

Hélio Marcos André Antunes

**Conversor Multifuncional Reconfigurável e
Tolerantes a Falhas para Microrredes de
Energia Elétrica**

Belo Horizonte

Março de 2018

Hélio Marcos André Antunes

Conversor Multifuncional Reconfigurável e Tolerantes a Falhas para Microrredes de Energia Elétrica

Tese de Doutorado submetida à banca examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal de Minas Gerais, como parte dos requisitos necessários à obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica

Universidade Federal de Minas Gerais - UFMG

Programa de Pós-Graduação

Em Engenharia Elétrica

Orientador: Prof. Dr. Sidelmo Magalhães Silva

Coorientador: Prof. Dr. Braz de Jesus Cardoso Filho

Belo Horizonte

Março de 2018

Hélio Marcos André Antunes

Conversor Multifuncional Reconfigurável e Tolerantes a Falhas para Microrredes de Energia Elétrica/ Hélio Marcos André Antunes. – Belo Horizonte, Março de 2018-
264 p. : il. (algumas color.) ; 30 cm.

Orientador: Prof. Dr. Sidelmo Magalhães Silva

Tese (Doutorado) – Universidade Federal de Minas Gerais - UFMG

Programa de Pós-Graduação

Em Engenharia Elétrica, Março de 2018.

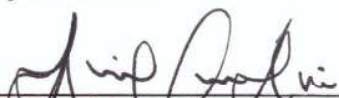
1. Palavra-chave1. 2. Palavra-chave2. 2. Palavra-chave3. I. Orientador. II. Universidade xxx. III. Faculdade de xxx. IV. Título

Hélio Marcos André Antunes

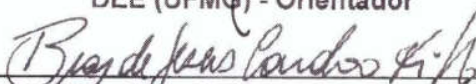
Tese de Doutorado submetida à Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito para obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica.

Aprovada em 23 de março de 2018.

Por:



Prof. Dr. Sidelmo Magalhães Silva
DEE (UFMG) - Orientador



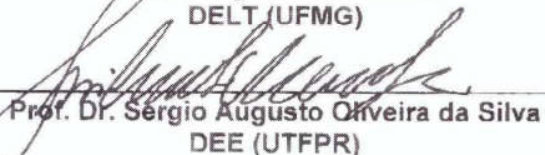
Prof. Dr. Braz de Jesus Cardoso Filho
DEE (UFMG)



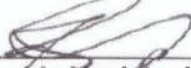
Prof. Dr. Danilo Iglesias Brandão
DEE (UFMG)



Prof. Dr. Igor Amariz Pires
DELT (UFMG)



Prof. Dr. Sérgio Augusto Oliveira da Silva
DEE (UTFPR)



Prof. Dr. Clodualdo Venício de Sousa
DEE (UNIFEI)

Aos meus pais Elio e Oswaira e minha esposa Juliana.

Agradecimentos

Aos meus pais, Elio e Oswaira, por sempre terem me dado todo o suporte necessário para que pudesse chegar até o doutorado.

À minha esposa Juliana, pela paciência e apoio nessa primeira etapa tão importante da nossa vida.

Ao meu orientador Professor Dr. Sidelmo Magalhães Silva e o coorientador Prof. Dr. Braz de Jesus Cardoso Filho, pela orientação e por terem me acolhido no Laboratório TESLA Engenharia de Potência.

Aos meus amigos do Laboratório TESLA Engenharia de Potência, pela amizade e ajuda nas discussões das disciplinas do PPGEE-UFG. Um agradecimento especial ao amigo Alysson Augusto Pereira, pela ajuda com os resultados experimentais com o conversor tolerante a falhas.

Agradeço a empresa Ohmini e a Typhoon HIL pelo empréstimo do simulador em tempo real utilizado nesse trabalho.

Ao Departamento de Engenharia Elétrica e a Universidade Federal do Espírito Santo pela concessão do afastamento das minhas atividades como professor.

À CAPES e CNPq pelo apoio financeiro.

"A persistência é o caminho do êxito"

Resumo

Nas microrredes c.a. é de interesse definir uma nova topologia de conversor que agregue em uma única estrutura os três conversores básicos, definidos como supridor de rede, formador de rede e suporte à rede. Um conversor que pode ser adaptado para obter essa configuração multifuncional é o dispositivo dinâmico de proteção série. Esse conversor é conectado em série com a rede elétrica sem isolamento galvânico, o que garante uma compensação dos fenômenos que degradam a qualidade da energia elétrica ligados à forma de onda da tensão. Nessa tese é proposto um conversor multifuncional fundamentado no dispositivo dinâmico de proteção série e aplicado em uma microrrede c.a com arquitetura de controle centralizada, que pode ser monofásica ou trifásica a três e quatro-fios. Além de desenvolver as funções típicas dos conversores das microrredes, o conversor multifuncional pode mudar a sua topologia de conexão com a rede de série para paralelo e vice-versa, dependendo das condições da rede principal e microrrede. O algoritmo de controle desenvolvido permite uma mudança do modo de operação em tempo real, podendo o conversor multifuncional operar como uma fonte de tensão ou corrente controlada. Também é possível realizar uma transição suave entre os modos de operação da microrrede. Essa flexibilidade de operação permite o conversor operar como: (i) formador de rede produzindo uma referência de tensão e gerenciando o *black – start*; (ii) supridor de rede com injeção de potência ativa na microrrede; e (iii) suporte à rede provendo serviços ancilares como regulação de tensão, compensador de *sag* e *swell*, função de filtro ativo série ou paralelo com compensação de reativos, desbalanço e harmônicos. O controle do conversor multifuncional é desenvolvido em um processador de sinais da Texas Instruments TMS320F28335 e validado com simulação *hardware-in-the-loop*, por meio da plataforma Typhoon HIL 600. Já operando em uma microrrede c.a. ilhada como formador de rede, o conversor multifuncional possui uma característica de tolerância a falhas. Nessa condição, são usados três inversores monofásicos conectados em delta, formando um conversor trifásico a três fios. Com a conexão de um transformador zig-zag na saída do conversor, é possível obter um sistema trifásico a quatro fios. Além de criar uma referência de tensão e frequência, o conversor pode mudar sua configuração de delta para delta-aberto e vice-versa, sem interrupção no suprimento da microrrede na condição de falha em um dos inversores monofásicos. São apresentados resultados experimentais que validam a operação do conversor tolerante a falhas.

Palavras-chave: *Conversor multifuncional, compensador série, geração distribuída, microrredes, hardware-in-the-loop, conversor formador de rede.*

Abstract

In AC microgrids, it is interesting to create a new converter topology that aggregates a single structure to the three essentials converters in AC microgrids, defined as grid-feeding, grid-forming and grid-supporting. One converter that can be modified to obtain a multifunctional configuration is the series protection dynamic device. This converter is connected in series with the power grid without galvanic isolation, which assures compensation of the main phenomenon which reduces power quality linked to voltage waveform. In this thesis, a multifunctional converter is proposed based on the series dynamic protection device and applied to AC microgrids with centralized control architecture, that can be single-phase or three-phase three- or four-wire networks. As well as developing the typical functionalities of microgrid converters, the proposed converter can switch its connection topology from series to parallel and vice-versa, depending on the power grid and microgrid needs. The developed control algorithm allows on-line change of the converter operation either as a voltage- or current-controlled source. Moreover, it is possible to make a smooth transition between microgrid operation modes. This flexibility allows the converter to operate as: (i) grid-forming applying voltage reference and managing black-start; (ii) grid-feeding injecting active power; and (iii) grid supporting performing ancillary services such as voltage regulation, voltage sag and swell compensation, along with series or shunt active power filtering of reactive, unbalance and harmonic compensation. The multifunctional control is implemented using a Texas Instruments TMS320F28335 digital signal processor and then validated through a hardware-in-the-loop simulation developed into a Typhoon HIL 600 platform. By contrast operating as a grid-forming converter in AC microgrids, the multifunctional converter has a fault tolerance feature. In this condition, three single-phase inverters are connected in delta, forming a three-phase three-wire system. With a zig-zag transformer connection in the converter's output, it is also possible to create a three-phase four-wire system. Besides creating a voltage and frequency reference, the converter can change its configuration from delta to open-delta and vice versa, without interrupting the supply of the microgrid with an eventual failure in one of the single-phase inverters. Experimental results are shown to validate the fault tolerant converter operation.

Keywords: *Multifunctional converter, series compensator, distributed generation, microgrids, hardware-in-the-loop, grid-forming converter.*

Lista de ilustrações

Figura 1.1 – Típica configuração de uma microrrede c.a. com controle centralizado.	32
Figura 2.1 – Visão geral do sistema elétrico com geração centralizada.	42
Figura 2.2 – Típica configuração de uma microrrede.	45
Figura 2.3 – Diagrama por fase de uma chave estática.	46
Figura 2.4 – Microfontes de geração distribuída.	47
Figura 2.5 – Classificação das microrredes de energia elétrica.	48
Figura 2.6 – Microrrede com barramento c.c.	49
Figura 2.7 – Microrrede com barramento em c.a.	50
Figura 2.8 – Microrrede híbrida com barramento c.a. e c.c.	51
Figura 2.9 – Estrutura hierárquica de controle em uma microrrede.	52
Figura 2.10 – Controle MMO, com modo SMO dentro da linha tracejada.	54
Figura 2.11 – Ilhamento não-intencional: (a) sequência de transição do modo conectado para ilhado; (b) diagrama da microrrede.	56
Figura 3.1 – Configuração do conversor supridor de rede.	63
Figura 3.2 – Topologia para o conversor supridor de rede com diferentes fontes primárias de energia: (a) topologia I; (b) topologia II.	64
Figura 3.3 – Supridor de rede com topologia I: (a) configuração trifásica; (b) controle trifásico.	65
Figura 3.4 – Supridor de rede com topologia II: (a) configuração trifásica; (b) controle trifásico; (c) controle monofásico.	67
Figura 3.5 – Esquema do filtro LCL por fase.	68
Figura 3.6 – Diagrama de Bode do filtro LCL sem e com amortecimento passivo.	70
Figura 3.7 – Diagrama esquemático do DSOGI-PLL.	71
Figura 3.8 – Grandezas elétricas do supridor de rede com a topologia I: (a) corrente injetada no barramento c.c.; (b) potência ativa e reativa na saída do filtro do conversor; (c) malha de controle da tensão do barramento c.c.; (d) malha de corrente i_d ; (e) malha de corrente i_q ; (f) corrente na rede elétrica na fase “a”.	73
Figura 3.9 – Grandezas elétricas do supridor de rede com a topologia II: (a) potência ativa e reativa na saída do conversor e suas referências; (b) malha de corrente i_d ; (c) malha de corrente i_q ; (d) corrente na rede elétrica na fase “a”;	74
Figura 3.10 – Esquema básico de um formador de rede.	75
Figura 3.11 – Topologia I para o formador de rede.	76
Figura 3.12 – Topologia II para o formador de rede.	77
Figura 3.13 – Topologia III para o formador de rede.	77

Figura 3.14–Topologia IV para o formador de rede.	78
Figura 3.15–Topologia V para o formador de rede.	78
Figura 3.16–Topologias monofásicas: (a) topologia VI; (b) topologia VII.	79
Figura 3.17–Topologia VIII para o formador de rede.	79
Figura 3.18–Formador de rede com conexão em estrela.	80
Figura 3.19–Inversor monofásico: (a) inversor com filtro LC; (b) diagrama de blocos do filtro LC.	80
Figura 3.20–Diagrama de controle do formador de rede monofásico.	82
Figura 3.21–Estratégias de controle para o formador de rede: (a) controle de corrente; (b) controle de tensão.	83
Figura 3.22–Diagrama com representação do CR.	84
Figura 3.23–Diagrama de bode do CR para harmônicos ímpares.	85
Figura 3.24–Malha de controle com controlador PI e repetitivo de tensão e P de corrente.	85
Figura 3.25–Controle centralizado: configuração de operação mestre-escravo em uma microrrede c.a.	86
Figura 3.26–Análise do fluxo de potência entre inversor e rede: (a) circuito elétrico equivalente; (b) diagrama fasorial.	88
Figura 3.27–Característica de <i>droop</i> em uma microrrede com impedância predominantemente indutiva.	89
Figura 3.28–Característica de <i>droop</i> em uma microrrede com impedância predominantemente resistiva.	90
Figura 3.29–Conversor formador de rede com controle por <i>droop</i> para uma rede de BT.	91
Figura 3.30–Diagrama por fase do formador de rede com carga linear e não-linear.	92
Figura 3.31–Rigidez dinâmica para o formador de rede conectado em estrela.	93
Figura 3.32–Resultados de simulação do formador de rede com carga linear desbalanceada: (a) corrente na carga; (b) tensão v_{an} e sua referência com erro; (c) tensão na saída do formador de rede.	94
Figura 3.33–Resultados de simulação do formador de rede com carga não-linear desbalanceada: (a) corrente na carga; (b) tensão v_{an} e sua referência com erro; (c) tensão na saída do formador de rede.	95
Figura 3.34–Conversor de suporte à rede implementado como: (a) fonte de tensão; (b) e fonte de corrente controlada.	95
Figura 3.35–Conversor multifuncional conectado à rede elétrica.	97
Figura 4.1 – Operação de um compensador série.	104
Figura 4.2 – Configurações para suprimento do barramento c.c. do compensador série: (a) retificador à diodos; (b) conversor <i>buck-boost</i> e banco de baterias.	105
Figura 4.3 – Configuração básica do dispositivo dinâmico de proteção série por fase.	106

Figura 4.4 – Detecção e algoritmo para geração de referência para o compensador série.	106
Figura 4.5 – Microrrede com centro de controle da QEE.	107
Figura 4.6 – O compensador série com múltiplas funções.	108
Figura 4.7 – Configuração do conversor multifuncional por fase.	109
Figura 4.8 – Modos de operação do conversor multifuncional: (a) modo I; (b) modo II; (c) modo III; (d) modo IV; (e) modo V.	111
Figura 4.9 – Transições entre os modos de operação do conversor multifuncional. . .	112
Figura 4.10–Controle do conversor multifuncional: (a) diagrama de conexão e sensores; (b) esquema de controle.	115
Figura 4.11–Diagrama de controle para operação como uma fonte de tensão controlada.	116
Figura 4.12–Diagrama de Bode da malha de tensão usando: (a) função de transferência de malha aberta; (b) função de transferência de malha fechada. .	118
Figura 4.13–Diagrama de controle para operação como uma fonte de corrente controlada.	119
Figura 4.14–Diagrama de bode da malha de corrente usando: (a) função de transferência de malha aberta; (b) função de transferência de malha fechada. .	120
Figura 4.15–Bloco para referência de tensão utilizado no conversor multifuncional. .	121
Figura 4.16–Bloco para referência de corrente utilizado no conversor multifuncional.	121
Figura 4.17–Diagrama por fase do conversor multifuncional: (a) modo ilhado; (b) modo conectado à rede; (c) diagrama de bloco do filtro LC no modo ilhado; e (d) conectado.	122
Figura 4.18–Filtro LC com amortecimento ativo: (a) $\frac{v_{oMC}}{v_i}$; (b) $\frac{i_L}{v_i}$; (c) $\frac{i_{oMC}}{v_{oMC}}$; e (d) $\frac{v_s}{i_L}$.	124
Figura 5.1 – Configuração da microrrede monofásica em estudo.	125
Figura 5.2 – Resultados do cenário I com formas de onda da: (a) tensão na rede (v_s) e no PAC da microrrede (v_{MR}); (b) corrente na rede (i_s) e microrrede (i_{MR}); (c) potência ativa e reativa do conversor multifuncional; (d) reposta da malha de controle de tensão.	128
Figura 5.3 – Resultados do cenário II com forma de onda da: (a) tensão (v_s) e corrente na rede (i_s); (b) corrente no PAC da microrrede (i_{MR}); (c) reposta da malha de corrente; (d) reposta da malha de tensão.	130
Figura 5.4 – Resultados do cenário III com forma de onda da: (a) tensão (v_s) e corrente na rede (i_s); (b) corrente no PAC da microrrede (i_{MR}); (c) corrente do conversor multifuncional (i_{oMC}).	132
Figura 5.5 – Resultados do cenário IV: (a) potência ativa na microrrede; (b) potência reativa na microrrede. (c) tensão (v_{MR}) e corrente na microrrede (i_{MR}); (d) corrente da carga ($i_L + i_{NL}$); (e) corrente do supridor de rede (i_{CSR}).	134

Figura 5.6 – Resultados do cenário V com formas de onda da: (a) tensão na rede (v_s) e microrrede (v_{MR}); (b) corrente na rede (i_s) e microrrede (i_{MR}); (c) frequência elétrica na microrrede.	136
Figura 5.7 – Resultados do cenário VI com formas de onda da: (a) tensão (v_{MR}) e corrente na microrrede (i_{MR}); (b) tensão v_s e corrente na rede (i_s); (c) frequência elétrica na microrrede.	138
Figura 5.8 – Transição não-intencional com conversor multifuncional conectado em paralelo com a microrrede.	139
Figura 5.9 – Transição não-intencional com conversor multifuncional conectado em série com a microrrede.	140
Figura 5.10–Fluxo de potência para o cenário VII com carga equilibrada: (a) potência ativa; (b) potência reativa; (c) potência ativa, reativa e aparente no conversor multifuncional	142
Figura 5.11–Grandezas elétricas no PAC da microrrede para o cenário VII: (a) tensão (v_{MR}) eficaz por fase; (b) frequência elétrica; (c) corrente na microrrede (i_{MR}).	143
Figura 5.12–Resultados do cenário com carga linear desequilibrada e filtro ativo paralelo: (a) tensão eficaz na rede (v_s); (b) corrente na rede (i_s); (c) corrente no neutro (i_N); (d) fluxo de potência ativa e; (e) reativa na microrrede.	145
Figura 5.13–Resultados do cenário com carga não-linear desequilibrada e filtro ativo paralelo: (a) tensão eficaz na rede (v_s); (b) corrente na rede (i_s); (c) corrente no neutro (i_N); (d) fluxo de potência ativa e; (e) reativa na microrrede.	147
Figura 5.14–Validação da estratégia de controle com simulação <i>hardware-in-the-loop</i> .	149
Figura 5.15–Filtro ativo série.	150
Figura 5.16–Compensação de <i>sag</i>	150
Figura 5.17–Compensação de <i>swell</i>	151
Figura 5.18–Filtro ativo paralelo compensando harmônicos.	151
Figura 5.19–Filtro ativo paralelo aumentando o fator de potência.	152
Figura 5.20–Operação como supridor de rede.	153
Figura 5.21–Efeito do amortecimento ativo na operação como supridor de rede.	153
Figura 5.22–Microrrede ilhada com carga linear e CSR.	154
Figura 5.23–Microrrede ilhada com carga não-linear e CSR.	154
Figura 5.24–Transição do modo conectado para ilhado.	155
Figura 5.25–Transição do modo ilhado para conectado com conexão paralela a rede.	156
Figura 5.26–Transição do modo ilhado para conectado com conexão série a rede.	157
Figura 6.1 – Topologias tolerantes a falhas: (a) conversor redundante; (b) conversor não-redundante.	160

Figura 6.2 – Conversor tolerante a falhas: (a) esquemático completo do conversor proposto; (b) conexão delta; (c) conexão delta com capacitor; (d) conexão delta-aberto.	163
Figura 6.3 – Diagrama esquemático do transformador zig-zag.	164
Figura 6.4 – Topologia I redundante a falhas.	165
Figura 6.5 – Controle do conversor tolerante a falhas: (a) diagrama por fase dos sensores; (b) esquema de controle.	167
Figura 6.6 – Diagrama de Bode da malha de tensão usando: (a) função de transferência de malha aberta; (b) função de transferência de malha fechada.	168
Figura 6.7 – Montagem experimental do conversor proposto: (a) 1-carga elétrica não-linear, 2- banco de resistores, 3- três inversores monofásicos; 4- <i>rack</i> de controle e 5- VARIAC; (b) 6- três retificadores monofásicos à diodos em ponte completa, 7- filtro LC, 8- sensores de corrente (i_o) e disjuntores e 9- transformador zig-zag.	170
Figura 6.8 – Conexão delta a vazio: (a) sem amortecimento ativo; (b) com amortecimento ativo.	172
Figura 6.9 – Conexão delta com carga resistiva monofásica.	172
Figura 6.10–Conexão delta com carga elétrica não-linear: (a) tensão na saída; (b) corrente na carga não-linear.	173
Figura 6.11–Delta com zig-zag e carga resistiva: (a) tensão de linha e corrente na carga; (b) tensão de fase-neutro e corrente no zig-zag.	175
Figura 6.12–Conexão delta-aberto com carga não-linear monofásica.	176
Figura 6.13–Transição entre o modo delta para delta-aberto.	177
Figura 6.14–Transição entre o modo delta-aberto e delta: (a) tensão de linha e corrente de circulação do delta; (b) tensão de fase-neutro e corrente no zig-zag.	178
Figura 6.15–Falha na chave inferior do VSI em ponte H: (a) tensão na saída do conversor; (b) corrente nos indutores e na carga elétrica.	180
Figura 6.16–Falha na chave superior do VSI em ponte H: (a) tensão na saída do conversor; (b) corrente nos indutores e na carga elétrica.	181
Figura B.1 – Modelo elétrico do sistema fotovoltaico.	217
Figura B.2 – Algoritmo para determinação de R_s e R_p	219
Figura B.3 – Curva característica de um módulo solar.	220
Figura B.4 – Sinal de $\frac{dP}{dV}$ na curva (P x V) do módulo fotovoltaico.	221
Figura B.5 – Diagrama do MPPT P&O.	222
Figura B.6 – Algoritmo da condutância incremental.	223
Figura B.7 – Topologias de geração fotovoltaica com conexão à rede elétrica: (a) Topologia I; (b) Topologia II.	223
Figura B.8 – Conversor <i>boost</i> com arranjo fotovoltaico em sua entrada.	224

Figura B.9–Modos de operação do conversor <i>boost</i> e formas de onda: (a) chave fechada; (b) chave aberta; (c) corrente no indutor; (d) tensão no indutor.	225
Figura B.10–Controle da tensão de entrada do conversor <i>boost</i> .	227
Figura B.11–Conversor <i>boost</i> com fonte de corrente e barramento c.c.	227
Figura B.12–Curva de um sistema fotovoltaico com reta tangente ao ponto de MPPT.	228
Figura B.13–Conversor <i>boost</i> com modelo equivalente do sistema fotovoltaico e barramento c.c.	228
Figura B.14–Primeiro subintervalo de operação do conversor <i>boost</i> .	229
Figura B.15–Segunda etapa de operação do conversor <i>boost</i> .	230
Figura B.16–Controle do conversor <i>boost</i> .	234
Figura B.17–Projeto do controlador $G_c(s)$: (a) diagrama de Bode da função de transferência de malha aberta e malha fechada; (b) resposta ao degrau unitário.	235
Figura B.18–Curvas do arranjo fotovoltaico simulado: (a) (I x V) ; (b) (P x V).	236
Figura B.19–Perfil de irradiância no arranjo fotovoltaico.	237
Figura B.20–Sistema fotovoltaico com <i>boost</i> e P&O: (a) potência extraída do sistema fotovoltaico; (b) corrente no indutor do conversor <i>boost</i> ; (c) tensão aplicada no sistema fotovoltaico.	237
Figura B.21–Sistema fotovoltaico com <i>boost</i> e IC (a) potência extraída do sistema fotovoltaico; (b) corrente no indutor do conversor <i>boost</i> ; (c) tensão aplicada no sistema fotovoltaico.	238
Figura C.1–UFV TESLA: (a) vista superior da EEUFMG; (b) usina; (c) estação meteorológica; (d) célula de referência; (e) sala dos inversores vista I e vista II (f).	240
Figura C.2–Diagrama elétrico da UFV TESLA.	241
Figura C.3–Características dos inversores.	242
Figura C.4–Características de associação dos painéis.	242
Figura C.5–Curva de irradiância e temperatura fornecida pela estação meteorológica e sensor de referência.	243
Figura C.6–Potência injetada na rede elétrica por cada inversor da usina.	244
Figura C.7–Interrupção de fornecimento de energia elétrica pela CEMIG.	244
Figura C.8–Produção de energia por mês pela UFV TESLA.	245
Figura C.9–Produção de energia acumulada pela UFV TESLA.	245
Figura D.1–Estrutura do conversor supridor de rede: (a) configuração; (b) malhas de controle.	247
Figura D.2–Circuito equivalente por fase do inversor e da rede elétrica na frequência fundamental.	248
Figura D.3–Desacoplamento das malhas com ação <i>feedforward</i> .	250
Figura D.4–Controle de corrente em malha fechada.	251

Figura D.5–Modelo do barramento c.c. do VSI.	252
Figura D.6–Diagrama de blocos do barramento c.c. do supridor de rede.	253
Figura D.7–Diagrama de blocos de malha fechada do controle da tensão do barramento c.c.	253
Figura D.8–Diagrama de controle do formador de rede: (a) configuração por fase; (b) malha de controle.	255
Figura D.9–Malha de controle de corrente do formador de rede.	255
Figura D.10–Malha de controle de tensão do formador de rede.	256
Figura D.11–Controle repetitivo com filtro passa-baixa: (a) reposta de $F(s)$ com compensação do avanço de fase, com $T_1=(T/90)s$ e $T_4=(T/5)s$; (b) diagrama de bode da FTMF do CR com K_r igual a 0,1.	258
Figura E.1 –Diagrama esquemático da simulação em tempo real.	262
Figura E.2 –Simulador de tempo real: (a) Typhoon HIL 600; (b) placa de conexão padrão I; (c) placa de conexão padrão II.	263
Figura E.3 –Tela do <i>software</i> para simulação em tempo real - Typhoon HIL 600.	264

Lista de tabelas

Tabela 3.1 – Parâmetros para simulação do conversor supridor de rede com a topologia I.	72
Tabela 3.2 – Parâmetros para simulação do supridor de rede com a topologia II.	72
Tabela 3.3 – Relação X/R para redes de distribuição de energia elétrica.	88
Tabela 3.4 – Parâmetros para simulação do formador de rede trifásico conectado em estrela.	92
Tabela 3.5 – Parâmetros das cargas elétricas.	92
Tabela 3.6 – Principais serviços ancilares desempenhados pelos conversores multifuncionais.	97
Tabela 4.1 – Modos de operação do conversor proposto.	110
Tabela 5.1 – Principais parâmetros elétricos da microrrede monofásica.	126
Tabela 5.2 – Principais resultados do cenário II.	129
Tabela 5.3 – Principais parâmetros elétricos da microrrede trifásica.	141
Tabela 6.1 – Parâmetros elétricos da montagem experimental.	169
Tabela 6.2 – Valores de tensão eficaz e distorção harmônica para o cenário II.	174
Tabela 6.3 – Valores de tensão eficaz e distorção harmônica para o cenário IV.	175
Tabela 6.4 – Valores de tensão eficaz e distorção harmônica para o cenário V.	176
Tabela 6.5 – Valores de tensão eficaz e distorção harmônica para o cenário VI.	177
Tabela 6.6 – Valores de tensão eficaz e distorção harmônica para o cenário VII.	179
Tabela B.1 – Parâmetros do conversor <i>boost</i> para conexão ao sistema fotovoltaico.	233
Tabela B.2 – Dados elétricos do painel fotovoltaico KC200GT da <i>Kyocera</i>	236

Lista de abreviaturas e siglas

ANEEL	Agência Nacional de Engenharia Elétrica
BT	Baixa tensão
CL	Controlador local
c.a.	Corrente alternada
c.c.	Corrente contínua
CCMR	Centro de controle da microrrede
CE	Chave estática
CFR	Conversor formador de rede
CL	Controlador local
CR	Controle repetitivo
CSR	Conversor supridor de rede
CSUR	Conversor de suporte à rede
D ² IPS	Dispositivo dinâmico de proteção série
DSOGI	<i>Double Second Order Generalized Integrator</i>
DVR	<i>Dynamic Voltage Restorer</i>
FC	Fonte de corrente
fp	Fator de potência
FPB	Filtro passa-baixa
FTMA	Função de transferência de malha aberta
FTMF	Função de transferência de malha fechada
HIL	<i>Hardware-in-the-loop</i>
IC	<i>Incremental Conductance</i>
MMO	<i>Multi-master operation</i>

MPP	Ponto de máxima potência
MPPT	<i>Maximum power point tracker</i>
MR	Microrrede
MT	Média tensão
OM	Operador de mercado (OM)
ORD	Operador da rede de distribuição
P	Proporcional
PAC	Ponto de acoplamento comum
PI	Proporcional-integral
PLL	<i>Phase-Locked Loop</i>
P&O	Perturba e observa
PQ	Potência ativa e reativa
pu	Por unidade
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
QEE	Qualidade da energia elétrica
SFCR	Sistema fotovoltaico conectado à rede
SRF	<i>Synchronous reference frame</i>
SMES	<i>Superconducting magnetic energy storage</i>
SMO	<i>Single-master operation</i>
SVPWM	<i>Space vector PWM</i>
TDH_i	Taxa de distorção harmônica de corrente
TDH_v	Taxa de distorção harmônica de tensão
UFV	Usina fotovoltaica
UPS	<i>Uninterruptable power supply</i>
VSI	<i>Voltage source inverter</i>
VTCD	Variação de tensão de curta duração

Sumário

1	INTRODUÇÃO	31
1.1	Motivação e Relevância	33
1.2	Objetivos	36
1.2.1	Objetivos Específicos	36
1.3	Contribuições da Tese	37
1.4	Organização do Trabalho	38
2	AS MICRORREDES DE ENERGIA ELÉTRICA	41
2.1	Introdução	41
2.2	Conceito de Microrredes	44
2.3	Microfontes de Energia Elétrica	46
2.4	Estruturas de Armazenamento de Energia	47
2.5	Topologias das Microrredes	48
2.6	Controle das Microrredes	51
2.7	Modos de Operação da Microrrede	53
2.7.1	Modo Conectado à Rede Elétrica Principal	53
2.7.2	Modo Ilhado	54
2.7.3	Modo de Transição	55
2.8	Métodos de Detecção de Ilhamento	57
2.9	Conclusões	59
3	OS CONVERSORES ELETRÔNICOS NAS MICRORREDES C.A.	61
3.1	Introdução	61
3.2	Conversor Supridor de Rede	63
3.2.1	Controle do Conversor Supridor de Rede	65
3.2.2	Projeto do Filtro LCL	68
3.2.3	Sincronismo com a Rede - PLL DSOGI	70
3.2.4	Resultados de Simulação do Conversor Supridor de Rede	71
3.3	Conversor Formador de Rede	72
3.3.1	Topologias dos Conversores Formadores de Rede	76
3.3.2	Configuração do Conversor Formador de Rede	79
3.3.3	Projeto do Filtro LC	80
3.3.4	Controle do Conversor Formador de Rede	81
3.3.5	Operação do Conversor Formador de Rede nas Microrredes	86
3.3.5.1	Controle Mestre-Escravo	86
3.3.5.2	Controle por <i>Droop</i>	87

3.3.6	Resultados de Simulação do Conversor Formador de Rede	91
3.4	O Conversor de Suporte à Rede	93
3.5	Os Conversores Multifuncionais	96
3.6	Conclusões	99
4	A MULTIFUNCIONALIDADE DO COMPENSADOR SÉRIE EM UM AMBIENTE DE MICRORREDES	101
4.1	Introdução	101
4.2	O Compensador Série de Tensão	103
4.3	O Compensador Série nas Microrredes	106
4.4	O Conversor Multifuncional	109
4.5	Projeto e Controle do Conversor Proposto	113
4.5.1	Projeto do Filtro LC	113
4.5.2	Controle do Conversor Multifuncional	115
4.5.2.1	Controle de Tensão	116
4.5.2.2	Controle de Corrente	117
4.5.2.3	Referência de Tensão e Corrente	117
4.5.2.4	Amortecimento Ativo do Filtro LC	121
4.6	Conclusões	123
5	ANÁLISE E OPERAÇÃO DA MICRORREDE COM CONVERSOR MULTIFUNCIONAL	125
5.1	Microrrede com Conversor Multifuncional Monofásico	125
5.1.1	Cenário I - Filtro Ativo Série e Transição para Modo Ilhado	126
5.1.2	Cenário II - Filtro Ativo Paralelo e Transição para o Modo Ilhado	129
5.1.3	Cenário III - Supridor de Rede	131
5.1.4	Cenário IV - Operação no Modo Ilhado	133
5.1.5	Cenário V - Reconexão ao Modo Conectado à Rede com Conexão Paralela	135
5.1.6	Cenário VI - Reconexão ao Modo Conectado à Rede com Conexão Série	136
5.1.7	Cenário VII - Ilhamento não-intencional da Microrrede	137
5.2	Microrrede com Conversor Multifuncional Trifásico	140
5.2.1	Cenário VIII - Filtro Ativo Série com Carga Linear Desbalanceada	140
5.2.2	Cenário IX- Filtro Ativo Paralelo com Carga Linear Desequilibrada	144
5.2.3	Cenário X - Filtro Ativo Paralelo com Carga Não-Linear Desequilibrada	146
5.3	Simulação Hardware-in-the-loop do Conversor Multifuncional	148
5.3.1	Operação com Suporte à Rede	149
5.3.1.1	Conexão Série	149
5.3.1.2	Conexão Paralela	150
5.3.2	Operação como Supridor de Rede	152
5.3.3	Operação no Modo Ilhado	152

5.3.4	Transição entre os Modos de Operação da Microrrede	154
5.3.4.1	Transição de Ilhamento	154
5.3.4.2	Transição de Reconexão	155
5.4	Conclusões	156
6	O CONVERTOR MULTIFUNCIONAL TOLERANTE A FALHAS	159
6.1	Introdução	159
6.2	Proposta para Conversor Tolerante a Falhas	162
6.3	Controle do Conversor Proposto	166
6.4	Resultados Experimentais	168
6.4.1	Cenário I - Conexão Delta a Vazio	171
6.4.2	Cenário II - Operação em Delta	171
6.4.3	Cenário III - Operação em Delta com Zig-Zag	174
6.4.4	Cenário IV - Operação em Delta-Aberto	174
6.4.5	Cenário V - Transição entre o Modo Delta e Delta-Aberto	176
6.4.6	Cenário VI - Transição entre o Modo Delta-aberto e Delta	177
6.4.7	Cenário VII - Falha na Operação	179
6.5	Conclusões	182
7	CONCLUSÕES E PROPOSTAS DE CONTINUIDADE	185
7.1	Conclusões	185
7.2	Proposta de Continuidade	188
	REFERÊNCIAS	191
	APÊNDICES	213
	APÊNDICE A – ARTIGOS PRODUZIDOS	215
	APÊNDICE B – MODELO DO SISTEMA FOTOVOLTAICO	217
B.1	Modelo do Arranjo Fotovoltaico	217
B.2	Técnicas de Rastreamento de Potência em Sistemas Fotovoltaicos	219
B.2.1	Perturba e Observa	220
B.2.2	Condutância Incremental	221
B.3	Topologias em Sistemas Fotovoltaicos	222
B.3.1	Modelo de Pequenos Sinais do Conversor <i>Boost</i>	226
B.3.2	Projeto do Controlador Linear para o Conversor C.C.	233
B.4	Resultados de Simulação	234
B.4.1	Arranjo Fotovoltaico	234

B.4.2	Sistema Fotovoltaico	235
	APÊNDICE C – A USINA FOTOVOLTAICA TESLA	239
C.1	Introdução	239
C.2	Descritivo Geral	240
C.3	Resultados do Sistema Supervisório	242
C.4	Produção de Energia Elétrica	243
C.5	Considerações Finais	245
	APÊNDICE D – PROJETO DOS CONTROLADORES	247
D.1	Malhas de Controle do Supridor de Rede	247
D.1.1	Malha de Corrente do Supridor de Rede	248
D.1.2	Controle de Tensão no Barramento C.C. do Supridor de Rede	252
D.1.3	Comando de Potência Ativa e Reativa do Supridor de Rede	254
D.2	Malhas de Controle do Formador de Rede	254
D.2.1	Malha de Corrente do Formador de Rede	254
D.2.2	Malha de Tensão do Formador de Rede	256
D.2.3	Projeto do Controlador Repetitivo	256
D.2.4	Avaliação dos Controladores do Formador de Rede	259
	APÊNDICE E – SIMULAÇÃO EM TEMPO REAL - TYPHOON	
	HIL 600	261
E.1	Introdução	261
E.2	Princípio de Operação do HIL	262
E.3	Typhoon HIL 600	263

1 Introdução

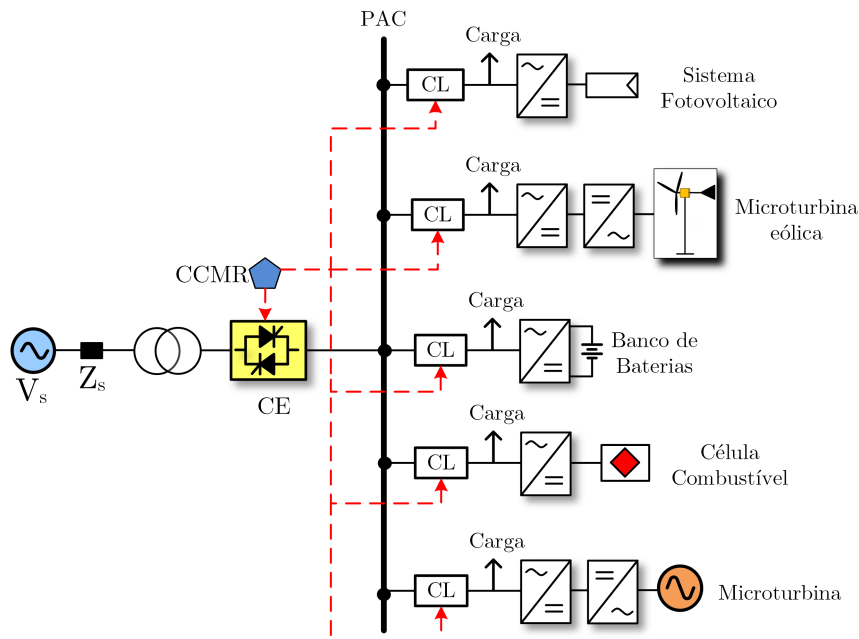
No passado, o sistema elétrico de potência operava transportando energia de grandes unidades geradoras, localizada em regiões remotas, para os grandes centros consumidores. Nesse modelo centralizado de produção de energia elétrica os investimentos para transmissão e distribuição são de grande porte, além do alto grau de complexidade para operação do sistema (MEDINA et al., 2014; SHARKH et al., 2014). No Brasil, a geração centralizada tem como base o uso de grandes usinas hidroelétricas (SILVA, 2011).

Na atualidade, a produção de energia mais próxima dos consumidores tem ganhado espaço, colocando em primeiro plano os sistemas de geração descentralizados, com potência na ordem de 1kW a 10 MW (BALANUTA; VECHIU; GURGUIATU, 2012; BHENDE; KALAM, 2013; ANTUNES; SILVA, 2015). Os principais argumentos para essa mudança são econômicos, técnicos e devido as políticas ambientais (MIYAGI et al., 2014). Entretanto, essa mudança está ocorrendo principalmente devido ao avanço da eletrônica de potência e o grande uso de fonte renováveis de energia, como fotovoltaica e eólica (BOUZID et al., 2015). No Brasil, a crise hídrica nos anos de 2014 estimulou esforços de diversificação da matriz energética e do aproveitamento de fontes renováveis, contribuindo para a expansão da geração distribuída (FERREIRA et al., 2015).

Com a inserção de geração distribuída no sistema elétrico de baixa tensão, surge um novo conceito, denominado de microrrede. Segundo Lasseter (LASSETER, 2002) uma microrrede é um conjunto de microfones de geração de energia elétrica, cargas elétricas e elementos armazenadores de energia controlados por uma unidade central. Deve ser destacado que as microfones comumente se baseiam em fontes renováveis de energia elétrica, que utilizam a energia solar, eólica e biomassa (LI; LI; YIN, 2015; ANTUNES et al., 2018). A Figura 1.1 apresenta um diagrama esquemático de uma microrrede em corrente alternada (c.a.), formada por diversas microfones e um conversor com sistema de armazenamento com banco de baterias do tipo estacionária.

Os conversores eletrônicos nas microrredes usualmente possuem topologia de inversores do tipo fonte de tensão (VSI), e podem ser divididos em três categorias dependendo da sua função (MAJUMDER et al., 2010; ROCABERT et al., 2012; SERBAN; ION, 2017). O primeiro conversor é o supridor de rede que opera injetando potência ativa na rede, sendo usualmente controlado como uma fonte de corrente no modo PQ (potência ativa e reativa). Já o segundo conversor é o formador de rede que opera como uma fonte de tensão controlada no modo V-f (tensão-frequência) suprindo cargas elétricas no modo ilhado (LOPES; MOREIRA; MADUREIRA, 2006; XU; MIAO; FAN, 2012). Por último, o conversor de suporte à rede opera provendo serviços ancilares para a microrrede, como regulação de

Figura 1.1 – Típica configuração de uma microrrede c.a. com controle centralizado.



Fonte: (PATRAO et al., 2015)

tensão e frequência, filtragem harmônica e *low voltage ride-through*, contribuindo assim para melhorar a qualidade da energia elétrica (QEE) na rede. Esse último conversor pode ser controlado em tensão ou corrente (AZEVEDO et al., 2013).

Um importante elemento da microrrede é o controlador central (CCMR) que tem como função controlar cooperativamente as microfuentes, os sistemas de armazenamento e as cargas elétricas (BEVRANI; WATANABE; MITANI, 2014; KAUR; KAUSHAL; BASAK, 2016a). Outra importante função do CCMR é definir a potência ativa e reativa que deve ser despachada pelas microfuentes, além de controlar a tensão e frequência no PAC (ponto de acoplamento comum) (EID et al., 2014). Cada inversor e carga elétrica possui um controlador local (CL) de fluxo de potência, o qual é controlado pelo CCMR instalado na subestação. O CL é responsável por controlar a produção e o armazenamento de energia, além de quantificar o consumo das cargas (LOPES et al., 2005).

As microrredes podem operar conectadas a redes de média tensão ou de baixa tensão da concessionária, e no modo ilhado (BEVRANI; WATANABE; MITANI, 2014). Dentro desse contexto, a chave estática (CE) desempenha um papel fundamental, permitindo que a microrrede se mantenha ativa em todos os seus modos de atuação, com seu controle feito pelo CCMR (POPOV et al., 2009; KAMEL; KERMANSHAH, 2010b; ALLAF, 2010). Uma CE monofásica é geralmente formada por tiristores em antiparalelo, com tempo típico de abertura e fechamento menor que um ciclo da componente fundamental da tensão da rede (KROPOSKI et al., 2008; PATRAO et al., 2015).

Quando a microrrede opera interligada à rede elétrica, a tensão e a frequência

são impostas pela rede principal. Já quando a mesma opera ilhada, deve haver um ou mais inversores eletrônicos formados por sistema de armazenamento de energia ou com fonte primária não-intermitente de energia, que operam no modo fonte de tensão (V-f), sendo responsável por manter a tensão e a frequência no sistema elétrico dentro de limites aceitáveis (LOPES; MOREIRA; RESENDE, 2005b; ROCABERT et al., 2012; XU; MIAO; FAN, 2012).

Para uma microrrede com arquitetura de controle mestre-escravo também conhecida como *Single-Master Operation* (SMO), o seu modo de operação ilhado é garantido pelo conversor formador de rede (LOPES; MOREIRA; RESENDE, 2005a; SU; LI; JIN, 2011). Quando a rede elétrica principal está presente, o formador de rede pode operar provendo serviços auxiliares, como um conversor de suporte à rede. Já quando a microrrede precisa operar no modo ilhado por falha na rede ou por um ilhamento intencional, o CCMR envia um sinal para o conversor formador de rede mudar para o modo fonte de tensão e a CE isola a microrrede. Desse modo, é necessário que o CCMR detecte a operação ilhada e mude a forma de operação do conversor mestre (TIRUMALA; MOHAN; HENZE, 2002; WANG et al., 2012; ARAFAT et al., 2012; PARHIZI et al., 2015).

Ao redor do mundo existem diversos projetos de microrredes. Os principais projetos se concentram na Europa, América do Norte e Ásia (LIDULA; RAJAPAKSE, 2011; MARIAM; BASU; CONLON, 2013; HOSSAIN et al., 2014). Em âmbito nacional, as microrredes ainda não são regulamentadas e sua operação ainda não é permitida no barramento de baixa tensão. Porém, deve ser destacado que uma importante etapa foi concluída com a publicação da Resolução 482/2012 ANEEL (FERREIRA et al., 2015; RODRIGUES, 2013) e Resolução 687/2015 ANEEL, por meio das quais a conexão de uma microfonte de geração distribuída passou a ser incentivada com um sistema de compensação de energia. Atualmente quando a rede elétrica fica ausente, o gerador distribuído deve detectar o ilhamento e cessar a sua operação em um tempo de até dois segundos, conforme estabelecido na ABNT NBR IEC 62116:2012 (GAZOLI; VILLALVA; GUERRA, 2012; REIS et al., 2015).

1.1 Motivação e Relevância

Em uma microrrede, o conversor formador de rede desempenha papel de fundamental importância, garantindo a estabilidade e continuidade do serviço ao sistema elétrico. No modo ilhado este conversor deve manter a tensão e a frequência na microrrede, em um cenário com alto grau de complexidade, que envolvem microfuentes de geração distribuída e cargas elétricas diversas. No que tange aos conversores supridores de rede, estes podem ter fontes primárias intermitentes ou não-intermitentes, com condição de geração maior que o consumo, o que deve implicar que o formador de rede seja bidirecional em potência

para operação ilhada. Outro ponto crítico são as cargas elétricas que podem ser lineares e não-lineares, tanto monofásicas e trifásicas, balanceadas ou desbalanceadas.

Já com foco na microrrede com controle centralizado, existem duas formas de operação do conversor formador de rede. Com a rede elétrica principal presente, o conversor atua como uma fonte de corrente no modo PQ, podendo até mesmo fornecer serviços ancilares, operando com suporte à rede. Quando é necessário operar no modo ilhado, seja de modo intencional ou não, o conversor aguarda um comando do CCMR para transferir seu controle para fonte de tensão. De modo análogo, quando se deseja que a microrrede se reconecte à rede elétrica principal, a mesma tem que ter a sua tensão sincronizada em módulo, fase e frequência com a rede, e só assim o CCMR define o instante em que o conversor formador de rede deve comutar o controle para fonte de corrente, com fechamento da CE. É desejável que ambas as transições sejam suaves, sem transitórios perceptíveis para a carga. Um ponto que deve ser ressaltado é que a operação da microrrede no modo ilhado com apenas um mestre pode degradar a confiabilidade do serviço, sendo importante o estudo de uma topologia tolerante a falhas.

Na literatura é possível encontrar uma grande diversidade de topologias de conversores para o formador de rede, porém a maior parte das configurações tratam exaustivamente da conexão em paralelo com a rede elétrica. Quando a microrrede comuta para o modo ilhado o CCMR manda um comando para abrir a CE. Somente quando a corrente na CE chega a zero o CCMR envia uma ordem para o formador de rede comutar para o modo fonte de tensão, impedindo assim que as duas fontes de tensão operem em paralelo e possa ocorrer um curto-circuito. Esse tempo de transição é menor que um ciclo da fundamental, mas pode degradar a tensão na microrrede (PARHIZI et al., 2015; WANG et al., 2012; TIRUMALA; MOHAN; HENZE, 2002; ARAFAT et al., 2012).

Atualmente os conversores multifuncionais têm chamado a atenção para as aplicações em microrredes, pois utilizando a mesma interface de potência do gerador distribuído é também possível prover serviços ancilares, o que permite melhorar a eficiência e a QEE do sistema elétrico (ZENG et al., 2013; TEKE; LATRAN, 2014). Bacha et al. (2015) propõe um conversor fotovoltaico equipado com banco de baterias estacionárias, o que permite uma operação híbrida da estrutura, ou seja, desempenhando a função de supridor de rede e formador de rede em uma microrrede com conexão paralela.

Já nas microrredes centralizadas com arquitetura mestre-escravo, é possível encontrar um conversor denominado de *utility-interface*, que provê as funcionalidades de suporte à rede e formador de rede. Esse conversor opera em paralelo com a microrrede (AZEVEDO et al., 2013; ZHANG; CHEN; ZHANG, 2014; TENTI et al., 2014). Tenti et al. (2014) propõe um *utility-interface* que fornece funcionalidade de suporte à rede e formador de rede. No modo conectado à rede este opera como um filtro ativo paralelo, fazendo compensação harmônica, de reativos e desequilíbrio de corrente. Por outro lado

no modo ilhado, o conversor é responsável por criar uma referência de tensão e frequência para a microrrede. Outra função desse conversor é prover uma transição suave entre o modo conectado para ilhado e vice-versa.

Em (WANG et al., 2015) é apresentada uma proposta de controle para um inversor trifásico, que pode operar desempenhando as funcionalidades básicas dos conversores em microrredes c.a. com controle descentralizado. O conversor é bidirecional em potência e possui conexão paralela com a rede elétrica, e pode operar como uma fonte de tensão ou corrente controlada com transição suave entre os modos de operação. No modo conectado o conversor pode injetar potência ativa, além de regular tensão com injeção de potência reativa na rede. Já no modo ilhado é gerado uma referência de tensão e frequência por meio de controle por *droop*.

Também é possível encontrar um *utility interface* fundamentado na topologia do compensador série e proposto por (HAN et al., 2013). No modo conectado à rede esse conversor opera como um filtro ativo série compensando os distúrbios na tensão como harmônicos, *sag* e *swell*. Já no modo ilhado o conversor opera com função UPS (uninterruptible power supply). Esse conversor pode prover uma transição suave entre os modos de operação da microrrede, porém essa funcionalidade não é explorada. A maior parte das aplicações do compensador série em microrredes são concentradas na funcionalidade de suporte à rede (SYED; KHADKIKAR, 2014; GAYATRI; PARIMI; KUMAR, 2015; LUO et al., 2016).

Na literatura técnica não existe um conversor multifuncional que agrupe todas as funções dos conversores básicos de uma microrrede c.a. centralizada. Outro ponto a ser ressaltado é que um conversor reconfigurável, ou seja, que possa operar em série ou paralelo com a rede pode agregar mais funcionalidades de suporte à rede e transição entre os modos de operação.

Dentro de todos esses pontos observados surgem as seguintes perguntas:

- A conexão em paralelo do conversor formador de rede com a microrrede em todos os seus modos de operação é a melhor opção?
- A transição da microrrede do modo conectado para o modo ilhado somente pode ser feita com o conversor formador de rede comutando do modo fonte de corrente para fonte de tensão?
- É possível definir um conversor formador de rede que seja responsável por identificar o instante em que a microrrede deva ser ilhada, sem o comando do CCMR por meio de um canal de comunicação?
- Existe alguma configuração para o formador de rede que garanta uma operação tolerante a falhas, sem modificações estruturais no conversor?

- É possível definir um conversor em uma microrrede c.a. que agregue em uma única estrutura as funcionalidades de formador de rede, supridor de rede e suporte à rede?
- Um conversor que é projetado para operar como fonte de tensão pode operar como fonte de corrente?
- É importante avaliar no projeto do conversor formador de rede operando como fonte de tensão controlada uma análise que contemple a menor distorção harmônica de tensão suprindo carga não-linear?

A concepção de uma nova topologia de conversor que agregue em uma única estrutura os três conversores básicos das microrredes (supridor de rede, formador de rede e de suporte à rede) pode proporcionar grandes benefícios para a operação do sistema elétrico. Um conversor eletrônico que pode ser adaptado para obter essa configuração é o compensador série também chamado de restaurador dinâmico de tensão (DVR), que é conectado em série com a rede elétrica por meio de um transformador, garantindo a proteção de cargas sensíveis às variações de tensão de curta duração (VTCDs). Um compensador série que não utiliza o transformador é o dispositivo dinâmico de proteção série (D²IPS), e pode ser definido como uma topologia mais interessante para a aplicação nas microrredes. Dentro do contexto das microrredes a aplicação do D²IPS não é explorada, mas pode permitir a definição de um conversor multifuncional.

1.2 Objetivos

Analisar e investigar a operação do compensador série na configuração D²IPS como um conversor multifuncional e tolerante a falhas, que agregue em uma única estrutura os três conversores básicos de uma microrrede.

1.2.1 Objetivos Específicos

A seguir são enumerados os principais objetivos específicos da tese:

- Elaborar um modelo computacional para uma microrrede monofásica e trifásica a quatro fios composta por formador de rede, supridor de rede, cargas elétricas e a rede elétrica de baixa tensão;
- Propor um conversor multifuncional que possa desempenhar em momentos distintos as funcionalidades dos conversores básicos nas microrredes, com a mesma configuração de conversor e filtro;
- Avaliar a configuração multifuncional provendo a operação da microrrede em todos os seus modos operacionais, fazendo também o papel do CCMR;

- Propor um controle para o conversor multifuncional que garanta uma transição suave entre todos os seus modos operacionais, inclusive durante as transições na microrrede;
- Analisar e propor soluções para mitigação dos impactos da conexão das microrredes à rede de energia elétrica de baixa tensão no que tange a QEE, com funcionalidade de suporte à rede do conversor multifuncional;
- Validar a estratégia de controle do conversor multifuncional com simulação *hardware-in-the-loop*;
- Propor uma nova configuração para o conversor formador de rede sem transformador de isolamento, que seja tolerante a falhas e aplicado em uma microrrede c.a. com controle centralizado;
- Validar a operação do conversor tolerante a falhas com resultados experimentais.

1.3 Contribuições da Tese

Após a introdução do trabalho em conjunto com a motivação e objetivos podem ser apontadas como principais contribuições da tese:

- (I) Proposta de um conversor multifuncional reconfigurável que pode operar em série ou paralelo com a rede elétrica principal, desempenhando o papel dos três conversores básicos das microrredes em momentos distintos, com topologia monofásica e trifásica a três e quatro fios;
- (II) Proposta de um conversor multifuncional que pode fazer o papel do CCMR da microrrede, gerenciando as transições e *black-start*;
- (III) Algoritmo de controle para mudança em tempo real do modo de operação do conversor multifuncional, garantindo na sua saída uma característica de fonte de tensão ou corrente controlada;
- (IV) Conversor de suporte à rede que pode desempenhar o papel de filtro ativo série ou paralelo, dependendo dos problemas de QEE na microrrede, e na rede elétrica;
- (V) Algoritmo de controle que possibilita transição intencional do modo conectado para ilhado, considerando a conexão série do conversor multifuncional;
- (VI) Algoritmo de controle que possibilita transição não-intencional da microrrede do modo conectado para ilhado, com a conexão série ou paralelo do conversor multifuncional;

- (VII) Algoritmo de controle que possibilita transição de reconexão do modo ilhado para conectado, considerando a operação em série e paralela;
- (VIII) Simulação *hardware-in-the-loop* para validação da estratégia de controle do conversor multifuncional;
- (IX) Proposta de conversor formador de rede tolerante à falhas com operação em delta e delta-aberto, com topologia trifásica à três e quatro fios;
- (X) Estratégia de controle para operação delta e delta-aberto, com transição suave entre os modos de operação.

1.4 Organização do Trabalho

Após esta parte introdutória, é realizada no capítulo 2 uma revisão bibliográfica sobre as microrredes de energia elétrica. São apresentados os aspectos fundamentais como configuração básica, topologias, principais microfones e sistemas de armazenamento de energia. Também são abordados os métodos de controle das microrredes, com as suas respectivas formas de operação.

No capítulo 3 são discutidos os conversores c.a. nas microrredes, divididos em supridor de rede, formador de rede e suporte à rede. Primeiramente, é detalhado o conversor supridor de rede, que opera como uma fonte de corrente controlada. Esse inversor é formado por um barramento c.c em fonte de tensão, com uma fonte primária do tipo fonte de corrente ou tensão. São apresentadas as principais topologias e técnicas de controle, com resultados de simulação. Já o formador de rede tem um importante papel na operação das microrredes no modo ilhado. Esse conversor atua como uma fonte de tensão controlada, com banco de baterias ou fonte primária de energia que deve estar disponível em todo momento. São detalhadas as principais topologias de conversores e os critérios para dimensionamento das malhas de controle e do filtro LC. São discutidos os resultados de simulação do formador de rede alimentando cargas elétricas do tipo linear ou não-linear no modo ilhado. Também é definido o conversor de suporte à rede, com seu papel provendo serviços auxiliares nas microrredes. Por fim, são apresentados os conversor multifuncionais, que podem agregar em um único inversor as funcionalidades dos conversores básicos da microrrede.

O capítulo 4 apresenta a multifuncionalidade do compensador série nas microrredes. Em um primeiro momento são discutidas as principais configurações do compensador série e seu princípio de operação. Posteriormente, é apresentada uma revisão bibliográfica da aplicação desse conversor nas microrredes. Por fim, é destacada uma configuração multifuncional fundamentada no D^2IPS , que pode desempenhar o papel dos três conversores básicos em uma microrrede c.a. centralizada. Também é detalhada toda a estrutura de

controle do conversor, que permite a operação série ou paralela com a rede principal, além de uma transição suave entre os modos de operação da microrrede.

Já no capítulo 5, são exibidos os principais resultados de simulação e validação *hardware-in-the-loop* com Typhoon HIL 600 para o conversor multifuncional. Como formador de rede, este pode gerar um referêcia de tensão e frequência no modo ilhado da microrrede, além de gerenciar o *black-start*. Como supridor de rede, o conversor pode injetar potência ativa na microrrede, extraindo energia do banco de baterias conectada no barramento c.c. do inversor. Já provendo serviços ancilares, o conversor pode operar como filtro ativo série ou paralelo, melhorando a QEE na microrrede. É também destacada a operação do conversor na transição intencional do modo conectado à rede para o modo ilhado, e vice-versa, com transição suave sem transitório de tensão e corrente na microrrede. Por fim, também é apresentado um cenário com ilhamento não-intencional em que ocorre a detecção dessa condição pelo conversor multifuncional.

No capítulo 6 é apresentado o conversor multifuncional tolerante a falhas fundamentado na conexão delta de três inversores monofásicos em ponte H, sem isolamento galvânico. O conversor é aplicado em uma microrrede centralizada que opera no modo ilhado, com configuração a três e quatros fios com transformador zig-zag. Além de criar uma referêcia de tensão e frequência, o conversor pode comutar a conexão de delta para delta-aberto, sem interrupção da operação de serviço para a condição de falha em um dos inversores monofásicos da topologia. É desenvolvida uma estratégia de controle que garante uma operação estável, mesmo com a transição entre os modos operacionais.

No último capítulo são apresentadas as principais conclusões do trabalho, com algumas propostas de trabalhos futuros. Toda a produção de artigos em conferências e periódicos durante o período do doutorado é detalhada no Apêndice A.

2 As Microrredes de Energia Elétrica

Neste capítulo, é apresentada uma revisão bibliográfica sobre as microrredes de energia elétrica. Primeiramente, o conceito de microrrede é apresentado, com suas principais definições e projetos pelo mundo. Posteriormente, são discutidas as microfuentes de geração distribuída, os sistemas de armazenamento de energia, os modos de operação e as técnicas de controle. Também são destacadas as topologias de uma microrrede. Por fim, são conceituadas as principais técnicas para detecção de ilhamento.

2.1 Introdução

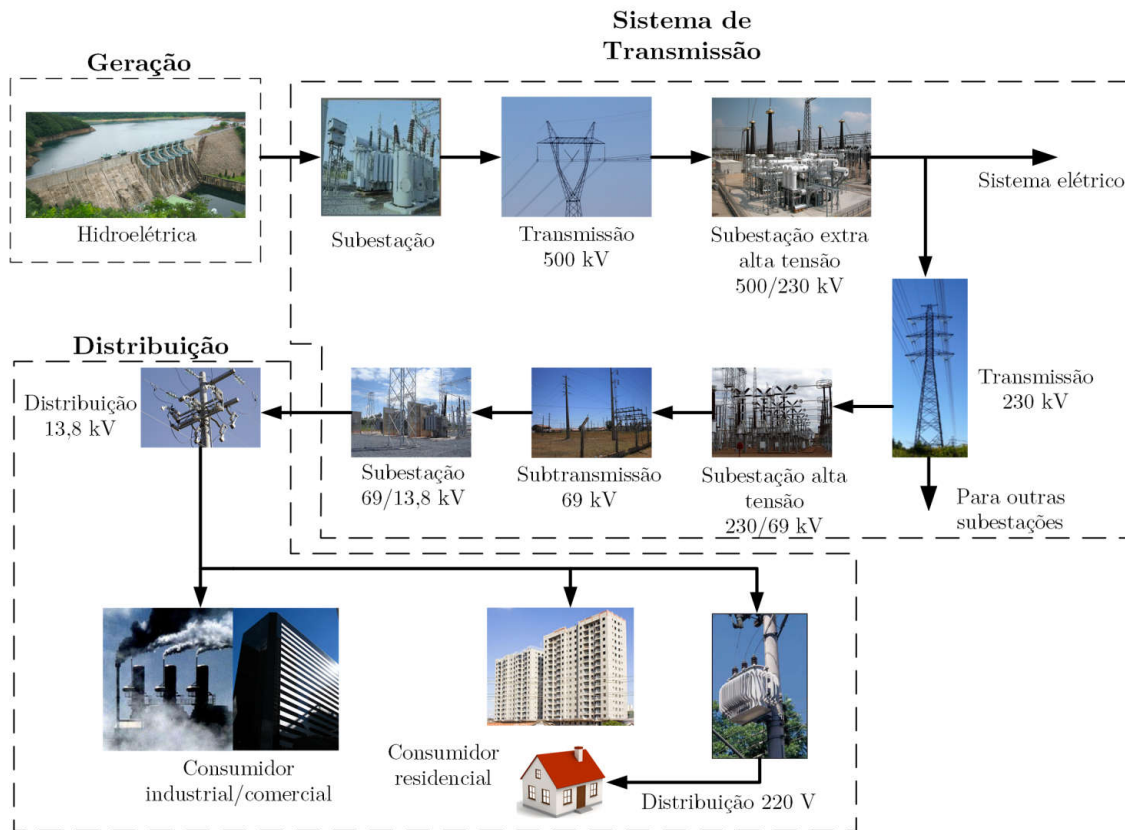
A primeira planta para geração de energia elétrica foi construída por Thomas Edison e chamada de Estação *Manhattan PearlStreet* em 1882, na cidade de *New York*. Esse sistema pode ser considerado uma microrrede ilhada, já que naquele período a geração de energia centralizada ainda não havia se estabelecido. Em 1886 a companhia elétrica de Thomas já havia instalado mais de cinquenta e seis microrredes em corrente contínua (c.c.) (ALCÂNTARA, 2011). Com o avanço das grandes plantas para a produção de energia no modo centralizado, aliado à interconexão dos sistemas por meio das linhas de transmissão, as microrredes foram sendo interconectadas e deixaram de existir. Deste modo, o sistema elétrico passou a ser interligado e dominado por grandes usinas que monopolizavam o comércio de energia elétrica (PARHIZI et al., 2015).

Atualmente, em todo o mundo, a energia elétrica é comumente produzida em sistemas centralizados, onde se utilizam grandes usinas alimentadas por combustíveis fósseis ou nucleares, afastadas dos grandes centros consumidores (DRIESEN; VISSCHER, 2008a; GAMBAROTTA et al., 2017). Já no Brasil, a geração de energia elétrica é feita, em sua maioria, por grandes usinas hidroelétricas, as quais se localizam distantes dos centros consumidores (SILVA, 2011). A Figura 2.1 apresenta uma visão geral do sistema elétrico com geração centralizada.

A geração de energia elétrica vem passando por uma grande mudança na forma como a mesma é produzida, por meio do incentivo à geração distribuída com forte aplicação das fontes renováveis de energia. Nesse novo cenário, os pequenos geradores distribuídos estão mais próximos dos consumidores, o que muda drasticamente a característica do fluxo de potência no sistema elétrico. Os principais argumentos para essa mudança estão ligados a questões técnicas, econômicas e políticas ambientais (LOPES; MOREIRA; MADUREIRA, 2006; JIANG et al., 2011; PATRAO et al., 2015).

Com a ampla inserção da geração distribuída no sistema elétrico de baixa tensão

Figura 2.1 – Visão geral do sistema elétrico com geração centralizada.



Fonte: (ZHONG; HORNIK, 2012)

(BT) surge o conceito denominado de microrrede. Segundo Lasseter (2001), uma microrrede é um conjunto de microfones para geração distribuída, cargas elétricas e sistemas de armazenamento de energia controlados por uma unidade central. Uma microrrede pode operar conectada ao barramento de BT da concessionária ou de forma ilhada da rede (ANTUNES; SILVA; FILHO, 2016). Deve ser destacado que as microfones de geração distribuída comumente utilizam fontes renováveis de energia elétrica, como fotovoltaica, eólica e biomassa (HATZIARGYRIOU et al., 2007; MONICA; KOWSALYA, 2016)

Do ponto de vista do consumidor, as microrredes podem fornecer tanto energia térmica quanto elétrica e possuem diversas vantagens como a melhoria da qualidade da energia elétrica (QEE) e a redução da tarifa de energia elétrica. Já para a concessionária de energia elétrica, tanto a demanda quanto as perdas por efeito Joule são reduzidas, além de propiciar uma maior confiabilidade no fornecimento de energia elétrica aos consumidores e a possibilidade de postergação dos investimentos (KANELLOS; TSOUCHNIKAS; HATZIARGYRIOU, 2005; VACCARO et al., 2011; ANDISHGAR; GHOLIPOUR; HOOSHMAND, 2017).

Por todo mundo é possível encontrar diversos projetos de microrredes, sendo estes executados por meio de simulação, montagem em laboratório e estudo de caso. Os

principais projetos de microrredes se concentram na Europa, América do Norte, Ásia e Oceania (BARNES et al., 2007; YAN et al., 2017), com destaque para (LIDULA; RAJAPAKSE, 2011; MARIAM; BASU; CONLON, 2013; HOSSAIN et al., 2014):

- Aichi Microgrid Project: projeto em desenvolvimento na cidade de Aichi-Japão, coordenado pela companhia de energia elétrica New Energy e o instituto de pesquisa NEDO, com uma microrrede de capacidade igual a 1,73 MW (geração fotovoltaica, célula combustível e armazenamento de energia com banco de baterias de NaS);
- BC Hydro Boston Bar: projeto situado em Quebec-Canadá, controlado pela companhia de energia elétrica BC Hydro e com uma microrrede de capacidade igual a 8,64 MW (geração hídrica e sem armazenamento de energia);
- Bornholm Multi Microgrid: projeto em operação na ilha de Bornholm-Dinamarca, sob coordenação da companhia de energia elétrica OSTKRAFT Company com uma microrrede de capacidade igual a 127 MW (geração eólica, geradores a diesel, geração com biogás e biomassa, e sem armazenamento de energia);
- Santa Rita Jail: projeto localizado em Dublin-Califórnia nos Estados Unidos, coordenado pela CERTS Microgrid Technology e com uma microrrede instalada de 5MW (geração fotovoltaica, geradores diesel e com banco de baterias de íon lítio);
- MSEDCL at Wani Area Microgrid: projeto localizado em Wani-Índia, sob coordenação da companhia de energia elétrica MSEDCL e com uma microrrede de capacidade igual a 18,5 MW (geração fotovoltaica, geradores a biomassa e sem armazenamento de energia);
- Microgrid testbed na Hefei University of Technology (HFUT): projeto de uma microrrede em desenvolvimento na cidade de Hefei-China e supervisionado pela Hefei University of Technology, com capacidade de 300 kW (geração eólica, fotovoltaica, célula de combustível e armazenamento de energia formado por banco de baterias e ultracapacitores);
- Kythnos Island Microgrid: projeto em execução na ilha de Kythnos na Grécia, sob coordenação da Technical University of Athens, com uma microrrede residencial de capacidade igual a 50 kW (geração fotovoltaica, geradores diesel e banco de baterias);
- CESI RICERCA DER Test Microgrid: projeto em desenvolvimento na cidade de Milão-Itália, coordenado por CESI RICERCA Laboratories, com uma microrrede de 160 kW (geração fotovoltaica, eólica, gerador diesel, microturbina a gás e biomassa, com volante de inércia (*flywheel*) para armazenamento de energia);

- CSIRO Energy Center: projeto localizado em NewCastle-Austrália, coordenado pela empresa CSIRO, com uma microrrede de 500 kW (geração fotovoltaica, eólica e armazenamento de energia com banco de baterias).

Existe uma forte expectativa da expansão mundial das microrredes nesta década, devido ao crescente uso das microfones de geração distribuída e sistemas de armazenamento de energia, em conjunto com o desenvolvimento de novas normas regulamentadoras para o setor de energia elétrica (BHASKARA; CHOWDHURY, 2012). Segundo Ali et al. (2017), estima-se que a capacidade instalada das microrredes no mundo deva crescer 3,5 vezes entre 2015 e 2020. Ao redor do mundo, mais de mil projetos que totalizam 13400 MW de capacidade estão sendo propostos, em fase construção ou já em operação (NAVIGATION RESEARCH, 2017).

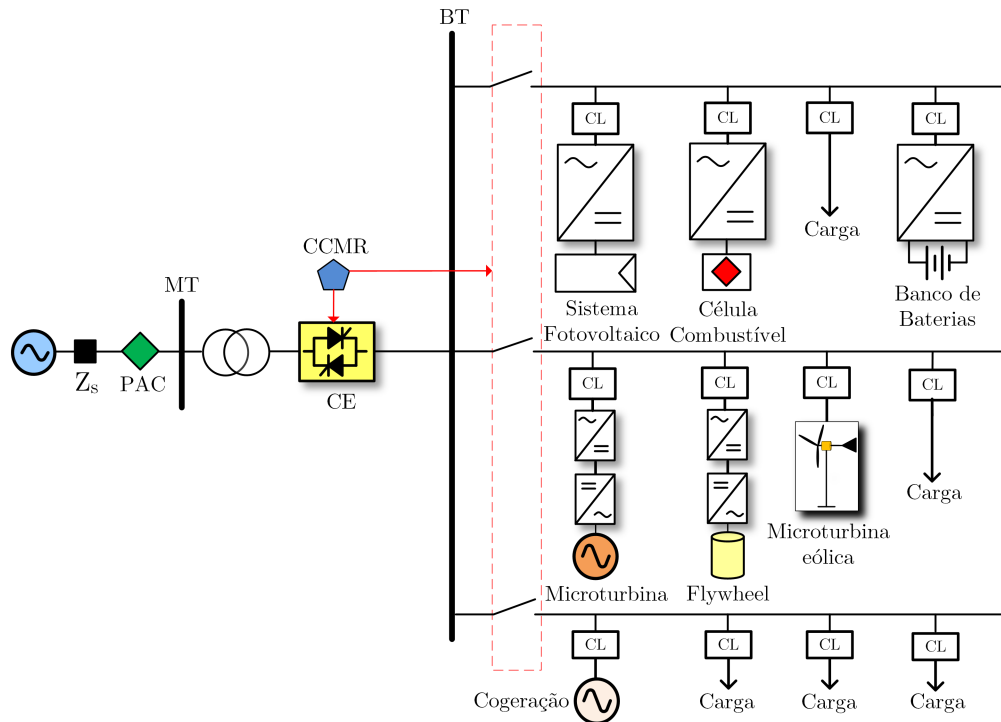
No Brasil, as microrredes ainda não são regulamentadas e sua operação ainda não é permitida no barramento de BT. Deve ser ressaltado que as atividades de pesquisa e desenvolvimento em âmbito nacional encontram-se em estágio inicial (RESE; COSTA; SILVA, 2012). Entretanto, uma importante etapa foi concluída com a publicação da Resolução 482/2012 ANEEL (FERREIRA et al., 2015; RODRIGUES, 2013) e a Resolução 687/2015 ANEEL, por meio do qual a conexão das microfones de geração distribuída passou a ser incentivada com um sistema de compensação de energia. Segundo Veras (2013), as microrredes possuem grande potencial de crescimento no cenário brasileiro de energia elétrica e o seu desenvolvimento pode contribuir para uma mudança no marco regulatório do setor de energia elétrica.

2.2 Conceito de Microrredes

Segundo Vechiu et al. (2011), uma microrrede é definida como sendo uma conexão radial de diversos alimentadores, com associação de cargas elétricas e diversas microfones conectadas a um barramento de BT ou média tensão (MT) (LASSETER, 2001; LASSETER, 2002; BEVRANI; WATANABE; MITANI, 2014; IEEE, 2011). A Figura 2.2 ilustra a arquitetura básica de uma microrrede em corrente alternada (c.a.). O sistema elétrico ilustrado é composto por três alimentadores radiais conectados à rede elétrica principal em BT, no ponto de acoplamento comum (PAC) localizado no lado de MT.

O centro de controle da microrrede (CCMR) é responsável por coordenar globalmente as microfones de geração distribuída, os sistemas de armazenamento de energia e as cargas elétricas (BEVRANI; WATANABE; MITANI, 2014; KAUR; KAUSHAL; BASAK, 2016a). Esse também tem como função definir a potência ativa e reativa que deve ser despachada pelas microfones, além de controlar a tensão e frequência no PAC em BT (EID et al., 2014). Cada microfone e carga elétrica possui um controlador local (CL) do fluxo de potência, o qual é controlado pelo CCMR instalado na subestação. O CL

Figura 2.2 – Típica configuração de uma microrrede.



Fonte: (EID et al., 2014)

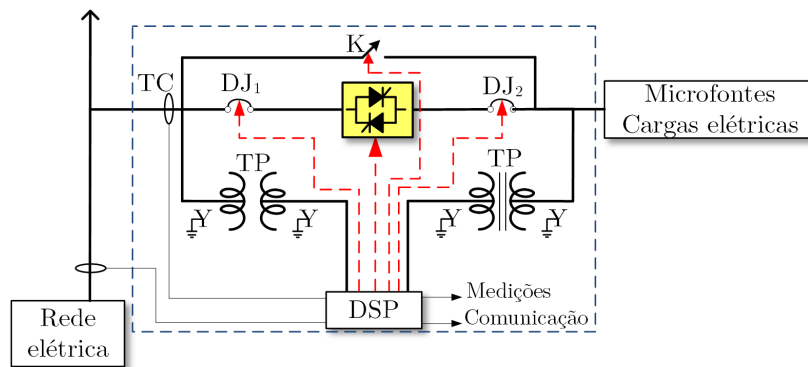
é responsável por controlar a produção e armazenamento de energia, além de definir a demanda da carga (LOPES et al., 2005). Para uma microrrede que opera no modo de controle centralizado, os CLs recebem o *set point* de operação do CCMR. Já no modo de controle descentralizado, ou seja, sem comunicação entre as microfones, os CLs operam tomando decisões locais (EID et al., 2014).

O controle e a flexibilidade necessários em uma microrrede são garantidos por meio de interfaces baseadas em eletrônica de potência. Desse modo, o controle dos conversores das microfones é de extrema importância, tanto sob o ponto de vista da produção de energia elétrica quanto para a estabilidade da microrrede em si (TABATABAEE et al., 2011). Comumente, são utilizados nas microfones conversores c.a.-c.a., c.c.-c.a. e c.a.-c.c. (BEVRANI; WATANABE; MITANI, 2014).

Um elemento fundamental da interligação com a rede elétrica em uma microrrede é a chave estática (CE), pois a mesma permite que a microrrede possa operar tanto conectada à rede quanto no modo ilhado, sem interrupção da energia elétrica para as cargas elétricas (POPOV et al., 2009; KAMEL; KERMANSHAH, 2010b; PAQUETTE; DIVAN, 2014). Todo o controle da CE é feito pelo CCMR (ALLAF, 2010) permitindo assim um planejamento nos modos de operação da microrrede, atendendo requisitos de segurança ou fatores econômicos (PARHIZI et al., 2015). A Figura 2.3 ilustra o esquema da CE com tiristores para uma microrrede, com um tempo de abertura/fechamento

inferior a um ciclo da componente fundamental de tensão da rede, garantindo uma rápida transferência (KROPOSKI et al., 2008; AMARAL et al., 2015). As chaves mecânicas do tipo contadores ou disjuntores acionados por motores levam entre dois a três ciclos da fundamental para garantir a abertura ou fechamento do circuito, não podendo substituir as CEs (CHUNG et al., 2008).

Figura 2.3 – Diagrama por fase de uma chave estática.



Fonte: (KROPOSKI et al., 2008)

Um padrão internacional que pode ser seguido para o projeto de microrredes é o IEEE 1547.4 (*IEEE Guide for Design, Operation, and Integration of Distributed Resource Island Systems with Electric Power Systems*), pertencente à família IEEE 1547. Neste documento, podem ser encontradas diversas definições importantes para o modo como uma microrrede deve operar e ser controlada. Dentre todos os tipos de microrredes definidas no padrão, a mais comum encontrada em trabalhos técnico-científicos é do tipo *Facility Island* (Ilha da Instalação), formada por uma carga, PAC e várias unidades de geração (IEEE, 2011).

2.3 Microfontes de Energia Elétrica

As microfontes são fontes para produção de energia elétrica e estão localizadas próximas ao ponto de uso com faixa de potência entre 1kW a 10 MW (BHENDE; KALAM, 2013; BALANUTA; VECHIU; GURGUIATU, 2012; SINGER et al., 2010). Essas microfontes de geração distribuída podem ser alimentadas por combustíveis fósseis ou fontes de energia renováveis (KROPOSKI et al., 2008). As fontes renováveis são de grande importância para o desenvolvimento das microrredes, pois em muitas localidades é possível explorar o potencial de tais fontes para uma produção de energia elétrica com alta eficiência (CHEN; GOOI; WANG, 2012; HE et al., 2013).

A Figura 2.4 ilustra as principais microfontes utilizadas em uma microrrede (LOPES; MADUREIRA; MOREIRA, 2013). Algumas outras microfontes podem combinar produção de calor e energia elétrica, recuperando perda de calor de alguma fonte, por

meio de uma microturbina. Essas microfones formam os sistemas para cogeração de energia (KROPOSKI et al., 2008).

Figura 2.4 – Microfontes de geração distribuída.



Fonte: o autor

Uma importante divisão das microfontes de geração distribuída é feita por Parhizi et al. (2015), como sendo do tipo despachável ou não-despachável. Uma unidade não-despachável não pode ser controlada pelo CCMR, pois a sua fonte de energia primária não é controlável. Como exemplo tem-se a geração fotovoltaica e eólica, que produzem energia de forma intermitente e volátil. A intermitência indica que nem sempre a geração vai estar disponível e a volatilidade demonstra a flutuação da energia produzida ao longo do tempo. Já as fontes despacháveis podem ser controladas pelo CCMR, pois a fonte de energia está disponível a qualquer momento como em geradores a combustão e a gás.

2.4 Estruturas de Armazenamento de Energia

Outro elemento fundamental em uma microrrede é o sistema de armazenamento de energia. Isso se deve à presença de fontes intermitentes de energia elétrica na microrrede, como fotovoltaica e eólica. Para garantir o adequado equilíbrio entre oferta e demanda de energia elétrica e a QEE (tensão e frequência constantes no sistema), é necessário o uso de uma estrutura de armazenamento energético, que pode ser de vários tipos, entre os quais se destacam (ARNEDO et al., 2011; LUO et al., 2015; SEPÚLVEDA et al., 2016):

- Volante de inércia (*flywheel energy storage* - FES);
- Compressores de ar (*compressed air energy storage* - CAES);
- Armazenamento de energia hidráulica; (*pumped hydro energy storage* - PHES)

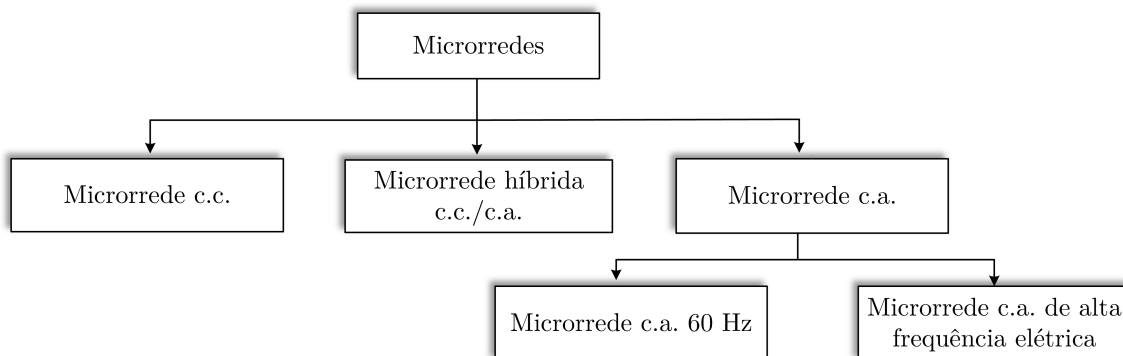
- Banco de baterias estacionárias (chumbo-ácido, íon lítio, sulfeto de sódio, sódio enxofre e etc);
- Supercapacitores;
- SMES (*superconducting magnetic energy storage*);
- Armazenamento térmico de energia (*Thermal Energy Storage - TES*);
- Armazenamento de hidrogênio e célula combustível;
- Veículos elétricos/híbridos *plug – in* (*electric vehicle/plug – in hybrid*).

Mesmo existindo diversas estruturas de armazenamento de energia, na prática os bancos de baterias eletroquímicas são os mais usados por questões econômicas (MATOS; RIBEIRO; SILVA, 2014).

2.5 Topologias das Microrredes

As microrredes podem ter barramentos c.c. ou c.a. O tipo de barramento influencia diretamente a necessidade do uso de conversores para interfacear as microfuentes de geração distribuída, os sistemas de armazenamento e as cargas elétricas. Comumente são usados conversores c.c.-c.c. e c.c.-c.a. Segundo Eid et al. (2014) as microrredes podem ser classificadas de acordo com o tipo do sistema de energia utilizado (c.c. ou c.a), conforme diagrama ilustrado na Figura 2.5.

Figura 2.5 – Classificação das microrredes de energia elétrica.

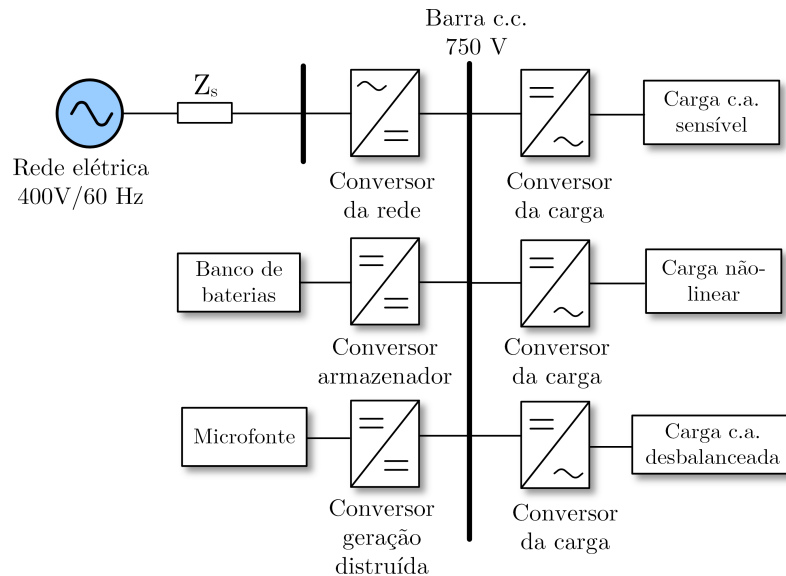


Fonte: (EID et al., 2014)

A Figura 2.6 ilustra a configuração com barramento c.c. em uma microrrede. A partir da figura é possível notar que a conexão da microrrede ao PAC da rede elétrica principal é feita por meio de um conversor c.a.-c.c. Já a interface do banco de baterias ao barramento é realizada através de um conversor c.c.-c.c. As microfuentes podem ser

conectadas ao barramento c.c. da microrrede usando um conversor c.c.-c.c. ou c.a.-c.c., dependendo da característica da fonte primária de energia.

Figura 2.6 – Microrrede com barramento c.c.



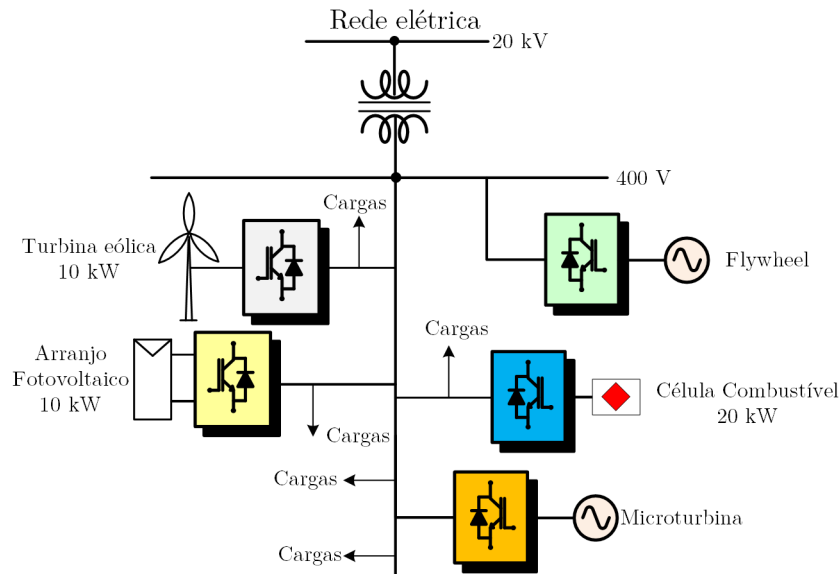
Fonte: (NOROOZIAN; GHAREHPETIAN, 2012)

A microrrede c.c. apresenta como principal desvantagem a necessidade de diversas interfaces para as cargas terminais, considerando que em sua maioria ainda são em c.a. Porém, esse tipo de microrrede apresenta algumas vantagens tais como (ANAND; FERNANDES, 2010):

- Possuem normalmente menores perdas na distribuição de energia, considerando que não é mais necessário utilizar um conversor c.a.-c.c. entre a carga e a rede elétrica;
- Não há necessidade do controle de frequência na microrrede;
- Não há fluxo de potência reativa na microrrede;
- As microfones não precisam ser sincronizadas com a microrrede.

A Figura 2.7 apresenta o diagrama unifilar de uma microrrede com barramento em c.a., sendo esse tipo a mais usada e a mais pesquisada (WANG et al., 2012; FU et al., 2015). Nesta configuração os sistemas de armazenamento de energia e as microfones c.c. são interfaceadas ao barramento da microrrede por conversores c.c.-c.a., ao passo que as microfones c.a. podem ser conectadas diretamente ao barramento. É interessante observar que de acordo com o nível de tensão da microrrede, os consumidores podem ser atendidos sem a necessidade do uso de transformadores. A principal vantagem da microrrede c.a. é a

Figura 2.7 – Microrrede com barramento em c.a.



Fonte: (KAMEL; KERMANSHAHI, 2010a; ZOU; WANG; CHENG, 2013)

compatibilidade com o sistema elétrico tradicional, o que não exige grandes adaptações por parte dos consumidores e do sistema de distribuição de energia elétrica.

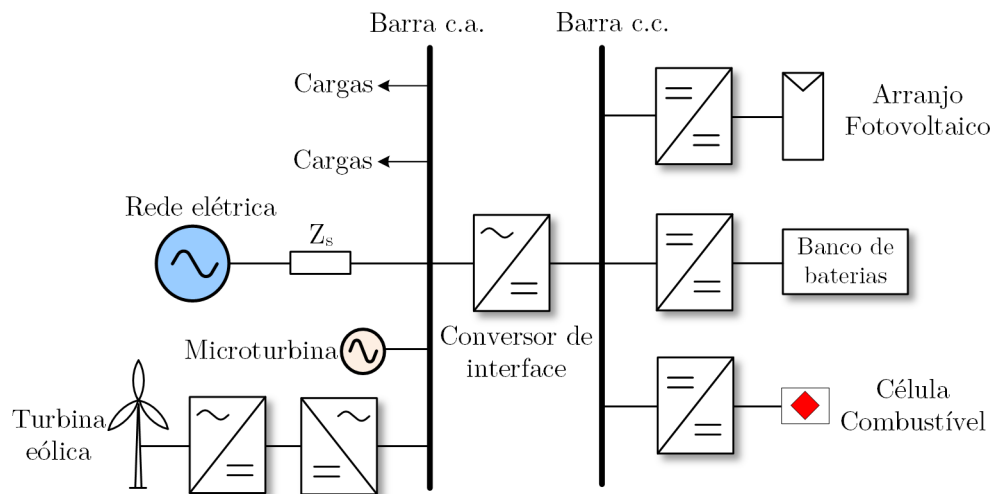
Uma microrrede com barramento c.a. possui diversas desvantagens, tais como (ISE, 2006; GUERRERO, 2011):

- Elevada corrente de magnetização dos motores de indução, transformadores e geradores de indução;
- Desbalanço de tensão, devido à presença de cargas monofásicas e fontes com geração monofásica;
- Presença de harmônicos de tensão, além de *sag*, *swell* e *flicker*.

