a derivada de potência for negativa ($\Delta P < 0$), a variável *step* é subtraída:

$$k_{MPP} [inc] = k_{MPP} [inc - 1] + h [inc] - step [inc] \quad (7.8)$$

É importante notar que o conjunto de equações 7.7 e 7.8 podem ser utilizadas para operar tanto no lado direito quanto do lado esquerdo da curva $V \times I$, pois a variável *step* pode ser positiva ou negativa.

7.3 Considerações Finais

Este capítulo abordou aspectos concernentes às propostas de controle e gerenciamento da microrede CC deste trabalho de doutorado. Primeiramente, foram discutidos conceitos fundamentais associados à técnica *droop*. Posteriormente, abordou-se a proposta de controlador *droop k-sharing*. Por fim, discorreu-se a respeito da técnica MPPT-ST para controle de painéis fotovoltaicos em microredes utilizando a técnica *droop*.

Estabilidade de Microredes CC

Com a diversificação e descentralização da geração de energia, o conceito de microredes tem se tornado cada vez mais importante na integração de diferentes fontes de energia e sistemas de armazenamento (GUERRERO et al., 2011).

Cada GD-CC apresenta um comportamento dinâmico específico que está associado a características intrínsecas da fonte, do projeto da estrutura dos controladores, bem como da topologia eletrônica utilizada.

Em casos extremos, uma microrede instável pode levar à eventos catastróficos que estão relacionados à sobretensões e falhas de equipamentos. Neste contexto, a análise de estabilidade de microredes é uma parte importante do projeto de estruturas de controle, de forma a garantir que a microrede possa resistir à variações de carga e retornar à um ponto de equilíbrio após o distúrbio aplicado (LASSETER, 2003; WANG et al., 2012).

Entretanto, modelar e interconectar os modelos das GD-CCs em microredes é uma tarefa difícil. Com o aumento do número de GD-CCs, a complexidade do modelo também aumenta. Dessa forma, diferentes abordagens para avaliar a estabilidade de microredes podem ser encontradas na literatura.

Dentre as propostas de análise de estabilidade encontradas na literatura, a principal metodologia baseia-se no critério da impedância/admitância, o qual está associado ao modelo em pequenos sinais das GD-CCs (Wang; Zheng, 2018; Zhi et al., 2014; Freijedo et al., 2017; Harnefors; Bongiorno; Lundberg, 2007; Sun, 2011). Todavia, quando controladores não lineares são utilizados ou quando o projetista está interessado em avaliar a estabilidade da interação entre as GD-CC, esse método pode não representar o sistema de modo adequado.

Baseando-se nesses argumentos, neste trabalho, propõe-se o uso do modelo médio de conversores CC-CC acoplado pela equação diferencial do barramento CC. Em posse do modelo médio de equações diferenciais, o método indireto de Lyapunov é aplicado com o intuito de avaliar os autovalores em um ponto específico de operação, isto é, para um valor de carga. A principal vantagem deste método, é que a linearização, utilizando o método indireto de Lyapunov, é aplicada ao modelo da microrede considerando as interações das não linearidades dos controladores e das GD-CCs (conversores CC-CC e fontes) entre si.

Neste trabalho, o método proposto é aplicado em dois cenários. Primeiramente, aplica-se a análise à microrede contendo apenas a célula a combustível e a bateria, utilizando o algoritmo *k-sharing* para gerenciar a energia compartilhada entre ambas fontes. Posteriormente, a mesma técnica é aplicada ao adicionar um conjunto de painéis fotovoltaicos à microrede.

Assim, neste capítulo são apresentados os modelos médios das GD-CCs separadamente no item 8.3, bem como o modelo acoplado das microredes em 8.4.

8.1 Método Indireto de Lyapunov em Microredes CC

Utilizando o modelo médio, em malha aberta, um conversor CC-CC pode ser modelado como um sistema não linear da seguinte forma:

$$\dot{\mathbf{x}} = f(\mathbf{x}, k, \mathbf{u}) \quad (8.1)$$

Para o modelo em malha fechada, o ciclo de trabalho k é utilizado como entrada do sistema e o vetor de entradas $\mathbf{u}$ pode ser assumido constante. O uso de integradores e filtros no modelo em malha fechada resulta na adição de mais variáveis de estado e_i , cuja quantidade está ligada à ordem dos controladores e filtros. Adicionalmente, todas as novas variáveis de entrada resultantes do modelo em malha fechada podem ser assumidas constantes, caso essas variáveis não sejam o objeto de análise 8.2.

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{x}} \\ \dot{e}_1 \\ \vdots \end{bmatrix} = f(\mathbf{x}, e_1 \dots) \rightarrow \dot{\mathbf{x}} = f(\mathbf{x}) \quad (8.2)$$

Para o modelo médio, pode-se assumir que f é continuamente diferenciável em $D = \mathbf{x} < r$, sendo $r > 0$. Como a teoria de Lyapunov repousa no fato de que o sistema deve apresentar solução na origem, isto é, $f(0) = 0$, as variáveis devem ser deslocadas para o ponto de operação em regime permanente:

$$\mathbf{x}_{old} = \mathbf{x}_{new} + \mathbf{X} \quad (8.3)$$

onde $\mathbf{X}$ é um ponto de equilíbrio de f .

Agora, considere que $J(\mathbf{x})$ seja a matrix Jacobiana de $f(\mathbf{x})$. Assim, a estabilidade em uma pequena região ao redor do ponto de equilíbrio pode ser avaliada analisando a parte real dos autovalores de 8.4.

$$\mathbf{A}_{linear} = \left. \frac{\partial f(\mathbf{x}_{new})}{\partial \mathbf{x}_{new}} \right|_{\mathbf{x}_{new}=0, \mathbf{u}=cte} \quad (8.4)$$

8.2 Acoplamento de GD-CCs em microrredes CC

O método proposto para acoplamento do modelo de conversores CC-CC, baseia-se na contribuição de cada GD-CC no ponto de acoplamento comum. Considerando o modelo médio generalizado de conversores CC-CC, cada elemento armazenador, incluindo indutores (i_l), capacitores (v_c) e integradores (e), pode ser representado por uma equação diferencial, conforme $[\dot{i}_l \ \dot{v}_c \ \dot{e} \ \dots]' = [\dot{x}_1 \ \dot{v}_c]'$. Neste contexto, cada GD-CC da microrrede pode ser representada por 8.5.

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{v}_{co} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{11}(x) \\ f_{12}(x) \end{bmatrix} \quad (8.5)$$

Agora, na figura 8.1, a contribuição de cada corrente de cada conversor CC-CC no ponto de acoplamento comum $i_1, i_2, \dots, i_n$, resulta na equação diferencial $\dot{v}_{co}$.

Figura 8.1: Capacitor de acoplamento comum em microrredes CC.

Neste sentido, para realizar o acoplamento das GD-CCs na modelagem dinâmica, basta alterar a equação $\dot{v}_{co}$. Entretanto, como a corrente demandada pela carga é considerada em cada um dos modelos das GD-CCs, ao alterar a equação que representa o comportamento dinâmico da tensão do capacitor de acoplamento comum, a contribuição da carga deve ser ajustada para que não haja sobreposição, de acordo com 8.6.

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{v}_{co} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{11}(x) \\ f_{21}(x) \\ f_{12}(x) + f_{22}(x) - \left(-\frac{v_{co}}{R_o C_o}\right) \end{bmatrix} \quad (8.6)$$

onde R_o é a carga de saída e C_o é o capacitor de acoplamento comum.

Para o caso geral, considerando uma microrrede composta por “ n ” GD-CCs, o sistema 8.6 assume a forma 8.7. Entretanto, essa técnica de modelagem não considera a contribuição das resistências parasita da linha de distribuição entre os conversores (r_p, r_n), como

mostrado na figura 8.2. Neste sentido, desconsiderando as resistências parasitas da linha de distribuição, a capacitância de saída resultante do sistema seria $C_O = C_1 + C_2$, onde C_1 e C_2 é a capacitância de saída de cada conversor.

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \vdots \\ \dot{x}_n \\ \dot{v}_{co} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{11}(x) \\ \vdots \\ f_{n1}(x) \\ \sum_{m=1}^n f_{m1}(x) + (m-1) \left(\frac{v_{co}}{R_o C_o} \right) \end{bmatrix} \quad (8.7)$$

Figura 8.2: Resistências parasitas da linha de distribuição em microredes CC.

8.3 Modelo Médio das GD-CCs

Nesta seção, são apresentados os modelos médios das GD-CCs da microrede composta pela célula a combustível e bateria. Esse modelo fornecerá os subsídios necessários para a análise de estabilidade que será realizada numericamente no capítulo 9.

8.3.1 Célula a Combustível

A figura 8.3 apresenta a malha de controle da célula a combustível. A malha interna de controle controla a soma das correntes fluindo pelos dois indutores de entrada do conversor *Interleaved Boost* com Multiplicador de Tensão utilizando um controlador PI. Na malha externa, a técnica *droop* está associada ao filtro passa baixas.

Figura 8.3: Malha de controle da célula a combustível.

Nesta figura, k_{p_fc} e k_{i_fc} são os ganhos dos controladores PI, $H_{i_{in_fc}}$ e $H_{v_{o_fc}}$ são os ganhos dos sensores de corrente e tensão, a_{fc} e b_{fc} são os coeficientes angular e linear da resistência virtual, respectivamente. Além disso, a referência *droop* é saturada com o intuito de evitar correntes maiores que o limite estabelecido nos terminais da célula a combustível.

Apesar da curva *droop* apresentar uma característica linear em uma determinada faixa, representada pelos coeficientes a_{fc} e b_{fc} , nos limites esta curva apresenta um comportamento não linear devido à saturação. Sendo assim, a curva *droop* de resistência virtual é aproximada pela função sigmoidal 8.8, a qual é representada pela linha pontilhada na figura 8.4. Neste caso, a constante α_{fc} é ajustada para corresponder à inclinação da curva de resistência virtual e V_{co_fc} é ajustado para corresponder ao deslocamento do nível CC da tensão do barramento CC.

Figura 8.4: Resistência virtual da célula a combustível em linha contínua e aproximação sigmoide em linha pontilhada.

$$i_{droop_fc} = 1 - \frac{2}{1 + e^{-\alpha_{fc}(v_{o_fc} H v_{o_fc} - V_{co_fc})}} \quad (8.8)$$

Utilizando o modelo do conversor *Interleaved Boost* com Multiplicador de Tensão desenvolvido na seção 5.3, aplica-se a transformação matricial $\mathbf{A}_{fck} = 2\mathbf{A}_{fc1} - \mathbf{A}_{fc2} - \mathbf{A}_{fc4}$ e $\mathbf{A}_{fc0} = -\mathbf{A}_{fc1} + \mathbf{A}_{fc2} + \mathbf{A}_{fc4}$ para simplificar a análise. Essa simplificação também é aplicada em $\mathbf{B}_{fc}$, $\mathbf{C}_{fc}$ e $\mathbf{D}_{fc}$.

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}_{fc} = \underbrace{(\mathbf{A}_{fc0} + k_{fc}\mathbf{A}_{fck})}_{\mathbf{A}_{fc}} \mathbf{x}_{fc} + \underbrace{(\mathbf{B}_{fc0} + k_{fc}\mathbf{B}_{fck})}_{\mathbf{B}_{fc}} \mathbf{u}_{fc} \\ \mathbf{y} = \begin{bmatrix} i_{in_fc} \\ v_{o_fc} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{C}_{fc0i} + k_{fc}\mathbf{C}_{fcki} \\ \mathbf{C}_{fc0v} + k_{fc}\mathbf{C}_{fckv} \end{bmatrix}}_{\mathbf{C}_{fc}} \mathbf{x}_{fc} + \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{D}_{fc0i} + k_{fc}\mathbf{D}_{fcki} \\ \mathbf{D}_{fc0v} + k_{fc}\mathbf{D}_{fckv} \end{bmatrix}}_{\mathbf{D}_{fc}} \mathbf{u}_{fc} \end{cases} \quad (8.9)$$

Como a tensão de saída é utilizada na equação sigmoide da referência *droop* 8.8, para simplificar a análise, a resistência série equivalente do capacitor de saída (r_{Co}) foi considerada nula.

No modelo médio do conversor CC-CC 8.9, cada componente armazenador (indutor e capacitor) é representado por uma equação diferencial. Entretanto, para o modelo em malha fechada, a parte integral do controlador PI e do filtro passa baixa também atuam como um elemento armazenador, sendo estes implementados de modo discreto no processador. Deste modo, o modelo em malha fechada resulta em um conjunto de oito equações diferenciais, sendo seis equações relativas aos elementos armazenadores do circuito ($\dot{\mathbf{x}}_{fc}$), uma para o controlador PI ($\dot{e}_{fc}$) e a última relacionada ao filtro passa baixa ($\dot{i}_{ref_fc}$).

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}_{fc} = (\mathbf{A}_{fc0} + k_{fc}\mathbf{A}_{fck}) \mathbf{x}_{fc} + (\mathbf{B}_{fc0} + k_{fc}\mathbf{B}_{fck}) \mathbf{u}_{fc} \\ \dot{e}_{fc} = i_{ref_fc} - H i_{in_fc} i_{in_fc} \\ \dot{i}_{ref_fc} = \frac{1}{\tau} [I_{fmax} i_{droop_fc} - i_{ref_fc}] \end{cases} \quad (8.10)$$

onde $k_{fc} = k_{p_fc}\dot{e}_{fc} + k_{i_fc}e_{fc}$ é o ciclo de trabalho e o ganho I_{fcmax} diz respeito à referência máxima de corrente para a malha interna da célula a combustível.

8.3.2 Elemento Armazenador

Para o sistema de baterias mostrado na figura 8.5, a corrente de referência atua no espectro complementar ao da célula a combustível ($1 - n_d$). Na malha de controle do controlador *droop*, o ganho *k-sharing* (k_s) também é adicionado, resultando em $1 - k_s n_d$ para a referência de corrente, enquanto a malha interna é regulada pelo controlador PI (k_{p_bat} e k_{i_bat}). Adicionalmente, os sensores de corrente e de tensão são representados por $H i_{in_bat}$ e $H v_{o_bat}$.

Figura 8.5: Malha de controle do sistema de bateria.

De modo análogo ao realizado para as curvas de resistência virtual do controlador *droop*, a variável *k-sharing* também deve ser aproximada por uma função sigmoide. Neste sentido, o projeto das curvas de resistência virtual e do ganho *k-sharing* discutidos no

capítulo 7, podem ser representadas conforme mostra a figura 8.6. Sendo que, o ganho k -sharing é aproximado pela função sigmoide 8.11 e os parâmetros $\beta_{k_{s1}}$ e $\beta_{k_{s2}}$ são ajustadas para corresponderem à inclinação da curva sigmoide.

$$k_s = \beta_{k_{s1}} e^{-\left[\frac{(H v_{o_bat} v_{o_bat} - V_{co_fc})}{\beta_{k_{s2}}}\right]^2} \quad (8.11)$$

Figura 8.6: Curva *droop* para o sistema de baterias e ganho k -sharing em linha contínua e aproximação sigmoide em linha pontilhada.

A respeito do modelo dinâmico, utilizando o modelo do conversor bidirecional *Buck-Boost* desenvolvido na seção 5.2 e o modelo genérico em espaços de estados do apêndice A, pode-se aplicar a transformação matricial $\mathbf{A}_{batk} = \mathbf{A}_{bat1} - \mathbf{A}_{bat2}$ e $\mathbf{A}_{bat0} = \mathbf{A}_{bat2}$ para simplificar o modelo médio. Da mesma forma, essa transformação matricial também é aplicada à $\mathbf{B}_{bat}$, $\mathbf{C}_{bat}$ e $\mathbf{D}_{bat}$.

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}_{bat} = (\underbrace{\mathbf{A}_{bat0} + k_{bat}\mathbf{A}_{batk}}_{\mathbf{A}_{bat}}) \mathbf{x}_{bat} + (\underbrace{\mathbf{B}_{bat0} + k_{bat}\mathbf{B}_{batk}}_{\mathbf{B}_{bat}}) \mathbf{u}_{bat} \\ \begin{bmatrix} i_{in_bat} \\ v_{o_bat} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{C}_{bat0i} + k_{bat}\mathbf{C}_{batki} \\ \mathbf{C}_{bat0v} + k_{bat}\mathbf{C}_{batkv} \end{bmatrix}}_{\mathbf{C}_{bat}} \mathbf{x}_{bat} + \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{D}_{bat0i} + k_{bat}\mathbf{D}_{batki} \\ \mathbf{D}_{bat0v} + k_{bat}\mathbf{D}_{batkv} \end{bmatrix}}_{\mathbf{D}_{bat}} \mathbf{u}_{bat} \end{cases} \quad (8.12)$$

Considerando agora as malhas de controle, têm-se o seguinte modelo com cinco equações diferenciais, sendo três associadas ao modelo médio do conversor CC-CC ($\dot{\mathbf{x}}_{bat}$), uma para o controlador PI ($\dot{e}_{bat}$) e a última relativa ao integrador do filtro ($\dot{i}_{nd_bat}$).

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}_{bat} = (\mathbf{A}_{bat0} + k_{bat}\mathbf{A}_{batk}) \mathbf{x}_{bat} + (\mathbf{A}_{bat0} + k_{bat}\mathbf{A}_{batk}) \mathbf{u}_{bat} \\ \dot{e}_{bat} = i_{droop_fc} - i_{nd_bat}k_s - H i_{in_bat} i_{in_bat} \\ \dot{i}_{nd_bat} = \frac{1}{\tau} [I_{batmax} i_{droop_fc} - i_{nd_bat}] \end{cases} \quad (8.13)$$

onde $k_{bat} = k_{p_bat}\dot{e}_{bat} + k_{i_bat}e_{bat}$ é o ciclo de trabalho e o ganho I_{batmax} caracteriza o valor máximo de referência do sistema de baterias.

8.3.3 Painéis Fotovoltaicos

Para o sistema de painéis fotovoltaicos, a malha interna controla a corrente terminal da associação de painéis, enquanto a malha externa controla a tensão do barramento CC utilizando a técnica *droop* (figura 8.7). Considerando que a técnica MPPT-ST é atualizada em uma frequência muito menor em relação ao processamento das malhas dos controladores PI e *droop* (1:150) e que o distúrbio h é muito menor que a referência i_{droop_pv} , na análise de estabilidade e controle, a dinâmica associada ao algoritmo MPPT-ST é negligenciada.

Figura 8.7: Malha de controle do sistema de painéis fotovoltaicos.

Em contraste com as malhas de controle do conjunto de baterias e da célula a combustível, na malha *droop* de controle dos painéis fotovoltaicos não há um filtro associado à referência de corrente. A ausência deste filtro resulta em um número menor de equações diferenciais em malha fechada.

Para efeito de obter uma análise simplificada, a tensão resultante do conjunto de painéis fotovoltaicos é considerada constante, negligenciando também as variações relativas ao sombreamento. Neste contexto, com o intuito de refinar as análises, em trabalhos futuros, o efeito da dinâmica associada ao sombreamento dos painéis, bem como o efeito da dinâmica do algoritmo saturador MPPT-ST poderia ser analisado.

A mesma aproximação realizada para a curva de resistência virtual da célula a combustível é implementada para o controlador do painel fotovoltaico, conforme ilustrado na

figura 8.8. Quando comparada à curva de resistência virtual da célula a combustível, a dos painéis fotovoltaicos (8.14 apresenta prioridade de despacho de potência pelo deslocamento do nível CC do barramento CC. Na aproximação sigmoide, esse deslocamento é implementado fazendo $V_{co_pv} > V_{co_fc}$, mantendo a mesma inclinação das curvas. Entretanto, no caso dos painéis fotovoltaicos, por não haver a operação conjunta com elementos armazenadores, a referência i_{droop_pv} possui valor máximo unitário e mínimo nulo.

$$i_{droop_pv} = 1 - \frac{1}{1 + e^{-\alpha_{pv}(v_{o_pv} H v_{o_pv} - V_{co_pv})}} \quad (8.14)$$

Figura 8.8: Curva *droop* do painel fotovoltaico em linha contínua e aproximação sigmoide em linha pontilhada.

