



CONVERSORES DE TENSÃO SEM INTERCOMUNICAÇÃO RÁPIDA CONECTADOS EM MICRORREDES DESBALANCEADAS

Luis Claudio Gambôa Lopes

Tese de Doutorado apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, COPPE, da Universidade Federal do Rio de Janeiro, como parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Orientador: Edson Hirokazu Watanabe

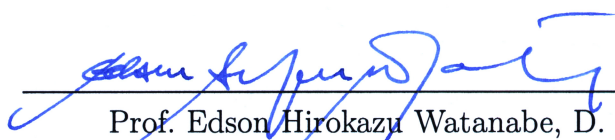
Rio de Janeiro
Junho de 2015

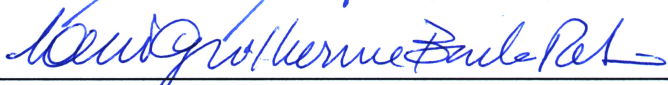
CONVERSORES DE TENSÃO SEM INTERCOMUNICAÇÃO RÁPIDA
CONECTADOS EM MICRORREDES DESBALANCEADAS

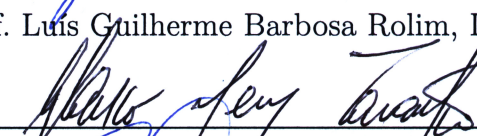
Luis Claudio Gambôa Lopes

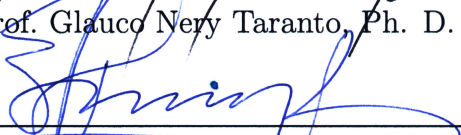
TESE SUBMETIDA AO CORPO DOCENTE DO INSTITUTO ALBERTO LUIZ
COIMBRA DE PÓS-GRADUAÇÃO E PESQUISA DE ENGENHARIA (COPPE)
DA UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE JANEIRO COMO PARTE DOS
REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE DOUTOR
EM CIÊNCIAS EM ENGENHARIA ELÉTRICA.

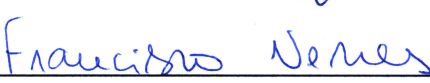
Examinada por:


Prof. Edson Hirokazu Watanabe, D. Eng.


Prof. Luis Guilherme Barbosa Rolim, Dr.-Ing.


Prof. Glauco Nery Taranto, Ph. D.


Prof. Henrique Antônio Carvalho Braga, Dr. Eng.


Prof. Francisco de Assis dos Santos Neves, D. Sc.

RIO DE JANEIRO, RJ – BRASIL
JUNHO DE 2015

Lopes, Luis Claudio Gambôa

Conversores de Tensão sem Intercomunicação Rápida Conectados em Microrredes Desbalanceadas/Luis Claudio Gambôa Lopes. – Rio de Janeiro: UFRJ/COPPE, 2015.

XXVII, 255 p.: il.; 29, 7cm.

Orientador: Edson Hirokazu Watanabe

Tese (doutorado) – UFRJ/COPPE/Programa de Engenharia Elétrica, 2015.

Referências Bibliográficas: p. 173 – 182.

1. Microrredes. 2. Desbalanço de tensão. 3. Conversores em paralelo. I. Watanabe, Edson Hirokazu. II. Universidade Federal do Rio de Janeiro, COPPE, Programa de Engenharia Elétrica. III. Título.

*“Bem aventurado o homem que
acha sabedoria, e o homem que
adquire conhecimento.”*

Provérbios 3:13

Agradecimentos

Gostaria de agradecer, primeiramente, a Deus, por tudo.

À minha esposa e familiares, pelo apoio irrestrito e pela confiança que sempre depositaram em mim.

Ao meu orientador, professor Edson Hirokazu Watanabe, pela colaboração para realização desse trabalho e pelos questionamentos que elevaram a qualidade do mesmo.

Aos professores da área de Eletrônica de Potência do Programa de Engenharia Elétrica da COPPE da Universidade Federal do Rio de Janeiro que de forma direta e indireta contribuíram para fortalecer minha formação científica.

Aos amigos do Laboratório de Eletrônica de Potência com os quais eu convivi durante todo esse período de pesquisa.

À Universidade Federal do Rio de Janeiro, ao Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais e à CAPES pelo suporte e financiamento necessário ao desenvolvimento deste trabalho.

Resumo da Tese apresentada à COPPE/UFRJ como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Doutor em Ciências (D.Sc.)

CONVERSORES DE TENSÃO SEM INTERCOMUNICAÇÃO RÁPIDA CONECTADOS EM MICRORREDES DESBALANCEADAS

Luis Claudio Gambôa Lopes

Junho/2015

Orientador: Edson Hirokazu Watanabe

Programa: Engenharia Elétrica

A utilização de microrredes esbarra em alguns problemas como o da operação de conversores fonte de tensão (VSC - *Voltage Source Converter*) conectados em paralelo e a correta divisão de potência entre eles. Para a análise do sistema elétrico, os VSCs são modelados como fontes controladas ideais, logo existe a necessidade do projeto adequado do seu controle para que os VSCs operem aproximadamente como fontes ideais. Além disso existe o problema do desbalanço das tensões, devido aos desequilíbrios e que prejudicam, por exemplo, o funcionamento de motores trifásicos.

Este trabalho apresenta uma proposta de controladores para VSCs de conexão com fontes alternativas em microrredes sem intercomunicação rápida entre seus controladores. São analisados os controles primários e secundários de VSCs conectados a uma microrrede, o controle necessário para que estes VSCs se comportem como fontes controladas (de tensão ou corrente) e é proposta uma nova topologia para implementação de impedância virtual com realimentação pela corrente de referência utilizada no controle dos VSCs.

Também é proposta uma nova técnica de compensação de desbalanço de tensão para conversores trifásicos que operam em microrredes para melhoria da qualidade de energia. Com essa técnica é possível obter tensões trifásicas balanceadas no ponto de conexão do conversor, sem aumento significativo da complexidade do controle.

Os resultados das simulações obtidos utilizando o software PSCAD/EMTDC demonstram que os controles propostos e desenvolvidos funcionam corretamente, validando assim a parte teórica do trabalho. Com a construção de um protótipo experimental de VSC foi possível obter resultados experimentais que validam o uso das técnicas propostas neste trabalho.

Abstract of Thesis presented to COPPE/UFRJ as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Doctor of Science (D.Sc.)

VOLTAGE CONVERTERS WITHOUT FAST INTERCOMMUNICATION CONNECTED IN UNBALANCED MICROGRIDS

Luis Claudio Gambôa Lopes

June/2015

Advisor: Edson Hirokazu Watanabe

Department: Electrical Engineering

The use of microgrids runs into some problems as the operation of voltage source converters (VSC) connected in parallel and with the correct power sharing between them. For the analysis of the electrical system, the VSCs are modeled as controlled ideal sources, so there is the necessity of proper design of VSCs control for them to operate approximately as ideal sources. There is also the problem of voltage unbalances, due to unbalances that impair, for instance, the operation of three-phase motors.

This paper presents a proposal of controllers for VSC to connect with alternative sources to a microgrid without using fast intercommunication between the controllers. The primary and secondary controls of a microgrid and the necessary control for the converters to behave as controlled sources are analyzed. A new topology for implementing a virtual impedance with the reference current feedback to be used in the control of the VSC is also proposed.

Also a new unbalance compensation technique for three-phase voltage converters operating in microgrid to improve power quality is proposed. With this technique it is possible to obtain balanced three-phase voltages at the converter connection point, without significant increase in control complexity.

The simulation results obtained using the PSCAD/EMTDC software demonstrate that the proposed and developed controls work properly, thus validating the theoretical part of the work. With the construction of an experimental VSC prototype it was possible to obtain data for the validation of the proposed control techniques.

Sumário

Lista de Figuras	xi
Lista de Tabelas	xxiii
Lista de Símbolos	xxiv
Lista de Abreviaturas	xxvi
1 Introdução e Apresentação do Problema	1
1.1 Geração Distribuída	1
1.2 Fontes Alternativas	2
1.3 Microrredes	5
1.4 Identificação do Problema	7
1.5 Objetivos do Trabalho	9
1.6 Organização do Texto	9
2 Modelos e Controle dos Conversores de Tensão	10
2.1 Conversor CC-CA (VSC)	11
2.2 Controle no Referencial Síncrono e no Estacionário	12
2.3 Controlador de corrente	18
2.3.1 Controlador Contínuo	19
2.3.2 Implementação do Controlador Digital	25
2.3.3 Atraso de Transporte do Acionamento PWM	27
2.3.4 Filtro <i>Anti-Aliasing</i>	29
2.3.5 Modelo Completo	34
2.3.6 Modelo Completo com Controlador Discreto	36
2.4 Controle de Tensão (laço duplo)	38
2.4.1 Modelo Contínuo de Laço Duplo	38
2.4.2 Modelo Completo de Laço Duplo com Controlador Discreto	40
2.5 Topologia e funcionamento dos Conversores de Tensão (VSC)	43
2.5.1 Funcionamento como Fonte de Corrente no Modo Isolado	43
2.5.2 Funcionamento como Fonte de Corrente no Modo Conectado	43

2.5.3	Funcionamento como Fonte de Tensão no Modo Isolado	44
2.5.4	Funcionamento como Fonte de Tensão no Modo Conectado	45
2.5.5	Detecção de Sincronismo - <i>Phase Locked Loop</i> (PLL)	46
2.6	Conclusões do Capítulo	49
3	Controle da Microrrede	51
3.1	Controle primário	54
3.1.1	Controle de Injeção de Potência (PQ)	55
3.1.2	Controle de Tensão e Frequência (VF)	57
3.1.3	Impedância Virtual	62
3.1.4	Compensação de Desbalanço de Tensão Entre Fases	67
3.2	Controle Secundário	76
3.2.1	Restauração de Frequência e Tensão	76
3.2.2	Controle de Sincronismo de Reconexão	77
3.3	Conclusões do Capítulo	78
4	Resultados	80
4.1	Resultados das Simulações	80
4.1.1	Desconexão Não Programada	85
4.1.2	Desconexão Programada	106
4.1.3	Reconexão	127
4.2	Resultados Experimentais	151
4.2.1	<i>Hardware in the Loop</i> (HIL)	153
4.2.2	Medições Experimentais	162
4.3	Conclusões do Capítulo	169
5	Conclusões	170
5.1	Trabalhos Futuros	172
	Referências Bibliográficas	173
A	Teoria das Potências Instantâneas	183
B	Algoritmo de Medição de Grandezas rms e Potências	185
C	Resultados das Simulações em Todos os Medidores	188
C.1	Desconexão não Programada	188
C.2	Desconexão Programada	200
C.3	Reconexão	211

D	Diagramas Esquemáticos dos Protótipos	223
D.1	VSC trifásico	223
D.2	Fonte CC	234
E	Códigos dos Programas Implementados no DSP	238
E.1	controle.h	238
E.2	controle.c	239

Lista de Figuras

1.1	Médias horárias de cada mês da radiação solar global e velocidade do vento a 10m do solo para as localidades de: (a) Natal-2011, (b) Petrolina-2013 e (c) Joinville-2013. (Dados obtidos do Projeto SONDA)	4
1.2	Valor instantâneo diário da radiação solar global (a) e velocidade do vento a 10m (b) para a localidade de Natal em 01/01/2011. (Dados obtidos do Projeto SONDA)	5
1.3	Topologia de conexão dos conversores e cargas de uma microrrede.	8
2.1	Topologias usando VSC para conexão de fonte alternativa à rede. (a) neutro obtido com divisor capacitivo, (b) vsc com quatro braços.	11
2.2	Aproximação de funcionamento de um VSC a uma fonte controlada ideal de tensão ou corrente.	12
2.3	Representação gráfica do referencial estacionário $\alpha\beta$ e do referencial síncrono dq	14
2.4	Controlador síncrono com laço duplo de corrente e tensão utilizando controladores Proporcional+Integral (PI) no referencial dq	14
2.5	Controlador estacionário com laço duplo de corrente e tensão utilizando controladores Proporcional+Ressonante (PR) no referencial $\alpha\beta$	15
2.6	(a)Controlador de corrente síncrono no referencial dq e (b) o mesmo controlador referido ao referencial estacionário $\alpha\beta$	16
2.7	Diagramas de blocos do controlador PR: (a) normal para frequência ressonante constante, (b) e com frequência ressonante adaptativa.	17
2.8	Controlador estacionário com laço duplo Proporcional+Ressonante (PR) no referencial abc	18
2.9	Esquema unifilar de ligação do VSC com controlador estacionário de corrente com filtro e carga.	19
2.10	Diagrama de blocos do controlador estacionário de corrente monofásico.	20

2.11	(a) Magnitude e fase da resposta em frequência da planta, com controlador em malha aberta e com controlador em malha fechada e (b) detalhe em torno da frequência da rede.	21
2.12	(a) Magnitude e fase da resposta em frequência do controlador estacionário e (b) detalhe em torno da frequência da rede.	22
2.13	(a) Magnitude e fase da resposta em frequência de malha aberta com controlador com variação de ganho K_p e (b) detalhe em torno da frequência da rede.	23
2.14	(a) Resposta em frequência do controlador estacionário e (b) detalhe em torno da frequência da rede.	24
2.15	(a) Magnitude e fase da resposta em frequência de malha aberta com controlador com variação de ganho K_i e (b) detalhe em torno da frequência da rede.	25
2.16	Aplicação de um controlador digital de corrente para controle de um VSC.	26
2.17	(a) Magnitude e fase da resposta em frequência do atraso de atualização e suas aproximação de primeira ordem e (b) detalhe em torno da frequência da rede.	27
2.18	Diagrama de blocos do controlador estacionário de corrente considerando atraso de atualização do PWM.	28
2.19	(a) Magnitude e fase da resposta em frequência em malha aberta do controlador PR considerando o VSC ideal e com atraso de atualização do PWM e (b) detalhe em torno da frequência da rede.	28
2.20	(a) Magnitude e fase da resposta em frequência em malha fechada do controlador PR considerando o VSC ideal e com atraso de atualização do PWM e (b) detalhe em torno da frequência da rede.	29
2.21	Filtro passa-baixas ativo na topologia Sallen-Key.	30
2.22	(a) Magnitude e fase da resposta em frequência dos filtros passa-baixas com frequência de corte $\omega_f = 15708 \text{ rad/s}$ dos tipos Bessel, Butterworth e Chebyshev e (b) detalhe em torno da frequência da rede.	31
2.23	Diagrama de blocos do controlador estacionário de corrente considerando o filtro <i>anti-aliasing</i>	31
2.24	(a) Magnitude e fase da resposta em frequência de malha fechada do controlador PR considerando o VSC ideal, realimentação unitária e com filtro <i>anti-aliasing</i> e (b) detalhe em torno da frequência da rede.	32
2.25	Diagrama de blocos do controlador estacionário de corrente considerando o filtro <i>anti-aliasing</i> na realimentação e na referência.	33

2.26	Diagrama de blocos do controlador estacionário de corrente considerando o equivalente do filtro <i>anti-aliasing</i> na realimentação e na referência.	33
2.27	(a) Magnitude e fase da resposta em frequência de malha fechada do controlador PR considerando o VSC ideal, realimentação unitária e com filtro <i>anti-aliasing</i> na realimentação e referência e (b) detalhe em torno da frequência da rede.	34
2.28	Diagrama de blocos do controlador estacionário de corrente considerando PWM e filtro <i>anti-aliasing</i>	35
2.29	(a) Magnitude e fase da resposta em frequência de malha fechada do controlador PR considerando VSC ideal com realimentação unitária e VSC com atraso PWM com filtro <i>anti-aliasing</i> na realimentação e referência e (b) detalhe em torno da frequência da rede.	35
2.30	(a) Magnitude e fase da resposta em frequência de malha aberta para o controlador PR contínuo (ideal) e discretizado pela transformação bilinear com e sem pré-distorção de frequência e (b) detalhe em torno da frequência da rede.	37
2.31	(a) Magnitude e fase da resposta em frequência de malha fechada para o controlador PR contínuo e discretizado pela transformação bilinear com e sem pré-distorção de frequência e (b) detalhe em torno da frequência da rede.	38
2.32	Esquema unifilar de ligação do controlador estacionário de tensão de laço duplo alimentando carga isolada.	39
2.33	Diagrama de blocos do controlador estacionário de tensão de laço duplo.	39
2.34	(a) Magnitude e fase da resposta em frequência da planta, de malha aberta e de malha fechada do controlador de tensão de laço duplo e (b) detalhe em torno da frequência da rede.	40
2.35	Diagrama de blocos do controlador estacionário de tensão considerando o atraso de atualização do PWM e filtro <i>anti-aliasing</i>	40
2.36	(a) Magnitude e fase da resposta em frequência de malha aberta para o controlador de laço duplo ideal e discretizado com transformação bilinear com e sem pré-distorção e (b) detalhe em torno da frequência da rede.	41
2.37	(a) Magnitude e fase da resposta em frequência de malha fechada para o controlador de laço duplo ideal e discretizado com transformação bilinear com e sem pré-distorção e (b) detalhe em torno da frequência da rede.	42
2.38	Modo fonte de corrente isolado.	43
2.39	Modo fonte de corrente conectado.	44

2.40	Modo fonte de tensão isolado.	44
2.41	Modo fonte de tensão conectado.	45
2.42	Detector de sequência positiva SRF-PLL: (a) no referencial estacionário, (b) no referencial síncrono.	47
2.43	Detector de sequência positiva SRF-PLL monofásico utilizando SOGI-OSG: (a) no referencial estacionário, (b) no referencial síncrono.	48
2.44	Gerador de sinal ortogonal utilizando integrador de segunda ordem generalizado (SOGI-OSG).	49
3.1	Topologias de conexão das microrredes: (a) sempre conectada, (b) sempre isolada e (c) conectada/isolada	52
3.2	Hierarquia de controle de uma microrrede.	53
3.3	Controle de conversores CC-CA usando PLL (fonte de corrente).	55
3.4	Controle de conversores CC-CA usando potências instantâneas (fonte de corrente).	56
3.5	Exemplo de retas de decaimento (<i>droop</i>): (a) Retas $f \times p$ e (b) retas $V \times q$	59
3.6	Controle VF de um conversore VSC (fonte de tensão).	60
3.7	(a) Impedância real e (b) impedância virtual.	63
3.8	Fonte de tensão com impedância virtual.	63
3.9	Diagrama de blocos do controle de laço duplo estacionário com conexão padrão da impedância virtual.	64
3.10	Diagrama de blocos do controle de laço duplo estacionário com impedância virtual com realimentação pela corrente de referência.	65
3.11	(a) Magnitude e fase da resposta em frequência de malha aberta para o VSC ideal com controlador de laço duplo alimentando uma carga resistiva conectada por uma indutância real, indutância virtual e indutância virtual com realimentação pela corrente de referência. (b) detalhe em torno da frequência da rede.	66
3.12	(a) Magnitude e fase da resposta em frequência de malha fechada para o VSC ideal com controlador de laço duplo alimentando uma carga resistiva conectada por uma indutância real, indutância virtual e indutância virtual com realimentação pela corrente de referência. (b) detalhe em torno da frequência da rede.	67
3.13	Circuito para compensação de tensão.	70
3.14	Compensador de desbalanço de tensão trifásico.	71
3.15	Compensador de desbalanço de tensão.	72
3.16	Controle do VSC com divisor capacitivo de neutro no elo CC no referencial estacionário <i>abc</i> com compensação de desbalanço.	72

3.17	Controle do VSC com 4 braços no referencial estacionário abc com compensação de desbalanço.	73
3.18	Estimador de módulo da componente de sequência positiva $V_{\Sigma}(t)$ (Pb = filtro passa-baixas).	75
3.19	Compensador de desbalanço de tensão e estimador de sequência positiva.	75
3.20	Controle de sincronismo de reconexão.	78
4.1	Microrrede e pontos de medição da simulação.	82
4.2	Tensão rms por fase para a desconexão não programada no medidor SUP A na microrrede : (a) equilibrada, (b) desequilibrada e (c) desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão.	87
4.3	Detalhe da tensão instantânea por fase durante a desconexão não programada no medidor SUP A na microrrede : (a) equilibrada, (b) desequilibrada e (c) desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão.	88
4.4	Corrente rms por fase para a desconexão não programada no medidor SUP A na microrrede : (a) equilibrada, (b) desequilibrada e (c) desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão.	90
4.5	Detalhe da corrente instantânea por fase para a desconexão não programada no medidor SUP A na microrrede : (a) equilibrada, (b) desequilibrada e (c) desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão.	91
4.6	Potência ativa por fase para a desconexão não programada no medidor SUP A na microrrede : (a) equilibrada, (b) desequilibrada e (c) desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão.	93
4.7	Potência reativa por fase para a desconexão não programada no medidor SUP A na microrrede : (a) equilibrada, (b) desequilibrada e (c) desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão.	95
4.8	Potências trifásicas para a desconexão não programada no medidor SUP A na microrrede : (a) equilibrada, (b) desequilibrada e (c) desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão.	97
4.9	Potência ativa trifásica em todos os medidores para a desconexão não programada na microrrede: (a) equilibrada, (b) desequilibrada e (c) desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão.	98
4.10	Potência reativa trifásica em todos os medidores para a desconexão não programada na microrrede: (a) equilibrada, (b) desequilibrada e (c) desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão.	99

4.11	Frequência no ponto de conexão da rede com a microrrede (CNX) para a desconexão não programada: (a) equilibrada, (b) desequilibrada e (c) desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão	101
4.12	Tensão rms no ponto de conexão da rede com a microrrede (CNX) para a desconexão não programada: (a) equilibrada, (b) desequilibrada e (c) desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão	102
4.13	Componentes simétricas da tensão no medidor SUP A para a desconexão não programada da microrrede: (a) equilibrada, (b) desequilibrada e (c) desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão	104
4.14	Fator de desbalanço de tensão (FDT) no medidor SUP A para a desconexão não programada da microrrede: (a) equilibrada, (b) desequilibrada e (c) desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão	105
4.15	Tensão rms por fase para a desconexão programada no medidor SUP A na microrrede : (a) equilibrada, (b) desequilibrada e (c) desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão.	108
4.16	Detalhe da tensão instantânea por fase para a desconexão programada no medidor SUP A na microrrede : (a) equilibrada, (b) desequilibrada e (c) desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão. . . .	109
4.17	Corrente rms por fase para a desconexão programada no medidor SUP A na microrrede : (a) equilibrada, (b) desequilibrada e (c) desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão.	111
4.18	Detalhe da corrente instantânea por fase para a desconexão programada no medidor SUP A na microrrede : (a) equilibrada, (b) desequilibrada e (c) desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão.	112
4.19	Potência ativa por fase para a desconexão programada no medidor SUP A na microrrede : (a) equilibrada, (b) desequilibrada e (c) desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão.	114
4.20	Potência reativa por fase para a desconexão programada no medidor SUP A na microrrede : (a) equilibrada, (b) desequilibrada e (c) desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão.	116
4.21	Potências trifásicas para a desconexão programada no medidor SUP A na microrrede : (a) equilibrada, (b) desequilibrada e (c) desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão.	118

4.22	Potência ativa trifásica em todos os medidores para a desconexão programada na microrrede: (a) equilibrada, (b) desequilibrada e (c) desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão.	119
4.23	Potência reativa trifásica em todos os medidores para a desconexão programada na microrrede: (a) equilibrada, (b) desequilibrada e (c) desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão.	120
4.24	Frequência no ponto de conexão da rede com a microrrede (CNX) para a desconexão programada: (a) equilibrada, (b) desequilibrada e (c) desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão	122
4.25	Tensão rms no ponto de conexão da rede com a microrrede (CNX) para a desconexão programada: (a) equilibrada, (b) desequilibrada e (c) desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão	123
4.26	Componentes simétricas da tensão no medidor SUP A para a desconexão programada da microrrede: (a) equilibrada, (b) desequilibrada e (c) desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão	125
4.27	Fator de desbalanço de tensão (FDT) no medidor SUP A para a desconexão programada da microrrede: (a) equilibrada, (b) desequilibrada e (c) desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão	126
4.28	Tensão rms por fase antes e após a reconexão no medidor SUP A na microrrede : (a) equilibrada, (b) desequilibrada e (c) desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão.	129
4.29	Detalhe da tensão instantânea por fase antes e após a reconexão no medidor SUP A na microrrede : (a) equilibrada, (b) desequilibrada e (c) desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão.	130
4.30	Corrente rms por fase antes e após a reconexão no medidor SUP A na microrrede : (a) equilibrada, (b) desequilibrada e (c) desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão.	132
4.31	Detalhe da corrente instantânea por fase antes e após a reconexão no medidor SUP A na microrrede : (a) equilibrada, (b) desequilibrada e (c) desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão.	133
4.32	Potência ativa por fase antes e após a reconexão no medidor SUP A na microrrede : (a) equilibrada, (b) desequilibrada e (c) desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão.	135
4.33	Potência reativa por fase antes e após a reconexão no medidor SUP A na microrrede : (a) equilibrada, (b) desequilibrada e (c) desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão.	137
4.34	Potências trifásicas antes e após a reconexão no medidor SUP A na microrrede : (a) equilibrada, (b) desequilibrada e (c) desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão.	139

4.35	Potência ativa trifásica em todos os medidores para a reconexão na microrrede: (a) equilibrada, (b) desequilibrada e (c) desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão.	140
4.36	Potência reativa trifásica em todos os medidores para a reconexão na microrrede: (a) equilibrada, (b) desequilibrada e (c) desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão.	141
4.37	Frequência no ponto de conexão da rede com a microrrede (CNX) antes e após a reconexão: (a) equilibrada, (b) desequilibrada e (c) desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão	143
4.38	Tensão rms no ponto de conexão da rede com a microrrede (CNX) antes e após a reconexão: (a) equilibrada, (b) desequilibrada e (c) desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão	144
4.39	Componentes simétricas da tensão no medidor SUP A antes e após a reconexão da microrrede : (a) equilibrada, (b) desequilibrada e (c) desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão	146
4.40	Fator de desbalanço de tensão (FDT) no medidor SUP A antes e após a reconexão da microrrede : (a) equilibrada, (b) desequilibrada e (c) desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão	147
4.41	Diferença absoluta de ângulo entre a microrrede e a rede no ponto de conexão (CNX) antes e após a reconexão da microrrede : (a) equilibrada, (b) desequilibrada e (c) desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão	149
4.42	Diferença de tensão de pico entre a microrrede e a rede no ponto de conexão (CNX) antes e após a reconexão da microrrede : (a) equilibrada, (b) desequilibrada e (c) desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão	150
4.43	Protótipo desenvolvido.	151
4.44	Painel de supervisão do controlador do VSC para sistema operacional Android.	152
4.45	Circuito utilizado para testes com o protótipo.	152
4.46	Configuração para utilização do HIL.	154
4.47	Tensões na carga da simulação utilizando HIL com carga trifásica desequilibrada com neutro: (a) valores rms de fase e agregado, (b) componentes de sequência e (c) fator de desbalanço de tensão. . . .	156
4.48	Tensões na carga da simulação utilizando HIL com carga trifásica desequilibrada sem neutro: (a) valores rms de fase e agregado, (b) componentes de sequência e (c) fator de desbalanço de tensão. . . .	157

4.49	Tensões na carga da simulação utilizando HIL com carga entre as fases ‘b’ e ‘c’: (a) valores rms de fase e agregado, (b) componentes de sequência e (c) fator de desbalanço de tensão.	159
4.50	Configuração para utilização do HIL para validação do controle VF.	160
4.51	Tensões de fase rms e agregada na carga da simulação utilizando HIL com carga trifásica sem o neutro aterrado.	161
4.52	Potências ativa e reativa fornecidas pelo VSC1 (p_1 e q_1) e VSC2 (p_2 e q_2).	161
4.53	Transição do modo ligado para o desligado do controle de desbalanço de tensão para carga trifásica desequilibrada em estrela aterrada: (a) transição, (b) detalhe da tensão compensada e (c) detalhe da tensão não compensada.	163
4.54	Valores calculados a partir das tensões medidas para carga trifásica desequilibrada em estrela aterrada: (a) valores rms de fase, (b) componentes de sequência e (c) fator de desbalanço de tensão.	164
4.55	Transição do modo ligado para o desligado do controle de desbalanço de tensão para carga trifásica desequilibrada em estrela não aterrada: (a) transição, (b) detalhe da tensão compensada e (c) detalhe da tensão não compensada.	165
4.56	Valores calculados a partir das tensões medidas para carga trifásica desequilibrada em estrela não aterrada: (a) valores rms de fase, (b) componentes de sequência e (c) fator de desbalanço de tensão.	166
4.57	Transição do modo ligado para o desligado do controle de desbalanço de tensão para carga entre as fases ‘b’ e ‘c’: (a) transição, (b) detalhe da tensão compensada e (c) detalhe da tensão não compensada.	167
4.58	Valores calculados a partir das tensões medidas para carga entre as fases ‘b’ e ‘c’: (a) valores rms de fase, (b) componentes de sequência e (c) fator de desbalanço de tensão.	168
A.1	Vetor espacial.	183
B.1	Resposta em frequência do filtro sintonizado normalizada para $f = 0,01$ e $bw = 0,001$	186
C.1	Tensão rms por fase na microrrede equilibrada para a desconexão não programada no (a) CNX, (b) FV, (c) SUP A e (d) SUP B.	189
C.2	Tensão rms por fase na microrrede desequilibrada para a desconexão não programada no (a) CNX, (b) FV, (c) SUP A e (d) SUP B.	190

C.3	Tensão rms por fase na microrrede desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão para a desconexão não programada no (a) CNX, (b) FV, (c) SUP A e (d) SUP B.	191
C.4	Potência ativa por fase na microrrede equilibrada para a desconexão não programada no (a) CNX, (b) FV, (c) SUP A e (d) SUP B.	192
C.5	Potência ativa por fase na microrrede desequilibrada para a desconexão não programada no (a) CNX, (b) FV, (c) SUP A e (d) SUP B.	193
C.6	Potência ativa por fase na microrrede desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão para a desconexão não programada no (a) CNX, (b) FV, (c) SUP A e (d) SUP B.	194
C.7	Potência reativa por fase na microrrede equilibrada para a desconexão não programada no (a) CNX, (b) FV, (c) SUP A e (d) SUP B.	195
C.8	Potência reativa por fase na microrrede desequilibrada para a desconexão não programada no (a) CNX, (b) FV, (c) SUP A e (d) SUP B.	196
C.9	Potência reativa por fase na microrrede desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão para a desconexão não programada no (a) CNX, (b) FV, (c) SUP A e (d) SUP B.	197
C.10	Potências trifásicas na microrrede equilibrada para a desconexão não programada no (a) CNX, (b) FV, (c) SUP A e (d) SUP B.	198
C.11	Potências trifásicas na microrrede desequilibrada para a desconexão não programada no (a) CNX, (b) FV, (c) SUP A e (d) SUP B.	199
C.12	Potências trifásicas na microrrede desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão para a desconexão não programada no (a) CNX, (b) FV, (c) SUP A e (d) SUP B.	200
C.13	Tensão rms por fase na microrrede equilibrada para a desconexão programada no (a) CNX, (b) FV, (c) SUP A e (d) SUP B.	201
C.14	Tensão rms por fase na microrrede desequilibrada para a desconexão programada no (a) CNX, (b) FV, (c) SUP A e (d) SUP B.	202
C.15	Tensão rms por fase na microrrede desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão para a desconexão programada no (a) CNX, (b) FV, (c) SUP A e (d) SUP B.	203
C.16	Potência ativa por fase na microrrede equilibrada para a desconexão programada no (a) CNX, (b) FV, (c) SUP A e (d) SUP B.	204
C.17	Potência ativa por fase na microrrede desequilibrada para a desconexão programada no (a) CNX, (b) FV, (c) SUP A e (d) SUP B.	205

C.18 Potência ativa por fase na microrrede desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão para a desconexão programada no (a) CNX, (b) FV, (c) SUP A e (d) SUP B.	206
C.19 Potência reativa por fase na microrrede equilibrada para a desconexão programada no (a) CNX, (b) FV, (c) SUP A e (d) SUP B.	207
C.20 Potência reativa por fase na microrrede desequilibrada para a desconexão programada no (a) CNX, (b) FV, (c) SUP A e (d) SUP B.	208
C.21 Potência reativa por fase na microrrede desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão para a desconexão programada no (a) CNX, (b) FV, (c) SUP A e (d) SUP B.	209
C.22 Potências trifásicas na microrrede equilibrada para a desconexão programada no (a) CNX, (b) FV, (c) SUP A e (d) SUP B.	210
C.23 Potências trifásicas na microrrede desequilibrada para a desconexão programada no (a) CNX, (b) FV, (c) SUP A e (d) SUP B.	210
C.24 Potências trifásicas na microrrede desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão para a desconexão programada no (a) CNX, (b) FV, (c) SUP A e (d) SUP B.	211
C.25 Tensão rms por fase na microrrede equilibrada antes e após a reconexão no (a) CNX, (b) FV, (c) SUP A e (d) SUP B.	212
C.26 Tensão rms por fase na microrrede desequilibrada antes e após a reconexão no (a) CNX, (b) FV, (c) SUP A e (d) SUP B.	213
C.27 Tensão rms por fase na microrrede desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão antes e após a reconexão no (a) CNX, (b) FV, (c) SUP A e (d) SUP B.	214
C.28 Potência ativa por fase na microrrede equilibrada antes e após a reconexão no (a) CNX, (b) FV, (c) SUP A e (d) SUP B.	215
C.29 Potência ativa por fase na microrrede desequilibrada antes e após a reconexão no (a) CNX, (b) FV, (c) SUP A e (d) SUP B.	216
C.30 Potência ativa por fase na microrrede desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão antes e após a reconexão no (a) CNX, (b) FV, (c) SUP A e (d) SUP B.	217
C.31 Potência reativa por fase na microrrede equilibrada antes e após a reconexão no (a) CNX, (b) FV, (c) SUP A e (d) SUP B.	218
C.32 Potência reativa por fase na microrrede desequilibrada antes e após a reconexão no (a) CNX, (b) FV, (c) SUP A e (d) SUP B.	219
C.33 Potência reativa por fase na microrrede desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão antes e após a reconexão no (a) CNX, (b) FV, (c) SUP A e (d) SUP B.	220

C.34	Potências trifásicas na microrrede equilibrada antes e após a reconexão no (a) CNX, (b) FV, (c) SUP A e (d) SUP B.	221
C.35	Potências trifásicas na microrrede desequilibrada antes e após a reconexão no (a) CNX, (b) FV, (c) SUP A e (d) SUP B.	221
C.36	Potências trifásicas na microrrede desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão antes e após a reconexão no (a) CNX, (b) FV, (c) SUP A e (d) SUP B.	222
D.1	Foto do protótipo do VSC desenvolvido	224
D.2	Foto do protótipo de fonte CC desenvolvido.	234

Lista de Tabelas

4.1	Parâmetros de simulação da microrrede.	83
4.2	Parâmetros de simulação dos controladores digitais.	84
4.3	Eventos da simulação da desconexão não programada.	85
4.4	Eventos da simulação da desconexão programada.	106
4.5	Eventos da simulação da reconexão.	127
4.6	Parâmetros do circuito do protótipo.	153
4.7	Parâmetros dos controladores digitais do protótipo.	153
4.8	Parâmetros dos controladores VF da simulação utilizando HIL. . . .	160
D.1	Especificações do conversor.	223
D.2	Especificações da fonte CC.	234

Lista de Símbolos

ADC	<i>Analog to digital converter</i> , p. 26
C	Capacitância, p. 12
F_c	Frequência de chaveamento, p. 83
I_{cc}	Corrente no barramento CC, p. 12
K_V	Inclinação da reta de decaimento $V \times q$, p. 59
K_f	Inclinação da reta de decaimento $f \times p$, p. 59
L	Indutância, p. 12
LC	Filtro indutor-capacitor, p. 14
LCL	Filtro indutor-capacitor-indutor, p. 14
$MIMO$	<i>Multiple-input and multiple-output</i> , p. 17
PI	Controlador Proporcional+Integral, p. 15
PR	Controlador Proporcional+Ressonante, p. 15
P_C	Potência ativa trifásica do conversor, p. 46
$P_{3\phi}$	Potência trifásica, p. 12
P_{cc}	Potência no barramento CC, p. 12
Q_C	Potência reativa trifásica do conversor, p. 46
$SISO$	<i>Single-input and single-output</i> , p. 17
V_o	Valor de pico nominal da tensão, p. 59
V_{cc}	Tensão no barramento CC, p. 12
δ	Ângulo de defasagem, p. 46

ω	Frequência angular, p. 46
θ	Ângulo de fase, p. 47
f_o	Frequência nominal, p. 59
$i_\alpha \ i_\beta \ i_0$	Correntes instantâneas de fase na referência $\alpha\beta 0$, p. 183
$i_a \ i_b \ i_c$	Correntes instantâneas de fase, p. 183
ma	Índice de modulação de amplitude PWM, p. 83
mf	Índice de modulação de frequência PWM, p. 83
$v_\alpha \ v_\beta \ v_0$	Tensões instantâneas de fase na referência $\alpha\beta 0$, p. 183
$v_a \ v_b \ v_c$	Tensões instantâneas de fase, p. 46
p	Potência ativa instantânea, p. 184
q	Potência reativa instantânea, p. 184

Lista de Abreviaturas

CA	Corrente Alternada, p. 12
CC	Corrente Contínua, p. 12
CNX	Ponto de medição na conexão da rede com a microrrede (simulação), p. 85
DSP	<i>Digital signal processor</i> , p. 80
EMTDC	<i>Electro-Magnetic Transients including Direct Current</i> , p. 9
FDT	Fator de desbalanço de tensão, p. 68
FLL	<i>Frequency-Locked Loop</i> , p. 46
FV	Ponto de medição na conexão do conversor alimentado por painel fotovoltaico (simulação), p. 85
HIL	<i>Hardware in the Loop</i> , p. 80
OSG	<i>Orthogonal Signal Generator</i> , p. 48
PI	Proporcional Integral (controlador), p. 57
PLL	<i>Phase-Locked Loop</i> , p. 10
PSCAD	<i>Power Systems Computer Aided Design</i> , p. 9
PWM	Modulação por Largura de Pulso (do inglês, <i>Pulse Width Modulation</i>), p. 12
SOGI	<i>Second-Order Generalized Integrator</i> , p. 48
SRF-PLL	<i>Synchronous Reference Frame Phase-locked Loop</i> , p. 46
STATCOM	Compensador Estático Síncrono (do inglês, <i>Static Synchronous Compensator</i>), p. 45

SUP A	Ponto de medição na conexão do conversor de suporte A (simulação), p. 85
SUP B	Ponto de medição na conexão do conversor de suporte B (simulação), p. 85
VSC	Conversor Fonte de Tensão (do inglês, <i>Voltage Source Converter</i>), p. 5
rms	Valor Médio Quadrático, valor eficaz (do inglês, <i>Root Mean Square</i>), p. 83

Capítulo 1

Introdução e Apresentação do Problema

1.1 Geração Distribuída

Os sistemas elétricos em sua configuração clássica são formados de geradores de energia, linhas de transmissão e centros consumidores. Essa configuração faz com que o fluxo de potência seja unidirecional, fluindo da geração, normalmente em uma localização distante das cargas, pelas linhas de transmissão até as cargas nos centros consumidores, cidades e indústrias na sua maioria. Esse sistema com seu funcionamento já bem estudado tem regras de limites de qualidade e proteções contra defeitos bem definidos.

