



Universidade Federal de Juiz de Fora
Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica

Rodrigo Arruda Felício Ferreira

CONTROLE DE MICRORREDES CC BASEADO EM *DROOP* ADAPTATIVO DE
TENSÃO – SIMULAÇÃO EM TEMPO REAL COM
CONTROL-HARDWARE-IN-LOOP

Tese de Doutorado

Juiz de Fora
2015

Rodrigo Arruda Felício Ferreira

Controle de Microrredes CC baseado em *Droop* Adaptativo de Tensão – Simulação em Tempo Real com *Control-Hardware-in-Loop*

Tese submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Faculdade de Engenharia da Universidade Federal de Juiz de Fora como parte dos requisitos para obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Sistemas Eletrônicos.

Orientador: Prof. Pedro Gomes Barbosa, D.Sc.

Juiz de Fora
2015

Ficha catalográfica elaborada através do Programa de geração automática da Biblioteca Universitária da UFJF, com os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

Arruda Felício Ferreira, Rodrigo.

Controle de Microrredes CC baseado em Droop Adaptativo de Tensão : Simulação em Tempo Real com Control-Hardware-in-Loop / Rodrigo Arruda Felício Ferreira. -- 2015.
263 p.

Orientador: Pedro Gomes Barbosa

Tese (doutorado) - Universidade Federal de Juiz de Fora, Faculdade de Engenharia. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2015.

1. Conversores estáticos. 2. Controle não-linear. 3. Estabilidade de tensão. 4. Geração distribuída. 5. Simulação digital em tempo real. I. Gomes Barbosa, Pedro, orient. II. Título.


Rodrigo Arruda Felício Ferreira

Controle de Microrredes CC baseado em *Droop* Adaptativo de Tensão – Simulação em Tempo Real com *Control-Hardware-in-Loop*

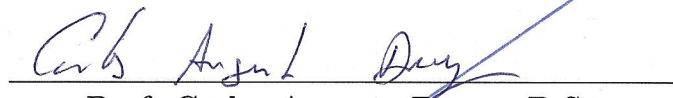
Tese submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Faculdade de Engenharia da Universidade Federal de Juiz de Fora como parte dos requisitos para obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Sistemas Eletrônicos.

Aprovada em 13 de março de 2015.

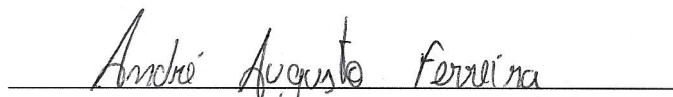
BANCA EXAMINADORA:




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



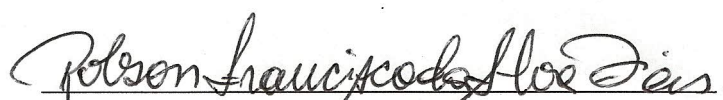
Prof. Carlos Augusto Duque, D.Sc.
Universidade Federal de Juiz de Fora, UFJF



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



Prof. Valceres Vieira Rocha e Silva, Ph.D.
Universidade Federal de São João del-Rei, UFSJ



Prof. Robson Francisco da Silva Dias, D.Sc.
Universidade Federal do Rio de Janeiro, UFRJ

*Aos meus amigos e
à minha família, em especial, à Pam, à Daniela e à Stael.*

AGRADECIMENTOS

Ao meu orientador, professor Pedro Gomes Barbosa pelos ensinamentos, amizade, conselhos e horas dedicadas à orientação deste trabalho.

Aos professores André Augusto Ferreira e Henrique Antônio Carvalho Braga pelas contribuições conceituais e na redação de artigos científicos associados ao tema da pesquisa.

Aos membros da banca pela disponibilidade em avaliar o trabalho e pelas sugestões indicadas para a versão final da tese.

Ao Dr. Ali B. Dehkordi (RTDS Technologies) pela inestimável ajuda na implementação da estrutura de simulação CHIL.

Aos colegas do NAEP e LABSOLAR pela ajuda e pelas discussões levantadas acerca das microrredes CC.

Ao IF Sudeste MG – Campus Juiz de Fora e aos meus colegas dos Núcleos de Eletrônica e Automação e de Eletricidade, pelo auxílio financeiro para apresentação de trabalhos em congressos e pelo apoio irrestrito no período do doutorado.

À CAPES, à FAPEMIG e ao CNPq pelo apoio financeiro para aquisição de equipamentos e para apresentação de trabalhos em congressos.

À minha esposa Pam pelo amor incondicional, pelo apoio e pela inestimável compreensão nos últimos meses de desenvolvimento da pesquisa.

Por último, mas não menos importante, agradeço à minha família e aos meus amigos pelo apoio e motivação.

*“O que sabemos é uma gota,
O que ignoramos é um oceano.”*

Sir. Isaac Newton

RESUMO

Este trabalho apresenta um estudo sobre alguns dos aspectos relacionados às microrredes em corrente contínua, uma alternativa para utilização de fontes renováveis de energia em sistemas de geração distribuída. Considerando que a manutenção da tensão no barramento principal das microrredes, no qual as fontes e as cargas são conectadas, é uma das questões mais importantes para a operação de modo satisfatório destes sistemas, um sistema de controle descentralizado de tensão integrando técnicas de controle por *droop* de tensão e de controle por modos deslizantes é proposto. Uma microrrede CC de 10 kW conectada à rede CA e composta por arranjos fotovoltaicos e bancos de baterias, dimensionada para atender uma parcela das cargas eletrônicas e de iluminação do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia – Campus Juiz de Fora, é modelada e simulada em tempo real utilizando o conceito de simulação CHIL. Resultados experimentais utilizando controladores externos como dispositivos em teste são utilizados para analisar o comportamento do sistema em diferentes condições e para validação da metodologia proposta. Além disso, é apresentado um estudo das técnicas de análise de estabilidade de tensão para sistemas em corrente contínua. Por fim, é apresentada uma metodologia baseada em síntese de elementos reativos utilizando conversores estáticos para estabilização ativa de sistemas CC simplificados, contendo uma fonte e uma carga do tipo potência constante.

Palavras-chave: Conversores estáticos, controle não-linear, estabilidade de tensão, fontes renováveis de energia, geração distribuída, *hardware-in-loop*, simulação digital em tempo real.

ABSTRACT

This work presents aspects related to DC microgrids, an alternative way of using renewable energy sources in a decentralized fashion. Whereas the maintenance of the microgrid main bus voltage, in which the sources and loads are connected, is one of the most important issues for the satisfactory operation of these systems, a novel methodology for regulating DC bus voltage integrating voltage droop control and sliding mode control techniques is proposed. A grid-connected 10 kW DC microgrid containing photovoltaic arrays and a battery bank, sized to meet a portion of electronic and lighting loads of the Federal Institute of Education, Science and Technology - Campus Juiz de Fora, is modeled and simulated in real time using the concept of CHIL simulation. Experimental results using external controllers as hardware under test are used to analyze system behavior under different conditions and to validate the proposed methodology. Furthermore, a study regarding voltage stability analysis techniques applied to DC systems is presented. Finally, a methodology based on synthesis of reactive elements using static converters for active stabilization of simplified CC systems, containing one source and one constant power load, is presented.

Keywords: Static converters, nonlinear control, renewable energy sources, distributed generation, hardware-in-loop, real time simulation, voltage stability.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1	Diagrama unifilar de uma microrrede CC genérica.	37
Figura 2	Representação esquemática da simulação CHIL (adaptado de (REN, 2007))	41
Figura 3	Representação esquemática da simulação PHIL (adaptado de (REN, 2007)).	41
Figura 4	Representação geral de um sistema de transmissão HVDC.	47
Figura 5	Topologia de um sistema CC para telecomunicações.	48
Figura 6	Representação geral de um sistema CC para aplicações comerciais e residenciais.	49
Figura 7	Diagrama de tempo de operação <i>versus</i> densidade de potência para diferentes SAE (adaptado de (FARRET; SIMÕES, 2006)).	58
Figura 8	Representação esquemática da operação da bateria de chumbo-ácido.	59
Figura 9	Relação entre a tensão terminal e o SoC – adaptado de (FARRET; SIMÕES, 2006).	61
Figura 10	Circuito equivalente para a bateria.	61
Figura 11	Resposta natural do circuito RC.	62
Figura 12	Característica $V \times I$ representando a resistência negativa.	64
Figura 13	Circuito equivalente do conversor CC-CC bidirecional em corrente. .	66
Figura 14	Inversor trifásico bidirecional.	68
Figura 15	Diagrama esquemático do controle mestre-escravo.	78
Figura 16	Diagrama esquemático do controle por <i>droop</i> de tensão.	80
Figura 17	Esquema do controle de tensão do conversor CC-CC.	81
Figura 18	Diagrama esquemático do controle hierárquico de tensão.	84
Figura 19	Representação gráfica tridimensional da superfície de deslizamento.	90
Figura 20	Representação gráfica da condição de existência da operação em modo deslizante.	90

Figura 21	Superfície de deslizamento para limitação de corrente no indutor. . .	92
Figura 22	Característica de <i>droop</i> de tensão.	93
Figura 23	Esquema do controle de tensão do conversor CA-CC.	96
Figura 24	Característica de <i>droop</i> de tensão para o conversor de interface.	96
Figura 25	Hierarquia do software associado ao RTDS.	100
Figura 26	Ferramentas disponíveis no RSCAD.	101
Figura 27	Bloco no qual é modelada a sub-rede STS.	103
Figura 28	Representação para a válvula: (a) ligada e (b) desligada.	103
Figura 29	Interfaces entre a sub-rede STS e a rede principal.	104
Figura 30	Modelos de conjuntos de válvulas disponíveis.	105
Figura 31	Modelos de válvulas individuais disponíveis: (a) GTO-diodo, (b) GTO, (c) diodo, (d) tiristor, (e) disjuntor, (f) tiristor-diodo.	105
Figura 32	Módulos utilizados para disparo das chaves.	107
Figura 33	Módulos associados ao disparo das chaves através da entrada digital.	108
Figura 34	Bloco para configuração e condicionamento das entradas digitais.	109
Figura 35	Bloco para transferência dos sinais digitais para a rede LTS.	111
Figura 36	Vista superior do LAUNCHXL-F28027.	112
Figura 37	Biblioteca de blocos para programação do F28027.	113
Figura 38	Diagrama esquemático do sistema modelado no DRAFT.	117
Figura 39	Sistema de controle de corrente modelado no RTDS.	117
Figura 40	Modelagem da carga como fonte de corrente.	118
Figura 41	Representação do bloco GTA0 no DRAFT.	119
Figura 42	Diagrama esquemático do conversor boost modelado em STS.	119
Figura 43	Definição das interrupções.	120
Figura 44	Configuração de ativação das interrupções.	120
Figura 45	Diagrama esquemático do controle de corrente.	121
Figura 46	Escalonamento do sinal de corrente amostrado.	121
Figura 47	Configuração do conversor AD.	122
Figura 48	Configuração do módulo gerador de PWM.	123

Figura 49	Representação do procedimento de amostragem síncrona.	124
Figura 50	Inicialização do sistema considerando controle modelado no RTDS: Tensões na fonte e carga e corrente no indutor e na carga.	124
Figura 51	Inicialização do sistema utilizando simulação CHIL: Tensões na fonte e carga e corrente no indutor e na carga.	125
Figura 52	Comportamento do sistema frente à variação da tensão na fonte considerando o controle modelado no RTDS: Tensões na fonte e carga e corrente no indutor e na carga.	126
Figura 53	Comportamento do sistema frente à variação da tensão na fonte utilizando simulação CHIL: Tensões na fonte e carga e corrente no indutor e na carga.	126
Figura 54	Comportamento do sistema frente a variação na carga considerando o controle modelado no RTDS: Tensões na fonte e carga e corrente no indutor e na carga.	127
Figura 55	Comportamento do sistema frente a variação na carga utilizando simulação CHIL: Tensões na fonte e carga e corrente no indutor e na carga.	128
Figura 56	Vista aérea do IF Sudeste MG - Câmpus Juiz de Fora.	132
Figura 57	Representação ilustrativa de parte dos blocos de ensino.	132
Figura 58	Topologia da microrrede CC estudada.	133
Figura 59	Curva de carga típica de parte da instalação.	134
Figura 60	Representação esquemática da estrutura para simulação CHIL.	135
Figura 61	Estrutura de simulação CHIL.	136
Figura 62	Cartões GTA0 (à esquerda) e GTDI (à direita).	136
Figura 63	Distribuição do modelo nos diferentes processadores.	137
Figura 64	Microrrede CC proposta modelada no RTDS.	141
Figura 65	Características de <i>droop</i> para os arranjos fotovoltaicos (PV 1, PV 2), banco de baterias (SAE) e conversor de interface (INV).	142
Figura 66	Modelo do arranjo PV.	143
Figura 67	Modelo do banco de baterias.	144
Figura 68	Conversores estáticos modelados como sub-rede STS.	146

Figura 69	Esquema de controle de tensão para o arranjo PV.	151
Figura 70	Esquema de controle de tensão para banco de baterias.	154
Figura 71	Esquema de controle de tensão para o conversor de interface.	156
Figura 72	Representação da carga do tipo potência constante como fonte de corrente controlada.	157
Figura 73	Representação da carga do tipo corrente constante.	157
Figura 74	Bloco GTA0: configuração e condicionamento das entradas digitais.	160
Figura 75	Diagrama de blocos para programação do DSP associado ao arranjo PV.	161
Figura 76	Diagrama de blocos do sistema de controle do conversor do arranjo PV: MPPT.	162
Figura 77	Diagrama de blocos do sistema de controle do conversor do arranjo PV: <i>droop</i> de tensão.	162
Figura 78	Diagrama de blocos para programação do DSP associado ao banco de baterias.	163
Figura 79	Diagrama de blocos do sistema de controle do conversor do banco de baterias.	164
Figura 80	Configuração do sinal PWM complementar.	165
Figura 81	Curva de carga: definição dos cenários de consumo de carga.	167
Figura 82	Características de <i>droop</i> e potência disponível para o cenário 1.	169
Figura 83	Tensão no barramento CC (superior) e Correntes nas cargas (inferior): Cenário 1, carga leve.	170
Figura 84	Tensão (superior) e Corrente (inferior) associadas ao banco de baterias: Cenário 1, carga leve.	171
Figura 85	Tensões (superior) e correntes (inferior) associadas aos arranjos PV: Cenário 1, carga leve.	172
Figura 86	Tensões (superior) e correntes (inferior) trifásicas do lado CA do conversor de interface: Cenário 1, carga leve.	173
Figura 87	Potências associadas aos arranjos PV, ao banco de baterias e ao conversor de interface: Cenário 1, carga leve.	174
Figura 88	Tensão no barramento CC (superior) e Correntes nas cargas (inferior):	

	Cenário 1, carga média.	174
Figura 89	Tensões (superior) e correntes (inferior) associadas aos arranjos PV: Cenário 1, carga média.	175
Figura 90	Tensão (superior) e Corrente (inferior) associadas ao banco de baterias: Cenário 1, carga média.	176
Figura 91	Tensões (superior) e correntes (inferior) trifásicas do lado CA do con- versor de interface: Cenário 1, carga média.	176
Figura 92	Potências associadas aos arranjos PV, ao banco de baterias e ao con- versor de interface: Cenário 1, carga média.	177
Figura 93	Tensão no barramento CC (superior) e Correntes nas cargas (inferior): Cenário 1, carga pesada.	178
Figura 94	Tensões (superior) e correntes (inferior) associadas aos arranjos PV: Cenário 1, carga pesada.	178
Figura 95	Tensão (superior) e Corrente (inferior) associadas ao banco de baterias: Cenário 1, carga pesada.	179
Figura 96	Tensões (superior) e correntes (inferior) trifásicas do lado CA do con- versor de interface: Cenário 1, carga pesada.	180
Figura 97	Potências associadas aos arranjos PV, ao banco de baterias e ao con- versor de interface: Cenário 1, carga pesada.	180
Figura 98	Características de <i>droop</i> e potência disponível para o cenário 2.	181
Figura 99	Tensão no barramento CC (superior) e Correntes nas cargas (inferior): Cenário 2, carga média.	182
Figura 100	Tensões (superior) e correntes (inferior) associadas aos arranjos PV: Cenário 2, carga média.	182
Figura 101	Tensão (superior) e Corrente (inferior) associadas ao banco de baterias: Cenário 2, carga média.	183
Figura 102	Tensões (superior) e correntes (inferior) trifásicas do lado CA do con- versor de interface: Cenário 2, carga média.	184
Figura 103	Potências associadas aos arranjos PV, ao banco de baterias e ao con- versor de interface: Cenário 2, carga média.	184
Figura 104	Tensão no barramento CC (superior) e Correntes nas cargas (inferior): Cenário 2, carga pesada.	185

Figura 105 Tensões (superior) e correntes (inferior) associadas aos arranjos PV: Cenário 2, carga pesada.	186
Figura 106 Tensão (superior) e Corrente (inferior) associadas ao banco de baterias: Cenário 2, carga pesada.	186
Figura 107 Tensões (superior) e correntes (inferior) trifásicas do lado CA do con- versor de interface: Cenário 2, carga pesada.	187
Figura 108 Potências associadas aos arranjos PV, ao banco de baterias e ao con- versor de interface: Cenário 2, carga pesada.	188
Figura 109 Tensão no barramento CC (superior) e Correntes nas cargas (inferior): transição de carga pesada para carga média no cenário 2.	188
Figura 110 Comportamento das potências para transição de carga pesada para carga média no cenário 2.	189
Figura 111 Características de <i>droop</i> e potência disponível para o cenário 3.	190
Figura 112 Tensão no barramento CC (superior) e Correntes nas cargas (inferior): Cenário 3, carga pesada.	191
Figura 113 Tensão (superior) e Corrente (inferior) associadas ao banco de baterias: Cenário 3, carga pesada.	191
Figura 114 Tensões (superior) e correntes (inferior) trifásicas do lado CA do con- versor de interface: Cenário 3, carga pesada.	192
Figura 115 Potências associadas aos arranjos PV, ao banco de baterias e ao con- versor de interface: Cenário 3, carga pesada.	193
Figura 116 Características de <i>droop</i> e potência disponível para o cenário 4.	194
Figura 117 Tensão no barramento CC (superior) e Correntes nas cargas (inferior): Cenário 4, carga leve.	195
Figura 118 Tensões (superior) e correntes (inferior) associadas aos arranjos PV: Cenário 4, carga leve.	196
Figura 119 Tensão (superior) e Corrente (inferior) associadas ao banco de baterias: Cenário 4, carga leve.	196
Figura 120 Potências associadas aos arranjos PV, ao banco de baterias e ao con- versor de interface: Cenário 4, carga leve.	197
Figura 121 Tensão no barramento CC (superior) e Correntes nas cargas (inferior):	

Cenário 4, carga média.	198
Figura 122 Tensões (superior) e correntes (inferior) associadas aos arranjos PV: Cenário 4, carga média.	198
Figura 123 Tensão (superior) e Corrente (inferior) associadas ao banco de baterias: Cenário 4, carga média.	199
Figura 124 Potências associadas aos arranjos PV, ao banco de baterias e ao con- versor de interface: Cenário 4, carga média.	199
Figura 125 Tensão no barramento CC (superior) e Correntes nas cargas (inferior): Cenário 4, carga pesada.	200
Figura 126 Tensões (superior) e correntes (inferior) associadas aos arranjos PV: Cenário 4, carga pesada.	201
Figura 127 Tensão (superior) e Corrente (inferior) associadas ao banco de baterias: Cenário 4, carga pesada.	202
Figura 128 Potências associadas aos arranjos PV, ao banco de baterias e ao con- versor de interface: Cenário 4, carga pesada.	202
Figura 129 Características de <i>droop</i> e potência disponível para o cenário 5.	203
Figura 130 Tensão no barramento CC (superior) e Correntes nas cargas (inferior): Cenário 5, carga leve.	205
Figura 131 Tensões (superior) e correntes (inferior) associadas aos arranjos PV: Cenário 5, carga leve.	205
Figura 132 Tensão (superior) e Corrente (inferior) associadas ao banco de baterias: Cenário 5, carga leve.	206
Figura 133 Potências associadas aos arranjos PV, ao banco de baterias e ao con- versor de interface: Cenário 5, carga leve.	206
Figura 134 Tensão no barramento CC (superior) e Correntes nas cargas (inferior): Cenário 5, carga média.	207
Figura 135 Tensões (superior) e correntes (inferior) associadas aos arranjos PV: Cenário 5, carga média.	208
Figura 136 Tensão (superior) e Corrente (inferior) associadas ao banco de baterias: Cenário 5, carga média.	209
Figura 137 Potências associadas aos arranjos PV, ao banco de baterias e ao con- versor de interface: Cenário 5, carga média.	209

Figura 138 Tensão no barramento CC (superior) e Correntes nas cargas (inferior): Cenário 5, carga pesada.	210
Figura 139 Tensões (superior) e correntes (inferior) associadas aos arranjos PV: Cenário 5, carga pesada.	211
Figura 140 Tensão (superior) e Corrente (inferior) associadas ao banco de baterias: Cenário 5, carga pesada.	212
Figura 141 Modelo do Arranjo PV utilizando dados reais de irradiação e temperatura.	213
Figura 142 Irradiação (superior) e Temperatura (inferior): elevada irradiação média diária.	214
Figura 143 Tensão no barramento CC (superior) e Correntes nas cargas (inferior): elevada irradiação média diária.	215
Figura 144 Tensões (superior) e Correntes (inferior) associadas aos arranjos PV: elevada irradiação média diária.	216
Figura 145 Tensão (superior) e Corrente (inferior) associadas ao banco de baterias: elevada irradiação média diária.	217
Figura 146 Potências associadas aos arranjos PV (curvas P_{pv1} e P_{pv2}), ao banco de baterias (curva P_{bt}) e ao conversor de interface (curva P_{inv}) para elevada taxa irradiação média diária.	217
Figura 147 Irradiação (superior) e Temperatura (inferior): baixa irradiação média diária.	218
Figura 148 Tensão no barramento CC (superior) e Correntes nas cargas (inferior): baixa irradiação média diária.	219
Figura 149 Tensões (superior) e Correntes (inferior) associadas aos arranjos PV: baixa irradiação média diária.	220
Figura 150 Tensão (superior) e Corrente (inferior) associadas ao banco de baterias: baixa irradiação média diária.	220
Figura 151 Potências associadas aos arranjos PV, ao banco de baterias e ao conversor de interface: baixa irradiação média diária.	221
Figura 152 Representação das impedâncias para o critério de estabilidade de Middlebrook.	224

Figura 153	Impedâncias de um sistema com múltiplos conversores.	225
Figura 154	Representação gráfica do conceito de região proibida.	226
Figura 155	Circuito para análise de estabilidade.	228
Figura 156	Variação dos valores de capacitância em função da frequência.	230
Figura 157	Topologia do circuito teste.	232
Figura 158	Comportamento de tensão (traço superior) e corrente na carga (traço inferior) ($C = 25 \mu F$).	233
Figura 159	Comportamento de tensão (traço superior) e corrente na carga (traço inferior) para operação estável ($C = 100 \mu F$).	234
Figura 160	Detalhe da tensão (traço superior) e corrente na carga (traço inferior) para operação estável.	234
Figura 161	Sistema de síntese de capacitância.	235
Figura 162	Conversor CC-CC com dois interruptores ativos.	237
Figura 163	Circuito teste incluindo o sistema de síntese de capacitância.	238
Figura 164	Comportamento de tensão (traço superior) e corrente na carga (traço inferior) utilizando o sistema de síntese de capacitância.	238
Figura 165	Detalhe da tensão (traço superior) e corrente na carga (traço inferior) utilizando o sistema de síntese de capacitância.	239
Figura 166	Circuito teste incluindo o sistema de síntese de indutância negativa.	240
Figura 167	Sistema de síntese de indutância negativa.	240
Figura 168	Conversor CC-CC classe D.	241
Figura 169	Comportamento de tensão (traço superior) e corrente na carga (traço inferior) utilizando o sistema de síntese de indutância negativa.	242
Figura 170	Detalhe da tensão (traço superior) e corrente na carga (traço inferior) utilizando o sistema de síntese de indutância negativa.	242

LISTA DE TABELAS

Tabela 1	Níveis de tensão CC.	54
Tabela 2	Custo da energia produzida para diferentes fontes.	55
Tabela 3	Conversores CC-CC básicos.	65
Tabela 4	Características dos cartões de processamento.	108
Tabela 5	Características de hardware do LAUNCHXL-F28027.	112
Tabela 6	Demanda de carga aproximada da microrrede CC.	134
Tabela 7	Irradiação solar diária média mensal para a cidade de Juiz de Fora.	139
Tabela 8	Parâmetros elétricos do banco de baterias.	144
Tabela 9	Parâmetros de projeto dos conversores CC-CC.	147
Tabela 10	Parâmetros dos condutores da microrrede CC.	159
Tabela 11	Fatores de escala dos canais de saída analógica.	159
Tabela 12	Fatores de escala dos ADC associados ao controle do conversor do arranjo PV 1.	161
Tabela 13	Fatores de escala dos ADC associados ao controle do conversor do banco de baterias.	163
Tabela 14	Cenários para o modo de operação conectado à rede CA.	168
Tabela 15	Cenários para o modo de operação isolado.	193
Tabela 16	Parâmetros do circuito.	229
Tabela 17	Parâmetros do conversor do sistema de síntese de capacitância.	237

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ABNT Associação Brasileira de Normas Técnicas

ADC Conversor Analógico-Digital (do inglês Analog-Digital Converter)

ASD circuito variador de velocidade (do inglês, *Adjustable Speed Drive*)

CA corrente alternada

CC corrente contínua

CDT Controlador por *Droop* de Tensão

CHIL *Control-Hardware-in-Loop*

CPC carga de potência constante

CSC conversores fonte de corrente (do inglês, *Current Source Converter*)

DAC Conversor Digital-Analógico (do inglês Digital-Analog Converter)

DBS sinalização do barramento CC (do inglês, *DC Bus Signaling*)

DSP *Digital Signal Processor*

EMI interferência eletromagnética (do inglês, *Electromagnetic Interference*)

FE Fator de Escala

GDE geração distribuída de energia

GEPEA Grupo de Estudos e Pesquisas em Energias Alternativas

GPC *Giga-Processor Card*

GTAO *Gigabit Transceiver Analogue Output*

GTDI *Gigabit Transceiver Digital Input*

HIL *Hardware-in-Loop*

HSP Horas de Sol Pleno

HVAC corrente alternada em alta tensão (do inglês, *High Voltage Alternating Current*)

HVDC corrente contínua em alta tensão (do inglês, *High Voltage Direct Current*)

IGBT transistor bipolar com gatilho isolado (do inglês, *Insulated Gate Bipolar Transistor*)

LED diodo emissor de luz (do inglês, *Light Emitter Diode*)

LTS Passo de Simulação Grande (do inglês, *Large Time-Step*)

MCC modo de condução contínua

MCD modo de condução Descontínua

MIL *Model-in-Loop*

MF microfontes

MR microrredes

MOSFET transistor de efeito de campo de óxido metálico Semiconductor (do inglês, *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*)

PeO Perturbação e Observação (do inglês, *Perturb and Observe*)

PHIL *Power-Hardware-in-Loop*

PIL *Processor-in-Loop*

PV fotovoltaicos (do inglês, *Photovoltaic*)

PWM modulação por largura de pulso (do inglês, *Pulse Width Modulation*)

RTDS Simulador Digital em Tempo Real (do inglês, *Real-Time-Digital-Simulator*)

SAE sistemas de armazenamento de energia

SC supercapacitores

SEP sistemas elétricos de potência

SGD sistemas de geração distribuída

SIL *Software-in-Loop*

SMC controle por modos deslizantes (do inglês, *Sliding Mode Control*)

SoC estado de carga (do inglês, *State of Charge*)

STS Passo de Simulação Pequeno (do inglês, *Small Time-Step*)

TI tecnologia de informação

UPS fonte ininterrupta de energia (do inglês, *Uninterruptible Power Supply*)

VE veículos elétricos

VEH veículos elétricos híbridos

VSC conversores fonte de tensão (do inglês, *Voltage Source Converter*)

VSS sistemas de estrutura variável (do inglês, *Variable Structure Systems*)

LISTA DE SÍMBOLOS

Grandezas instantâneas

δ_n	<i>Droop</i> nominal
d	Razão cíclica
e_{x_i}	Erro associado à variável x_i
i_a, i_b, i_c	Correntes de fase
i_α, i_β	Correntes em coordenadas $\alpha\beta$
i_{CA}	Corrente de fase da rede CA
i_L	Corrente no indutor do conversor boost (buck)
i_{ref}	Corrente de referência
p_{ref}	Potência ativa de referência
q_{ref}	Potência reativa de referência
u	Função que implementa a lei de controle
v_a, v_b, v_c	Tensões de fase
v_α, v_β	Tensões em coordenadas $\alpha\beta$
v_C	Tensão no capacitor de saída do conversor boost (buck)
v_{CA}	Tensão de fase da rede CA
v_{CC}	Tensão no barramento CC
v_f	Tensão de saída da fonte de GDE
v_{bt}, i_{bt}	Tensão e corrente associadas à bateria
v_{pv}, i_{pv}	Tensão e corrente associadas ao arranjo fotovoltaico
v_{sc}, i_{sc}	Tensão e corrente associadas ao supercapacitor
x_i	Variáveis de estado

Grandezas médias/eficazes/constantes

ω_{LP}	Frequência de corte do filtro passa-baixas
ω_n	Frequência de Nyquist
C	Capacitância
C_{dc}	Filtro capacitivo do barramento CC
$C_{dc,conv}$	Filtro capacitivo do lado dos conversores
C_o	Capacitor de saída do conversor boost (buck)
E	Tensão de entrada do conversor boost (buck)
I	Corrente
I_{ref}	Corrente de referência
G	Radiação
k_i	Coefficientes de deslizamento
k_p	Ganho do controlador P
L	Indutância
P	Potência

Grandezas médias/eficazes/constantes – *cont.*

P_{max}	Potência ativa máxima
P_{min}	Potência ativa mínima
P_{nom}	Potência ativa nominal
R	Resistência
$R_{d,n}$	Resistência de <i>droop</i> do n -ésimo controlador
R_o	Resistência de carga do conversor boost (buck)
T_a	Temperatura ambiente
T_i	Constante de tempo do controlador PI
V	Tensão
V_{CA}	Tensão alternada
V_{CC}	Tensão contínua
V_{max}	Tensão máxima
V_{min}	Tensão mínima
V_{nom}	Tensão nominal
V_{ref}	Tensão de referência

SUMÁRIO

1	Introdução	35
1.1	Considerações iniciais	35
1.2	Caracterização do problema	36
1.3	Motivação	38
1.4	Simulações em Laço	39
1.4.1	MIL	40
1.4.2	PIL e SIL	40
1.4.3	HIL	40
1.4.3.1	CHIL	41
1.4.3.2	PHIL	41
1.5	Objetivos	42
1.6	Contribuições	43
1.7	Organização da tese	43
2	Sistemas de energia elétrica em corrente contínua: Passado, presente e futuro	45
2.1	Contextualização histórica	46
2.2	Sistemas de transmissão HVDC	46
2.3	Sistemas de comunicação e centros de processamento de dados <i>data-centers</i>	48
2.4	Aplicações comerciais e residenciais	49
2.5	Microrredes CC	50
2.6	Níveis de tensão de operação	52
2.7	Componentes de microrredes CC	54

2.7.1	Fontes de energia renováveis	55
2.7.1.1	Geradores Fotovoltaicos	56
2.7.2	Sistemas de Armazenamento de Energia	57
2.7.2.1	Baterias	58
2.7.3	Cargas	63
2.7.4	Conversores estáticos	64
2.7.4.1	Conversores CC-CC	65
2.7.4.2	Conversores CA-CC e CC-CA	67
2.8	Controle de tensão do barramento CC	70
2.9	Simulação em Tempo Real	71
2.10	Conclusões do capítulo	74
3	Controle de tensão	77
3.1	Introdução	77
3.2	Controle de tensão do barramento CC	77
3.2.1	Controle mestre-escravo	78
3.2.2	Controle por <i>droop</i> de tensão	79
3.2.3	Controle hierárquico	83
3.3	Controle não-linear aplicado ao <i>droop</i> de tensão	84
3.3.1	Considerações iniciais	84
3.3.2	Controle por modos deslizantes	86
3.3.3	Controle por <i>droop</i> adaptativo	93
3.4	Controle do conversor de interface	95
3.5	Conclusões do capítulo	97
4	Simulação CHIL	99
4.1	Introdução	99
4.2	Simulador em tempo real	99

4.2.1	Sub-redes VSC	102
4.2.1.1	Interface	104
4.2.1.2	Chaves semicondutoras	104
4.2.1.3	Disparo das chaves	106
4.2.2	Hardware	107
4.2.2.1	Cartões GPC e PB 5	108
4.2.2.2	GTAO	109
4.2.2.3	GTDI	111
4.3	Controlador externo	112
4.4	Questões associadas	115
4.5	Exemplo de simulação CHIL: Controle de corrente do conversor CC-CC boost	116
4.5.1	Descrição da modelagem no RTDS	116
4.5.2	Programação do DSP	120
4.5.3	Análise dos resultados	123
4.6	Conclusões do capítulo	128
5	Modelagem da microrrede CC proposta	131
5.1	Introdução	131
5.2	Descrição da microrrede	133
5.2.1	Configuração da estrutura para simulação CHIL	135
5.3	Dimensionamento dos geradores PV e do banco de baterias	138
5.3.1	Geradores PV	138
5.3.2	Banco de baterias	139
5.4	Modelagem da microrrede em RTDS	140
5.4.1	Arranjos PV	142
5.4.2	Banco de baterias	144
5.4.3	Conversores Estáticos	145

5.4.3.1	Conversores CC-CC	145
5.4.3.2	Conversor de interface	148
5.4.3.3	Disparo das chaves	148
5.4.4	Sistemas de controle	148
5.4.4.1	Determinação dos coeficientes de deslizamento	149
5.4.4.2	Arranjos PV	150
5.4.4.3	Banco de baterias	152
5.4.4.4	Conversor de interface	155
5.4.5	Cargas	157
5.4.6	Modelagem dos cabos	158
5.4.7	Configuração do cartão GTA0	159
5.5	Implementação dos controladores externos	160
5.5.1	Controlador do arranjo PV	161
5.5.2	Controlador do banco de baterias	163
5.6	Conclusões do capítulo	164
6	Resultados experimentais	167
6.1	Introdução	167
6.2	Microrrede CC conectada à rede CA	168
6.2.1	Cenário 1	169
6.2.1.1	Carga leve	170
6.2.1.2	Carga média	174
6.2.1.3	Carga pesada	177
6.2.2	Cenário 2	179
6.2.2.1	Carga média	181
6.2.2.2	Carga pesada	183
6.2.3	Cenário 3	189

6.2.3.1	Carga pesada	190
6.3	Microrrede isolada	193
6.3.1	Cenário 4	193
6.3.1.1	Carga leve	195
6.3.1.2	Carga média	197
6.3.1.3	Carga pesada	200
6.3.2	Cenário 5	203
6.3.2.1	Carga leve	204
6.3.2.2	Carga média	207
6.3.2.3	Carga pesada	210
6.4	Análise da curva de carga diária	212
6.4.1	Elevada irradiação média diária	214
6.4.2	Baixa irradiação média diária	218
6.5	Conclusões do capítulo	221
7	Estabilidade de tensão	223
7.1	Introdução	223
7.1.1	Estabilidade para pequenos sinais	223
7.2	Estabilidade de um sistema em corrente contínua	228
7.2.1	Análise do sistema pelo critério de estabilidade de Middlebrook	229
7.2.2	Análise do sistema pelo critério de estabilidade de Routh-Hurwitz	231
7.3	Resultados de Simulação	232
7.3.1	Caso 1 - ($C = 25 \mu F$)	232
7.3.2	Caso 2 - ($C = 100 \mu F$)	233
7.4	Síntese de elementos reativos utilizando conversores CC-CC	233
7.4.1	Síntese de capacitância	233
7.4.2	Caso 3 - (Síntese de Capacitância)	237

7.4.3	Síntese de indutância negativa	238
7.4.4	Caso 4 - (Síntese de indutância negativa)	241
7.5	Conclusões do capítulo	242
8	Conclusões finais	245
8.1	Conclusões	245
8.2	Propostas para trabalhos futuros	248
	Referências	249
	Apêndice A - Produção científica	261
	Apêndice B - Manual de referência técnica do painel solar	263

1 INTRODUÇÃO

1.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

“Espero que não tenhamos que esperar até que todo petróleo e carvão se esgotem para utilizarmos fontes abundantes de energia, como o sol, o vento e a força das marés.”

Esta frase, atribuída a Thomas Alva Edison durante uma conversa com Henry Ford e Harvey Firestone, em 1931 (SINGH; SHENAI, 2014), resume, naquela época, a preocupação com a utilização de fontes de energia alternativas às fontes não renováveis baseadas em combustíveis fósseis.

Nos últimos anos, muito se tem discutido e investigado a respeito de novas estruturas para os sistemas elétricos de potência (SEP) no qual o modelo centralizado, baseado em usinas de grande porte localizadas distantes dos centros consumidores, dá lugar aos sistemas de geração distribuída (SGD) mais eficientes, confiáveis, controláveis e com elevados índices de qualidade de energia elétrica.

Dentro deste contexto, a inclusão de fontes de geração distribuída de energia (GDE) próximas dos centros consumidores, principalmente as baseadas em fontes renováveis de energia, representa uma mudança no paradigma de projeto, planejamento e operação dos novos SEP. Neste cenário, um grupo de cargas ou uma pequena região pode ficar sem receber energia elétrica da rede primária e ainda assim continuar energizada, sendo o fornecimento de energia elétrica para as cargas garantido pelas fontes dispersas e/ou por sistemas de armazenamento de energia (SAE) existentes. Por fim, é possível enumerar algumas desvantagens associadas aos sistemas centralizados (HADJSAID; CANARD; DUMAS, 1999):

- Saturação da capacidade de transmissão.
- Menor eficiência devido a maiores perdas na transmissão.

- Problemas associados à estabilidade – aumento das correntes de curto-circuito, necessidade de medidas preventivas com elevado custo.
- Restrições geográficas e ecológicas para implantação de grandes usinas geradoras.
- Aumento contínuo da demanda, especialmente em países emergentes.

No âmbito do sistema elétrico brasileiro, em abril de 2012 foi aprovada uma resolução normativa que estabelece as condições gerais para o acesso de microgeração e minigeração distribuída aos sistemas de distribuição de energia elétrica, o sistema de compensação de energia elétrica, entre outras providências (ANEEL, 2012). Esta medida pretende incentivar a produção de energia elétrica por meio de fontes renováveis utilizando SGD, na medida em que promoverá a compensação financeira pelo excedente de energia elétrica produzida e injetada no SEP.

1.2 CARACTERIZAÇÃO DO PROBLEMA

Conforme mencionado anteriormente, uma das consequências da integração de fontes de GDE é a formação de microrredes (MR) de energia elétrica. Este tipo de sistema se baseia na conexão de grupos de fontes de geração distribuída, grupos de cargas e uma estrutura de controle eficiente e robusto, operando em níveis de média e baixa tensão em uma região (SAVAGE; NORDHAUS; JAMIESON, 2010).

As microrredes podem ser classificadas de diversas maneiras. Uma classificação interessante é aquela que considera a natureza das grandezas elétricas usadas na transmissão e distribuição de energia elétrica, ou seja, em corrente alternada (CA) ou em corrente contínua (CC).

As microrredes em CA têm a vantagem de utilizar padrões, dispositivos de proteção e tecnologias já consolidadas no mercado, uma vez que os sistemas comerciais de geração, transmissão e distribuição de energia são em corrente alternada. Entretanto, estes sistemas têm como desvantagens os problemas de sincronização entre as diversas fontes de GDE e a rede elétrica, equilíbrio de fases, controle de potência reativa, mais estágios de conversão e, conseqüentemente, maiores perdas e quantidades maiores de material por unidade de potência convertida (SAVAGE; NORDHAUS; JAMIESON, 2010), (SAEEDIFARD et al., 2010), (BOROYEVICH et al., 2010), (WAECKERLÉ, 2011).

Por outro lado, considerando que muitas fontes renováveis de energia e sistemas de armazenamento, tais como a solar fotovoltaica, células a combustível e baterias,

operam em corrente contínua e, ainda, que a maioria das cargas eletrônicas modernas usam circuitos eletrônicos para converter eletricidade em CC a partir da CA, seria interessante ter uma microrrede em corrente contínua para alimentar diretamente diversos equipamentos como sistemas de acionamento eletrônico de motores utilizando circuito variador de velocidade (do inglês, *Adjustable Speed Drive*) (ASD), sistemas de iluminação modernos para lâmpadas compactas ou baseados em diodo emissor de luz (do inglês, *Light Emitter Diode*) (LED), aparelhos eletrônicos de diferentes naturezas e funções, bem como os sistemas de recarga rápida de baterias eletroquímicas dos veículos elétricos (VE) (GELLINGS, 2009).

Na Figura 1 é apresentado o diagrama unifilar de uma topologia genérica de uma microrrede em corrente contínua.

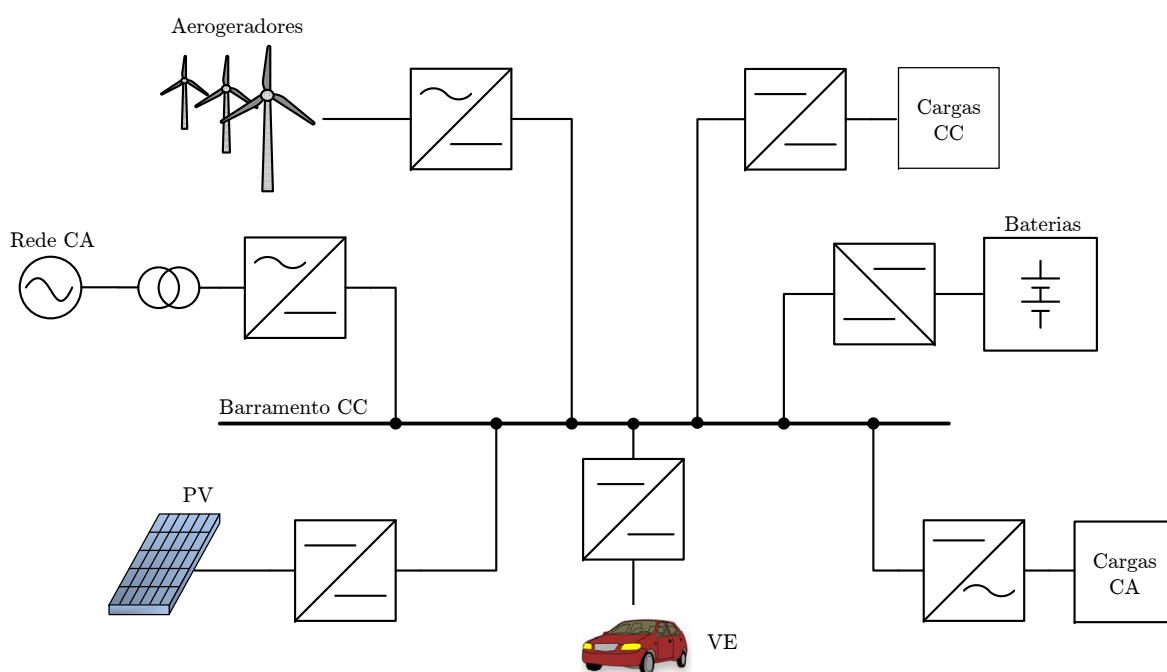


Figura 1: Diagrama unifilar de uma microrrede CC genérica.

O conceito de microrredes CC pode ser aplicado em projetos de expansão das redes de distribuição em corrente alternada convencionais, resultando nos chamados sistemas híbridos. O mesmo raciocínio pode ser utilizado para projetos de instalações elétricas residenciais e comerciais, possibilitando a alimentação de determinadas cargas diretamente em corrente contínua.

A integração das fontes de geração distribuída, das baterias e da rede CA à microrrede CC é feita utilizando-se conversores estáticos que são responsáveis pelo controle do fluxo de potência e da regulação da tensão da microrrede dentro de limites permissíveis. Isto indica que o projeto do sistema de controle de tais conversores é de fundamental

importância no projeto e implementação de tais sistemas de energia elétrica. Existem diversas metodologias para a realização do controle da tensão de saída de conversores estáticos operando em paralelo e a escolha adequada depende, principalmente, do tipo de aplicação.

Deste modo, o problema da integração de fontes renováveis de energia utilizando microrredes CC apresenta alguns aspectos fundamentais, dentre eles:

- O dimensionamento dos componentes da microrrede.
- A escolha do método de controle de tensão.
- A realização de testes em uma microrrede CC real, uma vez que não existe, no Brasil, regulamentação específica.

1.3 MOTIVAÇÃO

Estudos conduzidos pelo Grupo de Estudos e Pesquisas em Energias Alternativas (GEPEA) ¹ indicam um aumento médio de 50% na potência demandada nas instalações do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Sudeste de Minas Gerais (IF Sudeste MG) - Câmpus Juiz de Fora, entre 1998 e 2013. Observou-se, ainda, que um dos fatores mais preponderantes para o aumento na demanda de energia elétrica é decorrente do aumento do número de computadores e servidores de internet. Sendo assim, um microrrede CC poderia ser responsável pelo atendimento de parte da demanda de energia nesta instalação elétrica.

Para resolver o problema do aumento da demanda do IF Sudeste MG, seria possível utilizar o conceito de microrredes CC para atendimento de parte desta demanda. O fornecimento de energia pode ser feito a partir de fontes renováveis instaladas nos prédios da instituição. Além disso, por se tratarem de cargas essencialmente eletrônicas, a implantação de uma microrrede CC seria uma estrutura interessante para integrar tais cargas, sistemas de iluminação mais eficientes, fontes renováveis e sistemas de armazenamento de energia.

Por sua vez, o projeto desta microrrede CC e do sistema de controle de tensão pode gerar um novo problema associado à implementação da estrutura física. Devido à

¹Grupo que conduz pesquisas associadas às aplicações envolvendo energias alternativas e renováveis, constituído por professores e bolsistas de iniciação científica dos Núcleos de Eletricidade, Eletrônica e Automação e Física do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Sudeste de Minas Gerais (IF Sudeste MG) - Campus Juiz de Fora

limitação de recursos financeiros, de mão-de-obra e de tempo, não é possível construir um protótipo para estudos preliminares do comportamento do sistema. Neste sentido, é possível utilizar alguma técnica de simulação para análise do comportamento da microrrede CC proposta.

1.4 SIMULAÇÕES EM LAÇO

As simulações em laço são procedimentos que envolvem a modelagem e/ou implementação de uma planta e do seu sistema de controle, ou sistema de proteção, ou, até mesmo, uma outra planta.

Nos últimos anos, a simulação digital se transformou numa ferramenta fundamental para o desenvolvimento de produtos, otimização e redução de custos de processos nas indústrias. A importância desses estudos se deve, em grande parte, ao desenvolvimento e à redução dos custos das estações de trabalho. Isso possibilita a simulação de sistemas mais sofisticados e complexos que, na maioria das vezes, envolvem o conhecimento de várias áreas como, por exemplo, mecânica, eletricidade, sistemas de controle, etc.

As companhias do setor energético não ficam atrás nessa corrida. O aumento da penetração de energia resultante da conexão de sistemas de GDE renováveis (*e.g.*, eólica, solar, maré, biomassa entre outras) e não renováveis, bem como a possibilidade da conexão de sistemas de armazenamento de energia baseado VE e veículos elétricos híbridos (VEH), têm sido responsáveis por uma mudança do comportamento dinâmico dos sistemas elétricos para um patamar em que a modelagem e simulação de sistemas complexos, utilizando ferramentas de simulação multidomínio, se tornou essencial (FARUQUE et al., 2012).

Nesses novos ambientes, a utilização de modelos precisos de redes elétricas e das diversas fontes de GDE, com seus conversores eletrônicos de potência e respectivos controladores, permite realizar simulações simultâneas com múltiplos componentes visando atender requisitos de confiabilidade, controlabilidade e compatibilidade desses sistemas elétricos modernos (JACKSON et al., 2005), (FARUQUE et al., 2012).

É neste campo que as técnicas de simulação, principalmente aquelas realizadas em tempo real, são fundamentais para o desenvolvimento de procedimentos e estratégias de controle visando garantir uma operação segura das redes elétricas modernas.

1.4.1 MIL

No conceito de simulação *Model-in-Loop* (MIL), modelam-se a planta e o sistema de controle em um mesmo ambiente computacional (PSIM, Simulink) (MATINNEJAD et al., 2015). O que diferencia o MIL das simulações convencionais é que, neste caso, é possível alterar dinamicamente os parâmetros da simulação e observar, *online*, o comportamento do sistema.

1.4.2 PIL E SIL

A simulação *Processor-in-Loop* (PIL) se assemelha ao conceito de simulação MIL, porém, um código fonte é carregado em um microprocessador conectado ao computador. O comportamento do sistema de controle é testado aplicando-se variações dinâmicas no modelo da planta (MATHWORKS, 2012).

Quando não há disponibilidade da modelagem do sistema de controle em um microcontrolador, é possível gerar um código fonte, semelhante àquele que seria utilizado no dispositivo externo, e executá-lo no computador. Denomina-se este conceito de simulação de *Software-in-Loop* (SIL) (MATINNEJAD et al., 2015).

1.4.3 HIL

A simulação *Hardware-in-Loop* (HIL) inclui um modelo matemático da planta e um dispositivo de hardware que se deseja testar, por exemplo, um sistema de controle de um conversor CC-CC em um *Digital Signal Processor* (DSP). Neste caso específico, denomina-se *Control-Hardware-in-Loop* (CHIL) (REN, 2007). Quando o hardware se trata de um equipamento como um sistema de proteção, um conversor de potência ou outro dispositivo de potência, a simulação é denominada *Power-Hardware-in-Loop* (PHIL) (REN; STEURER; WOODRUFF, 2007), (HONG et al., 2009).

A principal característica que diferencia a simulação HIL das demais é o fato de que a interface entre o modelo e o dispositivo de *hardware* é composta pelos canais de entrada/saída, pelas portas digitais, Conversor Analógico-Digital (do inglês Analog-Digital Converter) (ADC) e Conversor Digital-Analógico (do inglês Digital-Analog Converter) (DAC), saídas do tipo modulação por largura de pulso (do inglês, *Pulse Width Modulation*) (PWM), etc. (HALVORSEN, 2011).

1.4.3.1 CHIL

Simulações CHIL se caracterizam por envolver um sistema modelado em um simulador em tempo real e um controlador externo, geralmente utilizando DSP. Deste modo, os sinais associados a este tipo de simulação são de baixa amplitude, com tensões entre $\pm 10 V$ e correntes menores que $50 mA$ (REN, 2007). Além disso, se caracterizam pela não necessidade de se utilizar componentes de interface adicionais.

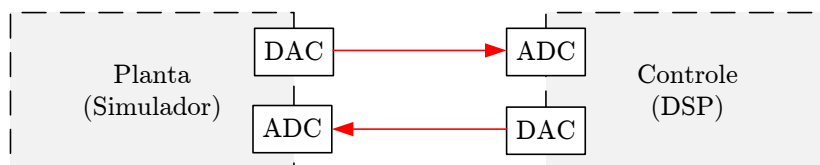


Figura 2: Representação esquemática da simulação CHIL (adaptado de (REN, 2007))

Este tipo de implementação se mostra interessante como etapa intermediária entre as simulações do sistema de controle associado à planta, pois permite resolver questões associadas ao escalonamento dos sinais, adequação dos parâmetros dos ADC e das limitações do DSP (JACKSON et al., 2005).

1.4.3.2 PHIL

Nos casos em que o dispositivo em teste é um circuito de potência, *e.g.*, um sistema de proteção, uma máquina elétrica ou um conversor chaveado, a simulação em laço é denominada PHIL. Neste caso, os equipamentos operam com potências consideravelmente maiores que aquelas associadas aos dispositivos de simulação CHIL. Deste modo, equipamentos adicionais como amplificadores e sensores devem ser integrados ao sistema a ser simulado (REN, 2007).

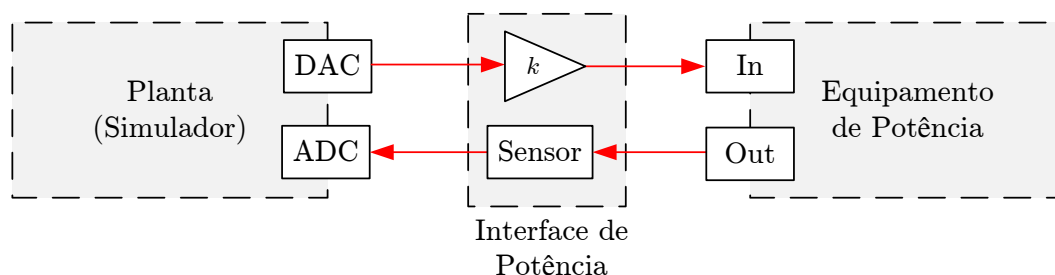


Figura 3: Representação esquemática da simulação PHIL (adaptado de (REN, 2007)).

Na Figura 3, observa-se a necessidade da inclusão de uma interface de potência para condicionar os sinais elétricos entre a planta e o equipamento em teste. Um amplificador de ganho k é utilizado para equalizar o nível dos sinais de tensão e corrente

para alimentação do equipamento, enquanto um ou mais sensores são utilizados para medição e transferência, para a planta modelada no simulador em tempo real, das grandezas associadas ao equipamento.

1.5 OBJETIVOS

Levando em consideração o exposto, esta tese tem por objetivo principal realizar uma análise comportamento de uma microrrede em corrente contínua em baixa tensão projetada para atender parte da demanda de um dos blocos do IF Sudeste MG - Campus Juiz de Fora, considerando:

- O desenvolvimento de uma metodologia de controle de tensão e injeção de potência no barramento CC que permita a operação independente dos controladores de cada conversor estático utilizando técnica de *droop* de tensão e controle por modos deslizantes.
- A utilização de simulação CHIL em tempo real para testar a metodologia de controle de tensão do barramento CC proposta. A microrrede é modelada em um Simulador Digital em Tempo Real (do inglês, *Real-Time-Digital-Simulator*) (RTDS) e os controladores são modelados em DSP.

O desenvolvimento deste trabalho considera, ainda, a definição dos seguintes objetivos secundários:

- Uma revisão bibliográfica cobrindo os principais aspectos relacionados à operação de sistemas em corrente contínua, especialmente em baixa tensão.
- A caracterização geral de fontes, sistemas de armazenamento de energia, cargas e equipamentos componentes das microrredes CC.
- Os aspectos associados ao dimensionamento da microrrede CC.
- O detalhamento dos modelos utilizados em um estudo de caso simulado em tempo real.
- Um estudo associado à análise de estabilidade de sistemas em corrente contínua.
- Propostas de sistemas de estabilização ativa de tensão em sistemas CC.

1.6 CONTRIBUIÇÕES

As principais contribuições a partir do desenvolvimento deste trabalho são listadas a seguir:

1. A proposição de uma nova metodologia de controle de tensão de microrredes CC. O método proposto utiliza técnica de controle não-linear, resultando em uma melhor característica dinâmica do sistema.
2. A utilização de simulação em tempo real com *Controle-Hardware-in-Loop* para a análise da metodologia de controle proposta:
 - Estudo pioneiro, em âmbito nacional, na utilização do RTDS para estudos relacionados à microrredes CC.
 - Formação de massa crítica para utilização futura do RTDS na UFJF.
3. A proposição de uma técnica de estabilização ativa de sistemas em corrente contínua utilizando o conceito de síntese de elementos reativos, permitindo a alteração dinâmica da função de transferência do sistema, evitando a utilização de capacitores de grandes dimensões.
4. A compilação de aspectos fundamentais de microrredes CC, conceito de sistema elétrico de potência ainda incipiente no Brasil. O estudo pode contribuir para futuros projetos de geração distribuída de energia em instalações elétricas comerciais e residenciais.

1.7 ORGANIZAÇÃO DA TESE

Os demais capítulos desta tese são organizados da seguinte forma:

Capítulo 2 - Apresenta uma revisão bibliográfica que compreende as principais aplicações que utilizam energia elétrica em CC, os diversos componentes de microrredes em corrente contínua, uma visão geral sobre as técnicas de controle de tensão e alguns aspectos associados à simulações em tempo real.

Capítulo 3 - Apresenta os aspectos relacionados à metodologia de controle proposta, a qual se agregam conceitos de controle por *droop* de tensão e controle não-linear.

Capítulo 4 - Apresenta detalhes da conceituação de simulação CHIL, bem como um estudo detalhado sobre a estrutura, funcionamento e utilização do RTDS e a metodologia para implementação do sistema de controle externo.

Capítulo 5 - Apresenta as características particulares da microrrede CC modelada no RTDS e do controle externo.

Capítulo 6 - Apresenta uma análise dos resultados das simulações em tempo real com CHIL.

Capítulo 7 - Apresenta um estudo a respeito da estabilidade de tensão em sistemas CC e duas propostas para estabilização ativa de tensão do barramento CC utilizando síntese de elementos reativos.

Capítulo 8 - Apresenta as conclusões do trabalho a partir dos resultados de simulação e indica propostas para trabalhos futuros.

2 SISTEMAS DE ENERGIA ELÉTRICA EM CORRENTE CONTÍNUA: PASSADO, PRESENTE E FUTURO

Neste capítulo será apresentada uma revisão bibliográfica sobre as principais aplicações utilizando corrente contínua. Um relato histórico a respeito da concepção dos sistemas elétricos em corrente contínua, o início da utilização de corrente alternada e os aspectos que fizeram esta tecnologia prevalecer desde o final do século XIX será também apresentado.

Sistemas utilizando corrente contínua, tais como sistemas de transmissão em corrente contínua em alta tensão (do inglês, *High Voltage Direct Current*) (HVDC), instalações elétricas em *data-centers* e sistemas de telecomunicações, aplicações comerciais e residenciais são apontados ao longo do capítulo como motivações para utilização de microrredes em corrente contínua, pois permitem a integração de fontes renováveis e armazenamento de energia, bem como cargas cada vez mais eletrônicas ou aquelas com possibilidade de serem alimentadas em CC.

São apresentados, ainda, conceitos fundamentais associados aos componentes das microrredes CC: fontes de geração distribuída, sistemas de armazenamento de energia e tipos de cargas alimentadas em CC. Uma visão geral sobre geradores fotovoltaicos, sistemas de armazenamento de energia e cargas é apresentada, uma vez que são de fundamental importância no projeto das microrredes. O conhecimento de tais componentes em diferentes etapas do projeto permitem a obtenção de informações importantes no que diz respeito ao dimensionamento, ao comportamento do sistema frente a determinadas perturbações e auxilia na tomada de decisões.

Por fim, é feita uma breve descrição dos métodos de controle de tensão do barramento principal das microrredes CC, bem como dos conceitos associados à utilização de simuladores em tempo real para o estudo de microrredes.

2.1 CONTEXTUALIZAÇÃO HISTÓRICA

O primeiro sistema utilizando energia em corrente contínua tinha por objetivo iluminar o viaduto Holborn, em Londres, Inglaterra, a partir de janeiro de 1882. Porém, o projeto mais conhecido, da estação Pearl Street, em Nova York, começou a operar em setembro de 1882. Em 1884, havia 18 estações centrais para produção de energia em corrente contínua para cidades como Chicago, Boston, Filadélfia e Nova Orleans (NILSSON, 2005).

Os esquemas de iluminação baseados no conceito desenvolvido por Edison tinham alguns inconvenientes, tais como: *(i)* eles operavam em baixa tensão CC, 100 ou 110 V, o que resultou em pequenos sistemas isolados para reduzir as perdas e, *(ii)* um grande sistema teria resultado numa grande quantidade de cobre e em quedas de tensão acentuadas entre os terminais geradores e consumidores.

No início do século XX, o fornecimento de energia em corrente contínua era realizado, basicamente, por meio da associação de geradores CC em série, para alimentação de cargas do tipo corrente constante, e em paralelo, para alimentação de cargas do tipo potência constante (LANGSDORF, 1915).

De acordo com Nilsson (2005), em 1881, o primeiro SEE utilizando corrente alternada foi demonstrado em Londres por Lucien Gaillard e John Gibbs. Uma das grandes motivações para a utilização de energia em CA é a possibilidade de transformar a tensão de um nível para um outro para a transmissão com menores perdas de energia através de longas distâncias, já que a utilização de transformadores é mais eficiente que os sistemas motor-gerador utilizados em CC. Por fim, o uso de máquinas de corrente alternada seria uma alternativa mais robusta, com menores intervalos e custos de manutenção, em comparação com as máquinas CC.

2.2 SISTEMAS DE TRANSMISSÃO HVDC

A utilização de energia em corrente contínua reaparece no início dos anos de 1950 com a concepção dos sistemas de transmissão CC. A Figura 4 mostra a representação esquemática deste tipo de SEP. Desenvolvido para atender a uma combinação de considerações técnicas e econômicas, o sistema HVDC foi lançado em 1954 com a ligação da primeira linha de transmissão comercial entre a ilha de Gotland e a parte continental da Suécia (ADAPA, 2012). Os argumentos mais favoráveis em relação a esta estrutura incluem:

- Apenas fluxo de potência ativa e, portanto, perdas cerca de 20% menores do que nas linhas de transmissão em corrente alternada em alta tensão (do inglês, *High Voltage Alternating Current*) (HVAC).
- Potencial de transmissão de longa distância.
- Possibilidade de interligação assíncrona, *e.g.*, permite a interconexão de redes em 50 e 60 *Hz*.
- Maior estabilidade e melhorias na qualidade de energia.



Figura 4: Representação geral de um sistema de transmissão HVDC.

Os sistemas de transmissão HVDC convencionais foram concebidos utilizando-se conversores fonte de corrente (do inglês, *Current Source Converter*) (CSC) baseados em tiristores. Com o aumento na capacidade de operação em elevadas tensões e correntes, tem sido observada a utilização de transistores de potência, principalmente transistor bipolar com gatilho isolado (do inglês, *Insulated Gate Bipolar Transistor*) (IGBT), associados a conversores fonte de tensão (do inglês, *Voltage Source Converter*) (VSC) multiníveis para aplicações HVDC (MONI; MAHIMKAR; PERSSON, 2013), (SIEMENS, 2011). Sistemas convencionais são utilizados para transmissão de elevada potência (entre 1000 e 3000 *MW*) em longas distâncias. Por outro lado, sistemas utilizando VSC se aplicam à transmissão de menores potências (entre 100 e 1200 *MW*) através de menores distâncias como, por exemplo, em áreas urbanas (ABB, 2013a).

Um dos sistemas HVDC mais importantes do mundo está instalado no Brasil. Construído entre 1984 e 1987, a linha de transmissão que conecta a usina de Itaipu ao interior de São Paulo percorre aproximadamente 800 *km* e transmite cerca de 6300 *MW* de potência, convertendo energia gerada em 50 *Hz* para 60 *Hz* (RUDERVALL; CHARPENTIER; SHARMA, 2000).

Em 2013 a ABB comissionou três estações de conversão HVDC para interconexão das usinas de Jirau e Santo Antônio, no Rio Madeira, ao interior de São Paulo. O elo HVDC Madeira de 600 kV é, atualmente, a linha de transmissão CC mais longa do mundo, com 2385 km de extensão (ABB, 2013b).

Como exemplo do uso comercial da tecnologia VSC-HVDC pode-se citar o *Trans Bay*, uma instalação inaugurada em 2010 que compreende uma distância de 85 km, transferindo energia a partir de Pittsburg, Califórnia, para San Francisco. Atualmente, na região de exploração de petróleo do mar norueguês, uma nova aplicação para este método de transmissão tem sido observada. Estações conversoras em terra convertem energia CA para CC e transmitem, através de cabos submarinos com tensões de 200 kV ao longo de aproximadamente 300 km. Estações conversoras nas plataformas de exploração convertem, novamente, para CA para utilização nos equipamentos (LUNDBERG et al., 2012).

2.3 SISTEMAS DE COMUNICAÇÃO E CENTROS DE PROCESSAMENTO DE DADOS DATA-CENTERS

Os sistemas de telefonia utilizam um esquema de alimentação em corrente contínua. Nestes sistemas, o valor da tensão nominal é de 48 V com o positivo aterrado, evitando a corrosão dos terminais. A rede CC é alimentada a partir da rede CA através de retificadores controlados (NILSSON, 2005). Bancos de baterias são utilizados como SAE para suprimento de energia em caso de falta na rede CA e como forma de estabilização da tensão em caso de distúrbios no sistema CC. A Figura 5 ilustra uma possível topologia para redes de distribuição CC utilizados em aplicações modernas de Telecomunicações.

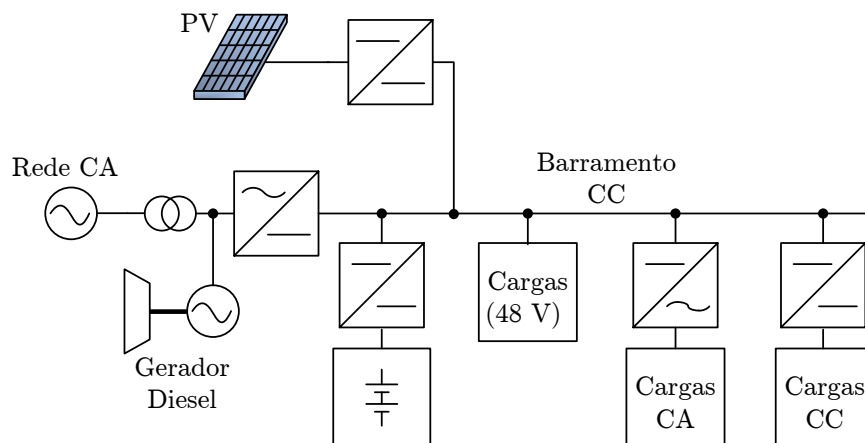


Figura 5: Topologia de um sistema CC para telecomunicações.

Uma das aplicações que apresentam resultados mais satisfatórios utilizando sistemas CC são os chamados *data centers*. Isto se dá pelo fato de que a maior parte das cargas – servidores, computadores, iluminação eletrônica – são alimentados em corrente contínua. Além disso, mesmo cargas alimentadas em CA, por serem sensíveis, têm um

estágio de conversão CA-CC, de modo a melhorar a qualidade de energia fornecida. Dessa forma, elimina-se um estágio de conversão CA-CC ou CA-CC-CA (LOUGANSKI, 1999), (SALOMONSSON; SODER; SANNINO, 2007). Por fim, como a alimentação nestes sistemas é em baixa tensão, as perdas utilizando fornecimento em CC são reduzidas. Segundo (ALLEE; TSCHUDI, 2012), uma pesquisa publicada em 2006 indicou um aumento de 28% nas instalações utilizando LVDC para alimentação em *data centers*.

2.4 APLICAÇÕES COMERCIAIS E RESIDENCIAIS

Com o avanço da eletrônica (alimentação em CC) e, concomitante a isto, a preocupação em utilizar fontes renováveis de energia, a discussão acerca do padrão para fornecimento de energia elétrica para aplicações residenciais e comerciais entra em discussão novamente. Boa parte das fontes renováveis (*e.g.*, fotovoltaica, células a combustível) produzem energia em corrente contínua, bem como os SAE, tais como baterias e supercapacitores (SC). Sistemas de iluminação modernos, bem como a alimentação de equipamentos portáteis como *laptops*, telefones celulares, aparelhos de TVs de LED, LCD e plasma, entre outros, correspondem a 35% do consumo de energia (TODD, 2009). O uso de LEDs é uma emergente opção para iluminação mais eficiente e são alimentados por corrente contínua. A Figura 6 apresenta uma representação geral de uma instalação elétrica em corrente contínua comercial e residencial.

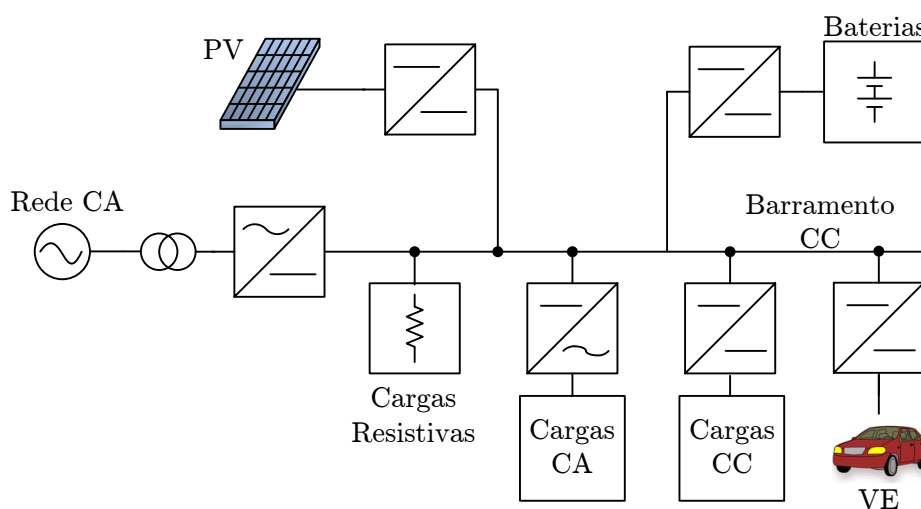


Figura 6: Representação geral de um sistema CC para aplicações comerciais e residenciais.

Em escritórios e instalações comerciais com altos requisitos de confiabilidade, a alimentação ininterrupta para cargas sensíveis, como computadores, é realizada, normalmente, pelo uso de UPS, constituídas por um retificador, um bloco da baterias,

e um inversor. Com a utilização de uma rede de distribuição de energia em corrente contínua, cargas eletrônicas podem ser alimentadas de forma mais eficaz escolhendo-se adequadamente o nível de tensão. Deste modo um estágio de conversão é evitado, com conseqüente redução nas perdas (SANNINO; POSTIGLIONE; BOLLEN, 2003). Com a utilização do sistema em CC observa-se, ainda, a redução nos níveis de interferência eletromagnética (do inglês, *Electromagnetic Interference*) (EMI).

A preocupação em utilizar fontes renováveis de energia e a desregulamentação dos mercados produtores de energia, aliadas à redução nos custos de implementação de SGD utilizando estas fontes, têm estimulado a integração deste tipo de fonte às instalações residenciais. De acordo com o que foi colocado anteriormente, boa parte das fontes renováveis e cargas operam em corrente contínua. Para aplicações residenciais, uma grande quantidade de cargas resistivas podem ser alimentadas tanto em CA quanto em CC. Por fim, algumas aplicações com sistemas motrizes utilizam ASD que podem ser alimentados em corrente contínua, eliminando-se um estágio de conversão (CETIN et al., 2010).

2.5 MICRORREDES CC

Uma microrrede pode ser definida como um grupo de cargas e uma ou diversas fontes de geração distribuída de energia, denominadas microfones (MF) (SAVAGE; NORDHAUS; JAMIESON, 2010). Entre as vantagens das microrredes, em relação ao uso das fontes distantes dos centros de consumo, distribuídas ao longo do SEP, estão (JIAYI; CHUANWEN; RONG, 2008):

- Melhoria da confiabilidade do fornecimento local.
- Redução das perdas nos alimentadores.
- Suporte às tensões locais.
- Correção de afundamentos de tensão.
- Prover funções de fonte ininterrupta de energia (do inglês, *Uninterruptible Power Supply*) (UPS).

O conceito de microrredes foi concebido, inicialmente, para operação em corrente alternada, uma vez que a grande maioria dos SEP operam em CA. Adicionalmente, a

aplicação de MR utilizando esta forma de fornecimento de energia é vantajoso no que diz respeito à transformação dos níveis de tensão.

O uso de transformadores magnéticos para elevação/redução de tensão se dá de uma maneira mais fácil, eficiente e confiável. Conforme colocado anteriormente, foi, inclusive, um dos grandes fatores que prevaleceram na escolha dos sistemas operando em CA em detrimento daqueles operando em CC. Além disso, a presença de fluxos de potência reativa nos sistemas CA, apesar de reduzir a capacidade de transmissão de energia nos condutores, apresenta grande vantagem ao permitir que a tensão seja controlada independentemente da potência ativa (WAECKERLÉ, 2011). Finalmente, os esquemas de proteção desses sistemas operam mais facilmente, uma vez que as correntes alternadas têm um cruzamento natural por $0 A$ (HAMMERSTROM, 2007).

No ano de 2007, o Ato de Segurança e Independência Energética publicado pelo congresso dos EUA definiu, entre outros itens, os elementos que caracterizam as metas das chamadas *Smart Grids* (SAVAGE; NORDHAUS; JAMIESON, 2010). Entre tais metas, é possível citar:

1. Confiabilidade, segurança, capacidade de armazenamento, geração distribuída.
2. Eficiência energética, sustentabilidade, introdução de fontes renováveis de energia.
3. Inclusão de comunicações, tecnologia de informação (TI), segurança cibernética.
4. Consumo racional, gerenciamento de carga, conexão de VE.

De acordo com as aplicações e definições apresentadas anteriormente, é possível inferir que todas as metas enumeradas anteriormente podem ser alcançadas utilizando microrredes CC. Fontes renováveis de energia podem ser integradas utilizando sistemas em CC, bem como o armazenamento de energia e UPS, eliminando estágios de conversão e obtendo uma redução nas perdas entre 2,5% e 10% (HAMMERSTROM, 2007).

Observa-se um aumento considerável nas cargas eletrônicas para aplicações residenciais e comerciais, e sistemas motrizes utilizando ASD que representam, também, uma eliminação de estágios conversores quando se utiliza uma estrutura em CC (GECAN; CHINDRIS; POP, 2009), (GELLINGS, 2009), (REED, 2012). Considerando as perdas por conversão na geração e no consumo, estima-se que, em uma microrrede em CC, tais perdas podem ser reduzidas de 32% para até 10% (SAVAGE; NORDHAUS; JAMIESON, 2010).

A qualidade de energia elétrica também pode ser melhorada através de microrredes em corrente contínua. Considerando que a conversão CA-CC é uma importante fonte de harmônicos, com a utilização de um único inversor de interface, ao invés de diversos conversores CA-CC-CA que alimentam determinados tipos de cargas, obtém-se uma melhor filtragem, limitando tais harmônicos (WAECKERLÉ, 2011). As perdas CC nos condutores são menores que as perdas CA, devido à ausência do efeito pelicular e do fluxo potência reativa em redes CC (SAEEDIFARD et al., 2010).

É importante esclarecer que, apesar das vantagens em relação às microrredes CA, as microrredes CC têm aplicações específicas. Como foi apresentado, o sistema atual é em CA para a maioria das aplicações e, como tal, tem procedimentos e padrões bem estabelecidos há décadas. Uma forma de integrar os benefícios das microrredes CC e CA para aplicações genéricas se dá por meio das chamadas microrredes híbridas. Desta forma, um cenário mais provável seria a presença de microrredes CC e CA com fontes de GDE, sistemas de armazenamento de energia e cargas CC ou CA adequadamente distribuídos entre elas (JIANG; YU, 2008), (LIU; WANG; LOH, 2010), (JIN et al., 2010), (NOROOZIAN; GHAREHPETIAN, 2012).

Uma alternativa para a integração de sistemas CC e CA é apresentada em (RODRIGUES et al., 2012), a partir da proposição de uma microrrede híbrida CC/CA, responsável pela integração de fontes de energia renovável, rede elétrica e cargas CC e CA em um edifício sustentável a partir da utilização de fontes alternativas de energia.

2.6 NÍVEIS DE TENSÃO DE OPERAÇÃO

Os SEP em corrente contínua podem ser classificados pelo nível de tensão de operação (NILSSON, 2005), (GECAN; CHINDRIS; POP, 2009), (SIEMENS, 2011), (ABB, 2013a):

- **Alta tensão (HVDC):** $30 \text{ kV} \leq U \leq \pm 350 \text{ kV}$ (utilizando VSC)
 $30 \text{ kV} \leq U \leq \pm 800 \text{ kV}$ (utilizando CSC).
- **Média tensão (MVDC):** $1500 \text{ V} \leq U \leq 30 \text{ kV}$.
- **Baixa tensão (LVDC):** $U \leq 1500 \text{ V}$.

Considerando aplicações em LVDC, foco deste trabalho, dentre os níveis utilizados para aplicações residenciais e comerciais europeias estão as tensões de 230 V, 325 V, 400 V (ANAND; FERNANDES, 2010).

O nível adequado, do ponto de vista de cada aplicação, deve ser escolhido baseado em questões de segurança e visando a melhoria no desempenho global do sistema. Para a tensão de 400 V, técnicas consolidadas de aterramento e proteção devem ser utilizadas.

Considerando as fontes de alimentação existentes, o nível de tensão de 325 V é adequado, uma vez que equivale ao valor de pico da tensão CA de 230 V, indicado para certas aplicações como fontes de alimentação reguladas e sistemas ASD (ENGELEN et al., 2006), (SANNINO; POSTIGLIONE; BOLLEN, 2003).

Para cargas resistivas, considerando o valor eficaz da tensão CA de 230 V, o seu equivalente em CC deve ser utilizado.

É comum, por sua vez, a utilização de tensões mais elevadas no barramento CC com o objetivo de reduzir as perdas nos condutores.

Neste sentido, um dos níveis utilizados é o de 750 V. Neste caso, utilizando configuração bipolar, é possível obter uma tensão no sistema de 1,5 kV, limite superior de tensão permissível (MAHMOODI et al., 2006a), (FERREIRA et al., 2012).

Níveis entre 800 V e 1,5 kV são utilizados nos barramentos CC das estações de recarga rápida de veículos elétricos (SPARACINO et al., 2012), (ARANCIBIA; STRUNZ, 2012). Tensões de até 600 V são encontrados nos terminais de recarga com o objetivo de elevar a corrente e diminuir o tempo de recarga.

Para aplicações em centros de processamento de dados (do inglês, *data centers*), a padronização para o uso da tensão de 380 V, através de uma configuração bipolar ± 190 V é um dos principais aspectos para alavancar a implementação de sistemas CC (ALLEE; TSCHUDI, 2012), (PATTERSON, 2012). Pode-se, ainda, encontrar as tensões de: 24 V, -48 V, e -60 V, utilizadas em boa parte dos sistemas de telecomunicações (AGILENT, 2009).

No Brasil, os níveis de tensão em corrente contínua são classificados pela Associação Brasileira de Normas Técnicas (ABNT) que os distingue em apenas Baixa Tensão ($U \leq 1500$ V) e Alta Tensão ($U \geq 1500$ V) (ABNT, 2004).

A partir dos níveis de tensão padronizados no Brasil, é possível especular sobre os prováveis níveis de tensão CC a serem utilizados. Na Tabela 1 são apresentados alguns dos prováveis valores padronizados para as tensões das redes CC.

Levando em consideração que não existe regulamentação que padronize os níveis de tensão em microrredes CC, será utilizado, neste trabalho, a tensão de 380 V. Baseado

Tabela 1: Níveis de tensão CC.