Também existem as microrredes híbridas c.c./c.a., que permitem uma integração efetiva das diversas microfuentes de geração distribuída em um sistema elétrico, como ilustrado na Figura 2.8. Esta configuração de microrrede permite eliminar o estágio c.c.-c.a. de um sistema fotovoltaico, célula combustível e banco de baterias, considerando que ainda é necessário manter o estágio c.c.-c.c. Já no lado c.a. geradores diesel e turbinas eólicas, bem como cargas elétricas. A integração entre o lado c.c. e c.a. é obtida por meio do conversor de interface que é bidirecional e c.c.-c.a (JIANG; YU, 2008; WANG et al., 2012; PRAKASH et al., 2014; UNAMUNO; BARRENA, 2015).

Já as microrredes c.a. em alta frequência são utilizadas em microfuentes com frequência elétrica muito superior à da rede elétrica, permitindo solucionar problemas

Figura 2.8 – Microrrede híbrida com barramento c.a. e c.c.



Fonte: (ZOU; WANG; CHENG, 2013)

de QEE quando são utilizadas diversas microfones (EID et al., 2014). Esta microrrede apresenta uma série de vantagens, a saber: maior facilidade para filtrar harmônicos de ordens mais altas; simplicidade para a implementação do armazenamento dinâmico, com o uso de volantes inerciais; volume reduzido para transformadores de potência de alta frequência e menor *ripple* de corrente nas máquinas elétricas (CHAKRABORTY; SIMÕES, 2005).

2.6 Controle das Microrredes

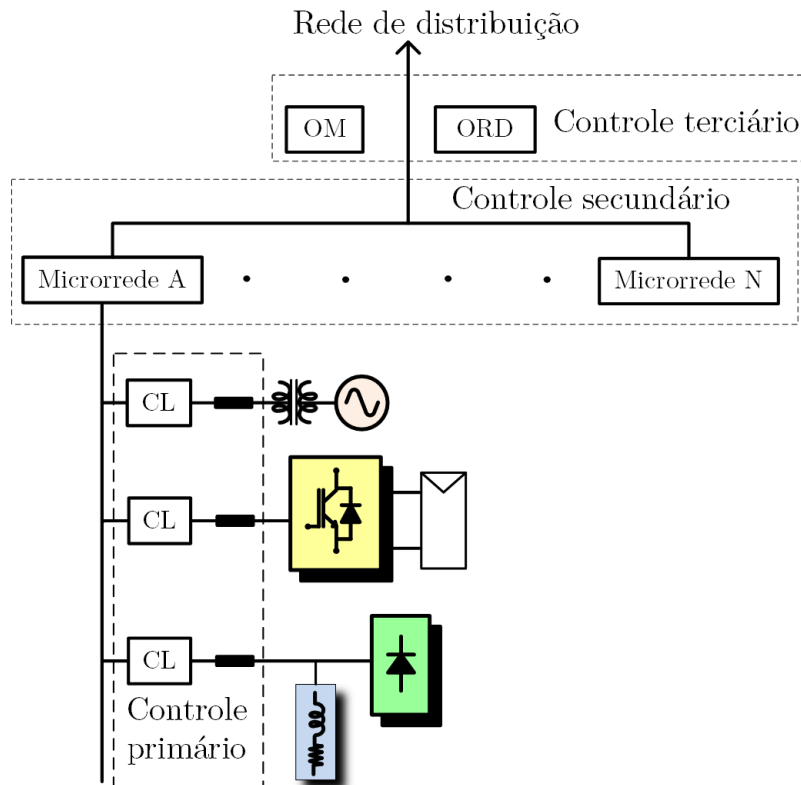
O controle da microrrede deve garantir que todas as suas funções sejam realizadas. Na literatura existem diversas definições para o níveis de controle, mas uma classificação muito comum divide nos seguintes níveis (EID et al., 2014; SAHOO; SINHA; KISHORE, 2017):

- Controle primário: controlador local (CL);
- Controle secundário: controlador central da microrrede (CCMR);
- Controle terciário: operador da rede de distribuição (ORD) ou operador de mercado (OM);

A Figura 2.9 ilustra a estrutura hierárquica de controle em uma microrrede, com seus respectivos níveis.

Em um nível mais baixo da microrrede existe o controle primário, que também é conhecido como CL. Sua principal função em uma microfonte distribuída é controlar as

Figura 2.9 – Estrutura hierárquica de controle em uma microrrede.



Fonte: (EID et al., 2014)

variáveis locais como tensão, frequência, potência ativa e reativa (ROCABERT et al., 2012; EID et al., 2014). O CL também pode controlar cargas elétricas locais e as microfuentes de energia elétrica (ALLAF, 2010).

Já para o nível de controle secundário existe o CCMR. Esse tem como função controlar a tensão e frequência da microrrede, além de enviar o *set point* de potência ativa e reativa para as microfuentes despacháveis em um cenário de controle centralizado. Caso o gerador distribuído possua um MPPT com microfonte intermitente, do tipo solar e eólica, a operação independe da ação de controle do CCMR, ou seja, o inversor pode operar sem um canal de comunicação. O CCMR pode comunicar com o ORD, permitindo melhorar o gerenciamento e operação da microrrede (WANG et al., 2012; LOPES; MADUREIRA; MOREIRA, 2013; KAUR; KAUSHAL; BASAK, 2016b).

Segundo o padrão IEEE Std 1547.4 (IEEE, 2011) o controle secundário também tem a função de prover os serviços auxiliares como regulação de carga, perdas de energia, reserva de carga, regulação de tensão e fonte de potência reativa. O padrão recomendado é a desconexão da microrrede com a rede elétrica principal quando a tensão estiver abaixo de 0,85 pu ou acima de 1,1 pu, com detecção por algoritmo anti-ilhamento. Outro ponto importante do controle secundário é a transição da microrrede no modo ilhado para o

modo conectado à rede, com sincronismo dos desvios de tensão e frequência com a rede principal (BEVRANI; WATANABE; MITANI, 2014).

O nível de controle hierárquico mais alto em uma microrrede é o terciário, com a presença do ORD e OM. Ambos possuem como responsabilidade o gerenciamento da rede de distribuição em MT, para o caso em que houver mais de uma microrrede presente na rede elétrica. Para a operação da microrrede em determinada região pode existir o OM, com função de gerenciamento do mercado de energia elétrica (EID et al., 2014).

2.7 Modos de Operação da Microrrede

O padrão IEEE Std 1547.4 (IEEE, 2011) define que uma microrrede pode operar basicamente em quatro modos:

- Modo conectado à rede elétrica principal;
- Transição para o modo ilhado;
- Modo ilhado ou isolado;
- Modo de reconexão da microrrede.

Também é possível encontrar na literatura um quinto modo de operação das microrredes, chamado de *black start* (LAAKSONEN; KAUHANIEMI et al., 2008). Nas próximas seções serão descritos cada um dos respectivos modos.

2.7.1 Modo Conectado à Rede Elétrica Principal

Quando a microrrede encontra-se no modo conectado à rede, esta opera com tensão e frequência impostas pela rede principal (ROCABERT et al., 2012). Nessa condição a microrrede pode estar suprindo total ou parcialmente as cargas ou até mesmo injetando energia na rede (LOPES; MADUREIRA; MOREIRA, 2013).

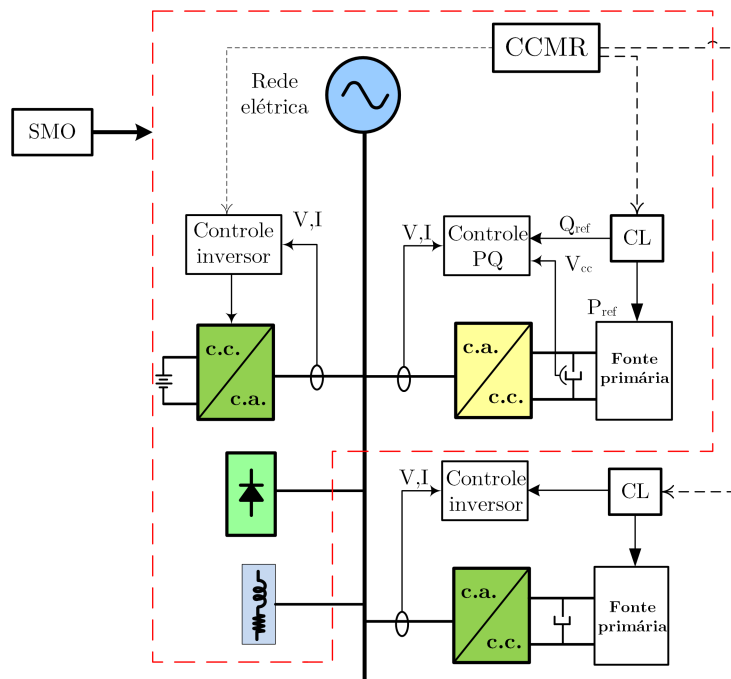
Para o modo conectado à rede, o CCMR deve estar ativo, garantindo o recebimento de informações das cargas e microfones, do nível de tensão e frequência da rede. Todas as informações recebidas pelo CCMR têm como função permitir uma transição planejada para o modo isolado, caso seja necessário (BHASKARA; CHOWDHURY, 2012). Outro ponto a ser destacado é que os inversores das microfones de geração distribuídas operam no modo PQ, com controle em modo fonte de corrente (FC) (LOPES; MOREIRA; MADUREIRA, 2006).

2.7.2 Modo Ilhado

Quando a microrrede opera no modo ilhado ou isolado, deve haver pelo menos um inversor eletrônico associado a um sistema de armazenamento operando no modo V-f, responsável por manter tensão e frequência na microrrede (HOJO et al., 2008). Já os demais inversores das microfuentes operam no modo PQ, controlando potência ativa e reativa da microrrede, otimizando a geração renovável por algum critério técnico ou econômico (LOPES et al., 2005; MIAO; DOMIJAN; FAN, 2011).

Na condição ilhada, a microrrede pode operar no modo SMO ou MMO (LOPES; MOREIRA; RESENDE, 2005a). A Figura 2.10 ilustra o controle SMO destacado por uma linha tracejada, em conjunto com o controle MMO.

Figura 2.10 – Controle MMO, com modo SMO dentro da linha tracejada.



Fonte: (LOPES; MOREIRA; MADUREIRA, 2006)

No modo SMO os conversores trabalham em uma configuração mestre-escravo, onde um conversor opera no modo V-f e os demais no modo PQ. Uma microrrede com controle SMO opera em uma arquitetura centralizada, na qual o CCMR toma decisões de controle sobre todos os conversores e é obrigatório um canal de comunicação (BRANDÃO, 2015; MONICA; KOWSALYA, 2016).

Já no modo MMO, mais de um conversor opera como mestre, através do controle por *droop* com operação análoga à de um gerador síncrono em sistemas convencionais de energia, com seus reguladores de tensão e velocidade (LOPES; MOREIRA; RESENDE, 2005b). Também existem outras técnicas que emulam as características dinâmicas de operação do gerador síncrono em conversores eletrônicos, como os controles *synchronverter* e

virtual synchronous generator (DRIESEN; VISSCHER, 2008b; ZHONG; WEISS, 2011; FERREIRA et al., 2016).

Na configuração MMO, que possui arquitetura descentralizada, não é obrigatória a presença de um canal de comunicação com o CCMR, já que o equilíbrio do valor de tensão e frequência no PAC da microrrede é responsabilidade dos conversores. No controle por *droop*, pode haver uma comunicação entre os conversores e o CCMR, com controle de algum desvio da tensão e frequência na microrrede por uma ação de controle secundário (BEVRANI; WATANABE; MITANI, 2014; PARHIZI et al., 2015).

Quando no modo ilhado a geração de energia elétrica não for suficiente para atender a todas as cargas, um controle de demanda deve propiciar que somente as cargas selecionadas sejam mantidas em operação (RESE; COSTA; SILVA, 2012).

2.7.3 Modo de Transição

A transição entre o modo interligado à rede para a operação isolada da microrrede deve ocorrer de forma rápida e sem transitórios, de maneira que a tensão e frequência respeitem valores normalizados (BHASKARA; CHOWDHURY, 2012).

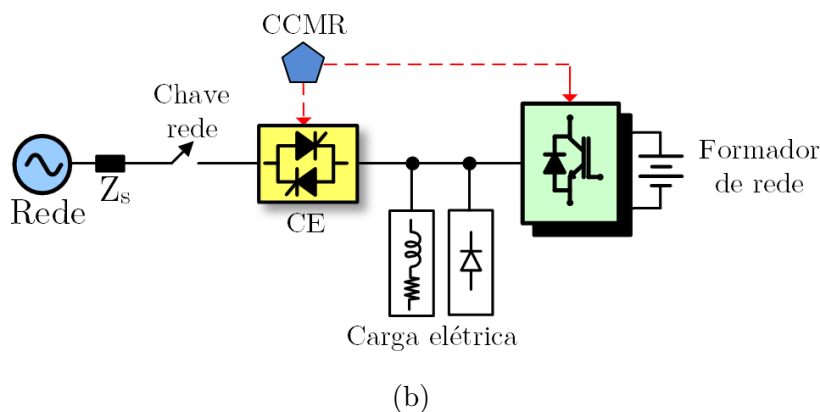
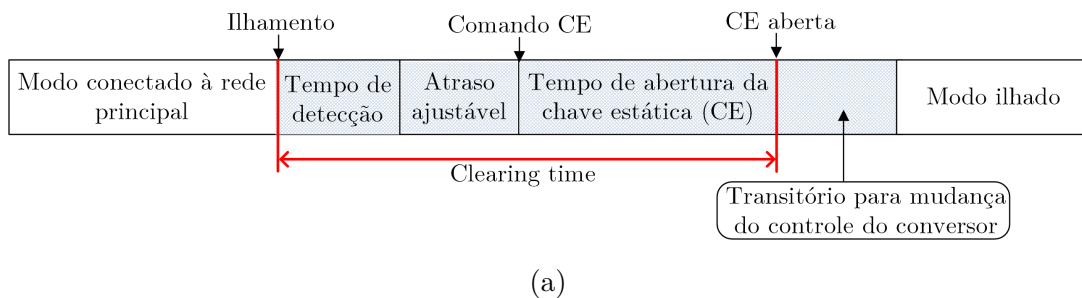
Para detectar a operação ilhada, é utilizada uma técnica para detecção do ilhamento, comumente alocada no CCMR da microrrede. Assim, por exemplo, em uma arquitetura de controle centralizado, o CCMR é responsável por enviar um sinal de controle para forçar o inversor com elemento armazenador de energia a operar com controle V-f, permitindo a manutenção da continuidade do serviço na microrrede (BELTRAN et al., 2006; REIGOSA et al., 2012). O conversor formador de rede também pode fazer o papel do CCMR, eliminando a necessidade do canal de comunicação em uma microrrede centralizada.

O ilhamento pode ocorrer de modo intencional ou não-intencional. O primeiro tipo acontece quando a rede elétrica principal está em manutenção, ou por algum critério econômico. Já a segunda condição sucede por alguma contingência da rede, devido a um severo distúrbio como afundamento de tensão no PAC ou uma falta na rede elétrica principal. Em ambos os ilhamentos, a chave estática da microrrede desempenha papel extremamente importante, ilhando a mesma em até um ciclo da componente fundamental de modo suave, sem comprometer a QEE (BEVRANI; WATANABE; MITANI, 2014).

O ilhamento não-intencional é a transição mais complexa em uma microrrede, pois essa condição tem que ser detectada e deve ocorrer de modo suave no menor tempo possível (SOSHINSKAYA et al., 2014). A Figura 2.11a detalha a sequência de ilhamento não-intencional, com a microrrede formada pelos elementos da Figura 2.11b. O *clearing time* é formado pelo tempo de detecção, atraso ajustável e tempo para abertura da CE. O tempo de detecção é o tempo mínimo necessário para detectar que a chave religadora da rede está aberta, de modo que o CCMR tome uma ação para abertura da CE. Esse

tempo de detecção é da ordem de 8 a 16 ms. Já o atraso ajustável pode ser programado intencionalmente de modo a prover o *clearing time* desejável, que pode variar de zero a vários segundos. O tempo para abertura da CE fica em torno de meio ciclo da fundamental, porém se for usada uma chave eletromecânica esse tempo pode chegar a 50 ms. Por último, o formador de rede deve comutar o seu controle de corrente para tensão, suprimindo a carga elétrica e garantindo a operação ilhada da microrrede (KWON; YOON; CHOI, 2012).

Figura 2.11 – Ilhamento não-intencional: (a) sequência de transição do modo conectado para ilhado; (b) diagrama da microrrede.



Fonte: (KWON; YOON; CHOI, 2012)

Se algum evento não planejado ocorrer durante a operação da microrrede no modo conectado e a mesma não conseguir se isolar, toda a microrrede deve ser desativada. A restauração da continuidade do serviço é obtida através da estratégia de controle denominada *black start*, a qual é responsável pelo controle do fluxo de potência, tensão e frequência da microrrede (SOSHINSKAYA et al., 2014). O elemento armazenador de energia cumpre um papel muito importante durante o *black start*, mantendo o balanço de potência e o nível adequado de tensão/frequência na microrrede (LAAKSONEN; KAUHANIEMI et al., 2008).

Toda a sequência de *black start* é realizada pelo CCMR e pode ser feita da seguinte forma (LOPES; MADUREIRA; MOREIRA, 2013):

1. Desconexão das cargas elétricas e microfones da microrrede;

2. Reenergização da microrrede por meio do conversor eletrônico conectado ao elemento armazenador de energia;
3. Sincronização em pequenas ilhas: as microfones controláveis devem ser ligadas e sincronizadas com a microrrede;
4. Conexão das cargas controladas à microrrede;
5. Conexão das microfones não controláveis à microrrede, como as fontes de geração fotovoltaica e eólica;
6. Sincronização da microrrede com a rede elétrica principal e transferência para o modo conectado à rede.

Quando a microrrede opera ilhada e é desejável a reconexão com a rede principal, deve haver um sistema supervisor que é controlado pelo CCMR em conjunto com a CE. A reconexão da microrrede com a rede principal é feita somente quando esta estiver sincronizada, ou seja, com mesma amplitude de tensão, frequência e fase dentro de um limiar de tolerância. Para o fechamento da CE, a diferença de tensão e frequência entre a microrrede e a rede principal deve estar entre 2% e 5%. Desse modo, por uma ação de controle secundária, um sinal é enviado ao(s) conversor(es) que opera(m) no modo V-f, de modo a produzir uma tensão sincronizada com a rede. Esse fato permite que a CE seja fechada com uma transição suave, sem nenhum transitório significativo de tensão e corrente na microrrede (BEVRANI; WATANABE; MITANI, 2014).

2.8 Métodos de Detecção de Ilhamento

Para identificar a operação ilhada da microrrede é utilizada uma técnica para detecção do ilhamento, comumente alocada no CCMR, o qual é responsável por enviar um sinal de controle para forçar o inversor do elemento armazenador de energia a operar no modo V-f (REIGOSA et al., 2012; BELTRAN et al., 2006) em uma arquitetura de controle centralizado. As técnicas de detecção de ilhamento são basicamente divididas em duas categorias: as técnicas remotas e as locais (BHASKARA; CHOWDHURY, 2012; BACELAR, 2013).

As técnicas para detecção de ilhamento do tipo remotas são baseadas na comunicação entre a concessionária, os dispositivos de manobra da rede e as microfones de geração distribuída. A grande vantagem destas técnicas é a eficácia na detecção do ilhamento, quando comparada as técnicas locais. Porém, as técnicas remotas apresentam como desvantagem o alto custo de sua implantação, pois as mesmas utilizam esquemas de comunicação, controle e aquisição de dados. As técnicas remotas mais utilizadas são baseadas no sistema

SCADA (*Supervisory Control and Data Acquisition*) e em sistema PLC (*Power Line Communication*) (BACELAR, 2013).

As técnicas locais podem ser do tipo passiva ou ativa. Também é possível encontrar os métodos para detecção de ilhamento híbridos, os quais mesclam as técnicas passivas e ativas (YIN; CHANG; DIDUCH, 2004).

Nas técnicas do tipo passivas, a detecção da condição de ilhamento é condicionada à mudança em alguma grandeza elétrica da microrrede, como tensão ou frequência, que excedam os limites de ajuste da proteção. As técnicas passivas não trazem qualquer tipo de impacto na operação do sistema e possuem baixo custo, porém apresentam como desvantagem o fato de não garantirem a proteção total do sistema. Isso se deve ao fato de existirem algumas situações de ilhamento caracterizados por baixo desbalanço de potência ativa e reativa que não levam à atuação dos relés, caracterizando assim uma ampla região de não-deteção (SKOCIL et al., 2009; RICCIARDI, 2010). As principais técnicas passivas encontradas na literatura usam a taxa de variação de frequência, o salto de vetor, a sub/sobre frequência, a sub/sobre tensão e a potência reativa direcional (DING; CROSSLEY, 2005).

Já na técnica ativa, o ilhamento pode ser detectado mesmo quando a potência ativa da microfonte for igual à consumida pela carga, diferentemente do que ocorre com as técnicas passivas. O princípio de operação da detecção ativa é que uma pequena perturbação injetada na rede elétrica ilhada pode causar alguma alteração nos parâmetros elétricos do sistema, permitindo assim detectar o ilhamento. As principais técnicas ativas são a detecção do erro de potência reativa, medição de impedância, método de deslocamento de fase e o método de deslocamento ativo de frequência com realimentação positiva (KUNTE; GAO, 2008; MAHAT; CHEN; BAK-JENSEN, 2008).

Um inversor que opera no modo PQ só pode operar com a presença da rede elétrica principal, pois as microrredes ainda não têm sua operação regulamentada no mundo (ALI et al., 2017). Sobe esta ótica, o algoritmo de ilhamento em um inversor PQ deve detectar a ausência da rede e desligar o conversor em um tempo estabelecido pela norma. No Brasil a operação dos conversores fotovoltaicos com relação ao tempo máximo de detecção de ilhamento é definida na ABNT NBR IEC 62116:2012 (GAZOLI; VILLALVA; GUERRA, 2012).

Com a operação no modo ilhado os conversores PQ em uma microrrede não devem ser desligados, e nem devem mesmo perceber a ausência da rede elétrica principal. Dessa forma o algoritmo de ilhamento deve detectar a ausência da rede elétrica principal e por meio de uma ação de controle definida no CCMR isolar a microrrede, operando-a no modo SMO ou MMO. A técnica de detecção para ilhamento irá permitir a operação ilhada da microrrede, ao contrário do que ocorre nos dias de hoje.

2.9 Conclusões

Neste capítulo, foi apresentada uma revisão bibliográfica sobre as microrredes de energia elétrica. Primeiramente, foi contextualizado o sistema elétrico atual, com foco na geração distribuída e com a definição de uma microrrede. Foram destacadas as microfontes de geração distribuída, com foco naquelas que utilizam fontes renováveis e os sistemas de armazenamento de energia. Também foram definidas as principais arquiteturas de microrrede, com suas fundamentais técnicas de controle. Por fim, foram destacadas os modos de operação das microrredes, com descrição das técnicas de detecção de ilhamento. No próximo capítulo serão apresentados os conversores eletrônicos em um ambiente de microrredes, com análise da topologia, função e controle.

3 Os Conversores Eletrônicos nas Microrredes C.A.

Neste capítulo é apresentada uma classificação dos conversores eletrônicos nas microrredes c.a., com relação a sua função e topologia. A divisão é feita em três tipos de conversores como supridor de rede, formador de rede e suporte à rede. O supridor de rede opera como uma fonte de corrente no modo PQ e tem um papel importante, pois pode suprir parcialmente ou totalmente as cargas elétricas da microrrede. No entanto, para que a operação da microrrede seja feita no modo ilhado, ou seja, sem a presença da rede elétrica principal, faz-se necessário o formador de rede. Esse inversor tem como principal função impor tensão e frequência nos terminais da microrrede operando no modo V-f (tensão e frequência), o que garante a estabilidade e operação do sistema isolado como um todo. Já o de suporte à rede tem a função de prover serviços ancilares, em termos da regulação de tensão e frequência, filtro ativo e outras funções que podem melhorar a qualidade da energia elétrica. Por último, é apresentado o conversor multifuncional que pode agrupar mais de uma funcionalidade de conversor básico da microrrede em uma única estrutura.

3.1 Introdução

Em uma microrrede c.a. é possível encontrar conversores eletrônicos desempenhando funções distintas. Segundo [Rocabert et al. \(2012\)](#) e [Majumder e Bag \(2014\)](#) esses conversores podem ser divididos em três categorias:

- Supridor de rede;
- Suporte à rede;
- Formador de rede.

O conversor supridor de rede tem um papel muito importante na microrrede, pois o mesmo opera como fonte de corrente injetando potência ativa, atendendo à demanda da carga ou até mesmo exportando energia para a rede elétrica principal, já que na maioria dos casos não possui armazenamento de energia. Esse inversor opera com uma fonte primária de energia conectada ao seu barramento c.c, podendo ser classificada como intermitente ou não-intermitente. Como as microrredes ainda não são regulamentadas, para a condição em que a rede elétrica principal estiver ausente, o conversor supridor de rede deve detectar o ilhamento e deixar de operar, garantindo a operação segura no caso de manutenção da

rede elétrica principal (AZEVEDO et al., 2013; KAMEL; CHAOUACHI; NAGASAKA, 2013).

Para a operação no modo ilhado da microrrede, o formador de rede tem a função de produzir tensão e frequência operando no modo V-f, garantindo a qualidade e continuidade de serviço além de manter a estabilidade do sistema elétrico como um todo (GONZATTI et al., 2014; WANG et al., 2015). Quando a rede elétrica principal está presente, o formador de rede opera como uma fonte de corrente, já que não é necessário mais impor uma referência de tensão e frequência para a microrrede. Esse inversor fica aguardando o momento exato para que sua entrada em operação seja garantida sem transitório de tensão e frequência para o modo ilhado. Deve ser ressaltado que o formador de rede tem que, obrigatoriamente, operar com algum sistema de armazenamento de energia ou fonte primária que esteja disponível a qualquer momento, garantindo a sua operação como fonte de tensão controlada (WANG et al., 2012; ANTUNES; SILVA; FILHO, 2016).

Por último, e não menos importante, é possível encontrar o conversor de suporte à rede. Esse inversor tem como atribuição o fornecimento de serviços ancilares ou auxiliares na microrrede, com aplicação em todos os modos de operação da microrrede. Como exemplo, este conversor pode ajudar a regular tensão em uma rede de baixa tensão, ou regular frequência em uma microrrede ilhada (ROCABERT et al., 2012; GONZATTI et al., 2014). O conversor de suporte de rede também pode permitir a correção do fator de potência, filtragem harmônica ativa e balanceamento de correntes. Um formador de rede e supridor de rede podem vir a desempenhar o papel de suporte à rede, desde que o seu controle seja adaptado para essa função, em conjunto com sistema de armazenamento, já que pode ser necessário absorver potência ativa da microrrede (ARAÚJO et al., 2017).

Segundo Wang et al. (2015), um conversor eletrônico em uma microrrede deve ser multifuncional, ou seja, deve agrupar as três funções básicas de conversor formador de rede, supridor de rede e suporte à rede. Desse modo apenas um único conversor poderia operar uma microrrede, contemplando assim todas as funcionalidades necessárias. A definição do modo de operação do conversor deve ser rápida e garantida por alguma técnica de controle, que permita suavidade entre os modos de operação sem distúrbio que possa vir a degradar a QEE da microrrede. Bacha et al. (2015) também apresenta uma tendência dos inversores fotovoltaicos não só como conversores supridores de rede, mas também como formadores de rede associado a um sistema de armazenamento de energia com bateria estacionária.

Nas próximas seções, será descrito cada um dos conversores básicos das microrredes, com suas topologias básicas que irão possibilitar uma maior compreensão da sua operação. Serão discutidas duas configurações para o conversor supridor de rede, com um foco na topologia e conexão com a rede elétrica. Com relação ao conversor formador de rede, serão detalhadas as configurações mais comuns em microrredes e estudadas as principais topologias. Também será apresentada a configuração básica do conversor de suporte à rede e

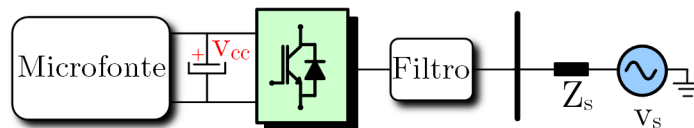
sua operação nas microrredes. Finalmente, serão apresentadas as principais funcionalidades dos conversores multifuncionais.

3.2 Conversor Supridor de Rede

O supridor de rede é um conversor eletrônico de potência, que tem como função converter a energia produzida por alguma microfonte de energia, entregando-a à rede elétrica e desempenhando um importante papel no contexto da geração distribuída e das microrredes. As principais microfones são os sistemas fotovoltaicos e de geração eólica, mas ainda podem ser destacadas outras microfones como células combustíveis, microturbinas a gás e diversos outros tipos (PARHIZI et al., 2015). Em algumas aplicações específicas, é possível também encontrar a associação entre uma microfonte de energia e um sistema de armazenamento como, por exemplo, em sistemas fotovoltaicos (FERREIRA et al., 2017).

O conversor supridor de rede é visto pela rede elétrica c.a. como uma fonte de corrente controlada, com alta impedância de entrada (ROCABERT et al., 2012; AZEVEDO et al., 2013). Esse conversor eletrônico é sincronizado com a rede elétrica, permitindo que o mesmo opere injetando potência ativa e reativa na rede. Na literatura também é possível encontrar a denominação de controle do supridor de rede no modo PQ (LOPES; MADUREIRA; MOREIRA, 2013). A Figura 3.1 apresenta os principais elementos que compõem o supridor de rede conectado à rede elétrica.

Figura 3.1 – Configuração do conversor supridor de rede.



Fonte: o autor

Analisando a Figura 3.1 é possível notar que o supridor de rede é conectado à rede elétrica por meio de um filtro passivo, que pode ser do tipo L, LC ou LCL, o que garante uma redução do *ripple* de chaveamento do inversor. O mais comum é que o conversor eletrônico c.c.-c.a. seja um inversor com barramento do tipo fonte de tensão c.c. (VSI). O VSI pode ser monofásico ou trifásico, sendo encontrado na literatura diversas topologias (JAMIL et al., 2009). Dependendo da potência do conversor pode-se encontrar um transformador para conexão com a rede elétrica, permitindo obter isolamento galvânica e redução de correntes de modo comum.

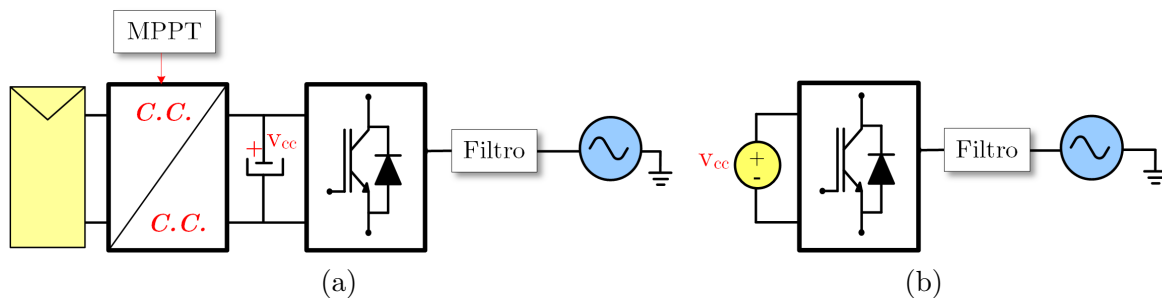
Uma microfonte de energia renovável ou não-renovável conectada ao barramento c.c. de um inversor pode ser classificada como intermitente ou não-intermitente. No primeiro tipo, a fonte de energia pode ou não estar disponível integralmente ao longo do dia, como o

sol e vento. Já as fontes não-intermitentes são aquelas que podem ser acessadas a qualquer instante, permitindo assim injetar energia na rede elétrica independentemente de qualquer fenômeno ligado a natureza (NASCIMENTO, 2016). Em redes de baixa tensão (BT) a intermitência da geração de um supridor de rede pode causar flutuação de tensão, o que pode degradar a QEE (ARAÚJO et al., 2016).

Em uma microrrede, o conversor supridor de rede pode operar recebendo um *set point* de potência ativa e reativa do CCMR, quando a microfrente de energia conectada ao barramento c.c. do inversor for do tipo não-intermitente ou também chamada de despachável. Caso o inversor possua um MPPT com microfrente do tipo solar e eólica, a operação independe do CCMR, ou seja, o inversor pode operar sem um canal de comunicação (WANG et al., 2012). O supridor de rede pode também ter a função de desempenhar serviços auxiliares no PAC da microrrede, como regulação de tensão, correção do fator de potência e compensação de outros fenômenos ligados a QEE. Nesse caso, o supridor de rede desempenha também a função de suporte à rede, quando associado a um sistema de armazenamento de energia (ROCABERT et al., 2012).

Na literatura, é possível encontrar duas topologias para o supridor de rede no que tange à fonte primária conectada ao barramento c.c. do inversor, como ilustrado na Figura 3.2.

Figura 3.2 – Topologia para o conversor supridor de rede com diferentes fontes primárias de energia: (a) topologia I; (b) topologia II.



Fonte: o autor

Na Figura 3.2a, a fonte primária é composta por painéis solares com conversor c.c.-c.c. responsável por rastrear o ponto de máxima potência do sistema. O sistema fotovoltaico tem característica de fonte de corrente, e assim o VSI é responsável por manter a tensão constante em seu barramento c.c., injetando energia na rede elétrica. Na Figura 3.2b, a fonte primária tem característica de fonte de tensão, mantendo o barramento c.c. do VSI sem flutuação de potencial. No Apêndice B é apresentado com maior grau de detalhes o modelo computacional de um sistema fotovoltaico com conversor *boost*, que permite uma maior compreensão da configuração exibida na Figura 3.2a.

No Apêndice C é apresentado um estudo de caso da Usina Fotovoltaica Tesla que

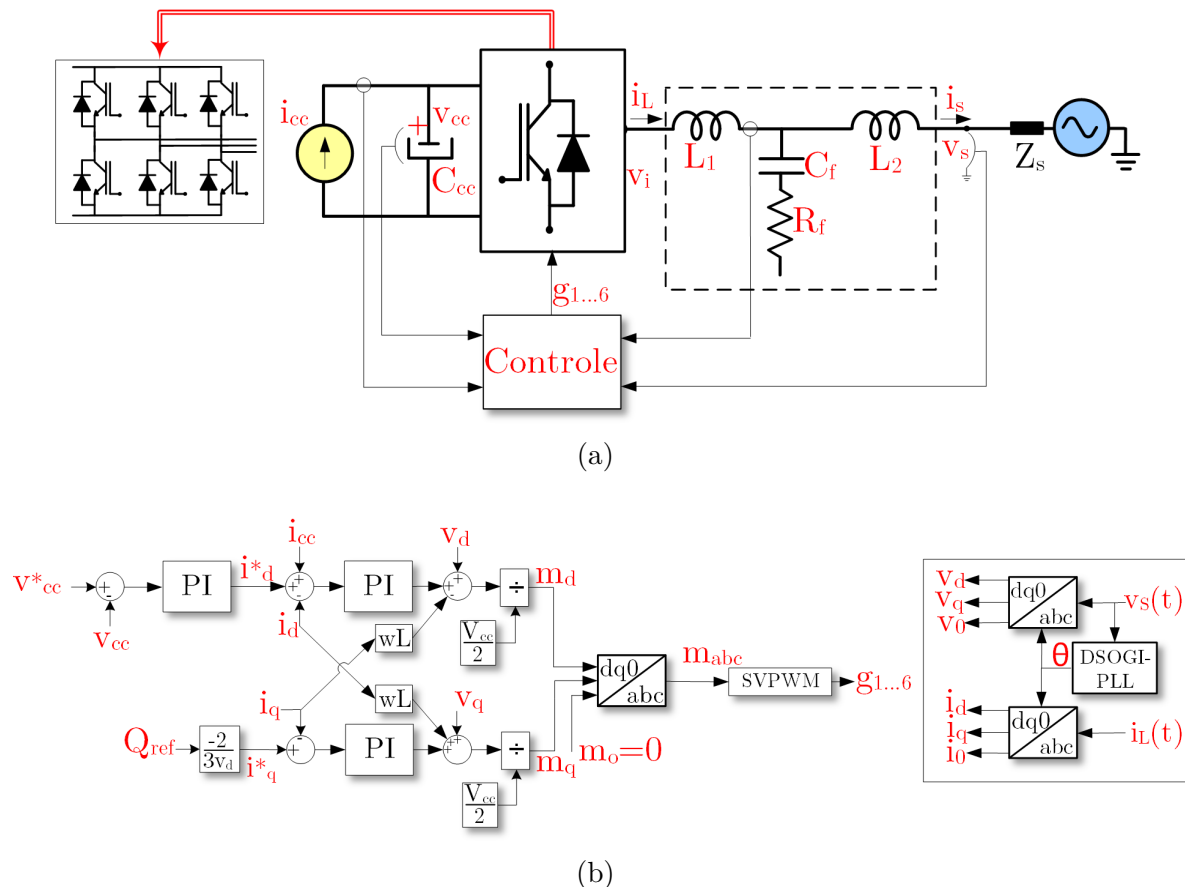
está localizada na Escola de Engenharia da Universidade Federal de Minas Gerais. A usina possui capacidade instalada de 37 kWp e é composta por três inversores fotovoltaicos que são conversores supridores de rede. Desse modo, pode-se ter uma melhor compreensão da operação de um planta fotovoltaica que opera conectada a rede elétrica principal.

3.2.1 Controle do Conversor Supridor de Rede

Para fins de simplificação do conversor supridor de rede, o sistema fotovoltaico ilustrado na Figura 3.2(a) é convertido em uma fonte de corrente. A operação do conversor é garantida com a transferência da energia elétrica produzida pela fonte primária para o barramento c.c. do inversor e posterior injeção na rede elétrica com controle do conversor (ROCABERT et al., 2012; ZHANG; CHEN; ZHANG, 2014).

A Figura 3.3a apresenta uma típica configuração de um VSI trifásico a dois níveis com modulação *Space Vector* PWM (SVPWM) (VECHIU et al., 2011; HAMROUNI et al., 2012; RAHMAN; VARMA, 2011; YAZDANI; IRAVANI, 2010).

Figura 3.3 – Supridor de rede com topologia I: (a) configuração trifásica; (b) controle trifásico.



Fonte: o autor

O controle ilustrado na Figura 3.3b utiliza o referencial dq0 síncrono, composto por uma malha de tensão do barramento c.c., em cascata com uma malha corrente mais rápida, ambas com controlador PI (ANTUNES; SILVA; FILHO, 2016; BAJRACHARYA et al., 2008). Optou-se por não trabalhar em malha fechada para a potência reativa, sendo apenas calculada a referência de corrente que gera o valor desejado como apresentado por Rocabert et al. (2012). A vantagem dessa opção é a rapidez na resposta, porém com um erro em regime permanente.

No Apêndice D é apresentada uma metodologia para o dimensionamento de cada uma das malhas de controle do supridor de rede.

Para sincronizar o conversor com a rede elétrica é necessário o uso de um *phase locked loop* (PLL). Outro ponto importante é o uso de um filtro passivo para conexão com a rede elétrica, permitindo a atenuação do *ripple* de chaveamento do inversor. O filtro LCL na saída do VSI é projetado segundo Reznik et al. (2012), com amortecimento passivo por meio de resistência para eliminar o problema de amplificação harmônica.

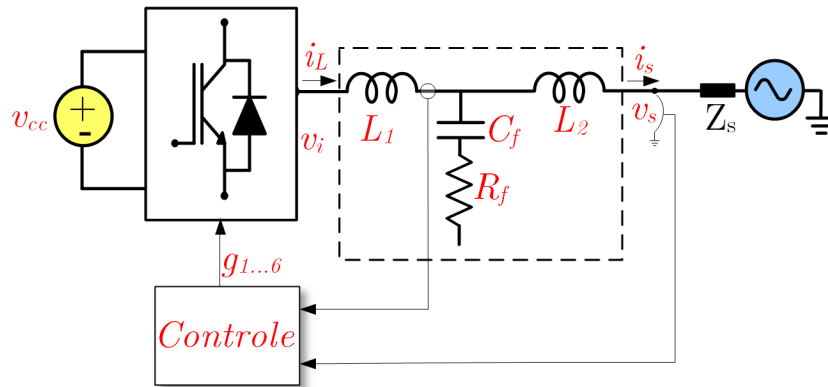
Já a Figura 3.4a apresenta uma configuração para o supridor de rede para a topologia II, com seu esquema de controle apresentado na Figura 3.4b. Toda a configuração do VSI e filtro de saída é similar a topologia I.

Analisando o diagrama de controle da Figura 3.4b é possível notar que quando a microfonte distribuída é responsável por manter a tensão do barramento c.c. do VSI constante, o controle do inversor fonte de corrente é formado por uma malha de controle de corrente de eixo direto (i_d) e quadratura (i_q). Nessa configuração também optou-se por operar em malha aberta para a potência ativa e reativa, sendo gerado apenas uma referência de corrente.

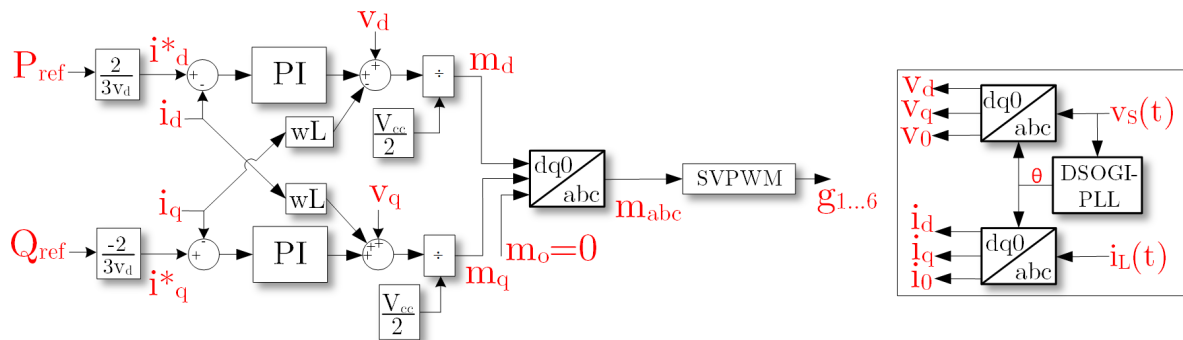
O VSI trifásico da Figura 3.4a pode ter um dos seus braços desativado, passando a operar como uma topologia monofásica em ponte H. A Figura 3.4c apresenta o controle em coordenadas naturais (abc) para a fonte de corrente monofásica, com operação em malha fechada para a potência ativa e reativa, com um controlador PI. É utilizado um PLL monofásico responsável por gerar um sinal $vs_{\cos\theta}$ e $vs_{\sin\theta}$, que produz respectivamente uma componente em eixo direto e quadratura de corrente, além do sinal vs_{PLL} para sincronização com a rede. Já na malha de corrente é utilizada uma estrutura de controle PI em paralelo com o controle repetitivo (CR), para garantir o rastreamento com erro nulo para a entrada periódica.

A mesma metodologia de dimensionamento dos controladores apresentada no Apêndice D para o supridor de rede na topologia I pode ser aplicada. Nas próximas seções será apresentada uma metodologia para dimensionamento do filtro LCL, e por último, o PLL DSOGI.

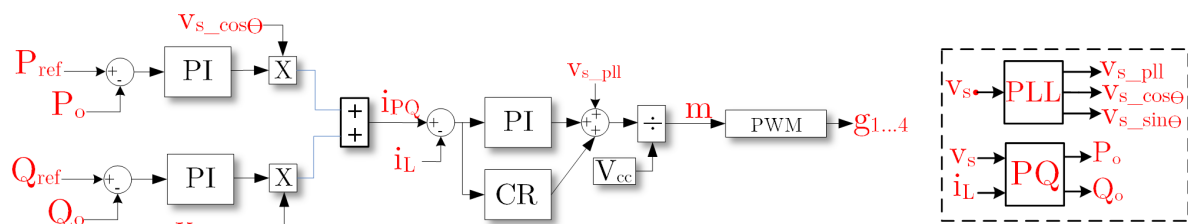
Figura 3.4 – Supridor de rede com topologia II: (a) configuração trifásica; (b) controle trifásico; (c) controle monofásico.



(a)



(b)



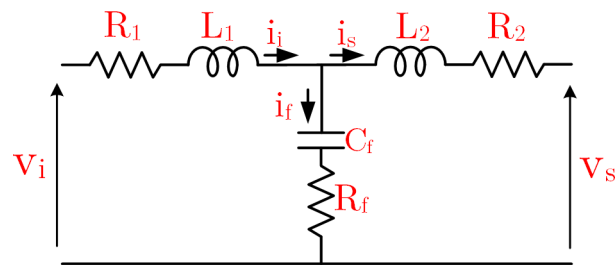
(c)

Fonte: o autor

3.2.2 Projeto do Filtro LCL

Para propiciar a conexão do conversor suprindo a rede elétrica é comum o uso do filtro LCL em substituição ao filtro indutivo puro. Desse modo, é possível atenuar os harmônicos múltiplos da frequência de chaveamento a corrente de saída, com atendimento aos limites de taxa de distorção harmônica de corrente (TDH_i), segundo o padrão IEEE Std 519 (IEEE, 2014). Com essa configuração é possível obter uma atenuação na corrente de saída igual a 60dB/década, permitindo uma redução no peso e tamanho do filtro, com conseqüente diminuição nos custos (SILVA et al., 2015) (REZNIK et al., 2012). A Figura 3.5 apresenta o circuito elétrico por fase de um filtro LCL.

Figura 3.5 – Esquema do filtro LCL por fase.



Fonte: o autor

Reznik et al. (2012) apresenta em seu trabalho uma metodologia para o cálculo dos parâmetros do filtro LCL. O indutor na saída do VSI é responsável por fazer com que o mesmo se comporte como uma fonte de corrente. Para o cálculo da indutância L_1 é adotado um critério de *ripple* de corrente de 10%, com cálculo por meio da Equação 3.1.

$$L_1 = \frac{V_{cc}}{6f_{sw}\Delta_{iLmax}} \quad (3.1)$$

Onde:

- V_{cc} - Tensão no barramento c.c. (V);
- f_{sw} - Frequência de chaveamento do conversor (Hz);
- Δ_{iLmax} - Máximo *ripple* de corrente no indutor (A).

Já o capacitor do filtro é responsável por absorver o *ripple* de chaveamento do conversor. Para dimensionar a capacitância do filtro, é considerado que com a conexão do capacitor há uma variação do fator de potência visto pela rede elétrica em torno de 5%.

A capacitância por fase é calculada por meio da Equação 3.2 (LISERRE; BLAABJERG; HANSEN, 2001; LISERRE; BLAABJERG; HANSEN, 2005).

$$C_f = 0,05 \frac{S_n}{2\pi f_g E_n^2} \quad (3.2)$$

Onde:

- S_n - Potência trifásica aparente do inversor (kVA);
- f_g - Frequência da rede elétrica (Hz);
- E_n - Tensão de linha (V).

O indutor de saída L_2 converte novamente a estrutura de modo a impor característica de fonte de corrente, além de filtrar a corrente de saída. A Equação 3.3 apresenta o cálculo do indutor de saída L_2 em função do fator de atenuação K_a , que comumente é adotado como sendo igual a 20%.

$$L_2 = \frac{\sqrt{\frac{1}{K_a^2} + 1}}{(2\pi f_g E_n)^2 C_f} \quad (3.3)$$

O filtro LCL com capacitor puro tem associado à sua operação o problema da ressonância harmônica, o que pode fazer com que ocorra um aumento da TDH_i em sua saída. Para contornar esse problema é possível utilizar uma técnica de amortecimento do tipo ativa ou passiva (PATEL; WEI; NASIRI, 2014). Uma técnica passiva muito utilizada é obtida a partir do dimensionamento de uma resistência em série com o capacitor do filtro. A Equação que apresenta a função de transferência do filtro LCL com amortecimento passivo é:

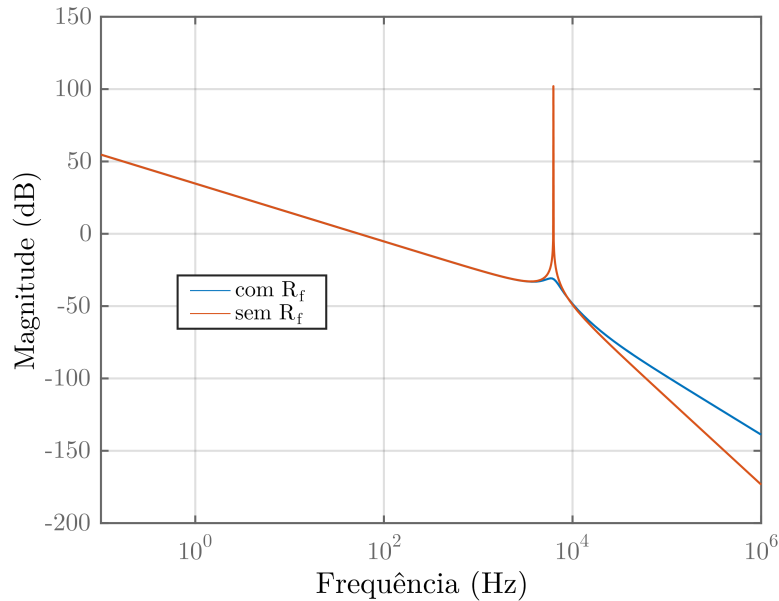
$$\frac{i_s(s)}{v_i(s)} = \frac{C_f R_f s + 1}{L_1 C_f L_2 s^3 + C_f R_f (L_1 + L_2) s^2 + (L_1 + L_2) s} \quad (3.4)$$

A Figura 3.6 apresenta o diagrama de Bode da função de transferência do filtro definida na Equação 3.4. É possível observar que sem resistência de amortecimento há um grande pico de amplificação harmônica, mas que é eliminado com a inserção de resistência com perda de desempenho acima da frequência de corte. Porém, deve ser ressaltado que a adição da resistência de amortecimento reduz a atenuação do filtro para 40dB/década.

O resistor de amortecimento é calculado pela Equação 3.5, como sendo igual a um terço da impedância do capacitor na frequência angular de ressonância (w_{res}).

$$R_f = \frac{1}{3w_{res} C_f} \quad (3.5)$$

Figura 3.6 – Diagrama de Bode do filtro LCL sem e com amortecimento passivo.



A frequência elétrica de ressonância do filtro LCL é calculada por 3.6. Deve ser ressaltado que dependendo da frequência de ressonância necessária para o projeto de controle do conversor, a capacitância do filtro LCL pode ser ajustada.

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C_f}} \quad (3.6)$$

A soma das indutâncias do filtro deve ser menor que 0,1 p.u., de modo que seja limitada a queda de tensão. Para que o filtro LCL possua um bom desempenho deve ser respeitada a igualdade (LISERRE; BLAABJERG; HANSEN, 2005):

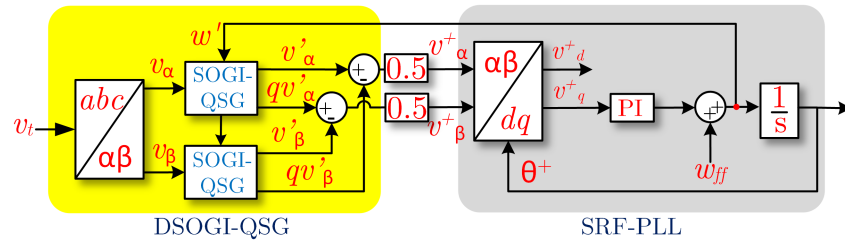
$$10f_g \leq f_{res} \leq f_{sw} \quad (3.7)$$

Para um VSI que opera com filtro LC no modo fonte de corrente, o projeto é similar ao filtro LCL somente desconsiderando o indutor de saída e considerando a nova frequência de ressonância para projeto do resistor de amortecimento.

3.2.3 Sincronismo com a Rede - PLL DSOGI

Para a operação e controle do inversor supridor de rede é necessário o uso de um PLL. Rodriguez et al. (2006) apresenta um PLL com boa resposta dinâmica mesmo quando a tensão da rede elétrica é desequilibrada e com alta taxa de distorção harmônica de tensão (TDH_v). Um diagrama esquemático deste PLL é apresentado na Figura 3.7.

Figura 3.7 – Diagrama esquemático do DSOGI-PLL.



Fonte: (RODRIGUEZ et al., 2006).

O PLL-DSOGI utiliza uma técnica de detecção de sequência positiva e é formado por um PLL do tipo integrador generalizado de segunda ordem (SOGI). Esta técnica transforma um sistema trifásico de tensões em coordenadas abc para o referencial $\alpha\beta 0$. O integrador dual generalizado (SOGI-QSG) é responsável por filtrar e obter as componentes defasadas de 90° no referencial $\alpha\beta 0$. Esses sinais entram em um circuito responsável por calcular a sequência positiva no referencial $\alpha\beta 0$. Posteriormente os sinais de tensão de sequência positiva em coordenadas $\alpha\beta 0$ são convertidos para o referencial $dq 0$ e passam por um PLL do tipo SRF (*Synchronous Reference Frame*). Por fim, é obtida a frequência elétrica da rede e sua fase.

3.2.4 Resultados de Simulação do Conversor Supridor de Rede

Para avaliar a operação do conversor supridor de rede com as topologias trifásicas apresentadas na Figura 3.3a e Figura 3.4a é desenvolvido um modelo de simulação no Matlab/Simulink.

A Figura 3.3a apresenta uma fonte de corrente c.c. conectada ao barramento do VSI, com o supridor de rede conectado à rede elétrica. Essa configuração representa uma simplificação na simulação, pois a fonte de corrente c.c. produz o mesmo efeito que a associação dos painéis fotovoltaicos e do conversor *boost* com MPPT descrito no Apêndice B. Deve ser ressaltado que como principal vantagem é obtida uma maior rapidez no tempo de simulação. A Tabela 3.1 define os parâmetros do supridor de rede na Topologia I e da rede, considerando que o conversor não injeta reativos na rede elétrica. A seguir são apresentados os resultados de simulação na Figura 3.8.

Analisando os resultados de simulação na Figura 3.8a é possível notar que com o aumento da injeção de corrente no barramento c.c. do supridor de rede, ocorre uma elevação na produção de potência ativa como ilustrado na Figura 3.8b. Em toda a operação do conversor a potência reativa injetada na rede é desprezível. Tanto a malha de tensão do barramento c.c. do inversor quanto a malha de corrente de eixo direto e quadratura, seguem suas referências, como demonstrado nas Figuras 3.8c, 3.8d e 3.8e. A referência de corrente de eixo em quadratura, a partir de 16,67 ms na Figura 3.8e, garante que na

Tabela 3.1 – Parâmetros para simulação do conversor supridor de rede com a topologia I.

Sistema	Características
Rede elétrica	220 V, 60Hz, $S_{cc}=1$ MVA, $X/R=0,5$
Conversor supridor de rede	20 kVA, 220 V, $f_{sw}=7,68$ kHz, $L_1=1,5$ mH, $L_2= 47$ μ H, $R_1=R_2=10$ m Ω , $R_f=0,3$ Ω , $C_f=56$ μ F, $C_{cc}= 9,4$ mF, $V_{cc}=500$ V
Ganhos da malha de tensão no barramento c.c.	$K_p=-8$ Ω^{-1} , $K_i=-1170$ $\Omega^{-1}s^{-1}$
Ganhos da malha de corrente	$K_p=7$ Ω , $K_i=4412$ Ωs^{-1}

Fonte: o autor

saída do conversor somente haja injeção de potência ativa. Por último na Figura 3.8f é apresentada a corrente em um das fases na saída do filtro LCL do conversor, com a sua variação de amplitude com a injeção de energia na rede.

A Tabela 3.2 apresenta os parâmetros do supridor de rede com a estrutura II, bem como os ganhos da malha de controle. Na Figura 3.9 são ilustrados os principais resultados de simulação.

Tabela 3.2 – Parâmetros para simulação do supridor de rede com a topologia II.

Sistema	Características
Rede elétrica	220 V, 60Hz, $S_{cc}=1$ MVA, $X/R=0,5$
Conversor supridor de rede	50 kVA, 220 V, $f_{sw}=7,68$ kHz, $L_1=590$ μ H, $L_2= 19$ μ H, $R_1=R_2=10$ m Ω , $R_f=0,12$ Ω , $C_f=140$ μ F, $V_{cc}=500$ V
Ganhos da malha de corrente	$K_p=3$ Ω , $K_i=97$ Ωs^{-1}

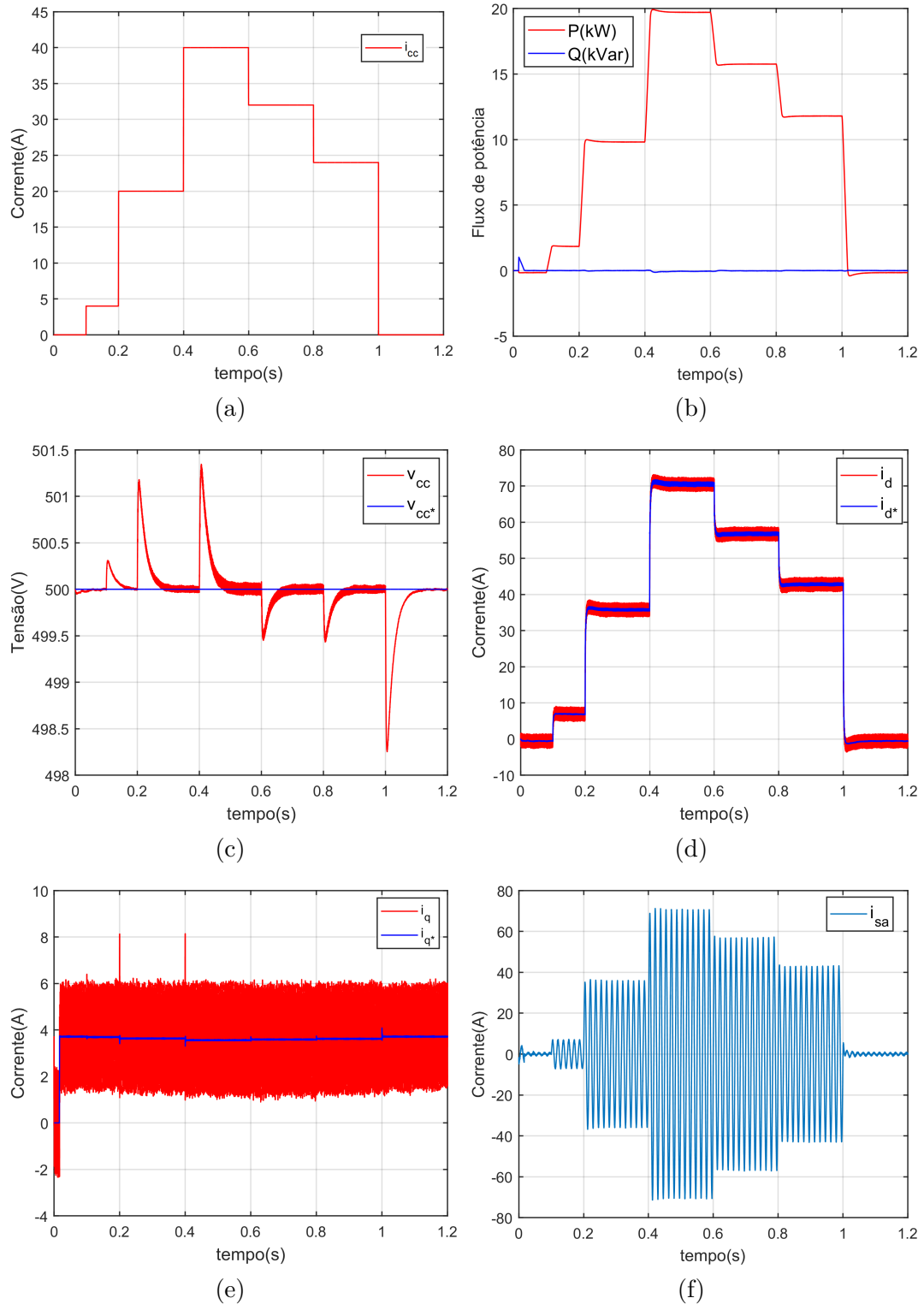
Fonte: o autor

Analisando a Figura 3.9a é possível notar que com a variação da potência ativa de referência, a potência de saída do supridor de rede acompanha a referência. Na Figura 3.9b é possível notar o comportamento da corrente no tempo com a mudança de referência da potência ativa e reativa. Para um tempo igual a 0,1s o inversor começa a suprir o reativo do capacitor, zerando os reativos na rede elétrica. Tanto a malha de corrente de eixo direto e quadratura ilustradas nas Figuras 3.9c e 3.9d, apresentam resposta dinâmica compatível com o projeto.

3.3 Conversor Formador de Rede

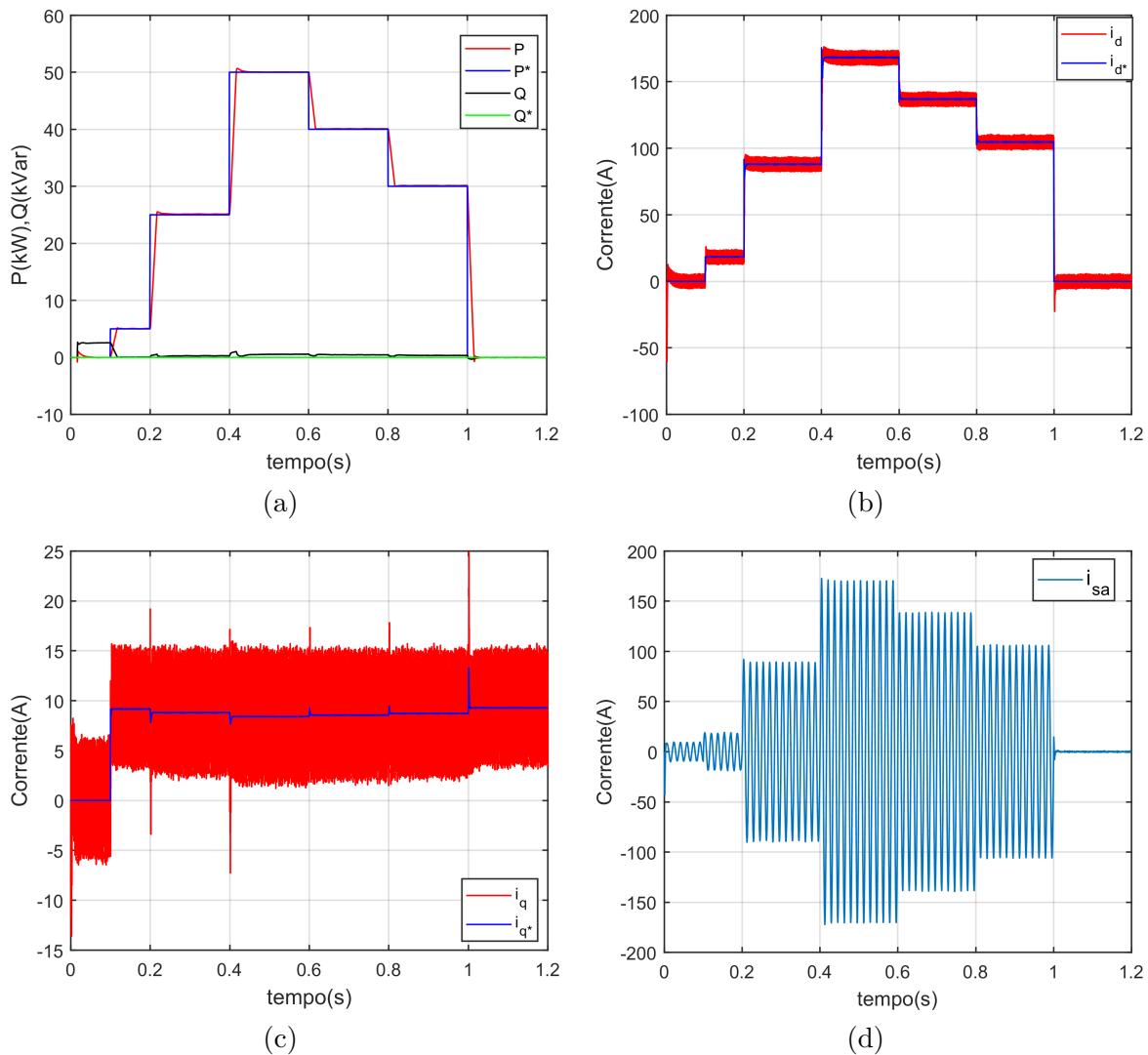
Quando a rede elétrica principal está presente, essa impõe tensão e frequência no PAC. Porém, em algumas condições isso pode não ocorrer, seja em caso de falha na rede

Figura 3.8 – Grandezas elétricas do supridor de rede com a topologia I: (a) corrente injetada no barramento c.c.; (b) potência ativa e reativa na saída do filtro do conversor; (c) malha de controle da tensão do barramento c.c.; (d) malha de corrente i_d ; (e) malha de corrente i_q ; (f) corrente na rede elétrica na fase “a”.



Fonte: o autor

Figura 3.9 – Grandezas elétricas do supridor de rede com a topologia II: (a) potência ativa e reativa na saída do conversor e suas referências; (b) malha de corrente i_d ; (c) malha de corrente i_q ; (d) corrente na rede elétrica na fase “a”;



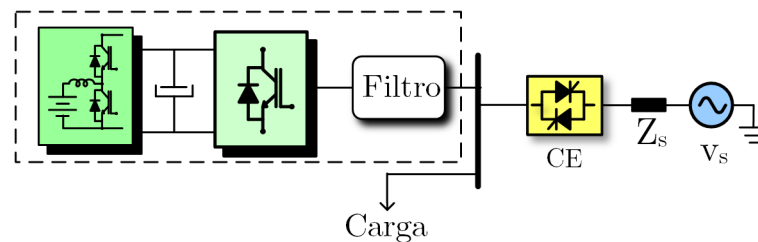
Fonte: o autor

ou em uma microrrede operando no modo ilhado. Toda a questão se resume no fato de que, sem uma referência, o supridor de rede não irá operar garantindo valores nominais de tensão no PAC, pois sua saída tem característica de FC (MESSENGER; ABTAHI, 2010).

Dentro deste contexto, é possível definir um novo modo de operação para o VSI, agora controlado como fonte de tensão. O formador de rede atua com controle em malha fechada, impondo em sua saída uma tensão e frequência de referência. Operando nesse modo, esse conversor possui uma pequena impedância de saída, diferentemente do supridor de rede. O princípio de operação do formador de rede é oriundo de uma fonte ininterrupta de energia (UPS), que pode suprir uma dada carga elétrica independente da presença da rede elétrica, por possuir um banco de baterias estacionárias. Em uma microrrede, quando

a rede elétrica principal estiver ausente, um ou múltiplos formadores de rede podem impor uma referência para todos os suprimentos de rede e as cargas elétricas, dependendo da arquitetura de controle da microrrede (ROCABERT et al., 2012). A Figura 3.10 apresenta a configuração básica de um conversor formador de rede, com conexão em uma microrrede com rede elétrica e carga. O formador de rede também pode ser chamado de *utility interface* (KWON; YOON; CHOI, 2012; TENTI et al., 2014).

Figura 3.10 – Esquema básico de um formador de rede.



Fonte: o autor

O formador de rede da Figura 3.10 é formado por um VSI que pode ser monofásico ou trifásico, com filtro passivo do tipo LC, garantindo uma tensão senoidal em sua saída. Para propiciar a operação isolada da microrrede em seu barramento c.c. é utilizado um sistema de armazenamento de energia, formado na maioria dos casos por banco de baterias eletroquímicas, principalmente por razões econômicas (MATOS; RIBEIRO; SILVA, 2014). Para aplicações dos sistemas de armazenamento de energia em BT é usado um estágio intermediário composto por um conversor c.c.-c.c. do tipo *buck-boost*, o que garante a bidirecionalidade de potência do formador de rede (TRINTIS; MUNK-NIELSEN; TEODORESCU, 2010; SILVA; RIBEIRO; MATOS, 2014).

Um formador de rede também pode operar em uma microrrede com a rede elétrica principal presente, fazendo o papel de suporte à rede. Nesse caso, o conversor pode contribuir com a regulação de tensão no PAC da microrrede operando como uma FC, com a obrigatoriedade do sistema de armazenamento de energia, já que pode ser necessário absorver potência ativa da rede (AZEVEDO et al., 2013). Com a rede elétrica presente o formador de rede fica sincronizado com a mesma, aguardando o momento da sua entrada em operação no modo ilhado (ZHANG; CHEN; ZHANG, 2014).

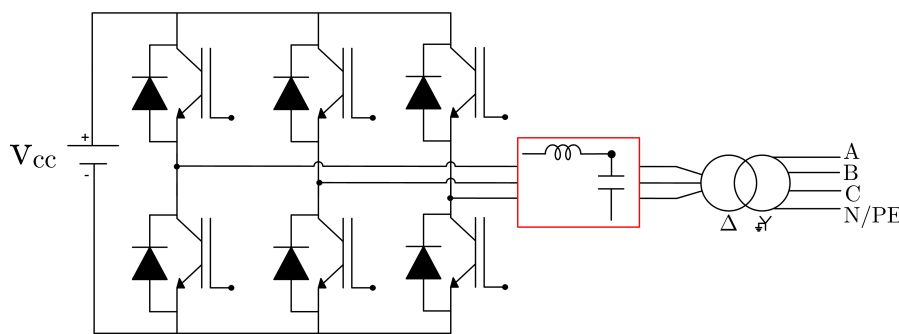
Na próxima seção serão apresentadas as principais topologias dos conversores formadores de rede nas microrredes. Será detalhado o projeto do filtro LC desse conversor, com seu controle e exibidos alguns resultados de simulação. Por último, será detalhada a operação do formador de rede em uma microrrede com controle centralizado e descentralizado.

3.3.1 Topologias dos Conversores Formadores de Rede

Na literatura é possível encontrar uma grande gama de topologias para os conversores formadores de rede no que se refere ao VSI (ANTUNES et al., 2017). Para o lado c.c. do conversor serão consideradas apenas as configurações que utilizam um sistema de armazenamento de energia formado por estágio c.c.-c.c. intermediário do tipo *buck-boost*, com banco de baterias estacionárias. Assim, o barramento c.c. de cada VSI será representado por uma fonte de tensão ideal.

Uma primeira configuração definida como topologia I é apresentada na Figura 3.11 (GUEDES; BARBI, 2005; NINAD; LOPES, 2011; NINAD; LOPES, 2012a; XU; MIAO; FAN, 2012; MATOS; RIBEIRO; GOMES, 2013; SILVA; RIBEIRO; MATOS, 2014; MIAO et al., 2014; MATOS; RIBEIRO; SILVA, 2014; LU et al., 2014; BRATCU; AULAGNIER, 2015; GKOUNTARAS; DIECKERHOFF; SEZI, 2015; CAICEDO; AREDES, 2015). O VSI trifásico a dois níveis possui três braços e modulação PWM (*pulse width modulation*). Na saída do inversor é conectado um filtro LC e transformador de baixa frequência $\Delta - Y_g$, formando um filtro LCL. O ramo capacitivo pode estar no lado delta do transformador ou no lado estrela. O transformador permite obter isolamento galvânica, eliminando os harmônicos de sequência zero e nível c.c., além de fornecer a possibilidade de compatibilizar o nível de tensão c.a. para o inversor. Com a configuração apresentada, é possível obter um sistema a quatro fios, o que contempla a alimentação de cargas monofásicas e trifásicas, tanto balanceadas quanto desbalanceadas. Outra vantagem da configuração é que pode ser utilizada modulação SVPWM, garantindo uma menor tensão no barramento c.c. comparado a topologia sem transformador (YAZDANI; IRAVANI, 2010).

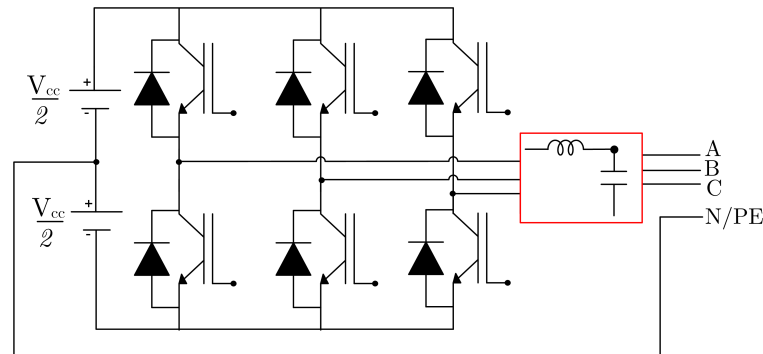
Figura 3.11 – Topologia I para o formador de rede.



Fonte: o autor

Já na topologia II, ilustrada na Figura 3.12, o VSI é similar ao da topologia I, porém sem transformador isolador (*transformerless*) (AZEVEDO et al., 2013; RESE; COSTA; SILVA, 2012; NINAD; LOPES, 2012b; ORTJOHANN et al., 2006). O condutor neutro é derivado do barramento c.c.-c.c. do VSI, que possui ponto central. O controle do inversor deve manter a tensão nos capacitores equilibrada, permitindo obter uma tensão de fase-neutro.

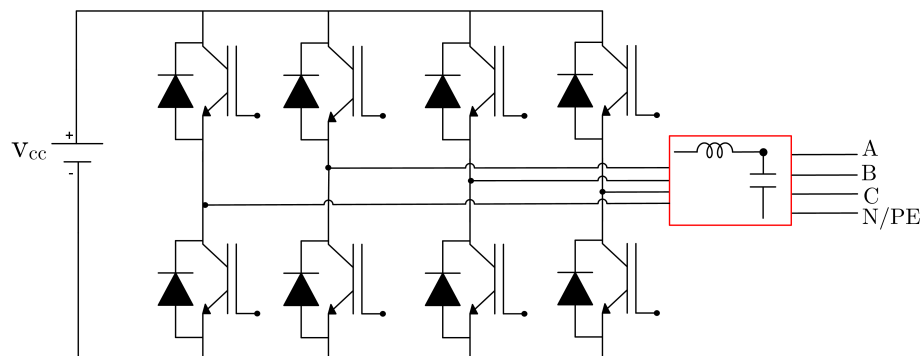
Figura 3.12 – Topologia II para o formador de rede.



Fonte: o autor

Uma configuração mais complexa do formador de rede é apresentada na Figura 3.13 e definida como topologia III (NINAD; LOPES, 2012b; MIVEH et al., 2016; LLIUYACC et al., 2017). Um quarto braço é adicionado ao VSI, permitindo derivar o condutor neutro sem a necessidade de um transformador de baixa frequência ou ponto central do barramento c.c. Como desvantagem da configuração, tem-se o aumento de duas chaves no conversor.

Figura 3.13 – Topologia III para o formador de rede.



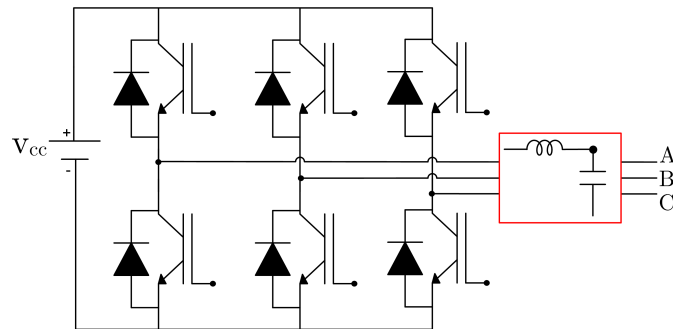
Fonte: o autor

Porém, na topologia III o barramento c.c. possui um menor *ripple* de tensão comparado a topologia II e pode ser subdimensionado.

É possível encontrar a configuração VSI trifásico a 3 fios como formador de rede, com PWM a dois níveis (SU; LI; JIN, 2011; NINAD; LOPES, 2013; BAHRANI; RUFER, 2013; BOUZID et al., 2014; KHALEDIAN; VAHIDI; ABEDI, 2014; GONZALEZ-ESPIN et al., 2014; MASTROMAURO, 2014; WANG et al., 2015; SINGH; LOPES; NINAD, 2015; LIM; CHOI, 2015), aqui chamado de topologia IV e exibido na Figura 3.14. Essa configuração de conversor para as microrredes só permite obter um sistema a três fios, não contemplando a alimentação de cargas monofásicas que exigem o neutro.

Outra configuração é apresentada na Figura 3.15 com modulação a três níveis na configuração NPC (*neutral pointed clamped*) (GERVASIO et al., 2015). O NPC permite

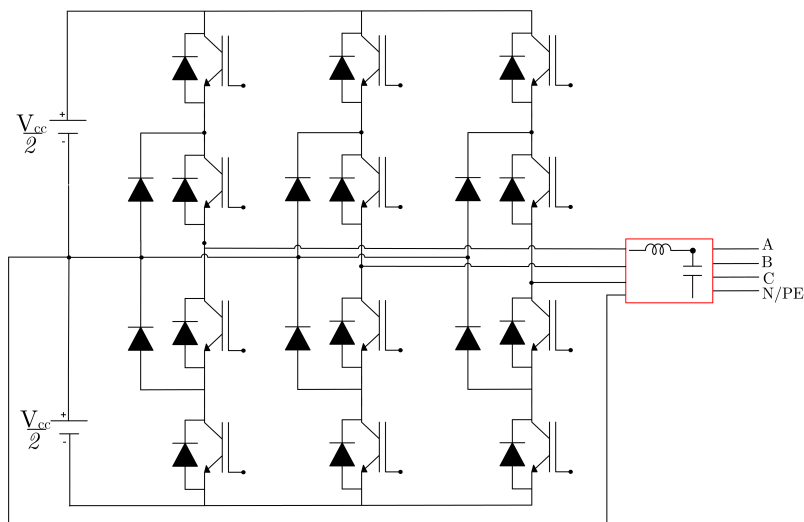
Figura 3.14 – Topologia IV para o formador de rede.



Fonte: o autor

obter um sistema a quatro fios, com a vantagem de se utilizar uma menor frequência de chaveamento, e com redução no filtro LC na saída, por ser uma topologia multinível. Também devem ser destacadas as menores variações de dv/dt e ruídos de modo comum. Uma desvantagem do conversor NPC é o maior número de chaves comparada com as configurações a dois níveis. Um maior número de chaves pode garantir ao formador de rede uma característica de redundância quando o mesmo estiver sujeito a uma falha.

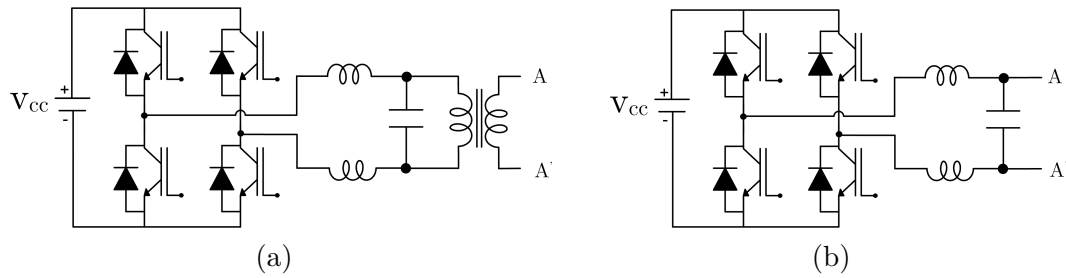
Figura 3.15 – Topologia V para o formador de rede.



Fonte: o autor

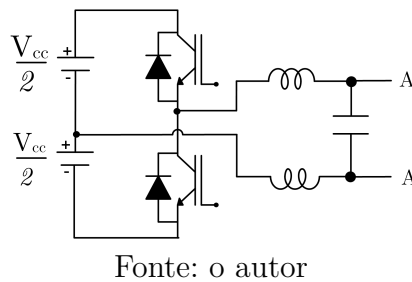
Também são encontrados os formadores de rede monofásicos como ilustrado na topologia VI. Nessa configuração é utilizado um inversor monofásico em ponte H (*full bridge*) com PWM bipolar ou unipolar, filtro LC e transformador de baixa frequência, que também permite compatibilizar a tensão de saída como apresentado na Figura 3.16a (GONZATTI et al., 2014). A isolamento galvânica também pode ser eliminada na topologia VI, formando a topologia VII na Figura 3.16b (BALA; VENKATARAMANAN, 2010; SHARKH et al., 2014).

Figura 3.16 – Topologias monofásicas: (a) topologia VI; (b) topologia VII.



Uma última configuração monofásica definida como topologia VIII é apresentada na Figura 3.17. Nessa configuração o inversor possui topologia em meia ponte (*half bridge*), e barramento c.c. com ponto central para obter o condutor neutro (SINGH; LOPES, 2014). Os conversores nas topologias VI a VIII podem ser conectados para formar um sistema trifásico a quatro fios, podendo a conexão ser realizada em estrela ou delta.

Figura 3.17 – Topologia VIII para o formador de rede.

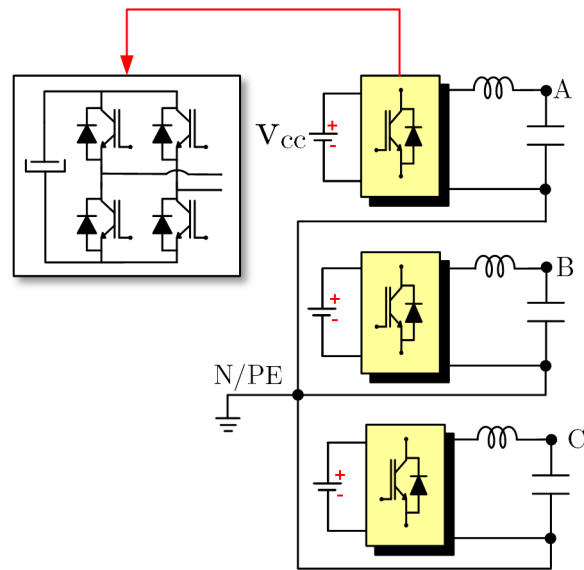


3.3.2 Configuração do Conversor Formador de Rede

Neste trabalho será adotada a topologia VII, pois a mesma permite obter uma tensão de saída com três níveis usando modulação PWM unipolar sem isolamento galvânico. Também deve ser observado que a tensão no barramento c.c. no inversor em ponte H é metade do VSI trifásico a dois níveis. Outra vantagem é que a associação de três conversores monofásicos, com barramentos c.c. distintos, conectados em estrela permite obter uma configuração trifásica a quatro fios para o formador de rede, de modo que seja possível alimentar cargas monofásicas e trifásicas. Por fim, a conexão em série do VSI escolhido com a rede elétrica permite obter um compensador série sem isolamento galvânico de baixa frequência.

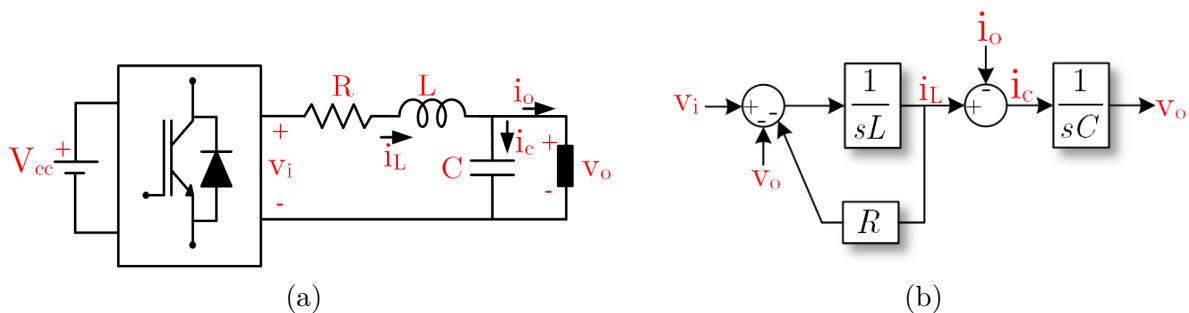
A Figura 3.18 apresenta a configuração do formador de rede conectado em estrela, com três inversores monofásicos que formam um sistema a quatro fios. O fato do conversor escolhido possuir doze chave elétricas no total pode ser explorada como uma característica de redundância a falhas.

Figura 3.18 – Formador de rede com conexão em estrela.



Fonte: o autor

Figura 3.19 – Inversor monofásico: (a) inversor com filtro LC; (b) diagrama de blocos do filtro LC.



Fonte: o autor

Definida a topologia do formador de rede, serão destacadas nas próximas seções o dimensionamento do filtro LC de saída do VSI e o controle do conversor. Por fim, são apresentados os resultados de simulação.

3.3.3 Projeto do Filtro LC

Para que a tensão de saída do formador de rede seja senoidal é necessário utilizar no mínimo um filtro LC, de modo a eliminar o *ripple* do chaveamento. A Figura 3.19a apresenta um VSI monofásico com um filtro LC. Já na Figura 3.19b tem-se o diagrama de blocos do filtro LC.

O filtro LC é de segunda ordem, com uma atenuação igual a 40dB/década, de modo que uma separação de uma década entre a frequência de corte e a frequência de

chaveamento garanta uma saída livre do *ripple* de chaveamento (SILVA, 1999). A relação entre frequência de corte do filtro e os seus parâmetros é dada pela seguinte equação:

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3.8)$$

Definida a frequência de corte do filtro LC, existe uma infinita variedade de valores de indutância e capacitância que podem satisfazer a Equação 3.8. Deve ser destacado que quanto maior o capacitor, melhor será a capacidade de filtragem da estrutura no modo fonte de tensão, mas haverá aumento na potência demandada do conversor eletrônico. Um critério de projeto geralmente adotado é limitar a corrente do ramo capacitivo do filtro LC entre 10 a 15% da corrente nominal do conversor (SILVA; FILHO, 2002). A Equação 3.9 define o cálculo do capacitor do filtro.

$$C = \frac{kS_n}{6\pi fV_f^2} \quad (3.9)$$

Onde:

- S_n - potência trifásica do formador de rede (kVA);
- V_f - tensão de fase do formador de rede (V);
- f - frequência elétrica fundamental (Hz);
- k - percentual de reativos do filtro LC.

Assim, com o valor calculado do capacitor e da frequência de corte do filtro LC é possível calcular o indutor com a Equação 3.8.

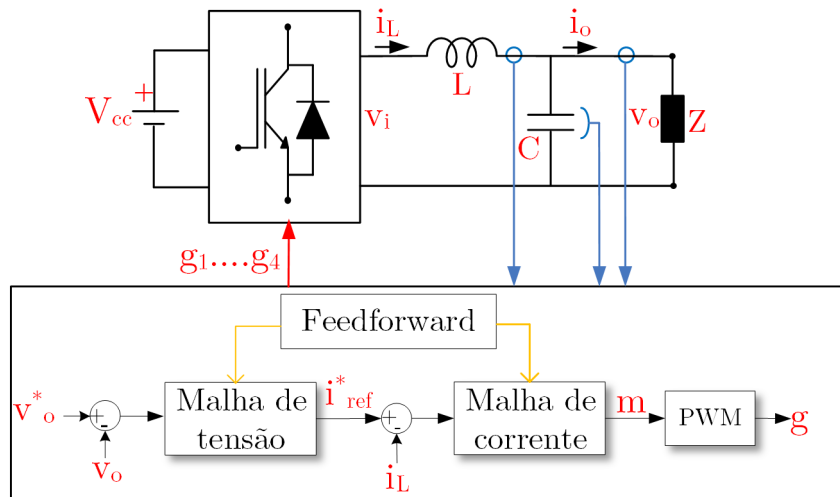
3.3.4 Controle do Conversor Formador de Rede

O conversor formador de rede operando no modo isolado deve garantir em sua saída uma tensão senoidal, com amplitude e frequência constante livre de distúrbios, mesmo com a conexão de cargas elétricas lineares e não-lineares que podem ser balanceadas e desbalanceadas. O conversor que mais se aproxima do modo de operação do formador de rede é uma UPS senoidal, que também deve alimentar qualquer tipo de carga e manter a tensão com baixo TDH_v, independente da presença da rede elétrica (SILVA et al., 2013). O padrão IEC 62040-3 estabelece que em uma UPS a máxima TDH_v para cargas cíclicas deve ser menor que 8% (MICHELS; GRÜNDLING, 2005).

A Figura 3.20 ilustra um típico diagrama de controle que pode ser aplicado em inversores que operam como formadores de rede. O diagrama pode ser aplicado em topologias monofásicas e trifásicas. O VSI opera em malha fechada, com o controlador

de tensão gerando uma referência para a malha de corrente mais interna e mais rápida. Ainda existe uma ação *feedforward* responsável por eliminar acoplamentos cruzados e acelerar a resposta do sistema (SILVA, 1999; AAMIR; KALWAR; MEKHILEF, 2016).

Figura 3.20 – Diagrama de controle do formador de rede monofásico.