A crescente utilização de fontes renováveis de energia trouxe à tona o problema da geração distribuída, na sua interligação ao sistema elétrico e no controle de despacho de várias dessas fontes em paralelo, devido à incerteza da disponibilidade (intermitência) de recursos como o sol e o vento, por exemplo. A geração distribuída se baseia na inserção de blocos de pequena geração junto aos centros consumidores, ou mesmo junto aos consumidores. Essa geração tem características bem diferentes da geração centralizada, sendo que o fluxo de potência pode se tornar bidirecional em algumas partes do sistema. Como o sistema elétrico atual está quase totalmente projetado para funcionar com o fluxo unidirecional, sua proteção e regulação não funcionariam adequadamente no caso de um fluxo bidirecional [1]. Neste aspecto a utilização da geração distribuída tem aberto um vasto campo de estudo para sua aplicação.

1.2 Fontes Alternativas

As novas tecnologias de obtenção de energia a partir de fontes alternativas renováveis limpas têm impulsionado o seu uso. Sua escalabilidade permite o uso desde pequenas potências de alguns kilowatts, utilizada em residências, até alguns megawatts, utilizada em parques de geração. Por estas características essas fontes são instaladas próximo aos centros consumidores e junto às cargas, caracterizando o que é conhecido como geração distribuída. Além das fontes renováveis de energia limpa mais difundidas como a fotovoltaica, eólica e hidráulica, existem outras fontes de geração a partir de uso de biomassa, ondas, geotérmicas, etc...

A energia fotovoltaica é obtida através de painéis de silício onde a energia recebida em forma de luz solar é convertida em energia elétrica. Os painéis fotovoltaicos que são de baixa potência (algumas centenas de watts), precisam ser agrupados para a obtenção de maior quantidade de geração de energia. Os painéis podem ser colocados sobre telhados ou fachadas de prédios, o que facilita sua implementação em ambientes urbanos sem necessidade de criação de uma nova infraestrutura mecânica para sua instalação. Como a geração é feita por painéis estáticos, não existe desgaste mecânico na geração fotovoltaica, sendo um sistema de geração de baixa manutenção. Atualmente sua aplicação em grande escala ainda é limitada pelo preço dos painéis. Por questões climáticas e sazonais, a energia fotovoltaica é variável e intermitente e sem despacho controlável. Normalmente a geração fotovoltaica funciona em sua capacidade máxima de geração disponível, sendo a potência gerada injetada na rede ou armazenada em bancos de baterias para uso posterior em sistemas de menor porte, como iluminação por exemplo.

A energia eólica é obtida através do uso de turbinas que têm suas pás movidas pelo vento. Essas turbinas são acopladas a geradores elétricos que transformam a energia mecânica imposta às pás da turbina em energia elétrica. As turbinas eólicas têm que ser instaladas próximo a locais que tenham ventos com força suficiente para o seu funcionamento durante a maior parte do tempo, normalmente em locais próximos ao mar ou em grandes terrenos planos ou com pouca ondulação e sem obstáculos que causem turbulência no regime dos ventos. Ao contrário dos painéis fotovoltaicos, que necessitam de simples estruturas metálicas para sua fixação, uma turbina eólica necessita de uma infraestrutura mecânica maior para sua instalação, normalmente torres com algumas toneladas de concreto e ferragens para suportar o peso da turbina e o do gerador, assim como, a força lateral do vento, no caso de turbinas na ordem de $1MW$. As turbinas eólicas devem ser instaladas em locais sem obstáculos e com relevos que proporcionem uma boa circulação dos ventos, o que normalmente não possibilita seu uso em ambientes urbanos.

A Figura 1.1 mostra as médias horárias de cada mês da radiação solar global e

velocidade do vento a 10m do solo para as localidades de Natal no ano de 2011, Petrolina no ano de 2013 e Joinville no ano de 2013, dados obtidos dos projeto SONDA (Sistema de Organização Nacional de Dados Ambientais) [2]. Através das médias diárias é possível avaliar o potencial de produção de energia de uma localidade específica.

É possível observar na Figura 1.1 que existe variação da média horária com o passar dos meses do ano e que a energia fotovoltaica só está disponível com a incidência solar. Essas variações são altamente ligadas à posição geográfica e variações climáticas da localidade. Fica claro que com essa disponibilidade de energia é necessário um armazenamento da mesma em caso de operação isolada para uso nos períodos sem insolação. No caso da geração fotovoltaica estar conectada à rede, a energia que não for consumida no pico de geração pode ser entregue à concessionária de energia e gerar créditos para consumo no horário em que não houver geração fotovoltaica [3].

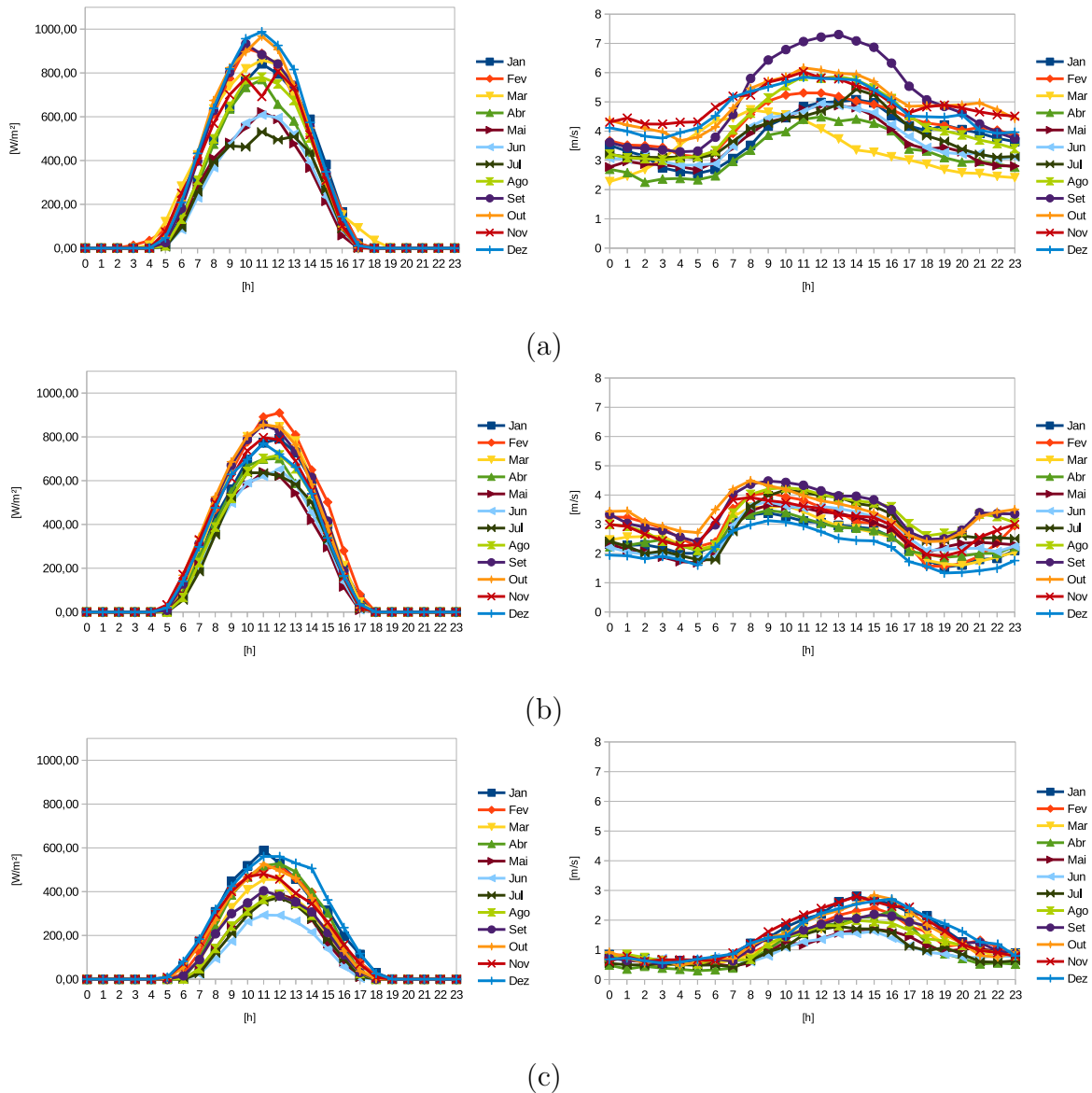


Figura 1.1: Médias horárias de cada mês da radiação solar global e velocidade do vento a 10m do solo para as localidades de: (a) Natal-2011, (b) Petrolina-2013 e (c) Joinville-2013. **(Dados obtidos do Projeto SONDA)**

Também é possível observar na Figura 1.1 as médias horárias da velocidade do vento durante o ano. Para estas localidades específicas as médias indicam presença de vento durante todo o ano, porém como se trata de uma média isso não implica na presença de vento em todos os instantes, o que cria necessidade de algum meio de armazenamento ou interligação com a rede, como no caso da energia solar. Os regimes de vento também são altamente ligados à posição geográfica, relevo e variações climáticas.

A Figura 1.2 mostra o valor instantâneo diário da radiação solar global e velocidade do vento a 10m do solo para a localidade de Natal em 01/01/2011, dados também obtidos do Projeto SONDA [2]. Ao contrário dos valores médios mostra-

dos na Figura 1.1, os valores instantâneos sofrem bastante variação ao longo do tempo. Essa variação rápida na oferta dos recursos energéticos cria a necessidade da aplicação de sistemas de controle em conjunto com dispositivos de eletrônica de potência para o aproveitamento máximo desses recursos, principalmente quando a energia convertida é injetada diretamente na rede elétrica.

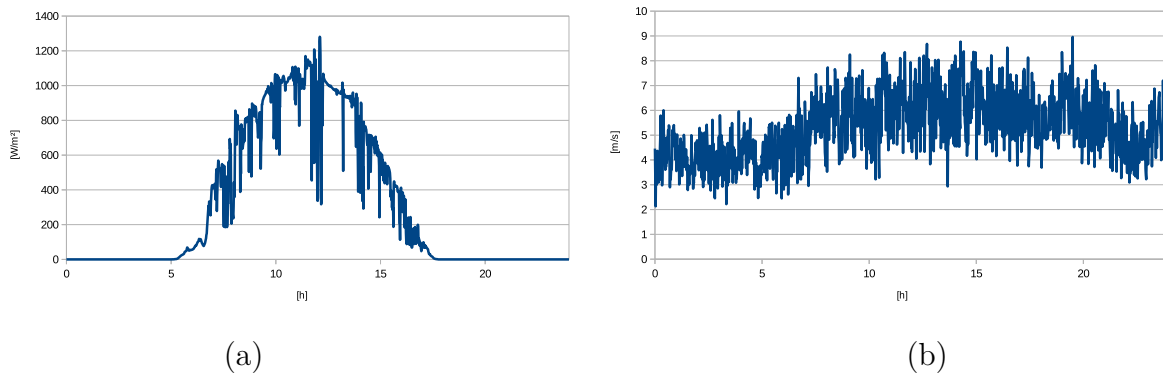


Figura 1.2: Valor instantâneo diário da radiação solar global (a) e velocidade do vento a 10m (b) para a localidade de Natal em 01/01/2011. **(Dados obtidos do Projeto SONDA)**

1.3 Microrredes

Uma forma de se coordenar o funcionamento de fontes e cargas locais é o agrupamento em microrredes. Uma microrrede é um conjunto local de cargas, sistemas de armazenamentos de energia e fontes de energia, que são vistas como uma única célula pelo sistema elétrico, podendo ser considerada como uma carga ou como uma fonte de energia, com um controle local, assim definida por Lasseter [4].

Existem variações nos tipos de barramento de tensão de conexão usados em microrredes. Normalmente, os barramentos podem ser em corrente contínua (CC), corrente alternada (CA) e corrente alternada em alta frequência (HFCA). O foco de deste trabalho são as microrredes com barramento de conexão em corrente alternada (CA). Logo, sempre que a palavra microrrede aparecer neste texto deve ser subentendida como microrrede CA, operando na frequência industrial normal de 60Hz.

Uma microrrede opera normalmente conectada ao sistema elétrico e pode ocasionalmente operar temporariamente isolada do sistema em caso de alguma falha de fornecimento, se estiver configurada para esse fim.

As fontes renováveis locais de uma microrrede normalmente são conectadas por conversores de tensão CC-CA (VSC - *Voltage Source Converter*), de modo que o desafio do controle destas consiste na interligação e interoperação paralela.

Uma microrrede pode ter vários tipos de microgeração tais como: eólica, solar fotovoltaica, célula a combustível, microturbinas a gás, microcentrais hidrelétricas entre outras. Cada tipo de geração tem suas características específicas que interferem diretamente no tipo de controle a ser utilizado nos VSCs que fazem suas interfaces com a rede.

Na microrrede, as fontes de energia intermitentes, como fotovoltaica e eólica, são conectadas com o conversor operando no modo fonte de corrente injetando a potência máxima disponível. Neste caso, é necessária uma referência de tensão e frequência, fornecida pela rede ou por conversores de suporte da microrrede operando no modo fonte de tensão.

Os principais projetos de pesquisa e desenvolvimento na área de microrredes estão concentrados em laboratórios na Europa, Estados Unidos, Japão e Canadá, sendo os principais: *EU Microgrids Research Project* na Europa, *CERTS Microgrid* e *GE Global Research Microgrid* nos Estados Unidos, *NEDO Microgrid Projects* no Japão e as aplicações de microrredes remotas no Canadá [5].

Os principais problemas a serem contornados para operação da microrrede são: o controle de tensão e frequência, ilhamento e proteção [6]. Esses problemas estão fortemente relacionados ao tipo de microrrede, tipo de carga, tipo de geração e tipo de ligação, o que torna a sua resolução específica para cada caso, dificultando a implantação e generalização das soluções para aplicação nas microrredes.

Para o controle dos conversores de suporte da microrrede, a maioria das técnicas utilizadas para os VSCs isolados operando como fonte de tensão não funcionam no caso de conversores em paralelo. A adição de um canal de comunicação rápido (em tempo real) entre os mesmos, para troca de informações das medições locais, e um controle central, conforme adotado dentro dos conceitos de *Smart Grids* [7] é uma forma de permitir o uso dos VSC em paralelo. No entanto, a utilização de um canal de comunicação rápido para sincronismo de operação de unidades de geração pode parecer a melhor solução [8, 9], mas esbarra em vários problemas para sua implementação, como sistemas redundantes de transmissão no caso de falhas, necessidade de equipamentos de transmissão modernos, limitação de atraso no tráfego das informações, garantia da integridade dos dados entre outros problemas. E isso, conseqüentemente, integra ao controle da microrrede mais pontos de possíveis falhas. Uma solução que não envolve um canal rápido de comunicação é a utilização da medição das variáveis locais (tensão, corrente e frequência) no ponto de conexão de cada conversor e a utilização de seus valores para tomada de decisão do modo de operação, sem a utilização de intercomunicação rápida de dados. A implementação do controle dos VSC operando como fonte de tensão em paralelo utilizando somente variáveis locais no ponto de conexão é feita com a utilização de curvas de decaimento de potência (*droop*) [10], que simulam no VSC o comportamento de um

gerador síncrono convencional. A comunicação utilizada junto ao controle baseado em curvas de decaimento é de baixa velocidade (com base de tempo em minutos ou horas), sendo utilizada para mudar alguns parâmetros de referências dos controladores que não são críticos ao funcionamento da microrrede. A falha nesse canal pode causar divisão incorreta de potência entre os inversores no caso de entrada ou saída de cargas quando a microrrede está isolada, o que pode não ser um problema crítico. O controle sem comunicação rápida (em tempo real) entre os controladores tem vantagens como:

- os gastos com equipamentos e cabos de alta velocidade para comunicação em tempo real são eliminados;
- a microrrede pode continuar operando mesmo com falhas no canal de comunicação lenta;
- os controladores dos conversores não sofrem problemas de sincronismo por causa de falhas ou atrasos que possam existir na utilização da comunicação em tempo real.

Portanto este trabalho está focado no projeto e controle de microrredes com fontes alternativas conectadas por VSCs em paralelo sem intercomunicação rápida entre os controladores.

1.4 Identificação do Problema

A maioria dos trabalhos relacionados à simulação de microrredes desconsidera a influência de parâmetros dos microgeradores, dos sistemas de armazenamento e do chaveamento dos VSCs, sendo mais focados na parte de controle de despacho da microrrede desconsiderando as malhas rápidas de controle dos VSCs. Essas malhas rápidas atuam normalmente com taxa de atualização abaixo de ms e são essenciais para o funcionamento do VSC na prática. Nestes trabalhos cada microgerador é aproximado por uma fonte ideal e/ou modelos linearizados [11–13]. Normalmente, isso é feito devido ao grande tempo necessário para simular uma microrrede levando em consideração todas as características de seus elementos. E esse procedimento leva à simulação a cenários que são destoantes dos encontrados na realidade, especialmente no que se refere aos “micro-cenários” envolvendo transitórios, harmônicos e desequilíbrio, por exemplo. Além disso vários trabalhos só utilizam sistemas equilibrados e cargas resistivas nas simulações e experimentos [14, 15].

A integração de modelos matemáticos dos conversores e fontes renováveis, em conjunto com os controladores, é essencial para o projeto correto dos controladores e simulação dos VSCs nas microrredes.

Não existem atualmente soluções generalizadas para estimação de parâmetros dos controladores a serem utilizados no controle dos VSC para sua aplicação em microrredes.

A emulação de inércia, utilizando filtros passa-baixa nos controladores, em conjunto com a técnica de controle com uso de retas de decaimento de potência (*droop*) [10], necessária para o desacoplamento entre as potências ativas e reativas no caso de redes não puramente indutivas (ou resistivas), têm sido estudadas de forma empírica, sem maiores formalismos dos projetos.

Outro ponto é a questão da medição da tensão no ponto de conexão dos VSCs, utilizada pelo controle baseado em retas de decaimento, para o cálculo da potência reativa. Por menor que seja a impedância dos cabos, as tensões nunca serão iguais em todos os pontos de conexão dos vários VSCs. Além disso, no caso de cargas desequilibradas as tensões serão diferentes também entre as fases, o que implica erro na divisão de potência reativa pelos VSCs.

Na Figura 1.3 é mostrado um exemplo de topologia de microrrede CA utilizado neste trabalho. Ela é baseada no estudo de caso fornecido por Soutanis *et al.* [16], onde os VSCs são modelados como fontes ideais. No estudo proposto serão utilizados modelos mais detalhados dos inversores ao invés de fontes ideais.

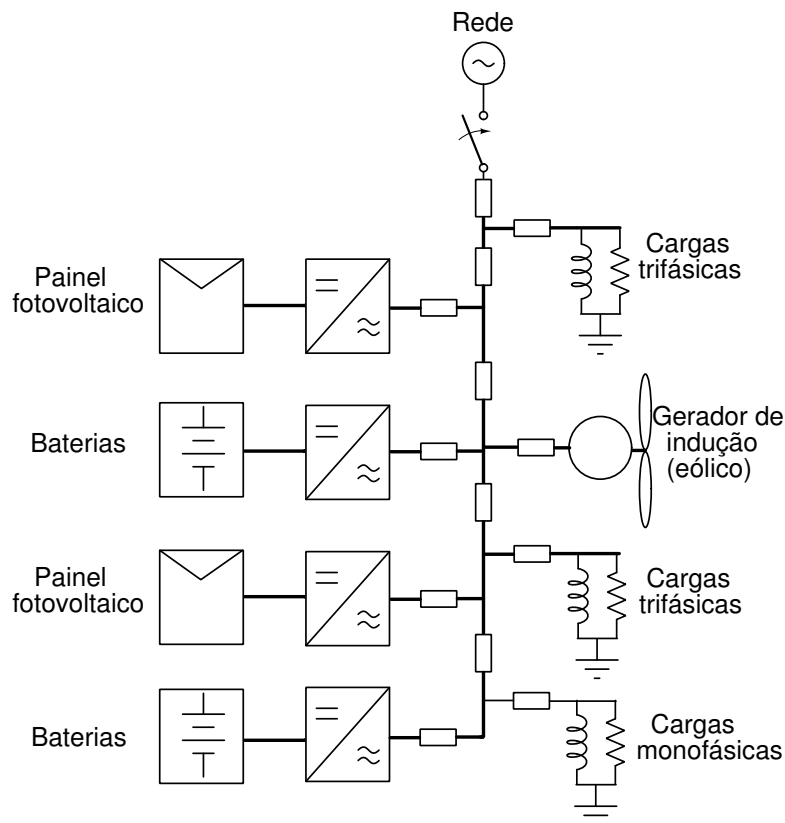


Figura 1.3: Topologia de conexão dos conversores e cargas de uma microrrede.

1.5 Objetivos do Trabalho

Como objetivos do trabalho são definidos os seguintes itens:

- elaborar uma estratégia de controle de potência dentro de uma microrrede CA funcionando em modo conectado e isolado da rede usando medições de variáveis do ponto de conexão para controle primário;
- projetar controladores e estudar a influência de parâmetros do sistema na estabilidade do controle dos conversores;
- propor uma nova estratégia de compensação de desbalanço de tensão para a correta divisão de carga entre os conversores operando com cargas desbalanceadas;
- comprovar através de simulações e ensaios experimentais os resultados do trabalho como um todo.

Sendo as principais contribuições do trabalho a nova estratégia de compensação de desbalanço de tensão, uma nova topologia para utilização da técnica de impedância virtual e a análise dos efeitos da utilização do controlador digital para implementação do controle.

1.6 Organização do Texto

O texto dos capítulos subsequentes está organizado como exposto a seguir:

No Capítulo 2 são apresentados os modelos e os controles dos VSCs e toda teoria relacionada a esses assuntos.

No Capítulo 3 são apresentados os modelos e os controles da microrrede e o circuito de reconexão automática.

No Capítulo 4 são demonstrados e comentados os resultados das simulações do funcionamento de uma microrrede e de suas partes utilizando a ferramenta de simulação PSCAD/EMTDC, os resultados de simulação utilizando a técnica de *hardware in the loop* para validação do controle e os resultados experimentais obtidos com os protótipos desenvolvidos.

Finalmente, no Capítulo 5, são apresentadas as considerações finais do trabalho e considerações para trabalhos futuros.

Capítulo 2

Modelos e Controle dos Conversores de Tensão

Este capítulo descreve o modelo do conversor utilizado e os controladores empregados para o conversor funcionar no modo fonte de corrente ou fonte de tensão. Além disso, descreve-se o seu funcionamento alimentando uma carga isolada ou conectado diretamente à rede elétrica.

Este capítulo está dividido em seções que tratam da descrição dos controles nos referenciais síncrono e estacionário:

- do controlador de corrente com um laço de realimentação;
- do controlador de tensão com dois laços de realimentação;
- da topologia de funcionamento, conexão e sincronização dos conversores.

Nas seções que descrevem os controladores é demonstrado o efeito do atraso de transporte PWM, do filtro *anti-aliasing* e da discretização para implementação do controlador digital. Esses efeitos influenciam o projeto e uso do controlador na prática e o estudo desses efeitos na frequência de trabalho dos controladores é a principal contribuição deste capítulo.

Além do controlador de corrente que controla o VSC como uma fonte de corrente, são descritos o controlador de tensão de laço duplo para o funcionamento do VSC como fonte de tensão e as topologias de funcionamento do VSC no modo fonte de tensão e fonte de corrente, funcionando isolado ou conectado à rede. Para o modo conectado à rede é descrita a utilização de um PLL (*Phase-Locked Loop*) para o funcionamento sincronizado entre o VSC e a rede.

2.1 Conversor CC-CA (VSC)

O conversor CC-CA trifásico (VSC) considerado nesse trabalho é composto por 3 braços com duas chaves semicondutoras em cada braço (ponte completa) e com neutro entre o divisor capacitivo do elo CC, conforme mostrado na Figura 2.1(a). A Figura 2.1(b) ilustra uma configuração equivalente com 4 braços e sem o neutro entre o divisor capacitivo. No presente trabalho as duas configurações são equivalentes, sendo que uma utiliza menor quantidade de chaves semicondutoras e na outra não há circulação de corrente de neutro pelo capacitor. Por questões de maior simplicidade de controle (menos chaves) a topologia de 3 braços foi adotada. Essa topologia permite que o conversor trifásico funcione como 3 conversores monofásicos independentes.

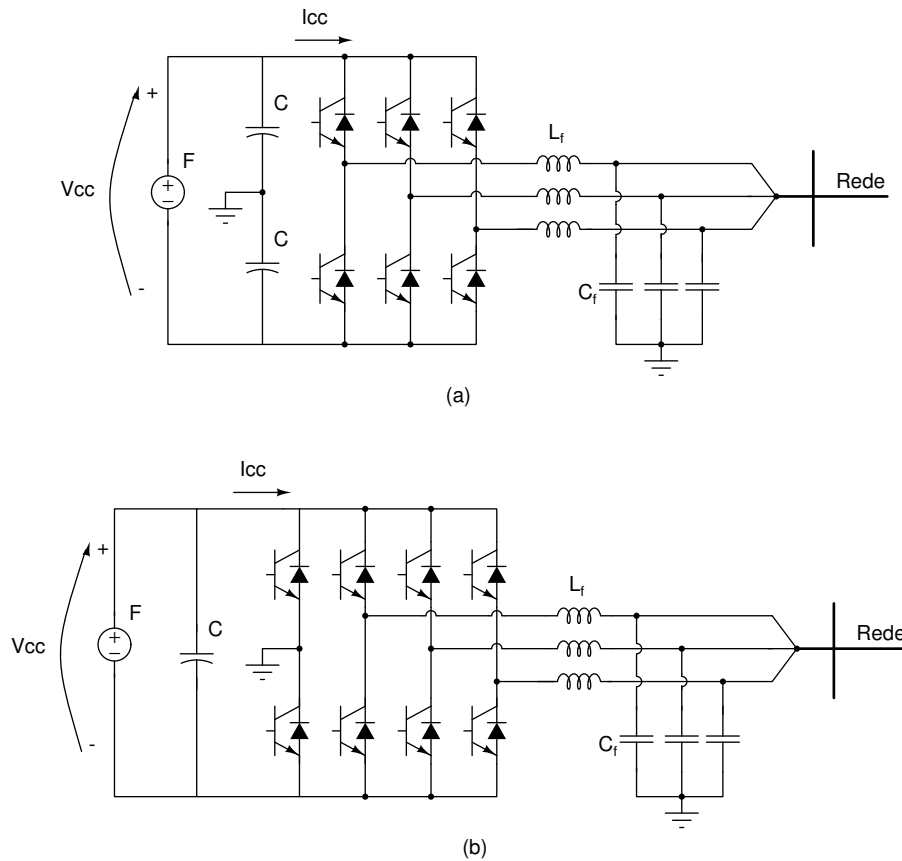


Figura 2.1: Topologias usando VSC para conexão de fonte alternativa à rede. (a) neutro obtido com divisor capacitivo, (b) vsc com quatro braços.

Na Figura 2.1 (a) e (b), V_{cc} representa a tensão fornecida pela fonte alternativa de energia, F é a fonte de energia, C é o capacitor equivalente do lado CC, L_f é um indutor que junto com capacitor C_f forma o filtro de saída do VSC. A configuração em ponte completa foi escolhida por sua maior simplicidade, podendo ser utilizadas outras configurações tais como a de três níveis, etc. No lado CA do VSC podem

estar ligadas cargas passivas e ativas, outros VSCs em paralelo e a rede elétrica, se a microrrede estiver operando em modo conectado.

Neste trabalho as chaves semicondutoras do conversor são acionadas por controle de modulação por largura de pulso (do inglês, *Pulse Width Modulation*) (PWM) seno-triângulo, como descrito por Mohan [17].

Nesses conversores a potência trifásica de saída fornecida à carga CA é igual à potência do lado CC do VSC, considerando as perdas do VSC nulas, como expresso em:

$$P_{3\phi} = P_{cc} = V_{cc} I_{cc}, \quad (2.1)$$

onde, P_{cc} é a potência CC fornecida pela fonte alternativa ao VSC, calculada pelo produto entre a tensão V_{cc} e a corrente I_{cc} da fonte.

2.2 Controle no Referencial Síncrono e no Estacionário

As técnicas empregadas no controle de conversores VSC aproximam o funcionamento do VSC e seu filtro (LC ou LCL) a uma fonte controlada ideal de tensão ou corrente, como mostrado na Figura 2.2.

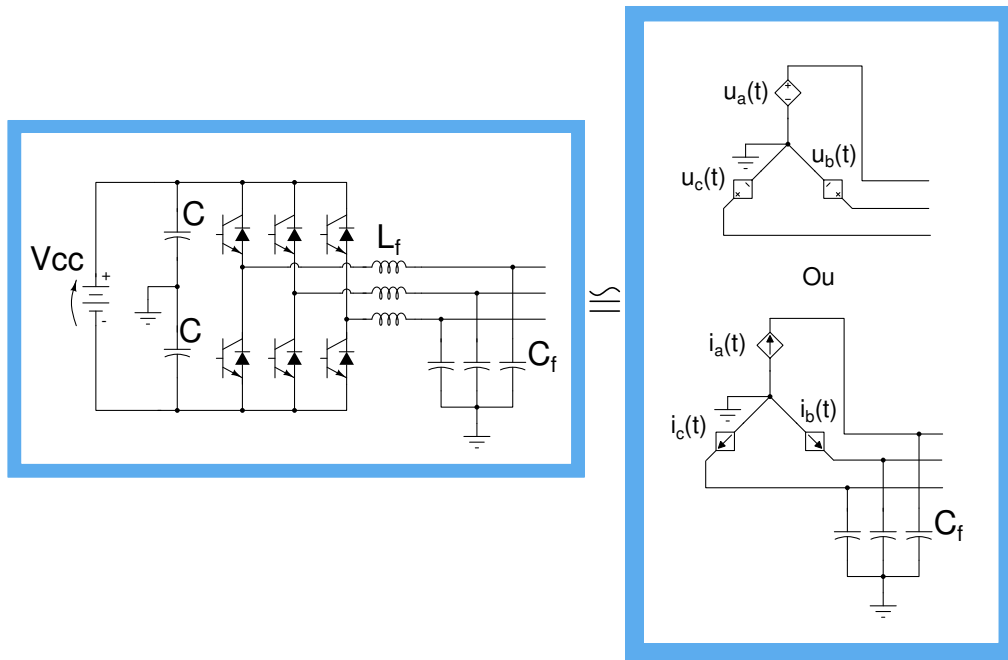


Figura 2.2: Aproximação de funcionamento de um VSC a uma fonte controlada ideal de tensão ou corrente.

Esse funcionamento como fonte ideal de corrente pode ser obtido com o uso de um controlador com um laço de realimentação e o funcionamento como fonte ideal de

tensão pode ser obtido com o uso de um controlador de laço duplo [18]. A utilização de apenas um laço para o VSC funcionar como fonte de tensão controlada também é possível, mas o desempenho do controlador e controle de corrente é superior no controle de laço duplo [19]. O controlador de laço duplo é composto de um laço externo de controle de tensão e um laço interno de controle de corrente. Os ganhos e a velocidade de resposta dos laços de corrente e tensão afetam diretamente a estabilidade e desempenho do VSC. Estes parâmetros devem ser calculados para o VSC operar com comportamento o mais aproximado possível de uma fonte ideal de tensão. Os controladores podem ser implementados no referencial estacionário ($\alpha\beta$) utilizando a transformada de Clarke:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}, \quad (2.2)$$

ou no referencial síncrono utilizando a transformada dq :

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 0 \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix}, \quad (2.3)$$

sendo $\theta = \omega t$.

A transformada de Clarke (2.2) transforma as variáveis no referencial estacionário abc para o referencial estacionário $\alpha\beta 0$, como mostrado na Figura 2.3. O eixo 0 não aparece na figura pois é ortogonal ao plano cartesiano $\alpha\beta$ representado na mesma. No caso de sistemas equilibrados v_0 é sempre nulo. Por isso normalmente v_0 não é utilizado no controle dos conversores (a não ser quando desejado compensar a componente de sequência zero), logo pode ser adotado o uso de $\alpha\beta$ ao invés de $\alpha\beta 0$ neste caso. O mesmo procedimento é válido para o uso de dq ao invés de $dq 0$. A transformada dq transforma as variáveis do referencial estacionário $\alpha\beta$ para o referencial girante dq . O referencial dq gira com uma velocidade ω em sincronismo com a sequência positiva das variáveis utilizadas. O sincronismo é obtido através do ângulo $\theta = \omega t$. O referencial dq por estar girando na mesma velocidade e sincronizado com as variáveis trifásicas CA, transforma essas variáveis em valores CC. O ângulo θ utilizado na transformada dq deve ser obtido de um circuito de detecção de sincronismo de sequência positiva, o que acrescenta mais complexidade ao controle.

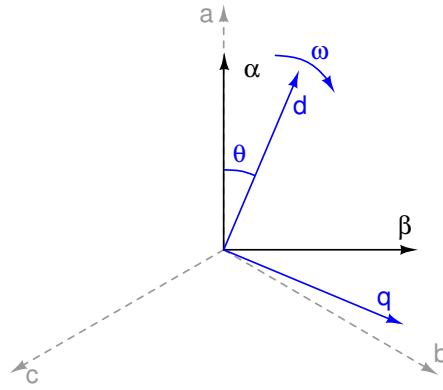


Figura 2.3: Representação gráfica do referencial estacionário $\alpha\beta$ e do referencial síncrono dq .

A Figura 2.4 mostra o controlador síncrono com laço duplo e a Figura 2.5 o controlador estacionário de laço duplo.

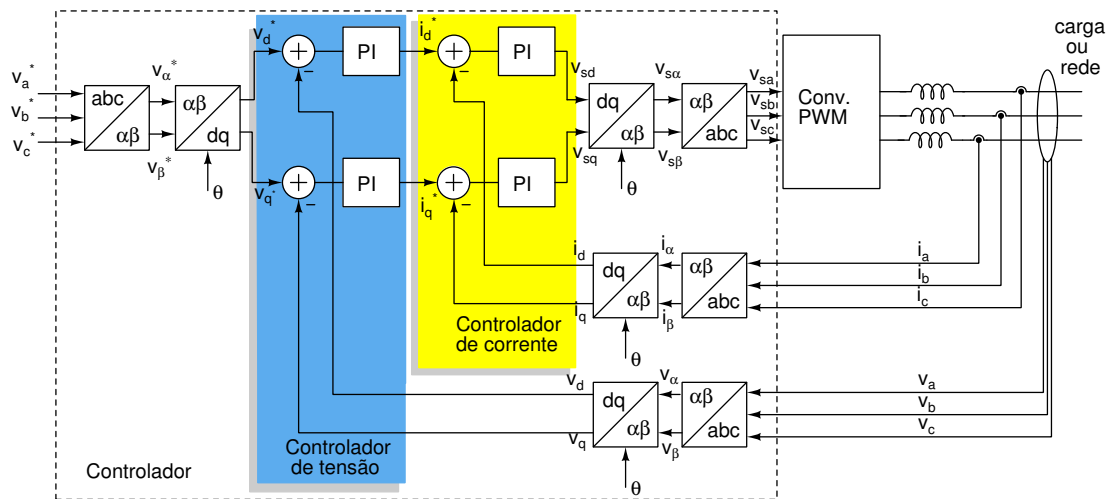


Figura 2.4: Controlador síncrono com laço duplo de corrente e tensão utilizando controladores Proporcional+Integral (PI) no referencial dq .