Tensão eficaz CA (V)	Tensão média CC (V)	
	mesma potência dissipada	mesmo valor máximo
<i>fase-neutro/fase-fase</i>		
127 / 220	127 / 220	180 / 311
220 / 380	220 / 380	311 / 540
230 / 400	230 / 400	325 / 566
254 / 440	254 / 440	359 / 622

nos esforços de uma série de sociedades, empresas e instituições de ensino e pesquisa, membros de uma entidade denominada EMerge Alliance[®], estima-se que este será o nível de tensão para instalações LVDC comerciais e residenciais.

O uso dos 380 V se baseia na experiência bem sucedida das instalações em *data-centers*. Em aplicações comerciais e residenciais, este nível de tensão poderia ser utilizado em circuitos de força, para acionamento de motores a partir de ASD, recarga de veículos elétricos, e cargas eletrônicas de potências elevadas (PATTERSON, 2012).

Uma alternativa para alimentação de cargas de baixa potência, como sistemas de iluminação baseados em LED, sensores e cargas eletrônicas em geral, há uma tendência em se padronizar o nível de tensão de 24 V (PATTERSON, 2012). O principal motivo para tal é o fato de que, nos EUA, não é necessário o isolamento dos condutores para tensões abaixo de 30 V em CC (ALLIANCE, 2012). No Brasil, este limiar é de 60 V para ambientes secos onde não há contato frequente entre pessoas e partes vivas. Para ambientes molhados e nos quais o contato entre pessoas e partes vivas é frequente, o limiar é de 30 V (ABNT, 2004).

Não será utilizado, explicitamente, a tensão de 24 V no desenvolvimento do presente trabalho. No Capítulo 5, que trata da modelagem da microrrede CC proposta, será mostrado como este nível de tensão ficará implícito na modelagem das cargas de baixa potência.

2.7 COMPONENTES DE MICRORREDES CC

Foi mostrado anteriormente que uma alternativa para integração de fontes renováveis de energia, sistemas de armazenamento e cargas de diferentes naturezas é através de microrredes de energia elétrica.

Nesta seção serão apresentadas características destes componentes nas microrredes CC, bem como dos conversores estáticos utilizados para conectar cada componente ao

barramento principal do sistema e do conversor de interface que possibilite a conexão da microrrede à rede CA.

2.7.1 FONTES DE ENERGIA RENOVÁVEIS

Fontes renováveis de energia podem ser definidas como aquelas que não se esgotarão e provocam danos tão pequenos ao ambiente que seu uso pode ser irrestrito (FARRET; SIMÕES, 2006). O termo é frequentemente confundido com “Fontes alternativas de energia”, o que é um equívoco. Esta classificação corresponde a todas as fontes que são alternativas ao uso de combustíveis fósseis, e nela se inclui, por exemplo, a energia nuclear.

Foi mostrado anteriormente que uma alternativa para integração de fontes renováveis de energia em SGD é por meio de microrredes de energia elétrica. No entanto, é preciso identificar qual o tipo de fonte se adequa a aplicação em questão. Entre as principais fontes renováveis para geração distribuída de energia em redes LVDC é possível citar:

- Geradores fotovoltaicos (do inglês, *Photovoltaic*) (PV).
- Geradores eólicos ou aerogeradores.
- Células a Combustível.
- Microturbinas a gás natural.

A Tabela 2 apresenta o custo em relação à energia produzida para cada tipo de fonte (LAZARD, 2004).

Tabela 2: Custo da energia produzida para diferentes fontes.

Fonte	Custo US\$/MWh
PV	126 – 177
Eólica	37 – 81
Célula a Combustível	115 – 176
Microturbina	102 – 135

Apesar de o custo de geração ser o menor entre as fontes listadas, não serão utilizados geradores eólicos no presente projeto. A partir do estudo de potencial eólico na região da cidade de Juiz de Fora, observa-se que a velocidade média do vento, medida

a 50 m de altura, é menor que 5,5 m/s, quando o recomendado é acima de 7,0 m/s (AMARANTE, 2010). Além disso, por se tratar de uma microrrede implementada em um centro urbano, a estrutura arquitetônica e o relevo da cidade são fatores que diminuem a incidência contínua de ventos e interferem no escoamento do fluxo de ar.

Diferentemente dos geradores fotovoltaicos e eólicos, as células a combustível e microturbinas necessitam de um sistema de armazenamento de compostos de hidrogênio e de gás natural, respectivamente. Considerando o custo de produção de energia, a necessidade de um local de armazenamento dos combustíveis e do risco que possíveis vazamentos podem acarretar na aplicação a ser estudada, tais fontes não serão utilizadas.

Devido ao elevado potencial de energia solar no Brasil, associado a uma queda nos custos de geração e a um aumento na eficiência dos materiais, observa-se um aumento no interesse em se utilizar geradores fotovoltaicos (CEMIG, 2012). Juiz de Fora, apesar de não ser uma região com potencial tão elevado como o norte de Minas Gerais e o Triângulo Mineiro, apresenta bons níveis de radiação e insolação média diária anual, respectivamente $4,5 \text{ kWh/m}^2$ e 7 horas, aproximadamente (CEMIG, 2012). A cidade conta, inclusive, com uma usina solar de 30 kWp instalada na Universidade Federal de Juiz de Fora (MACHADO, 2011).

Geradores fotovoltaicos geram energia em corrente contínua e sua integração às microrredes CC é simples, bem como o projeto dos sistemas de controle associados ao conversor CC-CC utilizado. Por estes motivos, será utilizado este tipo de fonte renovável na microrrede CC proposta.

2.7.1.1 GERADORES FOTOVOLTAICOS

A geração de energia a partir de painéis fotovoltaicos está associada à geração de eletricidade a partir da energia solar. Dentre as principais vantagens de um sistema fotovoltaico, é possível citar:

- A natureza sustentável da energia solar como combustível.
- O impacto ambiental mínimo.
- Sua vida-útil elevada, com mais de 30 anos com uma manutenção mínima.
- A geração de energia de maneira silenciosa.

Devido a estes benefícios, os atuais sistemas fotovoltaicos são reconhecidos por governos e organizações ambientais e comerciais como uma tecnologia com o potencial de fornecer uma parcela significativa das necessidades de energia do mundo de forma sustentável e renovável. Além disso, devido à melhoria nas tecnologias em eletrônica de potência, a geração fotovoltaica está sendo preferida e implementada em todo o mundo como fontes de GDE para o aumento da geração local de energia (CHOWDHURY; CHOWDHURY; CROSSLEY, 2009).

O comportamento de geradores PV pode ser modelado por meio de um circuito elétrico (CASTANER; SILVESTRE, 2003), (FARRET; SIMÕES, 2006), (CHENNI et al., 2007), (MACHADO, 2011). Os detalhes do modelo e suas variações não serão discutidas no presente trabalho. Para a representação dos arranjos PV na simulação da microrrede proposta será utilizado um modelo interno do RTDS.

Arranjos fotovoltaicos fornecem energia elétrica em corrente contínua e por este motivo são facilmente integráveis às microrredes CC utilizando conversores CC-CC de um único estágio.

2.7.2 SISTEMAS DE ARMAZENAMENTO DE ENERGIA

A seleção do SAE adequado a cada regime de operação da microrrede deve levar em consideração as características de potência e tempo de fornecimento de energia, conforme mostrado na Figura 7.

Baterias armazenam energia na forma eletroquímica, e são os dispositivos mais amplamente utilizados para o armazenamento de energia em uma variedade de aplicações. A bateria de chumbo-ácido (Pb-ácido) ainda é a mais comum para armazenamento em aplicações utilizando GDE. Isto se deve ao fato de possuir densidade energética relativamente elevada e um baixo custo.

Outras tecnologias, entretanto, podem se sobressair às baterias de chumbo-ácido com base na densidade de energia, no maior tempo de vida útil e utilizando materiais menos agressivos ao meio ambiente. Por exemplo, dispositivos de níquel-cádmio (NiCd) são comuns em aplicações que requerem baterias seladas capazes de funcionar em qualquer posição, sem o risco de vazamento da solução, com maior densidade de energia. Outras baterias, tais como as de íons de lítio (Li-ion) e tecnologias diversas, podem tornar-se financeiramente atraentes no futuro para aplicações residenciais e comerciais (FARRET; SIMÕES, 2006), (SCHOENUNG, 2010).

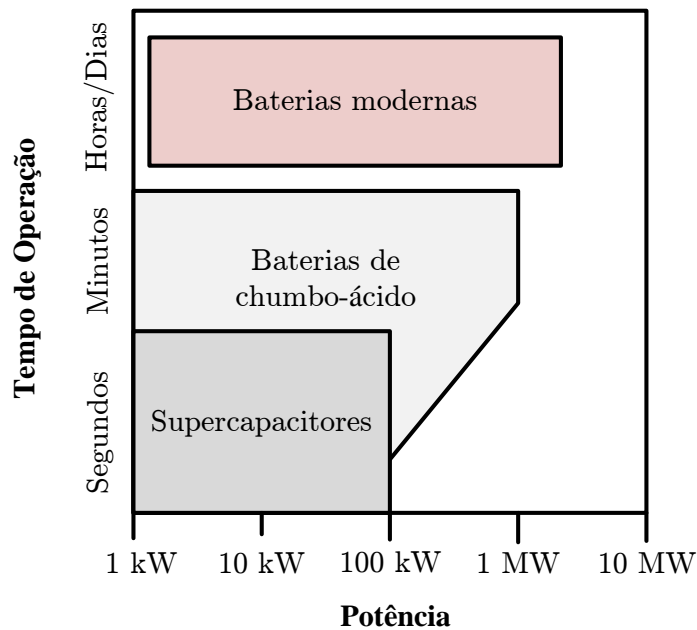


Figura 7: Diagrama de tempo de operação *versus* densidade de potência para diferentes SAE (adaptado de (FARRET; SIMÕES, 2006)).

Os supercapacitores – outras denominações são ultracapacitores e capacitores eletroquímicos – são dispositivos de armazenamento de energia construídos de uma maneira muito similar a uma bateria. Nele, os dois eletrodos são imersos em uma eletrólito com um separador entre eles. Os eletrodos são fabricados a partir de materiais com superfície microporosa – diâmetro da ordem de nanômetros – de tal modo que as cargas são armazenadas nos microporos ou nas proximidades da interface entre o eletrodo e a substância eletrolítica.

Tal tecnologia permite a obtenção de elevadas capacitâncias, na ordem das dezenas e centenas de Farads (FARRET; SIMÕES, 2006). Contudo, a baixa densidade de energia e o elevado custo dos SC ainda é um entrave para utilização deste dispositivo em larga escala para aplicações em que se necessita de um sistema de armazenamento para suprimento de energia durante horas ou dias.

Levando em consideração o exposto, serão utilizadas baterias de chumbo-ácido como SAE na microrrede CC proposta. A seguir serão apresentadas as principais características deste tipo de bateria.

2.7.2.1 BATERIAS

Entre os parâmetros característicos das baterias, é possível citar: capacidade, estado de carga, profundidade de descarga e taxa de carga (descarga).

A *capacidade* de uma bateria, definida em Ah (ampères-hora), representa a carga armazenada quando a mesma está completamente carregada. Em alguns casos, o termo *capacidade de energia*, dado em Wh , é utilizado para se referir à capacidade da bateria.

O *estado de carga* (do inglês, *State of Charge*) (SoC) é definido como a capacidade disponível em uma bateria em relação a sua capacidade nominal (CRESESB, 2004). O modo de utilização da bateria deve levar em consideração o estado de carga da mesma, uma vez que sua vida útil é reduzida caso opere com baixo estado de carga.

A *profundidade de descarga* indica qual a quantidade de carga foi utilizada desde o estado de carga plena. Tipicamente, baterias de chumbo-ácido possuem maior vida útil se a profundidade de descarga é mantida menor que 50%. Baterias de chumbo ácido modernas, podem chegar a profundidade de descarga de 80% (LINDEN; REDDY, 2001), (PINHO; GALDINO, 2014). No presente trabalho será considerada uma profundidade de carga máxima de 30%, permitindo, em média, mais de 1000 ciclos de carga (LINDEN; REDDY, 2001).

A *taxa de carga* ou *descarga* é o valor da corrente fornecida pela bateria durante determinado intervalo de carga (ou descarga). Usualmente, é definida utilizando-se o termo C/n , onde C é a capacidade de carga e n é o intervalo em horas. Para baterias de chumbo-ácido, utiliza-se uma taxa $C/20$ e, em alguns casos, utilizam-se taxas $C/5$ e $C/10$ (LINDEN; REDDY, 2001; FARRET; SIMÕES, 2006; PINHO; GALDINO, 2014).

Na Figura 8 é mostrada uma representação esquemática da estrutura interna de uma bateria de chumbo-ácido em operação.

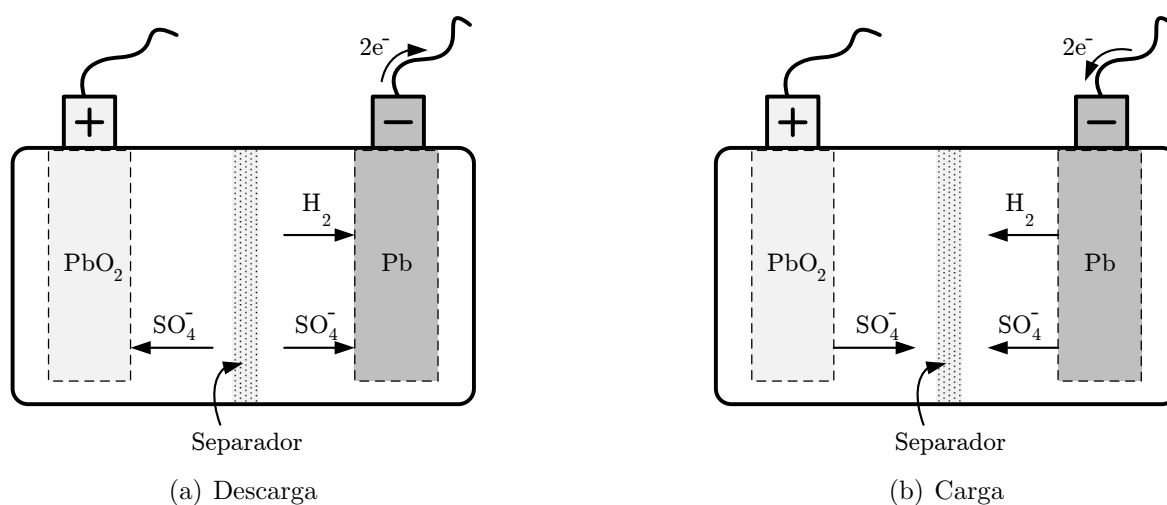


Figura 8: Representação esquemática da operação da bateria de chumbo-ácido.

Cada célula de uma bateria chumbo-ácida possui uma tensão de aproximadamente

2,1 V quando está carregada. Essas células são associadas em série para formar bancos de baterias com tensões mais elevadas (FARRET; SIMÕES, 2006).

Diferentemente dos arranjos PV, as baterias de chumbo-ácido não possuem um modelo interno no RTDS. Deste modo, a seguir será apresentada uma descrição do modelo utilizado para representação de tal dispositivo nas simulações realizadas.

Dentre os diversos modelos de bateria de chumbo-ácido observados na literatura, é possível citar o circuito de Thévenin equivalente (KAI; QIFANG, 2011), (LI; KE, 2011), (PORCIUNCULA et al., 2012) e modelos derivados deste, que consideram diversos elementos parasitas na caracterização do dispositivo (SALAMEH; CASACCA; LYNCH, 1992), (WANG, 2006).

Uma característica comum destes modelos é que todos utilizam o SoC da bateria para determinação dinâmica da tensão interna da bateria. Contudo, a medição do estado de carga é impreciso e difícil de ser realizado. Medidores inteligentes amostram a taxa de descarga em determinados intervalos de tempo e estimam o SoC da bateria (FARRET; SIMÕES, 2006). É possível, entretanto, estimar a tensão terminal de uma bateria de 6 células em função do SoC como mostra a Figura 9.

Um modelo simples para utilização em simulações é mostrado na Figura 10 (RYNKIEWICZ, 1999) e (FERREIRA, 2007). Neste modelo, a capacitância é utilizada para representar a energia armazenada na bateria enquanto a resistência em série representa as perdas no dispositivo. A tensão de circuito aberto é definida pela tensão inicial na capacitância.

A determinação dos parâmetros do modelo da bateria é baseada em ensaios com dispositivos reais (FERREIRA, 2007). Entretanto, em alguns casos, não se dispõe de tais dispositivos. Deste modo, a seguir, é proposta uma alternativa para a determinação dos parâmetros do modelo.

A energia armazenada em um capacitor, em Wh, pode ser calculada por:

$$W_c = \frac{1}{3600} \int_{V_0}^{V_f} C v_c dv_c. \quad (2.1)$$

onde v_c é a tensão entre os terminais do capacitor cuja capacitância é representada por C .

A equação (2.2) apresenta uma forma alternativa para determinar a energia armazenada em um capacitor.

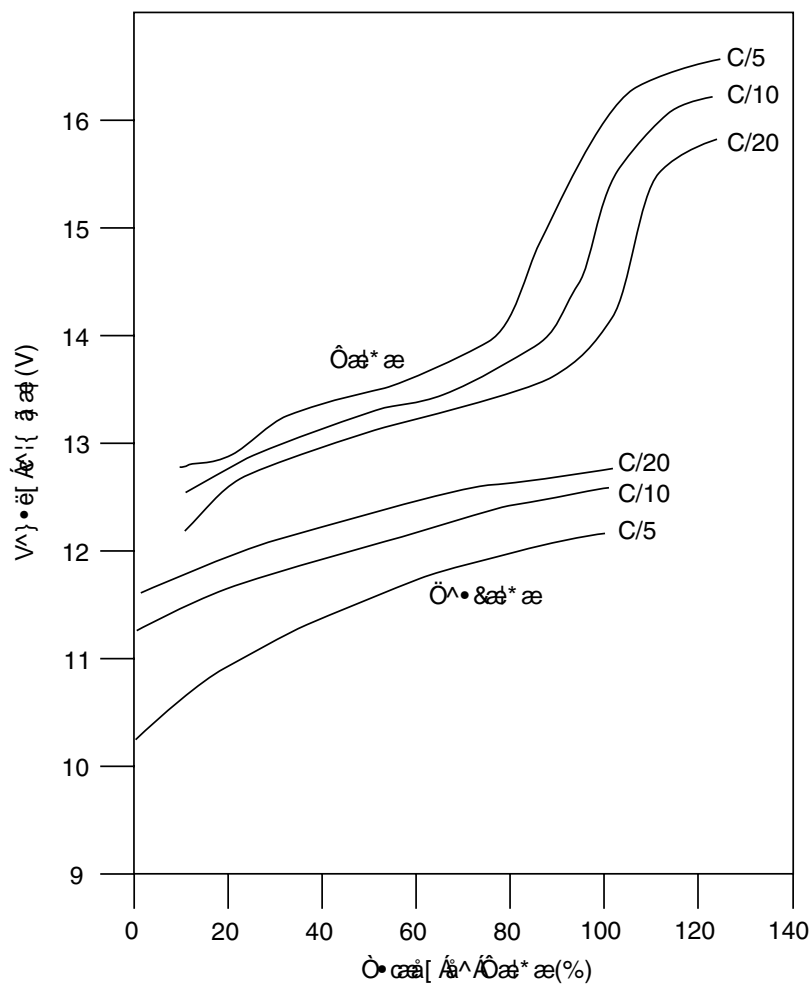


Figura 9: Relação entre a tensão terminal e o SoC – adaptado de (FARRET; SIMÕES, 2006).

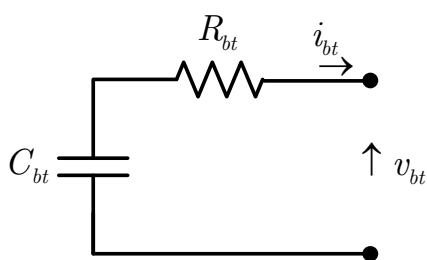


Figura 10: Circuito equivalente para a bateria.

$$W_c = Q_C \times v_C, \quad (2.2)$$

onde Q_C é a carga no capacitor em Ah .

Nas simulações, o estado de carga da bateria será estimado medindo-se a tensão nos terminais do capacitor. Esta escolha é justificada pelo fato de que a resistência interna da bateria assume valores diferentes durante o processo de carga e de descarga

(FERREIRA, 2007) e que a tensão terminal varia, também, em função do valor da corrente na bateria.

Deste modo, o valor da capacitância pode ser determinado substituindo (2.2) em (2.1). Além disso, considera-se, nas expressões, que as grandezas elétricas correspondem àquelas relacionadas à bateria.

$$C_{bt} = 7200 \frac{Q_{bt} V_{bt,nom}}{|V_0^2 - V_f^2|}. \quad (2.3)$$

Os valores de V_0 e V_f são estimados utilizando as curvas da Figura 9, de acordo com a taxa de carga (descarga) e da profundidade de descarga adotada. Para o presente trabalho, utilizando uma taxa $C/10$, obtém-se, para cada bateria de 12 V de tensão nominal:

$$\begin{aligned} V_0 &= 12,6 \text{ V} \\ V_f &= 11,2 \text{ V} \end{aligned} \quad (2.4)$$

A partir da Figura 9 é possível, ainda, estimar uma tensão de 12,3 V que corresponde à bateria com estado de carga de 70%.

A determinação da resistência interna é feita a partir resposta natural do circuito RC conforme indicado na Figura 11.

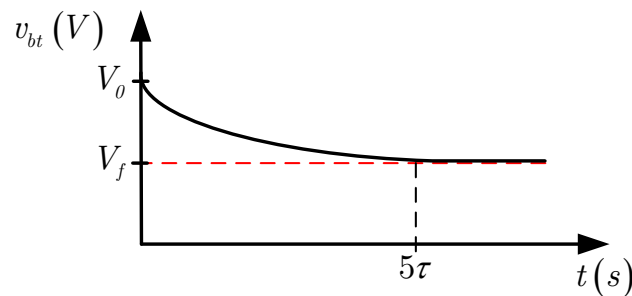


Figura 11: Resposta natural do circuito RC.

A dinâmica da curva de descarga do modelo da bateria pode ser representada pela equação (2.5).

$$v_{bt}(t) = (V_0 - V_f) e^{-t/\tau} + V_f. \quad (2.5)$$

Deste modo, a partir da definição da capacidade e da autonomia da bateria, é possível determinar o tempo de descarga, correspondente à aproximadamente 5τ . Por fim, conhecendo-se a capacitância, é simples determinar a resistência interna.

Reitera-se o fato de que o circuito equivalente, bastante simplificado, apresenta limitações. No entanto, como o desenvolvimento específico de um sistema de controle de carga e descarga de baterias não é o objetivo do presente trabalho, bem como não estão disponíveis baterias para determinação dos parâmetros através de ensaios, entende-se que tal aproximação não prejudicará os resultados obtidos.

Por fim, indica-se que o termo *descarregado(a)* será utilizado, doravante, para representar o estado de carga igual a 70% da capacidade da bateria.

2.7.3 CARGAS

Uma das justificativas para a manutenção do padrão CA nas microrredes é o fato de que equipamentos utilizados atualmente são fabricados para serem alimentados em CA. No entanto, de um modo geral, cargas resistivas inicialmente projetadas para operação em CA, bem como motores a ímã permanente (motores universais) podem ser conectadas diretamente ao barramento principal em uma microrrede CC, desde que este possua um nível de tensão compatível com a tensão eficaz nominal destas cargas.

Além disso, é possível alimentar as cargas de diferentes naturezas a partir da utilização de microrredes CC, uma vez que, via de regra, a conexão de boa parte das cargas se dá por meio de conversores CA-CC ou CA-CC-CA de modo que seja possível alimentar cargas de diversas naturezas e com níveis de tensão distintos.

A conexão de tais cargas ao barramento CC por meio de conversores estáticos faz com que as mesmas, independentemente de sua natureza, exibam um comportamento de carga de potência constante (CPC) (FENG et al., 1999a), (JUSOH, 2004), (MAZUMDER, 2006). A potência de saída de cada conversor é constante devido à regulação da tensão de saída, portanto, a potência absorvida é também constante. Este comportamento faz com que os conversores exibam características de uma resistência de pequenos sinais negativa, do ponto de vista do sistema, quando há uma redução na tensão nominal com conseqüente aumento na corrente de alimentação. Matematicamente, a resistência para pequenos sinais pode ser obtida através de (2.6).

$$R = \frac{\Delta V}{\Delta I} = \frac{V_f - V_0}{I_f - I_0} < 0 \quad (2.6)$$

A ocorrência da resistência negativa pode ser representada graficamente, como mostra a Figura 12 (SCHONBERGER, 2006).

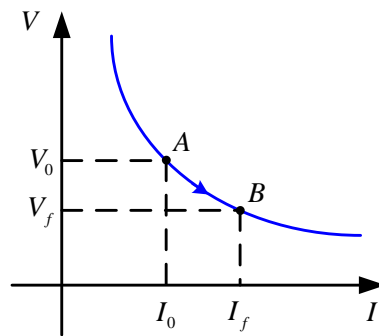


Figura 12: Característica $V \times I$ representando a resistência negativa.

Uma vez que este é um fenômeno para pequenos sinais, uma eventual ocorrência de instabilidade local não necessariamente provoca o colapso total do sistema. No entanto, pode resultar em oscilações indesejáveis em torno do ponto de equilíbrio. Ademais, as oscilações de tensão no barramento CC podem ser grandes o suficiente para se tornarem fontes de interferências eletromagnéticas, podendo danificar outros equipamentos presentes no sistema. A resistência de estado estacionário é positiva, assim como aquela associada à análise de grandes sinais e, nestes casos, ela não influencia na análise da estabilidade em estado estacionário (LOUGANSKI, 1999).

Existem, na literatura, métodos para contornar o problema da instabilidade de sistemas CC contendo cargas do tipo potência constante. Tais métodos serão analisados no Capítulo 7.

2.7.4 CONVERSORES ESTÁTICOS

No âmbito das microrredes, conversores estáticos de potência são utilizados com o objetivo de controlar o fluxo de potência entre fontes de GDE, barramento CC e cargas, CC ou CA, que compõem o sistema, bem como o fluxo entre a microrrede e o sistema elétrico principal, no modo de operação conectado à rede.

Diferentes topologias de conversores podem ser utilizadas para cumprir este objetivo e a maior parte destes dispositivos está bem descrita na literatura. Nesta seção, serão apresentados aspectos relacionados às topologias básicas de conversores CC-CC elevadores e abaixadores de tensão para conexão de fontes e cargas ao barramento CC e uma topologia convencional de um retificador trifásico bidirecional para conexão da microrrede CC à rede principal.

2.7.4.1 CONVERSORES CC-CC

Conversores CC-CC são responsáveis pela interconexão de fontes de GDE e cargas ao barramento principal da microrrede CC. Além disso, a tensão de saída deve ser controlada de tal forma que permaneça no nível desejado mesmo na ocorrência de flutuações na tensão de entrada ou distúrbios de outra natureza no barramento CC.

As topologias dos conversores CC-CC podem ser isoladas ou não-isoladas. Elas se diferenciam pela utilização, no primeiro caso, de um transformador de alta-frequência, responsável por fornecer isolamento entre carga e fonte e um ganho de tensão adicional, além daquele promovido pela comutação da chave semicondutora (MOHAN; UNDELAND, 1995). Entretanto, a indutância de dispersão do transformador causa alguns problemas como sobretensão nas chaves, geração de interferência eletromagnética e dissipação de energia nos *snubbers* (MIDDLEBROOK, 1988).

As principais estruturas de conversores CC-CC, e seus respectivos ganhos estáticos em modo de condução contínua são apresentados na Tabela 3, em que d é a razão cíclica (MARTINS; BARBI, 2006).

Tabela 3: Conversores CC-CC básicos.

Conversor	Ganho estático
<i>Buck</i>	d
<i>Boost</i>	$1/(1 - d)$
<i>Buck - Boost</i>	$d/(1 - d)$
Ćuk	$d/(1 - d)$
Sepic	$d/(1 - d)$
Zeta	$d/(1 - d)$

O conversor *Buck* é do tipo abaixador de tensão, uma vez que a tensão na saída é sempre menor que na entrada ($0 < d < 1$). O conversor *Boost* é elevador, pois o ganho estático é sempre maior que a unidade. Os demais conversores são do tipo abaixador-elevador, uma vez que o ganho é maior que 1, caso $d < 0,5$ e maior que 1 nos demais casos.

No modo de condução contínua (MCC) (corrente no indutor sempre diferente de zero), os conversores *Buck*, *Buck-Boost* e Zeta apresentam corrente de entrada pulsada, uma vez que a chave está em série com a fonte de tensão. Tal questão pode ser contornada adicionando-se um filtro *LC* na entrada do conversor (KAZIMIERCZUK, 2008). No modo de condução Descontínua (MCD), os demais conversores apresentam

a mesma característica. Os conversores Ćuk, Sepic e Zeta possuem maior número de elementos, tornando a modelagem e o projeto de sistemas de controle destes dispositivos mais complexos (MOHAN; UNDELAND, 1995), (KAZIMIERCZUK, 2008).

Modelagem dos Conversores CC-CC

Na maior parte dos casos, a tensão fornecida pelas fontes e SAE são inferiores à tensão do barramento CC. Deste modo, a interconexão é feita utilizando conversores *boost*. Além disso, a utilização de conversores associados aos sistemas de armazenamento de energia requerem que a topologia seja bidirecional em corrente (carga e descarga). O circuito elétrico equivalente para o conversor CC-CC bidirecional baseado no conversor *boost* é ilustrado na Figura 13.

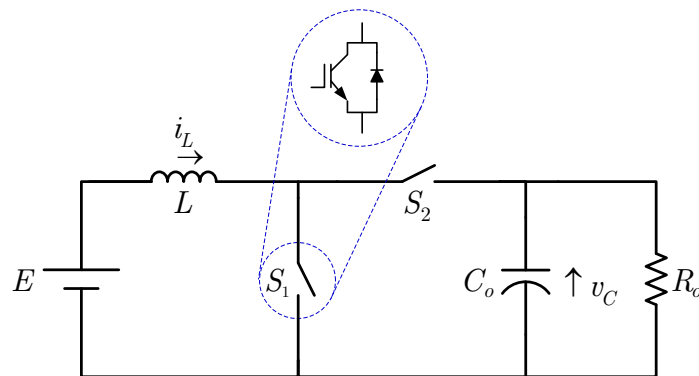


Figura 13: Circuito equivalente do conversor CC-CC bidirecional em corrente.

Cada chave semicondutora, denominadas S_1 e S_2 , é composta pela associação em anti-paralelo de um diodo e um transistor, usualmente IGBT ou transistor de efeito de campo de óxido metálico Semiconductor (do inglês, *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*) (MOSFET). Tal configuração permite o fluxo de potência bidirecional, sendo que, quando o fluxo de potência está no sentido fonte-carga, o transistor em S_1 e o diodo em S_2 conduzem, de maneira complementar. Para o fluxo de potência no sentido oposto, o transistor em S_2 e o diodo em S_1 conduzem, do mesmo modo.

No caso da modelagem de sistemas chaveados, a descrição em variáveis de estado deve ser, inicialmente, realizada para cada estado da chave e, então, é realizada a média de espaço de estados (MOHAN; UNDELAND, 1995), (SILVA; PINTO, 2006). O modelo do conversor CC-CC em questão, idêntico ao do conversor *boost*, é definido por:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{v}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{(1-d)}{L} \\ \frac{(1-d)}{C_o} & -\frac{1}{R_o C_o} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} E, \quad (2.7)$$

onde L , R_o e C_o são, respectivamente, a indutância, a resistência e a capacitância do conversor; i_L é a corrente no indutor; v_C é a tensão no capacitor; E é a tensão na entrada do conversor e d é a razão cíclica.

Para conexão de geradores fotovoltaicos barramento principal da microrrede, o conversor CC-CC descrito acima pode ser utilizado. Entretanto, recomenda-se substituir a chave S_2 por um diodo, agregando a função de bloqueio da corrente reversa nos arranjos PV.

Para o projeto do sistema de controle clássico, linear, deve ser realizada mais uma etapa, que consiste na linearização do modelo apresentado acima. A metodologia pode ser encontrada em (MOHAN; UNDELAND, 1995) e (SILVA; PINTO, 2006). Para o projeto de sistemas de controle não-linear o modelo apresentado é suficiente, como será descrito em um momento posterior.

2.7.4.2 CONVERSORES CA-CC E CC-CA

Conversores CA-CC, denominados de retificadores, são utilizados para conversão das grandezas senoidais associados à rede elétrica convencional para grandezas contínuas utilizadas em microrredes CC. Tais retificadores são utilizados, ainda, para alimentação de cargas CC conectadas diretamente à rede elétrica principal ou como estágio retificador em UPS e em aplicações motrizes que exijam um controle refinado.

Retificadores podem ser classificados em não-controlados e controlados. Os dispositivos do primeiro tipo realizam a retificação utilizando diodos tornando seu projeto mais simples e sem a necessidade de um sistema de controle. Por outro lado, retificadores controlados realizam tal processo por meio de tiristores ou transistores de potência, sendo possível controlar o fluxo de potência e o nível de tensão na saída do dispositivo.

Conversores CC-CA, denominados inversores, são utilizados com o objetivo contrário ao uso dos retificadores. As aplicações que envolvem o uso destes dispositivos são a alimentação de cargas CA conectadas ao barramento principal na microrrede CC e como estágios de saída em fontes ininterruptas de energia e ASD. Os conversores CC-CA são, necessariamente, realizados utilizando chaves controladas (transistores), uma vez que as grandezas contínuas devem ter sua polaridade alternada na saída dos inversores.

Inversores têm a capacidade de operar em modo de retificação, sendo que a transição entre os modos é feita de maneira suave (MOHAN; UNDELAND, 1995). Esta transição

ocorre naturalmente, por exemplo, durante a frenagem de motores de indução. Tal propriedade pode ser vantajosa para utilização em microrredes CC, pois é desejável que o conversor de interface entre o sistema e a rede elétrica principal tenha como uma das principais características o fluxo de potência bidirecional. Uma outra característica dos inversores é a capacidade de operação de forma a corrigir o fator de potência.

A alimentação de boa parte de cargas trifásicas é realizada por meio de inversores, mesmo quando conectadas à rede CA. Isto permite um ajuste fino de velocidade em motores de indução, por exemplo, ou até mesmo a possibilidade de conectar um banco de baterias no elo CC entre estágio retificador e estágio inversor e alimentar cargas trifásicas na ocorrência de algum tipo de falta ou falha na rede de distribuição.

Em microrredes CC, como foi colocado anteriormente, uma estrutura de inversor trifásico bidirecional se mostra interessante para a conexão do barramento CC à rede elétrica principal em CA. A conexão do inversor de interface para este tipo de aplicação se dá por meio de um transformador de potência. O objetivo deste equipamento é prover o isolamento elétrico entre o sistema e a rede elétrica principal e adequar o nível de tensão (VILLALVA, 2010), (MACHADO, 2011). Observa-se, ainda, que a indutância de dispersão associada ao transformador atua como filtro passa-baixas reduzindo os harmônicos presentes na tensão de saída do inversor (v_a , v_b e v_c).

Considerando o escopo deste trabalho, um inversor trifásico, como o apresentado na Figura 14, será utilizado como conversor de interface entre a microrrede CC e a rede CA.

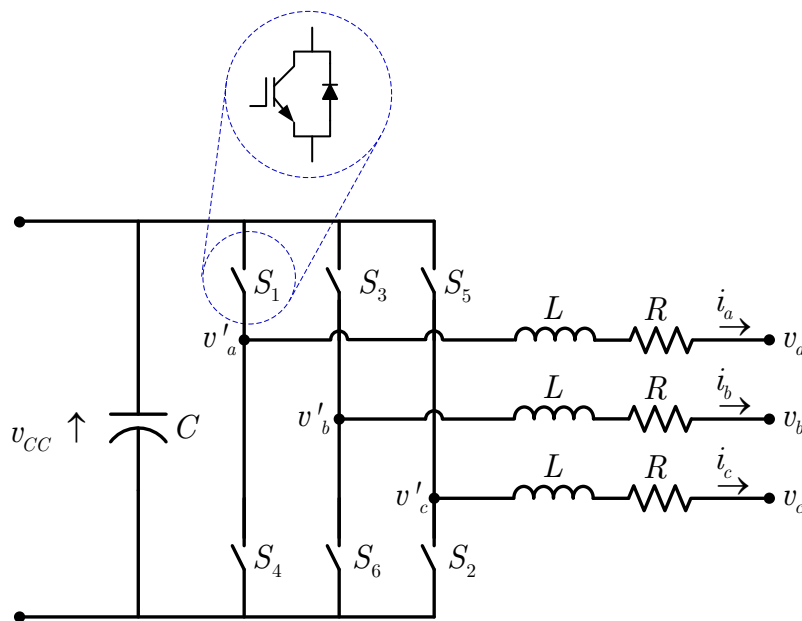


Figura 14: Inversor trifásico bidirecional.

Observa-se que o circuito é composto, basicamente, de três ramos contendo duas chaves semicondutoras (um transistor em anti-paralelo com um diodo) que permitem o fluxo de potência bidirecional. As chaves em série em cada ramo devem ser acionadas de modo complementar para não provocar um curto circuito nos terminais da fonte CC. Além disso, o processo de chaveamento deve ser tal que, na saída, as tensões sejam equilibradas.

Os elementos R e L correspondem, respectivamente, à resistência equivalente e à indutância de dispersão do transformador de acoplamento.

Será visto no próximo capítulo que, considerando o sistema trifásico equilibrado, o controle do fluxo de potência do inversor trifásico depende apenas da modelagem do lado CA do conversor. Deste modo, as equações que descrevem o comportamento dinâmico do circuito são escritas como (2.15) (VILLALVA, 2010).

$$\begin{cases} -v_a + Ri_a + L\frac{d}{dt}i_a + v'_a = 0; \\ -v_b + Ri_b + L\frac{d}{dt}i_b + v'_b = 0; \\ -v_c + Ri_c + L\frac{d}{dt}i_c + v'_c = 0. \end{cases} \quad (2.8)$$

onde i_a, i_b, i_c são as correntes de fase; v_a, v_b, v_c são as tensões de fase da rede elétrica; v'_a, v'_b, v'_c são as tensões de fase na saída do inversor; v_{CC} é a tensão na entrada do conversor.

O sistema de equações diferenciais dado em (2.8) pode ser reescrito na forma matricial como:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v'_a - v_a \\ v'_b - v_b \\ v'_c - v_c \end{bmatrix}. \quad (2.9)$$

As equações do modelo do conversor por meio de variáveis de estado podem ser reescritas no sistema ortogonal de coordenadas estacionárias $\alpha\beta$. A partir da utilização de variáveis ortogonais, negligenciando a presença de indutâncias mútuas e considerando o sistema equilibrado, é possível reduzir o número de equações, o que simplifica o projeto do sistema de controle (BARBOSA et al., 1998), (VILLALVA, 2010).

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v'_\alpha - v_\alpha \\ v'_\beta - v_\beta \end{bmatrix}. \quad (2.10)$$

Na equação matricial acima, tem-se:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{\alpha\beta} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}, \quad (2.11)$$

sendo que

$$\mathbf{T}_{\alpha\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

é definida como matriz de transformação. Adicionalmente, a transformação inversa é dada por $\mathbf{T}_{\alpha\beta}^{-1} = \mathbf{T}_{\alpha\beta}^t$.

As variáveis v'_α , v_α , v'_β e v_β são obtidas de forma análoga.

Sabe-se que a modelagem do conversor para aplicação em sistemas desequilibrados a 4 fios deve considerar a inclusão da tensão e corrente de sequência zero (FURTADO et al., 2013). Sabe-se, ainda, que o desequilíbrio de fases pode provocar interações entre as componentes de sequência positiva e negativa e, conseqüentemente, uma oscilação de 120 Hz na tensão do barramento CC (MACHADO, 2013). Entretanto, reitera-se o fato de que a modelagem descrita considera o sistema trifásico equilibrado. Pretende-se, contudo, incluir as considerações descritas acima em análises futuras da microrrede CC proposta.

2.8 CONTROLE DE TENSÃO DO BARRAMENTO CC

O controle de tensão do barramento principal é aspecto fundamental para o projeto do microrredes CC. Dois métodos para realização do controle de conversores operando em paralelo, são os mais observados na literatura (MOUSSAOUI et al., 1996), (LUO et al., 1999), (KARLSSON, 2002), (SCHONBERGER, 2006), (FERREIRA et al., 2012): (i) Mestre-escravo e (ii) *Droop* de tensão.

O controle mestre-escravo depende de um sistema de comunicação robusto e eficiente entre os conversores. O método de controle por *droop* de tensão não exige a necessidade de comunicação entre os conversores, resultando em um aumento na confiabilidade do sistema. Existe, ainda, a possibilidade da utilização de um sistema supervisor, eliminando, do conversor mestre, a função de coordenar a operação dos demais conversores (GUERRERO et al., 2011), (DRAGICEVIC et al., 2014).

Outros métodos de regulação de tensão do barramento CC podem ser encontrados na literatura. Uma variação do controle por *droop* de tensão, denominado sinalização do barramento CC (do inglês, *DC Bus Signaling*) (DBS), é apresentado em (SCHONBERGER, 2006), (SCHONBERGER; DUKE; ROUND, 2006) e em (ZHANG et al., 2011). Neste caso, são definidos alguns modos de operação e níveis de tensão para cada um desses modos. Dessa forma, o barramento CC se comporta como um canal de informação, indicando para os conversores em qual modo de operação estes devem atuar.

Aplicações de lógica *Fuzzy* e para o controle de tensão são apresentados em (KAKIGANO et al., 2010) e (KAKIGANO; NISHINO; ISE, 2011). Em (CHEN et al., 2013), um sistema de gestão de energia utilizando este conceito é proposto. Tal sistema tem por objetivo, além de controlar a tensão do barramento CC, maximizar a vida útil dos conjuntos de células a combustível, através da manutenção do nível ideal de fornecimento de energia.

Maiores detalhes sobre o tema serão apresentado no Capítulo 4.

2.9 SIMULAÇÃO EM TEMPO REAL

Devido à complexidade associada à estrutura das microrredes, os testes para validação de novas metodologias relacionadas à operação destes sistemas são difíceis de serem efetuados utilizando redes físicas. Além disso, testes utilizando novos equipamentos diretamente conectados ao sistema elétrico podem trazer problemas de estabilidade e segurança. Dessa forma, a maneira mais usual de validação é a realização de modelagem e simulações utilizando programas computacionais. Do mesmo modo, é realizado o dimensionamento dos componentes destes sistemas com o objetivo de reduzir custos de implementação.

Simulações utilizando programas convencionais não refletem com exatidão o comportamento de tais redes por não incluírem em seus modelos determinados parâmetros identificados em estruturas reais e por não realizarem as simulações em tempo real. Isto é feito de modo a reduzir o esforço computacional na solução dos métodos numéricos e permitir que as simulações não demandem intervalos de tempo muito longos.

Para contornar este problema, uma alternativa é a utilização de simulação em tempo real. Dentre as características destes sistemas, é possível citar:

- Comportam-se como um SEP real provendo sinais para o dispositivo.

- Possuem processador dedicado e com capacidade superior de processamento em relação aos dispositivos convencionais de computadores pessoais.
- Possibilitam a implementação de modelos complexos, inclusive não-lineares.
- Uma unidade de tempo de simulação corresponde a mesma unidade de tempo real (intervalos de simulação de alguns segundos em programas convencionais podem durar de poucos minutos até várias horas).

Atualmente, tem-se utilizado como metodologia para validação e teste de sistemas embarcados complexos, sobretudo controladores, o conceito de simulação em tempo real com HIL. Pode incluir emulação de sensores e atuadores elétricos bem como a utilização de interfaces de comunicação. Sendo assim, mudanças nas variáveis de controle definidas por um controlador físico implicam em mudanças *online* nas variáveis da planta elétrica modelada em algum tipo de simulador em tempo real (JEON et al., 2010). Um sistema de simulação HIL consiste, conceitualmente, de um equipamento de teste (controlador, motor, etc.), um simulador em tempo real e uma interface entre ambos.

O trabalho (VENAYAGAMOORTHY, 2005) compara a modelagem de sistemas elétricos de potência utilizando três plataformas: RSCAD, *software* utilizado para simulação em RTDS¹, PSCAD/EMTDC e SimPowerSystems presente no Simulink. Algumas características dos simuladores são apontadas, tais como estudos com *hardware-in-the-loop*, determinação de soluções de Fluxo de Potência, etc. O autor realiza um estudo de caso da estabilidade de um sistema de potência durante um período de 10 segundos. Os resultados apresentados utilizando os três simuladores são, virtualmente, idênticos. No entanto, enquanto o RSCAD realiza a simulação em tempo real (10 s), o PSCAD e o Simulink realizam, respectivamente, a mesma tarefa em 35 e 37 segundos.

A partir da definição do conceito de microrredes, diversos estudos associados ao controle, simulação e testes destas redes têm sido publicados. Na maioria dos casos, são desenvolvidas plantas de teste para validação de metodologias associadas ao gerenciamento destes sistemas.

O trabalho (JEON et al., 2010) propõe um novo método de teste para sistemas de gerenciamento utilizando resultados de simulações com HIL. O sistema de gestão é baseado no controle hierárquico de microrredes e, portanto, necessita de uma interface

¹*Real Time Digital Simulator* – Conjunto de *hardware* e *software* desenvolvidos pela empresa canadense RTDS Technologies. Mais informações em <http://www.rtds.com>.

de comunicação entre o mesmo e os controladores das fontes de geração distribuída. Tal interface de comunicação é implementada em um emulador, uma vez que o RTDS não possui funções e protocolos para comunicação. Para testar e validar o sistema proposto, são avaliados o controle do fluxo de potência durante determinado período conectado à rede e o controle de tensão e frequência da microrrede em situação de ilhamento. Os resultados obtidos nas simulações, segundo os autores, são satisfatórios. Eles indicam algumas sugestões para trabalhos futuros principalmente um melhor detalhamento dos modelos utilizados para a simulação da microrredes.

O trabalho (LI; VILATHGAMUWA, 2004) apresenta uma metodologia de controle a ser implementada nos controladores de fontes de GDE. Por meio da regulação da tensão de saída, o controlador proposto controla o fluxo de potência no modo de operação conectado à rede, possibilita o compartilhamento de informações a respeito de potência ativa e reativa entre as fontes em situação de ilhamento e sincroniza a microrrede à rede principal após a reconexão. Os controladores são implementados em DSP e os testes e validação do método de controle são baseados no sistema de simulação HIL. Os resultados da simulação em tempo real são confrontados com resultados obtidos em testes com uma rede física. Segundo os autores, os resultados, em ambos os casos, são os mesmos. O objetivo principal do artigo é comprovar a eficácia do método de controle, portanto, a realização dos testes no simulador em tempo real e na planta física. No entanto, é possível interpretar esta confrontação de dados com consequente validação como uma indicação de que a modelagem e simulação HIL atendem aos requisitos propostos.

A modelagem matemática e implementação de microfontes em simuladores em tempo real é explorada no trabalho (GAO et al., 2009). A topologia da rede, diferentemente do que é feito na maioria dos casos não considera as fontes de geração distribuída em diferentes barras da microrrede e sim, todas elas conectadas em um barramento CC que, por meio de um conversor estático, se conecta à microrrede. Além disso, este trabalho não considera situações de ilhamento, já que o sistema é do tipo isolado. São consideradas como fontes principais de potência uma turbina eólica e um conjunto de painéis fotovoltaicos. Células a combustível são utilizadas para acomodar as flutuações de potência entre as fontes principais e a carga. Um eletrolisador é usado para proporcionar produção e armazenamento do hidrogênio consumido pela CaC. Além disso, como a turbina eólica e o conjunto de painéis PV são sensíveis à variáveis meteorológicas, um banco de supercapacitores é utilizado para suprir picos de potência de curta duração. A carga também é modelada considerando um intervalo de 24 horas com uma curva de

carga típica. O sistema de controle visando otimizar o despacho das fontes de energia, juntamente com os modelos das fontes e da carga e modelos de variação de condições meteorológicas são implementados em RSCAD. Os resultados obtidos, baseados em parâmetros reais da microrrede, indicam que a operação de tal sistema é factível.

Microrredes CC utilizando controladores centrais podem ser estudados utilizando simulação em tempo real com HIL. Em (YOO et al., 2012), uma microrrede CC contendo uma microturbina a gás natural, um banco de baterias e uma carga, além dos conversores estáticos e do ponto de acoplamento à rede elétrica principal é modelada em RT-LAB². O sistema embarcado corresponde a um sistema multi-agente³ de gerenciamento de carga e descarga das baterias em função da demanda de energia na microrrede.

Outra maneira de se realizar simulação com HIL é apresentada em (KAKIGANO et al., 2012). Neste caso, um conjunto de cargas CC modeladas no simulador de tempo real é conectado a um protótipo contendo uma estrutura retificadora, um banco supercapacitor e três cargas CC emulando cargas residenciais. O objetivo do trabalho é analisar o comportamento do sistema levando em consideração as variações nas cargas e a validação da metodologia de controle associada ao controle do conversor CC-CC para interconexão dos supercapacitores e do barramento CC.

2.10 CONCLUSÕES DO CAPÍTULO

Neste capítulo foi apresentada uma análise do estado da arte no que diz respeito à aplicações utilizando corrente contínua. Como principais conclusões, é possível citar:

- Sistemas em CA têm a vantagem de serem utilizados há mais de 100 anos, os esquemas de proteção são menos complexos e a transformação dos níveis de tensão é mais eficiente neste tipo de sistema.
- Sistemas em CC têm a vantagem de integrar fontes renováveis de energia, SAE e cargas eletrônicas, sistemas de iluminação modernos, motores acionados por ASD, utilizando menos estágios de conversão, bem como a ausência de energia reativa, implicando em menores perdas por efeito joule.

²Simulador em tempo real desenvolvidos pela OPAL-RT Technologies, baseada em Montreal, Canadá. Mais informações em <http://www.opal-rt.com>.

³Método de inteligência computacional.

- A utilização de microrredes CC é recomendada para aplicações específicas e existe a compreensão de que a coexistência de sistemas CC e CA é a melhor forma de utilizar adequadamente o potencial energético para cada aplicação.
- A seleção dos níveis de tensão do barramento CC nas microrredes em corrente contínua em função das aplicações é uma questão importante no projeto e dimensionamento da estrutura. Observa-se que existe um consenso para a utilização dos níveis de tensão de 380 V e 24 V nos sistemas de *data centers* e telecomunicações, bem como em aplicações residenciais e comerciais.
- É possível fazer uma analogia entre o que tem sido feito nos países europeus e nos EUA, com relação a adequação do nível de tensão de acordo com determinada aplicação, para estimar os níveis de tensão a serem padronizados para instalações desta natureza no Brasil.
- A utilização de fontes de GDE é questão essencial para a consolidação do conceito de *Smart Grids*.
- Sistemas de armazenamento de energia têm relevante importância na concepção de microrredes, uma vez que as fontes de energia possuem natureza intermitente.
- Baterias possuem maior densidade de energia, enquanto Supercapacitores são indicados para aplicações com demanda por alta densidade de potência.
- A modelagem de cargas em microrredes CC deve levar em consideração características de CPC típicas de cargas alimentadas por meio de conversores. Estudos de estabilidade devem ser realizados, uma vez que cargas deste tipo podem exibir comportamento de resistência negativa, descrita pela literatura como possíveis fontes de instabilidade.
- Modelagem e simulação utilizando equipamentos para simulação em tempo real se mostram como alternativa para teste e validação de metodologias. Permitem a modelagem precisa dos componentes de microrredes e proveem sinais elétricos associados à planta modelada, permitindo simulações CHIL e PHIL.

3 CONTROLE DE TENSÃO

3.1 INTRODUÇÃO

No capítulo anterior foi apresentado um estudo sobre aspectos históricos dos sistemas em corrente contínua e a caracterização das microrredes CC e seus principais componentes. Sabe-se que os conversores estáticos que interconectam tais componentes ao barramento CC da microrrede devem manter a tensão de saída, correspondente a tensão do barramento, regulada mesmo sob variações de carga ou flutuações na tensão de entrada, bem como a manutenção do fluxo de potência de acordo com a demanda das cargas dentro de níveis de tensão permissíveis.

Neste capítulo, uma análise dos métodos de controle de tensão do barramento CC mais observados na literatura é feita. Inicialmente, serão apresentados conceitos de controle linear e não-linear para regulação de tensão na saída de conversores CC-CC, bem como controle de inversores. Uma discussão mais detalhada sobre técnicas de controle não-linear, principalmente no que diz respeito ao controle por modos deslizantes, será realizada. Por fim, é descrita a proposta do método de controle por *droop* adaptativo de tensão associado ao controle não-linear para regulação do barramento principal em microrredes CC.

3.2 CONTROLE DE TENSÃO DO BARRAMENTO CC

Uma importante questão associada à operação das microrredes em corrente contínua está relacionada ao controle de tensão no barramento CC utilizando conversores em paralelo. Dentre os diversos métodos para regulação de tensão, dois deles são os mais investigados na literatura (MOUSSAOUI et al., 1996), (LUO et al., 1999): (i) Mestre-escravo e (ii) *Droop* de tensão.

O primeiro método depende de um sistema de comunicação robusto e eficiente entre os conversores. No segundo método não existe a necessidade de comunicação

entre os conversores, o que aumenta a confiabilidade do sistema em caso de falhas (FERREIRA et al., 2012). Existe, ainda, a possibilidade da utilização de um sistema supervisor, eliminando, do conversor mestre, a função de coordenar a operação dos demais conversores (GUERRERO et al., 2011), (DRAGICEVIC et al., 2014). Na literatura, este método é denominado controle hierárquico.

A seguir serão apresentadas as características fundamentais dos principais métodos controle de tensão em microrredes CC. Em um primeiro momento, o estudo se atém ao controle dos conversores CC-CC. Para microrredes conectadas ao sistema elétrico em CA, o raciocínio pode ser estendido, com apenas algumas alterações.

3.2.1 CONTROLE MESTRE-ESCRAVO

A Figura 15 mostra o diagrama esquemático que representa o método de controle Mestre-escravo. Cada módulo é composto por uma fonte CC, um conversor estático e seu sistema de controle.

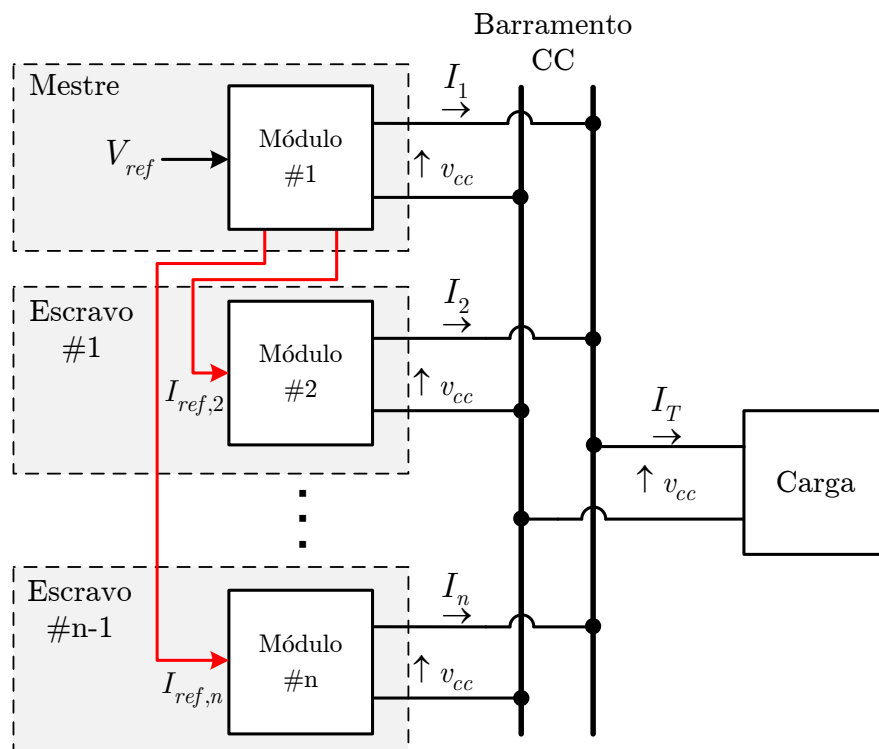


Figura 15: Diagrama esquemático do controle mestre-escravo.

O primeiro bloco – mestre – controla a tensão do barramento CC enquanto os outros blocos – escravos – atuam como fontes de corrente, injetando potência na microrrede CC.

Apesar de a capacidade de divisão de carga entre os conversores ser totalmente

controlável (KARLSSON, 2002), este esquema tem a desvantagem de necessitar de um canal de comunicação rápido e robusto, uma vez que as correntes de referência são fornecidas para os conversores escravos pelo mestre. A perda de comunicação ou alguma falha no conversor mestre pode provocar o desligamento de todo o sistema (LUO et al., 1999) e (SUN, 2007).

A utilização desta metodologia de controle é indicada para aplicações em que vários retificadores alimentam o barramento CC, ou no caso do paralelismo de conversores CC-CC para alimentação de determinada carga de modo a aumentar a potência de saída ou aumentar a confiabilidade do sistema (RAJAGOPALAN et al., 1996), (PANOV; RAJAGOPALAN; LEE, 1997), (MAZUMDER; TAHIR; ACHARYA, 2008). Considerando que a corrente de referência de cada conversor escravo é definida pelo conversor mestre, uma equalização da corrente de saída de cada dispositivo e, conseqüentemente, da potência injetada na microrrede é alcançada.

Para o caso de microrredes CC utilizando fontes de GDE, esta equalização nem sempre é desejada, pois as fontes são de diferentes naturezas. Isto se deve ao fato de que cada uma delas possui pontos de operação sobre a curva $I \times V$ distintos, dependendo, inclusive, de condições meteorológicas, *i.e.* irradiação, temperatura, velocidade do vento, etc.

3.2.2 CONTROLE POR DROOP DE TENSÃO

No caso do método de controle por *droop* de tensão, o controlador de cada módulo emula o comportamento de uma impedância. Isto significa que, no caso de um aumento na corrente fornecida pelo conversor, há uma redução (*droop*) na tensão de saída do conversor. Este comportamento é análogo àquele observado na conexão em paralelo de geradores CC com excitação *shunt*. Tal estratégia permite a divisão de corrente entre os conversores conectados em paralelo na microrrede CC sem a necessidade de um controle centralizado (LUO et al., 1999).

O controle por *droop* de tensão se caracteriza, ainda, pela simplicidade em relação à implementação da lei de controle. Uma vez que em sistemas CC não existe potência reativa, a regulação da tensão no barramento se dá, naturalmente, por meio do controle da potência ativa injetada no mesmo.

O diagrama esquemático representando o método de controle por *droop* de tensão é mostrado na Figura 16.

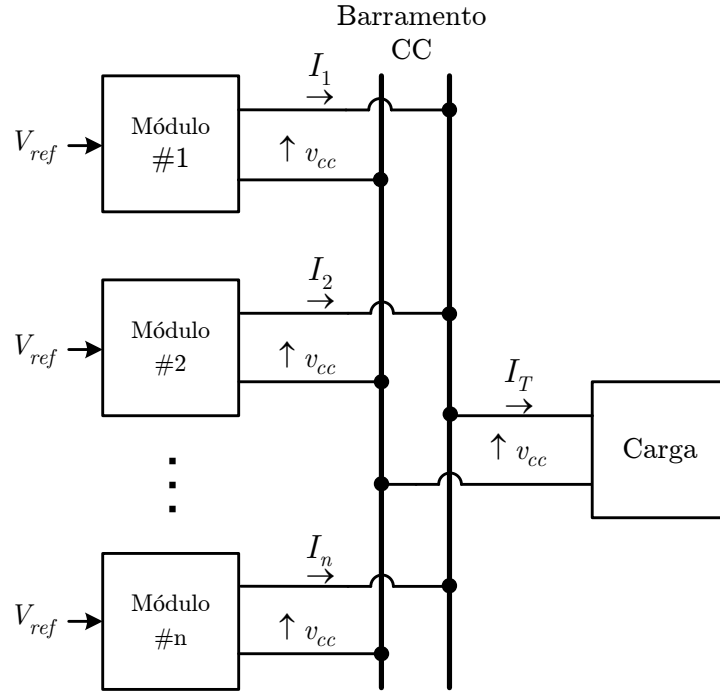


Figura 16: Diagrama esquemático do controle por *droop* de tensão.

Os módulos contém os mesmos dispositivos listados no método de controle mestre-escravo. Um filtro passa-baixas é utilizado com o objetivo de eliminar as frequências harmônicas e oscilações de altas frequências da tensão medida no barramento CC (FERREIRA et al., 2012).

A representação do esquema de controle é mostrado na Figura 17.

Para cada conversor CC-CC, o Controlador por *Droop* de Tensão (CDT) fornece a corrente de referência, com base na medição das tensões de referência, do barramento CC e de saída da fonte.

A regulação da corrente no indutor é feita utilizando um controlador de corrente por histerese (CCH). Como foi apresentado anteriormente, este método de controle tem como vantagens a simplicidade de implementação, ação de controle JIT e bom desempenho frente à variações nos parâmetros do sistema.

No CCH, a corrente do indutor é comparada com uma corrente de referência, gerada pelo controlador por *droop* de tensão (CDT), dada pela equação (3.1).

$$i_{ref} = \frac{P_{ref}}{v_f}, \quad (3.1)$$

onde P_{ref} é a potência ativa de referência, dada por (3.2).

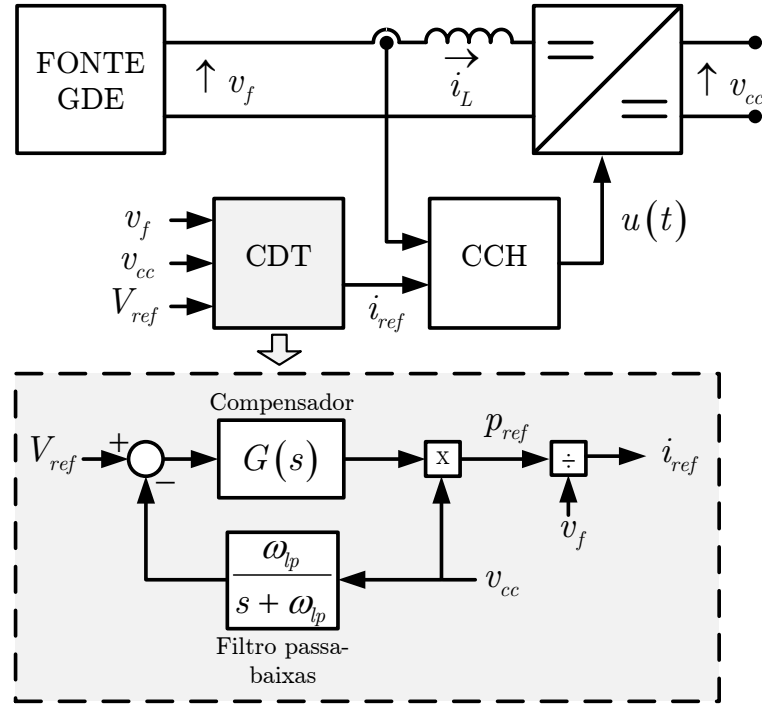


Figura 17: Esquema do controle de tensão do conversor CC-CC.

$$p_{ref} = G(s) \left[V_{ref} - \left(\frac{\omega_{lp}}{s + \omega_{lp}} \right) v_{CC} \right] v_{CC}. \quad (3.2)$$

Na equação (3.2), $G(s)$ é a função de transferência do compensador; V_{ref} é a tensão de referência; ω_{lp} é a frequência de corte do filtro passa-baixas; v_{CC} é a tensão do barramento CC.

Usualmente, o compensador proporcional (P) é utilizado neste caso (KARLSSON, 2002), (MAHMOODI et al., 2006a), (MAHMOODI et al., 2006b). O controlador proporcional pode ser concebido para aplicar uma inclinação à característica de operação do conversor de forma semelhante ao que acontece devido à resistência em série de uma fonte CC não-ideal. Esta inclinação negativa é também chamada de resistência de *droop*, $R_{d,n}$, dada por:

$$G(s) = k_p = \frac{1}{R_{d,n}}, \quad (3.3)$$

onde o subscrito n indica o número do conversor.

Substituindo (3.3) em (3.2) e assumindo um ganho de 0 dB para o filtro passa-baixas, é possível definir a potência nominal da fonte de acordo com a equação (3.4).

$$P_{nom,n} = \delta_n (1 - \delta_n) \frac{V_{ref,n}^2}{R_{d,n}}, \quad (3.4)$$

onde $\delta_n = 1 - (v_{CC}/V_{ref,n})$ é chamado de *droop* nominal.

Deste modo, definindo $P_{nom,n}$, $V_{ref,n}$ e δ_n para cada fonte, é possível determinar o valor de $R_{d,n}$ e, conseqüentemente, de k_p . Quanto menor é a inclinação (ou o valor de $R_{d,n}$), melhor é a regulação de tensão e pior é o compartilhamento de carga. Por outro lado, para maiores inclinações, obtém-se um compartilhamento de carga satisfatório em detrimento de uma boa regulação de tensão (KARLSSON, 2002). De acordo com (KARLSSON, 2002) e (MAHMOODI et al., 2006a), um desempenho satisfatório do sistema de controle de tensão do barramento CC é obtido para δ_n entre 2 % e 5 %.

É possível, alterar dinamicamente o valor de $R_{d,n}$ de modo a tornar o controle adaptativo. Isto caracteriza, com mais exatidão, as limitações de potência em determinados intervalos de tempo das fontes de geração distribuída baseadas em recursos renováveis, bem como dos sistemas de armazenamento de energia. Em alguns casos, a variação de $R_{d,n}$ é indicada, ainda, para melhoria da estabilidade global do sistema, amortecendo oscilações no barramento CC a partir da redução na potência injetada pelas fontes (BALOG, 2006).

Outro aspecto importante em relação a este método de controle é o dimensionamento do capacitor de saída dos conversores. Considera-se, em geral, que a capacitância total dos conversores das fontes, $C_{dc,conv}$, deve ser metade da capacitância total conectada ao barramento CC, C_{dc} . A outra metade está associada aos conversores para alimentação das cargas. Este raciocínio se origina no modelo π para linhas de transmissão (KARLSSON, 2002). Desta forma,

$$C_{dc,conv} = \frac{C_{dc}}{2}. \quad (3.5)$$

Considerando que a interação entre a resistência de *droop* (virtual) e a capacitância do barramento CC podem ser modelados por um filtro RC Butterworth, seleciona-se a frequência de corte deste filtro como sendo a frequência de Nyquist (KARLSSON, 2002), (MAHMOODI et al., 2006a). Ou seja,

$$\omega_n = \frac{\omega_{lp}}{2} = \frac{1}{R_{d,n}C_{dc}}. \quad (3.6)$$

Logo, a capacitância total do lado dos conversores de carga podem ser obtidos pela

expressão:

$$C_{dc,conv} = \frac{4}{R_{d,n} \cdot \omega_{lp}}. \quad (3.7)$$

Devido à característica de redução da tensão com o aumento da corrente, e vice-versa, a utilização de tal método de controle implica em um erro se estado estacionário, a menos que o sistema opere sempre em condições nominais, o que é improvável. Para contornar este problema, é possível utilizar um controlador proporcional-integral (PI) (KARLSSON, 2002), (FERREIRA et al., 2012). Neste caso, o compensador é definido pela expressão:

$$G(s) = k_p \left[1 + \frac{1}{sT_i} \right], \quad (3.8)$$

onde T_i é a constante de tempo associada à parcela integral do controlador.

O ganho do controlador PI pode ser determinado pela aplicação da metodologia utilizada no controlador proporcional. Por fim, a constante de tempo do controlador PI pode ser definida por (KARLSSON, 2002):

$$T_i = \frac{4}{\omega_{lp,n}}. \quad (3.9)$$

3.2.3 CONTROLE HIERÁRQUICO

A metodologia de controle hierárquico envolve a utilização de um sistema supervisor, responsável por determinar as referências de corrente ou a inclinação da característica de *droop* para cada conversor.

No primeiro caso, o controle primário, de responsabilidade do sistema supervisor, define qual a parcela de potência (corrente) cada conversor deverá fornecer para obter a regulação do barramento CC. O controle secundário é feito pelos conversores, por meio do controle de corrente injetada no barramento (SCHONBERGER, 2006).

No segundo caso, o controle primário define a inclinação da característica de *droop* de tensão para cada conversor. Estes, por sua vez, são responsáveis pelo controle de tensão do barramento CC utilizando a técnica de *droop* descrita anteriormente (GUERREIRO et al., 2011), (DRAGICEVIC et al., 2014).

O diagrama esquemático representando o método de controle hierárquico é mos-

trado na Figura 18.

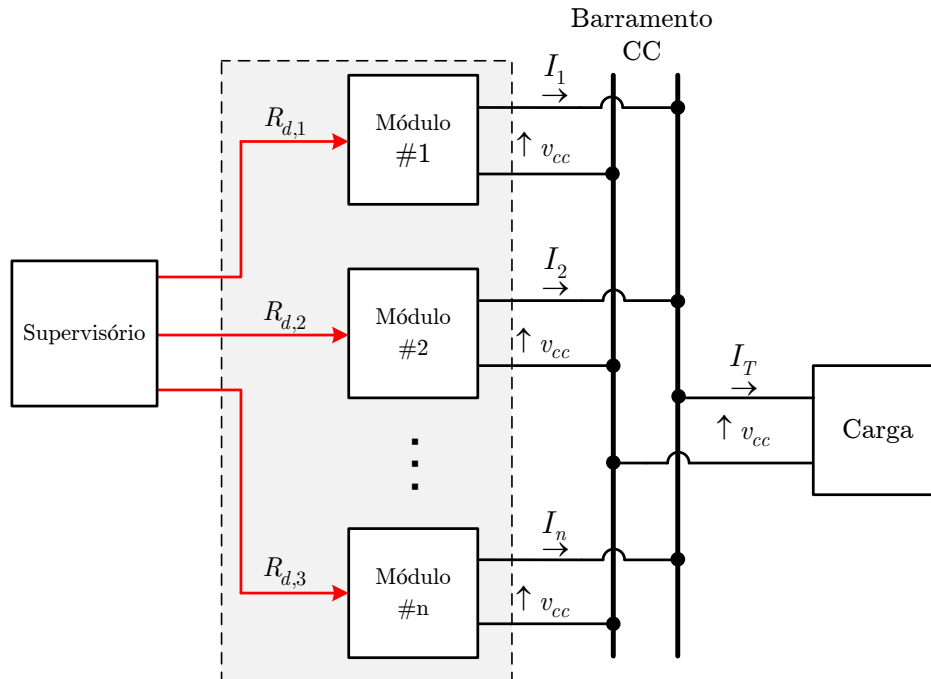


Figura 18: Diagrama esquemático do controle hierárquico de tensão.

Esta metodologia possui diversas características positivas. Entre elas, é possível citar uma melhor equalização entre as potências fornecidas por cada fonte, a possibilidade de adaptar a característica de *droop* (os valores de $R_{d,n}$) e a eliminação do erro de estado estacionário inerente ao controle por *droop* de tensão. Entretanto, a necessidade de se ter um sistema de comunicação de banda larga que seja extremamente tolerante a falhas é um inconveniente deste método, assim como ocorre no método mestre-escravo (SCHONBERGER, 2006).

3.3 CONTROLE NÃO-LINEAR APLICADO AO DROOP DE TENSÃO

3.3.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Na seção anterior foi mostrado que o modo mais comum de se aplicar a metodologia de controle por *droop* de tensão é por meio da utilização de controladores lineares, na malha externa, e por histerese, para regulação da corrente na malha interna. No entanto, para determinadas aplicações, os controladores lineares se tornam menos robustos frente à perturbações no sistema o que implica em um interesse em se desenvolver metodologias de controle que incluam a natureza não-linear dos conversores eletrônicos de potência de modo a melhorar o comportamento destes equipamentos (FERREIRA; FERREIRA; BARBOSA, 2012).

Na aplicação de controle linear clássico para conversores, diagramas de Bode e alocação de zeros e pólos utilizando o método do lugar das raízes são, normalmente, os métodos adequados para avaliar o desempenho do sistema e estabilidade (SILVA; PINTO, 2006). Apesar de a teoria de controle de sistemas lineares ser bem definida, o projeto de controladores lineares exige etapas adicionais para linearização do modelo sobre um ponto de funcionamento desejado (TAN; LAI; TSE, 2011).

Em muitos casos, este é um processo mais simples do que o projeto do controlador com base nos modelos não-lineares do conversor. No entanto, como o procedimento se baseia em uma análise para pequenos sinais, o sistema pode se tornar instável no caso de transitórios de grande amplitude (BANERJEE; VERGHESE, 2001).

Tal inconveniente tem levado os pesquisadores da área a tomar duas direções em seus trabalhos: o desenvolvimento de modelos lineares mais precisos ou de metodologias de controle não-linear simplificadas de modo a se obter um melhor desempenho dos sistemas para uma ampla faixa de operação (TAN; LAI; TSE, 2011).

Conversores estáticos podem ser definidos como sistemas de estrutura variável (do inglês, *Variable Structure Systems*) (VSS). Esta denominação vem do fato de que, quando o controlador envia um sinal para abrir ou fechar uma ou determinado conjunto de chaves semicondutoras, a topologia do dispositivo varia, do ponto de vista do circuito elétrico ativo para aquele estado da chave (VENKATARAMANAN, 1986). Isto, aliado às características dos materiais semicondutores, tornam estes conversores estruturas altamente não-lineares.

Existem, na literatura, tentativas bem-sucedidas de realizar a regulação da tensão do barramento CC utilizando conversores CC-CC controlados por modos deslizantes (DONOSO-GARCIA et al., 1998), (LOPEZ et al., 2004). No entanto, os conversores em paralelo para os quais os sistemas de controle são projetados têm como objetivos secundários aumentar a capacidade de potência total fornecida por meio do compartilhamento de carga entre eles.

Conforme foi apresentado em um momento anterior, tal compartilhamento de carga equalizado nem sempre é desejável para aplicações utilizando fontes de GDE, uma vez que cada fonte possui um ponto de operação que depende de sua natureza e, inclusive, de variáveis meteorológicas.

Sendo assim, é possível propor uma metodologia que realize o controle utilizando *droop* adaptativo de tensão associado à técnica de controle por modos deslizantes. A integração dos dois métodos implica em um estágio, responsável por definir a corrente

(potência) de referência para cada conversor, baseado na técnica de *droop*. O segundo estágio, definido pelo sistema de controle por modos deslizantes, permite, além do controle da corrente, uma regulação refinada da tensão no barramento CC. Pode-se dizer, então, que o compensador se assemelha a um controlador por histerese multivariável, regulando tensão e corrente simultaneamente.

A metodologia proposta possibilita:

- A definição autônoma da contribuição de cada fonte de GDE para o fornecimento da potência global.
- A adaptação da característica de *droop* para as fontes renováveis, respeitando os limites dinâmicos de potência.
- O controle do fluxo de potência bidirecional nos SAE em função do estado de carga.
- Melhor regulação e desempenho dinâmico do ponto de vista da análise para grandes sinais.
- Baixa sensibilidade à variações paramétricas.

A seguir serão apresentadas definições gerais sobre a técnica de controle por modos deslizantes. Posteriormente, serão integrados os dois conceitos, *droop* adaptativo e controle não-linear para concluir a conceituação metodologia proposta.

3.3.2 CONTROLE POR MODOS DESLIZANTES

A representação de sistemas de estruturas variáveis por meio de equações de estado pode ser visualizada graficamente, assim como se faz para equações diferenciais em geral, utilizando planos de fase. As variações das grandezas elétricas em cada modo de operação do conversor podem ser retratados através de trajetórias no plano de fase que dependem, ainda, dos valores iniciais de cada grandeza.

É possível definir uma trajetória no plano de fase que não faz parte de nenhuma subestrutura do conversor e que interceda as trajetórias associadas à cada modo de operação do mesmo. À condição de movimento ao longo desta trajetória se dá o nome de modo deslizante (VENKATARAMANAN, 1986). Tal propriedade, se bem explorada, é uma das características mais poderosas dos VSS. Se a condição de existência do modo

deslizante é satisfeita, o comportamento do sistema independe das propriedades de cada subestrutura, estando relacionada apenas à lei de controle pré-estabelecida.

A partir da substituição de controladores lineares utilizando PWM por esquemas de controle por modos deslizantes (do inglês, *Sliding Mode Control*) (SMC), conversores estáticos podem alcançar uma melhor regulação e desempenho dinâmico para uma faixa mais ampla de operação e baixa sensibilidade às variações paramétricas do conversor. Além disso, assim como os controladores por histerese, os sistemas SMC apresentam ação de controle JIT, provendo ações de controle precisas (UTKIN; GULDNER; SHI, 1999), (TAN; LAI; TSE, 2011), (SILVA; PINTO, 2006).

Entre as desvantagens da utilização de SMC, é possível citar a operação em frequência variável e a utilização de um número maior de sensores em algumas situações, de modo a possibilitar a medição de um número maior de variáveis de estado. Em ambos os casos, existem alternativas para estas questões.

A operação em frequência fixa é possível utilizando-se um comparador cujas entradas são o sinal de controle definido pelo SMC e uma onda triangular, gerando um sinal PWM (SILVA; PINTO, 2006), (TAN; LAI; TSE, 2011).

No segundo caso, é possível a utilização de observadores de estado, técnica na qual um modelo do conversor é modelado e incluído no sistema de controle e opera em paralelo à planta real, fornecendo os dados necessários para a tomada de decisões do controlador (UTKIN; GULDNER; SHI, 1999), (SILVA; PINTO, 2006).

Outra questão associada ao projeto de controle por modos deslizantes é a redução do fenômeno de *chattering*. Tal fenômeno é inerente aos conversores estáticos, mesmo que eles sejam controlados por métodos lineares, e está relacionado à variação entre as subestruturas do dispositivo que, por sua vez, ocorrem em uma frequência finita (SILVA; PINTO, 2006). É indesejado na medida em que leva a uma menor precisão no controle dos conversores, desgaste de partes mecânicas em servomotores e em outros elementos, bem como o aumento de perdas por chaveamento (UTKIN; LEE, 2006).

A teoria relacionada ao tema é bem descrito na literatura. Seshachalam, Tripathi e Chandra (2006) e Alaa et al. (2009) tratam de aspectos práticos no projeto do controlador do conversor *boost* utilizando simulações para analisar o desempenho dos sistemas de controle.