Considerando a referência *droop* sigmoide, bem como a malha de controle apresentada na figura 8.7, a resposta dinâmica do conversor CC-CC do painel fotovoltaico com a malha de controle pode ser representada pelo conjunto de equações diferenciais 8.15.

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}_{pv} = (\mathbf{A}_{pv0} + k_{pv}\mathbf{A}_{pvk})\mathbf{x}_{pv} + (\mathbf{B}_{pv0} + k_{pv}\mathbf{B}_{pvk})\mathbf{u}_{pv} \\ \dot{e}_{pv} = I_{pvmax}i_{droop_pv} - H i_{in_pv} \dot{i}_{in_pv} \end{cases} \quad (8.15)$$

onde $k_{pv} = k_{p_pv}\dot{e}_{pv} + k_{i_pv}e_{pv}$ é o ciclo de trabalho e o ganho I_{pvmax} está associado ao valor máximo de referência de corrente.

8.4 Modelo Acoplado

Nesta seção, o modelo acoplado da microrede é elaborado considerando a técnica de acoplamento apresentada na seção 8.2. Para efeito de comparação e validação da técnica de análise de estabilidade, a microrede proposta é avaliada em duas diferentes situações. Na primeira delas, a microrede é composta apenas pela célula a combustível e bateria, já no segundo cenário, a microrede é composta pela célula a combustível, bateria e painéis fotovoltaicos como fontes primárias.

De modo geral, os painéis fotovoltaicos apresentam uma dinâmica de resposta rápida que está associada às baixas capacitâncias e indutâncias parasitas das células semicondutoras. Em relação à célula a combustível, o uso do filtro $n_d(s)$, projetado para uma frequência de resposta muito inferior à da célula a combustível permite, com o intuito de simplificar a análise, desprezar o efeito dinâmico da célula a combustível.

A respeito dos armazenadores, conforme discutido no capítulo 4, o comportamento dinâmico das baterias pode ser negligenciado, posto que o conversor CC-CC possui um comportamento dinâmico dominante.

Entretanto, um aspecto importante concernente ao comportamento das fontes que pode interferir na estabilidade, está associado à tensão terminal da célula a combustível e do painel fotovoltaico que decrescem com o aumento da corrente demandada, bem como o da tensão da bateria que se altera com o estado de carga.

Considerando esses argumentos, o comportamento dinâmico das fontes que compõem a microrede foram desprezados, sendo que, para simplificar as análises as alterações nas tensões terminais das fontes não foram consideradas.

8.4.1 Microrede Composta por Célula a Combustível e Baterias

Para o caso da Figura 7.5, na qual a microrede é composta pela célula a combustível e baterias, o acoplamento do modelo é realizado utilizando os modelos dinâmicos da bateria e da célula a combustível 8.10 e 8.13, bem como a técnica de acoplamento 8.7 para $n = 2$. Como resultado, o conjunto de equações diferenciais 8.16 remetem ao modelo médio da microrede CC.

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{x}}_{bat}^{(1:2)} \\ \dot{e}_{bat} \\ \dot{i}_{nd_bat} \\ \dot{v}_{co} \\ \dot{\mathbf{x}}_{fc}^{(1:5)} \\ \dot{e}_{fc} \\ \dot{i}_{ref_fc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left(\mathbf{A}_{bat0}^{(1:2,1:3)} + k_{bat}\mathbf{A}_{ark}^{(1:2,1:3)} \right) \mathbf{x}_{bat} + \left(\mathbf{B}_{bat0}^{(1:2,1:3)} + k_{bat}\mathbf{B}_{batk}^{(1:2,1:3)} \right) \mathbf{u}_{bat} \\ i_{droop_fc} - i_{nd_bat}k_s - H i_{in_bat} i_{in_bat} \\ \frac{1}{\tau} [I_{batmax} i_{droop_fc} - i_{nd_bat}] \\ \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{bat} \\ \mathbf{x}_{fc} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{bat0}^{(3,1:3)} + k_{bat}\mathbf{A}_{batk}^{(3,1:3)} \\ \mathbf{A}_{fc0}^{(6,1:6)} + k_{fc}\mathbf{A}_{fck}^{(6,1:6)} \end{bmatrix} + \dots \\ \dots + \begin{bmatrix} \mathbf{u}_{bat} \\ \mathbf{u}_{fc} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{bat0}^{(3,1:3)} + k_{bat}\mathbf{B}_{batk}^{(3,1:3)} \\ \mathbf{B}_{fc0}^{(6,1:6)} + k_{fc}\mathbf{B}_{fck}^{(6,1:6)} \end{bmatrix} - \left(-\frac{v_{co}}{R_o C_o} \right) \\ \left(\mathbf{A}_{fc0}^{(1:5,1:5)} + k_{fc}\mathbf{A}_{fck}^{(1:5,1:5)} \right) \mathbf{x}_{fc} + \left(\mathbf{B}_{fc0}^{(1:5,1:5)} + k_{fc}\mathbf{B}_{fck}^{(1:5,1:5)} \right) \mathbf{u}_{fc} \\ i_{ref_fc} - H i_{in_fc} i_{in_fc} \\ \frac{1}{\tau} [I_{fcmax} i_{droop_fc} - i_{ref_fc}] \end{bmatrix} \quad (8.16)$$

As três primeiras equações diferenciais de 8.16 estão associadas ao modelo do conjunto de baterias, enquanto as últimas três equações referem-se ao modelo da célula a combustível. Como descrito na seção 8.2, o acoplamento das duas unidades de GD-CCs é obtido, inicialmente, isolando a equação referente à tensão do capacitor de acoplamento comum $\dot{v}_{co}$, o que resulta na manipulação matricial $\dot{\mathbf{x}}_{bat}^{(1:2)}$ e $\dot{\mathbf{x}}_{fc}^{(1:5)}$. Neste caso, como há duas

unidades de GD-CCs envolvidas no acoplamento, a sobreposição da corrente demandada na carga ocorre uma vez $\left(-\frac{v_{co}}{R_o C_o}\right)$, ou seja $n = 2$, como demonstrado em 8.6.

8.4.2 Microrede Composta por Célula a Combustível, Baterias e Painei Fotovoltaico

No segundo cenário, em que a microrede CC é composta pela célula a combustível, baterias e painei fotovoltaico (figura 8.9), são utilizados os modelos dinâmicos 8.10, 8.13 e 8.15. Similar ao realizado na seção anterior, a equação diferencial da tensão do capacitor de acoplamento comum é isolada manipulando a equação diferencial do vetor de estados $(\dot{\mathbf{x}}_{bat}^{(1:2)}, \dot{\mathbf{x}}_{fc}^{(1:5)}, \dot{\mathbf{x}}_{pv}^{(1:2)})$. Entretanto, como neste caso três unidades de GD-CCs fazem parte da microrede, de acordo com a 8.7, a sobreposição da contribuição da carga deve ser decrescida duas vezes $\left(\frac{-2v_{co}}{R_o C_o}\right)$, pois $n = 3$, o que resulta no conjunto de equações 8.17.

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{x}}_{bat}^{(1:2)} \\ \dot{e}_{bat} \\ \dot{i}_{nd_bat} \\ \dot{v}_{co} \\ \dot{\mathbf{x}}_{fc}^{(1:5)} \\ \dot{e}_{fc} \\ \dot{i}_{ref_fc} \\ \dot{\mathbf{x}}_{pv}^{(1:2)} \\ \dot{e}_{pv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left(\mathbf{A}_{bat0}^{(1:2,1:3)} + k_{bat}\mathbf{A}_{ark}^{(1:2,1:3)}\right)\mathbf{x}_{bat} + \left(\mathbf{B}_{bat0}^{(1:2,1:3)} + k_{bat}\mathbf{B}_{batk}^{(1:2,1:3)}\right)\mathbf{u}_{bat} \\ i_{droop_fc} - i_{nd_bat}k_s - H i_{in_bat}i_{in_bat} \\ \frac{1}{\tau} [I_{batmax}i_{droop_fc} - i_{nd_bat}] \\ \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{bat} \\ \mathbf{x}_{fc} \\ \mathbf{x}_{pv} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{bat0}^{(3,1:3)} + k_{bat}\mathbf{A}_{batk}^{(3,1:3)} \\ \mathbf{A}_{fc0}^{(6,1:6)} + k_{fc}\mathbf{A}_{fck}^{(6,1:6)} \\ \mathbf{A}_{pv0}^{(3,1:3)} + k_{pv}\mathbf{A}_{pvk}^{(3,1:3)} \end{bmatrix} + \dots \\ \dots + \begin{bmatrix} \mathbf{u}_{bat} \\ \mathbf{u}_{fc} \\ \mathbf{u}_{pv} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{bat0}^{(3,1:3)} + k_{bat}\mathbf{B}_{batk}^{(3,1:3)} \\ \mathbf{B}_{fc0}^{(6,1:6)} + k_{fc}\mathbf{B}_{fck}^{(6,1:6)} \\ \mathbf{B}_{pv0}^{(3,1:3)} + k_{pv}\mathbf{B}_{pvk}^{(3,1:3)} \end{bmatrix} - 2\left(-\frac{v_{co}}{R_o C_o}\right) \\ \left(\mathbf{A}_{fc0}^{(1:5,1:5)} + k_{fc}\mathbf{A}_{fck}^{(1:5,1:5)}\right)\mathbf{x}_{fc} + \left(\mathbf{B}_{fc0}^{(1:5,1:5)} + k_{fc}\mathbf{B}_{fck}^{(1:5,1:5)}\right)\mathbf{u}_{fc} \\ i_{ref_fc} - H i_{in_fc}i_{in_fc} \\ \frac{1}{\tau} [I_{fcmax}i_{droop_fc} - i_{ref_fc}] \\ \left(\mathbf{A}_{pv0}^{(1:2,1:3)} + k_{pv}\mathbf{A}_{pvk}^{(1:2,1:3)}\right)\mathbf{x}_{pv} + \left(\mathbf{B}_{pv0}^{(1:2,1:3)} + k_{pv}\mathbf{B}_{pvk}^{(1:2,1:3)}\right)\mathbf{u}_{pv} \\ I_{pvmax}i_{droop_pv} - H i_{in_pv}i_{in_pv} \end{bmatrix} \quad (8.17)$$

No conjunto de equações diferenciais 8.17, as três primeiras equações dizem respeito ao sistema de baterias, a quarta equação está associada ao capacitor de acoplamento conectado no barramento CC, da quinta a sétima equação tem-se o modelo da célula a combustível e, por fim, as duas últimas equações dizem respeito ao modelo dinâmico do sistema de painéis fotovoltaicos.

8.5 Considerações Finais

Este capítulo introduziu o método indireto de Lyapunov aplicado à microredes CC. Para aplicar este método em microredes CC, foi proposta uma técnica que permite acoplar os modelos médios de conversores CC-CC utilizando a equação da tensão do capacitor do

Figura 8.9: Diagrama da microrede com célula a combustível, bateria e painel fotovoltaico.

barramento CC. Este método foi demonstrado acoplando os modelos para a microrede operando em dois cenários diferentes: célula a combustível e baterias, além desta microrede com a adição do painel fotovoltaico.

Projeto de Controladores e Resultados

Neste capítulo são apresentados os resultados experimentais e de simulação da microrede. Inicialmente, são elaborados os projetos dos controladores utilizado em cada GD-CC, posteriormente, é realizada a análise de estabilidade utilizando a técnica descrita no capítulo 8. Por fim, são mostrados os resultados experimentais para dar suporte ao conteúdo teórico desenvolvido.

O projeto e análise de controle e estabilidade foram realizados utilizando o software Matlab, enquanto as simulações foram realizadas no ambiente de simulação do software PSIM. Nas simulações, os painéis fotovoltaicos foram representados utilizando o modelo 3.6, ao passo que para as baterias foi utilizado o modelo de células de Li-Ion disponível no software PSIM. Já para a célula a combustível, foi implementado o modelo desenvolvido pelo Prof. Dr. Cassius Rossi de Aguiar, conforme descrito no capítulo 2 e em (AGUIAR, 2017). Tanto nas simulações quanto nos resultados experimentais, o código foi implementado em linguagem C, sendo que nos resultados experimentais o código foi embarcado no DSP 32-bit de dois núcleos TMS320F28379D do fabricante Texas Instruments, o qual possui uma capacidade de processamento de 800 MIPS.

A figura 9.1 apresenta a bancada experimental, na qual foi utilizado o sensoriamento de corrente e tensão com os sensores de efeito hall LA55-P e LV25-P. A adequação dos sinais medidos aos níveis adequados de tensão e corrente das entradas A/D do DSP foram realizadas utilizando os circuitos de condicionamento de sinais ilustrados no anexo A.

Em relação à interface eletrônica, para o conversor CC-CA, foi utilizado o módulo Semikron apresentado no anexo B, o qual é composto por IGBTs com capacidade máxima de corrente $I_{rms_max} = 30$ A e tensão máxima de coletor emissor $V_{ce_max} = 1200$ V. Como o limite de frequência de comutação estabelecido para o módulo Semikron é de 15 kHz, optou-se por adotar uma frequência de comutação de 12 kHz para todos os transistores da microrede, incluindo os *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistors* (MOSFETs) do conversor *Interleaved Boost* com Multiplicador de Tensão.

O conversor *Boost* da unidade fotovoltaica e o conversor *Buck-Boost* bidirecional foram implementados utilizando o mesmo módulo Semikron da unidade inversora. Porém, neste

Figura 9.1: Bancada experimental.

caso, foi necessário adaptar as conexões internas do módulo e adicionar os indutores e capacitores de entrada para corresponder à topologia dos conversores CC-CC em questão. Como o foi utilizado os mesmos elementos passivos e ativos em ambos conversores CC-CC, a tabela 9.1 apresenta os parâmetros utilizados em simulações e análises de controle.

Tabela 9.1: Parâmetros dos conversores *Boost* e *Buck-Boost* bidirecional

Parâmetros	Valores
L	10 mH
r_L	226 m Ω
C_i	470 μ F
r_{Ci}	33 m Ω
C_o	1360 μ F
r_{Co}	11 m Ω
r_S	0,23 Ω
r_d	0,23 Ω
r_i	50 m Ω
f_{chav}	12 kHz

Além disso, os dados utilizados para o conversor *Interleaved Boost* com Multiplicador de Tensão encontram-se listados na tabela 9.2. Nessa tabela, os indutores possuem os seguintes valores $L_1 = L_2 = 870 \mu$ H, $r_{L1} = r_{L2} = 34,8 \text{ m}\Omega$, os quais foram para a obtenção

dos resultados desta seção. Já para a parte CA, os parâmetros do inversor e da rede encontram-se listados na tabela 6.1 e tabela 6.1.

Em relação às fontes alternativas, foi utilizado um painei de fotovoltaico GCL-P672320 composto por 72 células fotovoltaicas, cuja potência no ponto de máximo à 1000 W m^{-2} é de 320 W ($37,4 \text{ V}$; $8,56 \text{ A}$), conforme a folha de dados que consta no anexo C. Como mencionado no capítulo 2, foi utilizada a célula a combustível H-1000 do fabricante Horizon Fuel Cell Technologies com 48 células conectadas em série, resultando em uma potência máxima de 1000 W ($28,8 \text{ V}$; 35 A), como mostrado na folha de dados no anexo D. Por fim, para os elementos armazenadores, foram três baterias conectadas em série do modelo Zippy Compact 5000 da série 25C (anexo E), as quais são compostas por seis células de Li-Ion, resultando em uma tensão terminal por bateria de $22,2 \text{ V}$. Como são utilizadas três baterias conectadas em série, a tensão terminal do conjunto de baterias é de $66,6 \text{ V}$.

Tabela 9.2: Parâmetros do conversor IBVM utilizados no capítulo 9

Parâmetros	Valores
$L_1 = L_2$	$870 \mu\text{H}$
$r_{L1} = r_{L2}$	$34,8 \text{ m}\Omega$
$C_1 = C_2$	$1 \mu\text{F}$
$r_{C1} = r_{C2}$	$29 \text{ m}\Omega$
$r_{D1} = r_{D2} = r_{D3} = r_{D4}$	$53 \text{ m}\Omega$
$r_{S1} = r_{S2}$	$24 \text{ m}\Omega$
C_i	$470 \mu\text{F}$
r_{Ci}	$33 \text{ m}\Omega$
C_o	$1360 \mu\text{F}$
r_{Co}	$11 \text{ m}\Omega$
r_d	$53 \text{ m}\Omega$
r_i	$5 \text{ m}\Omega$
f_{chav}	12 kHz

9.1 Painei Fotovoltaico

9.1.1 Controle e Estabilidade

Como mostrado na figura 8.9, a interface de potência utilizada para adequar os sinais de tensão e corrente dos painéis fotovoltaicos é o conversor *Boost*. Neste sentido, utilizando o modelo em espaços de estados desenvolvido na seção 5.2 e considerando os seguintes vetores de estados, de entrada e de saída respectivamente, $\mathbf{x}_{pv} = \begin{bmatrix} v_{C_{i_pv}} & i_{L_pv} & v_{C_{o_pv}} \end{bmatrix}^T$,

$\mathbf{u}_{pv} = [v_{pv} \ i_{o_pv}]^T$ e $\mathbf{y}_{pv} = [i_{in_pv} \ v_{o_pv}]^T$, tem-se o modelo médio em espaços de estados definido por:

$$\mathbf{A}_{pv} = k\mathbf{A}_{pv1} + (1-k)\mathbf{A}_{pv2} = \mathbf{A}_{pv2} + (\mathbf{A}_{pv1} - \mathbf{A}_{pv2})k = \mathbf{A}_{pv0} + \mathbf{A}_{pvk}k \quad (9.1)$$

onde k é o ciclo de trabalho e as matrizes $\mathbf{A}_{pv1}$ e $\mathbf{A}_{pv2}$ são as matrizes de estado para cada intervalo de chaveamento.

Esta manipulação é aplicada também às outras matrizes do modelo em espaços de estados para fornecer os subsídios necessários para a linearização em pequenos sinais descrita no apêndice A. Como resultado, tem-se o seguinte modelo genérico em espaços de estados:

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{x}}_{pv} = [\mathbf{A}_{pv0} + K_{pv}\mathbf{A}_{pvk}] \hat{\mathbf{x}}_{pv} + [\mathbf{B}_{pv0} + K_{pv}\mathbf{B}_{pvk}] \hat{\mathbf{u}}_{pv} + [\mathbf{A}_{pvk}\mathbf{X}_{pv} + \mathbf{B}_{pvk}\mathbf{U}_{pv}] \hat{k}_{pv} \\ \quad = \bar{\mathbf{A}}_{pv}\hat{\mathbf{x}}_{pv} + \bar{\mathbf{B}}_{pv}\hat{\mathbf{u}}_{pv} + \bar{\mathbf{F}}_{pv}\hat{k}_{pv} \\ \hat{\mathbf{y}}_{pv} = [\mathbf{C}_{pv0} + K_{pv}\mathbf{C}_{pvk}] \hat{\mathbf{x}}_{pv} + [\mathbf{D}_{pv0} + K_{pv}\mathbf{D}_{pvk}] \hat{\mathbf{u}}_{pv} + [\mathbf{C}_{pvk}\mathbf{X}_{pv} + \mathbf{D}_{pvk}\mathbf{U}_{pv}] \hat{k}_{pv} \\ \quad = \bar{\mathbf{C}}_{pv}\hat{\mathbf{x}}_{pv} + \bar{\mathbf{D}}_{pv}\hat{\mathbf{u}}_{pv} + \bar{\mathbf{W}}_{pv}\hat{k}_{pv} \end{cases} \quad (9.2)$$

onde $\mathbf{X}_{pv} = -\bar{\mathbf{A}}_{pv}^{-1}\bar{\mathbf{B}}_{pv}\mathbf{U}_{pv}$.