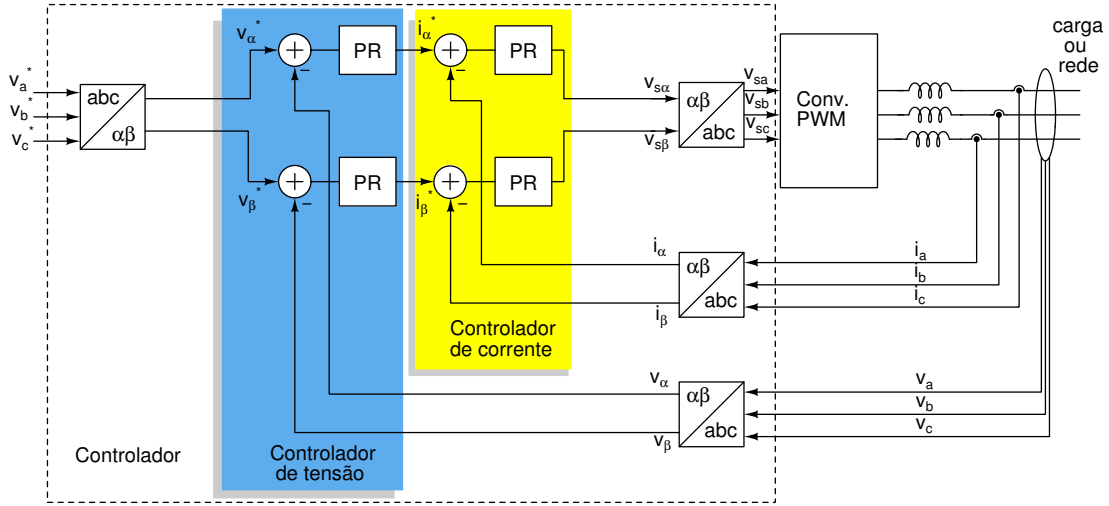


Figura 2.5: Controlador estacionário com laço duplo de corrente e tensão utilizando controladores Proporcional+Ressonante (PR) no referencial $\alpha\beta$.

Em ambos os controladores o laço de corrente é colocado dentro do laço de tensão para melhorar a dinâmica e estabilidade do VSC.

O controlador síncrono utiliza o referencial síncrono dq , onde a referência de tensão CA (v_a^* , v_b^* e v_c^*) e as medidas (v_a , v_b e v_c) na frequência síncrona são transformadas em tensões de referência (v_d^* e v_q^*) e as medidas (v_d e v_q) no referencial dq . As variáveis medidas são subtraídas das de referência e os sinais de erros gerados da subtração são em seguida aplicados aos controladores proporcional+integral (PI), cuja função de transferência é dada por:

$$G_{PI}(s) = \frac{K_p s + K_i}{s} . \quad (2.4)$$

Este controlador quando submetido a uma entrada de referência constante garante erro nulo de regime permanente. As saídas do par de controladores PI do controlador de tensão fornecem as correntes de referência (i_d^* e i_q^*) ao par de controladores PI do controlador de corrente. Os controladores PI do controlador de corrente têm em suas entradas o erro entre as referências de corrente (i_d^* e i_q^*) e as correntes medidas (i_d e i_q) e em sua saída as tensões (v_{sd} e v_{sq}) usadas para geração do PWM do conversor. Essas tensões (v_{sd} e v_{sq}) na saída do controlador de corrente devem ser convertidas para o referencial abc (v_{sa} , v_{sb} e v_{sc}) para aplicação na geração do PWM do conversor. O controlador estacionário tem o funcionamento análogo ao controlador síncrono, claro que levando em consideração que este utiliza diretamente o referencial $\alpha\beta$ e controladores Proporcional+Ressonante (PR) ao invés do referencial dq e controladores Proporcional+Integral (PI).

O controlador síncrono pode ser referido ao referencial estacionário como demonstrado por Zmood *et al.* [20] e ilustrado na Figura 2.6.

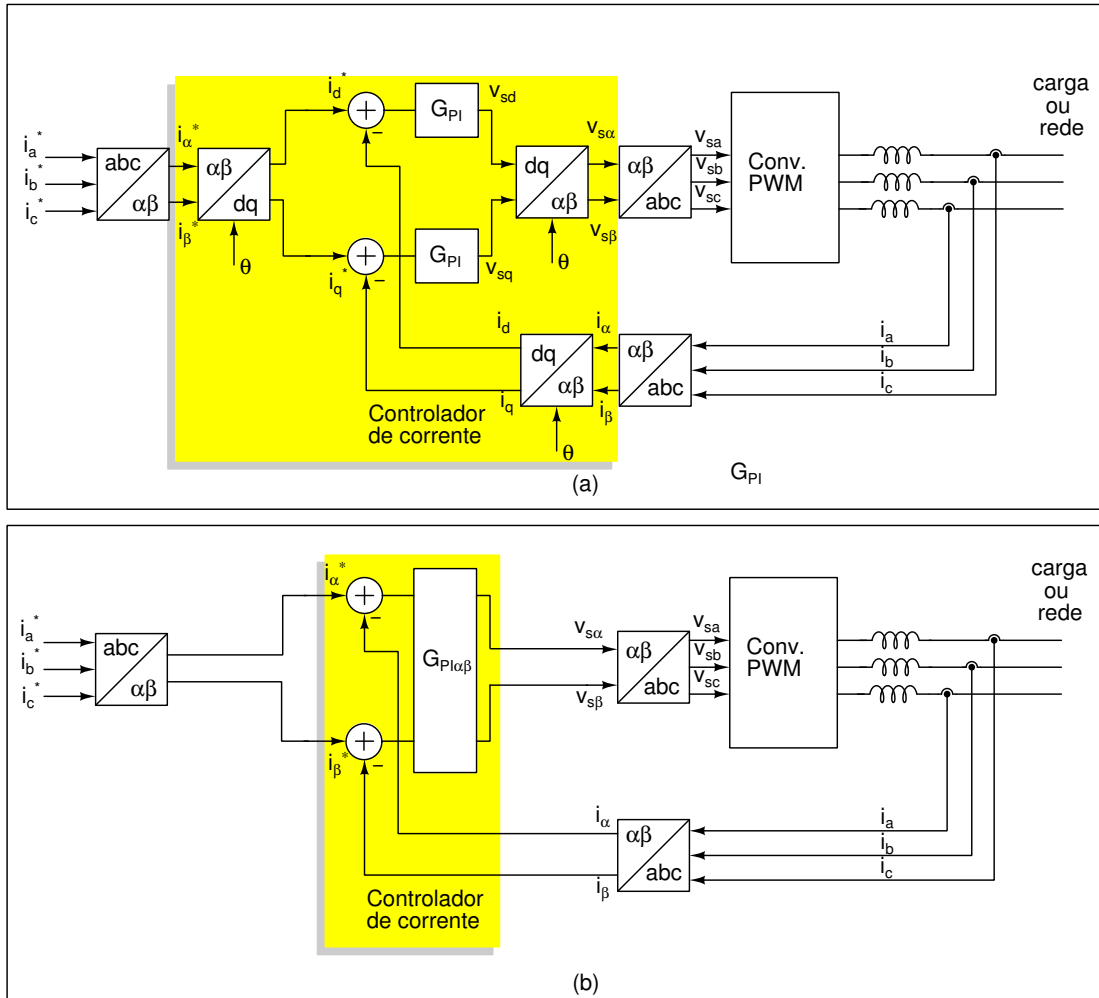


Figura 2.6: (a) Controlador de corrente síncrono no referencial dq e (b) o mesmo controlador referido ao referencial estacionário $\alpha\beta$.

A função de transferência do controlador síncrono referida ao referencial estacionário $\alpha\beta$, mostrado na Figura 2.6(b), é dada por:

$$G_{PI\alpha\beta}(s) = \begin{bmatrix} K_p + \frac{K_i s}{s^2 + \omega^2} & -\frac{K_i \omega}{s^2 + \omega^2} \\ \frac{K_i \omega}{s^2 + \omega^2} & K_p + \frac{K_i s}{s^2 + \omega^2} \end{bmatrix}. \quad (2.5)$$

Pela equação (2.5) é possível observar que o uso da transformada dq gera um acoplamento entre as coordenadas $\alpha\beta$ do referencial estacionário. Isso resulta em um sistema com duas entradas e duas saídas (sistema MIMO - *multiple-input and multiple-output*), que aumenta a complexidade do controlador. Os acoplamentos entre as coordenadas $\alpha\beta$ influenciam pouco a dinâmica do controlador e podem ser descartados segundo Zmood *et al.* [20], que propõe um controlador proporcional+ressonante baseado nos ramos diretos da função de transferência do controlador síncrono re-

ferenciado ao referencial estacionário. A comparação dos controladores síncrono e estacionário e o efeito da omissão do acoplamento entre as coordenadas $\alpha\beta$ são mostrados por Lopes *et al.* [21], onde é confirmada a equivalência dos controladores para controle da sequência positiva em regime permanente.

O controlador estacionário usa o referencial estacionário $\alpha\beta$ obtido com a transformada de Clarke. Para obter erro de regime permanente nulo no referencial estacionário é necessário o uso do controlador proporcional+ressonante (PR) [20, 22], cuja função de transferência é dada por:

$$G_{PR}(s) = K_p + \frac{2 K_i s}{s^2 + \omega^2} . \quad (2.6)$$

Os controladores síncrono e estacionário têm praticamente a mesma resposta para sistemas trifásicos equilibrados. Uma vantagem do controlador PR no referencial estacionário é que ele pode ser utilizado diretamente em sistemas monofásicos. Como a função de transferência do controlador PR é conhecida e é a mesma para um sistema monofásico, ela pode ser expressa como um sistema linear de única entrada e única saída (single-input and single-output - SISO). Com isso ferramentas de projeto de controle convencionais como diagramas de Bode podem ser utilizadas no projeto do controlador. O diagrama de blocos do controlador PR é mostrado na Figura 2.7 (a). A Figura 2.7 (b) mostra uma variação do diagrama do controlador PR configurado para ter uma entrada de referência de frequência, que permite que essa frequência seja ajustada em caso de operação em uma rede com frequência variável. Essa frequência de referência pode ser obtida de um sistema de sincronismo (PLL - *Phase-Locked Loop*) e utilizada convencionalmente como no caso do controlador síncrono.

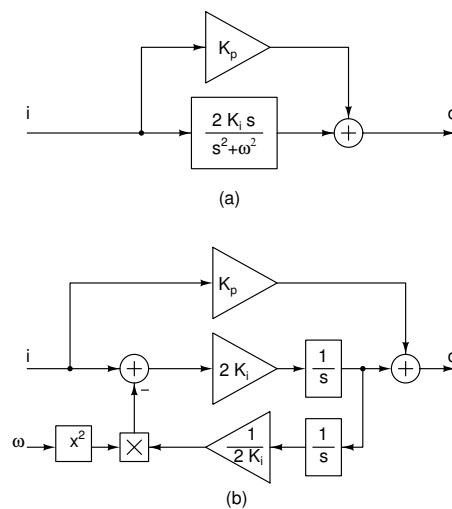


Figura 2.7: Diagramas de blocos do controlador PR: (a) normal para frequência ressonante constante, (b) e com frequência ressonante adaptativa.

Como a saída do controlador PR em (2.6) é sempre uma senoide (normalmente na frequência fundamental), caso haja harmônicos na saída do conversor, devido à limitações no dimensionamento do filtro de saída ou devido à cargas não lineares, esses harmônicos não são eliminados pelo controle. No caso da necessidade de compensação seletiva desses harmônicos, o controlador proporcional+ressonante (PR) pode ter várias frequências de ressonância sintonizadas nos harmônicos e assume a forma definida em:

$$G_{PR}(s) = K_p + \frac{2 K_i s}{s^2 + \omega^2} + \sum_{h=5,7,11,\dots} \frac{2 K_{i_h} s}{s^2 + (\omega h)^2}, \quad (2.7)$$

onde K_{i_h} é o ganho integral para cada harmônica.

Por permitir a aplicação monofásica e utilização de métodos de projeto de controle mais simples, o controlador proporcional+ressonante (PR) foi escolhido para ser utilizado nesse trabalho.

Neste trabalho é adotada a utilização de controladores proporcional+ressonante (PR) no referencial estacionário abc , como mostrado na Figura 2.8. Essa configuração tem a mesma resposta em regime permanente que os controladores síncronos no referencial dq e estacionário no referencial $\alpha\beta$, com a vantagem de funcionar como 3 controladores monofásicos independentes.

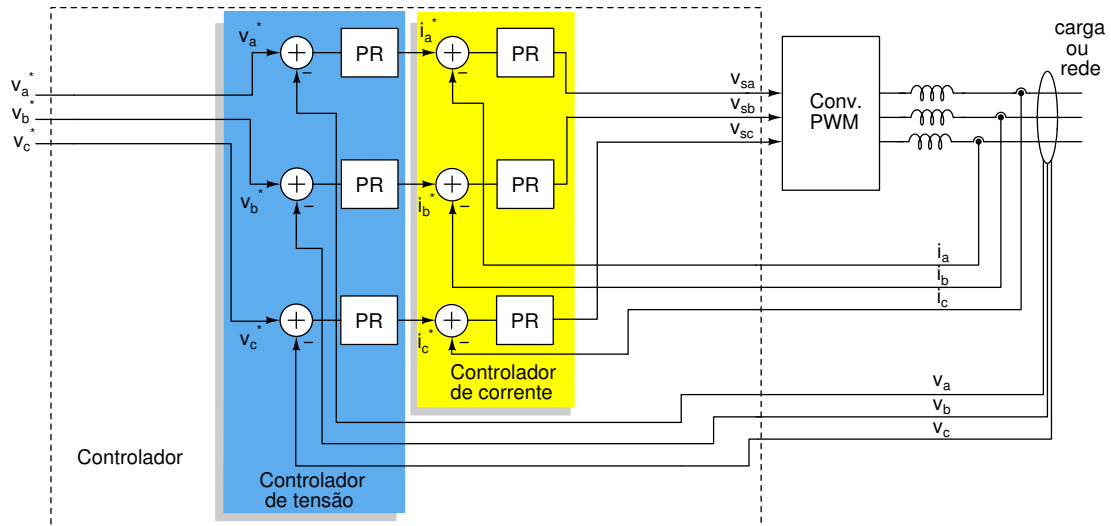


Figura 2.8: Controlador estacionário com laço duplo Proporcional+Ressonante (PR) no referencial abc .

2.3 Controlador de corrente

O controlador de corrente do laço interno garante que a saída do VSC siga a referência de corrente da entrada sem erro de amplitude ou fase na frequência de

ressonância. No caso do VSC operar no modo fonte de corrente, apenas um laço de realimentação de corrente é necessário. O VSC com controle PWM e controlador de corrente funciona como se fosse uma fonte de corrente ideal controlada, desde que operando em frequência nominal muito menor do que a de chaveamento e desde que a corrente de saída seja menor em módulo do que a capacidade física nominal do VSC.

2.3.1 Controlador Contínuo

Para início de análise é descrita a aplicação do controlador proporcional+ressonante (PR) com a utilização da sua forma contínua no tempo, descrita pela função de transferência (2.6).

Para utilizar e projetar o controlador PR é necessário conhecer a topologia em que ele será aplicado, assim como os parâmetros dos componentes do circuito em que ele irá operar. A Figura 2.9 mostra o esquema de ligação típico de um controlador de corrente a um VSC e seus componentes para alimentação de uma carga resistiva isolada. O tipo de carga utilizada não influi diretamente nos efeitos do atraso de transporte do chaveamento PWM, do filtro *anti-aliasing* e da discretização para implementação do controlador digital. Logo, foi escolhida uma carga resistiva para facilitar a análise destes efeitos neste capítulo e os mesmos resultados podem ser esperados para qualquer tipo de carga.

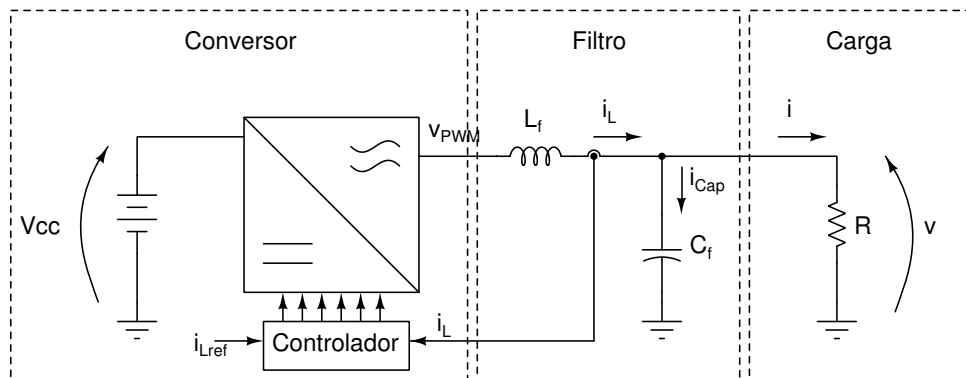


Figura 2.9: Esquema unifilar de ligação do VSC com controlador estacionário de corrente com filtro e carga.

O esquema elétrico mostrado na Figura 2.9 pode ser representado, para uma fase, pelo diagrama de blocos da Figura 2.10. Esse diagrama pode ser utilizado para determinação da função de transferência da planta (formada pelo conversor, filtro e carga), que é utilizada para o projeto dos ganhos do controlador PR. No diagrama o VSC e seu acionamento PWM são representados por um ganho estático. Esta aproximação é feita considerando a tensão V_{cc} constante e a frequência de

chaveamento suficientemente alta [17]. O controlador proporcional+ressonante (PR) fornece uma referência normalizada de tensão (v_s). Essa referência multiplicada pelo ganho $\frac{V_{cc}}{2}$ fornece a tensão na saída do conversor (v_{PWM}). Na prática a referência de tensão normalizada v_s , que é a tensão de referência multiplicada pelo índice de modulação de tensão, é comparada a uma onda triangular para gerar os pulsos do acionamento PWM usados no conversor para fornecer a tensão de saída v_{PWM} .

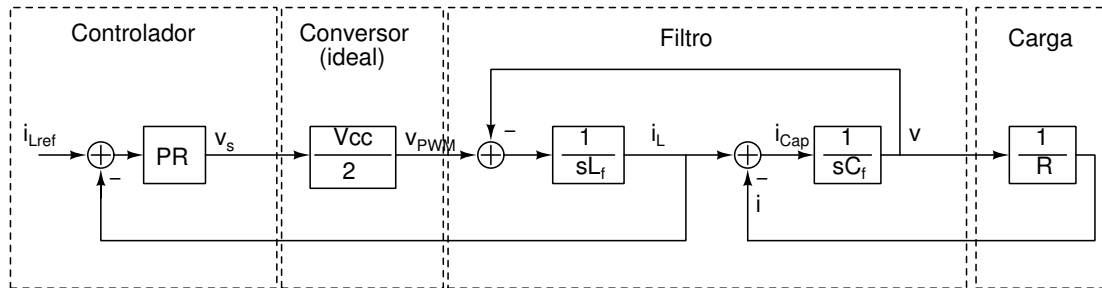


Figura 2.10: Diagrama de blocos do controlador estacionário de corrente monofásico.

Na Figura 2.11 é mostrada a resposta em frequência da função de transferência da planta ($\frac{i_L}{v_s}$) e da função de transferência do controlador e planta em malha aberta e fechada ($\frac{i_L}{i_{Lref}}$). Para todas as respostas em frequência deste capítulo foram utilizados os ganhos projetados para o controlador PR de corrente com os valores $K_p = 0,25 \text{ V/A}$ e $K_i = 20 \text{ V/As}$, conforme descrito por Vasques *et al.* [23] e demonstrado na próxima seção, e os parâmetros do circuito $L_f = 10\text{mH}$, $C_f = 1\mu\text{F}$, $R = 40\Omega$ e $V_{cc} = 400\text{V}$. No detalhe da Figura 2.11 pode-se observar que o controlador faz com que a resposta em malha fechada tenha magnitude unitária (0 dB) e fase zero na frequência de ressonância. Com a utilização do controle com um laço de corrente, o VSC e seu filtro se comportam como uma fonte ideal de corrente na frequência de ressonância.

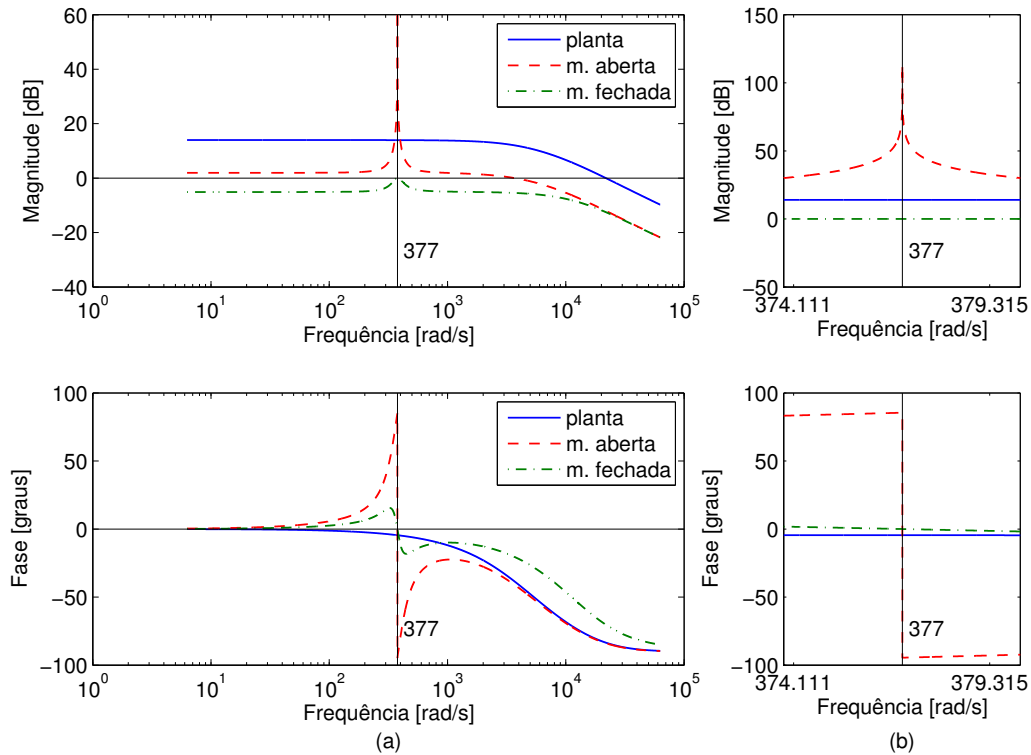


Figura 2.11: (a) Magnitude e fase da resposta em frequência da planta, com controlador em malha aberta e com controlador em malha fechada e (b) detalhe em torno da frequência da rede.

Projetos dos ganhos do controlador PR

O projeto dos ganhos do controlador proporcional+ressonante é feito através da análise dos efeitos de cada ganho na resposta em frequência do sistema a ser controlado.

A Figura 2.12 mostra a resposta em frequência do controlador PR, obtida de (2.6) utilizando o ganho K_p variando entre os valores 0, 125 V/A, 0, 25 V/A e 0, 5 V/A e o ganho $K_i = 20$ V/As. Pode ser observado no detalhe da Figura 2.12 que o pico de ressonância em 60Hz (377rad/s) não sofre alteração com a variação de K_p . A variação do valor de K_p altera o valor de atenuação das frequências afastadas da frequência de ressonância.

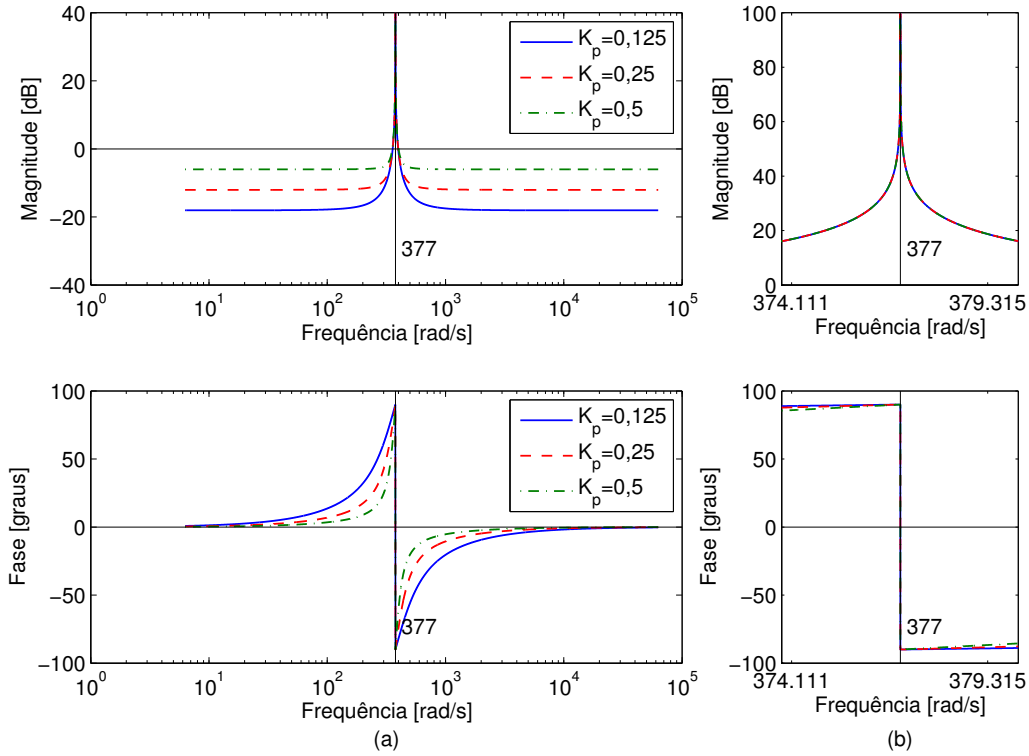


Figura 2.12: (a) Magnitude e fase da resposta em frequência do controlador estacionário e (b) detalhe em torno da frequência da rede.

Para análise de estabilidade, na Figura 2.13 é mostrada a resposta em frequência de malha aberta utilizando a mesma variação do ganho K_p . Pode ser observado que a variação do ganho K_p faz com que as respostas em frequência cruzem a linha de $0db$ em frequências diferentes, fazendo com que cada resposta tenha uma margem de fase diferente. No caso de estudo inicial, o controlador PR junto do modelo ideal do VSC e a planta (circuito de filtro e carga) formam um sistema de segunda ordem, que matematicamente é sempre estável [24]. Mas com a consideração dos efeitos do chaveamento do PWM, filtros *anti-aliasing* e discretização, que serão considerados nas seções adiante, a ordem do sistema aumenta e as margens de ganho e fase devem ser analisadas para o projeto do ganho K_p , para o mesmo manter o sistema sempre na região de estabilidade.

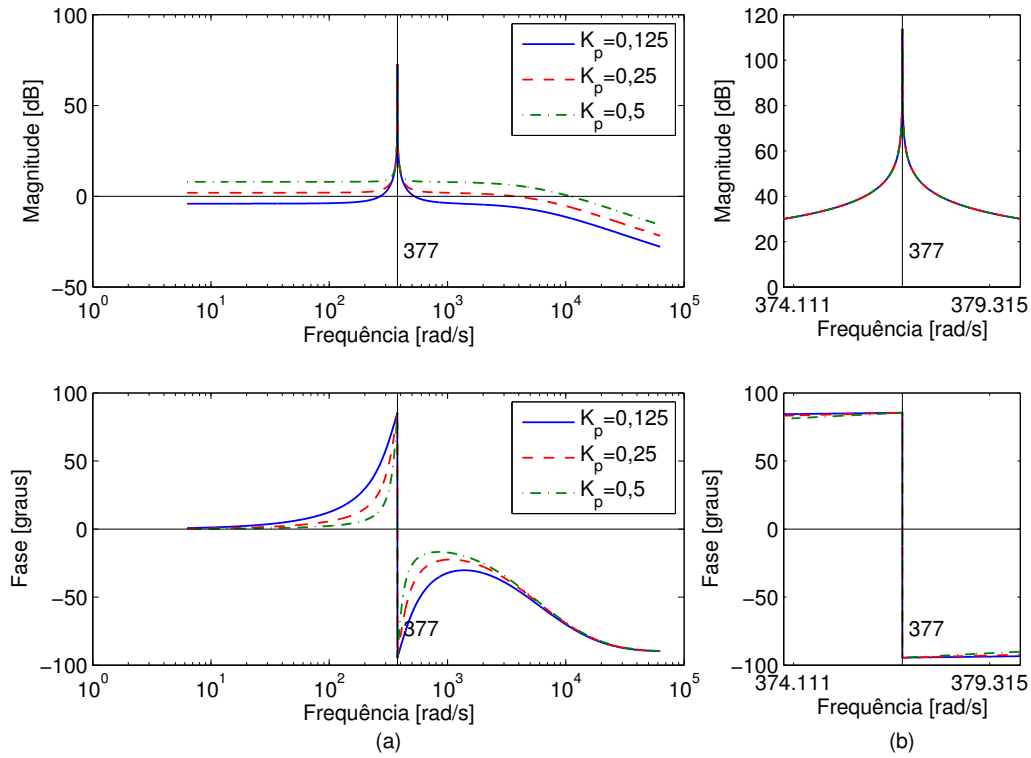


Figura 2.13: (a) Magnitude e fase da resposta em frequência de malha aberta com controlador com variação de ganho K_p e (b) detalhe em torno da frequência da rede.

A Figura 2.14 ilustra a resposta em frequência do controlador PR, utilizando o ganho $K_p = 0,25 V/A$ e o ganho K_i variando com os valores $10 V/As$, $20 V/As$ e $40 V/As$. Observa-se na figura que na base do pico de ressonância há variações da magnitude da resposta em frequência devido às variações do ganho K_i . As frequências muito afastadas da frequência de ressonância não sofrem alteração com as variações do ganho K_i .

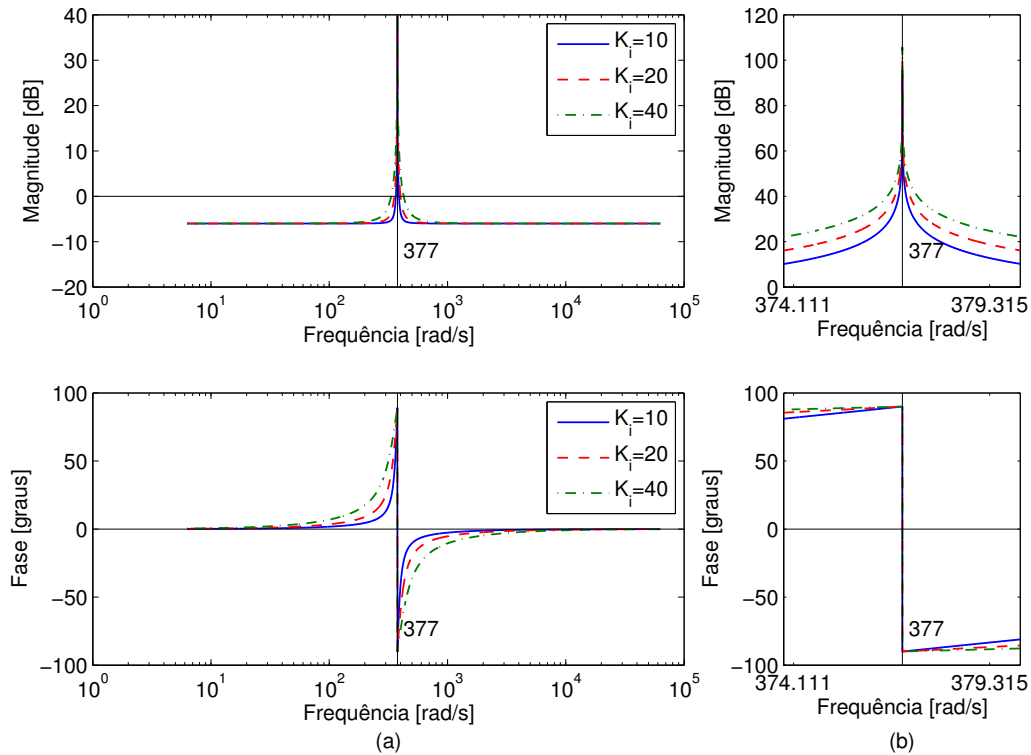


Figura 2.14: (a) Resposta em frequência do controlador estacionário e (b) detalhe em torno da frequência da rede.

Na Figura 2.15 é mostrada a resposta em frequência de malha aberta com variação do ganho K_i , a mesma variação usada na Figura 2.14. Pode ser observado que a variação do ganho K_i faz com que as respostas em frequência tenham variações só em torno da frequência de ressonância e que todas as respostas cruzam a linha de $0db$ na mesma frequência, fazendo com que todas as respostas tenham a mesma margem de fase. Com isso pode-se concluir que a variação do ganho K_i , nas devidas proporções, não afeta a estabilidade do sistema.

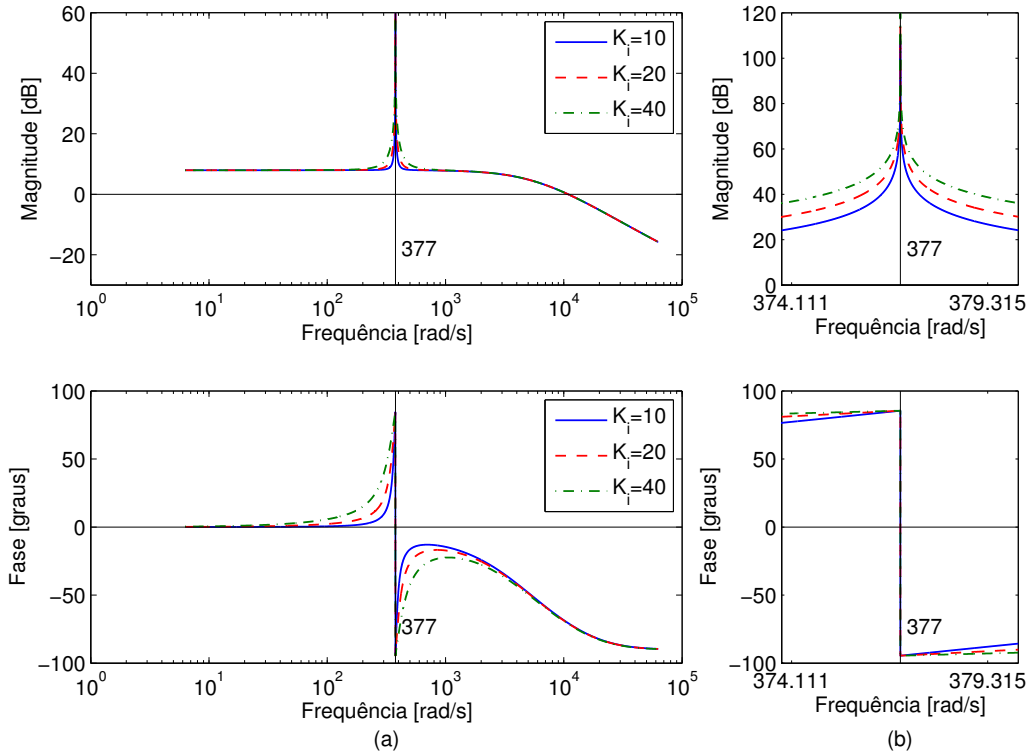


Figura 2.15: (a) Magnitude e fase da resposta em frequência de malha aberta com controlador com variação de ganho K_i e (b) detalhe em torno da frequência da rede.

Desta análise pode-se concluir que utilizando o diagrama de Bode, o projeto do ganho K_p deve ser feito para determinar uma margem de ganho e fase que levem o sistema à estabilidade. O projeto do ganho K_i define a sensibilidade e a faixa de frequência de trabalho do controlador, não influenciando a estabilidade do sistema se seu valor não for muito alto a ponto de alterar a frequência de cruzamento da amplitude da resposta em frequência com o eixo de $0db$. Logo o projeto é feito inicialmente considerando o ganho K_i igual a zero e projetando o ganho K_p como se fosse um controlador proporcional. Depois de determinado o valor de K_p para que haja margens de ganho e fase que garantam a estabilidade do sistema em malha fechada, é escolhido um ganho K_i que garanta uma faixa de frequência adequada em torno da frequência de trabalho.

2.3.2 Implementação do Controlador Digital

Atualmente os controladores são implementados na prática utilizando uma plataforma digital. A utilização do controle em forma digital tem suas vantagens, porém apresenta algumas limitações em relação ao controle analógico, mas na maioria das vezes é uma solução vantajosa e amplamente adotada [19].