O projeto de sistemas de controle por modos deslizantes aplicados a conversores *buck* e *boost* utilizando frequência variável é apresentada em (ARAÚJO; LEITE; FREITAS,

2003), enquanto questões relacionadas ao projeto de tais sistemas aplicados topologias de conversores CC-CC utilizando frequência fixa são discutidas em (MAHDAVI; EMADI; TOLIYAT, 1997) e (HE; XU; CHENG, 2010). Outros aspectos associados ao projeto de controladores para conversores CC-CC podem ser encontrados em (MATTAVELLI et al., 1993) e (SPIAZZI; MATTAVELLI; ROSSETTO, 1997).

Aspectos relacionados ao projeto de sistemas de SMC para inversores monofásicos são discutidos em (PINHEIRO; MARTINS; PINHEIRO, 1994), (CACERES; BARBI, 1996), (COLLING; BARBI, 2001) e (ZHANG; QIU, 2005).

O projeto de sistemas de controle contendo características de modulação vetorial e de modos deslizantes para inversor trifásicos é apresentado em (SABANOVIC; OHNISHI; SABANOVIC, 1993), enquanto a implementação computacional de um inversor trifásico multinível conectado à rede elétrica é abordado em (HUSEINBEGOVIC; PERUNICIC-DRAZENOVIC, 2012).

Metodologias de controle de conversores utilizados em aplicações relacionadas à fontes de geração distribuída e sistemas de armazenamento são apresentadas em (AYAD et al., 2007), (OH et al., 2010), (CICCARELLI; LAURIA, 2010) e (MARTINEZ-SALAMERO et al., 2010).

O trabalho (FERREIRA; FERREIRA; BARBOSA, 2012) apresenta uma análise comparativa dos métodos de controle linear e não-linear por modos deslizantes aplicados a um conversor CC-CC *boost*. O comportamento do sistema utilizando o controle não-linear, em uma comparação com o método convencional utilizando controladores PI, apresentou resposta muito mais rápida e com menor *chattering*. A partir dos resultados obtidos neste trabalho, definiu-se que a utilização do controle por modos deslizantes seria a melhor alternativa para o controle de tensão da microrrede CC.

Posto isso, a seguir serão apresentados conceitos relacionados ao projeto de sistemas de SMC. O objetivo é estabelecer as bases para a proposição de esquemas de controle responsáveis pela regulação da tensão do barramento CC, bem como pelo controle dos conversores de interface e aqueles para a alimentação de cargas.

Superfície de deslizamento

Considerando um VSS qualquer como um sistema não linear, é possível descrevê-lo através do seguinte sistema de equações diferenciais (SILVA; PINTO, 2006):

$$\frac{d}{dt} [x_1, x_2, \dots, x_n] = f(\mathbf{x}) + g(\mathbf{x})u(t), \quad (3.10)$$

onde x_1, x_2, \dots, x_n são as variáveis de estado, $f(\mathbf{x})$ e $g(\mathbf{x})$ são funções das variáveis de estado e $u(t)$ é a função que implementa a lei de controle, também chamada de variável de controle. No caso dos conversores estáticos, este é o sinal de comando das chaves semicondutoras.

No controle por modos deslizantes, a trajetória do sistema no espaço de estados é restrita a uma superfície predeterminada denominada superfície de deslizamento, definida pela equação (3.11).

$$S(x, t) = \sum_{i=1}^n k_i x_i, \quad (3.11)$$

onde k_i são constantes denominadas coeficientes de deslizamento.

Controle em malha fechada

Para aplicações com controle em malha fechada, considera-se, ao invés das variáveis de estado x_i , os erros e_{x_i} , componentes do vetor de erros $\mathbf{e} = [e_{x_1}, \dot{e}_{x_1}, \dots, e_{x_m}]$.

O erro e_{x_i} é definido por:

$$e_{x_i} = x_{i_{ref}} - x_i, \quad (3.12)$$

onde $x_{i_{ref}}$ é o valor desejado, ou de referência, da variável x_i .

Dessa forma, a nova superfície de deslizamento é definida por:

$$S(e_{x_i}, t) = \sum_{i=1}^n k_i e_{x_i}. \quad (3.13)$$

Na Figura 19 é possível observar a representação gráfica da superfície de deslizamento.

Estabilidade de operação

A **condição de existência** da operação em modo deslizante pode ser definida,

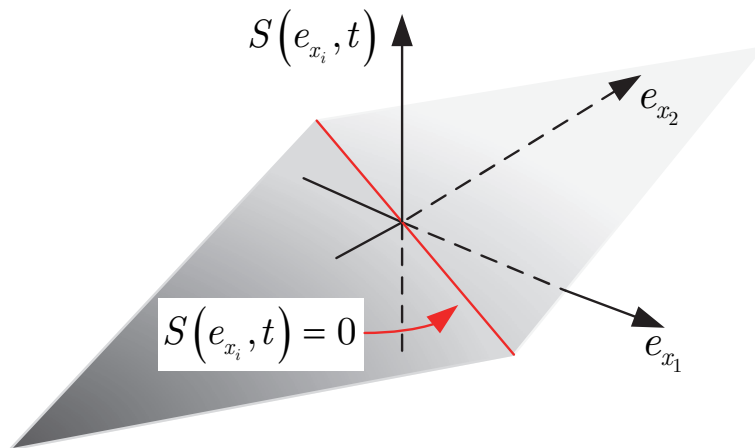


Figura 19: Representação gráfica tridimensional da superfície de deslizamento.

matematicamente, pela expressão:

$$S(e_{x_i}, t) \cdot \dot{S}(e_{x_i}, t) < 0. \quad (3.14)$$

A operação no modo deslizante implica na operação sobre a reta $S(e_{x_i}, t) = 0$, denominada *sliding manifold* na literatura. Conseqüentemente, para a permanência neste modo, $\dot{S}(e_{x_i}, t) = 0$. Deste modo, se o sinal da superfície de deslizamento é positivo, o gradiente da superfície deve ser negativo. Por outro lado, se tal valor é negativo, o gradiente deve ser positivo. A Figura 20 ilustra graficamente a condição de existência para um sistema de segunda ordem.

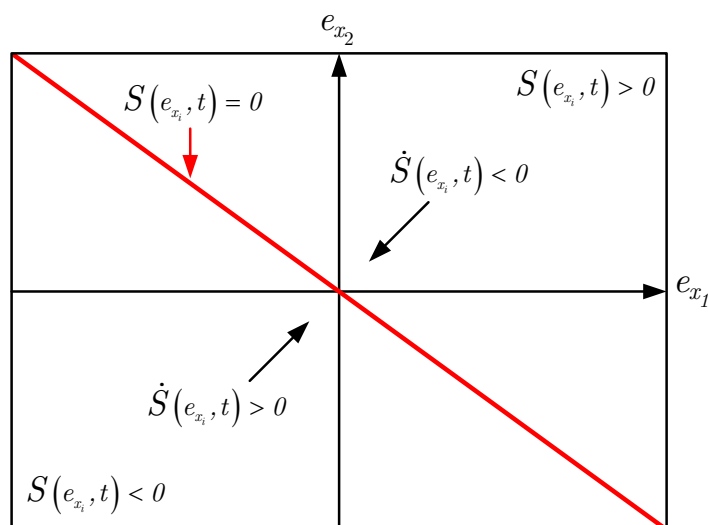


Figura 20: Representação gráfica da condição de existência da operação em modo deslizante.

Levando em conta estas informações, a **condição de convergência** é satisfeita

definindo a seguinte lei de controle:

$$u(t) = \begin{cases} u_{max}, & \text{se } S(e_{x_i}, t) > 0 \\ u_{min}, & \text{se } S(e_{x_i}, t) < 0 \end{cases} . \quad (3.15)$$

A lei de controle pode ser interpretada da seguinte forma: se o ponto que representa o modo de operação de uma subestrutura se encontra na região do plano de fase reservada para a outra subestrutura, necessariamente este ponto convergirá para a superfície de deslizamento (SPIAZZI; MATTAVELLI; ROSSETTO, 1997).

Uma vez que o modo deslizante existe e a condição de convergência é satisfeita, isto é, o ponto que representa o sistema no plano de fase atinge a trajetória que define o modo deslizante, é necessário garantir que o sistema se movimente ao longo da trajetória no sentido do ponto de equilíbrio. Considerando que, geralmente, o plano de fase é definido pelos erros e_{x_i} , este ponto se encontra na origem, onde $e_{x_i} = 0$.

A correta definição dos coeficientes k_i garantem a **condição de estabilidade** do modo deslizante, garantindo o movimento no sentido da origem. Caso contrário, o movimento se dá no sentido oposto à origem e o sistema se torna instável.

Uma vez que a transição entre os diferentes modos de operação se dá em uma frequência finita, uma pequena tolerância, $\pm\gamma$, deve ser considerada, já que a lei de controle definida em (3.15) ocorre apenas para o caso ideal de operação com frequência de comutação infinita (SILVA; PINTO, 2006), (TAN; LAI; TSE, 2011). Dessa forma, obtém-se:

$$u(t) = \begin{cases} u_{max}, & \text{se } S(e_{x_i}, t) > +\gamma \\ u_{min}, & \text{se } S(e_{x_i}, t) < -\gamma \end{cases} . \quad (3.16)$$

Melhorias no sistema de controle

O método mais usual de implementação da função de controle, $u(t)$, se baseia na lei de controle imposta por (3.15). Sua implementação é simples, pois determina o sinal de controle apenas avaliando o sinal de $S(e_{x_i}, t)$. Uma questão associada a este tipo de implementação é uma aumento na frequência de chaveamento com consequente aumento no fenômeno de *chattering*. Para contornar este problema, é possível utilizar funções de histerese, como aquela definida por (3.16). É possível, ainda, a utilização de funções contínuas que aproximam a função sinal, tais como a função linear por

partes ou a função sigmóide (UTKIN, 1993), (UTKIN; GULDNER; SHI, 1999), (PAPONPEN; KONGHIRUN, 2006).

É possível, ainda, definir a operação com frequência de comutação constante. Como consequência, observa-se a perda da capacidade de ação de controle JIT. No entanto, em alguns casos, tal operação se torna indispensável, como no caso da utilização de IGBT que operam em menores frequências, bem como para aplicações de alto desempenho, nas quais o projeto dos filtros dos conversores pode se tornar complexo. A este tipo de operação se dá o nome de controle por modos deslizantes indireto, em oposição ao controle direto obtido em operação com frequência variável. Neste caso, o sinal de controle é definido de maneira análoga à modulação por largura de pulsos, tendo como sinais de entrada do comparador o valor de $S(e_{x_i}, t)$ e uma função triangular ou dente-de-serra. Outras esquemas utilizando osciladores de três níveis e *phase locked loop* (PLL) são descritos na literatura (SILVA; PINTO, 2006).

A rápida resposta dos controladores SMC implica em sobre-elevação na corrente do indutor. Tal característica é indesejada na medida em que pode provocar a saturação magnética do núcleo do elemento, aumentar as perdas por chaveamento e, até mesmo, atingir um valor maior que a corrente de chaveamento suportada pelos semicondutores, danificando o conversor (VENKATARAMANAN, 1986), (SPIAZZI; MATTAVELLI; ROSSETTO, 1997). Considerando um sistema de segunda ordem, $S(e_{x_i}, t) = e_{x_1} + e_{x_2}$, é possível definir uma superfície linear por partes de modo a implementar a proteção contra sobrecorrente (VENKATARAMANAN, 1986). Graficamente, esta nova superfície de deslizamento é ilustrada na Figura 21.

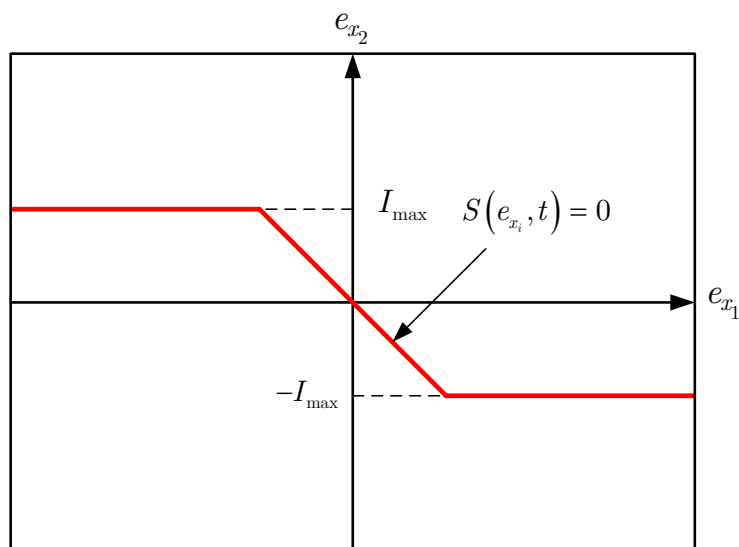


Figura 21: Superfície de deslizamento para limitação de corrente no indutor.

Outras funções que definem a superfície de deslizamento podem ser implementadas, de acordo com (SPIAZZI; MATTAVELLI; ROSSETTO, 1997).

Por fim, quando o controlador opera em frequência constante, ou existe algum tipo de limitação das chaves semicondutoras, isto possivelmente poderá implicar em um erro de estado estacionário. Este problema pode ser resolvido com a introdução de uma ação integral de controle, de forma a eliminar tal erro (SILVA; PINTO, 2006):

$$S(e_{x_i}, t) = \sum_{i=1}^n k_i e_{x_i} + k_j \int e_{x_j} dt. \quad (3.17)$$

Na prática, a ação integral deste regulador é ativada apenas quando o sistema está em modo deslizante. Desta forma, o comportamento do sistema durante transitórios de grande amplitude não é afetada, mantendo assim as características dinâmicas do SMC para grandes sinais (SPIAZZI; MATTAVELLI; ROSSETTO, 1997).

3.3.3 CONTROLE POR DROOP ADAPTATIVO

A definição da parcela com a qual cada fonte ou SAE deve contribuir para o fornecimento total de potência na microrrede pode ser definida de acordo com a natureza de cada dispositivo (OYARZABAL; SANCHEZ; SANTIAGO, 2007), como mostra a Figura 22 (FERREIRA et al., 2013).

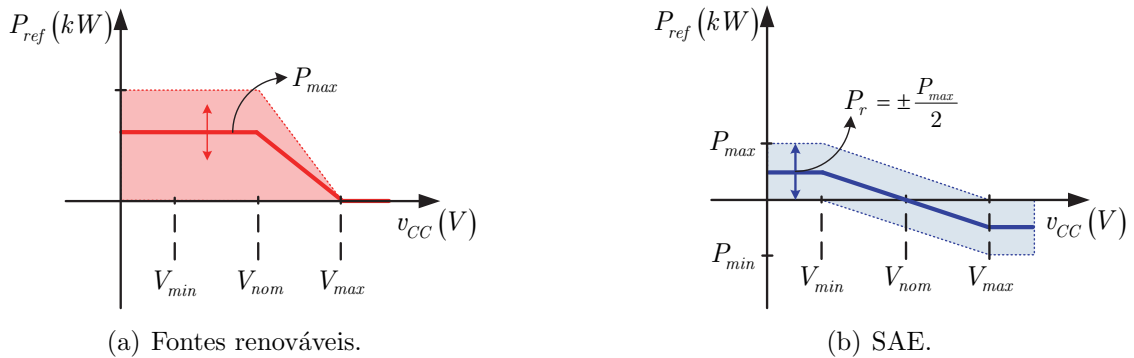


Figura 22: Característica de *droop* de tensão.

Para fontes renováveis, assumindo a característica apresentada na Figura 22 (a), é possível definir (3.18) para o caso em que a tensão esteja entre V_{nom} e V_{max} ,

$$p_{ref} = - \left(\frac{P_{max}}{V_{max} - V_{nom}} \right) \left[v_{CC} - \frac{V_{max} + V_{nom}}{2} \right] + P_{max}, \quad (3.18)$$

onde v_{CC} é a tensão no barramento CC; P_{max} é a potência máxima definida a partir das condições de operação da fonte. Para os casos em que a tensão no barramento CC é menor que o valor nominal, V_{nom} , a potência de referência deve ser a máxima potência a qual a fonte possa fornecer. Para tanto, utiliza-se algum método de rastreamento de máxima potência.

Para os SAE, a característica de *droop* é definida pela equação (3.19).

$$p_{ref} = -\frac{1}{2} \left(\frac{P_{max} - P_{min}}{V_{max} - V_{min}} \right) \left[v_{CC} - \frac{V_{max} + V_{min}}{2} \right] + P_r, \quad (3.19)$$

onde P_{max} e P_{min} são, respectivamente, as potências máxima e mínima, V_{max} e V_{min} são as tensões máxima e mínima permissíveis para o barramento CC. P_r é o deslocamento vertical para o ajuste da característica de *droop*.

A potência máxima é definida considerando a bateria completamente carregada e a mínima é definida para o caso da bateria descarregada, respeitando-se o limite da profundidade de descarga. Para operação com $P_r = 0 W$, os limites máximos e mínimos de potência são reduzidos pela metade, como pode ser observado na Figura 22 (b).

No caso das baterias, um medidor ou estimador do SoC deve ser associado ao sistema de controle como forma de garantir que a bateria não opere se houver o risco de descarga profunda. Além disso, se a bateria está descarregada (70% do estado de carga), é desejável que não haja injeção de potência no barramento CC. Por outro lado, quando completamente carregada, não há possibilidade de carga da mesma.

Detalhes a respeito da determinação do deslocamento vertical da característica de *droop* será apresentada no Capítulo 5.

Observa-se que (3.18) e (3.19) são análogas à (3.2). No entanto, a partir da utilização da expressão matemática obtida diretamente da característica de *droop* se dá de maneira mais simples e intuitiva, já que passa a ser uma questão de determinar os pontos fundamentais do gráfico.

Após a definição da potência de referência, é possível definir a corrente de referência no indutor de acordo com a equação (3.20).

$$i_{ref} = \frac{p_{ref}}{v_f}, \quad (3.20)$$

onde p_{ref} é a potência de referência v_f é a tensão de saída da fonte renovável (ou do

SAE).

Considerando o controle simultâneo de corrente no indutor e da tensão do barramento CC, é possível definir a seguinte superfície de deslizamento:

$$S(e_{x_i}, t) = k_v e_v + k_i e_i, \quad (3.21)$$

onde $e_v = (V_{ref} - v_C)$ é o erro na tensão de saída do conversor; $e_i(t) = (i_{ref} - i_L)$ é o erro na corrente no indutor.

Considerando os conversores CC-CC, a lei de controle é definida por (3.22).

$$u(t) = \begin{cases} 1, & \text{se } S(e_{x_i}, t) > 0 \\ 0, & \text{se } S(e_{x_i}, t) < 0 \end{cases} \quad (3.22)$$

Para satisfazer as condições de existência e convergência, é necessário que

$$\dot{S}(e_{x_i}, t) < 0, \text{ se } u(t) = 1 \quad (3.23)$$

e

$$\dot{S}(e_{x_i}, t) > 0, \text{ se } u(t) = 0. \quad (3.24)$$

O ganho $k = k_v/k_i$ pode ser determinado a partir da equação (3.21) para $u(t) = 1$, utilizando as equações de espaço de estados do conversor CC-CC definido pelo projetista.

Os detalhes do projeto do sistema de controle dos conversores CC-CC serão apresentados no Capítulo 5.

3.4 CONTROLE DO CONVERSOR DE INTERFACE

O conversor de interface é responsável por fornecer energia para a microrrede quando as fontes de GDE e os SAE não são capazes de atender toda a demanda. É desejável, ainda, que o dispositivo permita fluxo de potência bidirecional, uma vez que é possível injetar potência na rede elétrica principal quando houver excedente de energia na microrrede CC.

É possível aplicar a metodologia descrita anteriormente para retificadores bidire-

cionais. Neste caso, entretanto, a tarefa se torna complexa e pode ser necessária a inclusão de muitos sensores para que a superfície de deslizamento seja bem caracterizada. Uma maneira de se realizar o controle deste tipo de conversor de modo simples e permitindo resposta rápida e robusta é a utilização de controladores de corrente por histerese (BARBOSA et al., 1998), (MAREI; EL-SAADANY; SALAMA, 2002), (MAHMOODI et al., 2006a), (MAHMOODI et al., 2006b).

A representação por diagrama de blocos do esquema de controle de tensão do retificador bidirecional é ilustrado na Figura 23.

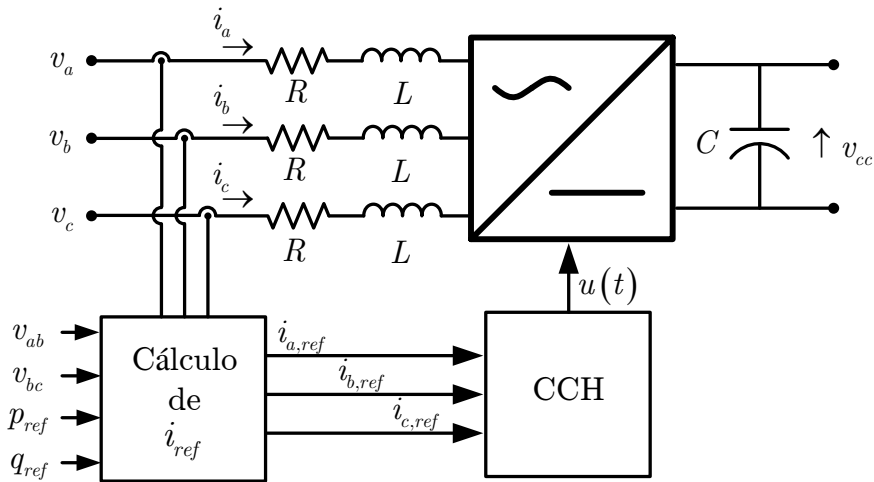


Figura 23: Esquema do controle de tensão do conversor CA-CC.

A Figura 24 mostra a característica de *droop* para o conversor de interface.

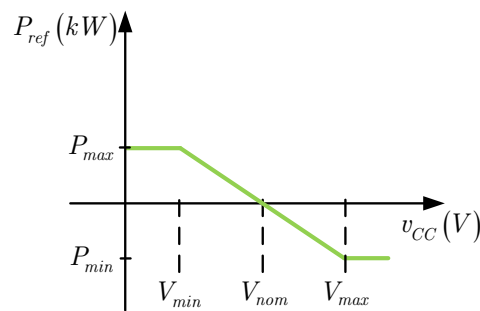


Figura 24: Característica de *droop* de tensão para o conversor de interface.

A potência de referência é determinada por:

$$p_{ref} = - \left(\frac{P_{max} - P_{min}}{V_{max} - V_{min}} \right) \left[v_{cc} - \frac{V_{max} + V_{min}}{2} \right], \quad (3.25)$$

onde P_{max} e P_{min} são, respectivamente, as potências máxima e mínima do inversor; V_{max} e V_{min} são as tensões máxima e mínima permissíveis para o barramento CC.

Observa-se que, no caso de excedente de energia na microrrede, a característica de *droop* faz com que a potência de referência seja negativa, alterando o valor de $i_{\alpha,ref}$, $i_{\beta,ref}$ e, conseqüentemente, modificando o sentido do fluxo de potência. Para operação com fator de potência unitário, considera-se $q_{ref} = 0$.

De modo a simplificar a determinação das correntes de referência, é possível utilizar as variáveis no sistema ortogonal $\alpha\beta$:

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha} \\ v_{\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}. \quad (3.26)$$

Considerando que o sentido do fluxo de potência é da rede elétrica para a microrrede, as correntes de referência são dadas por:

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha,ref} \\ i_{\beta,ref} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} \begin{bmatrix} v_{\alpha} & -v_{\beta} \\ v_{\beta} & v_{\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_{ref} \\ q_{ref} \end{bmatrix}. \quad (3.27)$$

As correntes de referência no sistema de coordenadas abc são dadas por:

$$\begin{bmatrix} i_{a,ref} \\ i_{b,ref} \\ i_{c,ref} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha,ref} \\ i_{\beta,ref} \end{bmatrix}. \quad (3.28)$$

3.5 CONCLUSÕES DO CAPÍTULO

Neste capítulo foram apresentados alguns aspectos associados a uma das questões fundamentais associadas à concepção de microrredes em corrente contínua: o controle de tensão no barramento CC. Os conceitos fundamentais associados ao método de controle por modos deslizantes, bem como alguns pormenores foram apresentados. Posto isso, é possível elencar as principais conclusões parciais obtidas:

- A escolha do método de controle de tensão é de fundamental importância no projeto de microrredes CC. O controle por *droop* se mostra interessante, pois é descentralizado, não necessitando de sistemas de comunicação, como no caso dos métodos mestre-escravo e hierárquico. Isto melhora a confiabilidade global do sistema e permite a expansão da microrrede de maneira simples e autônoma.

- A utilização do método de *droop* adaptativo permite a adequação dos sistemas de controle dos conversores CC-CC associados às fontes renováveis e sistemas de armazenamento de energia, na medida em que limitam a potência máxima de operação em função das características de disponibilidade de energia primária, no primeiro caso, e em função do estado de carga dos SAE.
- Métodos de controle não-linear se mostram mais interessantes para aplicações utilizando conversores estáticos. Este tipo de controle é mais robusto, apresenta rápida resposta dinâmica e é menos sensível às variações nos parâmetros dos dispositivos, se comparado às técnicas lineares.
- Controle por modos deslizantes (SMC), método não-linear, apesar de se basear em conceitos aparentemente complexos, apresenta simplicidade de modelagem e implementação computacional.
- A associação das técnicas de SMC aplicadas ao controle por *droop* de tensão se mostra interessante, na medida em que integra as características de controladores não-lineares e a descentralização da regulação da tensão em sistemas distribuídos, algo que não acontece no método de controle mestre-escravo.

4 SIMULAÇÃO CHIL

4.1 INTRODUÇÃO

Nos capítulos anteriores foram apresentados os conceitos associados às microrredes CC e os detalhes acerca da metodologia de controle de tensão proposta.

No entanto, o estudo do comportamento dos sistemas elétricos para verificação de novas metodologias de controle é, em muitos casos, tarefa difícil, por questões de segurança, devido à complexidade do sistema, etc.

É possível utilizar simulações *offline* para o estudo de tal comportamento. No entanto, a necessidade de aproximações nos modelos para redução do tempo de computação reduzem a precisão dos resultados. Uma alternativa para contornar estas duas limitações está na utilização de simulações em laço, caracterizadas no Capítulo 1.

Considerando que o presente trabalho trata, principalmente, do estudo do comportamento de uma microrrede CC a partir de uma nova metodologia de controle de tensão, será utilizado o conceito de simulação CHIL para tal estudo.

Deste modo, neste capítulo serão descritos os dispositivos componentes da simulação CHIL, *i.e.*, o simulador em tempo real e suas características principais, bem como o controlador externo e sua metodologia de programação. Um exemplo ilustrativo, utilizando os conceitos discutidos, é apresentado ao final do capítulo.

4.2 SIMULADOR EM TEMPO REAL

Em linhas gerais, o RTDS é um computador de proposta específica utilizado para estudos de fenômenos transitórios eletromagnéticos em tempo real. Utiliza técnicas avançadas de processamento paralelo, permitindo a utilização de modelos precisos dos componentes elétricos e mantendo a operação em tempo real (TECHNOLOGIES, 2012).

Para garantir a operação em tempo real, o RTDS deve ser capaz de resolver todas

as equações que representam o sistema elétrico em um passo de simulação (Δt). Uma vez que um RTDS é constituído por um determinado número de processadores com capacidade de processamento limitada, Δt não pode ser arbitrariamente pequeno, sem que se perca a capacidade de operar em tempo real. Embora seja possível operar os RTDS de maneira *offline*, as quantidades observadas nos canais de saída analógica não representariam a resposta real do sistema. Usualmente, utiliza-se um passo de simulação entre $50 \mu s$ e $60 \mu s$.

De um modo geral, a estrutura do RTDS é dada por um ou mais racks, contendo até seis cartões com dois processadores cada. Em linhas gerais, estes cartões são utilizados para resolver as equações dos circuitos elétricos. É possível interconectar diferentes racks/cartões como forma de distribuir grandes sistemas contendo muitos nós. Isto permite a manutenção do passo de simulação próximo de $50 \mu s$ sem a perda da característica de simulação em tempo real. É possível, ainda, conectar o RTDS a equipamentos externos, como amplificadores, conversores, processadores de sinal, etc. utilizando cartões de entradas/saídas analógicas e/ou digitais. Posteriormente, mais detalhes sobre cada componente de hardware serão apresentados.

O software para o RTDS é organizado de maneira hierárquica com três níveis, conforme mostra a Figura 25. O usuário interage apenas com software de alto nível e os níveis mais baixos são acessados, automaticamente, por meio do software de nível superior.



Figura 25: Hierarquia do software associado ao RTDS.

RSCAD é o pacote de ferramentas utilizáveis no RTDS. O RSCAD é uma interface totalmente gráfica para o RTDS baseado no software PSCAD. A Figura 26 ilustra tais ferramentas.

FILEMAN Gerenciador de Projetos. É o ponto de partida para criação e edição de qualquer projeto utilizando as ferramentas do RSCAD.

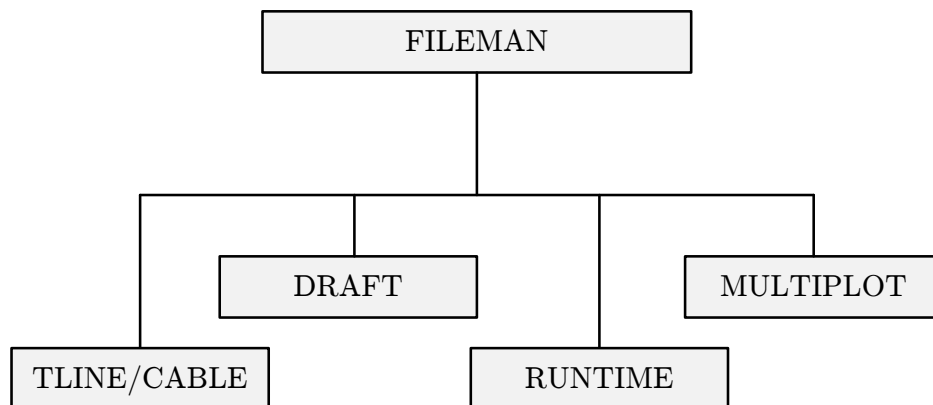


Figura 26: Ferramentas disponíveis no RSCAD.

TLINE/CABLE Editor de dados de linhas de transmissão (TLINE) aéreas e condutores individuais (CABLE). A entrada de dados é feita utilizando aspectos geométricos e a configuração dos condutores.

DRAFT Editor gráfico de circuitos de potência e controle. Assemelha-se à interface gráfica dos softwares convencionais (PSpice, PSIM, ATP, entre outros).

RUNTIME Usado para controlar chaves, botões, etc. e visualizar o comportamento das grandezas elétricas por meio de gráficos e indicadores.

MULTILOT Usado para pós-processar e analisar dados capturados e armazenados durante a simulação.

Neste trabalho não se utilizou a ferramenta TLINE/CABLE. Portanto, a metodologia para modelagem e simulação de qualquer sistema utilizando as demais ferramentas se baseia na seguinte sequência:

1. Criação/Edição do projeto no FILEMAN.
2. Modelagem do circuito no DRAFT. O circuito é compilado no(s) rack(s) escolhido(s) e um arquivo `.dft` é gerado.
3. A simulação propriamente dita é realizada a partir do recurso RUNTIME. É possível observar o comportamento do sistema diante de fenômenos transitórios como faltas, variações na carga e na fonte, alterações em variáveis de controle, etc. A interface contendo os visualizadores de formas de onda, medidores, botões, chaves e demais recursos podem ser salvos com a extensão `.sib`.

Uma vez montada toda a estrutura do caso, torna-se muito mais simples e eficaz realizar novos estudos relacionados ao mesmo.

Uma observação deve ser feita com relação às ordens de grandeza de tensão e corrente. Como, usualmente, o RTDS é utilizado para modelagem e simulação de sistemas elétricos de grandes dimensões, as grandezas são dadas em kV e kA. Deve-se estar atento a este fato, pois, em diversos componentes, parâmetros são determinados com base nas tensões e correntes nominais de operação.

4.2.1 SUB-REDES VSC

Em muitos casos, devido à restrição do passo de simulação, a modelagem de circuitos que incluam conversores chaveados em frequências elevadas pode levar a resultados inadequados. Para contornar este problema, o RTDS oferece uma alternativa à modelagem deste tipo de circuito. O conceito da rede VSC (denominação baseada nos inversores) utiliza uma sub-rede que opera com passos de simulação próximos de $2 \mu s$. Por se tratar de uma sub-rede que opera com um passo de simulação menor, define-se esta sub-rede como sendo de Passo de Simulação Pequeno (do inglês, *Small Time-Step*) (STS), enquanto a rede convencional é de Passo de Simulação Grande (do inglês, *Large Time-Step*) (LTS).

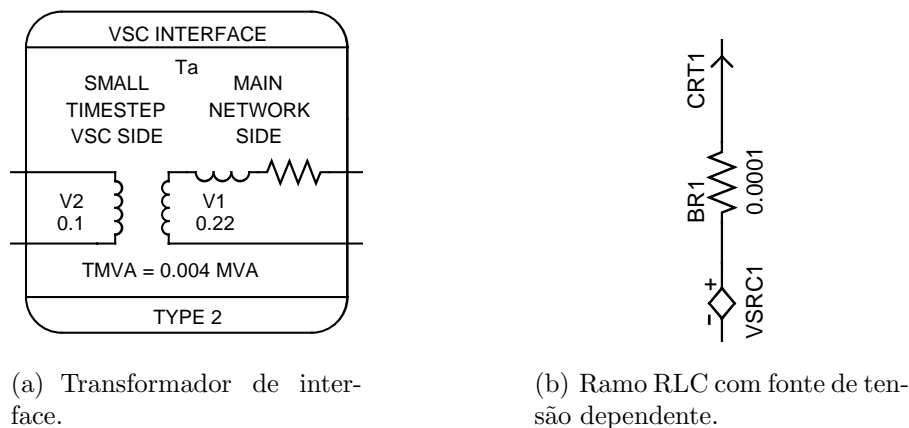
Anteriormente à implementação deste tipo de sub-rede no RTDS, a maior frequência de chaveamento obtida para um conversor estático foi de aproximadamente 10 kHz (TECHNOLOGIES, 2012). Entretanto, de um modo geral, recomenda-se que os pulsos de disparo possuam frequência menor que 3 kHz, evitando instabilidades na solução.

Para contornar esta limitação, usuários modelavam, analogicamente, conversores chaveados como sub-redes externas ao RTDS e utilizavam as interfaces de entrada e saída do RTDS para conectar os dois subsistemas. Este tipo de simulação, classificada como *model-in-loop*, em que dois modelos são interconectados e simulados em dispositivos distintos, trazia, neste caso, erros de simulação devido a atrasos na estrutura de interface. A possibilidade de modelar tais sub-redes internamente, permite implementar conversores chaveados em frequências elevadas e minimizar tais erros.

Apenas os componentes contidos na biblioteca `small_dt` podem ser utilizados na STS. A sub-rede é inserida no circuito utilizando-se o bloco `rtds_vsc_BRIDGE_BOX` (Figura 27). Neste bloco podem ser definidos alguns parâmetros como o número do processador no qual a sub-rede será solucionada, a habilitação de entradas digitais para comando das chaves, etc. No mínimo um processador deve ser reservado para

4.2.1.1 INTERFACE

A interface entre as redes STS e LTS deve ser realizada, inicialmente, utilizando transformadores de interface. Apesar de se tratar, essencialmente, de um transformador de passo de amostragem, um transformador ideal é incluído no modelo. Isto seria uma limitação à utilização de sub-redes em sistemas de corrente contínua. Entretanto, é possível criar uma interface utilizando fontes dependentes e monitoramento de tensões e correntes em ambas as redes, dispensando a utilização do transformador de interface.



(a) Transformador de interface.

(b) Ramo RLC com fonte de tensão dependente.

Figura 29: Interfaces entre a sub-rede STS e a rede principal.

No caso do transformador de interface, apesar de ser disponibilizado um modelo trifásico, o próprio RSCAD, ao compilar o modelo, gera uma recomendação de se utilizar três componentes monofásicos para melhoria de estabilidade. A configuração é simples, o usuário deve fornecer as tensões nominais do primário e secundário, a potência nominal e a frequência de operação.

Para sistemas em CC, principalmente, é possível utilizar um ramo R, L, C, RL-série ou RC-série para obter grandezas no STS a partir do LTS. Neste caso, toma-se mão da possibilidade de incluir uma fonte de tensão dependente em série com o ramo. A tensão desta fonte é determinada pela tensão associada a um nó no LTS. Grandezas associadas à sub-rede STS podem ser transferidas para a rede principal utilizando-se uma fonte de corrente dependente, cujo valor é dado pela corrente que circula no ramo contendo a fonte de tensão dependente do STS.

4.2.1.2 CHAVES SEMICONDUTORAS

As chaves semicondutoras ou válvulas, conforme denominação nos manuais do RTDS são modeladas, internamente, da mesma maneira. O modelo independente do

tipo de componente (IGBT, GTO, tiristores, diodos, seccionadores) e sua representação é dada por um circuito RLC em série, conforme descrito anteriormente.

É possível utilizar as chaves de maneira individual ou agrupadas, com estruturas pré-determinadas na biblioteca `small_dt`.

Para modelagem de inversores trifásicos, principalmente os multiníveis, é recomendável utilizar conjuntos de chaves (Figura 30), já que o uso de componentes individuais aumentam o tempo de processamento (TECHNOLOGIES, 2012).

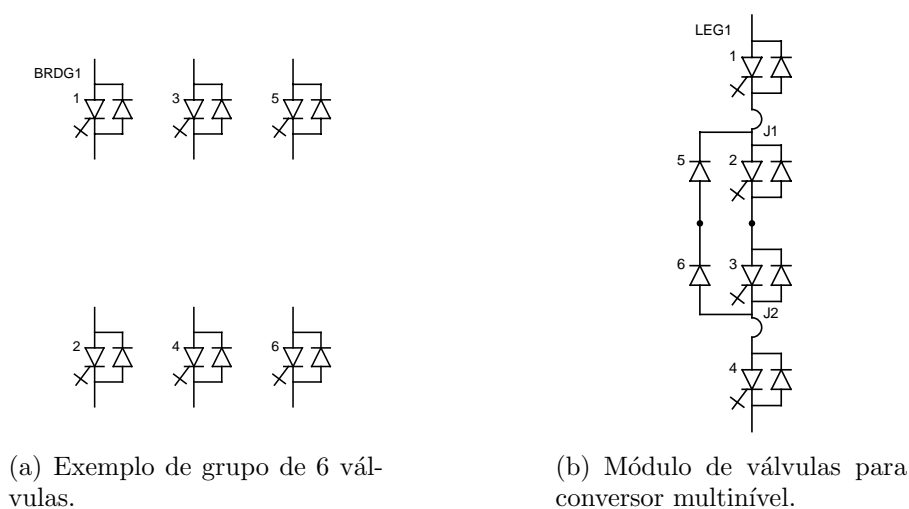


Figura 30: Modelos de conjuntos de válvulas disponíveis.

Componentes individuais que representam diferentes tipos de válvulas, são mostrados na Figura 31.

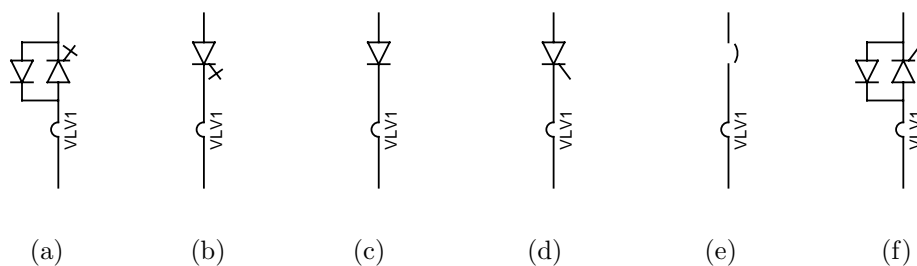


Figura 31: Modelos de válvulas individuais disponíveis: (a) GTO-diodo, (b) GTO, (c) diodo, (d) tiristor, (e) disjuntor, (f) tiristor-diodo.

A configuração das válvulas é feita de maneira similar, independente se é um componente individual ou um conjunto de chaves. Para componentes individuais, deve-se indicar o tipo de chave, a tensão e a corrente nominal de pico, o fator de amortecimento do circuito RLC (usualmente próximo de 0,9) e a frequência fundamental da rede principal. Além disso, deve-se indicar a característica do pulso de disparo, isto é, se ele é

gerado no LTS, no STS ou a partir de um canal de entrada digital. Mais detalhes sobre o disparo das chaves serão apresentados posteriormente. Para blocos que representem conjuntos de chave, é preciso inserir, ainda, o número de braços do conversor.

4.2.1.3 DISPARO DAS CHAVES

O disparo das chaves pode ser realizado utilizando sinais internos ou externos ao RTDS. No caso do sinal interno, a chave é configurada para ler uma variável com nome definido pelo usuário e é classificada como `CC_WORD`. O sinal de disparo pode ser gerado no STS ou no LTS. O procedimento para identificar a variável associada ao sinal é o seguinte:

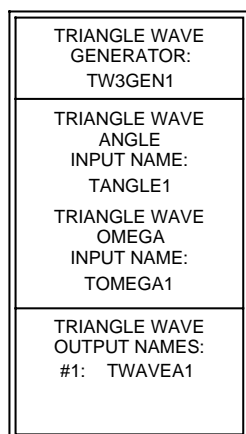
1. O compilador ‘busca’ pela variável em uma lista de sinais produzidos no processador da sub-rede.
2. Caso a variável não seja encontrada no STS, o compilador ‘busca’ na lista de sinais associados ao LTS.

Sinais gerados no LTS possuem resolução igual ao passo de simulação. Deste modo, para uma melhor resolução, recomenda-se gerar os sinais de disparo na sub-rede, com resolução de aproximadamente $2 \mu s$.

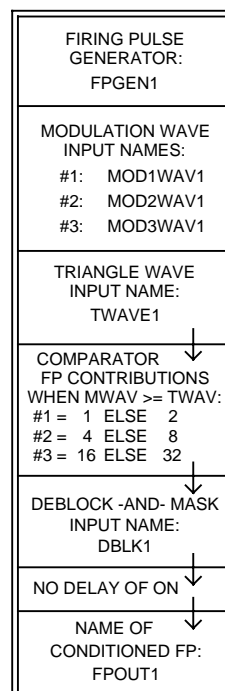
A metodologia para geração dos pulsos de disparo utiliza a metodologia tradicional da geração de pulsos PWM. Primeiramente, um sinal de controle é gerado no LTS. Este sinal de controle, denominado pelos manuais do RTDS de `MODWAV`, referente à *modulation wave*, é comparado com uma onda triangular de alta resolução gerada no STS (Figura 32).

O gerador possui capacidade de gerar até três ondas triangulares distintas. De modo similar, o bloco de comparação e disparo permite realizar até três comparações distintas de maneira simultânea. Deste modo, o acionamento de conversores trifásicos é simplificado.

É possível, ainda, disparar as chaves a partir de sinais injetados no RTDS por meio de uma placa denominada *Gigabit Transceiver Digital Input* (GTDI). Cada placa possui 64 entradas digitais que podem ser divididas em duas palavras de 32 bits para o disparo das chaves. Neste caso, na configuração do pulso de disparo deve-se escolher entre as opções `DI_1-32` ou `DI_33-64`.



(a) Gerador de função triangular de alta resolução.



(b) Módulo de comparação e disparo.

Figura 32: Módulos utilizados para disparo das chaves.

O primeiro passo é habilitar, nas configurações do bloco `rt ds_vsc_BRIDGE_BOX`, a leitura das entradas digitais. É possível utilizar até dois cartões GTDI como fontes de entradas digitais para esta função, considerando a versão do RSCAD e a configuração dos cartões utilizados neste trabalho.

Neste caso, o disparo é ainda mais simples, uma vez que os pulsos já estão disponíveis na entrada digital. A configuração pode ser feita diretamente na definição dos parâmetros das chaves. É possível, se necessário, aplicar um deslocamento à direita de N bits. Pode-se utilizar um bloco de monitoramento das variáveis das entradas digitais, para visualização gráfica dos pulsos de disparo no RUNTIME ou utilização de tais pulsos na rede LTS (considerando a limitação do tamanho do passo de simulação). Existe, ainda, um condicionador de pulsos, bastante útil se o número de chaves a serem acionadas é elevado e é preciso separar a palavra binária em bits.

4.2.2 HARDWARE

Foi colocado, anteriormente, que a estrutura do RTDS se baseia em um ou mais racks contendo cartões de processamento e cartões de interface de entrada/saída de sinais analógicos e/ou digitais. Nesta seção serão apresentadas as principais caracte-

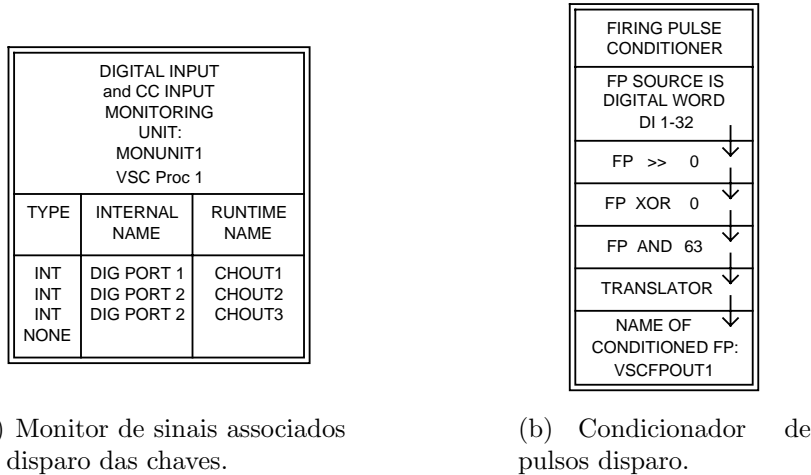


Figura 33: Módulos associados ao disparo das chaves através da entrada digital.

rísticas destes cartões.

4.2.2.1 CARTÕES GPC E PB 5

Os cartões de processamento *Giga-Processor Card* (GPC) e PB 5 são utilizados para resolver as equações que descrevem os circuitos elétricos e os sistemas de controle modelados no RTDS. Cada rack contém, usualmente, entre 2 e 6 cartões de processamento. Cada cartão possui dois processadores operando em paralelo. Os cartões PB 5 fazem parte da geração mais recente de processadores utilizados no RTDS. A Tabela 4 apresenta as características principais destes dois cartões.

Tabela 4: Características dos cartões de processamento.

Parâmetro	GPC	PB 5
Processadores	IBM PC 750GX	Freescale PowerPC MPC7448
Clock	1 GHz	1,7 GHz
Número de nós (monofásicos)	até 66	até 72

Para o desenvolvimento da pesquisa foi utilizado um rack contendo 4 cartões PB 5.

Os cartões de processamento permitem a leitura das grandezas elétricas acessando o painel frontal. No entanto, o uso de tais saída analógicas não é recomendado para conexão com amplificadores, controladores e equipamentos de proteção por não possuírem isolamento óptico e faixa dinâmica limitada (TECHNOLOGIES, 2012). Para transferência de sinais entre o RTDS e outros equipamentos, característica principal das simulações CHIL, HIL e PHIL, são utilizados os cartões de entradas/saídas analógicas/digitais

específicos.

No presente trabalho, as grandezas elétricas obtidas a partir das simulações no RTDS são transferidas para o controlador externo utilizando um cartão de saída analógica. Os pulsos PWM gerados pelo sistema de controle são transferidos ao RTDS por meio de um cartão GTDI. Por este motivo, não serão discutidos os demais cartões.

4.2.2.2 *GTAO*

O cartão *Gigabit Transceiver Analogue Output* (GTAO) é utilizado para enviar sinais analógicos para dispositivos externos. Cada cartão possui 12 canais de saída D/A de 16 bits com saída limitada entre $\pm 10 V$. É possível conectar até 8 cartões GTAO em anel, com um total de 96 canais.

Os canais são atualizados, sincronizadamente, a cada $1 \mu s$. No caso da conexão de 2 ou mais cartões, deve-se levar em consideração que cada conjunto constituído pelas portas TX/RX e a fibra ótica insere uma latência de 341 ns.

Sinais associados ao modelo podem ser enviados para os canais do cartão GTAO de duas maneiras distintas: diretamente, utilizando o menu de configuração de determinado componente (tanto componentes do LTS quanto do STS), ou indiretamente, utilizando o bloco `rt ds_risc_ctl_GTAOOUT`.

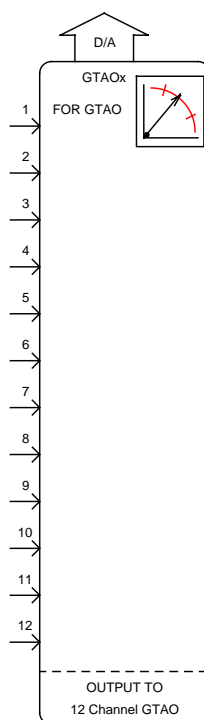


Figura 34: Bloco para configuração e condicionamento das entradas digitais.

É possível habilitar cada um dos 12 canais de saída analógicos e configurá-los individualmente. Os parâmetros que devem ser configurados são o Fator de Escala, o Fator de Projeção e o Fator de Sobre-amostragem.

Fator de Escala

Cada canal inclui um fator de escala, que pode ser definido na configuração do componente associado ao cartão GTA0 no DRAFT do RSCAD. Os fatores de escala determinam as tensões de saída dos canais analógicos para um dado valor da grandeza elétrica. O valor da escala é definido como o valor de ponto flutuante que corresponde a 5 V na saída analógica (meio de escala).

Entretanto, para os casos em que os equipamentos externos possuem entrada de tensão limitada em um intervalo menor que aquele associado ao GTA0, é possível trabalhar com fator de escala que contemple tal limitação. Deste modo, a forma geral de se determinar o fator de escala é dada por:

$$FE = \frac{\text{Grandeza (kV-kA)} \times 5 V}{V_{me}} \quad (4.1)$$

onde V_{me} é a tensão de meio de escala do dispositivo externo.

Fator de Projeção

Deve ser definido, para cada canal, o Fator de Projeção. Tal fator determina se o dado a ser disponibilizado no canal de saída é igual à grandeza naquele passo de simulação ou à grandeza associada ao passo anterior. No primeiro caso, o valor do fator é 1, no segundo caso, é 0.

O Fator de Projeção permite que as saídas analógicas sejam atualizadas em tempo real, reduzindo o atraso associados a problemas de rápida dinâmica.

Fator de Sobre-amostragem

O cartão GTA0 é capaz de sobre-amostrar suas saídas usando intervalos de 1 μs . Sem sobre-amostragem, as saídas analógicas são atualizadas a cada passo de simulação, ou seja, 50 μs . Um fator igual a 1 ativa a sobre-amostragem, enquanto um fator igual a 0 desativa este recurso.

A utilização de sobre-amostragem associada a um fator de projeção diferente de 0 reduzem, consideravelmente, os atrasos em simulações CHIL, principalmente ao utilizar sub-redes STS.

Watchdog

Os cartões GTA0 incluem um temporizador de vigilância (watchdog), que é usado para definir todas as saídas analógicas como 0 V se a comunicação com o cartão de processamento ao qual ele está ligado é perdida ou caso a simulação pare inesperadamente. O tempo para que as saídas estejam em 0 V é de aproximadamente 800 μs após a interrupção. É importante ressaltar, entretanto, que este temporizador não previne danos aos equipamentos externos devido a erros de escala, por exemplo.

4.2.2.3 GTDI

Conforme apresentado anteriormente, o cartão GTDI é usado para obter sinais digitais oriundos de dispositivos externos para o RTDS. Cada uma das 64 entradas possui isolamento óptico e operam adequadamente com sinais de corrente entre 5 mA e 15 mA. Para evitar a degradação do acoplamento, recomenda-se limitar a corrente em aproximadamente 10 mA. Cada um dos canais inclui um resistor de 330 $m\Omega$. Deste modo, em aplicações com sinais digitais com tensões superiores a 5 V, deve-se utilizar resistores adicionais para limitar sua corrente. Para a determinação do valor do resistor adicional, considera-se que a queda de tensão no LED do isolador é de aproximadamente 1,6 V (TECHNOLOGIES, 2012).

Os sinais digitais são utilizados para o disparo de chaves e podem ser incluídos na simulação no STS ou no LTS. No primeiro caso, o procedimento foi demonstrado anteriormente. Sinais digitais podem ser transferidos para o LTS utilizando diversos componentes, sendo o mais usual a utilização do bloco `rt ds_risc_ctl_GTDIINP2`.

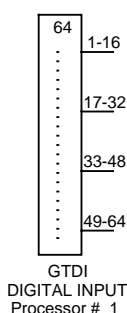


Figura 35: Bloco para transferência dos sinais digitais para a rede LTS.

Neste caso, são disponibilizadas 4 palavras binárias de 16 bits que podem ser condicionados utilizando diversos componentes da biblioteca de controle.

Analogamente aos cartões GTA0, é possível conectar até 8 cartões GTDI em anel,

com um total de 516 canais digitais. Os canais são atualizados a cada 320 ns. No caso da conexão de 2 ou mais cartões, deve-se levar em consideração que cada conjunto porta TX/RX mais cabo insere uma latência de 341 ns.

4.3 CONTROLADOR EXTERNO

Nas simulações CHIL realizadas no decorrer desta pesquisa, o sistema de controle foi implementado em kit experimental da Texas Instruments, LAUNCHXL-F28027. Trata-se de uma placa de baixo custo baseada no DSP de ponto fixo Piccolo F28027. Tal placa oferece uma ferramenta de emulação JTAG *on-board*, permitindo interface direta a um PC para fácil programação, depuração e validação. Além de emulação JTAG, a interface USB fornece uma conexão serial entre o dispositivo e o computador.

Na Figura 36 é mostrada a vista superior do DSP utilizado.

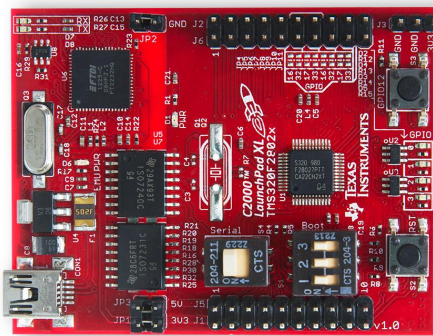


Figura 36: Vista superior do LAUNCHXL-F28027.

As principais características de hardware do DSP são mostradas na Tabela 5.

Tabela 5: Características de hardware do LAUNCHXL-F28027.

Parâmetro	GPC
Resolução	32 bits
Clock	60 MHz
RAM	12 KB
FLASH	64 KB
PWM	8 (16 bits)
ADC	7-13 (12 bits)
GPIO	20-22

Alternativamente às formas tradicionais de programação utilizando linguagem C, é possível modelar o sistema de controle utilizando diagramas de bloco em softwares como o VisSim e o MATLAB/Simulink.

Este tipo de programação em altíssimo nível é intuitiva e acelera o processo de desenvolvimento, pois possui ferramentas de geração automática de código, validação e depuração para diversas plataformas (LARSSON, 2008), (ROSA et al., 2010), (MATHWORKS, 2012).

O procedimento é análogo ao de modelagem de sistemas de controle no Simulink. Bibliotecas adicionais contendo blocos associados aos periféricos e demais estruturas do DSP devem estar disponíveis na versão instalada do software. Existe uma limitação em relação aos tipos de blocos que podem ser utilizados, pois podem inserir erros no código fonte gerado (REDDY; CHOU; NADARAJAH, 2008), (MATHWORKS, 2012).

O acesso à biblioteca contendo os blocos para programação do DSP é realizado digitando-se `c280xlib` no prompt de comando do MATLAB.

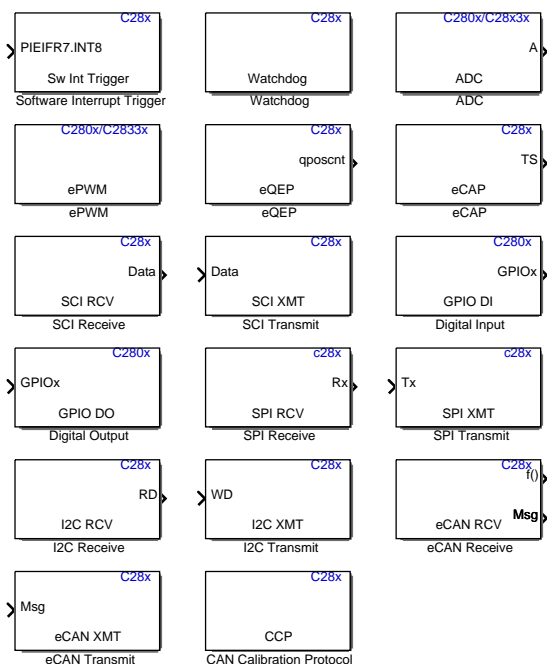


Figura 37: Biblioteca de blocos para programação do F28027.

O primeiro passo para a programação do DSP é estabelecer uma, ou um conjunto de interrupções, assim como é feito convencionalmente utilizando o Code Composer Studio da Texas Instruments. Tais interrupções podem ser periódicas, baseadas em temporizadores, ou assíncronas, baseadas em interrupções de hardware (MATHWORKS, 2012). Em aplicações de controle, a melhor forma de gerar uma interrupção é assincronamente, uma vez que o sistema deve responder em tempo real a eventos externos.

O conjunto de interrupções é configurado utilizando-se o bloco `c28x Hardware Interrupt`. Neste bloco são configuradas as fontes de interrupção (temporizador, software, hardware), qual a prioridade de cada interrupção e se a mesma é preemptiva.

Para duas ou mais interrupções, deve-se utilizar um bloco **Demux** para associar cada parcela do sistema de controle a uma interrupção.

O próximo passo é definir a qual dispositivo o código gerado será associado. Isto é feito inserindo o bloco **Target Preferences** no modelo. A configuração básica deste bloco inclui a definição da família e do tipo de processador e qual compilador será utilizado (Code Composer 3, 4 ou 5). É possível, ainda, definir se o código será gravado na memória RAM ou FLASH, se a referência de tensão do conversor A/D é interna ou externa, entre outros (MATHWORKS, 2012).

Cada interrupção ativa um bloco **Function-Call Subsystem**, no qual estão contidos os blocos associados à parcela do sistema a ser executada. Os blocos mais utilizados, assim como em qualquer outro sistema de controle, são:

ADC - Conversor Analógico Digital

ePWM - Enhanced PWM - Inclui funções auxiliares ao módulo de geração de pulsos PWM padrão, tais como amostragem síncrona, disparo complementar de dois pulsos, etc.

IQN - Conjunto de blocos associados ao formato numérico utilizado em operações de ponto fixo.

SCI - Blocos de comunicação serial entre o DSP e o PC.

Conforme mencionado anteriormente, grande parte dos blocos convencionais associados a sistemas discretos podem ser utilizados para programação do controlador.

Para gerar o código, é necessário configurar os parâmetros do modelo. De um modo geral, deve-se utilizar configurações de tempo discreto com passo fixo e o tempo final de simulação deve ser ajustado para infinito. Outros detalhes são fornecidos em (MATHWORKS, 2012) e (VIJAYENTHIRAN, 2013).

É gerado um código-fonte em assembler .out que é diretamente carregado no DSP. Existe ainda a possibilidade de editar o código-fonte em C, compilando-o, posteriormente, no Code Composer Studio e carregado no DSP da maneira tradicional.

Mais detalhes sobre a programação de DSP utilizando tal ferramenta serão apresentados na seção 4.5.

4.4 QUESTÕES ASSOCIADAS

A simulação CHIL, assim como as demais categorias de simulação em laço, apresentam diversas vantagens em relação às metodologias de simulação tradicionais. Podem assumir um importante papel no desenvolvimento de novas metodologias de controle, uma vez que é uma etapa intermediária entre o modelo matemático e o desenvolvimento do protótipo.

No entanto, existem algumas questões associadas à implementação da estrutura em laço para a realização da simulação. O atraso na transferências de sinais entre o simulador em tempo real e o dispositivo externo, associados principalmente pelos processos de conversão D/A e A/D, pode provocar erros e até causar instabilidades na simulação (REN, 2007), (HONG, 2010), (FARUQUE et al., 2012).

Além disso, ruídos relacionados aos sinais analógicos medidos a partir do RTDS ou causados por interferência eletromagnética podem provocar desvios no processo de amostragem. Em casos extremos, recomenda-se a utilização de um filtro entre o RTDS e o DSP. Em certos casos, a implementação de um filtro digital em DSP pode ser utilizada para melhorar a relação sinal/ruído do sinal amostrado (ESS, 2008).

Outro fator que pode provocar erros na simulação em laço é a assincronia entre os sistemas. No caso da simulação convencional, a planta e o sistema de controle são simulados com o mesmo passo e as equações dos modelos são atualizadas nos mesmos instantes. Em um sistema real, as grandezas são contínuas e, por mais que o sistema de controle seja discreto, variações neste provocam alterações quase instantâneas naquele. Não é necessário, por exemplo, esperar o próximo passo de simulação.

No caso da simulação CHIL, a estrutura é composta por dois sistemas discretos operando, muitas vezes, com passos de tempo distintos. Mesmo que essa situação seja contornada, é praticamente impossível garantir que a atualização das variáveis ocorra simultaneamente nos dois sistemas.

A partir do conhecimento destas questões e levando em conta algumas informações apresentadas anteriormente, é possível listar as seguintes recomendações para a implementação da simulação CHIL:

- Utilizar um número reduzido de cartões GTA0 e GTDI, uma vez que cada cartão adicional inclui um atraso de $0,34 \mu s$.
- Utilizar um número menor de elementos chaveados em sub-redes STS. De acordo

com (TECHNOLOGIES, 2012), é recomendado utilizar, no máximo, 16 elementos por processador com o objetivo de manter o passo de simulação menor que $3 \mu s$.

- Utilizar fatores de projeção maiores que 0 (o valor padrão do bloco GTA0 é 1) e sobre-amostragem na conversão D/A. Tais medidas reduzem o atraso associado à interface de saída.
- Considerar a modificação na estrutura do laço de simulação: comprimento dos cabos, utilização de filtros entre o RTDS e o DSP, etc.
- Considerar a utilização de uma placa de condicionamento de sinais para minimizar erros de quantização entre os sinais de saída do RTDS ($\pm 10 V$) e de entrada no DSP (0-3,3 V).

4.5 EXEMPLO DE SIMULAÇÃO CHIL: CONTROLE DE CORRENTE DO CONVERSOR CC-CC BOOST

4.5.1 DESCRIÇÃO DA MODELAGEM NO RTDS

Para ilustrar a metodologia de simulação CHIL, a seguir será mostrada a modelagem de um conversor boost no RTDS com controle de corrente implementado em DSP. O objetivo, neste caso, não é analisar o projeto do sistema de controle em si, mas fazer uma análise comparativa entre os resultados obtidos utilizando o controle implementado internamente no RTDS e por meio da simulação CHIL.

A corrente de referência no indutor do conversor boost é igual a 20 A. A tensão nominal de entrada é igual a 200 V. Portanto, a potência nominal do conversor é de 4 kW. A tensão de saída nominal é de 380 V.

A fonte e a carga são modeladas no LTS. Isto é feito de modo a proporcionar a variação da tensão de entrada e da carga conectada na saída do conversor. O diagrama esquemático do modelo no LTS é mostrado na Figura 38.

Observam-se, na parte superior do desenho, três blocos contendo subsistemas que representam o controle interno, a configuração do cartão GTA0 e o controle da fonte de corrente que representa a carga. O conteúdo de cada um dos blocos será detalhado adiante. Subsistemas tem como objetivo único a visualização do modelo menos poluída, sendo simulados com o mesmo passo de simulação da rede LTS.

O subsistema que contém os blocos para modelagem interna do controle de corrente é mostrado na Figura 39.

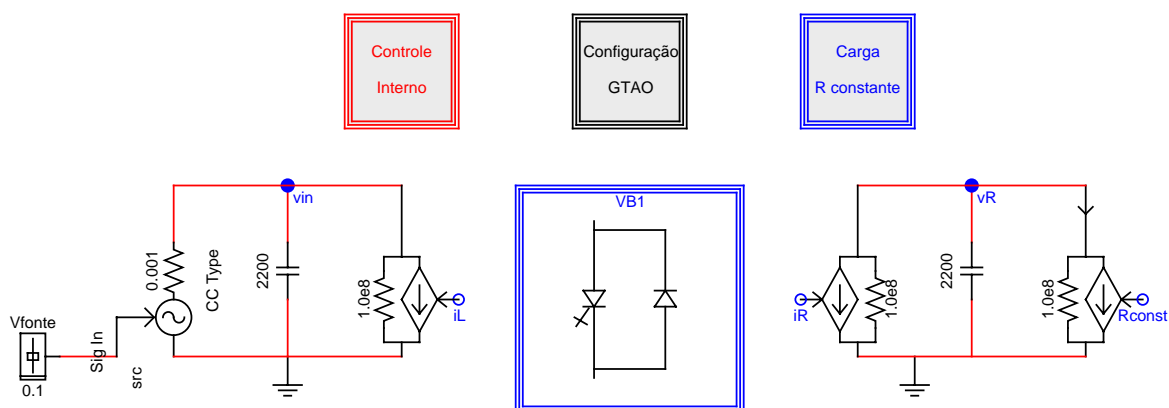


Figura 38: Diagrama esquemático do sistema modelado no DRAFT.

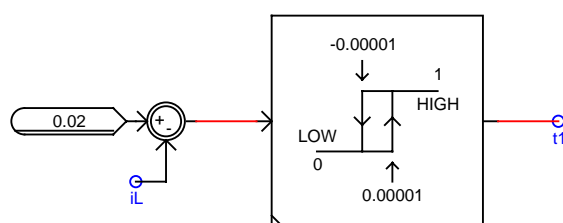


Figura 39: Sistema de controle de corrente modelado no RTDS.

O sistema de controle é baseado na metodologia de modos deslizantes. A superfície de deslizamento é dada por:

$$S(e_i, t) = i_{ref} - i_L, \quad (4.2)$$

onde i_{ref} é a corrente de referência; i_L é a corrente no indutor.

Para o conversor boost operando no modo de controle de corrente, a corrente no indutor aumenta enquanto a chave está fechada e diminui se a chave estiver aberta. Utiliza-se um comparador com banda de histerese significativamente pequena para implementar a lei de controle, uma vez que este é o método mais prático de se avaliar o sinal da superfície de deslizamento.

$$u(t) = \begin{cases} 1, & \text{se } S(e_{x_i}, t) > +0,0001 \\ 0, & \text{se } S(e_{x_i}, t) < -0,0001 \end{cases} . \quad (4.3)$$

Os blocos que controlam a fonte de corrente que representa a carga do tipo resistência constante são mostrados na Figura 40.

O motivo para tal modelagem da carga é que não existe um componente na bibli-

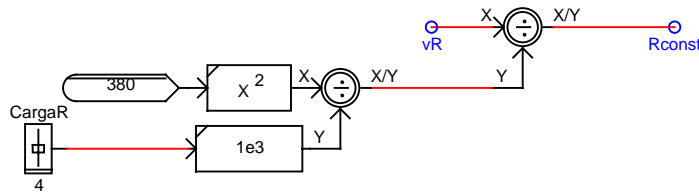


Figura 40: Modelagem da carga como fonte de corrente.

oteca do RSCAD que represente uma resistência variável. A relação entre corrente e tensão neste tipo de carga é dada pela equação (4.4).

$$i_R = \frac{v_R}{R}. \quad (4.4)$$

É possível impor uma variação na carga variando-se a potência consumida pela mesma. Associar à carga a sua potência consumida é uma forma mais usual de representar tal modelo em sistemas elétricos. Portanto, considerando que a tensão nominal de saída é $v_R = 380 \text{ V}$, obtém-se:

$$R = \frac{380^2}{p_R}. \quad (4.5)$$

Já o subsistema contendo os blocos para configuração do cartão GTA0 é mostrado na Figura 41.

Considerando que o ADC do F28027 opera com tensões entre 0 V e 3,3 V, o Fator de Escala (FE) é definido utilizando-se $V_{me} = 1,65 \text{ V}$ na equação (4.6). Ou seja,

$$FE = \frac{0,020 \times 5}{1,65} = 0,06061 \text{ kA}. \quad (4.6)$$

Utiliza-se um limitador de corrente de 40 A para evitar que o sinal da saída analógica ultrapasse os 3,3 V.

Além disso, são ativados a sobre-amostragem e o fator de projeção, sendo este igual a 1,0.

No canto superior esquerdo da Figura 41 observa-se um bloco utilizado para definir em qual cartão/processador serão alocados os blocos associados ao sistema de controle. Como o bloco que representa o cartão GTA0 é associado à biblioteca de controle, é necessário utilizar o cartão PB 5 ao qual estão conectadas as saídas analógicas, no caso, o cartão 4. Automaticamente, os demais blocos de controle serão associados à

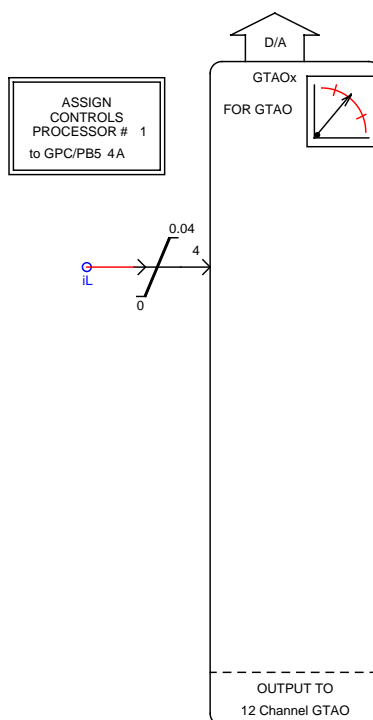


Figura 41: Representação do bloco GTAO no DRAFT.

este cartão/processador, possibilitando a compilação do circuito. O processador **A** é utilizado.

Por fim, o conversor é modelado em uma sub-rede STS, ou seja, dentro de um `rtDs_vsc_BRIDGE_BOX`, conforme mostra a Figura 42.

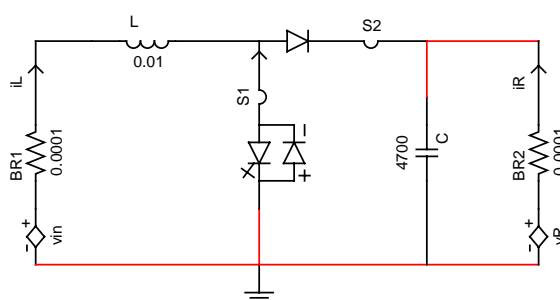


Figura 42: Diagrama esquemático do conversor boost modelado em STS.

Para aquisição dos pulsos de disparo oriundos do DSP, transferidos para o RTDS através do cartão GTDAI, deve-se configurar o bloco VB1 para habilitar as entradas digitais. Além disso, deve-se atribuir a modelagem da sub-rede para o cartão/processador **4/B**, pois é o cartão no qual está conectado o cartão GTDI e este é o processador disponível para modelagem, uma vez que o processador **A** foi designado para o sistema de controle.

4.5.2 PROGRAMAÇÃO DO DSP

Conforme discutido anteriormente, o primeiro passo para a programação do DSP é a definição das interrupções, conforme ilustrado na Figura 43. No presente caso, define-se apenas uma interrupção por hardware, responsável por habilitar o sistema de controle de corrente (Figura 45) ao final da conversão AD.

Deve-se, ainda, incorporar ao modelo o bloco **Target Preferences**, conforme discutido na Seção 4.3.

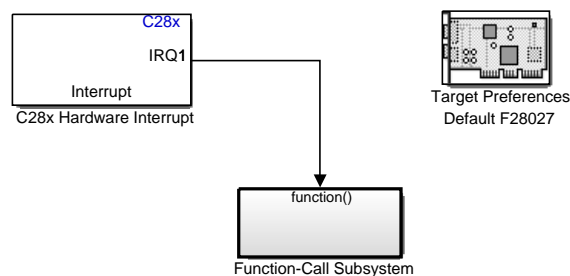


Figura 43: Definição das interrupções.

A configuração do sistema de interrupções se baseia na atribuição de um vetor associado à interrupção gerada pelo ADC. Para o caso do F28027, tal interrupção está associada ao vetor [1,1] (INSTRUMENTS, 2013). Além disso, deve se definida a prioridade daquela interrupção em relação às demais. Quanto menor o valor, maior é a prioridade. O valor padrão atribuído pelo Simulink foi utilizado. Por fim, associa-se o valor de 0 ao último parâmetro, já que um sistema com apenas uma interrupção é, naturalmente, não-preemptivo.

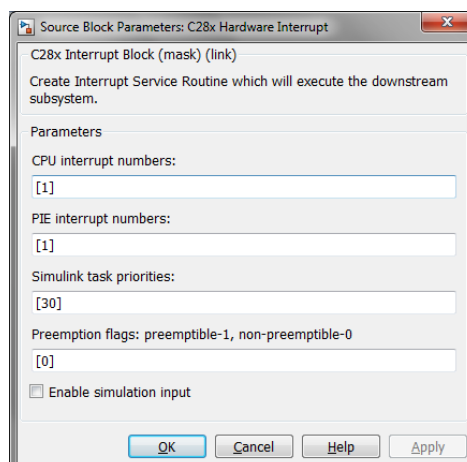


Figura 44: Configuração de ativação das interrupções.

A representação esquemática do sistema de controle é mostrada na Figura 45.

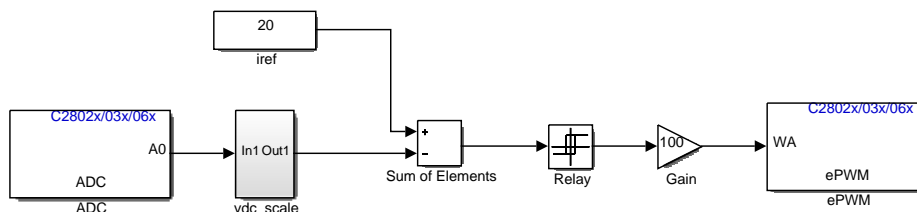


Figura 45: Diagrama esquemático do controle de corrente.

Um ADC é utilizado para amostrar o sinal analógico de corrente oriundo do RTDS. O sinal amostrado é escalonado e, então, a superfície de deslizamento, tal como a lei de controle utilizando o comparador por histerese são definidas. Um ganho é aplicado ao sinal de saída do comparador que é utilizado no módulo PWM.

A Figura 46 apresenta o diagrama de blocos utilizados para escalonar o sinal amostrado.

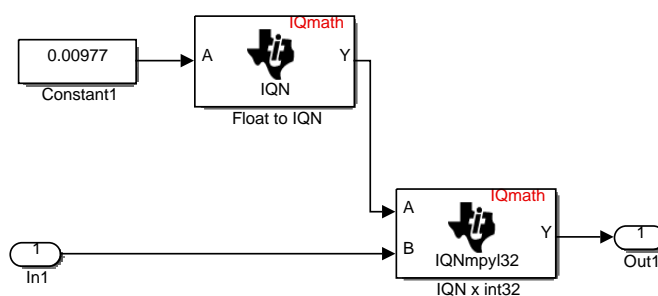


Figura 46: Escalonamento do sinal de corrente amostrado.

Para o conversor AD de 12 bits, o fator de escala deve ser $40/4095 = 0,00977$. São utilizados blocos específicos para operações matemáticas em ponto flutuante (IQmath). Considerando que o DSP realiza operações em 32 bits, para obter uma melhor resolução, utiliza-se o formato Q.18, o que representa um bit para sinalização, 13 bits para representação da parte inteira e 18 bits para a representação da parte fracional (REDDY; CHOU; NADARAJAH, 2008), (MATHWORKS, 2012). Tal representação corresponde a uma precisão de numérica de $3,814697 \times 10^{-6}$ na faixa de ± 8191 unidades de medida.

A configuração do ADC se baseia na determinação de certos parâmetros, conforme ilustra a Figura 47.

O F28027 permite até 16 conjuntos de configurações de disparo dos conversores. Cada conjunto define a configuração de um único ADC baseado na fonte que dispara a conversão, no número do ADC e na largura da janela de amostragem (INSTRUMENTS, 2011).

O disparo de cada ADC pode ser realizado a partir da definição do período de amostragem, de interrupções por temporizador ou hardware e sincronizado com o período do sinal PWM.

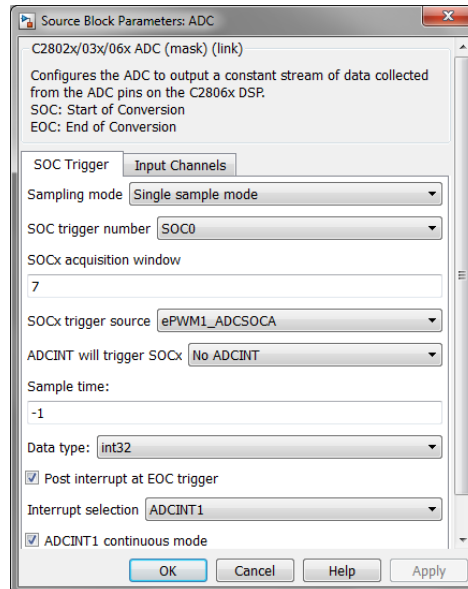


Figura 47: Configuração do conversor AD.

A largura da janela de amostragem é definida como o número de ciclos de clock necessários para amostrar o sinal. Do ponto de vista elétrico, é o tempo necessário para que o capacitor do circuito *sample-and-hold* seja carregado (MATHWORKS, 2012). A largura mínima para o F28027 são 7 ciclos de clock e este valor foi utilizado na implementação. É possível, entretanto, aumentar este número, caso a dinâmica do sinal seja mais lenta, para aumentar a precisão da amostragem. Para sinais de alta frequência, se a largura for muito grande, é possível que o sinal varie no intervalo de conversão, provocando a perda da precisão.

O processo de conversão é disparado pelo módulo PWM. Este processo, normalmente utilizado para o controle digital de conversores estáticos, é denominado amostragem síncrona e traz diversos benefícios, como a eliminação da necessidade de uma filtragem *anti-aliasing*, a realização do controle em períodos mais longos e a redução de erros de reconstrução do sinal amostrado (DAMASCENO, 2008).

Ao final do processo de conversão, é disparado um sinal de interrupção por hardware que permite que o sistema de controle entre em operação. O procedimento é repetido, continuamente, a cada período de amostragem definido pelo módulo PWM.

A configuração dos parâmetros do módulo PWM é mostrada na Figura 48.