Fonte: o autor

Quando o controle do formador de rede é composto por malha de tensão e corrente, o sistema é definido como sendo de múltiplas malhas (*multi-loop control*) (MA et al., 2015). Também é possível controlar a tensão de saída do formador de rede usando apenas uma malha de tensão, em uma estrutura denominada controle em malha simples (*single loop control*) (AAMIR; KALWAR; MEKHILEF, 2016). Utilizando apenas a malha de tensão acaba se perdendo a proteção contra curto-circuito na saída do inversor e também é necessário utilizar alguma técnica de amortecimento do tipo ativa ou passiva, para eliminar o problema de amplificação harmônica no filtro LC (CHO et al., 2017).

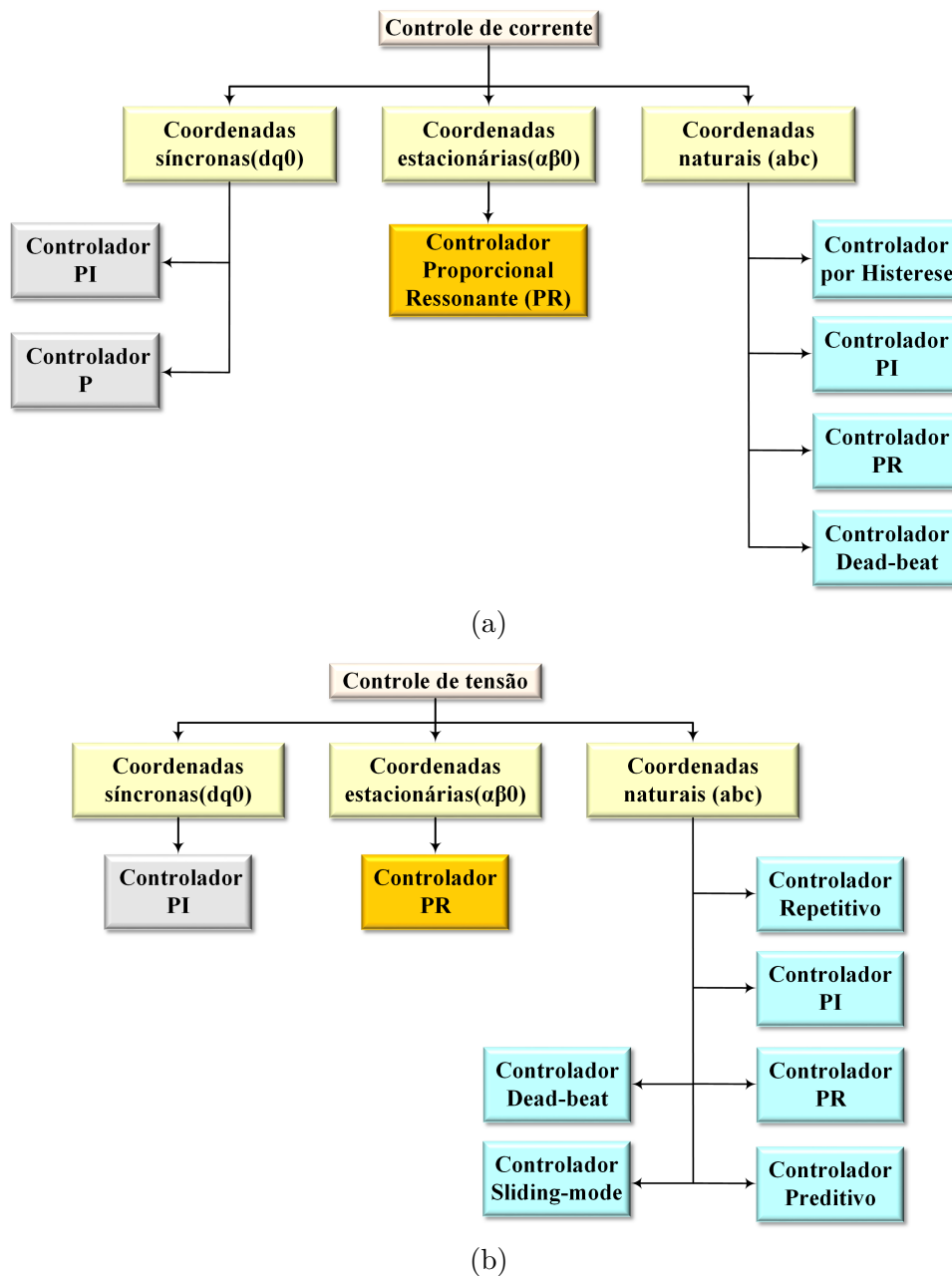
Os controladores das malhas de tensão e corrente aplicados aos formadores de rede pode ser implementados em diferentes eixos de referência. Na literatura é possível encontrar as seguintes implementações (ANTUNES et al., 2017):

- Coordenadas naturais (abc);
- Coordenadas síncronas (dq0);
- Coordenadas estacionárias ($\alpha\beta 0$).

Em (MIVEH et al., 2015; BOUZID et al., 2015) é apresentada uma classificação dos controladores aplicados em malhas de tensão e corrente e ilustrados na Figura 3.21.

Na literatura é muito comum encontrar o controle do formador de rede trifásico em coordenadas dq0 no referencial síncrono. Com esse sistema de coordenadas utiliza-se

Figura 3.21 – Estratégias de controle para o formador de rede: (a) controle de corrente; (b) controle de tensão.



Fonte: (ANTUNES et al., 2017)

um controlador PI (proporcional-integral) tanto na malha de tensão e corrente, já que a tensão fundamental possui nível c.c. Porém, essa estrutura não detém capacidade de rejeição aos distúrbios da carga para o caso em que a mesma é desbalanceada e tem a presença de carga não-linear (GUEDES; BARBI, 2005; NINAD; LOPES, 2011; NINAD; LOPES, 2012a; MATOS; RIBEIRO; GOMES, 2013; SILVA; RIBEIRO; MATOS, 2014; GKOUNTARAS; DIECKERHOFF; SEZI, 2015).

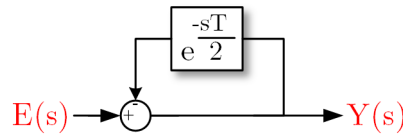
Quando adotado o controle em coordenadas naturais o controlador PI não possui

boa resposta, já que o mesmo não garante erro nulo em regime permanente na presença de referências periódicas (RYAN; LORENZ, 1995). Uma opção é o controlador repetitivo, que possui capacidade de rastreamento para entradas periódicas (NATESAN et al., 2014).

O controle repetitivo (CR) é fundamentado no princípio do modelo interno proposto por Francis e Wonham (1975), o qual estabelece que para um sistema de controle possuir erro nulo para qualquer tipo de entrada deve haver a inclusão do modelo desse sinal em um sistema de malha fechada estável, garantindo um perfeito rastreamento da entrada e boa capacidade de rejeição ao distúrbio (CUIYAN; DONGCHUN; XIANYI, 2004). Assim, é possível explicar o porquê um controlador com ação integral ($1/s$) garante erro nulo para uma entrada em degrau ($1/s$).

Na Figura 3.22 é apresentado o diagrama do CR para harmônicos ímpares, que atende o princípio do modelo interno. Uma ação de controle é produzida com uma realimentação negativa utilizando um atraso igual à metade do período da componente fundamental do sinal de entrada ($T/2$). A função de transferência do CR é definida em 3.10 (SILVA, 2012).

Figura 3.22 – Diagrama com representação do CR.



Fonte: o autor

$$\frac{Y(s)}{E(s)} = \frac{1}{1 + e^{-sT/2}} \quad (3.10)$$

Os polos da função de transferência do CR são definidos igualando o denominador a zero como apresentado na Equação 3.11.

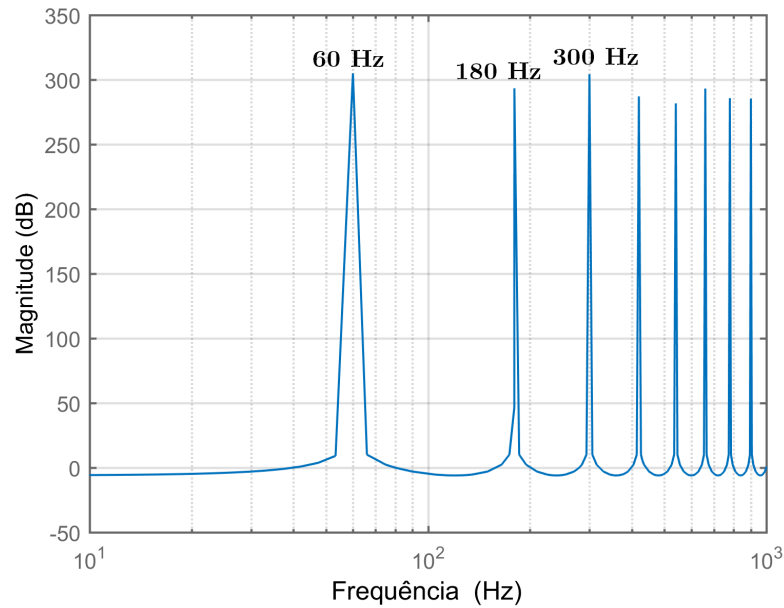
$$e^{-sT/2} = -1$$

$$e^{-sT/2} = e^{\pm j2\pi(k+\frac{1}{2})}, \text{ com } k = 0, 1, \dots, \infty$$

$$s = \pm j\omega_o(2k + 1) \quad (3.11)$$

É possível notar que os polos do CR estão localizados no eixo imaginário e são múltiplos ímpares da fundamental, sem a presença de um polo na origem. A Figura 3.23 apresenta o diagrama de Bode do CR, com um atraso de $(1/120)$ s.

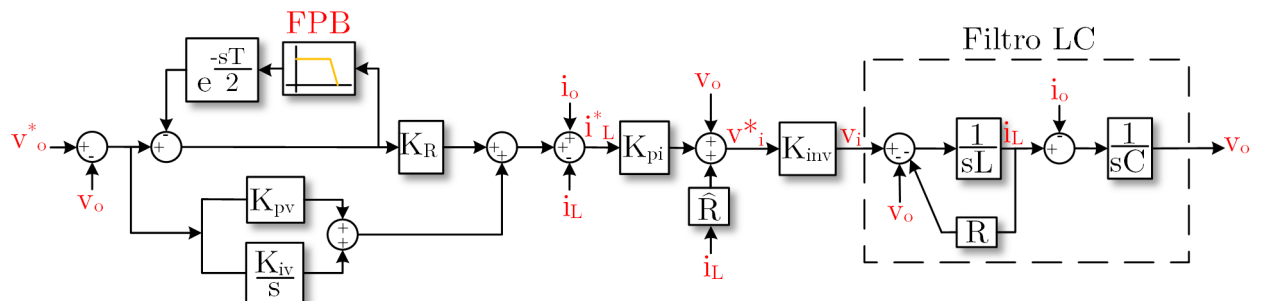
Figura 3.23 – Diagrama de bode do CR para harmônicos ímpares.



Fonte: o autor

Silva (2012) apresenta um esquema de controle em coordenadas abc para uma fonte de tensão monofásica programável, que pode ser aplicada em microrredes. A configuração é formada por um inversor PWM *full bridge* ilustrado na Figura 3.24. Na malha de tensão é utilizado um controlador PI em paralelo com CR, que garante boa capacidade de rastreamento a uma entrada periódica pelo CR e rápida resposta transitória pelo PI. Já na malha de corrente é usado um controlador P. No CR é utilizado um filtro passa-baixa (FPB), de modo a limitar a interação entre a malha de tensão e corrente, o que garante a estabilidade do controle.

Figura 3.24 – Malha de controle com controlador PI e repetitivo de tensão e P de corrente.



Fonte: (SILVA, 2012)

Analisando a Figura 3.24, é possível notar que também é feito o cancelamento das realimentações internas, com ação *feedforward* de v_o , i_o e $\hat{R}i_L$, o que provê uma boa resposta dinâmica.

No Apêndice D é apresentada uma metodologia para o dimensionamento dos ganhos das malhas de tensão e corrente, bem como toda a estrutura de controle do CR. A implementação do CR em tempo discreto pode ser feita usando um atraso z^{-n} , derivado da transformada Z. O número de atrasos (n) corresponde ao número de amostras para uma atraso igual à metade do período da frequência fundamental. O filtro passa-baixa pode ser discretizado usando a transformação Bilinear (BUSO; MATTAVELLI, 2015).

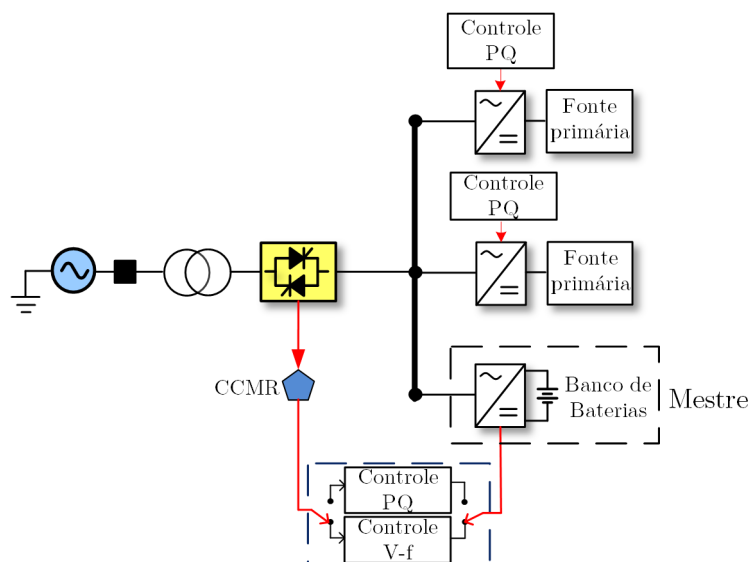
3.3.5 Operação do Conversor Formador de Rede nas Microrredes

Nas próximas seções serão definidas as funções do formador de rede, considerando uma microrrede com controle mestre-escravo e com *droop*.

3.3.5.1 Controle Mestre-Escravo

Uma microrrede pode operar em uma arquitetura SMO, com o controle de todo o sistema centralizado. Para a operação isolada o formador de rede é o mestre com controle no modo V-f, e já os outros inversores atuam como escravos com controle PQ. Para a condição em que a rede elétrica está presente, o mestre opera como FC, aguardando o momento para entrar em operação. A Figura 3.25 ilustra a operação da microrrede no modo mestre-escravo como definido por Wang et al. (2012) e Han et al. (2016).

Figura 3.25 – Controle centralizado: configuração de operação mestre-escravo em uma microrrede c.a.



Fonte: (WANG et al., 2012)

A partir da Figura 3.25 é possível observar que deve haver um mecanismo rápido que garanta a transição do modo de funcionamento do formador de rede, permitindo assim uma operação livre de transitórios na microrrede. O CCMR é responsável por garantir essa

mudança na operação do formador de rede entre o modo PQ e V-f, exigindo a presença de um canal de comunicação (PARHIZI et al., 2015; WANG et al., 2012; TIRUMALA; MOHAN; HENZE, 2002; ARAFAT et al., 2012).

Também é importante destacar que a transição da microrrede do modo conectado para o modo isolado ocorre na maioria dos casos com o mestre em paralelo com a rede elétrica. Na literatura técnico-científica é possível encontrar também o formador de rede na configuração *back-to-back*, fazendo o elo de ligação entre a rede elétrica e a microrrede como apresentado por Majumder et al. (2010), Borges (2010) e Suman e Singh (2014). Uma configuração para o formador de rede que garanta uma conexão série com a rede elétrica pode permitir uma transição mais suave, sem distúrbios na tensão como definido por Paquette e Divan (2014).

A desvantagem da arquitetura SMO é que quando o mestre falha, toda a microrrede para de operar, além da necessidade do canal de comunicação de banda larga entre o mestre e o CCMR (ROCABERT et al., 2012). Desse modo uma investigação para um conversor formador de rede tolerante a falhas é de grande importância nessa arquitetura de controle.

3.3.5.2 Controle por *Droop*

Outra arquitetura de operação da microrrede é a MMO, onde vários formadores de rede podem operar como mestre em uma estrutura de controle descentralizado. Para permitir esse modo de operação foi desenvolvido o controle por *droop*. Esse método permite o compartilhamento de potência (*power sharing*) entre diversos inversores operando em paralelo numa microrrede, sem a necessidade de canal para comunicação e de modo *plug and play*. A ideia do controle de *droop* vem da capacidade de regulação do gerador síncrono conectado à rede elétrica com impedância predominantemente indutiva, em que o controle da potência ativa e reativa permite o ajuste da amplitude de tensão e frequência (ROCABERT et al., 2012; CHAMANA; CHOWDHURY, 2013; XU; MIAO; FAN, 2012).

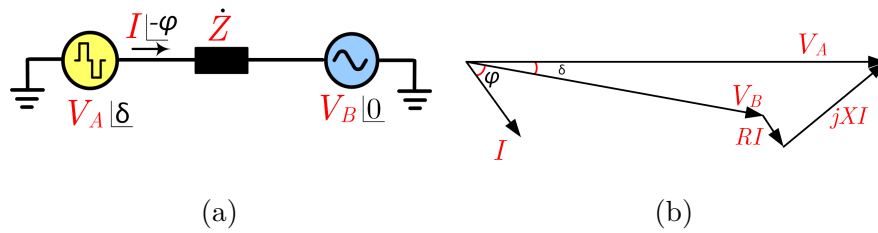
Seja um inversor atuando como uma fonte de tensão ideal controlada, conectada a uma rede elétrica, por meio de uma impedância de linha conforme o diagrama por fase na Figura 3.26a. A Figura 3.26b apresenta o diagrama fasorial do sistema.

As potências ativa e reativa que são entregues à rede elétrica pelo inversor são definidas pelas seguintes equações:

$$P_A = \frac{V_A}{R^2 + X^2} [R(V_A - V_B \cos \delta) + X V_B \sin \delta] \quad (3.12)$$

$$Q_A = \frac{V_A}{R^2 + X^2} [-R V_B \sin \delta + X (V_A - V_B \cos \delta)] \quad (3.13)$$

Figura 3.26 – Análise do fluxo de potência entre inversor e rede: (a) circuito elétrico equivalente; (b) diagrama fasorial.



Fonte: o autor

Onde:

- P_A e Q_A : potências ativa e reativa que fluem entre o inversor (fonte A) e a rede elétrica (fonte B);
- V_A e V_B : valores de tensão eficazes das fontes;
- δ : defasagem angular entre a tensão do inversor e da rede elétrica;
- $\dot{Z} = R + jX$: impedância de linha.

Quando a rede elétrica é de alta tensão, a impedância da rede é puramente indutiva, e a parcela resistiva pode ser desprezada. Já para redes de BT essa condição é justamente contrária. A Tabela 3.3 apresenta valores típicos da impedância de linha com o tipo de rede.

Tabela 3.3 – Relação X/R para redes de distribuição de energia elétrica.

Tipo de Linha	R (Ω/Km)	X (Ω/Km)	X/R
Rede de baixa tensão	0,642	0,083	0,129
Rede de média tensão	0,161	0,19	1,18
Rede de alta tensão	0,06	0,191	3,183

Fonte: (ROCABERT et al., 2012)

Para o caso em que uma rede elétrica possui impedância predominantemente indutiva ($X_L \gg R$) as Equações 3.12 e 3.13 podem ser simplificadas, fazendo $\sin\delta \approx \delta$ e $\cos\delta \approx 1$.

$$P_A \approx \frac{V_A V_B \sin\delta}{X} \rightarrow \delta \approx \frac{X P_A}{V_A V_B} \quad (3.14)$$

$$Q_A \approx \frac{V_A(V_A - V_B \cos \delta)}{X} \rightarrow V_A - V_B \approx \frac{XQ_A}{V_A} \quad (3.15)$$

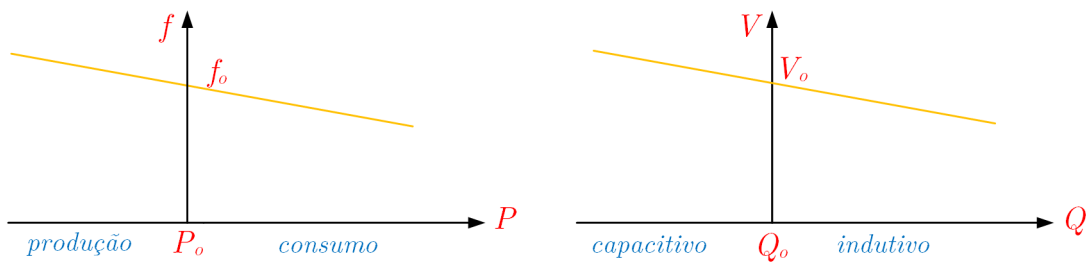
As Equações 3.14 e 3.15 mostram uma relação direta entre o ângulo δ e a potência ativa (P_A), bem como uma ligação entre a diferença de tensão ($V_A - V_B$) e a potência reativa (Q_A). Essas relações permitem definir que a regulação de frequência e tensão podem ser feitas com controle da potência ativa e reativa entregue/absorvida na microrrede. As seguintes equações de controle por *droop* podem ser escritas:

$$f - f_o = -K_{P_i}(P - P_o) \quad (3.16)$$

$$V - V_o = -K_{Q_i}(Q - Q_o) \quad (3.17)$$

Os termos $(f - f_o)$ e $(V - V_o)$ representam os desvios de frequência e tensão em torno de seus valores nominais. Já os termos $(P - P_o)$ e $(Q - Q_o)$ são as variações de potência ativa e reativa entregues pelo conversor à rede elétrica para compensar os desvios de tensão e frequência. As Equações 3.16 e 3.17 podem ser visualizadas graficamente na Figura 3.27, onde a inclinação do *droop* de frequência e tensão são definidos pelos coeficientes K_{P_i} e K_{Q_i} respectivamente, com $P_o = Q_o = 0$ considerando o caso de um formador de rede operando no modo isolado (ARAÚJO et al., 2016). Deste modo, é possível definir o *droop* ($f \times P$) e ($V \times Q$) (ROCABERT et al., 2012).

Figura 3.27 – Característica de *droop* em uma microrrede com impedância predominantemente indutiva.



Fonte: (ROCABERT et al., 2012)

Já para as redes de BT, mantendo a consideração que o ângulo δ muito pequeno, as Equações 3.12 e 3.13 podem ser simplificadas e ficam na seguinte forma:

$$P_A \approx \frac{V_A(V_A - V_B \cos \delta)}{R} \rightarrow V_A - V_B \approx \frac{RP_A}{V_A} \quad (3.18)$$

$$Q_A \approx \frac{V_A V_B \sin \delta}{X} \rightarrow \delta \approx \frac{-RQ_A}{V_A V_B} \quad (3.19)$$

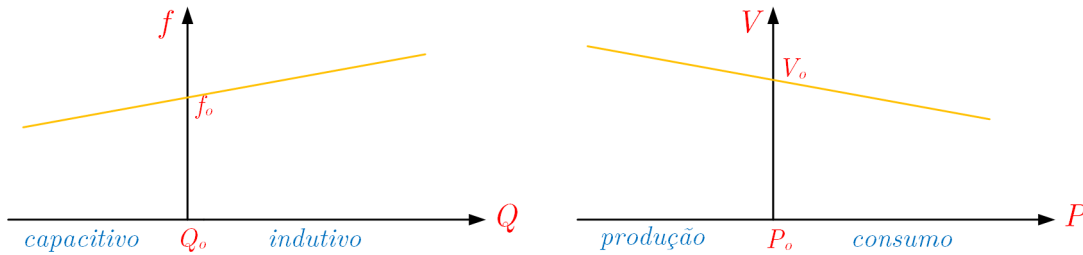
Em uma rede de BT a regulação de tensão depende da potência ativa, enquanto a regulação de frequência é dependente da potência reativa, sendo isso chamado de estatismo reverso. Assim é possível obter as seguintes expressões de *droop*:

$$V - V_o = -K_{Pr}(P - P_o) \quad (3.20)$$

$$f - f_o = K_{Qr}(Q - Q_o) \quad (3.21)$$

A partir das Equações de *droop* 3.20 e 3.21 é possível ilustrar as relações (V x P) e (f x Q) na Figura 3.28.

Figura 3.28 – Característica de *droop* em uma microrrede com impedância predominantemente resistiva.



Fonte: (ROCABERT et al., 2012)

Ainda existe a condição em que a rede possui característica indutiva e resistiva, e assim as relações de *droop* definidas anteriormente não são válidas. Quesada et al. (2014) trata dessa condição, propondo uma matriz de transformação que elimina o acoplamento cruzado entre as grandezas elétricas de controle por *droop*, fazendo com que o conversor enxergue uma rede predominantemente com característica indutiva.

Os coeficientes de *droop* podem ser calculados de acordo com a máxima variação de tensão (ΔV) e frequência (Δf) que a microrrede pode estar sujeita no modo ilhado. Tipicamente são adotados para ΔV e Δf valores iguais a 5% e 2% respectivamente (KHADDEM; BASU; CONLON, 2011). Definida a máxima potência ativa (P_n) e reativa (Q_n) que o inversor pode fornecer é possível calcular os coeficientes de *droop* a partir das equações:

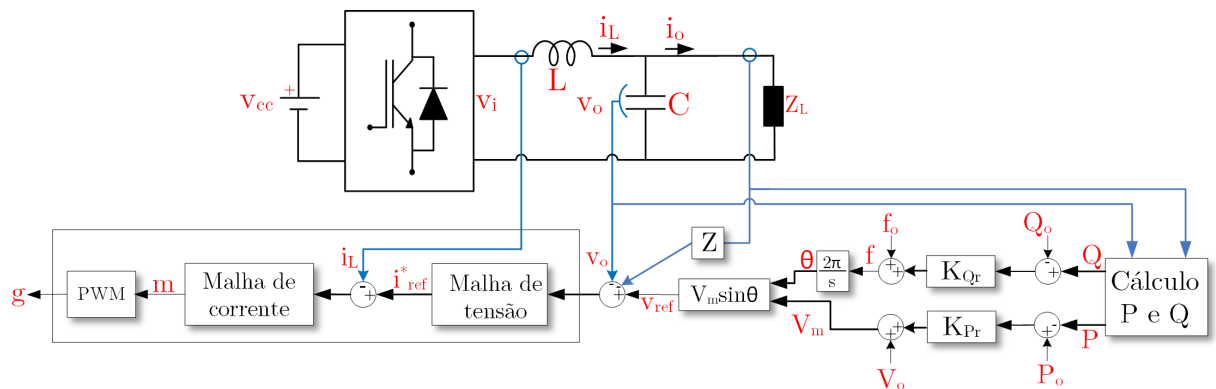
$$K_{Pr} = K_{Qi} = \frac{\Delta V}{P_n} \quad (3.22)$$

$$K_{Qr} = K_{Pi} = \frac{\Delta f}{Q_n} \quad (3.23)$$

O formador de rede com controle descentralizado atua como uma fonte de tensão controlada em todos os modos de operação da microrrede, com o algoritmo de *droop*

gerando a sua referência. O problema é que no momento de conexão do conversor com a rede elétrica, ou na transição do modo ilhado para conectado, pode haver um transitório de corrente pelo fato de se conectar duas fontes de tensão em paralelo. Uma forma de se contornar esse problema é emulando uma impedância na saída do inversor (Z), que pode ser indutiva, capacitiva ou resistiva. A Figura 3.29 apresenta o esquema completo com controle para um conversor monofásico com *droop* para uma rede de BT.

Figura 3.29 – Conversor formador de rede com controle por *droop* para uma rede de BT.



Fonte: (ROCABERT et al., 2012)

3.3.6 Resultados de Simulação do Conversor Formador de Rede

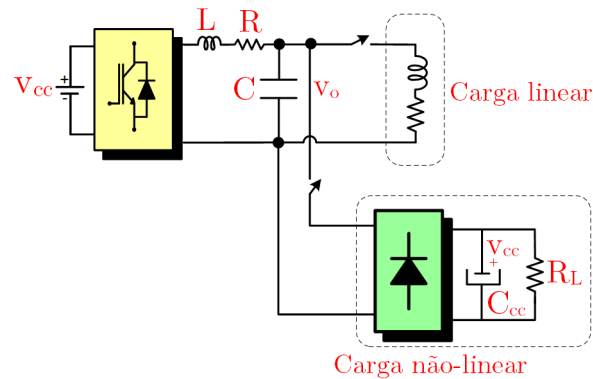
A partir de toda a metodologia apresentada na seção 3.3, é simulado o formador de rede trifásico no Matlab/Simulink, alimentando cargas linear e não-linear sem a presença da rede elétrica principal, conforme diagrama por fase da Figura 3.30. A carga linear é RL com impedância constante. Já a carga não-linear é formada por um retificador à diodos em ponte completa, sem filtro na entrada e com barramento c.c. do tipo fonte de tensão e carga resistiva.

Os principais parâmetros do formador de rede e das cargas elétricas são exibidos na Tabela 3.4 e Tabela 3.5.

A Figura 3.31 apresenta a resposta em frequência para a função de rigidez dinâmica ($\frac{i_o}{v_o}$) do formador de rede conectado em estrela, com e sem o uso CR, a partir da função de transferência de malha fechada definida no Apêndice D. É possível avaliar que com o CR têm uma elevada rigidez, tanto para a componente de frequência fundamental (60 Hz) e harmônicos ímpares, o que garante uma boa capacidade de rejeição ao distúrbio da carga.

Na Figura 3.32 são apresentados os resultados de simulação para o formador de rede. É possível verificar que alimentando uma carga linear desbalanceada com característica exibida na Figura 3.32(a), a tensão segue sua referência como apresentado na Figura 3.32(b), com pequeno erro. Já na Figura 3.32(c), tem-se a forma de onda da tensão na saída do

Figura 3.30 – Diagrama por fase do formador de rede com carga linear e não-linear.



Fonte: o autor

Tabela 3.4 – Parâmetros para simulação do formador de rede trifásico conectado em estrela.

Grandeza	Valor
Capacitância do filtro (C)	411 μ F
Indutância do filtro (L)	26 μ H
Resistência do filtro (R)	10 m Ω
Frequência de chaveamento (f_{sw})	15,36 kHz
Formador de rede (S_n)	75 kVA
Tensão no barramento c.c.	311 V
Ganho K_{pi} da malha de corrente	0,25 Ω
Ganho K_{pv} da malha de tensão	0,95 Ω^{-1}
Ganho K_{iv} da malha de tensão	306,40 $\Omega^{-1}s^{-1}$
Ganho K_R do controle repetitivo	0,5

Fonte: o autor

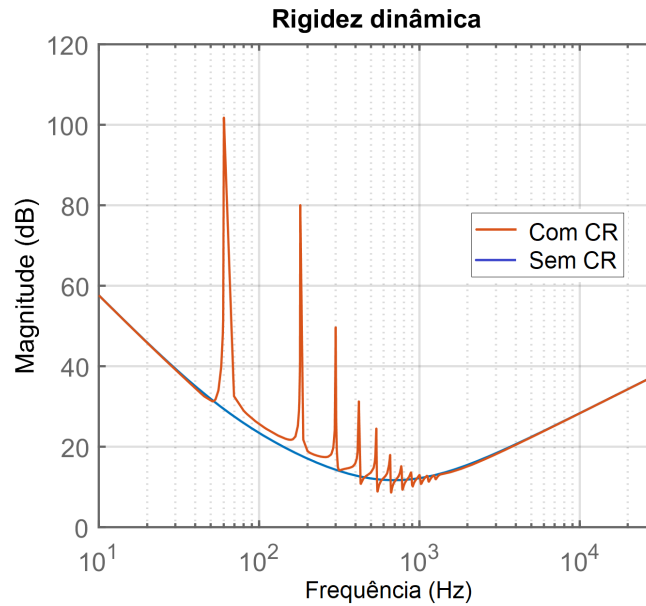
Tabela 3.5 – Parâmetros das cargas elétricas.

Sistema	Características
Carga linear	RL, 220 V, 3 x 13.33 kVA, fator de potência 0,8 atrasado
Carga não-linear	Retificador monofásico a diodos, 3 x 10 kW, 127 V, $C_{cc}=28,6$ mF, $R_L=3$ Ω

Fonte: o autor

conversor com rampa de tensão no momento de energização do conversor, sem que ocorram variações significativas com a conexão da carga.

Figura 3.31 – Rigidez dinâmica para o formador de rede conectado em estrela.



Fonte: o autor

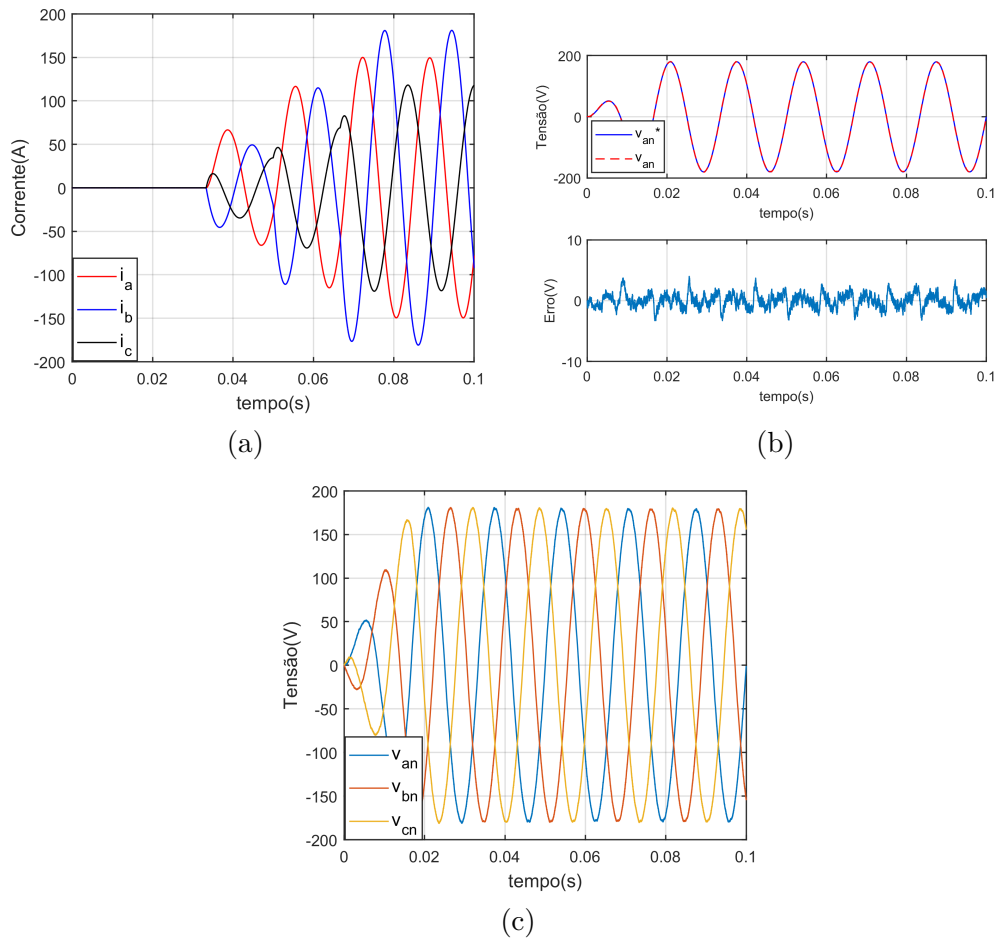
Já na Figura 3.33 são apresentados os resultados do formador de rede suprindo uma carga não-linear desbalanceada. Analisando a Figura 3.33a, é possível notar que a carga trifásica desbalanceada é conectada a partir de 0.05s, fazendo com que o erro da malha de tensão se eleve um pouco conforme a Figura 3.33b, porém a malha de tensão consegue seguir a referência. Na Figura 3.33c, com a conexão da carga, a tensão de fase-neutro passa a ficar mais distorcida, com o máximo TDH_v igual a 2,12%.

3.4 O Conversor de Suporte à Rede

Um conversor de suporte à rede tem como principal função o fornecimento de serviços ancilares ou auxiliares à microrrede. Isso se dá com a regulação de tensão e frequência, por meio do controle de potência ativa e reativa produzida ou absorvida na saída do conversor. Outras funcionalidades que se destacam são a função de compensador harmônico e *low voltage ride through* (AZEVEDO et al., 2013). Dependendo da característica de impedância da microrrede pode ser necessário armazenar potência ativa, o que obriga a presença de um sistema para armazenamento de energia (ROCABERT et al., 2012). Deve ser destacado que o conversor de suporte à rede pode exercer as mesmas funções que um supridor e formador de rede, dependendo da topologia do conversor e seu controle (FILHO et al., 2015).

Existem dois modos que o conversor de suporte à rede pode ser implementado. Na primeira forma como uma fonte de tensão com uma pequena impedância em série, conforme ilustrado na Figura 3.34a. Um outro modo pode ser por meio de operação como FC, com

Figura 3.32 – Resultados de simulação do formador de rede com carga linear desbalanceada: (a) corrente na carga; (b) tensão v_{an} e sua referência com erro; (c) tensão na saída do formador de rede.



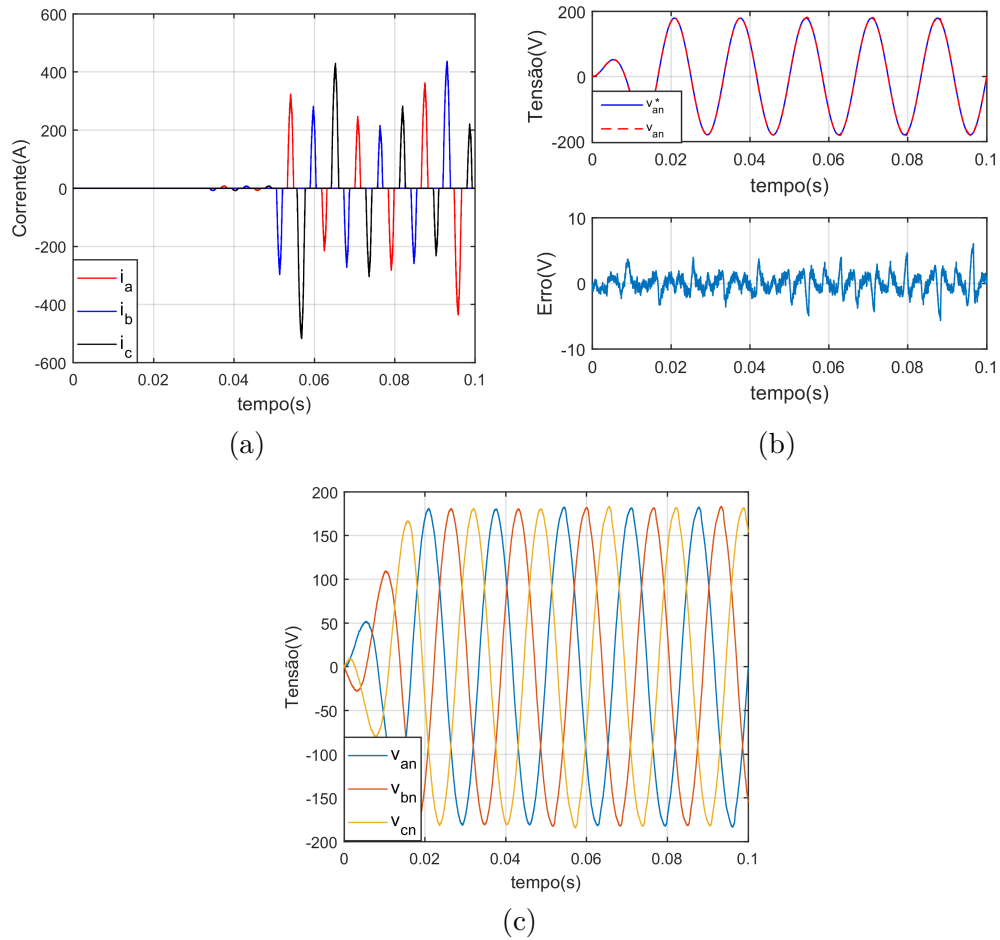
Fonte: o autor

alta impedância de saída exibida na Figura 3.34b (ARAÚJO et al., 2016; ROCABERT et al., 2012).

Quando o suporte de rede opera como uma FC é necessário que haja na microrrede pelo menos um formador de rede. Já no modo fonte de tensão ocorre justamente o contrário, pois o mesmo pode operar também desempenhando a função de formador de rede com as características de um gerador síncrono (ROCAERT et al., 2012).

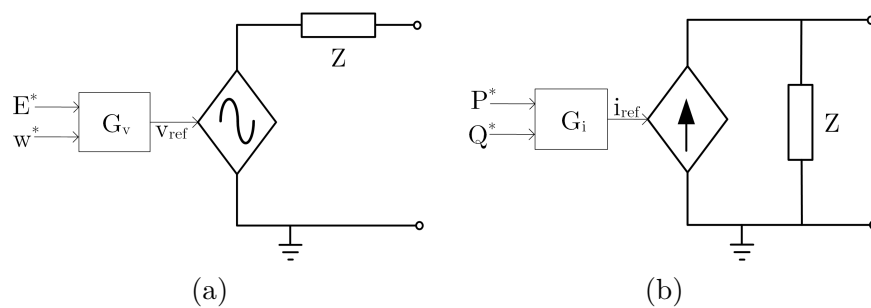
Um modo de implementar o controle do suporte de rede pode ser feito por meio da técnica de controle por *droop*, que é responsável por gerar uma referência de tensão ou corrente para o VSI. As equações a seguir definem a referência de potência ativa e reativa que devem ser produzidas em uma microrrede rede de BT, para permitir a regulação de tensão e frequência. O supridor de rede na topologia II definido na seção 3.2.2 pode ser

Figura 3.33 – Resultados de simulação do formador de rede com carga não-linear desbalanceada: (a) corrente na carga; (b) tensão v_{an} e sua referência com erro; (c) tensão na saída do formador de rede.



Fonte: o autor

Figura 3.34 – Conversor de suporte à rede implementado como: (a) fonte de tensão; (b) e fonte de corrente controlada.



Fonte: (ROCABERT et al., 2012)

usado nesse caso para desempenhar essa função.

$$P^* = \frac{1}{K_{Pr}}(V_o - V) \quad (3.24)$$

$$Q^* = \frac{-1}{K_{Qr}}(f_o - f) \quad (3.25)$$

Onde:

- f_o : frequência elétrica de referência;
- f : frequência elétrica na microrrede;
- V_o : Tensão eficaz de referência;
- V : Tensão eficaz na saída da microrrede.

3.5 Os Conversores Multifuncionais

Os conversores multifuncionais fundamentados nos inversores do tipo fonte de tensão (VSI) tem chamado muita atenção nas aplicações da microrredes. Isso se deve ao fato de que com o mesmo inversor aplicado na geração distribuída que opera como supridor de rede podem ser adicionadas múltiplas funcionalidades de suporte à rede, com respectivas adaptações na estrutura de controle do conversor. Desse modo é possível melhorar a QEE e aumentar a estabilidade do sistema elétrico utilizando um único conversor. Outra vantagem é a melhoria na relação custo-benefício das microrredes, já que não é necessário mais a presença de diversos conversores com funções distintas (MIVEH et al., 2015).

Nos sistema elétricos tradicionais os filtros ativos têm sido utilizados a muito tempo como uma solução viável para compensação dos fenômenos que degradam a QEE. Os filtro ativos podem ser divididos em duas categorias, como série e paralelo. Na primeira solução, a estrutura de filtragem é conectada em série com a rede e opera com uma fonte de tensão controlada, podendo mitigar os problemas de QEE ligados a tensão (DASGUPTA et al., 2011). Na segunda estrutura de filtragem a conexão é feita em paralelo com a rede elétrica, de modo que o conversor opere como um fonte de corrente controlada e compense os fenômenos que deterioram a QEE ligados à corrente (DASGUPTA; SAHOO; PANDA, 2011). Já em um ambiente de microrredes, essas funcionalidades podem ser implementadas em um gerador distribuído, garantindo a função de suporte à rede (LUO et al., 2016).

Teke e Latran (2014) apresentam em seu artigo uma ampla revisão bibliográfica sobre os conversores multifuncionais aplicados em geração distribuída, tanto com relação à topologia, controle e funcionalidades. Na Tabela 3.6 são definidos os principais serviços auxiliares desempenhados pelos conversores multifuncionais, sendo estes classificados de acordo com o tipo de conexão com a rede e microrrede.

A Figura 3.35 apresenta um conversor multifuncional conectado à rede elétrica principal, alimentado por uma microfome de geração distribuída conectada em seu barra-

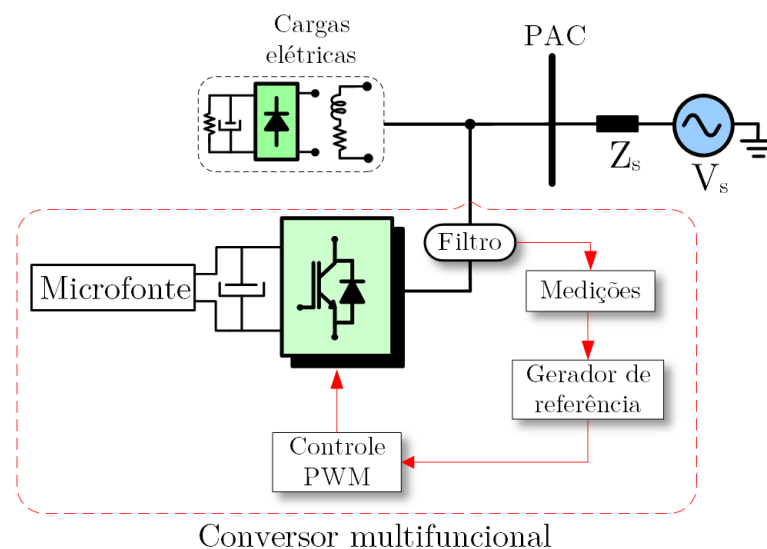
Tabela 3.6 – Principais serviços ancilares desempenhados pelos conversores multifuncionais.

Conexão com a rede elétrica/microrrede:	Tipo de Compensação:
Paralela	Potência reativa
	Harmônicos de corrente
	Desequilíbrio de corrente
	Corrente de neutro
	Regulação de tensão e frequência
	<i>Sag</i>
	<i>Flicker</i>
Série	<i>Sag e swell</i>
	Desequilíbrio de tensão
	Harmônicos de tensão

Fonte: o autor

mento c.c. O conversor é conectado em paralelo com a rede elétrica e pode desempenhar as funções de um filtro ativo paralelo, além da injeção de potência ativa.

Figura 3.35 – Conversor multifuncional conectado à rede elétrica.



Fonte: (TEKE; LATRAN, 2014)

Atualmente, existe uma tendência de que os conversores multifuncionais não desempenhem apenas funções básicas de suporte à rede e suprimento de rede, mas também de formador de rede. Um exemplo é apresentado por Bacha et al. (2015), no qual é adicionado um banco de baterias em um conversor fotovoltaico, passando o mesmo a ter definição de inversor híbrido. Esse gerador distribuído hora pode operar como um suprimento de

rede ou formador de rede, dependendo das condições operacionais da rede elétrica. Esse conversor pode propiciar a operação de um sistema elétrico residencial no modo ilhado, sem a necessidade da rede elétrica principal.

Em (TENTI et al., 2014) é apresentado um conversor denominado de *utility interface* aplicado em uma microrrede com controle centralizado. No modo conectado o conversor pode prover serviços ancilares à rede como filtro ativo paralelo, e já no modo ilhado emula a rede elétrica como formador de rede. Outra funcionalidade do conversor é a transição do modo ilhado para conectado e vice-versa de modo suave e sem transitório de tensão/corrente.

Um conversor multifuncional bidirecional em potência é apresentado em (WANG et al., 2015), e o mesmo opera como fonte de tensão e corrente em uma microrrede com controle descentralizado. Desse modo são garantidos as funcionalidades dos três conversores básicos considerando a microrrede com arquitetura MMO, com um conversor que opera em paralelo com a rede elétrica.

Dong et al. (2012) define um conversor multifuncional monofásico com aplicação residencial, e que possui alternância entre a operação como fonte de tensão e corrente. O conversor pode operar como formador de rede suprindo uma carga no modo ilhado. Com a rede elétrica presente atua com conexão paralela e atua como uma fonte de corrente, controlando o fluxo de potência ativa e reativa como à rede. Nessa mesma condição pode operar como um retificador ativo, suprindo uma carga conectada em seu barramento c.c. O conversor pode detectar a condição de perda na rede elétrica por meio de um PLL adaptado para essa função, fazendo a transição para o modo ilhado. A partir do momento que a rede elétrica passa a ter novamente valores nominais de tensão e frequência o conversor multifuncional pode ser reconectado à rede principal.

Também é possível encontrar um conversor multifuncional que possui conexão série com a microrrede e proposto por (HAN et al., 2013). Com a rede principal presente este opera como um conversor de suporte à rede, operando como um filtro ativo série e compensando VTCDs. Com a microrrede ilhada tem a função de UPS, ou seja, formador de rede. Nessa configuração não são exploradas as transições entre os modos de operação do conversor e da microrrede.

Na literatura técnica só é possível encontrar conversores multifuncionais com conexão em paralelo ou série com a rede elétrica (ZENG et al., 2013; TEKE; LATRAN, 2014). Não existe um conversor que possua alternância de conexão série e paralela com a rede principal, de modo que possam ser compensados quaisquer distúrbios que afetem a QEE em um sistema elétrico.

3.6 Conclusões

Neste capítulo foi feita uma apresentação dos principais conversores eletrônicos para as microrredes c.a. Em um primeiro momento foi definido um conversor supridor de rede, com suas topologias básicas e técnicas de controle. Alguns resultados de simulação destacaram a operação do supridor de rede como fonte de corrente, no modo PQ. Também foi definido o conversor formador de rede, destacando a sua importância para a microrrede no modo ilhado. Foram retratados os resultados de simulação para o formador de rede no modo ilhado, suprindo carga linear e não-linear desbalanceada. Também foi definido o conversor de suporte à rede, que tem um papel muito importante na microrrede c.a., com fornecimento de serviços ancilares ou auxiliares. Por último, foi definido o conversor multifuncional, que pode desempenhar múltiplas funções que vão desde serviços ancilares, injeção de potência ativa e formador de rede. No próximo capítulo será apresentado o compensador série, com suas principais topologias e aplicação nas microrredes. Será indicada uma modificação na configuração e controle que permitirá obter um conversor com múltiplas funcionalidades em um ambiente de microrredes.

4 A Multifuncionalidade do Compensador Série em um Ambiente de Microrredes

O compensador série é utilizado para a proteção de cargas sensíveis a variações de tensão de curta duração, garantindo assim uma boa QEE ao sistema elétrico. Dentro do contexto das microrredes, a aplicação do compensador série é pouco explorada, mas pode permitir a definição de uma nova configuração para um conversor multifuncional. Neste capítulo, é feita uma revisão bibliográfica sobre o compensador série, com suas principais topologias, controle e aplicação nas microrredes. É apresentada uma topologia de conversor fundamentada no dispositivo dinâmico de proteção série, que é um compensador série sem isolamento galvânica na conexão entre o conversor e a rede elétrica. A nova estrutura possui um sistema com armazenamento de energia e adição de quatro chaves, sendo duas do tipo estática e as outras eletromecânicas. Tais modificações permitirão o conversor operar em série ou paralelo com a rede elétrica, garantindo múltiplas funcionalidade que englobam os conversores básicos em um ambiente de microrredes.

4.1 Introdução

O compensador série tem como uma das funções a proteção de cargas sensíveis à variações de tensão de curta duração (VTCDs), como *sag* e *swell*. Deve ser ressaltado que este conversor pode ser definido como uma solução de baixo custo e bom desempenho, quando comparado à solução tradicional UPS (STUMP; KEANE; LEONG, 1998; LOPES et al., 2006). Esse compensador é conectado em série com a rede elétrica via transformador de baixa frequência, mas é possível encontrar algumas configurações sem isolamento galvânica de baixa frequência como o dispositivo dinâmico de proteção série (SILVA, 2003; SILVA et al., 2005). O conversor é do tipo VSI, e atua sintetizando em sua saída uma tensão para compensar os distúrbios que degradam a QEE na carga (BABAEI; KANGARLU; SABAHI, 2010; OMAR; RAHIM, 2010). Outra função deste conversor é a limitação da corrente de falta na rede elétrica, emulando uma impedância virtual série (SYED; KHADKIKAR, 2014).

Para que o compensador série possa compensar os distúrbios de tensão, esse necessita uma fonte de energia com disponibilidade instantânea para suprir o barramento c.c. do inversor, já que a compensação de uma VTCD envolve consumo de potência ativa e reativa. Geralmente são utilizados sistemas de armazenamento com banco de baterias, banco de capacitores e *flywheel*. Porém, a extração de energia mais comum é por meio de retificador ativo ou à diodos conectado na própria rede sujeita ao distúrbio (CHAWLA

et al., 2006; ZHU; JIANG; HUANG, 2008; PRAKASH; SANKAR, 2014).

Nas microrredes é de suma importância que seja garantida uma boa QEE, em termos de continuidade e qualidade do serviço em todos os seus modos de operação. Alguns trabalhos já foram propostos com a aplicação do compensador série em microrredes, dentre os quais se aplicam a tradicional função do restaurador de tensão com diferentes topologias de conversor, mas também destacam a operação em conjunto com sistema de armazenamento de energia e microfones de geração distribuída (CARASTRO; SUMNER; ZANCHETTA, 2006; CHUNG et al., 2008; SHAHNIA, 2011; LI et al., 2012; HAN et al., 2013; SYED; KHADKIKAR, 2014; GAYATRI; PARIMI; KUMAR, 2015; LUO et al., 2016).

Uma característica do compensador série é a sua conexão com a rede, com o VSI operando como uma fonte de tensão controlada. Sob o ponto de vista da operação do conversor formador de rede em uma microrrede, é possível fazer um paralelo entre a operação desses conversores, podendo o compensador série ser adaptado a essa nova função, com algumas modificações em sua estrutura e controle. Esse conversor deve garantir à microrrede as seguintes funcionalidades:

- Garantir a todo momento que a QEE na microrrede atenda os padrões estabelecidos por norma;
- Habilidade de operar a microrrede como conversor formador de rede no modo ilhado, com controle centralizado no modo mestre-escravo;
- Deve ter a capacidade de fazer uma transição suave entre os modos de operação da microrrede;
- Possuir na sua saída alternância na característica do modo fonte de tensão e corrente, garantido um conversor com múltiplas funções;
- Capacidade de suprir cargas lineares e não-lineares no modo ilhado da microrrede, tanto balanceadas quanto desbalanceadas com boa capacidade de rejeição ao distúrbio;
- A arquitetura do conversor deve ser compatível com sistemas elétricos à dois, três e quatro fios;
- A topologia do conversor deve possuir sistema de armazenamento de energia, garantido a bidirecionalidade do fluxo de potência devido à presença de microfones de geração distribuída na microrrede.

Neste capítulo será feita uma revisão bibliográfica sobre o compensador série, com a sua aplicação no sistema elétrico e no ambiente das microrredes. Posteriormente será

apresentada uma configuração multifuncional fundamentado no compensador série que permitirá contemplar todos os requisitos definidos para a operação em uma microrrede.

4.2 O Compensador Série de Tensão

O compensador série também conhecido como restaurador dinâmico de tensão (*Dynamic Voltage Restorer* - DVR[®]) é um conversor eletrônico de potência que tem como função a compensação de afundamentos de tensão (*voltage sags*), além de contribuir para a minimização de tensões transitórias e harmônicas que degradam a QEE. Esse conversor também tem a função de compensar elevações de tensão, fenômeno também conhecido como *voltage swell* (DUGAN et al., 2003; PIRES et al., 2017). Tanto o *sag* quanto *swell* são classificadas como VTCDs, com tempo de duração entre um ciclo da fundamental e três minutos (ANEEL, 2008).

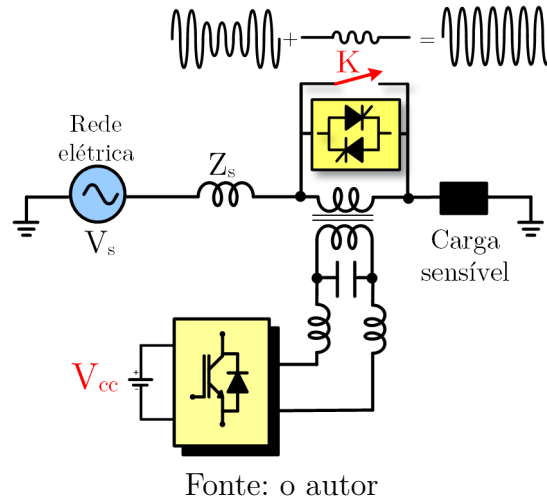
Uma outra função do compensador série está ligada à sua capacidade de reduzir a corrente de curto-circuito em um sistema elétrico. Isto é possível com a injeção de uma tensão adiantada de 90° com a componente fundamental da corrente de falta, emulando deste modo uma indutância (GALASSI, 2006; OMAR; RAHIM, 2010; PRAKASH; SANKAR, 2014).

Pela sua característica de conexão com a rede, o compensador série só pode eliminar os problemas que degradam a QEE ligados à tensão (ANDREWS et al., 2014). Assim, essa configuração pode também operar como um filtro ativo série, sintetizando na sua saída uma tensão que permita eliminar as componentes harmônicas de tensão na rede elétrica. Esse conversor também pode fazer a função de regulação de tensão da rede (CARASTRO; SUMNER; ZANCHETTA, 2006; BABAEI; KANGARLU, 2012; KANJIYA et al., 2013).

Na forma mais usual, o compensador série é formado por um VSI monofásico ou trifásico com filtro LC em sua saída, e conectado à rede elétrica por meio de transformador série com baixa frequência. Em paralelo com o transformador existe uma chave estática formada por tiristores em anti-paralelo e contator, funcionando com uma chave de *bypass* para o caso em que o compensador não esteja operando. Quando ocorre algum distúrbio na rede elétrica, a chave estática é desligada, e o inversor produz uma tensão na sua saída que permite compensar o distúrbio na rede elétrica de modo instantâneo como ilustrado na Figura 4.1 (SILVA, 1999).

Um ponto relevante que deve ser destacado é a proteção garantida ao compensador série pela chave estática para a condição de falta. Quando ocorre um curto-circuito na carga e o conversor está operando, a sua tensão é levada a zero e imediatamente os tiristores são ligados, fornecendo um caminho para a circulação de corrente até que o disjuntor, a montante do compensador, atue e isole a falta, protegendo assim o conversor. Nas condições normais de operação da rede elétrica em que o compensador não opera, a chave

Figura 4.1 – Operação de um compensador série.



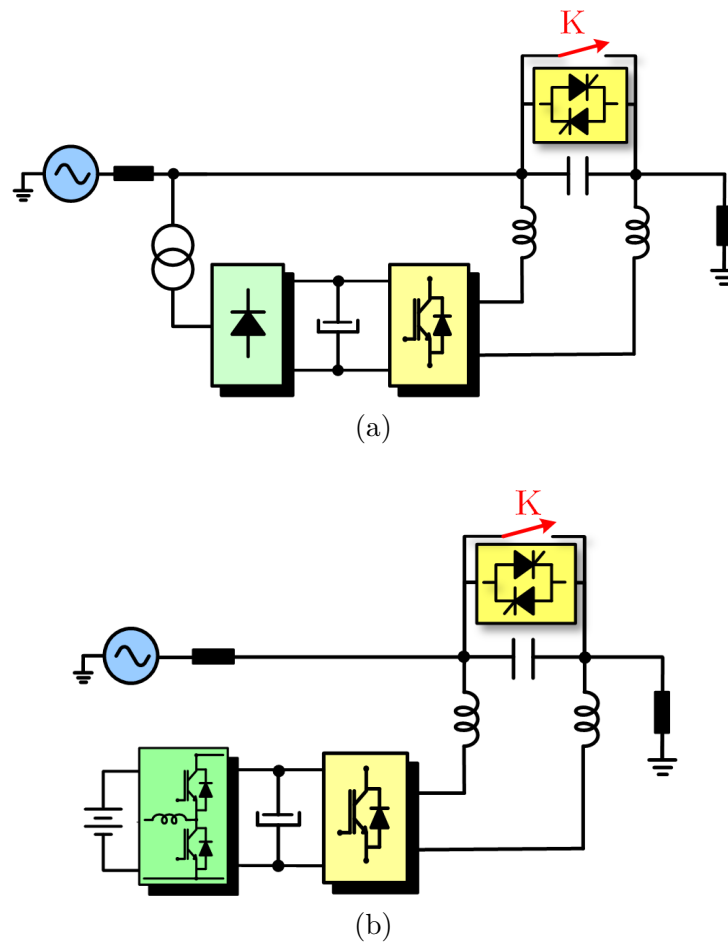
estática fornece um caminho para a corrente da rede, com posterior conexão do contator em paralelo com a chave estática. Desse modo, o dimensionamento dos tiristores só deve ser feito para corrente de curto-circuito a jusante do seu ponto de instalação (SILVA et al., 2005; AMARAL et al., 2015).

No dimensionamento do compensador série, a definição da fonte de energia para suprir o barramento c.c. do seu inversor é muito importante. Nesse quesito, é possível encontrar duas configurações, sendo a primeira formada por retificador à diodos suprindo o inversor, como ilustrado na Figura 4.2a. O retificador à diodos pode ser substituído por uma estrutura ativa, o que encarece o compensador série, porém elimina a corrente distorcida drenada na rede elétrica quando o mesmo está suprindo o inversor. Na segunda configuração, a energia pode ser extraída de alguma fonte externa ou por um sistema de armazenamento de energia formado por bateria estacionária ou banco de capacitores. Na Figura 4.2b é apresentado o conjunto banco de baterias e conversor *buck-boost* como fonte no barramento c.c. do VSI (SILVA, 1999; VENUGOPAL; AGARWAL, 2015).

Uma topologia alternativa à configuração tradicional do compensador série é apresentada por Silva e Filho (2002) sendo definida como dispositivo dinâmico de proteção série. Nessa configuração são introduzidas topologias alternativas para o compensador série, de modo a eliminar o problema de saturação magnética no núcleo do transformador série e corrente de *inrush*, além de contemplar uma redução no custo do conversor estático com topologias de número reduzido de chaves. Outra característica dessa topologia é a ausência do sistema de armazenamento que barateia ainda mais a configuração. A Figura 4.3 ilustra o dispositivo dinâmico de proteção série com sua representação por fase.

Na configuração apresentada na Figura 4.3, o compensador série é formado por um transformador *shunt* trifásico, que alimenta o retificador trifásico à diodos. A alimentação do barramento c.c. do inversor pode ser realizada de forma alternativa por um retificador

Figura 4.2 – Configurações para suprimento do barramento c.c. do compensador série: (a) retificador à diodos; (b) conversor *buck-boost* e banco de baterias.

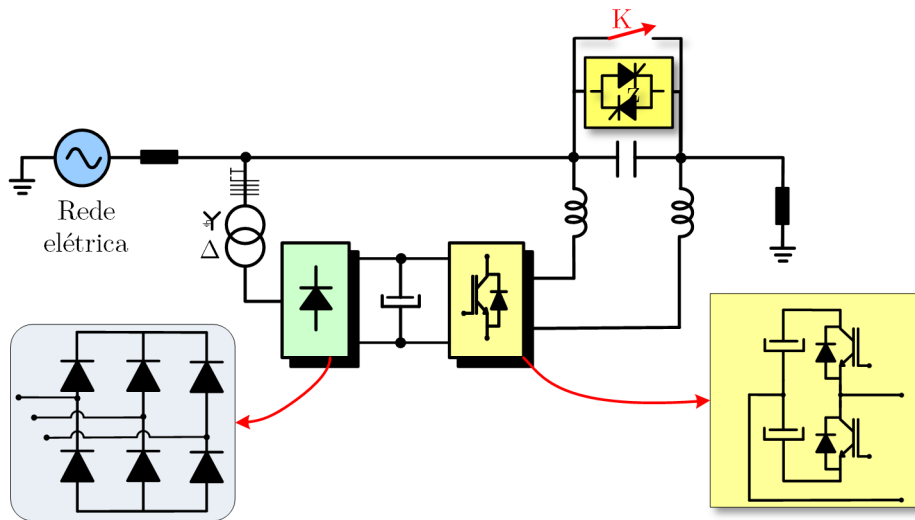


Fonte: o autor

ativo. O inversor utilizado é monofásico em meia ponte (*half bridge*), e o barramento c.c. com ponto central. Também é possível usar um inversor em ponte H como apresentado por Babaei, Kangarlu e Sabahi (2010), com a vantagem da tensão de saída do compensador série possuir três níveis com PWM unipolar.

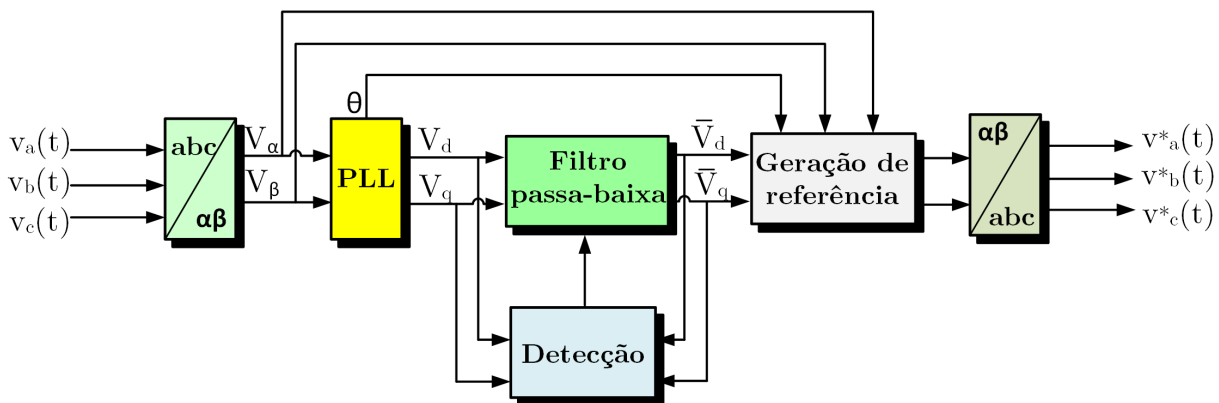
A Figura 4.4 ilustra o diagrama de blocos com um algoritmo utilizado para detectar e gerar as referências para compensar as VTCDs. A tensão da rede no domínio do tempo é convertida utilizando a transformação de Clarke em V_α e V_β . O PLL estima o ângulo da rede elétrica, permitindo gera as variáveis V_d e V_q no referencial síncrono, e o ângulo de fase da componente de sequência positiva. Por meio de um filtro passa-baixa é possível detectar as rápidas variações de tensão no referencial síncrono, devido aos *sags* e *swells*. A diferença instantânea entre o vetor tensão da rede e o vetor tensão de referência é utilizada para gerar a tensão que deve ser sintetizada pelo compensador (SILVA et al., 2005; BHUMKITTIPICH; MITHULANANTHAN, 2011).

Figura 4.3 – Configuração básica do dispositivo dinâmico de proteção série por fase.



Fonte: (SILVA; FILHO, 2002)

Figura 4.4 – Detecção e algoritmo para geração de referência para o compensador série.



Fonte: (SILVA et al., 2005)

4.3 O Compensador Série nas Microrredes

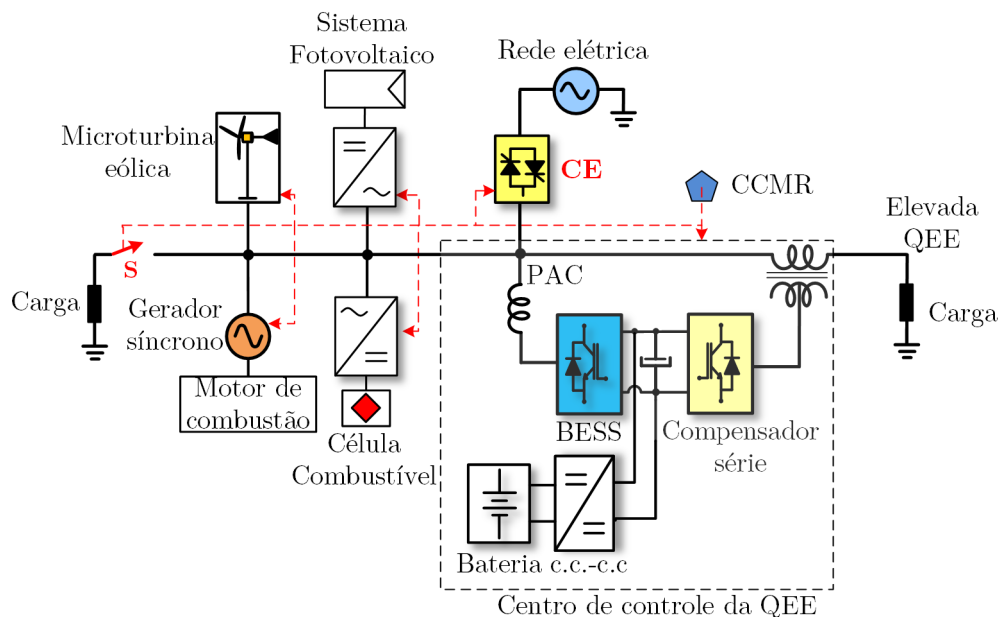
As microrredes vêm se tornando cada dia mais atrativas para os consumidores, com a utilização das microfuentes para geração distribuída na produção de energia elétrica. Porém, com a grande dispersão da geração distribuída e a intermitência das fontes, torna-se muito complexo o controle do sistema elétrico. Outro ponto importante a se destacar é que nas microrredes pode ocorrer uma degradação da QEE, já que as microfuentes utilizam conversores eletrônicos de potência. Deve ser também ressaltada a grande diversidade dos tipos de cargas elétricas (GAYATRI; PARIMI; KUMAR, 2015; LUO et al., 2016).

Dentro do contexto das microrredes, é possível encontrar alguns trabalhos que tratam da aplicação do compensador série como elemento que permite mitigar alguns fenômenos que afetam a QEE. Esse conversor de potência é principalmente utilizado para

compensação de *sags* e *swells*, como apresentado por Gayatri, Parimi e Kumar (2015) e Li et al. (2012). Já Carastro, Sumner e Zanchetta (2006), Shahnia (2011), Dehnavi e Shayani (2015) apresentam a funcionalidade desse compensador como filtro ativo série e regulador de tensão. Uma última funcionalidade compensador série é descrita Syed e Khadkikar (2014) com sua capacidade de prover isolamento, quando ocorre uma falta a jusante ou montante da microrrede.

Chung et al. (2008) apresenta um conversor chamado de centro de controle da QEE aplicado em uma microrrede, ilustrado na Figura 4.5. A configuração é do tipo *back-to-back*, com o compensador em série com a rede e um conversor em paralelo com a rede chamado de BESS (*battery energy storage system*), ambos supridos por um banco de baterias no barramento c.c. Nessa configuração, o compensador série tem como função regular a tensão na carga e prover mitigação das VTCDs. Já o BESS compensa os harmônicos de corrente com filtro ativo paralelo, carrega o banco de baterias e supre o pico de demanda das cargas no modo ilhado e conectado, com o gerador síncrono acionado por motor a combustão operando como o formador de rede.

Figura 4.5 – Microrrede com centro de controle da QEE.

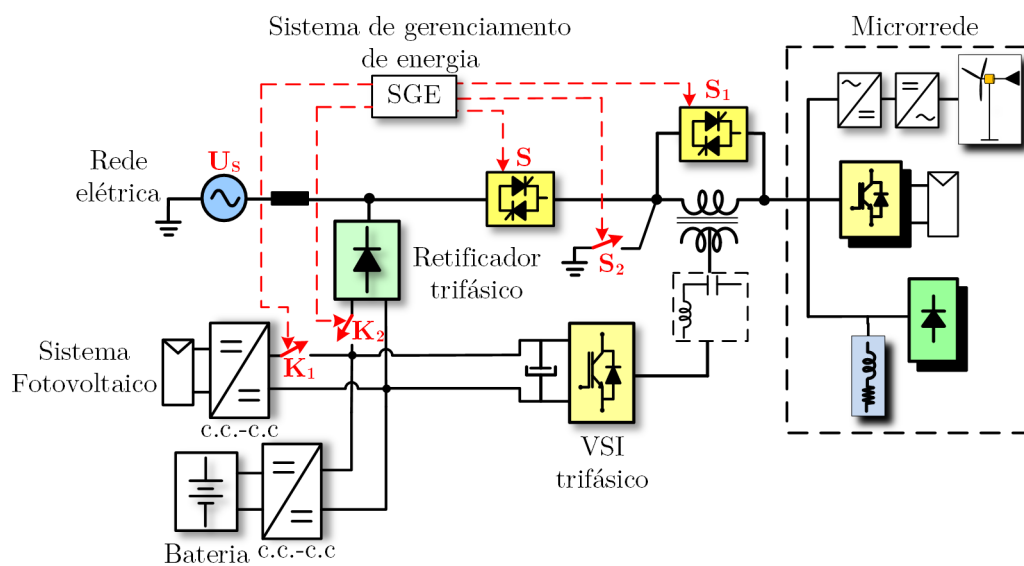


Fonte: (CHUNG et al., 2008)

Han et al. (2013) apresenta um compensador série com diversas funções, conforme esquema da Figura 4.6. O conversor é formado por um VSI trifásico com três braços, com filtro LC e três transformadores monofásicos em série com a rede elétrica. Pelo lado c.c., o sistema é formado por um banco de baterias e uma microfonte do tipo fotovoltaica, com cada um dos sistemas com conversor c.c.-c.c. O banco de baterias pode ser carregado pela rede elétrica por meio do retificador trifásico à diodos ou pela microfonte, pelo comando

das chaves K_1 e K_2 . O conversor pode operar como compensador série, UPS ou no modo microfonte, em que a energia proveniente da microfonte carrega as baterias. Porém, não é descrito como pode ser feita a transição entre os modos de operação sem o desligamento do conversor. Com os comandos das chaves estáticas S , S_1 e S_2 é possível fazer com que o conversor opere no modo conectado à rede ou no modo ilhado. A chave para fechamento do neutro no transformador não é descrita, sendo apenas citada como sendo do tipo estática. Todo o controle das chaves é feito por um sistema de gerenciamento de energia, o que garante a operação do compensador série em diversos modos.

Figura 4.6 – O compensador série com múltiplas funções.



Fonte: (HAN et al., 2013)

Dentre todos os trabalhos citados com a aplicação do compensador série em microrredes podem ser observados alguns pontos que ainda não foram explorados, dentre os quais se destacam:

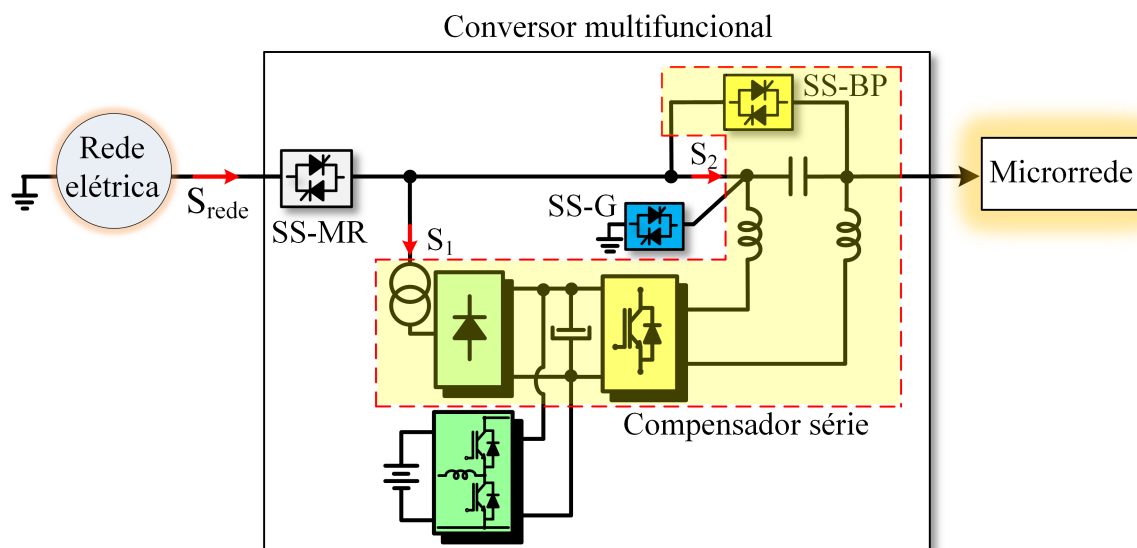
- Eliminação do transformador série para o compensador série, contemplando uma estrutura do tipo dispositivo dinâmico de proteção série;
- O compensador série pode garantir uma transição suave do modo conectado para ilhado, passando a operar em paralelo com a microrrede;
- Transformação do compensador série em uma configuração que hora pode desempenhar o papel de conversor série ou paralelo, sem que o mesmo precise ser desligado, permitindo obter um conversor multifuncional.

4.4 O Conversor Multifuncional

A ideia da configuração multifuncional para o compensador série é derivada de Han et al. (2013), que propõe uma nova funcionalidade para o compensador série com a adição de uma chave estática. Já a configuração do conversor é derivada do dispositivo dinâmico de proteção série definido por Silva e Filho (2002), porém com um inversor em ponte H ao invés de meia ponte. Para habilitar o fluxo bidirecional no conversor é adicionado no barramento c.c. do inversor um conversor *buck-boost* e banco de baterias (SILVA; RIBEIRO; MATOS, 2014).

O conversor multifuncional é ilustrado na Figura 4.7, com destaque para o compensador tradicional e elementos adicionados na topologia. O conversor proposto pode ser aplicado em sistema monofásicos e trifásico a três e quatros fios.

Figura 4.7 – Configuração do conversor multifuncional por fase.



Fonte: o autor

O conversor multifuncional proposto é capaz de operar em série ou paralelo com a rede elétrica, dependendo das condições da rede principal e microrrede. Tal conversor pode desempenhar as principais funções dos conversores básicos das microrredes, definidos no capítulo três deste trabalho. Além da topologia convencional do compensador série são incluídas duas chaves eletromecânicas (S_1 e S_2) e duas chaves estáticas ($SS-MR$ e $SS-G$), como ilustrado na Figura 4.7.

A chave estática $SS-BP$ está usualmente presente na topologia dos compensadores série, com a finalidade de proteção para a condição de falta a jusante do conversor (FARHADI-KANGARLU; BABAEI; BLAABJERG, 2017). As chaves S_2 , $SS-G$ e $SS-BP$ permitem o conversor ficar conectado em série ou paralelo à rede elétrica. Já a

chave S_1 permite desconectar o transformador, reduzindo desse modo as perdas quando o lado c.c. do inversor é alimentado pelo banco de baterias.

A chave SS-MR permite fazer a transição do modo conectado para ilhado e vice-versa. A chave S_{rede} não faz parte do conversor multifuncional, sendo controlada pela rede principal. Quando a microrrede deve mudar para o modo ilhado, a chave SS-MR é aberta e a chave SS-G conecta o neutro da microrrede e do conversor. Todas as chaves estáticas são compostas por tiristores em anti-paralelo, com contator em paralelo para operação em regime permanente.

As funcionalidades do conversor proposto com funções específicas são:

- (i) conversor formador de rede: (a) referência de tensão e frequência para os conversores supridores e cargas elétricas na microrrede no modo ilhado; (b) transição suave entre o modo conectado e ilhado e vice-versa; (c) capacidade de realizar *black-start*;
- (ii) conversor de suporte à rede: (a) operação como filtro ativo série ou paralelo; (b) regulação de tensão; (c) compensador de *sag* e *swell*; (d) correção do fator de potência (potência reativa, compensação de desequilíbrio e harmônicos de corrente);
- (iii) conversor supridor de rede: (a) injeção de potência ativa na rede.

O conversor multifuncional pode operar em cinco modos, dependendo da configuração das chaves de acordo com a Tabela 4.1. O estado “0” representa a chave desligada e “1” a chave ligada. Os modos de operação em regime permanente do conversor multifuncional são ilustrados na Figura 4.8, enquanto na Figura 4.9 são descritas as possíveis transições.

Tabela 4.1 – Modos de operação do conversor proposto.

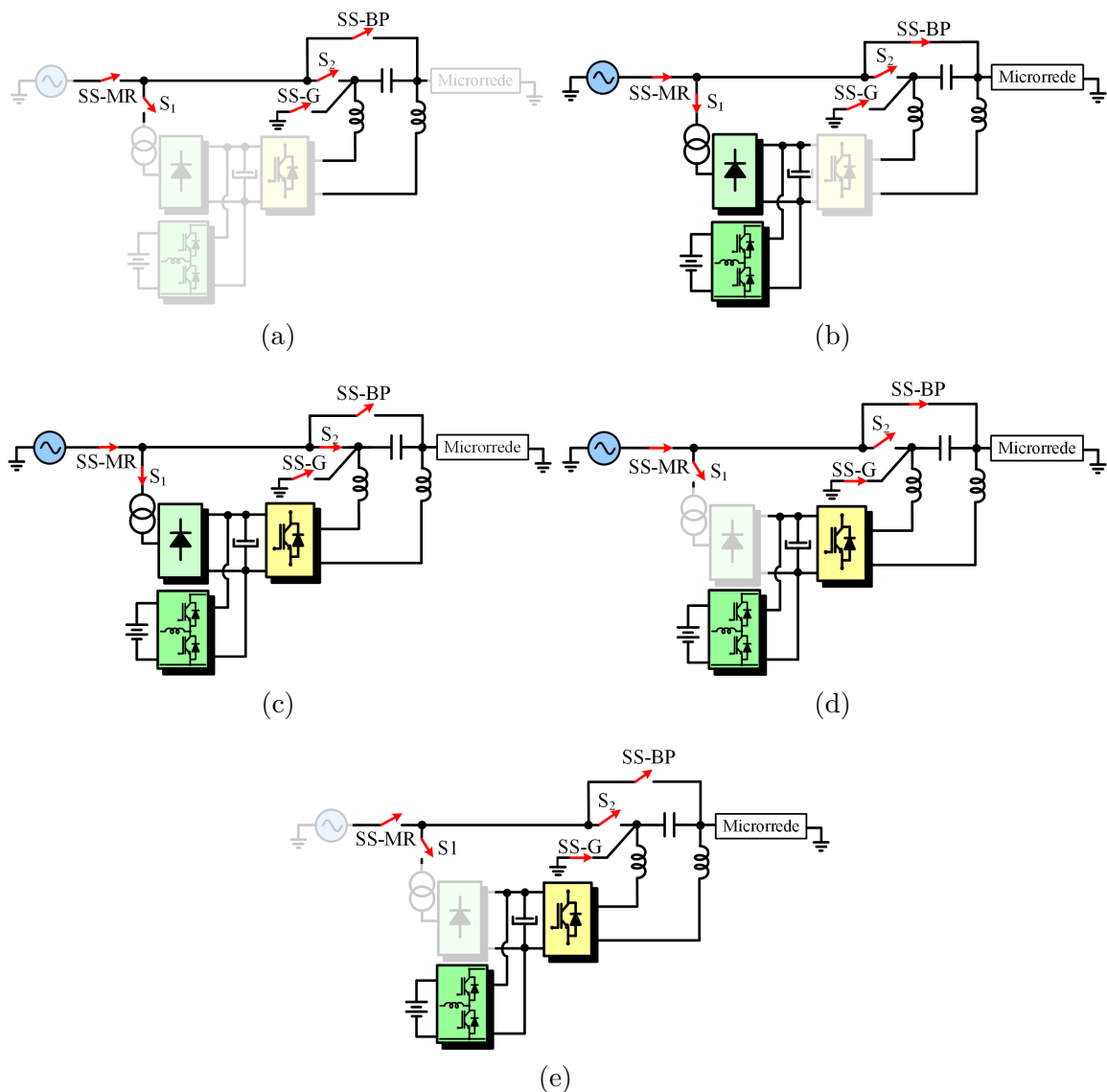
Modo	SS-MR	SS-BP	SS-G	S_1	S_2
I	0	0	0	0	0
II	1	1	0	0 ou 1	0
III	1	0	0	0 ou 1	1
IV	1	1	1	0	0
V	0	0	1	0	0

Fonte: o autor

Os principais modos de operação do conversor multifuncional são:

- Modo I: Neste modo a microrrede está desabilitada como ilustrado na Figura 4.8a.
- Modo II: O conversor multifuncional está desativado e em manutenção, porém o PAC da microrrede é suprido pela rede elétrica como mostrado na Figura 4.8b. A chave

Figura 4.8 – Modos de operação do conversor multifuncional: (a) modo I; (b) modo II; (c) modo III; (d) modo IV; (e) modo V.

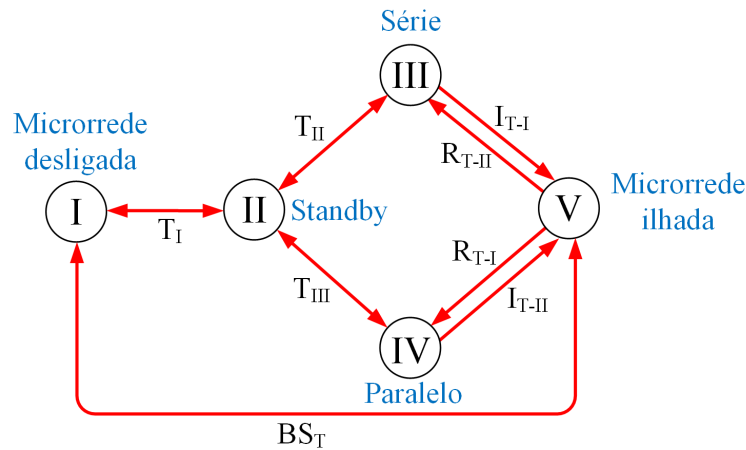


Fonte: o autor

SS-BP conecta a rede elétrica na microrrede e o retificador alimenta o barramento c.c. permitindo o carregamento do banco de baterias. Nesse modo o banco de baterias não pode ser descarregado, pois o inversor está desligado.

- Modo III: O conversor é conectado em série com a rede elétrica operando como um conversor de suporte à rede como ilustrado na Figura 4.8c. Nesse modo o conversor opera provendo serviços ancilares típicos de um compensador série, compensando os distúrbios na forma de onda da tensão. O banco de baterias pode ser descarregado pelo VSI (CAMPANHOL et al., 2017).
- Modo IV: O conversor multifuncional é conectado em paralelo com a rede elétrica e

Figura 4.9 – Transições entre os modos de operação do conversor multifuncional.



Fonte: o autor

as chaves SS-MR, SS-BP e SS-G são fechadas como ilustrado na Figura 4.8d. Nesse modo o conversor opera como supridor de rede injetando potência ativa na rede, extraindo energia das baterias. Também pode prover serviços auxiliares típicos de compensadores com conexão paralela, mitigando os distúrbios nas forma de onda da corrente e regulando tensão. Nesse modo as baterias podem ser carregadas e descarregadas pelo VSI.

- Modo V: O conversor opera no modo ilhado como um formador de rede, conforme mostrado na Figura 4.8e. Nesse modo o conversor pode prover a funcionalidade de *black-start*.

As principais transições do conversor multifuncional de acordo o diagrama da Figura 4.9 são:

- T_I : Nessa transição a microrrede está ligada e o conversor multifuncional opera em *standby* para, por exemplo, realização de manutenção.
- T_{II} : Essa transição conecta o conversor multifuncional como um compensador série.
- T_{III} : Já nesta condição o conversor passa a ter conexão paralela com a rede e microrrede.
- I_{T-I} e I_{T-II} : Nesta transição o conversor pode inicialmente estar conectado em série ou paralelo, fazendo o ilhamento da microrrede. O momento exato para fazer a transição I_{T-I} é com a corrente da microrrede passando por zero, o que garante a abertura da chave SS-MR e fechamento de SS-G sem que haja um curto-circuito.

- R_{T-I} e R_{T-II} : Estas transições reconectam a microrrede com a rede elétrica. O processo inicia-se com a sincronização das tensões da microrrede com a rede principal. Na reconexão R_{T-I} as chaves SS-MR e SS-BP são fechadas e o conversor opera em paralelo com a microrrede, suprimindo o último valor de corrente com redução em rampa por pouco ciclos, o que evita transitório de tensão. Finalizada a R_{T-I} o conversor pode se manter no modo IV, ou operar no modo II. Já com a reconexão R_{T-II} as chaves SS-MR e S_2 são fechadas e SS-G é aberta no instante que a corrente na microrrede passa por zero, conectando o conversor em série com a rede. Terminada a R_{T-II} o conversor pode se manter no modo III, ou migrar para o modo II.
- BS_T : O conversor multifuncional pode operar como formador de rede realizando o *black-start*. Inicialmente a operação ocorre no modo I, e então, o conversor multifuncional é ligado e passa a energizar o PAC da microrrede no modo V. Se for necessário reconectar a microrrede na rede principal, o conversor pode mudar sua operação para o modo III ou IV usando a transição de reconexão R_{T-I} e R_{T-II} .

As transições mais críticas para a operação do conversor multifuncional são I_{T-I} e R_{T-II} , pois envolvem a abertura/fechamento das chaves estáticas SS-MR e SS-G. Por exemplo, deve haver um mecanismo que garanta a abertura de SS-MR, para que não haja um curto-circuito com o fechamento de SS-G.