Para a implementação do controle em um controlador digital, algumas considerações devem ser feitas. A conversão dos sinais analógicos para digital e vice-

versa são necessárias para a utilização do controlador digital. A conversão digital para analógica, para acionamento de VSCs, normalmente é feita pela técnica de modulação de largura de pulso (PWM) [17]. E a conversão analógica para digital é feita pelo uso de um conversor analógico digital (ADC). O controle digital necessita que os sinais amostrados de entrada tenham uma frequência menor ou igual a metade da frequência de amostragem (teorema de Nyquist), logo alguns métodos podem ser utilizados para se obter essa restrição. Para se eliminar o efeito da frequência da modulação PWM da saída do conversor nos sinais de realimentação medidos, o uso da amostragem sincronizada utilizando a mesma frequência do PWM é uma das melhores soluções [19]. No caso da amostragem não ser sincronizada com o PWM ou trabalhar em uma frequência diferente, devido aos limites de operação da plataforma digital utilizada, ou também do caso da fonte de alta frequência não ser o PWM do próprio conversor, o uso de um filtro passa-baixa (*anti-aliasing*) na entrada do conversor ADC é uma solução bastante utilizada e eficaz, e foi adotada neste trabalho. O filtro passa-baixas *anti-aliasing* da aquisição de dados do conversor analógico digital (ADC) e o atraso do acionamento do conversor pela técnica PWM devem ser considerados no projeto do controlador. A Figura 2.16 mostra o diagrama de blocos de um controlador digital acionando um VSC. O bloco do controlador digital implementa o controle, fazendo aquisições de sinais de realimentação através de um conversor analógico digital (ADC), processando o sinal de forma digital e fornecendo uma saída em pulsos PWM (que é a forma de conversão de sinal digital para analógico no caso). O bloco de condicionamento analógico faz os ajustes de níveis de tensão e corrente entre a parte de potência e controle. As tensões e correntes medidas são condicionadas a valores compatíveis com o conversor ADC e filtradas por um filtro *anti-aliasing*, já as saídas digitais PWM são ligadas por cabos ou fibra-óptica a um circuito analógico de disparo no VSC que faz o condicionamento desses sinais para o disparo das chaves semicondutoras. O bloco de potência é formado pelo VSC (chaves semicondutoras e elo CC), filtro e carga.

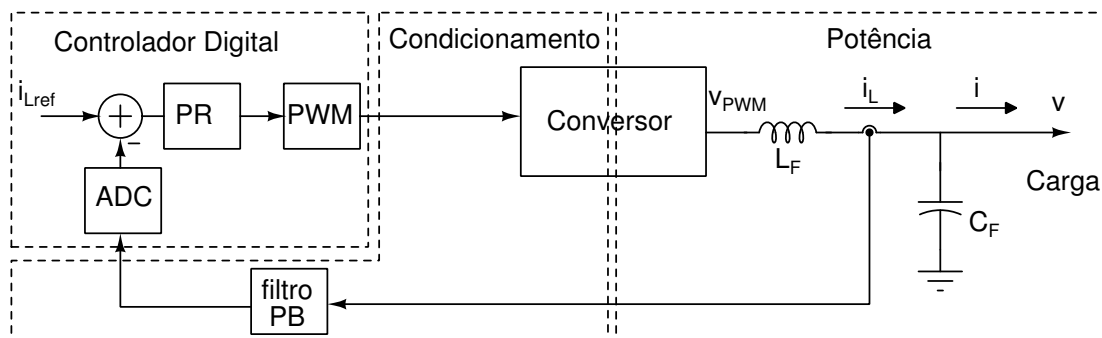


Figura 2.16: Aplicação de um controlador digital de corrente para controle de um VSC.

2.3.3 Atraso de Transporte do Acionamento PWM

O atraso de tempo de atualização causado pela modulação PWM no VSC é definido por e^{-sT_d} , onde T_d é período de tempo de atualização do PWM.

A função de transferência aproximada do VSC é irracional, mas é possível obter uma aproximação racional linearizada com a utilização da aproximação de Padé de primeira ordem [24]. A aproximação racional pode ser usada junto com a função de transferência do controlador PR nas ferramentas de projeto de controle convencionais. A função de transferência do conversor PWM e sua linearização é dada por:

$$G_{VSC}(s) = \frac{V_{cc}}{2} e^{-sT_d} \approx \frac{V_{cc}}{2} \left(\frac{-s + \frac{2}{T_d}}{s + \frac{2}{T_d}} \right). \quad (2.8)$$

Na Figura 2.17 é mostrada a resposta em frequência do atraso de atualização de $50\mu s$ e $100\mu s$ e suas respectivas aproximações de Padé de primeira ordem. Como pode ser observado, o atraso não influencia a magnitude da resposta em frequência do sistema, mas acrescenta uma defasagem na fase do mesmo. Também pode ser observado que a aproximação de Padé de primeira ordem só é fiel em baixas frequências. Para frequências maiores devem ser utilizadas aproximações de maior ordem.

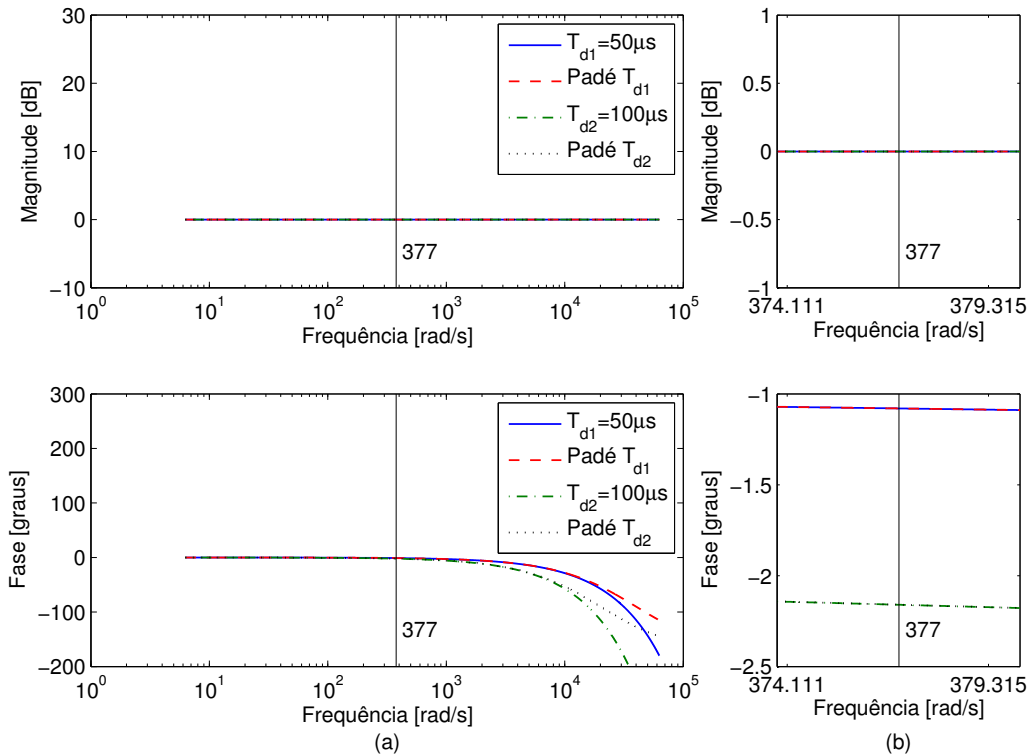


Figura 2.17: (a) Magnitude e fase da resposta em frequência do atraso de atualização e suas aproximação de primeira ordem e (b) detalhe em torno da frequência da rede.

A Figura 2.18 mostra a aplicação do atraso de atualização do VSC com acio-

namento PWM no diagrama de blocos. O atraso de atualização da técnica PWM afeta tanto a resposta em frequência de malha aberta quanto fechada.

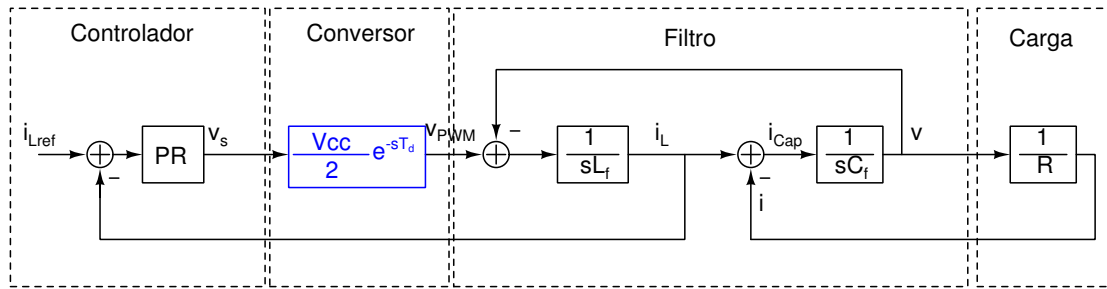


Figura 2.18: Diagrama de blocos do controlador estacionário de corrente considerando atraso de atualização do PWM.

A Figura 2.19 mostra a resposta em frequência de malha aberta e a Figura 2.20 a resposta em frequência de malha fechada do controlador PR considerando o VSC ideal e o VSC com acionamento PWM com atualização de $50\mu s$ e $100\mu s$.

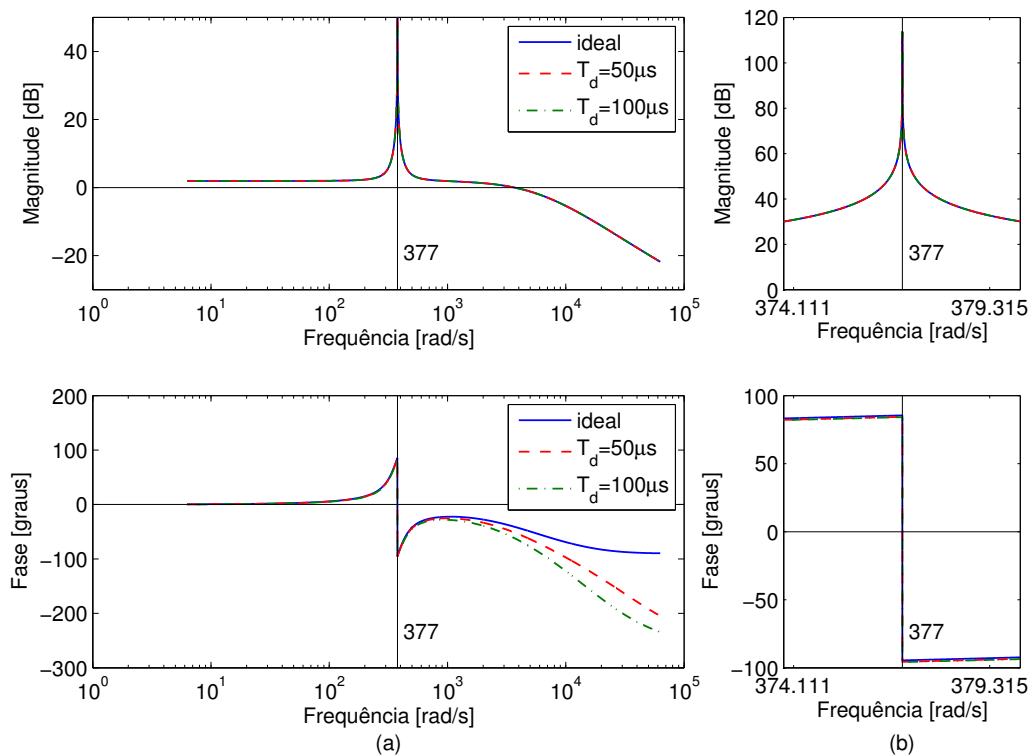


Figura 2.19: (a) Magnitude e fase da resposta em frequência em malha aberta do controlador PR considerando o VSC ideal e com atraso de atualização do PWM e (b) detalhe em torno da frequência da rede.

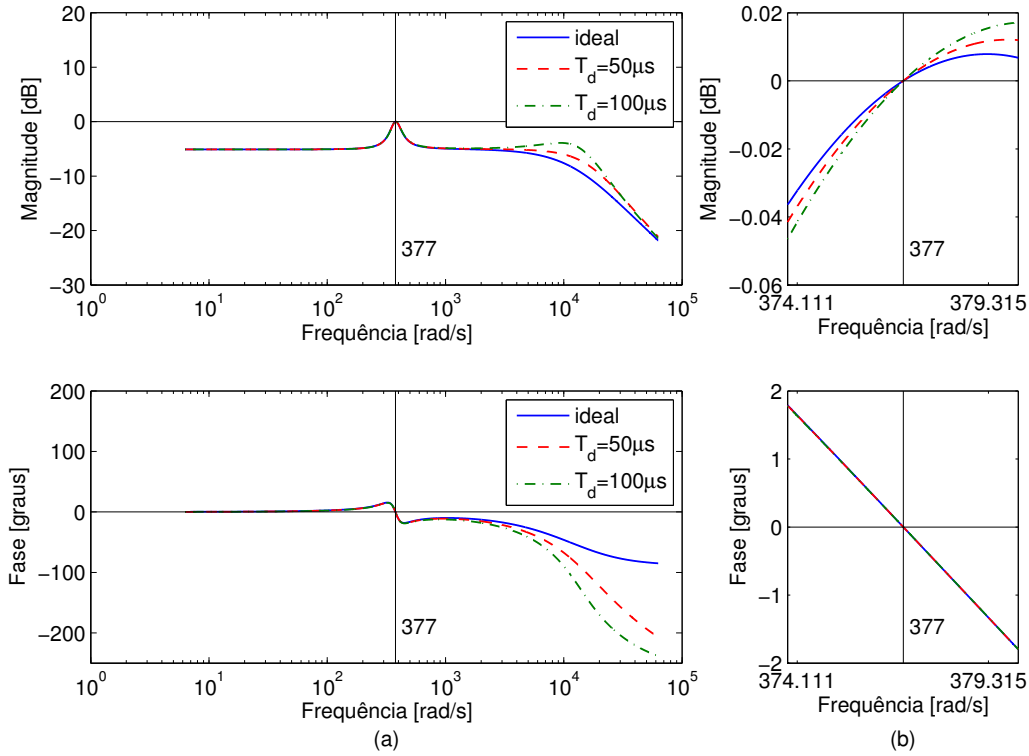


Figura 2.20: (a) Magnitude e fase da resposta em frequência em malha fechada do controlador PR considerando o VSC ideal e com atraso de atualização do PWM e (b) detalhe em torno da frequência da rede.

Conforme as respostas em frequência ilustradas nas Figuras 2.19 e 2.20 o atraso de atualização do PWM causa variações na fase da resposta em frequência para altas frequências em malha aberta, ou seja, pode mudar as margens de ganho e fase do sistema. O atraso de atualização faz com que um sistema estável se torne condicionalmente estável, limitando o ganho máximo do sistema [24]. Quanto maior o atraso de atualização, menor o ganho que pode ser utilizado no sistema sem que ele se torne instável. Esse atraso não afeta a frequência de ressonância, caso a frequência de atualização do PWM seja suficientemente maior que a frequência de ressonância para que o sistema seja estável. Em malha fechada, além da variação na fase da resposta em frequência, existe uma pequena mudança da magnitude na frequência ressonante. Essa mudança não afeta de modo significativo a operação efetiva do controlador. Se o atraso de atualização do PWM aumentar muito, a variação da magnitude na frequência ressonante aumenta, afetando a resposta em frequência e o sistema pode se tornar instável.

2.3.4 Filtro *Anti-Aliasing*

Como descrito anteriormente, quando um conversor analógico digital (ADC) é usado para obter amostras dos sinais de referência e realimentação de um controlador di-

gital, é necessário limitar a frequência no sinal a ser medido. Uma solução amplamente utilizada é o uso de um filtro *anti-aliasing* [25]. Esse filtro opera cortando as frequências acima da metade da frequência de amostragem do conversor analógico digital, garantindo as características do sinal medido. Na prática ele é implementado por meio de um filtro passa-baixas analógico, por exemplo através da topologia Sallen-Key [26] conforme mostrado na Figura 2.21.

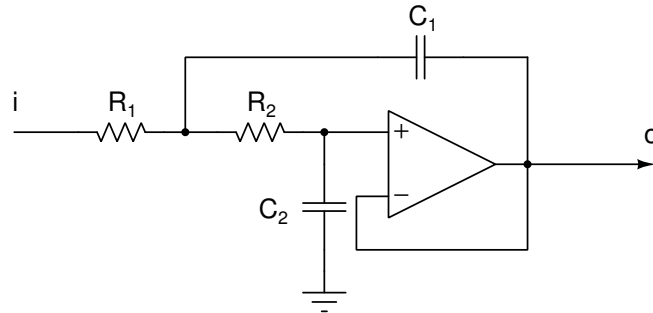


Figura 2.21: Filtro passa-baixas ativo na topologia Sallen-Key.

O filtro passa-baixas Sallen-Key tem uma função de segunda ordem definida por:

$$G_F(s) = \frac{\omega_f^2}{s^2 + \frac{\omega_f}{Q}s + \omega_f^2},$$

$$\omega_f = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}, \quad (2.9)$$

$$Q = \frac{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}{C_2 (R_1 + R_2)},$$

onde ω_f é a frequência de corte e Q o fator de qualidade.

O fator de qualidade Q define o tipo do filtro. Este valor deve ser igual a 0,5 para um filtro do tipo Bessel, 0,707 para um filtro tipo Butterworth e maior que 0,707 para um filtro tipo Chebyshev [26]. A Figura 2.22 mostra a resposta em frequência dos filtros passa-baixas Bessel, Butterworth e Chebyshev. Pode ser observado que o filtro do tipo Butterworth possui magnitude plana enquanto o filtro do tipo Bessel possui fase plana na banda passante. O filtro do tipo Chebyshev tem resposta de frequência com valores de magnitude e fase entre as respostas dos filtros do tipo Bessel e Butterworth.

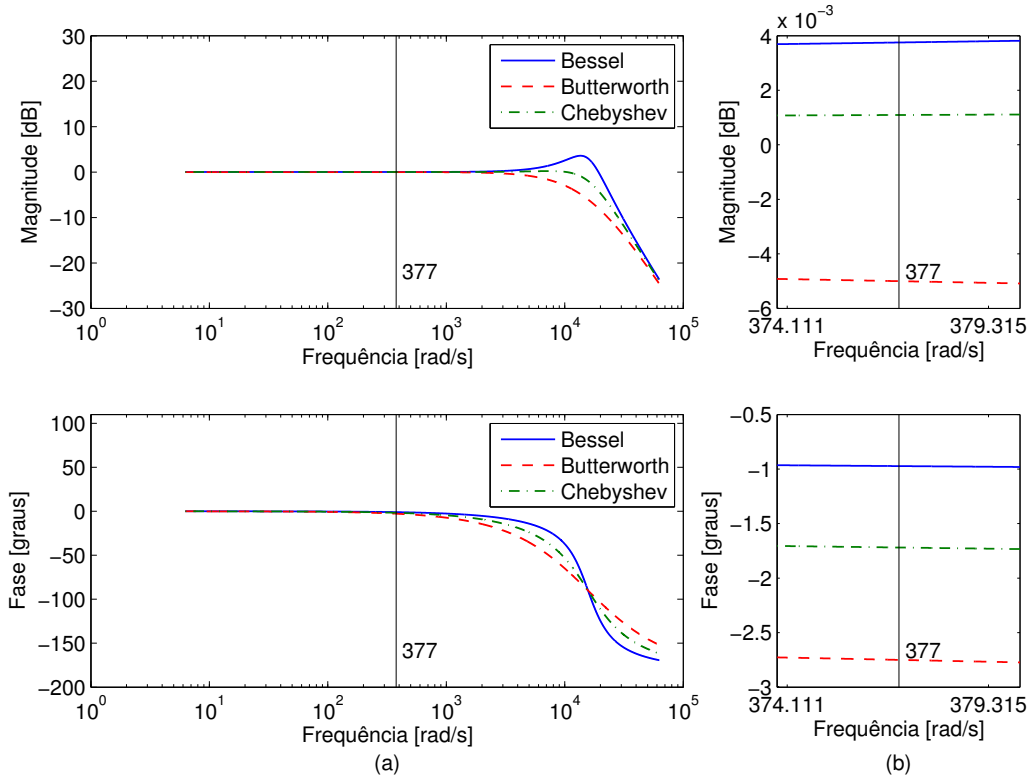


Figura 2.22: (a) Magnitude e fase da resposta em frequência dos filtros passa-baixas com frequência de corte $\omega_f = 15708 \text{ rad/s}$ dos tipos Bessel, Butterworth e Chebyshev e (b) detalhe em torno da frequência da rede.

Neste trabalho foi adotado o filtro do tipo Bessel por suas características de resposta em frequência (atraso quase constante na banda passante) e pela facilidade de implementação utilizando valores iguais para os pares de resistores e capacitores na topologia Sallen-Key.

A Figura 2.23 mostra a alteração do diagrama de blocos com a utilização do filtro *anti-aliasing*. O filtro *anti-aliasing* por estar no laço de realimentação não afeta a resposta em malha direta.

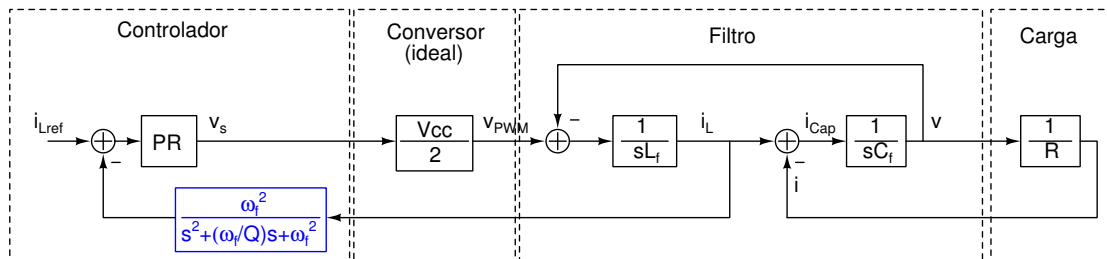


Figura 2.23: Diagrama de blocos do controlador estacionário de corrente considerando o filtro *anti-aliasing*.

A Figura 2.24 mostra a resposta em frequência do controlador PR considerando

o VSC ideal, realimentação unitária (ideal) e realimentação com um filtro passa-baixas Bessel de segunda ordem com frequência de corte $\omega_f = 15708 \text{ rad/s}$ e $\omega_f = 7854 \text{ rad/s}$. Pode ser observada a existência de um deslocamento na resposta em frequência que altera a magnitude em malha fechada. O filtro passa-baixas no laço de realimentação desloca a magnitude da frequência ressonante e muda a resposta de fase nessa frequência. Neste caso o controlador não é capaz de ter erro de regime permanente nulo.

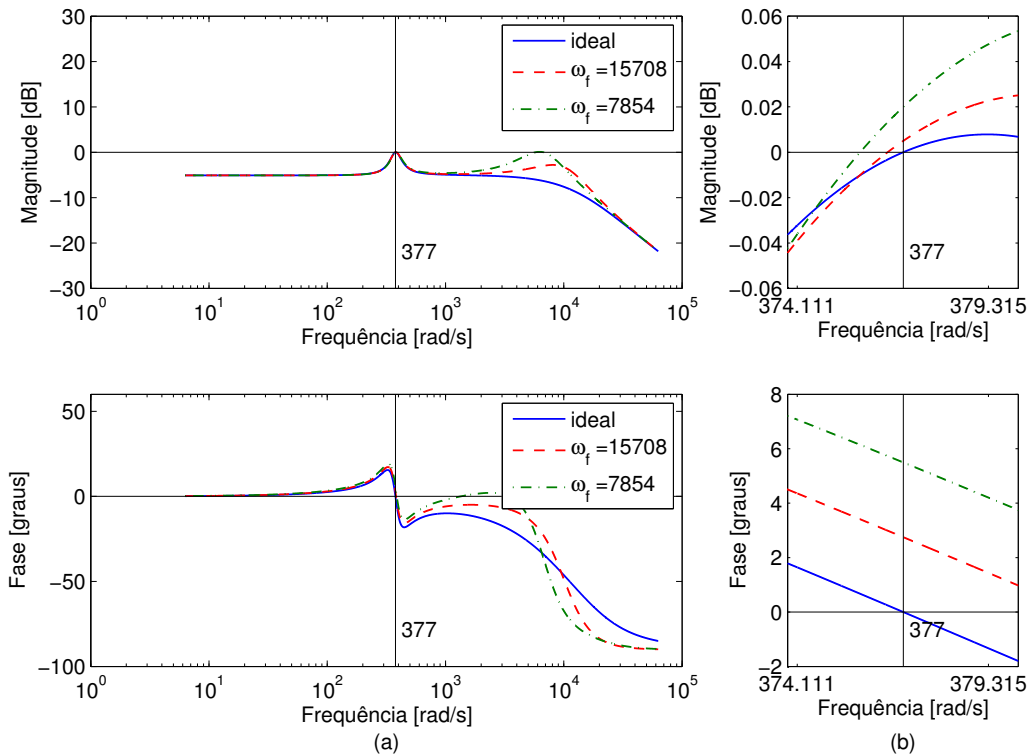


Figura 2.24: (a) Magnitude e fase da resposta em frequência de malha fechada do controlador PR considerando o VSC ideal, realimentação unitária e com filtro *anti-aliasing* e (b) detalhe em torno da frequência da rede.

A utilização do filtro passa-baixas no laço de realimentação causa um atraso, que acarreta um deslocamento do pico de magnitude e de fase da frequência de ressonância. Este efeito pode ser removido com a adição de um filtro passa-baixas na entrada de referência, como mostrado no diagrama da Figura 2.25. Isto pode ser feito com um filtro analógico real na entrada de referência ou por software caso a referência seja gerada internamente no controlador.

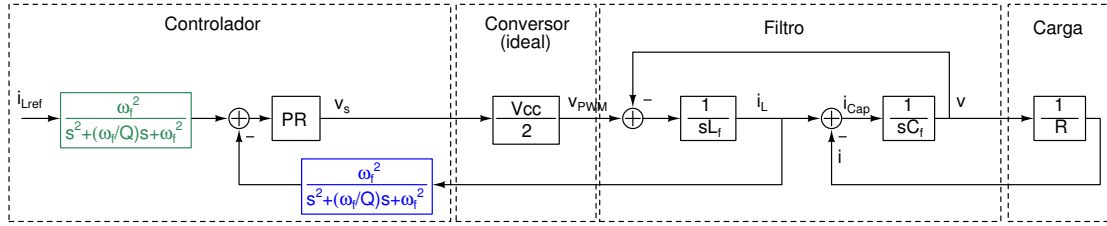


Figura 2.25: Diagrama de blocos do controlador estacionário de corrente considerando o filtro *anti-aliasing* na realimentação e na referência.

Os filtros na entrada de referência e no laço de realimentação equivalem a um único filtro na malha direta, como mostrado na Figura 2.26. Neste caso o atraso provocado pelo filtro é igual em malha aberta e fechada, por isso da eliminação do erro de fase.

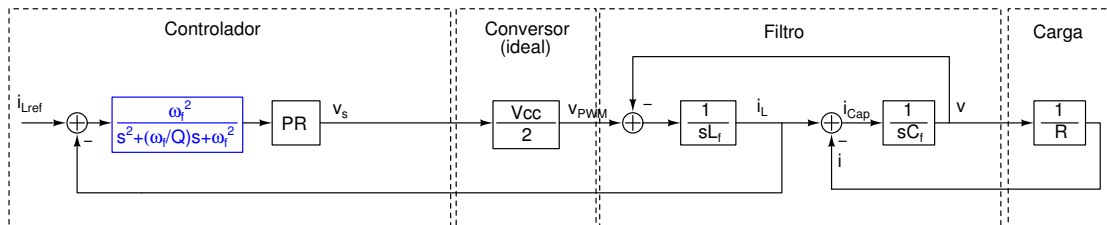


Figura 2.26: Diagrama de blocos do controlador estacionário de corrente considerando o equivalente do filtro *anti-aliasing* na realimentação e na referência.

Na Figura 2.27 é ilustrada a resposta em frequência do controlador PR considerando o VSC ideal, realimentação unitária (ideal) e realimentação e entrada de referência com um filtro passa-baixas Bessel de segunda ordem com frequência de corte $\omega_f = 15708 \text{ rad/s}$ e $\omega_f = 7854 \text{ rad/s}$. Neste caso não há deslocamento do pico de magnitude da frequência ressonante e nem deslocamento de fase.

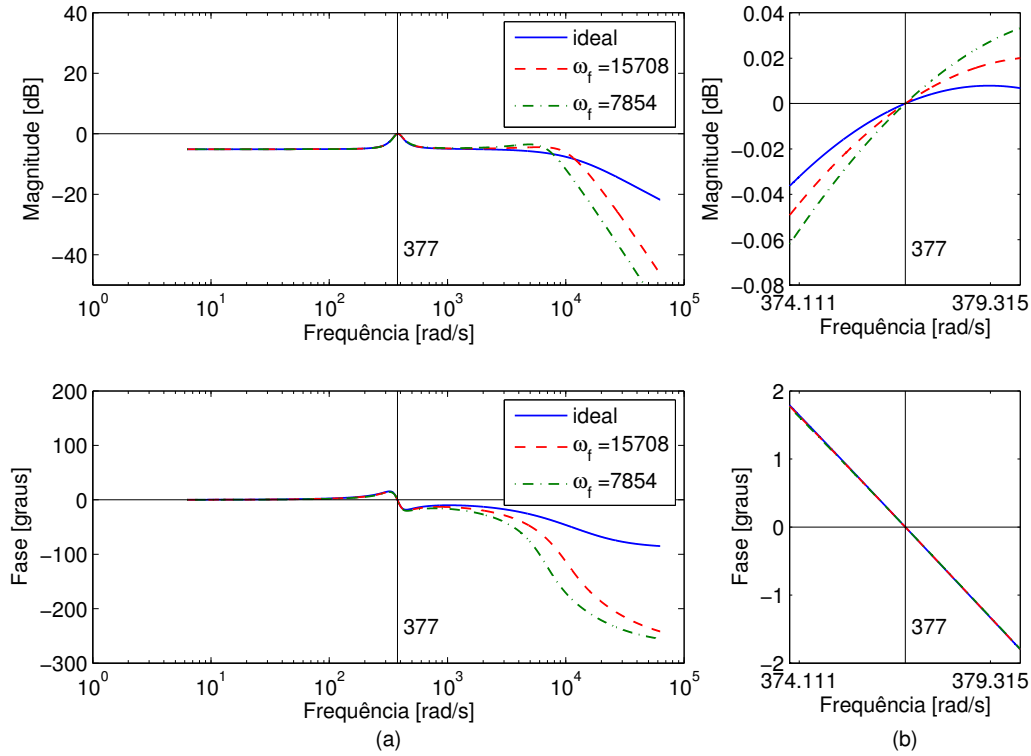


Figura 2.27: (a) Magnitude e fase da resposta em frequência de malha fechada do controlador PR considerando o VSC ideal, realimentação unitária e com filtro *anti-aliasing* na realimentação e referência e (b) detalhe em torno da frequência da rede.

Em malha fechada o filtro ocasiona mudança na magnitude da frequência de ressonância, além de variação na resposta de fase. Essas mudanças também ocorrem em malha aberta e afetam as margens de ganho e fase, podendo alterar a estabilidade do sistema. Esses efeitos são desprezíveis quando o filtro é projetado para que sua frequência de corte não influencie a resposta do sistema perto da frequência de ressonância e das frequências de cruzamento. No entanto, se a frequência de corte for mal escolhida pode causar instabilidade no sistema.

2.3.5 Modelo Completo

O modelo completo pode ser obtido considerando-se o controlador PR, VSC, planta, a influência do atraso de atualização do PWM e o filtro passa-baixas *anti-aliasing* como mostrado no diagrama da Figura 2.28.

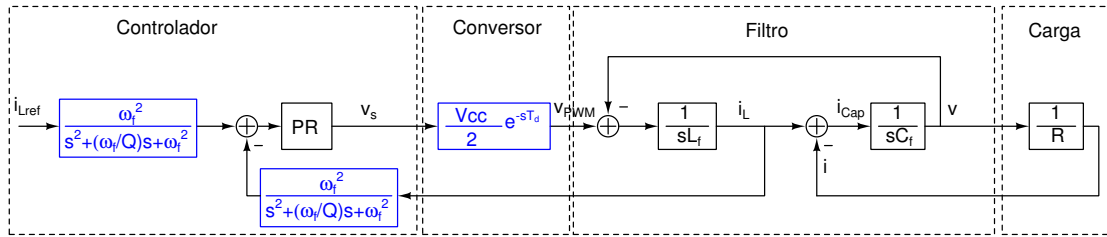


Figura 2.28: Diagrama de blocos do controlador estacionário de corrente considerando PWM e filtro *anti-aliasing*.

Na Figura 2.29 é mostrada a resposta em frequência em malha fechada do modelo completo utilizando $T_d = 50\mu s$ e $\omega_f = 15708 \text{ rad/s}$.

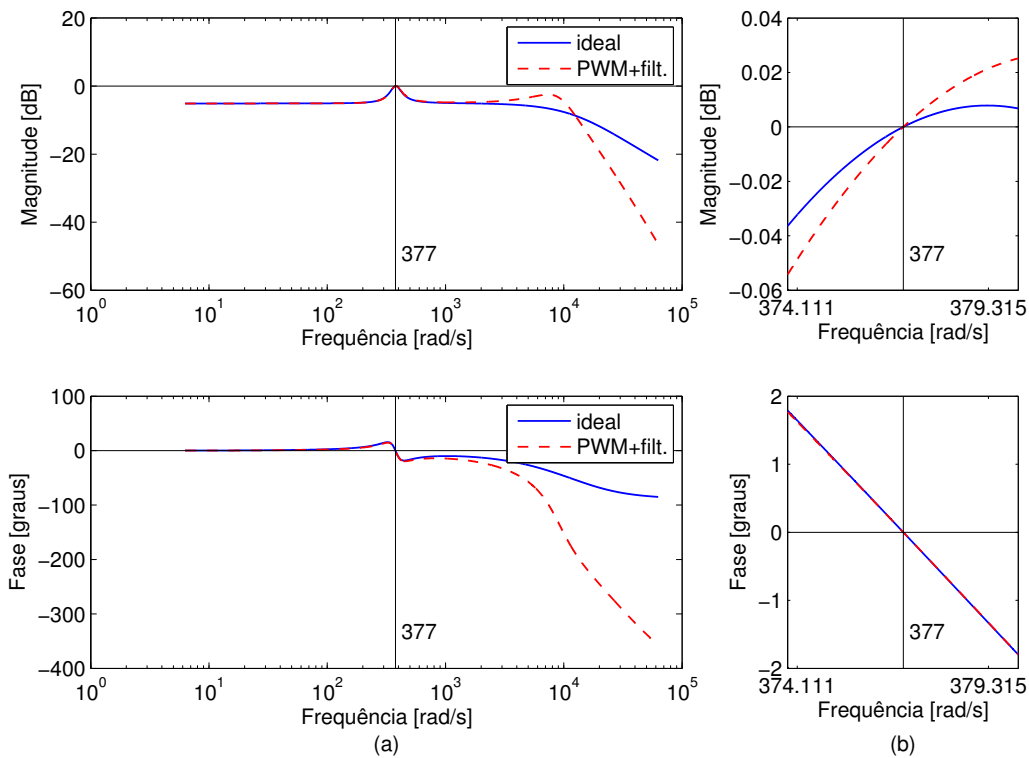


Figura 2.29: (a) Magnitude e fase da resposta em frequência de malha fechada do controlador PR considerando VSC ideal com realimentação unitária e VSC com atraso PWM com filtro *anti-aliasing* na realimentação e referência e (b) detalhe em torno da frequência da rede.

O atraso de atualização e o filtro *anti-aliasing* não influenciam a magnitude e a fase na frequência ressonante caso os mesmos sejam projetados adequadamente, como discutido nas seções anteriores, porém mudam a resposta em frequência do sistema em relação ao sistema ideal, podendo ocasionar instabilidade.

2.3.6 Modelo Completo com Controlador Discreto

Para obter o modelo discreto dos controladores pode ser aplicado o método de discretização da transformação bilinear (também conhecido como aproximação de Tustin ou regra trapezoidal). Dependendo da frequência de amostragem e da função de transferência a ser discretizada pela transformação bilinear, podem ocorrer erros na resposta em frequência devido à distorção criada pela compressão do intervalo contínuo de frequência de 0 até ∞ para um intervalo discreto de 0 até π . No caso do controlador proporcional+ressonante (PR), a transformação bilinear com pré-distorção de frequência (*frequency pre-warping*) deve ser utilizada para garantir o pico máximo de magnitude e nenhum deslocamento na frequência de ressonância [25]. Baseado na função de transferência contínua do controlador PR dada por (2.6), o modelo discreto do controlador digital com período de amostragem igual a T_s é dado por:

$$G_{PR}(z) = \frac{A1z^2 + A2z + A3}{z^2 + \left(\frac{2\omega^2 - 2a^2}{\omega^2 + a^2}\right)z + 1},$$

$$A1 = \left(\frac{K_p\omega^2 + a^2 K_p + 2a K_i}{\omega^2 + a^2}\right), \quad (2.10)$$

$$A2 = \left(\frac{2K_p\omega^2 - 2a^2 K_p}{\omega^2 + a^2}\right),$$

$$A3 = \left(\frac{K_p\omega^2 + a^2 K_p - 2a K_i}{\omega^2 + a^2}\right),$$

onde $a = \frac{2}{T_s}$ (normal) ou $a = \frac{\omega}{\tan\left(\frac{T_s\omega}{2}\right)}$ para pré-distorção.