Como o controle por modos deslizantes é realizado, usualmente, em frequência

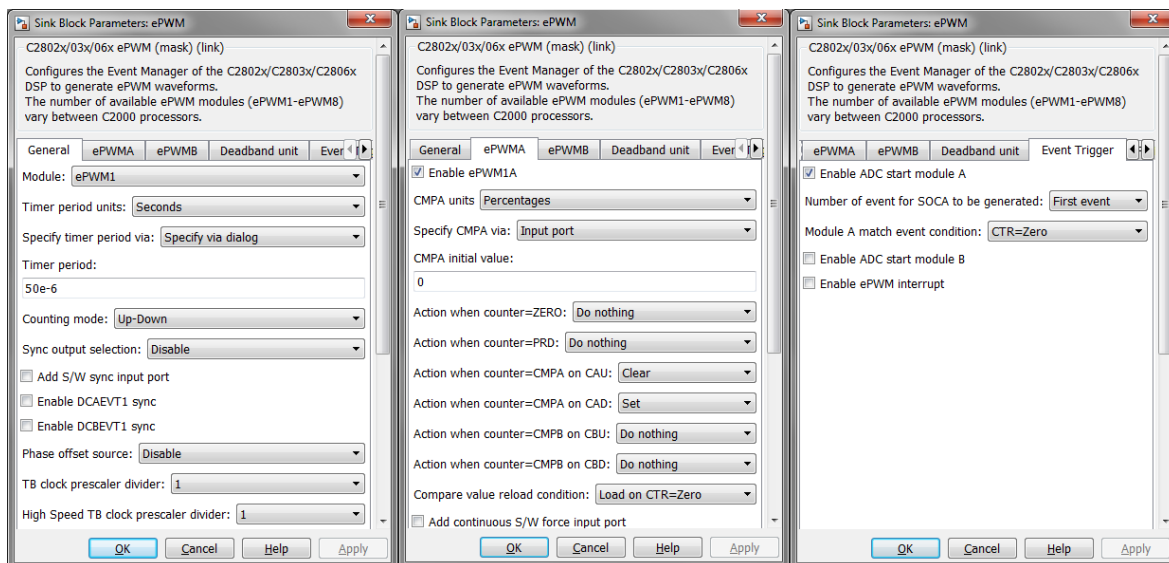


Figura 48: Configuração do módulo gerador de PWM.

variável, a determinação do período do sinal PWM, neste caso, é feita com o objetivo principal de definir o período de amostragem síncrona, ou seja, $50\mu s$.

O contador é simétrico e o sinal de comparação é dado em porcentagem do valor do contador. Para amostragem simétrica do valor médio da corrente no indutor, a modulação PWM é tal que a saída é ajustada para 1 quando o valor do comparador (CMPA) for maior que o valor do contador e para 0 caso contrário. Tal configuração é feita ajustando os parâmetros do módulo ePWMA, conforme apresentado na Figura 48.

Por fim, é configurado o instante de disparo da conversão AD. Neste caso, em cada período, o processo de amostragem se inicia quando o contador é zerado.

A Figura 49 representa, graficamente, o procedimento de amostragem síncrona utilizada no sistema de controle.

4.5.3 ANÁLISE DOS RESULTADOS

Inicialmente, configura-se o controle interno como origem dos pulsos de disparo. Posteriormente, realiza-se uma simulação CHIL, transferindo o sinal analógico de corrente no indutor para um dos ADC do DSP e obtendo, através de um canal de entrada digital, os pulsos de disparo gerados pelo PWM do controlador externo.

A partir desta premissa, foi analisado o comportamento do sistema para três situações: inicialização do sistema, variação na tensão da fonte e variação na carga. Os resultados obtidos são discutidos adiante.

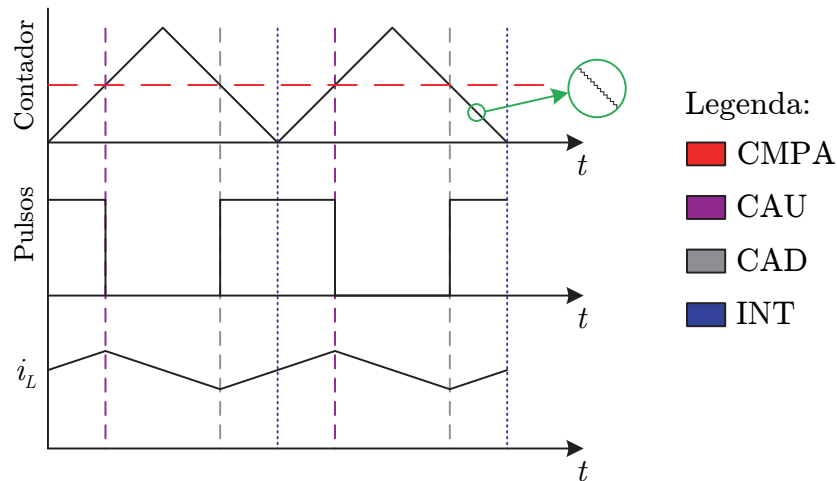


Figura 49: Representação do procedimento de amostragem síncrona.

Inicialização do sistema

O sistema é inicializado com 150 V na tensão da fonte e carga igual a 4 kW. O comportamento do sistema é mostrado na Figura 50.

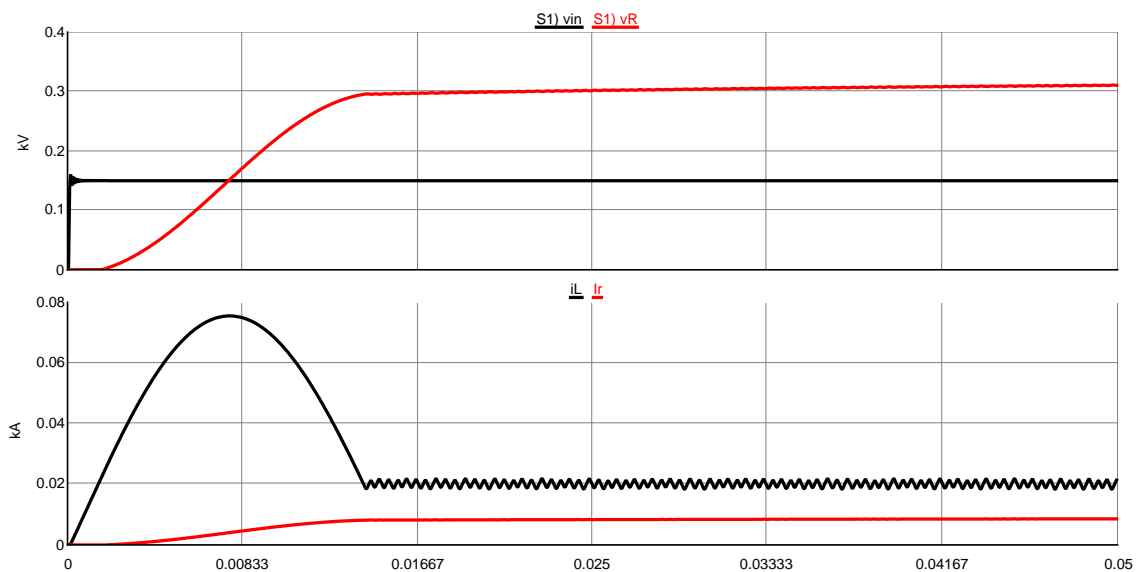


Figura 50: Inicialização do sistema considerando controle modelado no RTDS:
Tensões na fonte e carga e corrente no indutor e na carga.

O sistema de controle de corrente atua a partir de 15 ms, aproximadamente. Nesse intervalo o sistema é energizado e o capacitor de saída é carregado. A frequência da corrente no indutor é de aproximadamente 1 kHz. Tal valor pode ser aumentado, reduzindo-se a banda de histerese associada à lei de controle. Entretanto, como foi explicitado anteriormente, instabilidades na simulação podem ocorrer para frequências mais elevadas. É possível, ainda, gerar pulsos de disparo de maior frequência interna-

mente à sub-rede STS. Tal melhoria não foi avaliada, pois este não é o objetivo deste estudo.

A Figura 51 apresenta os resultados de simulação CHIL para a inicialização do sistema.

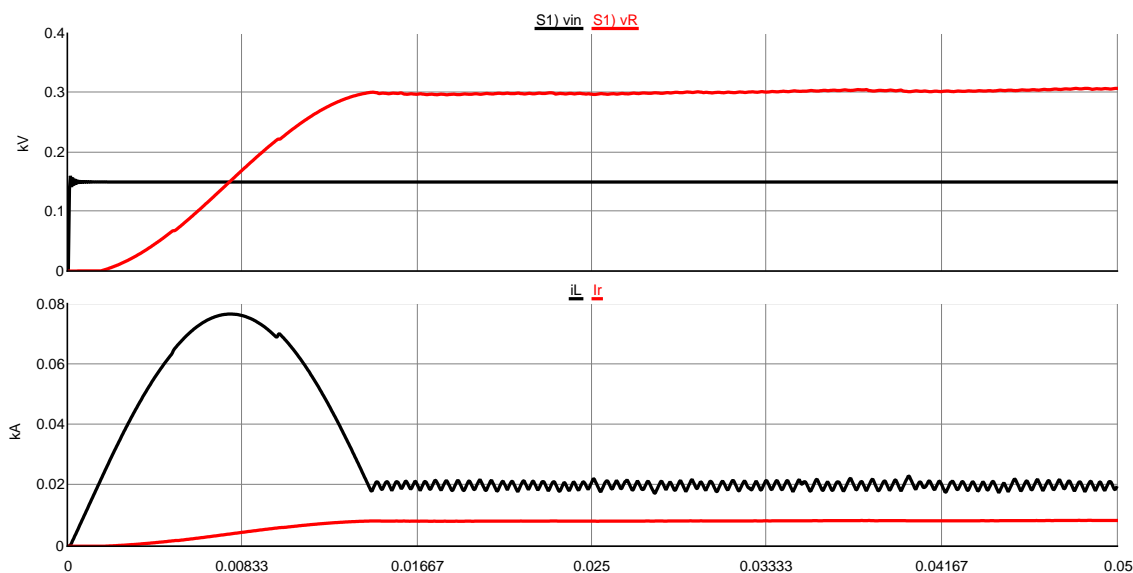


Figura 51: Inicialização do sistema utilizando simulação CHIL: Tensões na fonte e carga e corrente no indutor e na carga.

Comparando-se os gráficos das tensões e correntes para o sistema utilizando o controle modelado no RTDS e aquele modelado no DSP, pode-se dizer que este último pode ser validado. A menos das pequenas variações na forma da corrente no indutor utilizando o controle externo, provocadas por pequenos atrasos, ruídos no sinal analógico amostrado e assincronia entre os dois sistemas, é possível dizer que o comportamento do sistema em ambos os casos é o mesmo.

Variação na fonte

O comportamento do sistema é avaliado para a situação em que a tensão da fonte varia de 150 V para 250 V. A Figura 52 mostra os gráficos das tensões na fonte e na carga e das correntes no indutor e na carga para esta condição.

O comportamento das tensões e correntes em tais condições, utilizando simulação CHIL, é mostrado na Figura 53.

Em linhas gerais, observa-se que o sistema se comporta de forma muito próxima daquela observada anteriormente, com a modelagem interna de controle.

Em ambos os casos, a variação na corrente do indutor aumenta na medida em que

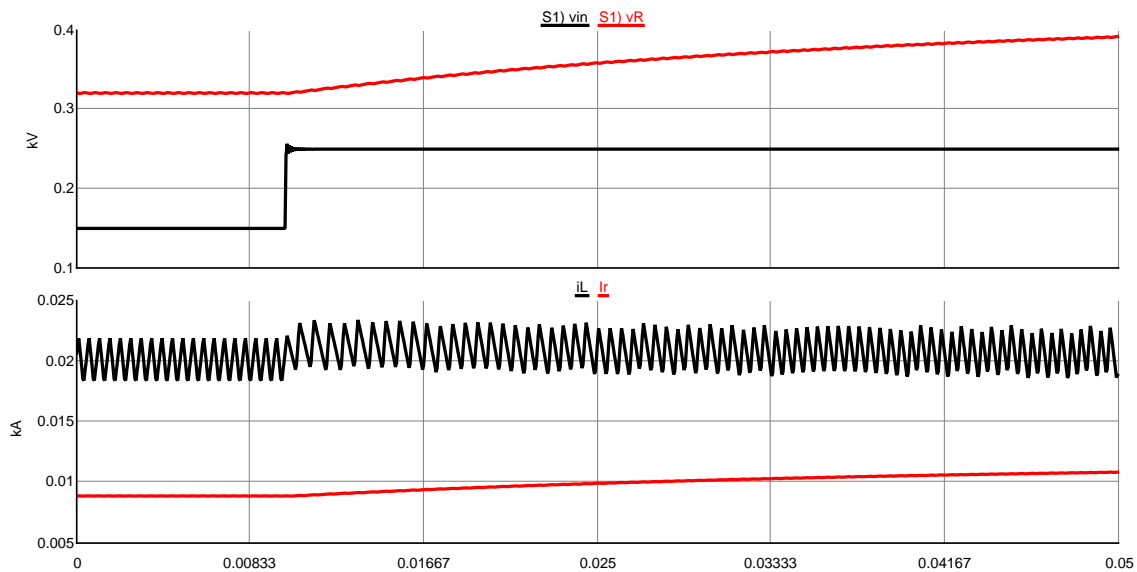


Figura 52: Comportamento do sistema frente à variação da tensão na fonte considerando o controle modelado no RTDS: Tensões na fonte e carga e corrente no indutor e na carga.

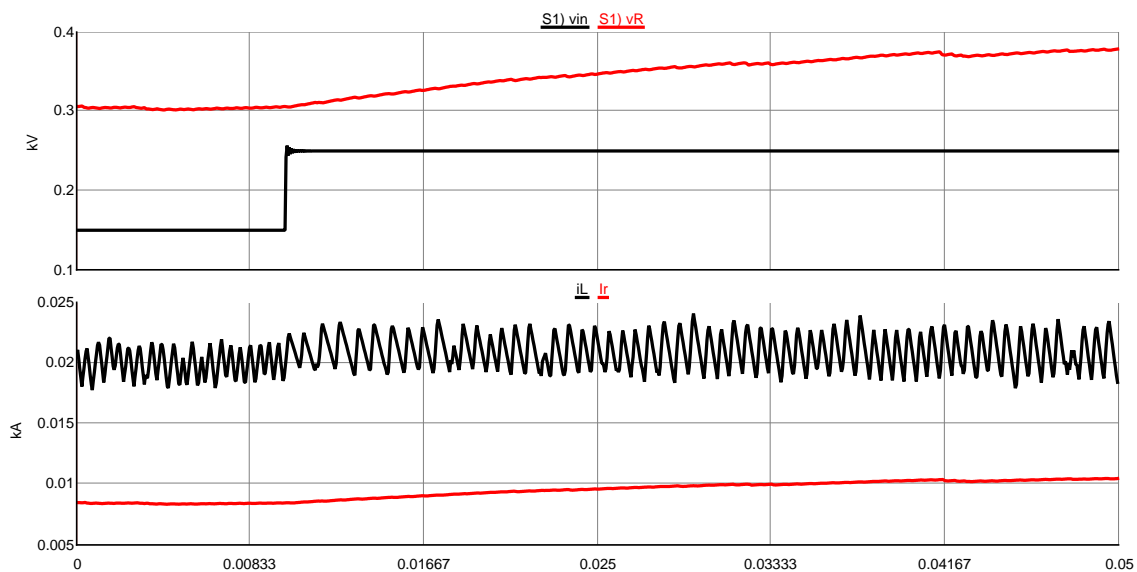


Figura 53: Comportamento do sistema frente à variação da tensão na fonte utilizando simulação CHIL: Tensões na fonte e carga e corrente no indutor e na carga.

a tensão da fonte é reduzida. Isto se deve ao fato de que há uma aumento no ganho do conversor e, conseqüentemente, na sua razão cíclica, conforme mostra a equação (4.7) (MOHAN, 2011).

$$\Delta i_L = \frac{V_f d}{L f}, \quad (4.7)$$

onde V_f é a tensão da fonte; d é a razão cíclica; f é a frequência de chaveamento.

O fato de tal comportamento ser observado nas simulações com controlador interno e externo é mais um indicativo da validade do controle implementado no DSP.

Variação na carga

A Figura 54 mostra o comportamento do sistema para variação na carga de 2 kW para 8 kW. Considerando a carga do tipo resistência constante, isto significa que o valor ôhmico da carga foi reduzido em 4 vezes.

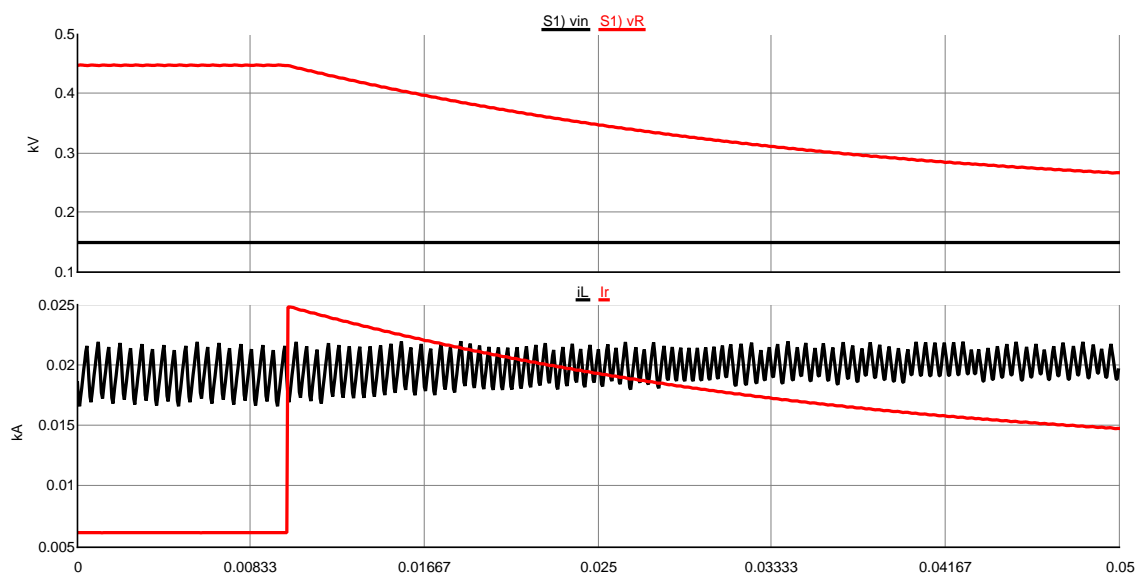


Figura 54: Comportamento do sistema frente a variação na carga considerando o controle modelado no RTDS: Tensões na fonte e carga e corrente no indutor e na carga.

Observa-se que, instantaneamente após a variação na carga, há um aumento de aproximadamente 4 vezes na sua corrente. Como o sistema de controle mantém a corrente média em 20 A e a tensão de entrada é igual a 150 V, a potência do conversor é limitada em 3 kW. Deste modo, a tensão e a corrente na carga diminuem na medida em que o capacitor se descarrega até atingir uma tensão próxima de 230 V.

A variação na corrente do indutor é reduzida na medida em que a tensão de saída também é. Tal fenômeno ocorre de maneira análoga ao observado para variação na tensão da fonte. Há uma redução no ganho do conversor e, conseqüentemente, na sua razão cíclica, como mostra a equação (4.7).

A Figura 55 mostra o comportamento do sistema utilizando o controlador externo.

Novamente, a menos das pequenas deformações na forma triangular da corrente

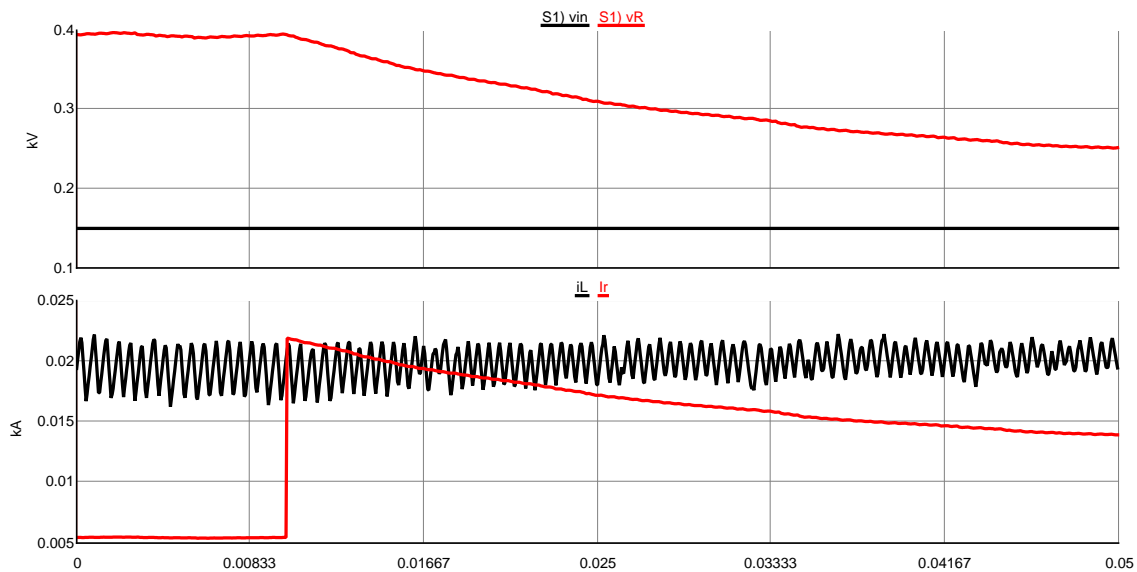


Figura 55: Comportamento do sistema frente a variação na carga utilizando simulação CHIL: Tensões na fonte e correntes no indutor e na carga.

no indutor, é possível afirmar que os dois sistemas de controle atuam de maneira idêntica. Observa-se a redução na amplitude da variação na corrente e o valor médio é aproximadamente igual a 20 A em ambos os casos.

4.6 CONCLUSÕES DO CAPÍTULO

Neste capítulo foram apresentadas as principais características dos componentes da simulação CHIL desenvolvida durante o trabalho. Foram mostrados detalhes sobre o simulador em tempo real e do controlador utilizado, tais como as características de hardware e software, modelagem e programação. Por fim, foi apresentado um exemplo de simulação CHIL descrevendo, detalhadamente, a modelagem e a configuração de ambos os sistemas e discutindo os resultados de simulação obtidos. Foi mostrado que a utilização da simulação CHIL é válida.

Posto isso, é possível listar as principais conclusões parciais obtidas:

- A simulação CHIL pode ser descrita como uma etapa intermediária entre a simulação convencional e a implementação do protótipo, pois leva em consideração detalhes não modelados em simuladores convencionais. Fatores como canais de entrada/saída reais (ADC, GTDI, GTA0), a implementação de sistemas de controle em DSP, a configuração de pulsos de disparo utilizando saídas PWM, são utilizados na simulação CHIL.

- Conversores chaveados podem ser implementados em uma sub-rede (STS) com passo de simulação menor que a rede principal (LTS). Isto permite o estudo de sistemas que operam em frequências elevadas.
- Devem ser levadas em consideração algumas questões associadas aos componentes da simulação. Para tanto, foram listadas algumas recomendações para minimizar os possíveis erros que podem levar a instabilidades na simulação, tais como atrasos, fatores de escala, ruídos e assincronia entre a planta e o sistema de controle.
- É possível reduzir o tempo de implementação e verificação de erros relacionados à programação do DSP utilizando o Simulink para geração automática do código-fonte do sistema de controle. Esta é uma ferramenta intuitiva, cujos blocos são facilmente configuráveis.
- A partir de simulações do controle de corrente de um conversor boost, utilizando o sistema de controle modelado no RTDS e implementado em DSP verificou-se a fiabilidade da metodologia de simulação CHIL utilizada.

5 MODELAGEM DA MICRORREDE CC PROPOSTA

5.1 INTRODUÇÃO

Como foi apresentado anteriormente, observa-se uma crescente demanda por energia, associada ao crescimento econômico nas últimas duas décadas, um aumento das cargas de característica eletrônica no perfil de consumo e a preocupação com a utilização de fontes renováveis de energia. Deste modo, as instalações elétricas prediais em baixa tensão se mostram aplicações interessantes para a implementação de microrredes CC para atendimento integral, ou em parte, da demanda.

Instituições de ensino, classificadas como instalações comerciais, são um exemplo do aumento da demanda de energia devido às cargas eletrônicas. Até meados da década de 1990, é possível dizer que a maioria absoluta da potência demandada era devido às cargas de iluminação. Com a popularização do computador pessoal e da internet, observou-se o surgimento dos laboratórios de informática para ensino e a utilização de computadores de mesa e *laptops* por membros do corpo docente, discente e técnico-administrativo, bem como os servidores, roteadores e outros equipamentos componentes das redes de computação.

Concomitantemente a isso, observa-se a necessidade de sistemas confiáveis e eficientes que permitam operação ininterrupta de tais redes, já que, em muitos casos, a instituição depende constantemente de dados armazenados em meio digital e/ou em websites.

Neste cenário, foi dimensionada e modelada uma microrrede CC para atender parte da demanda do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Sudeste de Minas Gerais - Câmpus Juiz de Fora.

Nesta instituição são oferecidos cursos técnicos e superiores na área de tecnologia relacionados, em boa parte, à eletrotécnica, eletromecânica e eletrônica. Tal fato é uma das motivações para a modelagem e o estudo desta aplicação no âmbito deste trabalho. Torna-se mais factível o projeto de uma microrrede física no futuro, podendo

ser ferramenta auxiliar de ensino e tendo a possibilidade de utilizar o conhecimento dos membros do corpo docente para implementação prática.

A Figura 56 apresenta uma visão aérea de parte do câmpus.



Figura 56: Vista aérea do IF Sudeste MG - Câmpus Juiz de Fora.

Deseja-se atender parte da demanda de um dos edifícios do instituto, conforme ilustra a Figura 57.

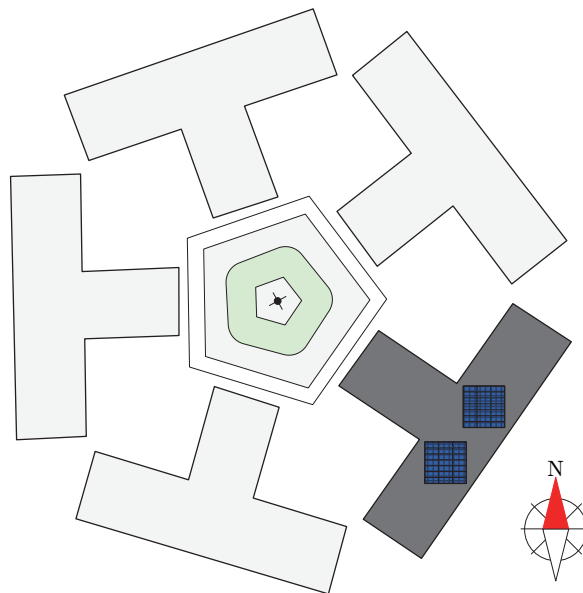


Figura 57: Representação ilustrativa de parte dos blocos de ensino.

O dimensionamento e a modelagem da microrrede contemplam a utilização de geradores fotovoltaicos, banco de baterias e a possibilidade de operação em modo isolado e conectado à rede CA. Além disso são modelados os conversores estáticos e seus controladores, bem como as cargas de acordo com suas características.

Sendo assim, este capítulo apresenta os detalhes do dimensionamento dos componentes da microrrede CC e da modelagem da mesma para análise utilizando simulação CHIL. Inicialmente, toda a estrutura da microrrede é modelada no RTDS. Posteriormente, os controladores do conversor de um dos arranjos fotovoltaicos, bem como daquele associado ao banco de baterias são implementados em DSP.

5.2 DESCRIÇÃO DA MICRORREDE

O diagrama unifilar da microrrede CC proposta é mostrada na Figura 58.

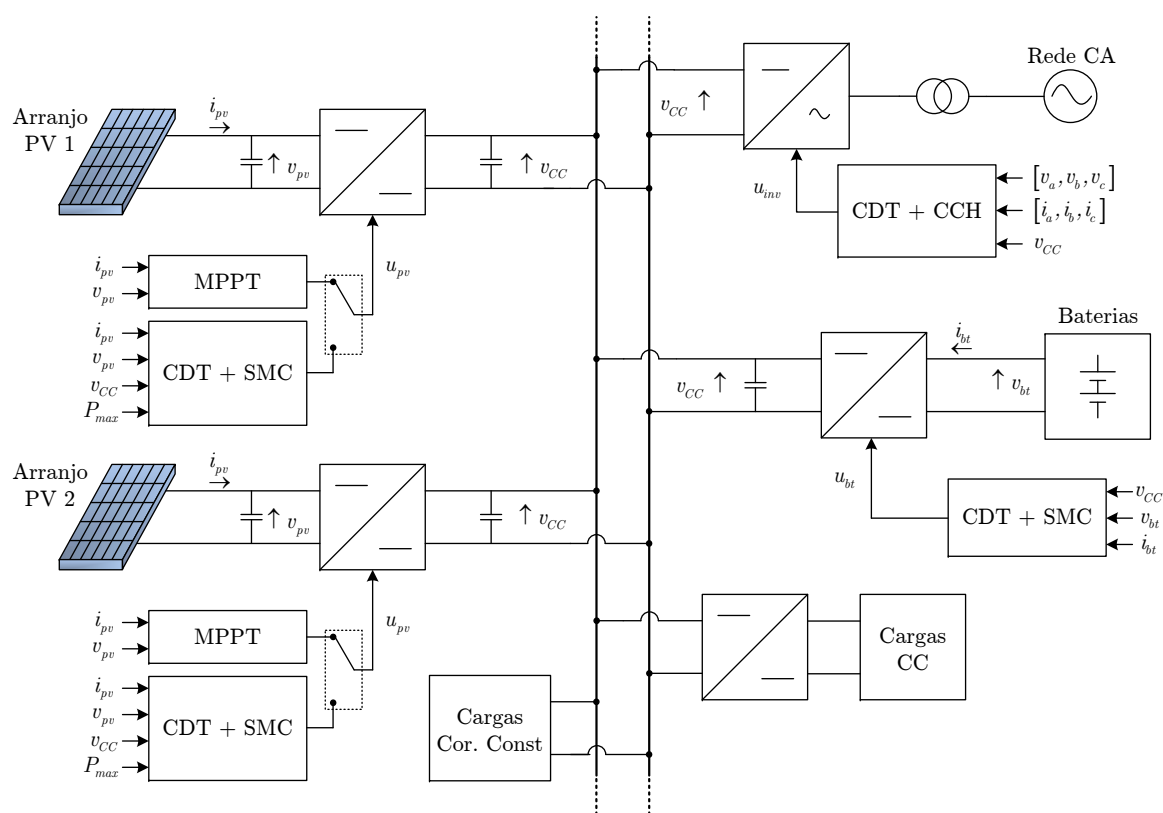


Figura 58: Topologia da microrrede CC estudada.

Observa-se que serão utilizados dois arranjos fotovoltaicos, um banco de baterias, uma estrutura de conexão com a rede CA para o atendimento de cargas do tipo corrente constante e potência constante. Adiante serão apresentados detalhes de cada componente da microrrede.

O controle dos conversores CC-CC é realizado utilizando a metodologia proposta no Capítulo 3.

No caso dos geradores fotovoltaicos, o conversor opera injetando potência máxima enquanto a tensão no barramento CC for menor que o valor nominal. Para tensões

entre 380 V e 400 V, o conversor opera no modo *droop* de tensão. A característica de *droop* é adaptativa, de acordo com as características de operação instantâneas dos arranjos PV.

O conversor da bateria opera de acordo com a característica de *droop* imposta pelo controle adaptativo detalhado anteriormente.

O conversor de interface opera em modo controle de corrente utilizando um controlador por histerese. O mesmo é projetado para operar de modo bidirecional em corrente.

Tal rede deve operar com tensão de 380 V no barramento CC, com tolerância de $\pm 5\%$, e deve ser capaz de atender a uma demanda máxima de potência de aproximadamente 10 kW, de acordo com a distribuição apresentada na Tabela 6.

Tabela 6: Demanda de carga aproximada da microrrede CC.

Cargas	Potência (kW)	Utilização média (hs)	Energia (kWh)
Eletrônicas	8	3	24
Iluminação (Corredor)	0,32	6	1,92
Iluminação (Corredor)	0,32	6	1,92
Iluminação (Auditório)	1,92	1	1,92
TOTAL	10,56	–	29,76

A Figura 59 mostra a curva de carga típica para as cargas eletrônicas e sistemas de iluminação dos corredores, obtida a partir de estudos conduzidos pelo GEPEA. O horário de utilização do auditório é variável e não foi incluído no levantamento da curva.

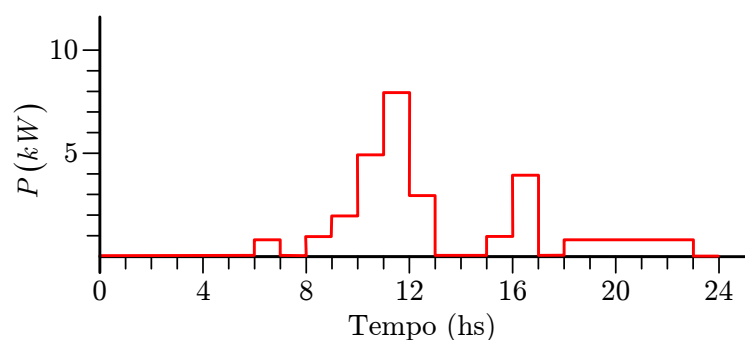


Figura 59: Curva de carga típica de parte da instalação.

Observa-se que, no pior caso, a utilização do auditório se dará no horário entre 11 e 12 horas, resultando em uma demanda máxima de potência de aproximadamente 10 kW.

5.2.1 CONFIGURAÇÃO DA ESTRUTURA PARA SIMULAÇÃO CHIL

A estrutura utilizada para simulação CHIL é representada na Figura 60.

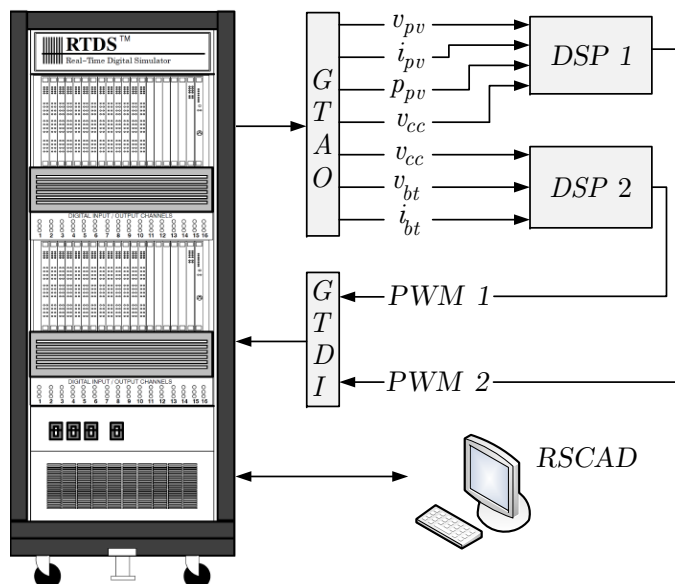


Figura 60: Representação esquemática da estrutura para simulação CHIL.

A microrrede CC apresentada na Figura 58 é modelada no RTDS, excetuando-se o controlador associado ao conversor de um dos arranjos fotovoltaicos. Além disso, o sistema de controle do conversor associado ao banco de baterias é modelado internamente e, posteriormente, em DSP, como será explicado adiante.

A conexão entre o RTDS e o DSP é feita diretamente, aplicando fotões de escala nos sinais de saída do RTDS para equalização entre os níveis de tensão dos dispositivos. Inicialmente, pretendeu-se utilizar uma placa de condicionamento de sinais para minimizar erros de quantização provocados pelas conversões DA e AD de 16 e 12 bits, respectivamente, do RTDS e do DSP. Contudo, não se obteve êxito na utilização do circuito condicionador de sinais em testes preliminares descobrindo-se, posteriormente, que a possível causa era um problema na alimentação da placa. De todo modo, como será mostrado no Capítulo 6, nos resultados obtidos comparando-se as simulações com controle interno e externo, o erro de quantização existe, porém dentro de uma faixa tolerável (menor que 5 %), validando a conexão direta entre o RTDS e o controlador externo.

A Figura 61 mostra uma fotografia da estrutura utilizada para simulação CHIL.

Na Figura 62 são mostradas fotografias dos cartões GTA0 e GTDI utilizados como interface entre o RTDS e os controladores externos.



Figura 61: Estrutura de simulação CHIL.

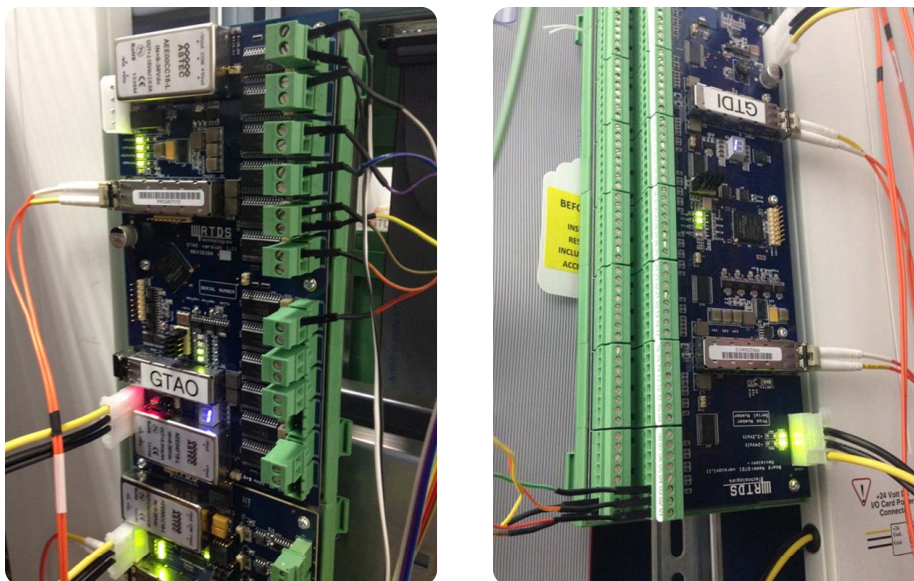


Figura 62: Cartões GTA0 (à esquerda) e GTDI (à direita).

A configuração da solução do modelo no RTDS é tal que o sistema é subdividido em 4 processadores, como mostra a Figura 63.

Observa-se que a solução da parcela do modelo referente aos sistemas de controle, inicialmente designada para o processador 1B é transferido para o processador 4A. A solução da sub-rede STS é associada ao processador 4B. Conforme mostrado no

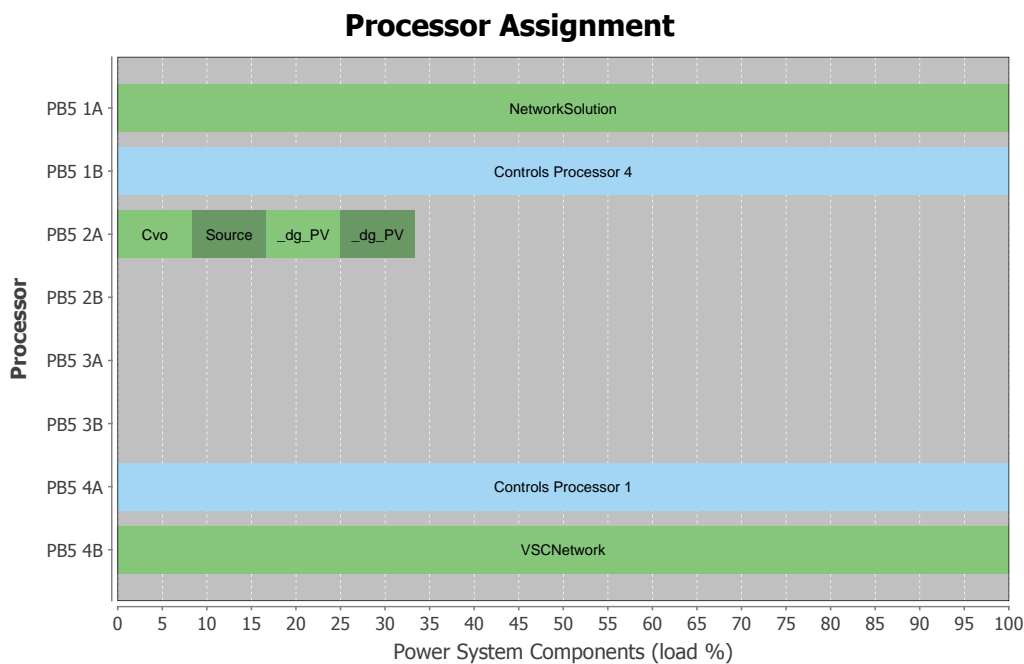


Figura 63: Distribuição do modelo nos diferentes processadores.

Capítulo 4, ambos devem ser resolvidos no cartão 4, pois é nele que estão conectados os cartões GTA0 e GTDI.

O processador 1A é responsável pela solução das equações correspondentes à maior parte da rede LTS, como: alguns elementos da bateria, da rede CA e das cargas, bem como o barramento CC.

A solução dos modelos da fonte de tensão trifásica, de ambos os arranjos PV, do capacitor associado ao modelo da bateria é realizada no processador 2A.

A microrrede proposta considera dois arranjos PV e seus respectivos conversores. Deste modo, é possível realizar o estudo do sistema utilizando um sistema de controle modelado internamente no RTDS para um deles e um controlador externo para o outro.

Inicialmente, desejava-se modelar dois bancos de baterias para que se pudesse comparar a atuação do sistema de controle externo e daquele modelado internamente no RTDS. Entretanto, devido à limitação do número de chaves na sub-rede STS, a utilização de mais um conversor CC-CC provoca um erro de compilação.

Uma alternativa seria a utilização de mais uma sub-rede STS, ou a utilização de dois processadores para a solução das equações associadas. Em ambos os casos, entretanto, deve-se designar um cartão adicional que, por sua vez, não teria conexão com o cartão GDTI, provocando um outro erro de compilação.

Deste modo, entende-se que a melhor alternativa para a validação do controle do conversor do banco de baterias é realizando-se uma simulação exclusivamente em RTDS e outra utilizando simulação CHIL considerando-se as mesmas condições da microrrede.

5.3 DIMENSIONAMENTO DOS GERADORES PV E DO BANCO DE BATERIAS

5.3.1 GERADORES PV

O primeiro passo para o dimensionamento dos arranjos fotovoltaico se baseia na determinação do recurso solar disponível na localidade da instalação. Considerando o fato de que a disponibilidade do recurso solar varia ao longo do dia, ou seja, o gerador PV é uma fonte intermitente, uma forma conveniente de expressar o valor acumulado de energia solar ao longo do dia é dado pelo número de Horas de Sol Pleno (HSP) (PINHO; GALDINO, 2014).

O número de horas de sol pleno é dado por:

$$HSP = \frac{\bar{G}}{E_{max}}, \quad (5.1)$$

onde \bar{G} é a irradiação solar diária média; $E_{max} = 1 \text{ kW}/\text{m}^2$ é a irradiância máxima.

A Tabela 7 apresenta os valores de irradiação solar diária média mensal para a cidade de Juiz de Fora, considerando o ângulo de medição de 21° de inclinação dos arranjos PV (CRESESB, 2012).

Considerando o pior caso, ou seja, o mês de setembro, obtém-se $HSP = 3,86 \text{ h}$.

A potência mínima fornecida pelo gerador PV é dada pela razão entre a energia diária demandada e o número de HSP, isto é:

$$P_{PV,min} = \frac{29,76}{3,86} = 7,71 \text{ kW}. \quad (5.2)$$

Considerando a eficiência na conversão CC-CC em torno de 95% (XU; CHENG, 2011), (HAMMERSTROM, 2007), (PINHO; GALDINO, 2014) e a eficiência dos condutores em torno de 98% (CRESESB, 2004), (PINHO; GALDINO, 2014), a potência mínima corrigida é dada por:

Tabela 7: Irradiação solar diária média mensal para a cidade de Juiz de Fora.

Mês	Radiação ($kWh/m^2 \cdot dia$)
Jan	4,56
Fev	4,82
Mar	4,53
Abr	4,06
Mai	4,20
Jun	3,87
Jul	4,67
Ago	4,53
Set	3,85
Out	4,23
Nov	4,36
Dez	4,37

$$P_{PV,cor} = \frac{7,71}{0,95 \times 0,95 \times 0,98} = 8,78 \text{ kW}. \quad (5.3)$$

Com o objetivo de aumentar a confiabilidade do sistema, bem como reduzir os efeitos de sombreamento parcial, serão utilizados dois arranjos PV de 5 kW cada. Além disso, os arranjos conseguem atender a demanda máxima no caso de a microrrede operar em modo isolado, independentemente do estado de carga do banco de baterias.

Portanto, para cada arranjo utilizando painéis de SL6P60-240W 240 W (8,06A e 29,8V) (SOLAR, 2013), são necessárias 21 unidades, configuradas como um módulo de 7 painéis em série e, posteriormente, 3 módulos em paralelo, resultando em um arranjo de 210 V e 24 A, aproximadamente.

5.3.2 BANCO DE BATERIAS

Os parâmetros mais importantes do banco de baterias eletroquímicas são a eficiência, a máxima profundidade de descarga e a autonomia do sistema.

A profundidade de descarga de uma bateria de chumbo-ácido está relacionada diretamente com a vida útil dela. Considerando uma profundidade de descarga (PD) de 30%, a bateria terá uma vida útil entre 300 e 1000 ciclos, dependendo da tecnologia construtiva (LINDEN; REDDY, 2001), (FARRET; SIMÕES, 2006).

Considerando um banco de baterias com tensão nominal de saída de 240 V, o

consumo diário de corrente da carga é dado por:

$$I_{dia} = \frac{\text{Demanda}}{\text{Tensão}} = \frac{29,76}{240} = 124,0 \text{ Ah.} \quad (5.4)$$

O consumo diário corrigido considerando as perdas, assim como foi feito para os arranjos PV, é dado por:

$$I_{dia,cor} = \frac{121,8}{0,95 \times 0,95 \times 0,98} = 140,2 \text{ Ah.} \quad (5.5)$$

Para sistemas isolados, recomenda-se o dimensionamento do banco de baterias considerando-se uma autonomia de 2 dias (PINHO; GALDINO, 2014). Para sistemas conectados à rede, recomenda-se que a autonomia esteja entre 20% e 50% deste período (FARRET; SIMÕES, 2006). Deste modo, será considerada uma taxa de descarga $C/10$, resultando em uma autonomia do banco de baterias igual a 10 horas, ou 0,417 dias.

O consumo de corrente total do banco de baterias é dado pela equação (5.6), onde $PD = 30\%$ é a profundidade de descarga e τ é o fator que corrige a capacidade da bateria para baixas temperaturas. No Brasil, o valor padrão é $\tau = 1$, por se tratar de um país tropical (CRESESB, 2004).

$$\begin{aligned} I_{total} &= \frac{I_{dirio,cor} \times \text{Autonomia}}{PD \times \tau} \\ &= 194,9 \text{ Ah} \end{aligned} \quad (5.6)$$

Para atender tais especificações, será utilizado um banco de baterias contendo 5 unidades de de 48 V e 200 Ah de capacidade conectadas em série, resultando em uma tensão terminal nominal de 240 V e uma capacidade de energia total de 48 kWh.

5.4 MODELAGEM DA MICRORREDE EM RTDS

A Figura 64 mostra o diagrama esquemático da microrrede modelada no RTDS.

A modelagem da microrrede é realizada como uma rede LTS, excetuando-se os conversores estáticos, que são modelados em uma sub-rede STS. Os sistemas de controle dos conversores associados ao arranjo PV 2 e do banco de baterias são modelados no RTDS. Além disso, para análise do sistema utilizando simulação CHIL, os sistemas de

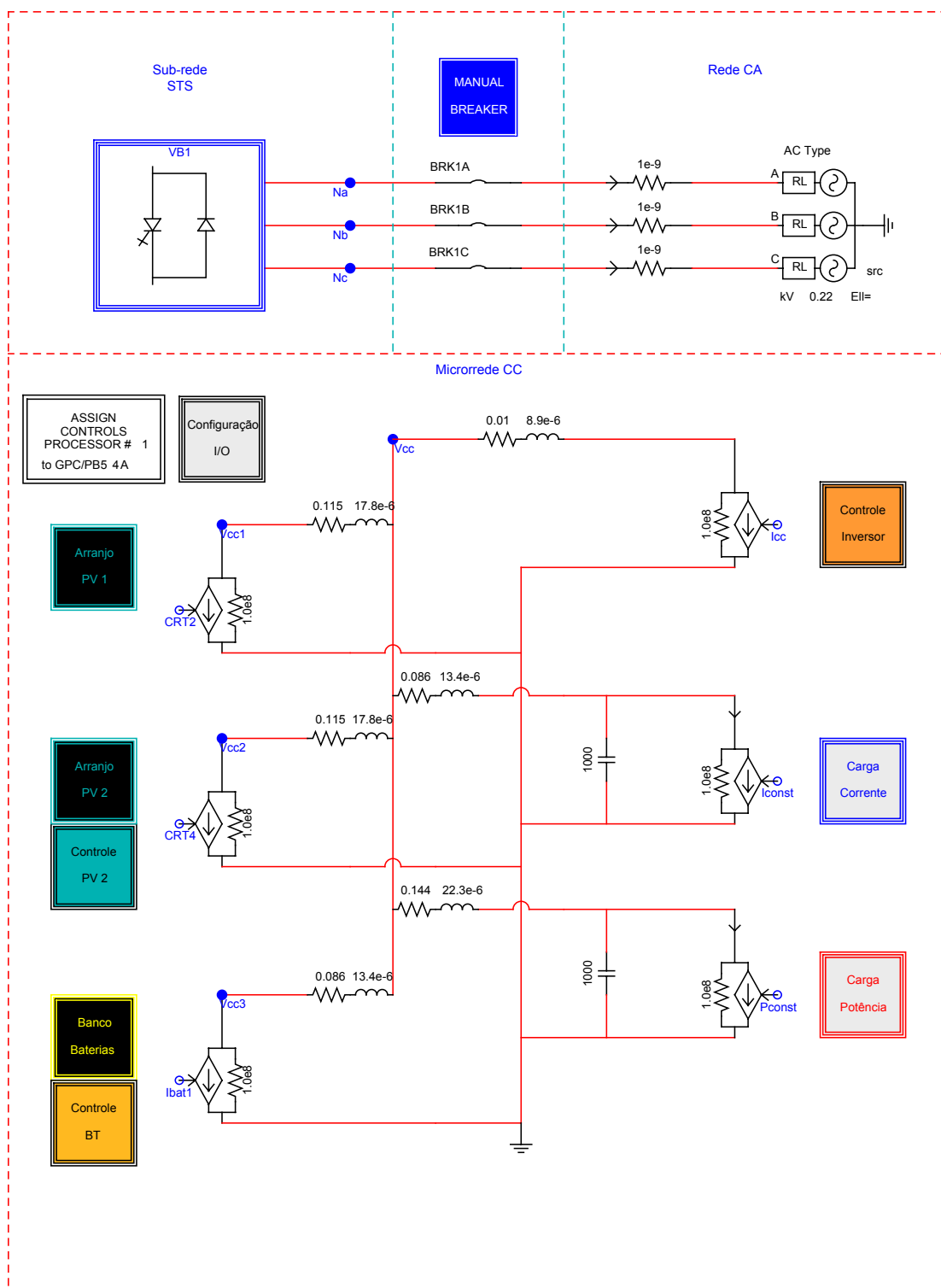


Figura 64: Microrrede CC proposta modelada no RTDS.

controle do conversor do arranjo PV 1 e daquele associado ao banco de baterias são implementados em DSP.

As características de *droop* para condição padrão de operação são representadas na

Figura 65.

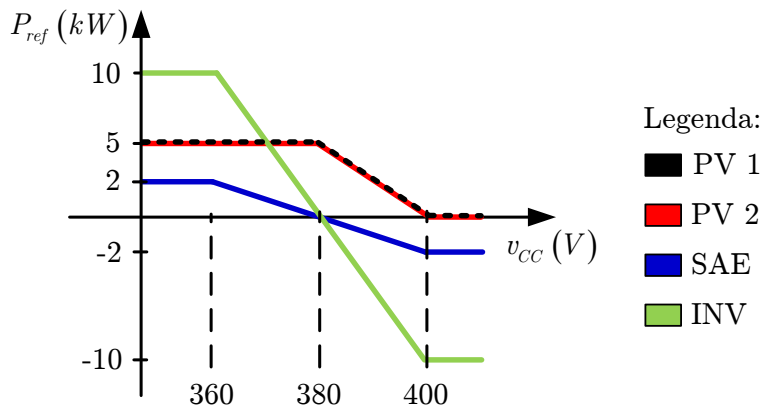


Figura 65: Características de *droop* para os arranjos fotovoltaicos (PV 1, PV 2), banco de baterias (SAE) e conversor de interface (INV).

Neste caso, espera-se que a tensão no barramento se mantenha no valor nominal, 380 V, enquanto a demanda de carga for igual a 100%. Para valores inferiores de demanda, a tensão é elevada até o máximo de 400 V, caso em que os arranjos PV deixam de fornecer potência, o banco de baterias está no modo de carga e o conversor de interface está no modo retificador.

Se por algum motivo, tal como falha ou falta em algum equipamento, ou influência das variáveis meteorológicas, a microrrede operar com a maior parte da energia oriunda da rede CA, a tensão no barramento CC é reduzida até o limite de 360 V. Neste ponto de operação o conversor de interface opera como retificador fornecendo 10 kW de potência para a microrrede.

A partir da descrição da operação em condição padrão, é possível estabelecer diversos cenários para análise do comportamento da microrrede CC. Alguns destes cenários serão estudados no próximo Capítulo 6.

A seguir serão apresentados os detalhes da modelagem em RTDS de cada componente da microrrede CC proposta.

5.4.1 ARRANJOS PV

Para a representação dos arranjos PV, foi utilizado o modelo disponibilizado na biblioteca do próprio RSCAD. O modelo representado pelo circuito com um diodo é utilizado (TECHNOLOGIES, 2012). Apesar de existirem outros modelos mais precisos, com 2 ou 3 diodos, representando efeitos como recombinação de portadores, entre outros, o modelo utilizado é mais simples e, ainda sim, preciso para este tipo de aplicação

(CHENNI et al., 2007), (TSAI; TU; SU, 2008).

A Figura 66 apresenta o subsistema contendo o modelo de um dos arranjos PV. Neste subsistema são representados, ainda, os botões para ajuste em tempo real da irradiação e da temperatura e os componentes de interface entre o arranjo e o conversor, modelado no STS.

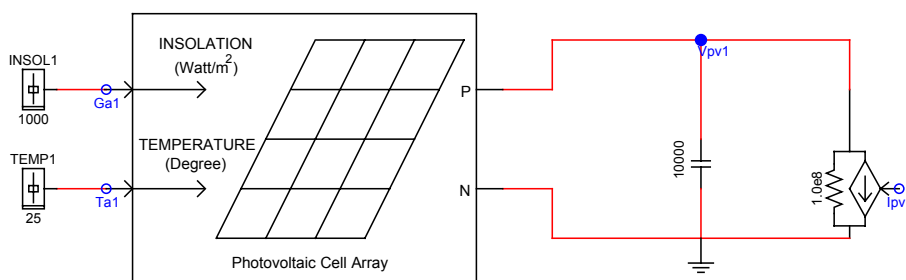


Figura 66: Modelo do arranjo PV.

Ambos os arranjos, seus conversores e sistemas de controle são modelados da mesma maneira. Deste modo, o detalhamento da modelagem de um dos arranjos pode ser estendido para o segundo.

Os parâmetros de configuração do arranjo PV incluem a definição da tensão e corrente no ponto de máxima potência, a tensão de circuito aberto e a corrente de curto circuito. Além disso, devem ser definidos o número de painéis em série e em paralelo e o número de células em cada painel. Por fim, são definidas algumas constantes de referência, tais como a temperatura de referência (25°C) e o coeficiente de temperatura da corrente de curto circuito (0.04%). Os dados utilizados estão disponíveis em (SOLAR, 2013).

A interface entre os sinais do arranjo PV, modelado no LTS, e o conversor, modelado no STS é realizada de modo que:

- A tensão de saída do arranjo PV é representada por uma fonte de tensão controlada na entrada do respectivo conversor.
- A corrente no indutor do conversor é representada por uma fonte controlada de corrente cujo valor corresponde à corrente de saída do arranjo PV.

Um capacitor de saída de elevada capacitância, comumente utilizado em sistemas fotovoltaicos, é conectado entre os terminais de cada arranjo PV (TECHNOLOGIES, 2012). Utilizou-se o valor padrão indicado no manual, com valor igual a 10 mF.

5.4.2 BANCO DE BATERIAS

A Figura 67 apresenta o modelo do banco de baterias baseado no circuito RC-série descrito no Capítulo 2.

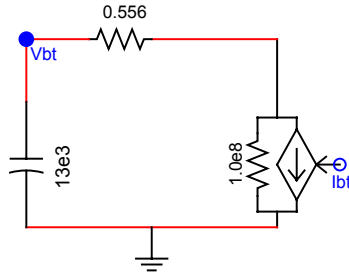


Figura 67: Modelo do banco de baterias.

Considerando um banco de baterias de 240 V de tensão nominal e 200 Ah de capacidade, bem como os dados estimados para uma única bateria apresentados no Capítulo 2, os parâmetros para a determinação de C_{bt} e R_{bt} são mostrados na Tabela 8.

Tabela 8: Parâmetros elétricos do banco de baterias.

Parâmetro	Valor
C/n	10 A
v_0	252 V
v_f	224 V
ω_{bt}	24 kWh

A capacitância equivalente é $C_{bt} = 12,97 \text{ kF}$, de acordo com a equação (2.3).

Para uma autonomia de 10 horas, a resistência série equivalente é dada por:

$$R_{bt} = 3600 \frac{10}{5C} = 556 \text{ m}\Omega. \quad (5.7)$$

Para condições normais de operação, isto é, com tensão do barramento CC entre 360 V e 400 V, considera-se que a corrente máxima das baterias deve ser igual àquela definida pela taxa de carga. Deste modo, a potência máxima de carga/descarga deve ser igual a 2,4 kW para o banco de baterias.

Reitera-se o fato de que a tensão terminal será considerada como a tensão nos terminais da capacitância equivalente, para uma melhor estimativa do estado de carga da bateria, conforme discutido no Capítulo 2.

5.4.3 CONVERSORES ESTÁTICOS

A Figura 68 mostra os conversores estáticos modelados na sub-rede STS no RSCAD.

5.4.3.1 CONVERSORES CC-CC

O projeto dos conversores CC-CC para simulação consiste, basicamente, na determinação do filtro indutivo na entrada e capacitivo na saída. A metodologia apresentada a seguir considera que os conversores operam no modo de condução contínua e despreza os efeitos dos elementos parasitas.

Para o projeto do filtro indutivo na entrada, deve-se determinar a indutância mínima que garanta a operação no modo de condução contínua de maneira independente do valor da razão cíclica (KAZIMIERCZUK, 2008).

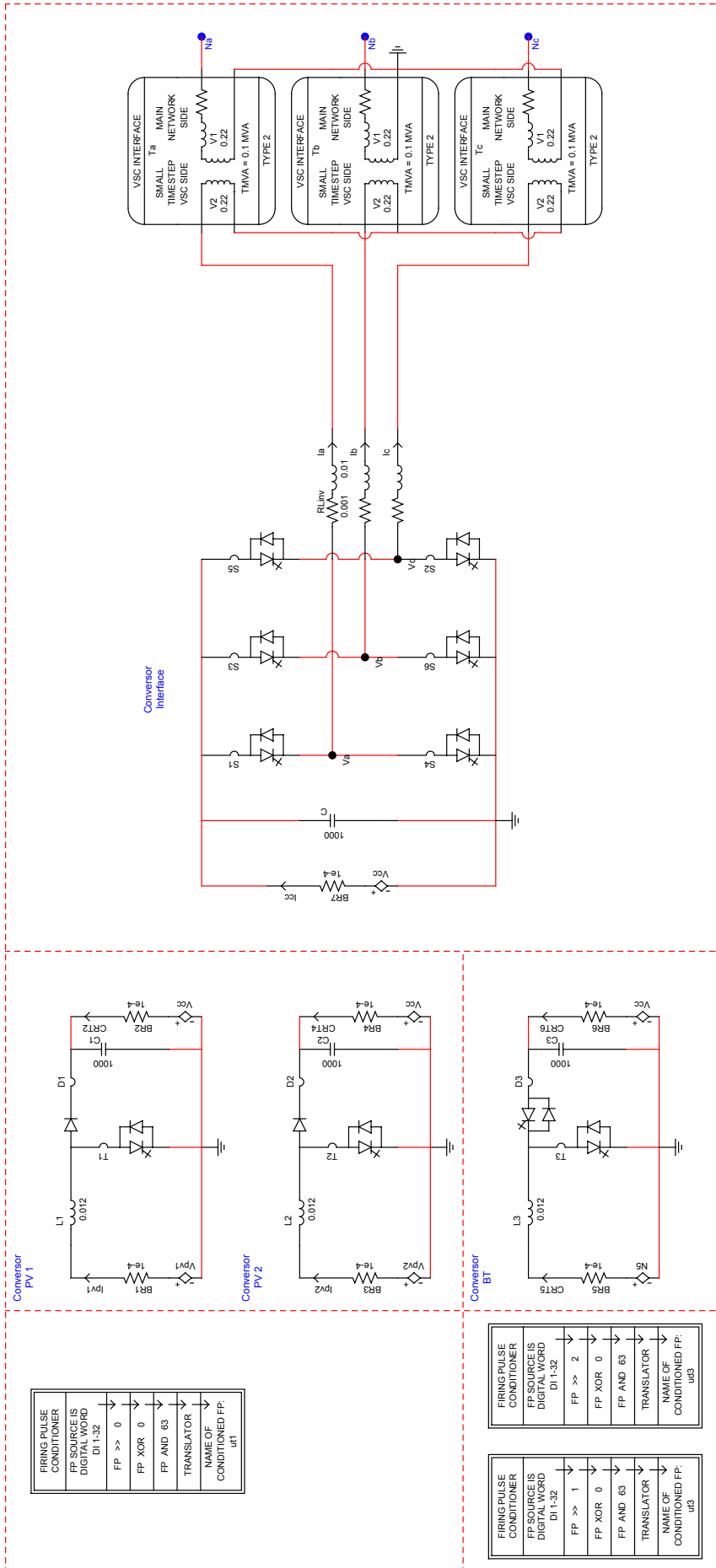


Figura 68: Conversores estáticos modelados como sub-rede STS.

FIRING PULSE CONDITIONER	
FP SOURCE IS DIGITAL WORD	D1 1-32
FP >> 0	
FP XOR 0	
FP AND 63	
TRANSLATOR	
NAME OF CONDITIONED FP:	u11

FIRING PULSE CONDITIONER	
FP SOURCE IS DIGITAL WORD	D1 1-32
FP >> 1	
FP XOR 0	
FP AND 63	
TRANSLATOR	
NAME OF CONDITIONED FP:	u18

FIRING PULSE CONDITIONER	
FP SOURCE IS DIGITAL WORD	D1 1-32
FP >> 2	
FP XOR 0	
FP AND 63	
TRANSLATOR	
NAME OF CONDITIONED FP:	u63

Supondo que as correntes mínima e máxima na saída sejam especificações de projeto, a indutância mínima a ser utilizada para garantir que o conversor opere sempre no MCC é dada por:

$$L_{min} = \frac{v_C d_{min} (1 - d_{min})}{f_s \Delta i_L}, \quad (5.8)$$

onde $v_C = 380 \text{ V}$ é a tensão nominal no capacitor de saída do conversor; d_{min} é o valor mínimo da razão cíclica; f_s é a frequência de chaveamento.

O projeto do capacitor deve levar em conta a ondulação máxima na tensão de saída especificada no projeto do conversor. O cálculo da capacitância mínima que atenda a tal especificação é dada por:

$$C_{o,min} = 2 \frac{d_{max} I_{o,max}}{f_s \Delta v_C}, \quad (5.9)$$

onde d_{max} e $I_{o,max} = p_{o,max}/v_C$ são os valores máximos da razão cíclica e da corrente de saída, respectivamente; Δv é o valor pico-a-pico da ondulação de tensão.

A conexão entre os arranjos PV e o banco de baterias ao barramento CC é feita utilizando conversores CC-CC *boost* sendo que, para o banco de baterias, o conversor utilizado é bidirecional em corrente. A Tabela 9 apresenta os parâmetros de projeto dos conversores.

Tabela 9: Parâmetros de projeto dos conversores CC-CC.

Parâmetro	Valor
v_C	360–400 V
E	100–260 V
p_o	1–6 kW
Δv_C	1%
Δi_L	5%
f_s	20 kHz

Substituindo os parâmetros dados na Tabela 9 em (5.8) e (5.9), obtém-se $L_{min} = 1,2 \text{ mH}$ e $C_{o,min} = 1500 \text{ }\mu\text{F}$.

Considerando que a operação do conversor é em frequência variável e, de acordo com a complexidade do modelo, o RTDS força a operação do sistema em frequências mais baixas, serão considerados indutores 10 vezes maiores.

Por outro lado, como a capacitância total do barramento CC corresponde à soma dos valores dos capacitores de saída dos conversores em paralelo das fontes e das cargas, será considerado o valor de $C_{o,min} = 1000 \mu F$ para cada conversor CC-CC.

5.4.3.2 CONVERSOR DE INTERFACE

O projeto do conversor de interface e do seu controle têm um papel secundário no desenvolvimento deste trabalho. Sendo assim, a definição dos parâmetros do circuito foi definida de maneira genérica, mantendo a ordem de grandeza dos demais parâmetros do sistema.

Deste modo, considera-se que os parâmetros do conversor são $R = 1 m\Omega$, $L = 10 mH$ e $C = 1000 \mu F$.

Conforme descrito no Capítulo 4, é recomendado que se utilize três transformadores de interface monofásicos para melhoria de estabilidade numérica da simulação.

Cada um deles é configurado com relação de espiras 1:1 e potência nominal de 100 kVA.

5.4.3.3 DISPARO DAS CHAVES

O acionamento das chaves dos conversores associados ao arranjo PV 2 e ao banco de baterias é feito utilizando sinais gerados no LTS, a partir dos controladores modelados internamente.

Contudo, observa-se, na Figura 68, a inclusão de três módulos associados ao disparo das chaves através do cartão de entrada digital. Um deles aciona o transistor do conversor associado ao arranjo PV 1.

Os demais são associados ao disparo complementar das chaves do conversor do banco de baterias, quando o mesmo é controlado por DSP. Neste caso, aplica-se um deslocamento à direita no segundo e terceiro bit menos significativo para que os sinais PWM do controlador externo sejam corretamente utilizados, já que o primeiro bit corresponde ao sinal PWM associado ao conversor do arranjo PV 1.

5.4.4 SISTEMAS DE CONTROLE

Conforme discutido anteriormente, os sistemas de controle de um dos arranjos fotovoltaicos e do banco de baterias são implementados internamente no RTDS. Como

os conversores CC-CC possuem os mesmos parâmetros, o projeto do sistema de controle por modos deslizantes é idêntico para estes circuitos.

Será apresentada adiante a metodologia para a determinação dos coeficientes de deslizamento para os conversores CC-CC.

Em seguida, serão definidos os modelos matemáticos das características de *droop* para os arranjos PV, o banco de baterias e o conversor de interface.

5.4.4.1 DETERMINAÇÃO DOS COEFICIENTES DE DESLIZAMENTO

Conforme discutido no Capítulo 3, a superfície de deslizamento associada aos conversores CC-CC é dada por:

$$S(e_{x_i}, t) = k_v e_v + k_i e_i, \quad (5.10)$$

onde $e_v = (V_{ref} - v_C)$ é o erro na tensão de saída do conversor; $e_i(t) = (i_{ref} - i_L)$ é o erro na corrente no indutor.

Para satisfazer as condições de existência e convergência do modo deslizante, é necessário que:

$$\dot{S}(e_{x_i}, t) < 0, \text{ if } u(t) = 1 \quad (5.11)$$

e

$$\dot{S}(e_{x_i}, t) > 0, \text{ if } u(t) = 0 \quad (5.12)$$

O ganho $k = k_v/k_i$ pode ser determinado a partir das equações (5.10) e (5.11), utilizando as equações do modelo do conversor apresentadas no Capítulo 2. Além disso, é utilizada uma resistência de saída $R_o = 28,88 \Omega$, equivalente ao fornecimento de 5 kW em 380 V.

$$\begin{aligned} \dot{S}(e_{x_i}, t) = -k v_C - \dot{i}_L &< 0 \\ k \left[\frac{v_C}{R_o C_o} \right] &< \left[\frac{E}{L} \right] \end{aligned} \quad (5.13)$$

Resultando na seguinte condição,

$$k < \frac{R_o C_o}{L} \frac{E}{v_C} \quad (5.14)$$

Levando-se em consideração a possibilidade de flutuações nas grandezas elétricas, o valor de k é definido considerando o pior caso.

Deste modo,

$$k < \frac{R_o C_o}{L} \frac{E_{min}}{v_{C,max}} \quad (5.15)$$

onde $E_{min} = 100 \text{ V}$; $v_{C,max} = 400 \text{ V}$ é a tensão máxima do barramento CC de acordo com a especificação do projeto.

Substituindo os parâmetros do conversor apresentados anteriormente na equação (5.15), k pode ser obtido, fazendo-se:

$$k = \frac{k_v}{k_i} < 6,02. \quad (5.16)$$

Como forma de garantir um bom compromisso entre uma rápida resposta e um comportamento satisfatório frente aos distúrbios, os valores escolhidos para os coeficientes de deslizamento são $k_v = 1$ and $k_i = 20$.

5.4.4.2 ARRANJOS PV

O modo de operação do sistema de controle do conversor associado a cada arranjo PV é definido em função da tensão do barramento CC: MPPT, caso a tensão seja menor que 380 V e *droop* de tensão para valores acima de 380 V. O algoritmo Perturbação e Observação (do inglês, *Perturb and Observe*) (PeO) é utilizado para rastreamento do ponto de máxima potência.

O método PeO se destaca por não depender do tipo de arranjo, por apresentar uma rápida velocidade de convergência, pela simplicidade de implementação e por apresentar eficiência no rastreamento do ponto de máxima potência de aproximadamente 98% (ESRAM; CHAPMAN, 2007), (HOHM; ROPP, 2000).

A Figura 69 apresenta o diagrama de blocos correspondente ao sistema de controle, implementado no RTDS, do conversor associado ao arranjo PV 2.

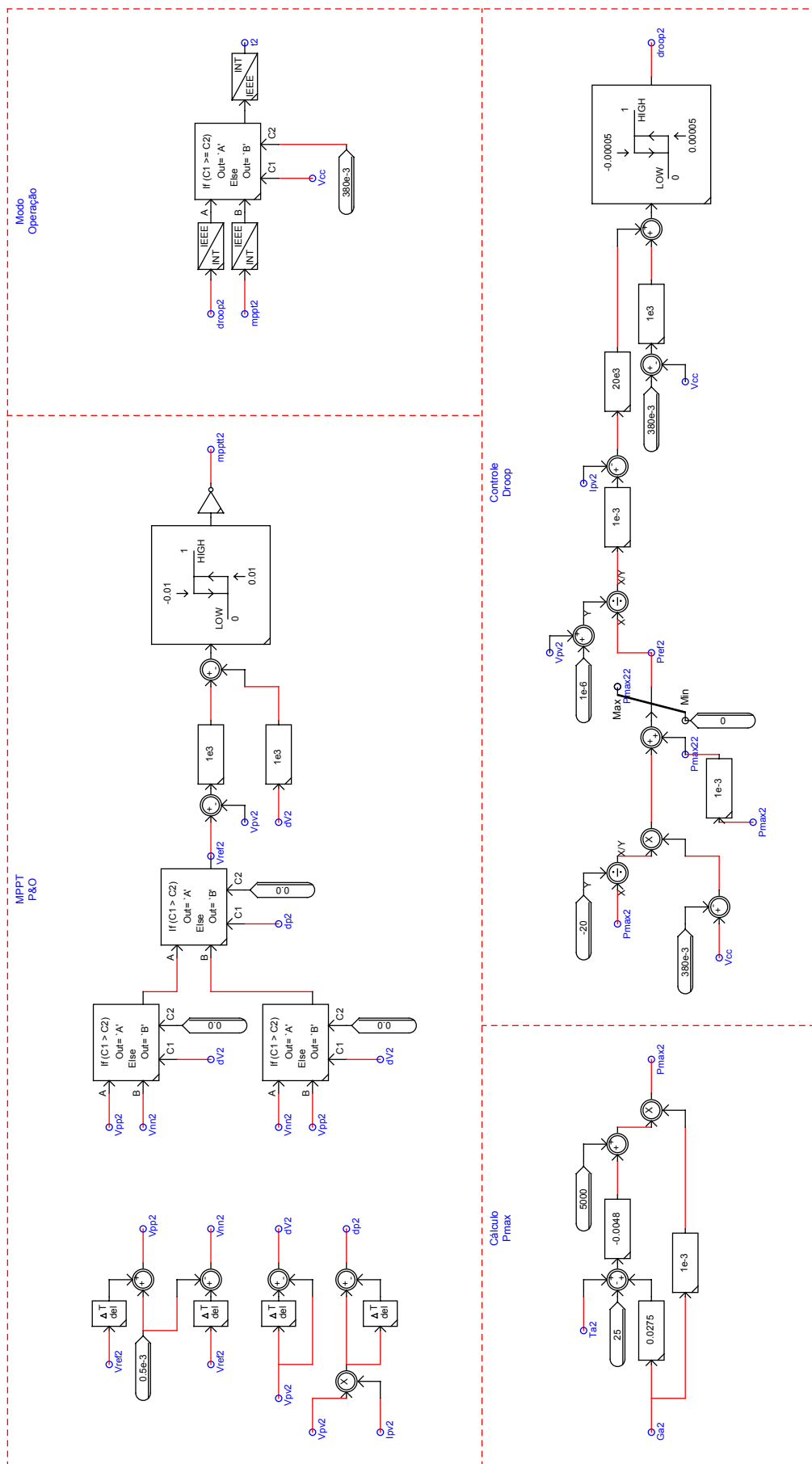


Figura 69: Esquema de controle de tensão para o arranjo PV.

No modo de operação com MPPT, controla-se a tensão de saída do arranjo PV. O controlador SMC utilizado considera a seguinte superfície de deslizamento:

$$S(e_{x_i}, t) = e_v + \dot{e}_v, \quad (5.17)$$

onde $e_v = (V_{ref} - v_{pv})$ é o erro na tensão de saída do arranjo PV; $\dot{e}_v(t) = -\dot{v}_{pv}$ é a variação do erro de tensão.

A utilização da parcela correspondente à variação do erro de tensão na superfície de deslizamento resulta em um aumento na velocidade da resposta do sistema de controle (SILVA; PINTO, 2006).

A lei de controle é definida por:

$$u(t) = \begin{cases} 0, & \text{se } S(e_{x_i}, t) > 0 \\ 1, & \text{se } S(e_{x_i}, t) < 0 \end{cases} \quad (5.18)$$

Em linhas gerais, a lei de controle atua de modo a reduzir a corrente de saída do arranjo e, conseqüentemente, aumentar a tensão terminal quando a chave está aberta e vice-versa, caso a chave esteja fechada.

Durante o controle por *droop* de tensão deve-se estimar qual a potência máxima que poderia ser fornecida pelo arranjo, uma vez que o mesmo não opera, de fato, no ponto de máxima potência. Deste modo, é possível estimar a potência máxima que seria fornecida pelo arranjo a partir da equação (5.19) (HATZIARGYRIOU et al., 2004).

$$P_{\max} = G_a \left[P_{\max,0} + \mu_{P_{\max}} \left(\Delta T + G_a \frac{T_n - 20}{800} \right) \right], \quad (5.19)$$

onde G_a é a irradiação solar [W/m^2]; $\Delta T = T_a - 25^\circ C$ é diferença entre a temperatura ambiente e a temperatura de referência [$^\circ C$]; $\mu_{P_{\max}}$ é o coeficiente da variação da potência em relação à temperatura [$W/^\circ C$]; T_n é a temperatura normal de operação do arranjo, também denominada NOCT [$^\circ C$].

5.4.4.3 BANCO DE BATERIAS

O diagrama de blocos correspondente ao sistema de controle do conversor, implementado no RTDS, associado ao banco de baterias é mostrado na Figura 70.

Conforme apresentado na Seção 3.3.3, o controle adaptativo dos conversores do

banco de baterias está relacionado ao ajuste vertical da característica de *droop* de tensão. Tal ajuste é definido em função do estado de carga do banco, estimado por meio da medição da sua tensão terminal.

Matematicamente, o deslocamento vertical da característica de *droop* é definida por:

$$P_r = \left[2 \left(\frac{v_{BT} - v_{min}}{v_{max} - v_{min}} \right) - 1 \right] \frac{P_{max}}{2} \quad (5.20)$$

onde v_{BT} é a tensão de saída do banco de baterias; $v_{max} = 252 V$ e $v_{min} = 246 V$ são as tensões relacionadas às situações em que bateria está com estado de carga de 100% e 70%, respectivamente.

Os valores de P_{min} e P_{max} , ou seja, a inclinação da característica de *droop*, são definidos de acordo com as características do banco de baterias.

A partir da definição da curva de carga, observa-se que a demanda de potência é inferior a 2 kW na maior parte do dia. Isto vai ao encontro da definição de potência máxima fornecida pelas baterias, isto é igual a 2,4 kW.

Por outro lado, em determinados intervalos de tempo, a demanda é superior a este valor. Um bom compromisso entre a manutenção do banco de baterias e o atendimento às cargas, em caso de redução na potência fornecidas pelos arranjos PV ou pelo conversor de interface, é considerar a potência máxima igual a 4 kW quando as baterias estiverem completamente carregadas. Conseqüentemente, o valor da potência mínima será igual a -4 kW, que corresponde ao limite de potência absorvida pelo banco de baterias quando o mesmo está com estado de carga de 70%.

Além da definição do deslocamento vertical, um esquema de proteção é projetado, com o objetivo de inabilitar S_1 e S_2 caso a tensão terminal do banco de baterias seja inferior ao valor correspondente ao estado de carga de 70% ou superior àquele correspondente à bateria completamente carregada.