4.5 Projeto e Controle do Conversor Proposto

Um ponto fundamental para o conversor multifuncional é a escolha da topologia do inversor e filtro de saída que permita uma operação série ou paralela, dependendo dos requisitos da microrrede. Desse modo, o VSI monofásico em ponte H sem transformador de baixa frequência (*transformerless*) associado com um sistema de armazenamento de energia é escolhido (TEKE; LATRAN, 2014). Essa configuração está de acordo com os requisitos de conexão do conversão multifuncional e possui fluxo de potência bidirecional.

Nesta seção serão apresentados os requisitos de projeto do filtro de saída e controle do conversor multifuncional.

4.5.1 Projeto do Filtro LC

O filtro de saída dos VSIs são utilizados para reduzir o ripple do chaveamento PWM, além de propiciar o acoplamento com a rede elétrica e conversor. Usualmente os VSIs controlados em tensão utilizam filtro LC, enquanto os controlados em corrente usam preferencialmente filtro LCL (LETTL; BAUER; LINHART, 2011; HE; LI, 2012). Quando o conversor multifuncional precisa operar como uma fonte de corrente a corrente no indutor

é controlada. Já na operação como fonte de tensão a corrente no indutor e tensão são controladas (ROCABERT et al., 2012).

Usualmente os inversores que operam como fonte de tensão controlada, a corrente no ramo capacitivo é limitada entre 10% e 15% da capacidade nominal do VSI (SILVA; FILHO, 2002). Já para as fontes de corrente controladas o indutor é projetado baseado no critério de *ripple* de corrente, com valor máximo entre 15% a 25% da corrente nominal do VSI, e um capacitor com menor capacitância é obtido comparado ao inversor controlado como fonte de tensão (WANG et al., 2003). Desse modo, as metodologias usadas no projetos de filtro conduzem a valores distintos de capacitor e indutor, dependendo do modo de operação.

Para o conversor multifuncional é proposto um projeto do filtro LC fundamentado na operação híbrida do inversor, ou seja, tanto como fonte de corrente e tensão controlada. A capacitância do filtro é adotada como sendo igual a 7,5% da potência nominal do conversor monofásico conforme Equação 4.1. Para o cálculo da indutância, é adotado um *ripple* de corrente igual a 30% como definido na Equação 4.2 (TEODORESCU; LISERRE; RODRIGUEZ, 2011). Por último, é possível calcular a frequência de corte do filtro LC, usando uma separação de uma década da frequência de chaveamento conforme Equação 4.3 (SILVA; FILHO, 2002). A indutância do filtro é dividida em duas partes para reduzir o ruído de modo comum.

$$C = \frac{kS_n}{2\pi fV_f^2} \quad (4.1)$$

$$L = \frac{V_{CC}}{6f_{sw}\Delta_{iL}} \quad (4.2)$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (4.3)$$

Onde:

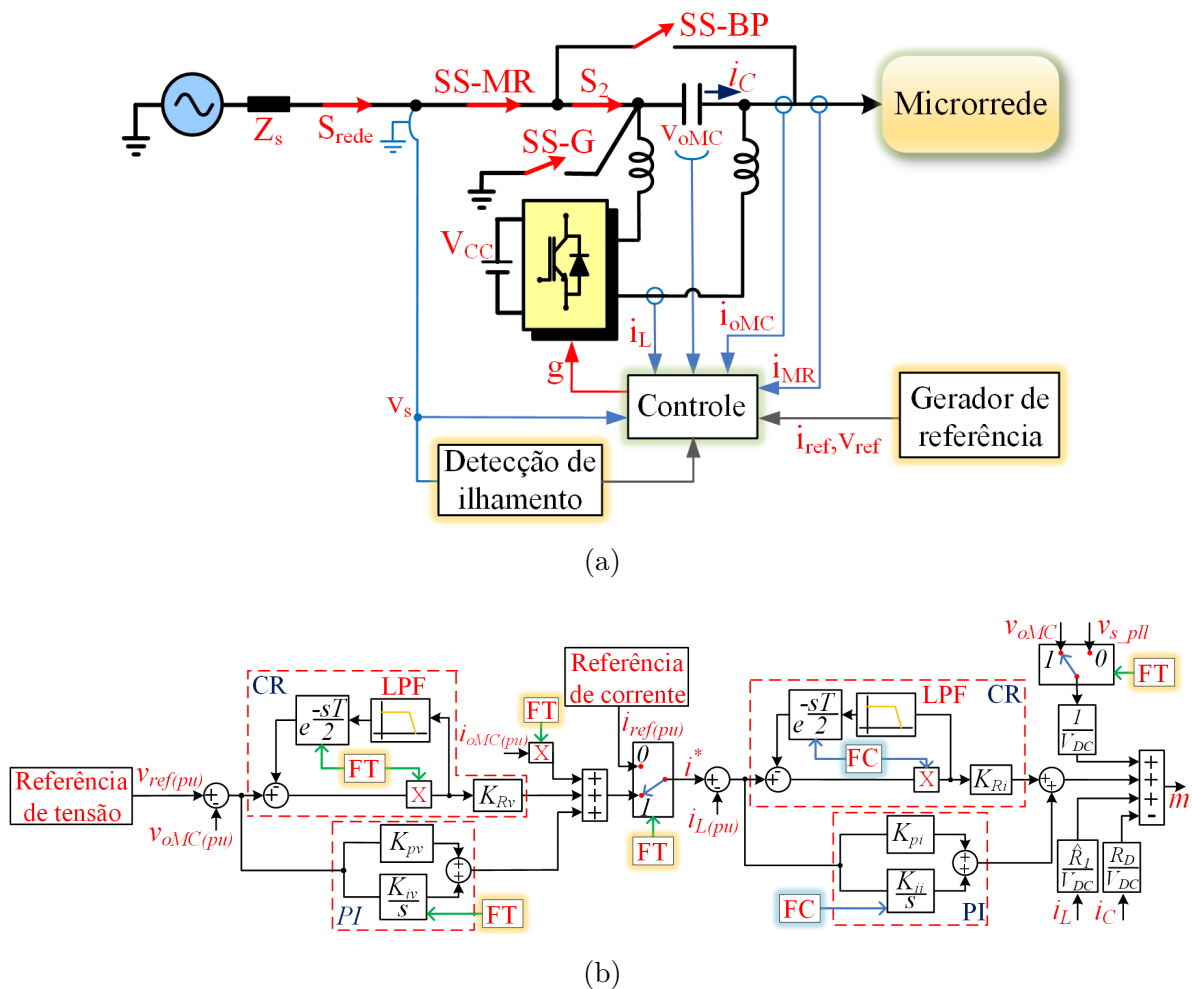
- S_n - potência do VSI monofásico (kVA);
- V_f - tensão de fase (V);
- f - frequência elétrica fundamental (Hz);
- k - percentual de reativos do filtro LC;
- Δ_{iL} - máximo *ripple* de corrente (A);
- f_{sw} - frequência de chaveamento (Hz);
- V_{CC} - tensão no barramento c.c. do inversor (V);

4.5.2 Controle do Conversor Multifuncional

O controle do conversor multifuncional deve garantir a operação da microrrede, bem como prover uma transição suave entre os seus modos de operação. A Figura 4.10a mostra um diagrama por fase com todas as grandezas elétrica medidas para o controle do conversor. Também é possível observar o gerador de referência, que de acordo como o modo de operação do conversor cria uma tensão ou corrente de referência. Também existe um sistema para detecção do ilhamento não-intencional fundamentando em uma técnica do tipo passiva, que monitora o valor eficaz da tensão na rede e sua frequência elétrica.

Já na Figura 4.10b é ilustrada a estrutura de controle implementada em coordenadas naturais (abc) e que permite a operação do conversor como fonte de tensão ou corrente controlada. O controle proposto pode ser aplicado em conversores multifuncionais monofásicos e trifásicos a três e quatro fios. A operação como fonte de tensão ou corrente controlada é selecionada por meio das variáveis “FT” e “FC” ilustradas na Figura 4.10b.

Figura 4.10 – Controle do conversor multifuncional: (a) diagrama de conexão e sensores; (b) esquema de controle.

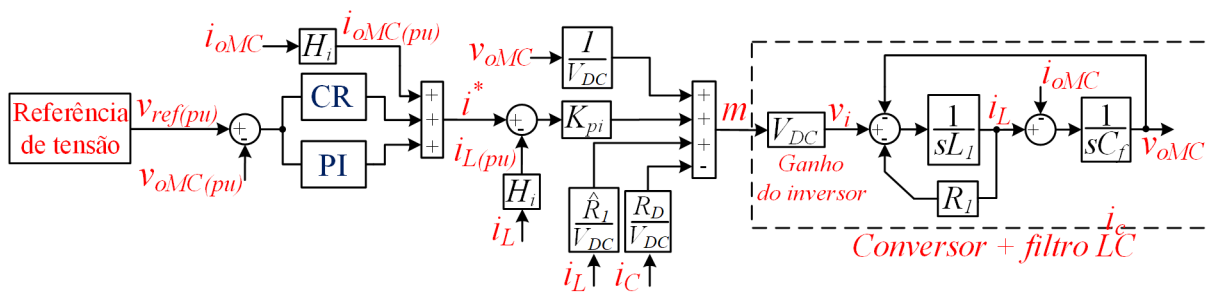


Fonte: o autor

4.5.2.1 Controle de Tensão

O modo para controle de tensão é habilitado fazendo as variáveis “FT=1” e “FC=0” no diagrama de controle da Figura 4.10b. Desse modo, o esquema de controle passa a ser o da Figura 4.11, que é composto pela associação paralela do controle repetitivo (CR) para harmônicas ímpares e o controlador PI (proporcional-integral) para a malha de tensão em cascata com um controlador proporcional para a malha de corrente (RYAN; BRUMSICKLE; LORENZ, 1997; GRINÓ; COSTA-CASTELLÓ, 2005; ZHOU et al., 2006). O controlador PI melhora a resposta transitória, já que o CR precisa de, no mínimo, meio ciclo para entrar em operação. Também são utilizadas algumas ações de *feedforward* que incluem realimentação da tensão de saída (v_{oMC}), corrente de saída (i_{oMC}) e cancelamento da resistência equivalente da indutância do filtro LC ($\hat{R}_L i_L$) (LOH; HOLMES, 2005; SILVA, 2012). Também é utilizada uma técnica de amortecimento ativa (R_D), que utiliza a corrente do capacitor e será melhor detalhada no final desse capítulo.

Figura 4.11 – Diagrama de controle para operação como uma fonte de tensão controlada.



Fonte: o autor

Para definir os ganhos dos controladores PI e P, o CR e amortecimento ativo são desativados inicialmente ($R_D=0$ e $K_{Rv}=0$), considerando uma frequência de chaveamento igual a 12 kHz. Cada malha de controle é projetada considerando a desejada frequência de *crossover* e margem de fase, por meio da função de transferência de malha aberta obtida da Figura 4.11. Para a malha de tensão é adotada uma frequência de *crossover* de 660 Hz e uma margem de fase de 60° . Já na malha de corrente é adotada uma frequência de *crossover* igual a 1,2 kHz e uma margem de fase de 60° (YAZDANI; IRAVANI, 2010). Os ganhos obtidos com o projeto são $K_{pi}=0,6 \Omega$, $K_{pv}=0,9 \Omega^{-1}$ e $K_{iv}=68 \Omega^{-1}s^{-1}$, adotando um sensor de corrente (H_i) igual a $\frac{1}{280}$ (VA^{-1}) e um sensor de tensão (H_v) igual a $\frac{1}{150}$ (VV^{-1}).

Para garantir uma operação estável do CR é utilizado um filtro passa-baixa (FPB), de modo a adequar a faixa de passagem que o conversor pode operar (CHEN et al., 2008). O FPB escolhido é de segunda ordem com função de transferência definida no Apêndice D, e com uma frequência de corte (w_c) igual a 900 Hz.

Quando o FPB e o controlador PI são adicionados à malha de tensão, os polos do CR são deslocados, porque ambas as estruturas não possuem característica de fase nula em sua resposta de frequência (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2007). Para avaliar a correção necessária nos polos do CR, a função de transferência de tensão em malha aberta é esboçada e ilustrada na Figura 4.12a. Utilizando uma implementação digital do CR com $T_s=12$ kHz, um avanço de fase igual a três amostras é adicionado, forçando o atraso do CR para $z^{(-100+3)}$. Usando a função de transferência do sistema, é possível observar que com um ganho K_{Rv} igual a 0,25 é possível melhorar a faixa de passagem da malha de tensão, além de prover uma faixa de passagem menor que a malha de corrente. A Figura 4.12b apresenta o diagrama de Bode da função de transferência de malha fechada da tensão, considerando o amortecimento ativo R_D igual a 0,25 Ω .

4.5.2.2 Controle de Corrente

A Figura 4.13 apresenta o diagrama para controle de corrente, fazendo as variáveis “FT=0’ e “FC=1’ no diagrama da Figura 4.10b. A malha de corrente é formada pela associação do PI e do CR para harmônicas ímpares, de modo que seja possível rastrear um referênciada periódica. Para melhorar a resposta dinâmica do controle de corrente é feito o feedforward da tensão da rede (vs_pll) e cancelamento da resistência equivalente da indutância do filtro LC (\hat{R}_{iL}). Para o projeto do PI da malha de corrente é adotada uma frequência de *crossover* igual 900 Hz e uma margem de fase de 85°. O projeto conduziu aos ganhos $K_{pi}=0,44$ Ω e $K_{ii}=223$ Ωs^{-1} .

Para a malha de corrente é utilizado um CR com filtro passa-baixa implementado similarmente a malha de tensão, com frequência de corte igual a 900 Hz, e com um ganho K_{Ri} igual a 0,1. Para compensar o deslocamento dos polos do CR causados pelo PI e o FPB, é adicionado um avanço de duas amostras no CR, tornando o atraso total igual a z^{-100+2} . A resposta em frequência da função de transferência de malha aberta e malha fechada de corrente são apresentadas na Figura 4.14a e Figura 4.14b. A resistência de amortecimento no modo fonte de corrente é o mesmo valor utilizado no modo fonte de tensão.

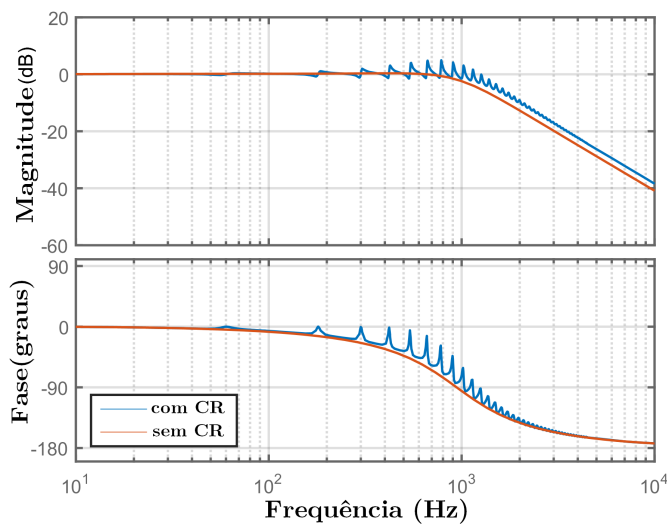
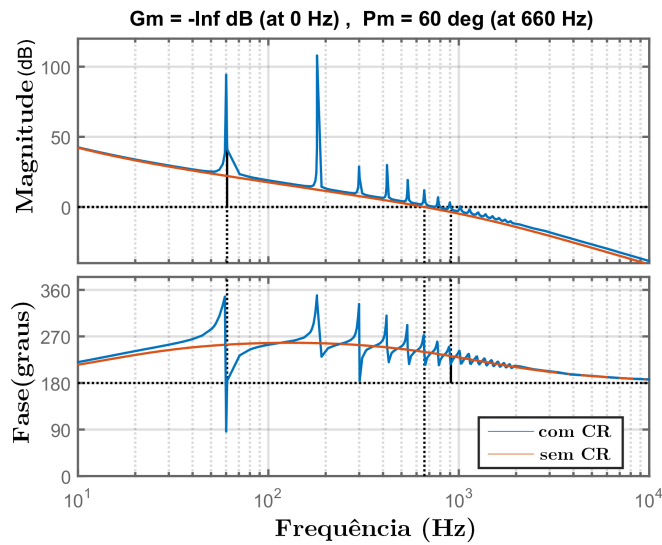
4.5.2.3 Referência de Tensão e Corrente

- Gerador de referência de tensão

A Figura 4.15 mostra o bloco de referência de tensão definido na Figura 4.11, que propicia a operação como uma fonte de tensão controlada nos modos III e V. Para o conversor monofásico é usado um PLL baseado no produto interno instantâneo das funções ortogonais (CPT), como definido por Padua et al. (2007).

Da Figura 4.15, quando a variável ref_v é igual a zero, não é gerada nenhuma referência de tensão, e o conversor opera em *standby*. Já a função de filtro ativo série é

Figura 4.12 – Diagrama de Bode da malha de tensão usando: (a) função de transferência de malha aberta; (b) função de transferência de malha fechada.

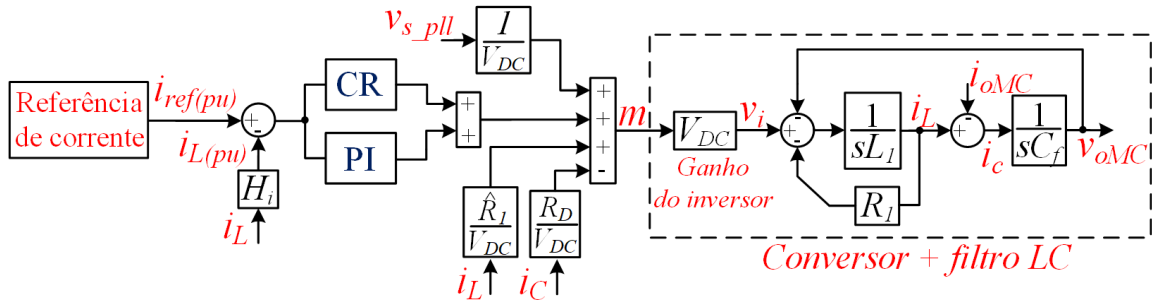


Fonte: o autor

selecionada fazendo a variável ref_v igual a um. Nessa condição o conversor multifuncional opera no modo III, com funcionalidade de suporte à rede. O PLL está sincronizado com a rede elétrica, com a variável $sinc_pll$ igual a um, gerando uma tensão de referência de 60 Hz (v_{SAF}). O sinal de referência é subtraído da tensão da rede medida (v_s) e é gerada uma referência que deve ser produzida em série com a rede elétrica ($v_{ref}=v_{SAF}H_v$).

Para a transição do modo conectado à rede para o modo ilhado (I_{T-I}), o PLL é desconectado da medição da rede, fazendo a variável $sinc_pll$ igual a zero no diagrama da Figura 4.15. A ação de $feedforward$ (w_o) do PLL produz uma referência de tensão senoidal. A variável ref_v é então definida como sendo igual a dois e o conversor passa a

Figura 4.13 – Diagrama de controle para operação como uma fonte de corrente controlada.



Fonte: o autor

operar no modo V.

Já considerando o procedimento de *black-start* no modo V, a referência de tensão é gerada fazendo a variável ref_v igual a três na Figura 4.15. Nessa condição, o PLL ($sinc_pll$ igual a zero) gera a referência de tensão senoidal. Entretanto, o sinal de referência (v_{BS}) é somente ativado com a variável $ramp_v$ igual a um, o que permite criar uma rampa de tensão com duração de quatro ciclos da frequência fundamental.

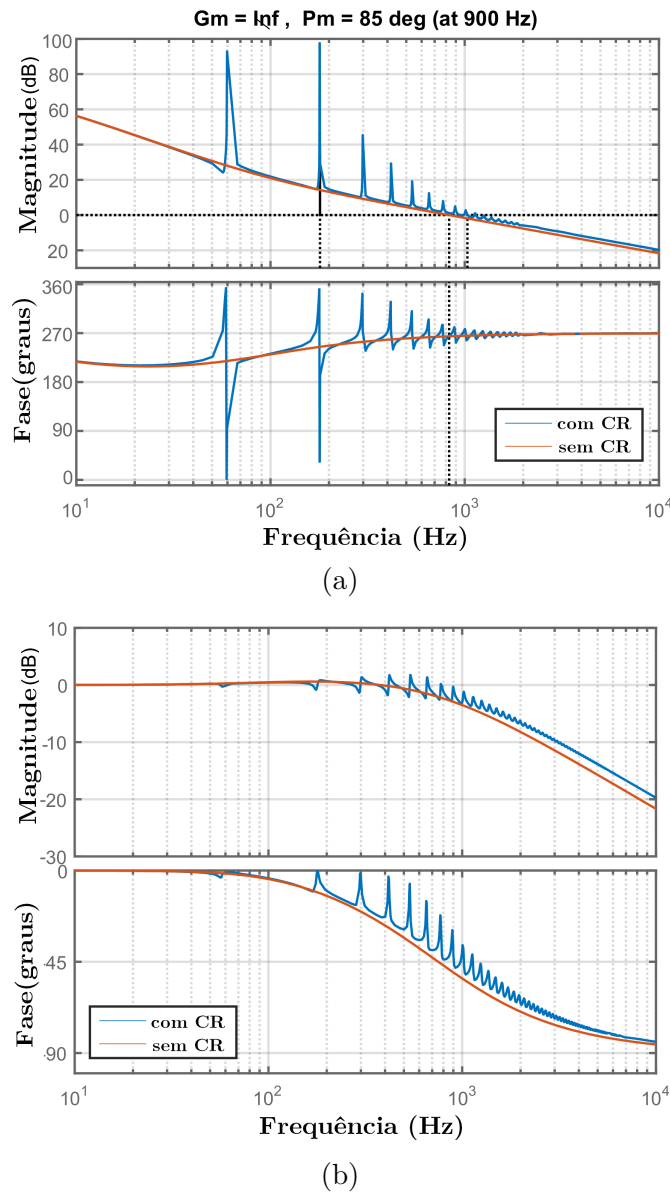
Por último, a transição de reconexão do modo ilhado para o conectado à rede (R_{T-II}) com o conversor multifuncional operando em série (modo III) é inicializada com a variável ref_v igual a um. Porém, isso só pode ser feito se e somente se a variável $sinc_pll$ for igual um, indicando que a tensão da rede e da microrrede estão sincronizadas.

- Gerador de referência de corrente

A Figura 4.16 define o bloco que gera a referência de corrente ilustrado na Figura 4.13, que é responsável por operar o conversor multifuncional como uma fonte de corrente controlada no modo IV. Quando a variável $flag_i$ é igual a zero, não é gerada nenhuma referência de corrente.

Para realizar a transição de reconexão (R_{T-I}), ou seja, do modo ilhado para conectado, o conversor inicialmente opera como uma fonte de tensão controlada com a variável ref_v igual a três e $sinc_pll$ igual a um. Tais ações garantem uma sincronização entre a tensão da rede e microrrede conforme ilustrado na Figura 4.15. Então a variável $flag_i$ se torna igual a um, conforme ilustrado na Figura 4.16, e o conversor passa a operar no modo IV como uma fonte de corrente controlada. Ao mesmo tempo, a variável ref_v torna-se nula. Para evitar sobretensão no PAC da microrrede durante essa transição, o conversor multifuncional injeta a corrente da microrrede (i_{MR}) e a corrente da capacitância do filtro LC ($i_{cap(LC)}$), reduzindo a troca de potência com a rede em um rampa ($ramp_i$) com duração de quatro ciclos da frequência fundamental. Caso o conversor necessite mudar para o modo II, então primeiramente deve cessar a potência em sua saída e depois fazer

Figura 4.14 – Diagrama de bode da malha de corrente usando: (a) função de transferência de malha aberta; (b) função de transferência de malha fechada.



Fonte: o autor

a variável $flag_i$ igual a zero. Também é possível passar a operar no modo IV, com o término da transição (R_{T-I}), fazendo a variável $flag_i$ igual a dois ou três.

Para que o conversor multifuncional opere no modo PQ, a variável $flag_i$ deve ser igual dois na Figura 4.16. Nessa condição, o PLL garante sincronização da rede (vs_pll), enquanto os sinais $vs_cos\theta$ e $vs_sin\theta$ geram a referência de corrente instantânea. A malha de controle de PQ é responsável por gerar as referências de corrente para produzir uma injeção de potência ativa e reativa, sendo fundamentada em controladores PI com ganhos $K_p=0,1 \text{ A}^{-1}$ e $K_i=200 \text{ A}^{-1}\text{s}^{-1}$ (GUO; MU, 2016).

Por último, fazendo a variável $flag_i$ igual a três, a operação como filtro ativo

Figura 4.15 – Bloco para referência de tensão utilizado no conversor multifuncional.

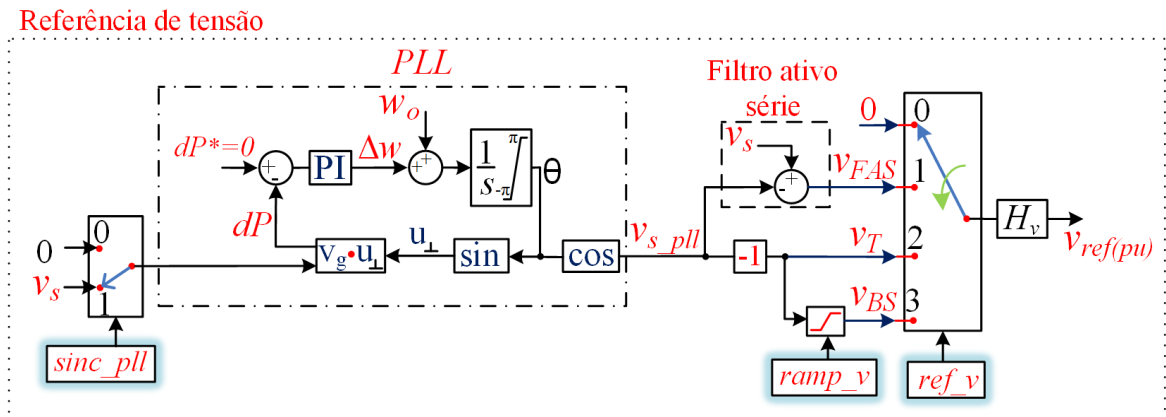
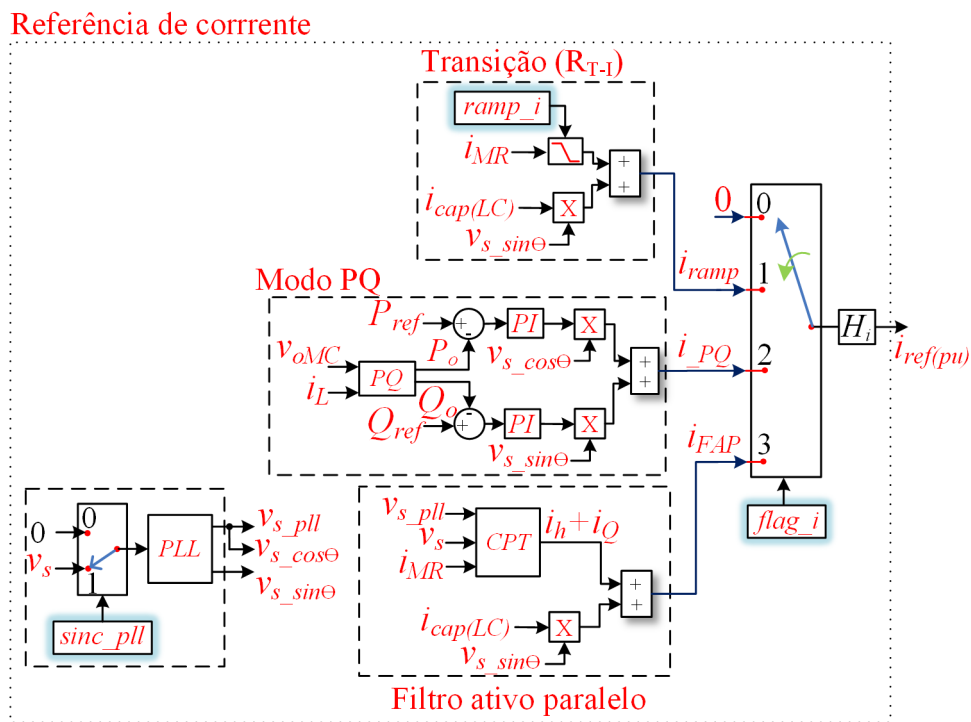


Figura 4.16 – Bloco para referência de corrente utilizado no conversor multifuncional.



paralelo é ativada. Para gerar a corrente de referência é utilizada a teoria da potência conservativa (CPT) (PAREDES et al., 2011). Nessa condição também é injetada potência reativa em malha aberta para suprir a capacitância do filtro LC.

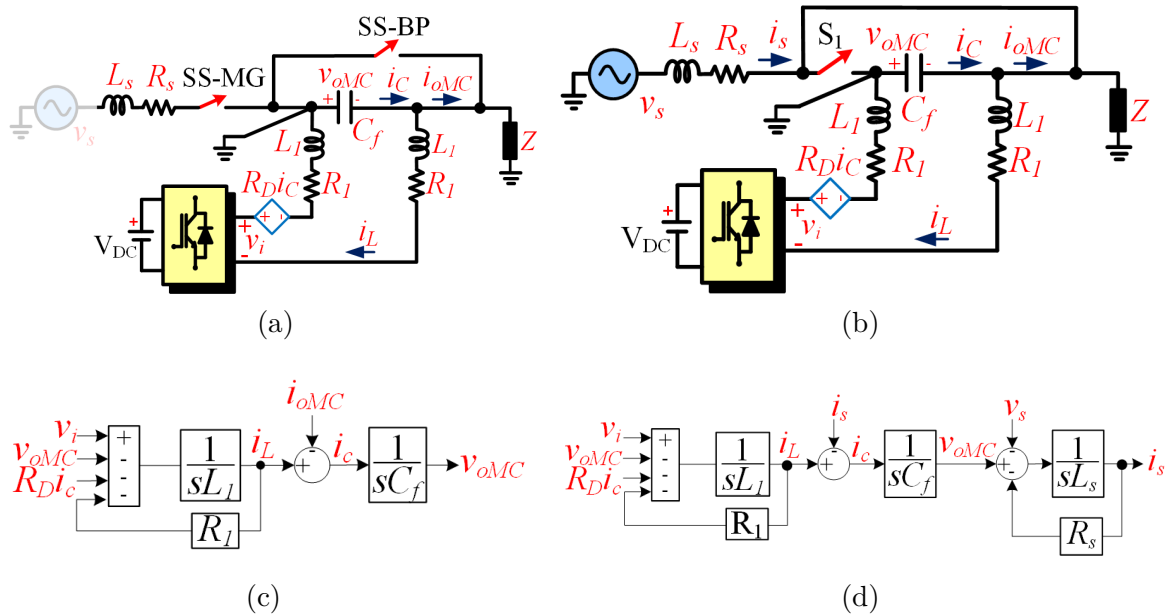
4.5.2.4 Amortecimento Ativo do Filtro LC

Um desafio nas aplicações do filtro LC em VSIs é o pico de amplificação harmônica em sua resposta em frequência. Possíveis soluções para esse problema são fundamentadas

em técnicas de amortecimento ativa e passiva (HE; LI, 2012). As técnicas passivas utilizam resistores em paralelo ou série com capacitor ou indutor do filtro. Já as técnicas ativas produzem um resistor virtual no filtro LC, usando alguma modificação na estrutura de controle (BLASKO; KAURA, 1997; KIM; SUL, 2011).

Para o conversor multifuncional é utilizada uma técnica de amortecimento ativa que utiliza a corrente do capacitor. A Figura 4.17 apresenta dois diferentes modos de operação do conversor multifuncional, em que as chaves fechadas não são ilustradas. Na Figura 4.17a é ilustrado o conversor multifuncional no modo ilhado operando no modo V, como um formador de rede. Já na Figura 4.17b o conversor opera em paralelo com a rede elétrica, como uma fonte de corrente no modo IV. Em ambos os casos é adicionado ao esquema de controle um termo de amortecimento (R_{Di_c}), como apresentado na Figura 4.17c e Figura 4.17d. O termo (R_{Di_c}) emula uma fonte de tensão controlada como mostrado na Figura 4.17a e Figura 4.17b, provendo característica de amortecimento ao filtro LC.

Figura 4.17 – Diagrama por fase do conversor multifuncional: (a) modo ilhado; (b) modo conectado à rede; (c) diagrama de bloco do filtro LC no modo ilhado; e (d) conectado.



Fonte: o autor

A função de transferência do conversor com filtro LC suprindo uma carga passiva incluindo o amortecimento ativo é apresentada na Equação 4.4. Para a condição em que o conversor com filtro LC é conectado diretamente à rede, a Equação 4.5 representa a função de transferência $\frac{i_L}{v_i}$. Já as funções de rigidez dinâmica do conversor multifuncional

para o modo ilhado e conectado são respectivamente definidas nas Equações 4.6 e 4.7.

$$\frac{v_{oMC}}{v_i} = \frac{1}{s^2 + L_1 C_f + s C_f (R_1 + R_D) + 1} \quad (4.4)$$

$$\frac{i_L}{v_i} = \frac{s^2 L_s C_f + s C_f R_s + 1}{s^3 L_1 L_s C_f + A_1 s^2 + A_2 s + A_3} \quad (4.5)$$

$$\frac{i_{oMC}}{v_{oMC}} = \frac{s^2 + L_1 C_f + s C_f (R_1 + R_D) + 1}{s L_1 + R_1} \quad (4.6)$$

$$\frac{v_s}{i_L} = \frac{s^3 L_1 L_s C_f + A_1 s^2 + A_2 s + A_3}{s C_f R_D + 1} \quad (4.7)$$

Onde:

- $A_1 = (L_1 R_s C_f + R_1 L_s C_f + R_D L_s C_f)$;
- $A_2 = (R_s C_f R_D + C_f R_s R_1 + L_1 + L_s)$;
- $A_3 = (R_1 + R_D + R_s)$.

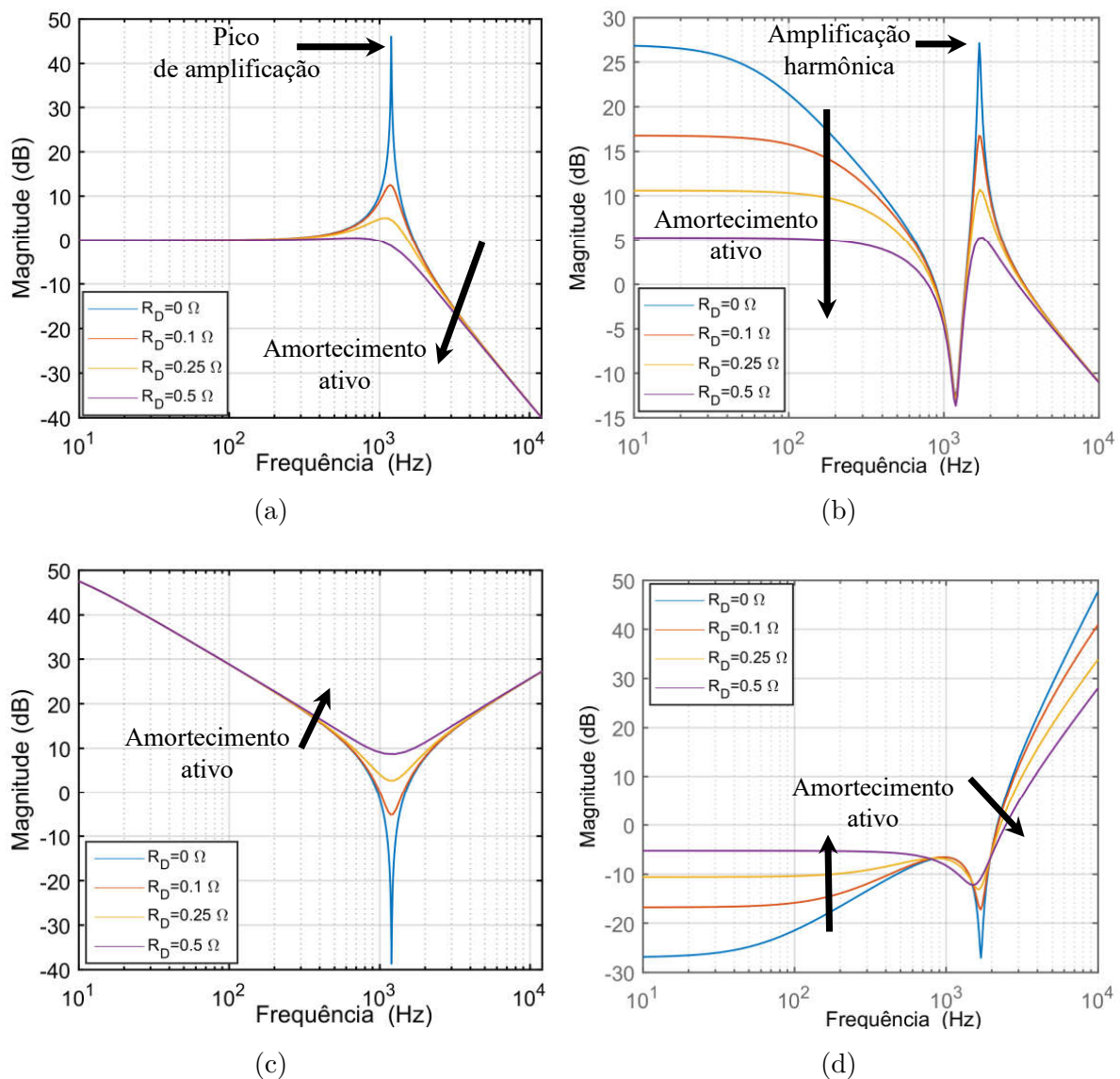
A Figura 4.18 apresenta a resposta em frequência para as funções de transferência definidas nas Equações 4.4 a 4.7. Como pode ser visto na Figura 4.18a, o aumento de R_D leva a uma atenuação do pico de ressonância para o sistema operando no modo ilhado. Uma vantagem dessa técnica de amortecimento é que nas frequências acima da frequência de corte do filtro atenuação se mantém em 40dB/década. Já para o modo conectado à rede, o aumento de R_D permite atenuar a amplificação harmônica entre o filtro LC e a rede, como ilustrado na Figura 4.18b

A Figura 4.18c mostra a rigidez dinâmica para o modo ilhado, e o aumento de R_D reduz o impacto da corrente i_o na tensão v_o . Considerando o modo conectado como mostrado na Figura 4.18d, o aumento de R_D provê uma melhor característica de rigidez dinâmica até a frequência de corte do filtro, com ligeira perda de desempenho em altas frequências.

4.6 Conclusões

Neste capítulo foi apresentado o compensador série, com sua função e principais topologias quando aplicado no sistema elétrico de potência. Posteriormente, foi feito um estudo da aplicação do restaurador de tensão nas microrredes. Foram identificadas as principais aplicações e observados alguns pontos não abordados por alguns autores. Assim, foram extraídas algumas ideias que podem contribuir para uma nova configuração

Figura 4.18 – Filtro LC com amortecimento ativo: (a) $\frac{v_{oMC}}{v_i}$; (b) $\frac{i_L}{v_i}$; (c) $\frac{i_{oMC}}{v_{oMC}}$; e (d) $\frac{v_s}{i_L}$.



Fonte: o autor

multifuncional. Foi proposto um conversor multifuncional, para o caso monofásico e trifásico, fundamentado no dispositivo dinâmico de proteção série. Por fim, foi apresentado o controle do conversor multifuncional para o modo de operação como fonte de tensão e fonte de corrente controlada. No próximo capítulo serão apresentados os resultados do conversor proposto com aplicação em uma microrrede monofásica e trifásica, com validação da técnica de controle proposta, por meio de simulação *hardware-in-the-loop*.

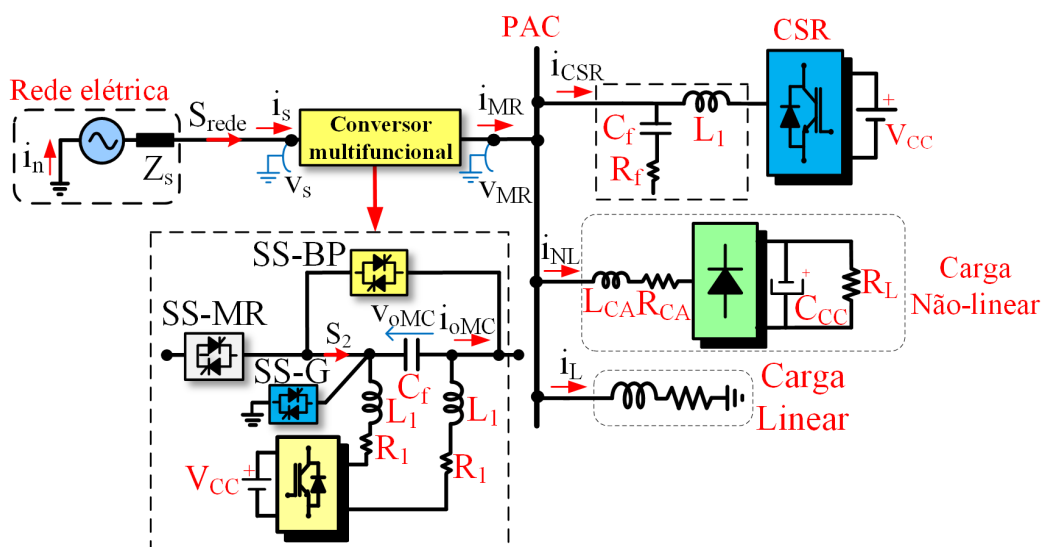
5 Análise e Operação da Microrrede com Conversor Multifuncional

Neste capítulo são apresentados os principais resultados de simulação do conversor multifuncional aplicado em uma microrrede monofásica e trifásica a quatro fios, com arquitetura de controle centralizada. Dentre os diversos cenários simulados é destacada a operação multifuncional como supridor de rede, formador de rede e suporte à rede, em conjunto com as transições entre modos de operação. Por fim, o esquema de controle para o conversor multifuncional é implementado em um processador digital de sinais, e validado por meio de simulação *hardware in the loop* com Typhoon HIL 600.

5.1 Microrrede com Conversor Multifuncional Monofásico

A microrrede monofásica utilizada como modelo para os estudos deste trabalho é apresentada na Figura 5.1. Segundo o padrão IEEE Std 1547.4 (IEEE, 2011) a configuração é do tipo ilha secundária, com uma fonte de geração distribuída, consumidores e rede de distribuição de baixa tensão (BT).

Figura 5.1 – Configuração da microrrede monofásica em estudo.



Fonte: o autor

A fonte de geração distribuída da microrrede é formada por um conversor supridor de rede (CSR), com capacidade de suprir parcialmente/totalmente as cargas elétricas, dependendo do instante de operação do sistema elétrico. O conversor multifuncional pode operar nos cinco modos definidos na seção 4.4, com todas as possíveis transições

operacionais ilustradas na Figura 4.9. A microrrede também é composta por uma chave estática ideal, que permite a operação ilhada e conectada à rede elétrica principal.

As cargas da microrrede são do tipo linear e não-linear. A carga linear possui impedância constante, do tipo RL. A carga não-linear é formada por um retificador a diodos monofásico em ponte completa, com capacitor e resistor no lado c.c. (ANTUNES et al., 2017). O lado c.c. do conversor multifuncional é formado por uma fonte c.c. ideal, porque os resultados gerados perfazem um período de tempo muito curto, na qual a oscilação de tensão c.c. causada pelo *buck-boost* pode ser desprezada, sem perda de generalidade. Todo o modelo é desenvolvido na plataforma Matlab/Simulink.

A Tabela 5.1 apresenta os principais parâmetros da microrrede. A capacidade nominal do VSI para o conversor multifuncional é escolhida para o caso mais crítico, que se refere a operação ilhada da rede elétrica com o supridor de rede desativado e com carga elétrica nominal.

Tabela 5.1 – Principais parâmetros elétricos da microrrede monofásica.

Sistema	Parâmetros
Rede elétrica	1 Φ , 127 V (1 pu), 60 Hz, $S_{cc}=1$ MVA, X/R= 0,5
Conversor multifuncional (MC)	1 Φ VSI, 25 kVA, $f_{sw}=12$ kHz, $L_1=29$ μ H, $R_1=11$ m Ω , $C_f=308$ μ F, $V_{CC}=311$ V
Conversor supridor de rede (CSR)	1 Φ VSI, 25 kVA, $f_{sw}=12$ kHz, $L_1=170$ μ H, $R_1=64$ m Ω , $R_f=50$ m Ω , $C_f=100$ μ F, $V_{CC}=311$ V
Carga linear	13 kVA, fp=0.8 atrasado
Carga não-linear	127V, 10kW, $C_{CC}=30$ mF, $R_L=3\Omega$, $R_{CA}=64$ m Ω , $L_{CA}=30$ μ H

Fonte: o autor

A seguir são apresentados os principais resultados com demonstração da operação do conversor multifuncional em seus modos e transições.

5.1.1 Cenário I - Filtro Ativo Série e Transição para Modo Ilhado

No cenário I a microrrede está inicialmente no modo conectado à rede e o conversor multifuncional opera provendo suporte à rede, com conexão série no modo III melhorando a QEE no PAC da microrrede. A Figura 5.2 ilustra os distúrbios na tensão da rede, quando em um dado instante ocorre um ilhamento intencional (I_{T-I}) e o conversor multifuncional passa a operar como formador de rede no modo V. A sequência de operação é detalhada como:

- $t=0$ s - o conversor multifuncional conecta a microrrede na rede elétrica principal (modo II- T_I);

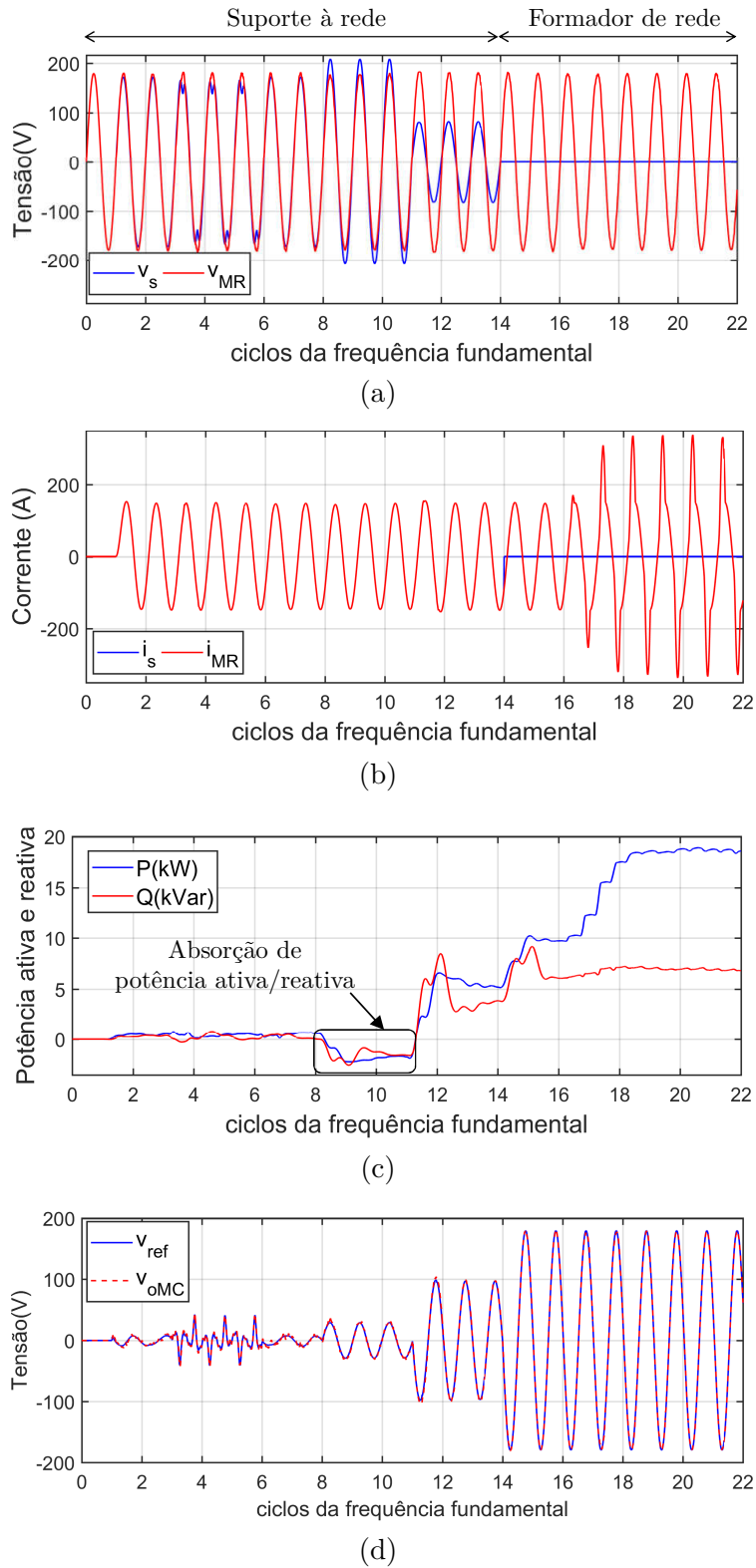
- $t=(1/60)s$ - a carga RL é conectada e o conversor multifuncional passa a operar como filtro ativo série no modo III (T_{II});
- $t=(3/60)s$ - a tensão na rede passa a ficar distorcida, com os seguintes harmônicos: $v_{3h}=0,1$ pu, $v_{5h}=0,05$ pu, $v_{7h}=0,025$ pu e $v_{11h}=0,01$ pu;
- $t=(6/60)s$ - a tensão na rede retorna a 1 pu sem distorção harmônica;
- $t=(8/60)s$ - um *swell* de 1,2 pu ocorre na rede elétrica;
- $t=(11/60)s$ - um *sag* de 0,5 pu ocorre na rede elétrica;
- $t=(14/60)s$ - o conversor multifuncional muda intencionalmente para o modo V (I_{T-I}) e a microrrede passa a operar no modo ilhado;
- $t=(17/60)s$ - uma carga $R_L=3 \Omega$ é conectada no lado c.c. da carga não-linear;
- $t=(22/60)s$ - fim da simulação.

Da Figura 5.2a é possível observar que a tensão no PAC da microrrede fica senoidal, mesmo com a presença de harmônicos na tensão e *sag/swell* na rede elétrica. Para o instante $t=(3/60)s$, a tensão na rede possui um TDH v_s de 12%, porém com a operação do conversor multifuncional como filtro ativo série o TDH v_{MR} na microrrede é reduzido para 1,7%. No instante $t=(14/60)s$, o conversor multifuncional realiza uma transição suave para o modo ilhado e passa a suprir as cargas elétricas da microrrede, apenas mudando a referência para malha de controle de tensão.

Na Figura 5.2b é possível notar que não ocorrem distúrbios na forma de onda da corrente no PAC da microrrede na transição intencional para o modo ilhado. Durante o modo conectado à rede, a corrente da microrrede (i_{MR}) é suprida pela rede principal, enquanto no modo ilhado passa a ser suprida pelo sistema de armazenamento do conversor multifuncional. Já na Figura 5.2c, é possível notar o fluxo bidirecional de potência no conversor multifuncional, com absorção de potência ativa durante a compensação do afundamento de tensão. Por último, na Figura 5.2d, é ilustrada a resposta da malha de tensão do conversor multifuncional. Até o instante $t=(14/60)s$ a referência prevê funcionalidade de filtro ativo série, enquanto posteriormente a esse instante é produzido 1pu de tensão na saída do conversor.

No cenário I é demonstrado que o conversor multifuncional pode operar como um filtro ativo série no modo III, compensando harmônicos, VTCDs e regulando tensão no PAC da microrrede. Também o conversor pode fazer um ilhamento intencional (I_{T-I}) do modo conectado para ilhado, sem transitório de tensão e corrente.

Figura 5.2 – Resultados do cenário I com formas de onda da: (a) tensão na rede (v_s) e no PAC da microrrede (v_{MR}); (b) corrente na rede (i_s) e microrrede (i_{MR}); (c) potência ativa e reativa do conversor multifuncional; (d) resposta da malha de controle de tensão.



5.1.2 Cenário II - Filtro Ativo Paralelo e Transição para o Modo Ilhado

Já no cenário II o conversor multifuncional opera provendo suporte à rede no modo IV, atuando como um filtro ativo paralelo. Nessa condição, o mesmo realiza compensação harmônica e correção do fator de potência(fp). Porém, em um dado instante ocorre um ilhamento intencional (I_{T-II}) e a microrrede passa a operar no modo ilhado, com o conversor multifuncional no modo V. As principais formas de onda são apresentadas na Figura 5.3 e a sequência de operação é apresentada a seguir. A Tabela 5.2 apresenta os valores de TDH_v , TDH_i e fator de potência no PAC da microrrede.

- $t=0s$ - o PAC da microrrede é energizado pela rede elétrica e a carga não-linear é conectada, com o conversor multifuncional em *stand-by* no modo II (T_I);
- $t=(4/60)s$ - o conversor multifuncional passa a operar como um filtro ativo paralelo no modo IV (T_{III});
- $t=(10/60)s$ - a carga RL é conectada e a não-linear desconectada;
- $t=(15/60)s$ - a carga não-linear é reconectada na microrrede;
- $t=(22/60)s$ - o conversor multifuncional passa a operar como um formador de rede no modo V (I_{T-II}) e a carga não-linear é conectada.
- $t=(27/60)s$ - fim da simulação.

Tabela 5.2 – Principais resultados do cenário II.

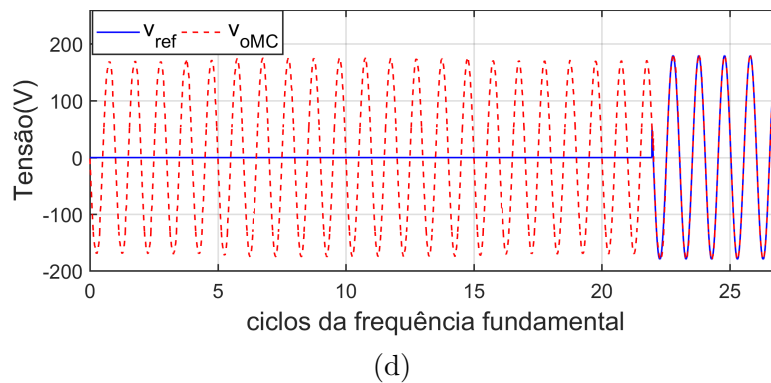
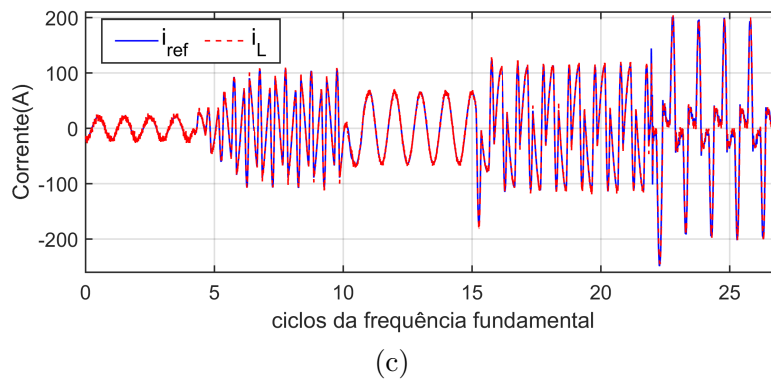
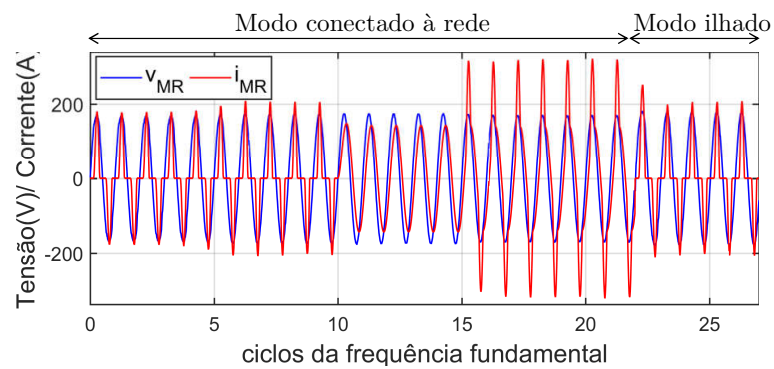
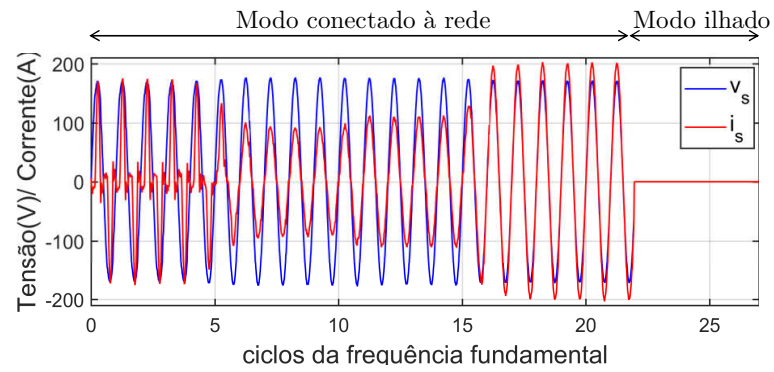
Intervalo (s)	$TDH_v(v_s)$	$TDH_i(i_s)$	$TDH_i(i_{MR})$	FP (i_s)
0 - (3/60)	3,60%	74,60%	74,60%	0,806 atrasado
(3/60) - (10/60)	1%	9,50%	83,40%	0,996 atrasado
(10/60) - (15/60)	1%	7,60%	0,20%	0,997 atrasado
(15/60) - (20/60)	1%	4,20%	35,10%	0,999 atrasado

Fonte: o autor

Dos resultados da Figura 5.3a e Figura 5.3b é possível notar que inicialmente a rede elétrica alimenta a carga não-linear, e com um $TDH_i=74,6\%$ e $TDH_v=3,6\%$. A operação do filtro ativo no instante $t=(4/60)s$ faz com que a corrente na rede fique senoidal, com um $TDH_i=9,5\%$ e $TDH_v=1\%$. No instante $t=(10/60)s$, o filtro ativo supre a potência reativa da carga linear, mantendo o fator de potência igual a 0,997 atrasado. Já em $t=(15/60)s$ o fator de potência fica igual 0.999 atrasado.

Na Figura 5.3c é apresentada a resposta da malha de corrente do filtro ativo, sendo que até $t=(4/60)s$ é suprido o reativo capacitivo filtro LC e posteriormente tem-se a

Figura 5.3 – Resultados do cenário II com forma de onda da: (a) tensão (v_s) e corrente na rede (i_s); (b) corrente no PAC da microrrede (i_{MR}); (c) reposta da malha de corrente; (d) reposta da malha de tensão.



operação como compensador de harmônicos e reativos. No instante $t=(22/60)$ s o conversor multifuncional passa a atuar como um formador de rede, como uma fonte de tensão controlada. Assim na Figura 5.3d a malha de tensão a partir de $t=(22/60)$ s passa a gerar uma referência para a malha de corrente, com amplitude de 1 pu de tensão. É possível notar que não ocorre nenhum transitório no PAC da microrrede, mesmo com a mudança do controle de corrente para tensão no conversor multifuncional.

Para o cenário II é apresentada operação do conversor multifuncional no modo IV, atuando como um filtro ativo paralelo com compensação harmônica e correção do fator de potência da rede elétrica. Por último, o conversor fez um ilhamento intencional (I_{T-II}), comutando sua operação do modo fonte de corrente para fonte de tensão controlada, sem causar distúrbios no PAC da microrrede.

5.1.3 Cenário III - Supridor de Rede

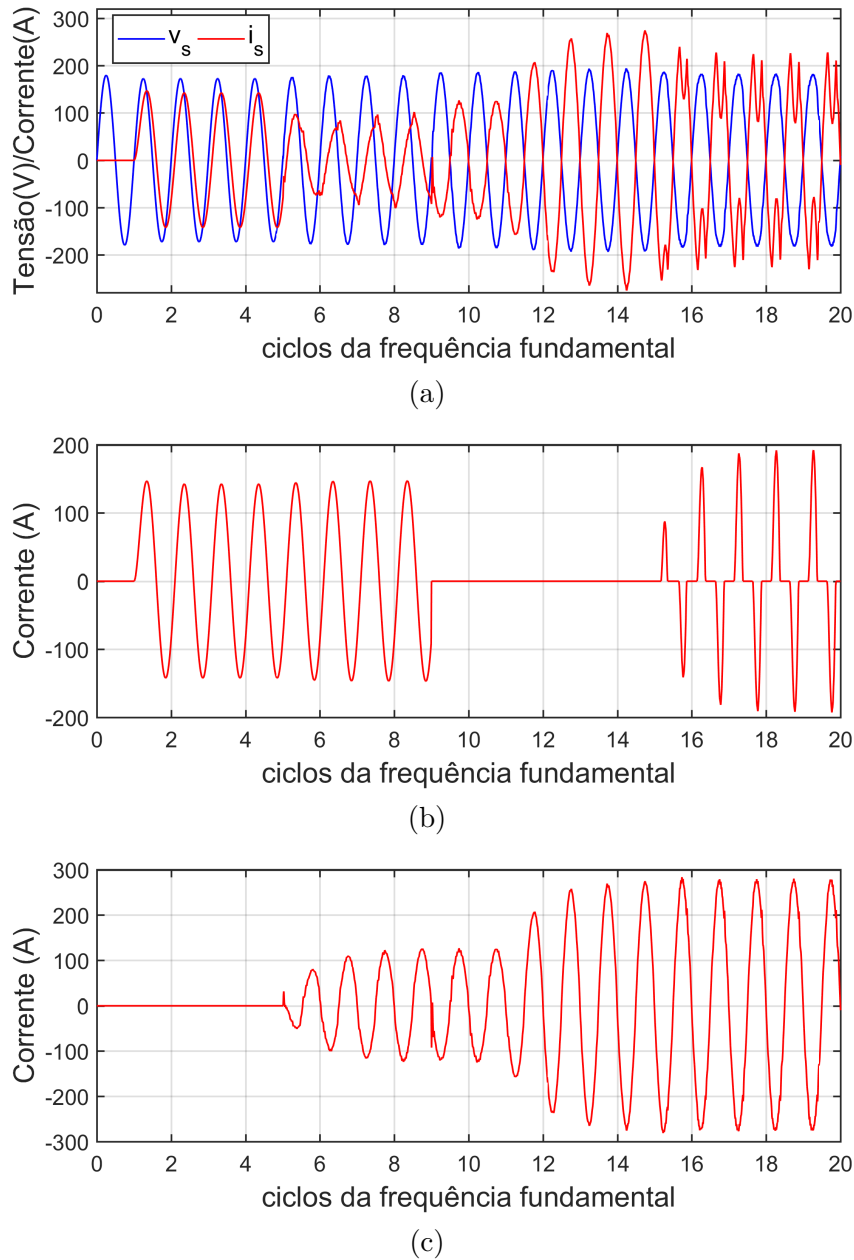
Nesse cenário, o conversor multifuncional opera como um supridor de rede no modo IV. Toda a energia é extraída do banco de baterias para produzir um fluxo de potência ativa na microrrede. A seguir são apresentadas a sequência de operação e na Figura 5.4 as principais formas de onda do sistema.

- $t=0$ s - a microrrede é conectada na rede elétrica e o conversor multifuncional opera no modo II (T_I), em *standby*;
- $t=(1/60)$ s - a carga RL é conectada;
- $t=(5/60)$ s - o conversor multifuncional começa a operar como fonte de corrente no modo IV (T_{III}) e injeta 10 kW na microrrede;
- $t=(9/60)$ s - a carga RL é desconectada;
- $t=(11/60)$ s - o conversor multifuncional passa a injetar 25 kW na microrrede;
- $t=(15/60)$ s - a carga não-linear é conectada na microrrede.
- $t=(20/60)$ s - fim da simulação.

A Figura 5.4a mostra as principais formas de onda da tensão e corrente na microrrede com operação no modo conectado. Até o instante $t=(5/60)$ s a rede alimenta a carga linear com forma de onda ilustrada na Figura 5.4b. Nesse instante, o conversor multifuncional passa suprir a potência ativa das cargas como mostrado na Figura 5.4c, com um $TDH_{oMC}=6,27\%$. A rede é responsável por suprir o reativo da rede.

A carga linear é desconectada no instante $t=(9/60)$ s e a potência injetada pelo conversor multifuncional é absorvida pela rede, com corrente em fase oposta a tensão como

Figura 5.4 – Resultados do cenário III com forma de onda da: (a) tensão (v_s) e corrente na rede (i_s); (b) corrente no PAC da microrrede (i_{MR}); (c) corrente do conversor multifuncional (i_{oMC}).



ilustrado na Figura 5.4a. Da Figura 5.4c é possível notar que o conversor multifuncional passar a injetar corrente nominal na rede, o que produz uma potência ativa de 25 kW a partir do instante $t=(11/60)s$, com $TDHi_{oMC}=3,4\%$.

Finalmente no instante $t=(15/60)s$ a carga não-linear é conectada como mostrado na Figura 5.4b e a potência ativa do conversor multifuncional atende a demanda da carga elétrica. Porém, nem toda a potência ativa é consumida pela carga e o excedente é injetado na rede principal. O $TDHi_s$ na rede atinge 45,2%, já que o supridor de rede não prevê serviços ancilares.

No cenário III o conversor multifuncional operou no modo IV como supridor de rede, injetando potência ativa na microrrede operando no modo conectado.

5.1.4 Cenário IV - Operação no Modo Ilhado

O cenário IV demonstra a funcionalidade do conversor multifuncional como formador de rede (modo V), no modo ilhado (B_{ST}). Para essa condição é considerada a presença do conversor supridor na microrrede e cargas elétricas. Os resultados de simulação são ilustrados na Figura 5.5, com a respectiva sequência de operação:

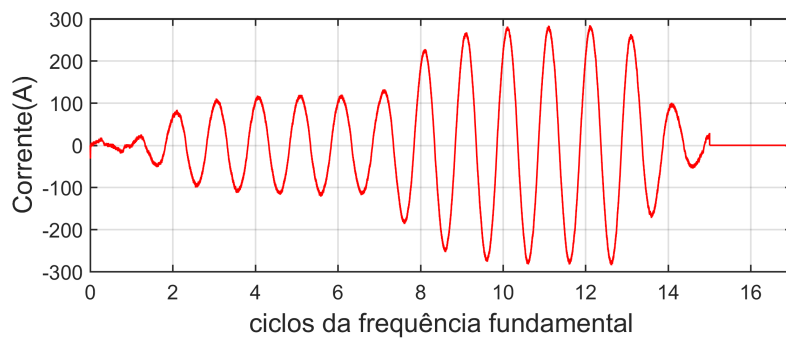
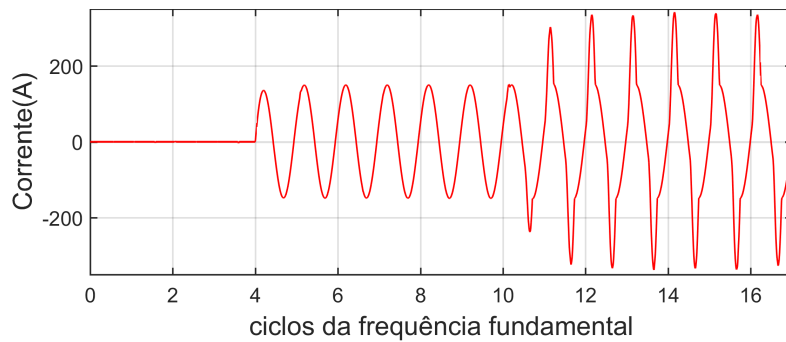
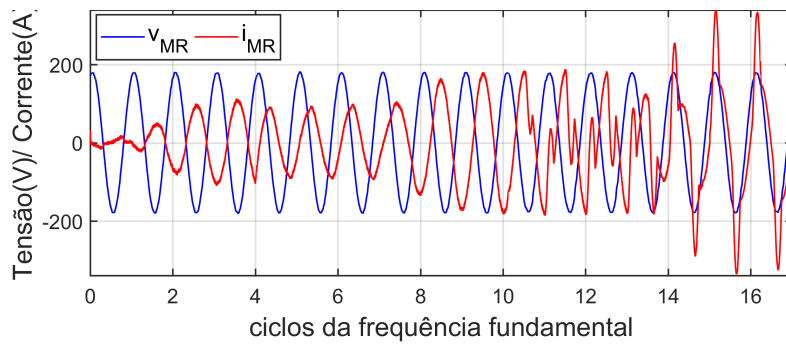
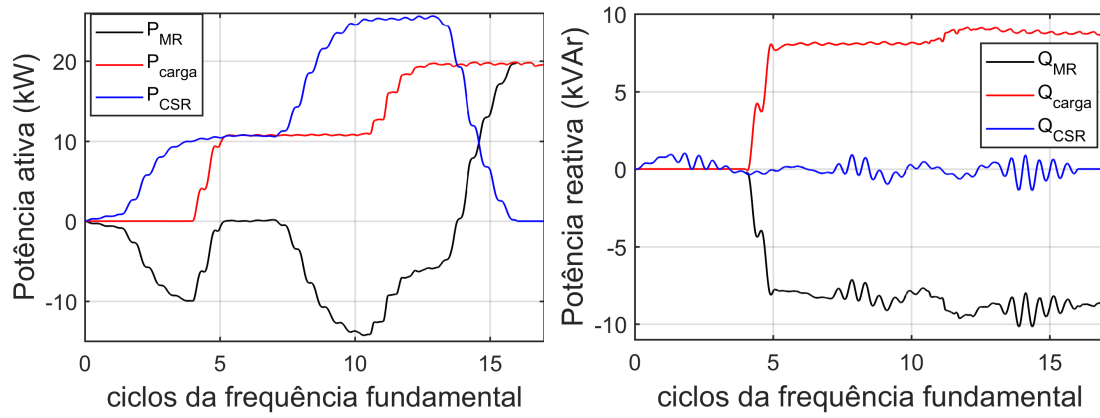
- $t=0s$ - O PAC da microrrede é energizado pelo conversor multifuncional operando como formador de rede (modo V);
- $t=(1/60)s$ - o supridor de rede é conectado e passa a injetar 11 kW;
- $t=(4/60)s$ - a carga RL é conectada;
- $t=(7/60)s$ - o supridor de rede passa a injetar 25 kW na microrrede;
- $t=(10/60)s$ - uma carga $R_L=3 \Omega$ é conectada no lado c.c. da carga não-linear;
- $t=(13/60)s$ - o supridor de rede passa a reduzir a potência injetada na rede;
- $t=(16/60)s$ - o supridor de rede é desconectado da microrrede.
- $t=(17/60)s$ - fim da simulação.

Da Figura 5.5a e Figura 5.5b, é possível notar que inicialmente o conversor formador de rede absorve toda a potência ativa produzida pelo gerador distribuído em seu barramento c.c., até o instante $t=(4/60)s$. Nesse momento, a carga linear é conectada, como ilustrado na Figura 5.5d, passando a ser suprida pelo gerador distribuído, e posteriormente pelo formador de rede.

Já na Figura 5.5b é ilustrado que toda a potência reativa é suprida pelo formador de rede, pois o supridor de rede somente contribui com a injeção de potência ativa. Da Figura 5.5c a Figura 5.5e é possível observar as principais formas de onda da tensão e corrente da microrrede. A forma de onda da tensão no PAC se mantém senoidal, mesmo com a conexão das cargas e do gerador distribuído. A máxima TDH_{VMR} no PAC é de 1,9%, mesmo com a presença de carga elétrica não-linear e do supridor de rede.

É possível concluir que o conversor multifuncional operando como formador de rede no modo V pode operar a microrrede, mantendo-a ativa e ilhada da rede elétrica principal.

Figura 5.5 – Resultados do cenário IV: (a) potência ativa na microrrede; (b) potência reativa na microrrede. (c) tensão (v_{MR}) e corrente na microrrede (i_{MR}); (d) corrente da carga ($i_L + i_{NL}$); (e) corrente do supridor de rede (i_{CSR}).



(e)

5.1.5 Cenário V - Reconexão ao Modo Conectado à Rede com Conexão Paralela

No cenário V é avaliada a transição da microrrede para o modo conectado à rede (R_{T-I}). Inicialmente a microrrede está no modo ilhado, com o conversor multifuncional operando como formador de rede (modo V). A Figura 5.6 apresenta os principais resultados desse cenário, com sequência de operação definida como:

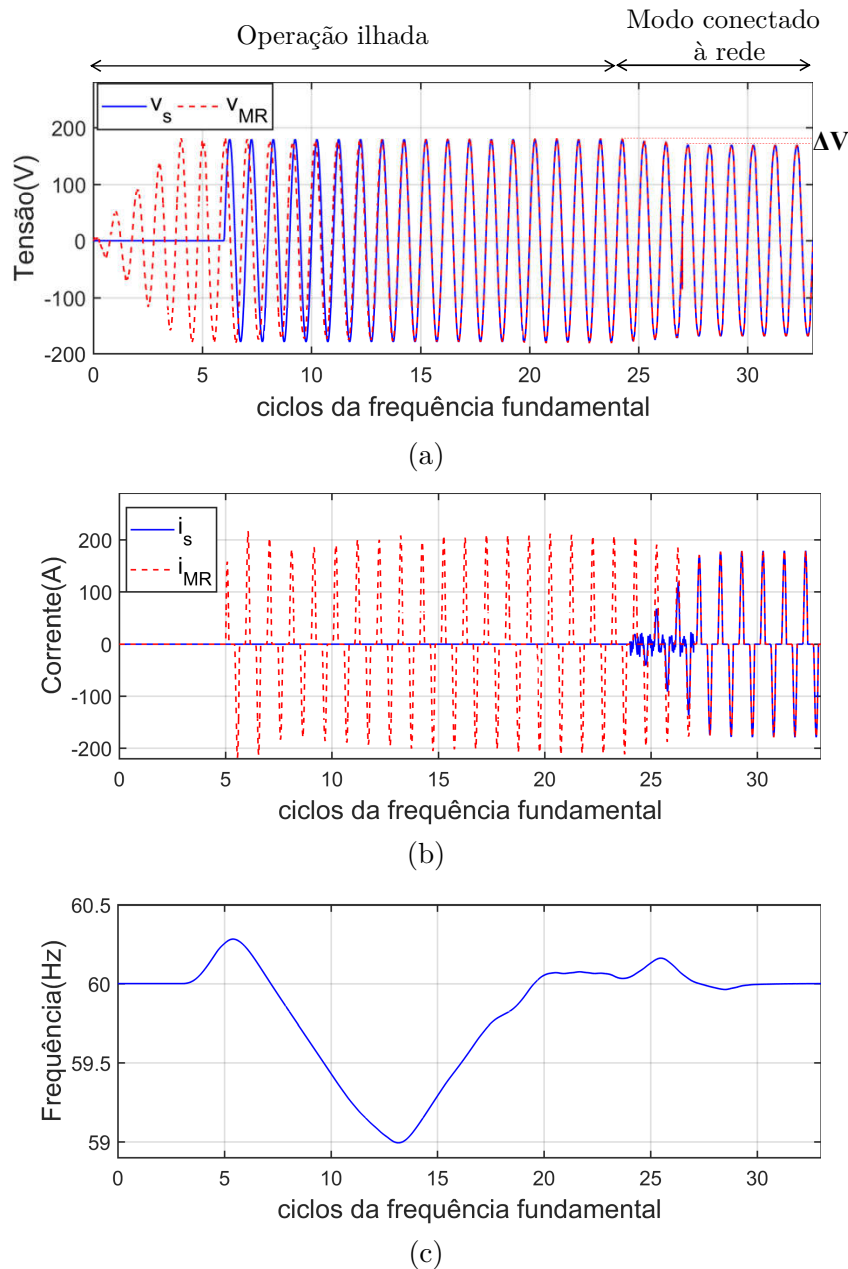
- $t=0$ s - a microrrede opera no modo ilhado e o conversor multifuncional inicia o *black-start* (B_{ST}) no modo V. A rede principal não está disponível;
- $t=(5/60)$ s - a carga não-linear é conectada na microrrede;
- $t=(6/60)$ s - a rede elétrica passa a ficar disponível e o conversor multifuncional inicia a sincronização entre a tensão da microrrede com a rede elétrica;
- $t=(24/60)$ s - depois de finalizada a sincronização da microrrede com a rede elétrica, as chaves SS-MR e SS-BP são fechadas (modo IV). O conversor multifuncional muda o seu modo de controle para fonte de corrente e alimenta a microrrede. A corrente fornecida pelo conversor multifuncional é reduzida em uma rampa com coeficiente negativo de duração igual a quatro ciclos da frequência fundamental;
- $t=(27/60)$ s - o conversor multifuncional muda sua operação para o modo II (T_{III}) em *standby*.
- $t=(34/60)$ s - fim da simulação.

Da Figura 5.6a, é possível notar que durante a transição para o modo conectado, no instante $t=(24/60)$ s, não surge um valor crítico de tensão e corrente no PAC microrrede. Quando o conversor multifuncional transfere a responsabilidade de suprir a carga da microrrede para a rede principal, aparece uma queda de tensão (ΔV), devido a impedância da rede.

Com relação a frequência elétrica na Figura 5.6c é possível notar que a mesma cai para 59 Hz no momento que o conversor multifuncional inicia a sincronização com a rede, mas em poucos ciclos atinge 60 Hz. Então, o conversor multifuncional passa a operar como uma fonte de corrente em paralelo com a rede elétrica e a frequência aumenta em 0,1 Hz, entretanto em poucos ciclos a frequência elétrica volta ao seu valor nominal.

Deve ser ressaltado que na transição de reconexão R_{T-I} o conversor multifuncional mudou sua operação para fonte de corrente controlada, sendo que inicialmente era controlado como uma fonte de tensão. Não ocorreu transitório no PAC da microrrede, mesmo com a mudança no controle do conversor multifuncional.

Figura 5.6 – Resultados do cenário V com formas de onda da: (a) tensão na rede (v_s) e microrrede (v_{MR}); (b) corrente na rede (i_s) e microrrede (i_{MR}); (c) frequência elétrica na microrrede.



Para o cenário V é demonstrado que o conversor multifuncional pode fazer a transição da microrrede do modo ilhado para o modo conectado R_{T-I} , comutando sua operação do modo fonte de tensão para fonte de corrente controlada.

5.1.6 Cenário VI - Reconexão ao Modo Conectado à Rede com Conexão Série

Para o cenário VI é avaliada a transição de reconexão R_{T-II} , considerando que o conversor multifuncional volta a operar no modo conectado à rede com a conexão

série (modo III). O conversor multifuncional opera como formador de rede (modo V) e a microrrede encontra-se no modo ilhado. A Figura 5.7 ilustra os principais resultados para o cenário avaliado, com a seguinte sequência de conexão na microrrede:

- $t=0$ s - a microrrede opera no modo ilhado e o conversor multifuncional inicia o *black-start* (B_{ST}). A rede principal não está disponível.
- $t=(5/60)$ s - a carga não-linear é conectada na microrrede;
- $t=(6/60)$ s - a rede elétrica passa a ficar disponível e o conversor multifuncional inicia a sincronização da tensão da microrrede com a rede elétrica;
- $t=(24/60)$ s - depois de sincronizada a rede e microrrede, as chaves SS-MR e S_2 são fechadas e a chave SS-G é aberta (modo III - R_{T-II}). O conversor multifuncional passa a operar como um filtro ativo série;
- $t=(34/60)$ s - fim da simulação.

Da Figura 5.7a, é possível observar que, durante a transição do modo ilhado para o conectado à rede, não ocorre nenhum distúrbio na tensão da microrrede. Finalizada a transição de reconexão R_{T-II} o conversor multifuncional passa a operar como filtro ativo série, mantendo a tensão na microrrede com valor igual a 1 pu. Já na Figura 5.7b é possível notar que após a transição, a corrente passa a ser suprida pela rede. Com relação à frequência na microrrede, na Figura 5.7c, nota-se uma queda de 1 Hz durante o sincronismo das tensões da rede e microrrede, porém a frequência nominal é restabelecida depois de alguns ciclos no modo conectado à rede.

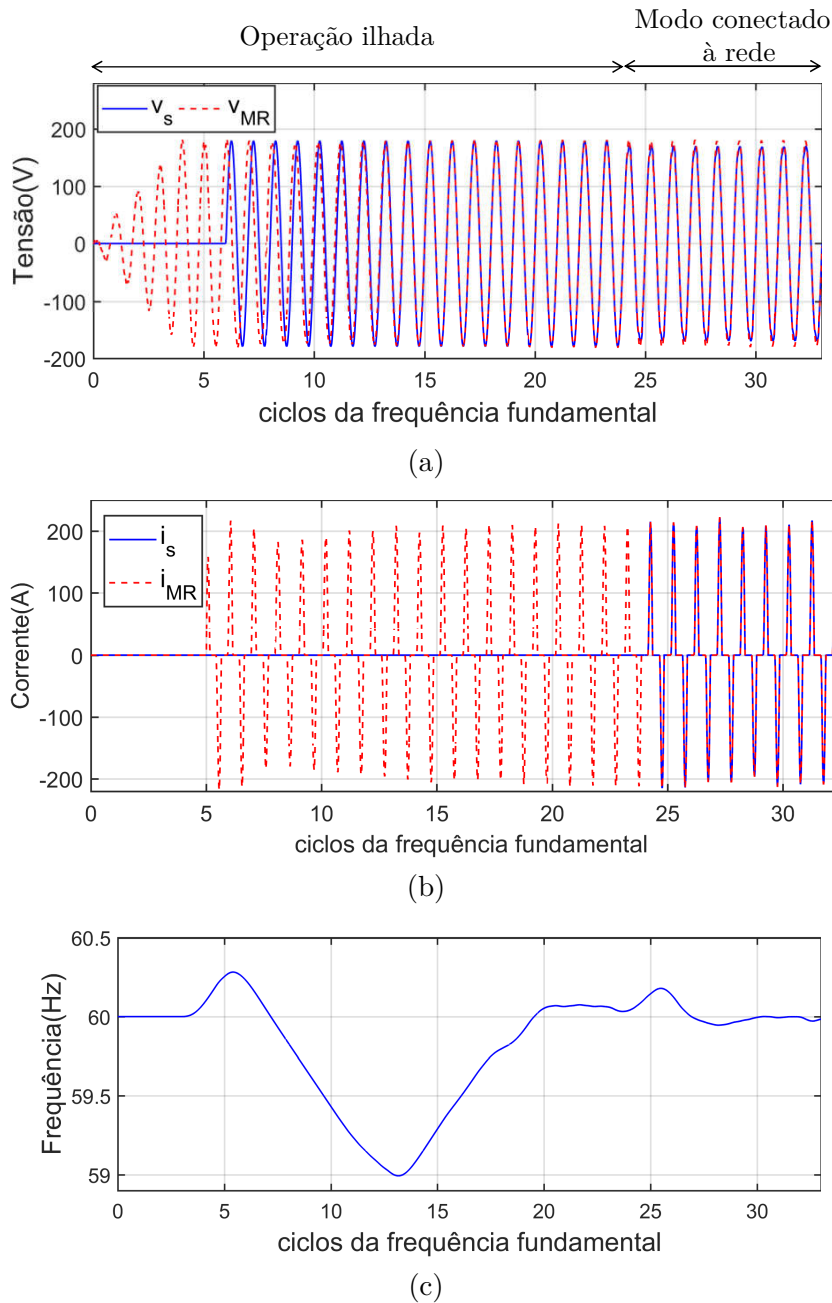
No cenário VI o conversor multifuncional fez a transição de conexão R_{T-II} do modo V para o modo III, reconectando a microrrede à rede elétrica principal. Durante toda a transição o conversor multifuncional operou como uma fonte de tensão controlada, apenas mudando a referência para a malha de controle.

5.1.7 Cenário VII - Ilhamento não-intencional da Microrrede

O ilhamento não-intencional é a condição mais crítica de operação para a microrrede, já que essa situação deve ser detectada e tomada uma ação de ilhamento da microrrede pelo conversor formador de rede. Para avaliar a operação do conversor multifuncional nessa condição, a chave S_{rede} é aberta, conforme esquema na Figura 5.1.

Para detecção do ilhamento é utilizado uma técnica passiva que monitora o valor eficaz da tensão e frequência da microrrede. Para calcular a frequência, é usado o PLL fundamentando no produto interno das funções ortogonais (CPT) (PADUA et al., 2007). A chave estática da microrrede (SS-MR) é aberta e o conversor multifuncional muda para

Figura 5.7 – Resultados do cenário VI com formas de onda da: (a) tensão (v_{MR}) e corrente na microrrede (i_{MR}); (b) tensão v_s e corrente na rede (i_s); (c) frequência elétrica na microrrede.

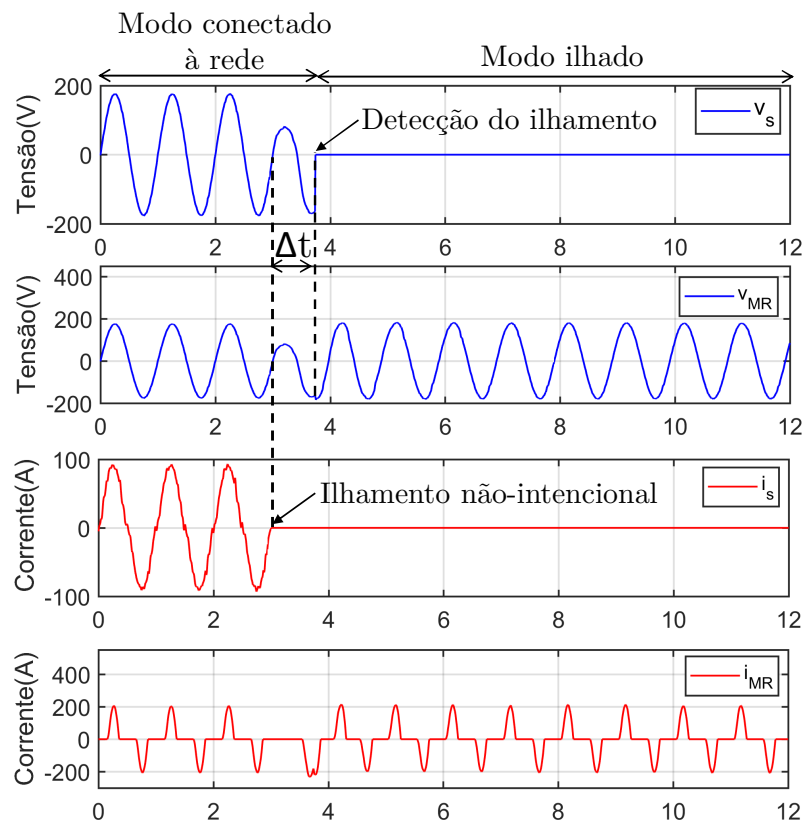


o modo V (I_{T-I} ou I_{T-II}), quando a tensão eficaz da rede (v_s) fica acima ou abaixo de 10% do valor nominal ou quando a frequência fica 0,5 Hz acima ou abaixo dos 60 Hz. O *clearing time* é considerado o intervalo de tempo necessário para detecção do ilhamento mais o tempo de abertura da chave estática da microrrede (SS-MR). O tempo para a abertura da chave estática foi adotado como sendo igual a 8,34ms.

A Figura 5.8 ilustra os resultados para um ilhamento não-intencional com o conversor multifuncional conectado em paralelo com a rede elétrica, operando no modo

IV. Inicialmente o conversor multifuncional opera como filtro ativo paralelo, compensando os harmônicos da carga não-linear conectada na microrrede. Em $t=(3/60)$ a chave S_{rede} é aberta, com a tensão na microrrede reduzindo sua amplitude e a corrente da microrrede chegando a zero. O ilhamento é detectado em 3,80 ms por conta da ultrapassagem do limiar superior de 10% da tensão eficaz da rede, com um tempo total para ilhar a microrrede igual a $\Delta t= 11,6$ ms. Detectado o ilhamento e com a chave SS-MR aberta, o conversor multifuncional passa a operar no modo V (I_{T-II}) como o formador de rede suprindo a carga elétrica não-linear da microrrede.

Figura 5.8 – Transição não-intencional com conversor multifuncional conectado em paralelo com a microrrede.