A Figura 2.30 mostra a resposta em frequência de malha aberta para o controlador PR contínuo e para o controlador PR discreto utilizando transformação bilinear e bilinear com pré-distorção de frequência com período de amostragem $T_s = 200\mu s$. Na figura são indicadas as frequências de ressonância de 377 rad/s e metade da frequência de amostragem usada na discretização de 15708 rad/s . Pode ser observado que a transformação bilinear sem pré-distorção não garante que o pico de ressonância e nem o ângulo de fase sejam zero na frequência de ressonância. O uso da transformação com pré-distorção de frequência é essencial para que o controlador discreto tenha a mesma resposta que o controlador contínuo na frequência nominal de funcionamento.

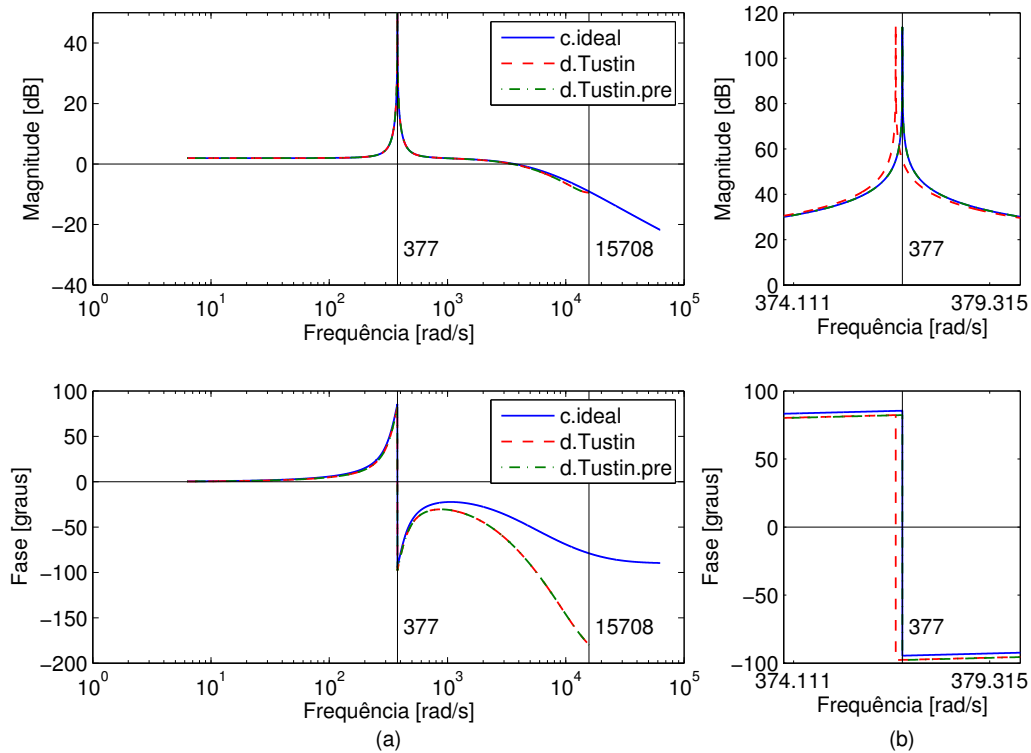


Figura 2.30: (a) Magnitude e fase da resposta em frequência de malha aberta para o controlador PR contínuo (ideal) e discretizado pela transformação bilinear com e sem pré-distorção de frequência e (b) detalhe em torno da frequência da rede.

A Figura 2.31 mostra a resposta em frequência de malha fechada para o controlador PR contínuo e para o controlador PR discreto utilizando transformação bilinear e bilinear com pré-distorção de frequência. Pode ser observado no detalhe que só o controlador com a transformação bilinear com pré-distorção de frequência possui resposta em frequência igual ao controlador contínuo ideal na frequência de ressonância (com magnitude e defasagem nulas), o que garante o funcionamento como fonte ideal nesta frequência. A discretização do controlador contínuo causa mudanças na resposta em frequência e conseqüentemente nas margens de ganho e de fase, podendo ser necessário o ajuste dos ganhos do controlador PR para evitar instabilidades no sistema.

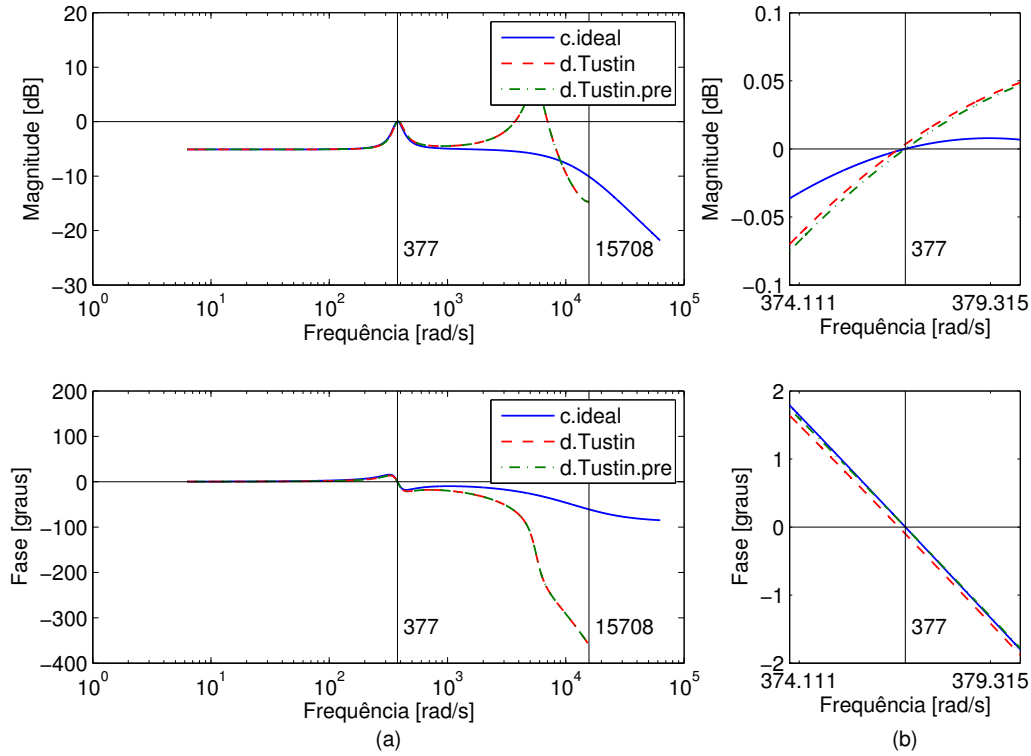


Figura 2.31: (a) Magnitude e fase da resposta em frequência de malha fechada para o controlador PR contínuo e discretizado pela transformação bilinear com e sem pré-distorção de frequência e (b) detalhe em torno da frequência da rede.

2.4 Controle de Tensão (laço duplo)

Para operação do VSC no modo fonte de tensão pode ser utilizado o controle de laço duplo. Também é possível a utilização de um controlador de apenas um laço, mas o desempenho do controlador e controle de corrente é superior no controle de laço duplo [19]. O laço externo de realimentação de tensão do controlador garante que a tensão de saída do VSC siga a referência sem erro de amplitude ou fase na frequência de ressonância. O controlador PR do laço de tensão fornece a corrente de referência para o laço interno de corrente. O VSC junto com o controlador de laço duplo funciona como se fosse uma fonte de tensão controlada, desde que operando na frequência nominal e que a tensão e a corrente de saída sejam menores em módulo do que as capacidades físicas nominais do VSC.

2.4.1 Modelo Contínuo de Laço Duplo

Na Figura 2.32 é mostrado o esquema de ligação do controlador PR estacionário a um VSC para o mesmo funcionar como uma fonte de tensão. Essa configuração utiliza dois laços de controle, necessitando da medida de tensão e corrente na saída

do VSC como realimentação do controle.

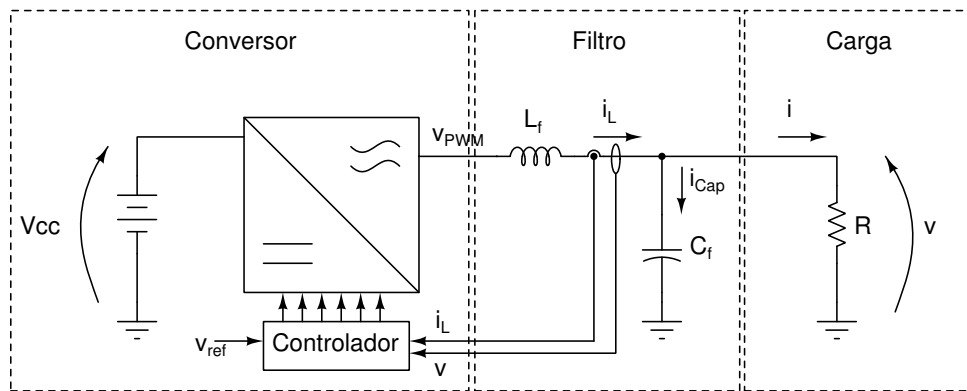


Figura 2.32: Esquema unifilar de ligação do controlador estacionário de tensão de laço duplo alimentando carga isolada.

O diagrama de blocos do esquema mostrado na Figura 2.32, para uma fase, é descrito na Figura 2.33. Pode ser observado no diagrama o laço interno de corrente e o laço externo de tensão que gera a referência de corrente.

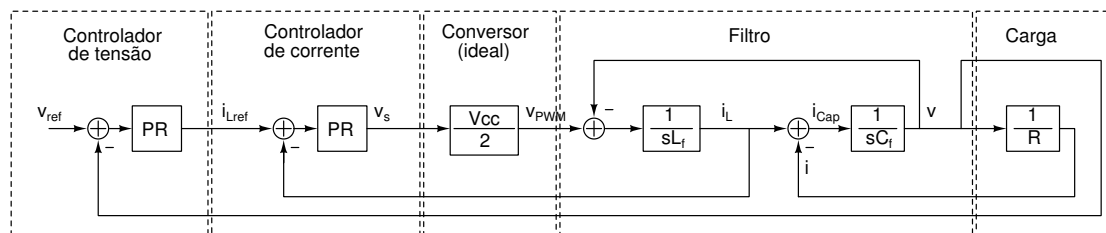


Figura 2.33: Diagrama de blocos do controlador estacionário de tensão de laço duplo.

A Figura 2.34 mostra a resposta em frequência da planta ($\frac{v}{v_s}$) e do controlador com laço duplo em malha aberta e fechada ($\frac{v}{v_{ref}}$). Os ganhos projetados do controlador de tensão usados na simulação são $K_{pv} = 0,005A/V$ e $K_{iv} = 5A/Vs$, os ganhos do controlador de corrente e os outros parâmetros são os mesmo utilizados anteriormente.

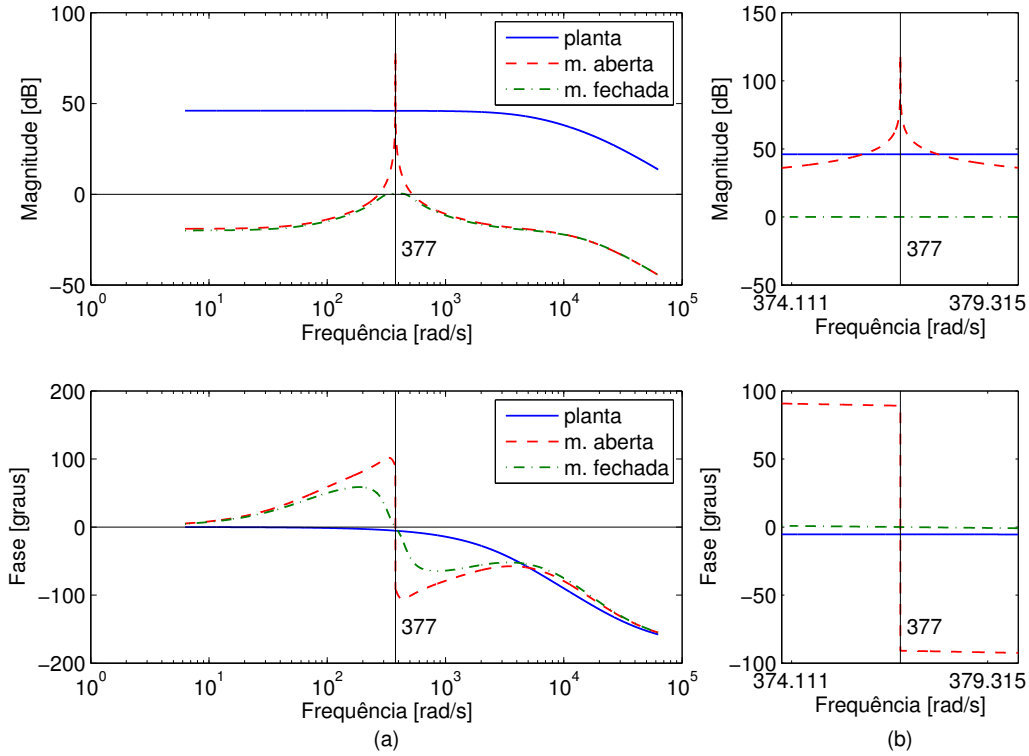


Figura 2.34: (a) Magnitude e fase da resposta em frequência da planta, de malha aberta e de malha fechada do controlador de tensão de laço duplo e (b) detalhe em torno da frequência da rede.

É possível observar que a resposta em malha fechada possui magnitude unitária (0dB) e fase zero na frequência de ressonância, fazendo o VSC funcionar como uma fonte de tensão controlada na frequência de ressonância.

2.4.2 Modelo Completo de Laço Duplo com Controlador Discreto

O diagrama de blocos considerando o sistema com atraso de atualização do PWM, filtro *anti-aliasing* na realimentação e na referência é descrito na Figura 2.35.

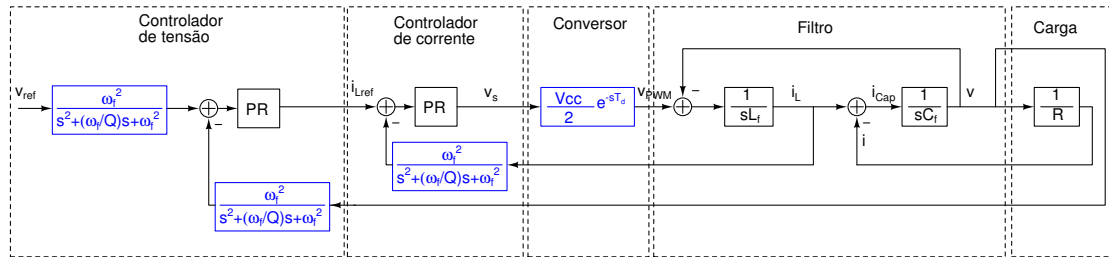


Figura 2.35: Diagrama de blocos do controlador estacionário de tensão considerando o atraso de atualização do PWM e filtro *anti-aliasing*.

Para obtenção da resposta em frequência foi considerado o VSC com o controlador de laço duplo discretizado utilizando a transformação bilinear com e sem pré-distorção, a influência do atraso de atualização do PWM e uso do filtro *anti-aliasing* na realimentação e na referência. Essas respostas são mostradas na Figura 2.36 e na Figura 2.37 para malha aberta e para malha fechada, respectivamente.

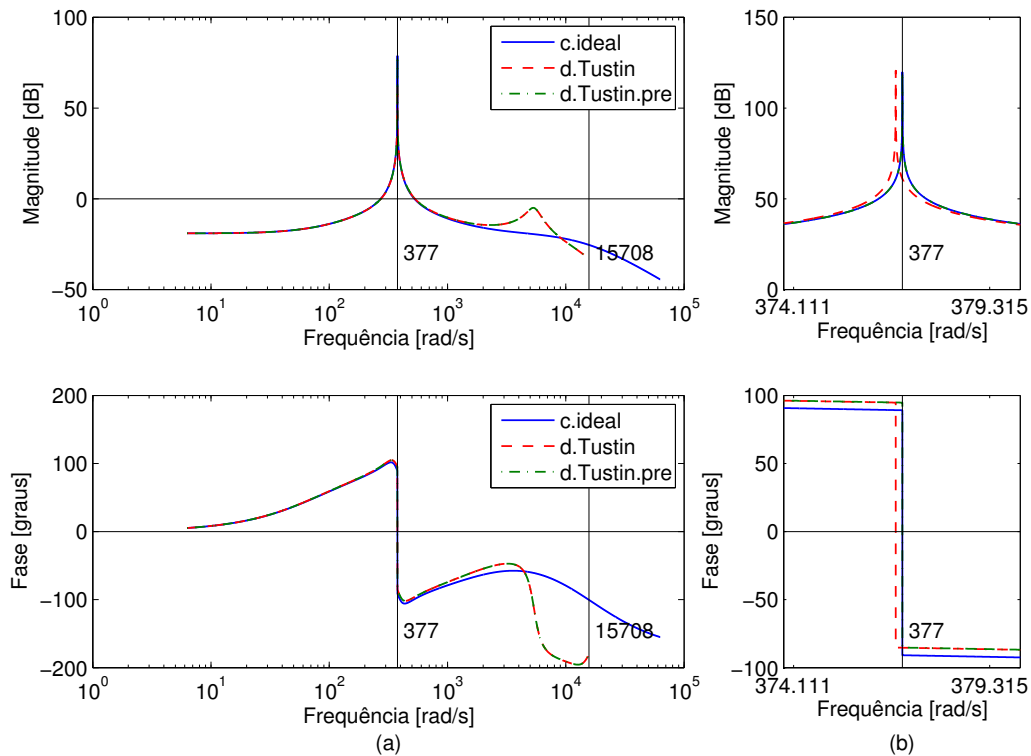


Figura 2.36: (a) Magnitude e fase da resposta em frequência de malha aberta para o controlador de laço duplo ideal e discretizado com transformação bilinear com e sem pré-distorção e (b) detalhe em torno da frequência da rede.

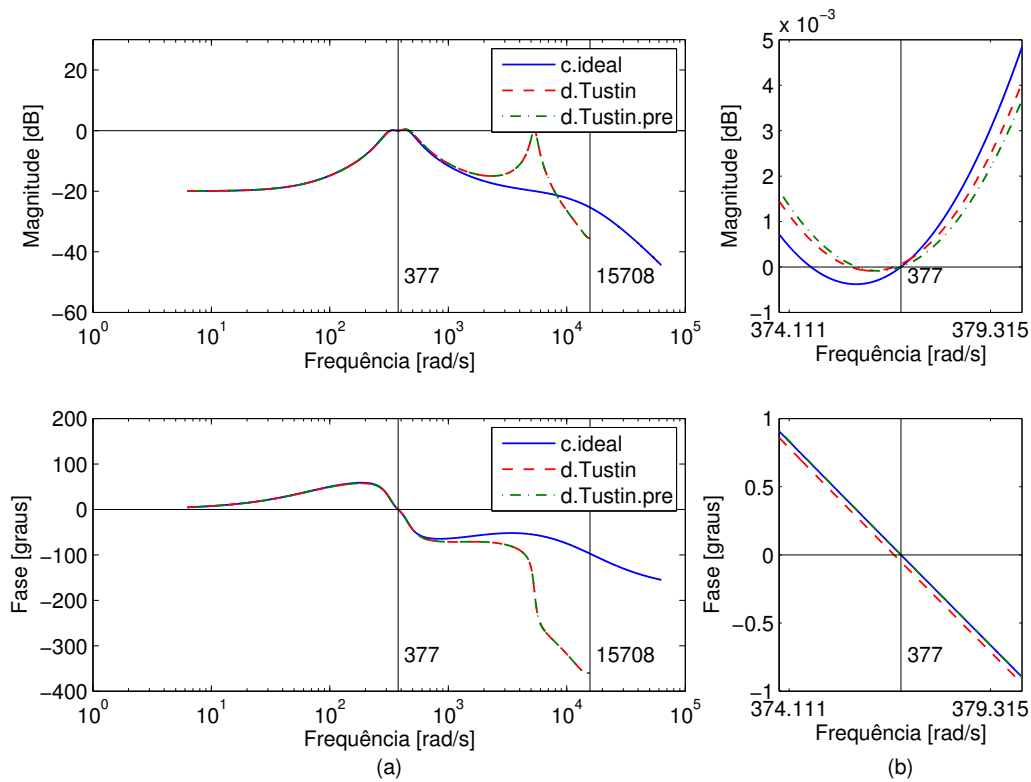


Figura 2.37: (a) Magnitude e fase da resposta em frequência de malha fechada para o controlador de laço duplo ideal e discretizado com transformação bilinear com e sem pré-distorção e (b) detalhe em torno da frequência da rede.

Como pode ser observado tanto na resposta em malha aberta quanto em malha fechada, só o controlador com transformação bilinear com pré-distorção de frequência possui as características desejadas para funcionar como fonte controlada de tensão na frequência de ressonância.

O atraso de atualização do PWM e o filtro *anti-aliasing* não influenciam a magnitude e a fase da resposta em frequência na frequência de ressonância se forem bem projetados, ou seja, se a frequência de amostragem do PWM e a frequência de corte do filtro forem altas o suficiente para não distorcerem a resposta em frequência perto da frequência nominal de operação da rede e das frequências de cruzamento. Porém o atraso de atualização do PWM e o filtro *anti-aliasing* influenciam a resposta em frequência principalmente para altas frequências, podendo alterar as margens de ganho e de fase do sistema.

2.5 Topologia e funcionamento dos Conversores de Tensão (VSC)

Os conversores de tensão (VSCs) podem operar nos modos fonte de corrente e fonte de tensão alimentando cargas isoladas ou diretamente ligados à rede. Cada modo de conexão e de carga exige um controle específico aplicado ao VSC.

2.5.1 Funcionamento como Fonte de Corrente no Modo Isolado

O funcionamento no modo fonte de corrente alimentando carga isolada é mostrado na Figura 2.38. O conversor de tensão (VSC) adicionado de um controlador PR de uma malha de corrente pode ser aproximado a uma fonte ideal de corrente controlada. Neste modo a corrente de referência i_L define o valor da amplitude e fase da corrente diretamente aplicada à carga e é limitada pela potência e tensão da fonte de energia conectada ao VSC. Para o funcionamento neste modo, a fonte de energia conectada ao VSC deve armazenar ou ter controle de despacho de energia como no caso de uma bateria ou de um gerador a diesel. Fontes de energia renováveis com geração intermitentes como eólica e solar, devido a variação da oferta de energia, podem causar flutuações de tensão e o funcionamento intermitente da carga, o que não é desejável na maioria dos casos.

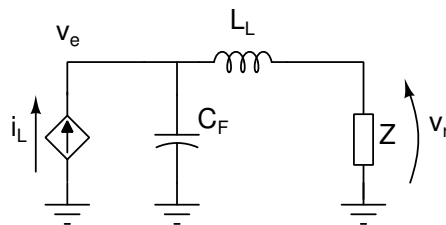


Figura 2.38: Modo fonte de corrente isolado.

2.5.2 Funcionamento como Fonte de Corrente no Modo Conectado

O funcionamento no modo fonte de corrente conectado à rede é mostrado na Figura 2.39. O conversor de tensão (VSC) adicionado de um controlador PR de uma malha de corrente é aproximado de uma fonte ideal de corrente controlada. Neste modo a potência injetada pelo conversor controla a tensão do lado CC para que permaneça em torno de um valor de referência, aumentando ou diminuindo a corrente sintetizada no lado CA. Como a corrente é injetada diretamente, a indutância de saída

não influencia o controle do VSC em regime permanente. Como a tensão v_r da rede tem frequência e amplitude fixas (barramento infinito), as referências de controle devem ser sincronizadas com as tensões da rede.

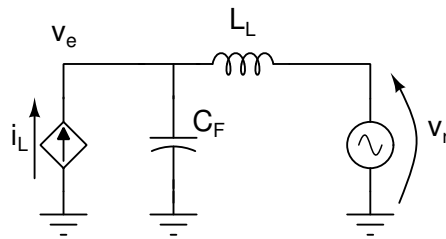


Figura 2.39: Modo fonte de corrente conectado.

Esse sincronismo pode ser feito com a utilização de um PLL (*Phase-Locked Loop*, descrito em uma próxima seção) ou calculadas diretamente pela teoria de potências instantâneas (Apêndice A). Este modo é ideal para utilização com fontes intermitentes já que toda energia gerada entregue ao elo CC é transferida para a rede.

2.5.3 Funcionamento como Fonte de Tensão no Modo Isolado

O funcionamento no modo fonte de tensão alimentando carga isolada é mostrado na Figura 2.40. O conversor de tensão (VSC) adicionado de um controlador PR de malha dupla de tensão e corrente é aproximado por uma fonte ideal de tensão controlada. Neste modo a tensão de referência v_e define o valor da amplitude e fase da tensão na saída do conversor e indiretamente na carga e é limitada pela potência e tensão da fonte de energia conectada ao VSC. Para o funcionamento neste modo, assim como no modo fonte de corrente isolado, a fonte de energia conectada ao VSC deve armazenar ou ter controle de despacho de energia como no caso de uma bateria ou de um gerador a diesel. Fontes de energia renováveis com geração intermitentes como eólica e solar, devido à variação da oferta de energia, podem causar flutuação de tensão e funcionamento intermitente da carga o que não é desejável na maioria dos casos.

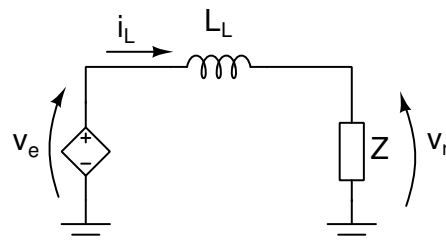


Figura 2.40: Modo fonte de tensão isolado.

2.5.4 Funcionamento como Fonte de Tensão no Modo Conectado

O funcionamento no modo fonte de tensão conectada à rede é mostrado na Figura 2.41. O conversor de tensão (VSC) adicionado de um controlador PR de malha dupla de tensão e corrente é aproximado de uma fonte ideal de tensão controlada. Neste modo, a tensão de referência v_e define o valor da amplitude e fase da tensão na saída do conversor que irá transferir potência de acordo com a impedância de linha e da magnitude e fase da tensão da rede v_r (barramento infinito). Este modo pode ser utilizado com fontes de energia renováveis intermitentes como eólica e solar, mas devido ao controle de tensão, pode não ser possível operar no ponto de máxima extração de potência dessas fontes.

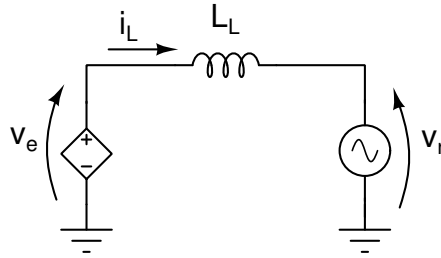


Figura 2.41: Modo fonte de tensão conectado.

O controle do VSC utilizado é semelhante ao de um controlador de compensador estático síncrono (do inglês, *Static Synchronous Compensator*) (STATCOM) [27–29].

As expressões para o cálculo das potências entregues à rede através de um conversor interligado por uma linha de transmissão [30], são dadas por:

$$P = 3 \frac{R_L V_r V_e \cos \delta - R_L V_r^2 + X_L V_r V_e \sin \delta}{R_L^2 + X_L^2} \quad (2.11)$$

e,

$$Q = 3 \frac{X_L V_r V_e \cos \delta - X_L V_r^2 - R_L V_r V_e \sin \delta}{R_L^2 + X_L^2} \quad (2.12)$$

onde δ é o ângulo de defasagem entre as tensões de rede v_r e a do conversor v_e , V_r e V_e são os módulos das tensões, X_L e R_L representam a reatância e a resistência equivalente da linha de transmissão em (Ω).

No caso da linha ser predominantemente indutiva as equações de potência podem ser simplificadas desconsiderando R_L , resultando nas equações:

$$P = 3 \frac{V_e V_r}{X_L} \sin \delta \quad (2.13)$$

e,

$$Q = 3 \frac{V_r}{X_L} [V_e \cos \delta - V_r] . \quad (2.14)$$

Semelhantemente à análise anterior, no caso da linha ser predominantemente resistiva as equações de potência podem ser simplificadas desconsiderando X_L , resultando nas equações:

$$P = 3 \frac{V_r}{R_L} [V_e \cos \delta - V_r] \quad (2.15)$$

e,

$$Q = -3 \frac{V_e V_r}{R_L} \sin \delta . \quad (2.16)$$

Neste modo de controle a referência tem que estar sincronizada com a rede, sendo usado um PLL para fazer esse sincronismo.

2.5.5 Detecção de Sincronismo - *Phase Locked Loop* (PLL)

A operação dos VSCs conectados à rede deve ser feita em sincronismo com a tensão da rede elétrica. Para isso, é utilizado um detector de sequência positiva PLL com referencial síncrono (*synchronous reference frame phase locked loop* —SRF-PLL), mostrado na Figura 2.42(b) [31]. Os dois PLLs mostrados na Figura 2.42 são idênticos matematicamente, sendo um implementado no referencial síncrono e outro no referencial estacionário. O PLL no referencial estacionário é baseado na teoria de potências instantâneas (Apêndice A), onde seu funcionamento é baseado em manter nula a potência reativa virtual q' . O sinal de erro (de potência virtual q') é aplicado a um controlador PI (com ganho proporcional K_{pp} e integral K_{ip}) que fornece em sua saída uma frequência \hat{f} . Quando a ação do PI consegue anular o erro de entrada (de potência virtual $q' = 0$) a frequência em sua saída é igual à frequência nominal das tensões de entrada (v_a , v_b e v_c) e o PLL está sincronizado. A frequência detectada é integrada e resulta no ângulo $\hat{\theta}$ que está em fase com a sequência positiva. O ângulo $\hat{\theta}$ é usado em seguida para calcular duas correntes fictícias i'_α e i'_β que são utilizadas para realimentar o PLL e usadas para calcular q' pela equação:

$$q' = v_\beta i'_\alpha - v_\alpha i'_\beta . \quad (2.17)$$

O PLL no referencial síncrono tem o funcionamento idêntico ao do estacionário, já que a equação usada para calcular v'_q pode ser deduzida pela aplicação de (2.3) e é a mesma usada para calcular q' (2.17).

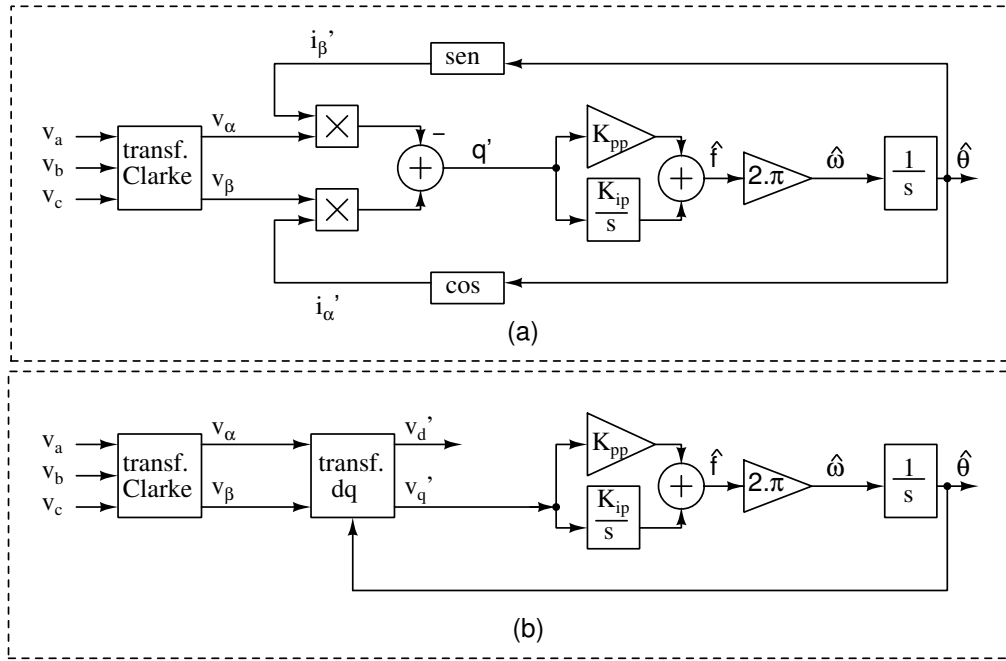


Figura 2.42: Detector de sequência positiva SRF-PLL: (a) no referencial estacionário, (b) no referencial síncrono.

O detector de sequência positiva da Figura 2.42 é utilizado pela microrrede para monitorar as condições de conexão e desconexão da rede elétrica, como será mostrado no Capítulo 3. Apesar do SRF-PLL ser suscetível de produzir erros de sincronização quando as tensões se tornam desbalanceadas e distorcidas [32], para a aplicação em microrredes, onde é necessário o funcionamento dentro de parâmetros de qualidade de energia [33], os erros de sincronização do SRF-PLL podem ser minimizados com o projeto dos ganhos.

O projeto dos ganhos deve ser feito para que a resposta do PLL não seja muito rápida e suscetível a ruídos e também que não seja muito lenta para filtrar os ruídos de modo que o tempo de sincronização afete consideravelmente a dinâmica do controle, no qual os conceitos de resposta rápida e lenta dependem de cada aplicação específica. Para resolver essa questão de adequação dos ganhos pode ser utilizado um modelo linearizado [34] para obtenção dos ganhos para cada aplicação específica. Maiores detalhes do funcionamento, projeto e a discretização do PLL mostrado na Figura 2.42 podem ser obtidos em [31, 35].

O detector de sequência positiva da Figura 2.42 pode ser adaptado para operação monofásica com a utilização de um gerador de sinal ortogonal com um integrador de segunda ordem generalizado (SOGI-OSG) [36], como mostrado na Figura 2.43. Essa configuração normalmente é conhecida como SOGI-PLL. Seu funcionamento se constitui da utilização do valor de frequência detectado pelo PLL para realimentar um gerador de sinal ortogonal que fornece as referências de tensão v_α e v_β para o

PLL a partir de apenas uma tensão de referência v_x . No PLL monofásico o SOGI-OSG substitui o papel da transformada de Clarke do PLL trifásico na obtenção das tensões ortogonais v_α e v_β .

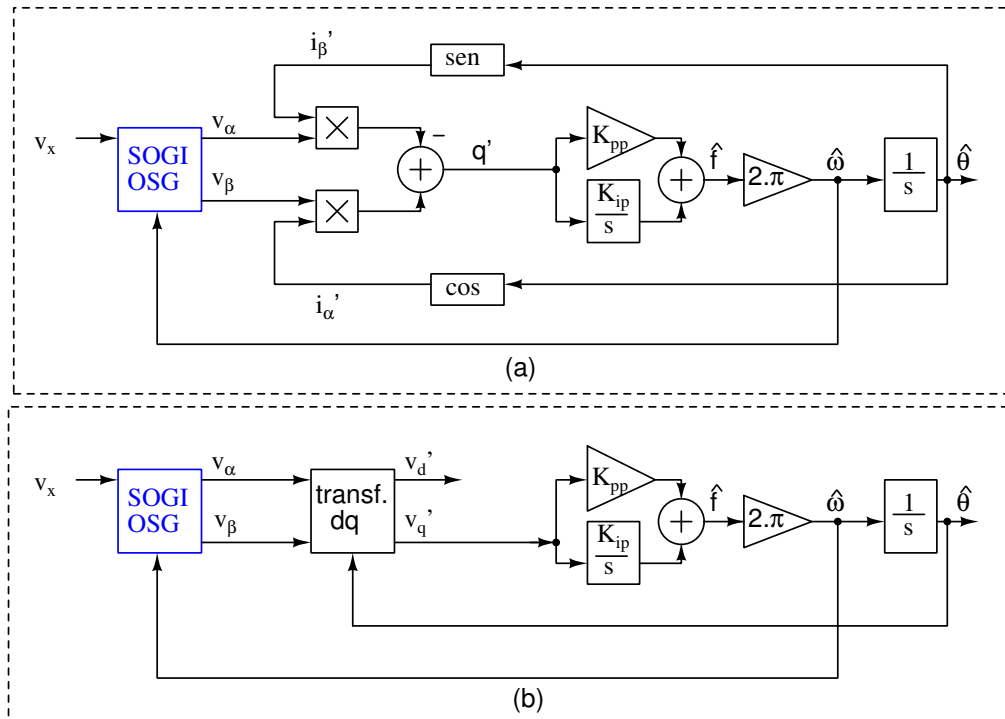


Figura 2.43: Detector de sequência positiva SRF-PLL monofásico utilizando SOGI-OSG: (a) no referencial estacionário, (b) no referencial síncrono.

A Figura 2.44 mostra o gerador de sinal ortogonal com um integrador de segunda ordem generalizado. O ganho K_a é utilizado para controlar a velocidade de resposta e seletividade do SOGI-OSG. A velocidade de resposta é diretamente proporcional ao ganho K_a enquanto a seletividade é inversamente proporcional a esse ganho K_a , por isso a escolha desse ganho é importante para que o gerador funcione bem. Esse ganho deve ser escolhido de modo que o gerador de sinal ortogonal não tenha uma resposta muito rápida e pouco seletiva (o que amplifica ruídos) ou uma resposta muito seletiva e lenta. Uma boa escolha são valores intermediários que não influenciem o funcionamento do controle a ponto de causar instabilidades. Mais detalhes do funcionamento do SOGI-OSG são descritos por Ciobotaru *et al.* em [37].