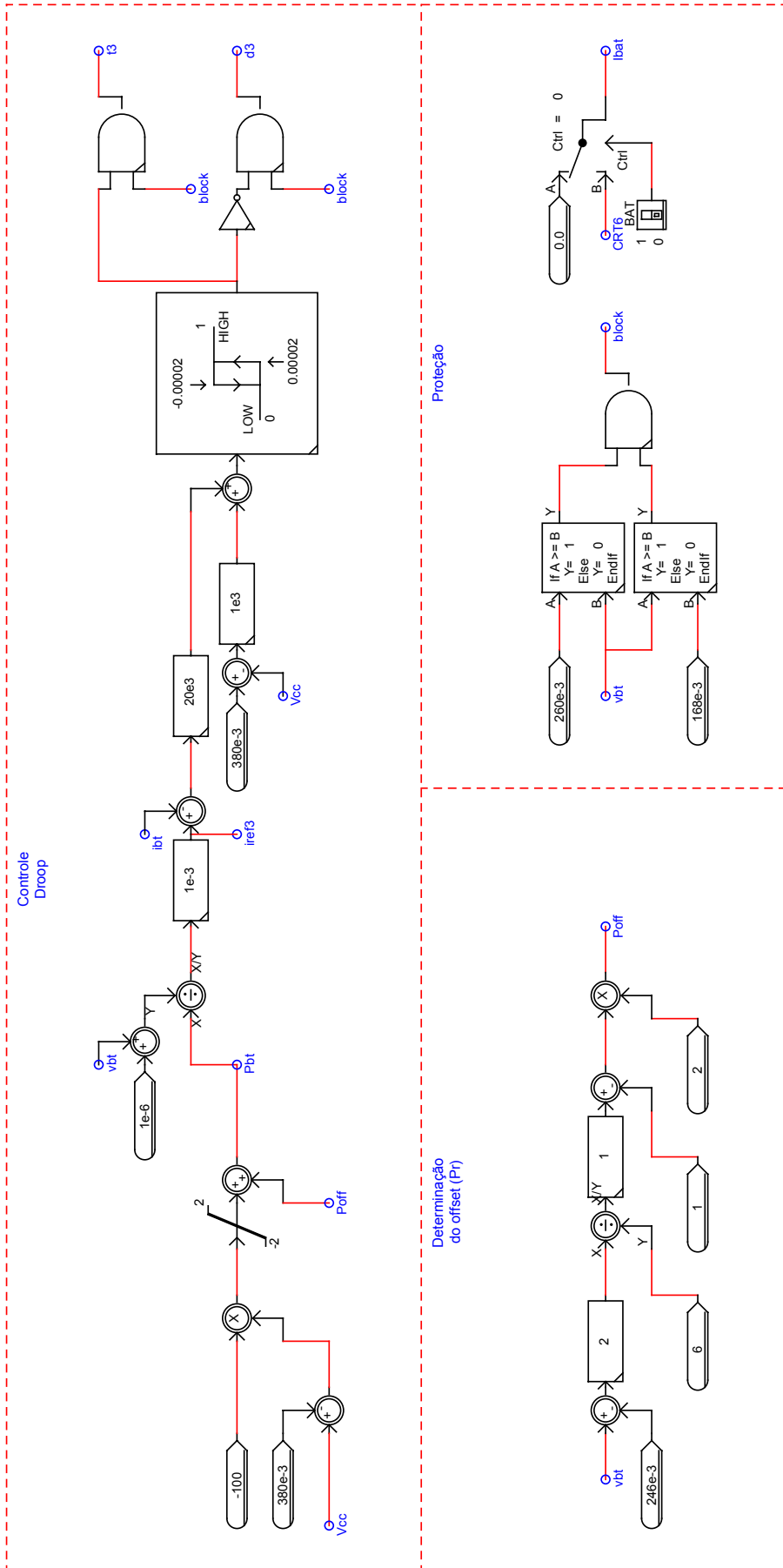


Figura 70: Esquema de controle de tensão para banco de baterias.

Por fim, uma chave utilizada para representar a conexão do banco de baterias à microrrede é modelada com o objetivo de auxiliar nos estudos de caso simulados.

5.4.4.4 CONVERSOR DE INTERFACE

O sistema de controle do conversor de interface é representado na Figura 71.

Inicialmente, é modelada a característica de *droop* de tensão associada ao conversor, conforme ilustrado na Figura 65. O conversor é capaz de processar uma potência máxima de 10 kW tanto para operação no modo inversor como no modo retificador. Em tensão nominal, é desejável que o conversor não processe potência.

A potência de referência é utilizada para determinação da correntes de fase de referência, de acordo com as equações indicadas no Capítulo 3.

No presente trabalho, considera-se que o conversor operará sempre com fator de potência unitário. Uma pequena modificação no sistema de controle permite a inclusão da potência reativa de referência, para a utilização do conversor de interface com a função auxiliar de compensação de energia reativa na rede CA.

Comparadores de histerese com banda de histerese de 2 mA são utilizados para realizar o controle das correntes de fase sintetizadas pelo conversor.

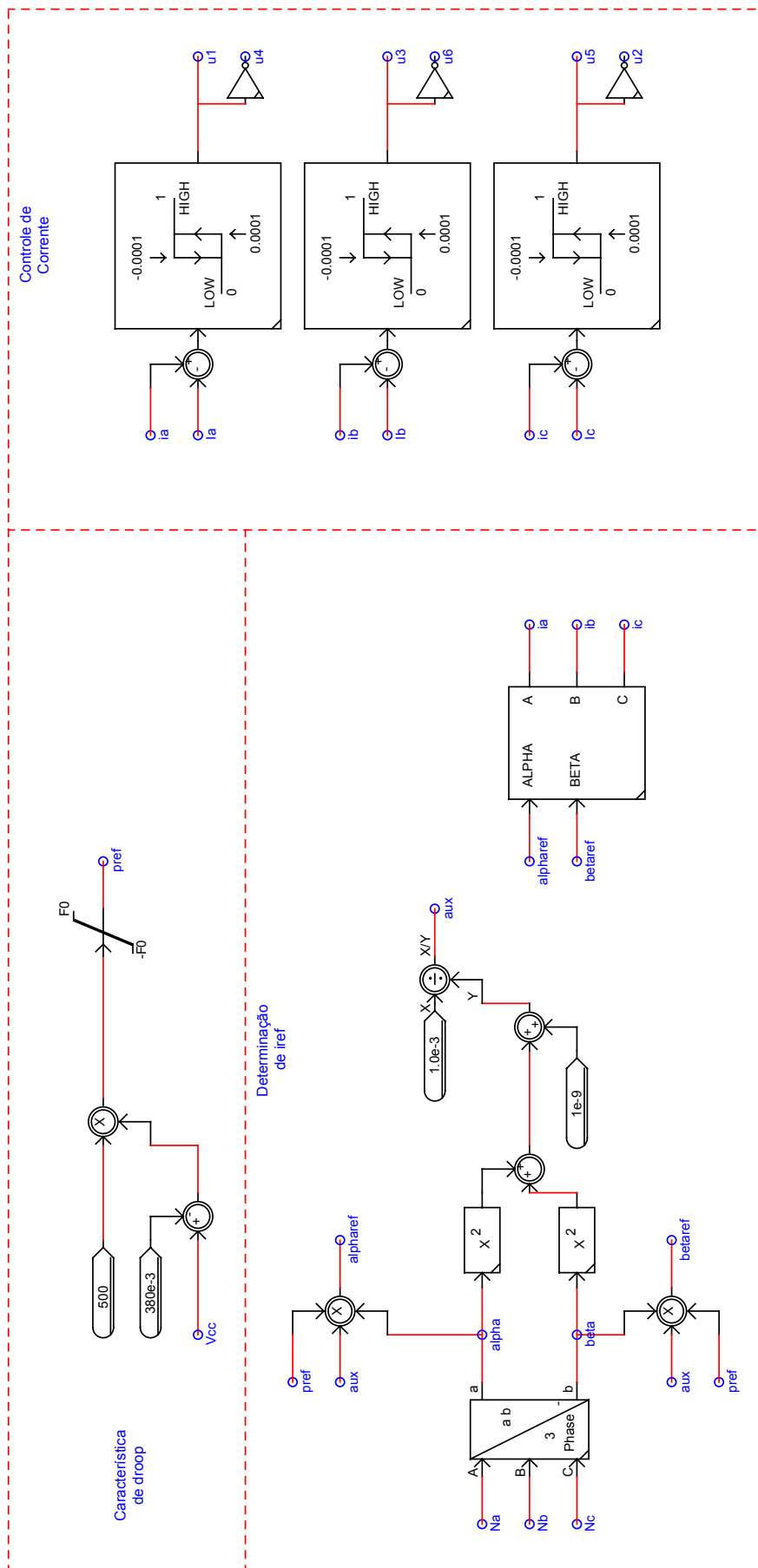


Figura 71: Esquema de controle de tensão para o conversor de interface.

5.4.5 CARGAS

As cargas associadas à microrrede CC proposta são dispositivos de iluminação e equipamentos eletrônicos (computadores pessoais, roteadores, entre outros).

Sistemas de iluminação baseados em lâmpadas fluorescentes tubulares utilizando reatores passivos podem ser classificadas como cargas do tipo corrente constante, enquanto iluminação baseada em LED e as demais cargas eletrônicas são classificadas como cargas do tipo potência constante (NILSSON, 2005).

Recomenda-se a utilização de lâmpadas LED em ambos os corredores do edifício, aumentando a vida útil e eficiência do sistema de iluminação. Deste modo, a maior parte da demanda (8,64 kW) será modelada como uma única carga do tipo potência constante, utilizando uma fonte de corrente controlada, conforme ilustra a Figura 72.

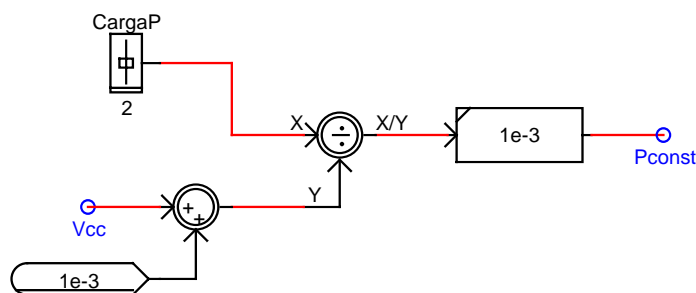


Figura 72: Representação da carga do tipo potência constante como fonte de corrente controlada.

A variação da potência demandada durante a simulação em tempo real é comandada por uma botoeira virtual.

Com o objetivo de distribuir a carga ao longo do barramento e analisar o comportamento da microrrede com diferentes tipos de cargas, o sistema de iluminação baseado em lâmpadas fluorescentes convencionais, atualmente utilizado no instituto, será modelado. A fonte de corrente associada a estas cargas é controlada, de modo a simular o ato de ligar e desligar, em parte ou completamente, as lâmpadas do auditório.

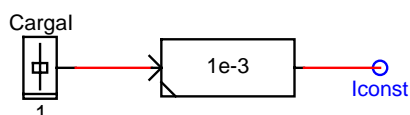


Figura 73: Representação da carga do tipo corrente constante.

De maneira similar ao caso das cargas do tipo potência constante, um botão é utilizado para permitir a variação da corrente consumida durante a simulação em tempo real.

Em ambos os casos multiplica-se o valor da corrente (em Ampères) de controle por 10^{-3} para que a corrente da fonte seja dada em kA, ordem de grandeza padrão nas simulações utilizando o RTDS.

Para modelar as capacitâncias do lado das cargas, bem como atenuar o *ripple* de tensão nos terminais de cada uma delas, são utilizados dois capacitores de $1000 \mu F$ em paralelo com cada fonte de corrente.

5.4.6 MODELAGEM DOS CABOS

A etapa final da modelagem da microrrede diz respeito à representação das características dos condutores para conexão de cada elemento do sistema ao barramento CC.

Para sistemas LVDC, uma metodologia simples para a determinação de tais parâmetros é a utilização de modelos de parâmetros concentrados.

A resistência CC por unidade de comprimento de um condutor cilíndrico de cobre é dada por:

$$r = \frac{1}{\sigma \pi r_w^2} \Omega/m \quad (5.21)$$

onde $\sigma = 5,8 \times 10^{-7} S/m$ é a condutividade do cobre; r_w é o raio do condutor.

A indutância interna por unidade de comprimento do condutor para a operação em corrente contínua é dada por (PAUL, 2006):

$$l_i = \frac{\mu_0}{8\pi} = 50 nH/m. \quad (5.22)$$

Considerando um par de condutores paralelos, separados por uma distância s , a indutância externa por unidade de comprimento é dada por (PAUL, 2006):

$$l_e = 0,4 \ln \left(\frac{s}{r_w} \right) \mu H/m. \quad (5.23)$$

A expressão (5.23) é válida desde que $s/r_w > 5$.

A resistência total, considerando o caminho de ida e volta dos condutores, é definida como $r_{total} = 2r\mathcal{L}$. A indutância total é dada por $l_{total} = 2l_i\mathcal{L} + l_e\mathcal{L}$, onde \mathcal{L} é o comprimento do condutor.

A partir das equações acima, os parâmetros de cada par de condutores para conexão dos componentes da microrrede ao barramento CC foram calculados. São considerados condutores de bitola 8 AWG ($r_w = 2,76 \text{ mm}$), com capacidade máxima de corrente de 41 A e uma separação de $s = 6 \text{ mm}$.

Os valores obtidos são apresentados na Tabela 10.

Tabela 10: Parâmetros dos condutores da microrrede CC.

Componente	Comprimento [m]	r_{total} [$m\Omega$]	l_{total} [μH]
Arranjo PV 1	40	115	17,8
Arranjo PV 2	40	115	17,8
Banco BT	30	86	13,4
Conv. Interface	10	29	4,5
Carga Potência	50	144	22,3
Carga Corrente	30	86	13,4

5.4.7 CONFIGURAÇÃO DO CARTÃO GTA0

Assim como foi feito para a simulação descrita no Capítulo 4, é necessário configurar o cartão GTA0 para a transferência dos sinais analógicos para os controladores externos.

O subsistema contendo os blocos para configuração do cartão GTA0 é mostrado na Figura 74.

Limitadores são utilizados para proteger os controladores externos contra sobretensões nos sinais analógicos.

Os fatores de escala (FE) utilizados em cada canal, obtidos através da equação (4.6), são mostrados na Tabela 11.

Tabela 11: Fatores de escala dos canais de saída analógica.

Canal	Grandeza	Escala	FE
1	p_{pv}	0–10 kW	15,15152
2	i_{pv}	0–0,050 kA	0,07576
3	v_{pv}	0–0,420 kV	0,63636
4	v_{CC}	0–0,760 kV	1,15152
5	i_{bt}	-0,040–0,040 kA	0,06061
6	v_{bt}	0–0,480 kV	0,72727

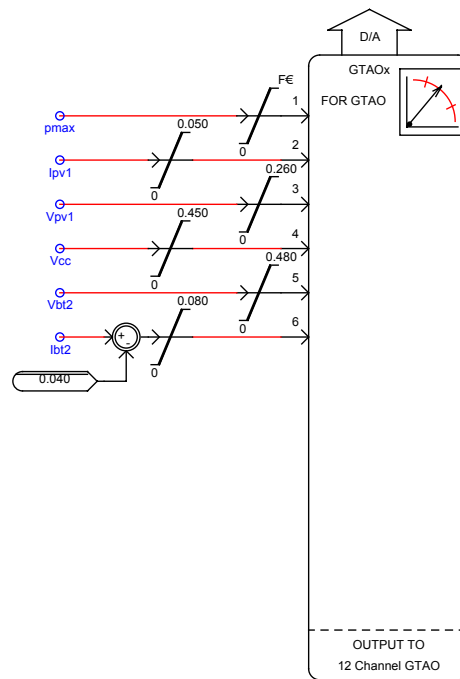


Figura 74: Bloco GTA0: configuração e condicionamento das entradas digitais.

As escalas são definidas levando em consideração a recomendação de que os valores nominais correspondam ao valor de meio-de-escala.

Especificamente para a corrente da bateria, por ser uma grandeza que assume valores positivos e negativos, é necessário aplicar um *offset* no sinal da saída analógica. Isto pode ser realizado no RTDS, antes do envio do sinal para o canal correspondente, aplicando a seguinte correção:

$$i_{bt,cor} = (i_{bt} + 0,040). \quad (5.24)$$

Além dos fatores de escala, todos os canais foram configurados com sobre-amostragem e fator de projeção igual a 1,0.

5.5 IMPLEMENTAÇÃO DOS CONTROLADORES EXTERNOS

A implementação dos sistemas associados aos conversores de um dos arranjos PV e do banco de baterias segue a metodologia apresentada no Capítulo 4.

A configuração dos conversores AD e do módulo PWM, em ambos os casos, é feita de maneira idêntica àquela apresentada para o sistema de controle de corrente apresentada anteriormente, inclusive em relação aos parâmetros utilizados.

5.5.1 CONTROLADOR DO ARRANJO PV

Assim como foi feito na simulação CHIL apresentada no Capítulo 4, é definida, inicialmente, a interrupção por hardware responsável por habilitar o sistema de controle ao final da conversão AD.

O diagrama de blocos utilizado para a programação do DSP é mostrado na Figura 75.

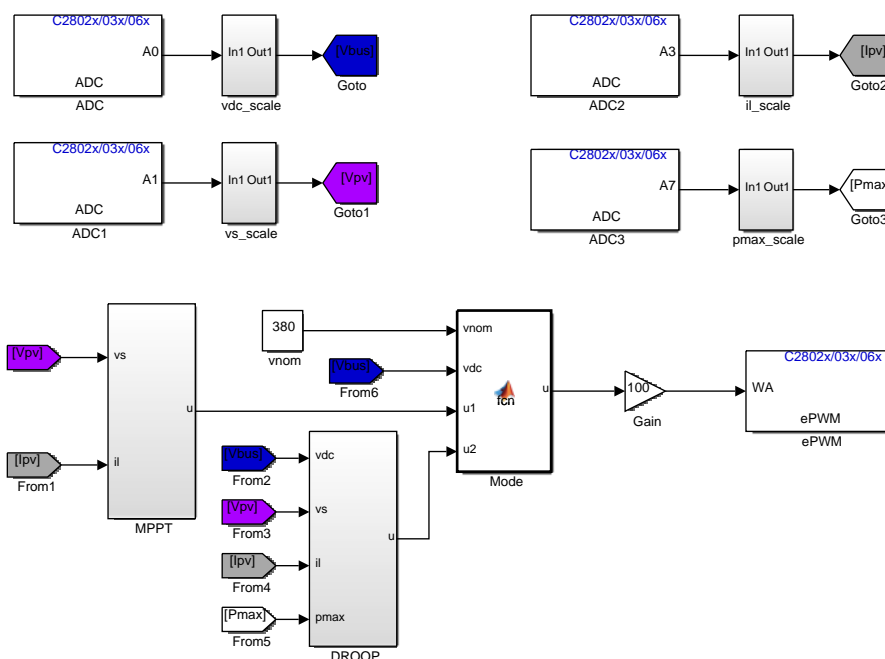


Figura 75: Diagrama de blocos para programação do DSP associado ao arranjo PV.

São configurados 4 conversores AD que operam utilizando o conceito de amostragem síncrona. Cada um dos sinais analógicos amostrados é escalado dividindo a escala da grandeza pela resolução do ADC (4095). Os fatores de escala são mostrados na Tabela 12.

Tabela 12: Fatores de escala dos ADC associados ao controle do conversor do arranjo PV 1.

ADC	Grandeza	Escala	FE
0	v_{CC}	0–0,760 kV	0,18559
1	v_{pv}	0–0,420 kV	0,10256
3	i_{pv}	0–0,050 kA	0,01221
7	p_{pv}	0–10 kW	2,44200

Para operação no ponto de máxima potência, utiliza-se o algoritmo PeO para rastreamento, conforme mostra a Figura 76.

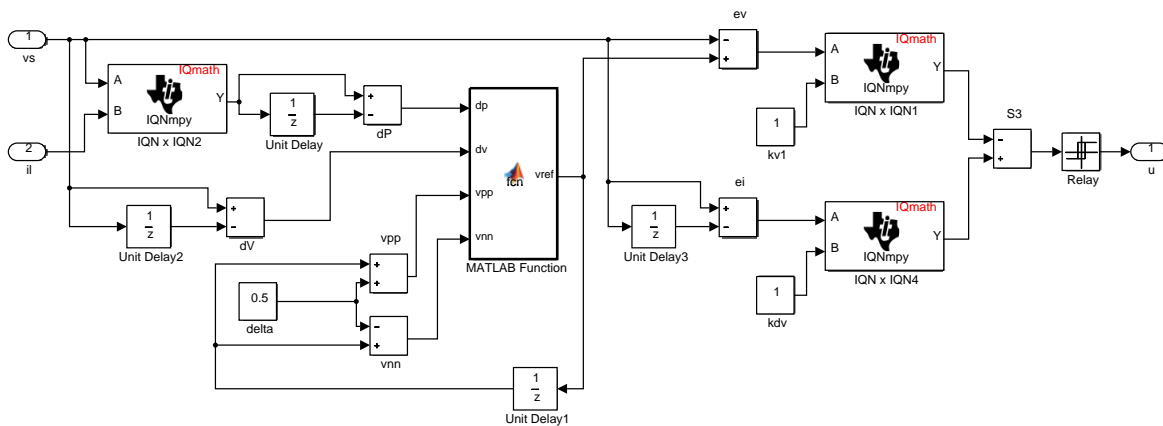


Figura 76: Diagrama de blocos do sistema de controle do conversor do arranjo PV: MPPT.

Para operação no modo de controle por *droop* de tensão, utiliza-se o valor da potência máxima estimada, calculada no RTDS, para definir a característica de *droop*, de acordo com a equação (5.19). A decisão de não realizar o cálculo no DSP é motivada pela utilização de um número menor de conversores AD e, conseqüentemente, pela redução no número de grandezas contendo possíveis ruídos.

A Figura 77 apresenta o diagrama de blocos que representa a programação do sistema de controle por *droop* de tensão.

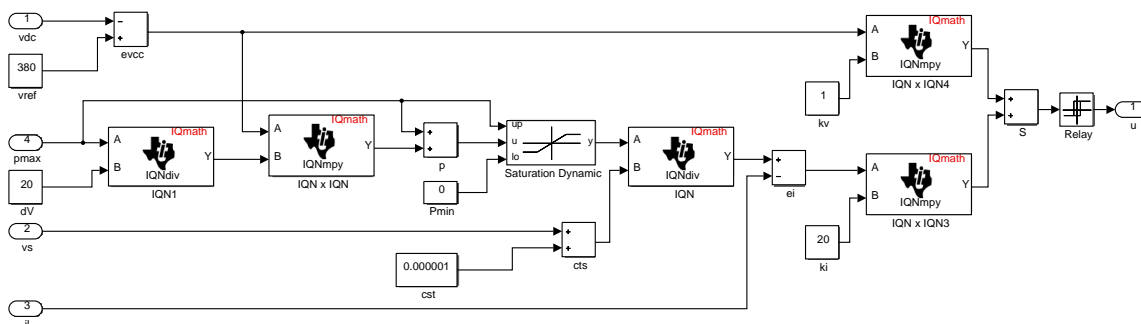


Figura 77: Diagrama de blocos do sistema de controle do conversor do arranjo PV: *droop* de tensão.

Um bloco contendo uma função `.m` é utilizado para determinação do modo de operação do controle, MPPT ou *droop* de tensão, em função da tensão do barramento CC. Tal bloco implementa um algoritmo simples escrito em linguagem de programação própria do MATLAB.

A lei de controle define o valor do sinal de comparação, 0% ou 100%, utilizado no

módulo PWM. A configuração do módulo é feita de maneira idêntica àquela utilizada no exemplo apresentado no Capítulo 4, com contador simétrico de período igual a $50\mu s$ e configuração para disparo do processo de amostragem quando o contador é zerado (Figura 49).

5.5.2 CONTROLADOR DO BANCO DE BATERIAS

O sistema de controle associado ao conversor do banco de baterias é programado em um segundo DSP. Seguindo o raciocínio anterior, configura-se a interrupção por hardware responsável por habilitar o sistema de controle ao final da conversão AD.

A Figura 78 mostra o diagrama de blocos utilizado para a programação do sistema de controle.

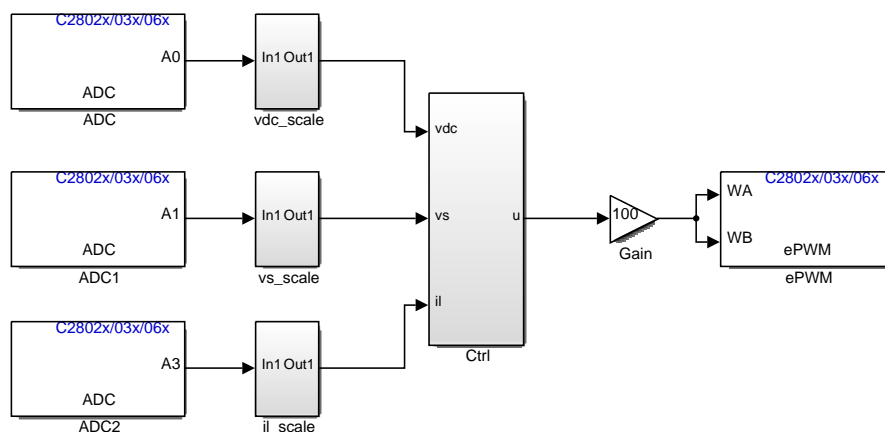


Figura 78: Diagrama de blocos para programação do DSP associado ao banco de baterias.

São configurados 3 conversores AD que operam utilizando o conceito de amostragem síncrona. Cada um dos sinais analógicos amostrados é escalado dividindo a escala da grandeza pela resolução do ADC (4095). Os fatores de escala são mostrados na Tabela 13.

Tabela 13: Fatores de escala dos ADC associados ao controle do conversor do banco de baterias.

ADC	Grandeza	Escala	FE
0	v_{CC}	0–0,760 kV	0,18559
1	v_{bt}	0–0,480 kV	0,11722
3	i_{bt}	0–0,080 kA	0,01954

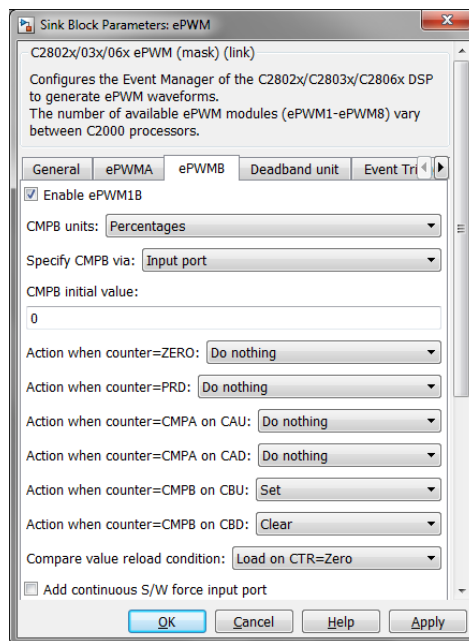


Figura 80: Configuração do sinal PWM complementar.

A seguir são apresentadas as principais conclusões parciais deste capítulo:

- A escolha da aplicação como modelo de microrrede CC a ser estudada se mostra interessante, na medida em que contém cargas eletrônicas e de iluminação, além de permitir a utilização de fontes renováveis e sistemas de armazenamento de energia.
- A utilização de geradores fotovoltaicos se mostrou acertada, na medida em que, para a parcela das cargas da instituição as quais a microrrede CC pretende alimentar, o horário de ponta da curva de carga coincide com o pico de irradiação solar e apenas uma pequena parcela da carga deve ser atendida no horário noturno.
- A definição das características de *droop* pretende assegurar que a microrrede opere atendendo a demanda para operação isolada ou conectada à rede.
- Foram apresentados os componentes da microrrede CC modelados em RTDS. No próximo capítulo será apresentada a metodologia para a validação do sistema de controle externo em relação à atuação do sistema de controle modelado no RTDS.
- Detalhes adicionais da programação dos controladores externos, implementados em DSP, foram apresentadas. Levou-se em consideração que as principais características de configuração dos módulos ADC e PWM foram apresentadas no Capítulo 4.

6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

6.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo são apresentados os resultados experimentais obtidos a partir da simulação CHIL da microrrede CC proposta. São avaliadas situações que caracterizam diferentes modos de operação dos componentes do sistema.

No capítulo anterior foi descrito o processo de modelagem dos componentes da microrrede CC para simulação CHIL. Foram apresentados detalhes do dimensionamento dos arranjos fotovoltaicos e do banco de baterias, bem como dos conversores estáticos e seus controles e das cargas. Foi apresentado o levantamento de carga associada à parcela da instalação elétrica do IF Sudeste MG ao qual a microrrede proposta se aplica.

A partir dos dados das cargas da microrrede, é possível definir três cenários-base para o estudo do comportamento do sistema: carga leve, média e pesada. Especificamente para o cenário de carga pesada, a curva de carga apresentada na Figura 59 do Capítulo 4 foi adaptada, considerando que a utilização do auditório se dá no período de maior demanda de potência, como mostra a Figura 81.

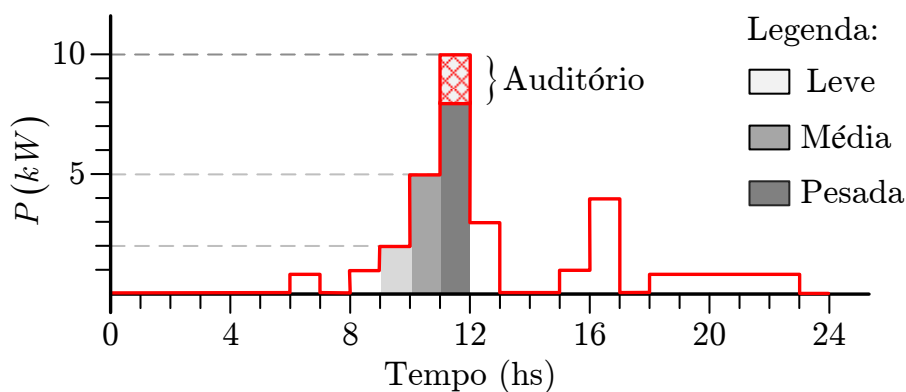


Figura 81: Curva de carga: definição dos cenários de consumo de carga.

Ressalta-se o fato de que, em determinados dias, os intervalos correspondentes às cargas leve e média podem variar, coincidindo, por exemplo, com os intervalos de

irradiação máxima ou com o período noturno.

Considerando que a microrrede pode operar em modo isolado ou interligada (conectada à rede CA), sendo que, para cada modo, pode-se avaliar o comportamento da microrrede frente a diferentes níveis de irradiação, temperatura e diferentes estados de carga do banco de baterias, tem-se um número grande de combinações de casos para serem estudados.

Deste modo, entende-se que a determinação de situações críticas é a maneira mais eficaz e objetiva de se avaliar o comportamento da microrrede e, principalmente, a atuação da metodologia de controle descentralizado proposta.

Devido à limitação do número de conversores a serem simulados simultaneamente, apresentada no Capítulo 5, para o primeiro cenário serão apresentados os resultados de simulação utilizando controle interno e externo do conversor associado ao banco de baterias. A partir de tal validação, nos próximos cenários será utilizado o sistema de controle externo.

Para facilitar a análise do comportamento da microrrede, antes dos resultados experimentais simulados em tempo real no RTDS[®], referentes a cada uma das situações críticas estudadas, serão apresentadas as curvas de *droop*-adaptativo implementadas para a microrrede com a indicação da demanda de carga e das condições de operação dos conversores das fontes, banco de baterias e conversor de interface.

6.2 MICRORREDE CC CONECTADA À REDE CA

A análise do sistema conectado à rede CA é de fundamental importância, na medida em que esta fornece potência para a microrrede CC, quando há um déficit de energia por parte dos arranjos PV e do banco de baterias, e absorve potência quando há energia excedente na microrrede.

Nas seções seguintes são apresentados os resultados de simulação para a microrrede CC conectada à rede CA considerando os cenários definidos na Tabela 14.

Tabela 14: Cenários para o modo de operação conectado à rede CA.

Cenário	Arranjo PV 1	Arranjo PV 2	Banco de Baterias (SoC)
1	100%	100%	85%
2	100%	100%	70%
3	0%	0%	100%

6.2.1 CENÁRIO 1

Este cenário considera a operação padrão da microrrede. Os arranjos PV possuem capacidade máxima de geração, isto é, $G_a = 1000 \text{ Wh}/m^2$ e $T_a = 25^\circ\text{C}$. O banco de baterias está com 85% de estado de carga, permitindo operação de carga e descarga.

Para o cenário 1, a Figura 82 mostra as características de *droop* e a potência disponível para consumo ou para injeção na rede CA e recarga das baterias.

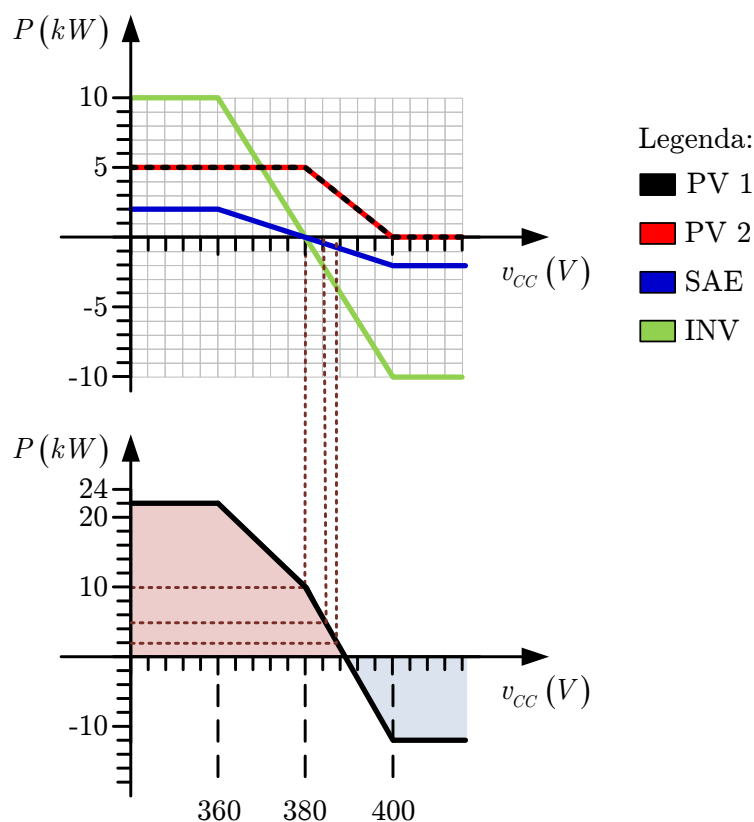


Figura 82: Características de *droop* e potência disponível para o cenário 1.

Observa-se que, para a operação com carga pesada, os conversores dos arranjos PV operam em MPPT e as potências associadas ao SAE e ao conversor de interface são iguais a zero. A tensão no barramento CC é igual à tensão nominal de 380 V.

Para os intervalos de operação em carga média e leve, os conversores dos arranjos PV são controlados por *droop* de tensão. As baterias são recarregadas e o conversor de interface opera no modo inversor. Neste caso, a tensão do barramento é ligeiramente superior à tensão nominal.

É possível prever que o comportamento do sistema seria muito próximo ao analisado, caso fosse considerado que as baterias estivessem desconectadas do sistema por motivo de manutenção ou falha no conversor. Os arranjos PV operariam em MPPT

para carga pesada, sem injeção ou absorção de potência por parte do conversor de interface. Para carga leve e média, o valor tensão no barramento seria mais próximo do valor nominal.

Caso fosse considerada a situação em que as baterias estivessem completamente carregadas, os conversores dos arranjos PV seriam controlados por *droop* de tensão, o banco de baterias forneceria potência e o conversor de interface operaria no modo inversor. Neste caso, os valores da tensão no barramento CC seriam maiores que aqueles estimados nos casos anteriores.

Devido a esta semelhança no comportamento da microrrede CC, não se justifica o estudo destas duas últimas situações. No entanto, é interessante analisar o comportamento do sistema para operação com o banco de baterias descarregado (SoC = 70%), como será apresentado no estudo do cenário 2.

6.2.1.1 CARGA LEVE

Para a energização do sistema, considera-se a demanda de carga nula. A partir de então, aplica-se um degrau de potência de 2 kW.

A Figura 83 mostra os gráficos de tensão no barramento CC e das correntes consumidas por cada carga.

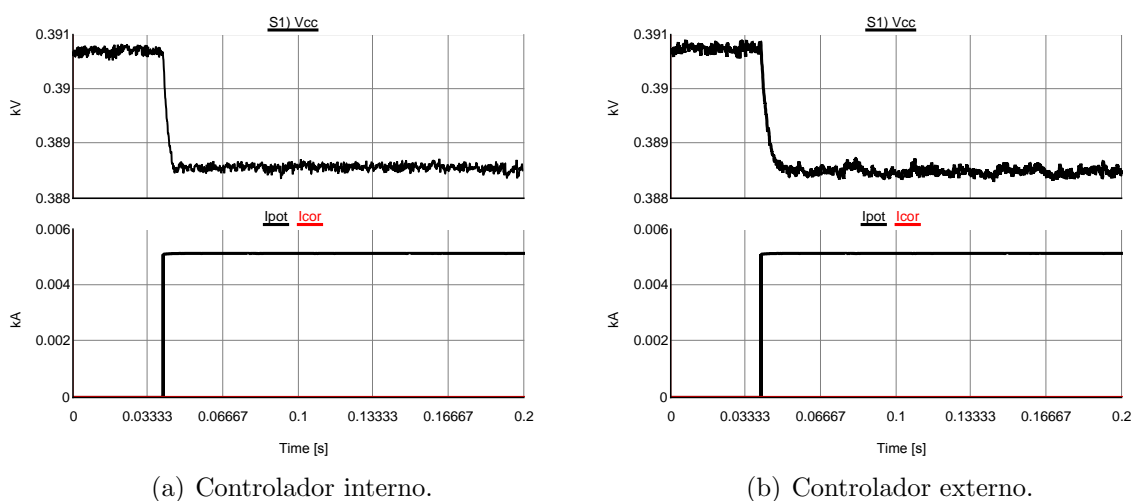


Figura 83: Tensão no barramento CC (superior) e Correntes nas cargas (inferior): Cenário 1, carga leve.

Para a obtenção dos gráficos da Figura 83 (a), a simulação foi realizada utilizando a modelagem no RTDS do sistema de controle do conversor da bateria.

Os gráficos da Figura 83 (b), a simulação foi realizada utilizando a modelagem em

DSP do sistema de controle do conversor do banco de baterias.

Em ambos os casos, a tensão no barramento CC varia de 391 V para 388,5 V, aproximadamente. O comportamento da tensão durante o transitório, em ambos os casos, é bastante similar, uma boa indicação de que o controle externo é válido.

O comportamento das grandezas associadas ao banco de baterias, obtidas a partir da simulação utilizando o controle interno e externo, é apresentado na Figura 84.

Reitera-se, novamente, que a tensão utilizada para a estimação do estado de carga se refere à tensão nos terminais da capacitância equivalente.

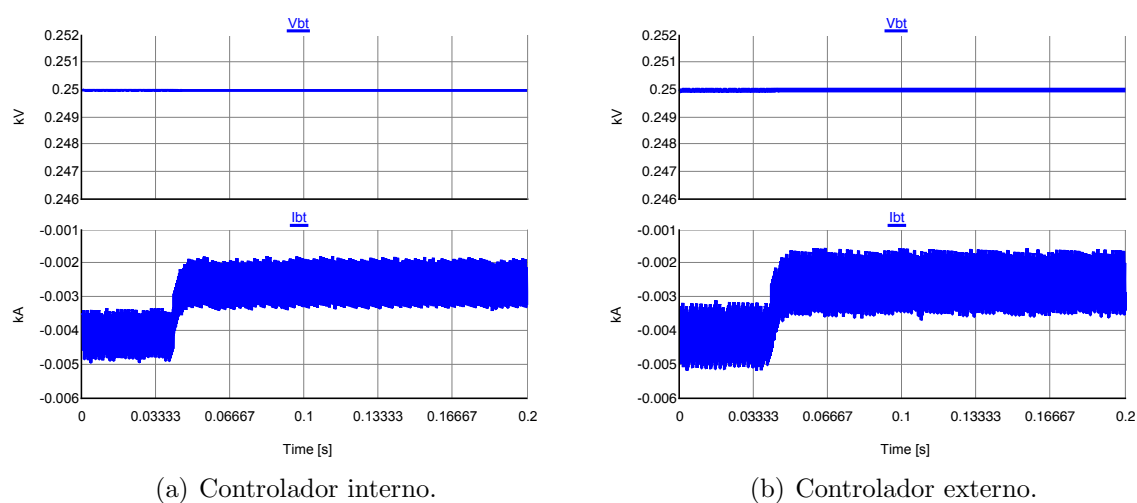


Figura 84: Tensão (superior) e Corrente (inferior) associadas ao banco de baterias: Cenário 1, carga leve.

Observa-se que, em ambos os casos, a tensão do banco de baterias permanece constante, igual a 250 V, independente da variação de carga aplicada ao sistema. Isto ocorre devido à elevada capacitância equivalente do banco de baterias.

Devido ao aumento da carga, a corrente de recarga do banco de baterias é reduzida de 4,2 A para 3,4 A, aproximadamente. Na simulação considerando a implementação externa do controlador, observa-se uma maior variação na corrente. Tal fato pode estar ligado a um pequeno erro de quantização das grandezas no conversor AD do DSP, ou ruído no sinal amostrado.

Considerando que o comportamento é semelhante em ambos os casos, pode-se dizer que o comportamento do banco de baterias é muito próximo nos dois casos e que a utilização do controle externo é válida.

Os gráficos de tensão e corrente associados a cada arranjo PV são mostrados na Figura 85.

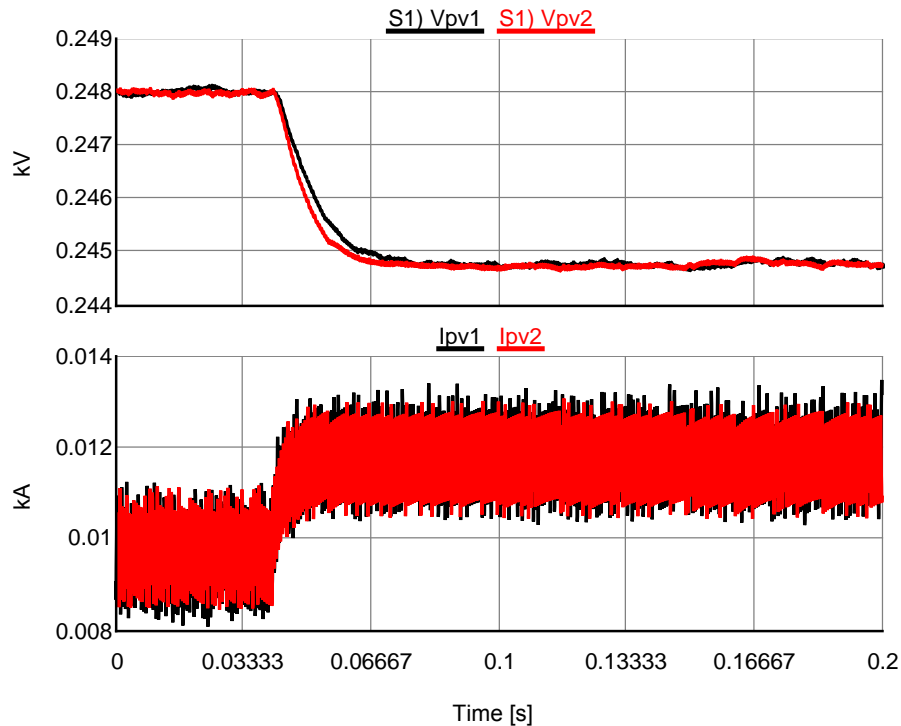


Figura 85: Tensões (superior) e correntes (inferior) associadas aos arranjos PV:
Cenário 1, carga leve.

O conversor do arranjo PV 1 é controlado externamente, enquanto o sistema de controle associado ao conversor do arranjo PV 2 é modelado no RTDS.

Nos dois casos, a tensão varia de 248 V para 244,7 V, aproximadamente. A corrente, por sua vez, aumenta, de modo a injetar mais potência na microrrede. Isto significa que o controle por *droop* de tensão atua corretamente, ou seja, na medida em que a tensão do barramento CC é reduzida, a potência injetada pelos arranjos PV devem se aproximar do valor máximo.

Observa-se um tempo de resposta ligeiramente menor da tensão do arranjo PV 1, devido às não idealidades da interface entre o RTDS e o DSP, como um pequeno atraso na comunicação. O *ripple* de tensão pode ser desprezado, já que foram utilizados capacitores de alto valor na saída dos arranjos.

Diferentemente da ondulação na tensão, a variação na corrente pode ser utilizada para comparação entre os conversores utilizando controle interno e externo. Pelos mesmos motivos discutidos para o caso do conversor do banco de baterias controlado externamente, a corrente fornecida pelo arranjo PV 1 apresenta uma variação ligeiramente maior.

Pode-se afirmar que o controle implementado externamente atua adequadamente

e, portanto, a metodologia de simulação CHIL utilizada é válida.

As grandezas do lado CA do conversor de interface são apresentadas na Figura 86.

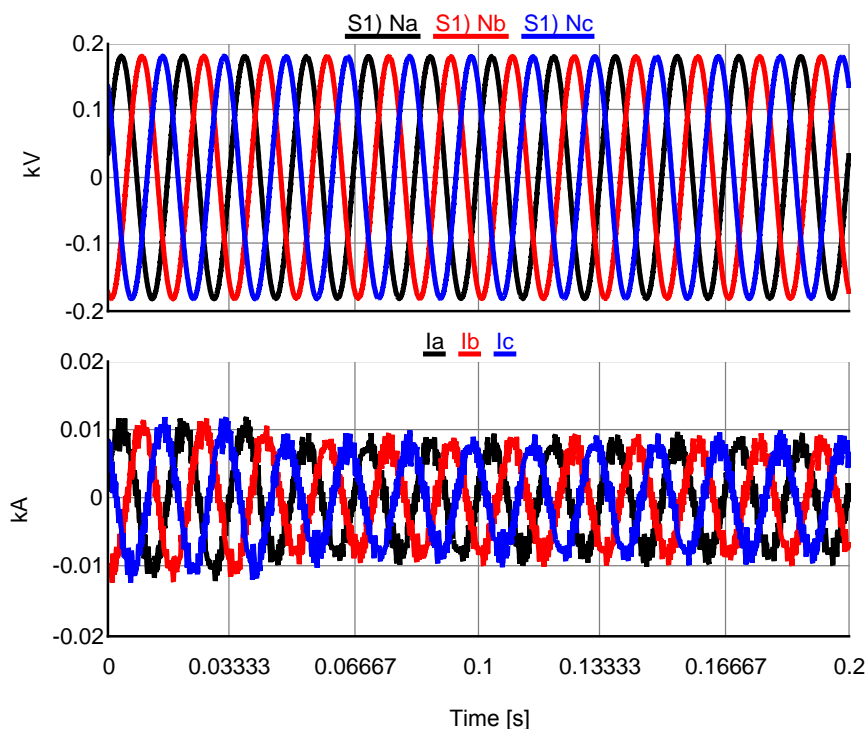


Figura 86: Tensões (superior) e correntes (inferior) trifásicas do lado CA do conversor de interface: Cenário 1, carga leve.

Observa-se que o conversor opera no modo inversor. As correntes injetadas na rede CA estão em fase com a tensão, propiciando operação com fator de potência próximo da unidade.

Além disso, a amplitude da corrente de cada fase e, conseqüentemente, a potência injetada na rede CA é reduzida a partir do instante da aplicação do degrau de carga, indicando que o sistema de controle por *droop* de tensão atua de maneira satisfatória.

Os gráficos das potências dos arranjos PV, do banco de baterias e do conversor de interface são apresentados na Figura 87.

Por meio dos gráficos de potência é possível observar, de um outro ponto de vista, os apontamentos feitos anteriormente. Após a aplicação do degrau de carga, observa-se que os valores das potências associadas a cada componente correspondem aos pontos de operação nas respectivas características de *droop* apresentadas na Figura 82.

Sendo assim, pode-se afirmar que, para este caso, o sistema de controle descentralizado proposto atua conforme o desejado.

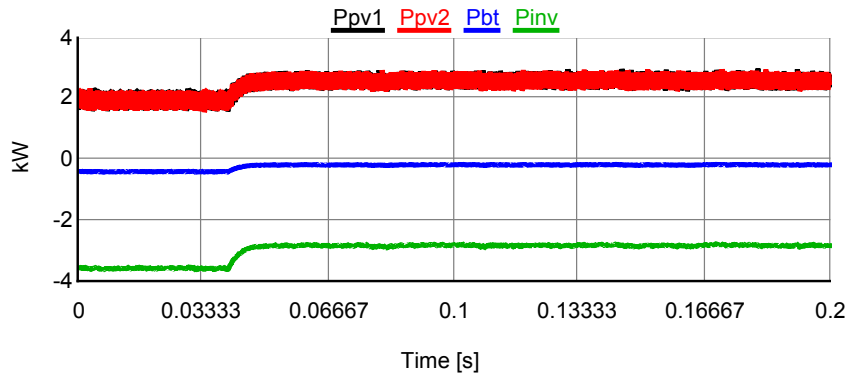


Figura 87: Potências associadas aos arranjos PV, ao banco de baterias e ao conversor de interface: Cenário 1, carga leve.

6.2.1.2 CARGA MÉDIA

Para análise da condição de carga média, um degrau de potência 3 kW é aplicado. A demanda de potência é, portanto, igual a 5 kW.

Os gráficos de tensão no barramento CC e das correntes consumidas por cada carga são apresentados na Figura 88.

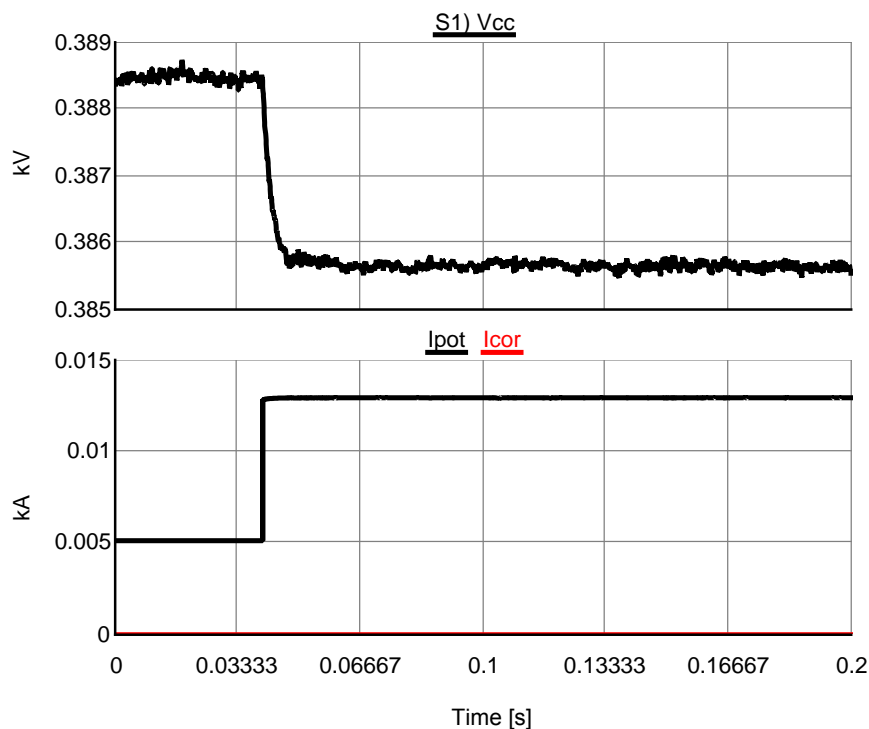


Figura 88: Tensão no barramento CC (superior) e Correntes nas cargas (inferior): Cenário 1, carga média.

Devido ao aumento na potência demandada, a tensão no barramento CC é reduzida para aproximadamente 385,5 V.

A Figura 89 mostra os gráficos de tensão e corrente associadas aos arranjos PV.

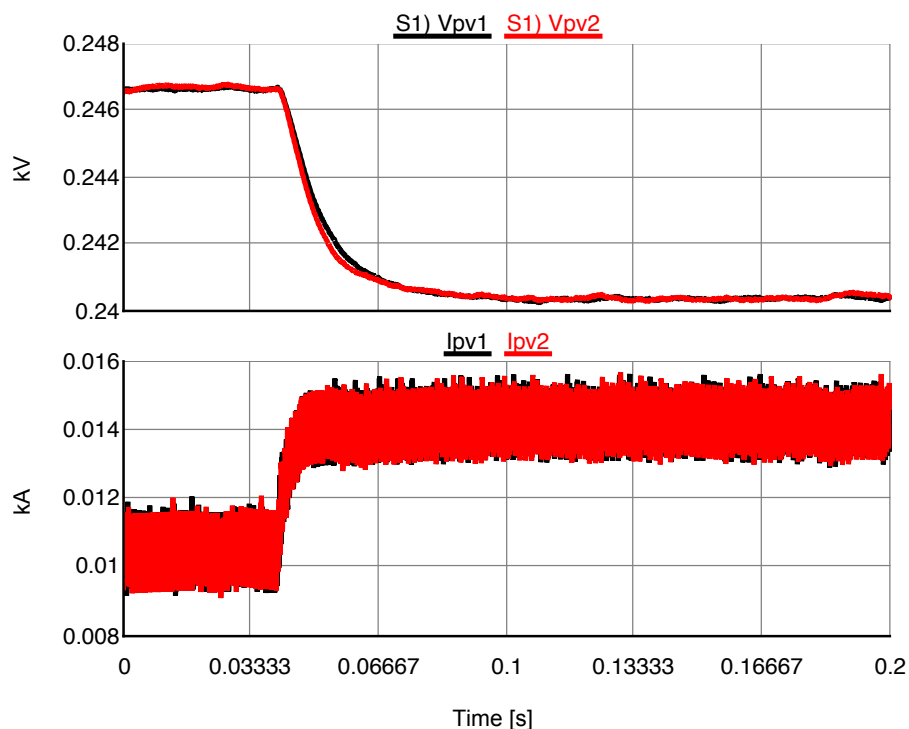


Figura 89: Tensões (superior) e correntes (inferior) associadas aos arranjos PV:
Cenário 1, carga média.

A atuação dos sistemas de controle interno e externo são satisfatórias, visto que a tensão de saída é reduzida na medida em que a corrente fornecida aumenta. Isto mostra que o ponto de operação dos arranjos se aproxima do ponto de máxima potência.

Na Figura 90 são mostrados os gráficos de tensão e corrente associadas ao banco de baterias.

A tensão do banco de baterias permanece em 250 V. Enquanto isso, a corrente de carga é reduzida para um valor próximo de 0 A. Isto significa que a potência consumida pelas baterias se aproxima de 0 kW, conforme esperado a partir da análise da característica de *droop* para este caso.

A Figura 91 apresenta as grandezas do lado CA do conversor de interface.

O conversor continua a operar no modo inversor injetando potência na rede CA com fator de potência unitário. Observa-se uma redução na amplitude das correntes de fase, de acordo com a característica de *droop* definida para o conversor.

Finalmente, para este caso, os gráficos de potência associada a cada componente da microrrede são mostrados na Figura 92.

Observa-se que os arranjos PV passam a fornecer mais potência para a microrrede,

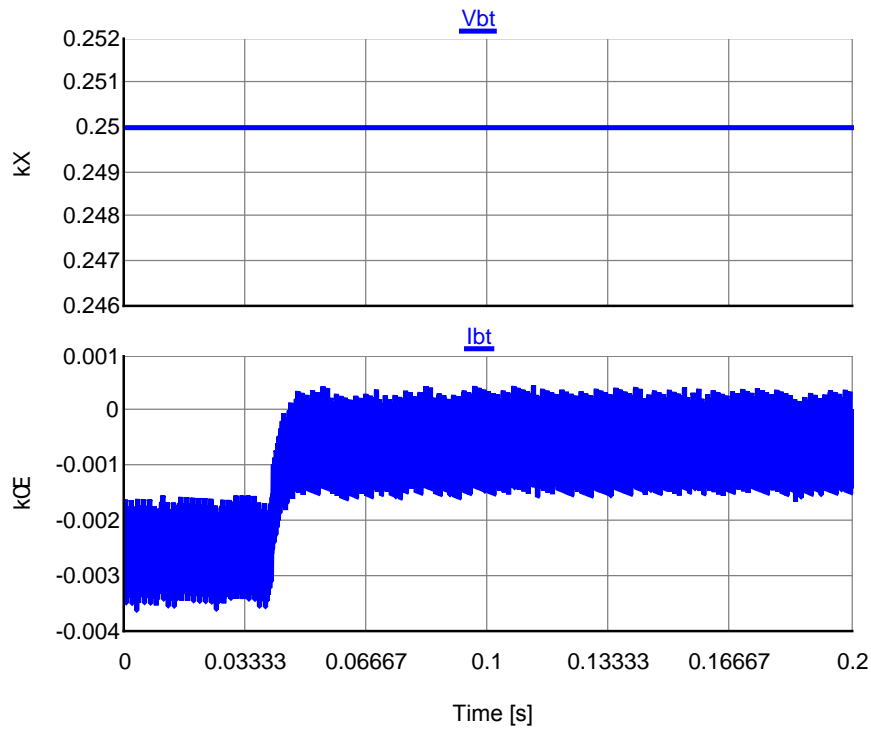


Figura 90: Tensão (superior) e Corrente (inferior) associadas ao banco de baterias: Cenário 1, carga média.

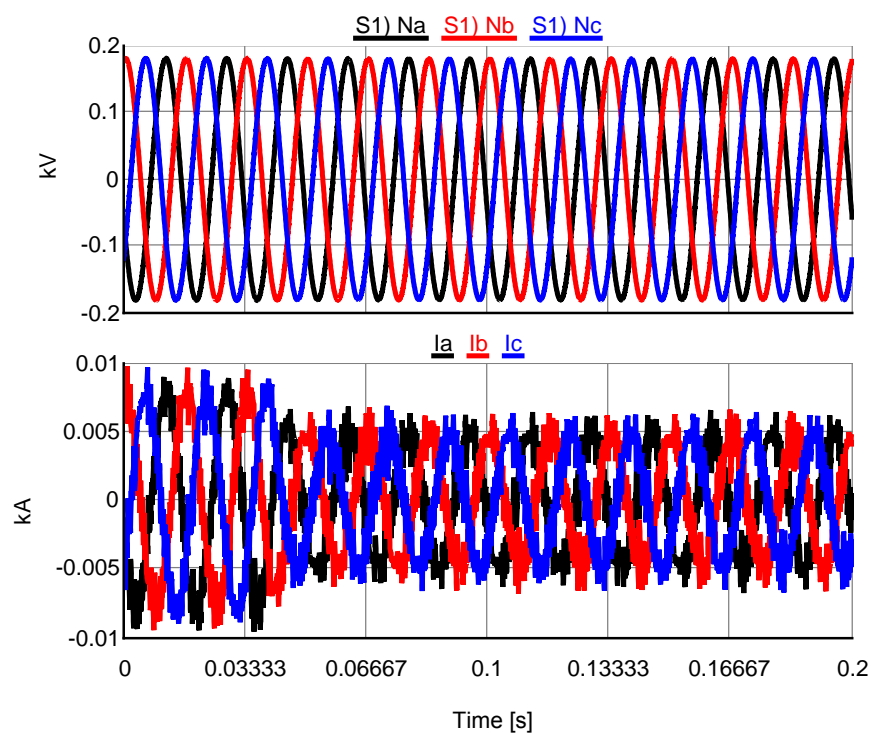


Figura 91: Tensões (superior) e correntes (inferior) trifásicas do lado CA do conversor de interface: Cenário 1, carga média.

mas ainda operando fora do ponto de máxima potência. Além disso, observa-se uma redução na potência associada à recarga do banco de baterias, bem como daquela

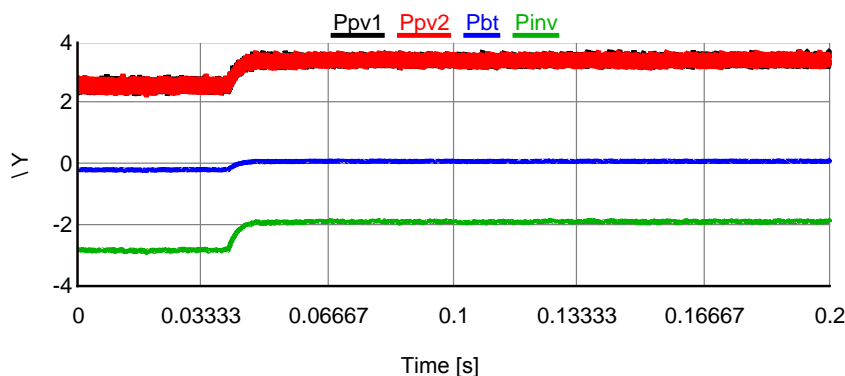


Figura 92: Potências associadas aos arranjos PV, ao banco de baterias e ao conversor de interface: Cenário 1, carga média.

injetada na rede CA.

Pode-se afirmar, portanto, que a atuação do sistema de controle, neste caso, é satisfatória, uma vez que o comportamento da microrrede CC vai ao encontro das hipóteses levantadas anteriormente.

6.2.1.3 CARGA PESADA

Para a análise da condição de carga pesada, inicialmente é aplicado um degrau de corrente de 5,2 A, o que corresponde a uma potência de 2 kW demandada pelas cargas do tipo corrente constante. Posteriormente, uma variação de 3 kW é imposta à carga de potência constante e o comportamento do sistema é avaliado.

O comportamento da tensão no barramento e das correntes nas cargas é ilustrado na Figura 93.

A tensão varia de 383,4 V para 381,1 V, aproximadamente. Como será discutido adiante, a tensão não é exatamente igual à tensão nominal devido à tensão no banco de baterias.

Na Figura 94 são mostrados os gráficos de tensão e corrente associadas aos arranjos PV.

O comportamento das grandezas elétricas associadas aos arranjos PV é similar ao observado nos casos anteriores. As tensões e correntes se aproximam dos valores para operação em máxima potência.

Os gráficos de tensão e corrente no banco de baterias são mostrados na Figura 95.

Conforme indicado anteriormente, a tensão no banco de baterias indica ser ligeira-

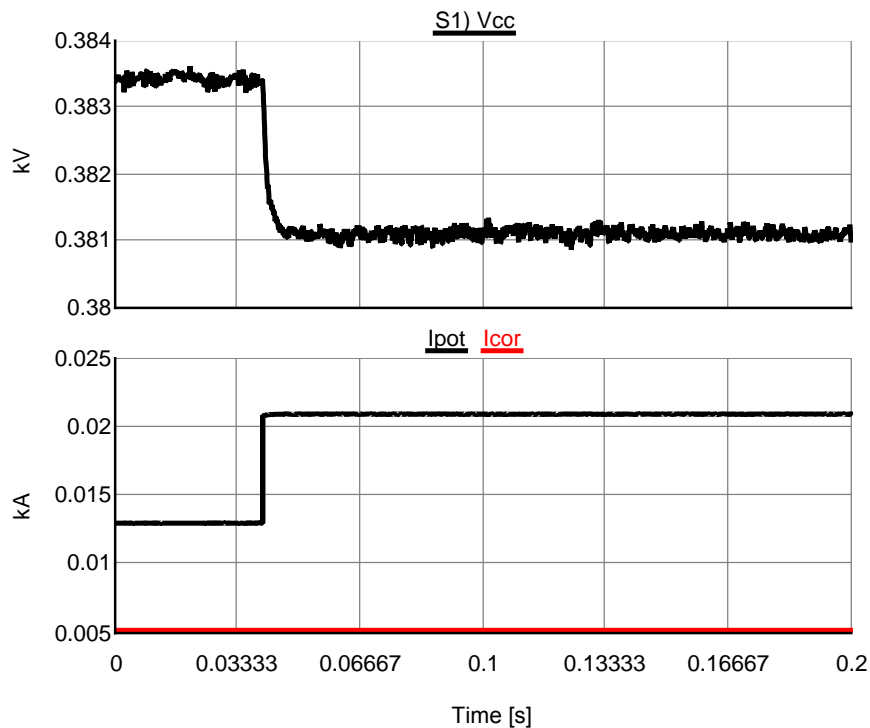


Figura 93: Tensão no barramento CC (superior) e Correntes nas cargas (inferior):
Cenário 1, carga pesada.

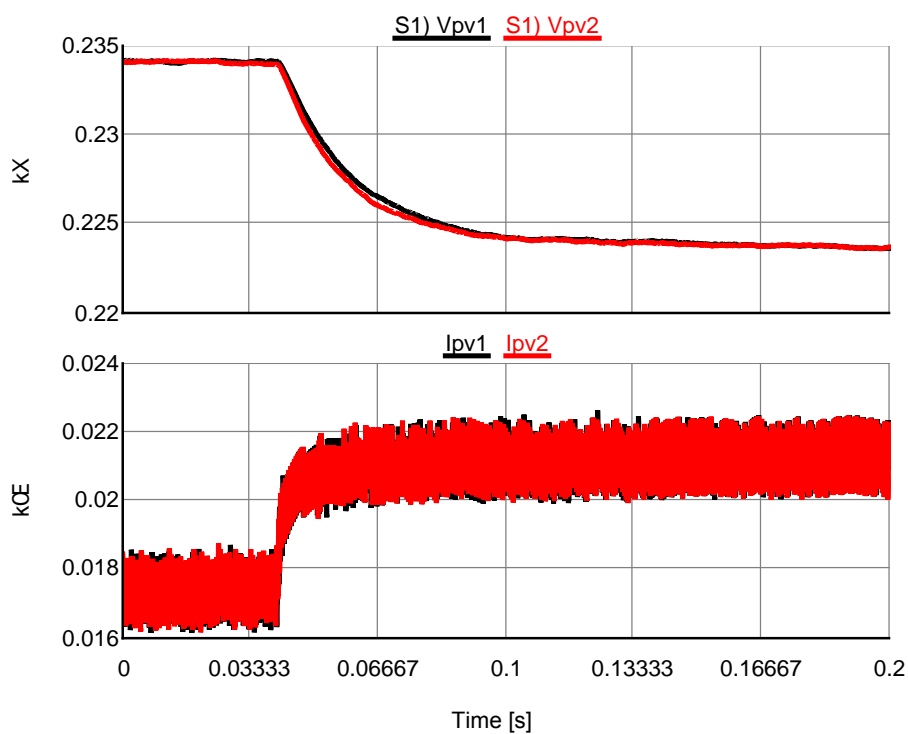


Figura 94: Tensões (superior) e correntes (inferior) associadas aos arranjos PV:
Cenário 1, carga pesada.

mente maior que a tensão associada ao estado de carga de 85%. Desta forma, o sistema de controle opera de tal modo que o banco de baterias injeta uma pequena parcela de

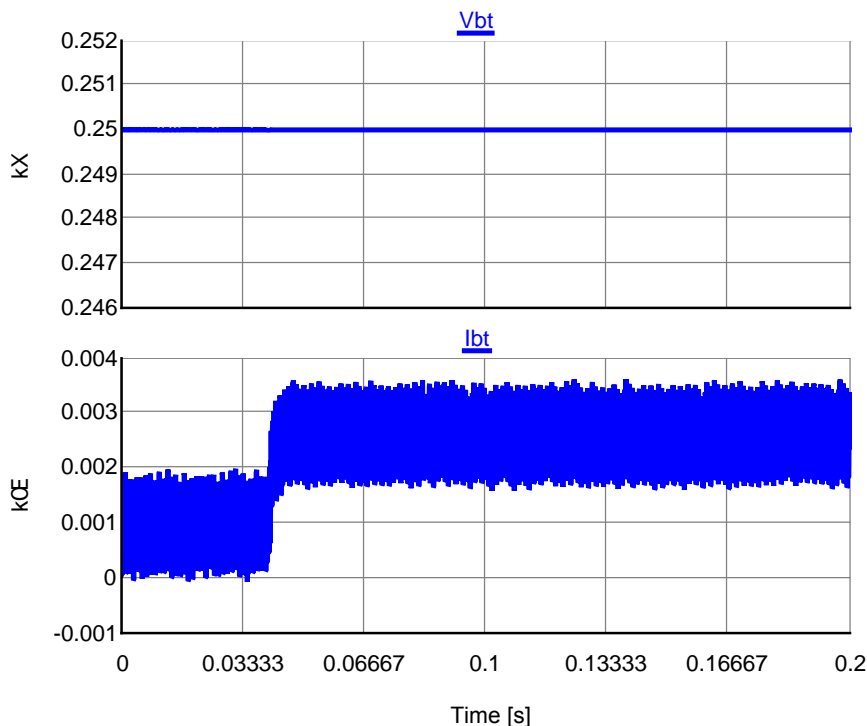


Figura 95: Tensão (superior) e Corrente (inferior) associadas ao banco de baterias: Cenário 1, carga pesada.

potência na microrrede, a partir de uma corrente de descarga de 2,5 A, aproximadamente. Por este motivo a tensão no barramento CC não igual ao valor nominal e os arranjos PV continuam a operar no modo de *droop* de tensão.

A Figura 96 apresenta as grandezas do lado CA do conversor de interface.

Neste caso, apenas uma pequena quantidade de corrente é injetada na rede CA. Observa-se um grande ruído associado, pois a banda de histerese é fixa com valor igual a 0,2 A.

Os gráficos de potência associada a cada componente da microrrede são mostrados na Figura 97.

Observa-se que o banco de baterias injeta potência na microrrede, os arranjos PV operam próximos ao ponto de máxima potência e o conversor de interface injeta uma pequena parcela de potência na rede CA.

6.2.2 CENÁRIO 2

Este cenário apresenta uma pequena variação em relação ao cenário 1. Neste caso, as baterias não fornecem potência, pois o estado de carga é de 70%.

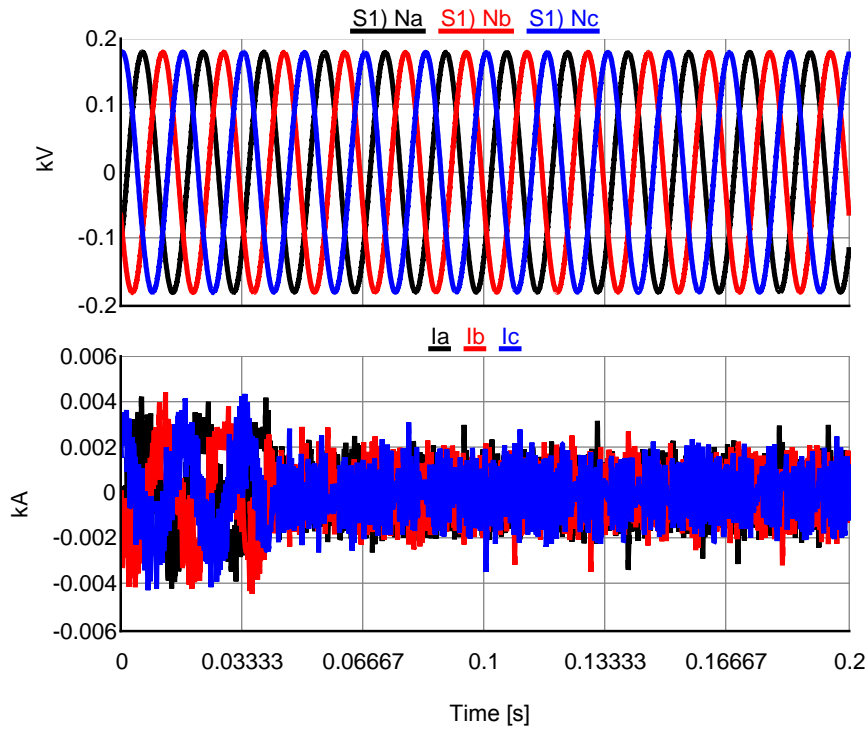


Figura 96: Tensões (superior) e correntes (inferior) trifásicas do lado CA do conversor de interface: Cenário 1, carga pesada.

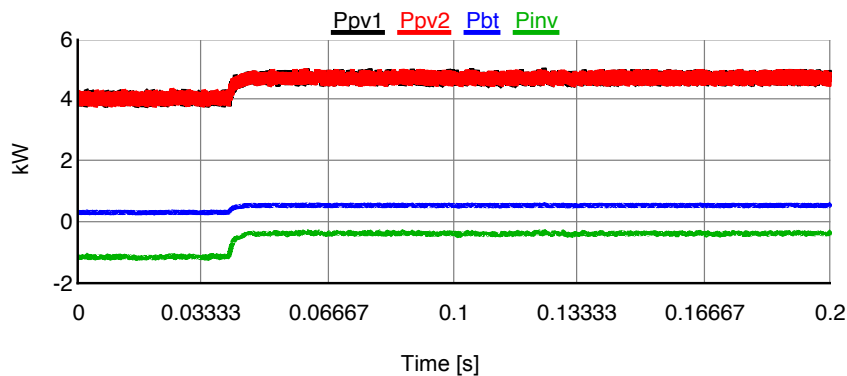


Figura 97: Potências associadas aos arranjos PV, ao banco de baterias e ao conversor de interface: Cenário 1, carga pesada.

A Figura 98 mostra as características de *droop* e a potência disponível para consumo ou para injeção na rede CA e recarga das baterias. É esperado que o sistema se comporte de maneira semelhante àquela observada para o cenário 1 para as cargas leve e média.

Contudo, é interessante observar que, para operação com carga pesada, o conversor de interface opera no modo retificador, injetando potência na microrrede a partir da rede CA. Isto ocorre, pois as baterias são recarregadas e os arranjos PV operam fornecendo uma potência máxima de 10 kW, não sendo suficiente para a alimentação de toda a carga demandada.

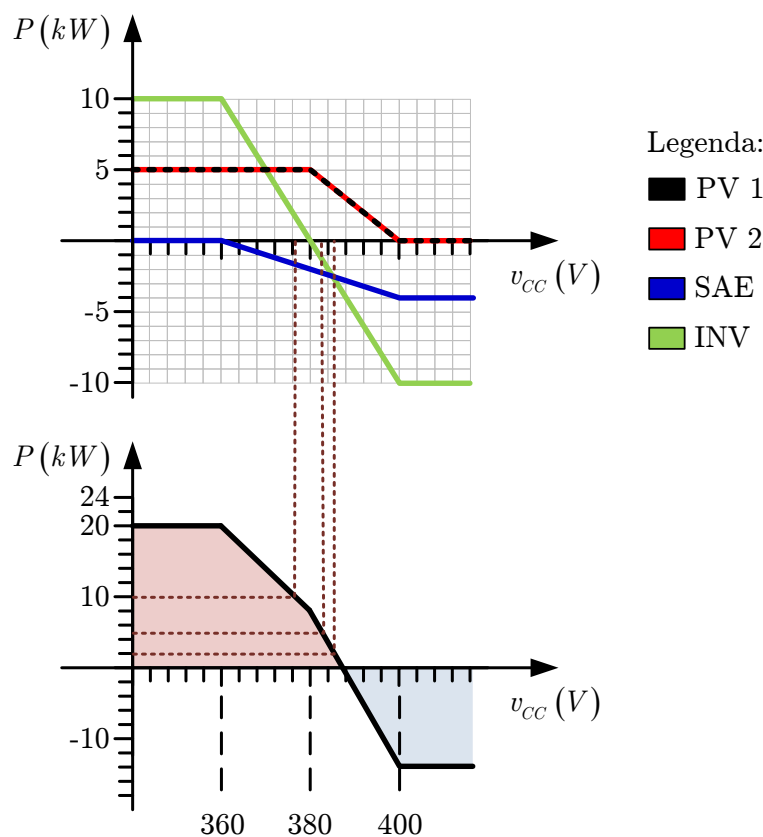


Figura 98: Características de *droop* e potência disponível para o cenário 2.

Como o comportamento do sistema para carga leve e média é muito parecido, entende-se que apenas as análises para condição de carga média e pesada são suficientes para este cenário.

6.2.2.1 CARGA MÉDIA

Neste caso, a demanda de potência é igual a 5 kW. A partir de uma carga de 2 kW, um degrau de potência de 3 kW é aplicado na carga do tipo potência constante.

Os gráficos de tensão no barramento CC e das correntes consumidas por cada carga são apresentados na Figura 99.

Observa-se que a tensão no barramento CC varia de 386 V para 382,6 V, aproximadamente, de acordo com o esperado a partir da análise das características de *droop* definidas previamente.

A Figura 100 mostra os gráficos de tensão e corrente associadas aos arranjos PV.

Os conversores dos arranjos PV são controlados por *droop* de tensão a tensão de saída é reduzida de 242 V para 232 V na medida em que a corrente fornecida aumenta

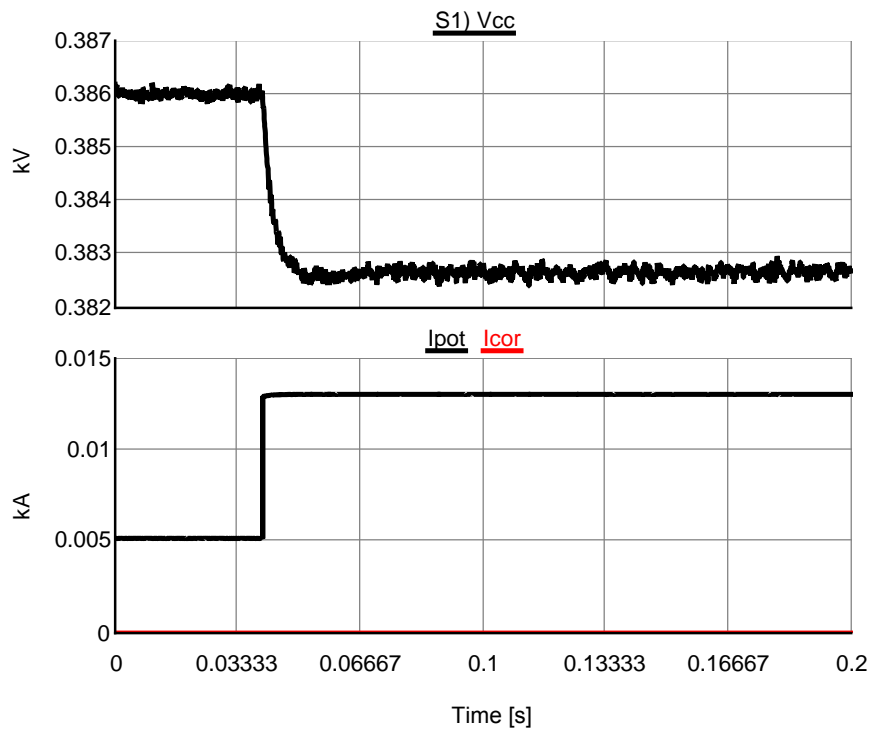


Figura 99: Tensão no barramento CC (superior) e Correntes nas cargas (inferior):
Cenário 2, carga média.