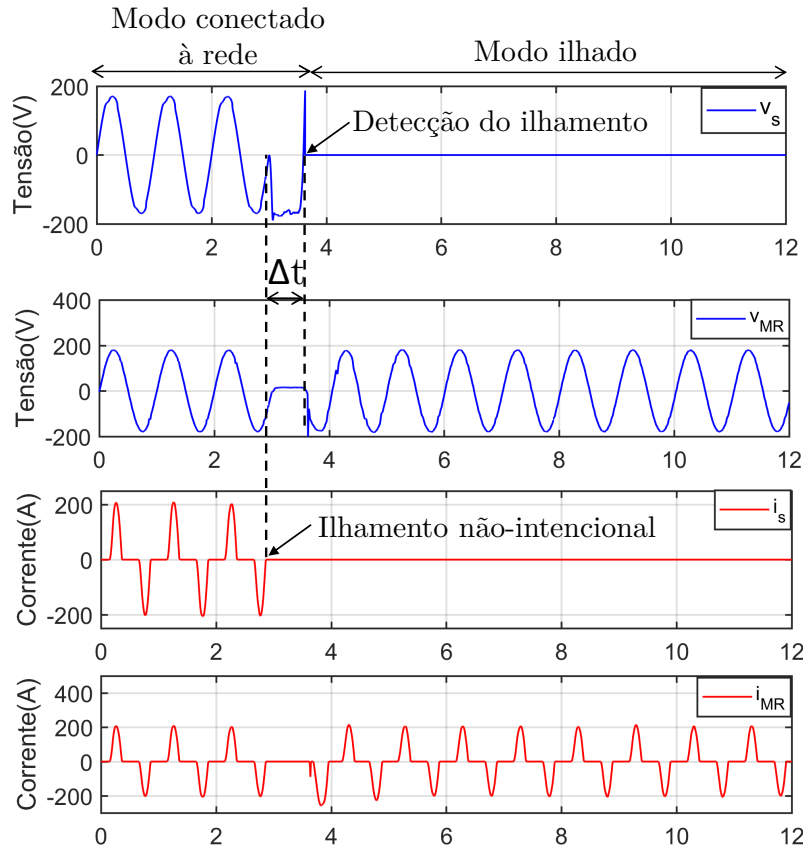


Em um outro cenário ilustrado na Figura 5.9 é avaliado o ilhamento não-intencional com condições similares a anterior, porém com o conversor multifuncional conectado em série com a microrrede no modo III como um filtro ativo série. A partir do instante $t=(3/60)$ a chave S_{rede} é aberta, e o ilhamento é detectado em 2ms com a frequência da rede ultrapassando o limiar de 60,5 Hz. A microrrede é ilhada em $\Delta t= 10,40$ ms e o conversor multifuncional comuta para o modo V (I_{T-I}), operando como formador de rede. É possível notar que durante o período de detecção do ilhamento as formas de onda da tensão e corrente ficam iguais a zero. Mas após a abertura da chave estática da microrrede o conversor multifuncional passa a suprir a carga não-linear, com tensão nominal.

Neste cenário VII é avaliada a operação do conversor multifuncional com ilhamento

não-intencional, com a abertura da chave principal da rede (S_{rede}). Em ambos os modos de operação, série ou paralelo, a técnica de ilhamento passiva detectou a falta da rede e o conversor multifuncional comutou para o modo V fazendo a transição I_{T-I} e I_{T-II} .

Figura 5.9 – Transição não-intencional com conversor multifuncional conectado em série com a microrrede.



5.2 Microrrede com Conversor Multifuncional Trifásico

Após a apresentação dos resultados para a microrrede monofásica com conversor multifuncional, será destacado um cenário trifásico a quatro fios. Para que não hajam resultados repetidos para o caso em análise, somente serão destacados os resultados com suporte à rede. Esses cenários envolvem regulação de tensão no PAC da microrrede devido ao desequilíbrio de carga e compensação harmônica de corrente. A Tabela 5.3 apresenta os principais parâmetros elétricos da microrrede trifásica.

5.2.1 Cenário VIII - Filtro Ativo Série com Carga Linear Desbalanceada

Para a microrrede trifásica conectada à rede, inicialmente, a carga não-linear está desativada. O conversor supridor de rede opera no modo PQ com topologia apresentada na seção 3.2, injetando potência ativa na rede por meio de uma fonte de corrente controlada

Tabela 5.3 – Principais parâmetros elétricos da microrrede trifásica.

Sistema	Parâmetros
Rede elétrica	3 Φ , 220/127 V (1 pu), 60 Hz, $S_{cc}=1$ MVA, X/R= 0,5
Conversor multifuncional (MC)	3 x 1 Φ VSI, 25 kVA, $f_{sw}=12$ kHz, $L_1=29$ μ H, $R_1=11$ m Ω , $C_f=308$ μ F, $V_{CC}=311$ V
Conversor supridor de rede (CSR)	3 Φ VSI, 40 kVA, $f_{sw}=7,68$ kHz, $L_1=730$ μ H, $L_2=24$ μ H, $R_1=R_2=10$ m Ω , $R_f=0,6$ Ω , $C_f=55$ μ F, $C_{dc}=9400$ μ F, $V_{CC}=400$ V
Carga linear	3 Φ , 127 V, 40 kVA, $f_p=0,8$ atrasado
Carga não-linear	3 Φ , 127 V, 30 kW, $C_{CC}=30$ mF, $R_L=3$ Ω , $R_{CA}=64$ m Ω , $L_{CA}=30$ μ H

Fonte: o autor

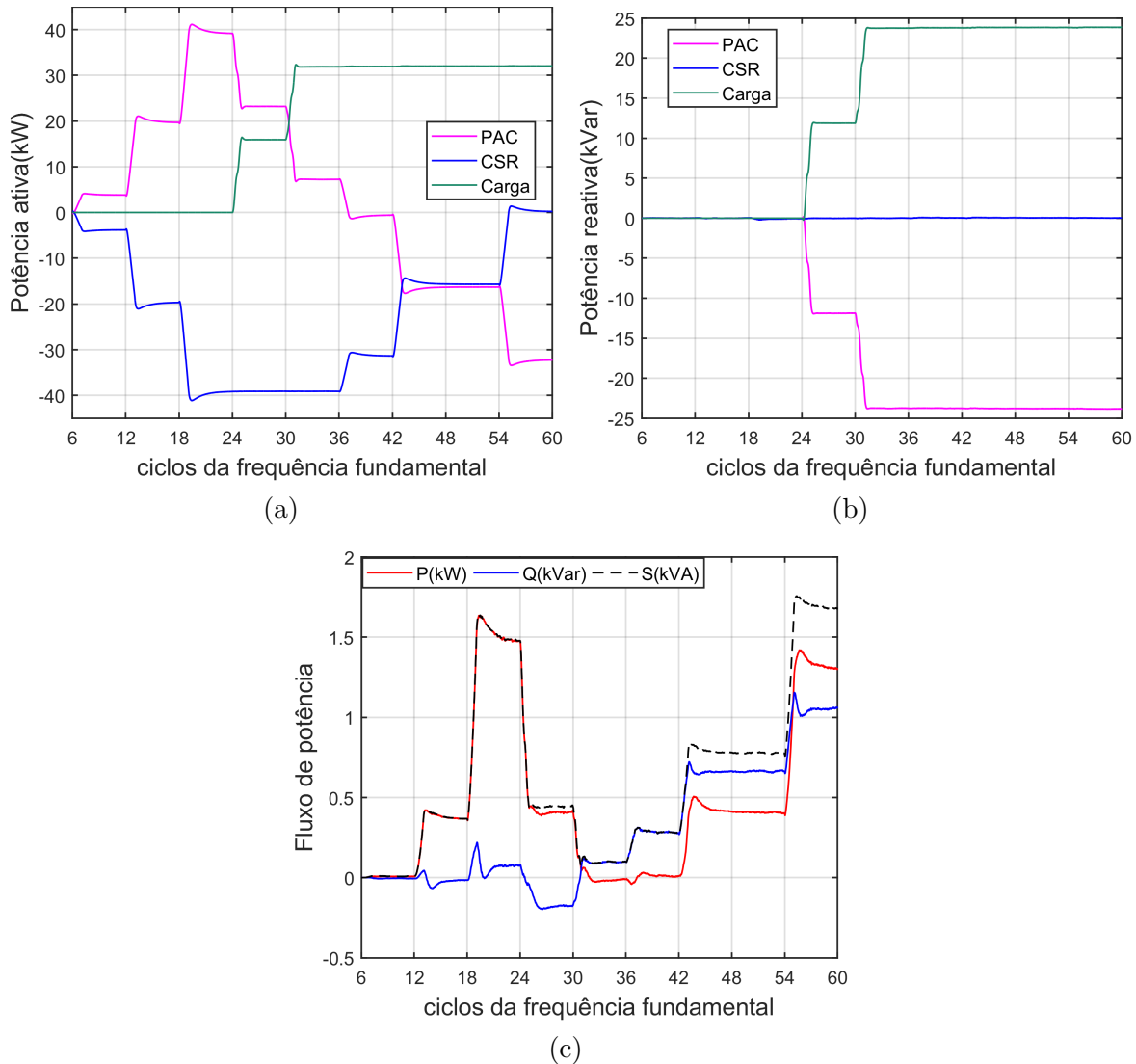
no barramento c.c, sem contribuir com a produção de reativos. A seguir, é detalhada a sequência de conexão das cargas, fontes e demais elementos da microrrede.

- $t=0$ s - conexão da rede elétrica à microrrede, com início da operação do conversor multifuncional e supridor de rede;
- $t=(6/60)$ s - fonte de corrente no barramento c.c. do supridor de rede injeta 8 A;
- $t=(12/60)$ s – fonte de corrente no barramento c.c. do supridor de rede injeta 40 A;
- $t=(18/60)$ s - fonte de corrente no barramento c.c. do supridor de rede injeta 80 A;
- $t=(24/60)$ s - carga RL conectada na fase A: $(10 + j7,5)$ kVA, fase B: $(4 + j3)$ kVA, fase C: $(2 + j1,5)$ kVA;
- $t=(30/60)$ s - carga RL conectada na fase A: $(2 + j1,5)$ kVA, fase B: $(10 + j7,5)$ kVA, fase C: $(4 + j3)$ kVA;
- $t=(36/60)$ s - corrente injetada no barramento c.c. do supridor de rede passa para 64A;
- $t=(42/60)$ s - corrente injetada no barramento c.c. do supridor de rede passa para 32A;
- $t=(54/60)$ s - fonte de corrente no supridor de rede para de operar;
- $t=1$ s - fim da simulação.

No cenário VIII, a fonte de tensão que representa a rede elétrica produz em sua saída uma tensão senoidal, com amplitude e frequência constantes. A carga linear é desequilibrada, o que produz na rede elétrica um desequilíbrio de tensão. Já o conversor multifuncional opera como um regulador de tensão na microrrede. A Figura 5.10a e

a Figura 5.10b detalham a potência ativa e reativa no PAC, enquanto a Figura 5.10c apresenta o fluxo de potência do compensador série.

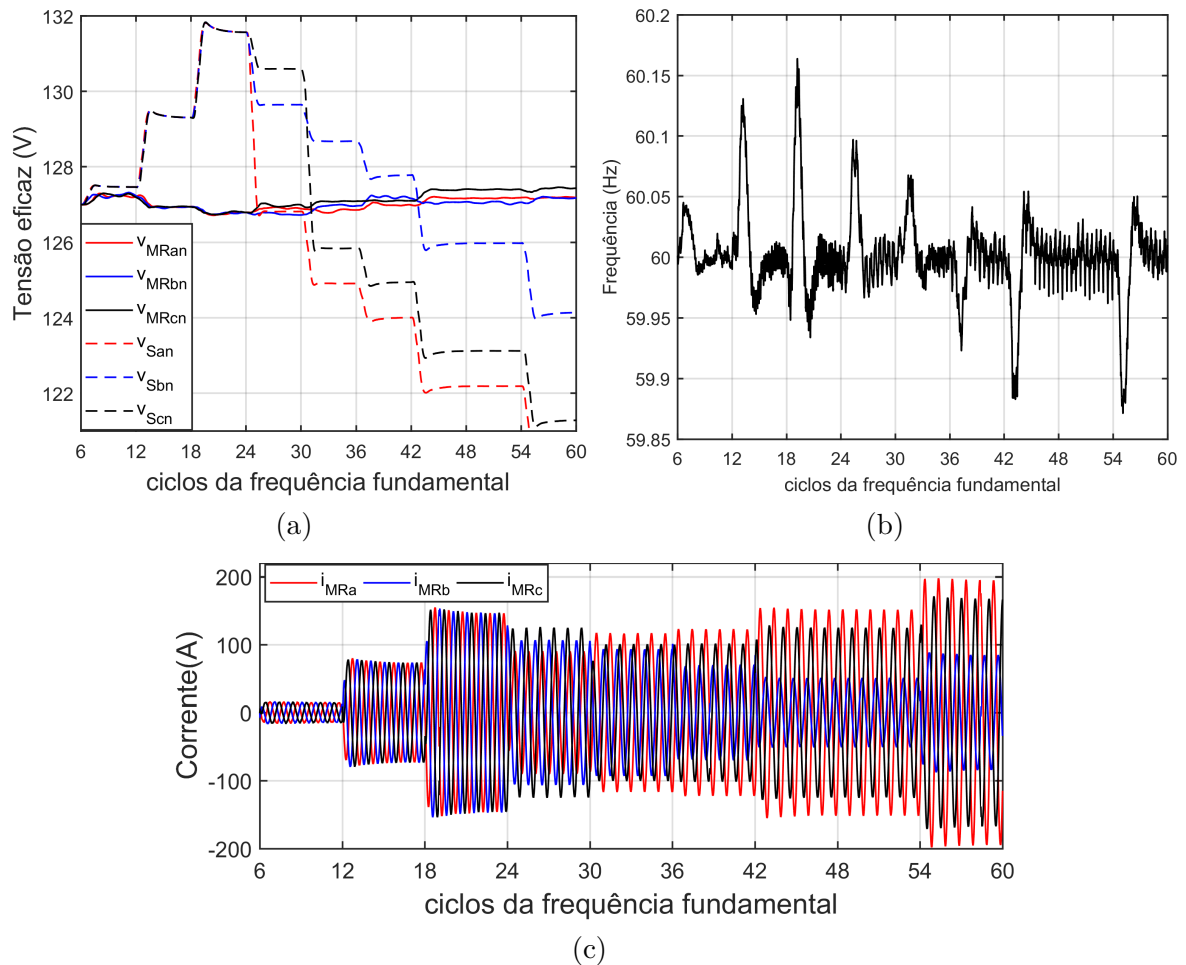
Figura 5.10 – Fluxo de potência para o cenário VII com carga equilibrada: (a) potência ativa; (b) potência reativa; (c) potência ativa, reativa e aparente no conversor multifuncional



Na Figura 5.10a é possível observar que o supridor de rede variou a sua injeção de potência ativa na rede de zero a 40 kW. Do instante $t=(6/60)s$ a $(24/60)s$ toda a energia produzida pelo supridor de rede é absorvida pela rede elétrica. Em $t=(24/60)s$ a carga linear é conectada e suprida integralmente pela fonte de corrente até $t=(36/60)s$. A partir desse momento o supridor de rede reduz a produção de energia e a rede passa a alimentar a carga elétrica a partir de $t=(42/60)s$. Durante todo o período analisado e ilustrado na Figura 5.10b, os reativos da carga foram supridos pela rede, já que o supridor de rede não tem essa função. Já na Figura 5.10c é possível notar que para regular a tensão, devido ao efeito da injeção de potência ativa pelo supridor de rede e carga desequilibrada demandou até 1,76 kVA do conversor multifuncional.

Na Figura 5.11a e Figura 5.11b é apresentado o valor eficaz das tensões por fase na rede elétrica antes da operação do conversor de suporte à rede e no PAC da microrrede, bem como sua respectiva frequência elétrica. Na Figura 5.11c, é ilustrada a forma de onda da corrente na microrrede.

Figura 5.11 – Grandezas elétricas no PAC da microrrede para o cenário VII: (a) tensão (v_{MR}) eficaz por fase; (b) frequência elétrica; (c) corrente na microrrede (i_{MR}).



Analisando o perfil de tensão na Figura 5.11a, é possível notar que quando a rede elétrica absorve energia produzida pelo supridor de rede ocorre um aumento significativo da tensão. Já com a redução da produção de energia e aumento da demanda da carga ocorre o contrário, devido a característica resistiva da rede de distribuição.

Na Figura 5.11b verifica-se que nos instantes de aumento da geração do supridor de rede e entrada de carga, ocorreu um aumento da frequência elétrica. Já com a redução da potência injetada na microrrede aconteceu o contrário. Isso se deve ao fato de a rede de BT não possuir um desacoplamento perfeito entre as relações de $(V \times P)$ e $(f \times Q)$, já que a mesma não é puramente resistiva.

Também é possível observar na Figura 5.11c que, antes do instante $t=(24/60)s$,

a corrente na microrrede é equilibrada, pois apenas o supridor de rede injeta corrente na rede. Porém, com a entrada em operação da carga em $t=(24/60)$ s a tensão na rede elétrica fica desbalanceada, como exibido na Figura 5.11a. Mas o conversor multifuncional equilibra a tensão na microrrede, com um pequena diferença de valor eficaz entre fases.

O Módulo 8 do Prodist (Procedimentos de Distribuição) (ANEEL, 2008) define que em um barramento c.a. com tensão menor que 1 kV, a tensão de fase considerada como adequada deve estar entre 117V e 133V, considerando um sistema com tensão nominal de 127V/60Hz. Já com relação a frequência elétrica, a mesma deve estar entre 59,9 e 60,1 Hz. Porém, em sistemas com geração distribuída é possível estender os limites de frequência para 59,5 a 60,5 Hz, por no máximo 30s. Assim, é possível notar na Figura 5.11a e Figura 5.11b que a tensão e frequência na rede elétrica respeitam os limites definidos.

No cenário VIII, é demonstrado que o conversor multifuncional trifásico operando no modo III pode regular tensão no PAC da microrrede, considerando um cenário com a presença do gerador distribuído e carga linear desequilibrada.

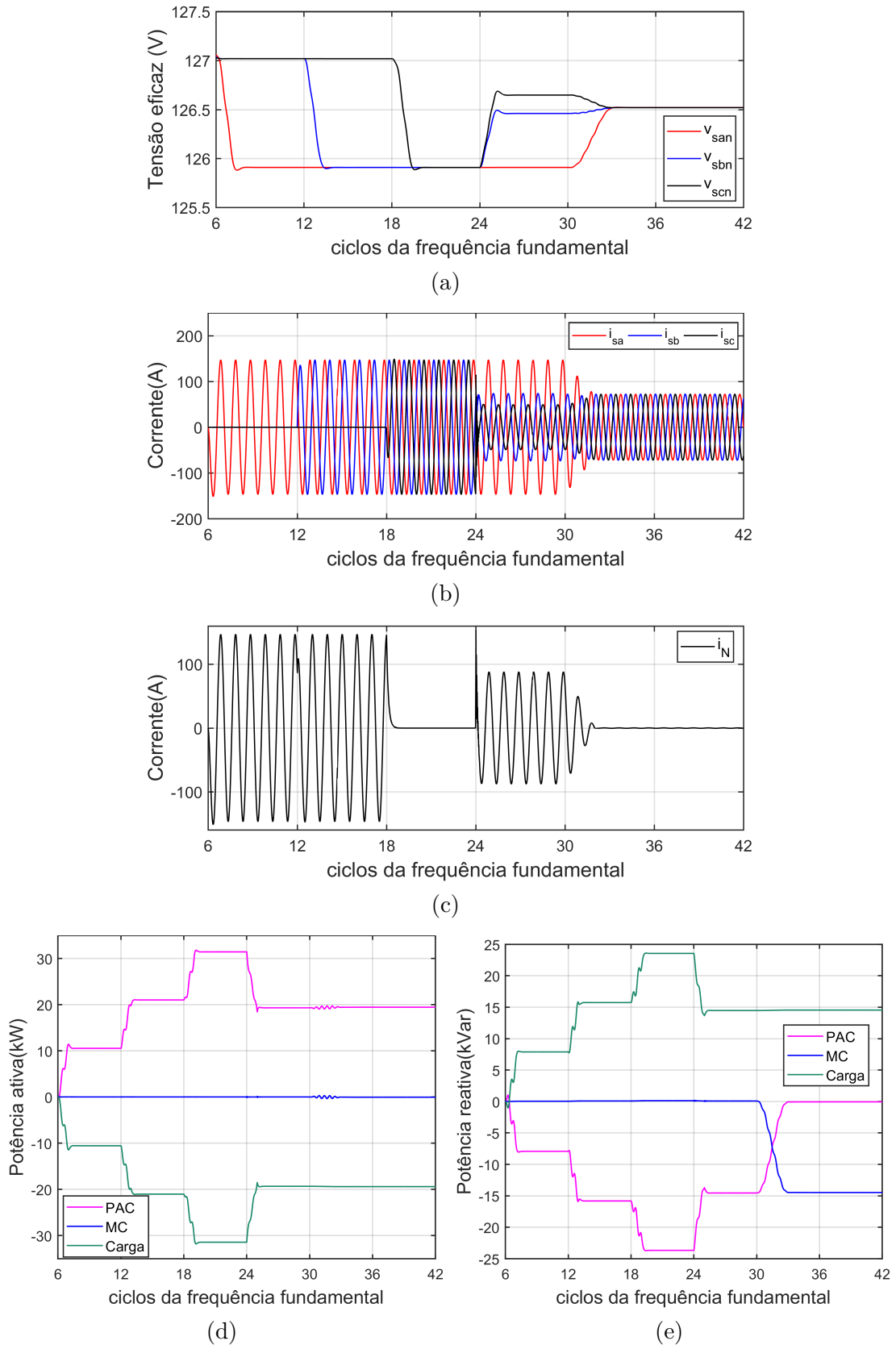
5.2.2 Cenário IX- Filtro Ativo Paralelo com Carga Linear Desequilibrada

No cenário IX, o conversor multifuncional opera na microrrede no modo IV como um filtro ativo paralelo, compensando desequilíbrio de corrente da carga linear RL, sem a presença do supridor de rede. Os principais resultados são ilustrados na Figura 5.12, com a respectiva sequência de operação da microrrede:

- $t=0$ s - conexão da rede elétrica a microrrede;
- $t=(6/60)$ s - conexão de uma carga RL com $(10.67 + j8)$ kVA na fase “a”;
- $t=(12/60)$ s - conexão de uma carga RL com $(10.67 + j8)$ kVA na fase “b”;
- $t=(18/60)$ s - conexão de uma carga RL com $(10.67 + j8)$ kVA na fase “c”;
- $t=(24/60)$ s - a carga RL nas fases b e c são reduzidas em 50% e 33% respectivamente;
- $t=(30/60)$ s - o conversor multifuncional começa a operar como filtro ativo paralelo (modo IV);
- $t=(30/60)$ s - fim da simulação.

Analisando a Figura 5.12a é possível notar que nos instantes em que a carga é desequilibrada como ilustrado na Figura 5.12b, a tensão na microrrede tem um desequilíbrio entre fases. Porém, com a operação no instante $t=(30/60)$ s do filtro ativo a corrente fica equilibrada, o que faz com o desequilíbrio das tensões seja eliminado. A queda de tensão

Figura 5.12 – Resultados do cenário com carga linear desequilibrada e filtro ativo paralelo: (a) tensão eficaz na rede (v_s); (b) corrente na rede (i_s); (c) corrente no neutro (i_N); (d) fluxo de potência ativa e; (e) reativa na microrrede.



remanescente se deve à impedância da rede. Já na Figura 5.12c a corrente no neutro fica nula no instante em que o filtro ativo entra em operação.

Por fim, na Figura 5.12d e Figura 5.12e, nota-se que o filtro ativo quando entra em operação passa a suprir o reativo da carga, enquanto a rede só fornece a potência ativa. Todas as perdas elétricas para a operação do VSI do filtro ativo são supridas pelas fonte conectado em seu barramento c.c.

Neste cenário IX é demonstrado que o conversor multifuncional pode equilibrar as correntes de uma microrrede com carga linear desequilibrada, reduzindo o desequilíbrio de tensão e cessando a corrente no neutro.

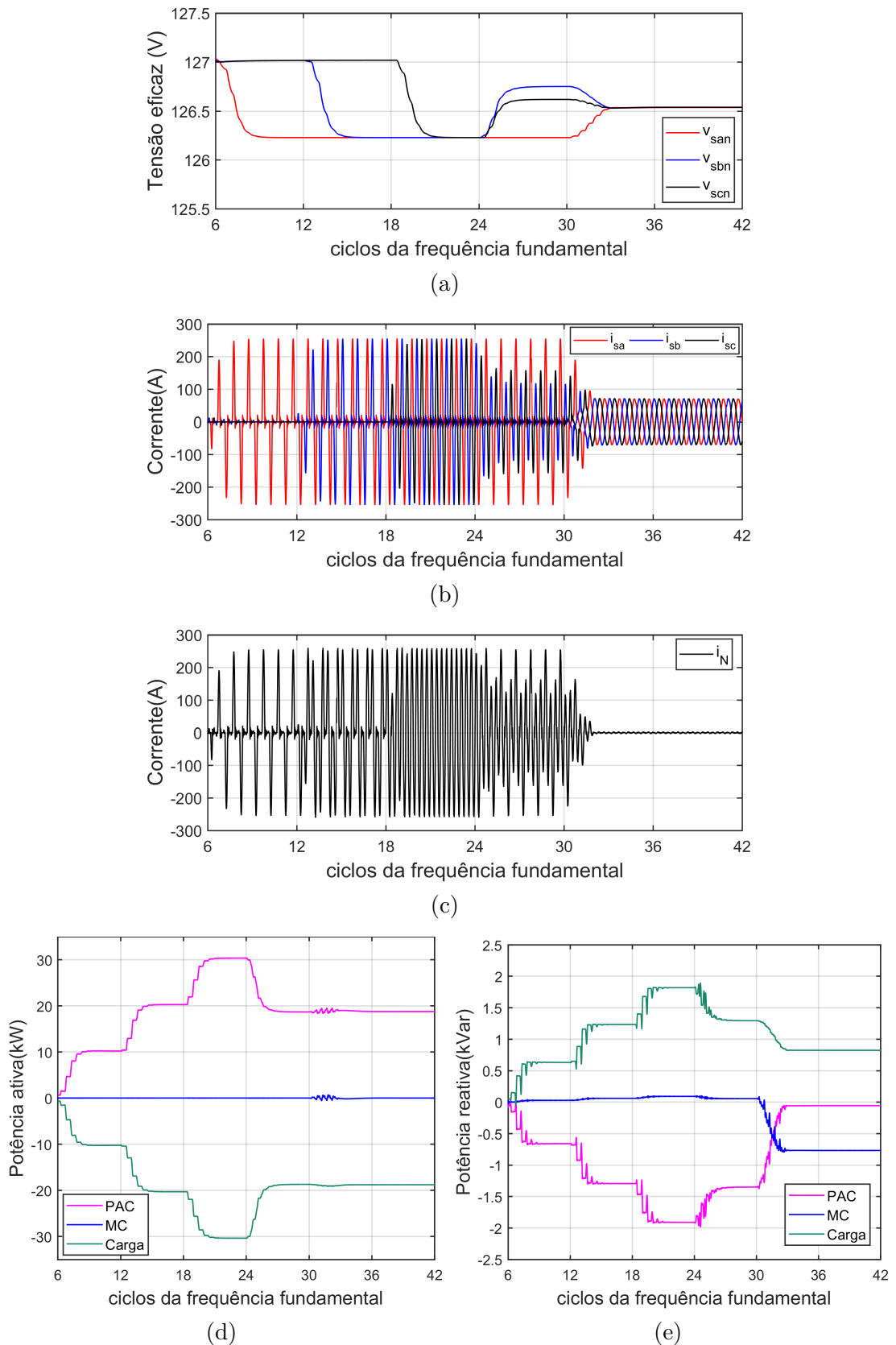
5.2.3 Cenário X - Filtro Ativo Paralelo com Carga Não-Linear Desequilibrada

Para o último cenário, é avaliada a operação do conversor multifuncional com filtro ativo paralelo, porém com carga não-linear desequilibrada. Similar ao cenário IX, o conversor supridor de rede está desativado. Os resultados para o cenário são ilustrados na Figura 5.13, com a respectiva sequência de operação definida como:

- $t=0$ s - conexão da rede elétrica a microrrede;
- $t=(6/60)$ s - o retificador monofásico é conectado na fase “a” e uma carga $R_L=3 \Omega$ é conectada no lado c.c.;
- $t=(12/60)$ s - o retificador monofásico é conectado na fase “b” e uma carga $R_L=3 \Omega$ é conectada no lado c.c.;
- $t=(18/60)$ s - o retificador monofásico é conectado na fase “c” e uma carga $R_L=3 \Omega$ é conectada no lado c.c.;
- $t=(24/60)$ s - o resistor do laço c.c. dos retificadores monofásicos conectados nas fases “b” e “c” tem sua resistência aumentada respectivamente em 50% e 33% ;
- $t=(30/60)$ s - o conversor multifuncional começa a operar como filtro ativo paralelo;
- $t=(30/60)$ s - fim da simulação.

A operação desequilibrada da carga não-linear gera um desequilíbrio das tensões na microrrede além do aumento da distorção harmônica, como ilustrado na Figura 5.13a e Figura 5.13b. Porém, com a entrada em operação no instante $t=(30/60)$ s, o filtro ativo realiza compensação harmônica, tornando a forma de onda da corrente na rede senoidal e equilibrada entre fases. Deve ser ressaltado, também, que a corrente do neutro passa ser nula com a operação do filtro ativo como ilustrado na Figura 5.13c.

Figura 5.13 – Resultados do cenário com carga não-linear desequilibrada e filtro ativo paralelo: (a) tensão eficaz na rede (v_s); (b) corrente na rede (i_s); (c) corrente no neutro (i_N); (d) fluxo de potência ativa e; (e) reativa na microrrede.



Por fim, pode-se observar que todo o reativo fundamental passa a ser suprido pelo filtro ativo, enquanto a rede atende a potência ativa da carga como ilustrado na Figura 5.13d e Figura 5.13e.

No cenário X o conversor multifuncional operou como filtro ativo paralelo fazendo compensação harmônica e equilibrando as correntes da rede elétrica, o que contribui para tornar a tensão e corrente da rede senoidal e equilibrada.

5.3 Simulação Hardware-in-the-loop do Conversor Multifuncional

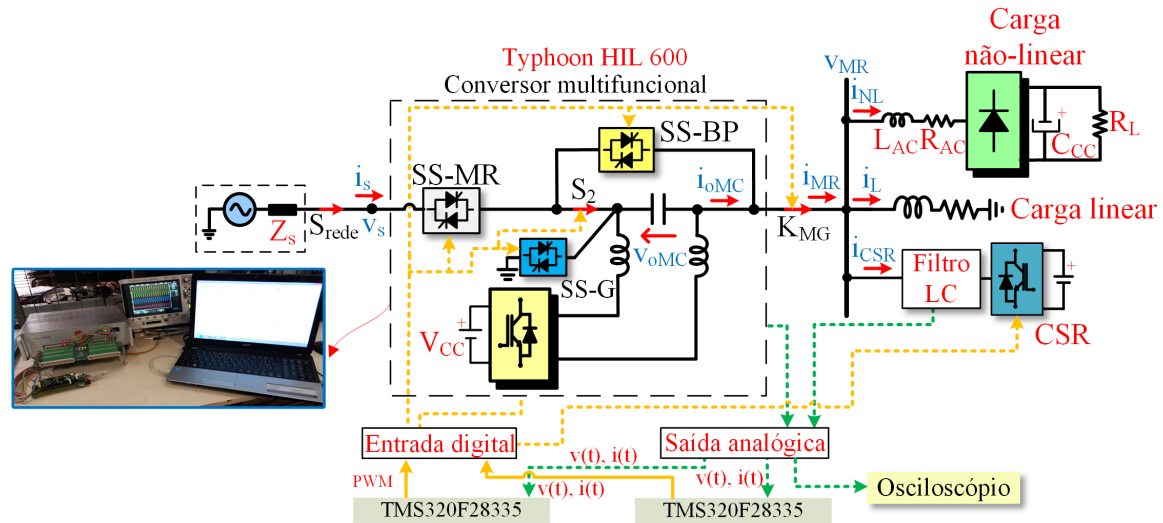
A simulação *hardware-in-the-loop* (HIL) é uma ferramenta muito importante no desenvolvimento de conversores que operam conectados a rede elétrica. É possível validar um estratégia de controle em tempo real para a operação do conversor eletrônico antes da montagem experimental, reduzindo desse modo os custos e tempo de desenvolvimento (ADZIC et al., 2013). Em uma ambiente de microrredes a aplicação das simulação HIL pode ser bem vantajosa, por conta da complexidade do sistema e necessidade de se avaliar diversos conversores eletrônicos em paralelo (BUNKER; WEAVER, 2014; MOMOH; REDDY, 2016; GHETTI et al., 2017).

Neste trabalho será usado o simulador *Typhoon HIL 600* para validação da estratégia de controle do conversor multifuncional operando em uma microrrede monofásica. Por questões de limitação técnica do simulador em tempo real, não foi possível validar os resultados para o caso trifásico.

A simulação desenvolvida permite avaliar a microrrede com operação dos conversores eletrônicos, cargas elétricas e rede com um passo de simulação de $0,5 \mu\text{s}$. Maiores detalhes desse simulador em tempo real podem ser encontrados no Apêndice E. A Figura 5.14 apresenta um diagrama da microrrede monofásica com controle do conversor multifuncional e supridor de rede. Os parâmetros da microrrede são os mesmos da Tabela 5.1.

São utilizados dois processadores digitais da Texas, modelo TMS320F28335. Um processador é responsável por controlar o conversor multifuncional e outro para o supridor de rede (CSR), como mostrado na Figura 5.14. Não é possível controlar os dois conversores com apenas uma DSP, pois não é possível manter uma frequência de controle igual a de chaveamento. Também é utilizado um osciloscópio Agilent DDSO-X 2014A conectado na saída analógica do Typhoon HIL 600, de modo que os resultados de simulação possam ser registrados.

Os próximos resultados avaliam a operação em regime transitório e permanente em diversas condições de operação do conversor multifuncional.

Figura 5.14 – Validação da estratégia de controle com simulação *hardware-in-the-loop*.

5.3.1 Operação com Suporte à Rede

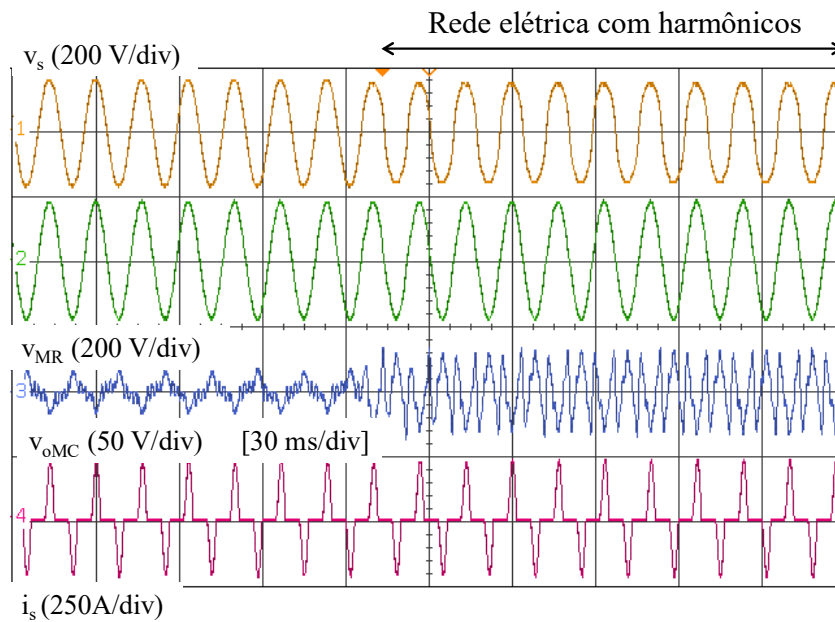
Inicialmente o conversor multifuncional opera com suporte à rede provendo serviços ancilares, que podem ser obtidos com a conexão série e paralela. Nesse cenário o conversor supridor de rede está desabilitado.

5.3.1.1 Conexão Série

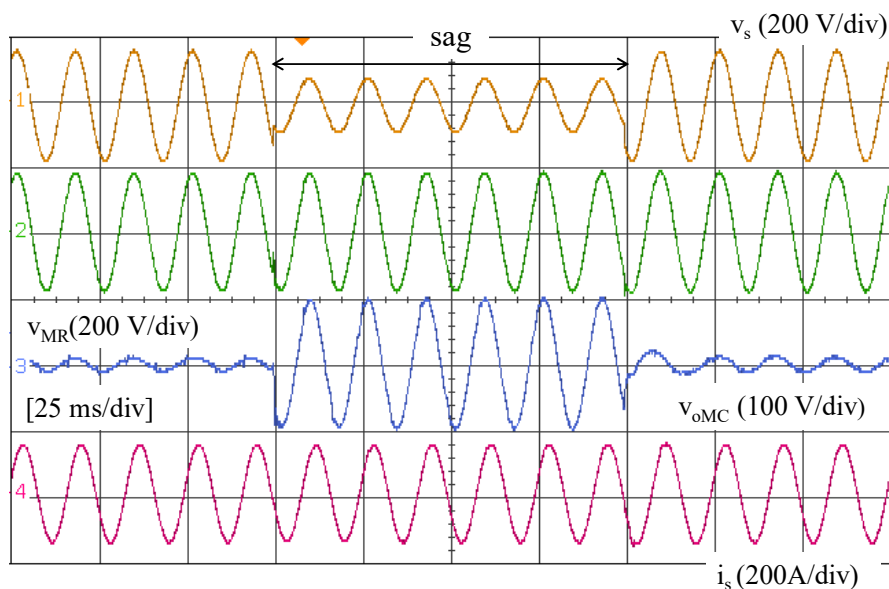
Quando o conversor multifuncional opera em série com a microrrede este é controlado como uma fonte de tensão (modo III). Na Figura 5.15 é avaliada a operação do conversor multifuncional como um filtro ativo série para regulação de tensão e compensação harmônica. Inicialmente a tensão na rede (v_s) possui forma de onda senoidal e a carga não-linear é conectada. Nessa condição, o conversor compensa a queda de tensão harmônica devido à impedância da rede, causada pela corrente distorcida drenada pela carga não-linear. Em regime permanente a microrrede opera com um $\text{TDH}_{v_{MG}}$ igual a 2,3% e $\text{TDH}_{i_{MG}}$ igual a 86% com a presença da carga não-linear. Em aproximadamente 120 ms a tensão na rede passa a ficar distorcida com os seguintes harmônicos: $v_{3h}=0,1$ pu, $v_{5h}=0,05$ pu, $v_{7h}=0,025$ pu e $v_{11h}=0,01$ pu e o filtro ativo compensa os harmônicos prontamente. Em regime permanente, a tensão da rede possui TDH_{v_s} igual a 13,13%, enquanto a tensão da microrrede mantém um $\text{TDH}_{v_{MG}}$ igual a 2,3% com um $\text{TDH}_{i_{MG}}$ igual a 86%.

Na configuração série, o conversor multifuncional também pode compensar *sag* e *swell*, como ilustrado respectivamente na Figura 5.16 e Figura 5.17. A Figura 5.16 ilustra os resultados para compensação de *sag* com uma tensão residual de 0,5 pu e duração de 100 ms. Já na Figura 5.17 é apresentado um cenário similar ao anterior, porém com um *swell* de 1,2 pu na tensão da rede. Em ambos os casos, antes e depois dos distúrbios, a

Figura 5.15 – Filtro ativo série.



tensão na microrrede é regulada em 1 pu, com forma de onda senoidal.

Figura 5.16 – Compensação de *sag*.

5.3.1.2 Conexão Paralela

Neste cenário o conversor multifuncional é conectado em paralelo com a rede elétrica e opera no modo IV. O conversor é controlado como uma fonte de corrente e opera como um filtro ativo paralelo. A Figura 5.18 ilustra os resultados com carga não-linear (compensação harmônica) na microrrede, enquanto na Figura 5.19 a carga é do tipo linear (compensação de reativos).

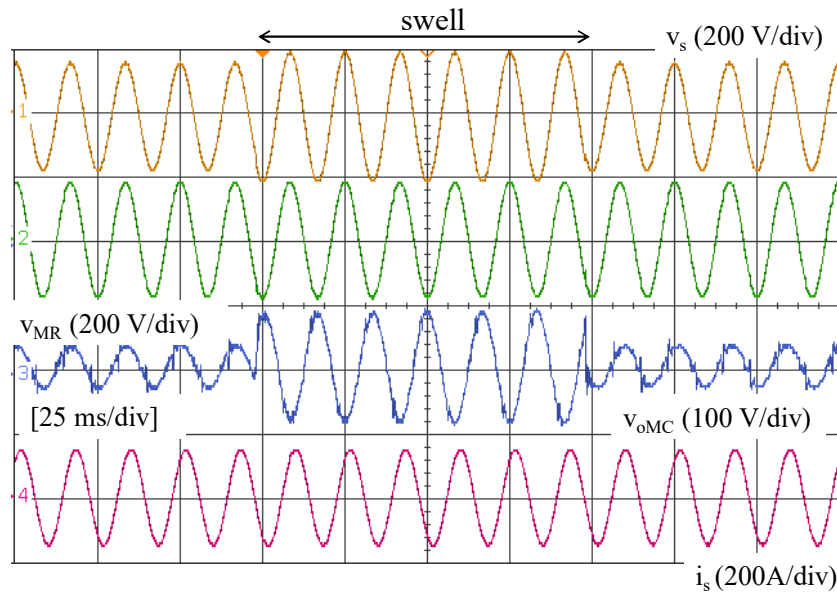
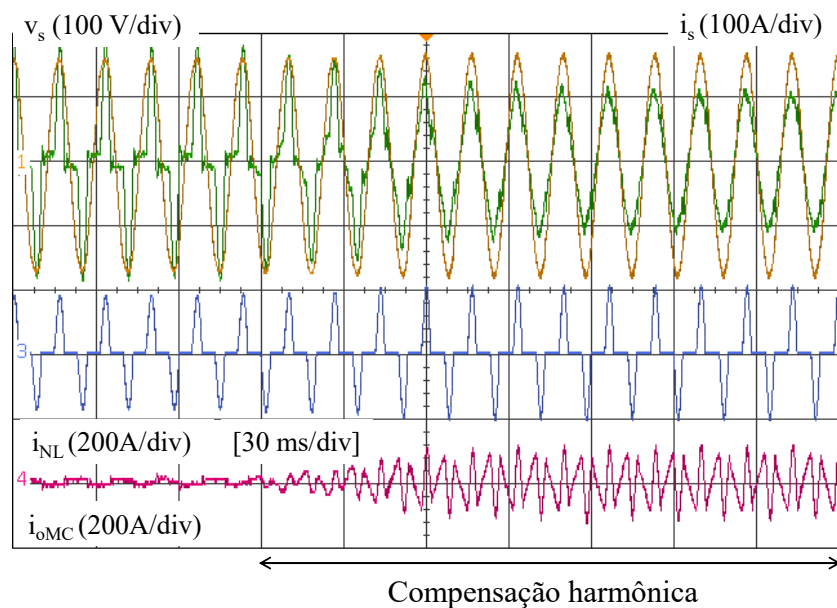
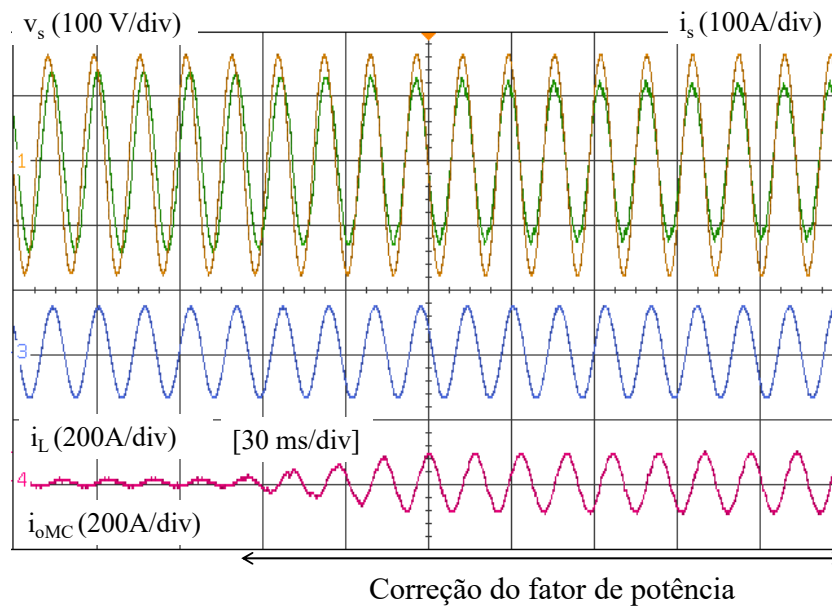
Figura 5.17 – Compensação de *swell*.

Figura 5.18 – Filtro ativo paralelo compensando harmônicos.



Da Figura 5.18, é possível notar que a corrente da rede (i_s) fica com forma de onda senoidal e amplitude da tensão (v_s) se eleva, devido a redução do fator de crista da corrente na rede. O $\text{TDH}i_s$ é reduzido de 74,8% para 8,6%. Similarmente o $\text{TDH}v_s$ é reduzido de 3,9% para 2,9%, devido a redução da queda de tensão na impedância na rede. Já na Figura 5.19 é possível notar que o filtro ativo aumenta o fator de potência na rede. É possível observar que a corrente e tensão na rede passam a ficar em fase, com redução do fator de deslocamento.

Figura 5.19 – Filtro ativo paralelo aumentando o fator de potência.



5.3.2 Operação como Supridor de Rede

Na Figura 5.20 o conversor multifuncional passa a operar como um supridor de rede, trocando potência ativa com a rede principal, e toda a energia é extraída do banco de baterias. Nesse cenário o conversor supridor de rede (CSR na Figura 5.14) está desabilitado e a microrrede supre uma carga linear com fator de potência igual a 0,8 atrasado, como definido na Tabela 5.1. Em aproximadamente 120ms, o supridor de rede injeta 10kW e alimenta parcialmente a carga elétrica. A potência reativa nesse caso é suprida pela rede. Para o instante $t=180\text{ms}$, a potência de referência do conversor multifuncional muda para 25 kW e a carga não-linear é conectada, enquanto a carga linear é desconectada. Toda a potência ativa da carga é suprida pelo conversor multifuncional e o excesso é absorvido pela rede elétrica.

Na Figura 5.21 é demonstrado o efeito do amortecimento ativo na operação do conversor multifuncional, amortecendo o efeito da ressonância harmônica entre a rede e o filtro LC. A microrrede opera no modo conectado com carga linear plena e o conversor multifuncional injeta 25kW na microrrede. Porém, em aproximadamente 75ms, o amortecimento ativo do conversor multifuncional é desligado, mostrando dessa forma que ocorre uma ressonância harmônica, o que conduz a tensão e corrente a níveis desastrosos para o conversor multifuncional e a microrrede.

5.3.3 Operação no Modo Ilhado

Nesse cenário, o conversor multifuncional opera como formador de rede no modo V conforme resultados da Figura 5.22. Inicialmente o PAC da microrrede é energizado e posteriormente são conectadas as cargas e o conversor supridor de rede. O gerador

Figura 5.20 – Operação como supridor de rede.

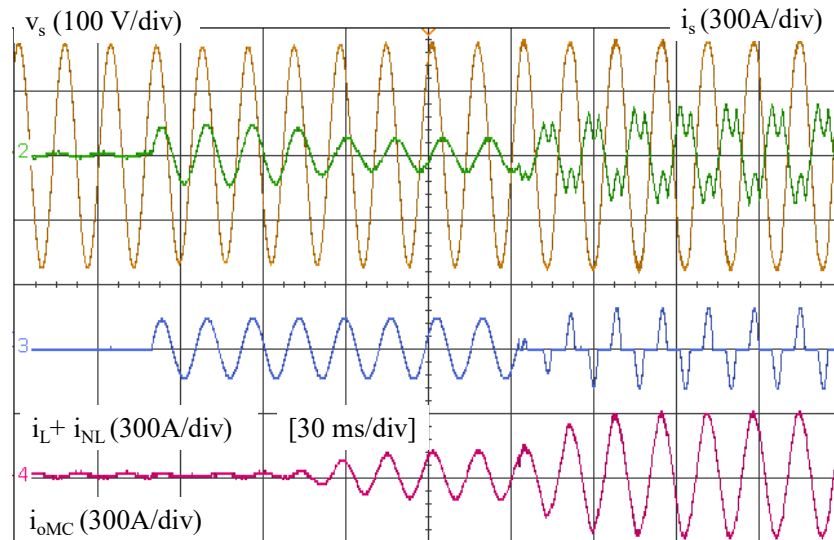
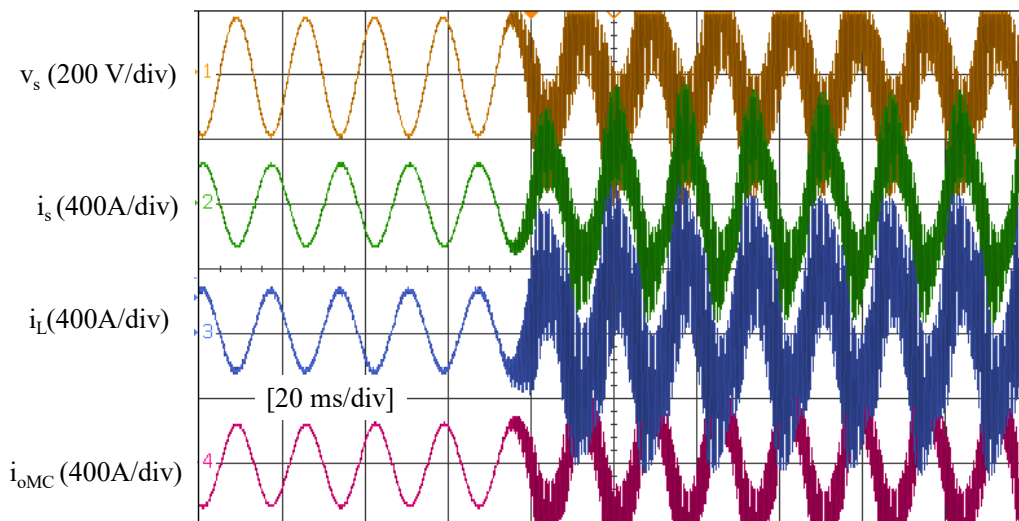


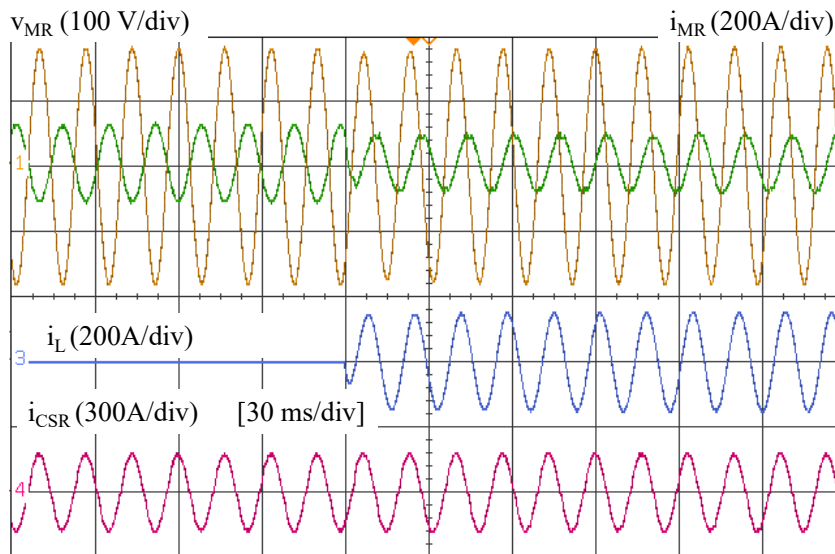
Figura 5.21 – Efeito do amortecimento ativo na operação como supridor de rede.



distribuído inicialmente injeta 10 kW na microrrede. Em um dado instante, toda a energia é absorvida pelo sistema de armazenamento do conversor multifuncional. A carga linear é conectada em 120 ms e totalmente suprida pela energia ativa produzida pelo supridor de rede. Toda a potência reativa da carga é fornecida pelo formador de rede. O conversor multifuncional mantém a tensão constante e com forma de onda senoidal, com um máximo $\text{TDH}_{V_{MG}}$ igual a 1%.

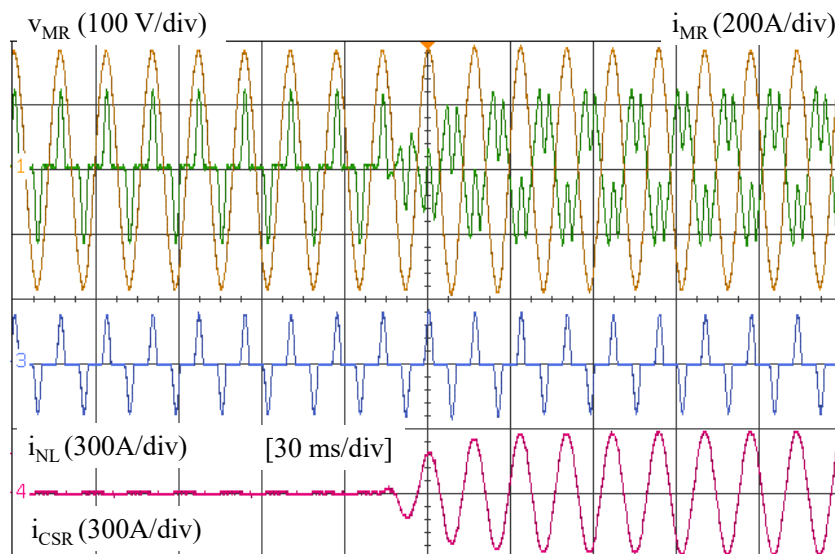
Já no segundo cenário, apresentado na Figura 5.23, o conversor alimenta a carga não-linear. O supridor de rede é conectado em 130 ms e injeta 25 kW na microrrede. Toda a potência da carga é suprida pelo gerador distribuído e o excesso de energia é absorvido pelo formador de rede. Deve ser ressaltado que o formador de rede é responsável por suprir os reativos e harmônicos demandados pela carga não-linear. Nesse cenário o máximo valor

Figura 5.22 – Microrrede ilhada com carga linear e CSR.



de $\text{TDH}_{v_{MG}}$ atingido foi igual a 2,5%.

Figura 5.23 – Microrrede ilhada com carga não-linear e CSR.



5.3.4 Transição entre os Modos de Operação da Microrrede

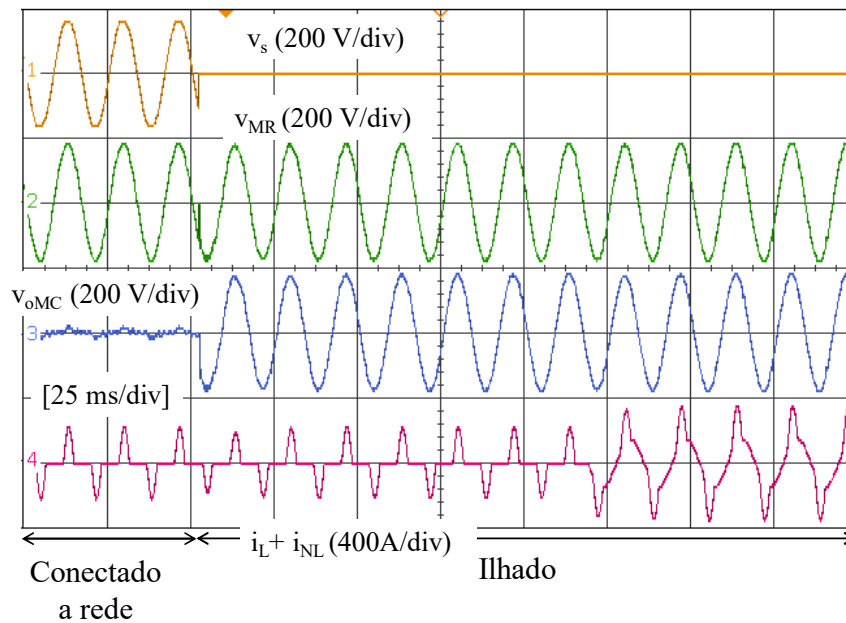
Nesta seção é apresentada a transição entre os modos de operação da microrrede, como ilustrado na Figura 4.9 do capítulo quatro. Somente será avaliado o ilhamento não-intencional.

5.3.4.1 Transição de Ilhamento

A Figura 5.24 apresenta um ilhamento intencional entre o modo III para IV, com transição I_{T-I} . Inicialmente a rede alimenta uma carga não-linear e o conversor

multifuncional opera no modo III como um filtro ativo série. Em aproximadamente 53ms, o conversor multifuncional provê uma transição intencional para o modo ilhado sem transitório de tensão e corrente, gerenciando a operação da microrrede ilhada no modo V. Por último, a carga não-linear é conectada em 175ms e a tensão na microrrede permanece com forma de onda senoidal. Durante a transição o controle do conversor permanece como fonte de tensão, apenas sendo modificado o *set point* da referência de tensão.

Figura 5.24 – Transição do modo conectado para ilhado.



O ilhamento em que o conversor comuta do modo IV para V, ou seja, com transição I_{T-II} não será avaliado. Isso se deve ao fato dessa transição já ter sido explorada exaustivamente na literatura como em [Kwon, Kwon e Nam \(2008\)](#), [Tenti et al. \(2014\)](#).

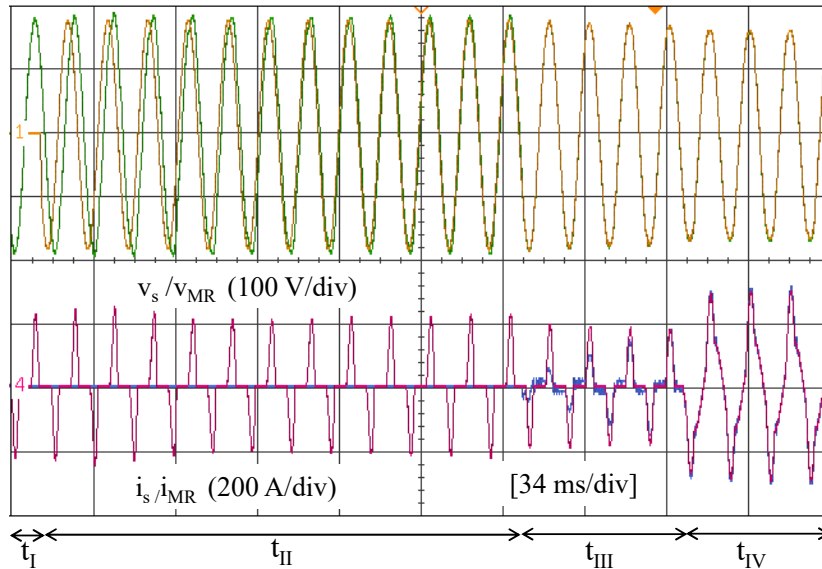
5.3.4.2 Transição de Reconexão

Nesse cenário é apresentada a transição do modo ilhado para conectado, considerando as transições de reconexão R_{T-I} e R_{T-II} .

A Figura 5.25 mostra a transição de reconexão do modo V para o modo IV, ou seja, R_{T-I} . No instante (t_I) a microrrede opera no modo ilhado e o conversor multifuncional provê uma referência de tensão e frequência. A rede principal não está disponível e a carga não-linear é conectada na microrrede. A partir do instante em que a rede se torna disponível (t_{II}), o conversor multifuncional inicia o procedimento de sincronização da rede com a microrrede, tanto em amplitude e fase. Finalizada a sincronização (t_{III}) as chaves SS-MR e SS-BP são fechadas e o conversor comuta para o modo IV (conexão em paralelo). O conversor multifuncional muda o seu controle para fonte de corrente e atende a demanda da microrrede. Imediatamente, o conversor passa a reduzir sua corrente suprida para a microrrede, transferindo a responsabilidade para rede principal em uma rampa com

duração de quatro ciclos da fundamental. Por fim, no instante (t_{IV}) a carga não-linear é conectada na microrrede e o conversor multifuncional passa a operar no modo II em *standby*.

Figura 5.25 – Transição do modo ilhado para conectado com conexão paralela a rede.



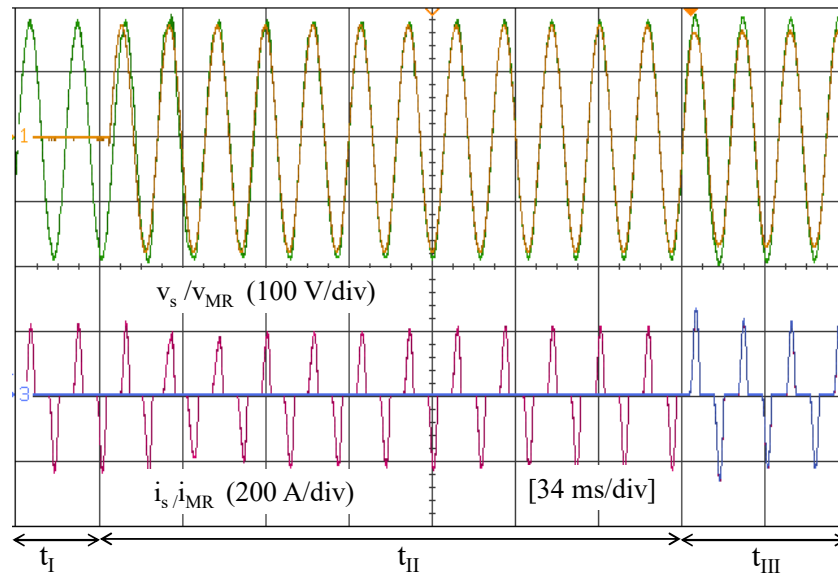
A Figura 5.26 apresenta a transição do modo V para o modo III, ou seja, R_{T-II} . No instante (t_I), a microrrede opera no modo ilhado e o conversor multifuncional provê a operação da microrrede com controle mestre-escravo, no modo V. A partir de (t_{II}), a rede se torna disponível e a tensão da microrrede passa a ser sincronizada com a rede principal. No instante (t_{III}), o conversor multifuncional passa a ficar em série com a microrrede, comutando sua operação para o modo III. Nessa condição, a chave SS-MR é ligada, enquanto a SS-G é desligada. Desse modo, ocorre a transição, sem transitório de tensão e corrente no PAC da microrrede. Após a transição, o conversor multifuncional passa a operar como um filtro ativo série, regulando tensão fundamental e compensando harmônicos.

5.4 Conclusões

Este capítulo apresentou os principais resultados da operação do conversor multifuncional em uma microrrede c.a. monofásica e trifásica. Foram apresentados os cinco modos de operação do conversor multifuncional com suas respectivas transições, que representam de modo agrupado a operação dos conversores básicos em uma microrrede c.a.

Como um conversor de suporte à rede o mesmo operou em série com a microrrede, regulando tensão, compensando *sag/swell* e harmônicos. Também fez uma transição suave durante o ilhamento intencional do modo conectado para ilhado, passando a operar como formador de rede. Já com conexão paralela à rede elétrica, o conversor multifuncional

Figura 5.26 – Transição do modo ilhado para conectado com conexão série a rede.



operou como um filtro ativo compensando harmônicos, desequilíbrio de corrente e reativos. Nessa mesma conexão o conversor fez um ilhamento intencional comutando seu controle de corrente para tensão, fazendo um transição suave na microrrede.

Como um supridor de rede, o conversor multifuncional operou com conexão paralela, injetando potência ativa na microrrede por meio da energia extraída do banco de baterias. A operação do conversor foi avaliada suprido parcialmente ou totalmente as cargas elétricas da microrrede.

Como formador de rede, foi avaliada a operação da microrrede com *black start*. O conversor multifuncional garantiu a regulação de tensão e frequência no PAC da microrrede para os diversos cenários avaliados. Por fim, foi avaliada a transição de reconexão para o modo conectado à rede. Nas duas possíveis transições, ou seja, voltando em série ou paralelo com a microrrede não ocorreu nenhum transitório significativo de tensão e corrente.

O controle proposto para o conversor multifuncional monofásico foi validado por meio de uma simulação *hardware-in-the-loop*, usando o Typhoon HIL 600. Foi avaliada a operação do conversor multifuncional em seus diversos modos, validando assim a estratégia controle desenvolvida no processador de sinais da Texas Instruments modelo TMS320F28335.

Os principais resultados obtidos com o conversor multifuncional demonstram que a configuração é promissora, podendo desempenhar múltiplas funcionalidades em um ambiente de microrredes de energia elétrica.

6 O Conversor Multifuncional Tolerante a Falhas

Este capítulo apresenta o conversor multifuncional como um formador de rede tolerante a falhas, aplicado em uma microrrede ilhada com controle centralizado. A topologia do conversor é fundamentada na conexão delta de três inversores monofásicos, com configuração trifásica a três e quatro fios. Além de criar uma referência de tensão para a microrrede c.a., o conversor pode mudar a sua configuração de delta para delta-aberto e vice-versa de modo suave e sem cessar a sua operação. Mesmo quando um dos inversores da topologia tem uma falha, o conversor continua criando uma referência de tensão e frequência para a microrrede ilhada. É desenvolvida uma estratégia de controle que permite obter uma operação estável em todos os seus modos operacionais. Por fim, são apresentados resultados experimentais da operação do conversor.

6.1 Introdução

Em uma microrrede c.a. com controle centralizado do tipo mestre-escravo, a operação no modo ilhado é assegurada pelo formador de rede. O conversor mestre é responsável por emular a rede elétrica, provendo assim uma referência de tensão para as cargas elétricas e geradores distribuídos da microrrede (KROPOSKI et al., 2008; MONICA; KOWSALYA, 2016). Entretanto é fundamental que o formador de rede tenha uma característica de tolerância a falhas, já que, se o conversor falhar toda a continuidade de operação da microrrede será afetada (ANTUNES et al., 2017).

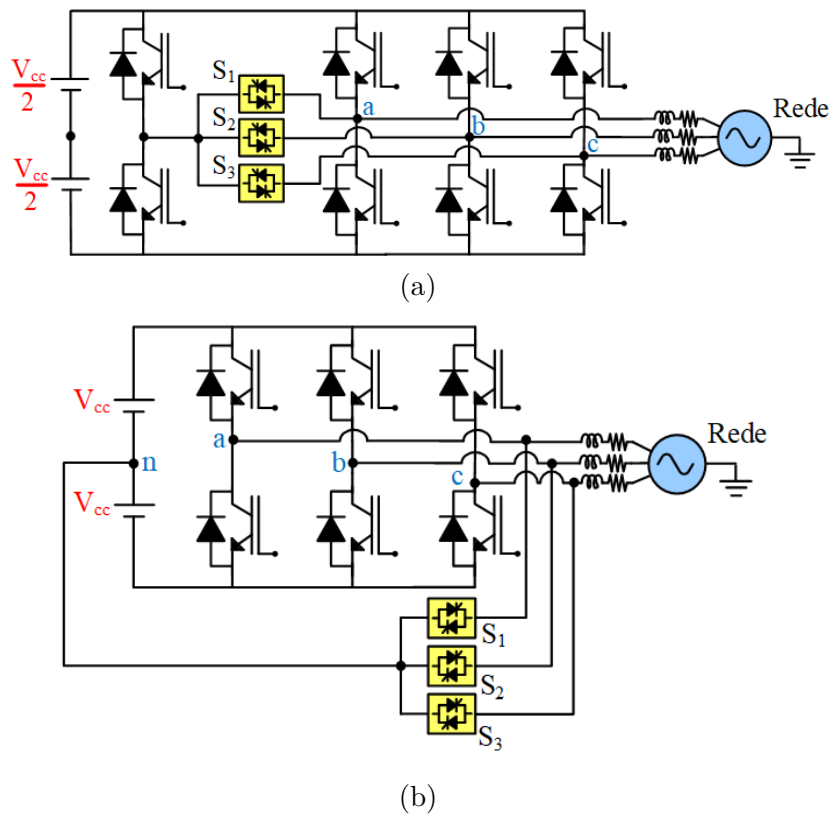
A operação tolerante a falhas em conversores eletrônicos de potência tem sido estudada há muitos anos, porém com forte aplicação na área de acionamentos elétricos e eletrônica de potência (ZHANG et al., 2014). A capacidade de um conversor continuar sua operação mesmo após um evento de falha é um aspecto muito importante para as microrredes em termos de confiabilidade, porém não muito explorada na literatura técnica.

Com um foco nas microrredes Genduso, Miceli e Galluzzo (2010) classificam os conversores tolerantes a falhas em duas categorias, sendo a primeira chamada de redundantes e a segunda de não-redundantes. Um conversor redundante é caracterizado pela presença de chaves adicionais que não estão ativas em condições normais de operação. Essas chaves são utilizadas como uma unidade de *back-up* do conversor para uma eventual falha.

A Figura 6.1a apresenta um VSI trifásico conectado à rede formado por quatro braços, totalizando oito IGBTs e três chaves estáticas com tiristores. Em condições normais

de operação, são usados três braços, sendo o quarto braço e as chaves estáticas desativadas. Quando um dos braços ativo falha, os pulsos das chaves são suprimidos, e a chave estática ligada ao braço defeituoso é ativada, colocando o quarto braço em operação. Já na Figura 6.1b é ilustrado um VSI trifásico com barramento c.c. com ponto central, e formado por seis IGBTs e três chaves estáticas. Quando uma chave de um braço falha, o mesmo é isolado e a chave estática ligada à fase defeituosa é ativada. Assim, o terceiro condutor passa a ser obtido pelo ponto central do barramento c.c. (TOMMASO et al., 2013; LI et al., 2016). Uma desvantagem do conversor tolerante a falhas sem redundância, comparado ao redundante, é a necessidade do dobro da tensão no barramento c.c., porém com um menor número de chaves eletrônicas.

Figura 6.1 – Topologias tolerantes a falhas: (a) conversor redundante; (b) conversor não-redundante.



Fonte: (GENDUSO; MICELI; GALLUZZO, 2010; LI et al., 2016)

As topologias apresentadas na Figura 6.1 são aplicadas em geradores distribuídos, com funcionalidade de supridor de rede e suporte à rede. Xu et al. (2015) propõe a aplicação de um filtro ativo paralelo, com topologia trifásica não-redundante. São apresentados resultados experimentais, demonstrando que a compensação harmônica de corrente não é afetada, mesmo com a falha em uma das chaves do conversor.

Já com um foco nas topologias dos formadores de rede, só é possível encontrar um conversor tolerante a falhas e proposto por Machado et al. (2017). A topologia empregada

possui grampeamento ativo do neutro (ANPC) com configuração trifásica a quatro fios, e pode continuar operando mesmo com sucessivas falhas. A topologia utiliza seis chaves eletrônicas por fase, além de uma chave eletromecânica. Esse conversor é bidirecional em potência e possui apenas um sistema de armazenamento de energia conectado ao barramento c.c. A operação do conversor é demonstrada por meio de resultados de simulação.

Uma configuração tolerante a falhas pode ser oriunda de transformadores para distribuição de energia elétrica, chamada de delta-aberto e também conhecida como conexão V. Nessa estrutura são usados dois transformadores monofásicos conectados tanto pelo primário quanto secundário em delta-aberto. Esse sistema é muito usado em áreas rurais, em que o consumo é baixo mas existe uma possibilidade para expansão de carga. Outra vantagem está ligada a manutenção da conexão delta, pois o transformador pode continuar a operar em delta-aberto, porém com limitação de potência de 58% da configuração original. Essa configuração pode ser ainda encontrada nos EUA, mas está em desuso (CHEN; CHANG; CHANG, 1996; SEN, 1996; SANTOSO; DUGAN, 2005).

Uma aplicação da configuração delta-aberto é proposta por [Bhattacharya et al. \(2016\)](#), com um VSI bidirecional controlado como fonte de corrente. O conversor possui topologia em ponte H com ponto central no barramento c.c., o que permite obter uma topologia trifásica à três fios com conexão à rede elétrica principal. Pelo lado c.c. do inversor existe um sistema de armazenamento de energia, que agrega a funcionalidade de injeção/absorção de potência ativa da rede.

Para um sistema trifásico com conexão em delta, o condutor neutro não está disponível. Porém, é possível criar um sistema a quatro fios adicionando um transformador zig-zag, também conhecido como de aterramento. Tradicionalmente, o mesmo é utilizado em sistemas elétricos para a limitação de sobretensão em transformadores de potência conectados em delta, quando submetido a uma falta fase-terra. Essa configuração não possui isolamento galvânico, e somente produz um caminho para corrente de sequência zero criando um tensão de fase-neutro. Na literatura é possível encontrar uma outra funcionalidade desse transformador, criando um neutro fictício em um sistema de distribuição trifásico conectado em delta, com aplicação real na usina fotovoltaica (UFV) do Mineirão e na UFV TESLA, ambas na cidade de Belo Horizonte ([SILVA et al., 2014](#); [FOUREAUX et al., 2016](#)).

Neste capítulo é apresentada uma proposta para um formador de rede aplicado em uma microrrede c.a. com controle centralizado, formado por três VSIs monofásicos conectados em delta. Cada lado c.c. do VSI é composto por um banco de baterias e conversor c.c.-c.c. do tipo *buck-boost*, que garante característica de bidirecionalidade de potência ao conversor. A configuração proposta é trifásica a três ou quatro fios, sendo o neutro obtido por meio de um transformador zig-zag. Quando um inversor da configuração

vier a falhar, o conversor pode continuar provendo uma referência de tensão e frequência para a microrrede. O controle de cada inversor é desenvolvido em coordenadas naturais (abc), com uma estrutura do tipo *multiloop*. Outra vantagem da configuração é a não obrigatoriedade do transformador zig-zag para sua operação. Porém, somente é possível criar um sistema trifásico a três fios. Por último, são apresentados resultados experimentais que validam a operação do conversor.

6.2 Proposta para Conversor Tolerante a Falhas

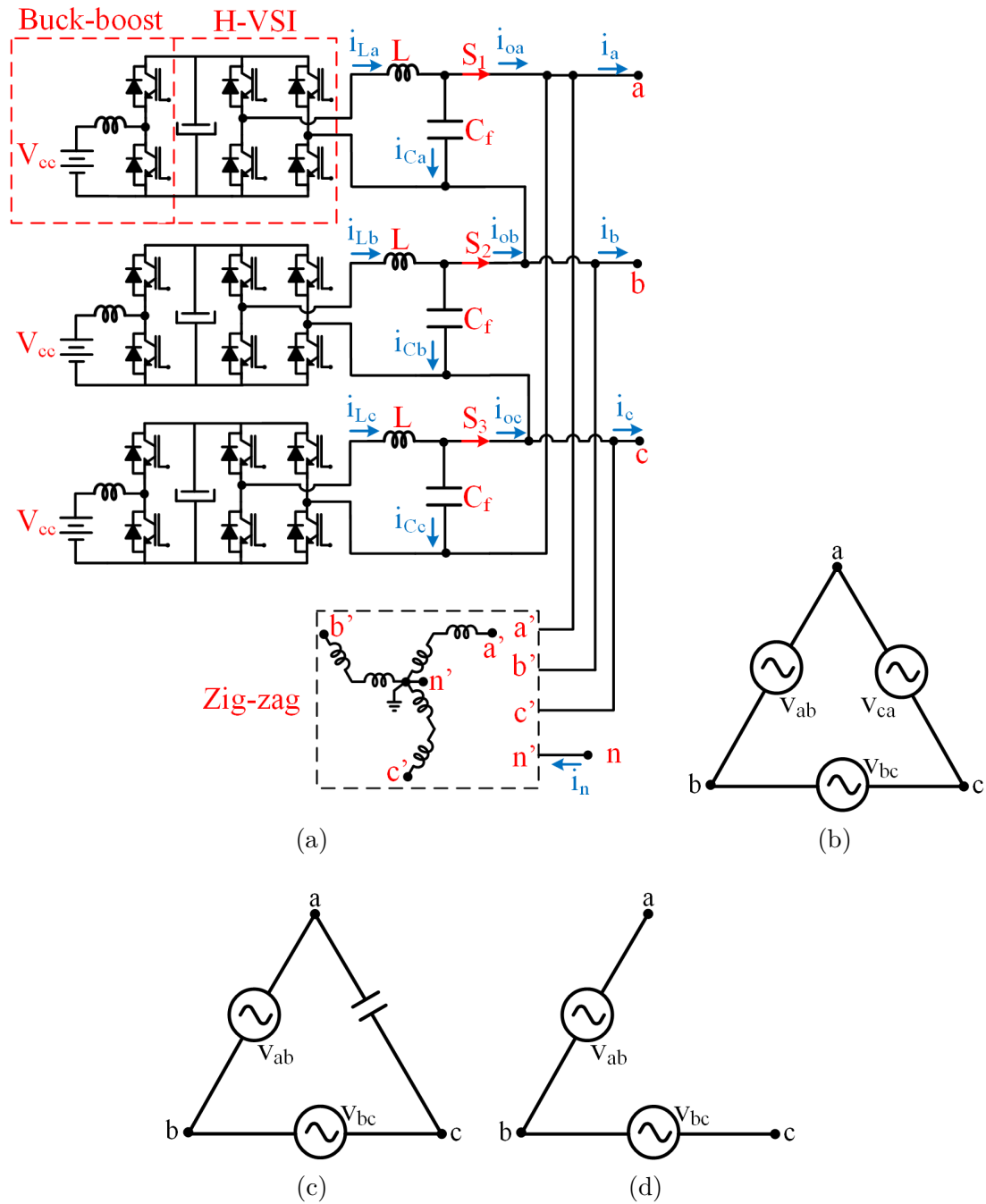
A configuração proposta é ilustrada na Figura 6.2a, e é formada por três VSIs monofásicos em ponte H com modulação PWM unipolar. Para prover uma característica de bidirecionalidade em potência ao VSI é adicionado um conversor c.c.-c.c. do tipo *buck-boost*, com um banco de baterias estacionárias. Na saída de cada inversor é utilizado um filtro LC, para produzir uma saída com tensão senoidal. Também em cada VSI é instalado uma chave eletromecânica (S_1 , S_2 e S_3) que permite a desconexão do conversor monofásico e filtro do delta. A configuração trifásica a quatro fios é obtida por meio de um transformador zig-zag.

O conversor pode operar em três modos, com ou sem transformador zig-zag. No primeiro modo, ilustrado na Figura 6.2b, os três VSIs operam conectados em delta. Já para o segundo modo apresentado na Figura 6.2c os pulsos das chaves do VSI conectado na fase “ca” são suprimidos, de forma que o capacitor do filtro LC é responsável por fechar o delta. No último modo demonstrado na Figura 6.2d a chave S_3 é aberta e assim o conversor passa a operar em delta-aberto, com limitação na potência de saída igual a 58% do modo delta (SEN, 1996).

O modo delta com capacitor é uma transição entre o modo delta para delta-aberto, já que quando os pulsos da chave do VSI são suprimidos a desconexão do conversor é imediata. Desse modo a configuração fica temporariamente em delta com capacitor até a abertura da chave eletromecânica na saída, e só assim comutando para o modo delta-aberto. Deve ser ressaltado que no modo delta com capacitor os reativos do lado sem inversor são supridos pelos dois VSIs remanescentes, limitando assim a capacidade nominal de potência ativa do conversor formador de rede. A transição de delta para delta-aberto pode ser feita com a abertura da chave eletromecânica na saída do conversor. A topologia proposta pode ter uma falha em um dos inversores monofásicos da configuração delta, ou seja, até quatro chaves no mesmo conversor podem falhar que ainda será mantida a operação em delta-aberto.

O conversor pode mudar a sua operação de delta para delta com capacitor, ou delta para delta-aberto e vice-versa de modo intencional. Em uma microrrede o formador de rede opera em alguns momentos com baixa capacidade nominal em sua saída, seja

Figura 6.2 – Conversor tolerante a falhas: (a) esquemático completo do conversor proposto; (b) conexão delta; (c) conexão delta com capacitor; (d) conexão delta-aberto.



Fonte: o autor

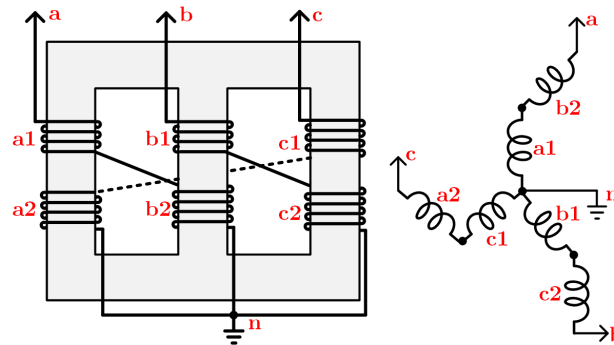
pela presença de geradores distribuídos suprindo a carga elétrica, ou até mesmo por baixa demanda da carga. Dessa forma um dos VSIs da topologia pode ser desligado, já que o modo delta-aberto e delta com capacitor permite gerar um referência de tensão e frequência para a microrrede.

Por último, a transição entre os modos de operação pode ocorrer de modo não-

intencional. Isso ocorre, por exemplo, quando vier a ocorrer uma falha em um dos inversores. Nessa condição deve haver um sistema que monitore as correntes e tensões do conversor, fazendo com que então ocorra automaticamente uma transição para o modo delta-aberto.

Todas as transições para a configuração com três fios são válidas para o sistema com transformador zig-zag, com diagrama esquemático na Figura 6.3. A configuração é constituída por um núcleo magnético com três colunas. Em cada coluna existem dois enrolamentos iguais por fase com uma conexão cruzada entre as bobinas. É possível notar que o mesmo opera sem isolamento galvânico, funcionando como um reator de alta impedância. A configuração impossibilita a circulação de correntes de sequência positiva e negativa, exceto uma pequena parcela de corrente referente ao fluxo de dispersão. Logo, o transformador somente possui uma impedância de sequência zero (COSTA, 2014a).

Figura 6.3 – Diagrama esquemático do transformador zig-zag.



Fonte: (ANTUNES et al., 2017)

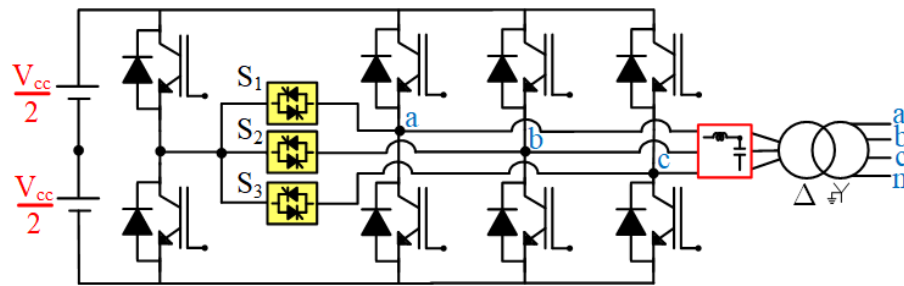
O transformador zig-zag aplicado ao conversor formador de rede é dimensionado para o pior caso de desequilíbrio de corrente com tensão nominal, onde em apenas uma das fases circula corrente nominal, e assim há circulação da máxima corrente de neutro. Também é importante avaliar a possível presença do terceiro harmônico e harmônicos ímpares (TRANSMISSION, 1964; COSTA, 2014b).

Na literatura técnica, o conversor que mais se aproxima da topologia proposta é o apresentado na seção 3.3.1, definido como topologia I. Em ambas topologias o sistema trifásico a quatro fios é obtido por meio de um transformador de potência. Para fins de comparação é adicionada uma característica de redundância à topologia I, como ilustrado na Figura 6.4. Desse modo a topologia também pode falhar em um dos braços do conversor e continuar sua operação.

A seguir é realizado uma comparação analítica/técnica entre a topologia proposta ilustrada na Figura 6.2a e da Figura 6.4, com destaque para principais vantagens e desvantagens.

- Tensão nas chaves: Em ambas as topologias as chaves estão sujeitas à mesma tensão

Figura 6.4 – Topologia I redundante a falhas.



Fonte: o autor

reversa do barramento c.c. (V_{cc}).

- Corrente nas chaves: As chaves eletrônicas dos inversores da topologia delta devem ser dimensionadas para uma corrente 42,26% menor que a comparada da topologia I, o que garante menores perdas elétricas por condução e chaveamento. Isso se deve ao fato de que na configuração delta a corrente na chave é igual a $\frac{1}{\sqrt{3}}$ da corrente de saída.
- Sistema de armazenamento: Na configuração delta quando um dos sistemas de armazenamento falha, a operação do conversor ocorre naturalmente no modo delta com capacitor, com redução da capacidade nominal. Já na topologia I não ocorre o mesmo.
- Modulação PWM: No conversor delta a modulação utilizada por inversor monofásico é PWM unipolar, com três níveis. Já na topologia I a modulação é PWM bipolar, com dois níveis. Desse modo, o conversor delta produz por fase uma tensão com menor conteúdo harmônico.
- Tolerância a falhas: No conversor delta a operação em condição de falha é garantida com doze chaves eletrônicas. Já na topologia I são necessários oito chaves eletrônicas, além de três chaves estáticas.
- Condutor neutro: A configuração delta com Zig-Zag possui uma vantagem quando comparada à topologia I. Isso se deve ao fato de que, como o transformador $\Delta - Y$ fica conectado em série com a microrrede obriga o dimensionamento para o caso mais crítico, ou seja, para a condição em que o formador de rede absorve ou injeta na microrrede toda sua capacidade nominal. Já com o zig-zag isso não ocorre, pois o mesmo se encontra em paralelo com a microrrede e para o caso mais severo de desbalanço deve ser projetado para ter $(1/3)$ da potência do formador de rede. Mas deve ser ressaltado que com a configuração $\Delta - Y$ se ganha em isolamento galvânico e a capacidade de bloqueio dos harmônicos de sequência zero.

- Corrente de circulação: Na conexão delta é possível reduzir ativamente a corrente de circulação entre os inversores, ao contrário da topologia I.

6.3 Controle do Conversor Proposto

Na Figura 6.5a é apresentado um diagrama por fase ilustrando as grandezas elétricas necessárias para controlar cada um dos VSIs. Por fase, são utilizados três sensores, sendo um de tensão e dois de corrente. O barramento c.c. do VSI é considerado como uma fonte de tensão constante, já que essa função de controle pertence ao conversor *buck-boost*.

Quando o conversor opera na configuração delta, pela Lei de *Kirchhoff* o somatório das tensões em um caminho fechado deve ser igual a zero. Desse modo basta que dois VSIs operem como uma fonte de tensão controlada, já que a operação em malha fechada do terceiro conversor não é possível. Assim, é proposto um controle para a configuração delta, com operação em malha fechada de tensão e em malha aberta. Logo, no modo delta dois inversores operam em malha fechada de tensão e o terceiro em malha aberta, porém os mesmos podem trocar de função durante a operação do conversor. Já no modo delta-aberto dois VSIs operam em malha fechada de tensão.

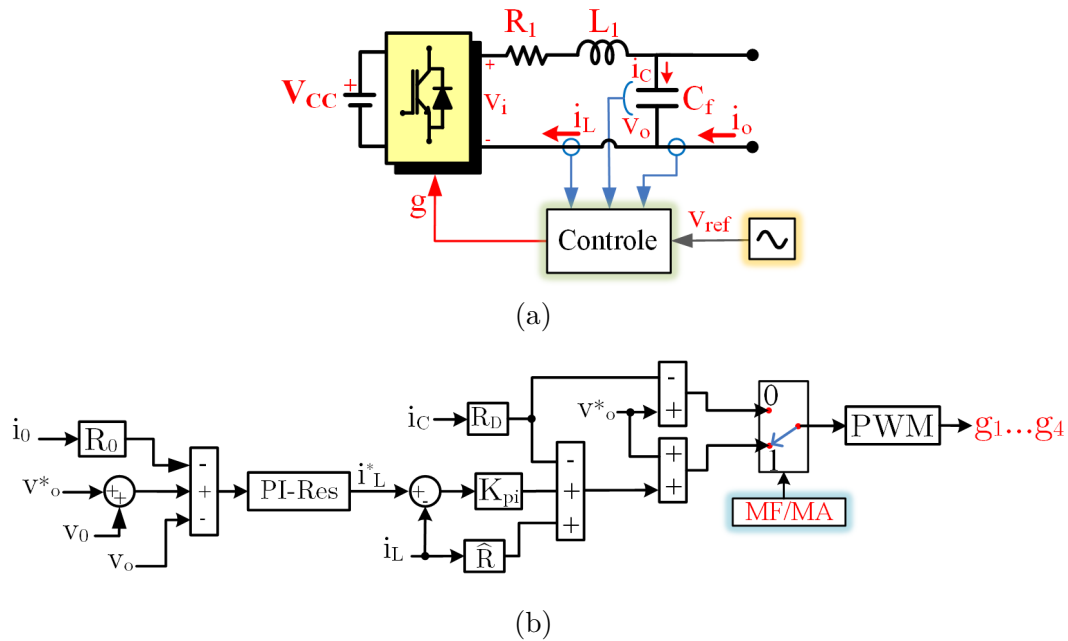
A Figura 6.5b ilustra o controle por fase implementado em coordenadas naturais (abc), com uma estrutura *multi-loop*. A malha de tensão opera em cascata com malha de corrente considerando a variável “MF/MA” igual a um. Na malha de tensão é utilizado um controlador PI-ressonante (PI-RES) sintonizado em 60 Hz e 180 Hz, com função de transferência definida na Equação 6.1 (TENTI et al., 2015; VÁSQUEZ et al., 2017).

$$C_v(s) = K_{pv} + \frac{K_{iv}}{s} + \sum_{h=1,3} \frac{2K_{ih}w_b s}{s^2 + 2K_{ih}w_b s + w_h^2} \quad (6.1)$$

Na referência de tensão (v_o^*) são adicionados um termo relativo à injeção de sequência zero (v_0) e resistor virtual de sequência zero (R_0). Já a malha de corrente opera com controlador proporcional (K_{pi}). Também são utilizadas algumas ações de *feedforward* que incluem realimentação da tensão de referência (v_o^*), cancelamento da resistência equivalente da indutância do filtro LC (\hat{R}_L) e amortecimento ativo (R_D). A corrente do capacitor (i_c) é estimada por meio de medição das correntes do indutor (i_L) e na saída do conversor (i_o).