Manipulando o conjunto de equações 9.2, obtém-se a função de transferência do vetor de saída pelo ciclo de trabalho:

$$\mathbf{G}_{kp}(s) = \frac{\hat{\mathbf{y}}_{pv}(s)}{\hat{k}_{pv}(s)} = \bar{\mathbf{C}}_{pv} (s\mathbf{I} - \bar{\mathbf{A}}_{pv})^{-1} \bar{\mathbf{F}}_{pv} + \bar{\mathbf{W}}_{pv} \quad (9.3)$$

Assumindo ganho unitário do sensor de corrente e utilizando um controlador PI na malha interna, a função de transferência em malha aberta da malha de corrente resulta em:

$$G_{pv_iloop}(s) = \frac{\hat{i}_{in_pv}(s)}{\hat{i}_{droop_pv}(s)} = \left[\bar{\mathbf{C}}_{i_pv} (s\mathbf{I} - \bar{\mathbf{A}}_{pv})^{-1} \bar{\mathbf{F}}_{pv} + \bar{\mathbf{W}}_{i_pv} \right] \left[k_{p_pv} + \frac{k_{i_pv}}{s} \right] \quad (9.4)$$

onde $\bar{\mathbf{C}}_{i_pv} = \mathbf{C}_{pv0i} + K_{pv}\mathbf{C}_{pvki}$, $\bar{\mathbf{W}}_{i_pv} = \mathbf{C}_{pvki}\mathbf{X}_{pv} + \mathbf{D}_{pvki}\mathbf{U}_{pv}$, referem-se à primeira linha do vetor de saída, o qual está associado à corrente de entrada do conversor CC-CC. A respeito do controlador PI, os ganhos foram ajustados para $k_{p_pv} = 0,1391$ e $k_{i_pv} = 6,322$ para garantir a estabilidade do sistema, conforme demonstrado nos diagramas de Nyquist.

A análise numérica é realizada considerando os parâmetros da tabela 9.1 para o conversor CC-CC, além disso, para simplificar a análise, a tensão do painel fotovoltaico, utilizado GCL-P672320, é assumida constante no MPP em 1000 W m^{-2} de irradiação solar ($v_{pv} = 37,4 \text{ V}$) e a carga de saída é calculada de forma que a potência nos terminais dos painéis seja 320 W . Adicionalmente, ficou estipulado que o conversor CC-CC pode operar com ciclo de trabalho em torno de $K = 0.75$ e $K = 0.85$.

Utilizando os dados mencionados no parágrafo anterior, são gerados os diagramas de Nyquist da figura 9.2 e da figura 9.3. Nas duas condições analisadas, o comportamento do sistema é estável para a operação em malha fechada, sendo que para $K = 0,75$ a margem

Figura 9.2: Diagrama de Nyquist da malha aberta de corrente do sistema do painel fotovoltaico.

Figura 9.3: Zoom em $(-1, 0)$ no diagrama de Nyquist da malha aberta de corrente do sistema fotovoltaico.

de fase é $89,8^\circ$ com frequência de corte de $1,84 \times 10^3 \text{ rad s}^{-1}$, e para $K = 0.85$ a margem de fase é de 90° e a frequência de corte é de $3,07 \times 10^3 \text{ rad s}^{-1}$.

Entretanto, como a malha de controle utilizada no controlador MPPT-ST possui um saturador, a estrutura de controle passa a comportar de modo não linear, assim, para

analisar a estabilidade, pode-se utilizar o critério de Popov. Neste sentido, assumindo que o controlador PI é executado em uma frequência muito superior à do algoritmo de saturação, para efeito de análise, considera-se o sistema como sendo autônomo. Portanto, como a saturação ocorre no valor no máximo para o ciclo de trabalho unitário, a estabilidade do sistema não linear com a saturação pode ser avaliada considerando os círculos degenerados em planos que se estendem de $\frac{-1}{(1-0.75)}$ e $\frac{-1}{(1-0.85)}$ à $-\infty$. Como o diagrama de Nyquist da função de transferência $G_{pv_i\text{loop}}$ para as duas situações não interceptam os setores em cinza da figura 9.3, o sistema é considerado estável.

9.1.2 Simulações do MPPT-ST

Para validar tanto a técnica MPPT-ST quanto a estabilidade do controlador PI analisada na seção anterior, esta seção apresenta os resultados de simulação utilizando o modelo físico do painel GCL-P672320 desenvolvido no software PSIM. Assim, os valores das variáveis $step$ e do distúrbio utilizados foram $|step| = 0,002$ e $|h| = 0,005$, respectivamente. Para os resultados de simulação e experimentais apresentados na seção 9.1, foi utilizada a curva *droop* da figura 9.4.

Figura 9.4: Curva de resistência virtual *droop* do sistema do painel fotovoltaico para resultados da seção 9.1.

Neste contexto, a figura 9.5 apresenta a simulação com a irradiação variando linearmente a medida em que cargas são comutadas no barramento CC. Inicialmente, uma carga baixa é conectada no barramento CC, drenando 71 W dos painéis fotovoltaicos. Como a potência demandada é menor que o MPP, a tensão do barramento eleva-se à 174 V e o painel fotovoltaico passa a operar no modo de contingenciamento.

Em 0,7 s ocorre um aumento de carga, fazendo com que os painéis forneçam 216 W em regime permanente, e, devido ao processo de inicialização do algoritmo e da variação de irradiação em uma velocidade elevada, a variável de saturação encontra-se distante

do valor de ciclo de trabalho associado ao MPP. Neste cenário, a resposta dinâmica fica associada ao valor do passo e da frequência de amostragem.

Em aproximadamente 1,5 s, o barramento CC apresenta um aumento de tensão repentino devido à redução de carga. Como consequência, a referência *droop* decresce e o sistema atinge o regime permanente drenando 71 W do painei fotovoltaico. No próximo aumento de carga, em 2,0 s, como a variável de saturação está próxima do MPP, em contraste com o aumento de carga anterior, a velocidade de resposta é mais rápida devido ao fato de que, nesta situação, a velocidade está associada, principalmente, ao controlador PI.

Por fim, no último aumento de carga, em 3,0 s, a irradiação decresce até 500 W m^{-2} e devido à falta de potência disponível, a tensão do barramento CC colapsa.

Figura 9.5: Simulação utilizando um sistema do painei fotovoltaico chaveando carga e variando a irradiação.

Com o intuito de aprimorar o entendimento do funcionamento do algoritmo MPPT-ST, a figura 9.6 apresenta os seguintes sinais ampliados quando a saída PI está saturada: ciclo de trabalho, corrente nos terminais e potência do painei fotovoltaico. Nessa figura percebe-se o efeito da variável *step* e *h* do algoritmo MPPT-ST. A variável *h* está associada ao efeito oscilatório periódico da perturbação, enquanto *step* diz respeito ao passo associado à lógica condicional $\Delta P > 0$.

Portanto, ao analisar a figura 9.6, conclui-se que quando o algoritmo trabalha de forma saturada, o mesmo opera como um P&O clássico, o que explica a resposta durante o transiente em 0,7 s da figura 9.5.

Figura 9.6: Operação do MPPT-ST durante a saturação. Características de tensão e corrente iguais a de um algoritmo P&O.

9.1.3 Resultados Experimentais do MPPT-ST

De modo similar aos resultados apresentados na simulação da figura 9.5, os resultados experimentais da figura 9.7 foram realizados chaveando carga nos terminais do conversor CC-CC enquanto a irradiação solar sobre os painéis se altera. Inicialmente o painel fotovoltaico opera no modo contingenciamento, pois a carga conectada nos terminais do conversor *Boost* é tal que a potência do painel é 121 W, enquanto a tensão do barramento CC é de 173,8 V.

Quando o aumento em degrau de carga é aplicado na saída, a potência injetada também aumenta até que o MPP seja alcançado e a malha de controle passe a operar no modo saturado. Assim, durante a operação em saturação, pode-se notar na figura 9.7 que a variável de saturação k_{MPP} se altera para acompanhar a variação de irradiação sobre os painéis.

Na figura 9.7, um comportamento interessante na operação do algoritmo MPPT-ST pode ser notado em 38 s, o qual está realçado pelo círculo em vermelho. Durante o momento anterior ao transiente de carga, a irradiação se altera, e, como o valor da variável de saturação é superior ao valor do ciclo de trabalho associado ao MPP, a operação do painel fotovoltaico cruza para o lado esquerdo da curva $V \times I$. Ao saturar, o algoritmo MPPT-ST detecta que o painel fotovoltaico não está operando no ponto ótimo e ajusta a variável k_{MPP} de modo que o MPP seja atingido.

Figura 9.7: Algoritmo MPPT-ST operando com variação de irradiação e de carga. Vertical: tensão do barramento CC v_{co} (CH4: 70 V/div.), Corrente do painel fotovoltaico i_{in_pv} (CH1: 3 A/div.), potência do painel fotovoltaico p_{pv} (M1: 30 W/div.), tensão do painel fotovoltaico v_{in_pv} (CH2: 20 V/div.). Horizontal: tempo (5 s/div.).

9.2 Baterias

Como mencionado na seção 5.2, para o projeto dos controladores dos armazenadores, utiliza-se o modelo do conversor *Boost* substituindo o diodo por um transistor. Adicionalmente, a tensão de entrada consiste na associação série de dezoito células de Li-Ion, totalizando 66,6 V. Portanto, assumindo que os vetores de estado, de entrada e de saída são respectivamente $\mathbf{x}_{bat} = [v_{Ci_bat} \ i_{L_bat} \ v_{Co_bat}]^T$, $\mathbf{u}_{bat} = [v_{bat} \ i_{o_bat}]^T$ e $\mathbf{y}_{bat} = [i_{in_bat} \ v_{o_bat}]^T$, a função de transferência da malha aberta de corrente é definida por 9.5.

$$G_{bat_iloop}(s) = \frac{\hat{i}_{in_bat}(s)}{\hat{i}_{ref_bat}(s)} = \left[\bar{\mathbf{C}}_{i_bat} (s\mathbf{I} - \bar{\mathbf{A}}_{bat})^{-1} \bar{\mathbf{F}}_{bat} + \bar{\mathbf{W}}_{i_bat} \right] \left[k_{p_bat} + \frac{k_{i_bat}}{s} \right] \quad (9.5)$$

onde $k_{p_bat} = 0,2916$ e $k_{i_bat} = 18,227$.

Com o intuito de validar a estabilidade do controlador para diversos pontos de operação, os diagramas de Nyquist da figura 9.8 e da figura 9.9 foram implementados mantendo o ciclo de trabalho e carga fixos em 0,73 e 168 Ω respectivamente, enquanto o valor da corrente injetada no barramento CC pelos outros conversores i_o varia de 0 A a -3 A. Neste sentido, a tabela 9.3 apresenta os valores de corrente da bateria (I_{in_bat}) e tensão de saída do conversor *buck-boost* bidirecional (V_{o_bat}) em regime permanente, bem como a margem de fase (mf) e frequência de corte (fc) para os diferentes valores de i_o .

Tabela 9.3: Resultado para diversos pontos de operação para o sistema armazenador.

I_{in_bat}	V_{o_bat}	i_{o_bat}	mf	fc
5,22 A	236,8 V	0 A	89,9°	$6,91 \times 10^3 \text{ rad s}^{-1}$
1,66 A	243,5 V	-1 A	89,9°	$7,1 \times 10^3 \text{ rad s}^{-1}$
-1,89 A	250,2 V	-2 A	89,9°	$7,3 \times 10^3 \text{ rad s}^{-1}$
-5,45 A	256,9 V	-3 A	89,9°	$7,49 \times 10^3 \text{ rad s}^{-1}$

Figura 9.8: Diagrama de Nyquist da malha aberta de corrente dos armazenadores.

Na primeira linha da tabela 9.3, a corrente i_{o_bat} é nula, nesta situação a bateria opera fornecendo seu valor nominal de descarga. À medida que i_{o_bat} decresce, a contribuição da bateria decresce, pois o ciclo de trabalho do conversor CC-CC é fixo. Dessa maneira, quando $i_{o_bat} = -3 \text{ A}$, a bateria opera no seu valor nominal negativo. Dentro do intervalo testado, o sistema apresenta margem de fase positiva e frequência de corte compatível com a aplicação em questão.

Em relação à saturação, utilizando o critério de Popov, verifica-se pela figura 9.9 que o sistema é estável considerando o círculo degenerado compreendido pela região esquerda da reta traçada para o eixo real igual à $\frac{-1}{(1-0,73)}$.

Figura 9.9: Zoom em $(-1, 0)$ no diagrama de Nyquist da malha aberta de corrente do sistema de armazenadores.

9.3 Célula a Combustível

O mesmo procedimento para projeto e análise dos controladores é aplicado ao sistema da célula a combustível, ou seja, utiliza-se o conjunto de equações do modelo dinâmico desenvolvidos na seção 5.3, bem como os vetores de estados, entrada e de saída $\mathbf{x}_{fc} = [v_{Ci_fc} \ i_{L1_fc} \ i_{L2_fc} \ v_{C1_fc} \ v_{C2_fc} \ v_{Co_fc}]^T$, $\mathbf{u}_{fc} = [v_{fc} \ i_{o_fc}]^T$ e $\mathbf{y}_{fc} = [i_{in_fc} \ v_{o_fc}]^T$, respectivamente. Sendo que a tensão de entrada v_{fc} utilizada nas análises de estabilidade e projeto dos controladores, consiste na tensão da célula a combustível na máxima potência, isto é, 28,8 V. Além do mais, assume-se que o conversor *Interleaved Boost* com Multiplicador de Tensão opera isoladamente, o que resulta em $i_o = 0$.

Assim, têm-se a equação matricial $\mathbf{A}_{0fc} = -\mathbf{A}_{1fc} + \mathbf{A}_{2fc} + \mathbf{A}_{4fc}$, $\mathbf{A}_{kp} = 2\mathbf{A}_{1fc} - \mathbf{A}_{2fc} - \mathbf{A}_{4fc}$ e $\mathbf{A}_{fc} = \mathbf{A}_{0fc} + K_{fc}\mathbf{A}_{kfc}$ do modelo do conversor *Interleaved Boost* com Multiplicador de Tensão, cujo equacionamento é aplicado também às matrizes $\bar{\mathbf{B}}_{fc}$, $\bar{\mathbf{C}}_{fc}$ e $\bar{\mathbf{D}}_{fc}$. Sendo $\bar{\mathbf{F}}_{fc} = \mathbf{A}_{kfc}\mathbf{X}_{fc} + \mathbf{B}_{kfc}\mathbf{U}_{fc}$ e $\bar{\mathbf{W}}_{fc} = \mathbf{C}_{kfc}\mathbf{X}_{fc} + \mathbf{D}_{kfc}\mathbf{U}_{fc}$ resultantes do modelo em pequenos sinais. Utilizando as matrizes resultantes do modelo do conversor *Interleaved Boost* com Multiplicador de Tensão, têm-se a função de transferência de malha

aberta de corrente 9.6.

$$G_{fc_loop}(s) = \frac{\hat{i}_{in_in}(s)}{\hat{i}_{ref_fc}(s)} = \left[\bar{\mathbf{C}}_{i_fc} (s\mathbf{I} - \bar{\mathbf{A}}_{fc})^{-1} \bar{\mathbf{F}}_{fc} + \bar{\mathbf{W}}_{i_fc} \right] \left[k_{p_fc} + \frac{k_{i_fc}}{s} \right] \quad (9.6)$$

onde $k_{p_fc} = 0,0256$ e $k_{i_fc} = 7,7689$, são os ganhos proporcional e integral do controlador PI.

Os diagramas de Nyquist da figura 9.10 e figura 9.11 são gerados utilizando a função de transferência 9.6, variando a carga conectada nos terminais de saída do conversor *Interleaved Boost* com Multiplicador de Tensão. Os valores de carga, margem de fase, frequência de corte, corrente da célula e tensão de saída do conversor *Interleaved Boost* com Multiplicador de Tensão em regime permanente encontram-se listados na tabela 9.4.

Figura 9.10: Diagrama de Nyquist da malha aberta de corrente da célula a combustível.

Ao diminuir o valor da carga R_o , verifica-se que a frequência de corte diminui e a margem de fase aumenta. Neste sentido, verifica-se que o sistema de célula a combustível mantém-se estável para os valores de carga considerando a saturação do ciclo de trabalho no valor unitário, representado pelo círculo degenerado pela reta do eixo real igual a $\frac{-1}{(1-0,77)}$.

Figura 9.11: Zoom em $(-1, 0)$ no diagrama de Nyquist da malha aberta de corrente da célula a combustível.

Tabela 9.4: Resultado para diversos pontos de operação para sistema da célula a combustível.

I_{in_fc}	V_{o_fc}	R_o	mf	fc
8,46 A	243,7 V	250 Ω	80,0°	$7,01 \times 10^3 \text{ rad s}^{-1}$
16,5 A	237,8 V	125 Ω	80,1°	$6,86 \times 10^3 \text{ rad s}^{-1}$
31,5 A	226,7 V	62,5 Ω	80,4°	$6,57 \times 10^3 \text{ rad s}^{-1}$

9.4 Análise de estabilidade

Nesta seção, a estabilidade é analisada considerando a conexão de duas ou mais fontes primárias e conversores CC-CC conectadas no barramento CC. A análise da estabilidade da microrede baseia-se nos fundamentos teóricos apresentados no capítulo 8, os quais consistem no método de acoplamento dos modelos médios dos conversores CC-CC, bem como no uso do método indireto de Lyapunov. Além disso, nesta seção são utilizados os modelos dinâmicos elaborados na seção 8.4, sendo que, o primeiro cenário está associado à operação da célula a combustível juntamente com as baterias. Já o segundo cenário, consiste na operação da microrede composta pela célula a combustível, baterias e painel

fotovoltaico.

É importante lembrar que, para simplificar os cálculos, as análises de estabilidade desta seção foram realizadas utilizando a aproximação $v_o = v_{Co} = v_{Co_pv} = v_{Co_fc} = v_{Co_bat}$.

9.4.1 Microrede Composta por Célula a Combustível e Baterias

O conjunto de equações diferenciais que representam a resposta dinâmica da microrede CC composta pela célula a combustível e conjunto de baterias foram apresentadas na seção 8.4.1. Entretanto, para os resultados apresentados nesta seção, a corrente máxima resultante da associação das baterias foi limitada em $I_{batmax} = 5,00$ A, enquanto que a operação da célula a combustível foi limitada na metade da corrente nominal $I_{fcmax} = 20,0$ A.

Em virtude da resposta dinâmica lenta da célula a combustível, a constante de tempo do filtro $n_d(s)$ foi ajustada com o valor de $\tau = 0,200$ s a partir de testes experimentais. Em relação ao algoritmo de gerenciamento, a curva de referência *droop* da célula a combustível e a curva da variável de compartilhamento foram ajustadas utilizando os seguintes parâmetros $V_{co_fc_min} = 240$ V, $V_{co_fc} = 245$ V e $V_{co_fc_max} = 250$ V, sendo os demais parâmetros $\alpha_{fc} = 0,5391$, $\beta_{k_{s1}} = 0,9579$ e $\beta_{k_{s2}} = 2,995$ referentes à aproximação sigmoide.