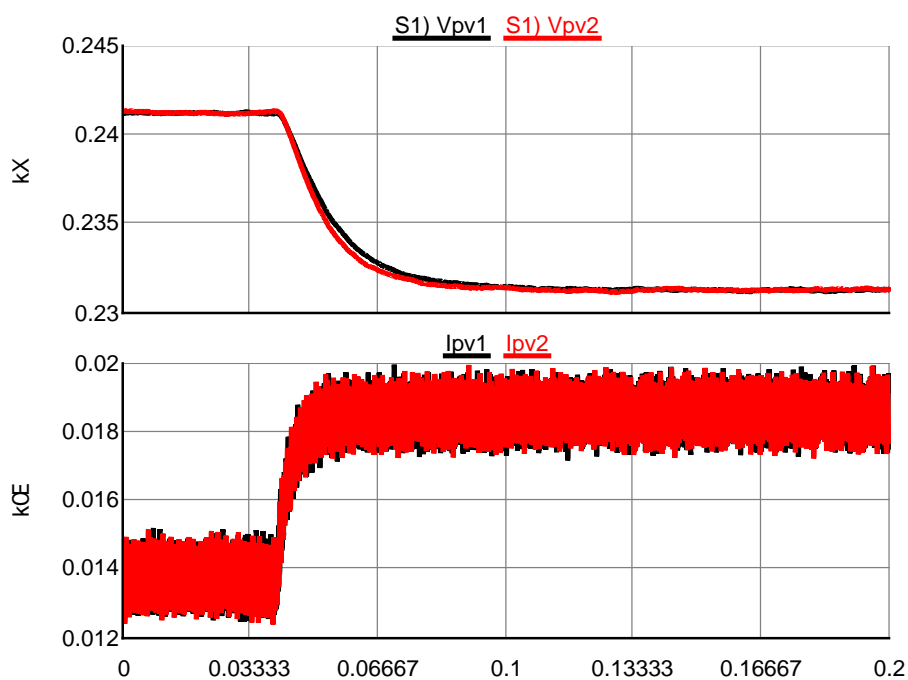


Figura 100: Tensões (superior) e correntes (inferior) associadas aos arranjos PV:
Cenário 2, carga média.

para 18,5 A, aproximadamente.

Na Figura 101 são mostrados os gráficos de tensão e corrente associadas ao banco

de baterias.

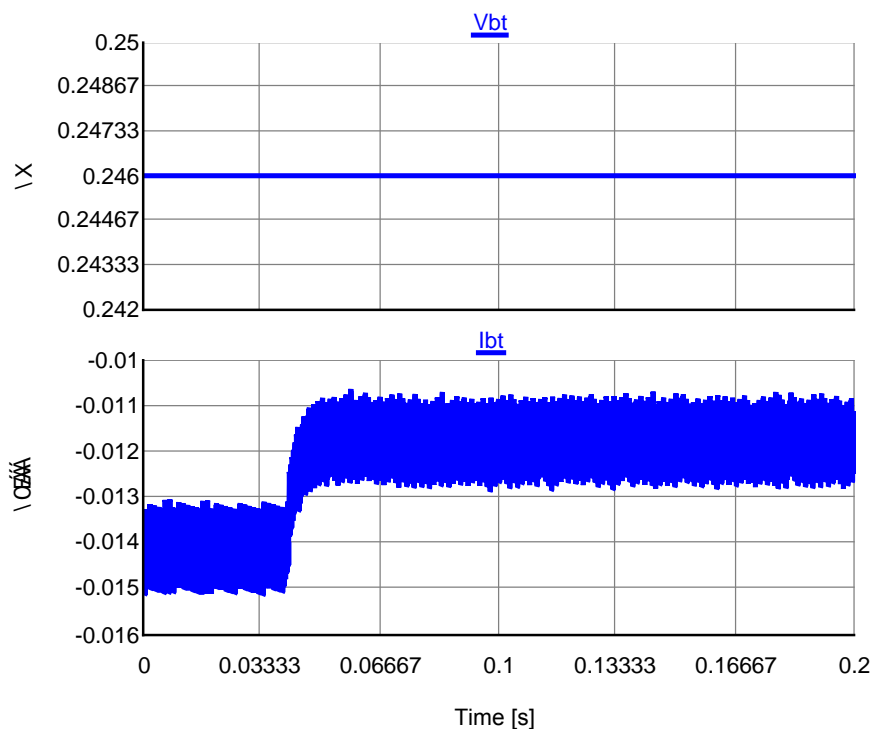


Figura 101: Tensão (superior) e Corrente (inferior) associadas ao banco de baterias: Cenário 2, carga média.

A tensão no banco de baterias permanece em 246 V, valor correspondente ao estado de carga de 70%. Enquanto isso, a corrente de carga é reduzida para um valor próximo de 12 A.

A Figura 102 apresenta as grandezas do lado CA do conversor de interface.

O conversor opera no modo inversor, injetando potência na rede CA. Observa-se uma redução de 50% na amplitude das correntes de fase, de acordo com a característica de *droop* definida para o conversor.

Os gráficos de potência associada a cada componente da microrrede são mostrados na Figura 103.

Observa-se que os arranjos PV passam a fornecer mais potência para a microrrede. Além disso, conforme esperado, observa-se uma redução na potência associada à recarga do banco de baterias, bem como daquela injetada na rede CA.

6.2.2.2 CARGA PESADA

Assim como foi feito no cenário 1, aplica-se um degrau na carga do tipo corrente constante equivalente a 2 kW. Posteriormente, um degrau de potência igual a 3 kW é

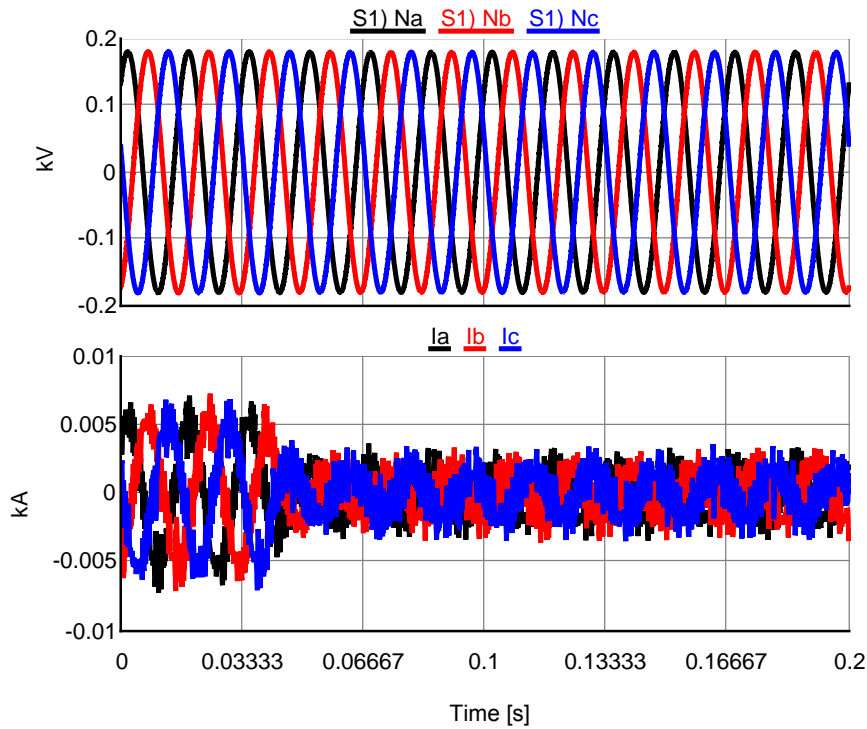


Figura 102: Tensões (superior) e correntes (inferior) trifásicas do lado CA do conversor de interface: Cenário 2, carga média.

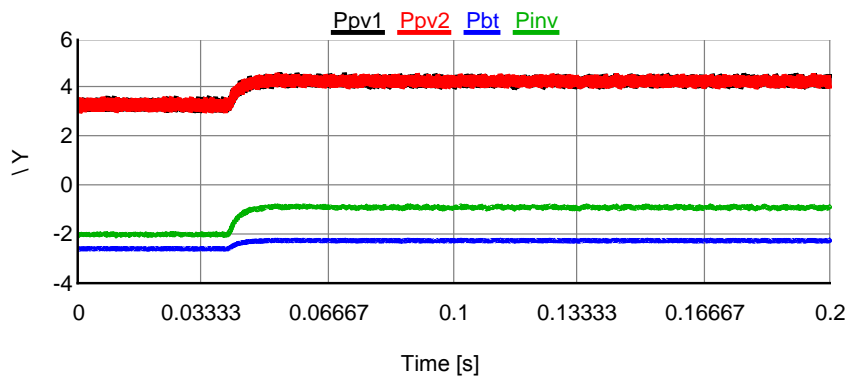


Figura 103: Potências associadas aos arranjos PV, ao banco de baterias e ao conversor de interface: Cenário 2, carga média.

aplicado na carga de potência constante, resultando em uma demanda total de 10 kW.

A Figura 104 mostra o comportamento da tensão no barramento e das correntes nas cargas.

A tensão varia de 382 V para 376 V, aproximadamente. Devido à transição nos modos de operação dos arranjos PV, observa-se uma oscilação na tensão do barramento. Isto se deve ao intervalo necessário para o rastreamento do ponto de máxima potência, na transição do modo de controle dos conversores dos arranjos PV. É importante ressaltar que este comportamento será refletido nos demais componentes da

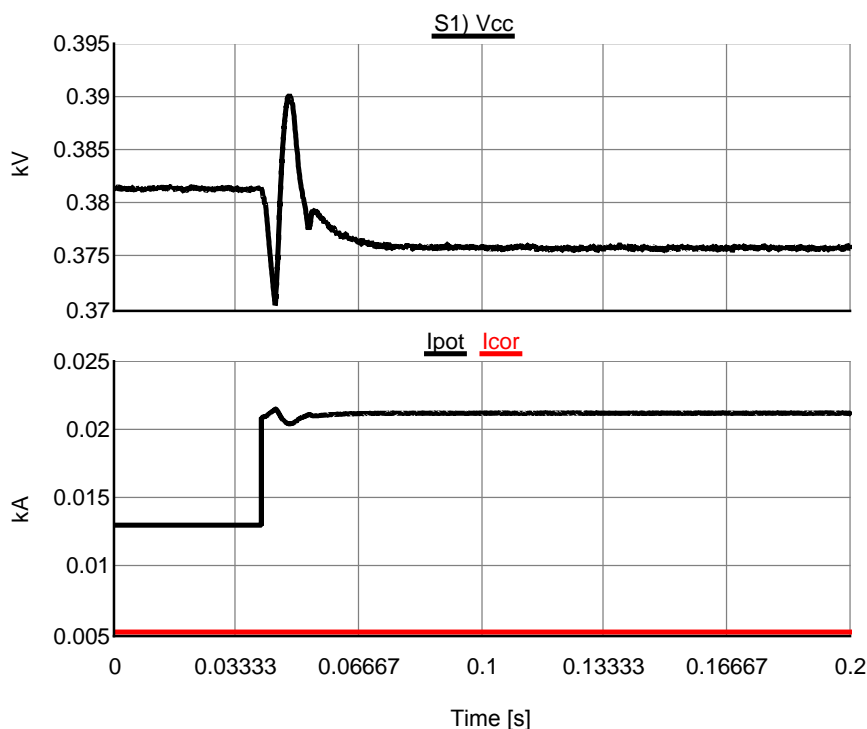


Figura 104: Tensão no barramento CC (superior) e Correntes nas cargas (inferior): Cenário 2, carga pesada.

microrrede.

Na Figura 105 são mostrados os gráficos de tensão e corrente associadas aos arranjos PV.

A partir do gráficos das grandezas associadas aos arranjos PV, observa-se claramente a transição no modo de operação do sistema de controle. Em carga média, os conversores operavam controlados por *droop* de tensão. A partir do instante em que a demanda de carga é aumentada para 10 kW e o banco de baterias está descarregado, a tensão do barramento cai abaixo de 380 V o conversor passa a ser controlado no modo MPPT.

A análise a seguir será realizada para o arranjo PV 1, mas pode ser estendida para o outro. Inicialmente, a tensão no barramento é reduzida, provocando um aumento na corrente de referência. O capacitor de saída do arranjo descarrega, permitindo uma injeção de corrente de acordo com a referência. A partir de então, o controle por MPPT passa a atuar. Devido ao período de convergência do algoritmo PeO, observa-se uma oscilação na tensão e corrente de saída dos arranjos.

Os gráficos de tensão e corrente no banco de baterias é mostrado na Figura 106.

A forma do gráfico da corrente de carga é análogo ao apresentado para a tensão

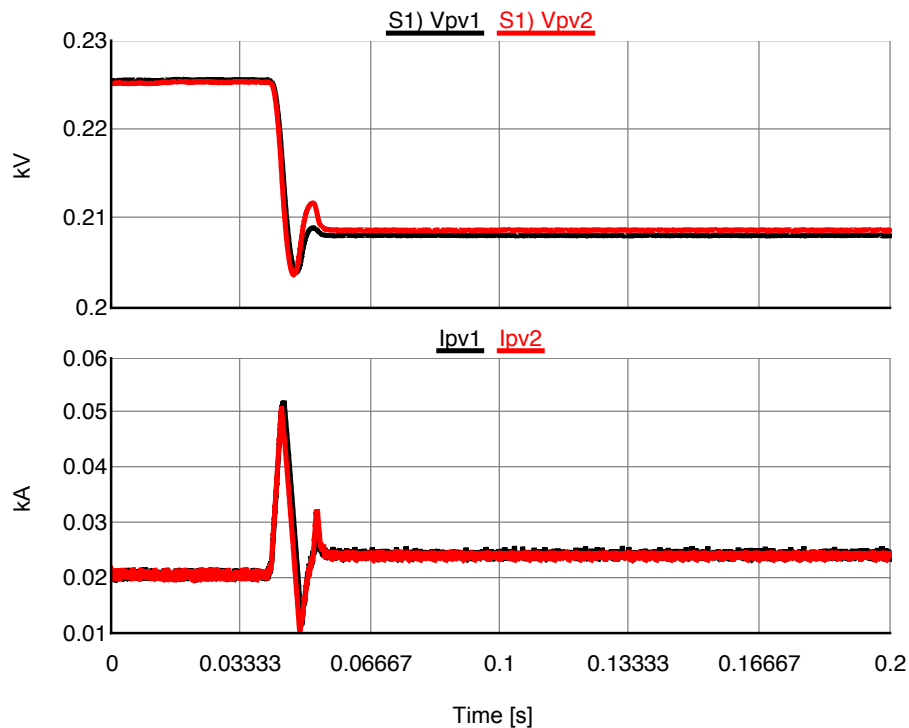


Figura 105: Tensões (superior) e correntes (inferior) associadas aos arranjos PV:
Cenário 2, carga pesada.

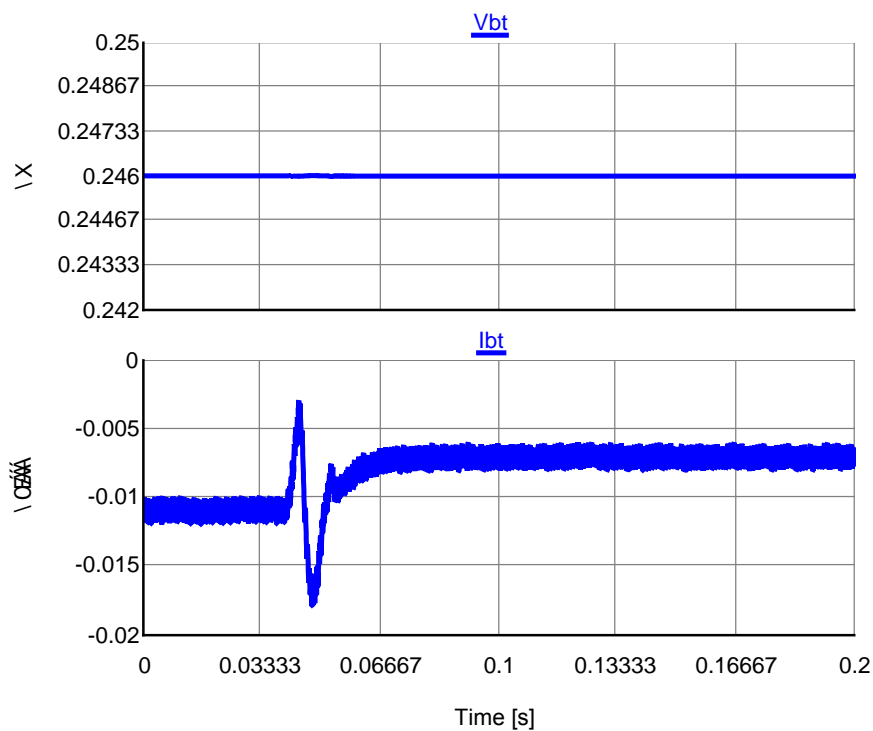


Figura 106: Tensão (superior) e Corrente (inferior) associadas ao banco de baterias:
Cenário 2, carga pesada.

no barramento CC. Isto ocorre devido ao fato de tal tensão ser fundamental para a atuação do sistema de controle. A corrente de carga oscila de maneira a compensar

a oscilação na tensão do barramento. Em regime permanente, o valor da corrente de carga varia de 11 A para 7,5 A.

É interessante observar que, devido à elevada capacitância equivalente do banco de baterias, a tensão permanece praticamente constante durante o período transitório.

A Figura 107 apresenta as grandezas do lado CA do conversor de interface.

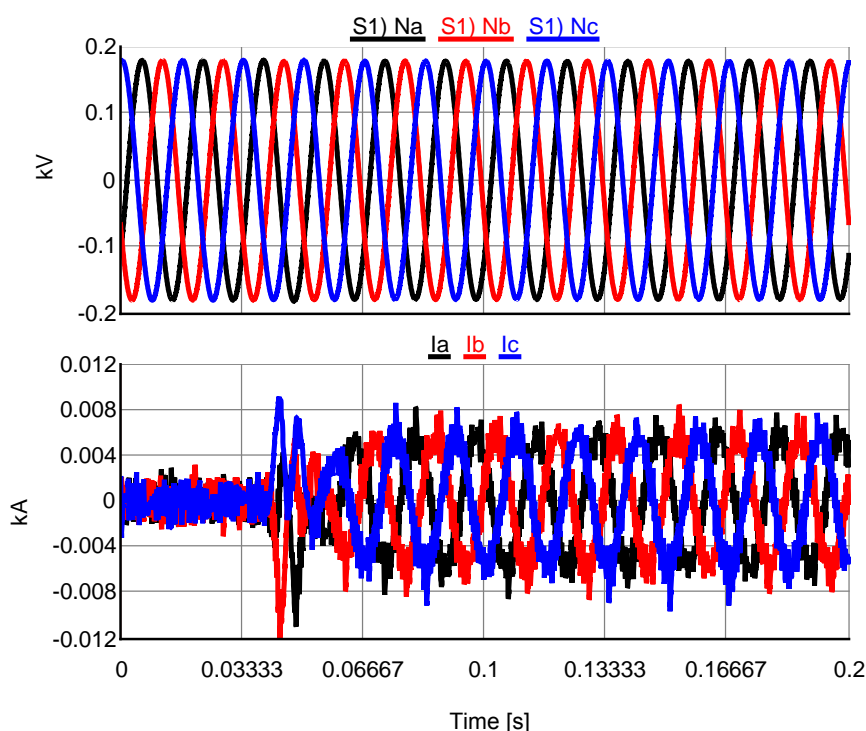


Figura 107: Tensões (superior) e correntes (inferior) trifásicas do lado CA do conversor de interface: Cenário 2, carga pesada.

Durante o período transitório, as correntes de fase são influenciadas pela oscilação na tensão do barramento CC. Após este período, o conversor de interface opera no modo retificador, injetando potência na microrrede a partir da rede CA.

Os gráficos de potência associada a cada componente da microrrede são mostrados na Figura 108.

Observa-se, claramente, a mudança nos modos de operação dos arranjos PV e do conversor de interface e a influência da oscilação na tensão do barramento CC nos gráficos de potência.

Como forma de verificar a transição do modo de operação em MPPT dos conversores dos arranjos PV para o modo de *droop* de tensão, a carga foi reduzida para 5 kW, ou seja, condição de carga média.

A tensão no barramento CC e as correntes nas cargas são mostradas na Figura 109.

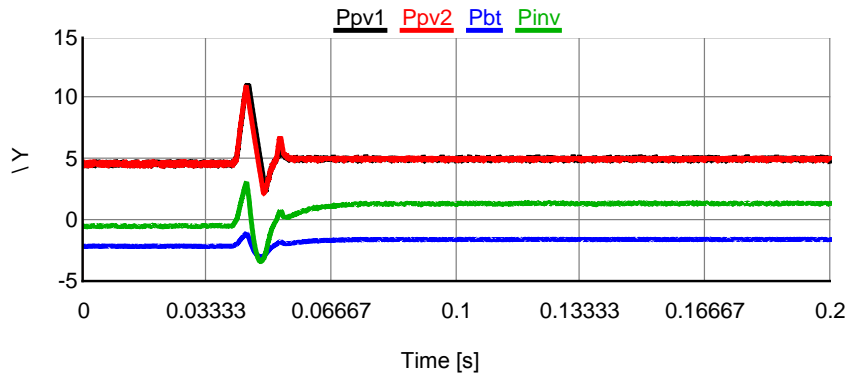


Figura 108: Potências associadas aos arranjos PV, ao banco de baterias e ao conversor de interface: Cenário 2, carga pesada.

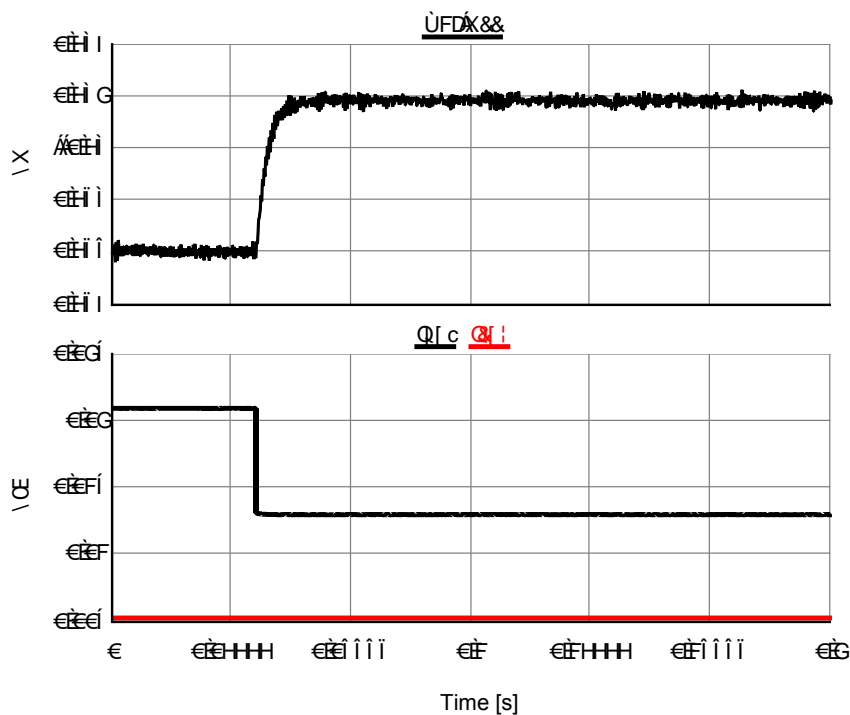


Figura 109: Tensão no barramento CC (superior) e Correntes nas cargas (inferior): transição de carga pesada para carga média no cenário 2.

Neste caso, observa-se que a tensão varia de 376 V para 382 V, aproximadamente, sem oscilação. Isto se deve ao fato de que, ao contrário do que acontece na transição do modo de *droop* para o modo MPPT, na transição deste para aquele não há o atraso associado ao rastreamento do ponto de máxima potência. O sistema se comporta de maneira similar aos casos em que há variação no ponto de operação da característica de *droop*.

Os gráficos das potências associadas aos arranjos PV, ao banco de baterias e ao conversor de interface são mostrados na Figura 110.

A partir dos gráficos de potência, observa-se que o comportamento do sistema é

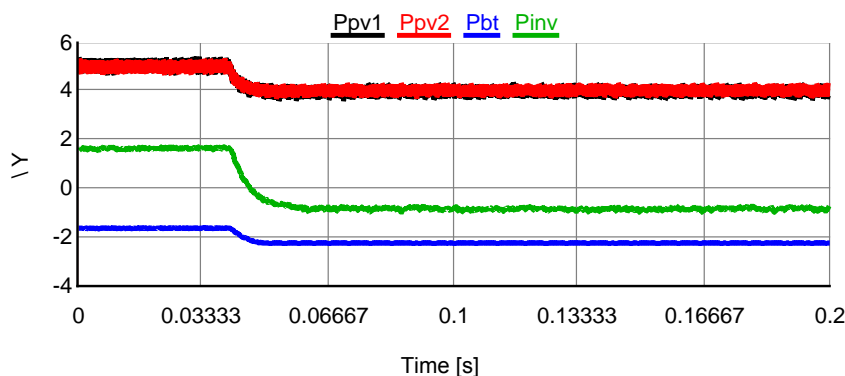


Figura 110: Comportamento das potências para transição de carga pesada para carga média no cenário 2.

o mesmo apresentado anteriormente neste cenário, na condição de carga média. Os arranjos PV injetam uma menor potência no sistema, a corrente de carga do banco de baterias aumenta e o conversor de interface volta a injetar potência na rede CA.

6.2.3 CENÁRIO 3

Este cenário representa a operação no período noturno ou o caso em que os arranjos PV estejam desconectados para manutenção ou por algum tipo de falha. Considera-se que as baterias estejam com 85% de carga.

A Figura 111 mostra as características de *droop* e a potência disponível para consumo ou para injeção na rede CA e recarga das baterias.

Em qualquer condição de demanda, o conversor de interface opera no modo retificador e parte da potência é fornecida pelas baterias. A tensão no barramento é reduzida na medida em que a carga aumenta e, no pior caso, é maior que 360 V.

Uma variação neste cenário seria considerar as baterias descarregadas ou completamente carregadas.

Uma rápida avaliação da Figura 111 permite concluir que, no pior caso, ou seja, com as baterias descarregadas, o conversor de interface atende a demanda máxima de 10 kW. A tensão seria 360 V neste caso e pequenas alterações na tensão do barramento CC, em relação aos valores obtidos para o cenário 3, seriam observadas.

Raciocínio similar pode ser aplicado para o caso de as baterias estarem completamente carregadas. Apenas pequenas variações nos valores de tensão obtidas no estudo do cenário 3 seriam observadas, porém, tais valores seriam mais próximos da tensão nominal.

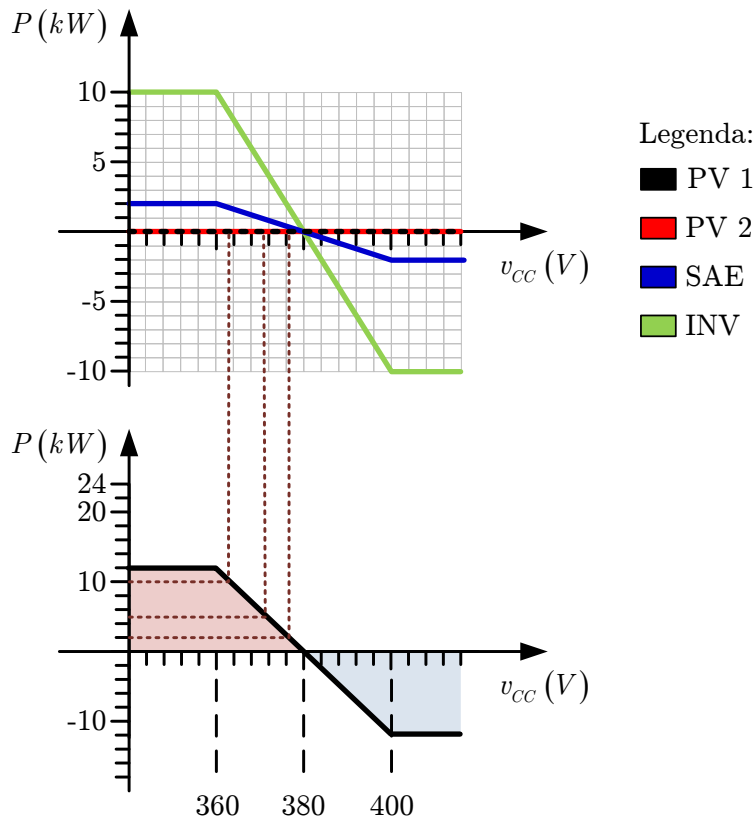


Figura 111: Características de *droop* e potência disponível para o cenário 3.

Considerando que os modos de operação dos componentes da microrrede são os mesmos para as três condições de carga, a menos de pequenos desvios nos valores das grandezas associadas, somente a situação de carga pesada será analisada neste cenário.

6.2.3.1 CARGA PESADA

Assim como nos cenários 1 e 2, inicialmente considera-se o sistema com carga média. É aplicado um degrau nas cargas de corrente constante de 5,2 A, o que corresponde a uma potência de 2 kW. Posteriormente, uma variação de 3 kW na carga de potência constante é aplicada para a análise do comportamento do sistema.

Os gráficos de tensão no barramento e das correntes nas cargas é mostrado na Figura 112.

Observa-se que a tensão no barramento CC varia de 366,4 V para 358,5 V, aproximadamente, após a aplicação do degrau de carga. Este valor está abaixo do limite mínimo de -5% da tensão nominal estabelecido anteriormente. Adiante serão analisadas as possíveis causas desse fato.

Os gráficos de tensão e corrente no banco de baterias é mostrado na Figura 113.

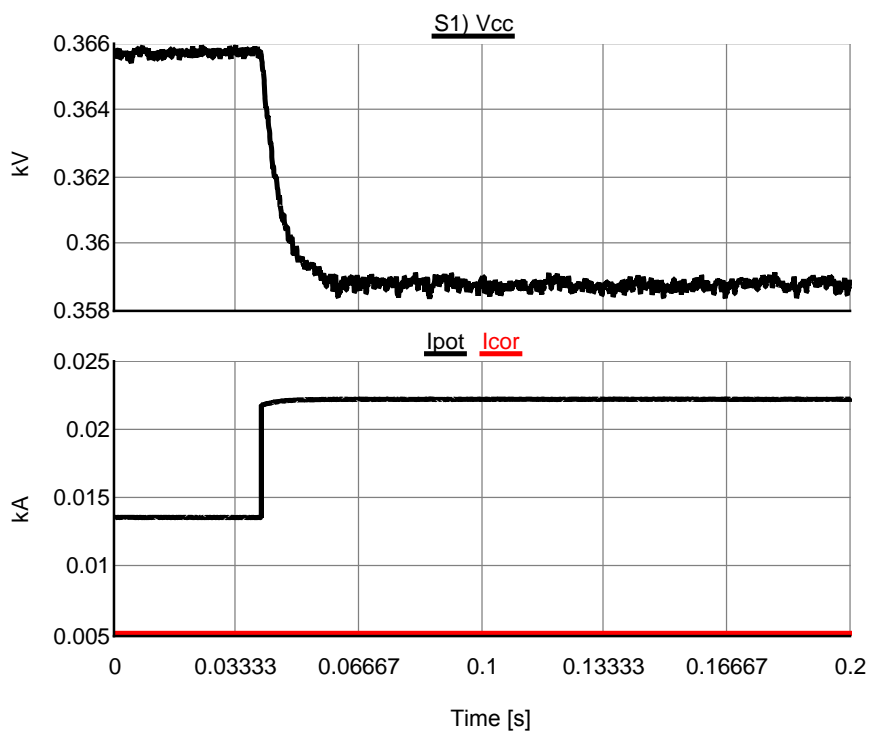


Figura 112: Tensão no barramento CC (superior) e Correntes nas cargas (inferior): Cenário 3, carga pesada.

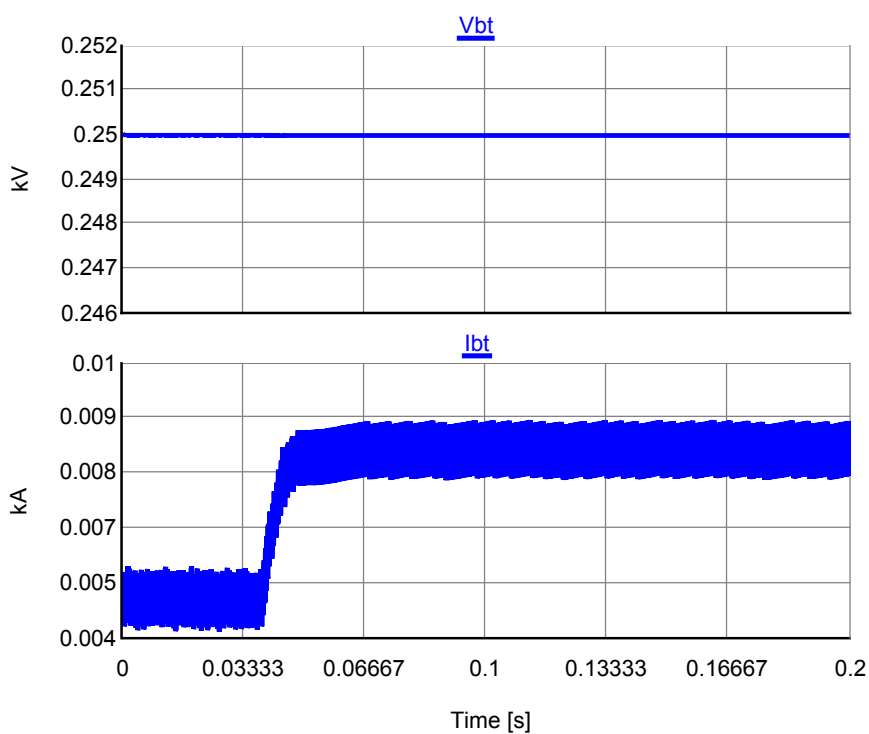


Figura 113: Tensão (superior) e Corrente (inferior) associadas ao banco de baterias: Cenário 3, carga pesada.

Para o estado de carga da bateria de 85%, a tensão estimada é de 250 V, aproximadamente. A corrente de carga varia de 4,8 A para 8,4 A. Considerando a perda na

resistência equivalente, a variação na tensão terminal real é de 248 V para 244 V. Logo, a potência real injetada pelo banco varia de 1,2 kW para 2 kW, conforme esperado.

A Figura 114 apresenta as grandezas do lado CA do conversor de interface.

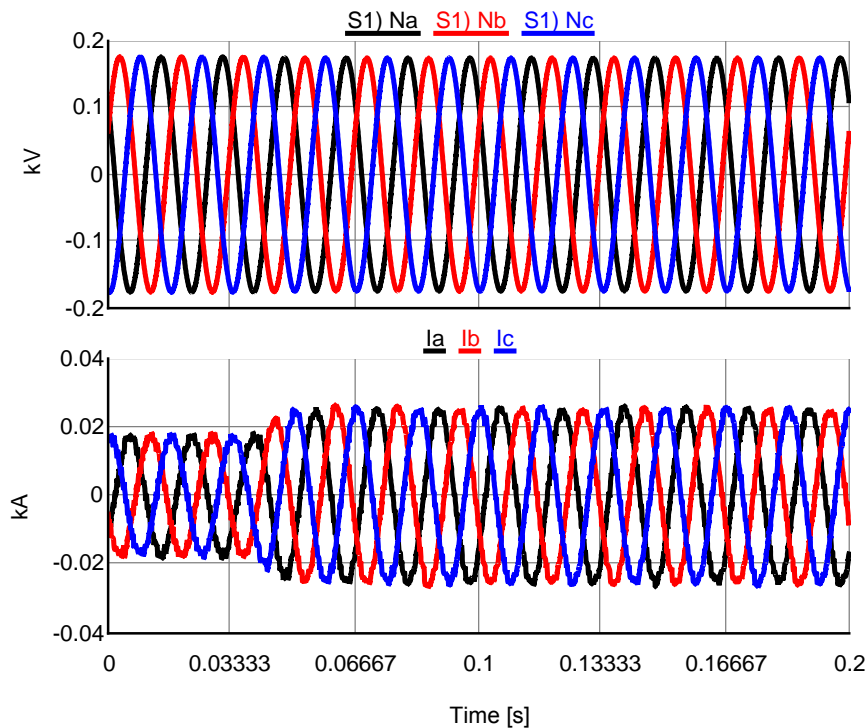


Figura 114: Tensões (superior) e correntes (inferior) trifásicas do lado CA do conversor de interface: Cenário 3, carga pesada.

O conversor opera no modo retificador antes e após o degrau de potência, conforme previsto. Observa-se um aumento na amplitude das correntes de fase para um valor de aproximadamente 27 A. Logo, a potência associada ao conversor é de aproximadamente 7,4 kW, inferior ao valor estimado pela característica de *droop*, isto é, 8 kW. Por este motivo, a tensão no barramento CC possui valor inferior a 360 V.

Além de ajustes no sistema de controle, uma forma de se garantir uma maior disponibilidade de potência prevendo, inclusive, expansões na demanda de carga, é considerar um maior valor para P_{max} na característica de *droop* do conversor.

Os gráficos de potência associada a cada componente da microrrede são mostrados na Figura 115.

A partir dos gráficos de potência, ficam ainda mais claros os apontamentos levantados anteriormente. A potência injetada na microrrede através do conversor de interface é inferior ao valor desejado, enquanto o conversor associado ao banco de baterias operar de maneira satisfatória. A potência total fornecida é inferior a 10 kW.

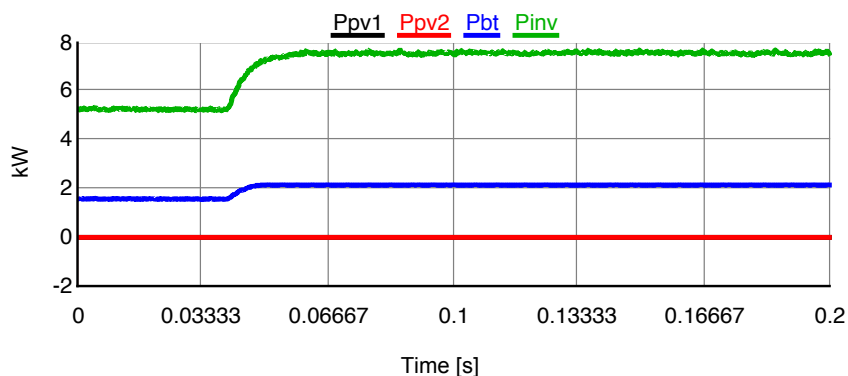


Figura 115: Potências associadas aos arranjos PV, ao banco de baterias e ao conversor de interface: Cenário 3, carga pesada.

De todo modo, a tensão no barramento CC ainda é muito próxima do valor mínimo de 360 V, sendo insignificante esta diferença do ponto de vista do tipo de cargas utilizadas na aplicação em estudo.

6.3 MICRORREDE ISOLADA

A análise da microrrede operando em modo isolado é tão importante quanto aquela realizada para a operação conectada à rede CA. Neste caso, a demanda de carga deve ser atendida exclusivamente pelos arranjos PV e pelo banco de baterias, mantendo a tensão o mais próximo possível do valor nominal de 380 V.

Nas próximas seções são apresentados os resultados de simulação para a microrrede CC isolada considerando os casos definidos na Tabela 15.

Tabela 15: Cenários para o modo de operação isolado.

Cenário	Arranjo PV 1	Arranjo PV 2	Banco de Baterias (SoC)
4	100%	100%	85%
5	40%	40%	85%

6.3.1 CENÁRIO 4

O cenário 4 se baseia nas condições estabelecidas para a definição do cenário 1. Os arranjos PV têm capacidade de fornecer potência máxima e as baterias estão com 85% de carga.

A Figura 116 mostra as características de *droop* e a potência disponível para consumo ou para recarga das baterias.

Variação da carga na bateria resultam em pequena variação na tensão do barramento.

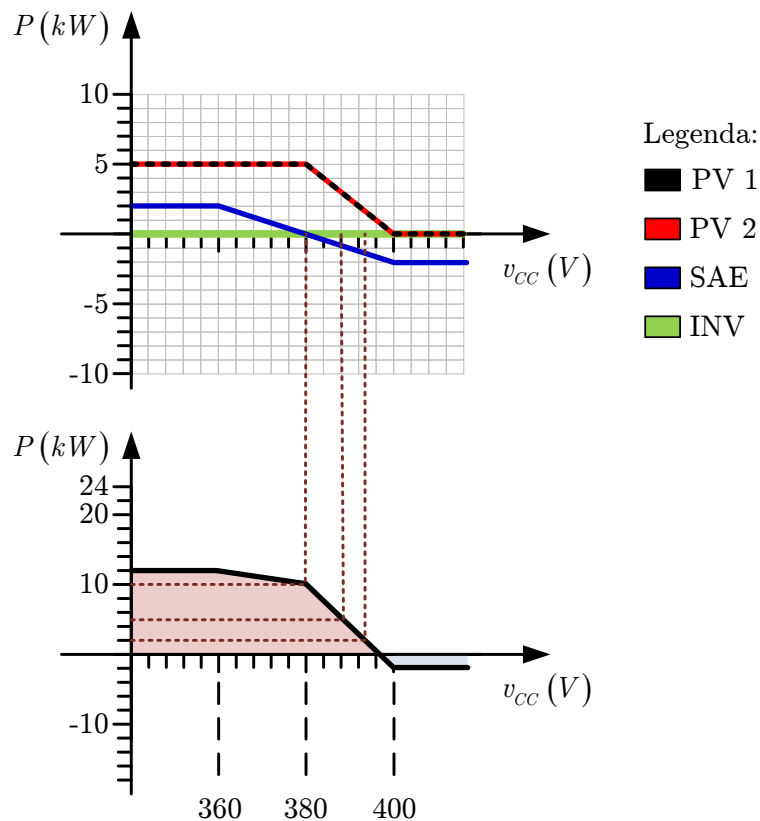


Figura 116: Características de *droop* e potência disponível para o cenário 4.

Para este cenário, os conversores associados aos arranjos PV operam com o controle por *droop* de tensão para as condições de carga leve e média. Em ambos os casos, a tensão no barramento CC é superior ao valor nominal. Tais valores são maiores que aqueles observados para o sistema conectado à rede CA, uma vez que a potência de geração excedente não é processada pelo conversor de interface.

Com carga pesada, os arranjos PV operam no ponto de máxima potência e o conversor associado ao banco de baterias não processa potência. A tensão no barramento CC é igual ao valor nominal.

Assim como foi indicado no cenário 1, considerar que as baterias estejam desconectadas resulta em um pequeno aumento no valor da tensão no barramento CC para as situações de carga leve e média. Nestes casos, os conversores associados aos arranjos PV operam com o controle por *droop* de tensão. Com carga pesada, os arranjos PV operam com MPPT e a tensão nominal é mantida no barramento CC.

Caso as baterias estejam descarregadas, o comportamento é semelhante ao obser-

vado, porém, com ligeira redução no valor da tensão no barramento para qualquer demanda de carga.

6.3.1.1 CARGA LEVE

O procedimento para análise da condição de carga leve é o mesmo utilizado nos estudos anteriores.

A Figura 117 mostra os gráficos de tensão no barramento CC e das correntes consumidas por cada carga antes e após a aplicação do degrau de 2 kW na carga.

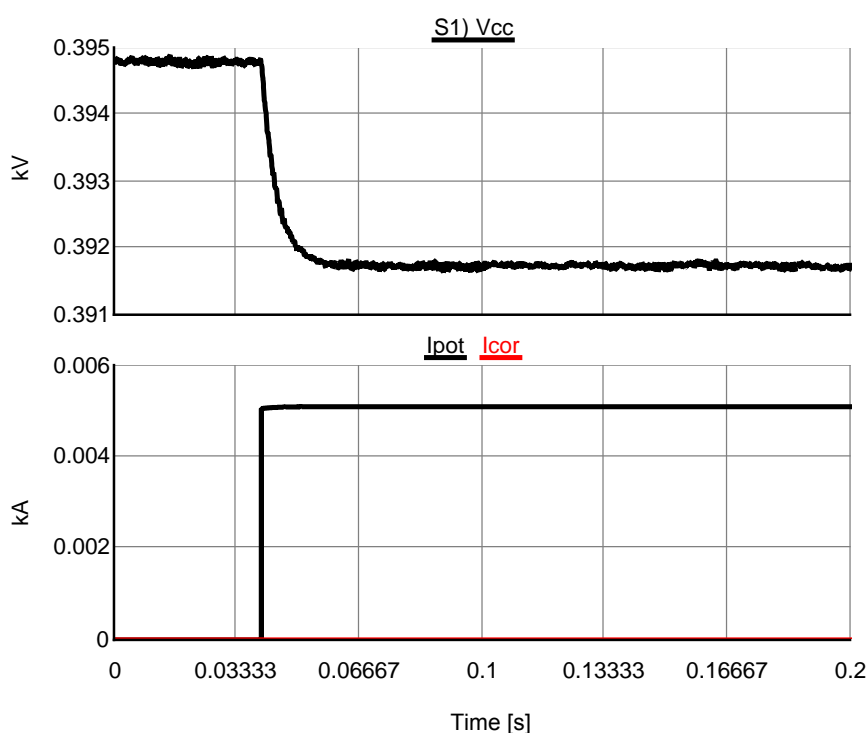


Figura 117: Tensão no barramento CC (superior) e Correntes nas cargas (inferior): Cenário 4, carga leve.

A tensão no barramento CC varia de 394,8 V para 391,8 V, aproximadamente. Em comparação com os resultados obtidos no Cenário 1, observa-se que o nível da tensão no barramento é maior neste caso. Isto se deve ao fato de que não é possível injetar potência excedente na rede CA através do conversor de interface.

Os gráficos de tensão e corrente associados a cada arranjo PV são mostrados na Figura 118.

A tensão varia de 252 V para 250,8 V, aproximadamente. A corrente, por sua vez, aumenta, de modo a injetar mais potência na microrrede. Isto significa que o controle por *droop* de tensão atua de maneira adequada.

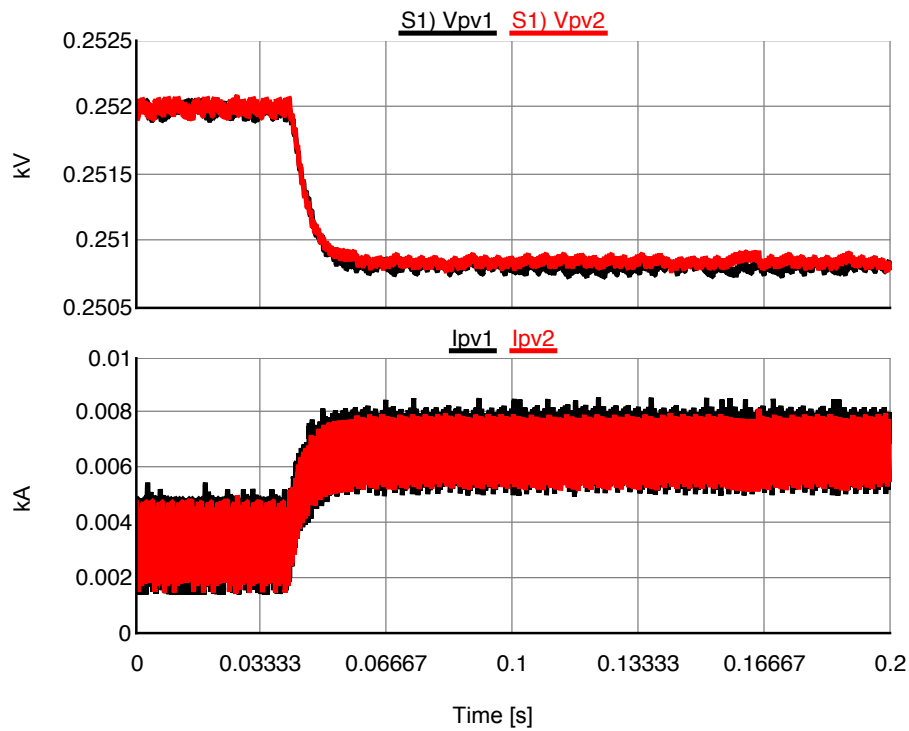


Figura 118: Tensões (superior) e correntes (inferior) associadas aos arranjos PV:
Cenário 4, carga leve.

O comportamento das grandezas associadas ao banco de baterias é apresentado na Figura 119.

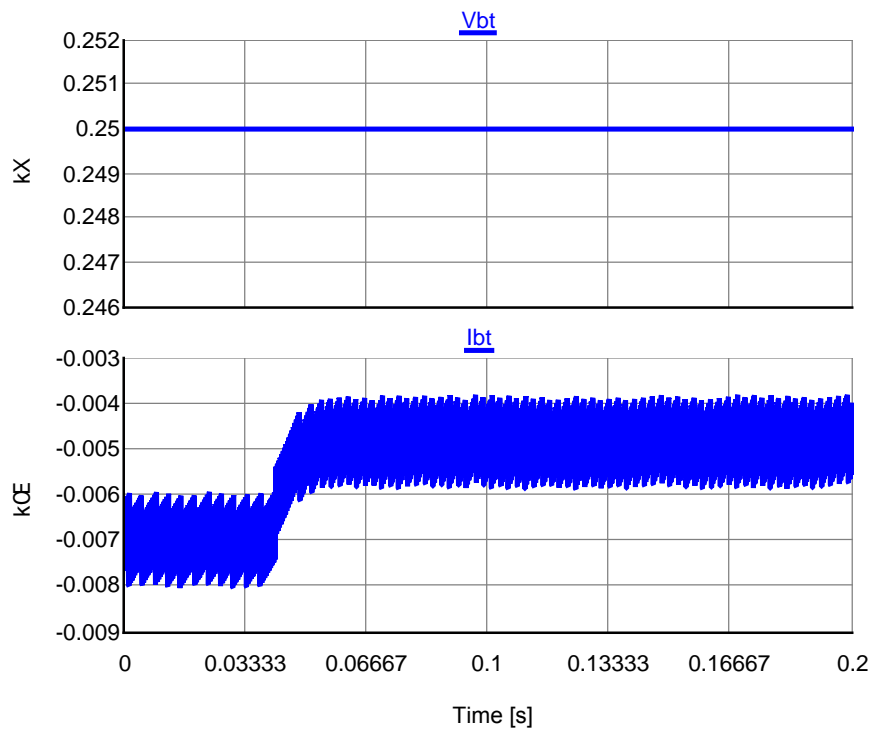


Figura 119: Tensão (superior) e Corrente (inferior) associadas ao banco de baterias:
Cenário 4, carga leve.

Observa-se que a tensão no banco de baterias permanece constante igual a 250 V, independente da variação de carga aplicada ao sistema. Isto ocorre devido à elevada capacitância equivalente do banco de baterias.

Devido ao aumento da carga, a corrente de recarga do banco de baterias é reduzida de 7 A para 5 A, aproximadamente.

A Figura 120 apresenta os gráficos associados à potência injetada pelos arranjos PV e absorvida pelo banco de baterias.

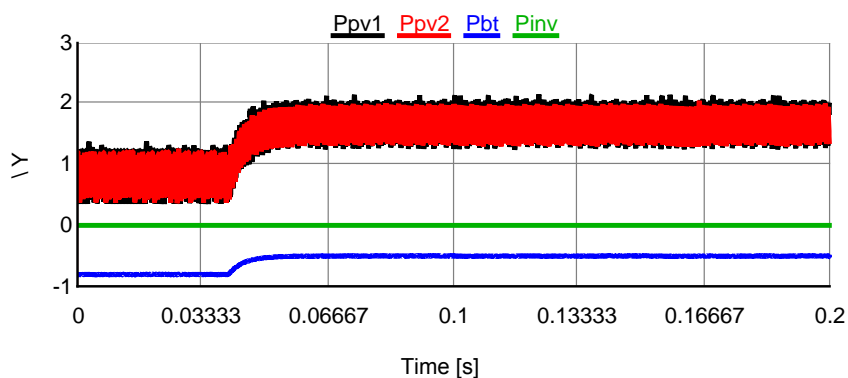


Figura 120: Potências associadas aos arranjos PV, ao banco de baterias e ao conversor de interface: Cenário 4, carga leve.

Após a aplicação do degrau de carga, observa-se um aumento nas potências injetadas pelos arranjos PV e uma redução na potência consumida pelo banco de baterias. Os valores das potências em regime permanente correspondem aos pontos de operação nas respectivas características de *droop* apresentadas anteriormente.

Levando em conta o exposto, pode-se afirmar que, mesmo isolada, a microrrede CC opera de maneira adequada para a condição de carga leve.

6.3.1.2 CARGA MÉDIA

A partir da condição de carga leve, um degrau de potência de 3 kW é aplicado na carga de potência constante.

Os gráficos de tensão no barramento CC e das correntes consumidas por cada carga são apresentados na Figura 121.

Observa-se que a tensão no barramento CC é reduzida para 387,8 V, aproximadamente.

A Figura 122 mostra os gráficos de tensão e corrente associadas aos arranjos PV.

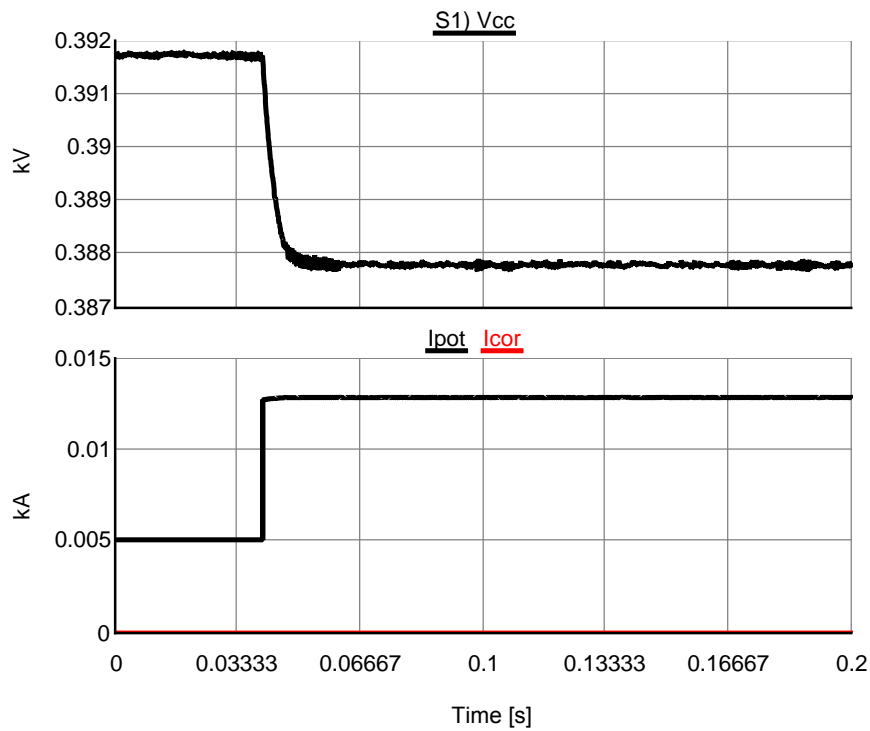


Figura 121: Tensão no barramento CC (superior) e Correntes nas cargas (inferior): Cenário 4, carga média.

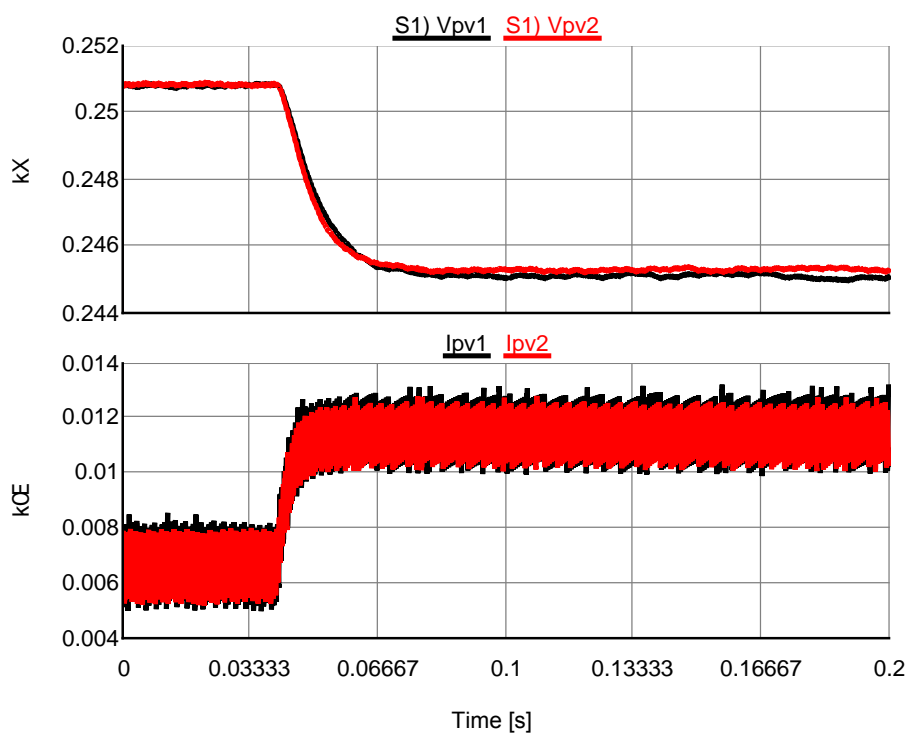


Figura 122: Tensões (superior) e correntes (inferior) associadas aos arranjos PV: Cenário 4, carga média.

Os conversores dos arranjos PV são controlados por *droop* de tensão e a tensão de saída é reduzida para 245 V na medida em que a corrente fornecida aumenta para

11 A, aproximadamente.

Na Figura 123 são mostrados os gráficos de tensão e corrente associadas ao banco de baterias.

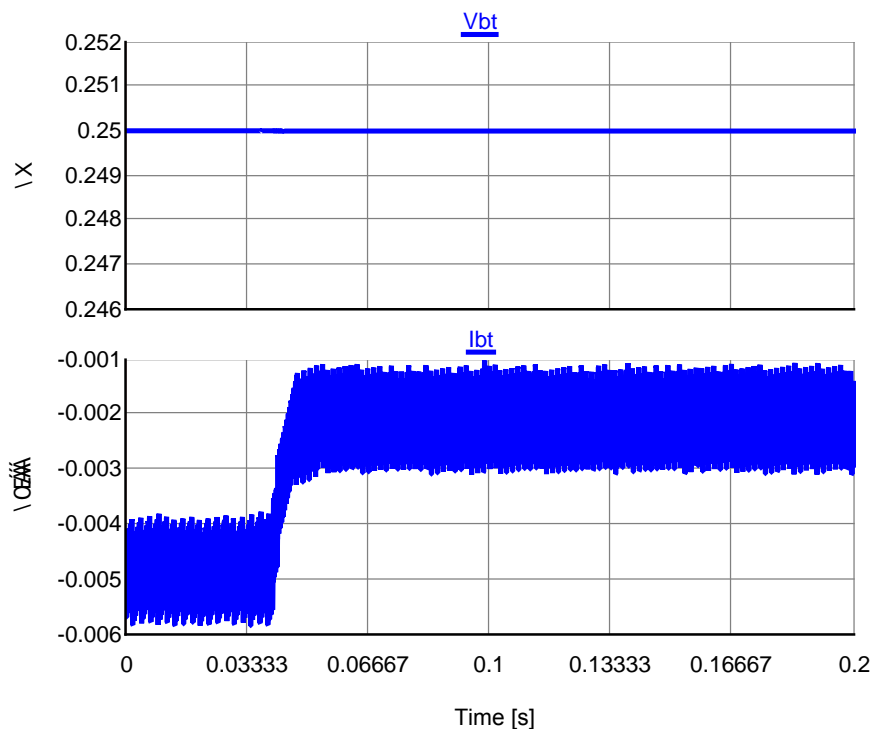


Figura 123: Tensão (superior) e Corrente (inferior) associadas ao banco de baterias: Cenário 4, carga média.

A tensão no banco de baterias permanece em 250 V. Enquanto isso, a corrente de carga é reduzida para um valor próximo de 2 A.

Os gráficos de potência associada a cada componente da microrrede são mostrados na Figura 124.

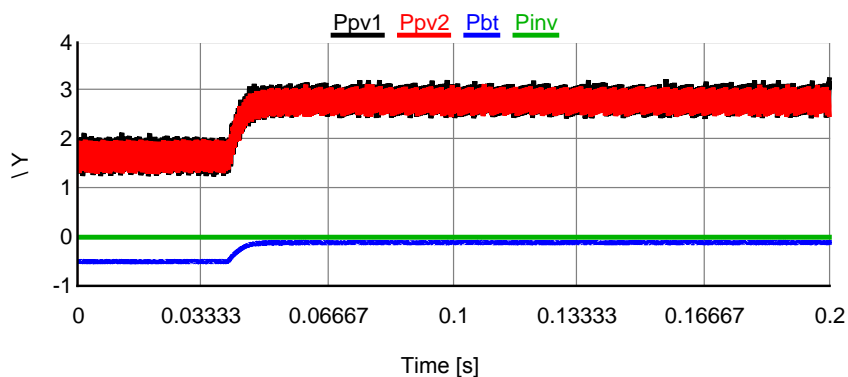


Figura 124: Potências associadas aos arranjos PV, ao banco de baterias e ao conversor de interface: Cenário 4, carga média.

Novamente, há um aumento na potência injetada pelos arranjos PV e uma redu-

ção na potência associada à recarga do banco de baterias, correspondente ao pequeno excedente da geração fotovoltaica.

6.3.1.3 CARGA PESADA

Assim como foi feito nos demais cenários, um degrau de 5,2 A é aplicado na carga do tipo corrente constante enquanto um degrau de 3 kW é aplicado na carga de potência constante.

A Figura 125 mostra o comportamento da tensão no barramento e das correntes nas cargas.

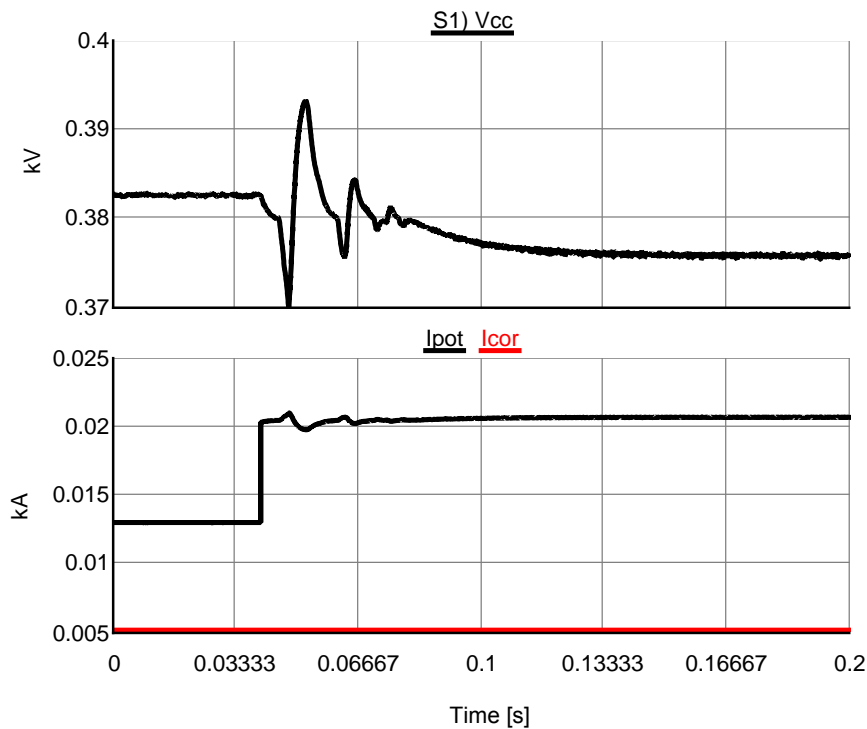


Figura 125: Tensão no barramento CC (superior) e Correntes nas cargas (inferior): Cenário 4, carga pesada.

A tensão varia de 382 V para 376 V, aproximadamente. Assim como acontece no caso de carga pesada para o cenário 2, a transição nos modos de operação dos arranjos PV implica em uma oscilação na tensão do barramento. Entretanto, a duração desta oscilação é maior que aquela observada anteriormente.

Na Figura 126 são mostrados os gráficos de tensão e corrente associadas aos arranjos PV.

A partir do gráficos das grandezas associadas aos arranjos PV, observa-se a transição no modo de operação dos sistemas de controle. Em carga média, os conversores

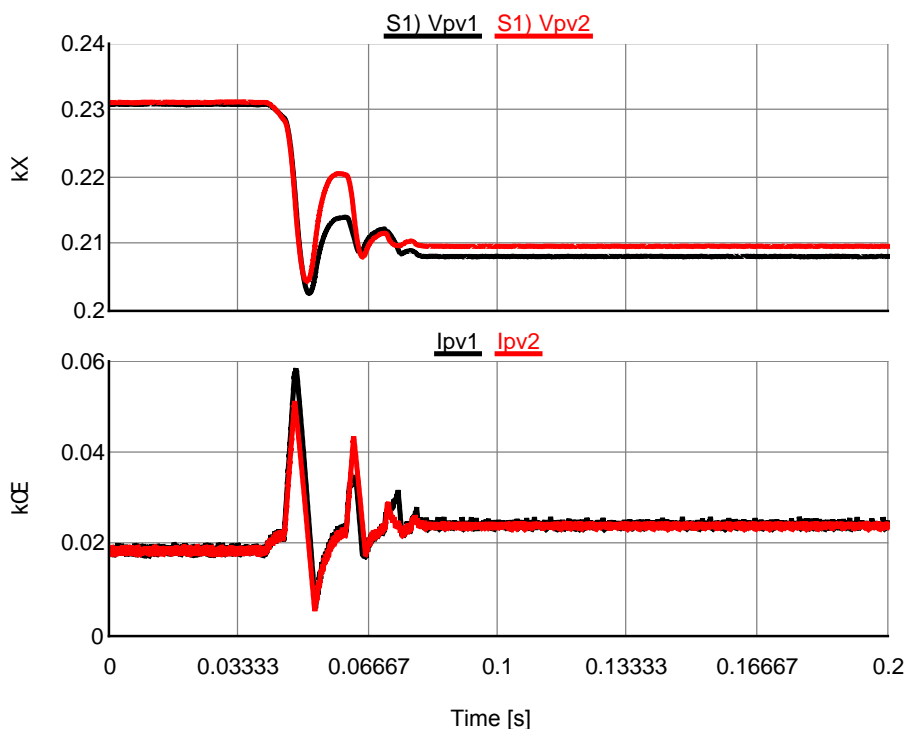


Figura 126: Tensões (superior) e correntes (inferior) associadas aos arranjos PV: Cenário 4, carga pesada.

operavam controlados por *droop* de tensão. A partir do instante em que a demanda de carga é aumentada para 10 kW a tensão do barramento cai abaixo de 380 V o conversor passa a ser controlado no modo MPPT.

Considerando o arranjo PV 1, inicialmente, a tensão no barramento é reduzida, provocando um aumento na corrente de referência no indutor do conversor associado. O capacitor de saída do arranjo descarrega, permitindo uma injeção de corrente de acordo com a referência. A partir de então, o controle por MPPT passa a atuar.

Como a microrrede opera em modo isolado, o conversor de interface não injeta potência para compensar esta queda de tensão no barramento CC. O banco de baterias, por sua vez, não possui densidade de potência suficiente para realizar tal compensação. Neste caso, apenas o capacitor de saída atua, passivamente, nesta compensação. Por tais motivos, observa-se uma duração maior da oscilação na tensão do barramento.

Os gráficos de tensão e corrente no banco de baterias é mostrado na Figura 127.

A forma do gráfico da corrente de carga é análogo ao apresentado para a tensão no barramento CC. A corrente de carga oscila de maneira a compensar a oscilação na tensão do barramento. Em regime permanente, o valor da corrente de carga é reduzida de 5 A para um valor próximo de 0 A, representando uma potência mínima de recarga.

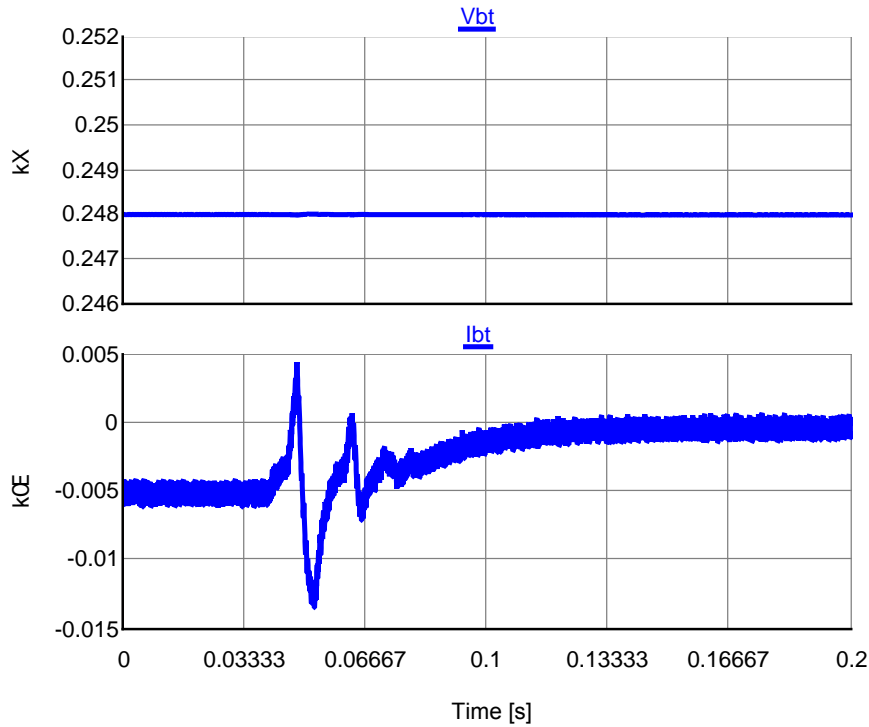


Figura 127: Tensão (superior) e Corrente (inferior) associadas ao banco de baterias: Cenário 4, carga pesada.

Assim como em todos os casos, a tensão permanece praticamente constante durante o período transitório devido à elevada capacitância equivalente.

Os gráficos de potência associada a cada componente da microrrede são mostrados na Figura 128.

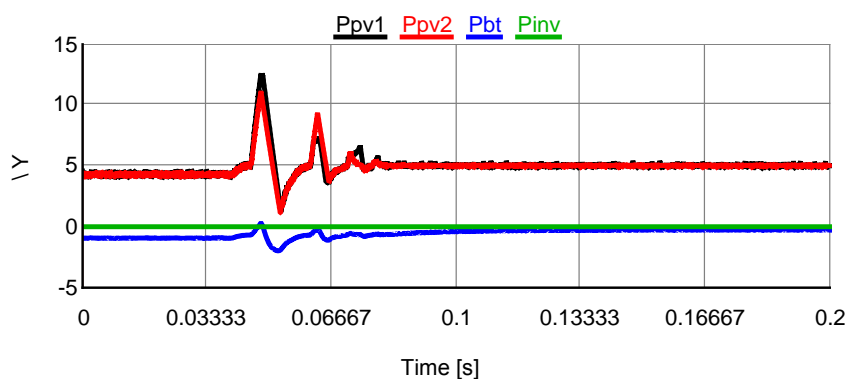


Figura 128: Potências associadas aos arranjos PV, ao banco de baterias e ao conversor de interface: Cenário 4, carga pesada.

É possível observar os efeitos da oscilação na tensão do barramento CC nos gráficos de potência. Antes do aumento na demanda, os arranjos injetavam potência a partir do controle por *droop* de tensão e as baterias eram recarregadas. Após o distúrbio, os arranjos passam a operar no ponto de máxima potência, enquanto o banco de baterias

consome uma potência insignificante.

6.3.2 CENÁRIO 5

No cenário 5, considera-se que a capacidade de fornecimento de potência máxima dos arranjos PV é reduzida a 40% da capacidade nominal. Isto representa as situações de baixa irradiação solar. Além disso, considera-se que o estado de carga das baterias é igual a 85%.

A Figura 129 mostra as características de *droop* e a potência disponível para consumo ou para recarga das baterias.

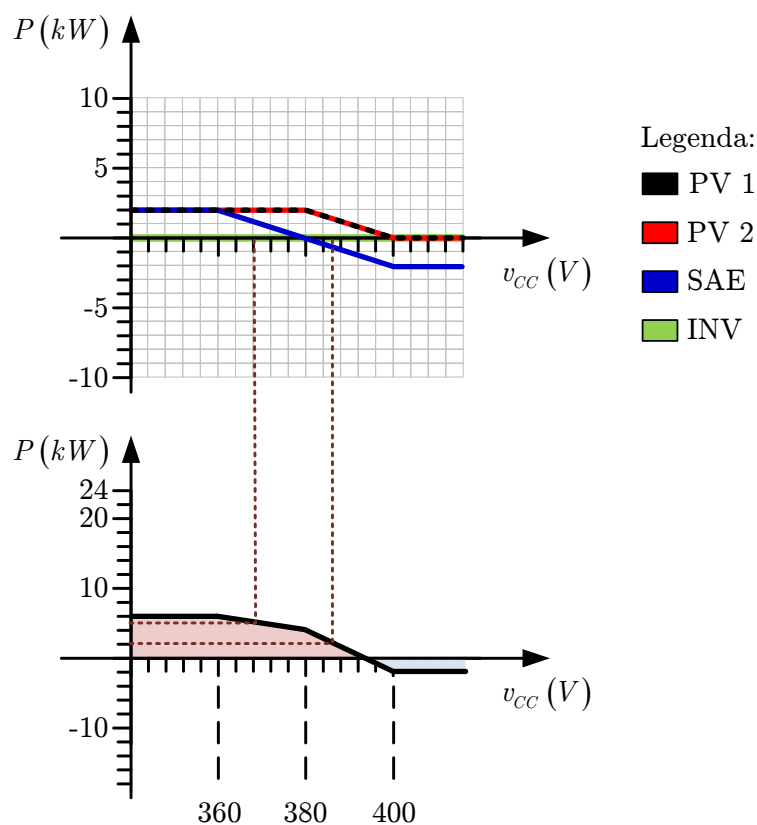


Figura 129: Características de *droop* e potência disponível para o cenário 5.

Neste cenário, considerando a situação de carga leve, os conversores dos arranjos PV operam no modo MPPT. Parte da demanda é atendida pelas baterias. A tensão no barramento CC é inferior à tensão nominal.

Para situação de carga média, os conversores dos arranjos PV operam com controle por *droop* de tensão. As baterias passam a armazenar energia. O barramento CC apresenta tensão maior que 380 V.

É possível afirmar que o sistema se tornará instável para operação com carga pe-

sada. Por se tratarem de cargas majoritariamente do tipo potência constante, seria observado, inicialmente, uma redução na tensão do barramento CC com aumento na corrente de carga. Isto provocaria um aumento na corrente dos arranjos PV e, consequentemente, uma redução na tensão terminal dos mesmos. Neste caso, o algoritmo do MPPT não convergiria e o conversor operaria de maneira caótica.

Por este motivo a análise do comportamento da microrrede nestas condições é tão importante.

Considerando o caso em que as baterias estivessem completamente carregadas, os conversores dos arranjos PV operariam com controle por *droop* de tensão nas situações de carga leve e média. Em ambos os casos a tensão no barramento seria maior que 380 V sendo que, para carga leve, seria bem próxima dos 400 V. A análise feita anteriormente, para a situação de carga pesada, se aplica também a este caso.

Considerando as baterias descarregadas, os arranjos PV operariam com MPPT para carga leve. A tensão no barramento CC seria igual ao valor nominal. Considerando que a potência demandada é maior que a capacidade de geração fotovoltaica, o sistema se tornaria instável para as situações de carga média e pesada.

Caso fosse considerado que as baterias estivessem desconectadas, os conversores associados aos arranjos PV operariam com controle por *droop* para carga leve. A tensão no barramento CC seria maior que o valor nominal. Assim como no caso anterior, o sistema se tornaria instável para as situações de carga média e pesada.

6.3.2.1 CARGA LEVE

Para a condição de carga leve, a Figura 130 mostra os gráficos de tensão no barramento CC e das correntes consumidas por cada carga antes e após a aplicação do degrau de 2 kW.

A tensão no barramento CC varia de 388 V para 382,5 V, aproximadamente.

Os gráficos de tensão e corrente associados a cada arranjo PV são mostrados na Figura 131.

Em ambos os arranjos, a tensão terminal varia de 238 V para 227 V, aproximadamente. A corrente, bem como a potência injetada é aumentada, de acordo com o controle por *droop* de tensão projetado.

O comportamento das grandezas associadas ao banco de baterias é apresentado na

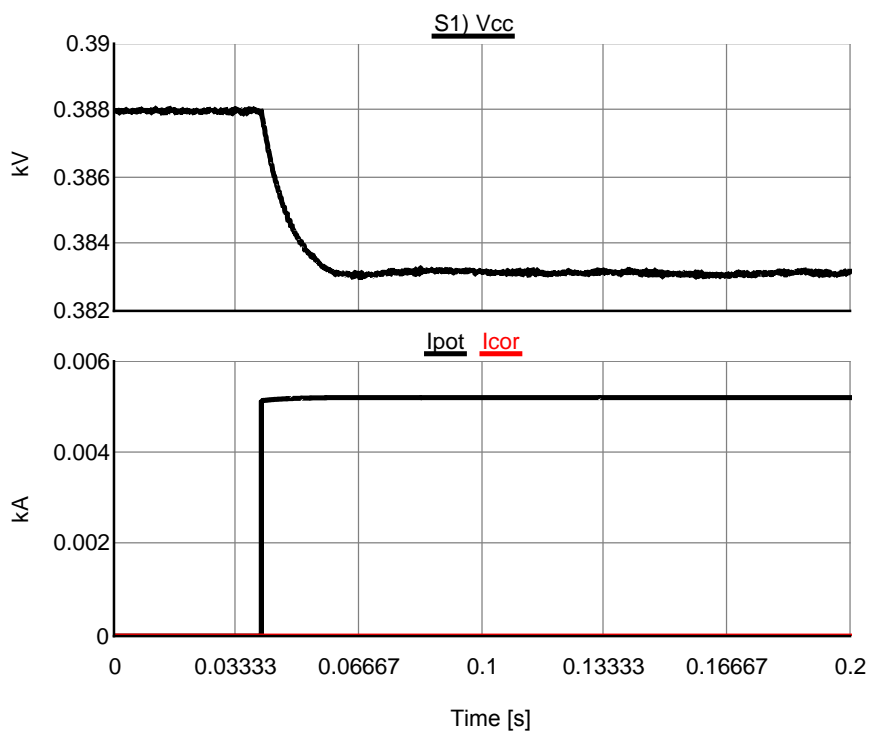


Figura 130: Tensão no barramento CC (superior) e Correntes nas cargas (inferior):
Cenário 5, carga leve.