Quando o VSI opera no modo em malha aberta de tensão, a variável “MF/MA” torna-se zero, e o conversor opera com *feedforward* da tensão de referência e amortecimento ativo. Nesse modo é feita uma medição da corrente eficaz na saída do conversor, para que em uma condição de sobrecarga haja uma ação de proteção contra sobrecorrente e ocorra o desligamento de todos os VSIs.

Figura 6.5 – Controle do conversor tolerante a falhas: (a) diagrama por fase dos sensores; (b) esquema de controle.



Na conexão delta naturalmente existe circulação de corrente de sequência zero (i_0), pois pequenos desvios de tensão em cada inversor impedem que o somatório das tensões seja igual a zero. Essa característica pode acarretar em uma elevada corrente de circulação entre os conversores, que pode até mesmo causar instabilidade na operação. Um modo de limitar essa corrente é sintetizar na saída de um dos VSIs conectado em delta uma tensão de sequência zero em conjunto com um resistor virtual, que auxiliam na redução dessa parcela de corrente. Para a condição de transição entre o modo delta-aberto para delta, a corrente de circulação pode ser ainda maior, pois em um período transitório pode ocorrer um intenso desequilíbrio de tensão.

Para amortecer o efeito da sequência zero na conexão delta é adicionado na referência de tensão um termo de tensão de sequência zero (v_0), que auxilia na estabilidade do conversor, provendo o equilíbrio das tensões. Também é adicionado um termo ($R_0 i_0$), que emula na saída do conversor uma queda de tensão que aumenta a resistência para as componentes de sequência zero (ROCABERT et al., 2012). A corrente e tensão de sequência zero são calculadas por meio da Equação 6.2 e Equação 6.3. Deve ser ressaltado que, na operação delta, apenas um dos VSIs operando em malha fechada precisa operar injetando tensão e corrente de sequência zero.

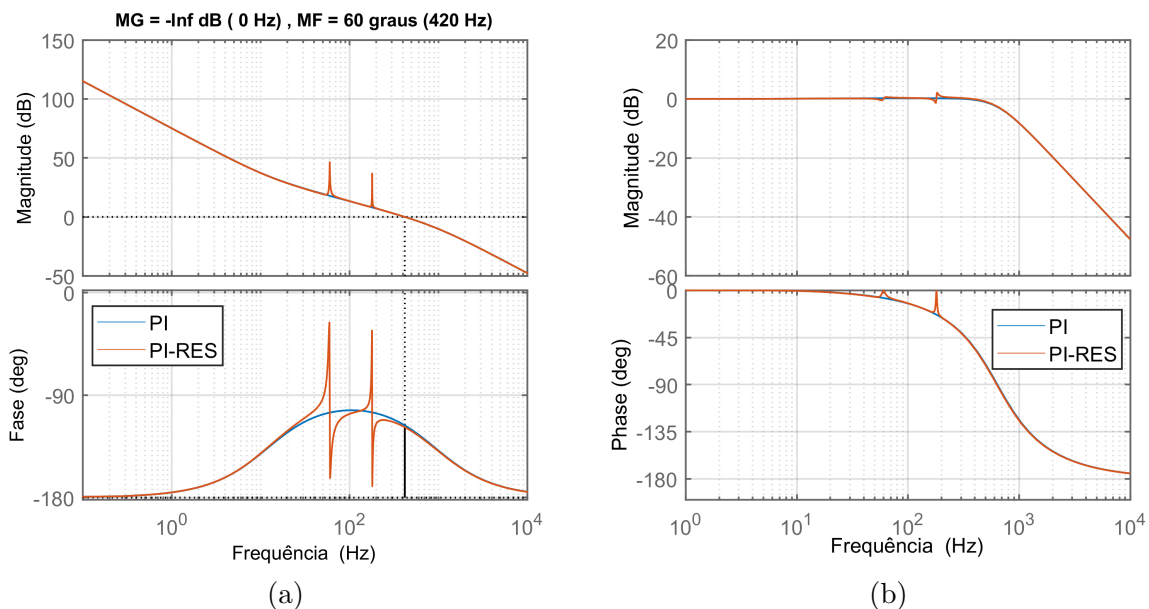
$$i_0(t) = \frac{i_{oa}(t) + i_{ob}(t) + i_{oc}(t)}{3} \quad (6.2)$$

$$v_0(t) = \frac{v_{oa}(t) + v_{ob}(t) + v_{oc}(t)}{3} \quad (6.3)$$

Para definir os ganhos dos controladores PI-Res e P da malha de tensão e corrente, o amortecimento ativo e as ações de *feedforward* são desativadas. Cada malha de controle é projetada considerando a desejada frequência de *crossover* e margem de fase, por meio da função de transferência de malha aberta. Para a malha de tensão é adotada uma frequência de *crossover* de 420 Hz e uma margem de fase de 60° . Para a malha de corrente é adotada uma frequência de *crossover* igual a 900 Hz e uma margem de fase de 85° . Os ganhos obtidos foram $K_{pi}=0,19 \Omega$, $K_{pv}=16 \Omega^{-1}$ e $K_{iv}=K_{i1}=K_{i3}=1233 \Omega^{-1}\text{s}^{-1}$, adotando um sensor de corrente (H_i) igual a $\frac{1}{25}$ (VA^{-1}) e um sensor de tensão (H_v) igual a $\frac{1}{805}$ (VV^{-1}). Os controladores foram discretizados por meio da transformação Bilinear, usando uma frequência de amostragem igual a 6 kHz.

A Figura 6.6 apresenta a resposta em frequência da malha de tensão com controlador PI e PI-Res, tanto para a função de transferência de malha aberta (FTMA) e malha fechada (FTMF), adotando uma largura do pulso (w_b) do controlador ressonante igual a 1Hz. É possível notar que o controlador PI-Res produz um ganho elevado na FTMA em 60Hz e 180Hz, enquanto na FTMF um ganho de 0dB com fase nula, o que garante um rastreamento com erro nulo para uma entrada periódica com essas frequências.

Figura 6.6 – Diagrama de Bode da malha de tensão usando: (a) função de transferência de malha aberta; (b) função de transferência de malha fechada.



6.4 Resultados Experimentais

Para validação das funcionalidades do conversor tolerante a falhas é realizada uma montagem experimental, conforme ilustrado na Figura 6.7. Em todos os ensaios é adotado um amortecimento ativo R_D igual a $0,25 \Omega$.

A operação do conversor com carga elétrica é feita com um banco de cargas resistiva e carga não-linear com retificador à diodos em ponte completa sem filtro no lado c.a., e com capacitor e carga resistiva no lado c.c. Essas cargas monofásicas são ilustradas na Figura 6.7a e referem-se aos itens 1 e 2.

Já no painel exibido na Figura 6.7a ficam alocados os três VSIs com topologia em ponte H, com chaves eletrônicas que utilizam tecnologia de carbeto de silício (SiC) (item 3). No mesmo painel existe um *rack* que agrupa todas as placas para condicionamento de sinais, *gate driver* com fibra óptica, medições de tensão e corrente do conversor e processador de sinais Texas Instruments TMS320F28335 (item 4). Para o controle do conversor trifásico é utilizado um processador de sinais Texas Instruments TMS320F28335, responsável por controlar os três VSIs, com frequência de controle igual a 6 kHz.

O lado c.c. de cada VSI é suprido por um retificador monofásico à diodos em ponte completa, com capacitor no barramento c.c. e transformador de baixa frequência no lado c.a., para fins de isolamento e compatibilização da tensão entre a rede e o retificador, conforme ilustrado na Figura 6.7b item 6. Para ajustar a tensão em cada barramento, é utilizado um VARIAC trifásico (item 5), que permite gerar a mesma variação de tensão na entrada c.a. dos três retificadores monofásicos.

O item 7 da Figura 6.7b apresenta o filtro LC usado na saída dos VSIs. A transição do modo delta para delta-aberto é feita de modo manual por meio dos disjuntores identificados no item 8. Nessa mesma foto são apresentados os sensores Hall usados para medição da corrente de saída (i_o) em cada VSI. Por fim, no item 9 é ilustrado o transformador zig-zag em caixa moldada, especialmente fabricado para a montagem experimental.

Por último, na Tabela 6.1 são apresentados os principais parâmetros elétricos da montagem experimental.

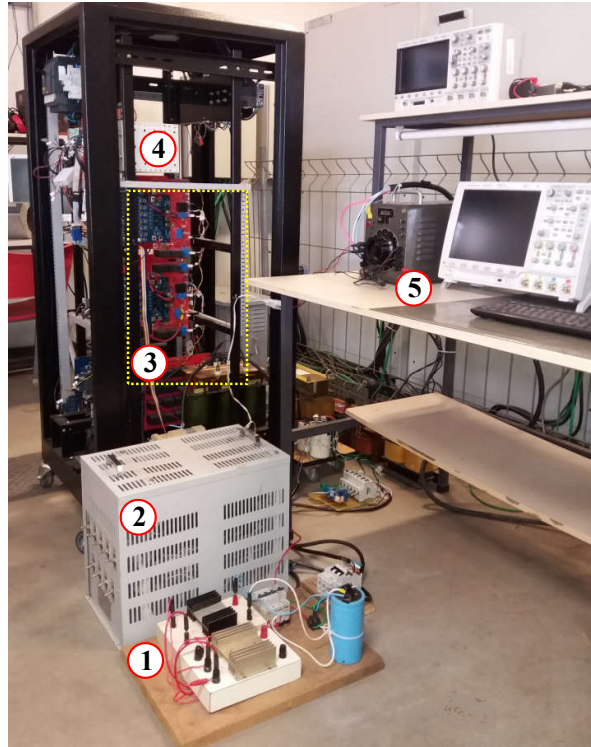
Tabela 6.1 – Parâmetros elétricos da montagem experimental.

Sistema	Parâmetros
Conversor tolerante a faltas	3 x 1 Φ VSI, f_{sw} =6kHz, L_1 =137 μ H, R_1 =52 m Ω , C_f =170 μ F, V_{CC} =750 V, v_o =530 V(eficaz)
Carga linear monofásica	220V, 2 kW, R = 8 - 24 Ω ,
Carga não-linear monofásica	Retificador a diodos em ponte completa, 220V C_{CC} = 2200 μ F, R_L =8 Ω , V_{CC} =311 V
Transformador zig-zag	220V, 10kVA, 60 Hz, Z_o =2,5%

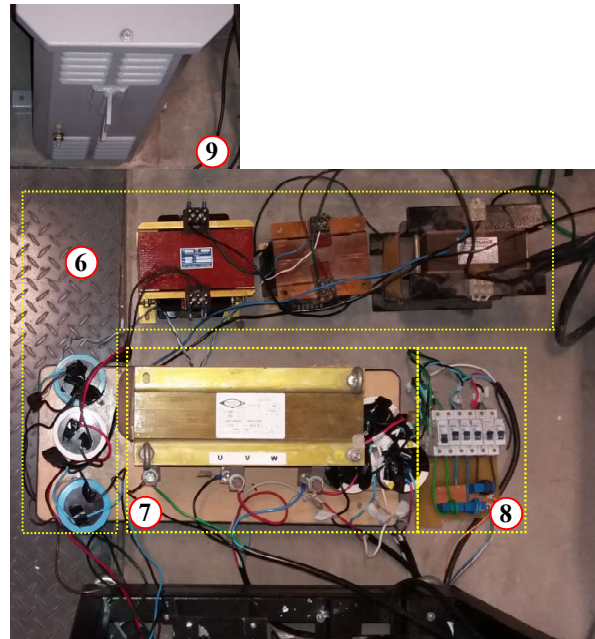
Fonte: o autor

A seguir são apresentados os principais resultados experimentais do conversor tolerante a falhas, com cenários que envolvem transição entre os modos de operação e alimentação de carga elétrica linear e não-linear do tipo monofásica. Por limitações

Figura 6.7 – Montagem experimental do conversor proposto: (a) 1- carga elétrica não-linear, 2- banco de resistores, 3- três inversores monofásicos; 4- *rack* de controle e 5- VARIAC; (b) 6- três retificadores monofásicos à diodos em ponte completa, 7- filtro LC, 8- sensores de corrente (i_o) e disjuntores e 9- transformador zig-zag.



(a)



(b)

Fonte: o autor

técnicas a tensão no barramento c.c. de cada VSI é limitada em 100V durante todo o ensaio experimental.

6.4.1 Cenário I - Conexão Delta a Vazio

No primeiro cenário o conversor opera conectado em delta, criando um sistema trifásico a três fios, sem carga elétrica conectada nos seus terminais. Dois VSIs são controlados como em malha fechada de tensão e um em malha aberta na fase “ca”, considerando inicialmente o resistor virtual de sequência zero desativado.

A Figura 6.8a apresenta respectivamente as formas de onda da tensão na saída do conversor e a corrente de circulação entre os conversores, com seu respectivo espectro harmônico. É possível notar que a corrente de circulação no delta possui espectro harmônico composto predominantemente pela componente fundamental e terceiro harmônico. Outros harmônicos na corrente de circulação entre conversores estão presentes, porém com amplitude desprezível.

Já na Figura 6.8b, também são apresentados resultados da operação em vazio do conversor, porém é ativado no controle do VSI da fase “ab” o resistor virtual de sequência zero com valor igual a 3Ω . Experimentalmente foi observado que um valor maior que 3Ω conduz o conversor para uma operação instável, fazendo com que a proteção por sobrecorrente nos inversores atue.

Analisando os resultados, nota-se na Figura 6.8a uma componente de 180 Hz com amplitude significativa na corrente de circulação igual a 522 mA. Quando o resistor virtual é ativado na Figura 6.8b a componente de 180Hz é reduzida para 195 mA, com uma tensão eficaz na saída nos conversores de 35,35 V. Desse modo pode-se concluir que o resistor virtual reduz efetivamente a componente de sequência zero da corrente de circulação.

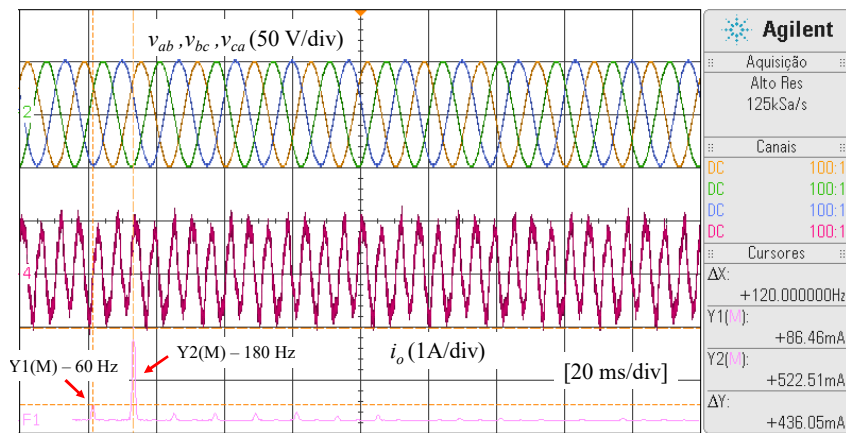
Para o cenário I é avaliado o amortecimento ativo da corrente de circulação entre os conversor na conexão delta, com redução da componente de sequência zero.

6.4.2 Cenário II - Operação em Delta

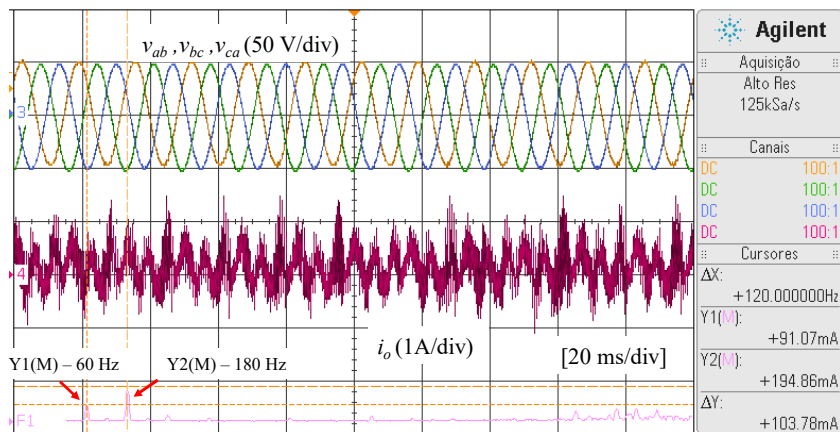
No cenário II é avaliada a operação do conversor conectado em delta, suprindo uma carga elétrica linear e não-linear. Primeiramente, é conectada uma carga monofásica resistiva na fase “ab” do conversor, com resistência de 8Ω . A Figura 6.9 ilustra a forma de onda da tensão na saída do conversor e a corrente da carga resistiva.

Analisando a Figura 6.9 é possível notar que o conversor opera inicialmente sem carga, até que em 32ms uma carga monofásica é conectada na fase “ab”, o que causa um desequilíbrio de tensão que é reduzido em 90 ms. Com a conexão da carga, o valor eficaz médio entre fases após a conexão das cargas passa de 36,31 V para 35,42 V.

Figura 6.8 – Conexão delta a vazio: (a) sem amortecimento ativo; (b) com amortecimento ativo.

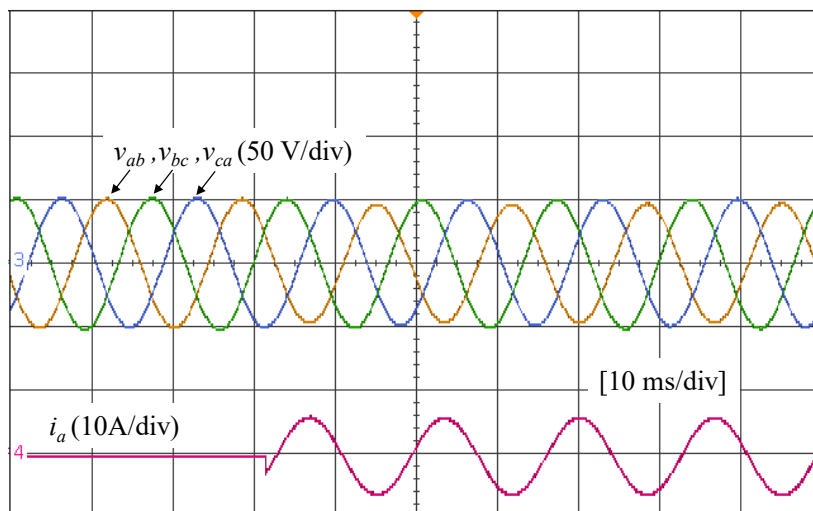


(a)



(b)

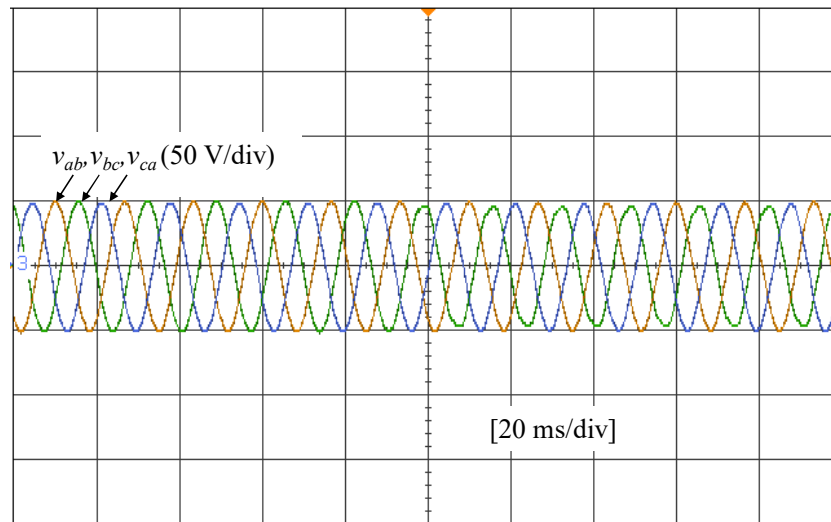
Figura 6.9 – Conexão delta com carga resistiva monofásica.



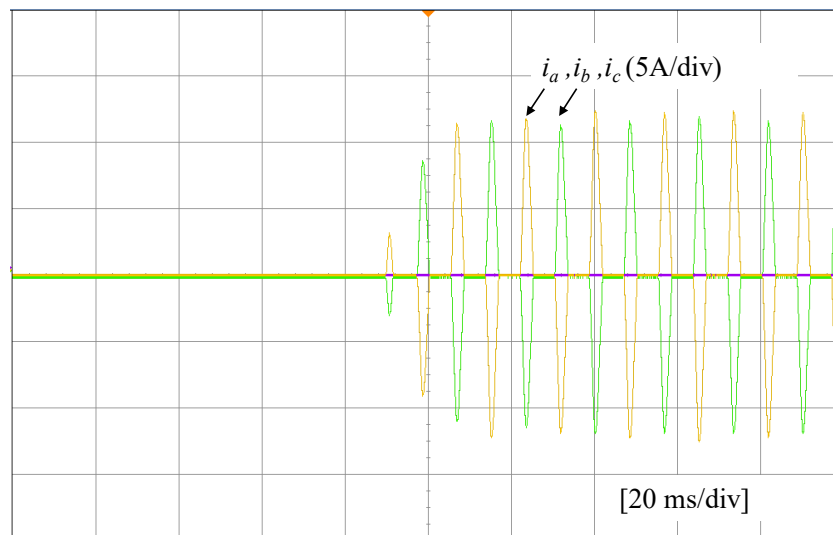
Já na Figura 6.10 são apresentados os resultados para a operação da conexão delta com carga não-linear monofásica conectada na fase “bc”. Na Figura 6.10a é ilustrada a

forma de onda da tensão na saída do conversor por fase, e já na Figura 6.10b, a corrente da carga não-linear. A Tabela 6.2 apresenta os principais valores de tensão eficaz e distorção harmônica para as fases do conversor, na condição a vazio e com carga não-linear.

Figura 6.10 – Conexão delta com carga elétrica não-linear: (a) tensão na saída; (b) corrente na carga não-linear.



(a)



(b)

Em vazio, a tensão eficaz e a TDHv média entre fases são iguais a 35,45V e 1,37%. Já em 90ms, é conectada a carga elétrica não-linear com resistor de 8Ω no lado c.c., com uma corrente eficaz de 3,63 A, TDH $_a$ igual a 91,55% e fator de crista de 3,35. Com carga a tensão eficaz média entre fases é reduzida de 34,33V, com uma TDHv de 3%.

Para o cenário II é apresentada a operação do conversor em delta, suprindo uma carga monofásica linear e não-linear.

Tabela 6.2 – Valores de tensão eficaz e distorção harmônica para o cenário II.

Fase	Tensão eficaz (V)		TDH _v (%)	
	Sem carga	Com carga	Sem carga	Com carga
v _{ab}	35,32	34,57	1,48	2,79
v _{bc}	35,80	33,86	1,17	3,86
v _{ca}	35,23	34,55	1,45	2,35
Valor médio entre fases	35,45	34,33	1,37	3,00

6.4.3 Cenário III - Operação em Delta com Zig-Zag

No cenário III o conversor multifuncional opera em delta com um transformador zig-zag, criando um sistema trifásico a quatro fios. A Figura 6.11 apresenta os principais resultados desse cenário com uma carga resistiva de 8Ω conectada entre a fase “a’ e o neutro (n). Na Figura 6.11a é ilustrada a forma de onda da tensão no conversores e a corrente na carga. Já na Figura 6.11b é apresentada a forma de onda da tensão de fase-neutro e a corrente do zig-zag, ou seja, do condutor neutro.

A partir da Figura 6.11a nota-se que a carga é conectada em 48ms, não causando nenhum distúrbio na tensão de saída dos conversores. Porém, na Figura 6.11b é possível observar que ocorre um distúrbio na tensão de fase-neutro, devido ao transitório de fechamento do disjuntor que faz a conexão da carga. A fase “an’ em que é conectada a carga tem um queda de tensão igual a 4V devido a impedância do transformador, pois o zig-zag fornece um caminho para a corrente da carga monofásica.

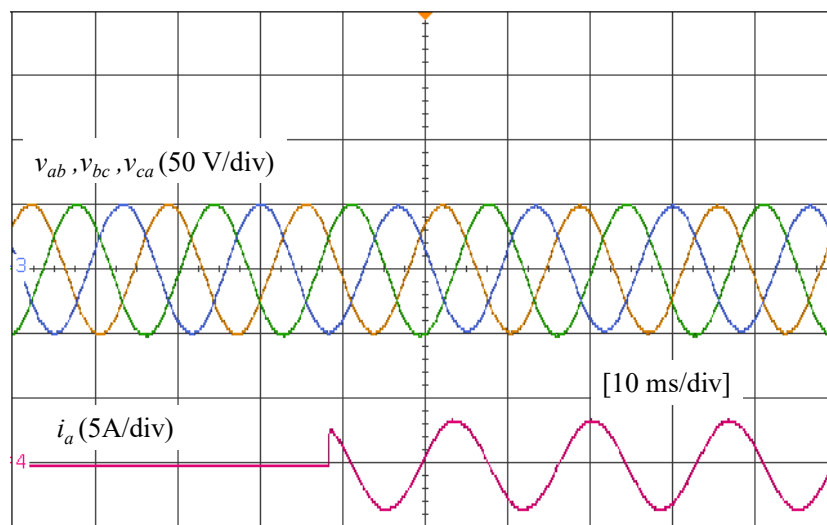
No cenário III é apresentado o conversor delta com transformador zig-zag que permite criar um sistema trifásico a quatro fios, suprindo uma carga monofásica que utiliza o condutor neutro.

6.4.4 Cenário IV - Operação em Delta-Aberto

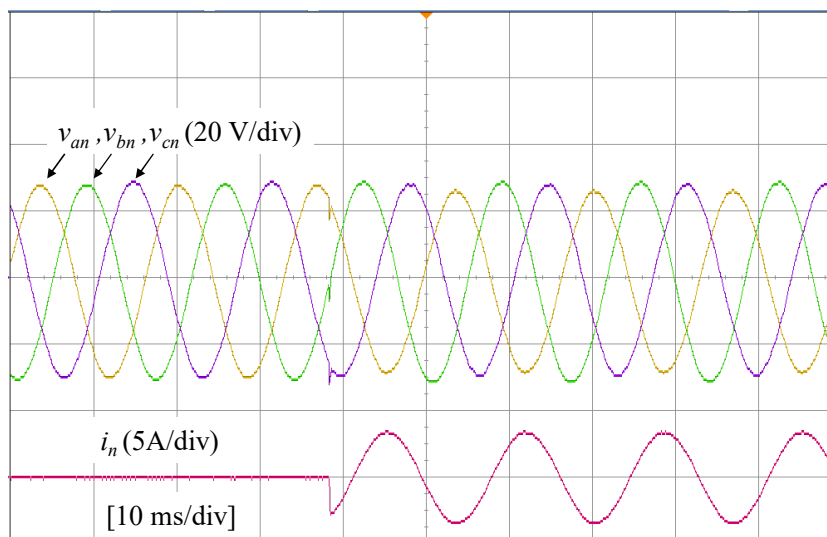
Já no cenário IV é analisada a operação do conversor em delta-aberto, com o inversor da fase “ca” desligado. Os inversores das fases remanescentes são responsáveis por suprir a fase em aberto. A Figura 6.12 ilustra a forma de onda da tensão e corrente na carga, considerando que a mesma é conectada na fase “ab”, com um resistor de 8Ω no lado c.c do retificador à diodos. A Tabela 6.3 apresenta os resultados de tensão eficaz e distorção harmônica para o cenário.

Sem carga elétrica a tensão eficaz média entre as fases é igual a 35,99 V, com um TDH_v de 2,18%. Com a conexão da carga não-linear em 35 ms a tensão eficaz média passa para 34,91 V com um TDH_v de 3,84%. A carga elétrica possui corrente eficaz de 3,94 A, TDH_i igual a 89,94% e fator de crista igual a 2,65. A fase “ca” que opera sem o VSI é a

Figura 6.11 – Delta com zig-zag e carga resistiva: (a) tensão de linha e corrente na carga; (b) tensão de fase-neutro e corrente no zig-zag.



(a)

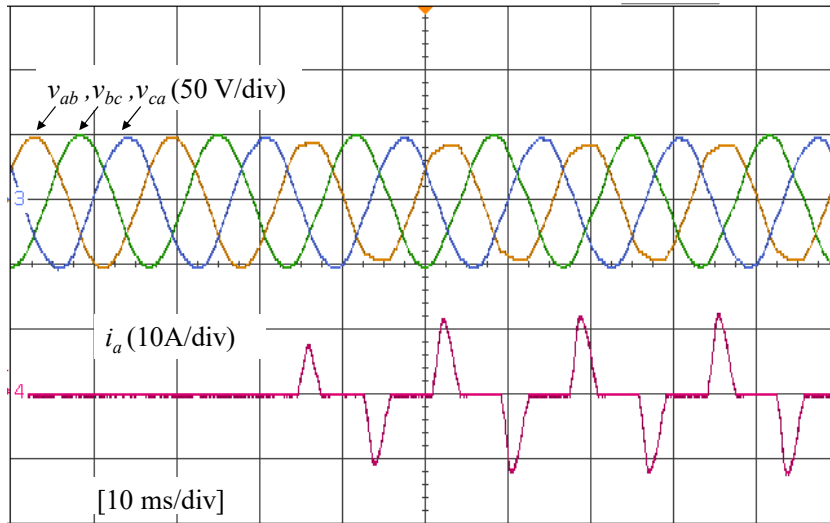


(b)

Tabela 6.3 – Valores de tensão eficaz e distorção harmônica para o cenário IV.

Fase	Tensão eficaz (V)		TDH _v (%)	
	Sem carga	Com carga	Sem carga	Com carga
v_{ab}	35,82	34,06	1,82	4,41
v_{bc}	36,18	35,29	1,72	4,52
v_{ca}	35,97	35,39	3,01	2,59
Valor médio entre fases	35,99	34,91	2,18	3,84

Figura 6.12 – Conexão delta-aberto com carga não-linear monofásica.



que possui menor queda de tensão e menor distorção harmônica, haja visto que as outras fases suprem a demanda da carga elétrica.

Para o cenário IV é apresentado o modo de operação delta-aberto em que o conversor pode criar um sistema trifásico a três fios utilizando dois VSIs em ponte H.

6.4.5 Cenário V - Transição entre o Modo Delta e Delta-Aberto

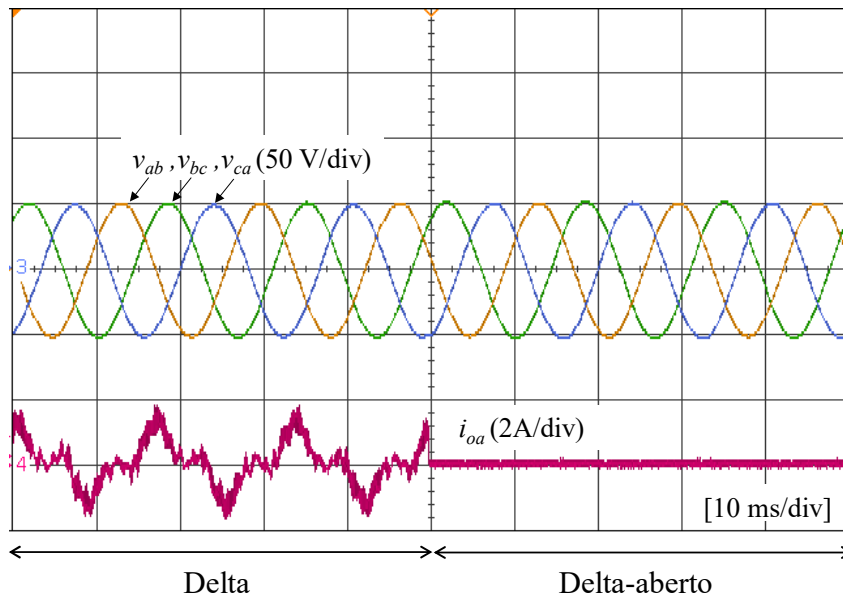
Para o cenário V é avaliada a transição intencional entre o modo delta para delta-aberto. Inicialmente os VSIs das fases “ab” e “bc” operam em malha fechada de tensão. Uma carga resistiva de 24Ω é conectada na fase “ab” durante todo o intervalo avaliado. A Figura 6.13 apresenta os principais resultados desse cenário, com a forma de onda da tensão na saída dos conversores e corrente na saída (i_{oa}) do inversor conectado na fase “ab”. A transição do modo delta para delta-aberto ocorre em 50 ms, com a abertura do disjuntor conectado na saída do conversor da fase “ab”. A Tabela 6.4 apresenta os valores de tensão eficaz e distorção harmônica para os modos delta e delta-aberto.

Tabela 6.4 – Valores de tensão eficaz e distorção harmônica para o cenário V.

Fase	Tensão eficaz (V)		TDH _v (%)	
	Delta	Delta-aberto	Delta	Delta-aberto
v_{ab}	36,13	36,02	1,03	1,19
v_{bc}	36,32	36,79	0,88	3,2
v_{ca}	35,82	36,67	1,05	4,1
Valor médio entre fases	36,09	36,49	0,99	2,83

A partir da Figura 6.13 é possível notar que a corrente i_{oa} é composta por uma parcela de sequência zero e nível fundamental da carga resistiva. A partir do instante igual

Figura 6.13 – Transição entre o modo delta para delta-aberto.



a 50ms, o VSI e filtro da fase “ab” são desconectados do delta e a carga passa a ser suprida pelos inversores remanescentes. Por fim, nota-se que a transição para o modo delta-aberto ocorreu sem transitório de tensão, com a corrente de circulação do delta igual a zero.

A partir dos resultados da Tabela 6.5 nota-se que o valor eficaz médio da tensão nas fases no modo delta e delta-aberto tem valor muito próximo. Porém, a distorção harmônica média entre fases no modo delta-aberto é maior, igual a 2,86% contra 0,99% do modo delta.

No cenário V é possível avaliar a transição entre o modo delta para delta-aberto, com o conversor suprimindo uma carga elétrica resistiva sem transitório de tensão.

Tabela 6.5 – Valores de tensão eficaz e distorção harmônica para o cenário VI.

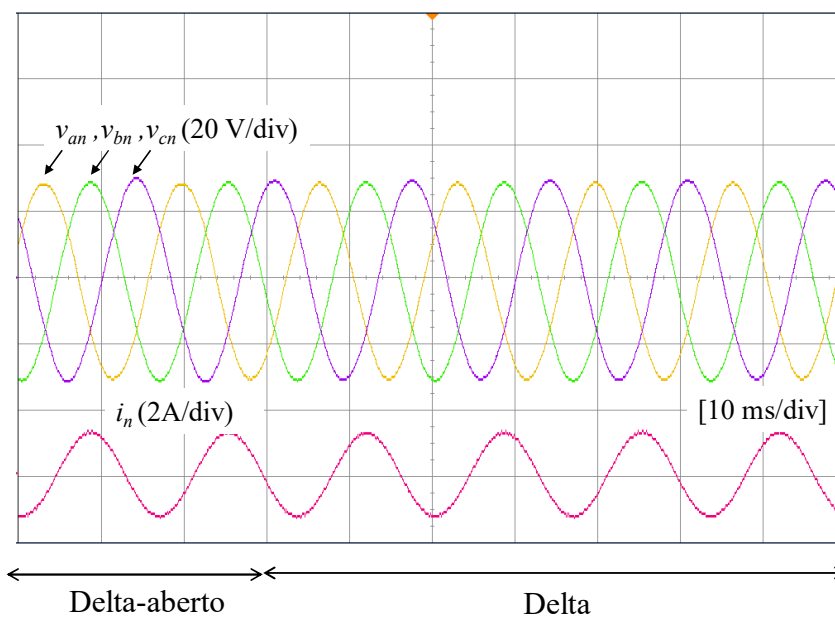
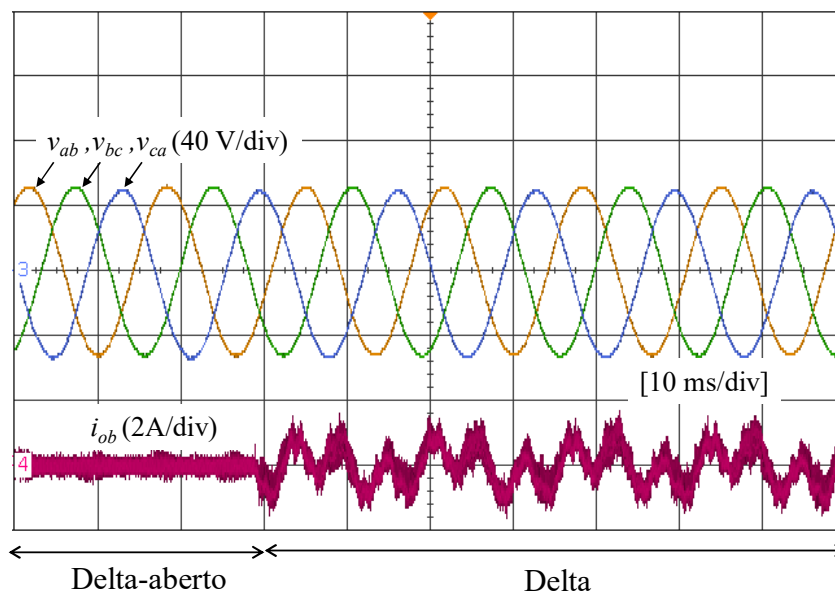
Fase	Tensão eficaz (V)		TDH _v (%)	
	Delta-aberto	Delta	Delta-aberto	Delta
v _{ab}	36,82	36,63	1,21	0,84
v _{bc}	36,75	36,85	1,09	0,94
v _{ca}	36,62	36,20	1,59	1,17
Valor médio entre fases	36,73	36,56	1,30	0,98

6.4.6 Cenário VI - Transição entre o Modo Delta-aberto e Delta

Para o cenário VI é avaliada a transição entre o modo delta-aberto para delta, com a presença do transformador zig-zag. No modo delta-aberto a fase “ab” opera sem inversor, com as fases remanescentes com controle em malha fechada de tensão. A carga

resistiva está conectada entre a fase “b” e o neutro, com valor igual a 8Ω . A Figura 6.14a ilustra a forma de onda da tensão dos conversores e a corrente na saída do conversor i_{ob} . Já na Figura 6.14b é ilustrada a tensão de fase-neutro e a corrente no zig-zag. A Tabela 6.5 apresenta os valores de tensão eficaz e distorção harmônica para os modos delta-aberto e delta.

Figura 6.14 – Transição entre o modo delta-aberto e delta: (a) tensão de linha e corrente de circulação do delta; (b) tensão de fase-neutro e corrente no zig-zag.



Analisando os resultados da Figura 6.14, nota-se que durante a transição do modo delta-aberto para delta em 30 ms não existe transitório de tensão, e a corrente de circulação

entre inversores volta a aparecer. No modo delta-aberto o valor médio entre fases da tensão eficaz e TDH_v é igual 36,73 V e 1,3%, e já no modo delta é igual a 36,56V e 0,98%.

Para o cenário VI é demonstrado que o conversor pode operar em delta-aberto com zig-zag, criando um sistema trifásico a quatro fios com dois inversores em ponte H. Também o conversor pode fazer a transição do modo delta-aberto para delta sem transitório de tensão e corrente.

6.4.7 Cenário VII - Falha na Operação

Para o cenário VII é avaliada a condição em que ocorre uma falha em um dos inversores que compõem o formador de rede conectado em delta. Essa falha é emulada por meio do desligamento da chave eletrônica que forma o conversor monofásico em ponte H, caracterizando uma falha em circuito aberto. Inicialmente o conversor opera suprindo uma carga resistiva de 24Ω conectada na fase “ca”.

Na Figura 6.15a é ilustrada a forma de onda da tensão na saída do conversor, considerando que em 45ms é desligado o IGBT S₂ do inversor da fase “ab”. Na Figura 6.15b é apresentada a forma de onda da corrente no indutor do filtro LC em cada um dos inversores, em conjunto com a corrente na carga.

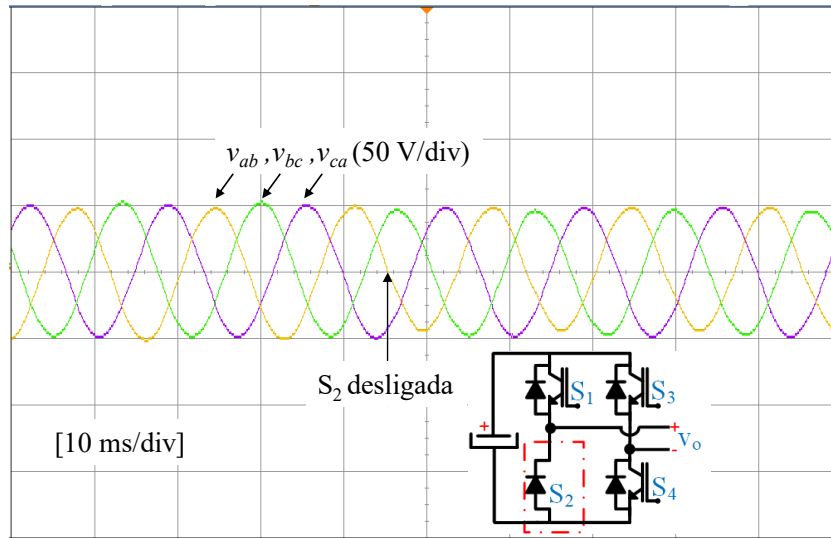
A partir do instante em que ocorre o desligamento da chave S₂ a tensão na fase “ab” tem a sua amplitude reduzida no semiciclo negativo, aparecendo um nível médio de tensão igual a 3,15V com 46,54 V de tensão fundamental. Outro ponto importante que deve ser destacado é que a corrente no indutor i_{La} passa a ter somente um nível c.c. igual a 2,21A. Já a corrente nos indutores i_{Lb} e i_{Lc} possuem respectivamente nível médio de -176mA e -226mA . Outro ponto que deve ser observado é que a corrente na carga não tem a sua amplitude afetada com a falha no conversor.

A Tabela 6.6 apresenta o valor eficaz de tensão e distorção harmônica em cada uma das fases, considerando a condição normal de operação e com falha. É possível notar que a fase mais afetada com a falha no conversor é a fase “ab”, com redução da tensão eficaz de 34,47V para 32,91V e aumento da TDH_v de 2,06% para 3,53%.

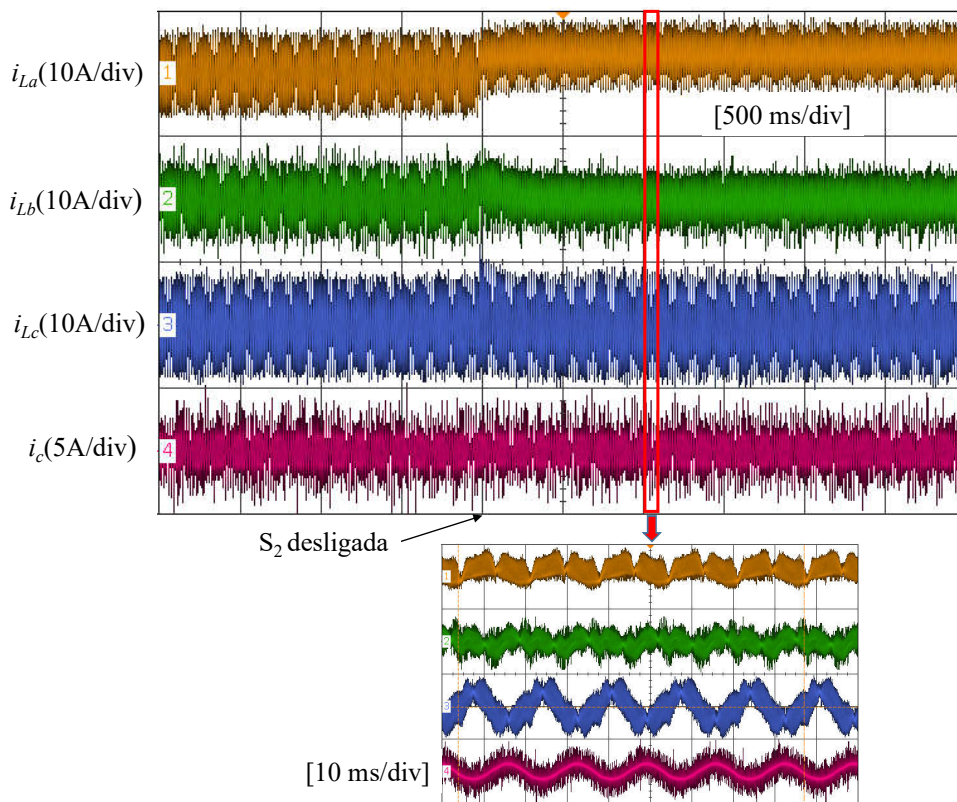
Tabela 6.6 – Valores de tensão eficaz e distorção harmônica para o cenário VII.

Fase	Tensão eficaz (V)		TDH _v (%)	
	Sem falha	Falha S ₂	Sem falha	Falha S ₂
v _{ab}	34,47	32,91	2,06	3,53
v _{bc}	35,16	34,64	3,44	3,67
v _{ca}	34,49	34,29	3,8	3,77
Valor médio entre fases	34,71	33,95	3,10	3,66

Figura 6.15 – Falha na chave inferior do VSI em ponte H: (a) tensão na saída do conversor; (b) corrente nos indutores e na carga elétrica.



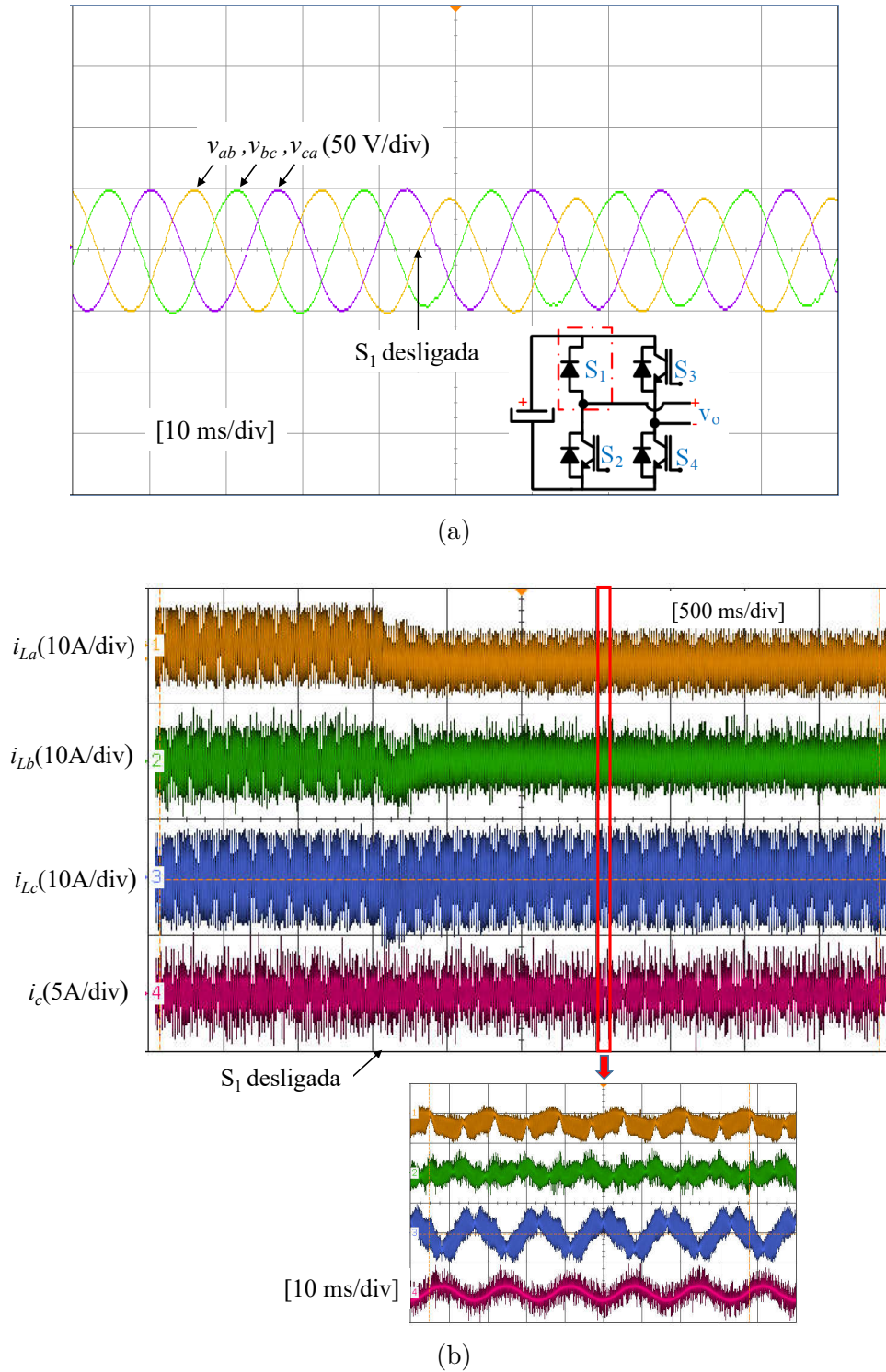
(a)



(b)

Nesse último cenário é avaliada a falha no mesmo braço do inversor da fase “ab”, só que na chave superior S_1 . A configuração do conversor e carga elétrica é a mesma do cenário anterior. A Figura 6.16a ilustra a forma de onda da tensão de saída, com o desligamento da chave S_1 em 45ms. A forma de onda da corrente no indutor do filtro LC de cada inversor e da carga elétrica são ilustradas na Figura 6.16b.

Figura 6.16 – Falha na chave superior do VSI em ponte H: (a) tensão na saída do conversor; (b) corrente nos indutores e na carga elétrica.



Analisando a tensão na saída do conversor por meio da Figura 6.16a, nota-se que no instante em que a chave é desligada a tensão na fase “ab” tem sua amplitude reduzida no semiciclo positivo. Já da Figura 6.16b a corrente do indutor i_{La} passa a apresentar somente o semiciclo negativo, com nível c.c. igual a -3.191A. A corrente nos indutores i_{Lb} e i_{Lc} possuem respectivamente nível c.c. médio igual a 0A e -377mA. Em nenhum momento a corrente da carga é interrompida.

Neste último cenário é apresentada a operação do conversor para a condição em que ocorre falha em uma das chaves do inversor monofásico. São apresentadas duas condições de falha e em ambas o conversor conectado em delta continuou operando, com uma redução do valor eficaz da tensão na fase com falha. A falha em um inversor não afetou significativamente a tensão nas outras fases.

6.5 Conclusões

Este capítulo apresentou o conversor multifuncional como um formador de rede trifásico, com aplicação em uma microrrede c.a. centralizada. A topologia do conversor é fundamentada na conexão delta de três inversores em ponte H, que permite criar um sistema a três fios. Já associado ao transformador zig-zag o conversor pode criar um sistema a quatro fios.

Para o conversor foi proposto uma estrutura de controle, com operação em malha aberta e fechada de tensão. Na configuração delta dois inversores são controlados em malha fechada de tensão e o terceiro em malha aberta. Já no modo delta-aberto, dois inversores operam como com controle em malha fechada de tensão.

No modo delta o conversor criou um sistema trifásico a três fios, suprindo uma carga elétrica monofásica do tipo resistiva e não-linear, mantendo uma referência de tensão com baixa distorção harmônica. Já o conversor conectado em delta associado com o transformador zig-zag permitiu criar um sistema a quatro fios, com a possibilidade de alimentar cargas monofásicas que utilizam o condutor neutro. O conversor também fez a transição do modo delta para delta-aberto, sem que ocorresse transitório de tensão e corrente em sua saída.

No modo delta-aberto foi possível criar um sistema a três fios com dois inversores em ponte H. A configuração delta-aberto associada ao transformado zig-zag criou um sistema a quatro fios, podendo fazer a transição para o modo delta sem causar distorção na tensão de saída.

Por fim, foi avaliado a operação do conversor na condição de falha em uma das chaves que compõem o inversor monofásico. Foram apresentadas dois tipos de falha, e em ambas as condições o conversor supriu a carga com um aumento da distorção da tensão

do inversor com falha. A corrente no indutor do filtro do inversor com falha pode ser utilizada com parâmetro balizador para saber qual inversor desativar, comutando assim para o modo delta-aberto.

7 Conclusões e Propostas de Continuidade

Neste capítulo são destacadas as principais conclusões da tese. Por fim, serão apresentadas algumas propostas de continuidade do trabalho.

7.1 Conclusões

Primeiramente foi desenvolvida uma revisão bibliográfica sobre as microrredes de energia elétrica, com suas principais microfuentes, sistemas de armazenamento e topologias existentes. Foram definidos os modos de operação e as técnicas de controle das microrredes. Por fim, foram determinadas as principais técnicas para detecção de ilhamento, associadas à operação do CCMR. Todo o estudo teve como função permitir a construção de uma base sólida sobre o tema em estudo.

Foram apresentados os conversores eletrônicos básicos das microrredes c.a. que possuem diferentes funcionalidades e são classificados em três categorias. O primeiro é o supridor de rede, que opera como uma fonte de corrente e tem como principal função converter a energia produzida por uma fonte primária em energia elétrica. Para que a operação da microrrede possa ser feita no modo ilhado, o formador de rede tem papel fundamental operando como uma fonte de tensão controlada, mantendo na microrrede a qualidade e continuidade do serviço. Por último, o conversor de suporte à rede tem como principal função o fornecimento de serviços ancilares, melhorando a QEE na microrrede.

Duas topologias de suprimentos trifásicos foram avaliadas, sendo a primeira com uma fonte primária do tipo fonte de corrente e a segunda como fonte de tensão. Foi definido todo o controle do conversor em coordenadas $dq0$, e foram apresentados os principais resultados de simulação com injeção de potência ativa na rede elétrica. Também foi destacada a topologia monofásica, com seu respectivo controle e operação em malha fechada de potência ativa e reativa.

Já para o formador de rede foi realizada uma revisão na literatura sobre as principais topologias de conversores em microrredes. Optou-se por adotar o *buck-boost* mais banco de baterias no barramento c.c. do VSI, com objetivo de permitir a operação no modo fonte de tensão com bidirecionalidade de potência. Foi definida uma configuração trifásica para o formador de rede a quatro fios, com todo o controle do conversor em coordenadas naturais (abc). A malha de tensão é formada por um controlador repetitivo e PI, enquanto a malha de corrente utiliza controlador proporcional (P). Foram exibidos os resultados de simulação que demonstram a capacidade de operação do formador de rede no modo ilhado, alimentando cargas lineares e não-lineares, balanceadas e desbalanceadas.

Após a apresentação do formador de rede, foi investigado o seu papel no controle de uma microrrede com arquitetura centralizada e descentralizada. Foram destacados o controle do conversor no modo mestre-escravo e com *droop*. Para finalizar, foi definida a operação e controle do suporte à rede e dos conversores multifuncionais que podem agrupar em um único inversor mais de uma funcionalidade de conversor básico da microrrede.

Foi desenvolvido um estudo sobre o compensador série, com as suas principais funcionalidades e configurações. Avaliando a aplicação do restaurador de tensão nas microrredes, descobriu-se que as aplicações são limitadas à compensação de VTCDs, e com uma única aplicação pouco explorada do compensador série operando como UPS e suporte à rede. Foi proposta uma topologia multifuncional com configuração típica de um compensador série, formado por um VSI bidirecional em potência com filtro LC em sua saída. Foram adicionados ao conversor duas chaves estáticas e duas eletromecânicas para prover múltiplos modos de operação. A configuração pode ser monofásica ou trifásica a três e quatro fios. Todo o controle foi implementado em coordenadas naturais, com o amortecimento ativo da ressonância harmônica entre a rede elétrica e o filtro LC no modo fonte de corrente.

Foram detalhados por meio de simulação os cinco modos de operação do conversor multifuncional, com transição entre os modos de operação. Para isso, foi desenvolvido o modelo de uma microrrede monofásica e trifásica, formada pelo conversor multifuncional, supridor de rede e carga elétrica do tipo linear e não-linear. Toda a microrrede operou com controle centralizado na configuração mestre-escravo, o que permite contemplar uma análise de fluxo de potência, da tensão e frequência no PAC da microrrede, dentre outras grandezas elétricas. O modelo também permite avaliar a microrrede em todos os seus modos de operação, com cenários de carga desbalanceada.

Primeiramente como um supridor de rede no modo IV, o conversor multifuncional operou conectado em paralelo com a microrrede injetando potência ativa. Toda a energia foi extraída do banco de baterias conectada no barramento c.c. do VSI.

Já como suporte à rede foram propostas duas funcionalidades. Operando no modo III como um filtro ativo série, o conversor multifuncional regulou tensão no PAC da microrrede tanto com carga balanceada e desbalanceada, além de compensar VTCDs e harmônicos de tensão. No modo IV como um filtro ativo paralelo o conversor multifuncional compensou harmônicos de corrente e regulou o fator de potência da rede elétrica. Em um cenário com carga trifásica desequilibrada as correntes foram balanceadas e a corrente no neutro foi compensada.

Como formador de rede no modo V, o conversor multifuncional forneceu funcionalidade de *black-start* para a microrrede suprindo cargas elétricas do tipo linear e não-linear, com a presença de um gerador distribuído.

Já com relação as transições destacam-se a de ilhamento intencional. Foi proposta a transição de ilhamento I_{T-I} , em que o conversor multifuncional inicialmente opera como um filtro ativo série e comuta suas chaves e controle para o modo V, passando a operar como formador de rede. Na transição de ilhamento I_{T-II} , o conversor inicialmente operou como fonte de corrente e comutou seu modo de operação para formador de rede, mudando seu controle de corrente para tensão.

Para a transição de reconexão do modo ilhado para conectado foram avaliadas duas possibilidades. Na primeira transição R_{T-I} o conversor voltou para o modo conectado com uma fonte de corrente controlada, em que a corrente da microrrede é transferida gradualmente para a rede sem causar transitório de tensão, e posteriormente o conversor mudou sua operação para o modo II em *stand-by*. Deve ser ressaltado que na transição R_{T-I} o controle comutou sua operação como fonte de tensão para fonte de corrente controlada. Já na transição R_{T-II} o conversor multifuncional transferiu sua operação no modo conectado para filtro ativo série, permanecendo em toda a transição com controle em tensão.

Após a apresentação dos resultados de simulação foi validado a estratégia de controle do conversor multifuncional, por meio de simulação *hardware-in-the-loop* com Typhoon HIL 600. O desempenho do conversor em todos os modos de operação em regime permanente foram avaliados, bem como as transições de ilhamento (I_{T-I} e I_{T-II}) e de reconexão (R_{T-I} e R_{T-II}). Os principais resultados demonstrados destacam que o conversor multifuncional é uma configuração promissora, com a capacidade de desempenhar múltiplas funcionalidades. Isso permite aumentar a relação custo-benefício dos conversores aplicados em microrredes com arquitetura de controle centralizada, especialmente aquelas em que as cargas são mais sensíveis a variação de tensão e requerem um compensador série ou UPS.

No capítulo 6 foi proposto um conversor multifuncional tolerante a falhas, operando como um formador de rede em microrredes c.a. Primeiramente foi apresentada uma revisão na literatura e foi verificado que a operação tolerante a falhas em conversores aplicados em microrredes é pouco explorada. Na literatura técnica foi apenas encontrado um formador de rede com topologia ANPC, sendo sua operação demonstrada com resultados de simulação.

Desse modo foi proposto um conversor formador de rede com a conexão delta de três VSIs com topologia em ponte H. Cada VSI possui sistema de armazenamento de energia. A topologia pode ser trifásica a três ou quatro fios com aplicação do transformador zig-zag. Foram propostos três modos de operação, sendo o modo delta-aberto capaz de gerar uma referência de tensão e frequência com dois inversores monofásicos. Todo o controle proposto permitiu a operação e transição suave entre todos os modos operacionais do conversor.

Foram validados os modos de operação do conversor tolerante a falhas por meio de resultados experimentais, inclusive com transição entre modos de operação. Por fim,

foi demonstrado que com múltiplas falhas em um VSI do conversor a topologia continua suprindo a carga elétrica.

No Apêndice A são destacadas as principais publicações do aluno durante o período de doutorado no PPGEE-UFMG.

7.2 Proposta de Continuidade

Mesmo com desenvolvimento da estratégia de controle do conversor multifuncional com sua configuração flexível e operação tolerante a falhas, ainda podem ser explorados outras importantes aplicações. A seguir são definidas algumas propostas de continuidade da tese:

1. Aplicar o conversor multifuncional com função de suporte à rede, provendo a funcionalidade de limitar a corrente de falta em microrredes, como um filtro ativo série que emula uma impedância série.
2. Utilizar o conversor multifuncional como supridor de rede, operando com uma fonte primária do tipo fonte de corrente conectada em seu barramento c.c. Para isso o controle deve ser adaptado, adicionando uma malha de tensão que gera uma referência para a malha de corrente.
3. Operar o conversor multifuncional como um retificador ativo, que pode alimentar uma carga c.c. conectado no barramento do VSI ou fazendo a função de conversor de interface em uma microrrede c.c.
4. Empregar um filtro LCL no VSI monofásico que compõem o conversor multifuncional, garantindo um filtro de menores dimensões, com uma menor distorção harmônica na operação como fonte de corrente. No modo fonte de tensão deve ser estimada a queda de tensão no indutor mais externo do filtro, provendo assim a operação de filtro ativo série e formador de rede.
5. Avaliar a operação do conversor multifuncional provendo a função de *peak shaving*, controlando a demanda de potência ativa e reativa de uma instalação comercial ou industrial.
6. Aplicar a topologia *half-bridge* para o VSI monofásico que compõe o conversor multifuncional. Desse modo será possível reduzir o número de chaves eletrônicas do conversor.
7. Empregar o conversor multifuncional em microrredes c.a. descentralizadas, com controle por *droop*, *virtual synchronous generator* (VSG), *synchronverter* etc.

8. Implementar no conversor multifuncional a operação simultânea como supridor de rede e suporte à rede com conexão paralela no modo IV, adaptando o controle para essa funcionalidade.
9. Investigar um algoritmo ativo para detecção de ilhamento não-intencional em uma microrrede com conversor multifuncional.
10. Propor uma adaptação ao controle repetitivo para condições com variação de frequência da tensão de saída do conversor, como durante a transição de reconexão e ilhamento da microrrede.
11. Avaliar a topologia de chave estática para compor a chave da microrrede (SS-MR) e chave de conexão do neutro (SS-G) do conversor multifuncional, para garantir uma transição de reconexão e ilhamento com o menor transitório de tensão e corrente possível.
12. Realizar montagem experimental do conversor multifuncional, com aplicação da técnica de controle proposta.
13. Aplicar o conversor delta-aberto em sistema monofásicos rurais com retorno por terra (MRT). Com um inversor monofásico e a rede elétrica é possível criar um sistema trifásico a três ou quatro fios com transformador zig-zag.
14. Estudar a conexão delta de três VSIs monofásicos, considerando dois conversores controlados em tensão e o terceiro com saída em corrente. O inversor fonte de corrente seria responsável por eliminar a corrente de circulação entre os inversores, além de contribuir suprimindo a demanda da carga elétrica.
15. Avaliar o modo de operação delta com capacitor, em que a corrente de circulação entre os conversores pode ser usada para carregar o barramento c.c. de um VSI, considerando apenas um dos inversores com sistema de armazenamento de energia.
16. Estudar as técnicas para detecção de uma eventual falha no inversor que compõem o conversor tolerante a falhas, permitindo assim fazer uma transição automática do modo delta para delta-aberto.
17. Desenvolver um conversor tolerante a falhas composto por três VSIs monofásicos com topologia *half-bridge*. No modo delta-aberto seria possível criar um sistema trifásico a três ou quatro fios com transformador zig-zag, com apenas quatro chaves eletrônicas.

Referências

- AAMIR, M.; KALWAR, K. A.; MEKHILEF, S. Uninterruptible power supply (ups) system. *Renewable and sustainable energy reviews*, Elsevier, v. 58, p. 1395–1410, 2016. Citado na página 82.
- ABUZED, S.; FOSTER, M. P.; STONE, D. A. Variable pwm step-size for modified hill climbing mppt pv converter. In: IET. *Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2014), 7th IET International Conference on*. [S.l.], 2014. p. 1–6. Citado 2 vezes nas páginas 219 e 224.
- ADZIC, E. et al. Hardware-in-the-loop optimization of the 3-phase grid connected converter controller. In: IEEE. *Industrial Electronics Society, IECON 2013-39th Annual Conference of the IEEE*. [S.l.], 2013. p. 5392–5397. Citado na página 148.
- ALCÂNTARA, M. Microrredes inteligentes: um novo modelo de negócio para a distribuição de energia elétrica. *O Setor Elétrico*, v. 71, p. 36–45, 2011. Citado na página 41.
- ALI, A. et al. Overview of current microgrid policies, incentives and barriers in the european union, united states and china. *Sustainability*, Multidisciplinary Digital Publishing Institute, v. 9, n. 7, p. 1146, 2017. Citado 2 vezes nas páginas 44 e 58.
- ALLAF, B. A. Power system monitoring and analysis. In: *Energy Conference and Exhibition (EnergyCon), 2010 IEEE International*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 297–301. Citado 3 vezes nas páginas 32, 45 e 52.
- AMARAL, F. V. et al. Analysis and characterization of an active bypass switch for series connected power conditioners. In: *2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–5. Citado 2 vezes nas páginas 46 e 104.
- 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. ISSN 1553-572X. Citado na página 49.
- ANDISHGAR, M. H.; GHOLIPOUR, E.; HOOSHMAND, R.-a. An overview of control approaches of inverter-based microgrids in islanding mode of operation. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, Elsevier, v. 80, p. 1043–1060, 2017. Citado na página 42.
- ANDREWS, S. et al. Modified srf-pll to operate under unbalance grid for grid synchronization of dvr. In: IEEE. *Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES), 2014 IEEE International Conference on*. [S.l.], 2014. p. 1–6. Citado na página 103.
- ANEEL. Procedimentos de distribuição de energia elétrica no sistema elétrico nacional. *PRODIST: Módulo 8-Qualidade de Energia Elétrica*, v. 7, p. 76, 2008. Citado 2 vezes nas páginas 103 e 144.
- ANTUNES, H. M. A. et al. A new configuration for a grid forming converter in ac islanded microgrid. In: VDE. *PCIM Europe 2017; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management; Proceedings of*. [S.l.], 2017. p. 1–8. Citado 3 vezes nas páginas 76, 159 e 164.

ANTUNES, H. M. A.; SILVA, S. M. Conexão de um filtro híbrido série em uma microrrede para compensação harmônica. XI CBQEE, julho 2015. Citado na página 31.

ANTUNES, H. M. A. et al. Analysis of a grid-forming converter based on repetitive control in centralized ac microgrid. In: IEEE. *Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), 2017 IEEE 8th International Symposium on*. [S.l.], 2017. p. 1–8. Citado 3 vezes nas páginas 82, 83 e 126.

ANTUNES, H. M. A. et al. Harmonic compensation using a series hybrid filter in a centralized ac microgrid. *Journal of Control, Automation and Electrical Systems*, Springer, p. 1–11, 2018. Citado na página 31.

ANTUNES, H. M. A.; SILVA, S. M.; FILHO, B. de J. C. Análise e operação de uma microrrede de energia elétrica. VI SBSE - Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos, maio 2016. Citado 4 vezes nas páginas 42, 62, 66 e 252.

ARAFAT, M. N. et al. Transition control strategy between standalone and grid-connected operations of voltage-source inverters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IEEE, v. 48, n. 5, p. 1516–1525, 2012. Citado 3 vezes nas páginas 33, 34 e 87.

ARAÚJO, L. S. d. et al. Controle droop para conversor de suporte conectado a bateria em microrrede monofásica de baixa tensão. In: . [S.l.]: Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos, 2016. Citado 3 vezes nas páginas 64, 89 e 94.

ARAÚJO, L. S. de et al. Multi-converters droop control in single-phase microgrid. In: IEEE. *Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), 2017 IEEE 8th International Symposium on*. [S.l.], 2017. p. 1–6. Citado na página 62.

ARNEDO, L. et al. Hybrid solar inverter based on a standard power electronic cell for microgrids applications. In: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011 IEEE*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 961–967. Citado na página 47.

AZEVEDO, G. M. S. et al. A control of microgrid power converter with smooth transient response during the change of connection mode. In: *Power Electronics Conference (CO-BEP), 2013 Brazilian*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1008–1015. ISSN 2175-8603. Citado 7 vezes nas páginas 32, 34, 62, 63, 75, 76 e 93.

BABAEI, E.; KANGARLU, M. F. Sensitive load voltage compensation against voltage sags/swells and harmonics in the grid voltage and limit downstream fault currents using dvr. *Electric Power Systems Research*, Elsevier, v. 83, n. 1, p. 80–90, 2012. Citado na página 103.

BABAEI, E.; KANGARLU, M. F.; SABAH, M. Compensation of voltage disturbances in distribution systems using single-phase dynamic voltage restorer. *Electric Power Systems Research*, Elsevier, v. 80, n. 12, p. 1413–1420, 2010. Citado 2 vezes nas páginas 101 e 105.

BACELAR, M. N. *Avaliação do desempenho estático e dinâmico de uma microrrede na ocorrência de ilhamentos intencionais*. Dissertação (Mestrado) — Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2013. Citado 2 vezes nas páginas 57 e 58.

BACHA, S. et al. Photovoltaics in microgrids: An overview of grid integration and energy management aspects. *Industrial Electronics Magazine, IEEE*, IEEE, v. 9, n. 1, p. 33–46, 2015. Citado 3 vezes nas páginas 34, 62 e 97.

- BAHRANI, B.; RUFER, A. A cascade voltage controller for three-phase islanded microgrids. In: IEEE. *Power and Energy Society General Meeting (PES), 2013 IEEE*. [S.l.], 2013. p. 1–6. Citado na página 77.
- BAJRACHARYA, C. et al. Understanding of tuning techniques of converter controllers for vsc-hvdc. In: HELSINKI UNIVERSITY OF TECHNOLOGY. *Nordic Workshop on Power and Industrial Electronics (NORPIE/2008), June 9-11, 2008, Espoo, Finland*. [S.l.], 2008. Citado na página 66.
- BALA, S.; VENKATARAMANAN, G. On the choice of voltage regulators for droop-controlled voltage source converters in microgrids to ensure stability. In: IEEE. *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010 IEEE*. [S.l.], 2010. p. 3448–3455. Citado na página 78.
- BALANUTA, C.; VECHIU, I.; GURGUIATU, G. Improving micro-grid power quality using three-phase four-wire active power conditioners. In: IEEE. *16th International Conference on Control and Computing*. [S.l.], 2012. p. 1–5. Citado 2 vezes nas páginas 31 e 46.
- BARCOWSKY, A. et al. A comparative study of mppt methods for distributed photovoltaic generation. In: IEEE. *Innovative Smart Grid Technologies (ISGT), 2012 IEEE PES*. [S.l.], 2012. p. 1–7. Citado na página 219.
- BARNES, M. et al. Real-world microgrids—an overview. In: *System of Systems Engineering, 2007. SoSE '07. IEEE International Conference on*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 1–8. Citado na página 43.
- BELTRAN, H. et al. Review of the islanding phenomenon problem for connection of renewable energy systems. *Renew Energy Power Qual J*, v. 4, p. 201, 2006. Citado 2 vezes nas páginas 55 e 57.
- BEVRANI, H.; WATANABE, M.; MITANI, Y. *Power System Monitoring and Control*. [S.l.]: Wiley, 2014. ISBN 9781118450697. Citado 6 vezes nas páginas 32, 44, 45, 53, 55 e 57.
- BHASKARA, S. N.; CHOWDHURY, B. H. Microgrids—a review of modeling, control, protection, simulation and future potential. In: IEEE. *Power and Energy Society General Meeting, 2012 IEEE*. [S.l.], 2012. p. 1–7. Citado 4 vezes nas páginas 44, 53, 55 e 57.
- BHATTACHARYA, S. et al. Performance and design of an open-delta connected grid tied bidirectional pwm converter. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, Elsevier, v. 78, p. 183–193, 2016. Citado na página 161.
- BHENDE, C.; KALAM, A. Power quality conditioner for microgrid. In: IEEE. *Australasian Universities Power Engineering Conference (AUPEC)*. [S.l.], 2013. p. 1–4. Citado 2 vezes nas páginas 31 e 46.
- BHUMKITTIPICH, K.; MITHULANANTHAN, N. Performance enhancement of dvr for mitigating voltage sag/swell using vector control strategy. *Energy Procedia*, Elsevier, v. 9, p. 366–379, 2011. Citado na página 105.
- BLASKO, V.; KAURA, V. A novel control to actively damp resonance in input lc filter of a three-phase voltage source converter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IEEE, v. 33, n. 2, p. 542–550, 1997. Citado na página 122.

- BORGES, C. Análise da operação do conversor fonte de tensão (vsc) em “back-to-back” para microrredes. *Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, Brasil: Dissertação de Mestrado, UFRJ*, 2010. Citado na página 87.
- BOUZID, A. et al. H-infinite loopshaping controller design of micro-source inverters. In: IEEE. *Electrical and Computer Engineering (CCECE), 2014 IEEE 27th Canadian Conference on*. [S.l.], 2014. p. 1–6. Citado na página 77.
- BOUZID, A. M. et al. A survey on control of electric power distributed generation systems for microgrid applications. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, Elsevier, v. 44, p. 751–766, 2015. Citado 2 vezes nas páginas 31 e 82.
- BRANDÃO, D. I. *Coordinated power-based control and utility interface converter in low voltage microgrids*. Tese (Doutorado) — FEEC - UNICAMP, December 2015. Citado na página 54.
- BRATCU, A. I.; AULAGNIER, V. Control of energy storage systems for three-phase applications. In: IEEE. *System Theory, Control and Computing (ICSTCC), 2015 19th International Conference on*. [S.l.], 2015. p. 666–672. Citado na página 76.
- BRITO, M. A. D. et al. Comparative analysis of mppt techniques for pv applications. In: IEEE. *Clean Electrical Power (ICCEP), 2011 International Conference on*. [S.l.], 2011. p. 99–104. Citado 2 vezes nas páginas 219 e 221.
- BUNKER, K. J.; WEAVER, W. W. Optimal geometric control of dc microgrids. In: IEEE. *Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), 2014 IEEE 15th Workshop on*. [S.l.], 2014. p. 1–6. Citado na página 148.
- BUSO, S.; MATTAVELLI, P. Digital Control in Power Electronics, 2nd Edition. *Synthesis Lectures on Power Electronics*, Morgan & Claypool Publishers, v. 5, n. 1, p. 1–229, may 2015. ISSN 1931-9525. Citado na página 86.
- CAICEDO, J.; AREDES, M. Voltage control for three-phase ups inverter using p+ resonant controllers. In: IEEE. *2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*. [S.l.], 2015. p. 1–6. Citado na página 76.
- CAMPANHOL, L. et al. Single-stage three-phase grid-tied pv system with universal filtering capability applied to dg systems and ac microgrids. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, 2017. Citado na página 111.
- CARASTRO, F.; SUMNER, M.; ZANCHETTA, P. Mitigation of voltage dips and voltage harmonics within a micro-grid, using a single shunt active filter with energy storage. In: IEEE. *IEEE Industrial Electronics, IECON 2006-32nd Annual Conference on*. [S.l.], 2006. p. 2546–2551. Citado 3 vezes nas páginas 102, 103 e 107.
- CHAKRABORTY, S.; SIMÕES, M. G. Fuzzy artmap based forecast of renewable generation for a high frequency ac microgrid. In: IEEE. *Industrial Electronics Society, 2005. IECON 2005. 31st Annual Conference of IEEE*. [S.l.], 2005. p. 6–pp. Citado na página 51.
- CHAMANA, M.; CHOWDHURY, B. H. Droop-based control in a photovoltaic-centric microgrid with battery energy storage. In: *North American Power Symposium (NAPS), 2013*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1–6. Citado na página 87.

CHAWLA, M. et al. Distribution bus voltage control using dvr under the supply frequency variations. In: IEEE. *Power India Conference, 2006 IEEE*. [S.l.], 2006. p. 6–pp. Citado na página 102.

CHEN, S. et al. Analysis and design of repetitive controller for harmonic elimination in pwm voltage source inverter systems. *IET Power Electronics*, IET, v. 1, n. 4, p. 497–506, 2008. Citado na página 116.

CHEN, S. X.; GOOI, H. B.; WANG, M. Q. Sizing of energy storage for microgrids. *IEEE Transactions on Smart Grid*, v. 3, n. 1, p. 142–151, March 2012. ISSN 1949-3053. Citado na página 46.

CHEN, T.-H.; CHANG, J.-D.; CHANG, Y.-L. Models of grounded mid-tap open-wye and open-delta connected transformers for rigorous analysis of a distribution system. *IEE Proceedings-Generation, Transmission and Distribution*, IET, v. 143, n. 1, p. 82–88, 1996. Citado na página 161.

CHO, Y. et al. A single-loop repetitive voltage controller with an active damping control technique. *Energies*, Multidisciplinary Digital Publishing Institute, v. 10, n. 5, p. 673, 2017. Citado na página 82.

CHUNG, Y. et al. Power quality control center for the microgrid system. In: IEEE. *Power and Energy Conference, 2008. PCon 2008. IEEE 2nd International*. [S.l.], 2008. p. 942–947. Citado 3 vezes nas páginas 46, 102 e 107.

COSTA, P. F. Capítulo v transformadores de aterramento parte i. *Revista o Setor Elétrico*, novembro 2014. Citado na página 164.

COSTA, P. F. Capítulo v transformadores de aterramento parte ii. *Revista o Setor Elétrico*, novembro 2014. Citado na página 164.

CUIYAN, L.; DONGCHUN, Z.; XIANYI, Z. Theory and applications of the repetitive control. In: *SICE annual conference*. [S.l.: s.n.], 2004. p. 27–34. Citado na página 84.

CUPERTINO, A. et al. A grid-connected photovoltaic system with a maximum power point tracker using passivity-based control applied in a boost converter. In: IEEE. *Industry Applications (INDUSCON), 2012 10th IEEE/IAS International Conference on*. [S.l.], 2012. p. 1–8. Citado 3 vezes nas páginas 220, 222 e 223.

DASGUPTA, S.; SAHOO, S. K.; PANDA, S. K. Single-phase inverter control techniques for interfacing renewable energy sources with microgrid—part i: Parallel-connected inverter topology with active and reactive power flow control along with grid current shaping. *IEEE transactions on power electronics*, IEEE, v. 26, n. 3, p. 717–731, 2011. Citado na página 96.

DASGUPTA, S. et al. Single-phase inverter-control techniques for interfacing renewable energy sources with microgrid—part ii: Series-connected inverter topology to mitigate voltage-related problems along with active power flow control. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 26, n. 3, p. 732–746, 2011. Citado na página 96.

DEHNAVI, S. D.; SHAYANI, E. Compensation of voltage disturbances in hybrid ac/dc microgrids using series converter. *Ciencia & Natura*, v. 37, p. 349–356, 2015. Citado na página 107.

- DING, X.; CROSSLEY, P. A. Islanding detection for distributed generation. In: IEEE. *Power Tech, 2005 IEEE Russia*. [S.l.], 2005. p. 1–4. Citado na página 58.
- DONG, D. et al. Modes of operation and system-level control of single-phase bidirectional pwm converter for microgrid systems. *IEEE transactions on Smart grid*, IEEE, v. 3, n. 1, p. 93–104, 2012. Citado na página 98.
- DRIESEN, J.; VISSCHER, K. Virtual synchronous generators. In: *2008 IEEE Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 1–3. ISSN 1932-5517. Citado na página 41.
- DRIESEN, J.; VISSCHER, K. Virtual synchronous generators. In: *Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century, 2008 IEEE*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 1–3. ISSN 1932-5517. Citado na página 55.
- DUGAN, R. et al. *Electrical power systems quality*. [S.l.]: McGraw-Hill, 2003. (McGraw-Hill professional engineering). ISBN 9780071386227. Citado na página 103.
- EID, B. M. et al. Control methods and objectives for electronically coupled distributed energy resources in microgrids: A review. *IEEE Systems Journal*, PP, n. 99, p. 1–13, 2014. ISSN 1932-8184. Citado 7 vezes nas páginas 32, 44, 45, 48, 51, 52 e 53.
- ERICKSON, R. W. Power and harmonics in nonsinusoidal systems. In: *Fundamentals of Power Electronics*. [S.l.]: Springer, 1997. p. 541–561. Citado 2 vezes nas páginas 229 e 233.
- ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. *Fundamentals of power electronics*. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 2007. Citado na página 117.
- FARHADI-KANGARLU, M.; BABAEI, E.; BLAABJERG, F. A comprehensive review of dynamic voltage restorers. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, Elsevier, v. 92, p. 136–155, 2017. Citado na página 109.
- FEMIA, N. et al. Optimization of perturb and observe maximum power point tracking method. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 20, n. 4, p. 963–973, 2005. Citado na página 224.
- FERREIRA, R. et al. Assessment of energy storage viability for a PV power plant injecting during peak load time. In: *2017 IEEE 8th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems, PEDG 2017*. [S.l.: s.n.], 2017. ISBN 9781509053384. Citado na página 63.
- FERREIRA, R. V. et al. Estudo e simulação de uma microrrede de energia elétrica nos modos conectado e isolado. In: . [S.l.]: AGRENER, 2015. Citado 3 vezes nas páginas 31, 33 e 44.
- FERREIRA, R. V. et al. Single-phase synchronverter for residential pv power systems. In: IEEE. *Harmonics and Quality of Power (ICHQP), 2016 17th International Conference on*. [S.l.], 2016. p. 861–866. Citado na página 55.
- FILHO, E. V. et al. Bidirectional converter for distributed generation with grid-supporting capacity. In: IEEE. *2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*. [S.l.], 2015. p. 1–6. Citado na página 93.

FOUREAUX, N. C. et al. Decisões de projeto da usina experimental fotovoltaica tesla engenharia de potência. In: CBENS. *VI Congresso Brasileiro de Energia Solar*. [S.l.], 2016. p. 1–8. Citado 2 vezes nas páginas 161 e 239.

FRANCIS, B. A.; WONHAM, W. M. The internal model principle for linear multivariable regulators. *Applied mathematics and optimization*, Springer, v. 2, n. 2, p. 170–194, 1975. Citado na página 84.

FU, Q. et al. Microgrids: Architectures, controls, protection, and demonstration. *Electric Power Components and Systems*, Taylor & Francis, v. 43, n. 12, p. 1453–1465, 2015. Citado na página 49.

GALASSI, M. *Projeto e construção de um restaurador dinâmico de tensão*. Tese (Doutorado) — Universidade de São Paulo, 2006. Citado na página 103.

GAMBAROTTA, A. et al. A library for the simulation of smart energy systems: The case of the campus of the university of parma. *Energy Procedia*, Elsevier, v. 105, p. 1776–1781, 2017. Citado na página 41.

GARG, R.; SINGH, A.; GUPTA, S. Pv cell models and dynamic simulation of mppt trackers in matlab. In: IEEE. *Computing for Sustainable Global Development (INDIACom), 2014 International Conference on*. [S.l.], 2014. p. 6–12. Citado 2 vezes nas páginas 219 e 224.

GAYATRI, M.; PARIMI, A. M.; KUMAR, A. P. Application of dynamic voltage restorer in microgrid for voltage sag/swell mitigation. In: IEEE. *2015 IEEE Power, Communication and Information Technology Conference (PCITC)*. [S.l.], 2015. p. 750–755. Citado 4 vezes nas páginas 35, 102, 106 e 107.

GAZOLI, J. R.; VILLALVA, M. G.; GUERRA, J. Energia solar fotovoltaica sistemas conectados à rede elétrica. *Energias Renováveis Alternativas*, 2012. Citado 2 vezes nas páginas 33 e 58.

GENDUSO, F.; MICELI, R.; GALLUZZO, G. R. Flexible power converters for the fault tolerant operation of micro-grids. In: IEEE. *Electrical Machines (ICEM), 2010 XIX International Conference on*. [S.l.], 2010. p. 1–6. Citado 2 vezes nas páginas 159 e 160.

GERVASIO, F. et al. Voltage control of microgrid systems based on 3l-npc inverters with lcl-filter in islanding operation. In: *ICRERA 2015-4th International Conference on Renewable Energy Research and Applications*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–6. Citado na página 77.

GHETTI, F. et al. Real Time Simulation Of Dc Voltage Equalization Algorithms Of A Multilevel Modular Converter. *Eletrônica de Potência*, v. 22, n. 4, p. 362–371, dec 2017. ISSN 14148862. Citado na página 148.

GKOUNTARAS, A.; DIECKERHOFF, S.; SEZI, T. Evaluation of current limiting methods for grid forming inverters in medium voltage microgrids. In: IEEE. *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2015 IEEE*. [S.l.], 2015. p. 1223–1230. Citado 2 vezes nas páginas 76 e 83.

- GONZALEZ-ESPIN, F. et al. Operating modes of a commercial and industrial building microgrid with electrical generation and storage. In: IEEE. *Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), 2014 IEEE 5th International Symposium on*. [S.l.], 2014. p. 1–5. Citado na página 77.
- GONZATTI, R. et al. Implementation of a grid-forming converter based on modified synchronous reference frame. In: IEEE. *Industrial Electronics Society, IECON 2014-40th Annual Conference of the IEEE*. [S.l.], 2014. p. 2116–2121. Citado 2 vezes nas páginas 62 e 78.
- GRÍÑÓ, R.; COSTA-CASTELLÓ, R. Digital repetitive plug-in controller for odd-harmonic periodic references and disturbances. *Automatica*, Elsevier, v. 41, n. 1, p. 153–157, 2005. Citado na página 116.
- GUEDES, J. A. da M.; BARBI, I. Control of a three-phase inverter, with a delta-wye transformer, using the park transformation. In: *8th Brazilian Power Electronics Conference - COBEP 2005*. [S.l.: s.n.], 2005. p. 151–156. Citado 2 vezes nas páginas 76 e 83.
- GUERRERO, J. Microgrids connecting renewable energy sources into the smartgrid. In: *14th European Conference on Power Electronics and Applications*. [S.l.: s.n.], 2011. Citado na página 50.
- GUO, W.; MU, L. Control principles of micro-source inverters used in microgrid. *Protection and Control of Modern Power Systems*, Springer, v. 1, n. 1, p. 5, 2016. Citado na página 120.
- HAMROUNI, N. et al. Current control for inverter-interfaced grid-connected photovoltaic generator. In: IEEE. *Electrotechnical Conference (MELECON), 2012 16th IEEE Mediterranean*. [S.l.], 2012. p. 296–299. Citado na página 65.
- HAN, H. et al. Review of power sharing control strategies for islanding operation of ac microgrids. *IEEE Transactions on Smart Grid*, v. 7, n. 1, p. 200–215, Jan 2016. ISSN 1949-3053. Citado na página 86.
- HAN, X. et al. Advanced dynamic voltage restorer to improve power quality in microgrid. In: IEEE. *Power and Energy Society General Meeting (PES), 2013 IEEE*. [S.l.], 2013. p. 1–5. Citado 6 vezes nas páginas 35, 98, 102, 107, 108 e 109.
- HATZIARGYRIOU, N. et al. Microgrids. *IEEE power and energy magazine*, IEEE, v. 5, n. 4, p. 78–94, 2007. Citado na página 42.
- HE, J.; LI, Y. W. Generalized closed-loop control schemes with embedded virtual impedances for voltage source converters with lc or lcl filters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 27, n. 4, p. 1850–1861, 2012. Citado 2 vezes nas páginas 113 e 122.
- HE, J. et al. Investigation and active damping of multiple resonances in a parallel-inverter-based microgrid. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 28, n. 1, p. 234–246, Jan 2013. ISSN 0885-8993. Citado na página 46.
- HIL, T. Manual técnico T-TN004 (v1.2), *TI Control Examples*. 2012. Citado na página 262.
- HIL, T. Manual técnico T-UG001 (v2.4), *HIL4/6/8 Series Hardware User Guide*. 2016. Citado na página 263.

HOJO, M. et al. A control method of parallel inverter for smart islanding of a microgrid. *ICREPO*, v. 1, n. 6, p. 793–798, March 2008. Citado na página 54.