Desconsiderando a dinâmica das fontes e as variáveis de estado, a única variável não constante do modelo dinâmico consiste na carga de saída R_o . Dessa maneira, alterar o valor da carga resulta na operação em um novo ponto de equilíbrio. Portanto, para encontrar o ponto de equilíbrio para um dado valor de carga, com o intuito de utilizar o método indireto de Lyapunov, o primeiro passo consiste em encontrar as raízes da equação 8.16 considerando que as equações diferenciais são nulas.

Como o sistema apresenta uma complexidade elevada, a solução do ponto de equilíbrio do conjunto de equações diferenciais não lineares 8.16 é solucionado utilizando o software Matlab. Para validar a solução encontrada pelo Matlab, são utilizados resultados de simulação utilizando o software PSIM.

Neste sentido, a tabela 9.5 apresenta os valores das variáveis do modelo 8.16 para a operação em regime permanente com a carga $R_o = 96,0 \Omega$. As variáveis i_{bat} , i_{L1_fc} , i_{L2_fc} , i_{nd_bat} e i_{ref_fc} são as que apresentam maior desvio entre os dois conjuntos de resultados apresentados. Este desvio está relacionado principalmente à aproximação sigmoide das curvas *droop* e da *k-sharing*.

Para avaliar a estabilidade de microrede para diferentes pontos de operação, foi realizada uma varredura variando a carga R_o (figura 9.12). Sendo que, a maior potência drenada na saída do conversor corresponde à operação no limite inferior da tensão do barramento CC, isto é, 240 V, enquanto a menor potência corresponde a operação limiar na qual os conversores não injetam potência no barramento CC, ou seja, 245 V.

Tabela 9.5: Valores em regime permanente para $R_o = 96,0 \Omega$.

Variáveis	Modelo (Matlab)	Simulação (PSIM)
v_{Ci_bat}	66,4 V	66,4 V
i_{L_bat}	2,72 A	3,31 A
v_{Co}	241 V	241 V
e_{bat}	0,0400	0,0402
i_{nd_bat}	3,65	4,11
v_{Ci_fc}	29,9 V	28,7 V
i_{L1_fc}	7,31 A	8,05 A
i_{L2_fc}	7,31 A	8,05 A
v_{C1_fc}	120 V	120 V
v_{C2_fc}	120 V	120 V
e_{fc}	0,0973	0,0973
i_{ref_fc}	14,6 A	16,4 A
k_{bat}	0,730	0,734
k_{fc}	0,756	0,756

Figura 9.12: Autovalores da microrrede operando com a célula a combustível e baterias para diferentes valores de carga. (a) Movimento dos autovalores no plano complexo; (b) valor máximo da parte real dos autovalores.

Uma vez que o ponto de equilíbrio foi encontrado, o modelo do conversor é deslocado para o ponto de equilíbrio de forma que o sistema de equações diferenciais não lineares possua raiz na origem, conforme 8.3. O próximo passo consiste na aplicação do jacobiano, que resulta em uma matriz linear, a qual representa o comportamento da microrrede próximo à vizinhança do ponto de operação. Os autovalores calculados a partir da matriz linear para diferentes valores de carga podem ser observados na figura 9.12. Sendo que, a

figura 9.12a apresenta o comportamento dos autovalores próximos à origem, enquanto que a figura 9.12b apresenta o comportamento do valor máximo dos autovalores em função da potência de saída.

Portanto, ao analisar a figura 9.12 conclui-se que a microrede composta pela célula a combustível e baterias, considerando os parâmetros das malhas de controle e gerenciamento apresentados, são estáveis.

Com o intuito de validar a análise de estabilidade e o modelo da microrede, são apresentados resultados experimentais e de simulação para duas situações distintas de operação. Primeiramente são apresentados os resultados na qual a microrede opera com $k_s = 1$ constante, posteriormente, são apresentados os resultados em que o $k_s \neq 1$.

A captura de tela dos resultados experimentais para a situação em que $k_s = 1$ está apresentada na figura 9.13, enquanto que a figura 9.14 apresenta os resultados experimentais sobrepostos com os de simulação. Nas figuras em que os resultados de simulação e experimentais estão sobrepostos, a cor mais escura representa os resultados experimentais, ao passo que as cores mais claras dizem respeito aos resultados de simulação.

Figura 9.13: Resultado experimental da microrede operando com $k_s = 1$. Vertical: tensão do barramento CC v_{co} (CH4: 30 V/div.), corrente medida nos terminais de saída do inversor $i_{L_{gd_a}}$ (CH2: 3 A/div.), corrente nos terminais da célula a combustível i_{in_fc} (CH1: 10 A/div.), corrente nos terminais do conjunto de baterias i_{in_bat} (CH3: 3 A/div.). Horizontal: tempo (1 s/div.).

Durante a obtenção dos resultados experimentais pode-se perceber que a potência disponível nos terminais da célula a combustível possui relação direta com o processo de inicialização da mesma. De acordo com Aguiar et al. (2018), Aguiar et al. (2012), este efeito está associado com o comportamento de diversas variáveis físicas durante a inicialização,

dentre elas, pode-se ressaltar a hidratação da membrana. Um estudo comparativo entre membranas secas e úmidas apresentado em Aguiar et al. (2012), mostra que a condutividade observada em membranas secas podem ser da ordem de $1 \times 10^{-7} \text{ S cm}^{-1}$, enquanto que na membrana úmida essa condutividade pode chegar à $1 \times 10^{-2} \text{ S cm}^{-1}$.

Neste sentido, a Horizon Fuel Cells, fabricante da H-1000, recomenda que caso a célula a combustível não tenha sido operada por um período longo (4 semanas) e a sua performance esteja abaixo de 50% para 28,8 V após 30 min de operação, deve-se realizar um processo de injeção e sucção de água deionizada pelos terminais de entrada de hidrogênio e saída de água da célula a combustível.

Além do mais, para realizar a ativação completa da célula a combustível há a necessidade de uma grande quantidade de hidrogênio, por isso, optou-se por limitar a operação da H-1000 em metade da potência nominal. Outro ponto que deve ser considerado, é o intervalo de tempo para se obter os resultados experimentais, o qual também influi na hidratação da membrana da célula a combustível. Considerando esses argumentos, foi possível observar que a curva de polarização apresenta comportamento proporcional à corrente terminal. Assim, de modo empírico, a curva de polarização implementada em simulação foi ajustada multiplicando a corrente que terminal da célula a combustível por um ganho.

Nos resultados da figura 9.14 e da figura 9.16, a corrente terminal da célula a combustível que alimenta o modelo foi multiplicada por 3,1 de forma que a curva de polarização experimental corresponda com a curva do modelo.

Em relação à carga, foram utilizadas resistências trifásicas em Y conectadas no ponto de acoplamento comum. Para $k_s = 1$, inicialmente foi conectada uma carga de 100Ω por fase, e a tensão do barramento CC decresce de cerca de 246,5 V para 245,3 V, fazendo com que a corrente da célula a combustível saia de 0 A para 4,9 A.

Durante o transitório, a corrente das baterias chega a 1,85 A. Posteriormente, mais 50Ω por fase são adicionados no ponto de acoplamento comum, totalizando $33,3 \Omega$. Após este degrau de carga, a tensão do barramento CC decresce de 245,3 V para cerca de 242,0 V, de forma que a corrente nos terminais da célula a combustível alcance a 16,78 A em regime permanente, enquanto que, a corrente de pico injetada pelas baterias durante o transitório é de 3,039 A.

Para demonstrar o efeito complementar do algoritmo *k-sharing*, primeiramente é retirada a carga de 100Ω , e posteriormente a carga de 50Ω . Em um primeiro momento a corrente da célula a combustível atinge o valor de 9,2 A em regime permanente e posteriormente 0 A com a desconexão total das cargas. O pico de corrente absorvido pelo conjunto de baterias é de $-1,4 \text{ A}$ na primeira desconexão e de $-2,83 \text{ A}$ durante o último transitório.

Nos resultados da figura 9.15 e da figura 9.16, o valor da variável *k-sharing* varia de acordo com a curva da figura 8.6. Neste cenário, as baterias operam absorvendo transitório

Figura 9.14: Resultado de simulação e experimental sobrepostos da microrrede operando com $k_s = 1$.

e compartilhando potência em regime permanente.

Estes resultados foram realizados conectando, inicialmente, uma carga de $50\ \Omega$ no ponto de acoplamento comum, fazendo com que a tensão do barramento CC caia de $247,3\text{ V}$ para $245,5\text{ V}$. Como consequência, a corrente da célula a combustível sofre um incremento gradual até atingir $7,78\text{ A}$, enquanto as baterias absorvem o transitório com um pico de $3,53\text{ A}$ e $0,808\text{ A}$ em regime permanente. Em um segundo momento, é adicionado uma carga trifásica de $50\ \Omega$ por fase, resultando em $25\ \Omega$ por fase. A tensão do barramento CC cai para $243,4\text{ V}$, enquanto a corrente da célula atinge $14,5\text{ A}$ em regime permanente, sendo que as baterias absorvem o transitório com um pico de $3,85\text{ A}$ atingindo $2,402\text{ A}$ em regime permanente. Na condição de máxima carga, $100\ \Omega$ por fase são adicionados no ponto de acoplamento comum, totalizando $20\ \Omega$ por fase. Nesta situação a tensão do barramento CC decresce para $242,5\text{ V}$, operando próximo ao limite de potência das fontes. Por conseguinte, a corrente da célula atinge o valor de $17,84\text{ A}$, enquanto as baterias atingem $4,18\text{ A}$ durante o transitório e $3,58\text{ A}$ em regime permanente.

Como a desconexão das cargas ocorre de modo simétrico, os valores de regime permanente são os mesmos mencionados no parágrafo anterior. Por outro lado, durante o transitório as baterias operam absorvendo a potência excedente no barramento CC. Por isso, após a desconexão da primeira carga, a corrente das baterias atinge um pico de $1,62\text{ A}$. Após a segunda desconexão de carga, o pico é de $-0,53\text{ A}$ e por fim, $-2,47\text{ A}$ durante o

Figura 9.15: Resultado experimental da microrede operando com $k_s \neq 1$. Vertical: tensão do barramento CC v_{co} (CH4: 30 V/div.), corrente medida nos terminais de saída do inversor $i_{L_{gd_a}}$ (CH2: 3 A/div.), corrente nos terminais da célula a combustível i_{in_fc} (CH1: 10 A/div.), corrente nos terminais do conjunto de baterias i_{in_bat} (CH3: 3 A/div.). Horizontal: tempo (1 s/div.).

transitório da última desconexão de carga.

9.4.2 Microrede Composta por Célula a Combustível, Baterias e Pannel Fotovoltaico

A análise de estabilidade da microrede composta pelo pannel fotovoltaico, célula a combustível e baterias é realizada utilizando o modelo dinâmico da microrede representado pelo conjunto de equações 8.17, de forma que o limite da referência para as fontes são de $I_{batmax} = 5,00$ A, $I_{fcmax} = 20,0$ A e $I_{pvmax} = 9,00$ A.

O *droop* e a variável *k-sharing* foram projetadas considerando os seguintes parâmetros: $V_{co_fc_min} = 235$ V, $V_{co_fc} = 240$ V, $V_{co_fc_max} = 245$ V, $V_{co_pv_min} = 245$ V, $V_{co_pv} = 247,5$ V e $V_{co_pv_max} = 250$ V. Sendo que as aproximações sigmóides para a análise de estabilidade numérica utilizando o software Matlab foram realizadas considerando os parâmetros que se seguem: $\alpha_{pv} = 1,145$, $\alpha_{fc} = 0,5391$, $\beta_{k_{s1}} = 0,9579$ e $\beta_{k_{s2}} = 2,995$, enquanto que a constante de tempo do filtro $n_d(s)$ foi de 0,200 s.

Utilizando o mesmo procedimento aplicado à análise da microrede na seção anterior, a tabela 9.6 apresenta os valores para um ponto de equilíbrio do conjunto de equações 8.17.

Neste caso, os valores em regime permanente são avaliados considerando a carga de $R_o = 82,3 \Omega$. Para este caso, as variáveis que apresentam maior divergência entre o modelo

Figura 9.16: Resultado de simulação e experimental sobrepostos da microrede operando com $k_s \neq 1$.

e a simulação são as mesmas em relação à análise da seção anterior, ou seja, i_{L_bat} , i_{L1_fc} , i_{L2_fc} , i_{nd_bat} e i_{ref_fc} . Portanto, este desvio é atribuído também à pequena diferença entre as referências *droop* utilizadas no modelo e as aproximações sigmóides.

Após ser validada a correspondência do conjunto de equações diferenciais não lineares do modelo e o comportamento da microrede utilizando as simulações do software PSIM, é realizada uma varredura de carga na microrede compreendida entre os valores de tensão do barramento CC de 235 V e 250 V. Os autovalores resultantes da aplicação do método indireto de Lyapunov para cada um dos pontos de equilíbrio desta varredura, encontram-se representados na figura 9.17.

A figura 9.17a mostra o movimento dos autovalores no plano complexo, ao passo que a figura 9.17b apresenta o valor máximo da parte real dos autovalores para cada valor de carga de saída analisado.

Assim, conforme ilustrado na figura 7.7, para valores baixos de carga, a microrede opera na região 2, compreendida entre os valores de tensão 245 V e 250 V do barramento CC. Nesta região de operação a célula a combustível não fornece potência ao barramento CC, ao passo que as baterias absorvem a máxima potência e os painéis fotovoltaicos alteram a potência injetada para corresponder à carga conectada ao barramento CC.

Neste sentido, observa-se na figura 9.17b a característica autovalores correspondentes à dinâmica dominante do grupo de painéis fotovoltaicos na faixa de carga de 0 W a cerca de

Tabela 9.6: Valores em regime permanente para $R_o = 82,3 \Omega$.

Variáveis	Modelo (Matlab)	Simulação (PSIM)
v_{Ci_bat}	66,5 V	66,5 V
i_{L_bat}	1,25 A	2,06 A
v_{Co}	238 V	237 V
e_{bat}	0,0396	0,0399
i_{nd_bat}	2,72	3,24
v_{Ci_fc}	28,7 V	28,7 V
i_{L1_fc}	5,44 A	6,37 A
i_{L2_fc}	5,44 A	6,37 A
v_{C1_fc}	119 V	118 V
v_{C2_fc}	119 V	118 V
e_{fc}	0,0980	0,0963
i_{ref_fc}	10,9 A	13,0 A
v_{Ci_pv}	36,9 V	37,4 V
i_{L_pv}	9,00 A	8,95 A
e_{pv}	0,136	0,130
k_{bat}	0,722	0,728
k_{fc}	0,761	0,748
k_{pv}	0,862	0,821

300 W. Por outro lado, para cargas acima de 300 W até cerca de 930 W a característica dominante diz respeito à dinâmica de operação conjunta da célula a combustível e baterias. Essa característica pode ser notada ao comparar a figura 9.17b com a figura 9.12b, pois o comportamento da parte real máxima dos autovalores da microrrede operando apenas com a célula a combustível e baterias correspondem com o comportamento da parte real máxima dos autovalores para cargas de 300 W a 930 W da microrrede com painel fotovoltaico, célula a combustível e baterias.

Para validar a análise de estabilidade, o comportamento dinâmico da microrrede é avaliado em dois cenários diferentes. No primeiro cenário, a microrrede composta pelo painel fotovoltaico, célula a combustível e baterias opera no modo ilhado e as cargas são comutadas no ponto de acoplamento comum na parte CA. No segundo cenário, a microrrede opera conectada à rede de distribuição e a potência drenada do barramento CC está associado à referência CA de corrente.

A figura 9.18 e a figura 9.19 apresentam os resultados experimentais e de simulação para o primeiro cenário, ao passo que a figura 9.20 e a figura 9.21 apresentam os resultados

Figura 9.17: Autovalores da microrrede operando com o painel fotovoltaico, célula a combustível e Baterias para diferentes valores de carga. (a) Movimento dos autovalores no plano complexo; (b) valor máximo da parte real dos autovalores.

para o segundo cenário.

Figura 9.18: Resultado experimental da microrrede operando no modo ilhado. Vertical: tensão do barramento CC v_{co} (CH2: 30 V/div.), corrente nos terminais de saída do painel fotovoltaico i_{in_pv} (CH4: 3 A/div.), corrente nos terminais da célula a combustível i_{in_fc} (CH1: 5 A/div.), corrente nos terminais do conjunto de baterias i_{in_bat} (CH3: 3 A/div.). Horizontal: tempo (2 s/div.).

Na figura 9.19 e na figura 9.21, os resultados experimentais e de simulação estão sobrepostos, sendo que as cores mais escuras dizem respeito aos resultados experimentais, enquanto os resultados de simulação estão representados pelas cores mais claras.

Figura 9.19: Resultado de simulação e experimental sobrepostos da microrede com painel fotovoltaico, célula a combustível e baterias operando no modo ilhado.

Para que os resultados de simulação e experimentais pudessem corresponder, duas variáveis tiveram de ser ajustadas. Para os painéis fotovoltaicos, foi ajustado o valor de irradiação na simulação, sendo que para as células a combustível foi ajustado o ganho de corrente terminal da célula a combustível que alimenta o modelo, o qual está associado à hidratação das membranas.

Para a figura 9.19 a irradiação solar foi ajustada para 750 W m^{-2} , já o ganho de corrente da célula a combustível foi ajustado para 3,64. Por outro lado, para o resultado da figura 9.21 a irradiação foi ajustada em 895 W m^{-2} , enquanto o ganho de corrente da célula a combustível foi ajustado para 4,32. Embora haja feito um esforço na adequação dos parâmetros da simulação para que correspondesse aos resultados experimentais, para os painéis fotovoltaicos, pode-se perceber uma disparidade entre os valores de corrente durante a operação fora do MPP.

Uma possível explicação para essa disparidade está associada à três principais fatores. Um pequeno desvio de regulação de ganho do canal AD da corrente das baterias faz com que ela absorva cerca de 0,8 A ao invés de 1,0 A. Outro ponto é a diferença da curva $V \times I$ dos painéis fotovoltaicos fornecida na folha de dados do fabricante em relação à curva real, bem como a precisão do modelo implementado no ambiente de simulação computacional.

Tendo em vista o risco de danos permanentes ao sistema de baterias devido à carga excessiva durante os testes, apenas para o primeiro cenário (microrede operando no modo

Figura 9.20: Resultado experimental da microrede operando no modo conectado mostrando tensão do barramento CC. Vertical: tensão do barramento CC v_{co} (CH2: 30 V/div.), corrente nos terminais do painel fotovoltaico $i_{in_{pv}}$ (CH4: 3 A/div.), corrente nos terminais da célula a combustível $i_{in_{fc}}$ (CH1: 6 A/div.), corrente nos terminais do conjunto de baterias $i_{in_{bat}}$ (CH3: 3 A/div.). Horizontal: tempo (2 s/div.).

isolado), a variável $k-sharing$ foi saturada entre 0,8 e 1,0 na região em que a tensão do barramento CC opera acima de $V_{co_{fc}}$, ou seja, somente quando as baterias sofrem o processo de carga. Dessa forma, em regime permanente a corrente máxima de carga para os resultados durante a operação ilhada são saturados em $I_{batmax}(1 - 0,8) = 1,00$ A.

Portanto, para a figura 9.19, tendo como base os resultados experimentais, inicialmente o sistema opera em vazio e a corrente drenada dos painéis é de 2,6 A, enquanto as baterias absorvem 0,8 A. Em cerca de 2,8 s há a entrada de uma carga trifásica com $252,2 \Omega$ por fase e a potência é suficientemente pequena para ser absorvida pelo painel fotovoltaico, cuja corrente terminal aumenta para 4,45 A. Em 4,4 s a carga é desconectada e o sistema volta a operar em vazio. Posteriormente, em 5,5 s, há a inserção de uma carga de $80,8 \Omega$ por fase. Durante o transitório o painel fotovoltaico busca a máxima potência, porém, acaba ultrapassando o MPP. O algoritmo MPPT-ST conduz a corrente do painel rapidamente para o MPP em 6,1 A, onde permanece até a operação em vazio em 19,4 s. As baterias, por outro lado, deixam de absorver energia do barramento CC e passam a operar em torno de 0,2 A. Em 9,0 s, há a conexão de mais $48,1 \Omega$ por fase no barramento CC, totalizando $30,15 \Omega$ por fase. A queda instantânea no barramento CC, faz com que as baterias absorvam o transitório injetando uma corrente de pico de 3,3 A, atingindo o valor de 1,0 A em regime permanente. Por outro lado, a célula a combustível atinge lentamente o valor em regime permanente de 8,68 A.