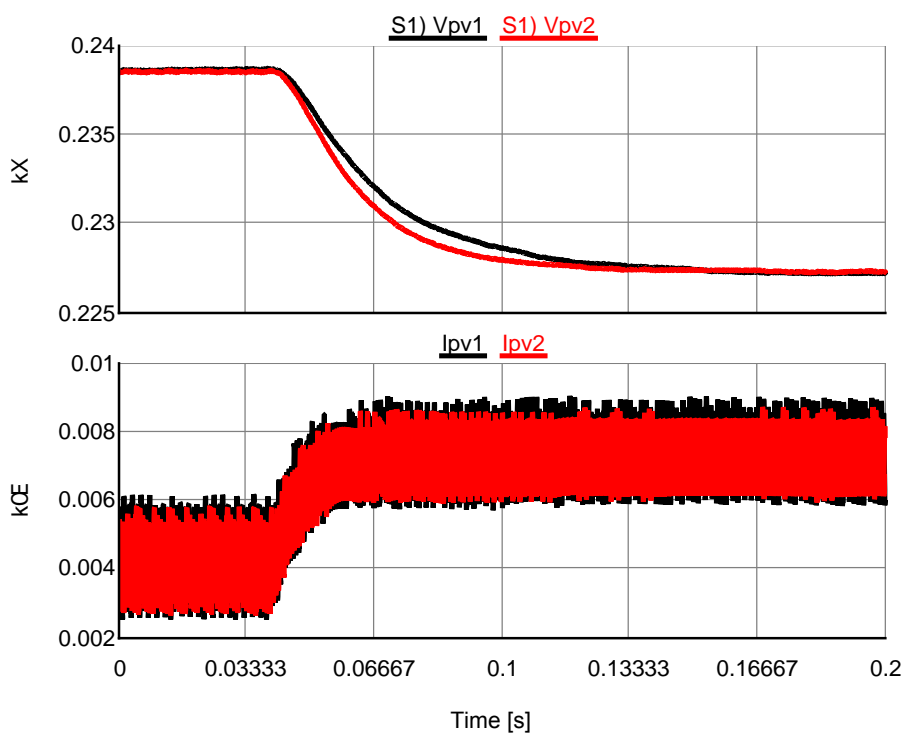


Figura 131: Tensões (superior) e correntes (inferior) associadas aos arranjos PV:
Cenário 5, carga leve.

Figura 132.

O gráfico de tensão indica um estado de carga de aproximadamente 85%. Devido

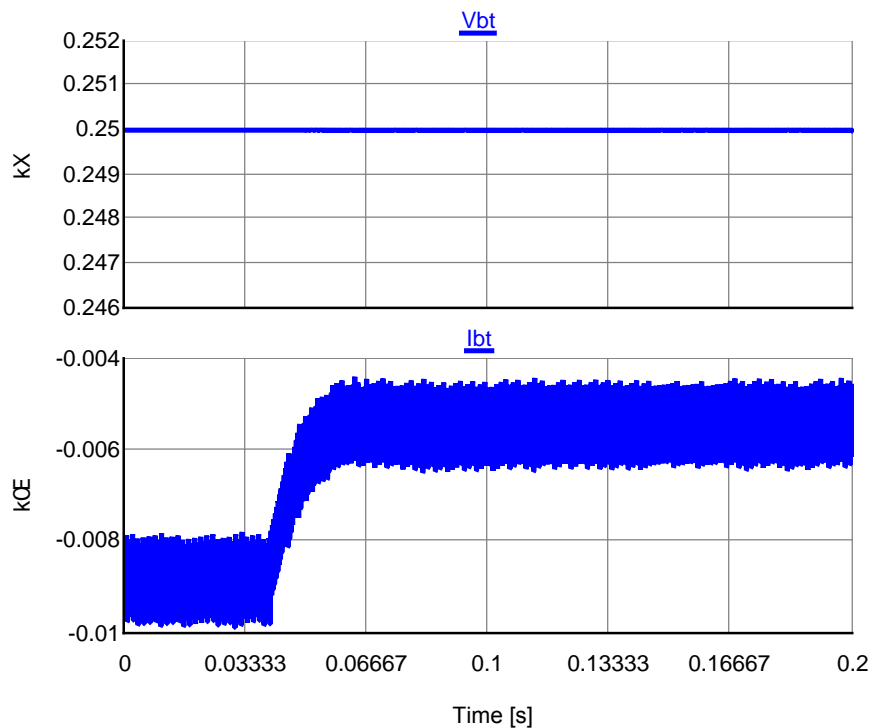


Figura 132: Tensão (superior) e Corrente (inferior) associadas ao banco de baterias: Cenário 5, carga leve.

ao aumento da carga, a corrente de recarga do banco de baterias é reduzida de 9 A para 5,2 A, aproximadamente.

Os gráficos das potências associadas aos arranjos PV, ao banco de baterias e ao conversor de interface são apresentados na Figura 133.

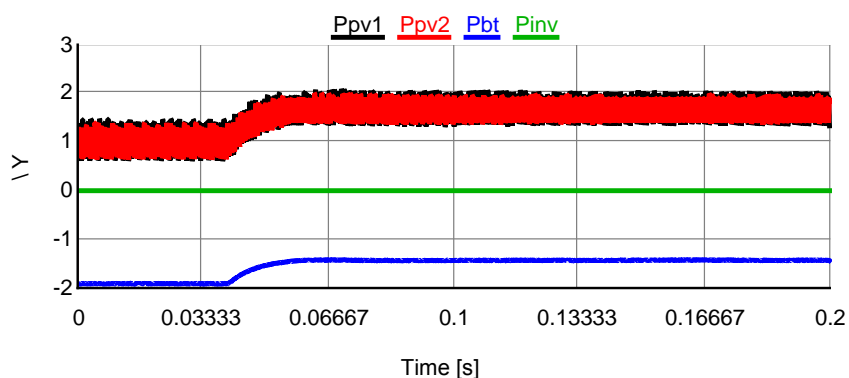


Figura 133: Potências associadas aos arranjos PV, ao banco de baterias e ao conversor de interface: Cenário 5, carga leve.

Observa-se que os valores das potências associadas a cada componente variam de maneira coerente com as respectivas características de *droop* de tensão apresentadas anteriormente.

Antes da aplicação do degrau de carga, toda a potência gerada pelos arranjos PV

é utilizada para recarga das baterias. Quando a demanda passa a ser 2 kW, a potência gerada aumenta, enquanto a potência consumida pelo banco de baterias é reduzida.

6.3.2.2 CARGA MÉDIA

Para análise da condição em carga média, a demanda de potência é igual a 5 kW. A partir de uma carga de 2 kW, um degrau de potência de 3 kW é aplicado na carga de potência constante.

Os gráficos de tensão no barramento CC e das correntes consumidas por cada carga são apresentados na Figura 134.

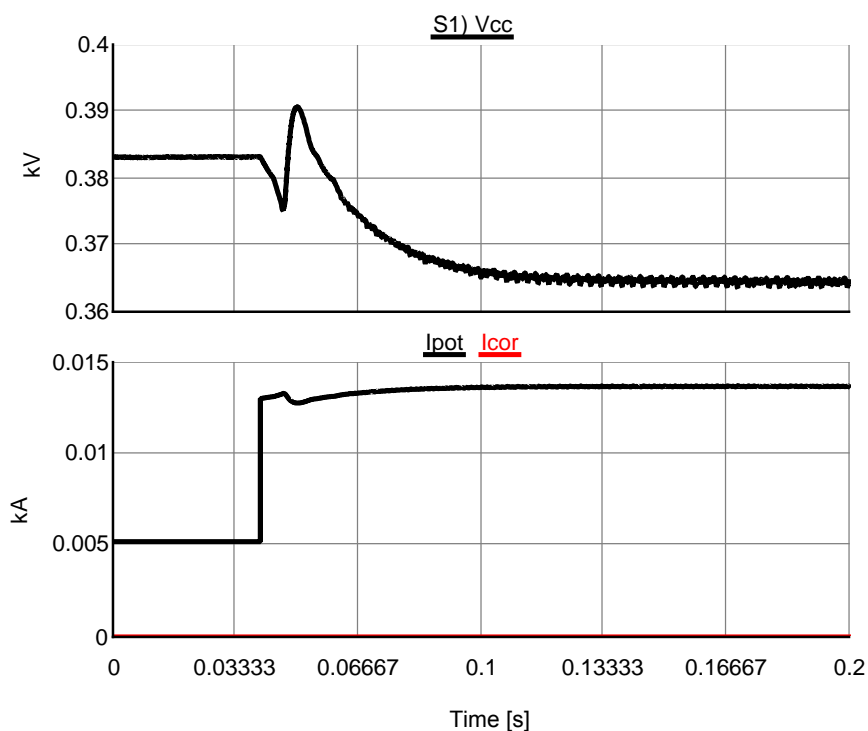


Figura 134: Tensão no barramento CC (superior) e Correntes nas cargas (inferior): Cenário 5, carga média.

Observa-se que a tensão no barramento CC varia de 384 V para 364 V. Após o aumento na demanda de carga, os arranjos PV passam a operar no ponto de máxima potência. Assim como em situações semelhantes analisadas anteriormente, a tensão apresenta uma oscilação associada à mudança no modo de operação dos geradores fotovoltaicos.

A oscilação da tensão no barramento CC tem menor duração que na condição de carga pesada analisada no Cenário 4 por dois motivos: a potência demandada pela carga é menor, tal como o tempo de convergência do algoritmo MPPT.

A Figura 135 mostra os gráficos de tensão e corrente associadas aos arranjos PV.

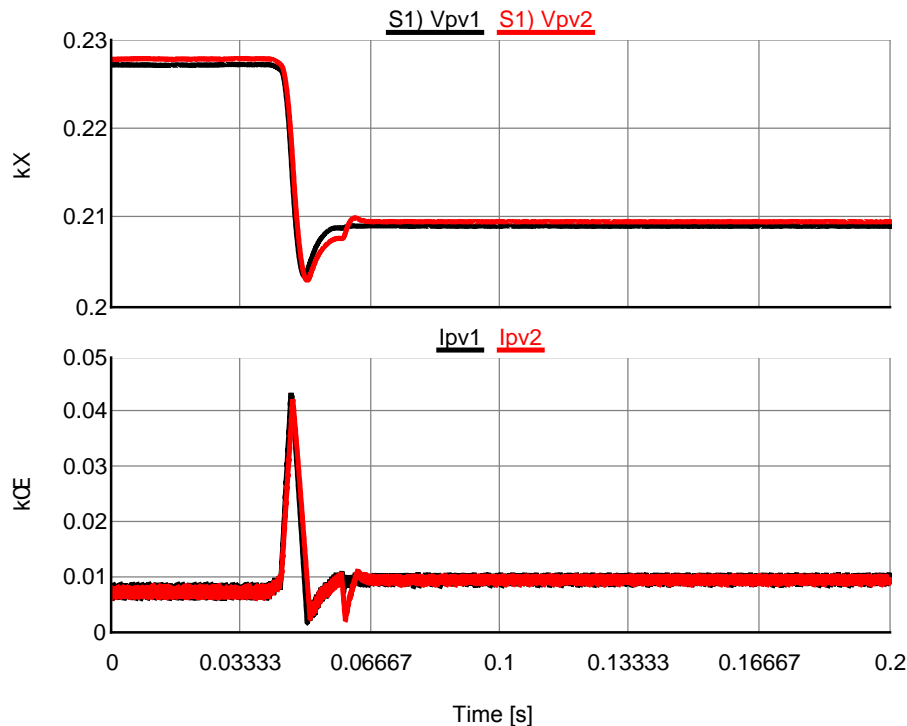


Figura 135: Tensões (superior) e correntes (inferior) associadas aos arranjos PV:
Cenário 5, carga média.

Os conversores dos arranjos PV são controlados por *droop* de tensão a tensão de saída é reduzida de 228 V para 209 V. Como foi dito anteriormente, neste caso os arranjos PV passam a operar no ponto de máxima potência.

Em cada conversor associado, devido a uma menor demanda de potência na microrrede, a descarga do capacitor de saída de cada arranjo acontece de modo que sua tensão varie menos que nas situações anteriores. Isto significa que o ponto de operação do arranjo está mais próximo do ponto de máxima potência, resultando em um menor tempo de convergência do algoritmo PeO.

Observa-se uma pequena diferença nos gráficos de tensão e corrente dos arranjos PV cujos conversores são controlados interna e externamente. Assim como em outras situações, isto se deve ao fato de atrasos na interface RTDS-DSP e erro de quantização nas conversões D/A e A/D.

Na Figura 136 são mostrados os gráficos de tensão e corrente associadas ao banco de baterias.

A tensão no banco de baterias permanece em 250 V. Enquanto isso, a corrente de carga é reduzida e, após a oscilação influenciada pelo comportamento da tensão no

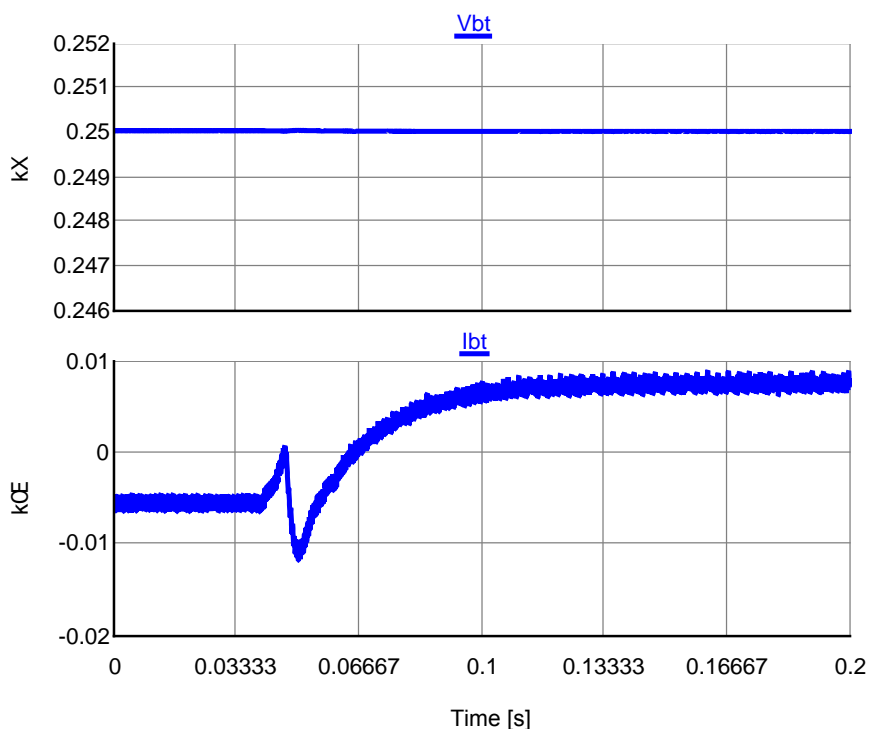


Figura 136: Tensão (superior) e Corrente (inferior) associadas ao banco de baterias: Cenário 5, carga média.

barramento CC, passa a ser uma corrente de descarga, com valor de aproximadamente 8 A.

Os gráficos de potência associada a cada componente da microrrede são mostrados na Figura 137.

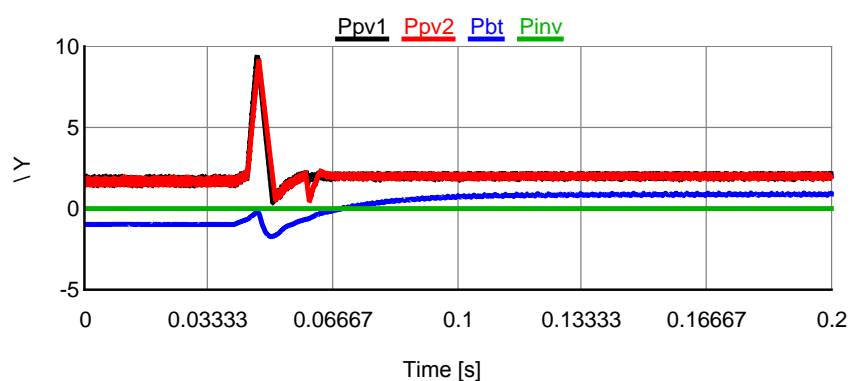


Figura 137: Potências associadas aos arranjos PV, ao banco de baterias e ao conversor de interface: Cenário 5, carga média.

Como, neste caso, a irradiação é reduzida para 40% do valor máximo, a potência máxima injetada por cada arranjo PV é igual a, aproximadamente, 2 kW. Por este motivo, o banco de baterias que, para carga leve, era recarregado, passa a fornecer potência para a microrrede.

6.3.2.3 CARGA PESADA

Aplica-se um degrau na carga do tipo corrente constante equivalente a 2 kW. Posteriormente, um degrau de potência igual a 3 kW é aplicado na carga de potência constante, resultando em uma demanda total de 10 kW.

A Figura 138 mostra o comportamento da tensão no barramento e das correntes nas cargas.

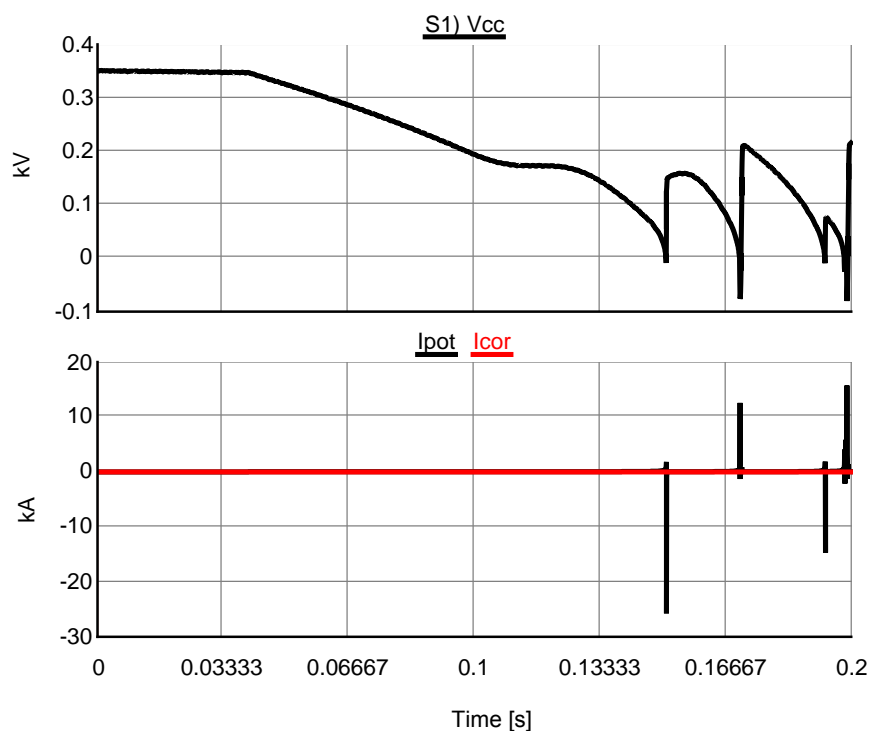


Figura 138: Tensão no barramento CC (superior) e Correntes nas cargas (inferior): Cenário 5, carga pesada.

Conforme previsto, o sistema se torna instável neste caso. A tensão no barramento CC decresce de maneira quase linear até 100 ms. Posteriormente, a tensão permanece em torno de 170 V e volta a cair até 0 V, em 150 ms.

Após este instante, o comportamento da microrrede é determinado, principalmente, pelo modelo de cargas utilizado.

Observa-se que a corrente é negativa em 150 ms e 190 ms, característica permissível no modelo utilizado, desde que a tensão medida no passo de simulação associado seja negativa. Por outro lado, a corrente é positiva se o valor da tensão for positivo, como acontece, por exemplo, em 170 ms e 199 ms.

Na Figura 139 são mostrados os gráficos de tensão e corrente associadas aos arranjos PV.

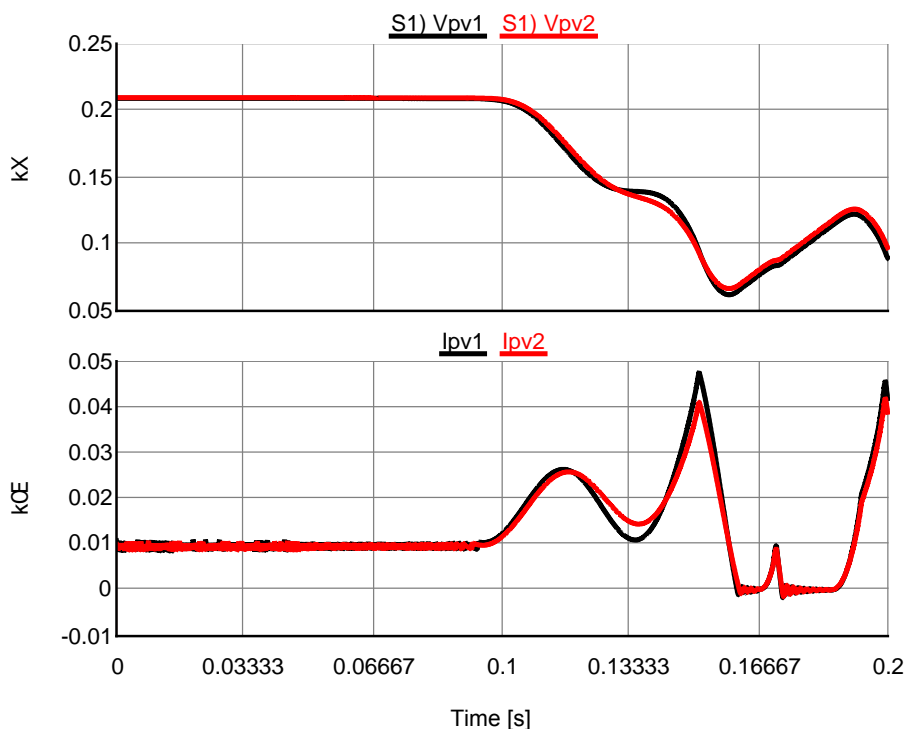


Figura 139: Tensões (superior) e correntes (inferior) associadas aos arranjos PV: Cenário 5, carga pesada.

Cada arranjo PV opera no ponto de máxima potência até 100 ms, aproximadamente, quando as tensões de entrada e saída do conversor associado se tornam iguais. Neste instante, o capacitor conectado nos terminais do arranjo descarrega de maneira suave, reduzindo, então, a tensão de entrada do conversor, aumentando a potência injetada e mantendo a tensão no barramento constante por um pequeno intervalo de tempo.

Tal fenômeno volta a ocorrer em 133 ms. Um comportamento similar é observado naqueles instantes em que a corrente de carga apresenta elevados picos, entretanto, com uma maior taxa de descarga de cada capacitor.

De um modo geral, pode-se afirmar que o sistema de controle não atua neste caso, o que era de se esperar devido às limitações de potência dos geradores fotovoltaicos.

Os gráficos de tensão e corrente no banco de baterias é mostrado na Figura 140.

Devido ao comportamento da tensão, o banco de baterias passa a injetar uma corrente correspondente a uma potência superior ao limite definido pela característica de *droop*.

A potência fornecida é máxima antes da aplicação do degrau de carga. A partir de então, o sistema de controle deixa de atuar de maneira apropriada e um crescimento

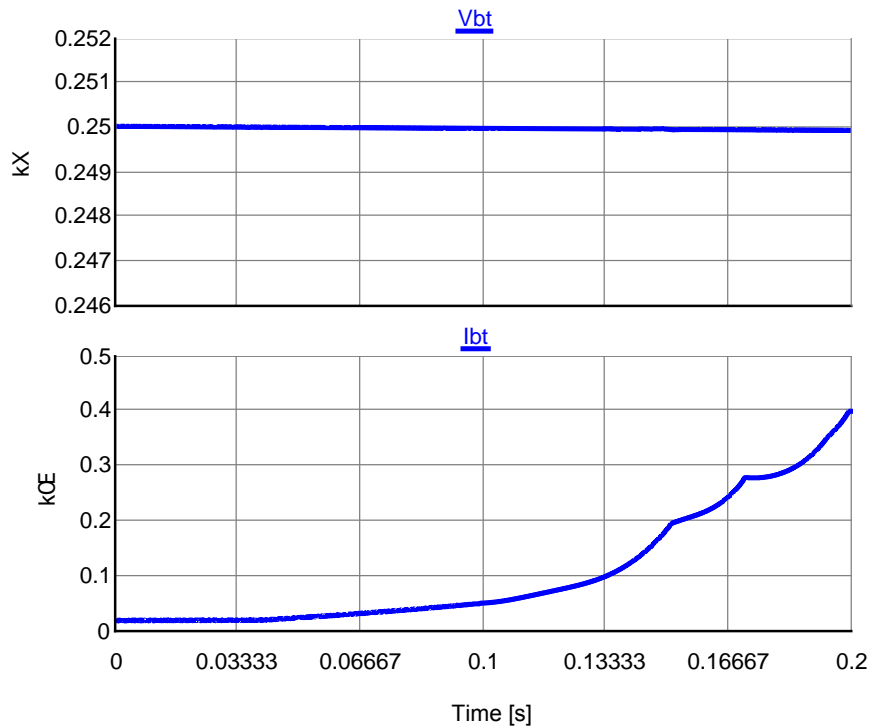


Figura 140: Tensão (superior) e Corrente (inferior) associadas ao banco de baterias: Cenário 5, carga pesada.

no valor da corrente é observado.

Para evitar situações como esta, uma das melhorias para trabalhos futuros é considerar a utilização de um circuito limitador de corrente associado ao conversor da bateria.

Além disso, um sistema de desconexão de cargas pode ser dimensionado para redução da potência consumida na microrrede. Uma alternativa é a utilização de uma característica de *droop* associada às cargas, limitando a potência consumida em função da tensão no barramento CC.

Por fim, ressalta-se que o projeto do sistema de proteção não foi abordado no presente trabalho. Contudo, considera-se que um planejamento adequado minimizaria os efeitos das elevadas correntes e, conseqüentemente, melhorar a característica de tensão no barramento CC.

6.4 ANÁLISE DA CURVA DE CARGA DIÁRIA

Nesta seção é analisado o comportamento da microrrede CC ao longo de um dia de operação. A rede CC juntamente com as fontes, as baterias e as cargas e seus respectivos controladores foram simulados durante um período equivalente a 24 horas,

utilizando dados reais de irradiação e temperatura obtidas no LABSOLAR¹ da Universidade Federal de Juiz de Fora. A curva de carga demandada é aquela apresentada no início deste capítulo.

Os valores reais de irradiação e temperatura são incluídos na simulação a partir da leitura de um arquivo de dados separados por tabulações utilizando-se o bloco `scheduler` conforme ilustrado na Figura 141.

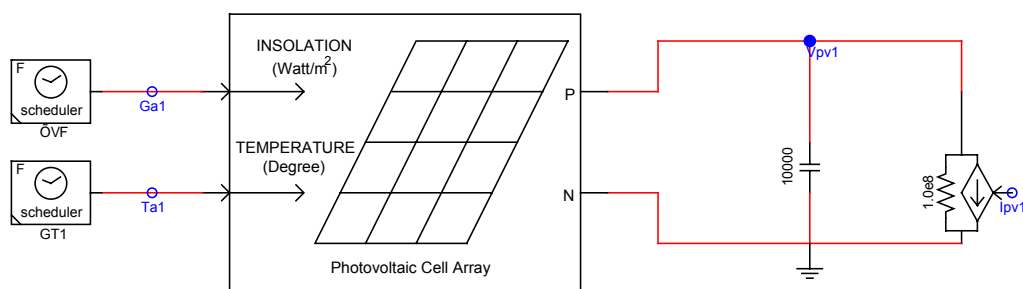


Figura 141: Modelo do Arranjo PV utilizando dados reais de irradiação e temperatura.

Procedimento análogo é realizado com relação aos dados da curva de carga onde as botoeiras virtuais para variação das cargas dos tipos potência constante e corrente constante foram substituídas pelo bloco que fornece a demanda em função do tempo, de acordo com a Figura 81.

Foram avaliados dois casos relacionados a dias com elevada e baixa irradiação média diária, respectivamente. Em ambos os casos, considerou-se a microrrede conectada à rede CA e as características de *droop* padrão mostradas na Figura 82, excetuando-se os arranjos PV que têm suas características adaptadas em função dos valores da irradiação e temperatura.

O intervalo de medição das variáveis meteorológicas é de 1 minuto, gerando um arquivo com 1440 linhas contendo colunas de tempo, temperatura e irradiação. Para a simulação, foi considerado que cada ponto corresponde a 1 segundo. Deste modo, o tempo total de simulação em cada caso é igual a 24 minutos. Para avaliar o comportamento do sistema com tal redução na escala de tempo, a capacitância do banco de baterias foi reduzido para 216 F, 60 vezes menor que o valor obtido na Seção 5.4.2. Tal procedimento é adotado com sucesso em (DRAGICEVIC et al., 2014).

A principal motivação para a mudança de escala do tempo de simulação tem a ver com a limitação imposta pelo RTDS do número de pontos gerados durante o processo

¹Laboratório Solar Fotovoltaico (<http://www.ufjf.br/labsolar>)

de simulação, o que indica a necessidade de sub-amostragem das grandezas que deve ser muito grande para uma simulação de 24 horas. A simulação em um curto período de tempo ou o escalamento utilizado no presente trabalho é realizado em boa parte dos trabalhos sobre simulação em tempo real (LI; VILATHGAMUWA, 2004), (JEON et al., 2010), (YOO et al., 2012), (DRAGICEVIC et al., 2014). Entende-se que a eliminação de uma quantidade muito grande de pontos poderia gerar resultados equivocados de simulação. Ressalta-se o fato de que mesmo para a simulação em 24 minutos foi necessário utilizar sub-amostragem de aproximadamente 100 pontos.

Outro motivo foi a falta de disponibilidade de tempo para realização de testes e comparação entre os resultados de simulação em 24 horas e aquela utilizando a técnica da mudança de escala.

Levando em consideração o exposto, os resultados obtidos para os casos de elevada e baixa irradiação média diária são mostrados adiante.

6.4.1 ELEVADA IRRADIAÇÃO MÉDIA DIÁRIA

No primeiro caso, foram utilizados dados de um dia com irradiação média de $5,916 \text{ kWh/m}^2$. A temperatura média no mesmo dia foi de $23,2 \text{ }^\circ\text{C}$. As curvas de irradiação e temperatura são mostrados na Figura 142.

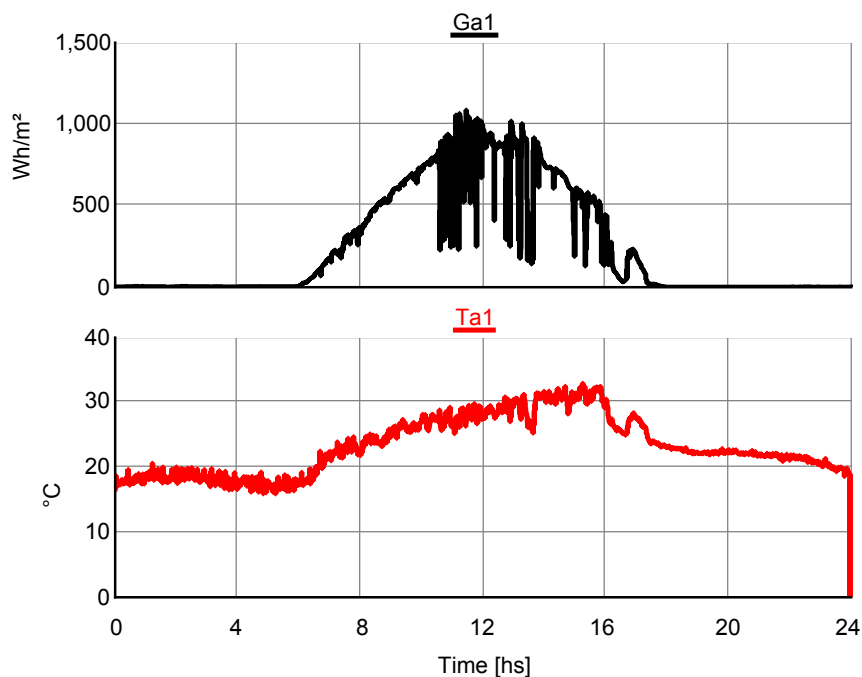


Figura 142: Irradiação (superior) e Temperatura (inferior): elevada irradiação média diária.

Os gráficos da tensão no barramento CC e das correntes associadas às cargas do tipo potência constante e corrente constante são mostradas na Figura 143.

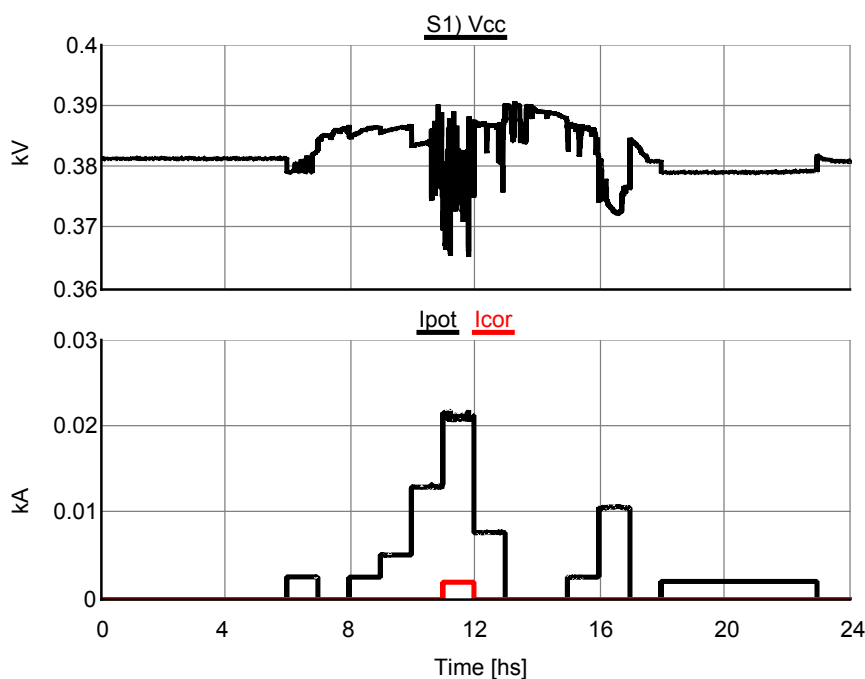


Figura 143: Tensão no barramento CC (superior) e Correntes nas cargas (inferior): elevada irradiação média diária.

Observa-se que a tensão no barramento permanece dentro dos limites estabelecidos (361 V e 399 V) durante todo o dia. A tensão é ligeiramente maior que o valor nominal para intervalos em que a demanda é inferior à oferta e vice-versa. Entre 6 e 18 horas, observa-se uma maior variação da tensão em função das variações de demanda e da irradiação solar, sendo o período mais crítico entre 10 e 11 horas. Neste intervalo, a demanda varia de 5 kW para 10 kW e observa-se uma grande variação na irradiação provocada, provavelmente, pela passagem de nuvens. Isto implica em variações nas tensões e correntes associadas aos arranjos PV, conforme ilustra a Figura 144.

A partir dos gráficos de tensão e corrente, observa-se que o controle adaptativo proposto atua de maneira adequada, mantendo o nível de tensão próximo do valor associado ao ponto de máxima potência. Entre 6 e 7 horas, devido à baixa demanda, a tensão no barramento está muito próxima de 380 V. Deste modo os arranjos alternam o modo de operação (MPPT e *droop* de tensão) diversas vezes, na medida em que a tensão esteja abaixo ou acima da tensão nominal. Comportamento similar ocorre entre 10 e 12 horas. Neste intervalo, entretanto, a maior influência na variação das grandezas associadas aos arranjos PV diz respeito à variação na irradiação, conforme

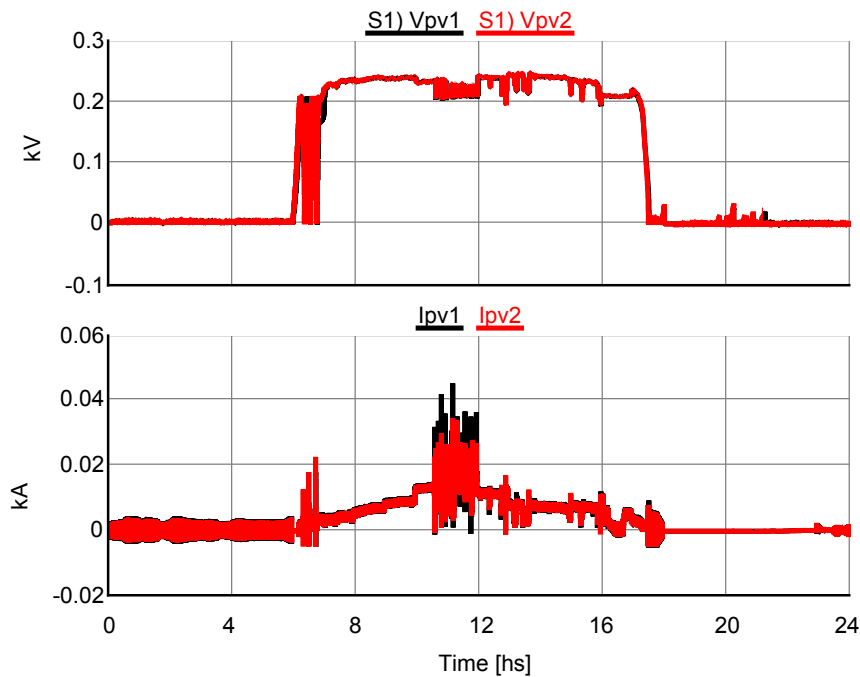


Figura 144: Tensões (superior) e Correntes (inferior) associadas aos arranjos PV: elevada irradiação média diária.

indicado anteriormente. Observa-se, ainda, que o comportamento dos arranjos PV é bastante semelhante, indicando, novamente, a validade da utilização do controlador externo.

Os gráficos da tensão e corrente associada ao banco de baterias são apresentados na Figura 145.

Com 85% de estado de carga, a tensão associada ao banco de baterias é de aproximadamente 249 V. Observa-se que, ao longo do dia, tal tensão permanece próxima do valor indicado. Entretanto, é interessante observar uma maior redução no intervalo entre 11 e 12 horas, período com maior demanda e com variações na potência fornecida pelos arranjos PV, em que há uma maior descarga de energia. A corrente fornecida corrobora este fato, atingindo valores entre 5 A e 10 A neste intervalo. Observa-se, também, uma maior corrente de descarga no intervalo entre 16 e 17 horas, período em que a demanda é igual a 4 kW e há uma expressiva redução na irradiação solar.

A Figura 146 mostra os gráficos das potências associadas aos arranjos PV, ao banco de baterias e ao conversor de interface para o presente caso.

Observa-se que, entre 0 e 6 horas, as potências injetadas pelas fontes são praticamente iguais a zero, uma vez que não há demanda de carga. Entre 6 e 18 horas o fluxo

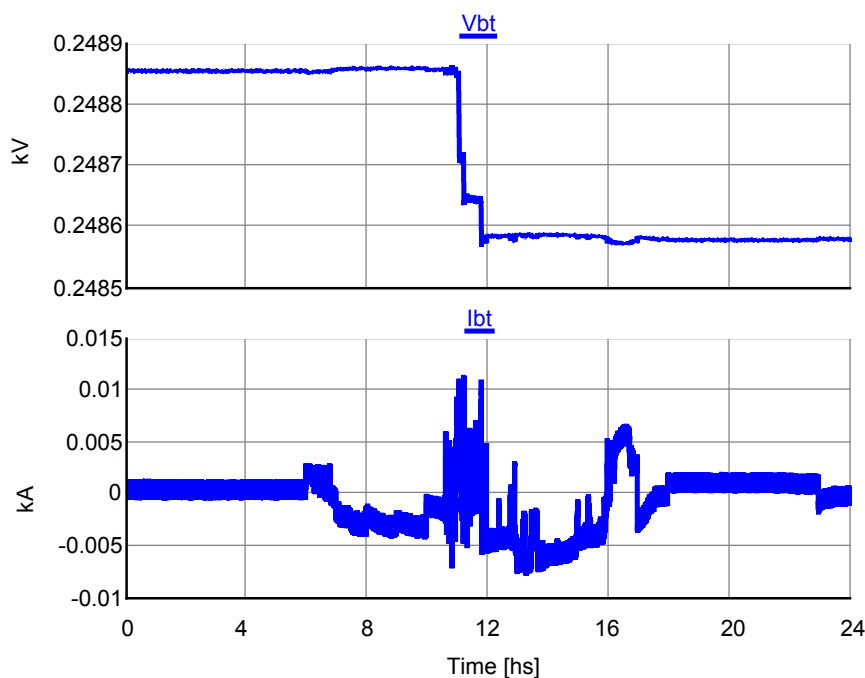


Figura 145: Tensão (superior) e Corrente (inferior) associadas ao banco de baterias: elevada irradiação média diária.

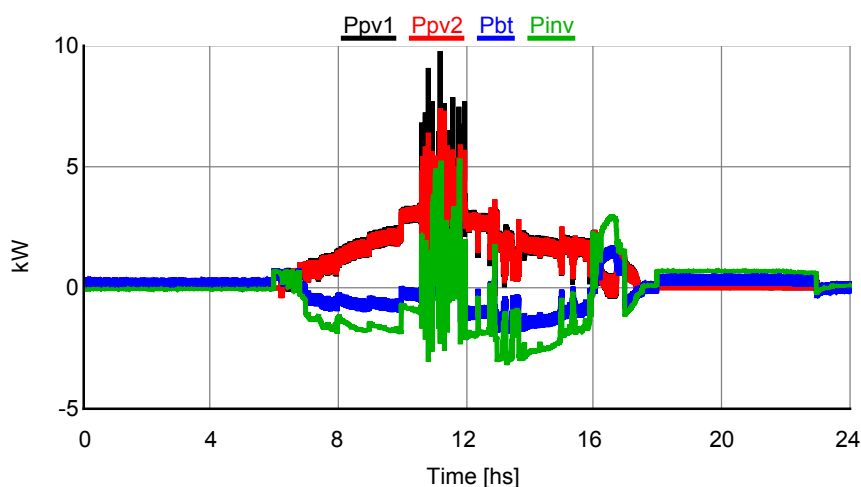


Figura 146: Potências associadas aos arranjos PV (curvas P_{pv1} e P_{pv2}), ao banco de baterias (curva P_{bt}) e ao conversor de interface (curva P_{inv}) para elevada taxa irradiação média diária.

de potência é definido, principalmente, pelo nível de irradiação solar. Na medida em que o dia passa, a curva da potência injetada pelos arranjos PV assume uma característica muito próxima daquela observada no gráfico de irradiação. Por outro lado, observa-se um aumento nas potências associadas à carga das baterias e à injeção de energia na rede CA. Conforme discutido anteriormente, entre 10 e 12 horas, devido à

variação na irradiação, observam-se variações no sentido do fluxo de potência relacionados aos conversores de interface e do banco de baterias. Entre 16 e 17 horas, devido à baixa radiação, a demanda é atendida, quase que em sua totalidade, pelo banco de baterias e através do inversor bidirecional. Por fim, no período noturno, a demanda de carga é atendida exclusivamente pelo conversor de interface e pelo banco de baterias.

Para o caso estudado, observa-se que o comportamento da microrrede CC foi satisfatório. Os sistemas de controle, internos e externos atuaram de maneira adequada e de modo bastante similar. O nível de tensão no barramento CC foi mantido dentro dos limites estabelecidos e o sistema se manteve estável frente a perturbações de grande amplitude.

6.4.2 BAIXA IRRADIAÇÃO MÉDIA DIÁRIA

No primeiro caso, foram utilizados dados de um dia com irradiação média de $3,396 \text{ kWh/m}^2$. A temperatura média no mesmo dia foi de $22,1 \text{ }^\circ\text{C}$. As curvas de irradiação e temperatura são mostradas na Figura 147.

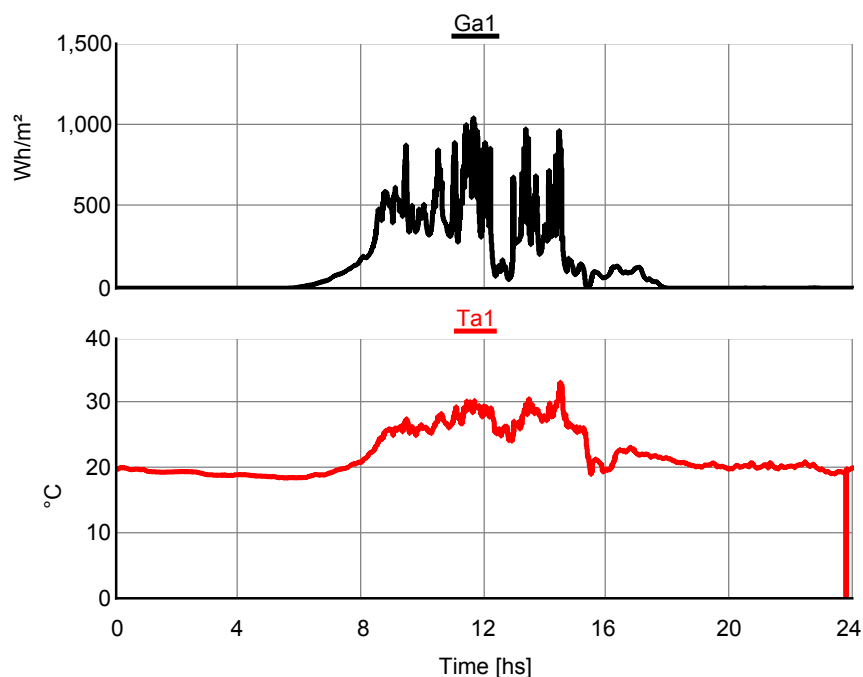


Figura 147: Irradiação (superior) e Temperatura (inferior): baixa irradiação média diária.

Os gráficos da tensão no barramento CC e das correntes associadas às cargas do tipo potência constante e corrente constante são mostrados na Figura 148.

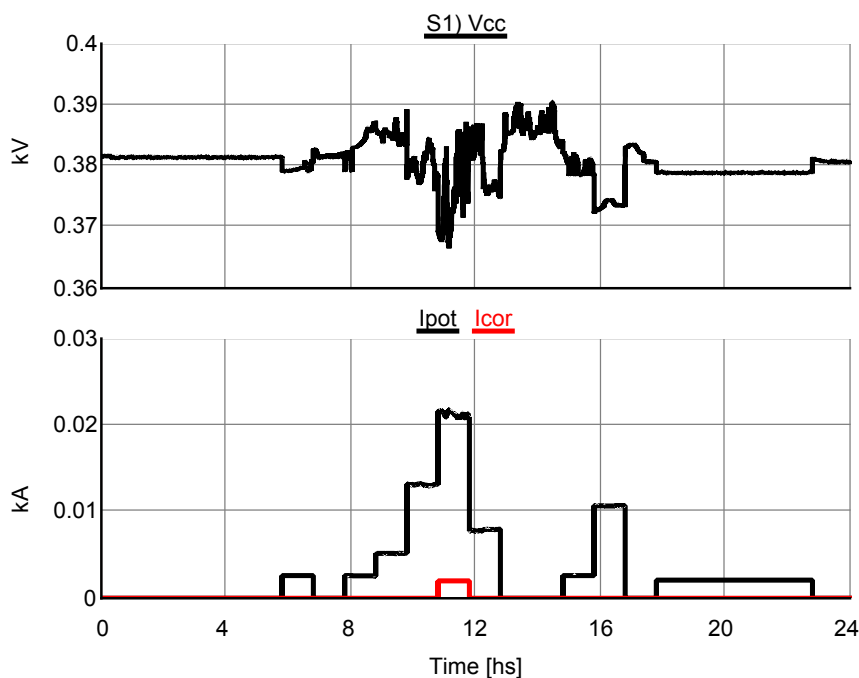


Figura 148: Tensão no barramento CC (superior) e Correntes nas cargas (inferior): baixa irradiação média diária.

Observa-se que, assim como no caso anterior, a tensão no barramento permanece dentro dos limites estabelecidos (361 V e 399 V) durante todo o dia. Apesar de a irradiação média diária ser menor que no caso anterior, no intervalo de maior demanda, os valores de irradiação são bem próximos daqueles observados anteriormente.

Os gráficos das tensões e correntes associadas aos arranjos fotovoltaicos são mostrados na Figura 149.

De maneira geral, o comportamento das tensões nos arranjos PV é similar ao observado no caso anterior. Especificamente para o intervalo entre 6 e 7 horas, como a irradiação é menor que no caso anterior, os arranjos PV operam, exclusivamente, no modo MPPT. Já entre 15 e 16 horas, os arranjos alternam o modo de operação (MPPT e *droop* de tensão) diversas vezes, na medida em que a tensão no barramento CC esteja abaixo ou acima da tensão nominal.

Os gráficos da tensão e corrente do banco de baterias são mostrados na Figura 150.

Uma vez que a capacidade de injeção de potência pelos arranjos PV é limitada pela baixa irradiação, observa-se uma maior variação na tensão do banco de baterias, indicando uma maior energia fornecida, considerando a média diária. Isto pode ser observado, também, a partir do gráfico de corrente. Na média, as baterias são carrega-

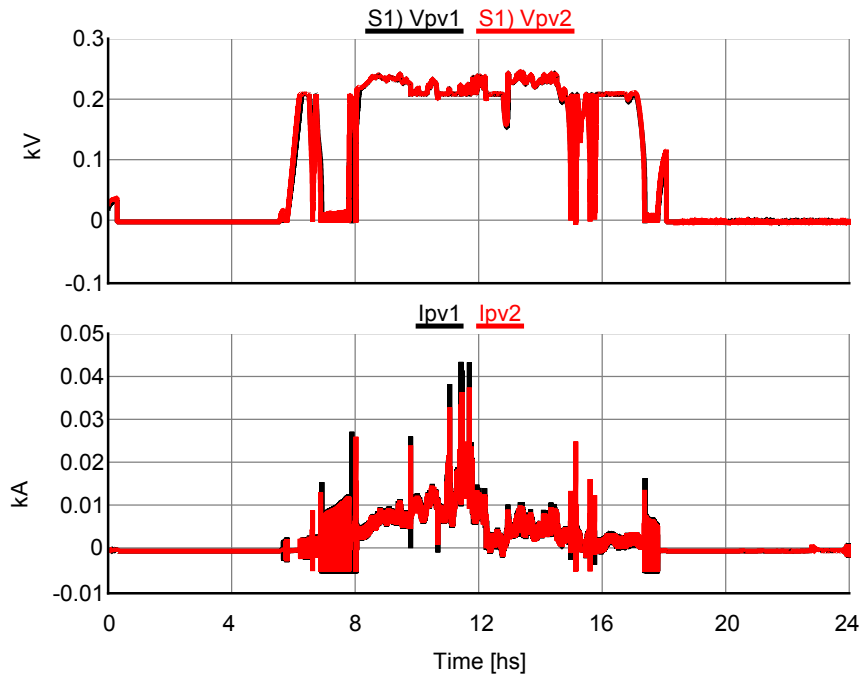


Figura 149: Tensões (superior) e Correntes (inferior) associadas aos arranjos PV: baixa irradiação média diária.

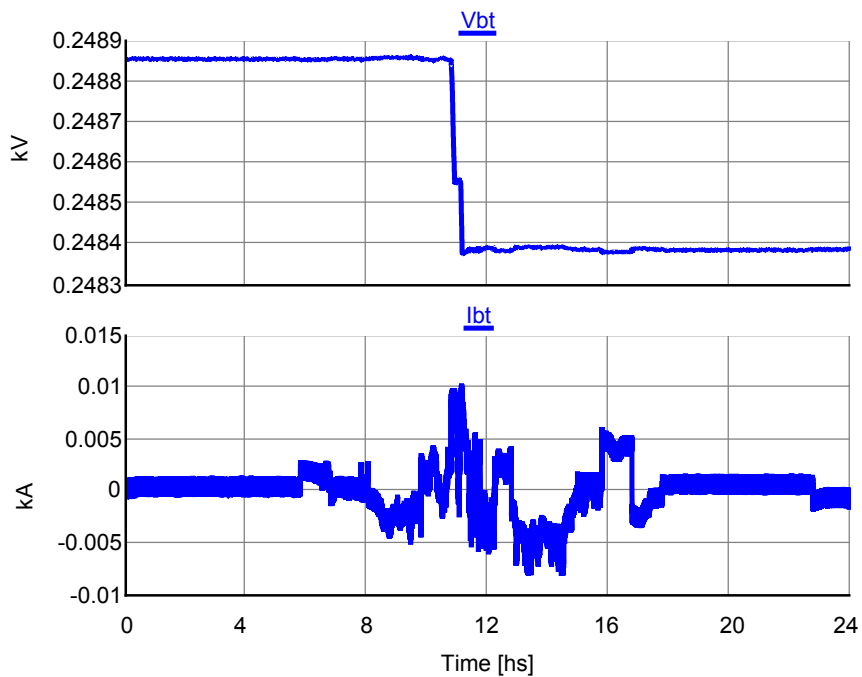


Figura 150: Tensão (superior) e Corrente (inferior) associadas ao banco de baterias: baixa irradiação média diária.

das durante menos tempo que no caso anterior e descarregadas mais vezes. É possível comparar, por exemplo, os intervalos de 6 às 8 horas e de 12 às 13 horas.

A Figura 151 mostra os gráficos das potências associadas aos arranjos PV, ao banco de baterias e ao conversor de interface para o caso de baixa irradiação média diária.

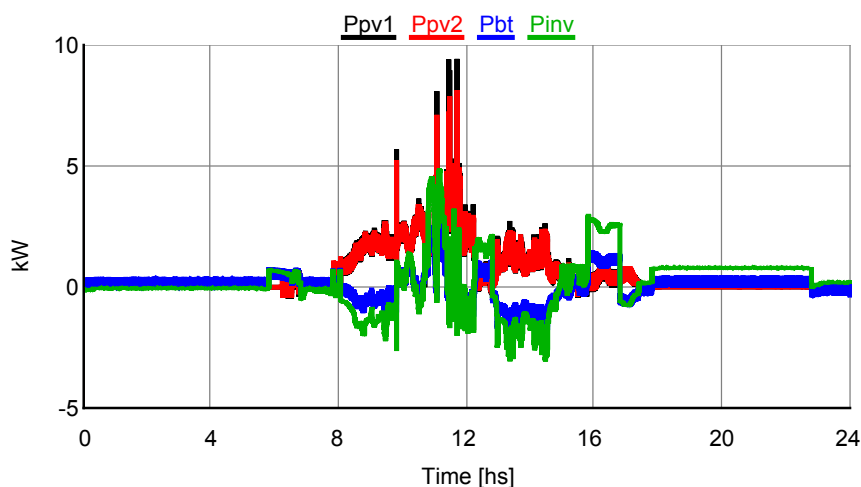


Figura 151: Potências associadas aos arranjos PV, ao banco de baterias e ao conversor de interface: baixa irradiação média diária.

Assim como no caso anterior, no período noturno, a demanda de carga é atendida exclusivamente pelo conversor de interface e pelo banco de baterias. Observa-se uma maior variação no fluxo de potência em relação ao obtido para o caso de elevada irradiação média diária, principalmente entre 10 e 13 horas, em que a irradiação varia de maneira mais significativa. De maneira geral, observa-se que a potência injetada no banco de baterias e na rede CA através do conversor de interface é, na média, menor que no caso anterior.

No presente caso, mesmo em condição de baixa irradiação média diária, observou-se que o nível de tensão no barramento CC foi mantido dentro dos limites estabelecidos e o sistema se manteve estável frente a transitórios de grande amplitude. Isto indica que o sistema de controle proposto atuou de maneira satisfatória na regulação da tensão da microrrede CC em questão.

6.5 CONCLUSÕES DO CAPÍTULO

O presente capítulo apresentou os resultados da simulação CHIL para o estudo do comportamento da microrrede CC proposta. Além disso, foi possível avaliar a atuação do sistema de controle descentralizado estabelecido previamente.

A seguir são listadas as principais conclusões obtidas a partir dos resultados obtidos.

- A partir do levantamento da curva de carga da microrrede CC modelada no RTDS, foram estabelecidos cinco cenários para operação da microrrede. Para cada cenário, foi estudado o comportamento da microrrede para diferentes condições de carga.
- Comparando-se os resultados obtidos considerando controladores internos e externos, utilizando o conceito de simulação CHIL, pode-se afirmar que este tipo de simulação é válido para a aplicação estudada.
- Em alguns casos observa-se a influência das não-idealidades da interface entre o RTDS e o DSP, tais como um pequeno atraso e a presença de ruídos no processo de amostragem.
- Tais efeitos foram minimizados com uso de sobre-amostragem e fatores de projeção em cada canal de saída analógica, conforme discutido anteriormente.
- Com relação ao comportamento da microrrede operando de modo conectado à rede CA, é possível concluir que o sistema opera de acordo com o esperado a partir da análise prévia das características de *droop*.
- Considerando a microrrede isolada, na maioria dos casos o sistema opera de maneira satisfatória. Entretanto, deve-se considerar melhorias no sistema com o objetivo de evitar o comportamento observado na condição de carga pesada com baixa capacidade de geração.
- A simulação do sistema durante um maior intervalo de tempo permitiu avaliar o comportamento da microrrede CC de uma forma mais realista, considerando as curvas diárias de demanda de carga, bem como de irradiação solar e temperatura ambiente. A partir dos dados meteorológicos de dois dias, com elevada e baixa irradiação média diária, respectivamente, observou-se que o sistema de controle atua de maneira satisfatória nas mais diversas condições mantendo a operação da microrrede CC conforme o desejado.

7 ESTABILIDADE DE TENSÃO

7.1 INTRODUÇÃO

A estabilidade de tensão é um aspecto fundamental para a operação satisfatória das microrredes CC. A injeção de ruídos devido ao chaveamento de um ou vários conversores alimentados pelas fontes de GDE pode interferir nos sinais de controle dos outros conversores, conectados em paralelo para prover a potência necessária à alimentação das cargas do sistema. Além disso, instabilidades podem ocorrer devido à conexão de cargas por meio de conversores estáticos, fazendo com que as mesmas passem a apresentar características de carga de potência constante (BALOG, 2006).

Existem, na literatura, diversas tentativas de desenvolver metodologias para a análise ou garantia de estabilidade em sistemas contendo conversores em paralelo. No entanto, ainda não existe uma solução geral que pode ser aplicada a todos os casos sem limitações. Serão apresentadas características gerais de diversas metodologias de análise de estabilidade em sistemas CC baseadas no critério de estabilidade de Middlebrook. Posteriormente, será mostrado como o critério de estabilidade de Routh-Hurwitz pode ser aplicado à microrredes CC. Por fim, serão apresentadas propostas de sistemas de estabilização ativa da tensão do barramento CC utilização conversores CC-CC para emulação de elementos reativos.

7.1.1 ESTABILIDADE PARA PEQUENOS SINAIS

A análise de estabilidade para pequenos sinais se baseia no critério de estabilidade de Middlebrook, proposto em 1976 por R. D. Middlebrook (SCHONBERGER, 2006), (KARLSSON, 2002), (BALOG, 2006). Em um primeiro momento, tal metodologia foi desenvolvida considerando apenas um conversor alimentando uma única carga e avaliava a relação entre as impedâncias de saída do filtro de entrada e a de entrada do conversor, como ilustra a Figura 152.

Matematicamente, o critério de Middlebrook é *condição suficiente* para que o sis-

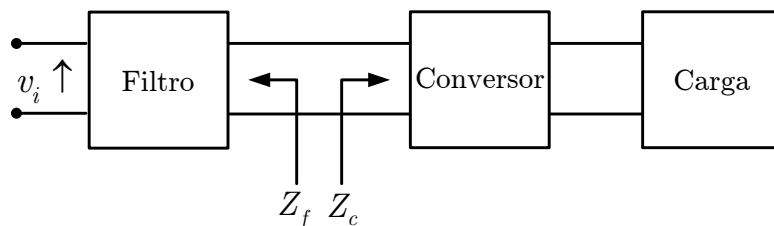


Figura 152: Representação das impedâncias para o critério de estabilidade de Middlebrook.

tema seja estável e pode ser definido matematicamente por meio da seguinte expressão:

$$|Z_f| \ll |Z_c|, \forall \omega, \quad (7.1)$$

onde Z_f é a impedância de saída do filtro; Z_c é a impedância de entrada do conversor de carga; ω é a frequência (*rad/s*).

Tal critério foi, posteriormente, aplicado para o estudo da estabilidade de sistemas CC nos quais um único conversor alimenta um grupo de conversores associados às cargas (FENG et al., 1999a), (FENG et al., 1999b), (KARLSSON, 2002), (LUO, 2005), (SCHONBERGER, 2006).

Neste caso, associando os N conversores responsáveis pela alimentação das cargas, a equação (7.1) se torna:

$$|Z_f| \ll |Z_c| = \left(\left| \sum_{k=1}^N \frac{1}{Z_{c,n}} \right| \right)^{-1}, \quad (7.2)$$

onde $|Z_f|$ é o módulo da impedância do conversor da fonte e $Z_{c,n}$ é a impedância de entrada de cada conversor de carga.

É possível estender o raciocínio para M conversores de fontes, SAE ou rede elétrica principal injetando potência em uma microrrede, associando as impedâncias de saída em paralelo para obter $|Z_f|$, como ilustra a Figura 153.

Neste caso, a impedância de saída equivalente dos M conversores de fontes é dada por:

$$|Z_f| = \left(\left| \sum_{k=1}^M \frac{1}{Z_{f,m}} \right| \right)^{-1}. \quad (7.3)$$

Observa-se que a condição para estabilidade de tensão é obtida, simplesmente,

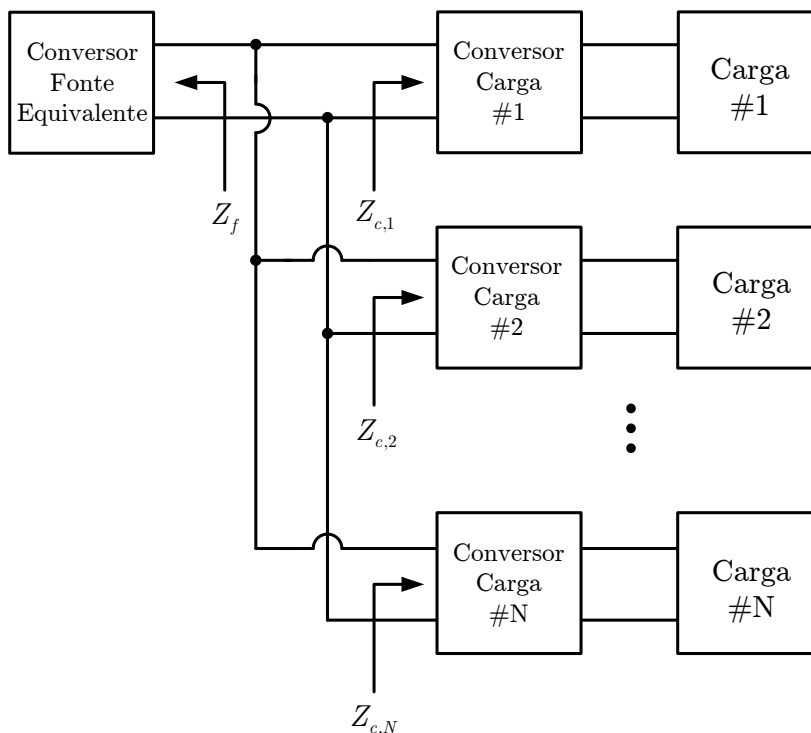


Figura 153: Impedâncias de um sistema com múltiplos conversores.

fazendo com que a impedância de entrada do lado da cargas seja muito maior que a impedância de saída do lado da fonte. Uma questão que dificulta a observância do critério de Middlebrook está associada ao efeito da resistência negativa, conforme apresentado anteriormente. Deste modo, esforços têm sido feitos para definir *condições necessárias* para garantir a estabilidade neste tipo de sistema (BALOG, 2006).

O conceito de **regiões proibidas** no plano complexo, similar às técnicas lineares para análise de estabilidade, tem sido um dos mais utilizados para análise deste tema em sistemas elétricos CC (KARLSSON, 2002), (SCHONBERGER, 2006), (DASTGEER, 2011). De acordo com o critério de Nyquist, todo o sistema será estável se a curvas de $Z_f/Z_{c,n}$ não circunscreverem o ponto $(-1, 0)$ no plano s .

Deste modo, uma das formas de manter o sistema estável, ou seja, fora da região proibida, é por meio da limitação das margens de ganho e fase do sistema (FENG et al., 1999b), (SUDHOFF et al., 2000). Deste modo,

$$\Re\left(\frac{Z_f}{Z_{c,n}}\right) < -\frac{1}{2} \frac{P_{c,n}}{P_f} \quad (7.4)$$

e

$$-90^\circ - \Phi_n < (\angle Z_f - \angle Z_{c,n}) < 90^\circ + \Phi_n, \quad (7.5)$$

onde

$$\Phi_n = \text{sen}^{-1} \left| \frac{1}{2} \frac{Z_f}{Z_{c,n}} \frac{P_{c,n}}{P_f} \right|. \quad (7.6)$$

Nas equações (7.4) e (7.6), $P_{c,n}/P_f$ é a razão entre a potência consumida por cada carga n e a potência total fornecida pelas fontes.

A região proibida pode ser ilustrada graficamente, de acordo com a Figura 154 (FENG et al., 1999b), (SUDHOFF et al., 2000), (SCHONBERGER, 2006).

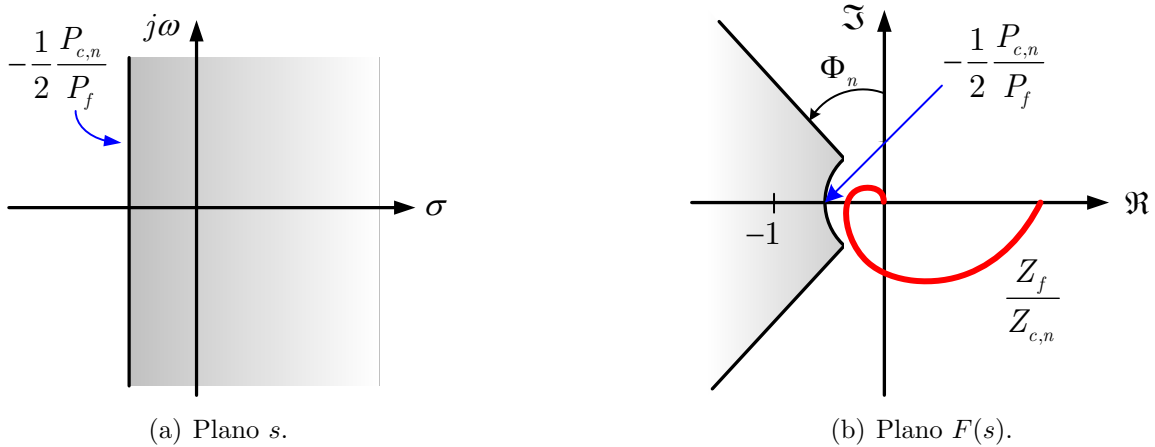


Figura 154: Representação gráfica do conceito de região proibida.

Observa-se que, para o pior caso, $P_c = P_f$ e $\Re(Z_f/Z_{c,n}) < -1/2$, ou seja, uma margem de ganho de 6 dB e uma margem de fase de 60° ($\Phi_n = 30^\circ$).

A partir das equações (7.4) e (7.6) é possível estabelecer um sistema de monitoramento da estabilidade de um sistema contendo um conversor do lado da fonte e outro associado à carga (FENG et al., 1999a). A partir de uma pequena corrente de perturbação introduzida no barramento CC, mede-se a resposta da corrente de saída do conversor da fonte. Do ponto de vista da etapa de projeto, é possível dimensionar, individualmente, os filtros dos conversores do lado da carga, conhecendo-se a impedância de saída dos conversores das fontes. Neste caso, a interação entre o filtro e a impedância de entrada do dispositivo associado à carga deve ser avaliado, de acordo com a equação (7.1) (SCHONBERGER, 2006).

O projeto de filtros com características de amortecimento na entrada dos conver-

sores de carga é avaliado em (SCHULZ; CHO; LEE, 1990) e (THANDI et al., 1999). Além da função principal de eliminar a característica de corrente pulsada na entrada, típica de diversos conversores estáticos, este filtro aumenta a margem de fase do sistema, reduzindo, no domínio do tempo, as oscilações que podem levar à instabilidade. Uma desvantagem no uso desta metodologia está associada às perdas na resistência de amortecimento.

A utilização de quadripolos para o dimensionamento dos filtros é apresentada em (FLOREZ-LIZARRAGA; WITULSKI, 1996). Neste caso, o efeito da resistência negativa é praticamente desacoplado do barramento CC, e a interação entre os conversores das fontes se dá apenas com a impedância passiva do filtro de entrada. Para tanto, as condições descritas em (7.7) devem ser satisfeitas.

$$|Z_f| \ll |Z_{OC}|, \quad (7.7a)$$

$$|Z_f| \ll |Z_{SC}|, \quad (7.7b)$$

onde $|Z_f|$ é o módulo da impedância de saída do filtro; $|Z_{OC}|$ e $|Z_{SC}|$ são os módulos da impedância de entrada do conversor da carga quando a saída deste está em circuito aberto e em curto-circuito, respectivamente.

Outra forma de garantir a estabilidade em torno do ponto de operação incluem o aumento do valor da capacitância dos conversores associados às fontes, de modo a reduzir a reatância capacitiva total e, conseqüentemente, o valor de Z_f (KARLSSON, 2002), (SCHONBERGER, 2006). Entretanto, tal procedimento, apesar de elevar a margem de fase, resulta em uma elevada corrente de *inrush* e, portanto, um sistema de proteção contra sobrecorrentes deve ser utilizado.

A aplicação destas metodologias se mostram interessantes. Entretanto, em alguns casos, o projeto das impedâncias dos filtros pode tornar o sistema marginalmente estável (KARLSSON, 2002). Isto implica em instabilidade na ocorrência de transitórios de grande amplitude. Além disso, a determinação dos filtros de entrada para manter a estabilidade de microrredes não é tão simples em comparação com os sistemas baseados em fontes controláveis (SCHONBERGER, 2006). Em uma microrrede, a estrutura do sistema muda na medida em que a contribuição de cada fonte no fornecimento total de potência pode variar em função da demanda de carga flutuante e de outros fatores.

Um sistema de condicionamento do barramento CC, similar à aplicação de filtros

ativos em redes CA, pode ser utilizado (XING et al., 1999). Os objetivos de tal condicionador é compensar a corrente reativa e harmônica no barramento CC, associada a ondulação de corrente de entrada dos conversores das cargas, amortecendo as oscilações no sistema. Deste modo, a utilização desta metodologia aumenta a impedância de entrada dos conversores das cargas.

Por fim, uma alternativa mais simples à análise convencional é utilizar o critério de Routh-Hurwitz para avaliar a estabilidade de um sistema CC (FLOWER; HODGE, 2004), (HODGE; FLOWER; MACALINDIN, 2009).

7.2 ESTABILIDADE DE UM SISTEMA EM CORRENTE CONTÍNUA

Considere o sistema CC contendo uma fonte e uma carga do tipo potência constante mostrado na Figura 155 (SUDHOFF et al., 2000), (FLOWER; HODGE, 2004), (HODGE; FLOWER; MACALINDIN, 2009).

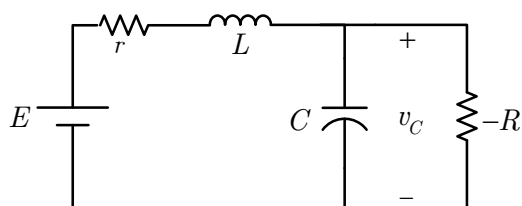


Figura 155: Circuito para análise de estabilidade.

Neste circuito, r e L representam a resistência e a indutância do condutor da linha de transmissão, C é a capacitância do filtro de entrada da carga. Observa-se que a resistência é negativa, representando uma carga do tipo potência constante.

Pretende-se analisar a estabilidade de um sistema em corrente contínua simples contendo uma fonte de tensão e uma carga do tipo potência constante, a partir da metodologia apresentada em (FLOWER; HODGE, 2004) e (HODGE; FLOWER; MACALINDIN, 2009).

Os valores de cada elemento do circuito da Figura 155 estão indicados na Tabela 16.

Para a determinação do valor mínimo da capacitância, deve-se obter o valor da resistência R considerando a operação em potência constante (FERREIRA; BARBOSA, 2014), ou seja:

$$R = \frac{E^2}{P} = 48,13 \Omega. \quad (7.8)$$

Tabela 16: Parâmetros do circuito.

Parâmetro	Valor
r	$58 \text{ m}\Omega$
L	$80 \text{ }\mu\text{H}$
E	380 V
P	3 kW

7.2.1 ANÁLISE DO SISTEMA PELO CRITÉRIO DE ESTABILIDADE DE MIDDLEBROOK

De acordo com o Critério de Estabilidade de Middlebrook, o sistema será estável se a condição (7.1) for satisfeita.

Considera-se como as impedâncias de fonte e carga, respectivamente:

$$Z_f = (r + Ls) \parallel \frac{1}{sC} \quad e \quad Z_c = -R.$$

Substituindo-se as expressões acima na equação (7.2.1), obtém-se:

$$\begin{aligned} \left| (r + Ls) \parallel \frac{1}{sC} \right| &\ll | -R | \\ \left| \frac{r + sL}{LCs^2 + rCs + 1} \right| &\ll | -R | \end{aligned} \quad (7.9)$$

Fazendo-se $s = j\omega$, tem-se que:

$$\begin{aligned} \frac{r^2 + (\omega L)^2}{(1 - \omega^2 LC)^2 + (\omega r C)^2} &\ll (-R)^2 \\ r^2 + (\omega L)^2 &\ll R^2 \left[(1 - \omega^2 LC)^2 + (\omega r C)^2 \right] \end{aligned} \quad (7.10)$$

Desenvolvendo a inequação (7.10), obtém-se:

$$aC^2 + bC + c \gg 0, \quad (7.11)$$

onde

$$\begin{cases} a = R^2 (\omega^4 L^2 + \omega^2 r^2) \\ b = -2R^2 \omega^2 L \\ c = R^2 - r^2 - (\omega L)^2. \end{cases} \quad (7.12)$$

Observa-se que o gráfico característico da inequação (7.11) será uma parábola com concavidade para cima.

Para a análise do sinal e, conseqüentemente, dos valores mínimos de capacitância, foi implementada uma rotina simples em MATLAB que determina C1 e C2 a partir da resolução de (7.11) para diversos valores de frequência.

Para operação em regime permanente, a frequência é igual a 0 rad/s. Deste modo, observa-se que a expressão (7.10) é satisfeita mesmo se $C = 0 F$. No entanto, variações nos parâmetros podem refletir no espectro de Fourier do sinal de tensão, corrente, etc., como funções de frequências diferentes de zero. Deste modo, a análise para a determinação dos valores mínimos de C que satisfaçam o critério de estabilidade pode ser realizada graficamente, conforme ilustra a Figura 156.

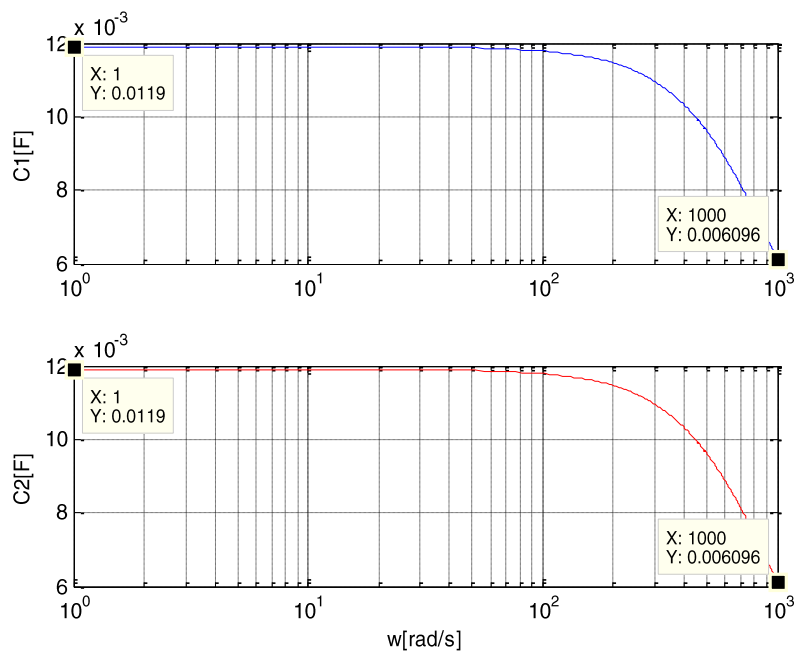


Figura 156: Variação dos valores de capacitância em função da frequência.

A partir da análise da Figura 156, observa-se que o valor de C decresce com o aumento da frequência. Em 1 rad/s a equação (7.11) possui uma raiz dupla em $11,9 \text{ mF}$. Deste modo, o critério de estabilidade de Middlebrook é satisfeito, desde que a capacitância do barramento seja maior que este valor.

7.2.2 ANÁLISE DO SISTEMA PELO CRITÉRIO DE ESTABILIDADE DE ROUTH-HURWITZ

Conforme discutido anteriormente, a análise do critério de estabilidade de Middlebrook é considerada, por muitos autores, demasiadamente conservativa. Isto se deve ao fato de que a região encerrada pelo diagrama de Nyquist neste caso é bastante restrita, isto é, é possível ocupar apenas uma pequena porção do plano s (SUDHOFF et al., 2000). Isto indica a utilização de elevados valores de capacitância, o que pode provocar problemas como elevadas correntes de *inrush* e curto-circuito. Deste modo, outros métodos foram propostos para avaliar a estabilidade de sistemas CC. De todo modo, o procedimento para a análise é similar, baseado na avaliação das impedâncias e do contorno de Nyquist no plano s . Portanto, não se pretende discutir, no presente trabalho, a aplicação de cada método ao circuito estudado.

A análise de estabilidade baseada no critério de Routh-Hurwitz se mostra interessante, pois, além de simples, fornece soluções coerentes com aquelas obtidas a partir dos métodos baseados no critério de Middlebrook. Uma desvantagem do método está associado ao equacionamento do circuito quando o mesmo se torna complexo.

Considerando o circuito mostrado na Figura 155, a tensão na carga é dada por:

$$v_o = \frac{RE}{CRLs^2 + (CRr - L)s + (R - r)}. \quad (7.13)$$

O arranjo de Routh é:

$$\begin{array}{l|ll} s^2 & CRL & R - r \\ s^1 & CRr - L & 0 \\ s^0 & R - r & \end{array}$$

De acordo com o critério de Routh-Hurwitz, a condição de estabilidade é que não haja mudanças nos sinais dos coeficientes na primeira coluna do arranjo. Uma vez que CRL é sempre positivo, então $(CRr - L)$ e $(R - r)$ também devem ser positivos para a estabilidade. Ou seja:

$$C > \frac{L}{Rr}, \quad (7.14)$$

$$R > r. \quad (7.15)$$

Em um sistema prático, a segunda condição será sempre satisfeita. Deste modo, a análise pode se ater à satisfação da primeira condição.

Para o circuito estudado neste trabalho, substituindo os valores dos parâmetros em (7.14), obtém-se:

$$\begin{aligned} C &> \frac{L}{Rr} \\ C &> 20,27 \mu F. \end{aligned} \quad (7.16)$$

Observa-se que o valor da capacitância mínima é muito menor que no caso do critério de Middlebrook. Sendo assim, foi utilizada uma capacitância de $25 \mu F$ no modelo estudado.

7.3 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

O circuito da Figura 155 foi simulado com auxílio do software PSIM considerando os parâmetros dados na Tabela 16. Conforme explicado anteriormente a carga deve assumir um valor negativo durante o regime transitório e um valor positivo durante o regime permanente para ter uma característica de potência constante. Neste caso, a resistência de carga foi emulada por uma fonte de corrente controlada conforme mostrado na Figura 157.