HOSSAIN, E. et al. Microgrid testbeds around the world: State of art. *Energy Conversion and Management*, Elsevier, v. 86, p. 132–153, 2014. Citado 2 vezes nas páginas 33 e 43.

HUANG, T. et al. Three-phase photovoltaic grid-connected inverter based on feedforward decoupling control. In: IEEE. *Materials for Renewable Energy and Environment (ICMREE), 2013 International Conference on*. [S.l.], 2014. v. 2, p. 476–480. Citado na página 254.

IEEE STANDARDS ASSOCIATION. *IEEE Std 1547.4*: Ieee guide for design, operation, and integration of distributed resource island systems with electric power systems. New York, 2011. 54 p. Citado 5 vezes nas páginas 44, 46, 52, 53 e 125.

IEEE STANDARDS ASSOCIATION. *IEEE Std 519*: Ieee recommended practice and requirements for harmonic control in electric power systems. New York, 2014. 29 p. Citado na página 68.

ISE, T. Advantages and circuit configuration of a dc microgrid. In: . [S.l.]: Proc. Symposium on Microgrid, 2006. Citado na página 50.

JAMIL, M. et al. Microgrid power electronic converters: State of the art and future challenges. In: IEEE. *Universities Power Engineering Conference (UPEC), 2009 Proceedings of the 44th International*. [S.l.], 2009. p. 1–5. Citado na página 63.

JAZAYERI, M.; UYSAL, S.; JAZAYERI, K. Evaluation of maximum power point tracking techniques in pv systems using matlab/simulink. In: IEEE. *Green Technologies Conference (GreenTech), 2014 Sixth Annual IEEE*. [S.l.], 2014. p. 54–60. Citado 4 vezes nas páginas 221, 222, 223 e 224.

JIANG, S. et al. Power management strategy for microgrid with energy storage system. In: *IECON 2011 - 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1524–1529. ISSN 1553-572X. Citado na página 41.

JIANG, Z.; YU, X. Hybrid dc-and ac-linked microgrids: towards integration of distributed energy resources. In: IEEE. *Energy 2030 Conference, 2008. ENERGY 2008. IEEE*. [S.l.], 2008. p. 1–8. Citado na página 50.

KAMEL, R. M.; CHAOUACHI, A.; NAGASAKA, K. Three control strategies to improve the microgrid transient dynamic response during isolated mode: A comparative study. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 60, n. 4, p. 1314–1322, 2013. Citado na página 62.

KAMEL, R. M.; KERMANSHAHI, B. Design and implementation of models for analyzing the dynamic performance of distributed generators in the micro grid part i: micro turbine and solid oxide fuel cell. *Scientia Iranica. Transaction D, Computer Science & Engineering, Electrical*, Sharif University of Technology, v. 17, n. 1, p. 47, 2010. Citado na página 50.

KAMEL, R. M.; KERMANSHAHI, B. Enhancement of micro-grid dynamic performance subsequent to islanding process using storage batteries*. *Iranian Journal of Science and Technology*, Iranian Journal of Science and Technology, v. 34, n. B6, p. 605, 2010. Citado 2 vezes nas páginas 32 e 45.

- KANELLOS, F.; TSOUCHNIKAS, A. I.; HATZIARGYRIOU, N. Micro-grid simulation during grid-connected and islanded modes of operation. In: *International Conference on Power Systems Transients*. [S.l.: s.n.], 2005. v. 6. Citado na página [42](#).
- KANJIYA, P. et al. “srf theory revisited” to control self-supported dynamic voltage restorer (dvr) for unbalanced and nonlinear loads. *IEEE transactions on industry applications*, IEEE, v. 49, n. 5, p. 2330–2340, 2013. Citado na página [103](#).
- KAUR, A.; KAUSHAL, J.; BASAK, P. A review on microgrid central controller. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, Elsevier, p. 338–345, 2016. Citado 2 vezes nas páginas [32](#) e [44](#).
- KAUR, A.; KAUSHAL, J.; BASAK, P. A review on microgrid central controller. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, Elsevier, v. 55, p. 338–345, 2016. Citado na página [52](#).
- KHADEM, S.; BASU, M.; CONLON, M. Parallel operation of inverters and active power filters in distributed generation system—A review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, v. 15, n. 9, p. 5155–5168, dec 2011. ISSN 13640321. Citado na página [90](#).
- KHALEDIAN, A.; VAHIDI, B.; ABEDI, M. Harmonic distorted load control in a microgrid. *Journal of applied research and technology*, Centro de Ciencias Aplicadas y Desarrollo Tecnológico, v. 12, n. 4, p. 792–802, 2014. Citado na página [77](#).
- KIM, H.-S.; SUL, S.-K. A novel filter design for output lc filters of pwm inverters. *Journal of Power Electronics*, The Korean Institute of Power Electronics, v. 11, n. 1, p. 74–81, 2011. Citado na página [122](#).
- KROPOSKI, B. et al. Making microgrids work. *IEEE Power and Energy Magazine*, v. 6, n. 3, p. 40–53, May 2008. ISSN 1540-7977. Citado 4 vezes nas páginas [32](#), [46](#), [47](#) e [159](#).
- KUNTE, R. S.; GAO, W. Comparison and review of islanding detection techniques for distributed energy resources. In: *Power Symposium, 2008. NAPS '08. 40th North American*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 1–8. Citado na página [58](#).
- KWON, J.; YOON, S.; CHOI, S. Indirect current control for seamless transfer of three-phase utility interactive inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 27, n. 2, p. 773–781, 2012. Citado 2 vezes nas páginas [56](#) e [75](#).
- KWON, J.-M.; KWON, B.-H.; NAM, K.-H. Three-phase photovoltaic system with three-level boosting mppt control. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 23, n. 5, p. 2319–2327, 2008. Citado 2 vezes nas páginas [155](#) e [219](#).
- LAAKSONEN, n.; KAUHANIEMI, K. et al. Control principles for blackstart and island operation of microgrid. In: HELSINKI UNIVERSITY OF TECHNOLOGY. *Nordic Workshop on Power and Industrial Electronics (NORPIE/2008), June 9-11, 2008, Espoo, Finland*. [S.l.], 2008. Citado 2 vezes nas páginas [53](#) e [56](#).
- LASSETER, B. Microgrids [distributed power generation]. In: *Power Engineering Society Winter Meeting, 2001. IEEE*. [S.l.: s.n.], 2001. v. 1, p. 146–149 vol.1. Citado 2 vezes nas páginas [42](#) e [44](#).
- LASSETER, R. H. Microgrids. In: *Power Engineering Society Winter Meeting, 2002. IEEE*. [S.l.: s.n.], 2002. v. 1, p. 305–308 vol.1. Citado 2 vezes nas páginas [31](#) e [44](#).

- LETTL, J.; BAUER, J.; LINHART, L. Comparison of different filter types for grid connected inverter. In: *PIERS Proceedings*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1426–1429. Citado na página 113.
- LI, P.; LI, Y.; YIN, Z. Realization of upqc hinfinitive coordinated control in microgrid. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, Elsevier, v. 65, p. 443–452, 2015. Citado na página 31.
- LI, Q. et al. Simulation of a dynamic voltage restorer in distribution systems with microgrids. In: IET. *Sustainable Power Generation and Supply (SUPERGEN 2012), International Conference on*. [S.l.], 2012. p. 1–5. Citado 2 vezes nas páginas 102 e 107.
- LI, Y. et al. A fault tolerant topology of inverter for micro-grid. In: IEEE. *Industrial Technology (ICIT), 2016 IEEE International Conference on*. [S.l.], 2016. p. 406–410. Citado na página 160.
- LIDULA, N.; RAJAPAKSE, A. Microgrids research: A review of experimental microgrids and test systems. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, Elsevier, v. 15, n. 1, p. 186–202, 2011. Citado 2 vezes nas páginas 33 e 43.
- LIM, K.; CHOI, J. Pr control based cascaded current and voltage control for seamless transfer of microgrid. In: IEEE. *Future Energy Electronics Conference (IFEEEC), 2015 IEEE 2nd International*. [S.l.], 2015. p. 1–6. Citado na página 77.
- LISERRE, M.; BLAABJERG, F.; HANSEN, S. Design and control of an lcl-filter based three-phase active rectifier. In: IEEE. *Industry Applications Conference, 2001. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2001 IEEE*. [S.l.], 2001. v. 1, p. 299–307. Citado na página 69.
- LISERRE, M.; BLAABJERG, F.; HANSEN, S. Design and control of an lcl-filter-based three-phase active rectifier. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 41, n. 5, p. 1281–1291, 2005. Citado 2 vezes nas páginas 69 e 70.
- LLIUYACC, R. et al. Grid-forming vsc control in four-wire systems with unbalanced nonlinear loads. *Electric Power Systems Research*, Elsevier, v. 152, p. 249–256, 2017. Citado na página 77.
- LOH, P. C.; HOLMES, D. G. Analysis of multiloop control strategies for lc/cl/lcl-filtered voltage-source and current-source inverters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IEEE, v. 41, n. 2, p. 644–654, 2005. Citado na página 116.
- LOPES, B. M. et al. Análise crítica de dispositivos estáticos de compensação série de baixa tensão com transformadores shunt: Custos versus funcionalidade. *Eletrônica de Potência*, v. 11, p. 53–60, 2006. Citado na página 101.
- LOPES, J. A. P.; MADUREIRA, A. G.; MOREIRA, C. C. L. M. A view of microgrids. *Wiley Interdisciplinary Reviews: Energy and Environment*, Wiley Online Library, v. 2, n. 1, p. 86–103, 2013. Citado 5 vezes nas páginas 46, 52, 53, 56 e 63.
- LOPES, J. A. P.; MOREIRA, C. L.; MADUREIRA, A. G. Defining control strategies for microgrids islanded operation. *IEEE Transactions on Power Systems*, v. 21, n. 2, p. 916–924, May 2006. ISSN 0885-8950. Citado 4 vezes nas páginas 31, 41, 53 e 54.

- LOPES, J. A. P. et al. Control strategies for microgrids emergency operation. In: *Future Power Systems, 2005 International Conference on*. [S.l.: s.n.], 2005. p. 6 pp.–6. Citado 3 vezes nas páginas 32, 45 e 54.
- LOPES, J. A. P.; MOREIRA, C. L.; RESENDE, F. O. Microgrids black start and islanded operation. In: *15th Power systems computation conference (PSCC), Liege*. [S.l.: s.n.], 2005. Citado 2 vezes nas páginas 33 e 54.
- LOPES, J. P.; MOREIRA, C.; RESENDE, F. Control strategies for microgrids black start and islanded operation. *International Journal of Distributed Energy Resources*, v. 1, n. 3, p. 241–261, 2005. Citado 2 vezes nas páginas 33 e 54.
- LU, M. et al. Coordinate control of parallel connected power conditioning system for battery energy storage system in microgrid. In: *2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC 2014*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 707–711. ISSN 1048-2334. Citado na página 76.
- LUO, A. et al. Overview of power quality analysis and control technology for the smart grid. *Journal of Modern Power Systems and Clean Energy*, Springer, v. 4, n. 1, p. 1–9, 2016. Citado 4 vezes nas páginas 35, 96, 102 e 106.
- LUO, X. et al. Overview of current development in electrical energy storage technologies and the application potential in power system operation. *Applied Energy*, Elsevier, v. 137, p. 511–536, 2015. Citado na página 47.
- MA, J. et al. A multiple-loop feedback control strategy suitable for different operation modes of microgrid. *International Transactions on Electrical Energy Systems*, Wiley Online Library, v. 25, n. 6, p. 1059–1074, 2015. Citado na página 82.
- MACHADO, A. A. et al. Fault-tolerant utility interface power converter for low-voltage microgrids. In: IEEE. *Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), 2017 IEEE 8th International Symposium on*. [S.l.], 2017. p. 1–5. Citado na página 160.
- MAHAT, P.; CHEN, Z.; BAK-JENSEN, B. Review of islanding detection methods for distributed generation. In: *Electric Utility Deregulation and Restructuring and Power Technologies, 2008. DRPT 2008. Third International Conference on*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 2743–2748. Citado na página 58.
- MAJUMDER, R.; BAG, G. Parallel operation of converter interfaced multiple microgrids. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, Elsevier, v. 55, p. 486–496, 2014. Citado na página 61.
- MAJUMDER, R. et al. Power management and power flow control with back-to-back converters in a utility connected microgrid. *IEEE Transactions on Power Systems*, IEEE, v. 25, n. 2, p. 821–834, 2010. Citado 2 vezes nas páginas 31 e 87.
- MARIAM, L.; BASU, M.; CONLON, M. F. A review of existing microgrid architectures. *Journal of Engineering*, Hindawi Publishing Corporation, v. 2013, 2013. Citado 2 vezes nas páginas 33 e 43.
- MARTINS, D. C.; BARBI, I. *Eletrônica de potência: Conversores CC-CC básicos não isolados*. [S.l.]: Edição dos Autores, 2006. Citado na página 225.

- MASTROMAURO, R. A. Voltage control of a grid-forming converter for an ac microgrid: a real case study. In: IET. *Renewable Power Generation Conference (RPG 2014)*, 3rd. [S.l.], 2014. p. 1–6. Citado na página 77.
- MATOS, J. G. de; RIBEIRO, L. A. d. S.; SILVA, F. S. F. e. Controle da potência gerada em microrredes autônomas e isoladas com fontes de energia renováveis e sistema de armazenamento com bancos de baterias. *Revista Eletrônica de Potência*, v. 19, n. 2, p. 152–162, 2014. ISSN 1414-8862. Citado 3 vezes nas páginas 48, 75 e 76.
- MATOS, J. Gomes de; RIBEIRO, L. A. de S.; GOMES, E. de C. Power control in isolated microgrids with renewable distributed energy sources and battery banks. In: IEEE. *Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)*, 2013 International Conference on. [S.l.], 2013. p. 258–263. Citado 2 vezes nas páginas 76 e 83.
- MEDINA, P. et al. Electrical energy storage systems: Technologies' state-of-the-art, techno-economic benefits and applications analysis. In: IEEE. *System Sciences (HICSS)*, 2014 47th Hawaii International Conference on. [S.l.], 2014. p. 2295–2304. Citado na página 31.
- MESSENGER, R.; ABTAHI, A. *Photovoltaic systems engineering*. [S.l.]: CRC press, 2010. Citado na página 74.
- MIAO, Z.; DOMIJAN, A.; FAN, L. Investigation of microgrids with both inverter interfaced and direct ac-connected distributed energy resources. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 26, n. 3, p. 1634–1642, July 2011. ISSN 0885-8977. Citado na página 54.
- MIAO, Z. et al. An soc-based battery management system for microgrids. *Smart Grid, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 5, n. 2, p. 966–973, 2014. Citado na página 76.
- MICHELS, L.; GRÜNDLING, H. A. Procedimento de projeto de controladores repetitivos para o estágio de saída de fontes ininterruptas de energia. *Sobraep Eletrônica de Potência*, v. 10, n. 1, p. 39–50, 2005. Citado na página 81.
- MIVEH, M. R. et al. Power quality improvement in autonomous microgrids using multi-functional voltage source inverters: a comprehensive review. *Journal of Power Electronics*, The Korean Institute of Power Electronics, v. 15, n. 4, p. 1054–1065, 2015. Citado 2 vezes nas páginas 82 e 96.
- MIVEH, M. R. et al. Control techniques for three-phase four-leg voltage source inverters in autonomous microgrids: A review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, Elsevier, v. 54, p. 1592–1610, 2016. Citado na página 77.
- MIYAGI, M. et al. Uninterruptible smart house equipped with the phase synchronization control system. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, Elsevier, v. 63, p. 302–310, 2014. Citado na página 31.
- MOÇAMBIQUE, N. E. M. *Aplicação de Algoritmos de Busca do Ponto de Máxima Potência e controladores lineares e/ou Fuzzy para a regulação da tensão terminal de Painéis Fotovoltaicos*. Tese (Doutorado) — Universidade de São Paulo, 2012. Citado 3 vezes nas páginas 221, 226 e 227.
- MOHAN, N.; UNDELAND, T. M. *Power electronics: converters, applications, and design*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2003. Citado na página 225.

- MOHAPATRA, A.; NAYAK, B.; MISRA, B. Model validation and maximum power point tracking of photovoltaic module. In: IEEE. *Power and Energy Systems Conference: Towards Sustainable Energy, 2014*. [S.l.], 2014. p. 1–4. Citado na página 224.
- MOMOH, J. A.; REDDY, S. S. Value of hardware-in-loop for experimenting microgrid performance system studies. In: IEEE. *PowerAfrica, 2016 IEEE PES*. [S.l.], 2016. p. 199–203. Citado na página 148.
- MONICA, P.; KOWSALYA, M. Control strategies of parallel operated inverters in renewable energy application: A review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, Elsevier, v. 65, p. 885–901, 2016. Citado 3 vezes nas páginas 42, 54 e 159.
- NASCIMENTO, B. d. N. *Uma proposta de Metodologia de Corte de Carga em Microrredes Ilhadas*. Dissertação de Mestrado — Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2016. Citado na página 64.
- NATESAN, C. et al. Survey on microgrid: power quality improvement techniques. *ISRN Renewable Energy*, Hindawi Publishing Corporation, v. 2014, 2014. Citado na página 84.
- NAVIGATION RESEARCH. *Microgrid Deployment Tracker 4Q15*. 2017. Acesso em: 13 abr. 2018. Disponível em: <<http://www.navigantresearch.com/research/microgrid-deployment-tracker-4q15>>. Citado na página 44.
- NINAD, N. A.; LOPES, L. A. Per-phase vector (dq) controlled three-phase grid-forming inverter for stand-alone systems. In: IEEE. *Industrial Electronics (ISIE), 2011 IEEE International Symposium on*. [S.l.], 2011. p. 1626–1631. Citado 2 vezes nas páginas 76 e 83.
- NINAD, N. A.; LOPES, L. A. Control of δ -y transformer based grid forming inverter for unbalanced stand-alone hybrid systems. In: IEEE. *Electrical Power and Energy Conference (EPEC), 2012 IEEE*. [S.l.], 2012. p. 176–181. Citado 2 vezes nas páginas 76 e 83.
- NINAD, N. A.; LOPES, L. A. Unbalanced operation of per-phase vector controlled four-leg grid forming inverter for stand-alone hybrid systems. In: IEEE. *IECON 2012-38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.], 2012. p. 3500–3505. Citado 2 vezes nas páginas 76 e 77.
- NINAD, N. A.; LOPES, L. A. A bess control system for reducing fuel-consumption and maintenance costs of diesel-hybrid mini-grids with high penetration of renewables. In: IEEE. *ECCE Asia Downunder (ECCE Asia), 2013 IEEE*. [S.l.], 2013. p. 409–415. Citado na página 77.
- 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*, Wiley Online Library, v. 22, n. 4, p. 449–470, 2012. Citado na página 49.
- OMAR, R.; RAHIM, N. Compensation of different types of voltage sags in low voltage distribution system using dynamic voltage restorer. *Australian Journal of Basic and Applied Sciences*, v. 4, n. 8, p. 3959–3969, 2010. Citado 2 vezes nas páginas 101 e 103.
- ORTJOHANN, E. et al. Grid-forming three-phase inverters for unbalanced loads in hybrid power systems. In: IEEE. *Photovoltaic Energy Conversion, Conference Record of the 2006 IEEE 4th World Conference on*. [S.l.], 2006. v. 2, p. 2396–2399. Citado na página 76.

PADUA, M. et al. Comparative analysis of synchronization algorithms based on pll, rdft and kalman filter. In: IEEE. *Industrial Electronics, 2007. ISIE 2007. IEEE International Symposium on*. [S.l.], 2007. p. 964–970. Citado 2 vezes nas páginas 117 e 137.

PAQUETTE, A. D.; DIVAN, D. M. Providing improved power quality in microgrids: difficulties in competing with existing power-quality solutions. *IEEE Industry Applications Magazine*, IEEE, v. 20, n. 5, p. 34–43, 2014. Citado 2 vezes nas páginas 45 e 87.

PAREDES, H. K. M. et al. Shunt active compensation based on the Conservative Power Theory current's decomposition. In: *XI Brazilian Power Electronics Conference*. [S.l.]: IEEE, 2011. p. 788–794. ISBN 978-1-4577-1646-1. ISSN 2175-8603. Citado na página 121.

PARHIZI, S. et al. State of the art in research on microgrids: A review. *IEEE Access*, v. 3, p. 890–925, 2015. ISSN 2169-3536. Citado 8 vezes nas páginas 33, 34, 41, 45, 47, 55, 63 e 87.

PATEL, Y. P.; WEI, L.; NASIRI, A. Lcl filter resonance mitigation technique for voltage source converters. In: IEEE. *Renewable Energy Research and Application (ICRERA), 2014 International Conference on*. [S.l.], 2014. p. 854–858. Citado na página 69.

PATRAO, I. et al. Microgrid architectures for low voltage distributed generation. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, Elsevier, v. 43, p. 415–424, 2015. Citado 2 vezes nas páginas 32 e 41.

PIRES, I. A. et al. On the application of single-phase voltage sag compensators in three-phase systems. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 53, n. 1, p. 630–637, Jan 2017. ISSN 0093-9994. Citado na página 103.

POPOV, M. et al. Dynamic model and control of a microgrid with passive loads. In: *IPST Conference Proceedings*. [S.l.: s.n.], 2009. Citado 2 vezes nas páginas 32 e 45.

PRAKASH, O. K. S. et al. Interfacing converter based load sharing between utility grid and ac microgrid. In: IEEE. *Emerging Trends In New & Renewable Energy Sources And Energy Management (NCET NRES EM), 2014 IEEE National Conference On*. [S.l.], 2014. p. 76–82. Citado na página 50.

PRAKASH, Y.; SANKAR, S. Power quality improvement using dvr in power system. In: IEEE. *Power and Energy Systems Conference: Towards Sustainable Energy, 2014*. [S.l.], 2014. p. 1–6. Citado 2 vezes nas páginas 102 e 103.

QUESADA, J. et al. Decoupled droop control techniques for inverters in low-voltage ac microgrids. In: IEEE. *Systems, Signals & Devices (SSD), 2014 11th International Multi-Conference on*. [S.l.], 2014. p. 1–6. Citado na página 90.

RAHMAN, S. A.; VARMA, R. Pscad/emt dc model of a 3-phase grid connected photovoltaic solar system. In: IEEE. *North American Power Symposium (NAPS), 2011*. [S.l.], 2011. p. 1–7. Citado na página 65.

RAJAPAKSE, A. D.; MUTHUMUNI, D. Simulation tools for photovoltaic system grid integration studies. In: IEEE. *Electrical Power & Energy Conference (EPEC), 2009 IEEE*. [S.l.], 2009. p. 1–5. Citado na página 219.

- REIGOSA, D. et al. Active islanding detection for multiple parallel- connected inverter-based distributed generators using high frequency signal injection. In: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2012 IEEE*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 2719–2726. Citado 2 vezes nas páginas 55 e 57.
- REIS, M. V. G. et al. Evaluation of active anti-islanding methods based on the abnt nbr iec 62116 and ieee std 929-2000 standards. In: *2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–6. Citado na página 33.
- RESE, L.; COSTA, A. S.; SILVA, A. S. e. Enhanced modeling and control of vsis in microgrids operating in grid-connected mode. In: *2012 IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies (ISGT)*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 1–8. Citado 3 vezes nas páginas 44, 55 e 76.
- REZNIK, A. et al. Lcl filter design and performance analysis for small wind turbine systems. In: *IEEE. Power Electronics and Machines in Wind Applications (PEMWA), 2012 IEEE*. [S.l.], 2012. p. 1–7. Citado 2 vezes nas páginas 66 e 68.
- RICCIARDI, T. R. *Análise do Impacto da Proteção Antiilhamento na Estabilidade de Geradores Conectados Via Inversores*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, 2010. Citado na página 58.
- ROCABERT, J. et al. Control of power converters in ac microgrids. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 27, n. 11, p. 4734–4749, Nov 2012. ISSN 0885-8993. Citado 22 vezes nas páginas 31, 33, 52, 53, 61, 62, 63, 64, 65, 66, 75, 87, 88, 89, 90, 91, 93, 94, 95, 114, 167 e 254.
- RODRIGUES, M. F. B. *Análise da atratividade econômica da microgeração e minigeração distribuída no Brasil pela geração solar fotovoltaica*. Monografia — Faculdade de Engenharia Elétrica, 2013. Citado 2 vezes nas páginas 33 e 44.
- RODRIGUEZ, P. et al. New positive-sequence voltage detector for grid synchronization of power converters under faulty grid conditions. In: *IEEE. Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC'06. 37th IEEE*. [S.l.], 2006. p. 1–7. Citado 2 vezes nas páginas 70 e 71.
- RYAN, M. J.; BRUMSICKLE, W. E.; LORENZ, R. D. Control topology options for single-phase ups inverters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IEEE, v. 33, n. 2, p. 493–501, 1997. Citado na página 116.
- RYAN, M. J.; LORENZ, R. D. A high performance sine wave inverter controller with capacitor current feedback and “back-emf” decoupling. In: *IEEE. Power Electronics Specialists Conference, 1995. PESC'95 Record., 26th Annual IEEE*. [S.l.], 1995. v. 1, p. 507–513. Citado na página 84.
- SAHOO, S. K.; SINHA, A. K.; KISHORE, N. K. Control techniques in ac, dc, and hybrid ac-dc microgrid: A review. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, PP, n. 99, p. 1–1, 2017. ISSN 2168-6777. Citado na página 51.
- SALHI, M.; EL-BACHTIRI, R. A maximum power point tracking photovoltaic system using a proportional integral regulator. *Science Academy Transactions on Renewable*

Energy Systems Engineering and Technology, v. 1, n. 2, p. 37–44, 2011. Citado 2 vezes nas páginas 224 e 226.

SANTOSO, S.; DUGAN, R. C. Experiences with the new open-wye/open-delta transformer test cases for distribution system analysis. In: IEEE. *Power Engineering Society General Meeting, 2005. IEEE*. [S.l.], 2005. p. 884–889. Citado na página 161.

SEN, P. C. *Principles of electric machines and power electronics*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 1996. Citado 2 vezes nas páginas 161 e 162.

SEPÚLVEDA, C. et al. Estudo de impacto dos armazenadores de energia nas perdas dos sistemas de distribuição com geração distribuída. In: *Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–6. Citado na página 47.

SERBAN, I.; ION, C. P. Microgrid control based on a grid-forming inverter operating as virtual synchronous generator with enhanced dynamic response capability. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, Elsevier, v. 89, p. 94–105, 2017. Citado na página 31.

SHAHNIA, F. *Analysis and Correction of Voltage Profile in Low Voltage Distribution Networks Containing Photovoltaic Cells and Electric Vehicles*. Tese (Doutorado) — Queensland University of Technology, 2011. Citado 2 vezes nas páginas 102 e 107.

SHARKH, S. M. et al. *Power electronic converters for microgrids*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2014. Citado 2 vezes nas páginas 31 e 78.

SILVA, A. et al. Observer-based state feedback controller for lcl filter used in pv applications with grid current measurement only. In: IEEE. *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2015 IEEE*. [S.l.], 2015. p. 3303–3307. Citado na página 68.

SILVA, A. et al. Mineirão world cup stadium pv plant—a case study. In: IEEE. *Industry Applications (INDUSCON), 2014 11th IEEE/IAS International Conference on*. [S.l.], 2014. p. 1–6. Citado na página 161.

SILVA, A. F. et al. Aplicação do controle repetitivo a inversor pwm monofásico com filtro lc de saída utilizando fonte programável c.a. *Revista Isobraep*, v. 18, n. 4, p. 9, novembro 2013. Citado na página 81.

SILVA, A. F. B. O. *Aplicação de controle repetitivo em inversor PWM monofásico com filtro LC de saída utilizado em fonte programável C.A.* Dissertação (Mestrado) — Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica UFSJ/CEFET-MG, Agosto 2012. Citado 6 vezes nas páginas 84, 85, 116, 256, 257 e 259.

SILVA, F. L. d. *Análise do desempenho de uma microrrede com múltiplas unidades de geração distribuída*. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro Tecnológico da Universidade Federal do Espírito Santo, 2011. Citado 2 vezes nas páginas 31 e 41.

SILVA, F. S. F. e; RIBEIRO, L. A. de S.; MATOS, J. G. de. Bidirectional dc-ac converter for isolated microgrids with voltage unbalance reduction capabilities. In: *2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 4985–4991. ISSN 2329-3721. Citado 4 vezes nas páginas 75, 76, 83 e 109.

- SILVA, S. M. *Estudo e Projeto de um Restaurador Dinâmico de Tensão*. Dissertação (Mestrado) — PPGEE-UFMG, Agosto 1999. Citado 6 vezes nas páginas [81](#), [82](#), [103](#), [104](#), [256](#) e [259](#).
- SILVA, S. M. *Análise e implementação de um restaurador dinâmico de tensão*. Tese (Doutorado) — PPGEE/EEUFMG, Belo Horizonte—MG, 2003. Citado na página [101](#).
- SILVA, S. M.; FILHO, B. Component-minimized voltage sag compensators. In: *CONFERENCE RECORD OF THE IEEE INDUSTRY APPLICATIONS CONFERENCE*. [S.l.: s.n.], 2002. v. 2, p. 883–889. Citado 5 vezes nas páginas [81](#), [104](#), [106](#), [109](#) e [114](#).
- SILVA, S. M. et al. Analysis of a dynamic voltage compensator with reduced switch-count and absence of energy storage system. *IEEE transactions on industry applications*, IEEE, v. 41, n. 5, p. 1255–1262, 2005. Citado 4 vezes nas páginas [101](#), [104](#), [105](#) e [106](#).
- SINGER, S. et al. *The energy report: 100% renewable energy by 2050*. [S.l.]: Ecofys bv, 2010. Citado na página [46](#).
- SINGH, M.; LOPES, L. A. Experimental assessment of a bess control system for reducing fuel consumption and maintenance cost of diesel-hybrid mini-grids. In: IET. *Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2014), 7th IET International Conference on*. [S.l.], 2014. p. 1–6. Citado na página [79](#).
- SINGH, M.; LOPES, L. A.; NINAD, N. A. Grid forming battery energy storage system (bess) for a highly unbalanced hybrid mini-grid. *Electric Power Systems Research*, Elsevier, v. 127, p. 126–133, 2015. Citado na página [77](#).
- SKOCIL, T. et al. Passive and active methods of islanding for pv systems. In: *Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09. 13th European Conference on*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1–10. Citado na página [58](#).
- SOSHINSKAYA, M. et al. Microgrids: Experiences, barriers and success factors. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, Elsevier, v. 40, p. 659–672, 2014. Citado 2 vezes nas páginas [55](#) e [56](#).
- STUMP, M. D.; KEANE, G. J.; LEONG, F. K. The role of custom power products in enhancing power quality at industrial facilities. In: IEEE. *Energy Management and Power Delivery, 1998. Proceedings of EMPD'98. 1998 International Conference on*. [S.l.], 1998. v. 2, p. 507–517. Citado na página [101](#).
- SU, L.; LI, G.; JIN, Z. Modeling, control and testing of a voltage-source-inverter-based microgrid. In: *Electric Utility Deregulation and Restructuring and Power Technologies (DRPT), 2011 4th International Conference on*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 724–729. Citado 2 vezes nas páginas [33](#) e [77](#).
- SUMAN, M.; SINGH, A. K. B2b converter based power sharing between utility grid and ac microgrid. In: IEEE. *Green Computing Communication and Electrical Engineering (ICGCCCE), 2014 International Conference on*. [S.l.], 2014. p. 1–7. Citado na página [87](#).
- SUYATA, T. I.; PO-NGAM, S. Simplified active power and reactive power control with mppt for three-phase grid-connected photovoltaic inverters. In: *Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON), 2014 11th International Conference on*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1–4. Citado na página [254](#).

- SYED, I.; KHADKIKAR, V. A dynamic voltage restorer (dvr) based interface scheme for microgrids. In: IEEE. *Industrial Electronics Society, IECON 2014-40th Annual Conference of the IEEE*. [S.l.], 2014. p. 5143–5149. Citado 4 vezes nas páginas 35, 101, 102 e 107.
- TABATABAEE, S. et al. Investigation of droop characteristics and x/r ratio on small-signal stability of autonomous microgrid. In: *Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference (PEDSTC), 2011 2nd*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 223–228. Citado na página 45.
- TEKE, A.; LATRAN, M. B. Review of multifunctional inverter topologies and control schemes used in distributed generation systems. *Journal of Power Electronics*, The Korean Institute of Power Electronics, v. 14, n. 2, p. 324–340, 2014. Citado 5 vezes nas páginas 34, 96, 97, 98 e 113.
- TENTI, P. et al. Control of utility interfaces in low voltage microgrids. In: IEEE. *Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), 2014 IEEE 5th International Symposium on*. [S.l.], 2014. p. 1–8. Citado 4 vezes nas páginas 34, 75, 98 e 155.
- TENTI, P. et al. Control Of Utility Interfaces In Low-voltage Microgrids. *Eletrônica de Potência*, Sobraep, v. 20, n. 4, p. 373–382, nov 2015. ISSN 14148862. Citado na página 166.
- TEODORESCU, R.; LISERRE, M.; RODRIGUEZ, P. *Grid converters for photovoltaic and wind power systems*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2011. v. 29. Citado na página 114.
- TIRUMALA, R.; MOHAN, N.; HENZE, C. Seamless transfer of grid-connected pwm inverters between utility-interactive and stand-alone modes. In: IEEE. *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2002. APEC 2002. Seventeenth Annual IEEE*. [S.l.], 2002. v. 2, p. 1081–1086. Citado 3 vezes nas páginas 33, 34 e 87.
- TOMMASO, A. O. D. et al. Fault tolerant ancillary function of power converters in distributed generation power system within a microgrid structure. *Advances in Power Electronics*, Hindawi, v. 2013, 2013. Citado na página 160.
- TRANSMISSION, E. Distribution reference book, central station engineers of westinghouse electric corporation. *Westinghouse Electric Corporation, Pittsburgh*, 1964. Citado na página 164.
- TRINTIS, I.; MUNK-NIELSEN, S.; TEODORESCU, R. Single stage grid converters for battery energy storage. In: IET. *Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2010), 5th IET International Conference on*. [S.l.], 2010. p. 1–6. Citado na página 75.
- UNAMUNO, E.; BARRENA, J. A. Primary control operation modes in islanded hybrid ac/dc microgrids. In: IEEE. *EUROCON 2015-International Conference on Computer as a Tool (EUROCON), IEEE*. [S.l.], 2015. p. 1–6. Citado na página 50.
- VACCARO, A. et al. An integrated framework for smart microgrids modeling, monitoring, control, communication, and verification. *Proceedings of the IEEE*, v. 99, n. 1, p. 119–132, Jan 2011. ISSN 0018-9219. Citado na página 42.
- VÁSQUEZ, V. et al. Comparison of methods for controllers design of single phase inverter operating in island mode in a microgrid. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, Elsevier, v. 76, p. 256–267, 2017. Citado na página 166.

- VECHIU, I. et al. Control of power converters for microgrids. *COMPEL - The international journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering*, v. 30, n. 1, p. 300–309, 2011. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1108/03321641111091575>>. Citado 2 vezes nas páginas 44 e 65.
- VENUGOPAL, S.; AGARWAL, V. A novel control strategy for an ultra-capacitor based dynamic voltage restorer with controllable dc-link voltage. In: IEEE. *2015 IEEE 6th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*. [S.l.], 2015. p. 1–7. Citado na página 104.
- VERAS, D. *Microrredes elevam qualidade dos serviços*. [S.l.]: Agência UDOP de Notícias, 2013. Citado na página 44.
- VILLALVA, M. G.; GAZOLI, J. R.; FILHO, E. R. Comprehensive approach to modeling and simulation of photovoltaic arrays. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 24, n. 5, p. 1198–1208, 2009. Citado 2 vezes nas páginas 217 e 218.
- VILLALVA, M. G. et al. Conversor eletrônico de potência trifásico para sistema fotovoltaico conectado à rede elétrica. Campinas, SP, 2010. Citado na página 227.
- WANG, C. et al. A seamless operation mode transition control strategy for a microgrid based on master-slave control. *Science China Technological Sciences*, Springer, v. 55, n. 6, p. 1644–1654, 2012. Citado 5 vezes nas páginas 33, 34, 62, 87 e 248.
- WANG, J. et al. Design of a generalized control algorithm for parallel inverters for smooth microgrid transition operation. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 62, n. 8, p. 4900–4914, 2015. Citado 4 vezes nas páginas 35, 62, 77 e 98.
- WANG, T. C. et al. Output filter design for a grid-interconnected three-phase inverter. In: IEEE. *Power Electronics Specialist Conference, 2003. PESC'03. 2003 IEEE 34th Annual*. [S.l.], 2003. v. 2, p. 779–784. Citado na página 114.
- WANG, X. et al. A review of power electronics based microgrids. *Journal of Power Electronics*, The Korean Institute of Power Electronics, v. 12, n. 1, p. 181–192, 2012. Citado 7 vezes nas páginas 49, 50, 52, 64, 86, 222 e 223.
- XU, L.; MIAO, Z.; FAN, L. Coordinated control of a solar and battery system in a microgrid. In: IEEE. *Transmission and Distribution Conference and Exposition (T&D), 2012 IEEE PES*. [S.l.], 2012. p. 1–7. Citado 4 vezes nas páginas 31, 33, 76 e 87.
- XU, Q. et al. A novel fault-tolerant control scheme for shunt active power filter with high reliability. In: IEEE. *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2015 IEEE*. [S.l.], 2015. p. 5531–5537. Citado na página 160.
- YAN, J. et al. Renewable energy integration with mini/micro-grids. *Applied Energy*, Elsevier Ltd, v. 201, p. 241–244, 2017. Citado na página 43.
- YAZDANI, A.; IRAVANI, R. *Voltage-sourced converters in power systems: modeling, control, and applications*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2010. Citado 5 vezes nas páginas 65, 76, 116, 251 e 256.
- YIN, J.; CHANG, L.; DIDUCH, C. Recent developments in islanding detection for distributed power generation. In: *Power Engineering, 2004. LESCOPE-04. 2004 Large Engineering systems Conference on*. [S.l.: s.n.], 2004. p. 124–128. Citado na página 58.

- YOO, C.-H. et al. Hardware-in-the-loop simulation of dc microgrid with multi-agent system for emergency demand response. In: IEEE. *Power and Energy Society General Meeting, 2012 IEEE*. [S.l.], 2012. p. 1–6. Citado na página 220.
- ZENG, Z. et al. Topologies and control strategies of multi-functional grid-connected inverters for power quality enhancement: A comprehensive review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, Elsevier, v. 24, p. 223–270, 2013. Citado 2 vezes nas páginas 34 e 98.
- ZHANG, W. et al. Survey on fault-tolerant techniques for power electronic converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 29, n. 12, p. 6319–6331, 2014. Citado na página 159.
- ZHANG, Z.; CHEN, W.; ZHANG, Z. A new seamless transfer control strategy of the microgrid. *The Scientific World Journal*, Hindawi Publishing Corporation, v. 2014, 2014. Citado 3 vezes nas páginas 34, 65 e 75.
- ZHONG, Q.-C.; HORNIK, T. *Control of power inverters in renewable energy and smart grid integration*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2012. v. 97. Citado na página 42.
- ZHONG, Q. C.; WEISS, G. Synchronverters: Inverters that mimic synchronous generators. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 58, n. 4, p. 1259–1267, April 2011. ISSN 0278-0046. Citado na página 55.
- ZHOU, K. et al. Zero-phase odd-harmonic repetitive controller for a single-phase pwm inverter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 21, n. 1, p. 193–201, 2006. Citado na página 116.
- ZHU, J.; JIANG, X.; HUANG, L. A novel dynamic voltage restorer with flywheel energy storage system. In: IEEE. *Electrical Machines and Systems, 2008. ICEMS 2008. International Conference on*. [S.l.], 2008. p. 1995–1999. Citado na página 102.
- ZOU, Z.; WANG, Z.; CHENG, M. Analysis, design, and implementation of multifunction interfaced inverters for distributed generation. In: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2013 IEEE*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 224–229. Citado 2 vezes nas páginas 50 e 51.

Apêndices

APÊNDICE A – Artigos Produzidos

Entre o período de entrada no Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da UFMG até a defesa da tese, o aluno desenvolveu com outros pesquisadores os seguintes trabalhos em conferências:

1. ANTUNES, H. M. A.; SILVA, S. M. Conexão de um Filtro Híbrido Série em uma Microrrede para Compensação Harmônica. 2015, Campina Grande: Congresso Brasileiro de Qualidade da Energia Elétrica - XI CBQEE, 2015. p.1–6.
2. FERREIRA, R. V. et al. Estudo e Simulação de uma Microrrede de Energia Elétrica nos Modos Conectado e Isolado. 2015, São Paulo: AGRENER GD 2015 10º Congresso sobre Geração Distribuída e Energia no Meio Rural, 2015. p.1–10.
3. FOUREAUX, N. C. et al. Decisões de Projeto da Usina Experimental Fotovoltaica Tesla Engenharia de Potência. 2015, Belo Horizonte: VI CBENS - Congresso Brasileiro de Energia Solar, 2015. p.1–8.
4. ANTUNES, H. M. A.; SILVA, S. M.; FILHO, B. J. C. Análise e operação de uma microrrede de energia elétrica. 2016, Natal-RN: SBSE 2016 - Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos, 2016. p.1–6.
5. ANTUNES, H. M. A. et al. Connection of a Series Hybrid Filter in Isolated Microgrid for Harmonic Compensation. 2016, Belo Horizonte: ICHPQ, 2016. p.1–6.
6. FERREIRA, R. V. et al. Single-phase Synchronverter for Residential PV Power Systems. 2016, Belo Horizonte: ICHPQ, 2016. p.1–6.
7. MACHADO, A. A. P. et al. Probabilistic assessment and evaluation for transients in a medium voltage three-phase capacitor bank energized by unsynchronized vacuum switchgears. 2016, Portland, Oregon, USA: IAS Annual Meeting, 2016. p.1-11.
8. FERREIRA, R. V. et al. Assessment of energy storage viability for a PV power plant injecting during the peak load time. 2017, Florianópolis: 8th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), 2017. p.1–8.
9. ANTUNES, H. M. A. et al. Analysis of a Grid-Forming Converter Based on Repetitive Control in Centralized AC Microgrid. 2017, Florianópolis: 8th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), 2017. p.1–8.

10. ANTUNES, H. M. A. et al. A New Configuration for a Grid Forming Converter in AC Islanded Microgrid. 2017, Nuremberg: PCIM Europe - International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management, 2017. p. 1-8.

O seguinte artigo foi submetido ao IAS 2018:

1. ANTUNES, H. M. A. et al. Evaluation of Series and Parallel Hybrid Filters Applied to Hot Strip Mills with Cycloconverters.

Também foram aprovados os seguintes artigos em periódicos:

1. MACHADO, A. A. P. et al. Probabilistic assessment and evaluation for transients in a medium voltage three-phase capacitor bank energized by unsynchronized vacuum switchgears. 2016, Portland, Oregon, USA: IEEE Transactions on Industry Applications, 2017. p.1-9.
2. ANTUNES, H. M. A. et al. Harmonic Compensation Using a Series Hybrid Filter in a Centralized AC Microgrid. Journal of Control, Automation and Electrical Systems, 2018. p. 1-11.

Os seguintes artigos foram submetidos em periódicos e estão em fase de revisão:

1. ANTUNES, H. M. A. et al. A New Multifunctional Converter Based on a Series Compensator Applied to AC Microgrids. International Journal of Electrical Power & Energy Systems. Submissão: outubro de 2017.
2. FERREIRA, R. V. et al. Synchronverters and Droop-controlled Converters Dynamic Models and Analysis of Operation. IEEE Transactions on Industry Applications. Submissão: dezembro de 2017.
3. BRANDÃO, D. I. et al. Distributed Generation Systems: An Approach in Instrumentation and Monitoring. Electric Power Components and Systems. Submissão: dezembro de 2017.

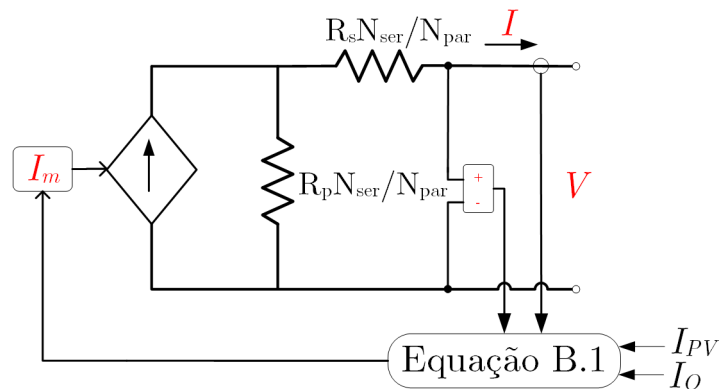
APÊNDICE B – Modelo do Sistema Fotovoltaico

Neste apêndice são apresentados os principais elementos que compõem um sistema fotovoltaico conectado ao barramento de c.c. de um conversor c.c.-c.a. Primeiramente é exibido o modelo do arranjo fotovoltaico, em conjunto com as principais técnicas de rastreamento de máxima potência. Posteriormente são destacadas as topologias de conexão ao barramento c.c. de um inversor fotovoltaico. É apresentado o projeto do conversor c.c.-c.c. *boost*, com seu modelo de pequenos sinais e projeto de controle. Por fim, são apresentados os principais resultados de simulação obtidos no *Matlab/Simulink* para o modelo do sistema fotovoltaico em estudo.

B.1 Modelo do Arranjo Fotovoltaico

Comumente um arranjo fotovoltaico é formado por vários módulos solares ligados em série, formando uma *string*. Para aumentar a potência instalada do sistema diversas *strings* são ligadas em paralelo. O modelo do arranjo fotovoltaico formado por N_{par} de *strings* em paralelo, com cada *string* composta por N_{ser} painéis solares em série é descrito por Villalva, Gazoli e Filho (2009), como ilustrado na Figura B.1.

Figura B.1 – Modelo elétrico do sistema fotovoltaico.



Fonte: o autor

Analisando a Figura B.1 é possível notar que o modelo é composto por uma fonte de corrente I_m controlada e por dois resistores. O resistor paralelo equivalente (R_p) representa as perdas por correntes parasitas. Já o resistor série equivalente (R_s) denota as perdas por

condução. A Equação B.1 descreve a relação entre corrente do arranjo fotovoltaico (I_m) em função de sua tensão e corrente de saída.

$$I_m = I_{pv}N_{par} - I_0N_{par}\left(e^{\frac{q(V+R_s[\frac{N_{par}}{N_{ser}}]I)}{N_s k T_a a N_{ser}}} - 1\right) \quad (\text{B.1})$$

Onde:

- I_{PV} : representa a corrente gerada pela incidência de radiação solar na célula;
- I_0 : corrente de saturação do diodo;
- V e I : tensão e corrente na saída do sistema fotovoltaico;
- N_{ser} : número de células solares em série, formando um *string*;
- N_{par} : número de *strings* em paralelo;
- k : constante de Boltzmann (J/K) igual a $1,3806488 \times 10^{-23}$;
- T : temperatura ambiente (K) igual a 25°C ;
- a : fator de idealidade do diodo igual a 1,3;
- q : carga do elétron (Coulomb) igual a $1,60217657 \times 10^{-19}$.

A corrente I_{pv} e de saturação no diodo I_0 são apresentadas nas Equações B.2 a B.4:

$$I_{pv} = [I_{pv,n} + K_i(T - T_n)] \frac{G}{G_n} \quad (\text{B.2})$$

$$I_{pv,n} = \left(\frac{R_p + R_s}{R_p}\right) I_{sc,n} \quad (\text{B.3})$$

$$I_0 = \frac{I_{sc,n}}{e^{\left[\frac{qV_{oc,n}}{aN_s k T}\right]}} \left(\frac{T_n}{T}\right)^3 e^{\left[\frac{qE_g}{ak} \left(\frac{1}{T_n} - \frac{1}{T}\right)\right]} \quad (\text{B.4})$$

Os parâmetros R_s e R_p não são fornecidos, mas Villalva, Gazoli e Filho (2009) apresentam um algoritmo ilustrado na Figura B.2 que permite estimar tais grandezas a partir dos dados de *datasheet* do módulo solar, em conjunto com as Equações B.5 e B.6.

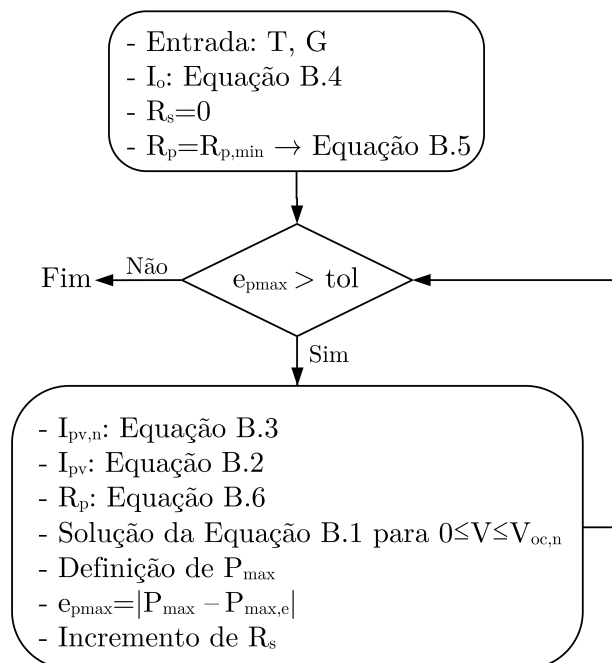
$$R_{p,min} = \frac{V_{mp}}{I_{sc,n} - I_{mp}} - \frac{(V_{oc,n} - V_{mp})}{I_{mp}} \quad (\text{B.5})$$

$$R_p = \frac{V_{mp}(V_{mp} + I_{mp}R_s)}{V_{mp}I_{pv} - V_{mp}I_0 e^{\frac{q(V_{mp} + I_{mp}R_s)}{\alpha N_s k T}} + V_{mp}I_0 - P_{max,e}} \quad (\text{B.6})$$

B.2 Técnicas de Rastreamento de Potência em Sistemas Fotovoltaicos

Um módulo fotovoltaico pode operar em diversos pontos da sua curva ($I \times V$), como pode ser observada na Figura B.3. Na curva ($I \times V$) exibida é possível notar duas regiões de operação. Na primeira parte da curva existe uma região em que a corrente é constante e a magnitude da corrente é pouco afetada pela tensão. Já na outra parte a tensão é pouco influenciada pela variação de corrente. Mas o que deve ser ressaltado é que o ponto mais interessante de operação do módulo solar é o joelho da curva, onde pode ser extraído a máxima potência do módulo solar (BARCHOWSKY et al., 2012).

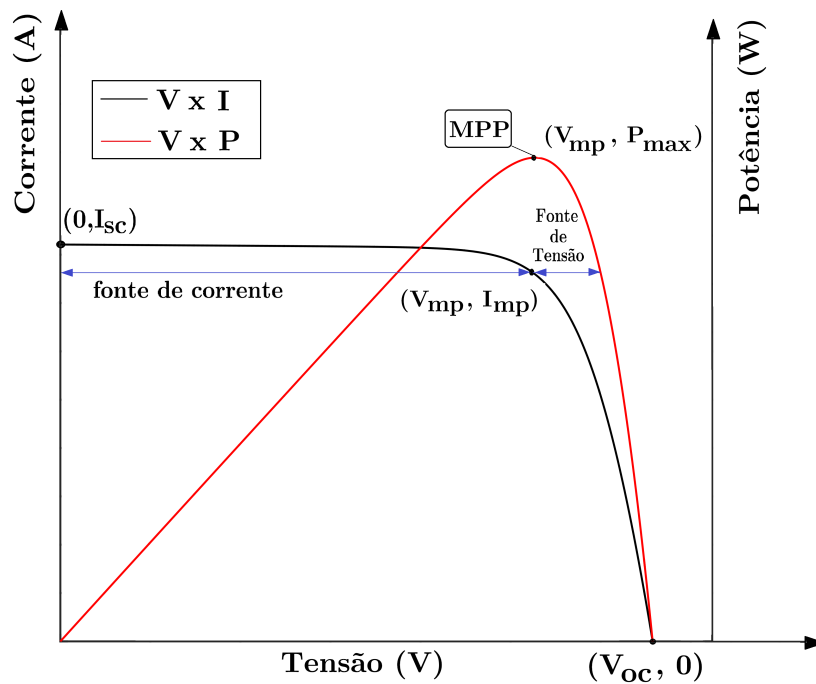
Figura B.2 – Algoritmo para determinação de R_s e R_p .



Fonte: o autor

Ao longo do dia a intensidade da radiação solar e temperatura variam. Assim é imprescindível um dispositivo que possa sempre seguir o máximo ponto de potência (MPP). Esse dispositivo é na verdade um algoritmo computacional chamado MPPT (*Maximum Power Point Tracker*), que define qual a tensão que deve ser aplicada no módulo fotovoltaico ou arranjo fotovoltaico, para que seja extraída a máxima potência. Geralmente o MPPT está presente no inversor ou no conversor c.c.-c.c. que faz o elo de ligação entre o arranjo fotovoltaico e VSI (RAJAPAKSE; MUTHUMUNI, 2009). Na literatura é possível encontrar diversas técnicas de rastreamento de MPPT, dentre as quais se destacam (BARCHOWSKY et al., 2012; BRITO et al., 2011; ABUZED; FOSTER; STONE, 2014; GARG; SINGH; GUPTA, 2014; KWON; KWON; NAM, 2008):

Figura B.3 – Curva característica de um módulo solar.



Fonte: (CUPERTINO et al., 2012)

- *Duty cycle* fixo;
- Método da tensão constante;
- Perturba e observa (P&O);
- Perturba e observa modificado;
- Condutância incremental (IC);
- Condutância incremental modificada;
- Correlação do *ripple*;
- Métodos de oscilação do sistema.

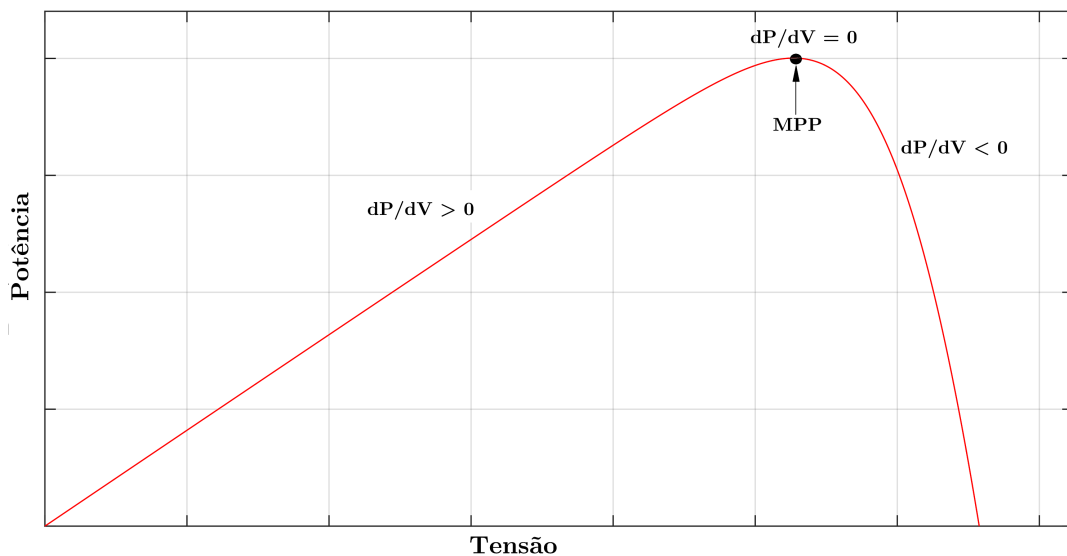
A seguir serão detalhados os métodos P&O e IC.

B.2.1 Perturba e Observa

O algoritmo MPPT muito utilizado é o P&O, devido a sua simplicidade e eficiência de implementação (YOO et al., 2012). O mesmo funciona comparando a potência antes e depois da aplicação do distúrbio de tensão ao arranjo fotovoltaico, e decide qual deverá ser a próxima perturbação aplicada.

A Figura B.4 apresenta o rastreamento do ponto de máxima potência em um arranjo fotovoltaico, com relação ao sinal de $\frac{dP}{dV}$. Quando $\frac{dP}{dV} > 0$ o módulo opera com sua tensão no lado esquerdo do ponto de máxima potência, e quando $\frac{dP}{dV} < 0$ ocorre o contrário. Já para $\frac{dP}{dV} < 0$ significa que o ponto de operação está muito longe do ponto de MPP, e a próxima perturbação de tensão deverá caminhar no sentido contrário diminuindo a tensão. O processo continua até que se atinja o ponto de MPP, com uma pequena oscilação em torno do ponto. A Figura B.5 apresenta o diagrama do algoritmo P&O (JAZAYERI; UYSAL; JAZAYERI, 2014).

Figura B.4 – Sinal de $\frac{dP}{dV}$ na curva (P x V) do módulo fotovoltaico.



Fonte: (JAZAYERI; UYSAL; JAZAYERI, 2014)

B.2.2 Condutância Incremental

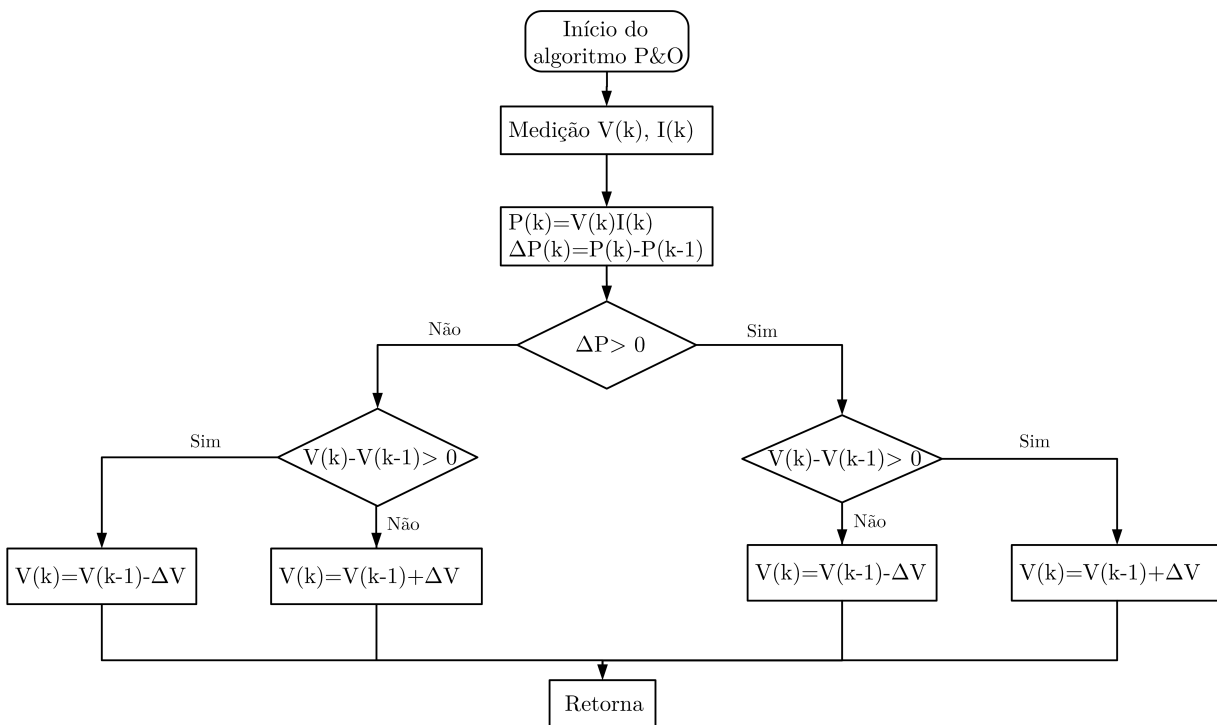
A IC é baseado na técnica P&O, com bom comportamento em regime permanente e resposta rápida durante as variações de irradiação solar. O método baseia-se no fato de que no ponto de MPP a inclinação da curva (P x V) é nula ($\frac{dP}{dV} = 0$) (BRITO et al., 2011). Assim, o algoritmo rastreia o MPP comparando as características instantâneas da curva (I x V) do arranjo fotovoltaico em conjunto com a sua condutância incremental ($\frac{dI}{dV} = 0$) por meio da Equação B.7

$$\frac{dP}{dV} = \frac{d(VI)}{dV} = I + V \frac{dI}{dV} = 0 \rightarrow \frac{\Delta I}{\Delta V} = -\frac{I}{V} \quad (\text{B.7})$$

O algoritmo compara a relação ($\frac{I}{V}$) com a condutância incremental $\frac{\Delta I}{\Delta V}$ e toma uma decisão como definido a seguir (MOÇAMBIQUE, 2012):

- Se $\frac{I}{V} = \frac{\Delta I}{\Delta V}$, o algoritmo encontrou o MPP;

Figura B.5 – Diagrama do MPPT P&O.



Fonte: (JAZAYERI; UYSAL; JAZAYERI, 2014)

- Se $\frac{I}{V} > \frac{\Delta I}{\Delta V}$, o algoritmo incrementa a tensão nos terminais do sistema fotovoltaico para encontrar o MPP;
- Se $\frac{I}{V} < \frac{\Delta I}{\Delta V}$, o algoritmo reduz a tensão nos terminais do sistema fotovoltaico para encontrar o MPP.

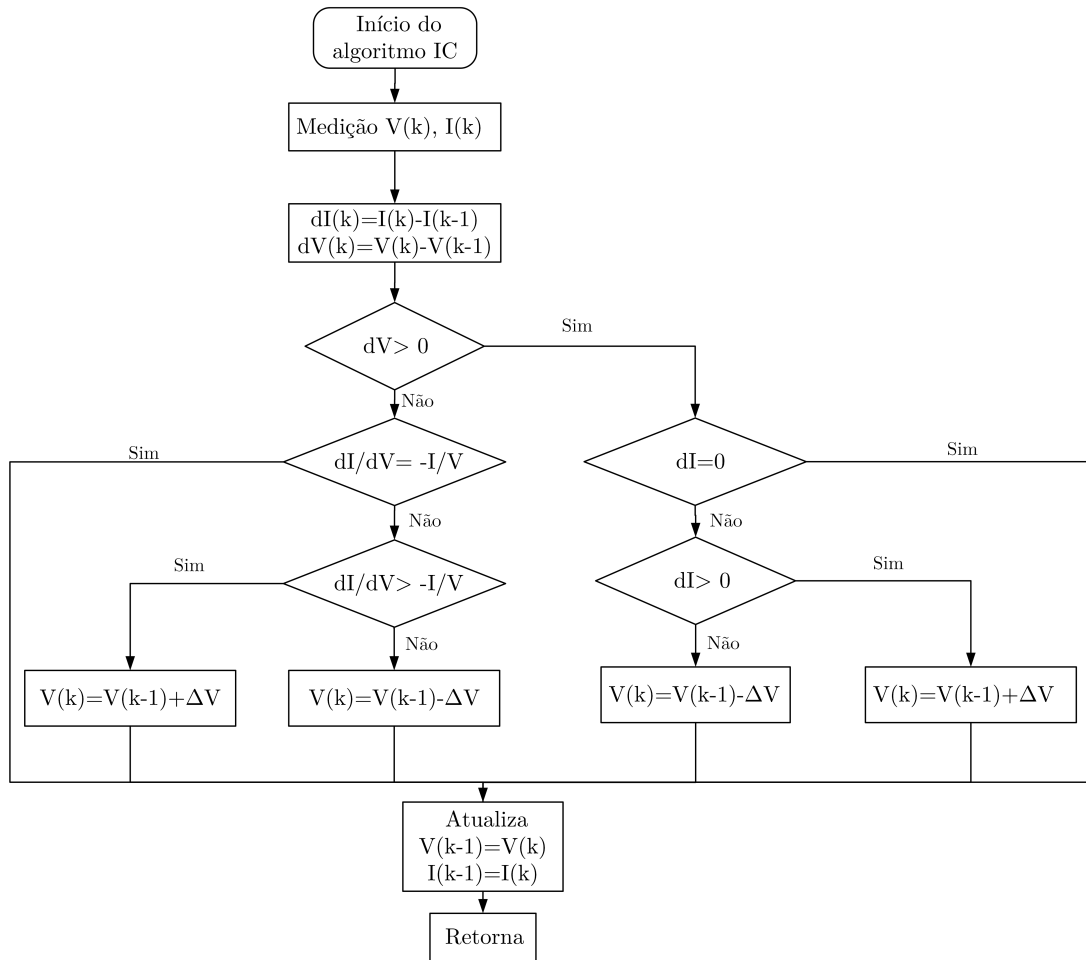
A Figura B.6 apresenta o diagrama do algoritmo da condutância incremental (JAZAYERI; UYSAL; JAZAYERI, 2014).

B.3 Topologias em Sistemas Fotovoltaicos

Comumente a conexão do sistema fotovoltaico a uma rede elétrica c.a. é feita por meio de um inversor VSI. Nesse quesito são encontradas diferentes topologias, dentre as quais são apresentadas na Figura B.7 (CUPERTINO et al., 2012; WANG et al., 2012).

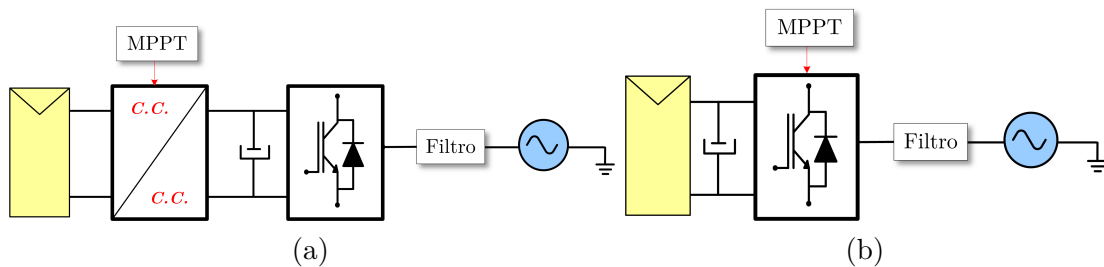
É possível notar na Figura B.7a que na Topologia I os módulos solares são conectados diretamente ao barramento c.c. do inversor, enquanto na Topologia II já existe um estágio intermediário c.c.-c.c. Em ambas as topologias o VSI é conectado à rede elétrica através de filtros do tipo L, LC ou LCL, podendo ainda existir um transformador de baixa frequência para conexão dependendo da potência do sistema fotovoltaico.

Figura B.6 – Algoritmo da condutância incremental.



Fonte: (JAZAYERI; UYSAL; JAZAYERI, 2014)

Figura B.7 – Topologias de geração fotovoltaica com conexão à rede elétrica: (a) Topologia I; (b) Topologia II.



Fonte: (CUPERTINO et al., 2012; WANG et al., 2012)

Em um sistema fotovoltaico o conversor c.c.-c.c. tem um papel muito importante. Primeiramente permite que o conversor transfira a energia elétrica produzida pelo arranjo fotovoltaico para a carga, ou para o conversor c.c.-c.a. Outra função desse conversor é compatibilizar o nível de tensão na saída. Outro ponto a ser ressaltado é que quando o conversor c.c.-c.c. é controlado por um algoritmo MPPT que permite extrair a máxima

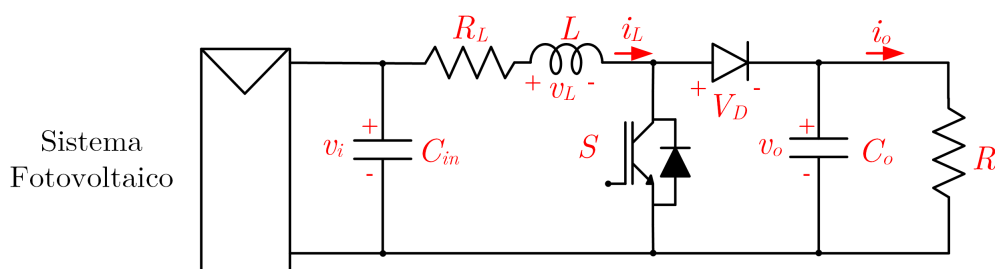
energia dos painéis solares.

Um conversor c.c.-c.c. muito utilizado é o conversor *boost* pelas seguintes razões (ABUZED; FOSTER; STONE, 2014; GARG; SINGH; GUPTA, 2014; JAZAYERI; UYSAL; JAZAYERI, 2014; MOHAPATRA; NAYAK; MISRA, 2014; SALHI; EL-BACHTIRI, 2011; FEMIA et al., 2005):

- No conversor *boost* a tensão média de saída é sempre maior do que a tensão média de entrada do arranjo fotovoltaico, o que é vantajoso quando se utiliza um inversor para fazer a conexão à rede elétrica;
- A topologia do conversor *boost* é simples, fácil de ser implementada e possui alta eficiência;
- O controle do conversor *boost* possui boa capacidade de rastreamento do MPP.

A Figura B.8 apresenta a topologia do conversor *boost* com sua entrada conectada a um arranjo fotovoltaico. Os principais elementos do conversor *boost* são o capacitor de entrada (C_{in}), indutor (L), chave (S), diodo e capacitor de saída (C_o). O capacitor de entrada permite conectar o arranjo fotovoltaico que possui característica de fonte de corrente e já o resistor na saída do conversor representa a carga elétrica.

Figura B.8 – Conversor *boost* com arranjo fotovoltaico em sua entrada.

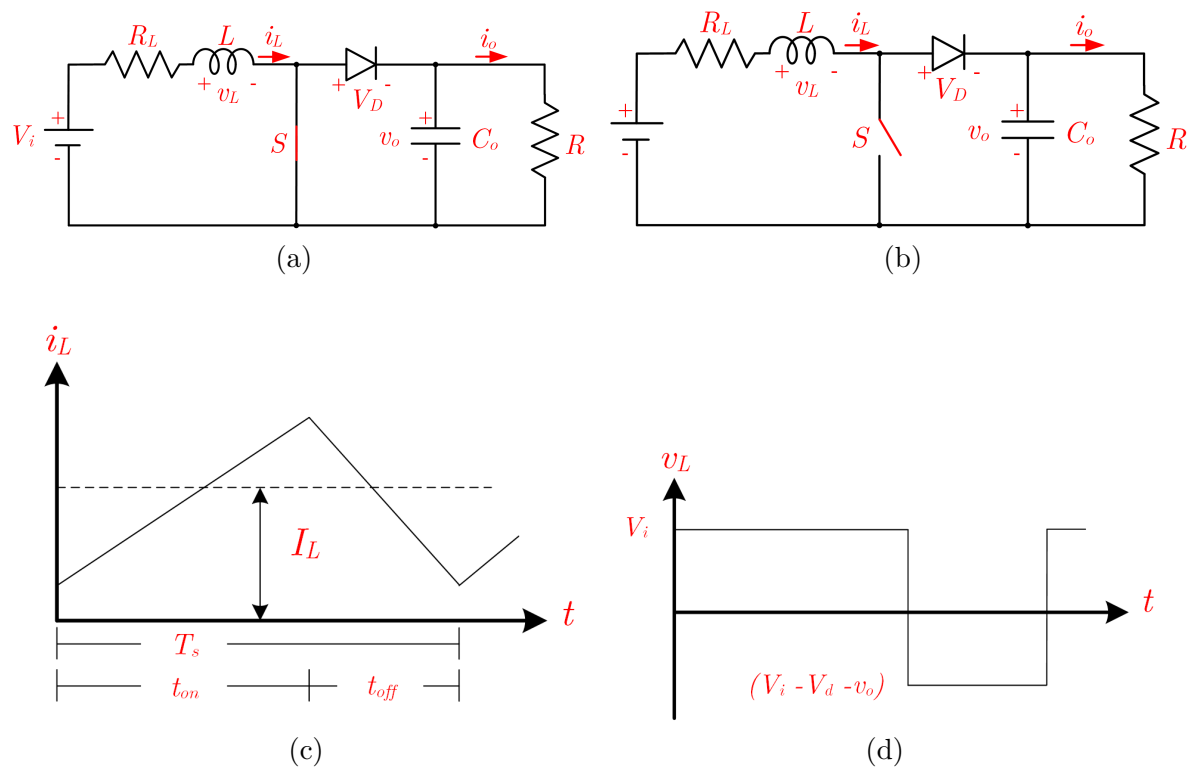


Fonte: o autor

O conversor *boost* opera em dois modos, sendo o primeiro com a chave ligada e o segundo com a chave aberta. A Figura B.9 apresenta o circuito do conversor em seus dois modos de operação, com as formas de onda da tensão e corrente no indutor.

Quando a chave do *boost* está fechada, o diodo fica reversamente polarizado isolando o estágio de saída e carregando o indutor. Já para a chave aberta a energia no indutor é transferida para o estágio de saída. Considerando que o conversor opere somente em modo contínuo ($i_L(t) > 0$), é possível considerar que em regime permanente a tensão média no

Figura B.9 – Modos de operação do conversor *boost* e formas de onda: (a) chave fechada; (b) chave aberta; (c) corrente no indutor; (d) tensão no indutor.



Fonte: (MOHAN; UNDELAND, 2003)

indutor durante um ciclo de chaveamento é nula. Desprezando as perdas no conversor é possível obter a seguinte equação:

$$V_i t_{on} + (V_i - V_o) t_{off} = 0 \quad (\text{B.8})$$

Rearranjando a Equação B.8 é possível obter:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1 - d} \quad (\text{B.9})$$

Considerando que a potência de entrada no *boost* é igual a de saída tem-se a seguinte equação:

$$\frac{I_o}{I_i} = 1 - d \quad (\text{B.10})$$

Martins e Barbi (2006) apresentam uma metodologia para o cálculo dos parâmetros do conversor *boost*. O indutor L deve ser calculado para que o conversor opere em modo

de condução contínua, em conjunto com o capacitor de saída C_o calculados a partir das seguintes equações:

$$L = \frac{V_i d}{f_{sw} \Delta I} \quad (\text{B.11})$$

$$C_o = \frac{I_o (V_o - V_i)}{f_{sw} V_o \Delta V_o} \quad (\text{B.12})$$

Onde:

- V_{in} – Tensão de entrada;
- V_o – Tensão de saída;
- I_o – Corrente na saída;
- d – Razão cíclica;
- f_{sw} – Frequência de chaveamento;
- ΔI – Máxima ondulação de corrente no indutor.
- ΔV_o – Máxima ondulação de tensão na saída.

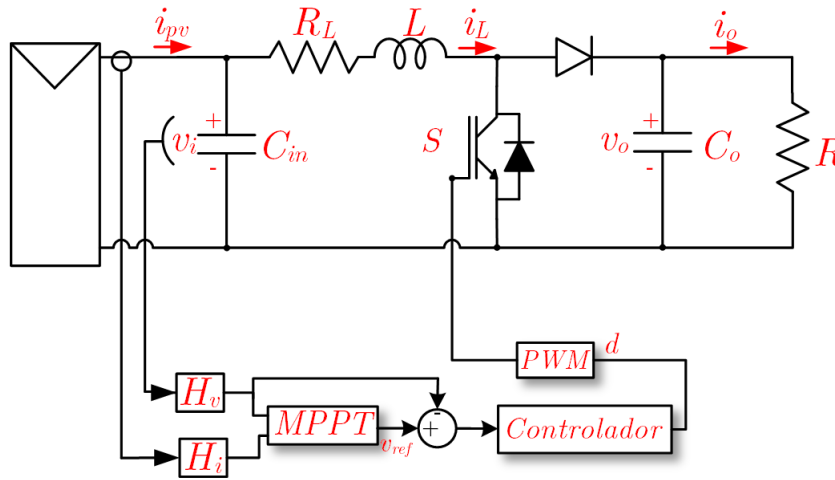
Salhi e El-Bachtiri (2011) apresentam uma relação para o cálculo do capacitor de entrada do conversor *boost*, conforme a seguinte expressão:

$$C_{in} = \frac{I_o d^2}{0,02(1-d)f_{sw}V_i} \quad (\text{B.13})$$

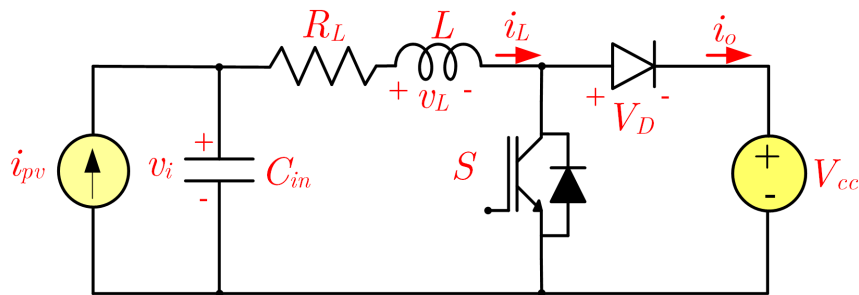
Moçambique (2012) apresenta o controle do conversor *boost* aplicado ao arranjo fotovoltaico, como ilustrado na Figura B.10. A partir do esquema de controle apresentado, o algoritmo MPPT define a tensão de referência que deve ser aplicada na entrada do conversor *boost*. O erro gerado entre a tensão de referência e a tensão de saída passa por um controlador PI, que gera uma razão cíclica para o PWM e gera o comando para a chave eletrônica.

B.3.1 Modelo de Pequenos Sinais do Conversor *Boost*

A Figura B.10 apresenta o conversor c.c.-c.c. do tipo *boost*, com o arranjo fotovoltaico ligado em sua entrada. Na saída é conectado o capacitor do barramento c.c. do VSI em conjunto com uma resistência, que representa a energia que é transferida para a rede elétrica. Assim, o circuito equivalente do conversor *boost* é apresentado na Figura B.11.

Figura B.10 – Controle da tensão de entrada do conversor *boost*.

Fonte: (MOÇAMBIQUE, 2012)

Figura B.11 – Conversor *boost* com fonte de corrente e barramento c.c.

Fonte: o autor

Para obter o modelo de pequenos sinais é necessário definir um ponto de operação do arranjo fotovoltaico, criando um modelo linearizado do conversor *boost*. Villalva (VILLALVA et al., 2010) apresenta a linearização do ponto de operação do sistema fotovoltaico, sendo este geralmente escolhido como o ponto de MPP ilustrado na Figura B.12.

A derivada da corrente com relação a tensão no ponto de MPP é dada por:

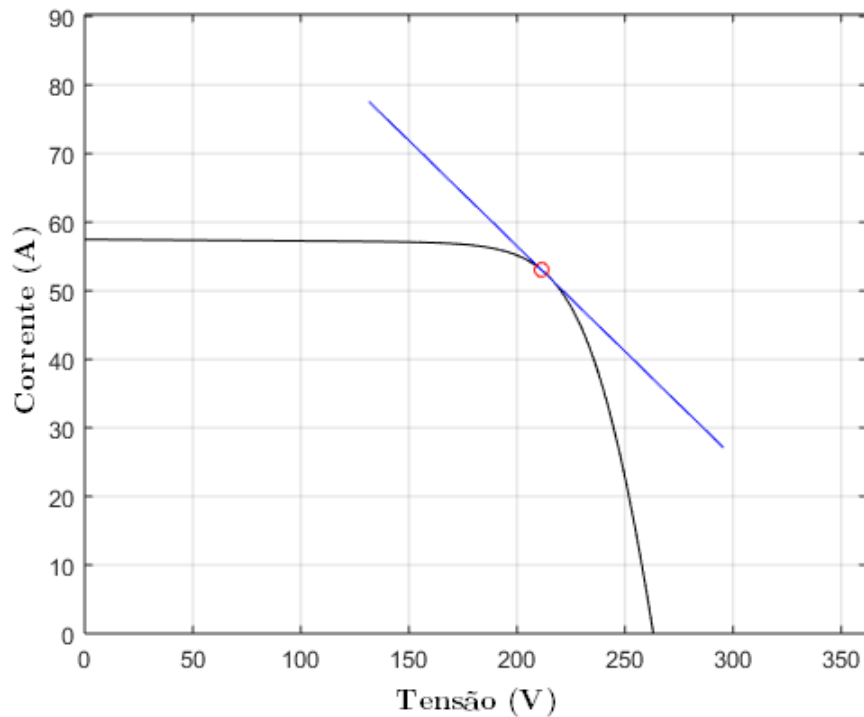
$$\frac{dI_{pv}}{dV}(V, I) = \frac{I_o}{V_{ta}} e^{\frac{V+IR_s}{V_{ta}}} - \frac{1}{R_p} \quad (\text{B.14})$$

A equação que descreve o modelo linear do arranjo fotovoltaico em um ponto (v, i) é descrito como:

$$i_{pv} = (-gV + I) + gv_{pv} \quad (\text{B.15})$$

Assim, o arranjo fotovoltaico é representado por uma fonte de tensão equivalente

Figura B.12 – Curva de um sistema fotovoltaico com reta tangente ao ponto de MPPT.

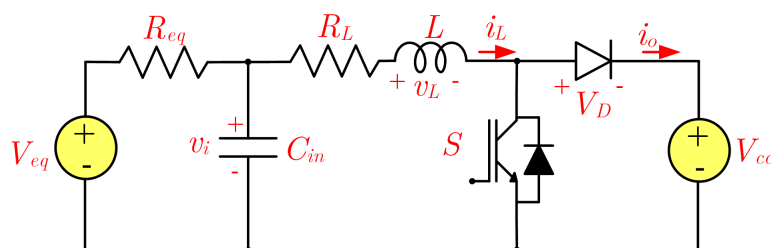


Fonte: o autor

(V_{eq}) e uma resistência equivalente (R_{eq}), como ilustrado na Figura B.13 e dado pelas seguintes equações:

$$R_{eq} = -\frac{I}{g} \quad (\text{B.16})$$

$$V_{eq} = V - \frac{I}{g} \quad (\text{B.17})$$

Figura B.13 – Conversor *boost* com modelo equivalente do sistema fotovoltaico e barramento c.c.

Fonte: o autor

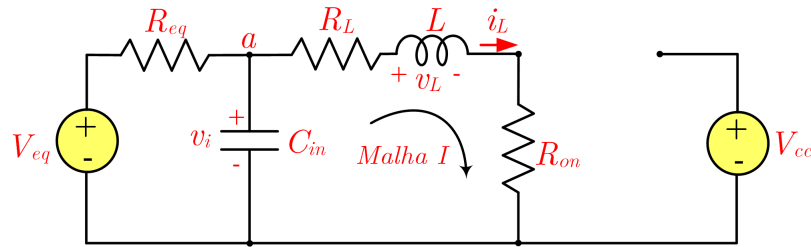
Para obter o modelo médio do conversor *boost* será considerado que este opera em condução contínua, e utiliza modulação PWM. Deste modo o conversor pode ser

caracterizado pelo seu modelo médio de estados. Assim, podem ser feitas as seguintes considerações (ERICKSON, 1997):

- Existem dois subintervalos associados ao chaveamento do conversor;
- Em cada subintervalo o conversor possui um comportamento contínuo que pode ser descrito por equações de estado.

No primeiro subintervalo exibido na Figura B.14 a chave do conversor opera em saturação e o diodo fica reversamente polarizado, pois a tensão de saída (V_{cc}) é maior que a tensão de entrada (V_{eq}).

Figura B.14 – Primeiro subintervalo de operação do conversor *boost*.



Fonte: o autor

A partir da Figura B.14 são obtidas as seguintes equações elétricas do circuito, aplicando a Lei de *Kirchoff* das tensões a malha I e a Lei de *Kirchoff* das correntes ao nó “a”. As seguintes equações são obtidas:

$$\frac{V_{eq} - v_i}{R_{eq}} = i_c + i_L \quad (\text{B.18})$$

$$v_i - L \frac{di_L}{dt} - (R_L + R_{on})i_L = 0 \quad (\text{B.19})$$

Serão adotadas como variáveis de estado e de saída a corrente no indutor (i_L) e a tensão no capacitor (v_i). As entradas do modelo serão a tensão da fonte (V_{cc}) e (V_{eq}) e a queda de tensão no diodo (V_d). O modelo médio por espaço de estados para o primeiro subintervalo de operação do conversor fica da seguinte forma:

$$K \frac{dX}{dt} = A_1 X + B_1 U$$

$$\begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & C_{in} R_{eq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_i}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -(R_L + R_{on}) & 1 \\ -R_{eq} & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_i \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{eq} \\ V_D \\ V_{CC} \end{bmatrix}$$

$$Y = C_1 X + E_1 U$$

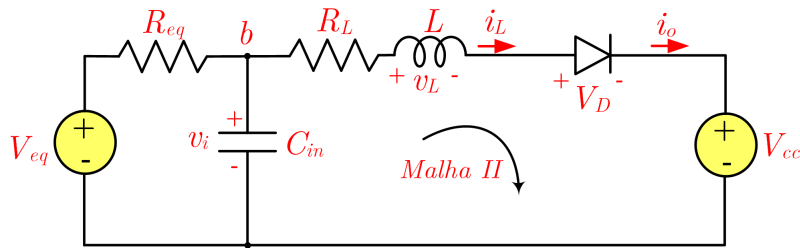
$$\begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{eq} \\ V_D \\ V_{CC} \end{bmatrix}$$

Onde:

- X : é o vetor espaço de estados;
- Y : é o vetor com as variáveis de saída;
- A_1, B_1, C_1, E_1 : são as matrizes com os parâmetros do sistema.

Já no segundo subintervalo de operação o conversor *boost* opera com a chave em corte e o diodo passa a conduzir, conforme o circuito elétrico da Figura B.15.

Figura B.15 – Segunda etapa de operação do conversor *boost*.



Fonte: o autor

A partir da Figura B.15 são obtidas as seguintes equações elétricas do circuito, aplicando a Lei de *Kirchoff* das tensões a malha II e a Lei de *Kirchoff* das correntes ao nó “b”.

$$\frac{V_{eq} - v_i}{R_{eq}} = i_c + i_L \quad (\text{B.20})$$

$$v_i - L \frac{di_L}{dt} - R_L i_L - V_D - V_{CC} = 0 \quad (\text{B.21})$$

O modelo por espaço de estados para o segundo subintervalo de operação do *boost* fica assim:

$$\begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & C_{in} R_{eq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_i}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_L & 1 \\ -R_{eq} & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_i \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -1 & -1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{eq} \\ V_D \\ V_{CC} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{eq} \\ V_D \\ V_{CC} \end{bmatrix}$$

Dadas as equações de espaço de estado, o resultado é o modelo médio por espaço de estados formado pelo modelo em equilíbrio e outro modelo c.a. de pequenos sinais. Considerando que as frequências naturais do conversor e da sua frequência de variação da entrada tem magnitude muito inferior a frequência de chaveamento, o modelo de espaço médio que descreve a condição de equilíbrio em regime permanente do conversor é dado pelas Equações B.22 e B.23.

$$0 = A_{eq}X + B_{eq}U \quad (\text{B.22})$$

$$Y = C_{eq}X + E_{eq}U \quad (\text{B.23})$$

Onde as matrizes médias são:

$$A = D_{eq}A_1 + (1 - D_{eq})A_2 \quad (\text{B.24})$$

$$B = D_{eq}B_1 + (1 - D_{eq})B_2 \quad (\text{B.25})$$

$$C = D_{eq}C_1 + (1 - D_{eq})C_2 \quad (\text{B.26})$$

$$E = D_1E_1 + (1 - D_{eq})E_2 \quad (\text{B.27})$$

A solução das equações para o conversor em equilíbrio é dada por:

$$Y_{eq} = (-CA^{-1}B + E)U_{eq} \quad (\text{B.28})$$

Onde:

- X_{eq} - Vetor de estados em equilíbrio;
- U_{eq} - Vetor de entrada em equilíbrio;
- Y_{eq} - Vetor de saída em equilíbrio;
- D_{eq} - Razão cíclica em equilíbrio.