Em 11,4 s há a última inserção de carga, onde são adicionados mais $48,1 \Omega$ por fase,

Figura 9.21: Resultado de simulação e experimental sobrepostos da microrrede com painel fotovoltaico, célula a combustível e baterias operando no modo conectado mostrando a tensão do barramento CC.

resultando em $18,5 \Omega$ por fase. A corrente de pico absorvida pelos armazenadores é de $4,0 \text{ A}$, sendo o valor em regime permanente de aproximadamente $2,85 \text{ A}$. Já a célula a combustível, atinge lentamente o valor de regime permanente de $16,0 \text{ A}$. Durante essa inserção de carga, percebe-se que a célula a combustível apresenta uma componente dinâmica lenta para atingir o regime permanente. Esse fenômeno acontece, pois, algumas células podem não estar hidratadas adequadamente, assim, durante o transitório a medida nos terminais da célula a combustível cai abruptamente com o aumento da demanda de corrente, passando a operar na zona de concentração e transporte de massa. Entretanto, com o aumento por demanda de energia, a humidade presente nas membranas, a temperatura e a pressão parcial dos reagentes se alteram, fazendo com que um novo equilíbrio seja atingido lentamente.

Nos próximos eventos, as cargas trifásicas são desconectadas de modo simétrico e os valores de regime permanente são os mesmos citados anteriormente. Em relação aos valores transitórios dos armazenadores, para absorver o transitório de acordo com a constante de tempo dimensionado no filtro $n_d(s)$, a corrente de pico se torna negativa. Assim, em $14,5 \text{ s}$, a corrente de pico dos armazenadores atinge o valor de $0,55 \text{ A}$. Por outro lado, em $16,3 \text{ s}$, a corrente de pico é de $-1,56 \text{ A}$. Por fim, em $19,4 \text{ s}$, essa corrente atinge o valor de pico de $-2,0 \text{ A}$.

Nos resultados da figura 9.20, da figura 9.21, da figura 9.23 e da figura 9.22, a microrrede

opera conectada, e com o intuito de testar a operação em diferentes pontos de equilíbrio, foi aplicada uma referência de corrente em rampa. Considerando o algoritmo de controle apresentado na seção 6.5, a rampa de corrente foi implementada mantendo a referência de corrente em quadratura nula ($i_{L_{gd_q_ref}} = 0$), ao passo que a referência de corrente direta ($i_{L_{gd_d_ref}} \neq 0$) foi incrementada/decrementada em 5×10^{-5} A a cada ciclo de execução do programa principal, o qual é sincronizado com a execução dos sinais *Pulse-Width Modulation* (PWM) em 12 kHz. O incremento da referência direta fica limitado a 0,5 p.u., enquanto o decremento é limitado em $-0,3$ p.u., isto é, a corrente máxima e mínima que flui pelo indutor L_{gd} é de 5,0 A e de $-3,0$ A, respectivamente.

Figura 9.22: Resultado experimental da microrrede operando no modo conectado mostrando a corrente do inversor. Vertical: corrente nos terminais de saída do inversor $i_{L_{gd_a}}$ (CH2: 6 A/div.), corrente nos terminais do painel fotovoltaico i_{in_pv} (CH4: 3 A/div.), corrente nos terminais da célula a combustível i_{in_fc} (CH1: 8 A/div.), corrente nos terminais do conjunto de baterias i_{in_bat} (CH3: 3 A/div.). Horizontal: tempo (2 s/div.).

Com a finalidade de apresentar os resultados da maneira mais clara possível, considere os resultados experimentais apresentados na figura 9.21 e figura 9.23. Inicialmente a corrente $i_{L_{gd_a}}$ é nula, como consequência, a tensão do barramento CC é tal que o painel fotovoltaico opera no MPP com uma corrente média de 7,6 A e as baterias operam absorvendo toda energia dos painéis com 2,25 A. A medida em que a corrente de referência direta aumenta, em 2,8 s a célula a combustível passa a injetar corrente no barramento CC até atingir o valor de 15,55 A em 8,6 s. Neste momento a corrente $i_{L_{gd_a}}$ atinge o valor máximo com 5,0 A de pico e a corrente compartilhada pelos armazenadores é de 3,18 A.

Após atingir o valor máximo de corrente injetada na rede, a referência passa a ser

Figura 9.23: Resultado de simulação e experimental sobrepostos da microrede com painel fotovoltaico, célula a combustível e baterias operando no modo conectado mostrando a corrente do inversor.

decrementada a cada ciclo, fazendo com que a tensão do barramento CC se eleve e as correntes nos terminais da célula a combustível e das baterias decresçam gradualmente. Ao atingir 245 V de tensão no barramento CC em 19,6 s, os painéis passam a operar fora do MPP para manter a estabilidade da microrede.

É importante notar que em 16,7 s há uma inversão no fluxo de potência nos terminais do inversor, que está associado à referência negativa de corrente no eixo direito. A partir deste momento, as baterias passam a ser carregadas tanto pelo painel fotovoltaico quanto pela corrente absorvida da rede de distribuição. Neste sentido, em 19,6 s a operação do painel fotovoltaico se desloca do MPP, pois as baterias estão operando absorvendo a máxima corrente possível, ou seja, $-5,0$ A.

No ponto em que a corrente de referência do eixo direto torna-se mínima, a potência injetada pelo painel fotovoltaico aproxima-se de zero e pode-se dizer que as baterias estão sendo carregadas somente pela rede de distribuição. Entretanto, a partir desse momento deve-se ter cuidado ao operar a microrede, pois caso as baterias encontrem-se totalmente carregadas, ou em caso de falha do sistema de armazenamento, ou caso haja um decremento na corrente de referência do eixo direto, a tensão do barramento CC pode elevar-se indefinidamente, fazendo com que as proteções atuem, ou sejam causados danos permanentes nos conversores caso as proteções falhem.

9.5 Considerações Finais

Neste capítulo foram apresentados os projetos dos controladores, além de resultados de simulação e experimentais para validar as técnicas e algoritmos propostos. Inicialmente foram apresentados os projetos dos controladores dos conversores CC associado à cada fonte, sendo que para os painéis fotovoltaicos, foram apresentados os resultados de simulação e experimentais referentes à operação do algoritmo MPPT-ST. Em um segundo momento, foram apresentados os resultados de simulação e experimentais da análise de estabilidade. Nessa seção estão incluídos também, os resultados referentes ao algoritmo *droop k-sharing*.

Conclusões

Este trabalho de doutorado apresentou, no contexto de microredes, um sistema de gerenciamento para fontes alternativas de energia, no qual, foram utilizadas célula a combustível e painel fotovoltaico como fontes primárias, além de um conjunto de elementos armazenadores de energia com o intuito de suprimir os efeitos de transitórios de alta frequência na célula a combustível, além da possibilidade de armazenar energia.

Inicialmente, foram apresentados aspectos básicos a respeito do princípio de funcionamento e do modelo das fontes primárias e das baterias de Li-Ion. Posteriormente, foram discutidas as topologias e modelos dinâmicos da interface CC, seguido da análise e modelagem da interface CA. Na sequência, abordou-se as técnicas de controle e gerenciamento, bem como a técnica de análise de estabilidade para microredes CC. Por fim, foram apresentados os projetos dos controladores e resultados de simulação e experimentais.

Dentre os principais tópicos abordados em relação à interface CC, foi apresentado uma análise aprofundada do conversor *Interleaved Boost* com Multiplicador de Tensão, na qual foi avaliado o ganho do conversor, o valor máximo das resistências parasitas do circuito, bem como a eficiência do mesmo considerando as resistências parasitas. Em contraste com o trabalho realizado durante o mestrado do Eng. Guilherme Henrique Favaro Fuzato, as análises presentes neste trabalho permitiram conclusões adicionais. Dentre elas, pode-se destacar o menor impacto das resistências parasitas r_C , r_{Co} e r_D no ganho de tensão, quando comparado às resistências parasitas r_i , r_L e r_S , que estão relacionadas ao circuito de carga e descarga dos indutores. Outro ponto importante, é o fato de que, embora a resistência parasita r_{Ci} esteja relacionado à resposta dinâmica do ganho de tensão, a mesma não possui relação direta com o valor em regime permanente.

Em relação ao sistema de controle e gerenciamento, são apresentadas duas principais técnicas: a técnica *droop k-sharing* para a célula a célula a combustível e baterias e a técnica MPPT-ST para os painéis fotovoltaicos. A técnica *droop k-sharing* permite que as baterias absorvam o espectro de alta frequência da célula a combustível, com a possibilidade de compartilhamento de energia sem acoplamento das malhas de controle e gerenciamento. Já o algoritmo MPPT-ST, permite o emprego de uma malha de controle

simples com um saturador dinâmico, que pode ser utilizada tanto na operação no MPP dos painéis fotovoltaicos, quanto fora do MPP.

A análise da estabilidade foi realizada utilizando o método indireto de Lyapunov. Para o emprego desse método, foi proposta uma técnica de acoplamento dos modelos médios dos conversores CC-CC em espaços de estados utilizando a equação da tensão do capacitor do barramento CC como referência. Como a análise de estabilidade utilizando o método indireto de Lyapunov é válida em torno de um ponto de operação, foi realizada uma varredura para diversos pontos de operação da microrede CC. Apesar de não garantir a estabilidade global do sistema, do ponto de vista de engenharia, esta técnica é válida, pois permite analisar a estabilidade utilizando métodos numéricos de forma sistematizada. Em contraste com essa técnica, o método direto de Lyapunov, por exemplo, requer que o projetista encontre uma função de energia, que, para sistemas complexos torna-se uma tarefa difícil utilizando controladores lineares.

10.1 Trabalhos Publicados

Nesta seção, estão listados os trabalhos de autoria e co-autoria publicados durante o desenvolvimento desta tese de doutorado.

10.1.1 Trabalhos Publicados em Periódicos

AGUIAR, C. R.; FUZATO, G. F.; QUADROS MACHADO, R. Q.; GUERRERO, J. M. An adaptive power sharing control for management of dc microgrids powered by fuel cell and storage system. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, p. 1-1, 2019. ISSN 0278-0046.

AGUIAR, C.; FUZATO, G.; MAGOSSY, R.; NEVES, R.; MACHADO, R. A New Method to Manage the Fuel Cell Initialization. **IEEE Transactions on Industry Applications**, 2018. ISSN 00939994.

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

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

AGUIAR, C. R.; FUZATO, G.; BASTOS, R. F.; GONÇALVES, A. F. Q.; MACHADO, R. Q. Hybrid fuzzy anti-islanding for grid-connected and islanding operation in distributed generation systems. **IET Power Electronics**, v. 9, n. 3, p. 512–518, 2016. ISSN 1755-4535.

MOÇAMBIQUE, N. E. M.; OTTOBONI, K. d. A.; FUZATO, G. H. F.; BASTOS, R. F.; GONÇALVES, A. F. Q.; POZZEBON, G. G.; AGUIAR, C. R. de; MACHADO, R. Q. Tracking Algorithms and Voltage Controllers Used to Obtain the Maximum Power Point of PV Arrays. **Journal of Control, Automation and Electrical Systems**, Springer US, v. 26, n. 6, p. 661-674, dec 2015. ISSN 2195-3880.

10.1.2 Trabalhos Publicados em Anais de Eventos

OTTOBONI, K.; GONCALVES, A.; FUZATO, G.; MACHADO, R. Fractional order controller PIA designed via heuristic optimization algorithm Lévy-Flight Firefly for connection of renewable energy sources to the grid. In: **2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference, COBEP/SPEC 2016**. [S.l.: s.n.], 2015. ISBN 9781479987795.

AGUIAR, C. R. de; FUZATO, G. H. F.; GONCALVES, A. F. Q.; OTTOBONI, K.; MACHADO, R. Q. Out-of-phase automatic reclosing in distributed generation systems with voltage source inverters. In: **2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)**. IEEE, 2015. p. 1–5. ISBN 978-1-4799-8779-5.

FERNANDES, W.; BASTOS, R.; FUZATO, G.; MACHADO, R. Torque control of a dc machine for wind turbine emulation. In: **2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference, COBEP/SPEC 2016**. [S.l.: s.n.], 2015. ISBN 9781479987795.

FUZATO, G.; De AGUIAR, C.; OTTOBONI, K.; FERNANDES, W.; MACHADO, R. Distributed generation based on Fuel Cell system using a non-isolated high step up DC-DC converter. In: **2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference, COBEP/SPEC 2016**. [S.l.: s.n.], 2015. ISBN 9781479987795.

Trabalhos Futuros

Com a conclusão deste trabalho de doutoramento, foi possível identificar possíveis propostas e temas de trabalhos futuros, os quais estão listados nos itens seguintes:

- Introdução de uma unidade adicional de baterias, incluindo um algoritmo de equalização dos armazenadores;
- Aplicar a análise de estabilidade utilizando o método indireto de Lyapunov em microredes CA;
- Inclusão dos efeitos da distância da linha de distribuição na análise de estabilidade;
- Inclusão da dinâmica das fontes alternativas na análise de estabilidade;
- Inclusão do estado de carga e técnicas para maximizar a vida útil das baterias no algoritmo proposto.

Referências Bibliográficas

Agência Nacional de Energia Elétrica. **Programa de Incentivo às Fontes Alternativas**. 2015. Disponível em: <<http://www.aneel.gov.br/proinfa>>.

Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL). **Resolução normativa Nº 482, de 17 de abril de 2012**. 2012.

_____. **BIG - Banco de Informações de Geração**. 2019. Disponível em: <<http://www2.aneel.gov.br/aplicacoes/capacidadebrasil/capacidadebrasil.cfm>>.

AGUBRA, V.; FERGUS, J. ENERGIA SOLAR – ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE BRASIL E ALEMANHA. In: **IV Congresso Brasileiro de Gestão Ambiental**. [S.l.: s.n.], 2013.

_____. Lithium Ion Battery Anode Aging Mechanisms. **Materials**, v. 6, n. 4, p. 1310–1325, mar 2013. ISSN 1996-1944. Disponível em: <<http://www.mdpi.com/1996-1944/6/4/1310>>.

AGUIAR, C.; FUZATO, G.; MAGOSS, R.; NEVES, R.; MACHADO, R. A New Method to Manage the Fuel Cell Initialization. **IEEE Transactions on Industry Applications**, 2018. ISSN 00939994.

Aguiar, C. R.; Fuzato, G.; Bastos, R. F.; Gonçalves, A. F. Q.; Machado, R. Q. Hybrid fuzzy anti-islanding for grid-connected and islanding operation in distributed generation systems. **IET Power Electronics**, v. 9, n. 3, p. 512–518, 2016. ISSN 1755-4535.

Aguiar, C. R.; Fuzato, G. F.; Quadros Machado, R. Q.; Guerrero, J. M. An adaptive power sharing control for management of dc microgrids powered by fuel cell and storage system. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, p. 1–1, 2019. ISSN 0278-0046.

AGUIAR, C. R. de. **Estudo e análise de algoritmos de detecção de ilhamento em sistemas de geração distribuída conectados à rede de distribuição**. Tese (Doutorado) — Universidade de São Paulo, São Carlos, oct 2013. Disponível em: <<http://www.teses.usp.br/teses/disponiveis/18/18153/tde-12112013-152823/>>.

AGUIAR, C. R. de. **Contribuição ao gerenciamento e controle de células a combustível e armazenadores de energia para a operação em geração distribuída**. 235 p. Tese (Doutorado) — Universidade de São Paulo, São Carlos, nov 2017. Disponível em: <<http://www.teses.usp.br/teses/disponiveis/18/18153/tde-09112017-103011/>>.

AGUIAR, C. R. de; FUZATO, G. H. F.; GONCALVES, A. F. Q.; OTTOBONI, K.; MACHADO, R. Q. Out-of-phase automatic reclosing in distributed generation systems with voltage source inverters. In: **2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)**. IEEE, 2015. p. 1–5. ISBN 978-1-4799-8779-5. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7420212/>>.

AGUIAR, K. R. de; BATALHA, G. P.; RAMOS, A.; SPINACÉ, E. V.; LINARDI, M.; GERALDES, A. N.; SILVA, D. F. da; PEZZIN, S. H. Hybrid SPEEK/Phosphonated silsesquioxanes membranes for PEMFC. **Nanomaterials and Energy**, v. 1, n. 2, p. 67–76, mar 2012. ISSN 2045-9831. Disponível em: <<http://www.icevirtuallibrary.com/doi/10.1680/nme.11.00019>>.

AMIN; BAMBANG, R. T.; ROHMAN, A. S.; DRONKERS, C. J.; ORTEGA, R.; SASONGKO, A.; R, A. S.; DRONKERS, C. J. Energy Management of Fuel Cell/Battery/Supercapacitor Hybrid Power Sources Using Model Predictive Control. **IEEE Transactions on Industrial Informatics**, v. 10, n. 4, p. 1992–2002, 2014. ISSN 1551-3203. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=6847162>>.

BALMER, R. T. **Modern Engineering Thermodynamics**. [S.l.]: Elsevier, 2011. 827 p.

BARDELIN, C. E. A. **Os efeitos do racionamento de energia elétrica ocorrido no Brasil em 2001 e 2002 com ênfase no consumo de energia elétrica**. 113 p. Tese (Doutorado) — Universidade de São Paulo, São Paulo, oct 2004. Disponível em: <<http://www.teses.usp.br/teses/disponiveis/3/3143/tde-23062005-084739/>>.

BASTOS, R. F.; AGUIAR, C. R.; GONCALVES, A. F. Q.; MACHADO, R. Q. An Intelligent Control System Used to Improve Energy Production From Alternative Sources With DC/DC Integration. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 5, n. 5, p. 2486–2495, sep 2014. ISSN 1949-3053. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=6844901>>.

BATZELIS, E. I. Simple PV Performance Equations Theoretically Well Founded on the Single-Diode Model. **IEEE Journal of Photovoltaics**, v. 7, n. 5, p. 1400–1409, 2017. ISSN 21563381.

BATZELIS, E. I.; MEMBER, S.; KAMPITSIS, G. E.; MEMBER, S.; PAPATHANASSIOU, S. A.; MEMBER, S.; MANIAS, S. N. Direct MPP Calculation in Terms of the Single-Diode PV Model Parameters. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, IEEE, v. 30, n. 1, p. 226–236, 2015.

BESHEER, A. H.; ABDELAZIZ, A. Y. A comparative analysis for different kinds of single diode model photovoltaic module. In: **2014 IEEE Innovative Smart Grid Technologies - Asia (ISGT ASIA)**. IEEE, 2014. p. 41–46. ISBN 978-1-4799-1300-8. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=6873761>>.

BLAABJERG, F.; CHEN, Z.; KJAER, S. Power Electronics as Efficient Interface in Dispersed Power Generation Systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 19, n. 5, p. 1184–1194, sep 2004. ISSN 0885-8993. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/1331479/>>.

BNDES. **BNDES muda regra e pessoas físicas podem investir em energia solar**. 2018. Disponível em: <<https://www.bndes.gov.br/wps/portal/site/home/imprensa/noticias/conteudo/bndes-muda-regra-e-pessoas-fisicas-podem-investir-em-energia-solar>>.