Para o perfeito funcionamento sincronizado no modo conectado, foi descrito um circuito de detecção de sincronismo, SFR-PLL, utilizado para gerar referências de tensão ou corrente para o controle dos VSCs.

Capítulo 3

Controle da Microrrede

Como já definido anteriormente uma microrrede é um conjunto de cargas e geradores, que pode operar conectada a ou isolada da rede elétrica. A topologia de conexão da microrrede define diretamente que tipo de controle deve ser utilizado nos VSCs que fazem parte dela e na própria microrrede. A Figura 3.1 mostra as topologias de conexão das microrredes.

Na Figura 3.1(a) é mostrada a configuração em que a microrrede opera sempre conectada. Nesta configuração, a rede funciona como um barramento infinito, ou seja, fornece uma referência de tensão e frequência fixas (como uma fonte de tensão) e é interligada à microrrede por uma impedância de linha Z_L . A geração local, formada, para os casos de interesse desse trabalho, por fontes alternativas, normalmente tem geração intermitente e é conectada através de VSCs operando no modo fonte de corrente. O controle dos VSCs neste caso controla a potência ativa e reativa fornecida à microrrede (controle PQ). Este tipo de controle de corrente injeta potência utilizando, como referência, os valores de tensão e frequência no ponto de conexão, os quais não são controlados pelo VSC. Caso se perca a tensão de referência, com a microrrede nesta configuração, o controle da geração local desconecta o VSC da microrrede. A detecção de falhas na rede elétrica que ocasionam a desconexão da microrrede são feitas por algoritmos específicos, como os descritos por Azevedo [9], e não será tratada neste trabalho.

Na Figura 3.1(b) é mostrada uma microrrede na configuração sempre isolada. Com a ausência da rede nesta configuração, é necessário o uso de um VSC operando no modo fonte de tensão para fornecer a referência de tensão e frequência para a microrrede. O controle de tensão e frequência (controle VF) faz o VSC operar no modo fonte de tensão e fornecer as referências necessárias para que os VSCs da geração local (em modo fonte de corrente) operem corretamente. O controle de tensão e frequência faz necessário o uso de uma fonte de energia com demanda controlável para alimentar o VSC, como baterias ou geradores a diesel por exemplo. Fontes alternativas sem controle de demanda de potência como solar e eólica não

podem ser utilizadas no controle VF. Para operação isolada é sempre necessário pelo menos uma fonte de tensão, que pode ser obtida com um gerador síncrono ou um VSC operando no modo fonte de tensão com controle de frequência e tensão.

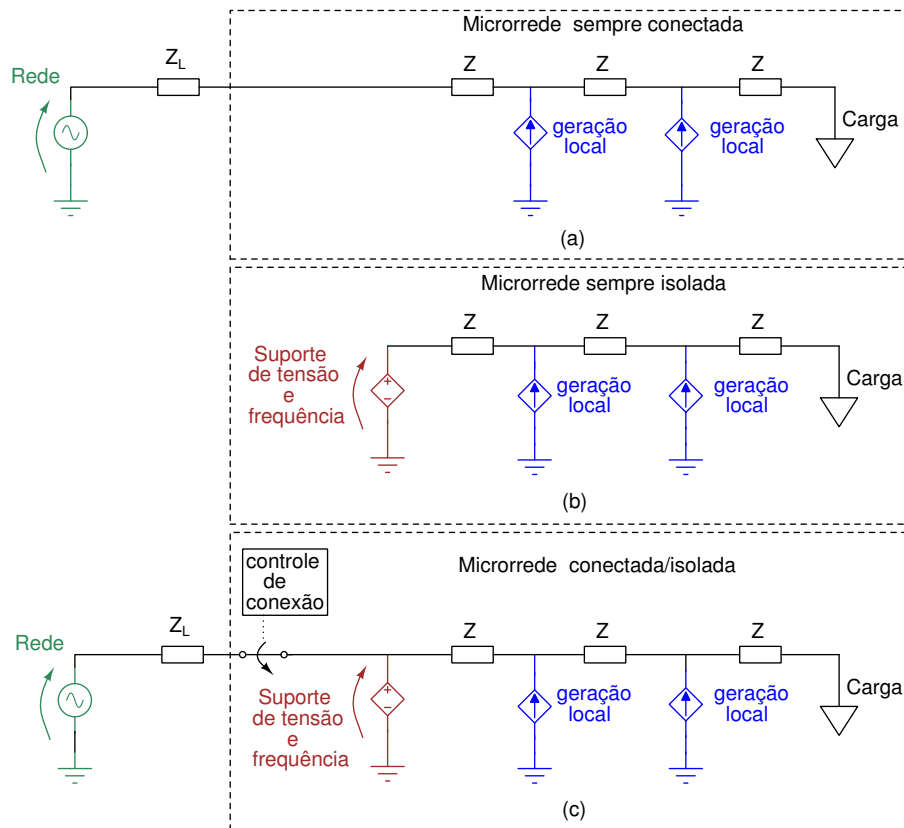


Figura 3.1: Topologias de conexão das microrredes: (a) sempre conectada, (b) sempre isolada e (c) conectada/isolada

Na Figura 3.1(c) é mostrada a configuração em que a microrrede pode operar conectada ou isolada, que é o caso em estudo neste trabalho. Neste caso, o VSC que opera como fonte de tensão dando suporte de tensão e frequência não fornece potência quando a microrrede está conectada à rede e a microrrede opera como na configuração descrita na Figura 3.1(a). Quando a microrrede é desconectada pelo controle de conexão, por falha da rede ou operação programada, o VSC de suporte entra em operação fornecendo as referências de tensão e frequência e a microrrede funciona como a configuração descrita na Figura 3.1(b).

Tradicionalmente o controle de uma microrrede é dividido em três níveis seguindo uma hierarquia, conforme proposto por Olivares *et al.* [43]. O controle primário e o secundário são ligados diretamente ao funcionamento dos conversores da microrrede enquanto que o controle terciário coordena o despacho de potência entre a microrrede e a rede. Na Figura 3.2 é mostrada a hierarquia dos níveis de controle de uma microrrede.

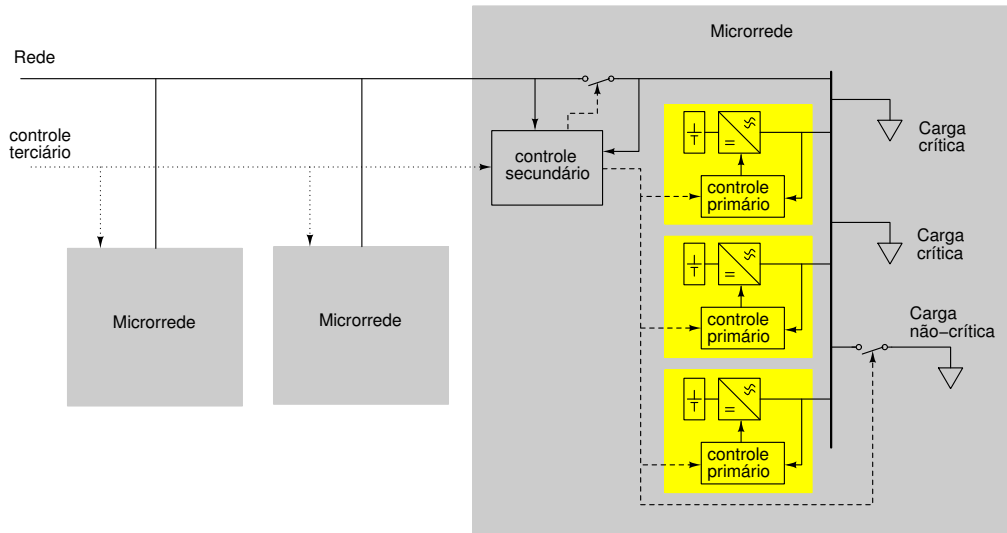


Figura 3.2: Hierarquia de controle de uma microrrede.

O controle primário, ou controle local, é o primeiro na hierarquia e com resposta mais rápida, abaixo de milissegundos. O controle primário é feito com medidas no ponto de conexão e sem necessidade comunicação entre os controladores. O controle primário se divide em dois modos de operação dos VSCs: operação como fonte de corrente e operação como fonte de tensão. A operação como fonte de corrente é utilizada com fontes de energia onde é desejável que toda potência gerada seja repassada à microrrede. No caso das fontes alternativas solar e eólica, que têm variação na taxa de produção de energia intermitentes, esse é o melhor controle para maximizar o aproveitamento de energia. O modo fonte de tensão exige fontes com produção controlável de energia, como geradores diesel ou banco de baterias. O VSC no modo fonte de tensão só é utilizado quando a microrrede está desconectada da rede.

O controle secundário fornece os valores de referência de tensão e frequência para operação do controle primário através de um canal de comunicação com baixa taxa de atualização quando necessário, em torno de algumas dezenas de minutos. Também é função do controle secundário controlar a conexão e desconexão da microrrede à rede elétrica.

O controle terciário é o nível de controle mais alto da microrrede e também o mais lento, demorando muitos minutos e até horas para atualizar suas referências. Suas ações são determinadas pelos dados fornecidos pelo operador de rede que determina os limites de potência que podem ser entregues à rede. Cabe ao controle terciário gerenciar várias microrredes e por exemplo determinar a quantidade de potência reativa que cada microrrede deve entregar à rede.

Neste trabalho serão considerados os controles primário e secundário da microrrede, nos quais estão envolvidos o controle dos conversores VSC. O controle terciário

que regula e coordena o despacho de energia de acordo com o mercado não será abordado.

Os controles primários normalmente utilizados [11, 44], encontrados na maioria dos trabalhos sobre microrrede, foram desenvolvidos para operarem em redes predominantemente indutivas e com cargas balanceadas. Mas esse não é o cenário real encontrado em microrredes de baixa tensão. Existe o problema da linha de distribuição poder ser predominante resistiva dependendo do tipo de cabo usado e das cargas monofásicas que desequilibram as correntes e tensões nas fases [9].

Neste capítulo a descrição do controle primário será dividida no controle de injeção de potência de fontes não controláveis com o VSC no modo fonte de corrente e no controle de suporte de tensão e frequência com o VSC no modo fonte de tensão.

O controle secundário que trata do controle de conexão e desconexão e fornecimento de parâmetros para restauração de frequência e tensão da microrrede também será descrito.

Será feita a descrição da aplicação do conceito de impedância virtual [45] no controle dos conversores no modo fonte de tensão para resolver o problema das conexões predominantemente resistivas da microrrede e da proposição de uma nova topologia de aplicação da mesma.

E será proposta uma nova técnica de controle de compensação de desbalanço de tensão entre fases na saída dos conversores, que utilizam impedância de acoplamento (real ou virtual), quando os mesmos operarem com cargas desbalanceadas. Este controle proporciona tensões equilibradas entre as fases, fazendo com que os controles primários operem de acordo com seu projeto para redes com cargas equilibradas, mesmo as cargas sendo desequilibradas.

3.1 Controle primário

Para aplicação em microrredes existem dois modos principais de controle que podem ser aplicados aos VSC: o controle injeção de potência (PQ) com o VSC operando no modo fonte de corrente e o controle de tensão e frequência (VF) com o VSC operando no modo fonte de tensão.

No primeiro modo, o VSC opera entregando potência de acordo com as referências de potência ativa e reativa, com prioridade ao fornecimento potência ativa. Seu funcionamento deve ser sincronizado com a tensão da rede/microrrede que é vista pelo VSC como uma barra infinita e, portanto, seu valor de tensão serve como referência. Para o funcionamento no modo PQ é necessário sempre a existência de uma barra de referência que controle a tensão e a frequência, por isso um conversor com controle PQ não funciona alimentando uma carga isolada.

No segundo modo, o VSC opera fornecendo a referências de tensão e frequência

na sua saída. Esse modo é utilizado quando há falta da referência da rede, forçando neste caso, a microrrede a trabalhar isolada da rede. No caso da microrrede estar conectada o conversor com controle VF passa a atuar como suporte no seu ponto de conexão, melhorando a qualidade de energia. Para formar uma microrrede CA que opere isolada é necessário pelo menos um conversor no modo VF. A geração da microrrede pode ser formada por vários conversores operando no modo PQ e por um ou mais conversores operando no modo VF.

3.1.1 Controle de Injeção de Potência (PQ)

Nas Figuras 3.3 e 3.4 são mostrados os diagramas de blocos de dois tipos de controle (tipo PQ) aplicados no modo fonte de corrente para fontes com despacho de potência não controlável diretamente pelo VSC, tais como fontes eólicas ou solares fotovoltaicas. Os dois controles têm a mesma finalidade com algumas características diferentes em seu funcionamento.

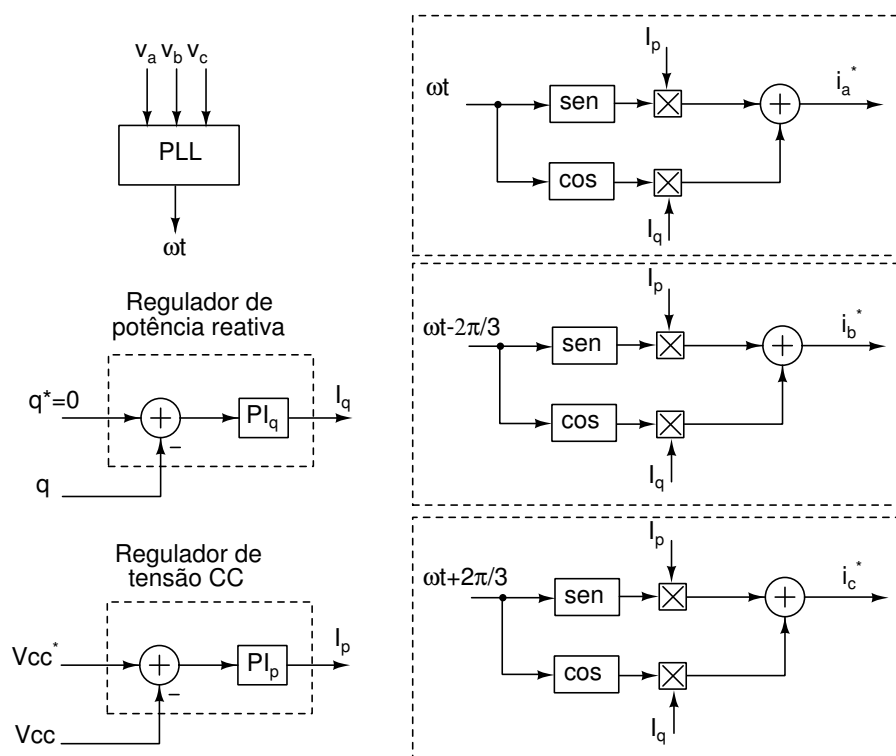


Figura 3.3: Controle de conversores CC-CA usando PLL (fonte de corrente).

O controle mostrado na Figura 3.3 é sincronizado com a rede por um PLL que detecta o ângulo da sequência positiva das tensões trifásicas (v_a, v_b e v_c) usando como referência a fase 'a' (ωt). Esse ângulo é usado para gerar a corrente de referência em fase (que controla a potência ativa) sendo aplicado a uma função seno e a corrente de referência em quadratura (que controla a potência reativa) sendo aplicado em

uma função cosseno. Para as fases ‘b’ e ‘c’ o ângulo é subtraído e adicionado de $\frac{2\pi}{3}$, respectivamente. Essas correntes em fase e em quadratura são somadas para gerar as correntes de referência por fase i_a^* , i_b^* , e i_c^* . A amplitude de corrente I_p é fornecida por um controlador PI_p que tem como entrada o erro de tensão do lado CC. A tensão V_{cc} tende a variar de acordo com o fornecimento de potência da fonte alternativa ligada ao VSC. O controlador PI_p controla a injeção de potência ativa na rede através da corrente I_p , que tem o objetivo de fazer a tensão V_{cc} seguir o valor da referência V_{cc}^* . A amplitude de corrente I_q é fornecida pelo controlador PI_q que tem como entrada o erro de potência reativa. O erro de potência reativa é obtido da subtração do valor de potência reativa medida na saída do conversor q do valor de referência q^* . Nas aplicações convencionais a referência de potência reativa é normalmente nula quando aplicado o controle PQ, para maximizar o valor de potência ativa que pode ser fornecida pelo VSC [46]. No entanto, esta potência reativa pode ser utilizada para a compensação de fator de potência da rede ou para controle de tensão no PCC.

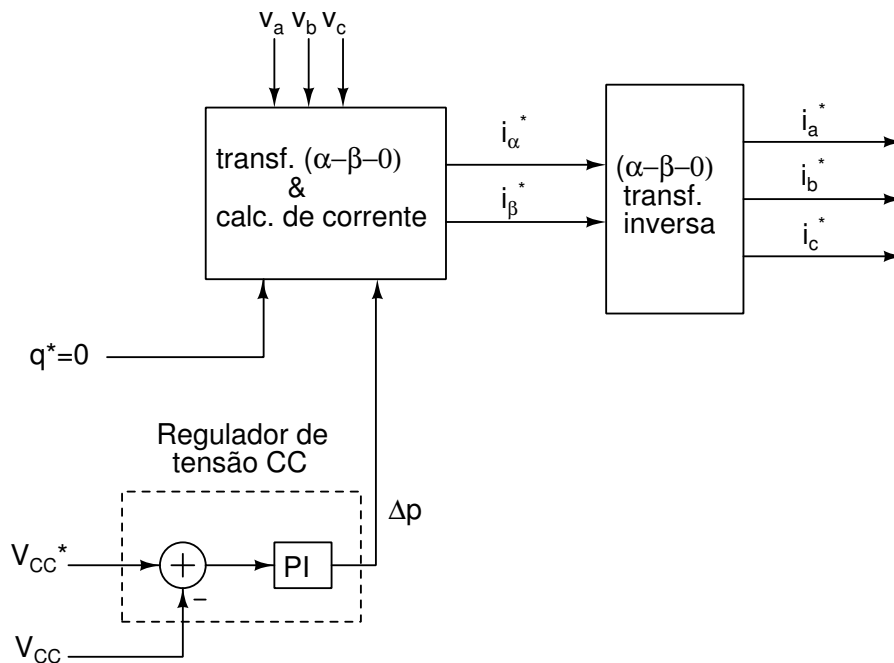


Figura 3.4: Controle de conversores CC-CA usando potências instantâneas (fonte de corrente).

O controle mostrado na Figura 3.4 tem a vantagem de não utilizar um PLL e usar um controlador PI a menos para a referência de potência reativa do que o controle da Figura 3.3. Mas tem a desvantagem de ser sensível a desequilíbrios na tensão de entrada. Neste caso o controle é feito mantendo-se a tensão do lado CC (V_{cc}) sempre seguindo a referência (V_{cc}^*), garantindo com isso que toda potência entregue ao elo CC pela fonte alternativa seja transferida para a rede elétrica. Esta

potência entregue pela fonte alternativa ao elo CC eleva a tensão V_{cc} e faz com que o controlador PI calcule um novo Δp para que a tensão V_{cc} volte ao valor de referência. Os valores de potência Δp e de q^* junto com as tensões de fase v_a , v_b e v_c são utilizados para o cálculo das correntes de referência i_α e i_β utilizando a teoria das potências instantâneas, descritas no Apêndice A. As correntes i_α e i_β são aplicadas na transformada inversa de Clarke e obtidas as correntes de referência por fase i_a^* , i_b^* , e i_c^* .

Estes dois tipos de controles permitem que o VSC compense também a potência reativa funcionando como um STATCOM. A fonte alternativa utilizada para alimentar o VSC com controle PQ no modo fonte de corrente pode ser uma fonte com controle de despacho como uma turbina hidráulica ou uma pilha a combustível, ou ainda sem controle e intermitente como painéis fotovoltaicos ou turbina eólica. Vários VSC com controle PQ podem trabalhar em paralelo desde que a rede elétrica ou um outro VSC forneça as referências de tensão e frequência.

3.1.2 Controle de Tensão e Frequência (VF)

Para os conversores da microrrede continuarem operando na ocorrência de um distúrbio na rede é necessário um controle de conexão/desconexão da microrrede, como será discutido na seção 3.2, e que pelo menos um conversor assuma o suporte de tensão e frequência no lugar da rede elétrica.

A microrrede pode operar isolada da rede se a soma das potências geradas for igual ou maior que a potência consumida pelas suas cargas, logo o valor de carga crítica é definido sendo igual ao valor de potência disponível pela geração da microrrede. Caso as cargas consumam mais energia que a gerada pelas fontes da microrrede, algumas cargas devem ser desligadas para que o equilíbrio entre a geração e o consumo seja atingido. Caso não haja desligamento das cargas a geração da microrrede será desligada pelo sistema de proteção.

Quando a geração que fornece a referência de tensão e frequência da rede é perdida, é necessário que pelo menos um conversor assuma o controle dessas variáveis na microrrede. O uso de mais de um VSC para manter a referência de tensão e frequência é mais complexo do que o uso de apenas um VSC para fornecer a referência. Um conversor operando no modo fonte de tensão com valores de referência de tensão e frequência fixos e com potência suficiente para manter essas referências é o necessário para manter a microrrede funcionando no modo isolado. Neste caso a potência do conversor tem que ser igual ou maior que a carga crítica. As outras cargas ficam em funcionamento de acordo com a disponibilidade de energia fornecida pelas fontes alternativas não controladas. Caso o valor da potência da carga crítica ou qualquer outro parâmetro faça com que não seja possível o uso de apenas um

conversor para fornecer a potência demandada, será necessário o uso de mais de um conversor no modo fonte de tensão. Neste caso é necessário o emprego de técnicas de controle de operação dos conversores em paralelo, já que sem estas técnicas não é possível a divisão proporcional de potência entre os conversores. Na ligação direta de conversores fonte de tensão com referências fixas de tensão e frequência operando em paralelo não é possível ser feito sincronismo nem divisão de potência entre eles.

Esse tipo de controle pode ser implementado para conexão em paralelo mediante a utilização de retas de decaimento (*droop*) [10, 47–53]. O controle com retas de decaimento é baseado no funcionamento de geradores síncronos. Nesses geradores, as variações de potência ativa na carga geram variações de rotação nos rotores dos mesmos e conseqüentemente na frequência, enquanto a tensão da carga é controlada pela potência reativa dos geradores. A relação entre potência ativa/frequência e potência reativa/tensão é dada pelas equações:

$$\begin{aligned} f &= f_o - K_f(\bar{p} - P_o) \\ V &= V_o - K_V(\bar{q} - Q_o) , \end{aligned} \quad (3.1)$$

onde f é o valor de frequência a ser aplicado como referência no VSC com controle VF no modo fonte de tensão, sendo determinado a partir da potência ativa média instantânea \bar{p} medida na saída do VSC. As constantes definidas na relação de frequência são: K_f , que dá a inclinação da reta de decaimento $f \times p$, f_o , que é a frequência nominal e P_o , o valor nominal de referência de potência ativa. Para a relação entre a tensão e a potência reativa, V é o valor de tensão (pico) a ser aplicado como referência no VSC com controle VF, sendo seu valor determinado a partir da potência reativa média instantânea \bar{q} , medida na saída do VSC. As constantes definidas nessa relação são: K_V , que dá a inclinação da reta de decaimento $V \times q$, V_o , que é a tensão nominal e Q_o , o valor nominal de referência de potência reativa.

Para se encontrar as inclinações K_f e K_V das curvas de decaimento, basta se determinar a variação máxima aceitável de tensão (ΔV) e de frequência (Δf) em relação ao valor nominal e as potências dos VSC nesses pontos de operação [49, 54, 55], como mostrado em:

$$\begin{aligned} K_f &= \frac{2 \Delta f}{\Delta p} = \frac{(f_o + \Delta f) - (f_o - \Delta f)}{P_{max} - P_{min}} = \frac{f_{max} - f_{min}}{P_{max} - P_{min}} , \\ K_V &= \frac{2 \Delta v}{\Delta q} = \frac{(V_o + \Delta V) - (V_o - \Delta V)}{Q_{max} - Q_{min}} = \frac{V_{max} - V_{min}}{Q_{max} - Q_{min}} . \end{aligned} \quad (3.2)$$

A Figura 3.5 mostra as retas de decaimento $f \times p$ e $V \times q$ exemplificando dois VSCs operando com pontos de operação diferentes devido às constantes de inclinação das retas serem diferentes, ou seja, $K_{f.1} \neq K_{f.2}$ e $K_{V.1} \neq K_{V.2}$.

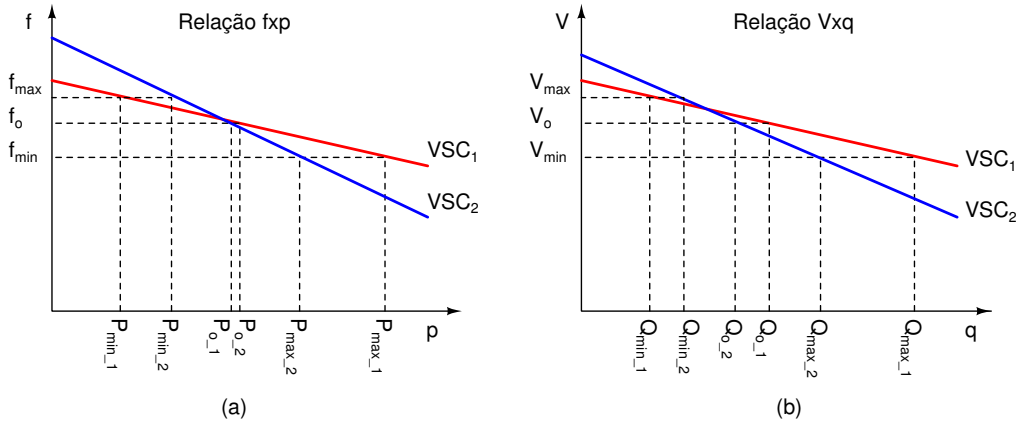


Figura 3.5: Exemplo de retas de decaimento (*droop*): (a) Retas $f \times p$ e (b) retas $V \times q$.

A reta da relação da variação de frequência com a potência ativa do VSC1 ($f \times p$) tem a inclinação K_{f_1} . Os valores f_{max} , f_o e f_{min} são os valores máximo, nominal e mínimo de frequência estabelecidos para a microrrede. Os valores de potência ativa P_{min_1} , P_{o_1} e P_{max_1} são os valores definidos para o funcionamento do VSC1, sendo os valores mínimo, nominal e máximo fornecidos, respectivamente. A reta $f \times p$ do VSC2 com inclinação K_{f_2} segue o mesmo princípio da reta $f \times p$ do VSC1.

A reta $V \times q$ do VSC1 é a relação da variação de tensão com a potência reativa, com inclinação K_{V_1} . Os valores V_{max} , V_o e V_{min} são os valores máximo, nominal e mínimo da tensão de pico estabelecidos para a microrrede. Os valores de potência reativa Q_{min_1} , Q_{o_1} e Q_{max_1} são os valores definidos para o funcionamento do VSC1, sendo os valores mínimo, nominal e máximo fornecidos pelo conversor, respectivamente. A reta $V \times q$ do VSC2 com inclinação K_{V_2} segue o mesmo princípio da reta $V \times q$ do VSC1.

Na Figura 3.6 é mostrado o controle utilizando curvas de decaimento para VSCs funcionarem tanto no modo conectado quanto desconectado, operando como fonte de tensão nos dois casos. No modo conectado à rede o VSC fica em modo de “flutuação” não fornecendo nenhum tipo de potência ($P_o = 0$ e $Q_o = 0$). No modo desconectado o VSC assume as referências de tensão e frequência que antes eram fornecidas pela rede e garante o funcionamento da microrrede fornecendo as potências necessárias para manter essas referências.

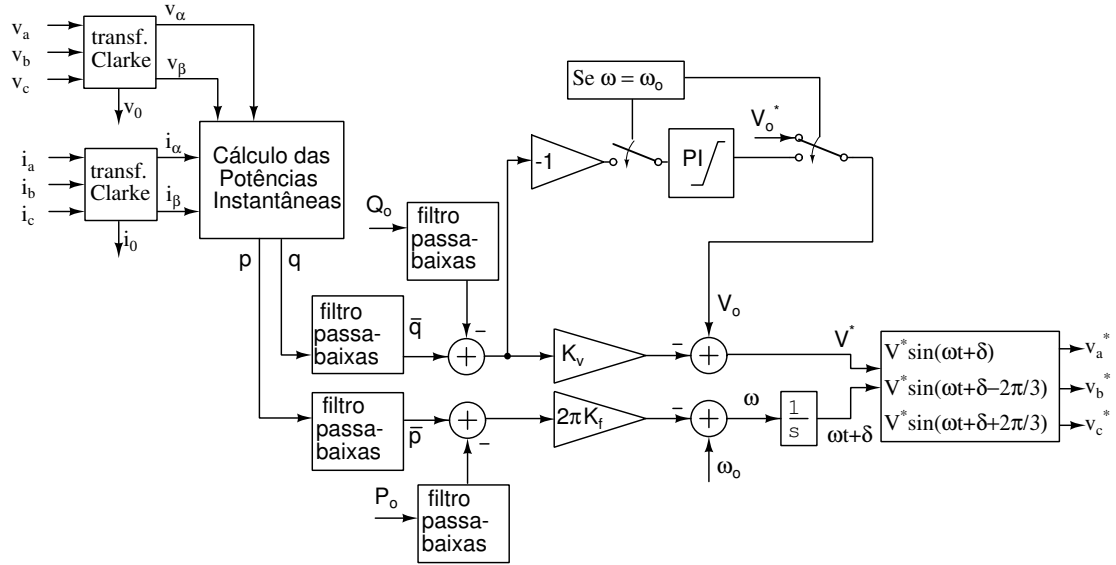


Figura 3.6: Controle VF de um conversor VSC (fonte de tensão).

Os valores de referência P_o e Q_o são fornecidos pelo controle secundário e aplicados em um filtro passa-baixas para não haver mudanças bruscas na referência de controle. Todos os conversores da microrrede devem possuir filtros passa-baixas nas entradas do controle de referência com as mesmas constantes de tempo para a correta divisão dinâmica de potência. Em operação conectada normal (modo de “flutuação”) P_o e Q_o são nulos. Esses valores de referências são alterados no caso de uma desconexão programada ou para reestabelecimento da tensão e frequência no modo desconectado para permitir a reconexão, como será descrito em uma seção posterior.

Neste controle, as correntes (i_a , i_b e i_c) e tensões (v_a , v_b e v_c) no ponto de conexão do VSC são utilizadas para gerar as correntes i_α e i_β e as tensões v_α e v_β , respectivamente, através da transformada de Clarke. Como esse controle gera em suas saídas tensões equilibradas, a corrente i_0 e a tensão v_0 da transformada de Clarke não são utilizadas. As correntes e tensões no referencial estacionário $\alpha\beta$ são usadas para o cálculo das potências ativa e reativa instantâneas (Apêndice A) que são filtradas por um filtro passa-baixa para obtenção de seus valores médios (\bar{p} e \bar{q}). A constante de tempo dos filtros passa-baixas determinam o tempo de resposta a variação de potência (emulação de inércia) do inversor, devendo ser maior que as constantes dos controladores dos laços internos para garantir a estabilidade. O valor medido da potência ativa média \bar{p} subtraído do valor de referência P_o é multiplicado pelo ganho da curva de decaimento ($2\pi K_f$) e subtraído da frequência de referência nominal ω_o para se obter o valor da frequência de referência ω . A frequência de referência ω é integrada, pelo bloco integrador ($\frac{1}{s}$), para se obter o ângulo de fase $\omega t + \delta$.

A potência reativa média medida \bar{q} (média desde que o sistema seja equilibrado) subtraída da potência de referência Q_o e multiplicada pelo ganho K_V e subtraída da tensão de referência nominal V_o gera a tensão de referência V^* . O valor da referência V_o é gerado por um controlador PI quando a microrrede está conectada à rede, visto que as variações de carga e de geração causam variações na tensão no ponto de conexão do conversor. Isso é feito para garantir que o valor de potência reativa seja igual a Q_o [54]. Quando a microrrede está desconectada da rede é usado V_o^* como valor de referência fixo. A troca do valor de referência de V_o no modo conectado e desconectado é feito com base na frequência da microrrede ω . Se seu valor for igual ao nominal ω_o (conectado) a referência é dada do controlador PI, caso contrário (desconectado), a referência é dada pelo valor fixo V_o^* . Caso não seja necessário garantir que a potência reativa siga exatamente a referência Q_o no modo conectado, pode-se retirar o controlador PI e usar a referência $V_o = V_o^*$ diretamente. Neste caso ainda se tem a vantagem do conversor funcionar fornecendo potência reativa para manter a tensão na saída igual a V_o quando em modo conectado.

Para o VSC operar com esse controle é necessária uma fonte com controle de despacho como turbina hidráulica ou banco de baterias, não podendo ser usadas fontes intermitentes como painéis fotovoltaicos e geradores eólicos.

O controle VF descrito leva em consideração que as impedâncias que conectam os VSCs às cargas são predominantemente indutivas, sendo consideradas as equações de potência (2.13) e (2.14), que garantem o funcionamento das retas de decaimento $f \times p$ e $V \times q$.

Para redes com impedâncias predominantemente resistivas podem ser aplicadas curvas de decaimento baseadas em (2.15) e (2.16), que têm as relações de frequência e tensão opostas às curvas de decaimento tradicionais [56–58].

Para linhas com valores de reatância indutiva e resistência próximos devem ser consideradas (2.11) e (2.12), que levam às seguintes relações de frequência e tensão com as potências ativa e reativa [50]:

$$\begin{aligned}\Delta f &= \frac{1}{K_f} \frac{X}{Z} (p - P_o) - \frac{1}{K_f} \frac{R}{Z} (q - Q_o) , \\ \Delta V &= \frac{1}{K_V} \frac{R}{Z} (p - P_o) + \frac{1}{K_V} \frac{X}{Z} (q - Q_o) ,\end{aligned}\tag{3.3}$$

onde R e X são os valores da resistência e da reatância indutiva, respectivamente, da impedância de conexão Z .

Essas relações podem ser utilizadas para desacoplar as potências ativa e reativa de modo que possam ser utilizadas as curvas de decaimento padrão [50]. A desvantagem das curvas de decaimento para conexões predominantemente resistivas é que seu

funcionamento, oposto às curvas de decaimento padrão, impedem os conversores com esse tipo de controle operarem em paralelo com geradores síncronos [43]. Neste caso com curvas de decaimento com acoplamentos diferentes, a divisão de potência entre as fontes de tensão não é possível. Por outro lado, a técnica de considerar tanto a resistência quanto reatância da conexão tem como dificuldade a obtenção desses valores com exatidão na prática.

Uma solução para o correto funcionamento das curvas de decaimento padrão e do controle descrito nesta seção é a utilização de um indutor na saída de cada conversor de modo que sua reatância indutiva seja predominante em relação aos parâmetros da conexão de rede. Isso faz com que todos os conversores tenham uma mesma impedância de saída com característica indutiva. Como a instalação de indutores de potência na conexão de cada VSC tem um custo razoável, uma solução é utilizar um controle que sintetize essa impedância, normalmente referenciado como impedância virtual [45] e que será tratado na próxima seção.

Além do controle utilizando curvas de decaimento de tensão e frequência, que utilizam só informações locais para sua operação utilizado neste trabalho, existem também outros controles como o controle concentrado [49], o controle mestre-escravo [59–62], o controle de desvio de potência [63, 64] e o controle utilizando rede de comunicação de alta velocidade [65].

3.1.3 Impedância Virtual

Impedância virtual é uma técnica de controle que permite emular uma impedância em série com uma fonte controlada de tensão, proposta por Guerrero *et al.* [45]. Na Figura 3.7 é mostrado o conceito utilizado por essa técnica de controle.

Na Figura 3.7 (a) pode ser vista uma fonte controlada com tensão $v_e(t) = A \sin(\omega t)$ em série com uma indutância L e uma resistência R . A queda de tensão na indutância L devido à corrente i que circula no circuito é $v_L(t) = L \frac{di(t)}{dt}$ e a queda de tensão na resistência R é $v_R(t) = R i(t)$.

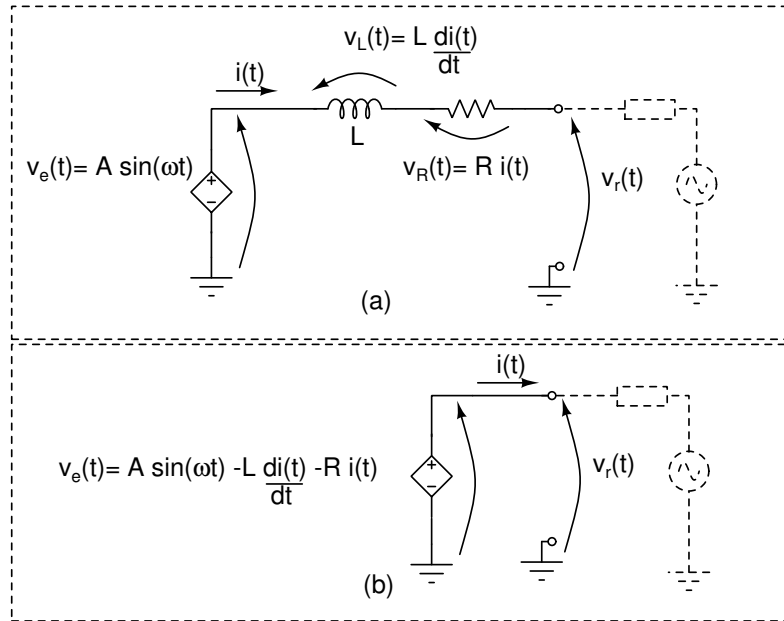


Figura 3.7: (a) Impedância real e (b) impedância virtual.