As equações de estado do modelo de pequenos sinais c.a. são:

$$K \frac{d\hat{x}}{dt} = A\hat{x} + B\hat{u} + (A_1 - A_2)X_{eq} + (B_1 - A_2)U_{eq}\hat{d}(t) \quad (\text{B.29})$$

$$\hat{y} = C\hat{x} + E\hat{u} + (C_1 - C_2)X_{eq} + (E_1 - E_2)U_{eq}\hat{d}(t) \quad (\text{B.30})$$

As grandezas \hat{x} , \hat{u} , \hat{y} e $\hat{d}(t)$ representam pequenas variações em torno do ponto da solução de equilíbrio ou do ponto quiescente. Reescrevendo as Equações B.29 e B.30 é possível obter as equações de espaço de estado.

$$\frac{d\hat{x}}{dt} = A_p\hat{x} + B_p\hat{u}_p \quad (\text{B.31})$$

$$\hat{y} = C_p\hat{x} + E_p\hat{u}_p \quad (\text{B.32})$$

$$\hat{x} = \begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{v}_i \end{bmatrix}$$

$$\hat{u}_p = \begin{bmatrix} \hat{V}_{eq} \\ \hat{V}_D = 0 \\ \hat{V}_{CC} \\ \hat{d} \end{bmatrix}$$

Onde: $A_p = K^{-1}A_{eq}$; $B_p = [K^{-1}B(A_1 - A_2)X_{eq} + (B_1 - A_2)U_{eq}]$; $C_p=C$; $E_p = [E(C_1 - C_2)X + (E_1 - E_2)U_{eq}]$;

A partir do modelo de pequenos sinais apresentado nas Equações B.31 e B.32 é possível obter as funções de transferência do conversor *boost* aplicando a transformada de Laplace. A seguir é apresentado como são obtidas as funções de transferência.

$$\hat{x}(s) = (sI - A_p)^{-1} + B_p\hat{u}_p(s) \quad (\text{B.33})$$

Substituindo a Equação B.33 em B.32 é possível obter:

$$\hat{y}(s) = C_p[(sI - A_p)^{-1} + B_p\hat{u}_p(s)] + E_p\hat{u}_p(s) \quad (\text{B.34})$$

A Equação B.34 fornece as seguintes funções de transferência:

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{v}_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{11}(s) & f_{12}(s) & f_{13}(s) & f_{14}(s) \\ f_{21}(s) & f_{22}(s) & f_{23}(s) & f_{24}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{V}_{eq} \\ \hat{V}_D = 0 \\ \hat{V}_{CC} \\ \hat{d} \end{bmatrix} \quad (\text{B.35})$$

Para o controle da tensão de entrada do conversor *boost* será utilizada a função de transferência $f_{24}(s)$, convencionada com $G_{vd}(s)$.

B.3.2 Projeto do Controlador Linear para o Conversor C.C.

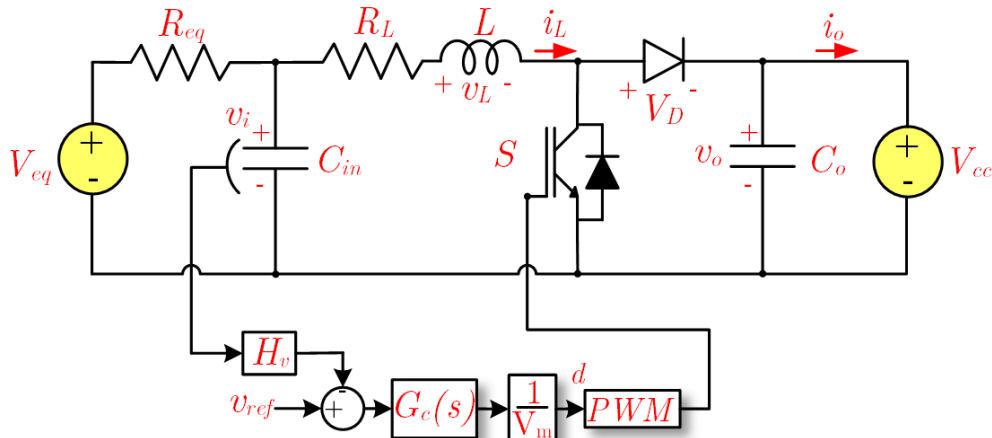
Para o *boost* será projetado um controlador PID que permitirá controlar a tensão na entrada do conversor, permitindo extrair a máxima potência do arranjo fotovoltaico, variando a razão cíclica. A Tabela B.1 apresenta os parâmetros do conversor *boost*, em conjunto com o circuito equivalente do arranjo fotovoltaico que foi linearizado em torno do ponto de operação igual a $1000 \frac{W}{m^2}$ e 25°C .

Tabela B.1 – Parâmetros do conversor *boost* para conexão ao sistema fotovoltaico.

Parâmetros	Valores
P_{boost}	20 kW
V_{in}	250 V
V_o	500 V
V_m	5 V
C_{in}	800 mF
f_{sw}	10 kHz
L	3,1 mH
R_L	10 m Ω
V_{eq}	510,36 V
R_{eq}	3,25 Ω
H_v	1/100

Fonte: o autor

A Figura B.16 apresenta o conversor *boost* com o arranjo fotovoltaico, e controle da tensão em sua entrada por meio de um controlador PID sem uma malha de corrente em cascata. Para o projeto do controlador $G_c(s)$ será utilizado o *software Matlab* com a ferramenta *Sisotool*. Segundo Erickson (1997) o projeto do controlador $G_c(s)$ deve ser feito de modo a garantir que a função de transferência de malha aberta $T(s)$ tenha uma frequência de *crossover* igual a um vinte avos da frequência de chaveamento. A função de transferência de malha aberta $T(s)$ é dada pela Equação B.36.

Figura B.16 – Controle do conversor *boost*.

Fonte: o autor

$$T(s) = G_c(s) \frac{1}{V_m} G_{vd} H(s) \quad (\text{B.36})$$

Para o projeto do controlador é adotado uma frequência de *crossover* de 500 Hz e uma margem de fase igual a 69° , o que permite obter uma resposta dinâmica rápida, com pequeno sobressinal. Na Equação B.37 é apresentado o controlador $G_c(s)$ projetado.

$$G_c(s) = -2153,7 \frac{(1 + 0,001s)(1 + 0,0033s)}{s(1 + 3 \times 10^{-5}s)} \quad (\text{B.37})$$

A Figura B.17a apresenta uma comparação da função de transferência de malha aberta e malha fechada com o controlador $G_c(s)$. Por fim, na Figura B.17b é apresentada a resposta da função de transferência de malha fechada ao degrau unitário.

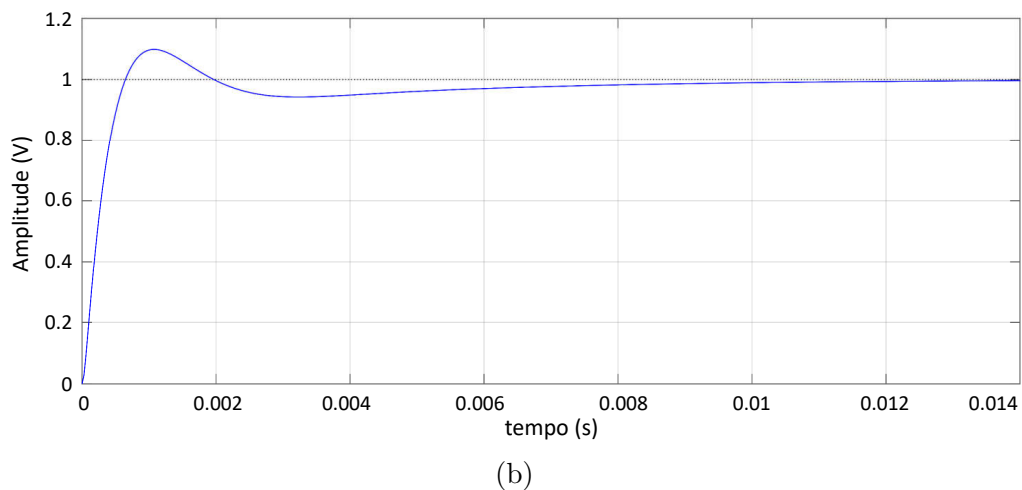
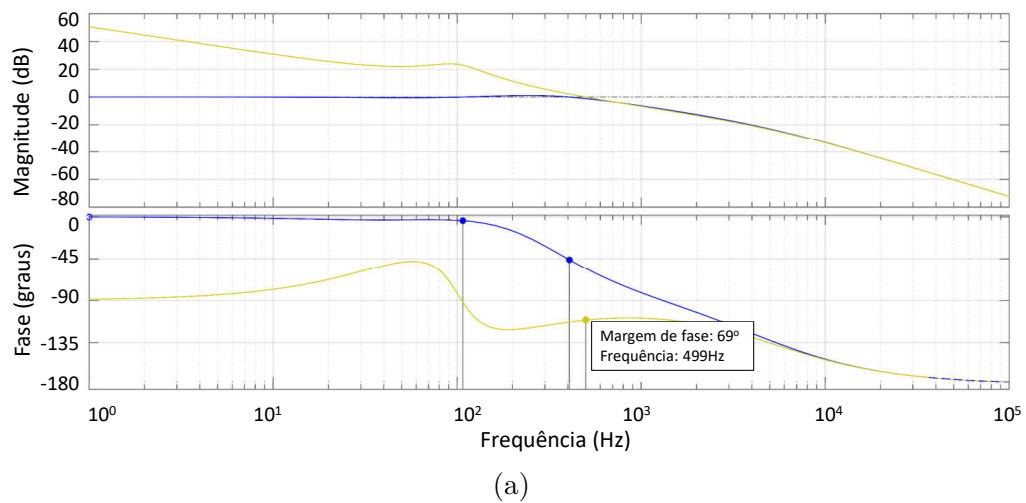
B.4 Resultados de Simulação

A seguir serão apresentados os resultados de simulação do sistema fotovoltaico. Primeiramente será ilustrado o modelo do arranjo fotovoltaico desenvolvido na plataforma *Matlab/Simulink*. Por fim, serão destacados a operação do sistema fotovoltaico com conversor *boost* e duas técnicas de MPPT, a P&O e IC.

B.4.1 Arranjo Fotovoltaico

No arranjo fotovoltaico será utilizado o módulo fotovoltaico policristalino da Kyocera modelo KC200GT. A Tabela B.2 apresenta os principais parâmetros do módulo, em conjunto com os valores calculados de R_s e R_p .

Figura B.17 – Projeto do controlador $G_c(s)$: (a) diagrama de Bode da função de transferência de malha aberta e malha fechada; (b) resposta ao degrau unitário.



Fonte: o autor

O arranjo fotovoltaico será formado por 100 módulos solares da Kyocera (KC200GT), com 10 *strings* ($N_{par} = 10$) compostos cada um por 10 módulos solares ($N_{ser} = 10$), totalizando 20 kW_p. A Figura B.18(a) e Figura B.18(b) apresentam as curvas V-I e V-P do sistema fotovoltaico para diferentes níveis de irradiância. As curvas foram obtidas a partir do modelo computacional desenvolvido a partir de um *script* no *Matlab*.

B.4.2 Sistema Fotovoltaico

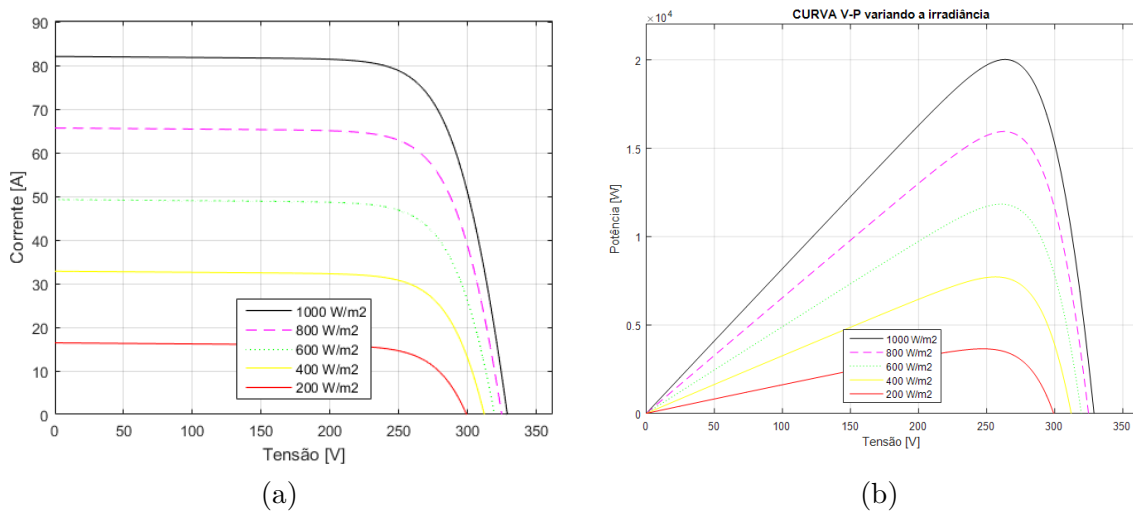
Para avaliar o projeto do controlador PID será analisado a resposta do conversor *boost* com duas técnicas de rastreamento de potência, a P&O e IC. O algoritmo MPPT a partir dos valores de tensão e corrente do arranjo fotovoltaico define a tensão que o conversor *boost* deve aplicar ao sistema fotovoltaico para extrair a máxima potência. A Figura B.19 apresenta o perfil de irradiância aplicado a entrada do modelo do sistema

Tabela B.2 – Dados elétricos do painel fotovoltaico KC200GT da *Kyocera*.

Parâmetros	Valores
I_{mpp}	7,61 A
V_{mpp}	26,30 V
P_{mpp}	200,14 W _p
I_{sc}	8,21 A
V_{oc}	32,90 V
$I_{0,n}$	$9,83 \times 10^{-8}$ A
I_{pv}	8,21 A
a	1,3
R_p	411,76 Ω
R_s	0,22 Ω

Fonte: o autor

Figura B.18 – Curvas do arranjo fotovoltaico simulado: (a) (I x V) ; (b) (P x V).

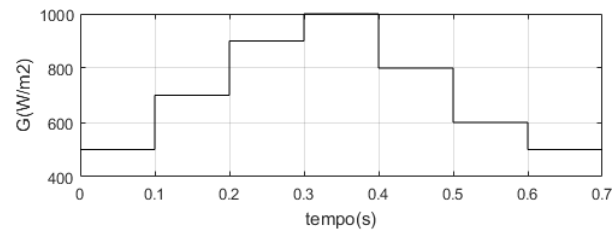


Fonte: o autor

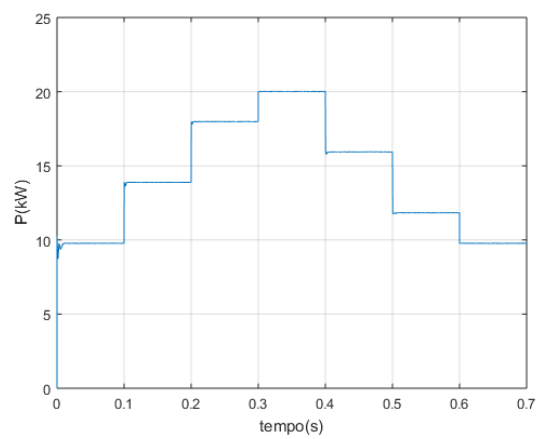
fotovoltaico, considerando a temperatura igual a 25°. Já a Figura B.20 e Figura B.21 apresentam a potência gerada pelo sistema fotovoltaico em conjunto com a tensão na entrada do módulo solar e corrente no indutor do *boost*.

A partir dos resultados apresentados na Figura B.20 e Figura B.21 é possível concluir que o projeto do controlador PID desenvolvido permite que o conversor *boost* possa rastrear o ponto de máxima potência do sistema fotovoltaico, com rapidez em sua reposta. Ambas as técnicas de MPPT se mostraram eficazes em sua proposta.

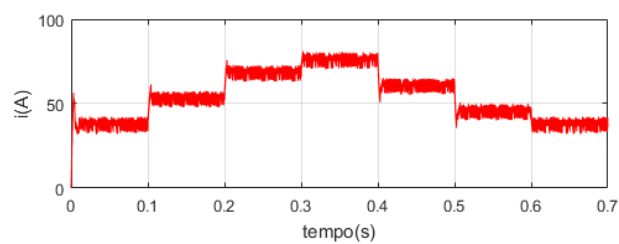
Figura B.19 – Perfil de irradiância no arranjo fotovoltaico.



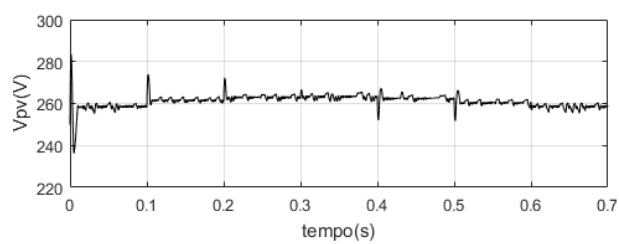
Fonte: o autor

Figura B.20 – Sistema fotovoltaico com *boost* e P&O: (a) potência extraída do sistema fotovoltaico; (b) corrente no indutor do conversor *boost*; (c) tensão aplicada no sistema fotovoltaico.

(a)



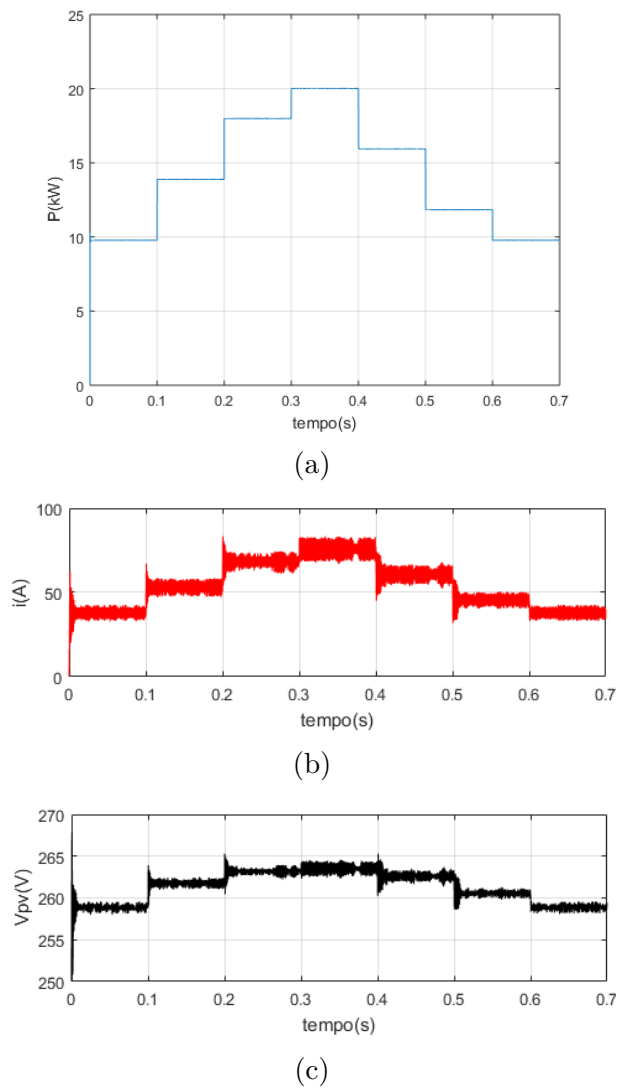
(b)



(c)

Fonte: o autor

Figura B.21 – Sistema fotovoltaico com *boost* e IC (a) potência extraída do sistema fotovoltaico; (b) corrente no indutor do conversor *boost*; (c) tensão aplicada no sistema fotovoltaico.



Fonte: o autor

APÊNDICE C – A Usina Fotovoltaica TESLA

Neste apêndice é apresentada a Usina Fotovoltaica TESLA de 37 kWp, que está instalada na Escola de Engenharia da Universidade Federal de Minas Gerais e opera conectada à rede elétrica principal. Toda a usina foi desenvolvida como parte do projeto de pesquisa e desenvolvimento feito pelo Laboratório Tesla Engenharia de Potência. São apresentados os principais elementos que compõem a usina, bem como resultados da produção de energia elétrica comparados com a previsão obtida por meio de *software*. Por fim, são apresentados alguns resultados do sistema supervisor da usina.

C.1 Introdução

A Usina Fotovoltaica (UFV) TESLA está instalada na cobertura do Bloco I da Escola de Engenharia da UFMG (EEUFMG). Todo o recurso para sua construção foi proveniente do projeto de P&D 0047-0060/2011 da chamada 13/2011 da ANEEL, com financiamento da COELBA – Grupo Neenergia e com execução do Laboratório TESLA Engenharia de Potência do Departamento de Engenharia Elétrica da UFMG (FOUREAUX *et al.*, 2016). A usina foi construída para o atendimento de diversos objetivos, dentre os quais se destacam:

- Servir como fonte de potência para ensaios de inversores desenvolvidos e/ou avaliados no Laboratório TESLA;
- Funcionar como laboratório para ensino e desenvolvimento de pesquisas sobre sistemas fotovoltaicos;
- Possibilitar ganho de *know – how* no projeto, implantação, comissionamento, registro junto à ANEEL e operação de uma central de geração fotovoltaica;
- Fornecer energia elétrica para compensar o consumo de energia do Laboratório TESLA;
- Permitir aos estudantes dos níveis de graduação e pós-graduação da UFMG o acesso facilitado a uma central de geração fotovoltaica real.

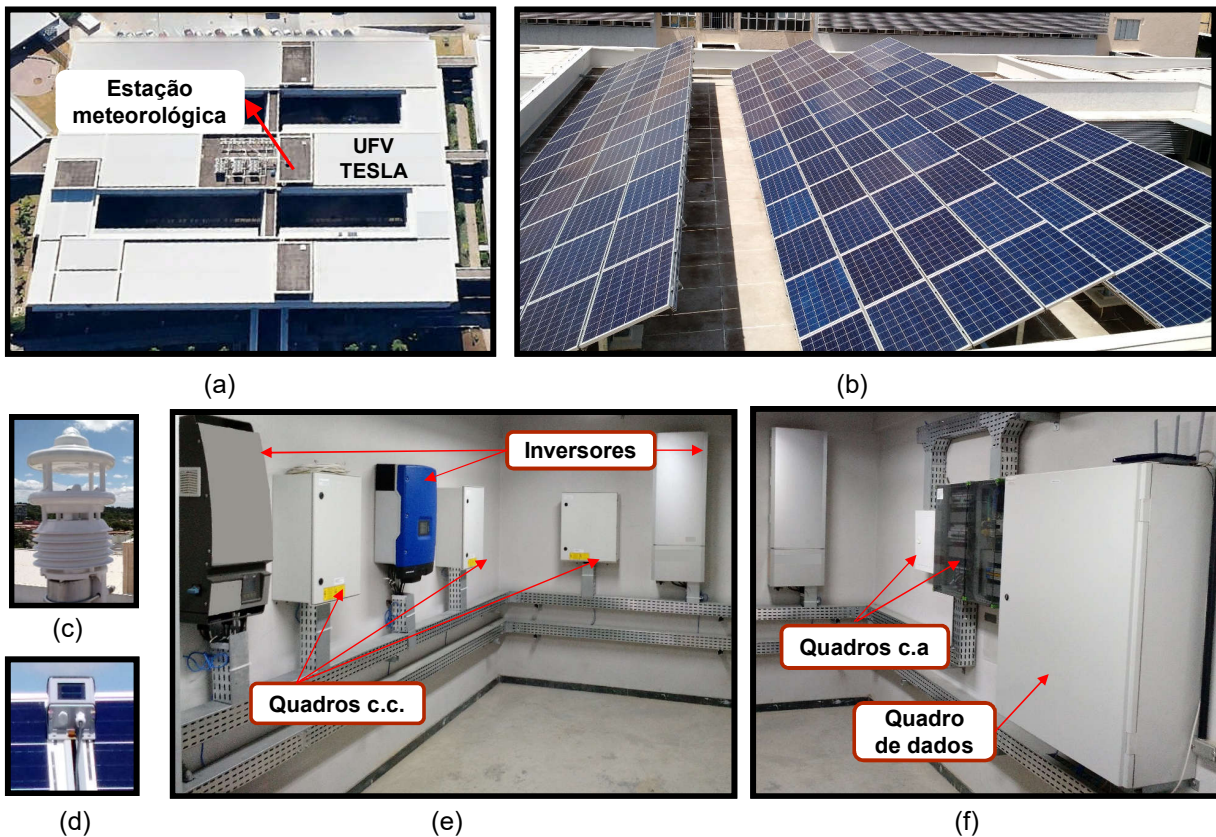
Este apêndice apresenta uma descrição geral da UFV TESLA, com os principais resultados da produção de energia e do supervisor ao longo de um ano de operação.

C.2 Descritivo Geral

A UFV TESLA entrou em operação no dia 03 de junho de 2016 e possui registro no Banco de Informações de Geração (BIG) da ANEEL. A Figura C.1(a) ilustra uma vista aérea do local de instalação. Para que a usina fosse instalada foram feitas a remoção do telhado e a impermeabilização da laje. Já na Figura C.1(b) é exibido o local onde estão instalados os painéis, direcionados para o norte geográfico com azimute de -7° e inclinação fixa de 25° . A área total da instalação é de 439 m^2 , com 257 m^2 de painéis.

A usina possui uma estação meteorológica apresentada na Figura C.1(c) e uma célula de referência instalada no plano dos painéis, conforme a Figura C.1(d), com medição de irradiância e temperatura interna da célula. Nas Figura C.1(e) e Figura C.1(f) é apresentada a sala de instalação dos inversores, quadros c.c. e c.a., além do quadro de dados para monitoramento remoto da usina. O diagrama elétrico que demonstra a distribuição de painéis por inversor e a conexão com a rede c.a. é apresentado na Figura C.2.

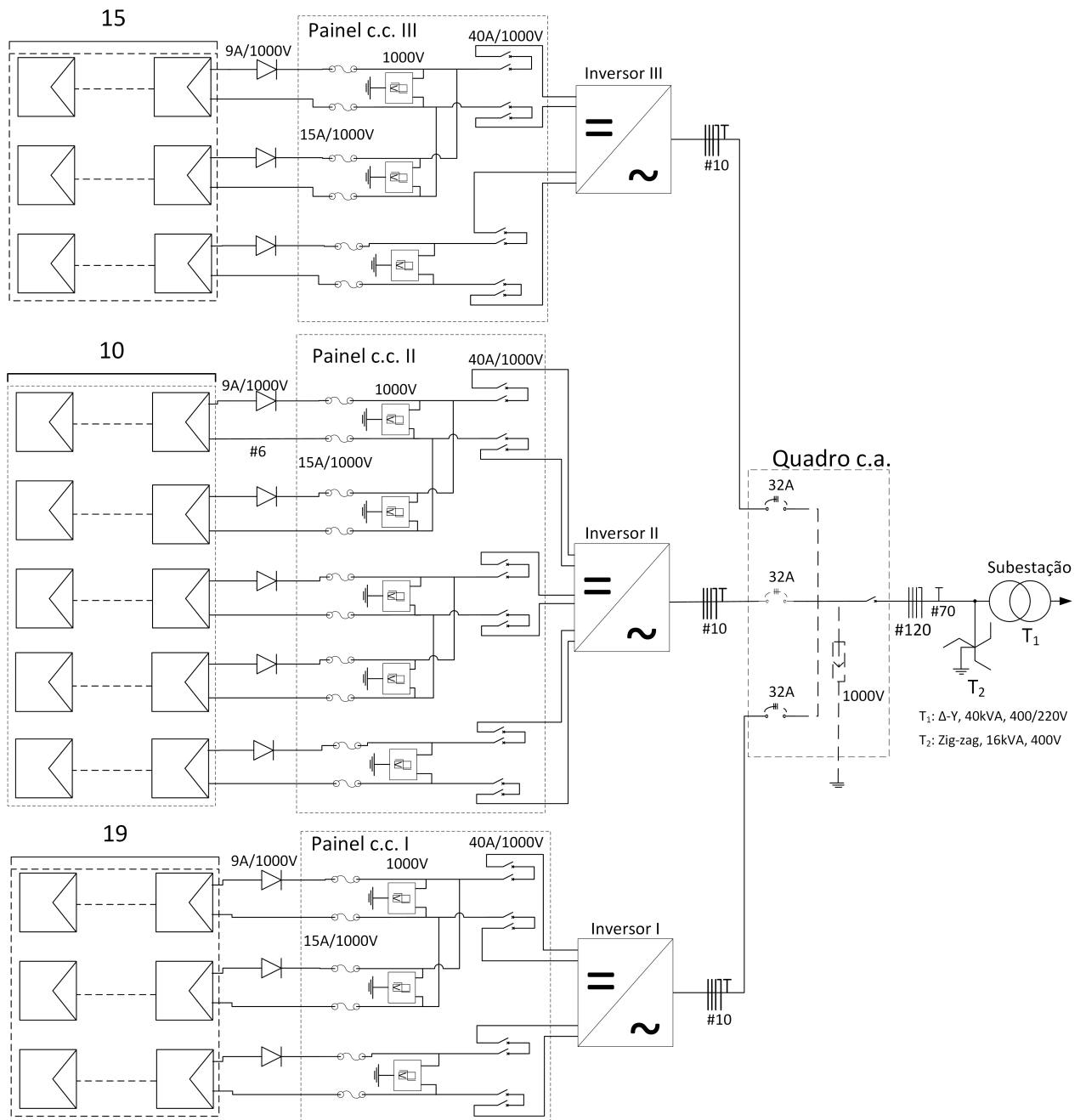
Figura C.1 – UFV TESLA: (a) vista superior da EEUFMG; (b) usina; (c) estação meteorológica; (d) célula de referência; (e) sala dos inversores vista I e vista II (f).



Fonte: o autor

Na UFV TESLA foram usados 152 painéis de silício policristalino de 245 Wp cada, totalizando mais de 37 kWp . Para avaliação de diferentes tecnologias de inversores

Figura C.2 – Diagrama elétrico da UFV TESLA.



Fonte: o autor

fotovoltaicos foram adotados três inversores de fabricantes distintos. A Tabela C.3 apresenta as principais características dos inversores utilizados na usina. A Tabela C.4 descreve a característica de associação dos painéis em cada um dos inversores.

Figura C.3 – Características dos inversores.

Inversor	I	II	III
Potência de pico [kW _p]	15	12	12
Faixa de tensão MPPT [V]	250 – 850	230 – 500	440 – 800
Tensão máx. de entrada [V]	950	600	1000
Corrente máx. de entrada [A]	42	55,6	36
Número de MPPTs	2	1	2
Tensão de saída c.a. [V]	400	400	400

Fonte: o autor

Figura C.4 – Características de associação dos painéis.

Parâmetro	Instalação		
	I	II	III
Número de painéis por <i>string</i>	19	10	15
Número de <i>strings</i> em paralelo	3	5	3
Potência de pico total [kW _p]	13,965	12,25	11,025
Tensão de máxima potência – V _{mpp} [V]	573,8	302	453
Corrente de máxima potência – I _{mpp} [A]	24,33	40,55	24,33

Fonte: o autor

C.3 Resultados do Sistema Supervisório

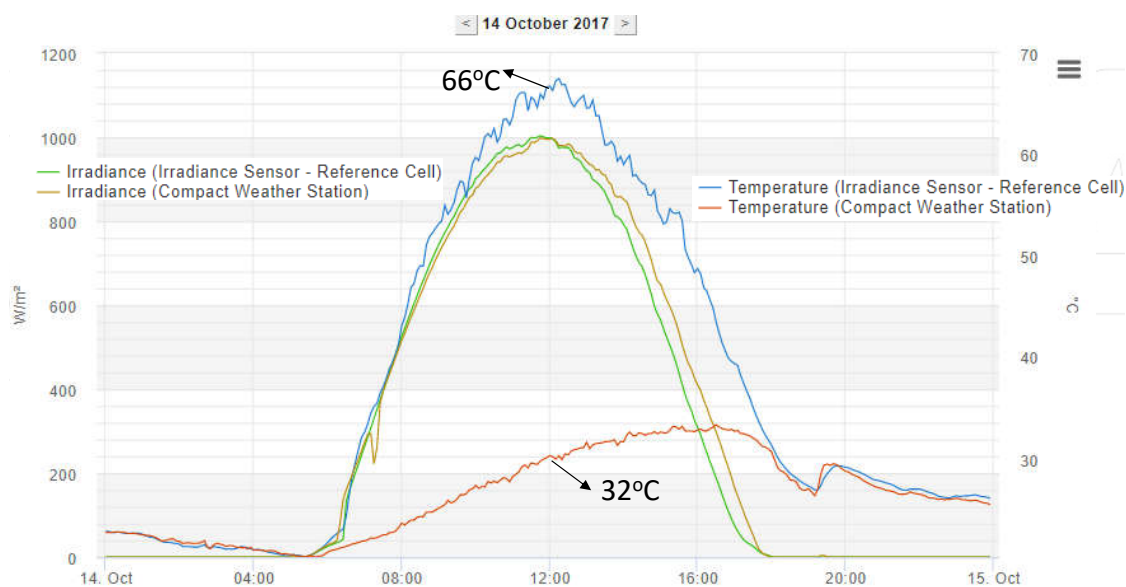
A usina possui um sistema supervisório com interface serial RS485 e taxa de atualização de 5 minutos. São monitorados os seguintes dispositivos:

- Estação meteorológica (temperatura, irradiância/radiância global, temperatura, velocidade do vento, umidade etc.);
- Célula de referência (irradiância/radiância global e temperatura);
- Quadros c.c. (medição de corrente);
- Inversores (potência, tensão e corrente no lado c.c. e c.a.);
- Analisador de Qualidade da Energia Elétrica na rede c.a. (valor eficaz de tensão e corrente, frequência elétrica, potência ativa, reativa e aparente, TDH_v, TDH_i etc).

A UFV TESLA possui uma base de dados da estação meteorológica e célula de referência à partir de fevereiro/2016. Já os dados da produção de energia elétrica da usina passaram a ser registrados à partir de outubro/2016, com a operação de todos os inversores.

A Figura C.8 ilustra a irradiância global medida pela estação meteorológica e no plano da célula de referência, para o dia 14 de outubro de 2017. Na mesma figura também é apresentada a temperatura ambiente e dentro da célula de referência, que se equivale a temperatura interna dos painéis de silício da usina. Pode-se notar que a máxima irradiância medida está em torno de 1000 W/m^2 para às 12 horas. Nesse mesmo horário a temperatura ambiente está em 32°C , com um temperatura interna nos painéis da usina de 66°C .

Figura C.5 – Curva de irradiância e temperatura fornecida pela estação meteorológica e sensor de referência.



Fonte: o autor

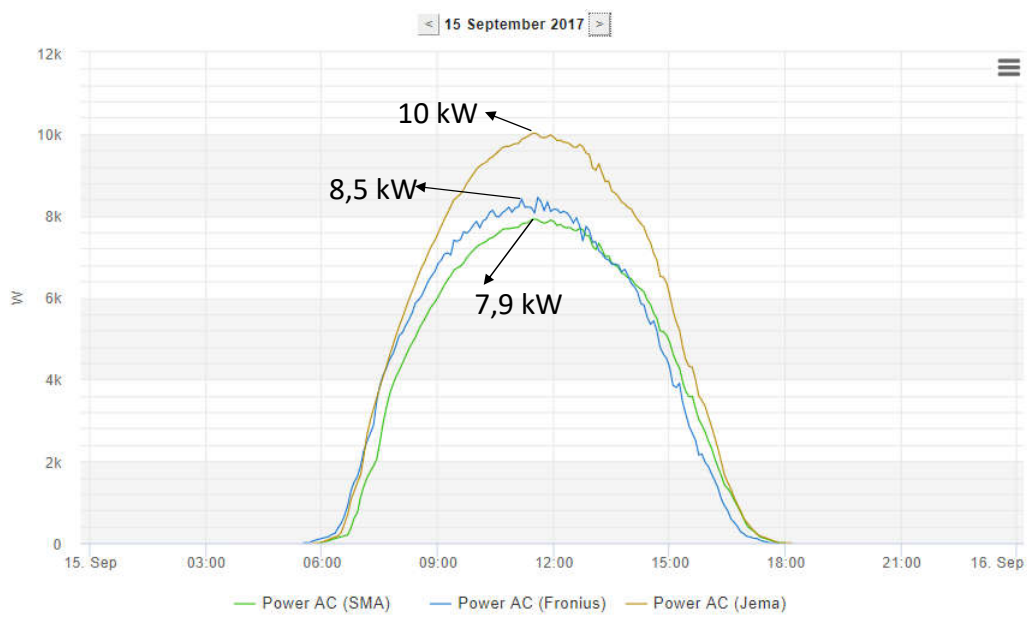
Já na Figura C.6 é apresentada a potência ativa medida na saída de cada um dos inversores da usina, ao longo do dia 15 de setembro de 2017. Por volta das 12 horas, ocorre a maior injeção de potência ativa na rede. O inversor de maior capacidade nominal da usina injeta 10 kW na rede, enquanto os outros dois produzem $8,5 \text{ kW}$ e $7,9 \text{ kW}$ respectivamente.

Por último, na Figura C.7 é ilustrada produção de potência ativa da usina com o valor eficaz das tensões fase-neutro. Por voltas das 9 horas da manhã, a usina injeta $21,5 \text{ kW}$ na rede com uma tensão eficaz média entre fases igual a 235 V . Porém, ocorre uma interrupção do fornecimento da energia elétrica pela CEMIG, acarretando no desligamento dos inversores pela detecção de ilhamento. Mas por volta das 12 horas, após um período de 3 horas o fornecimento de energia é restabelecido pela CEMIG, fazendo com que a tensão nominal seja restabelecida com injeção de $26,5 \text{ kW}$ na rede pelos inversores da usina.

C.4 Produção de Energia Elétrica

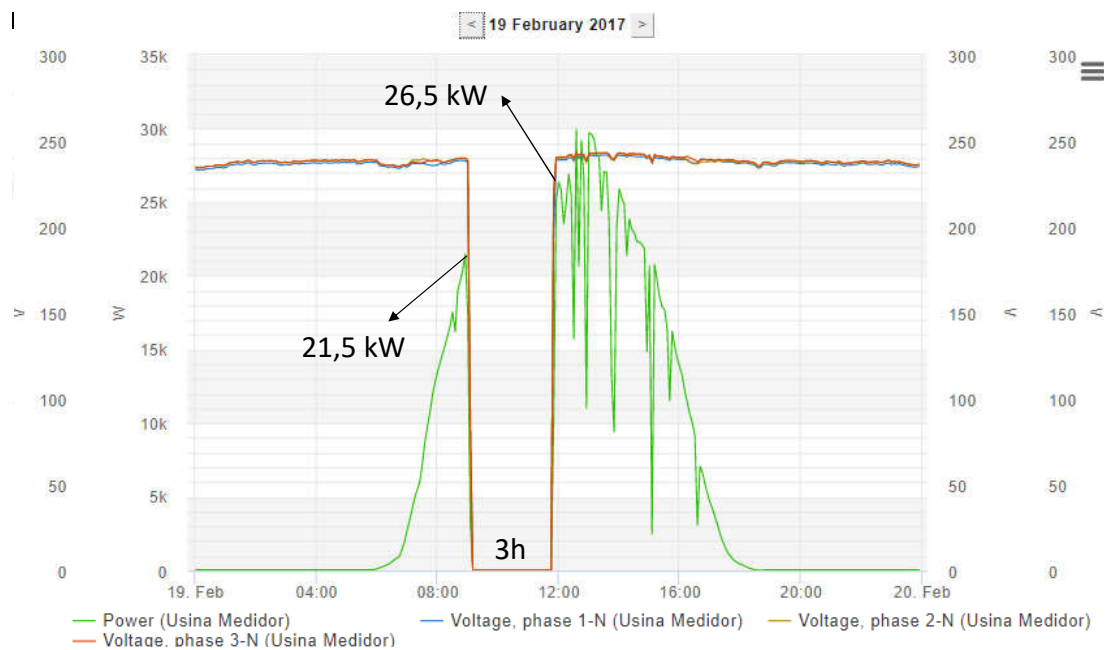
Durante a etapa de projeto da UFV TESLA foram realizadas simulações utilizando o software PVsyst (versão 6) para estimar a produção de energia ao longo de um ano de

Figura C.6 – Potência injetada na rede elétrica por cada inversor da usina.



Fonte: o autor

Figura C.7 – Interrupção de fornecimento de energia elétrica pela CEMIG.



Fonte: o autor

operação. A Figura C.8 apresenta uma comparação entre a energia produzida e estimada por *software*. Já na Figura C.9 é ilustrado um comparação entre a energia acumulada medida e prevista por *software*.

Conforme ilustram a Figura C.8 e a Figura C.9, a geração real medida ficou bem próxima da estimada, sendo que no período de 11/17 à 01/18 a produção total foi de

63MWh contra uma previsão de 60,4 MWh da simulação do PVsyst. Vale destacar que no intervalo avaliado foram registrados oito meses cuja geração foi superior à esperada, sendo que nos meses de janeiro, março e outubro de 2017 os resultados excederam em muito a expectativa.

Figura C.8 – Produção de energia por mês pela UFV TESLA.

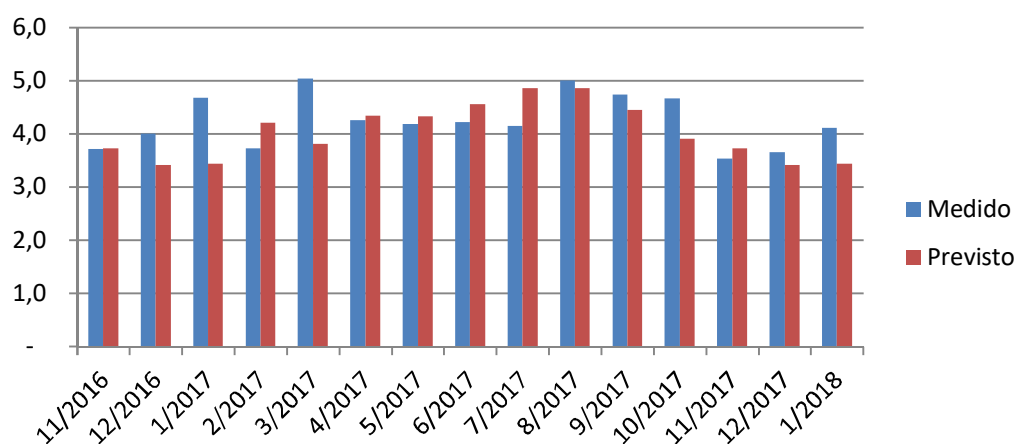
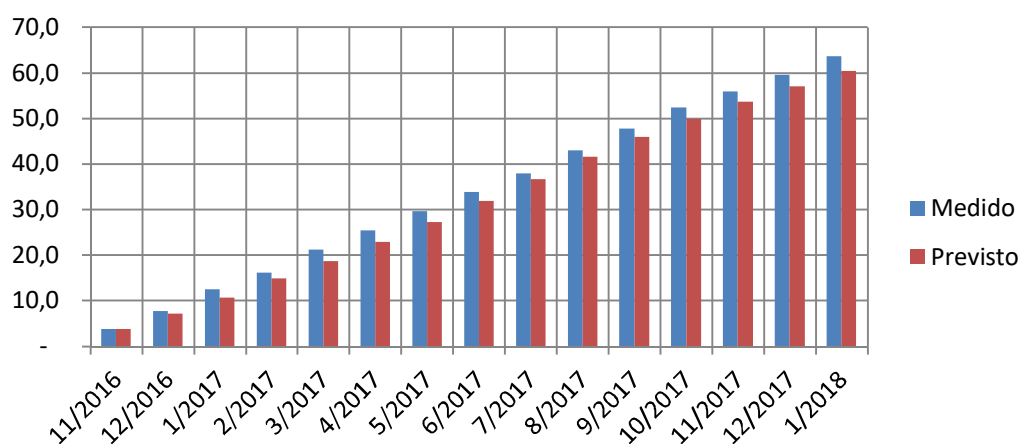


Figura C.9 – Produção de energia acumulada pela UFV TESLA.



C.5 Considerações Finais

Este apêndice apresentou a UFV TESLA instalada na cobertura do Bloco I da EEUFMG. Foram apresentados os resultados de geração de energia ao longo de um ano de operação e comparados com a previsão do software PVsyst. Nesse primeiro ano e três meses de operação a usina apresentou um ótimo desempenho de operação, com geração de energia superior à prevista em alguns meses. Atualmente a usina está em fase de expansão, com o uso de painéis orgânicos (OPV) em uma área especial reservada. Além disso, será instalada uma nova estação meteorológica mais completa e uma câmera de alta resolução para criar um sistema para previsão de geração distribuída fotovoltaica.

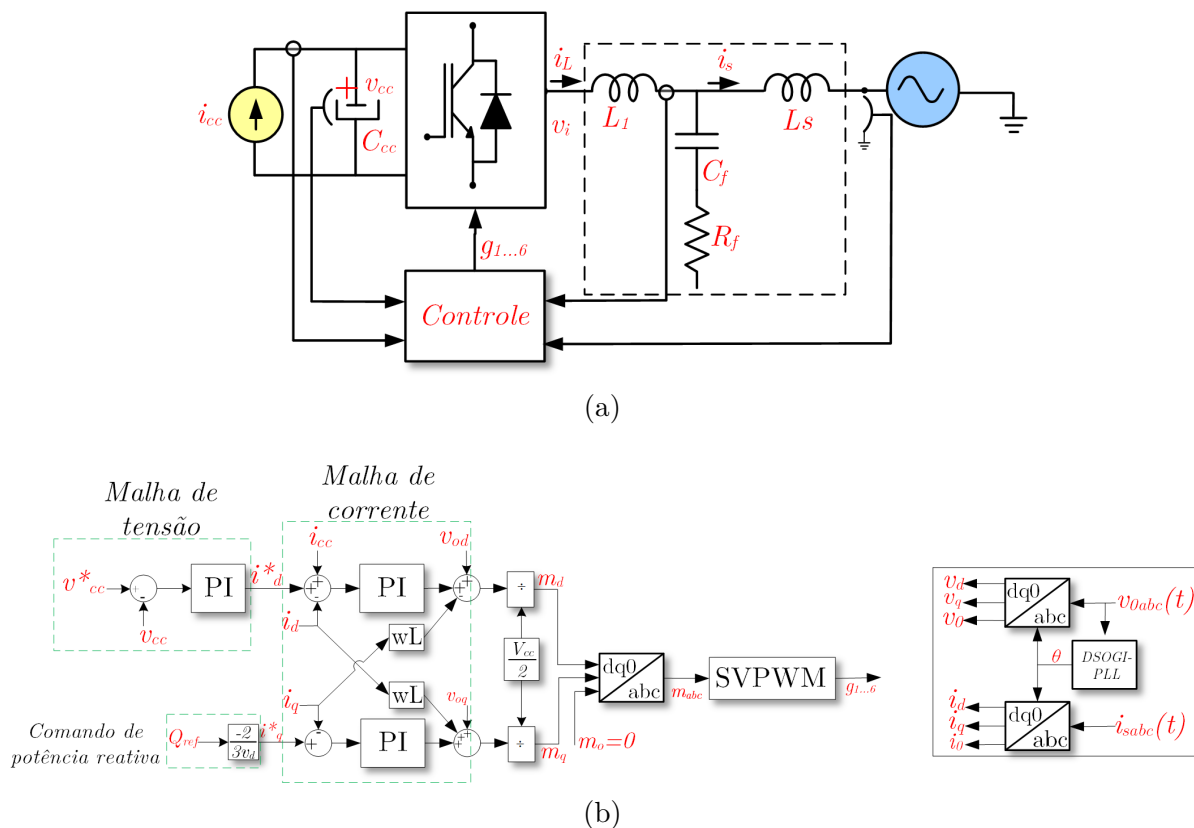
APÊNDICE D – Projeto dos Controladores

Este apêndice tem como objetivo apresentar o dimensionamento das malhas de controle do conversor supridor de rede e formador de rede. Primeiramente é tratado a malha para controle de tensão do barramento c.c. do VSI e da malha de corrente no sistema de coordenadas $dq0$ para o supridor de rede. Por fim, é apresentado o controle do formador de rede em coordenadas naturais (abc), com o controlador PI e controle repetitivo para a malha de tensão, e proporcional para a malha de corrente.

D.1 Malhas de Controle do Supridor de Rede

Nesta seção é tratado o dimensionamento dos controladores do supridor de rede com a configuração apresentada na Figura D.1(a). Todo o controle é feito em coordenadas $dq0$ no referencial síncrono.

Figura D.1 – Estrutura do conversor supridor de rede: (a) configuração; (b) malhas de controle.



Fonte: o autor

As malhas de controle ilustradas na Figura D.1(b) são:

- Malha de corrente;
- Malha de tensão do barramento c.c.

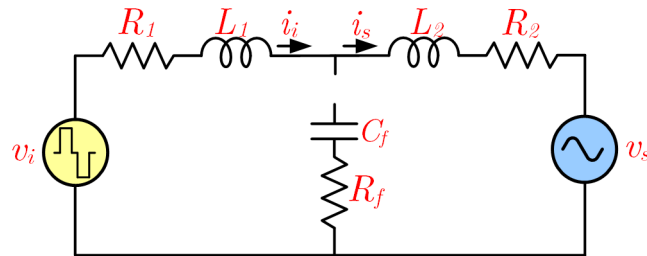
O controle dos reativos do suprridor de rede é feito com um comando para a malha de i_q , com operação em malha aberta do conversor. A seguir é apresentada uma metodologia para o projeto de cada malha de controle do suprridor de rede.

D.1.1 Malha de Corrente do Supridor de Rede

Para que o inversor do suprridor de rede opere como fonte de corrente é de fundamental importância o desenvolvimento do projeto dos controladores da malha de corrente. Será apresentada uma metodologia que utiliza a corrente do indutor L_1 , convencionada como i_i .

Inicialmente serão obtidas as equações do VSI no domínio do tempo, considerado que a impedância do capacitor no filtro LCL é muito elevada na frequência fundamental, o que o caracteriza como um circuito aberto (WANG et al., 2012). A partir do circuito equivalente por fase apresentado na Figura D.2 tem-se a Equação D.1.

Figura D.2 – Circuito equivalente por fase do inversor e da rede elétrica na frequência fundamental.



Fonte: o autor

$$v_i(t) = Ri_s(t) + L \frac{di_s(t)}{dt} + v_s(t) \quad (D.1)$$

Onde: $R = R_1 + R_2$ e $L = L_1 + L_2$.

Transformado a Equação D.1 para o referencial $\alpha\beta 0$ usando a transformação de Clark tem-se:

$$v_{\alpha\beta 0}(t) = [C]v_{abc} \longrightarrow v_{abc}(t) = [C]^{-1}v_{\alpha\beta 0}$$

$$[C]^{-1}v_{i(\alpha\beta 0)} = R[C]^{-1}i_{s(\alpha\beta 0)}(t) + L \frac{d([C]^{-1}i_{s(\alpha\beta 0)})}{dt} + [C]^{-1}v_{s(\alpha\beta 0)}$$

$$v_{i(\alpha\beta 0)} = R i_{s(\alpha\beta 0)}(t) + L \frac{di_{s(\alpha\beta 0)}}{dt} + v_{s(\alpha\beta 0)} \quad (\text{D.2})$$

Convertendo a Equação D.2 do referencial $\alpha\beta 0$ para $dq0$ usando a transformação de Park é possível obter as seguintes equações:

$$v_{dq0}(t) = [P]v_{abc} \longrightarrow v_{abc}(t) = [P]^{-1}v_{dq0}$$

$$[P]^{-1}v_{i(dq0)} = R[P]^{-1}i_{s(dq0)}(t) + L \frac{d([P]^{-1}i_{s(dq0)})}{dt} + [P]^{-1}v_{s(dq0)}$$

$$P = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \text{sen}(\omega t) & 0 \\ -\text{sen}(\omega t) & \cos(\omega t) & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$P^{-1} = \begin{bmatrix} 0 & \cos(\omega t) & -\text{sen}(\omega t) \\ 0 & \text{sen}(\omega t) & \cos(\omega t) \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\frac{dP^{-1}}{dt} = \begin{bmatrix} 0 & -\text{sen}(\omega t) & -\cos(\omega t) \\ 0 & \cos(\omega t) & -\text{sen}(\omega t) \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$[P]^{-1}v_{i(dq0)} = R[P]^{-1}i_{s(dq0)}(t) + L[P]^{-1} \frac{di_{s(dq0)}}{dt} + Li_{s(dq0)} \frac{d([P]^{-1})}{dt} + [P]^{-1}v_{s(dq0)} \quad (\text{D.3})$$

Rearranjando a Equação D.3 a mesma fica da seguinte forma:

$$v_{i(dq0)} = R i_{s(dq0)}(t) + L \frac{d(i_{s(dq0)})}{dt} + Li_{s(dq0)} \frac{d([P]^{-1})}{dt} [P] + v_{s(dq0)}$$

$$v_{i(dq0)} = R i_{s(dq0)} + v_{s(dq0)} + L \frac{di_{s(dq0)}}{dt} + Lw \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{s0} \end{bmatrix}$$

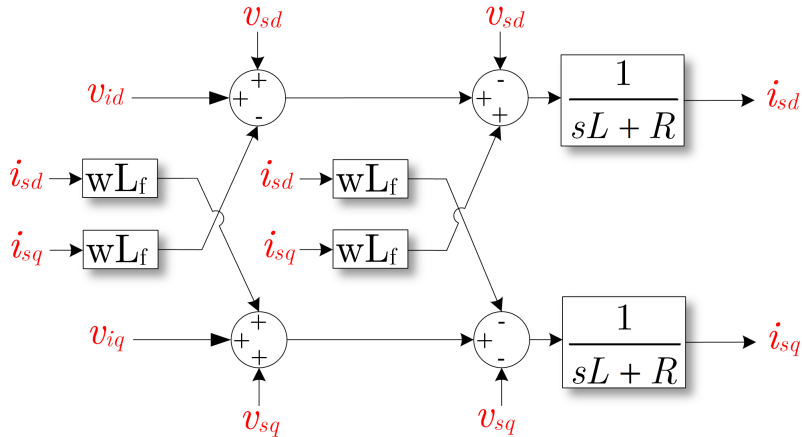
$$v_{id} = R i_{sd}(t) + L \frac{di_{sd}}{dt} + v_{sd} - wL i_{sq} \quad (\text{D.4})$$

$$v_{iq} = R i_{sq}(t) + L \frac{di_{sq}}{dt} + v_{sq} + wL i_{sd} \quad (\text{D.5})$$

$$v_{i0} = R i_{s0}(t) + L \frac{di_{s0}}{dt} + v_{s0} \quad (\text{D.6})$$

Nas Equações D.4 e D.5 é possível verificar a existência de um acoplamento cruzado com os termos wLi_{sq} e wLi_{sd} , além da dependência com v_{sd} e v_{sq} . Já na Equação D.6 só existe a dependência com o termo v_{s0} . Realimentado as malhas com o sinal oposto dos termos cruzados de corrente e tensão com uma ação *feedforward* é possível obter o diagrama de blocos da Figura D.3.

Figura D.3 – Desacoplamento das malhas com ação *feedforward*.



Fonte: o autor

Assim, são obtidas as funções de transferência em malha aberta no domínio de Laplace.

$$\frac{i_{sd}(s)}{v_{id}(s)} = \frac{i_{sq}(s)}{v_{iq}(s)} = \frac{1}{sL+R} \quad (D.7)$$

A partir da Equação D.7 é possível observar que a função de transferência para o controle da corrente na saída do filtro é de primeira ordem. Para incrementar a velocidade de operação da malha é utilizado um controlador PI, conforme o diagrama de blocos da Figura D.4. Como o VSI não possui neutro não é necessário controlar a componente de sequência zero da corrente.

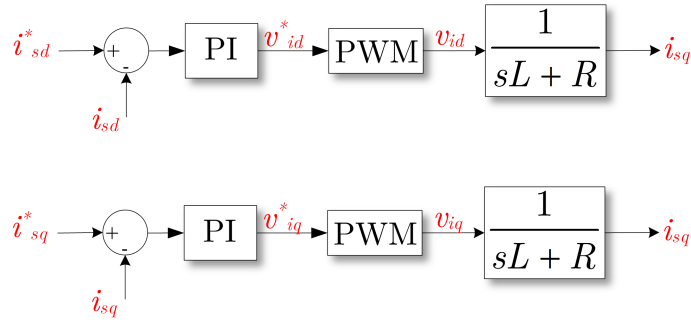
Desprezando o efeito do PWM ($v_{id}^* = v_{id}$ e $v_{iq}^* = v_{iq}$) é possível determinar a função de transferência de malha fechada. Será utilizado um controlador PI com a seguinte função de transferência:

$$G_i(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (D.8)$$

Reescrevendo a Equação D.8 a mesma fica da seguinte forma:

$$G_i(s) = K_p \left(\frac{1 + \zeta_i s}{\zeta_i s} \right), K_i = \frac{K_p}{\zeta_i} \quad (D.9)$$

Figura D.4 – Controle de corrente em malha fechada.



Fonte: o autor

Obtendo a função de transferência de malha aberta (FTMA) da Figura D.4 tem-se:

$$FTMA = K_p \left(\frac{1 + \zeta_i s}{\zeta_i s} \right) \left(\frac{1}{sL + R} \right) = \frac{K_p}{R\zeta_i s} \quad (D.10)$$

Onde: $\zeta_i = \frac{L}{R}$

Desenvolvendo a função de transferência de malha fechada (FTMF) da Figura D.4 é possível obter:

$$FTMF = \frac{i_{sd}^*(s)}{i_{sd}(s)} = \frac{i_{sq}^*(s)}{i_{sq}(s)} = \frac{1}{s\tau_i + 1} \quad (D.11)$$

Onde: $\tau_i = \frac{L}{R}$

Para definir os ganhos K_p e K_i da malha de corrente será utilizado a técnica de alocação de polos. A frequência de corte (w_c) da função de transferência de malha fechada apresentada na Equação D.11 é dada por:

$$w_c = \frac{1}{\tau_i} \quad (D.12)$$

Para eliminar o efeito dos harmônicos do chaveamento na malha de controle é adotado uma frequência de corte igual a $(\frac{1}{10})$ da frequência de chaveamento do inversor (YAZDANI; IRAVANI, 2010). Deste modo o ganho K_p e K_i do controlador PI é obtido por meio das equações:

$$K_p = w_c L \quad (D.13)$$

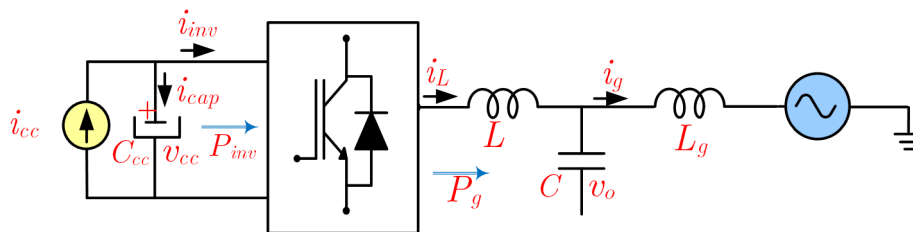
$$K_i = w_c R \quad (D.14)$$

D.1.2 Controle de Tensão no Barramento C.C. do Supridor de Rede

Quando o a fonte primária conectada ao barramento c.c. do CSR é do tipo fonte de corrente é necessário garantir que a tensão fique estabilizada, por meio de um comando de corrente de eixo direto. Desse modo é garantido que a energia seja transferida do capacitor para a rede elétrica, ou vice-versa, mantendo a operação do conversor.

Desprezando as perdas no inversor do supridor de rede, tem-se a seguinte modelagem do barramento c.c. do VSI, conforme apresentado na Figura D.5 (ANTUNES; SILVA; FILHO, 2016).

Figura D.5 – Modelo do barramento c.c. do VSI.



Fonte: o autor

A equação no domínio do tempo que descreve o barramento c.c. é:

$$i_{cc} - i_{inv} = C_{cc} \frac{dV_{cc}}{dt} \quad (D.15)$$

Convertendo a Equação D.16 para o domínio *Laplace* tem-se:

$$i_{cc}(s) - i_{inv}(s) = sC_{cc}v_{cc} \quad (D.16)$$

Desprezando as perdas no inversor e considerando a operação em regime permanente (tensão no barramento c.c. constante) tem-se:

$$P_{inv} = P_g$$

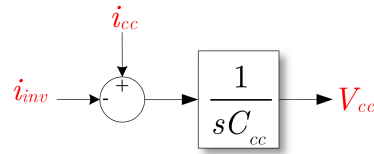
$$V_{cc}i_{inv} = \frac{3v_d i_d}{2}$$

$$i_{inv} = \frac{3v_d i_d}{2v_{cc}} \quad (D.17)$$

O diagrama de blocos do barramento c.c. é apresentado na Figura D.6.

O controle do barramento c.c. é feito por meio de uma malha de controle de tensão com controlador PI, em cascata com a malha de corrente. Será considerado que a malha de

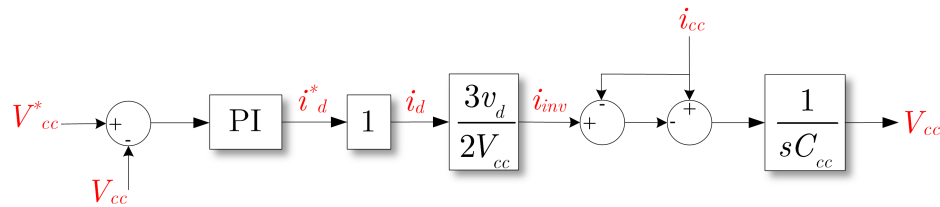
Figura D.6 – Diagrama de blocos do barramento c.c. do supridor de rede.



Fonte: o autor

corrente é muito mais rápida que a de tensão, e assim a sua dinâmica pode ser desprezada. Será feito o cancelamento do efeito da perturbação da corrente i_{inv} com sua realimentação, conforme ilustrado na Figura D.7, o que garante uma boa resposta dinâmica ao sistema.

Figura D.7 – Diagrama de blocos de malha fechada do controle da tensão do barramento c.c.



Fonte: o autor

A FTMA da Figura D.7 é dada por:

$$FTMA = \frac{(sK_p + K_i)G}{s^2C_{cc}} \quad (D.18)$$

Onde: $G = \frac{-3v_d}{2V_{cc}}$

Já a FTMF é dada por:

$$FTMF = \frac{V_{cc}^*(s)}{V_{cc}(s)} = \frac{sGK_p + K_iG}{s^2C_{cc} + sGK_p + K_iG} \quad (D.19)$$

Para o projeto do controlador da malha de tensão será utilizado a técnica de alocação de polos. Os polos da malha de tensão w_{c1} e w_{c2} são alocados com separação de uma década, sendo que o polo mais rápido tem um frequência igual a uma década da frequência de corte da malha de corrente. Os ganhos do controlador PI da malha de tensão do barramento c.c. do VSI são então definidos como:

$$K_p = \frac{(w_{c1} + w_{c2})C_{cc}}{G} \quad (D.20)$$

$$K_i = \frac{w_{c1}w_{c2}C_{cc}}{G} \quad (\text{D.21})$$

D.1.3 Comando de Potência Ativa e Reativa do Supridor de Rede

Em coordenadas $dq0$ no referencial síncrono as relações de potência ativa e reativa são definidas como (HUANG et al., 2014):

$$P = \frac{3}{2}(v_d i_d + v_q i_q) \quad (\text{D.22})$$

$$Q = \frac{3}{2}(v_q i_q - v_d i_d) \quad (\text{D.23})$$

Em um sistema elétrico a componente de tensão de quadratura (v_q) é nula, e assim analisando a Equação D.23 é possível verificar que a potência reativa é proporcional a corrente de eixo em quadratura (i_q) e a tensão de eixo direto (v_d). Para que o sistema não absorva/injete potência reativa da rede elétrica basta definir $Q_{ref} = 0$, que será gerada uma corrente i_{qref} nulo para a malha de corrente de eixo em quadratura (SUYATA; PO-NGAM, 2014; ROCABERT et al., 2012).

Observando a Equação D.22 também é possível fazer uma relação entre o comando de potência ativa e a corrente de eixo direto (i_d). Assim, também é possível estabelecer uma malha de potência ativa, quando no barramento c.c. do VSI é conectada uma fonte primária do tipo fonte de tensão, como definido no supridor de rede na topologia II.

D.2 Malhas de Controle do Formador de Rede

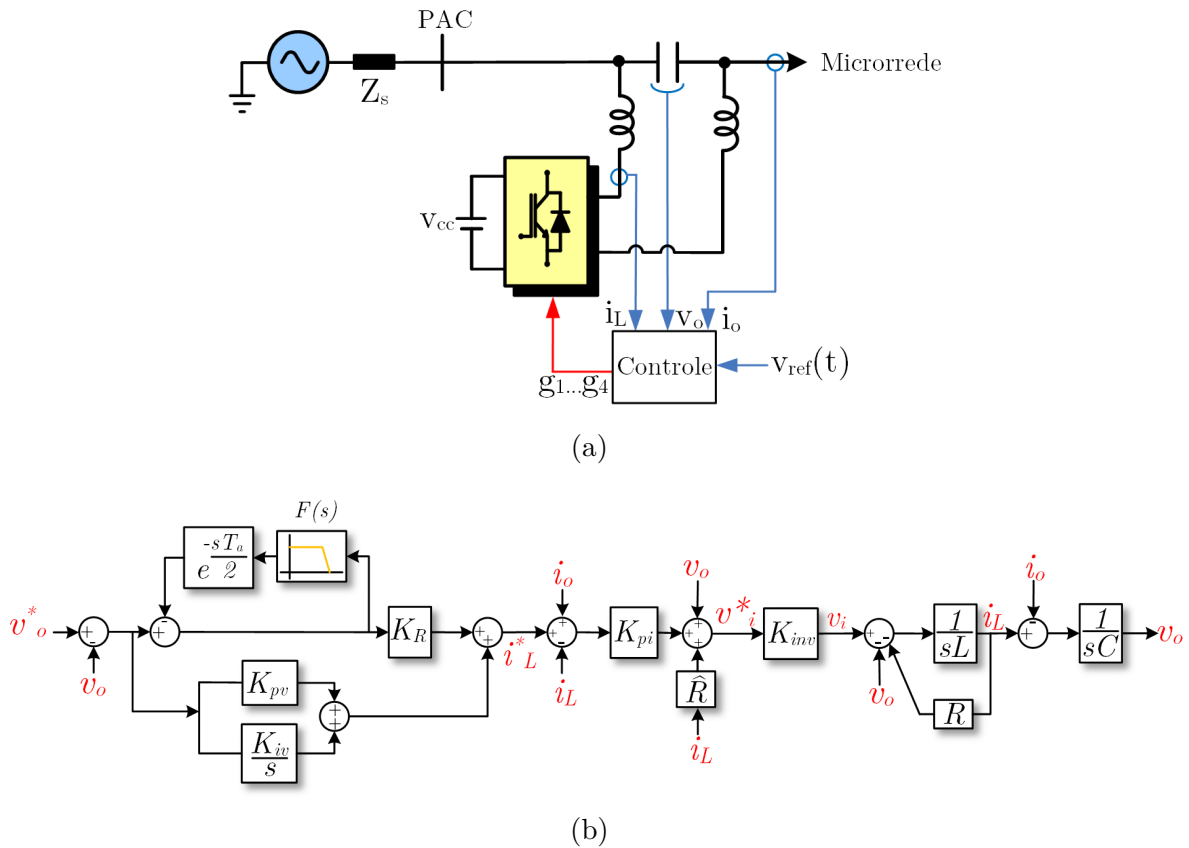
Nesta seção será detalhado o dimensionamento dos controladores da malha de tensão e corrente do formador de rede monofásico apresentado na Figura D.8a. Todo o controle é feito em coordenadas naturais (abc), com a estrutura de controle definida na Figura D.8b.

Para o controle do conversor é utilizado um CR e PI em paralelo para a malha de tensão em cascata com a malha de corrente, que possui um controlador P.

D.2.1 Malha de Corrente do Formador de Rede

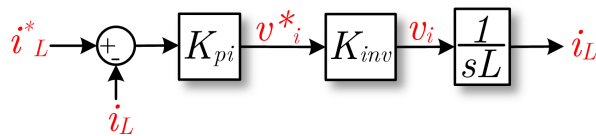
Para o projeto da malha de corrente é desativado a malha de tensão. A Figura D.9 apresenta a malha de corrente com controlador P já com cancelamento das realimentações internas.

Figura D.8 – Diagrama de controle do formador de rede: (a) configuração por fase; (b) malha de controle.



Fonte: o autor

Figura D.9 – Malha de controle de corrente do formador de rede.



Fonte: os autores

Desconsiderando o efeito do PWM ($v_i^* = v_i$) fazendo $K_{inv}=1$ é possível obter a FTMF definida na Equação D.24.

$$FTMF = \frac{i_L^*(s)}{i_L(s)} = \frac{K_p}{sL + K_p} = \frac{1}{s\rho_i + 1} \quad (D.24)$$

Onde: $\rho_i = \frac{L}{K_p}$

O ganho do controlador P para a malha de corrente é calculado por meio da técnica de alocação de polos com a Equação D.25. É adotado uma frequência de corte (w_{ci}) igual

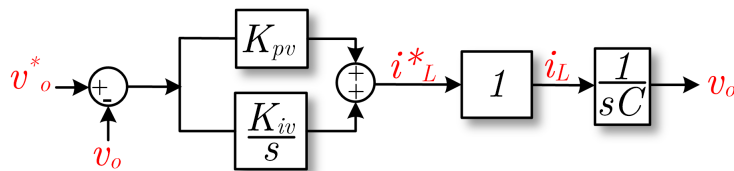
a $(1/10)$ da frequência de chaveamento do formador de rede (YAZDANI; IRAVANI, 2010).

$$K_{pi} = w_{ci}L \quad (D.25)$$

D.2.2 Malha de Tensão do Formador de Rede

Considerando que a malha de corrente é muito mais rápida que a de tensão ($i_L^* = i_L$), é possível obter o seguinte diagrama de blocos de controle para a malha de tensão do formador de rede ilustrado na Figura D.10.

Figura D.10 – Malha de controle de tensão do formador de rede.



Fonte: os autores

A FTMF de tensão pode ser calculada a partir da Figura D.6

$$FTMF = \frac{v_o^*(s)}{v_o(s)} = \frac{sK_{pv} + K_{iv}}{s^2C + sK_{pv} + K_{iv}} \quad (D.26)$$

Para o cálculo dos ganhos do controlador PI é utilizado a técnica de alocação dos polos da FTMF. O polo mais rápido (w_{cv1}) possui frequência de corte igual a $(1/5)$ da frequência da malha de corrente (w_{ci}). Já o polo mais lento (w_{cv2}) tem frequência igual a $(1/5)$ do polo mais rápido da malha de tensão (w_{cv1}) (SILVA, 1999). O polo mais rápido define a frequência de corte da malha de tensão, o que permite definir qual a frequência de um sinal periódico que o conversor será capaz de rastrear ou rejeitar. As seguintes expressões para os ganhos do controlador podem ser obtidas:

$$K_{pv} = (w_{cv1} + w_{cv2})C \quad (D.27)$$

$$K_{iv} = w_{cv1}w_{cv2}C \quad (D.28)$$

D.2.3 Projeto do Controlador Repetitivo

Para o projeto do CR é necessário definir o ganho K_r e o filtro passa-baixa que irá limitar a faixa de passagem da malha de tensão, garantindo a estabilidade do sistema. Segundo Silva (2012) o filtro deve possuir frequência de corte (w_c) inferior a frequência de

corde da malha de corrente (w_{c_i}). Outro ponto que deve ser destacado é que o filtro deve possuir característica de fase nula, para não deslocar os polos do CR. O filtro escolhido possui a seguinte função de transferência definida na Equação D.29.

$$F(s) = \frac{1}{\frac{s^2}{w_c^2} + 2\varepsilon\frac{s}{w_c} + 1} \quad (\text{D.29})$$

O filtro passa-baixa definido anteriormente na Equação D.29 não atende as características de projeto desejada, com fase nula até a sua frequência de corte. Um modo de corrigir é adicionar um avanço de fase ao controlador repetitivo ($e^{s\tau}$), garantindo ao filtro que o mesmo seja causal em seu projeto e possua resposta de fase desejada.

Seja um inversor monofásico com frequência de chaveamento igual 15360 Hz, operando como uma fonte de tensão senoidal e com frequência fundamental de 60Hz. Como definido nas seções anteriores, a frequência de corte da malha de corrente deve ser igual a 1536 Hz. Desse modo, um filtro $F(s)$ com frequência de corte igual 768 Hz atende os requisitos de projeto. Na Figura D.11a é apresentada a resposta em frequência do filtro $F(s)$, sem e com a adição do avanço $e^{s\tau}$ considerando ε igual a 0.7.

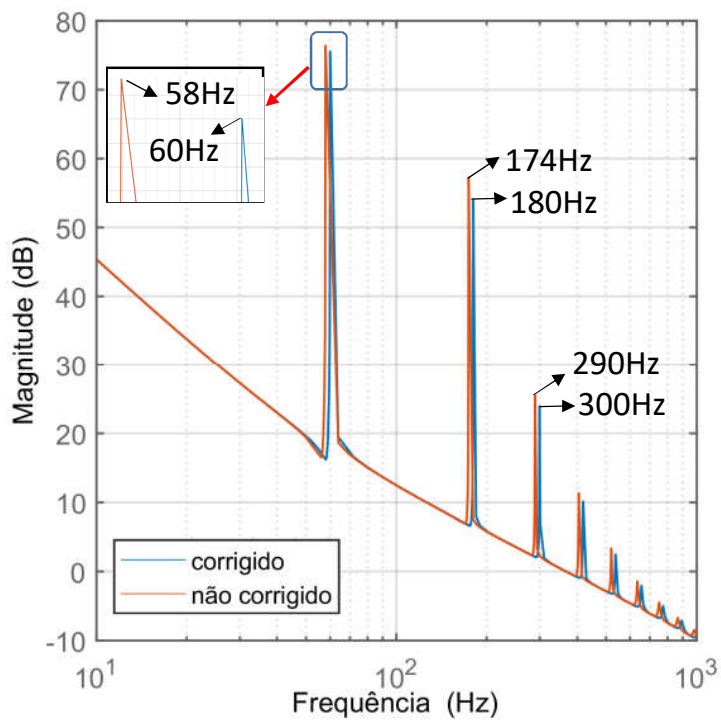
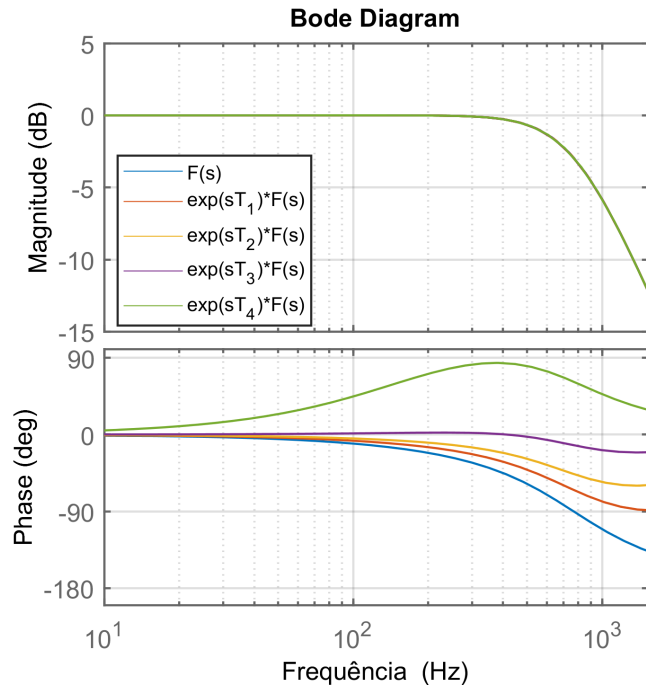
A partir da resposta em frequência de $F(s)$ é possível notar que com a adição do avanço não há alteração na resposta do seu módulo. Porém, para a banda de passagem analisada igual a frequência de corte do filtro, o aumento do avanço garante a manutenção da fase nula. Com T_3 igual a $(1/25)$ do período da frequência fundamental a condição é assegurada. Porém, quando o CR é associado ao PI ocorre novamente um deslocamento dos seus polos, pois esse controlador possui uma resposta que provê o avanço de fase. Desse modo é necessário esboçar a FTMA definida na Equação D.30 e definir o avanço de fase (T_{comp}) que garante a realocação dos polos.

$$FTMA = \left(K_{pv} + \frac{K_{iv}}{s} + \frac{K_r}{1 + e^{\frac{-s(T-T_{comp})}{2}}} \right) \left(\frac{K_{pi}}{sL + K_{pi}} \right) \left(\frac{1}{sC} \right) \quad (\text{D.30})$$

Na Figura D.11(b) tem-se a resposta em frequência da FTMA sem e com a adição do avanço de fase. É possível notar que com a adição do avanço de fase T_{comp} igual a $(1/55)$ do período da frequência fundamental os polos do CR são realocados, e ficam sendo múltiplos inteiros da fundamental.

De posse dos parâmetros do filtro de saída do formador de rede com os ganhos dos controladores de tensão e corrente é possível definir o ganho K_r que garanta uma rápida resposta transitória, sem que haja saturação do PWM. Segundo Silva (2012) para o cálculo de K_r deve ser esboçado a FTMA do formador de rede, utilizando como parâmetro balizador a margem de fase. O aumento do ganho K_r causa o incremento da faixa de passagem da malha de tensão, e deve ser avaliado em conjunto com a malha de corrente.

Figura D.11 – Controle repetitivo com filtro passa-baixa: (a) reposta de $F(s)$ com compensação do avanço de fase, com $T_1=(T/90)s$ e $T_4=(T/5)s$; (b) diagrama de bode da FTMF do CR com K_r igual a 0,1.



Fonte: o autor

Isso se ao fato de que um elevado K_r pode fazer com que a malha de tensão produza uma referência que a malha de corrente não possa sintetizar.

D.2.4 Avaliação dos Controladores do Formador de Rede

Após a definição de todos os ganhos do controlador é possível avaliar o projeto dos controladores do conversor formador de rede por meio da rigidez dinâmica, derivada da teoria de máquinas elétricas em c.c. Esse conceito define que deve ser definida a relação $\frac{i_s(o)}{v_o(s)} \Big|_{v_o^*=0}$ e verificado o quanto de corrente na saída é capaz de perturbar a saída de tensão em 1 V (SILVA, 1999; SILVA, 2012). A expressão que define a rigidez dinâmica do formador de rede com filtro LC, e controladores de tensão e corrente são definidas pelas seguintes equações:

$$\frac{i_o(s)}{v_o(s)} = -\frac{sL}{s^2LC + C_i(s)C + C_i(s)[R(s) + C_v(s)]} \quad (\text{D.31})$$

$$C_v(s) = K_{pv} + \frac{K_{pv}}{s} \quad (\text{D.32})$$

$$C_i(s) = K_{pi} \quad (\text{D.33})$$

$$R(s) = \frac{1}{1 + e^{-s\frac{T}{2}}} \quad (\text{D.34})$$

APÊNDICE E – Simulação em Tempo Real - Typhoon HIL 600

Neste apêndice é apresentado o simulador em tempo real utilizado para validação da estratégia de controle do conversor multifuncional. Primeiramente é feita uma breve introdução sobre o tema, com posteriormente concepção do princípio de operação do simulador em tempo real. Por último, são descritas as principais características do Typhoon HIL 600.

E.1 Introdução

O desenvolvimento de conversores de potência pode ser dividido em três etapas. Inicialmente tem-se a fase de projeto e montagem do protótipo, seguida pela etapa em que é feito o desenvolvimento do controle para o conversor, por meio de um processador digital de sinais. Por fim, é avaliada a operação plena do conversor, com testes que envolvem o controle desenvolvido.

A etapa de desenvolvimento do controle é feita inicialmente por meio de simulações, que pode não ser fidedigna à planta real do conversor de potência. Os testes finais que envolvem a operação plena entre controle digital e conversor podem demorar até meses, já que um ajuste muito rápido nos principais parâmetros dos controladores podem causar a queima do conversor.

Dentro desse contexto surge a simulação em tempo real, em que é possível representar um conversor de potência com alto grau de fidelidade. A grande vantagem dos simuladores em tempo real é a possibilidade de avaliar o controle do conversor implementado em um processador digital de sinais com *hardware-in-the-loop* (HIL). Desse modo o controle é avaliado como se houvesse um conversor operando em tempo real, sem a preocupação de que um ajuste mais severo nos parâmetros do controlador possa causar a queima do conversor que agora é virtual.

Já nas aplicações que envolvem um grande número de geradores distribuídos como em microrredes, essa aplicação pode ser bem vantajosa. Isso se deve ao fato de que a interação entre a rede elétrica e os geradores distribuídos é complexa, e o simulador em tempo real pode simplificar as análises.

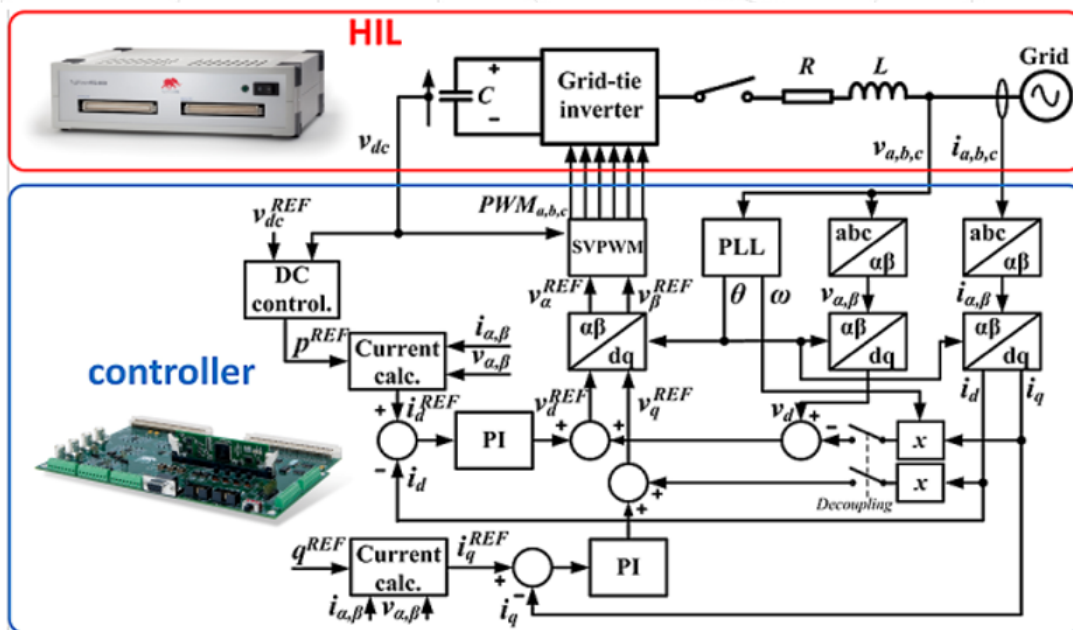
Este apêndice apresenta a simulação em tempo real, com aplicação do simulador Typhoon HIL 600. É definido o princípio básico de operação da simulação com a aplicação do *hardware-in-the-loop* e as principais especificações do simulador.

E.2 Princípio de Operação do HIL

A Figura E.1 apresenta um esquema de simulação em tempo real com Typhoon HIL. No simulador em tempo real é implementado a planta elétrica do conversor do tipo *grid-tie inverter*, similar com um conversor fotovoltaico conectado na rede elétrica. Todos os elementos são modelados e representam com alto grau de fidelidade uma planta de geração fotovoltaica, devido ao pequeno passo de simulação utilizado no simulador em tempo real. Os sinais de tensão e corrente são condicionados e podem ser acessados na saída analógica do simulador.

O controle é implementado, por exemplo, em um processador de sinais da Texas Instruments TMS320F28335 que recebe em suas entradas analógicas as grandezas elétricas para controlar o conversor. As saídas digitais do tipo PWM são conectadas nas entradas digitais do simulador, que recebem os sinais para comandar a abertura e o fechamento das chaves de potência do VSI. Desse modo o controle implementado é validado por meio de uma simulação chamada de *hardware-in-the-loop*.

Figura E.1 – Diagrama esquemático da simulação em tempo real.



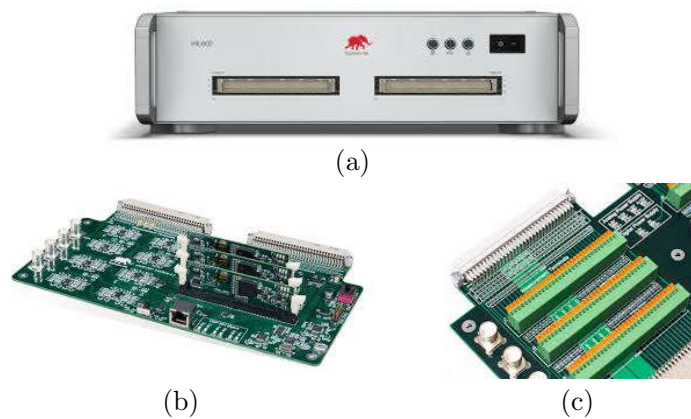
Fonte: (HIL, 2012)

O *software* que permite criar o modelo no simulador em tempo real possui uma ampla biblioteca, permitindo modelar máquinas elétricas, conversores chaveados e dispositivos eletrônicos de potência das mais variadas características.

E.3 Typhoon HIL 600

A Figura E.2a apresenta o simulador em tempo real HIL 600. Já na Figura E.2b é apresentada uma placa que permite operar até três processadores de sinais com padrão DIM 100. Por fim, na Figura E.2c é ilustrada outra placa que dá acesso a todos os sinais analógicos e digitais do HIL, além de permitir a conexão de qualquer processador de sinais que respeite os níveis de tensão das saídas e entradas digitais do Typhoon HIL.

Figura E.2 – Simulador de tempo real: (a) Typhoon HIL 600; (b) placa de conexão padrão I; (c) placa de conexão padrão II.



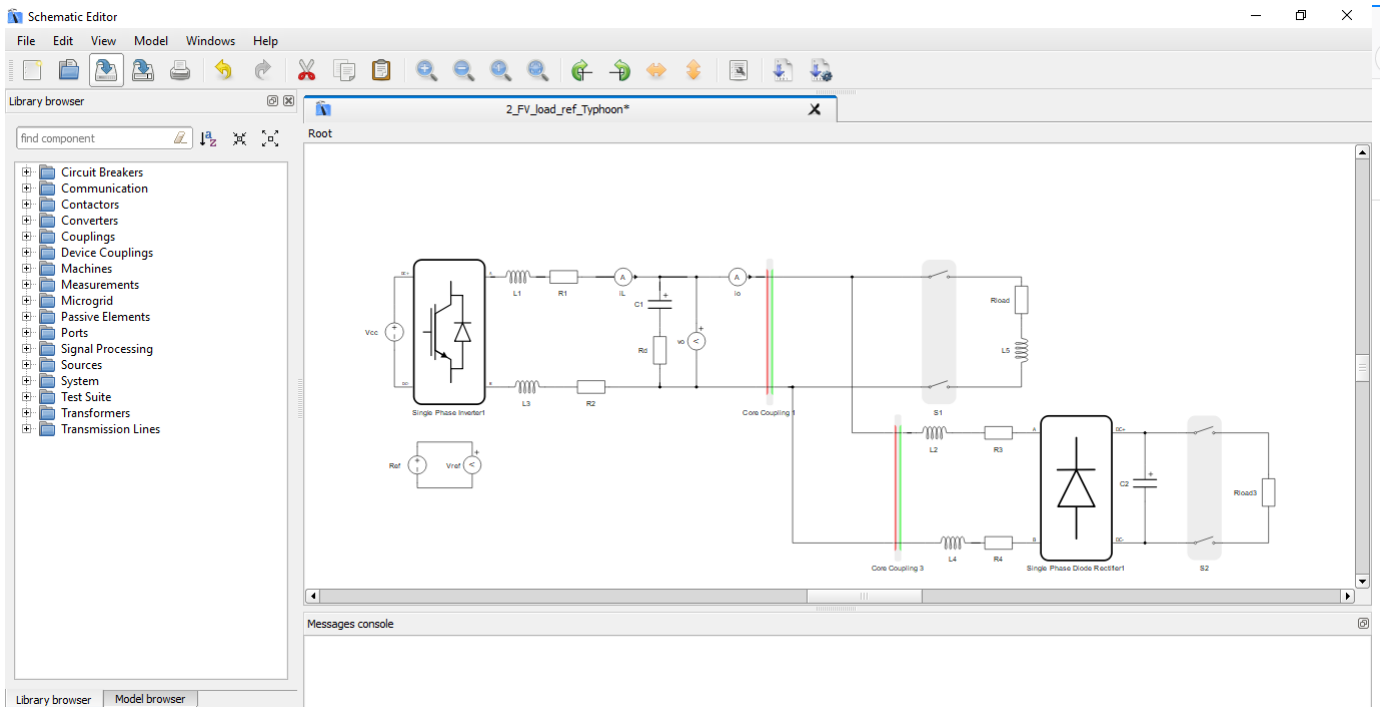
Fonte: (HIL, 2016)

As principais características elétricas do simulador em tempo real Typhoon HIL 600 são (HIL, 2016):

- Simulações com até 500 ns;
- Quatro núcleos Xilinx Virtex-6 FPGA;
- Entradas e saídas analógicas:
 - Nível de tensão c.a.: ± 5 V;
 - 16 saídas e 8 entradas analógicas;
 - Taxa de amostragem igual a 2 MHz.
- Entradas e saídas digitais:
 - Nível de tensão: 3,3 V;
 - 32 saídas e 32 entradas;
 - Taxa de amostragem da entrada digital: 2 MHz;
 - Taxa de amostragem da saída digital: 50 MHz.

A Figura E.3 apresenta a tela do *software* do HIL 600 utilizada para criar o modelo de simulação em tempo real. O modelo representa um VSI operando como UPS, alimentando cargas elétricas do tipo linear e não-linear.

Figura E.3 – Tela do *software* para simulação em tempo real - Typhoon HIL 600.



Fonte: os autores