BODEN, T.; MARLAND, G.; ANDRES, R. **Global, Regional, and National Fossil-Fuel CO₂ Emissions**. Oak Ridge, Tenn., U.S.A., 2016. Disponível em: <http://cdiac.ornl.gov/trends/emis/overview_2013.h>.

BROUSSELY, M.; BIENSAN, P.; BONHOMME, F.; BLANCHARD, P.; HERREYRE, S.; NECHEV, K.; STANIEWICZ, R. Main aging mechanisms in Li ion batteries. **Journal of Power Sources**, v. 146, n. 1-2, p. 90–96, aug 2005. ISSN 03787753. Disponível em: <<https://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S0378775305005082>>.

BUSO, S.; MATTAVELLI, P. **Digital Control in Power Electronics**. 1st ed.. ed. [S.l.]: Claypool, Morgan &, 2006.

CAO, L.; LOO, K. H.; LAI, Y. M. Systematic Derivation of a Family of Output-Impedance Shaping Methods for Power Converters—A Case Study Using Fuel Cell-Battery-Powered Single-Phase Inverter System. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 10, p. 5854–5869, oct 2015. ISSN 0885-8993. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6952929/>>.

CHEN, J.; SONG, Q. A Decentralized Dynamic Load Power Allocation Strategy for Fuel Cell/Supercapacitor-Based APU of Large More Electric Vehicles. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, IEEE, v. 66, n. 2, p. 865–875, feb 2019. ISSN 0278-0046. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/8353795/>>.

CHEN, R. Y.; LIANG, T. J.; CHEN, J. F.; LIN, R. L.; TSENG, K. C. Study and implementation of a current-fed full-bridge boost DC-DC converter with zero-current switching for high-voltage applications. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 44, n. 4, p. 1218–1226, 2008. ISSN 00939994.

CHIABERGE, M.; AL-HADDAD, K.; SHER, H. A.; NOMAN, A.; ADDOWEESH, K. E.; MURTAZA, A. F. A New Sensorless Hybrid MPPT Algorithm Based on Fractional Short-Circuit Current Measurement and P&O MPPT. **IEEE Transactions on Sustainable Energy**, IEEE, v. 6, n. 4, p. 1426–1434, 2015. ISSN 1949-3029.

CHOI, S.; AGELIDIS, V.; YANG, J.; COUTELLIER, D.; MARABEAS, P. Analysis, design and experimental results of a floating-output interleaved-input boost-derived DC–DC high-gain transformer-less converter. **IET Power Electronics**, v. 4, n. 1, p. 168, 2011. ISSN 17554535. Disponível em: <<https://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/iet-pel.2009.0339>>.

CLEVELAND, C. J. **Concise Encyclopedia of the History of Energy**. 1st. ed. [S.l.]: Elsevier, 2009. 368 p. ISBN 9780123751188.

DAVID, T. M. F. S. S. Políticas públicas e eficiência energética em energia solar : uma análise comparativa entre Brasil e Alemanha. In: **Seminário de Excelência em Gestão e Tecnologia**. [S.l.: s.n.], 2017.

DIAZ, N. L.; WU, D.; DRAGICEVIC, T.; VASQUEZ, J. C.; GUERRERO, J. M. Stored energy balance for distributed PV-based active generators in an AC microgrid. In: **2015 IEEE Power & Energy Society General Meeting**. IEEE, 2015. p. 1–5. ISBN 978-1-4673-8040-9. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7286330/>>.

Dimna Denny C; Shahin M. Analysis of bidirectional SEPIC/Zeta converter with coupled inductor. In: **2015 International Conference on Technological Advancements in Power and Energy (TAP Energy)**. IEEE, 2015. p. 103–108. ISBN 978-1-4799-8280-6. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7229600/>>.

DUAN, R.-Y.; LEE, J.-D. High-efficiency bidirectional DC-DC converter with coupled inductor. **IET Power Electronics**, v. 5, n. 1, p. 115, 2012. ISSN 17554535. Disponível em: <<https://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/iet-pel.2010.0401>>.

DUNN, B.; KAMATH, H.; TARASCON, J.-M. Electrical Energy Storage for the Grid: A Battery of Choices. **Science**, v. 334, n. 6058, p. 928–935, nov 2011. ISSN 0036-8075. Disponível em: <<http://www.sciencemag.org/cgi/doi/10.1126/science.1212741>>.

DUSMEZ, S.; HASANZADEH, A.; KHALIGH, A. Comparative Analysis of Bidirectional Three-Level DC–DC Converter for Automotive Applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 62, n. 5, p. 3305–3315, may 2015. ISSN 0278-0046. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6850001/>>.

ECKER, M.; NIETO, N.; KÄBITZ, S.; SCHMALSTIEG, J.; BLANKE, H.; WARNECKE, A.; SAUER, D. U. Calendar and cycle life study of Li(NiMnCo)O₂-based 18650 lithium-ion batteries. **Journal of Power Sources**, Elsevier B.V, v. 248, p. 839–851, 2014. ISSN 03787753. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1016/j.jpowsour.2013.09.143>>.

ENERDATA. **Global Energy Statistical Yearbook**. 2016. Disponível em: <<https://yearbook.enerdata.net/>>.

FANTI, C. A. **Análises e comparações de algoritmos de sincronização para aplicações em eletrônica de potência**. 82 p. Tese (Trabalho de Conclusão de Curso) — Universidade de São Paulo, 2016. Disponível em: <chrome-extension://oemmndcbldboiebfnladdacbfdmadadm/file:///C:/Users/guiga-Downloads/Fanti_Caio_t>.

FERNANDES, W.; BASTOS, R.; FUZATO, G.; MACHADO, R. Torque control of a dc machine for wind turbine emulation. In: **2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference, COBEP/SPEC 2016**. [S.l.: s.n.], 2015. ISBN 9781479987795.

FRANCO, L.; PFITSCHER, L.; GULES, R. A new high static gain nonisolated DC-DC converter. **IEEE 34th Annual Conference on Power Electronics Specialist, 2003. PESC '03.**, v. 3, p. 1367–1372, 2003. ISSN 0275-9306.

Fraunhofer ISE. **Net installed electricity generation capacity in Germany in 2019**. 2019. Disponível em: <https://www.energy-charts.de/power/_inst.htm?year=2019&period=annual&type=p>.

_____. **Photovoltaics Report**. [S.l.], 2019. Disponível em: <<https://www.ise.fraunhofer.de/content/dam/ise/de/documents/publications/studies/Photovoltaics-Report.pdf>>.

Freijedo, F. D.; Rodriguez-Diaz, E.; Golsorkhi, M. S.; Vasquez, J. C.; Guerrero, J. M. A root-locus design methodology derived from the impedance/admittance stability formulation and its application for lcl grid-connected converters in wind turbines. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 10, p. 8218–8228, Oct 2017. ISSN 0885-8993.

FUZATO, G. H.; AGUIAR, C. R.; BASTOS, R. F.; MACHADO, R. Q. Evaluation of an interleaved boost converter powered by fuel cells and connected to the grid via voltage source inverter. **IET Power Electronics**, v. 11, n. 10, p. 1661–1672, aug 2018. ISSN 1755-4535. Disponível em: <<http://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/iet-pel.2017.0788>> <https://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/iet-pel.2017.0788>>.

FUZATO, G. H. F. **Análise de um Conversor Boost Interleaved com Multiplicador de Tensão para Sistemas de Geração Distribuída que Utilizam Células a Combustível como Fonte Primária**. 143 p. Tese (Dissertação de Mestrado) — Universidade de São Paulo, 2015.

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

FUZATO, G. H. F.; AGUIAR, C. R. D.; MACHADO, R. Q.; GONÇALVES, A. F. Q.; BASTOS, R. F. Emulador de células a combustível utilizando um conversor buck de múltiplas fases. In: **XX Congresso Brasileiro de Automática**. Belo Horizonte: [s.n.], 2014. p. 7. Disponível em: <<http://www.swge.inf.br/cba2014/anais/PDF/1569905183.pdf>>.

Gang Chen; Yim-Shu Lee; HUI, S.; Dehong Xu; Yousheng Wang. Actively clamped bidirectional flyback converter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 47, n. 4, p. 770–779, 2000. ISSN 02780046. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/857957/>>.

GIRAL, R.; MARTINEZ-SALAMERO, L. Switched capacitor interleaved dual-boost regulator with sliding mode control. **PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference**, v. 2, p. 1523–1528, 1998. ISSN 02759306.

GOLESTAN, S.; MONFARED, M.; FREIJEDO, F. D.; GUERRERO, J. M. Design and Tuning of a Modified Power-Based PLL for Single-Phase Grid-Connected Power Conditioning Systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 27, n. 8, p. 3639–3650, aug 2012. ISSN 0885-8993. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6129433/>>.

GU, D.-W.; PETKOV, P. H.; KONSTANTINOV, M. M. **Robust Control Design with MATLAB®**. London: Springer London, 2013. (Advanced Textbooks in Control and Signal Processing). ISBN 978-1-4471-4681-0. Disponível em: <<http://link.springer.com/10.1007/978-1-4471-4682-7>>.

GUERRERO, J. M.; VASQUEZ, J. C.; MATAS, J.; De Vicuña, L. G.; CASTILLA, M. Hierarchical control of droop-controlled AC and DC microgrids - A general approach toward standardization. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 58, n. 1, p. 158–172, 2011. ISSN 02780046.

GULES, R.; PFITSCHER, L.; FRANCO, L. An interleaved boost DC-DC converter with large conversion ratio. **2003 IEEE International Symposium on Industrial Electronics (Cat. No.03TH8692)**, v. 1, 2003.

HAJIZADEH, A.; GOLKAR, M. A.; FELIACHI, A. Voltage Control and Active Power Management of Hybrid Fuel-Cell/Energy-Storage Power Conversion System Under Unbalanced Voltage Sag Conditions. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 25, n. 4, p. 1195–1208, dec 2010. ISSN 0885-8969. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/5623336/>>.

HAMZEH, M.; GHAFOURI, M.; KARIMI, H.; SHESHYEKANI, K.; GUERRERO, J. M. Power Oscillations Damping in DC Microgrids. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 31, n. 3, p. 970–980, sep 2016. ISSN 0885-8969. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7438847/>>.

HAMZEH, M.; GHAZANFARI, A.; MOKHTARI, H.; KARIMI, H. Integrating Hybrid Power Source Into an Islanded MV Microgrid Using CHB Multilevel Inverter Under Unbalanced and Nonlinear Load Conditions. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 28, n. 3, p. 643–651, sep 2013. ISSN 0885-8969. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6553218/>>.

Harnefors, L.; Bongiorno, M.; Lundberg, S. Input-admittance calculation and shaping for controlled voltage-source converters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 54, n. 6, p. 3323–3334, Dec 2007. ISSN 0278-0046.

HAUBROCK, J.; HEIDECK, G.; STYCZYNSKI, Z. Dynamic Investigation on Proton Exchange Membrane Fuel Cell Systems. In: **2007 IEEE Power Engineering Society General Meeting**. IEEE, 2007. p. 1–6. ISBN 1-4244-1296-X. ISSN 1932-5517. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/4275635/>>.

HE, H.; XIONG, R.; FAN, J. Evaluation of lithium-ion battery equivalent circuit models for state of charge estimation by an experimental approach. **Energies**, v. 4, n. 4, p. 582–598, 2011. ISSN 19961073.

HOLTON, O. T.; STEVENSON, J. W. The Role of Platinum in Proton Exchange Membrane Fuel Cells. **Platinum Metals Review**, v. 57, n. 4, p. 259–271, oct 2013.

HSIEH, Y.-P.; CHEN, J.-F.; LIANG, T.-J.; YANG, L.-S. Analysis and implementation of a novel single-switch high step-up DC–DC converter. **IET Power Electronics**, v. 5, n. 1, p. 11, 2012. ISSN 17554535. Disponível em: <<https://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/iet-pel.2010.0279>>.

HUBER, L.; JOVANOVI, M. M. Forward-Flyback Converter with Current-Doubler Rectifier: Analysis , Design , and Evaluation Results. v. 14, n. 1, p. 184–192, 1999.

International Standard. **IEC 61000-2-2**. 2002.

JAIN, S.; AGARWAL, V. A New Algorithm for Rapid Tracking of Approximate Maximum Power Point in Photovoltaic Systems. **IEEE Power Electronics Letters**, v. 2, n. 1, p. 16–19, mar 2004. ISSN 1540-7985. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/1302114/>>.

KLUMPNER, C.; PONGGORN, K.; RASHED, M.; DE, D.; PATEL, C.; ASHER, G. Modelling and control of a multi-stage interleaved DC–DC converter with coupled inductors for super-capacitor energy storage system. **IET Power Electronics**, v. 6, n. 7, p. 1360–1375, aug 2013. ISSN 1755-4535. Disponível em: <<http://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/iet-pel.2012.0529> <https://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/iet-pel.2012.0529>>.

KNAP, V.; STROE, D. I.; TEODORESCU, R.; SWIERCZYNSKI, M.; STANCIU, T. Comparison of parametrization techniques for an electrical circuit model of Lithium-Sulfur batteries. **Proceeding - 2015 IEEE International Conference on Industrial Informatics, INDIN 2015**, IEEE, p. 1278–1283, 2015.

KOTRA, S.; MISHRA, M. K. A Supervisory Power Management System for a Hybrid Microgrid With HESS. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 64, n. 5, p. 3640–3649, may 2017. ISSN 0278-0046. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7815391/>>.

KULIKOVSKY, A. A. Fuel cell basics. In: **Analytical Modelling of Fuel Cells**. Elsevier, 2010. p. 1–38. ISBN 9780444535603. Disponível em: <<https://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/B978044453560300006X>>.

KUMAR, A. P.; BHAJANA, V. V. S. K.; DRABEK, P. A novel ZCS interleaved bidirectional buck-boost DC-DC converter for energy storage applications. In: **2016 ELEKTRO**. IEEE, 2016. p. 180–185. ISBN 978-1-4673-8698-2. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=7512061>>.

KYOCERA. **KC130TM Datasheet**. [S.l.], 2009.

LAI, C.-M.; LIN, Y.-C.; LEE, D. Study and Implementation of a Two-Phase Interleaved Bidirectional DC/DC Converter for Vehicle and DC-Microgrid Systems. **Energies**, v. 8, n. 9, p. 9969–9991, sep 2015. ISSN 1996-1073. Disponível em: <<http://www.mdpi.com/1996-1073/8/9/9969/> <http://www.mdpi.com/1996-1073/8/9/9969>>.

LAI, C.-M.; PAN, C.-T.; CHENG, M.-C. High-Efficiency Modular High Step-Up Interleaved Boost Converter for DC-Microgrid Applications. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 48, n. 1, p. 161–171, jan 2012. ISSN 0093-9994. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6074940/>>.

LARMINIE, J.; DICKS, A. **Fuel Cell Systems Explained**. [s.n.], 2001. v. 93. 285 p. ISSN 03787753. ISBN 047084857X. Disponível em: <<http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S0378775300005711>>.

LASSETER, R. H. **Integration of Distributed Energy**. [S.l.], 2003.

LEE, B.; KWON, S.; PARK, P.; KIM, K. Active power management system for an unmanned aerial vehicle powered by solar cells, a fuel cell, and batteries. **IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems**, v. 50, n. 4, p. 3167–3177, 2014. ISSN 00189251.

LEE, J.; LALK, T.; APPLEBY a.J. Modeling electrochemical performance in large scale proton exchange membrane fuel cell stacks. **Journal of Power Sources**, v. 70, n. 2, p. 258–268, 1998. ISSN 03787753.

LEE, Y.-S.; CHENG, M.-W. Intelligent Control Battery Equalization for Series Connected Lithium-Ion Battery Strings. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 52, n. 5, p. 1297–1307, oct 2005. ISSN 0278-0046. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/1512461/>>.

LEVRON, Y.; SHMILOVITZ, D. Maximum Power Point Tracking Employing Sliding Mode Control. **IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers**, IEEE, v. 60, n. 3, p. 724–732, mar 2013. ISSN 1549-8328. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6461471/>>.

LI, H.; LIU, C.; LI, G.; IRAVANI, R. An Enhanced DC Voltage Droop-Control for the VSC–HVDC Grid. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 32, n. 2, p. 1520–1527, mar 2017. ISSN 0885-8950. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7484690/>>.

LI, R.; WANG, Z.; YU, J.; LEI, Y.; ZHANG, Y.; HE, J. Dynamic Parameter Identification of Mathematical Model of Lithium-Ion Battery Based on Least Square Method. **Proceedings - 2018 IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition, PEAC 2018**, IEEE, n. 2, p. 1–5, 2018.

LIM, L. H. I.; YE, Z.; YE, J.; YANG, D.; DU, H. A Linear Identification of Diode Models from Single I – V Characteristics of PV Panels. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 62, n. 7, p. 4181–4193, jul 2015. ISSN 0278-0046. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7006754/>>.

LIN, B.; DONG, J. New zero-voltage switching DC–DC converter for renewable energy conversion systems. **IET Power Electronics**, v. 5, n. 4, p. 393, mar 2012. ISSN 17554535. Disponível em: <<http://www.mdpi.com/1996-1944/6/4/1310> <https://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/iet-pel.2011.0002>>.

LIU, H.; LI, F. Novel High Step-Up DC-DC Converter With Active Coupled-Inductor Network for a Sustainable Energy System. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 8993, n. c, p. 1–1, 2015. ISSN 0885-8993. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=7101870>>.

LOPEZ-CRUZ, J. M.; DIAZ-SALDIERNA, L. H.; LEYVA-RAMOS, J.; ORTIZ-LOPEZ, M. G. Switching regulator using a high step-up voltage converter for fuel-cell modules. **IET Power Electronics**, v. 6, n. 8, p. 1626–1633, 2013. ISSN 1755-4535. Disponível em: <<http://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/iet-pel.2012.0433>>.

LUQUE, A.; MARTÍ, A.; BETT, A.; ANDREEV, V.; JAUSSAUD, C.; ROOSMALEN, J. van; ALONSO, J.; RÄUBER, A.; STROBL, G.; STOLZ, W.; ALGORA, C.; BITNAR, B.; GOMBERT, A.; STANLEY, C.; WAHNON, P.; CONESA, J.; SARK, W. van; MEIJERINK, A.; KLINK, G. van; BARNHAM, K.; DANZ, R.; MEYER, T.; LUQUE-HEREDIA, I.; KENNY, R.; CHRISTOFIDES, C.; SALA, G.; BENÍTEZ, P. FULLSPECTRUM: a new PV wave making more efficient use of the solar spectrum. **Solar Energy Materials and Solar Cells**, v. 87, n. 1-4, p. 467–479, may 2005. ISSN 09270248. Disponível em: <<https://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S0927024804003642>>.

MADANI, O.; BHATTACHARJEE, A.; DAS, T. Decentralized Power Management in a Hybrid Fuel Cell Ultracapacitor System. **IEEE Transactions on Control Systems Technology**, v. 24, n. 3, p. 765–778, may 2016. ISSN 1063-6536. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7226816/>>.

MAHMOOD, H.; MICHAELSON, D.; Jin Jiang. A Power Management Strategy for PV/Battery Hybrid Systems in Islanded Microgrids. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 2, n. 4, p. 870–882, dec 2014. ISSN 2168-6777. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6846274/>>.

MANN, R. F.; AMPHLETT, J. C.; HOOPER, M. a.I.; JENSEN, H. M.; PEPPEY, B. a.; ROBERGE, P. R. Development and application of a generalised steady-state electrochemical model for a PEM fuel cell. **Journal of Power Sources**, v. 86, n. 1-2, p. 173–180, 2000. ISSN 03787753.

MANUAL, U. H-1000 Fuel Cell Stack User Manual. 2013.