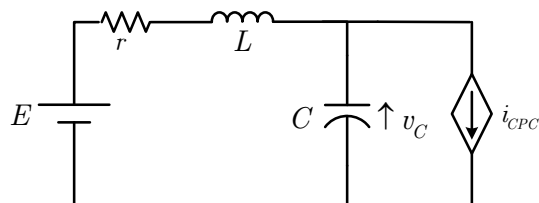


Figura 157: Topologia do circuito teste.

Inicialmente, o valor da potência demandada pela carga é constante e igual $3 kW$. Em $t = 20 ms$ é aplicado um degrau negativo de $-50 V$ na fonte CC e em $t = 40 ms$ a potência consumida pela carga é também variada em degrau para $3,5 kW$.

7.3.1 CASO 1 - ($C = 25 \mu F$)

O comportamento da tensão e da corrente nos terminais da carga considerando variações na tensão da fonte e da potência consumida pela carga pode ser visto na Figura 158.

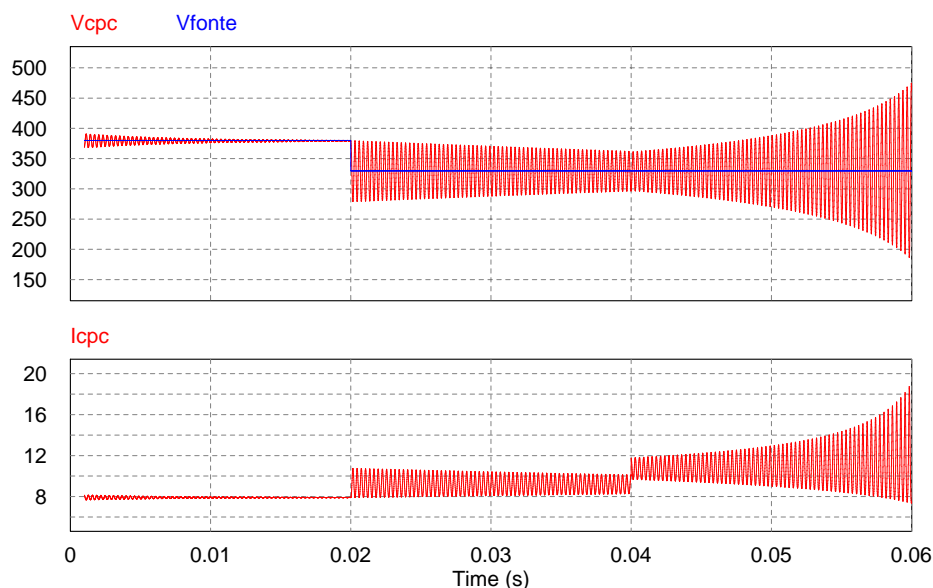


Figura 158: Comportamento de tensão (traço superior) e corrente na carga (traço inferior) ($C = 25 \mu F$).

A análise dos resultados permite concluir que, para a variação de tensão da fonte, o sistema permanece estável. Entretanto, quando ocorre a variação na potência consumida pela carga, o sistema se torna instável.

7.3.2 CASO 2 - ($C = 100 \mu F$)

Aumentando o valor da capacitância para $100 \mu F$ e submetendo o sistema às mesmas condições anteriores tem-se o comportamento mostrado na Figura 159 para tensão e corrente nos terminais da carga.

Observe que, com o incremento do valor da capacitância, o sistema permanece estável durante todo o intervalo de simulação. Na Figura 160 é mostrado um detalhe das grandezas elétricas durante a aplicação do degrau negativo na tensão da fonte. Note que a tensão nos terminais tem tempo de acomodação inferior a $10 ms$, considerando que a amplitude da oscilação é menor que 3% do valor da tensão em regime permanente.

7.4 SÍNTESE DE ELEMENTOS REATIVOS UTILIZANDO CONVERSORES CC-CC

7.4.1 SÍNTESE DE CAPACITÂNCIA

Foi mostrado anteriormente que uma das formas de melhorar a condição de estabilidade é aumentando a capacitância total conectada ao barramento CC. No entanto,

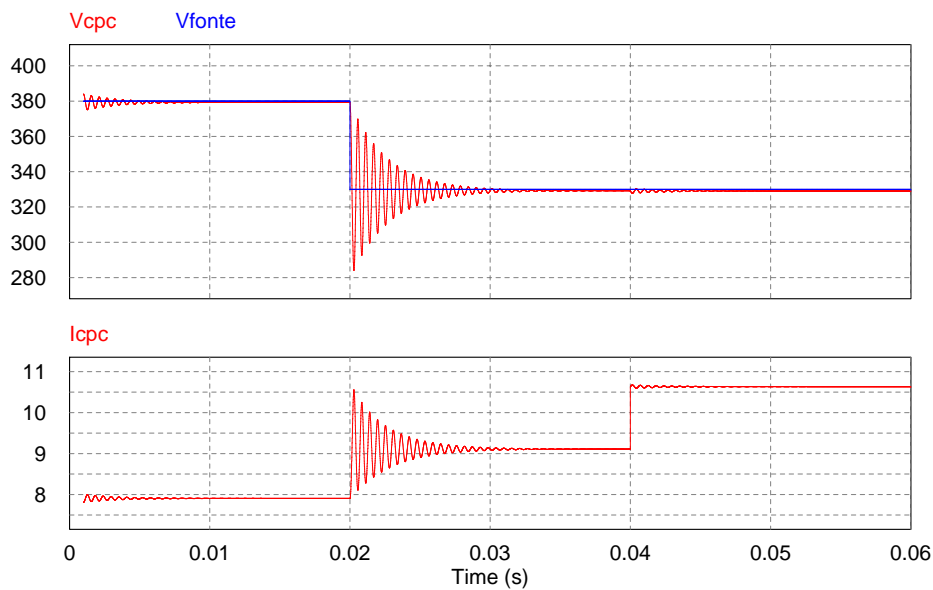


Figura 159: Comportamento de tensão (traço superior) e corrente na carga (traço inferior) para operação estável ($C = 100 \mu F$).

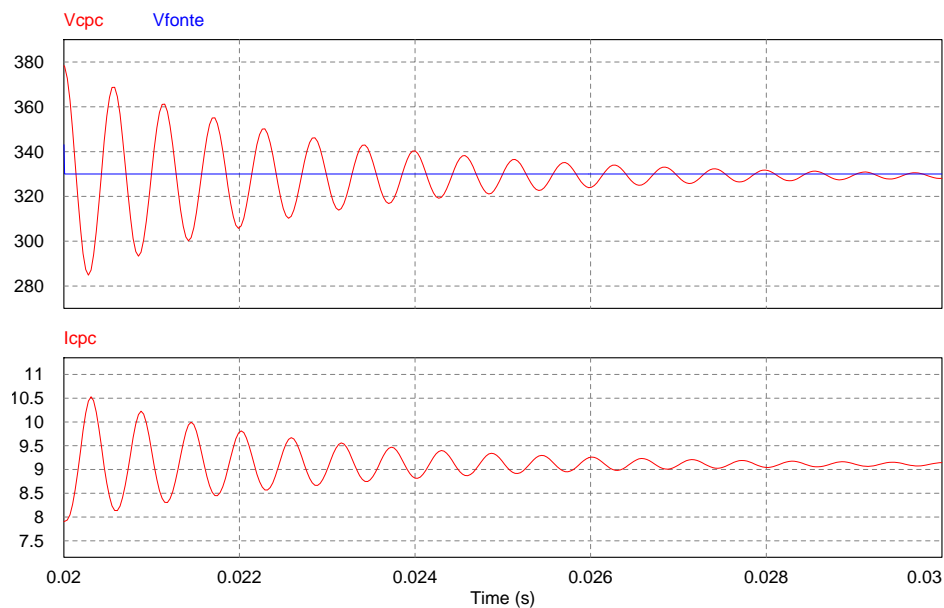


Figura 160: Detalhe da tensão (traço superior) e corrente na carga (traço inferior) para operação estável.

existem algumas questões associadas a tal procedimento. Entre elas, é possível citar (FERREIRA; BARBOSA, 2014):

- Em regime permanente, mesmo alimentando cargas do tipo potência constante, não há a necessidade de aumento da capacitância original do barramento principal, uma vez que seu valor mínimo deve ser igual a 0 F.
- Valores elevados de C garantem a estabilidade do sistema para toda a faixa de

frequência. Entretanto, as elevadas correntes de *inrush* e de curto circuito poderiam afetar todo o sistema, tanto do ponto de vista de proteção como de segurança.

Deste modo, propõe-se a implementação de um sistema de síntese de capacitância utilizando conversores estáticos para operar em paralelo com o circuito, de modo a compensar o déficit de capacitância total apenas nos instantes de perturbações.

A utilização de conversor estático para sintetizar uma corrente capacitiva é análogo ao uso de filtros ativos em sistemas CA. Uma das vantagens da utilização desta estratégia é que pode-se evitar a conexão de capacitores adicionais para garantir a estabilidade do sistema.

Conforme ilustrado na Figura 161, um capacitor e um conversor bidirecional em corrente são utilizados para o armazenamento e fornecimento de energia de acordo com a variação da tensão no barramento CC. O potencial de armazenamento de energia pode ser maximizado se for utilizado um supercapacitor.

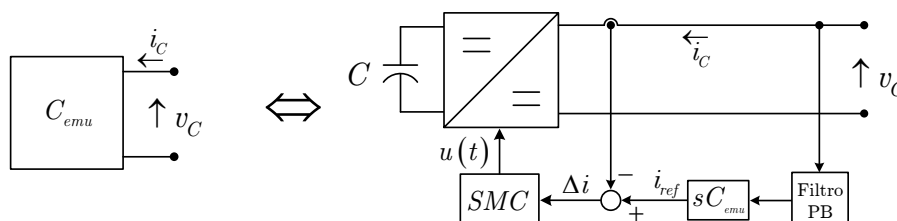


Figura 161: Sistema de síntese de capacitância.

O conversor controla a corrente drenada do barramento a partir de um sistema de controle por modos deslizantes, cuja superfície de deslizamento é descrita pela seguinte relação:

$$S(t) = k(i_{ref} - i_C), \quad (7.17)$$

onde i_C é a corrente de entrada do conversor e $i_{ref} = C_{emu} (dv_C/dt)$ é a corrente de referência.

A corrente de referência é definida de modo que o dispositivo emule a característica de uma capacitância. Desta forma, os riscos associados ao uso de capacitores de grandes dimensões são evitados.

A função de controle é dada por:

$$\delta = \begin{cases} 1 & \text{se } S(t) > 0 \\ 0 & \text{se } S(t) < 0 \end{cases}. \quad (7.18)$$

Observa-se que a determinação da corrente de referência é resultado de uma ação derivativa. Para evitar possíveis instabilidades devidas ao ganho crescente que a ação derivativa introduz no sistema, um filtro passa-baixa é adicionado à malha de controle (JÚNIOR, 1999).

A frequência de corte deste filtro deve ser alta o suficiente para que não haja interferência na ação derivativa e o sistema não perca o propósito de emular a característica capacitiva.

Considerando que o sistema digital possui intervalo de amostragem (passo de simulação) $T = 4 \mu s$ e o pólo esteja localizado em $p = -10 \times 10^{-6} \text{ rad/s}$, a função de transferência do filtro é dada por:

$$H(s) = \frac{1}{s - p}. \quad (7.19)$$

Aplicando a Transformada Z, obtém-se a seguinte função de transferência:

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{T}{(1 + KT) - z^{-1}}. \quad (7.20)$$

Substituindo os valores de K e T e aplicando a transformada inversa, obtém-se a seguinte equação de diferenças:

$$y[n] = 800 \times 10^{-9}x[n] + 0,2y[n - 1]. \quad (7.21)$$

Após a filtragem da tensão, a corrente de referência é determinada por meio da discretização da equação característica do capacitor:

$$i_{ref} = C_{emu} \frac{dv_c}{dt} \approx C_{emu} \left(\frac{v_c[n] - v_c[n - 1]}{T} \right). \quad (7.22)$$

O valor de C_{emu} é igual ao valor da capacitância a ser emulada pelo conversor. No presente estudo, o valor mínimo de C_{emu} é aquele determinado pelo critério de Routh-Hurwitz.

O circuito do conversor utilizado é mostrado na Figura 162 sendo seus parâmetros dados na Tabela 17. O chaveamento de S_1 e S_2 é feito de modo complementar de maneira a possibilitar fluxo de potência bidirecional. Para os resultados que serão apresentados considerou-se que a tensão inicial do capacitor da entrada do conversor é 200 V.

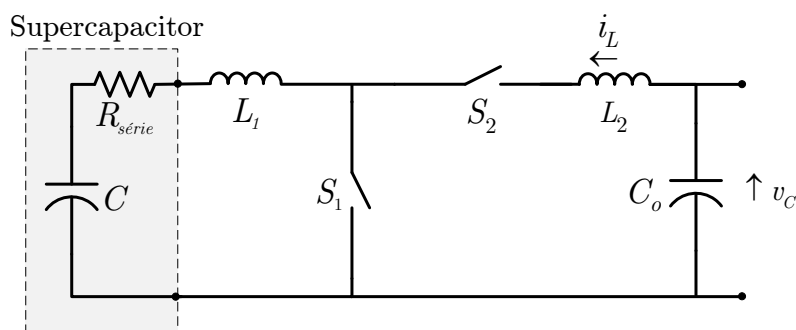


Figura 162: Conversor CC-CC com dois interruptores ativos.

Tabela 17: Parâmetros do conversor do sistema de síntese de capacitância.

Parâmetro	Valor
L_1	1 mH
L_2	1 mH
C_o	10 μF
C	1 F
R_{serie}	75 m Ω

7.4.2 CASO 3 - (SÍNTESE DE CAPACITÂNCIA)

Para a análise do sistema proposto, foi considerada uma capacitância total de 20 μF conectada ao barramento CC. O valor da capacitância a ser emulada pelo conversor é igual a 100 μF .

O sistema de síntese de capacitância, ilustrado na Figura 161, é incluído no circuito de teste, conforme mostra a Figura 163.

O comportamento da tensão e da corrente na carga considerando variações na tensão da fonte é mostrado na Figura 164.

Nota-se que o sistema permanece estável para todo o intervalo de simulação. Além disso, observe que ocorre uma redução de 90 % no tempo de acomodação das oscilações observadas na tensão e corrente de carga (aproximadamente 1 ms), indicando que o sis-

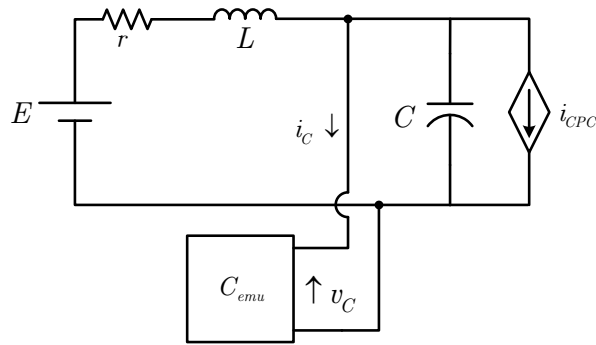


Figura 163: Circuito teste incluindo o sistema de síntese de capacitância.

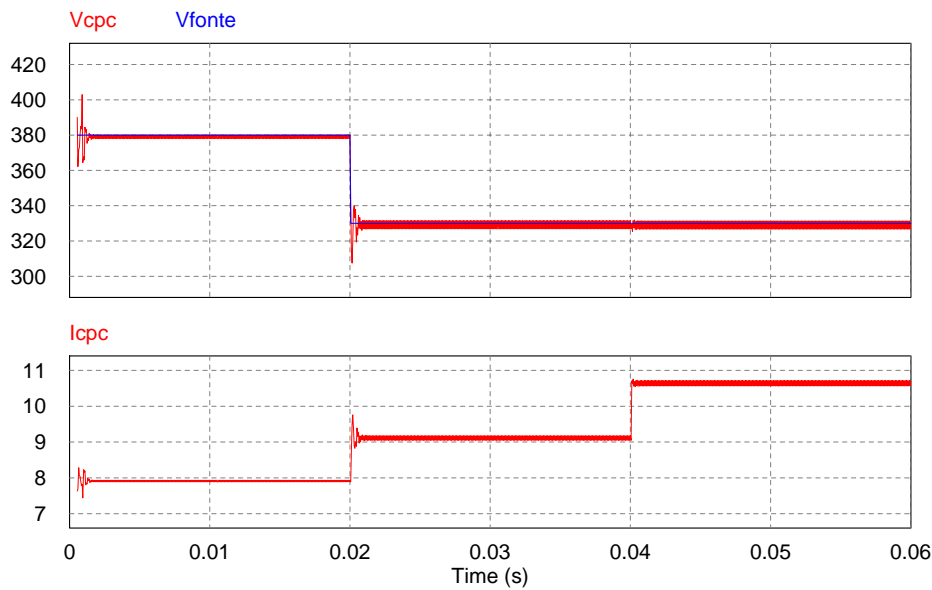


Figura 164: Comportamento de tensão (traço superior) e corrente na carga (traço inferior) utilizando o sistema de síntese de capacitância.

tema proposto apresenta característica adicional de amortecimento ativo de oscilações, devido à resistência série equivalente do modelo do supercapacitor.

A Figura 165 mostra um detalhe das tensões e correntes obtidas na simulação utilizando o sistema de síntese de capacitância.

7.4.3 SÍNTESE DE INDUTÂNCIA NEGATIVA

É possível reduzir o valor da capacitância mínima alterando-se a indutância do sistema. A partir da equação (7.14), observa-se que, quanto menor a indutância do ramo rL , menor será o valor mínimo da capacitância conectada ao barramento CC. Deste modo, é possível propor um sistema análogo ao de síntese de capacitância para emular um valor negativo de indutância, de modo a reduzir o valor resultante no ramo associado.

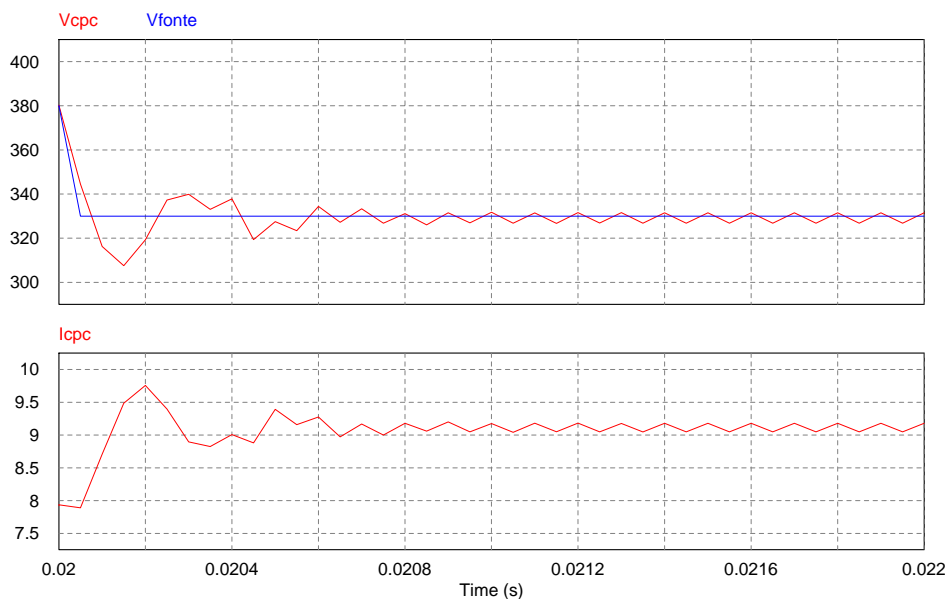


Figura 165: Detalhe da tensão (traço superior) e corrente na carga (traço inferior) utilizando o sistema de síntese de capacitância.

A utilização de conversores estáticos para sintetizar o comportamento de indutância negativa foi proposto, inicialmente, para aplicações em sistemas em corrente alternada (FUNATO; KAWAMURA; KAMIYAMA, 1997), (FUNATO; KAMIYAMA; KAWAMURA, 2000), (NUÑEZ-ZUÑIGA; POMILIO, 2003). Nestes casos, a inclusão de uma indutância negativa resulta na redução da reatância total sem a necessidade da utilização de elementos capacitivos, evitando efeitos de ressonância (FUNATO; KAWAMURA; KAMIYAMA, 1997).

Além disso, é possível citar a correção do fator de deslocamento, a compensação em série e em paralelo e a estabilização de sistemas contendo cargas do tipo potência constante (resistência negativa transitória) (NUÑEZ-ZUÑIGA; POMILIO, 2003).

A utilização do conceito de síntese de indutância negativa, em CC, se baseia na inclusão de um conversor CC-CC em série com o ramo rL do circuito, conforme ilustra a Figura 166.

Um capacitor e um conversor CC-CC classe D são utilizados para o armazenamento e fornecimento de energia de acordo com a variação da corrente fornecida pela fonte. Como o conversor está em série, uma chave de *bypass* é utilizada para o caso de falha no sistema.

A representação do sistema de síntese de indutância negativa é mostrada na Figura 167.

A operação do sistema é análoga àquela proposta para a síntese de capacitância.

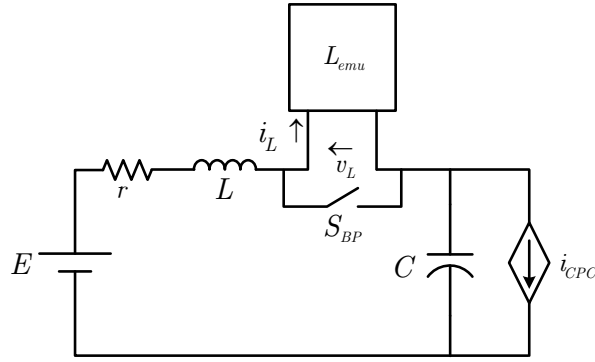


Figura 166: Circuito teste incluindo o sistema de síntese de indutância negativa.

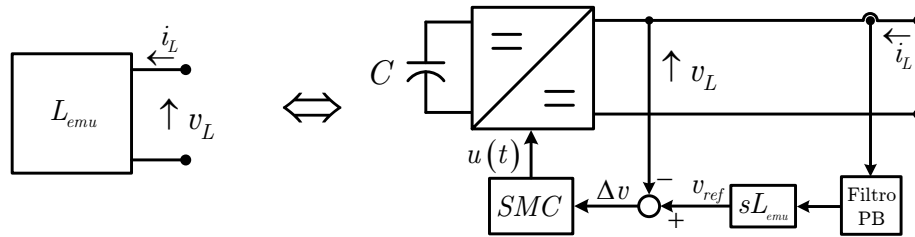


Figura 167: Sistema de síntese de indutância negativa.

A tensão de saída do conversor é controlada a partir de um sistema de controle por modos deslizantes, cuja superfície de deslizamento é descrita pela seguinte relação:

$$S(t) = k(v_{ref} - v_L), \quad (7.23)$$

onde v_L é a tensão de saída do conversor e $v_{ref} = L_{emu} (di_L/dt)$ é a tensão de referência.

A função de controle é dada por:

$$\delta = \begin{cases} 1 & \text{se } S(t) > 0 \\ 0 & \text{se } S(t) < 0 \end{cases}. \quad (7.24)$$

O filtro passa-baixas é o mesmo utilizado para o sistema de síntese de capacitância. Após ser filtrado, a corrente de referência é determinada por meio da discretização da equação característica do capacitor:

$$v_{ref} = L_{emu} \frac{di_L}{dt} \approx L_{emu} \left(\frac{i_L[n] - i_L[n-1]}{T} \right). \quad (7.25)$$

O valor de L_{emu} é tal que $L + L_{emu} > 0$. Isto se deve ao fato de que, se $L_{emu} > -L$, há uma troca de sinal na primeira coluna do arranjo de Routh e o sistema se tornaria instável. Deste modo, para o circuito em questão, $L_{emu} > -80\mu H$.

O circuito do conversor CC-CC utilizado é mostrado na Figura 168

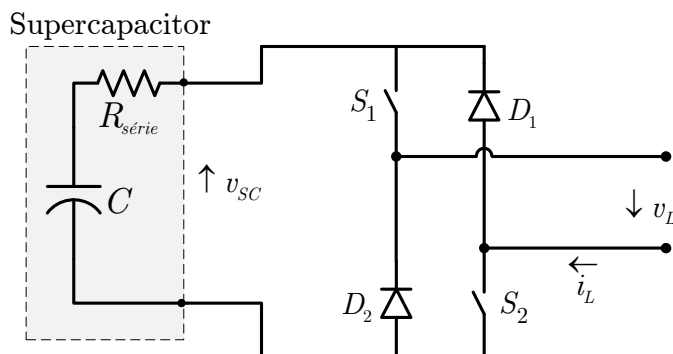


Figura 168: Conversor CC-CC classe D.

A estratégia de chaveamento é tal que, quando não há variação de corrente, S_1 permanece aberta e S_2 é fechada, de modo que a corrente circule através de S_2 e D_2 . Quando há variação da corrente, são definidas duas situações:

Se $di_L/dt > 0$: A tensão de referência deve ser negativa. A chave S_2 permanece fechada e S_1 é chaveada de acordo com a lei de controle definida pela equação (7.24). Neste caso, $v_L \approx -v_{sC}$.

Se $di_L/dt < 0$: A tensão de referência deve ser positiva. A chave S_2 permanece aberta e S_1 é chaveada do mesmo modo que no caso anterior. Portanto, $v_L \approx v_{sC}$.

7.4.4 CASO 4 - (SÍNTESE DE INDUTÂNCIA NEGATIVA)

O sistema de síntese de indutância negativa foi analisado considerando uma capacitância total de $20 \mu F$ conectada ao barramento CC. O valor da indutância a ser emulada pelo sistema é igual a $-40 \mu H$. Os demais parâmetros do circuito são os mesmos utilizados nas simulações anteriores.

O supercapacitor utilizado possui os mesmos parâmetros mostrados na Tabela 17.

O comportamento da tensão e da corrente na carga considerando variações na tensão da fonte é mostrado na Figura 169.

Observa-se que o sistema permanece estável para todo o intervalo de simulação. Diferentemente do sistema de síntese de capacitância, não é observada a característica de amortecimento ativo. Isto se deve ao fato de que não há parcela resistiva em paralelo com a carga de potência constante.

A Figura 170 mostra um detalhe das tensões e correntes obtidas na simulação utilizando o sistema proposto.

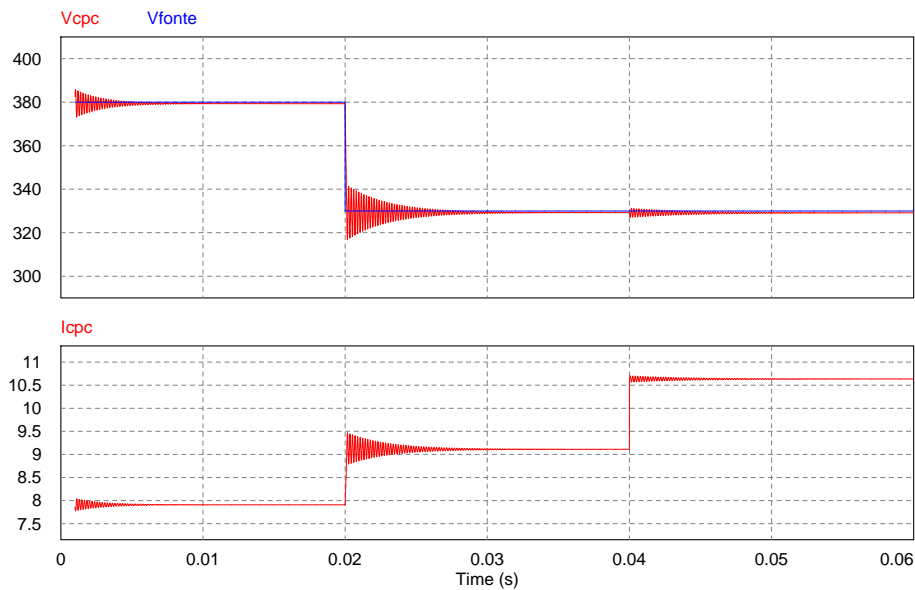


Figura 169: Comportamento de tensão (traço superior) e corrente na carga (traço inferior) utilizando o sistema de síntese de indutância negativa.

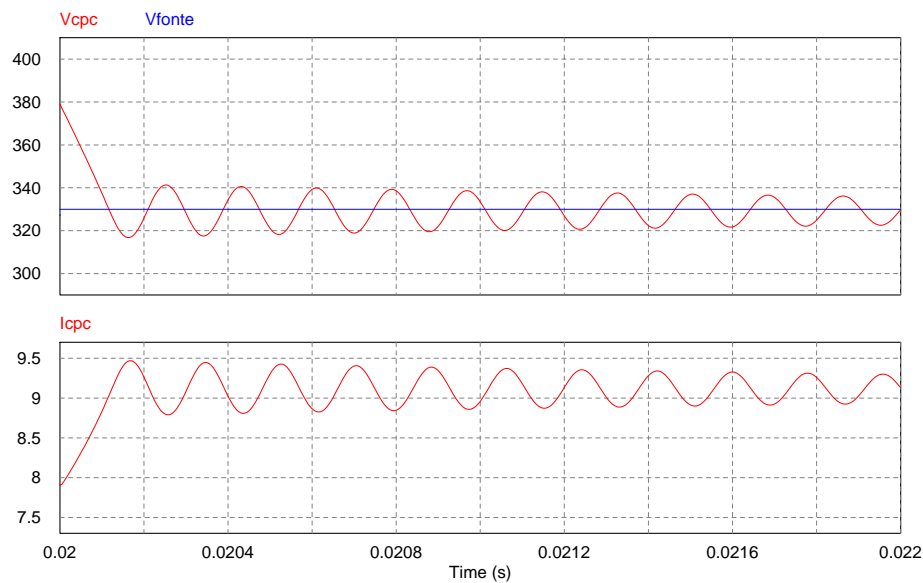


Figura 170: Detalhe da tensão (traço superior) e corrente na carga (traço inferior) utilizando o sistema de síntese de indutância negativa.

7.5 CONCLUSÕES DO CAPÍTULO

O presente capítulo apresentou um breve estudo sobre os métodos de análise de estabilidade em sistemas CC. Foram apresentados, ainda, métodos de estabilização ativa destes sistemas utilizando o conceito de síntese de elementos reativos.

Entre as principais conclusões obtidas, é possível citar:

- Os métodos de análise de estabilidade de tensão se baseiam, de um modo geral,

no critério de estabilidade de Middlebrook.

- Tais métodos consideram a interação entre as impedâncias dos conversores associados às fontes e às cargas no sistema e a análise da estabilidade se baseia na determinação do contorno de Nyquist.
- Uma alternativa para tais métodos, considerados bastante conservativos, é a utilização do critério de Routh-Hurwitz.
- De um modo geral, garante-se a estabilidade do sistema a partir da definição de uma capacitância mínima conectada ao barramento CC. Entretanto, em alguns casos, o valor da capacitância pode ser demasiadamente elevado e, consequentemente, problemas associados a capacitores de alto valor podem afetar a operação do sistema.
- Considera-se, então, a utilização de sistemas de síntese de elementos reativos que tem como característica principal a utilização de conversores CC-CC para sintetizar grandezas elétricas que representem elementos capacitivos e indutivos. A utilização de tais sistemas se mostra interessante, pois atuam apenas nos períodos transitórios, e o fluxo de potência é controlado, ao contrário de capacitores de grande volume.

8 CONCLUSÕES FINAIS

Este capítulo apresenta as principais conclusões obtidas no desenvolvimento deste trabalho, bem como indicações de propostas para trabalhos futuros.

8.1 CONCLUSÕES

O presente trabalho apresentou uma alternativa para a integração de fontes renováveis de energia por meio de uma microrrede em corrente contínua. Tal conceito se baseia na quebra do paradigma de geração centralizada, prática mais adotada no Brasil devido à utilização de grandes centrais hidrelétricas. A utilização de microrredes CC vai ao encontro das políticas ambientais e energéticas propostas a partir do final do século XX que incluem, entre outros itens, a utilização de fontes não-poluentes, um aumento da eficiência energética, da qualidade de energia elétrica e da confiabilidade dos SEP.

Uma extensa revisão bibliográfica foi apresentada no Capítulo 2. Um breve histórico sobre a utilização de energia elétrica em corrente alternada e contínua foi apresentado, bem como um relato dos principais sistemas que utilizam energia em corrente contínua e a definição de conceitos relacionados à microrredes de um modo geral. Tal revisão inclui, ainda, a caracterização geral dos componentes de microrredes CC. Conceitos acerca de geradores fotovoltaicos, baterias, cargas e conversores estáticos foram mostrados.

Técnicas de controle não-linear de conversores são apresentadas, em detrimento da utilização do controle linear. Este tipo de controle, apesar de amplamente utilizado, pode levar o sistema a instabilidades de modo mais provável do que quando se utilizam técnicas não-lineares, conforme apresentado no capítulo 3.

Tendo em vista a importância da utilização destes conversores, a escolha do método de controle de tensão do barramento principal em uma microrrede CC adquire grande destaque no projeto deste tipo de SEP. Foram apresentados três técnicas, as quais são consideradas as mais utilizadas para realização de tal controle, bem como as caracte-

rísticas associadas a cada uma delas. Optou-se, portanto, pela utilização do controle por *droop* de tensão associada à técnica de controle por modos deslizantes, integrando as características de controladores não-lineares e a descentralização da regulação da tensão em sistemas distribuídos. Além disso, a metodologia proposta é adaptativa, permitindo a adequação dos sistemas de controle de cada conversor CC-CC em função da disponibilidade de energia primária e em função do estado de carga dos SAE.

A técnica proposta utiliza um estágio que contém uma característica de *droop* de tensão com o objetivo de fornecer uma corrente de referência para um controlador por modos deslizantes. Tal metodologia pode se aplicada a todos os conversores CC-CC da microrrede. Caso os conversores sejam idênticos, a única modificação a ser feita está na característica de *droop*. Para utilização da metodologia no inversor de interface, o controlador por modos deslizantes é substituído por um controlador de corrente por histerese, por sua simplicidade e desempenho satisfatório.

Devido à complexidade da microrrede CC dimensionada, os testes para validação da metodologia de controle proposta seriam difíceis de se efetuar utilizando redes físicas, pois demandam tempo, recursos financeiros e de mão-de-obra incompatíveis com aqueles disponíveis durante o período da pesquisa. Por outro lado, simulações utilizando programas convencionais não refletem com exatidão o comportamento de tais redes por não incluírem em seus modelos determinados parâmetros identificados em estruturas reais e por não realizarem as simulações em tempo real.

Levando em conta a disponibilidade de um equipamento como o RTDS na UFJF que estava sendo, na época, pouco utilizado, considerou-se que o conceito de simulação CHIL para validação e análise do comportamento da microrrede CC deveria ser utilizado. Além disso, os estudos conduzidos geraram uma contribuição secundária deste trabalho: a formação de massa crítica para utilização do RTDS e de outras simulações em laço em estudos futuros na universidade.

No Capítulo 4 foram apresentados os conceitos fundamentais relacionados à estrutura de simulação CHIL utilizada. Foram discutidos detalhes da modelagem em RTDS, tais como a utilização de redes LTS e STS, estrutura de *hardware* e interface de entrada e saída de sinais digitais e analógicos. Outra questão interessante está na utilização do esquema de programação em alto nível utilizada para implementar os sistemas de controle nos DSP. Tal esquema se baseia na geração do código-fonte a partir de diagramas de blocos em Simulink. Um exemplo ilustrativo, utilizando os conceitos discutidos, foi apresentado ao final do capítulo, e os resultados obtidos indicaram a validade na

utilização da metodologia de simulação CHIL proposta.

Uma microrrede CC de 380 V e 10 kW foi modelada em RTDS e os controladores de um dos arranjos fotovoltaicos e do banco de baterias foram implementados em 2 DSP, constituindo uma estrutura de simulação CHIL para análise da operação e desempenho do mesmo. Detalhes da modelagem e implementação foram apresentados no Capítulo 5.

A partir da definição das características de *droop*, foram estabelecidos 5 cenários considerados fundamentais para análise do comportamento da microrrede CC. Para cada um deles, foram obtidos os resultados experimentais para, no mínimo uma, dentre as diferentes condições de carga (leve, média e pesada). Análises qualitativas foram apresentadas considerando pequenas mudanças dos cenários propostos.

De um modo geral, observa-se que a implementação dos sistemas de controle em dispositivo externo é válida, comparando-se os resultados obtidos com aqueles considerando a modelagem interna dos mesmos. Além disso, a metodologia de controle proposta se mostra adequada, uma vez que a microrrede se comporta de maneira satisfatória para todos os casos em que a potência gerada é superior à demandada.

Ressalta-se o problema de instabilidade ocorrido no caso em que a microrrede está isolada da rede CA e a demanda é superior à capacidade de geração. Neste caso, é possível limitar a potência demandada, conforme sugerido ao final do Capítulo 6.

Com o objetivo de avaliar o comportamento da microrrede CC de uma forma mais realista, usando o potencial de simulação em tempo real do RTDS, foram estudados dois casos considerando as curvas diárias de demanda de carga, bem como de irradiação solar e temperatura ambiente. Foram utilizados dados meteorológicos de dois dias, com elevada e baixa irradiação média diária, respectivamente, obtidos por instrumentos instalados no LABSOLAR da UFJF. Para condição de características de *droop* padrão apresentadas no início do Capítulo 6, foi observado, em ambos os casos, que o sistema de controle proposto atua de maneira satisfatória em diferentes condições mantendo a operação da microrrede CC conforme o desejado.

No Capítulo 7 foi realizada uma descrição geral dos métodos de análise de estabilidade em sistemas CC baseados no critério de estabilidade de Middlebrook e uma técnica baseada no critério de estabilidade de Routh-Hurwitz. Um exemplo ilustrativo considerando esta última técnica foi apresentado.

Por fim, foram apresentadas metodologias de síntese de elementos reativos para estabilização ativa de sistemas CC, o que possibilita uma redução no valor mínimo da

capacitância total conectada ao barramento principal e, conseqüentemente, dos riscos associados à utilização de capacitores volumosos. As metodologias propostas foram modeladas em ambiente computacional e os resultados de simulação foram comparados àqueles obtidos a partir da utilização do critério de Routh-Hurwitz. Observou-se uma melhoria no comportamento do sistema utilizando as metodologias propostas.

8.2 PROPOSTAS PARA TRABALHOS FUTUROS

A partir dos resultados obtidos e considerando as diversas possibilidades de aprofundamento no tema, para trabalhos futuros é possível propor:

- A modelagem de um sistema de limitação de potência demandada. Conforme discutido anteriormente, é possível utilizar uma característica de *droop* de tensão para redução da potência consumida por cargas do tipo corrente constante e resistência constante, priorizando as cargas do tipo potência constante. Uma alternativa é a utilização de um sistema de desconexão de cargas não-prioritárias, reduzindo a demanda total de potência.
- A implementação externa do sistema de controle do conversor de interface. A partir da conexão de mais cartões GTO, é possível realizar esta implementação. Propõe-se, ainda, considerar a possibilidade de utilizar o conversor de interface para serviços ancilares, como a possibilidade de compensação reativa na rede CA discutida no Capítulo 5.
- A utilização de Simulação PHIL considerando um ou mais conversores reais e seus respectivos sistemas de controle. Neste caso, os arranjos PV, bancos de baterias e, até mesmo, outros tipos de fontes e SAE são modelados em RTDS. Considera-se que este seria o próximo passo antes da implementação de uma microrrede real.
- A utilização de Simulação PHIL para agregação de cargas reais à microrrede modelada é proposta. Isto possibilitaria a análise do comportamento da microrrede CC e das próprias cargas frente a distúrbios.
- O estudo do comportamento da microrrede CC em situações de desequilíbrio de fases no sistema trifásico ou de ilhamento.
- A inclusão do sistema de síntese de reatância nas simulações em tempo real e, posteriormente, CHIL e PHIL.

REFERÊNCIAS

- ABB. *Introducing HVDC*. 2013. <http://www.abb.com/abblibrary/DownloadCenter>.
- ABB. *Rio Madeira - The longest transmission link in the world*. 2013. <http://new.abb.com/systems/hvdc/references/rio-madeira>.
- ABNT. *NBR 5410: Instalações elétricas de baixa tensão*. [S.l.], 2004.
- ADAPA, R. High-wire act: HvdC technology: The state of the art. *Power and Energy Magazine, IEEE*, v. 10, n. 6, p. 18 –29, nov. 2012.
- AGILENT, T. *Selecting DC Sources for Telecommunications Equipment Test Systems*. USA, 2009.
- ALAA, H. et al. Sliding mode control of boost converter: Application to energy storage system via supercapacitors. In: *Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09. 13th European Conference on*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1 –10.
- ALLEE, G.; TSCHUDI, W. Edison redux: 380 vdc brings reliability and efficiency to sustainable data centers. *Power and Energy Magazine, IEEE*, v. 10, n. 6, p. 50 –59, nov. 2012.
- ALLIANCE, E. *EMerge Alliance Occupied Space Standard FAQs*. 2012. <http://www.emergealliance.org/Standards/OccupiedSpace/StandardFAQs.aspx>.
- AMARANTE, O. A. C. d. *Atlas eólico: Minas Gerais*. [S.l.], 2010.
- ANAND, S.; FERNANDES, B. G. Optimal voltage level for dc microgrids. In: *IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 3034 –3039.
- ANEEL. *Resolução normativa nº 482*. abril 2012.
- ARANCIBIA, A.; STRUNZ, K. Modeling of an electric vehicle charging station for fast dc charging. In: *Electric Vehicle Conference (IEVC), 2012 IEEE International*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 1 –6.
- ARAÚJO, R.; LEITE, V.; FREITAS, D. Sliding mode controllers for the regulation of dc-dc power converters. In: *Control Systems Design 2003 (CSD '03): A Proceedings Volume from the 2nd IFAC Conference*. [S.l.: s.n.], 2003.
- AYAD, M. et al. Sliding mode control for energy management of dc hybrid power sources using fuel cell, batteries and supercapacitors. In: *Clean Electrical Power, 2007. ICCEP '07. International Conference on*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 500 –505.
- BALOG, R. *Autonomous local control in distributed DC power systems*. Tese (Doutorado) — University of Illinois at Urbana-Champaign, 2006.

- BANERJEE, S.; VERGHESE, G. C. *Nonlinear Phenomena in Power Electronics: attractors, bifurcations, chaos, and nonlinear control*. 1st edition. ed. [S.l.]: Wiley-IEEE Press, 2001.
- BARBOSA, P. et al. Control strategy for grid-connected dc-ac converters with load power factor correction. *Generation, Transmission and Distribution, IEE Proceedings-*, v. 145, n. 5, p. 487–491, sep 1998.
- BOROYEVICH, D. et al. Future electronic power distribution systems a contemplative view. In: *Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM), 2010 12th International Conference on*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1369–1380.
- CACERES, R.; BARBI, I. Sliding mode controller for the boost inverter. In: *Power Electronics Congress, 1996. Technical Proceedings. CIEP '96., V IEEE International*. [S.l.: s.n.], 1996. p. 247–252.
- CASTANER, L.; SILVESTRE, S. *Modelling Photovoltaic Systems Using PSpice*. [S.l.]: Wiley, 2003.
- CEMIG. *Atlas eólico: Minas Gerais*. [S.l.], 2012.
- CETIN, E. et al. A micro-dc power distribution system for a residential application energized by photovoltaic–wind/fuel cell hybrid energy systems. *Energy and Buildings*, v. 42, n. 8, p. 1344–1352, 2010.
- CHEN, Y.-K. et al. Design and implementation of energy management system with fuzzy control for dc microgrid systems. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 28, n. 4, p. 1563–1570, april 2013.
- CHENNI, R. et al. A detailed modeling method for photovoltaic cells. *Energy*, v. 32, n. 9, p. 1724–1730, 2007.
- CHOWDHURY, S.; CHOWDHURY, S. P.; CROSSLEY, P. *Microgrids and Active Distribution Networks*. [S.l.]: The Institution of Engineering and Technology, 2009. (IET renewable energy series).
- CICCARELLI, F.; LAURIA, D. Sliding-mode control of bidirectional dc-dc converter for supercapacitor energy storage applications. In: *Power Electronics Electrical Drives Automation and Motion (SPEEDAM), 2010 International Symposium on*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1119–1122.
- COLLING, I.; BARBI, I. Reversible unity power factor step-up/step-down ac-dc converter controlled by sliding mode. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 16, n. 2, p. 223–230, mar 2001.
- CRESESB. *Manual de Engenharia para Sistemas Fotovoltaicos*. Rio de Janeiro: CEPTEL - CRESESB, 2004.
- CRESESB. *Potencial Energético Solar - SunData*. 2012.
<http://www.cresesb.cepel.br/sundata/index.php>.

DAMASCENO, A. C. H. *Controle preditivo de corrente aplicado a um controlador de carga de baterias baseado em conversor CC-CC bidirecional*. Dissertação (Mestrado) — Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica - Universidade Federal de Juiz de Fora, 2008.

DASTGEER, F. *Direct current distribution systems for residential areas powered by distributed generation*. Tese (Doutorado) — Victoria University, Melbourne, Australia, 2011.

DONOSO-GARCIA, P. et al. Sliding-mode control for current distribution in parallel-connected dc-dc converters. *Electric Power Applications, IEE Proceedings -*, v. 145, n. 4, p. 333–338, jul 1998.

DRAGICEVIC, T. et al. Supervisory control of an adaptive-droop regulated dc microgrid with battery management capability. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 29, n. 2, p. 695–706, 2014.

ENGELEN, K. et al. The feasibility of small-scale residential dc distribution systems. In: *IEEE Industrial Electronics, IECON 2006 - 32nd Annual Conference on*. [S.l.: s.n.], 2006. p. 2618–2623.

ESRAM, T.; CHAPMAN, P. L. Comparison of photovoltaic array maximum power point tracking techniques. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 22, n. 2, p. 439, 2007.

ESS, D. V. *Use Software Filters To Reduce ADC Noise*. [S.l.], 2008.
<http://electronicdesign.com/analog/use-software-filters-reduce-adc-noise>.

FARRET, F. A.; SIMÕES, M. G. *Integration of Alternative Sources of Energy*. [S.l.]: Wiley, 2006.

FARUQUE, M. et al. Interfacing issues in multi-domain simulation tools. *Power Delivery, IEEE Transactions on*, v. 27, n. 1, p. 439–448, 2012.

FENG, X. et al. Monitoring the stability of dc distributed power systems. In: *Industrial Electronics Society, 1999. IECON '99 Proceedings. The 25th Annual Conference of the IEEE*. [S.l.: s.n.], 1999. v. 1, p. 367–372 vol.1.

FENG, X. et al. Individual load impedance specification for a stable dc distributed power system. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1999. APEC '99. Fourteenth Annual*. [S.l.: s.n.], 1999. v. 2, p. 923–929 vol.2.

FERREIRA, A. A. *Sistema Supervisório de Gestão de Múltiplas Fontes de Suprimento para Aplicações em Veículos Elétricos*. Tese (Doutorado) — Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, UNICAMP, 2007.

FERREIRA, R. A. F.; BARBOSA, P. G. Técnicas de análise da estabilidade de tensão aplicadas a sistemas de distribuição cc modernos. In: *Anais do XX Congresso Brasileiro de Automática (CBA)*. [S.l.: s.n.], 2014.

FERREIRA, R. A. F. et al. Analysis of non-linear adaptive voltage droop control method applied to a grid connected dc microgrid. In: *Proceedings of the 2013 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*. [S.l.: s.n.], 2013.

FERREIRA, R. A. F. et al. Analysis of voltage droop control method for dc microgrids with simulink: Modelling and simulation. In: *Proceedings of the X IEEE/IAS International Conference on Industry Applications*. [S.l.: s.n.], 2012.

FERREIRA, R. A. F.; FERREIRA, A. A.; BARBOSA, P. G. Estudo comparativo de técnicas de controle de tensão aplicados a um conversor boost cc-cc. In: *Anais do XIX Congresso Brasileiro de Automática (CBA)*. [S.l.: s.n.], 2012.

FLOREZ-LIZARRAGA, M.; WITULSKI, A. Input filter design for multiple-module dc power systems. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 11, n. 3, p. 472–479, 1996.

FLOWER, J.; HODGE, C. Stability and transient-behavioural assessment of power-electronics-based dc-distribution systems part 1: The root-locus technique. *Proceedings of IMarEST-Part A-Journal of Marine Engineering and Technology*, v. 2004, n. 5, p. 13–21, 2004.

FUNATO, H.; KAMIYAMA, K.; KAWAMURA, A. A new instantaneous power flow control using variable inductance realized by variable active-passive reactance (vapar). *IEEE Transactions*, v. 120-D, n. 10, p. 1205–1211, 2000.

FUNATO, H.; KAWAMURA, A.; KAMIYAMA, K. Realization of negative inductance using variable active-passive reactance (vapar). *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 12, n. 4, p. 589–596, 1997.

FURTADO, P. C. S. et al. Two-phase, three-wire shunt active power filter using the single-phase p-q theory. In: *Power Electronics Conference (COBEP), 2013 Brazilian*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1245–1250.

GAO, W. et al. Pv - wind - fuel cell - electrolyzer micro-grid modeling and control in real time digital simulator. In: *Clean Electrical Power, 2009 International Conference on*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 29 –34.

GEKAN, C. O.; CHINDRIS, M.; POP, G. V. Aspects regarding dc distribution systems. *The Annals of Oradea University*, v. 15, p. 226 –231, 2009.

GELLINGS, C. *The Smart Grid: Enabling Energy Efficiency and Demand Response*. [S.l.]: Fairmont Press, 2009.

GIESBRECHT, T. M. J. Small time-step ($< 2\mu\text{sec}$) vsc model for the real time digital simulator.

GUERRERO, J. M. et al. Hierarchical control of droop-controlled ac and dc microgrids - a general approach toward standardization. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 58, n. 1, p. 158–172, 2011.

HADJSAID, N.; CANARD, J.-F.; DUMAS, F. Dispersed generation impact on distribution networks. *Computer Applications in Power, IEEE*, v. 12, n. 2, p. 22 –28, apr. 1999.

- HALVORSEN, H.-P. *Introduction to Hardware-in-the-Loop Simulation*. [S.l.], 2011.
- HAMMERSTROM, D. J. Ac versus dc distribution systems: Did we get it right? In: *Power Engineering Society General Meeting, 2007. IEEE*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 1–5.
- HATZIARGYRIOU, N. D. et al. Modelling of micro-sources for security studies. In: *CIGRE Session*. [S.l.: s.n.], 2004.
- HE, Y.; XU, W.; CHENG, Y. A novel scheme for sliding-mode control of dc-dc converters with a constant frequency based on the averaging model. *Journal of Power Electronics*, v. 10, n. 1, p. 1–8, 2010.
- HODGE, C. G.; FLOWER, J. O.; MACALINDIN, A. Dc power system stability. In: *Electric Ship Technologies Symposium, 2009. ESTS 2009. IEEE*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 433–439.
- HOHM, D. P.; ROPP, M. E. Comparative study of maximum power point tracking algorithms using an experimental, programmable, maximum power point tracking test bed. In: *Photovoltaic Specialists Conference, 2000. Conference Record of the Twenty-Eighth IEEE*. [S.l.: s.n.], 2000. p. 1699–1702.
- HONG, M. *Modeling, Stability and Accuracy of Power Hardware-in-the-loop Simulation of Power Electronic Systems*. Tese (Doutorado) — Division of Electrical, Electronic and Information Engineering - Osaka University, 2010.
- HONG, M. et al. A method to stabilize a power hardware-in-the-loop simulation of inductor coupled systems. In: *Int. Conf. on Power Systems Transients (IPST2009)*. [S.l.: s.n.], 2009.
- HUSEINBEGOVIC, S.; PERUNICIC-DRAZENOVIC, B. A sliding mode based direct power control of three-phase grid-connected multilevel inverter. In: *Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM), 2012 13th International Conference on*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 790–797.
- INSTRUMENTS, T. *TMS320F2802x/TMS320F2802xx Piccolo Piccolo Analog-to-Digital Converter (ADC) and Comparator - Reference Guide*. [S.l.], 2011.
- INSTRUMENTS, T. *TMS320F2802x/TMS320F2802xx Piccolo System Control and Interrupts - Reference Guide*. [S.l.], 2013.
- JACKSON, G. et al. A real-time platform for teaching power system control design. In: *International Conference on Power System Transients*. [S.l.: s.n.], 2005.
- JEON, J.-H. et al. Development of hardware in-the-loop simulation system for testing operation and control functions of microgrid. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 25, n. 12, p. 2919–2929, 2010.
- JIANG, Z.; YU, X. Hybrid dc- and ac-linked microgrids: Towards integration of distributed energy resources. In: *Energy 2030 Conference, 2008. ENERGY 2008. IEEE*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 1–8.
- JIAYI, H.; CHUANWEN, J.; RONG, X. A review on distributed energy resources and microgrid. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, v. 12, n. 9, p. 2472–2483, 2008.

- JIN, C. et al. Autonomous operation of hybrid ac-dc microgrids. In: *Sustainable Energy Technologies (ICSET), 2010 IEEE International Conference on*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1 –7.
- JÚNIOR, J. R. C. *Controladores PID Industriais com Sintonia Automática por Realimentação a Relé*. Tese (Doutorado) — Universidade de São Paulo, 1999.
- JUSOH, A. The instability effect of constant power loads. In: *Power and Energy Conference, 2004. PECon 2004. Proceedings. National*. [S.l.: s.n.], 2004. p. 175 – 179.
- KAI, S.; QIFANG, S. Overview of the types of battery models. In: *Control Conference (CCC), 2011 30th Chinese*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 3644 –3648.
- KAKIGANO, H. et al. An analysis method of a dc microgrid using hardware-in-the-loop simulation. In: *Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), 2012 IEEE 13th Workshop on*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 1 –6.
- KAKIGANO, H.; NISHINO, A.; ISE, T. Distribution voltage control for dc microgrid with fuzzy control and gain-scheduling control. In: *Power Electronics and ECCE Asia (ICPE ECCE), 2011 IEEE 8th International Conference on*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 256 –263.
- KAKIGANO, H. et al. Distribution voltage control for dc microgrid by converters of energy storages considering the stored energy. In: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010 IEEE*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 2851 –2856.
- KARLSSON, P. *DC Distributed Power Systems - Analysis, Design and Control for a Renewable Energy System*. Tese (Doutorado) — Department of Industrial Electrical Engineering and Automation, Lund University, Sweden, 2002.
- KAZIMIERCZUK, M. *Pulse-width Modulated DC-DC Power Converters*. [S.l.]: Wiley, 2008.
- LANGSDORF, A. S. *Principles of direct-current machines*. 1st. ed. [S.l.]: McGraw-Hill Book Company, inc., 1915. (Electrical engineering texts).
- LARSSON, V. *Development of a real time test platform for motor drive algorithms*. Dissertação (Mestrado) — Lulea University of Technology, Eislabs, 2008.
- LAZARD. *Lazard's Levelized Cost of Energy Analysis - Version 8.0*. [S.l.], Sep 2004. [http://www.lazard.com/PDF/Levelized Cost of Energy - Version 8.0.pdf](http://www.lazard.com/PDF/Levelized%20Cost%20of%20Energy%20-%20Version%208.0.pdf).
- LI, S.; KE, B. Study of battery modeling using mathematical and circuit oriented approaches. In: *Power and Energy Society General Meeting, 2011 IEEE*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1 –8.
- LI, Y.; VILATHGAMUWA, D. M. Design, analysis, and real-time testing of a controller for multibus microgrid system. *IEEE Transaction on Power Electronics*, v. 19, n. 5, p. 1195 –1204, 2004.
- LINDEN, D.; REDDY, T. B. *Handbook of batteries*. [S.l.]: McGraw-Hill, 2001.
- LIU, X.; WANG, P.; LOH, P. C. A hybrid ac/dc micro-grid. In: *IPEC, 2010 Conference Proceedings*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 746 –751.

- LOPEZ, M. et al. Current distribution control design for paralleled dc/dc converters using sliding-mode control. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 51, n. 2, p. 419 – 428, april 2004.
- LOUGANSKI, K. P. *Modeling and analysis of a dc power distribution system in 21st century airlifters*. Dissertação (Mestrado) — Virginia Polytechnic Institute and State University, 1999.
- LUNDBERG, P. et al. Platforms for change: High-voltage dc converters and cable technologies for offshore renewable integration and dc grid expansions. *Power and Energy Magazine, IEEE*, v. 10, n. 6, p. 30 –38, nov. 2012.
- LUO, S. A review of distributed power systems part i: Dc distributed power system. *Aerospace and Electronic Systems Magazine, IEEE*, v. 20, n. 8, p. 5 –16, aug. 2005.
- LUO, S. et al. A classification and evaluation of paralleling methods for power supply modules. In: *Proceedings of Power Electronics Specialists Conference*. [S.l.: s.n.], 1999. v. 2, p. 901–908.
- MACHADO, P. A. *Modelagem e Controle de Conversores Fonte de Tensão Utilizados em Sistemas de Geração Fotovoltaicos Conectados à Rede Elétrica de Distribuição*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Juiz de Fora, 2011.
- MACHADO, P. A. *Contribuições ao Estudo de Conexão de Sistemas Fotovoltaicos à Rede Elétrica sem Filtros Passivos: Projeto de Controladores Digitais para Redução do Conteúdo Harmônico*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Juiz de Fora, 2013.
- MAHDAVI, J.; EMADI, A.; TOLIYAT, H. Application of state space averaging method to sliding mode control of pwm dc/dc converters. In: *Industry Applications Conference, 1997. Thirty-Second IAS Annual Meeting, IAS '97., Conference Record of the 1997 IEEE*. [S.l.: s.n.], 1997. v. 2, p. 820 –827.
- MAHMOODI, M. et al. Control systems for independent operation of parallel dg units in dc distribution systems. In: *Proceedings of IEEE International Power and Energy Conference*. [S.l.: s.n.], 2006. p. 220–224.
- MAHMOODI, M. et al. Novel and simple control strategy for fuel cell converters in dc distribution systems. In: *Power and Energy Conference, 2006. PECon '06. IEEE International*. [S.l.: s.n.], 2006. p. 358 –362.
- MAREI, M.; EL-SAADANY, E.; SALAMA, M. Flexible distributed generation: (fdg). In: *Power Engineering Society Summer Meeting, 2002 IEEE*. [S.l.: s.n.], 2002. v. 1, p. 49 –53.
- MARTINEZ-SALAMERO, L. et al. Why is sliding mode control methodology needed for power converters? In: *Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), 2010 14th International*. [S.l.: s.n.], 2010. p. S9–25 –S9–31.
- MARTINS, D.; BARBI, I. *Eletrônica de potência: conversores CC-CC básicos não isolados*. [S.l.]: Edição dos Autores, 2006.
- MATHWORKS. *Embedded Coder User's Guide*. [S.l.], 2012.

- MATINNEJAD, R. et al. Search-based automated testing of continuous controllers: Framework, tool support, and case studies. *Information and Software Technology*, v. 57, p. 705–722, 2015.
- MATTAVELLI, P. et al. General-purpose sliding-mode controller for dc/dc converter applications. In: *Power Electronics Specialists Conference, 1993. PESC '93 Record., 24th Annual IEEE*. [S.l.: s.n.], 1993. p. 609–615.
- MAZUMDER, S. Stability analysis of parallel dc-dc converters. *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on*, v. 42, n. 1, p. 50–69, jan. 2006.
- MAZUMDER, S.; TAHIR, M.; ACHARYA, K. Master-slave current-sharing control of a parallel dc-dc converter system over an rf communication interface. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 55, n. 1, p. 59–66, jan. 2008.
- MIDDLEBROOK, R. D. Transformerless dc-to-dc converters with large conversion ratios. *IEEE transactions on Power Electronics*, v. 3, n. 4, p. 484–488, Oct 1988.
- MOHAN, N. *Power Electronics: A First Course*. [S.l.]: Wiley, 2011.
- MOHAN, N.; UNDELAND, T. *Power electronics: converters, applications, and design*. 2. ed. [S.l.]: Wiley, 1995.
- MONI, R. S.; MAHIMKAR, N.; PERSSON, G. Vsc converter systems to enhance grid stability and ensure reliable power to cities. In: *GridTech*. [S.l.: s.n.], 2013. <http://www.abb.com/abblibrary/DownloadCenter>.
- MOUSSAOUI, Z. et al. An overview of the control scheme for distributed power systems. In: *Southcon/96. Conference Record*. [S.l.: s.n.], 1996. p. 584–591.
- NILSSON, D. *DC Distributed Power Systems*. Tese (Doutorado) — Department of Energy and Environment. Chalmers University of Technology, Gothenburg, Sweden, 2005.
- NOROOZIAN, R.; GHAREHPETIAN, G. B. Combined operation of converter-based distributed generation unit in dc distribution system in order to have premium power quality. *European Transactions on Electrical Power*, v. 22, n. 4, p. 449–470, 2012.
- NUÑEZ-ZUÑIGA, T. E.; POMILIO, J. A. Techniques for power negative inductance synthesis and its applications. In: *The 7th Brazilian Power Electronics Conference (COBEP 03)*. [S.l.: s.n.], 2003. p. 1–6.
- OH, D.-S. et al. The sliding mode controller of the bidirectional converter for the dc bus stabilization. In: *Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2010 International Conference on*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 367–371.
- OYARZABAL, J.; SANCHEZ, E.; SANTIAGO, F. J. Novel concepts for microgrids: Dc networks. *Railways through Europe*, 2007. <http://www.microgrids.eu/documents/645.pdf>.
- PANOV, Y.; RAJAGOPALAN, J.; LEE, F. Analysis and design of n paralleled dc-dc converters with master-slave current-sharing control. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1997. APEC '97 Conference Proceedings 1997., Twelfth Annual*. [S.l.: s.n.], 1997. v. 1, p. 436–442 vol.1.

- PAPONPEN, K.; KONGHIRUN, M. An improved sliding mode observer for speed sensorless vector control drive of pmsm. In: *Power Electronics and Motion Control Conference, 2006. IPEMC 2006. CES/IEEE 5th International*. [S.l.: s.n.], 2006. v. 2, p. 1–5.
- PATTERSON, B. T. Dc, come home: Dc microgrids and the birth of the “enernet”. *Power and Energy Magazine, IEEE*, v. 10, n. 6, p. 60–69, nov. 2012.
- PAUL, C. *Introduction to Electromagnetic Compatibility*. 2. ed. [S.l.]: Wiley, 2006. (Wiley Series in Microwave and Optical Engineering).
- PINHEIRO, H.; MARTINS, A.; PINHEIRO, J. A sliding mode controller in single phase voltage source inverters. In: *Industrial Electronics, Control and Instrumentation, 1994. IECON '94., 20th International Conference on*. [S.l.: s.n.], 1994. v. 1, p. 394–398 vol.1.
- PINHO, J. T.; GALDINO, M. A. *Manual de Engenharia para Sistemas Fotovoltaicos*. Rio de Janeiro: CEPEL - CRESESB, 2014.
- PORCIUNCULA, C. M. D. et al. Avaliação de modelos elétricos na estimação do tempo de vida de baterias. In: *Anais do XIX Congresso Brasileiro de Automática, CBA 2012*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 4838–4845.
- RAJAGOPALAN, J. et al. Modeling and dynamic analysis of paralleled dc/dc converters with master-slave current sharing control. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1996. APEC '96. Conference Proceedings 1996., Eleventh Annual*. [S.l.: s.n.], 1996. v. 2, p. 678–684 vol.2.
- REDDY, V.; CHOU, B.; NADARAJAH, S. *Tips for Fixed-Point Modeling and Code Generation*. [S.l.], 2008.
- REED, G. F. Dc technologies - solutions to electric power systems advancements. *Power and Energy Magazine, IEEE*, v. 10, n. 6, p. 10–17, nov. 2012.
- REN, W. *Accuracy Evaluation of Power Hardware-in-the-Loop (PHIL) Simulation*. Tese (Doutorado) — Electrical and Computer Engineering Department - Florida State University, 2007.
- REN, W.; STEURER, M.; WOODRUFF, S. Accuracy evaluation in power hardware-in-the-loop (phil) simulation center for advanced power systems. In: *Proceedings of the 2007 Summer Computer Simulation Conference*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 489–493.
- RODRIGUES, M. et al. Microrrede híbrida cc/ca baseada em fontes de energia renovável aplicada a um edifício sustentável. In: *Anais do XIX Congresso Brasileiro de Automática*. [S.l.: s.n.], 2012.
- ROSA, A. H. R. et al. Controle baseado em passividade de conversores boost cfp com programação em alto nível. In: *Congresso Brasileiro de Automática*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 2303–2308.
- RUDERVALL, R.; CHARPENTIER, J. P.; SHARMA, R. High voltage direct current (hvdc) transmission systems technology review paper. In: *Energy Week 2000*. Washington, D.C, USA: [s.n.], 2000.

- RYNKIEWICZ, R. Discharge and charge modeling of lead acid batteries. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1999. APEC '99. Fourteenth Annual*. [S.l.: s.n.], 1999. v. 2, p. 707–710 vol.2.
- SABANOVIC, A.; OHNISHI, K.; SABANOVIC, N. Control of pwm three phase converters: a sliding mode approach. In: *Power Conversion Conference, 1993. Yokohama 1993., Conference Record of the*. [S.l.: s.n.], 1993. p. 188–193.
- SAEEDIFARD, M. et al. Dc power systems: Challenges and opportunities. In: *Power and Energy Society General Meeting, 2010 IEEE*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1–7.
- SALAMEH, Z.; CASACCA, M.; LYNCH, W. A mathematical model for lead-acid batteries. *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, v. 7, n. 1, p. 93–98, mar 1992.
- SALOMONSSON, D.; SODER, L.; SANNINO, A. An adaptive control system for a dc microgrid for data centers. In: *Industry Applications Conference, 2007. 42nd IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2007 IEEE*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 2414–2421.
- SANNINO, A.; POSTIGLIONE, G.; BOLLEN, M. H. J. Feasibility of a dc network for commercial facilities. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, v. 39, n. 5, p. 1499–1507, sept.-oct. 2003.
- SAVAGE, P.; NORDHAUS, R. R.; JAMIESON, S. P. Dc microgrids: Benefits and barriers. *From Silos to Systems: Issues in Clean Energy and Climate Change*, p. 51–66, June 2010.
- SCHOENUNG, S. Energy storage systems cost update. Sandia National Laboratories, 2010.
- SCHONBERGER, J.; DUKE, R.; ROUND, S. D. Dc-bus signaling: A distributed control strategy for a hybrid renewable nanogrid. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 53, n. 5, p. 1453–1460, oct. 2006.
- SCHONBERGER, J. K. *Distributed Control of a Nanogrid Using DC Bus Signalling*. Tese (Doutorado) — University of Canterbury, 2006.
- SCHULZ, S.; CHO, B.; LEE, F. Design considerations for a distributed power system. In: *Power Electronics Specialists Conference, 1990. PESC'90 Record., 21st Annual IEEE*. [S.l.: s.n.], 1990. p. 611–617.
- SESHACHALAM, D.; TRIPATHI, R. K.; CHANDRA, D. Practical implementation of sliding mode control for boost converter. In: *Circuits and Systems, 2006. APCCAS 2006. IEEE Asia Pacific Conference on*. [S.l.: s.n.], 2006. p. 650–653.
- SIEMENS. *The Smart Way - HVDC Plus*. 2011.
<http://www.siemens.com/energy/hvdcplus>.
- SILVA, J. F.; PINTO, S. F. Power electronics handbook: Devices, circuits and applications. In: _____. 2. ed. [S.l.]: Academic Press, 2006. cap. Control Methods for Switching Power Converters.
- SINGH, R.; SHENAI, K. Dc microgrids and the virtues of local electricity. *IEEE Spectrum*, 2014. <http://www.spectrum.ieee.org/green-tech/buildings/dc-microgrids-and-the-virtues-of-local-electricity>.

- SOLAR, L. *Technical Reference - POLY 230-260W Solar Panel*. [S.l.], 2013. <http://www.solarleading.com>.
- SPARACINO, A. R. et al. Design and simulation of a dc electric vehicle charging station connected to a mvdc infrastructure. In: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2012 IEEE*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 1168 –1175.
- SPIAZZI, G.; MATTAVELLI, P.; ROSSETTO, L. Sliding mode control of dc-dc converters. In: *Anais do IV Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência*. [S.l.: s.n.], 1997. p. 59 –68.
- SUDHOFF, S. et al. Admittance space stability analysis of power electronic systems. *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on*, v. 36, n. 3, p. 965 – 973, jul 2000.
- SUN, J. *Dynamic Performance Analyses of Current Sharing Control for DC/DC Converters*. Tese (Doutorado) — Faculty of the Electrical and Computer Engineering, Virginia Polytechnic Institute and State University, 2007.
- TAN, S.; LAI, Y.; TSE, C. *Sliding Mode Control of Switching Power Converters: Techniques and Implementation*. [S.l.]: CRC PressINC, 2011.
- TECHNOLOGIES, R. *Real Time Digital Simulation For the Power Industry - Manual Set*. [S.l.], 2012.
- THANDI, G. et al. Modeling, control and stability analysis of a pebb based dc dps. *Power Delivery, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 14, n. 2, p. 497–505, 1999.
- TODD, B. Dc microgrids: a new source of local power generation. *Renewable Energy, Focus*, 2009. <http://www.renewableenergyfocus.com>.
- TSAI, H.-L.; TU, C.-S.; SU, Y.-J. Development of generalized photovoltaic model using matlab/simulink. In: *Proceedings of the world congress on Engineering and computer science*. [S.l.: s.n.], 2008. v. 2008, p. 1–6.
- UTKIN, V. Sliding mode control design principles and applications to electric drives. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 40, n. 1, p. 23 –36, feb 1993.
- UTKIN, V.; GULDNER, J.; SHI, J. *Sliding Mode Control in Electro-Mechanical Systems*. [S.l.]: Taylor and Francis, 1999.
- UTKIN, V.; LEE, H. Chattering problem in sliding mode control systems. In: *Variable Structure Systems, 2006. VSS'06. International Workshop on*. [S.l.: s.n.], 2006. p. 346 –350.
- VENAYAGAMOORTHY, G. K. Comparison of power system simulation studies on different platforms – rscad, pscad/emtdc, and simulink simpowersystems. In: *Proceedings of International Conference on Power System Operations and Planning*. [S.l.: s.n.], 2005. p. 38–41.
- VENKATARAMANAN, R. *Sliding Mode Control of Power Converters*. Tese (Doutorado) — California Institute of Technology, 1986.

VIJAYENTHIRAN. *Target Preferences Tutorial*. [S.l.], 2013.
<http://www.erfssn.org/tutorials/dsp/>.

VILLALVA, M. G. *Conversor Eletrônico de Potência Trifásico para Sistema Fotovoltaico Conectado à Rede Elétrica*. Tese (Doutorado) — Universidade Estadual de Campinas, 2010.

WAECKERLÉ, P. *Potential of using Low Voltage Direct Current in Local Distribution Network to Improve the Overall Efficiency*. Stockholm, Sweden, June 2011.

WANG, C. *Modeling and Control of Hybrid Wind/Photovoltaic/Fuel Cell Distributed Generation Systems*. Tese (Doutorado) — Montana State University, Bozeman, Montana, USA, 2006.

XING, K. et al. An active bus conditioner for a distributed power system. In: *Power Electronics Specialists Conference, 1999. PESC 99. 30th Annual IEEE*. [S.l.: s.n.], 1999. v. 2, p. 895–900.

XU, C.; CHENG, K. A survey of distributed power system - ac versus dc distributed power system. In: *Power Electronics Systems and Applications (PESA), 2011 4th International Conference on*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1–12.

YOO, C.-H. et al. Hardware-in-the-loop simulation of dc microgrid with multi-agent system for emergency demand response. In: *Power and Energy Society General Meeting, 2012 IEEE*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 1–6.

ZHANG, L.; QIU, S. Analysis and implementation of sliding mode control for full bridge inverter. In: *Communications, Circuits and Systems, 2005. Proceedings. 2005 International Conference on*. [S.l.: s.n.], 2005. v. 2, p. 1381–1384).

ZHANG, L. et al. Power control of dc microgrid using dc bus signaling. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2011 Twenty-Sixth Annual IEEE*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1926–1932.

APÊNDICE A – PRODUÇÃO CIENTÍFICA

FERREIRA, R. A. F. ; BARBOSA, P. G. Técnicas de Análise da Estabilidade de Tensão Aplicadas a Sistemas de Distribuição CC Modernos. In: *Anais do XX Congresso Brasileiro de Automática*. Belo Horizonte, 2014.

FERREIRA, R. A. F. ; BARBOSA, P. G. ; BRAGA, H. A. C. ; FERREIRA, A. A. Analysis of non-linear adaptive voltage droop control method applied to a grid connected DC microgrid. In: *Proceedings of the 12-th Brazilian Power Electronics Conference*. Gramado, 2013.

FERREIRA, R. A. F.; BRAGA, H. A. C.; FERREIRA, A. A.; BARBOSA, P. G. Sliding Mode Voltage Droop Controller for an Isolated DC Microgrid. In: *Proceedings of the II IEEE/PES Conference on Innovative Smart Grid Technologies*. São Paulo, 2013.

FERREIRA, R. A. F.; BRAGA, H. A. C.; FERREIRA, A. A.; BARBOSA, P. G. A Voltage Droop Control Method For DC Microgrids With Simulink Modeling And Simulation. In: *Proceedings of the 10-th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications*. Fortaleza, 2012.

FERREIRA, R. A. F.; FERREIRA, A. A.; BARBOSA, P. G. Estudo Comparativo de Técnicas de Controle de Tensão Aplicados a um Conversor Boost CC-CC. In: *Anais do XIX Congresso Brasileiro de Automática*. Campina Grande, 2012.

FERREIRA, R. A. F.; FERREIRA, A. A.; BARBOSA, P. G. Comparative Study of Linear and Non-linear Control Techniques Applied to DC-DC Boost Converter as a Voltage Regulator. In: *Proceedings of the Power Electronics South America 2012*. São Paulo , 2012.

RODRIGUES, M. C. B. P.; MOURA, A.; ALMEIDA, P. M.; VALLE, R. L.; FERREIRA, R. A. F.; ALMEIDA, P. S.; BARBOSA, P. G.; BRAGA, H. A. C. Microrrede Híbrida CC/CA Baseada em Fontes de Energia Renovável Aplicada a um Edifício Sustentável. In: *Anais do XIX Congresso Brasileiro de Automática*. Campina Grande,


2012.

RODRIGUES, M. C. B. P.; MOURA, A.; BORGES, L.; ALMEIDA, P. M.; ALMEIDA, P. S.; VALLE, R. L.; FERREIRA, R. A. F.; FERREIRA, A. A.; BARBOSA, P. G.; BRAGA, H. A. C. Proposal of a Hybrid DC/AC Microgrid Integrating Renewable Energy Sources into a Smart Building. In: *Proceedings of the Power Electronics South America 2012*. São Paulo , 2012.

APÊNDICE B - MANUAL DE REFERÊNCIA TÉCNICA DO PAINEL SOLAR

Solar Leading Group Limited

www.solarleading.com

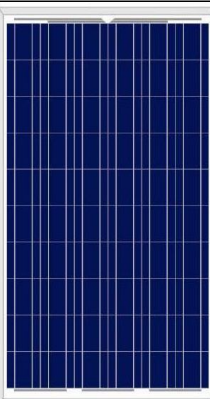


SOLAR LEADING
To a better future

POLY 230-260W Solar Panel

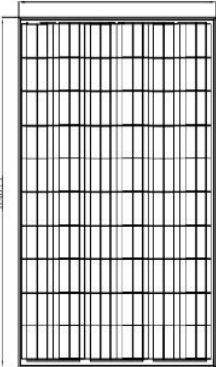
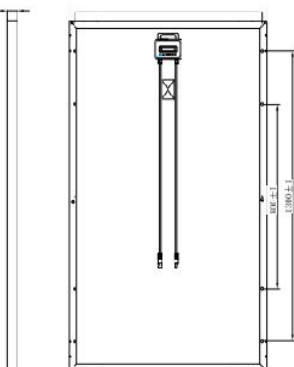
Technical parameter(with tolerance +/-3%)							
Maximum Power(W)	230Wp	235Wp	240Wp	245Wp	250Wp	255Wp	260Wp
Optimum Power Voltage(Vmp)	29.3V	29.3V	29.4V	29.6V	30.0V	30.3V	30.7V
Optimum Operating Current(Imp)	7.84A	8.02A	8.17A	8.27A	8.34A	8.40A	8.45A
Open Circuit Voltage(Voc)	37.2V	37.2V	37.3V	37.4V	37.5V	37.6V	37.7V
Short Circuit Current(Isc)	8.35A	8.48A	8.65A	8.78A	8.84A	8.88A	8.91A
Cell Efficiency (%)	16.00%	16.50%	17.00%	17.25%	17.25%	18.00%	18.80%
Module Efficiency (%)	14.05%	14.37%	14.68%	14.98%	15.29%	15.59%	15.90%

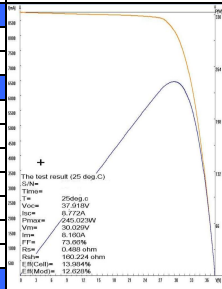
Mechanical Characteristics	
Cell Type	Polycrystalline 156x156mm (6inch)
No. of Cell	60(6x10)
Dimensions	1640*992*45mm
Weight	19.0kg
Front Glass	3.2mm,High Transmission, Tempered Glass
Frame	Anodized Aluminium Alloy
Junction box	IP65 Rated
Output Cable	TUV 1x4.0mm2/UL12AWG.Length:900mm



Packaging Configuration	
1800*1150*1160mm	40Pcs/Pallet, 240 Pcs/20'GP
1800*1210*1160mm	45Pcs/Pallet, 630 Pcs/40'HQ

Temperature and Coefficients	
Operating Temperature(°C):	- 40°C ~ + 85°C
Temperature Coefficients of Pmax:	- 0.48%/°C
Temperature Coefficients of Voc:	- 0.35%/°C
Temperature Coefficients of Isc:	0.04%/°C
Maximum System Voltage:	600V(UL)/1000V(IEC) DC
Maximum Rated Current Series:	10A
Nominal Operating Cell Temperature (NOCT):	47°C(±2°C)

Panel Drawing Map	
	



The test result (25-deg C)
 Pmax= 250Wp
 Voc= 37.918V
 Isc= 8.772A
 Pmp= 245.023W
 Vmp= 29.025V
 Imp= 8.460A
 FF= 73.09%
 Rsh= 0.488 ohm
 Rsc= 180.224 ohm
 IRR Cell= 13.984%
 IRR Module= 12.625%

Quality guarantee

- 1) Industry leading power output warranty(10 years/90%,25years/80%)
- 2) 10-year warranty on product-materials and processing technology
- 3) ISO9001:2000(Quality System Management) certified factory

*Data under standard testing conditions(STC)
1000W/m2, AM1.5, 25°C