Na Figura 3.7 (b) é mostrado o circuito equivalente da Figura 3.7 (a) utilizando a impedância virtual. A impedância virtual é implementada subtraindo da referência os valores das quedas de tensões na resistência e na indutância virtual, ficando o sinal de referência da fonte controlada com a forma $v_e(t) = A \sin(\omega t) - L \frac{di(t)}{dt} - R i(t)$.

Logo para ser implementada na prática basta se medir a corrente na saída da fonte de tensão controlada e utilizá-la para realimentar negativamente a referência de tensão como mostrado na Figura 3.8.

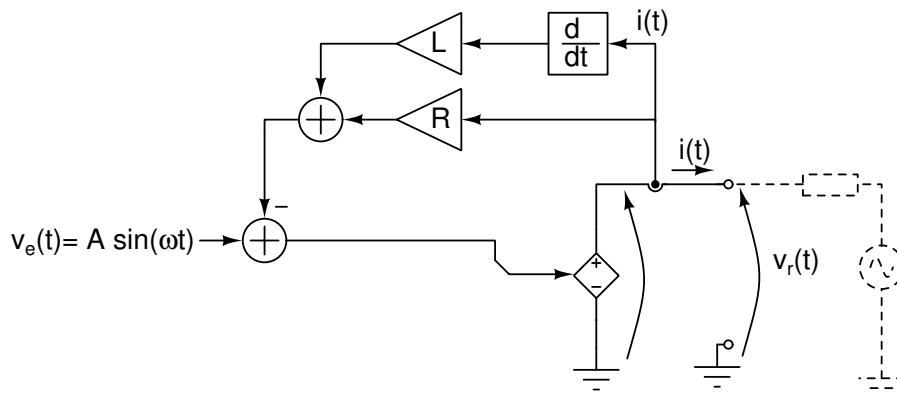


Figura 3.8: Fonte de tensão com impedância virtual.

Como a queda de tensão e a potência dissipada na impedância virtual são também virtuais, a aplicação da técnica no controle de um VSC não necessita de mudança de parâmetros físicos (como tensão no lado CC ou potência nominal). Basta

apenas um aumento na tensão de referência do controle para compensação da queda de tensão na impedância virtual.

Existem vários trabalhos que utilizam impedância virtual para melhorar o desempenho do funcionamento do controle com curvas de decaimento dos conversores em paralelo. A maioria dos trabalhos usa a impedância virtual puramente indutiva [45, 66], sendo a reatância indutiva implementada normalmente através da derivada do sinal de corrente. A realização com um derivador puro pode causar instabilidade no controle devido à amplificação dos ruídos da corrente [24]. Normalmente, esse derivador é seguido de um filtro passa-baixas para limitar a frequência máxima e minimizar o efeito dos ruídos, mas o filtro causa deslocamento de fase na resposta do derivador, degenerando seu efeito.

Uma outra implementação é a utilização de uma impedância virtual puramente resistiva [67]. Com uma realimentação resistiva podem ocorrer problemas de estabilidade caso exista algum nível de corrente contínua (DC) na corrente.

A utilização de impedâncias virtuais com parte resistiva e indutiva também podem ser utilizadas [68, 69], mas o acoplamento de potências entre as curvas de decaimento devem ser compensados neste caso, utilizando a relação (3.3).

Uma forma de se obter uma impedância virtual sem sofrer com o problema da amplificação dos ruídos da corrente no derivador e substituí-lo por um integrador generalizado de segunda ordem (SOGI) é proposto em [70], mas nesse caso a dinâmica do SOGI pode influenciar o controle.

A maioria dos trabalhos faz a implementação da impedância virtual através da adição de mais um laço de realimentação como mostrado no diagrama de blocos da Figura 3.9. O diagrama mostrado é para um VSC ideal com filtro LC (formado por L_f e C_f) alimentando uma carga resistiva R e controlado por um controlador estacionário de laço duplo proporcional+ressonante (PR), como descrito no Capítulo 2.

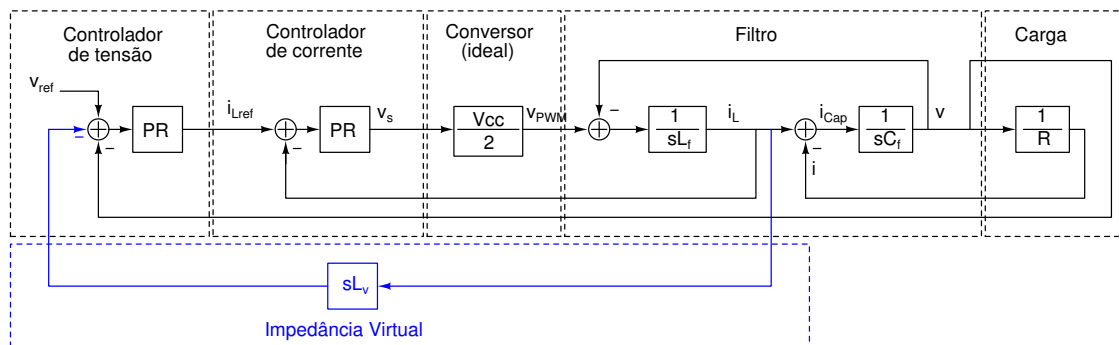


Figura 3.9: Diagrama de blocos do controle de laço duplo estacionário com conexão padrão da impedância virtual.

Como já foi dito, há alguns problemas na implementação da impedância vir-

tual utilizando realimentação mostrada na Figura 3.9. O sinal medido pelo sensor de corrente é aplicado diretamente em um derivador, o que amplifica os ruídos de medição. O uso deste tipo de realimentação com um derivador pode causar instabilidade, principalmente quando é implementado de forma discreta. Na forma discreta quanto maior a frequência de amostragem melhor para o correto funcionamento do derivador, para diminuir os erros da discretização, o que às vezes na prática por restrições físicas pode não ser possível de implementar. Além destes problemas, essa realimentação sofre interações com efeitos do atraso de atualização do PWM, da função de transferência do sensor de corrente e dos filtros *anti-aliasing* do conversor ADC, deixando mais complexo o projeto dos ganhos dos controladores.

Pelas limitações do uso da topologia utilizada para implementação padrão da impedância virtual, é proposta uma nova topologia para implementação da impedância virtual, mostrada na Figura 3.10. Nessa nova topologia proposta o sinal de corrente utilizado na impedância virtual é a referência de corrente da saída do controlador de tensão ao invés da corrente medida na saída do inversor. Logo esta topologia foi nomeada de impedância virtual com realimentação pela corrente de referência. Como a impedância virtual está em um laço de realimentação ligado ao controlador, a função de transferência do derivador pode ser agrupada com a função de transferência do controlador, eliminando o derivador puro e facilitando a implementação na forma discreta. O problema da amplificação de ruído também é resolvido, pois são praticamente inexistentes na saída de referência de corrente do controlador de tensão, fazendo desnecessário o uso de filtros ou integradores generalizados de segunda ordem (SOGI). Com essa mudança, a dinâmica do controle sofre poucas alterações e se obtêm vantagens como a não influência dos efeitos do atraso de atualização do PWM, da função de transferência do sensor de corrente e dos filtros *anti-aliasing* do conversor ADC.

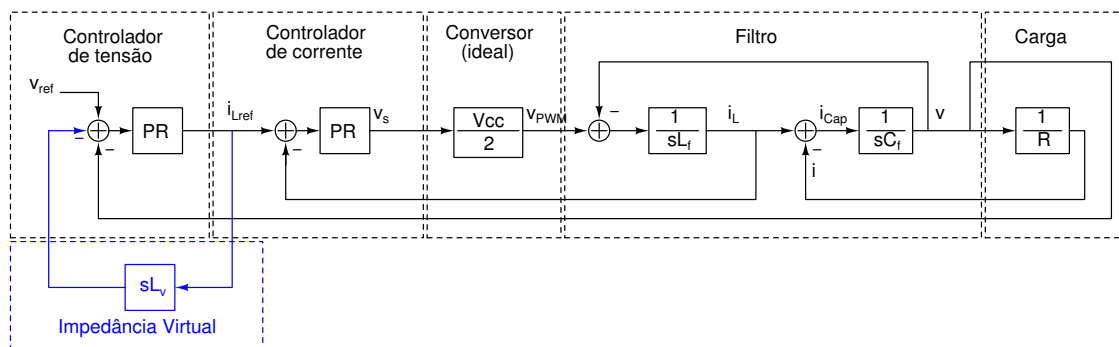


Figura 3.10: Diagrama de blocos do controle de laço duplo estacionário com impedância virtual com realimentação pela corrente de referência.

Na Figura 3.11 pode ser vista a resposta em frequência da função de transferência de malha aberta entre a referência de tensão e a tensão de saída do modelo do VSC

ideal alimentando uma carga resistiva conectada ao conversor por uma indutância L de $10mH$. Na Figura 3.11 são utilizados o modelo de indutância real, indutância virtual e indutância virtual com realimentação pela corrente de referência para obtenção das respostas em frequência. Os valores utilizados no modelo para obtenção das respostas em frequência são os mesmos já descritos no Capítulo 2.

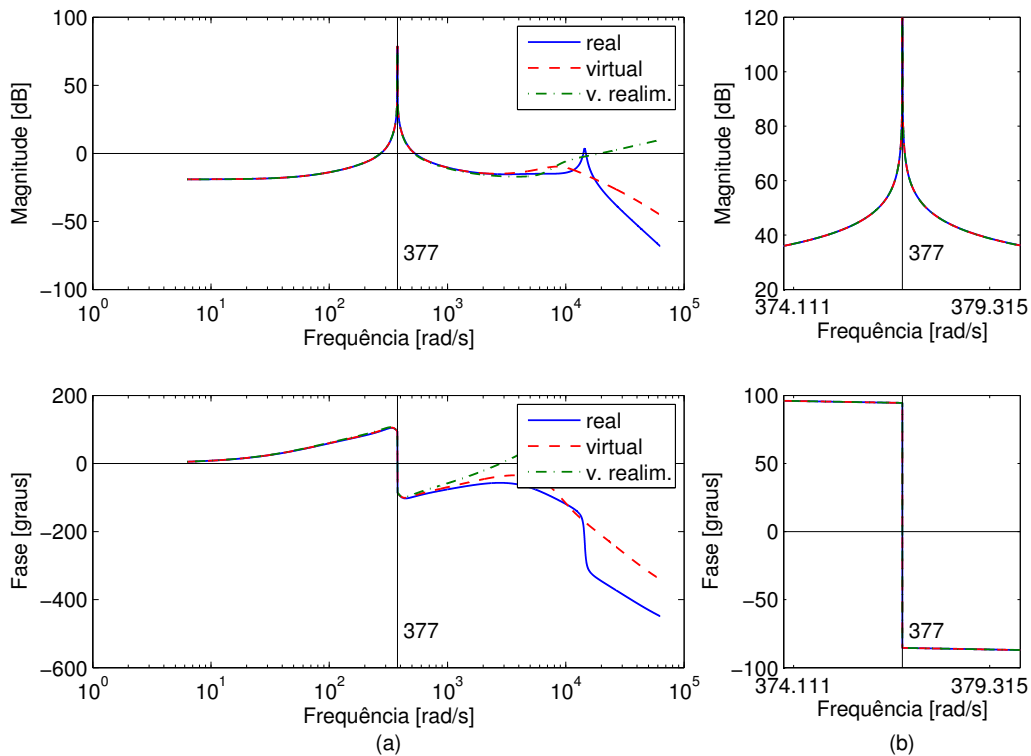


Figura 3.11: (a) Magnitude e fase da resposta em frequência de malha aberta para o VSC ideal com controlador de laço duplo alimentando uma carga resistiva conectada por uma indutância real, indutância virtual e indutância virtual com realimentação pela corrente de referência. (b) detalhe em torno da frequência da rede.

As respostas em frequência em malha aberta têm a mesma forma em magnitude e fase para baixas frequências. As impedâncias virtuais alteram a magnitude e fase da resposta em frequência para as frequências mais altas, mas têm a mesma magnitude e fase na frequência de ressonância que a impedância real.

Na Figura 3.12 é mostrada a resposta em frequência em malha fechada para o uso da indutância real, virtual e virtual com realimentação pela corrente de referência. Pode ser observado que todas as respostas em frequência de malha fechada têm a mesma fase e quase a mesma magnitude na frequência de ressonância, com a indutância virtual com realimentação pela corrente de referência tendo uma pequena diferença, mas que praticamente não afeta o seu funcionamento. Como pode ser observado, a impedância virtual com realimentação pela referência tem uma resposta em frequência mais próxima da indutância real para altas frequências, assim como

descrito para a função de malha aberta.

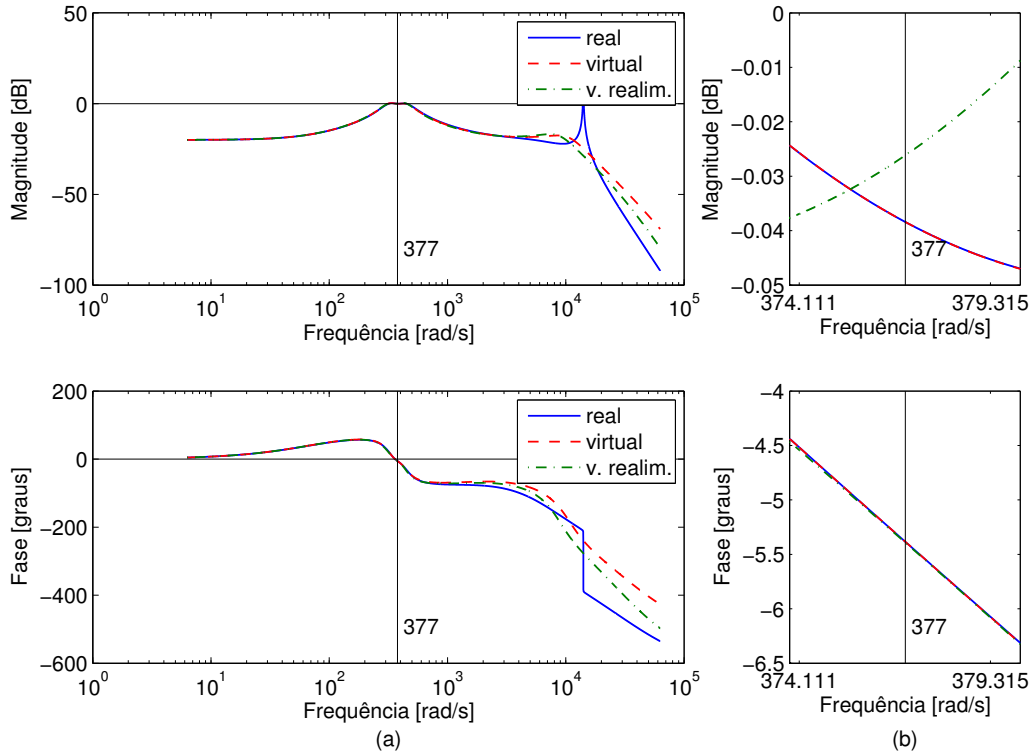


Figura 3.12: (a) Magnitude e fase da resposta em frequência de malha fechada para o VSC ideal com controlador de laço duplo alimentando uma carga resistiva conectada por uma indutância real, indutância virtual e indutância virtual com realimentação pela corrente de referência. (b) detalhe em torno da frequência da rede.

Neste trabalho será adotado o uso da impedância virtual com realimentação pela corrente de referência, pelas suas vantagens na implementação já descritas e pela menor complexidade do projeto dos ganhos dos controladores.

3.1.4 Compensação de Desbalanço de Tensão Entre Fases

Os sistemas elétricos de potência são, na sua maioria, sistemas de geração, transmissão e distribuição trifásicos. Os geradores de grande porte geram tensões equilibradas, as linhas de transmissão de energia e transformadores são projetados para trabalhar de forma equilibrada. Os grandes consumidores de energia possuem cargas trifásicas ou monofásicas que são arranjadas de forma a garantir o máximo de equilíbrio de cargas por fase, em razão de que o sistema elétrico trifásico é projetado para trabalhar com cargas iguais por fase (equilibrado). Portanto o sistema elétrico em sua totalidade, está em equilíbrio, ou muito próximo desta condição.

Porém, em sistemas de distribuição, que em sua maioria são compostos por cargas monofásicas, isso nem sempre é possível. Do ponto de vista da geração, a soma

de vários “blocos” de cargas trifásicas desequilibradas são agrupadas de forma a se tornar uma carga total trifásica equilibrada. Isso faz com que os geradores, transformadores e linhas de transmissão funcionem corretamente. No caso de consumidores de pequeno porte (residenciais, por exemplo) conectados à rede de distribuição, na maioria dos casos com cargas monofásicas ou bifásicas, o desequilíbrio da rede não afeta drasticamente o funcionamento das suas cargas. No entanto, o problema do desequilíbrio é agravado quando uma carga trifásica projetada para trabalhar em uma rede equilibrada é ligada em um sistema com desequilíbrio de tensão.

O desequilíbrio de tensão na alimentação de cargas trifásicas sensíveis e motores que acionam cargas onde não podem haver oscilações de velocidade (causadas por desbalanço das fases) pode se tornar um problema crítico [71]. Em retificadores trifásicos de seis pulsos quando existe desbalanço de tensão, o retificador passa a gerar harmônicos de terceira ordem de sequência positiva (ou negativa) na corrente de entrada além dos harmônicos característicos de 5^o, 7^o, 11^o, 13^o... ordens, aumentando a necessidade de filtros de linha e capacitores do lado CC maiores [71].

O desbalanço pode ser analisado pela quantificação da presença de componentes de sequências negativa e zero utilizando a decomposição em componentes simétricas. Uma das formas adotadas na literatura para essa quantificação é o fator de desbalanço de tensão (FDT) (do inglês, Voltage unbalance factor - VUF) [71], que é obtido da relação entre as componentes de sequências negativa V_2 e positiva V_1 e dado por:

$$FDT = 100 \frac{V_2}{V_1} \% . \quad (3.4)$$

A relação entre as componentes de sequências zero e positiva não é utilizada. Isso se deve ao fato de que cargas ligadas em estrela sem o neutro aterrado ou ligadas em delta não possuem corrente de componente de sequência zero, logo não sofrem influência da tensão de sequência zero. Quando existem tensões desbalanceadas, as cargas ligadas em estrela sem neutro ou ligadas em delta são as mais sensíveis ao desbalanço de corrente em suas fases. No caso dos motores, o desbalanço de corrente chega a ser 6 a 10 vezes maior que o desbalanço de tensão [72]. Vale também lembrar que um sistema equilibrado só possui uma componente de sequência, positiva ou negativa.

O valor máximo de desbalanço de tensão recomendado é de 2% segundo a *International Electrotechnical Commission* (IEC), de 3% segundo recomendação da norma ANSI C84.1 e de 1% para alimentação de motores segundo a norma NEMA MG-1, as duas últimas normas da *National Electrical Manufacturers Association* (NEMA) [71, 72]. Essas recomendações existem devido ao fato que um pequeno desbalanço nas tensões pode causar um desbalanço significativo nas correntes, causando mau funcionamento em motores trifásicos de indução. Esse valor é mais rígido para ali-

mentação de motores, pois com o aumento do desbalanço de tensão o motor deve ser superdimensionado para poder dissipar a potência extra de perdas causada pela circulação de correntes desequilibradas, segundo a norma NEMA MG-1 [72].

No caso de uma microrrede com conversores em paralelo utilizando controle baseado na técnica de curvas de decaimento, é necessária a utilização de um indutor de conexão (real ou virtual) conectando o VSC à rede. Esse indutor faz a conexão ser predominantemente indutiva para o funcionamento das curvas de decaimento. O controle de tensão nos conversores trifásicos fazem os VSCs gerarem nos seus terminais tensões equilibradas “antes” do indutor de conexão ou impedância de linha. Caso as correntes nas fases sejam diferentes, haverá quedas de tensões diferentes nos indutores em cada fase, gerando desbalanço de tensão no ponto de conexão “depois” do indutor. A microrrede está mais suscetível ao desbalanço de tensão quando opera no modo isolado da rede elétrica.

Existem algumas propostas sobre a implementação da compensação de desbalanço de tensão para geração distribuída em microrredes.

Na proposta feita por Li *et al.* [73, 74] são utilizados dois VSCs trifásicos de quatro braços em cada unidade geradora para compensar o desbalanço de tensão. Um dos VSC é conectado em paralelo e outro em série, com um funcionamento similar o de um filtro ativo de potência série-paralelo (UPQC- *Unified power quality conditioner*) [31]. Essa configuração tem a desvantagem de utilizar dois conversores em cada unidade de geração.

No trabalho de Hojo *et al.* [75] é proposto um controle de compensação de desbalanço de tensão por injeção de corrente de sequência negativa utilizando o referencial síncrono. Neste caso o controle funciona como um compensador paralelo. No entanto, caso a impedância das cargas e da linha sejam muito baixas, a capacidade de corrente do VSC deve ser alta para possibilitar a compensação. Caso não seja, podem ocorrer erros no controle de potência ativa e a compensação não será possível.

Nos trabalhos de Cheng *et al.* [76] e Savaghebi *et al.* [77] é proposto o uso de emulação de uma condutância de sequência negativa pelo controle para minimizar o desbalanço de tensão utilizando o VSC como compensador paralelo.

Todas as técnicas propostas acima, de uso secundário do VSC como compensação paralela pelas referências [75–77], utilizam um ganho proporcional para determinar a quantidade de compensação da componente de sequência negativa, o que faz com que sempre exista componente de sequência negativa e que a escolha errada deste ganho torna o controle instável.

O trabalho de Liu *et al.* [78] propõe o uso de controladores proporcional-ressonante com múltiplas frequências junto aos controladores PI principais no referencial síncrono dq junto a uma impedância virtual modificada para compensação

de desbalanço de tensão e de harmônicos para aplicação em microrredes isoladas. Apesar do bom resultado apresentado nesse trabalho de Liu *et al.*, devido às características da impedância virtual implementada não é possível anular totalmente os desbalanços de tensão e os harmônicos [78].

Assim, este trabalho propõe uma nova técnica de controle de compensação de desbalanço de tensão que não necessite de um ajuste de ganho de compensação, consiga eliminar todo desbalanço e seja de fácil implementação.

Proposta de Controle de Compensação de Desbalanço de Tensão

Para a compensação de desbalanço de tensão em paralelo como função secundária dos conversores de tensão é proposta neste trabalho uma nova técnica, baseada na utilização de controladores proporcional+ressonante (PR), sem a necessidade de ajuste de ganho de compensação em relação a quantidade de desbalanço. O objetivo da técnica proposta é implementar um controlador que obtenha através das tensões de sequência negativa e zero presentes em cada fase uma corrente que somada à referência de corrente do laço interno de controle do VSC, anule as tensões de sequência negativa e zero nas fases.

Para ilustração da técnica proposta, será usado o circuito mostrado na Figura 3.13. Esta figura mostra um circuito com um VSC (ideal) interligado por uma indutância L a uma carga trifásica desequilibrada e uma fonte de corrente trifásica de compensação I_c . É utilizada apenas uma carga desequilibrada para facilitar o entendimento, no entanto, poderiam ser utilizados outros VSCs e várias cargas (equilibradas e desequilibradas), o que não influi no funcionamento da técnica proposta.

Inicialmente, desconsiderando a fonte I_c no circuito, o VSC gera em seus terminais a tensão trifásica equilibrada v , mas devido à indutância de conexão (real ou virtual) necessária para o funcionamento das curvas de decaimento do controle VF do VSC, as tensões no ponto de conexão da carga v_{PCC} são desequilibradas.

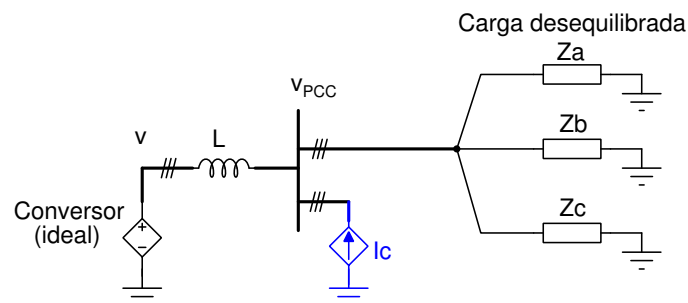


Figura 3.13: Circuito para compensação de tensão.

Utilizando a fonte I_c é possível injetar correntes que anulem o desbalanço das

tensões entre as fases. Os valores dessas correntes podem ser obtidos através do compensador proposto mostrado na Figura 3.14. Esse compensador mede as tensões no PCC $v_{PCCa}(t)$, $v_{PCCb}(t)$ e $v_{PCCc}(t)$ e estima a componente de sequência positiva ($v_{1a}(t)$, $v_{1b}(t)$ e $v_{1c}(t)$) que são subtraídas das tensões $v_{PCCa}(t)$, $v_{PCCb}(t)$ e $v_{PCCc}(t)$ e resultam nas componentes de sequência negativa e zero ($v_{2a}(t) + v_{0a}(t)$, $v_{2b}(t) + v_{0b}(t)$ e $v_{2c}(t) + v_{0c}(t)$) do desbalanço. As componentes de sequência negativa e zero são aplicadas como sinal de erro em controladores proporcional+ressonante (PR) que geram em sua saída referências de corrente ($i_{ac}(t)$, $i_{bc}(t)$ e $i_{cc}(t)$) que devem anular esse erro. Quando o erro é anulado, as tensões $v_{PCCa}(t)$, $v_{PCCb}(t)$ e $v_{PCCc}(t)$ se tornam equilibradas.

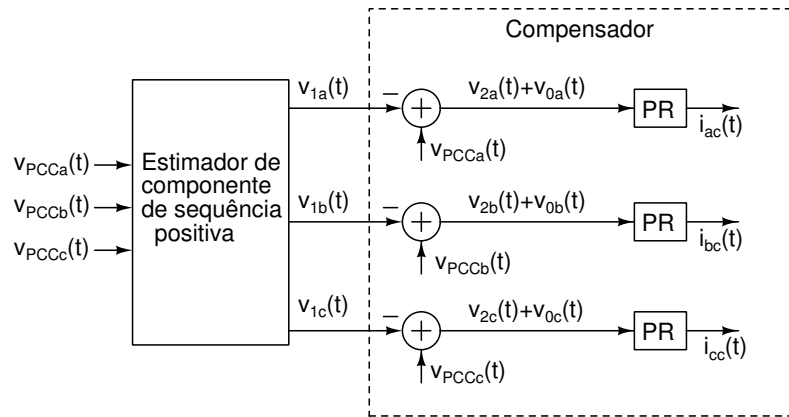


Figura 3.14: Compensador de desbalanço de tensão trifásico.

A síntese da corrente de compensação pode ser feita pelo controlador do laço de corrente do VSC, sem a necessidade de se utilizar outro conversor. Caso os valores da corrente de compensação excedam a capacidade nominal das correntes de fase do VSC, a compensação não será possível.

O compensador mostrado na Figura 3.14 funciona com VSCs sem controle de potência injetada. Isto é necessário porque as mudanças nas tensões pela compensação dependem da mudança de potência entregue pelo conversor, logo se o VSC possuir controle de potência, esse terá função redundante com o compensador de desbalanço, causando mau funcionamento do VSC pois os controles ficaram competindo pelo controle da potência.

No caso deste trabalho onde os VSC possuem controle de potência (ou aplicação em um STATCOM), o problema da redundância do controle de potência pode ser resolvido utilizando a compensação em apenas duas fases ao invés das três.

Como o objetivo é a obtenção de tensões trifásicas equilibradas, basta compensar apenas duas fases (quaisquer) para se conseguir o equilíbrio das três, sem afetar o controle de potência, que encontrará um novo ponto de operação depois da compensação.

O controle proposto modificado é mostrado na Figura 3.15. Os controladores PR ligados a duas (quaisquer) das três fases tem como entrada o erro entre a tensão medida (no caso, $v_{PCCa}(t)$ e $v_{PCCc}(t)$) no ponto de conexão e a tensão de sequência positiva deste mesmo ponto ($v_{1a}(t)$ e $v_{1c}(t)$). Este erro é formado pelas componentes de sequências zero e negativa ($v_{2a}(t) + v_{0a}(t)$ e $v_{2c}(t) + v_{0c}(t)$) e são aplicados aos controladores PR que fornecem em sua saída uma corrente de compensação para anular esse erro ($i_{ac}(t)$ e $i_{cc}(t)$).

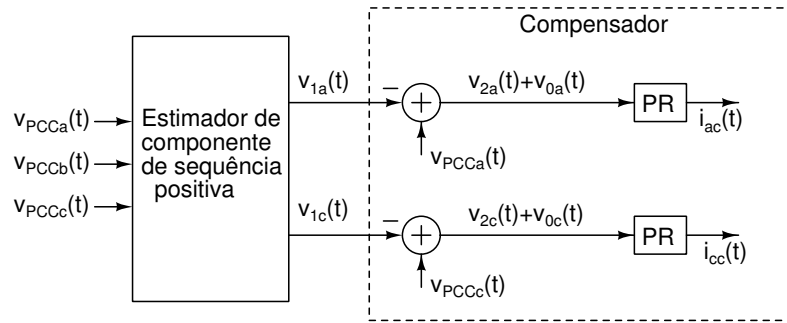


Figura 3.15: Compensador de desbalanço de tensão.

Na Figura 3.16 é mostrado o controle do VSC com divisor capacitivo de neutro no elo CC (conforme mostrado na Figura 2.1(a)), com a adição das duas referências de corrente de compensação de desbalanço de tensão. Este controle é o mesmo controle de laço duplo descrito no Capítulo 2, mostrado Figura 2.8, adicionado das duas referências de corrente de compensação de desbalanço de tensão ($i_{ac}(t)$ e $i_{cc}(t)$). As tensões de referência ($v_a^*(t)$, $v_b^*(t)$ e $v_c^*(t)$) são fornecidas pelo controlador VF, o mesmo mostrado na Figura 3.6.

Neste controle proposto quando as correntes de compensação anulam as componentes de sequências zero e negativa da tensão nas fases em que estão ligadas (igualando as amplitudes das duas fases compensadas à amplitude da fase não compensada), o controle primário de potência se ajusta, resulta no equilíbrio das tensões no PCC.

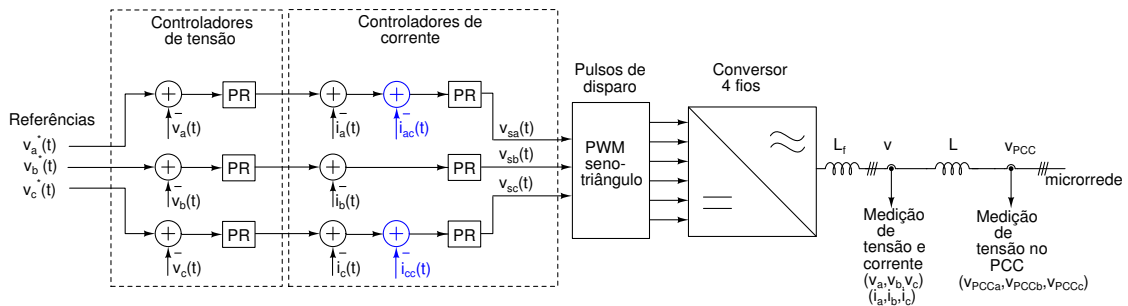


Figura 3.16: Controle do VSC com divisor capacitivo de neutro no elo CC no referencial estacionário abc com compensação de desbalanço.

Na Figura 3.16, os controladores do laço externo de tensão e do laço interno de corrente utilizam os valores medidos de tensão e corrente “depois” do indutor de saída L_f (tensão v) e o controle de compensação a tensão “depois” do indutor de conexão L (tensão v_{PCC}). No caso do indutor L ser implementado virtualmente não há necessidade de um segundo ponto de medição de tensão, neste caso $v = v_{PCC}$.

O controle mostrado na Figura 3.16 é utilizado no VSC a quatro fios com divisor capacitivo de neutro no elo CC. O controle para VSC a quatro fios com quatro braços (conforme mostrado na Figura 2.1(b)) é mostrado na Figura 3.17 onde pode ser observada a adição de mais um controlador proporcional+ressonante para gerar a tensão de neutro $v_{cn}(t)$ a partir do sinal de erro entre a referência $i_n^*(t)$, obtida da soma das correntes de referência das fases ‘a’, ‘b’ e ‘c’ e das correntes de compensação ($i_{ac}(t)$ e $i_{cc}(t)$), e a corrente de neutro $i_n(t)$. O restante do funcionamento é idêntico ao do VSC a quatro fios com divisor capacitivo de neutro no elo CC descrito anteriormente.

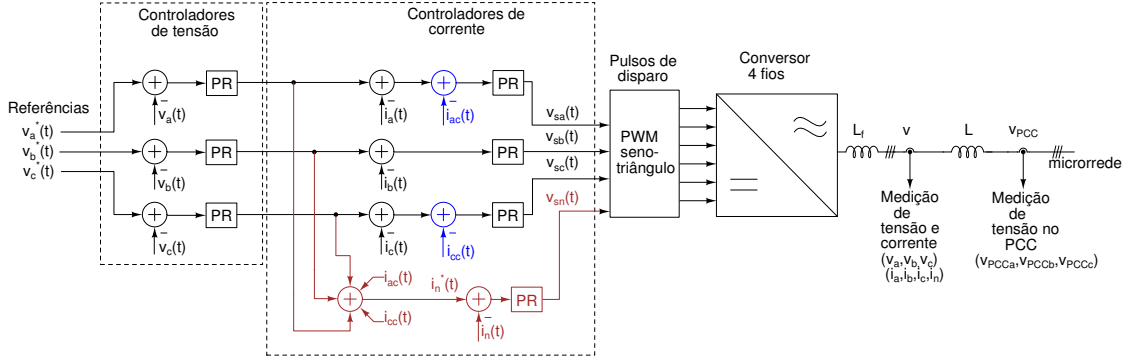


Figura 3.17: Controle do VSC com 4 braços no referencial estacionário abc com compensação de desbalanço.

O compensador de desbalanço de tensão proposto na Figura 3.15 faz uso de um estimador de sequência positiva instantâneo. Então para compensar o desbalanço de tensão nas fases é necessário medir as componentes simétricas dessa tensão no ponto de conexão (v_{PCC}). Com a utilização de fasores, a componente simétrica de sequência positiva (\dot{V}_1) pode ser obtida por:

$$\dot{V}_1 = \frac{\dot{V}_a + a \dot{V}_b + a^2 \dot{V}_c}{3}, \quad (3.5)$$

onde o operador ‘ a ’ é definido por:

$$a = 1 \angle 120^\circ. \quad (3.6)$$

Os fasores da tensão de cada fase são definidos por:

$$\begin{aligned}
\dot{V}_a &= V_a \angle \theta_a \\
\dot{V}_b &= V_b \angle \theta_b - 120^\circ \quad , \\
\dot{V}_c &= V_c \angle \theta_c + 120^\circ
\end{aligned} \tag{3.7}$$

onde cada fasor tem o seu módulo (V_a , V_b e V_c) em Volts (rms) e desvio de fase (θ_a , θ_b e θ_c) em graus. Quando os módulos e os desvios de fase são iguais para as três fases, o sistema é dito equilibrado e só possui a componente de sequência positiva.

Na prática o problema está relacionado com a medição instantânea de fasores, que não é possível de se implementar com precisão e sem atrasos, além da utilização do operador ‘ a ’. O operador ‘ a ’ definido em (3.6), é uma entidade matemática que representa um atraso de 120° no fasor, e que não possui um equivalente matemático no domínio do tempo. Normalmente, também não é de fácil implementação para obtenção de valores instantâneos (podem ser usadas redes RL para isso, se a frequência de rede for fixa). Logo, tanto a implementação da medição de fasor quanto a implementação do operador ‘ a ’ só são implementados no domínio do tempo com certa aproximação e sensíveis à exatidão da detecção de fase e frequência do sinal a ser medido

Uma solução para medição do módulo é a utilização do valor agregado V_Σ [31] que utiliza diretamente os valores instantâneos das tensões de fases, e é definido por:

$$V_\Sigma(t) = \frac{1}{\sqrt{3}} \sqrt{v_a(t)^2 + v_b(t)^2 + v_c(t)^2} \quad , \tag{3.8}$$

onde as tensões instantâneas de fase são definidas por:

$$\begin{aligned}
v_a(t) &= \sqrt{2} V_a \text{sen}(\omega t + \theta_a) \\
v_b(t) &= \sqrt{2} V_b \text{sen}(\omega t + \theta_b - 120^\circ) \quad . \\
v_c(t) &= \sqrt{2} V_c \text{sen}(\omega t + \theta_c + 120^\circ)
\end{aligned} \tag{3.9}$$

O valor de $V_\Sigma(t)$ definido em (3.8) possui uma parte oscilante no caso da presença de desbalanço de tensão [31]. Essa parte oscilante pode ser eliminada com o uso de um filtro passa-baixas, para obtenção do valor médio que, na presença de desbalanço, é próximo ao valor de $|\dot{V}_1|$.