MENG, L.; DRAGICEVIC, T.; GUERRERO, J. M.; VASQUEZ, J. C. Optimization with system damping restoration for droop controlled DC-DC converters. **2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2013**, n. dc, p. 65–72, 2013.

MESSENGER, R. A.; VENTRE, J. **Photovoltaic Systems Engineering**. Second edi. [S.l.: s.n.], 2005. 458 p. ISBN 0849317932.

Ministério da Ciência e Tecnologia. **Programa Brasileiro Sistemas Célula a Combustível - ProCaC**. [S.l.], 2012. 31 p. Disponível em: <<http://livroaberto.ibict.br/handle/1-/977>>.

MOÇAMBIQUE, N. E. M.; OTTOBONI, K. d. A.; FUZATO, G. H. F.; BASTOS, R. F.; GONÇALVES, A. F. Q.; POZZEBON, G. G.; AGUIAR, C. R. de; MACHADO, R. Q. Tracking Algorithms and Voltage Controllers Used to Obtain the Maximum Power Point of PV Arrays. **Journal of Control, Automation and Electrical Systems**, Springer US, v. 26, n. 6, p. 661–674, dec 2015. ISSN 2195-3880. Disponível em: <<http://link.springer.com/10.1007/s40313-015-0205-3>>.

Mohammadi, M. R.; Farzanehfard, H. A new bidirectional zvs-pwm cuk converter with active clamp. In: **2011 19th Iranian Conference on Electrical Engineering**. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1–1. ISSN 2164-7054.

MOUSSAOUI; BATARSEH, I.; LEE, H.; KENNEDY, C. An Overview of the Control Scheme for Distributed Power Systems. **Southcon/96. Conference Record**, p. 584–591, 1996.

MURO, K.; NABESHIMA, T.; SATO, T.; NISHIJIMA, K.; YOSHIDA, S. H-bridge buck-boost converter with dual feedforward control. In: **2009 International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)**. IEEE, 2009. p. 1002–1007. ISBN 978-1-4244-4166-2. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/5385893/>>.

NEDSTACK. **Fuel Cell Types**. 2017. Disponível em: <<http://www.nedstack.com/technology/fuel-cell-types>>.

NEWTON, D. E. **World Energy Crisis: A Reference Handbook**. Santa Barbara, California: ABC-CLIO, 2012. 334 p. ISBN 978-1610691475.

OSTADRAHIMI, A.; RADAN, A. Reduction of parasitic resistance effect in high current energy conversion using bidirectional interleaved converter topology. In: **The 5th Annual International Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference (PEDSTC 2014)**. IEEE, 2014. p. 160–165. ISBN 978-1-4799-3479-9. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6799363/>>.

OTTOBONI, K.; GONCALVES, A.; FUZATO, G.; MACHADO, R. Fractional order controller PI λ designed via heuristic optimization algorithm Lévy-Flight Firefly for connection of renewable energy sources to the grid. In: **2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference, COBEP/SPEC 2016**. [S.l.: s.n.], 2015. ISBN 9781479987795.

OVANDO, E. K. **Análise do efeito dos atuais programas lançados pelo governo para incentivo ao uso da geração distribuída com energia fotovoltaica**. 73 p. Tese (Trabalho de Conclusão de Curso) — Universidade de São Paulo, 2016.

PAZ, F.; ORDONEZ, M. High-Performance Solar MPPT Using Switching Ripple Identification Based on a Lock-In Amplifier. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, IEEE, v. 63, n. 6, p. 3595–3604, jun 2016. ISSN 0278-0046. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7407626/>>.

PHONGSAVAN, P. **Energy on a sphere**. 2015. Disponível em: <<https://sos.noaa.gov/datasets/energy-on-a-sphere/>>.

PSIM Tutorial. **How To Use Lithium-Ion Battery Model**. [S.l.], 2014. 1–7 p. Disponível em: <<https://powersimtech.com/drive/uploads/2016/03/Tutorial-How-to-use-Lithium-Ion-battery-model.pdf>>.

RAMADESIGAN, V.; NORTHROP, P. W. C.; DE, S.; SANTHANAGOPALAN, S.; BRAATZ, R. D.; SUBRAMANIAN, V. R. Modeling and Simulation of Lithium-Ion Batteries from a Systems Engineering Perspective. v. 159, n. 3, 2012.

RASZMANN, E.; BAKER, K.; SHI, Y.; CHRISTENSEN, D. Modeling stationary lithium-ion batteries for optimization and predictive control. **2017 IEEE Power and Energy Conference at Illinois, PECI 2017**, n. February, 2017.

REAL, A. J. del; ARCE, A.; BORDONS, C. Development and experimental validation of a PEM fuel cell dynamic model. **Journal of Power Sources**, v. 173, n. 1, p. 310–324, nov 2007. ISSN 03787753. Disponível em: <<https://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S0378775307008981>>.

ROSAS-CARO, J.; RAMIREZ, J.; PENG, F.; VALDERRABANO, a. A DC–DC multilevel boost converter. **IET Power Electronics**, v. 3, n. 1, p. 129, 2010. ISSN 17554535.

SALAZAR, A.; RESTREPO, C.; GAO, Y.; VELNI, J. M.; GINART, A.; SALAZAR, A.; RESTREPO, C.; GAO, Y. An Online LiF eP O 4 Battery Impedance Estimation Method for Grid-tied Residential Energy Storage Systems Output RMS current of single phase inverter. P AC Output AC power of battery. p. 980–986, 2017.

SALIMI, M.; SOLTANI, J.; ZAKIPOUR, A. Adaptive nonlinear control of DC-DC buck/boost converters with parasitic elements consideration. In: **The 2nd International Conference on Control, Instrumentation and Automation**. IEEE, 2011. p. 304–309. ISBN 978-1-4673-1690-3. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03-wrapper.htm?arnumber=6356674> <http://ieeexplore.ieee.org/document/6356674/>>.

Sang-Hyun Kim; Woojin Choi; Kyo-Bum Lee; Sewan Choi. Advanced Dynamic Simulation of Supercapacitors Considering Parameter Variation and Self-Discharge. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 26, n. 11, p. 3377–3385, nov 2011. ISSN 0885-8993. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/5742710/>>.

Santos Filho, R. M.; SEIXAS, P. F.; CORTIZO, P. C.; TORRES, L. A. B.; SOUZA, A. F. Comparison of Three Single-Phase PLL Algorithms for UPS Applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 55, n. 8, p. 2923–2932, aug 2008. ISSN 0278-0046. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/4497881/>>.

SAUER, D. U.; WENZL, H. Comparison of different approaches for lifetime prediction of electrochemical systems—Using lead-acid batteries as example. **Journal of Power Sources**, v. 176, n. 2, p. 534–546, feb 2008. ISSN 03787753. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0378775307016199> <https://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S0378775307016199>>.

SCOTT, P.; CHEN, Y.; CALAY, R.; BHINDER, F. Experimental Investigation into a Novel Modular PEMFC Fuel Cell Stack. **Fuel Cells**, v. 15, n. 2, p. 306–321, apr 2015. ISSN 16156846. Disponível em: <<http://doi.wiley.com/10.1002/fuce.201200212>>.

SCROSATI, B.; GARCHE, J. Lithium batteries: Status, prospects and future. **Journal of Power Sources**, v. 195, n. 9, p. 2419–2430, may 2010. ISSN 03787753. Disponível em: <<https://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S0378775309020564>>.

SERA, D.; TEODORESCU, R.; RODRIGUEZ, P. PV panel model based on datasheet values. In: **2007 IEEE International Symposium on Industrial Electronics**. IEEE, 2007. p. 2392–2396. ISBN 978-1-4244-0754-5. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/4374981/>>.

SHADMAND, M. B.; BALOG, R. S.; ABU-RUB, H. Model Predictive Control of PV Sources in a Smart DC Distribution System: Maximum Power Point Tracking and Droop Control. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 29, n. 4, p. 913–921, dec 2014. ISSN 0885-8969. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=6948253>>.

SHARMA, R. K.; MISHRA, S. Dynamic Power Management and Control of a PV PEM Fuel-Cell-Based Standalone ac / dc Microgrid. v. 54, n. 1, p. 526–538, 2018.

SHI, Z. H.; HO, S. L.; CHENG, K. W. E. Static performance and parasitic analysis of tapped-inductor converters. **IET Power Electronics**, v. 7, n. 2, p. 366–375, feb 2014. ISSN 1755-4535. Disponível em: <<http://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/iet-pel.2012.0760> <https://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/iet-pel.2012.0760>>.

Shiguo Luo; Zhihong Ye; Ray-Lee Lin; LEE, F. A classification and evaluation of paralleling methods for power supply modules. **30th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Record. (Cat. No.99CH36321)**, v. 2, p. 901–908, 1999. ISSN 0275-9306. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/785618/>>.

SHMILOVITZ, D.; CZARKOWSKI, D.; ZABAR, Z.; Soo-Yeub Yoo. A novel single-stage unity power factor rectifier/inverter for UPS applications. In: **INTELEC - Twentieth International Telecommunications Energy Conference (Cat. No.98CH36263)**. IEEE, 1998. p. 762–769. ISBN 0-7803-5069-3. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/793647/>>.

SIKKABUT, S.; MUNGPORN, P.; EKKARAVARODOME, C.; BIZON, N.; TRICOLI, P.; NAHID-MOBARAKEH, B.; PIERFEDERICI, S.; DAVAT, B.; THOUNTHONG, P.

Control of High-Energy High-Power Densities Storage Devices by Li-ion Battery and Supercapacitor for Fuel Cell/Photovoltaic Hybrid Power Plant for Autonomous System Applications. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 52, n. 5, p. 4395–4407, sep 2016. ISSN 0093-9994. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7492168/>>.

SOKOLOV, M.; SHMILOVITZ, D. A Modified MPPT Scheme for Accelerated Convergence. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 23, n. 4, p. 1105–1107, dec 2008. ISSN 0885-8969. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/4675796/>>.

SOON, J. J.; LOW, K. S. Optimizing Photovoltaic Model for Different Cell Technologies Using a Generalized Multidimension Diode Model. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, IEEE, v. 62, n. 10, p. 6371–6380, 2015. ISSN 02780046.

SPARACINO, A. R.; REED, G. F.; KERESTES, R. J.; GRAINGER, B. M.; SMITH, Z. T. Survey of battery energy storage systems and modeling techniques. **IEEE Power and Energy Society General Meeting**, IEEE, p. 1–8, 2012. ISSN 19449925.

SPIAZZI, G.; BUSO, S.; SICHIROLLO, F.; CORRADINI, L. Small-signal modeling of the interleaved boost with voltage multiplier. In: **Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2012 IEEE**. [S.l.: s.n.], 2013. p. 456–461.

SPIAZZI, G.; MATTAVELLI, P.; COSTABEBER, A. Effect of parasitic components in the integrated boost-flyback high step-up converter. In: **2009 35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics**. IEEE, 2009. p. 420–425. ISBN 978-1-4244-4648-3. ISSN 1553-572X. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/5414959/>>.

STROE, D. I. **Lifetime models for Lithium-ion batteries used in virtual power plant applications**. 275 p. Tese (PhD Thesis) — Aalborg University, 2014. Disponível em: <<http://www.forskningsdatabasen.dk/en/catalog/2232580653>>.

STRUNZ, K.; ABBASI, E.; HUU, D. N. DC Microgrid for Wind and Solar Power Integration. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 2, n. 1, p. 115–126, mar 2014. ISSN 2168-6777. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6681907/>>.

SUBUDHI, B.; PRADHAN, R. A Comparative Study on Maximum Power Point Tracking Techniques for Photovoltaic Power Systems. **IEEE Transactions on Sustainable Energy**, IEEE, v. 4, n. 1, p. 89–98, jan 2013. ISSN 1949-3029. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6249779/>>.

Sun, J. Impedance-based stability criterion for grid-connected inverters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 26, n. 11, p. 3075–3078, Nov 2011. ISSN 0885-8993.

SUN, X.; LIU, B.; CAI, Y.; ZHANG, H.; ZHU, Y.; WANG, B. Frequency-based power management for photovoltaic/battery/fuel cell-electrolyser stand-alone microgrid. **IET Power Electronics**, v. 9, n. 13, p. 2602–2610, 2016.

SUNKARA, S.; KONDRATH, N. Design and PSpice simulation of synchronous bidirectional PWM DC-DC buck-boost converter operating in CCM. In: **2013 Annual IEEE India Conference (INDICON)**. IEEE, 2013. p. 1–6. ISBN 978-1-4799-2275-8. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6725989/>>.

SWANSON, R. Approaching the 29% limit efficiency of silicon solar cells. In: **Conference Record of the Thirty-first IEEE Photovoltaic Specialists Conference, 2005**. IEEE, 2005. p. 889–894. ISBN 0-7803-8707-4. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/1488274/>>.

THAO, N. M.; THANG, T. V.; GANESHKUMAR, P.; Joung-Hu Park. Steady-state analysis of the boost converter for renewable energy systems. In: **Proceedings of The 7th International Power Electronics and Motion Control Conference**. IEEE, 2012. p. 158–162. ISBN 978-1-4577-2085-7. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=6258883> <http://ieeexplore.ieee.org/document/6258883/>>.

THOUNTHONG, P.; LUKSANASAKUL, A.; KOSEYAPORN, P.; DAVAT, B. Intelligent Model-Based Control of a Standalone Photovoltaic/Fuel Cell Power Plant With Supercapacitor Energy Storage. **IEEE Transactions on Sustainable Energy**, v. 4, n. 1, p. 240–249, 2013.

THOUNTHONG, P.; PIERFEDERICI, S.; DAVAT, B. Analysis of Differential Flatness-Based Control for a Fuel Cell Hybrid Power Source. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 25, n. 3, p. 909–920, 2010.

THOUNTHONG, P.; RAEL, S.; DAVAT, B. Control Strategy of Fuel Cell and Supercapacitors Association for a Distributed Generation System. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 54, n. 6, p. 3225–3233, dec 2007. ISSN 0278-0046. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/4383271/>>.

_____. Control Algorithm of Fuel Cell and Batteries for Distributed Generation System. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 23, n. 1, p. 148–155, mar 2008. ISSN 0885-8969. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/4358732/>>.

THOUNTHONG, P.; SIKKABUT, S.; MUNGPORN, P.; PIEGARI, L.; NAHID-MOBARAKEH, B.; PIERFEDERICI, S.; DAVAT, B. DC Bus Stabilization of Li-Ion Battery Based Energy Storage for a Hydrogen/Solar Power Plant for Autonomous Network Applications. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 51, n. 4, p. 2717–2725, 2015.

TOKARSKA, K. B.; GILLET, N. P.; WEAVER, A. J.; ARORA, V. K.; EBY, M. The climate response to five trillion tonnes of carbon. **Nature Climate Change**, v. 6, n. 9, p. 851–855, sep 2016. ISSN 1758-678X. Disponível em: <<http://www.nature.com/doifinder/10.1038/nclimate3036> <http://www.nature.com/articles/nclimate3036>>.

TONKOSKI, R.; LOPES, L. A. Impact of active power curtailment on overvoltage prevention and energy production of PV inverters connected to low voltage residential feeders. **Renewable Energy**, Elsevier Ltd, v. 36, n. 12, p. 3566–3574, dec 2011. ISSN 09601481. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1016/j.renene.2011.05.031> <https://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S096014811100259X>>.

TYTELMAIER, K.; HUSEV, O.; VELIGORSKYI, O.; YERSHOV, R. A review of non-isolated bidirectional dc-dc converters for energy storage systems. In: **2016 II International Young Scientists Forum on Applied Physics and Engineering (YSF)**. IEEE, 2016. p. 22–28. ISBN 978-1-4673-8841-2. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7753752/>>.

VAZQUEZ, J.; SALMERON, P. Active power filter control using neural network technologies. In: **IEE Proceedings-Electric Power Applications**. [s.n.], 2003. v. 150, n. 2, p. 139–145. Disponível em: <<http://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/ip-epa\20030>>.

VETTER, J.; NOVÁK, P.; WAGNER, M.; VEIT, C.; MÖLLER, K.-C.; BESENHARD, J.; WINTER, M.; WOHLFAHRT-MEHRENS, M.; VOGLER, C.; HAMMOUCHE, A. Ageing mechanisms in lithium-ion batteries. **Journal of Power Sources**, v. 147, n. 1-2, p. 269–281, sep 2005. ISSN 03787753. Disponível em: <<https://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S0378775305000832>>.

VICPHYSICS. **Solar spectrum and converted crystalline silicon spectrum**. 2005. Disponível em: <<http://www.vicphysics.org/documents/events/stav2005/spectrum.JPG>>.

WAFFLER, S.; BIELA, J.; KOLAR, J. W. Output Ripple Reduction of an Automotive Multi-Phase Bi-Directional DC-DC Converter. p. 2184–2190, 2009.

Wang, X.; Zheng, T. A parallel impedance based criteria and active damping control for dc microgrid stability. In: **2018 China International Conference on Electricity Distribution (CICED)**. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1346–1351. ISSN 2161-749X.

WANG, Y.; ZHANG, P.; LI, W.; XIAO, W.; ABDOLLAHI, A. Online overvoltage prevention control of photovoltaic generators in microgrids. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 3, n. 4, p. 2071–2078, 2012. ISSN 19493053.

WIMMER, C.; SAUER, D.; STEINER, K.; MEILER, M.; SOCZKA-GUTH, T.; ANDRE, D. Characterization of high-power lithium-ion batteries by electrochemical impedance spectroscopy. I. Experimental investigation. **Journal of Power Sources**, Elsevier B.V., v. 196, n. 12, p. 5334–5341, 2011. ISSN 03787753. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1016/j.jpowsour.2010.12.102>>.

World Energy Council. **World Energy Resources E-storage. Shifting from cost to value. Wind and solar applications**. London, 2016. 52 p. Disponível em: <<https://www.worldenergy.org/wp-content/uploads/2016/03/Resources-E-storage-report-2016.02.04.pdf>>.

WRIGHT, R.; CHRISTOPHERSEN, J.; MOTLOCH, C.; BELT, J.; HO, C.; BATTAGLIA, V.; BARNES, J.; DUONG, T.; SUTULA, R. Power fade and capacity fade resulting from cycle-life testing of Advanced Technology Development Program lithium-ion batteries. **Journal of Power Sources**, v. 119-121, p. 865–869, jun 2003. ISSN 03787753. Disponível em: <<https://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S0378775303001903>>.

WU, D.; TANG, F.; DRAGICEVIC, T.; VASQUEZ, J. C.; GUERRERO, J. M. Autonomous Active Power Control for Islanded AC Microgrids With Photovoltaic Generation and Energy Storage System. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 29, n. 4, p. 882–892, dec 2014. ISSN 0885-8969. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=6917016>>.

WU, G.; MEMBER, S.; RUAN, X.; MEMBER, S.; YE, Z. Nonisolated High Step-Up DC – DC Converters. v. 62, n. 1, p. 383–393, 2015.

YANG, P.; ZHENG, C.; XU, Z.; HE, T.; YIN, X.; SHEN, S. Power coordinated control of the islanded multi-layer microgrids. In: **2016 IEEE Innovative Smart Grid Technologies - Asia (ISGT-Asia)**. IEEE, 2016. p. 1145–1150. ISBN 978-1-5090-4303-3. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7796547/>>.

Yuang-Shung Lee; Chun-Yi Duh; Guo-Tian Chen; Shen-Ching Yang. Battery Equalization Using Bi-directional Cuk Converter in DCVM Operation. In: **IEEE 36th Conference on Power Electronics Specialists, 2005**. IEEE, 2005. p. 765–771. ISBN 0-7803-9033-4. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/1581713/>>.

ZHANG, J. (Ed.). **PEM Fuel Cell Electrocatalysts and Catalyst Layers**. London: Springer London, 2008. ISBN 978-1-84800-935-6. Disponível em: <<http://link.springer.com/10.1007/978-1-84800-936-3>>.

ZHANG, N.; SUTANTO, D.; QIU, D.; MUTTAQI, K. M.; ZHANG, B. High-voltage-gain quadratic boost converter with voltage multiplier. **IET Power Electronics**, v. 8, n. 12, p. 2511–2519, 2015. ISSN 1755-4535. Disponível em: <<http://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/iet-pel.2014.0767>>.

Zhi, N.; Zhang, H.; Li, N.; Yang, J. System-level design and stability analysis of dc microgrid. In: **2014 International Power Electronics and Application Conference and Exposition**. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1134–1137.

Apêndices

Pequenos Sinais

O comportamento não linear dos conversores CC-CC, impossibilita a obtenção da função de transferência de um determinado sinal de saída em função do ciclo de trabalho aplicado aos semicondutores totalmente controlados. Por esse motivo, aplica-se uma técnica bem consolidada para controle de conversores CC-CC, a técnica de pequenos sinais. Esta técnica consiste em linearizar o comportamento médio do circuito chaveado em torno de um determinado ponto de operação.

De modo genérico, o modelo médio em espaços de estados de um conversor CC-CC é encontrado ao ponderar as matrizes de cada estado de chaveamento pelo respectivo ciclo de trabalho. Como resultado, as matrizes do modelo em espaços de estados podem ser representadas por uma parcela que é multiplicada pelo ciclo de trabalho ($\mathbf{A}_k$), e por outra parcela que independe da variável ciclo de trabalho ($\mathbf{A}_0$), como mostra o conjunto de equações A.1.

$$\left\{ \begin{array}{l} \mathbf{A} = \sum_{i=1}^n \mathbf{A}_i k_i = \mathbf{A}_0 + k \mathbf{A}_k \\ \mathbf{B} = \sum_{i=1}^n \mathbf{B}_i k_i = \mathbf{B}_0 + k \mathbf{B}_k \\ \mathbf{C} = \sum_{i=1}^n \mathbf{C}_i k_i = \mathbf{C}_0 + k \mathbf{C}_k \\ \mathbf{D} = \sum_{i=1}^n \mathbf{D}_i k_i = \mathbf{D}_0 + k \mathbf{D}_k \end{array} \right. \quad (\text{A.1})$$

De A.1, tem-se a seguinte representação em espaços de estados A.2:

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}u \\ \mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x} + \mathbf{D}u \end{array} \right. \quad (\text{A.2})$$

A linearização de A.2, se dá ao aproximar o comportamento do circuito chaveado para pequenas variações ($\hat{\mathbf{x}}$) em torno de um determinado ponto médio ($\mathbf{X}$). A perturbação em torno do ponto médio, é inserida tanto nas variáveis de estado, quanto de entrada e

saída do modelo médio A.3.

$$\begin{cases} \underbrace{\dot{\mathbf{X}}}_{=0} + \hat{\mathbf{x}} = [\mathbf{A}_0 + (K + \hat{k}) \mathbf{A}_k] (\mathbf{X} + \hat{\mathbf{x}}) + [\mathbf{B}_0 + (K + \hat{k}) \mathbf{B}_k] (\mathbf{U} + \hat{\mathbf{u}}) \\ \mathbf{Y} + \hat{\mathbf{y}} = [\mathbf{C}_0 + (K + \hat{k}) \mathbf{C}_k] (\mathbf{X} + \hat{\mathbf{x}}) + [\mathbf{D}_0 + (K + \hat{k}) \mathbf{D}_k] (\mathbf{U} + \hat{\mathbf{u}}) \end{cases} \quad (\text{A.3})$$

Como a derivada da parte média das variáveis de estado é nula, logo, o valor médio da matrix de estados é expresso por A.5:

$$0 = [\mathbf{A}_0 + K \mathbf{A}_k] \mathbf{X} + [\mathbf{B}_0 + \mathbf{U} \mathbf{B}_k] \mathbf{U} = \bar{\mathbf{A}} \mathbf{X} + \bar{\mathbf{B}} \mathbf{U} \quad (\text{A.4})$$

$$\mathbf{X} = -\bar{\mathbf{A}}^{-1} \bar{\mathbf{B}} \mathbf{U} \quad (\text{A.5})$$

Eliminando os valores associados à derivada do vetor de estados médio ($\dot{\mathbf{X}} = 0$), bem como da multiplicação de duas variáveis em pequenos sinais ($\hat{k}\hat{\mathbf{x}} \approx 0$), a equação A.3 é rearranjada da seguinte forma A.6:

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{x}} = [\mathbf{A}_0 + K \mathbf{A}_k] \hat{\mathbf{x}} + [\mathbf{B}_0 + K \mathbf{B}_k] \hat{\mathbf{u}} + [\mathbf{A}_k \mathbf{X} + \mathbf{B}_k \mathbf{U}] \hat{k} = \bar{\mathbf{A}} \hat{\mathbf{x}} + \bar{\mathbf{B}} \hat{\mathbf{u}} + \bar{\mathbf{F}} \hat{k} \\ \hat{\mathbf{y}} = [\mathbf{C}_0 + K \mathbf{C}_k] \hat{\mathbf{x}} + [\mathbf{D}_0 + K \mathbf{D}_k] \hat{\mathbf{u}} + [\mathbf{C}_k \mathbf{X} + \mathbf{D}_k \mathbf{U}] \hat{k} = \bar{\mathbf{C}} \hat{\mathbf{x}} + \bar{\mathbf{D}} \hat{\mathbf{u}} + \bar{\mathbf{W}} \hat{k} \end{cases} \quad (\text{A.6})$$

Adicionalmente, os valores médios das variáveis de saída são expressos por A.7.

$$\mathbf{Y} = [\mathbf{C}_0 + K \mathbf{C}_k] \mathbf{X} + [\mathbf{D}_0 + K \mathbf{D}_k] \mathbf{U} = \bar{\mathbf{C}} \mathbf{X} + \bar{\mathbf{D}} \mathbf{U} \quad (\text{A.7})$$

Para obtenção das funções de transferência do conversor CC-CC, deve-se aplicar a transformada de Laplace na equação ($\hat{\mathbf{x}} = \bar{\mathbf{A}} \hat{\mathbf{x}} + \bar{\mathbf{B}} \hat{\mathbf{u}} + \bar{\mathbf{F}} \hat{k}$) isolando o vetor de estados e substituindo na equação matricial que representa a saída do sistema. Assim, a equação A.8 representa a variação em pequenos sinais das variáveis de saída para pequenas variações nas variáveis de entrada ($\hat{\mathbf{u}}$) e no ciclo de trabalho ($\hat{k}$), o qual também passa a ser uma variável de entrada após a aplicação da técnica de pequenos sinais.

$$\hat{\mathbf{y}}(s) = \bar{\mathbf{C}} (s\mathbf{I} - \bar{\mathbf{A}})^{-1} [\bar{\mathbf{B}} \hat{\mathbf{u}}(s) + \bar{\mathbf{F}} \hat{k}(s)] + \bar{\mathbf{D}} \hat{\mathbf{u}}(s) + \bar{\mathbf{W}} \hat{k}(s) \quad (\text{A.8})$$

Portanto, da equação A.8, derivam as funções de transferência em relação às entradas do vetor $\hat{\mathbf{u}}$ A.9 e em relação ao ciclo de trabalho $\hat{k}$ A.10.

$$G_u(s) = \frac{\hat{\mathbf{y}}(s)}{\hat{\mathbf{u}}(s)} = \bar{\mathbf{C}} (s\mathbf{I} - \bar{\mathbf{A}})^{-1} \bar{\mathbf{B}} + \bar{\mathbf{D}} \quad (\text{A.9})$$

$$G_k(s) = \frac{\hat{\mathbf{y}}(s)}{\hat{k}(s)} = \bar{\mathbf{C}} (s\mathbf{I} - \bar{\mathbf{A}})^{-1} \bar{\mathbf{F}} + \bar{\mathbf{W}} \quad (\text{A.10})$$

De forma gráfica, a modelagem em espaços de estados utilizando a técnica de pequenos sinais descrita nesta seção, pode ser representada como mostrado na figura A.1.

Figura A.1: Diagrama de representação do modelo em pequenos sinais de espaços de estados para conversores CC-CC.

Anexos

ANEXO **A**

Esquemático do Sistema de Condicionamento dos Sinais Medidos

ANEXO B

Folha de Dados do Módulo Inversor

SEMISTACK - IGBT

SEMITOP Stack 1)

Three-phase inverter

SKS 21F B6U+E1CIF+B6CI 12 V12

SK 60 GB 128

SK 30 GAL 123

SK 95 D 12

P 35/325F

SKHI 20opA

Preliminary Data

Features

- Compact design
- Hall Effect Current Sensor
- Circuit for soft charge the capacitors
- IGBT Braking chopper
- Vce monitoring

Typical Applications

- AC Motor Control
- Elevator
- Industrial

1) Photo non- contractual

Circuit	I_{rms}	V_{ac} (V_{dc})	Types
B6CI	30	380 750	SKS 21F B6U+E1CIF+B6CI 12 V12
		- -	

Symbol	Conditions	Values	Units
I_{rms} max	No overload; 10 kHz	30	A
$T_{amb} = 35$ °C	150% overload, 60s every 10min (I_{ov}/I_N)	36/24	A
	200% overload, 10s every 10min (I_{ov}/I_N)	42/21	A
V_{ce} max		1200	V
f_{sw} max	Absolute maximum switching frequency	15	kHz
f_{sw} maxCsl	Advise maximum switching frequency	10	kHz
C	Type EPCOS B43303A0687	680/400	µF/V
C_{eqvl}	Equivalent capacitor bank	1700/800	µF/V
$T_{ds\%}$	Discharge time of the capacitor bank	-	s
V_{DC} max	Max DC voltage applied to capacitor bank	750	V
Rectifier		380	V_{ac}
V_{net} max	Max network voltage (line side)	-20%/+15%	
T_{vj}	Junction temperature for continous operation	-40...+125	°C
T_{stg}	without requirement of reforming of capacitors	-20...+40	°C
T_{amb}		-20...+55	°C
V_{isol}	60Hz/1min	2500	V
w	Aprox. total weight	-	Kg
Cooling	Fan, DC power supply	24	V
	Current Consumption (per fan)	0.11	A
	Required air flow (per fan)	42.5	m³/h
Losses	B6CI , Converter at P_{max} , $T_{amb} = 35$ °C	432	W
	Efficiency	97	%
Current sensor	Hall-type LEM LA 55-P		
Thermal trip	normally closed	71	°C
Others components	Relay Metaltex J1NAC3		
Options			
Tests	Functional Test Short Circuit Test Visual Inspection		
	-

B6U+E1CIF+B6CI

SEMISTACK - IGBT

SEMISTACK - IGBT

Electrical Data

Connectors						
Connector Pin	Symbol	Description	Values			Units
			min.	typical	max.	
CN1:1	TOP W	Top phase W input signal		0/15 (CMOS)		V
CN1:2	ER W	Vce phase W error output signal		0/15 (CMOS)		V
CN1:3	BOT W	Bot phase W input signal		0/15 (CMOS)		V
CN1:4	GND	Ground		0		V
CN1:5	Vin(BRK)	Break input signal		0/15 (CMOS)		V
CN1:6	ER BRK	Vce Break error output signal		0/15 (CMOS)		V
CN1:7	+Vs	Supply voltage	14,0		15,6	V
CN1:8	+Vs	Supply voltage	14,0		15,6	V
CN1:9	GND	Ground		0		V
CN1:10	GND	Ground		0		V
CN2:1	TOP U	Top phase U input signal		0/15 (CMOS)		V
CN2:2	ER U	Vce phase U error output signal		0/15 (CMOS)		V
CN2:3	BOT U	Bot phase U input signal		0/15 (CMOS)		V
CN2:4	GND	Ground		0		V
CN2:5	TOP V	Top phase V input signal		0/15 (CMOS)		V
CN2:6	ER V	Vce phase V error output signal		0/15 (CMOS)		V
CN2:7	BOT V	Bot phase V input signal		0/15 (CMOS)		V
CN2:8	GND	Ground		0		V
CN2:9	+Vs	Supply voltage	14,0	15	15,6	V
CN2:10	+Vs	Supply voltage	14,0	15	15,6	V
CN2:11	GND	Ground		0		V
CN2:12	GND	Ground		0		V
CN2:13		NC				
CN2:14		NC				
CN3:1	+15V	Supply Voltage (positive)	14,5	15	15,5	V
CN3:2	-15V	Supply Voltage (negative)	-14,5	-15	-15,5	V
CN3:3	GND	Ground		0		V
CN3:4	HALL U	Output Hall phase U				
CN3:5	HALL V	Output Hall phase V				
CN3:6		NC				
CN3:7	GND	Ground		0		V
CN3:8	+15V	Supply Voltage (positive)	14,5	15	15,5	V
CN3:9	-15V	Supply Voltage (negative)	-14,5	-15	-15,5	V
CN3:10						
CN4:1	R	Input Phase R	176	220	253	V
CN4:2	S	Input Phase S	176	220	253	V
CN4:3	T	Input Phase T	176	220	253	V
CN4:4		NC				
CN4:5	Earth	Earth				
CN4:6		NC				
CN4:7	W	Output W Inverter Phase		220	253	V
CN4:8	U	Output U Inverter Phase		220	253	V
CN4:9	V	Output V Inverter Phase		220	253	V
CN4:10	-UD	DC Link Negative				
CN4:11	BR	Break Resistor Input				
CN4:12	+UD/BR	DC Link Positive Reference and Break Resistor Input				
K1:1		NC				
K1:2	CIS	Charge Input Signal / Positive FAN Power Supply	0	0/18	26,5	V
K1:3	GND	Ground / Reference FAN Power Supply		0		V
K1:4		NC				

This technical information specifies semiconductor devices but promises no characteristics. No warranty or guarantee expressed or implied is made regarding delivery, performance or suitability.

ANEXO **C**

Folha de Dados do Painel Fotovoltaico GCL-P672320

GCL-P6/72

HIGH EFFICIENCY
MULTICRYSTALLINE MODULE

GCL-P6/72 310-325 Watt

325^W

MAXIMUM POWER OUTPUT

16.7%

MAXIMUM MODULE EFFICIENCY

0~+5^W

POWER OUTPUT GUARANTEE

Trust GCL to Deliver Reliable Performance Over Time

- World-class manufacturer of crystalline silicon photovoltaic modules
- Fully automatic facility and world-class technology
- Rigorous quality control to meet the highest standard: ISO9001:2008, ISO 14001: 2004 and OHSAS: 18001 2007
- Tested for harsh environments (salt mist, ammonia corrosion and sand blowing test: IEC 61701, IEC 62716, DIN EN 60068-2-68)
- Long term reliability tests
- 2*100% EL inspection ensuring defect-free modules

LINEAR PERFORMANCE WARRANTY

10 YEARS PRODUCT WARRANTY

25 LINEAR POWER WARRANTY

Ideal choice for large scale ground installation

High conversion efficiency due to top quality wafer and advanced cell technology

PID and snail trails free

Optimized system performance by module level current sorting

Excellent performance under low irradiance

Additional yield and easy maintenance with high transparent self-cleaning glass

Additional insurance backed by Swiss RE

Bringing Green Power to Life

GCL-P6/72

HIGH EFFICIENCY MULTICRYSTALLINE MODULE

ELECTRICAL SPECIFICATION (STC)

Peak Power Watts	P _m (W)	310	315	320	325
Power Output Tolerance	P _m (W)	0~+5			
Maximum Power Voltage	V _m (V)	37	37.2	37.4	37.6
Maximum Power Current	I _m (A)	8.38	8.47	8.56	8.64
Open Circuit Voltage	V _{oc} (V)	45.4	45.6	45.8	46.0
Short Circuit Current	I _{sc} (A)	8.99	9.08	9.17	9.24
Module Efficiency	(%)	16.0	16.2	16.5	16.7

Values at Standard Test Conditions STC (Air Mass AM1.5, Irradiance 1000W/m², Cell Temperature 25° C).

ELECTRICAL DATA (NOCT)

Maximum Power	P _m (W)	223.8	227.1	231.2	234.6
Power Output Tolerance	P _m (W)	0~+5			
Maximum Power Voltage	V _m (V)	33.5	33.8	34.1	34.3
Maximum Power Current	I _m (A)	6.68	6.72	6.78	6.84
Open Circuit Voltage	V _{oc} (V)	42	42.2	42.4	42.6
Short Circuit Current	I _{sc} (A)	7.19	7.30	7.38	7.46

NOCT: Irradiance at 800W/m², Ambient Temperature 20° C, Wind Speed 1m/s.

MECHANICAL DATA

Solar Cells	Poly 156×156mm (6 inches)
Cell Orientation	72 Cells (6×12)
Module Dimensions	1956×992×40mm (77 × 39.05 × 1.57 inches)
Weight	22.5kg/26kg
Glass	High transparency solar glass 3.2mm (0.13 inches) or 4mm (0.15 inches)
Backsheet	White
Frame	Silver, anodized aluminium alloy
J-Box	IP67 Rated
Cables	4.0mm ² (0.006 inches ²), 1200mm (47.2 inches)
Connector	Original MC4 or Compatible

TEMPERATURE RATINGS

Nominal Operating Cell Temperature (NOCT)	45±2°C
Temperature Coefficient of P _{MAX}	-0.43% /°C
Temperature Coefficient of V _{oc}	-0.35% /°C
Temperature Coefficient of I _{sc}	0.04% /°C

MAXIMUM RATINGS

Operational Temperature	-40~+85°C
Maximum System Voltage	1000V DC(IEC)
Max Series Fuse Rating	15A

WARRANTY

10 years Product Workmanship Warranty
25 years linear Power Warranty

(Please refer to GCL standard warranty for details)

PACKAGING CONFIGURATION

Modules per box: 26 pieces
Modules per 40' container: 624pieces

MODULE DIMENSION

Back View

I-V CURVES OF MODULE (315W)

Excellent performance under weak light conditions: at an irradiance intensity of 200W/m² W/m(AM 1.5, 25 °C), 96.5% or higher of the STC efficiency (1000 W/m²) is achieved

Bringing Green Power to Life
http://en.gclsi.com

GCL-EN-P6/72-2016-V1.0

CAUTION: READ INSTALLATION MANUAL BEFORE USING THE PRODUCT

©2015 GCL System Integration Technology Co., Ltd. All rights reserved. Specifications included in this datasheet are subject to change without notice.

ANEXO **D**

Folha de Dados da Célula a Combustível

4. Technical Specification

Type of fuel cell	PEM
Number of cells	48
Rated Power	1000W
Performance	28.8V @ 35A
H2 Supply valve voltage	12V
Purging valve voltage	12V
Blower voltage	12V
Reactants	Hydrogen and Air
External temperature	5 to 30°C
Max. stack temperature	65°C
H2 Pressure	0.45-0.55bar
Hydrogen purity	≧99.995 % dry H2
Humidification	self-humidified
Cooling	Air (integrated cooling fan)
Stack weight (with fan & casing)	4000 grams(±100grams)
Controller weight	400 grams(±30grams)
Dimension	23.3cm x 26.8cm x 12.3cm
Flow rate at max output*	13 L/min
Start up time	≦30S at ambient temperature
Efficiency of stack	40% @ 28.8V
Low voltage shut down	24V
Over current shut down	42A
Over temperature shut down	65°C
External power supply**	13V(±1V),8A

**The flow rate may change with the power output*

***System electronics need external power supply*

**** The Specification is subject to change without notice.*

9. Polarization curves

Performance characteristics of the stack are presented. All performance data is given for baseline operating conditions, defined at sea-level and room ambient temperature.

Foto das Baterias de Lithium-Ion

Figura E.1: Baterias de Li-Ion utilizadas nos resultados experimentais.