A Figura 3.18 mostra o estimador de valor instantâneo de módulo da componente de sequência positiva, usado para obter $V_\Sigma(t)$. Os filtros passa-baixas (Pb) na entrada são para eliminar harmônicas maiores que a frequência fundamental, inclusive os devidos ao chaveamento do VSC, que acrescentam erro ao valor estimado. Os outros blocos implementam (3.8) e o filtro passa-baixas (Pb2) é para extrair o valor médio. Os atrasos intrínsecos dos filtros devem ser considerados no projeto do compensador para não ocorrer problemas de instabilidade. O erro entre o valor agregado V_Σ em relação ao módulo da componente de sequência positiva $|\dot{V}_1|$ tende a

zero quando o sistema de compensação opera para remover os desbalanços anulando as componentes de seqüências zero e negativa, fazendo com que o valor correto de seqüência positiva seja alcançado, pois sem desbalanço $V_{\Sigma} = |\hat{V}_1|$.

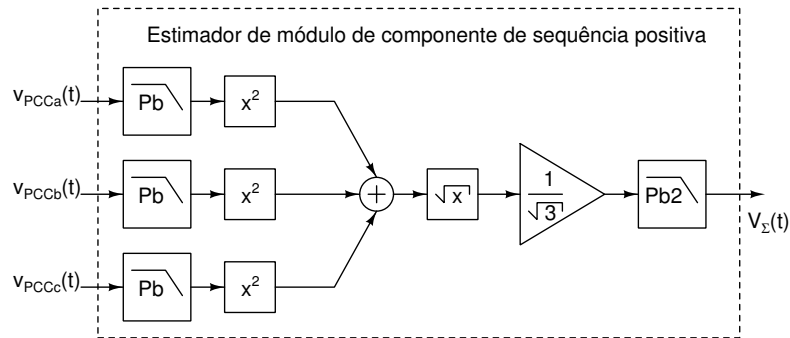


Figura 3.18: Estimador de módulo da componente de seqüência positiva $V_{\Sigma}(t)$ (Pb = filtro passa-baixas).

Com o valor obtido do estimador de módulo da componente de seqüência positiva e o ângulo de fase de seqüência positiva $\theta(t)$ obtida por um SRF-PLL, pode ser construído um estimador de componente de seqüência positiva, mostrado na Figura 3.19. O valor da componente de seqüência positiva instantâneo é subtraído dos valores de tensão medidos (também instantâneos), essa diferença é a soma das componentes de seqüências negativa e zero que é aplicada como erro a um controlador PR para que ele gere uma corrente de compensação a fim de anular esse erro.

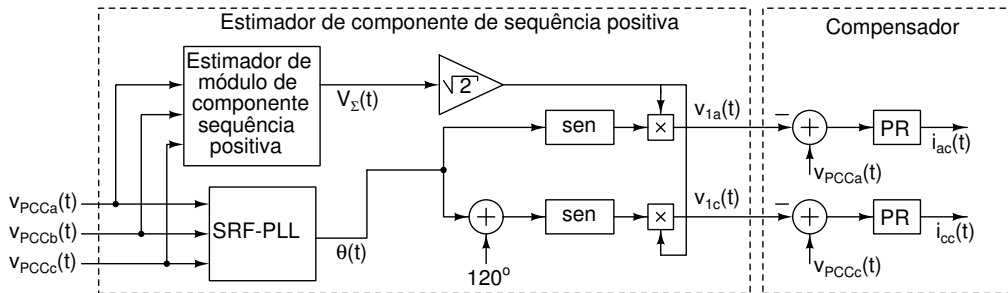


Figura 3.19: Compensador de desbalanço de tensão e estimador de seqüência positiva.

Com o compensador de desbalanço proposto, mostrado na Figura 3.19, é possível a compensação automática do desbalanço de tensão no ponto de conexão dos VSCs de suporte que operam no modo fonte de tensão com controle VF que utilizam o mesmo.

3.2 Controle Secundário

O modo de operação da microrrede é definido pelas condições da conexão com a rede elétrica. Em operação normal, a microrrede permanece conectada à rede elétrica com os conversores VSC de suporte VF sem fornecer potência. No caso de algum distúrbio na rede elétrica a microrrede deve ser isolada e permanecer operando e alimentando suas cargas locais até o restabelecimento das condições normais de conexão com a rede. Essas condições que determinam o modo de operação da microrrede são definidas através de medidas das grandezas elétricas aplicadas aos algoritmos de controle específicos para cada tipo de distúrbio.

O controle secundário recebe valores de tensão e corrente no ponto de conexão da microrrede com a rede elétrica. É função do controle secundário operar a chave que faz a conexão da microrrede com a rede elétrica. O controle secundário também controla o envio de referências de potência através de uma rede de comunicação lenta para todos os VSCs de suporte da microrrede [43].

3.2.1 Restauração de Frequência e Tensão

O controle secundário opera baseado no balanço de potência das curvas de decaimento dos conversores de suporte VF, que é obtido através da relação (3.1) e é descrito como:

$$p_m = (P_{o,1} - K_{f,1} \Delta f) + (P_{o,2} - K_{f,2} \Delta f) + \dots + (P_{o,n} - K_{f,n} \Delta f) , \quad (3.10)$$

$$q_m = (Q_{o,1} - K_{V,1} \Delta V) + (Q_{o,2} - K_{V,2} \Delta V) + \dots + (Q_{o,n} - K_{V,n} \Delta V) ,$$

onde p_m e q_m são as potências ativa e reativa totais fornecidas pelos VSCs de suporte da microrrede, Δf o desvio de frequência em relação ao valor nominal, Δv o desvio de tensão em relação ao valor de tensão nominal, $P_{o,n}$ e $Q_{o,n}$ os valores de referência de potência ativa e reativa de operação do n-ésimo VSC e $K_{f,n}$ e $K_{V,n}$ as inclinações das curvas de decaimento $f \times p$ e $V \times q$ do n-ésimo VSC. De (3.10) pode-se observar que alterando os valores de referência de potência ($P_{o,n}$ e $Q_{o,n}$) é possível anular os desvios de frequência e tensão e manter o balanço de potência. Logo, considerando que o controlador secundário conhece as inclinações dos conversores da microrrede, é possível calcular as alterações necessárias nas referências de potência de cada VSC para a microrrede voltar aos valores nominais de operação de amplitude e frequência. O controlador secundário realiza esses cálculos e envia as novas referências para todos os VSCs de suporte da microrrede.

A atividade mais crítica da microrrede é a desconexão não programada, onde os conversores de suporte VF passam de fornecimento nulo de potência para potência

plena para alimentar todas as cargas da microrrede. A desconexão programada e a reconexão são coordenadas pelo controle secundário e não causam transientes prejudiciais de tensão e frequência.

O isolamento não programado ocorre quando existe algum distúrbio na rede elétrica e a microrrede deve se desconectar imediatamente para continuar funcionando. A chave de conexão é aberta imediatamente e os conversores de suporte VF assumem a geração de potência no lugar da rede elétrica controlados pelas curvas de decaimento. Neste caso não é possível evitar que haja transientes de frequência e tensão na microrrede, sendo que esta passa a operar com um valor de frequência e tensão diferentes do nominal.

O isolamento programado é feito através da passagem de parâmetros de potência (P_o e Q_o) para os conversores da microrrede. Algumas referências como [54] propõem a passagem de referências de desvio de frequência e tensão, mas essa técnica só funciona para reconexão e não para o isolamento programado. O controle secundário mede no ponto de conexão a quantidade de potência ativa e reativa consumida (ou fornecida) pela microrrede e manda valores de referência proporcionais para cada VSC, de modo que, toda potência necessária pela microrrede (ou a maior parte dela) seja fornecida pelos conversores de suporte VF. Com a corrente no ponto de conexão próxima a zero a chave é aberta e a microrrede passa a funcionar no modo isolado. Os valores de frequência e tensão permanecem próximos aos nominais enquanto não houver variações de consumo das cargas.

Para a reconexão, o controle secundário tem quase o mesmo funcionamento do isolamento programado. São enviadas referências de potência para que a microrrede tenha tensão e frequência próximas às da rede elétrica. A chave é fechada através de um controle de sincronismo de reconexão quando os erros de tensão, frequência e fase estiverem dentro dos limites pré-estabelecidos. Depois de reestabelecida a conexão com a rede elétrica, o controle secundário envia referências para que os conversores de suporte VF parem de fornecer potência à microrrede.

3.2.2 Controle de Sincronismo de Reconexão

Para a reconexão da microrrede à rede, quando restabelecidas as condições de operação normais da rede elétrica depois de um distúrbio, é necessário que haja algumas condições pré-estabelecidas entre as tensões da rede e da microrrede. Assim como na conexão dos geradores síncronos a um barramento infinito, as condições para reconexão da microrrede à rede são que suas tensões devem ter a mesma frequência, amplitude e ângulo de fase, com tolerâncias pré-estabelecidas.

O esquema que realiza esse controle é mostrado na Figura 3.20.

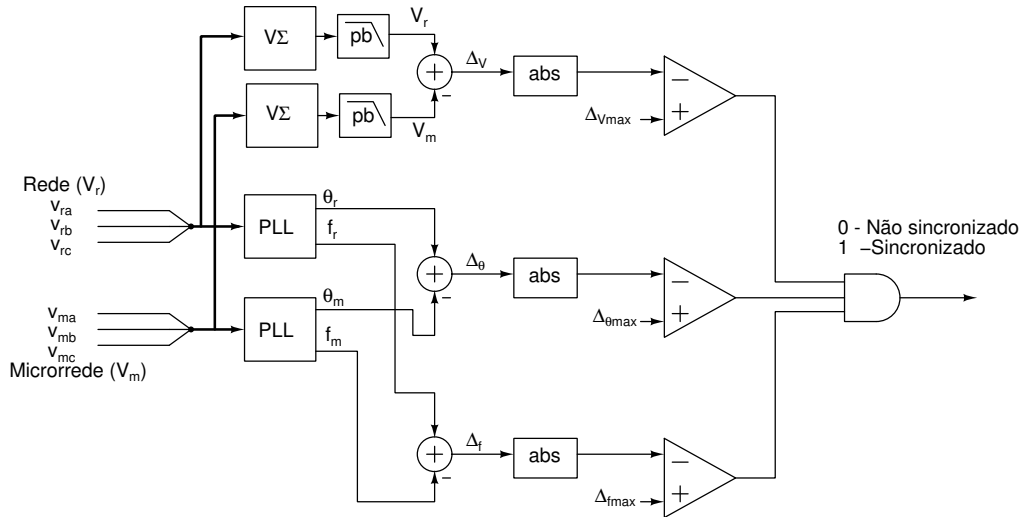


Figura 3.20: Controle de sincronismo de reconexão.

O sinal de reconexão é fornecido quando os erros absolutos entre a diferença dos módulos das tensões, da frequência e do ângulo de fase da rede e da microrrede, obtidos por PLLs, atingem um valor menor do que as variações máximas permitidas pré-definidas. O valor de tensão da rede e da microrrede são medidos através do valor médio agregado. Como a microrrede isolada pode operar com um valor de tensão e frequência diferente da rede, é necessário minimizar esses erros. Quando esses são pequenos, é possível reconectar a microrrede sem grandes transientes como recomendado pelas normas [33]. Como já dito anteriormente, esses erros são reduzidos com o envio de valores de referência de potência para os conversores de suporte VF pelo controle secundário.

3.3 Conclusões do Capítulo

Neste capítulo foi descrito o controle primário dos VSCs utilizados na microrrede e o funcionamento dos controles no modo fonte de tensão como suporte VF e no modo de corrente para controle de potência ativa e reativa (PQ). Foi descrito a utilização do controle de injeção de potência PQ para fontes não controladas e o funcionamento do controle dos conversores para suporte VF, como também foi demonstrada a utilização das curvas de decaimento de potência para permitir o funcionamento desses mesmos conversores em paralelo.

Foi vista a implementação e uso da impedância virtual para o correto funcionamento das curvas de decaimento dos conversores de suporte VF. Foi demonstrado que com uso da impedância virtual é possível fazer com que conversores em um sistema de distribuição com características resistivas operem com suas saídas com características predominantemente indutivas, permitindo assim o correto funciona-

mento do controle dos conversores. Foi proposta uma nova topologia para implementação da impedância virtual, denominada impedância virtual com realimentação pela corrente de referência. Com o uso da impedância virtual concluiu-se que ela não apresenta limitações físicas como as impedâncias reais, no que se refere por exemplo ao limite de corrente, perdas e preço.

Também foi proposta neste capítulo uma nova técnica de compensação de desbalanço de tensão utilizando controladores PR para conversores de suporte VF trifásicos utilizado em microrredes para aumento da qualidade de energia. Com essa nova técnica proposta é possível obter tensões trifásicas balanceadas no ponto de conexão do conversor, sem aumento significativo da complexidade do controle.

Em relação ao controle secundário da microrrede foram descritas as operações de isolamento não programado, isolamento programado e reconexão. Foi detalhado como são feitas as transições de estados da microrrede e o funcionamento do controle secundário no que se refere ao controle das referências de potência dos conversores de suporte VF. Finalmente foi realizada uma descrição do controle de sincronismo de reconexão utilizando PLLs.

Capítulo 4

Resultados

Neste capítulo são mostrados os resultados das simulações de uma microrrede para validar o funcionamento dos controles propostos neste trabalho. As simulações utilizam os controladores de corrente e de tensão de laço duplo (descritos no Capítulo 2), da impedância virtual com realimentação pela corrente de referência e da técnica de compensação de desbalanço (propostos e descritos no Capítulo 3).

Diversas condições de operação são mostradas nas simulações: a microrrede operando com cargas equilibradas, desequilibradas e desequilibradas com o controle de compensação de desbalanço de tensão. Os eventos de desconexão programada, não programada e reconexão serão utilizados para verificação do funcionamento do controle secundário da microrrede.

Com a utilização de um protótipo de um VSC foram obtidos resultados experimentais para validação do controle de laço duplo de tensão e corrente (para o VSC operar no modo fonte de tensão), da impedância virtual com realimentação pela corrente de referência e do controle de compensação de desbalanço de tensão propostos neste trabalho.

Também é mostrada neste capítulo a validação do controle do protótipo, desenvolvido para um DSP (*Digital signal processor*), utilizando a técnica de *hardware in the loop* (HIL).

4.1 Resultados das Simulações

As simulações apresentadas neste capítulo tiveram seus parâmetros baseados no estudo de caso apresentado em [16] onde os resultados foram obtidos utilizando os VSCs modelados como fontes ideais. As simulações foram realizadas levando-se em consideração os VSCs com seu modelo completo contendo todas as chaves e seu controle. Os estudos foram feitos utilizando o programa PSCAD/EMTDC.

A microrrede utilizada na simulação, mostrada na Figura 4.1, é composta dos seguintes elementos:

- duas cargas equilibradas trifásicas;
- uma carga trifásica que pode ser configurada como equilibrada ou desequilibrada;
- um VSC funcionando como fonte de corrente alimentado por painel fotovoltaico;
- dois VSCs de suporte (fonte de tensão) alimentados por baterias.

Os dois VSCs de suporte controlam a tensão e a frequência da microrrede quando ocorre a desconexão da rede. A microrrede opera com $60Hz$ de frequência nominal e $220V$ de tensão de linha nominal ($127V$ tensão de fase). A microrrede é conectada à rede elétrica através de um transformador e uma chave controlada pelo circuito de detecção de conexão e desconexão. Na Figura 4.1 também são mostrados os pontos de medição (e sentido dos medidores de corrente) com a sua respectiva nomenclatura. Os quatro pontos de medição utilizados na simulação são:

- CNX - ponto de conexão da microrrede com a rede;
- SUP A - ponto de conexão do VSC de suporte A;
- SUP B - ponto de conexão do VSC de suporte B;
- FV - ponto de conexão do VSC alimentado por painéis fotovoltaicos.

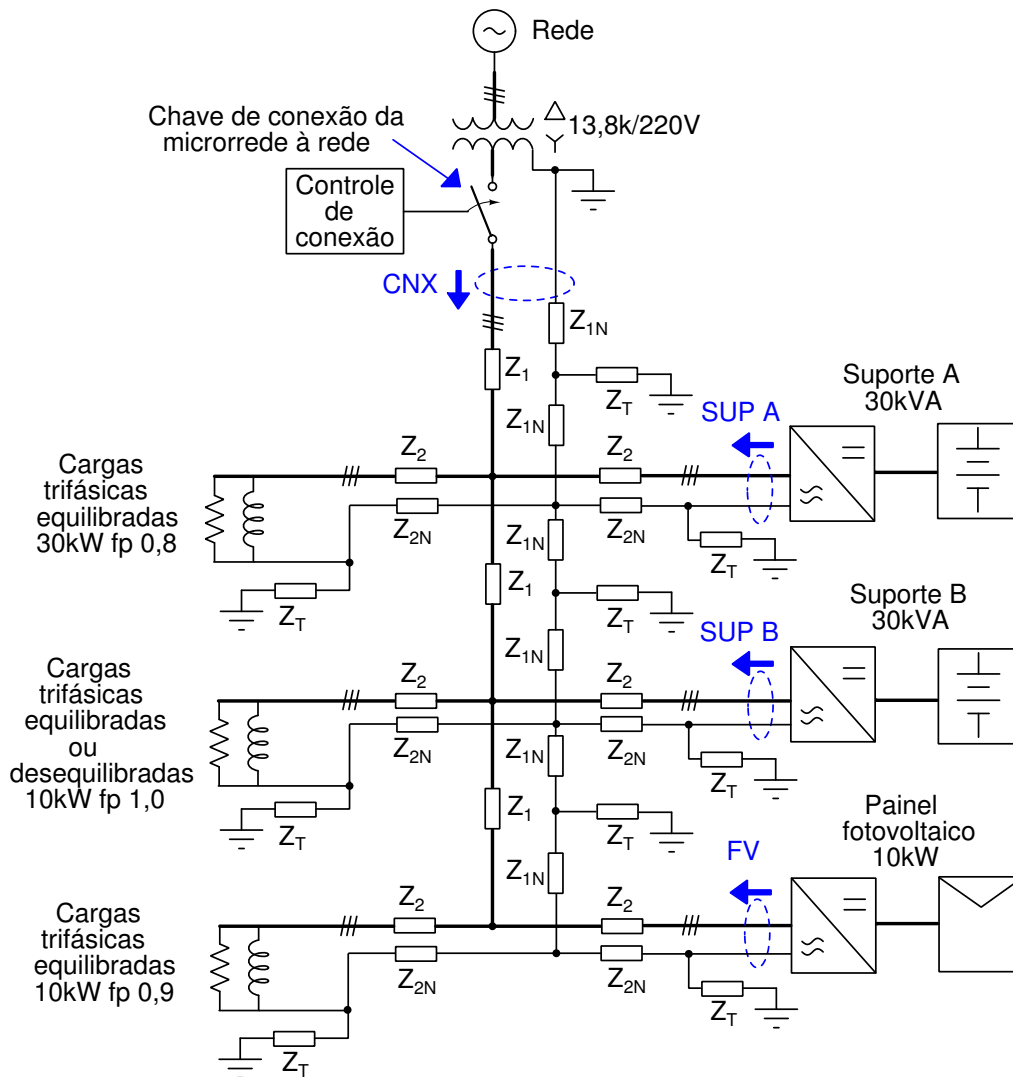


Figura 4.1: Microrrede e pontos de medição da simulação.

Os parâmetros de simulação da microrrede estão listados na Tabela 4.1

Tabela 4.1: Parâmetros de simulação da microrrede.

Parâmetro	Valor
Tensão Nominal	$220V \text{ fase} - \text{fase}$
Z_1	$(19,88 + j6,93)m\Omega$
Z_{1N}	$(39,76 + j17,58)m\Omega$
Z_2	$(17,40 + j1,93)m\Omega$
Z_{2N}	$(69,60 + j9,95)m\Omega$
Z_T	80Ω
Filtro LC VSCs	$L = 1,5mH$ $C = 10\mu F$
Frequência PWM VSCs	$12kHz$
Carga trifásica 1	$30kW \text{ fp}^1=0,8 \text{ indutivo}$
Carga trifásica 2 equilibrada	$10kW \text{ fp}=1,0$
Carga trifásica 2 desequilibrada	$8kW \text{ fp}=1,0 \text{-fase a}$ $2kW \text{ fp}=1,0 \text{-fase b}$ $0kW \text{-fase c}$
Carga trifásica 3	$10kW \text{ fp}=0,9 \text{ indutivo}$
VSCs de suporte	$30kVA$
Tensão do banco de baterias do VSCs de suporte	$500V$
VSC fotovoltaico	$10kW$

¹ fp = fator de potência

Todos os três VSCs são acionados por controle PWM seno-triângulo com índice nominal de modulação de amplitude $ma = 0,8$ (nominal) e índice de modulação de frequência $mf = 200$ (Frequência de chaveamento $Fc = 12kHz$). Os bancos de baterias dos VSCs de suporte são modelados como uma fonte de tensão CC ideal em série com uma resistência (resistência interna). Os valores eficazes rms (do inglês, *Root Mean Square*) e potências monofásicas das simulações têm seus valores calculados segundo as equações e algoritmos descritos no Apêndice B. Logo, os gráficos das simulações que utilizam esses valores apresentam os efeitos dos filtros utilizados na medição. Por convenção, a potência ativa é positiva quando a energia flui no mesmo sentido do medidor de corrente mostrado na Figura 4.1 e a potência reativa é considerada positiva quando indutiva (ambas potências utilizando a convenção de gerador).

Na Tabela 4.2 são mostrados os parâmetros utilizados nos controladores digitais utilizados no controle dos VSCs da microrrede na simulação. Os dois VSCs de suporte operam com as mesmas inclinações das retas de decaimento, o que faz com que as potências ativa e reativa fornecidas por eles sejam aproximadamente iguais

quando a microrrede operar isolada.

Tabela 4.2: Parâmetros de simulação dos controladores digitais.

Parâmetro	Valor
Inclinação da reta de decaimento $f \times p$	$K_f = 62,83 \mu H z / W$
Inclinação da reta de decaimento $V \times q$	$K_V = 200 \mu V / var$
Constante de tempo do filtro PB de medição de p e q	0,02s
Indutância virtual	$L_v = 1 mH$
Ganhos dos controladores PR de corrente	$K_p = 500 V / A$ $K_i = 20000 V / A s$
Ganhos dos controladores PR de tensão	$K_{pv} = 1 A / V$ $K_{iv} = 300 A / V s$
Ganhos dos controladores PR do compensador	$K_{pt} = 0,1 A / V$ $K_{it} = 100 A / V s$
Ganhos do controlador do PI do PLL	$K_{pp} = 900 rad / vai$ $K_{ip} = 500 rad / vai s$
Constante de tempo do filtro PB do PLL	0,04s
Frequência dos controladores digitais	$F_s = 6 kHz$
Varição máxima de tensão para reconexão	$\Delta V_{max} = \pm 10 V_{rms}$
Varição máxima de ângulo de fase para reconexão	$\Delta \theta_{max} = \pm 4,5^\circ$
Varição máxima de frequência para reconexão	$\Delta f_{max} = \pm 0,5 Hz$

Foram feitos três tipos de simulações baseadas nas seguintes operações da microrrede:

- desconexão não programada;
- desconexão programada;
- reconexão.

A desconexão da microrrede pode ser programada ou não programada. A desconexão programada promove uma transição suave entre o modo conectado para o desconectado, com pequenos transientes. Mas nem sempre é possível programar a desconexão, pois não é possível prever falhas e distúrbios que afetam a rede elétrica. Neste caso a microrrede deve ser desconectada imediatamente da rede para manter seu funcionamento, logo podem haver transientes mais significativos nesta transição. Quando a rede elétrica é restabelecida, a microrrede deve ser novamente sincronizada e reconectada à rede, através da operação de reconexão. Logo, as simulações foram baseadas nestas três operações da microrrede.

Para cada operação foram feitas simulações com a microrrede equilibrada, microrrede desequilibrada e microrrede desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão. A microrrede desequilibrada tem a mesma topologia da microrrede equilibrada, sendo o desequilíbrio causado pelo uso da carga trifásica 2 desequilibrada ao invés da carga trifásica 2 equilibrada, com os valores descritos na Tabela 4.1. O controle de desbalanço de tensão é utilizado na microrrede desequilibrada para anular o desequilíbrio de tensão causado pela carga desequilibrada nos pontos de conexão dos conversores de suporte. Logo, as simulações mostram a influência do desequilíbrio e do controle de compensação de tensão na operação da microrrede.

Como o objetivo das simulações é verificar o funcionamento do controle do conversor de suporte, controle de compensação de desbalanço de tensão e o controle de reconexão, as figuras deste capítulo utilizam os valores obtidos no medidor SUP A (que são bem próximos aos obtidos no medidor SUB B) e no medidor CNX. Os valores obtidos para os outros pontos de medição mostrados na Figura 4.1 estão no Apêndice C.

4.1.1 Desconexão Não Programada

A desconexão não programada ocorre quando, por conta de algum defeito na rede elétrica, a microrrede deve ser desconectada subitamente desta rede elétrica. Neste caso, os VSCs de suporte assumem a referência de tensão e frequência da microrrede. Os eventos que ocorrem nesta simulação são descritos na Tabela 4.3

Tabela 4.3: Eventos da simulação da desconexão não programada.

Evento	Tempo de simulação (t)
Conexão dos VSCs, geração fotovoltaica de 5kW	0s
Desconexão não programada	5s
Aumento de geração fotovoltaica para 10kW	7s

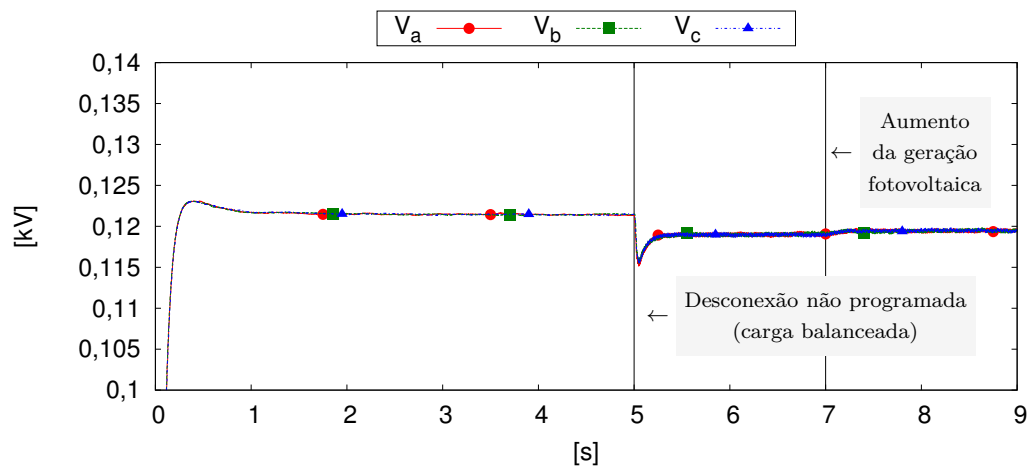
Na Figura 4.2(a) são mostradas as tensões de fase no ponto de medição SUP A para a desconexão não programada da microrrede equilibrada. Pode ser observado que após a desconexão há uma queda na tensão, devido à ação das curvas de decaimento utilizadas no controle dos conversores de suporte. Porém essa queda está dentro dos limites para redes de distribuição com tensão nominal $V_N = 220V/127V$ (linha/fase). O limite inferior é de 0,91 do valor nominal e o superior é de 1,04 do valor nominal. Essa faixa dentro dos limites é definida como os valores “adequados” segundo a Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) [79]. Logo para alimentação de cargas monofásicas com tensão nominal $V_N = 127V$ a tensão de fase deve estar no intervalo entre 116V e 133V, e para cargas bifásicas ou trifásicas com

tensão nominal $V_N = 220V$ a tensão de linha deve estar entre $201V$ e $231V$.

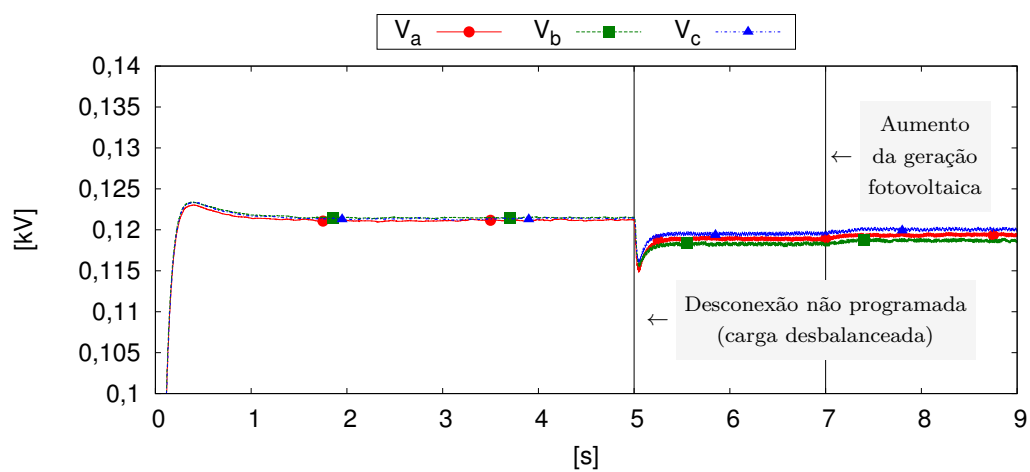
A Figura 4.2(b) mostra as tensões de fase no ponto de medição SUP A para a desconexão não programada da microrrede desequilibrada. Pode ser observado que as tensões são desequilibradas e após a desconexão esse desequilíbrio aumenta. Mesmo com a microrrede desequilibrada, as tensões ficam dentro do intervalo adequado, entre $116V$ e $133V$.

Na Figura 4.2(c) são mostradas as tensões de fase no ponto de medição SUP A para a desconexão não programada da microrrede desequilibrada utilizando compensação de desbalanço de tensão. O controle de compensação é ativado no instante $t = 1s$ da simulação, e demora aproximadamente $1s$ para balancear as tensões. Pode ser observado que as tensões são equilibradas no ponto de conexão do VSC de suporte de tensão com o controle de compensação (SUP A). Neste caso, como nos anteriores, as tensões ficam dentro do intervalo adequado, entre $116V$ e $133V$.

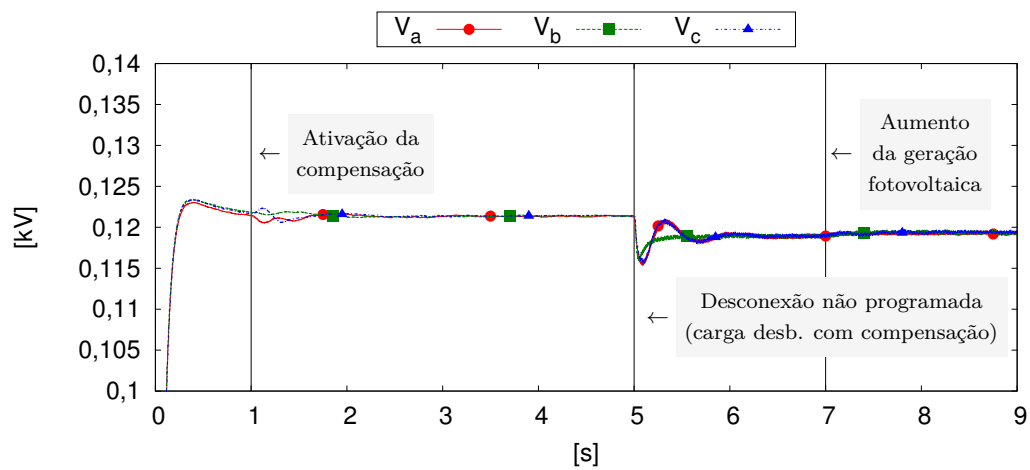
Na Figura 4.3 são mostrados os detalhes das tensões instantâneas de fase no ponto de medição SUP A durante a desconexão não programada para a microrrede equilibrada, desequilibrada e desequilibrada com compensação de tensão.



(a)

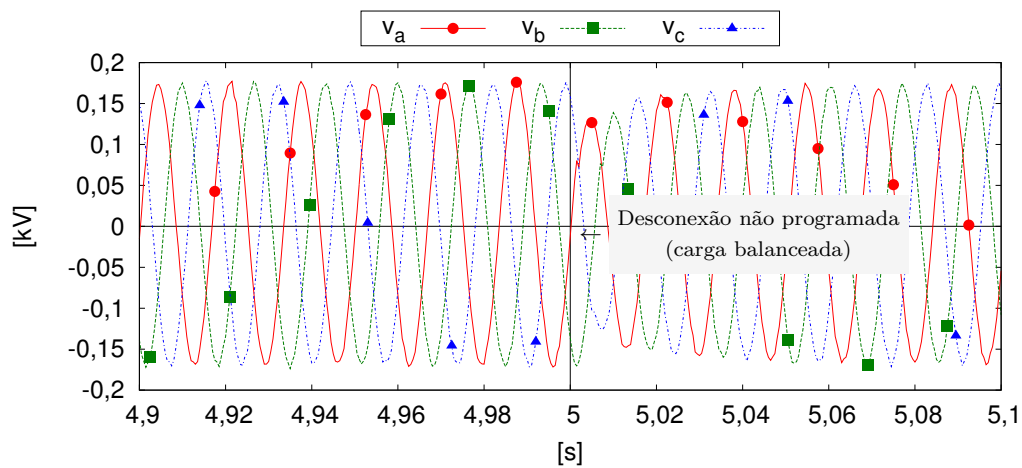


(b)

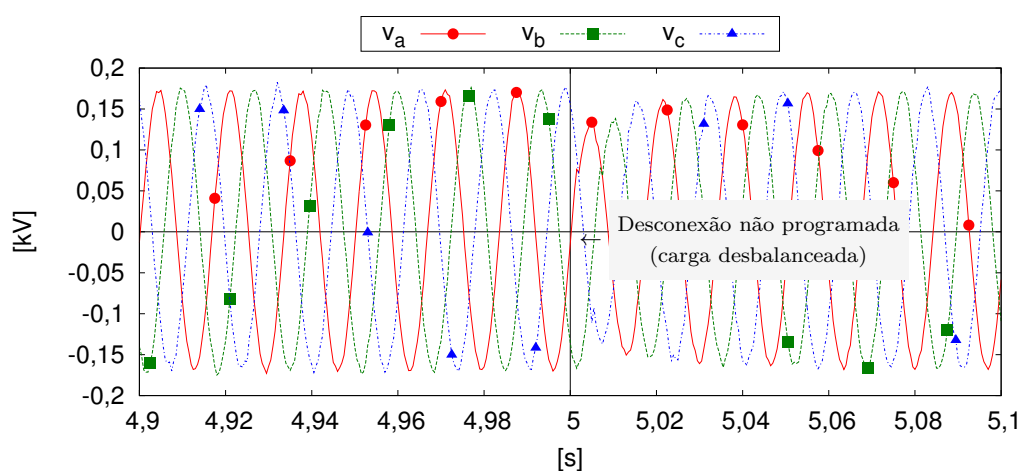


(c)

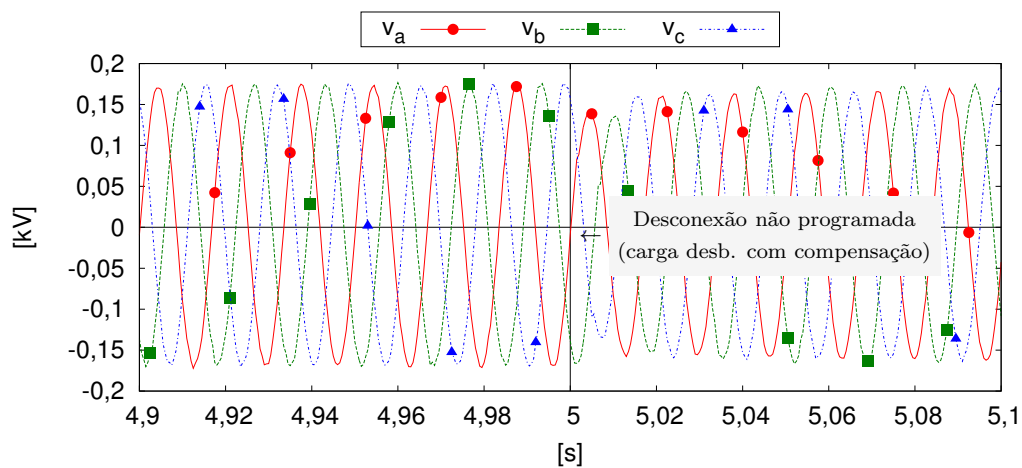
Figura 4.2: Tensão rms por fase para a desconexão não programada no medidor SUP A na microrrede : (a) equilibrada, (b) desequilibrada e (c) desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão.



(a)



(b)



(c)

Figura 4.3: Detalhe da tensão instantânea por fase durante a desconexão não programada no medidor SUP A na microrrede : (a) equilibrada, (b) desequilibrada e (c) desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão.

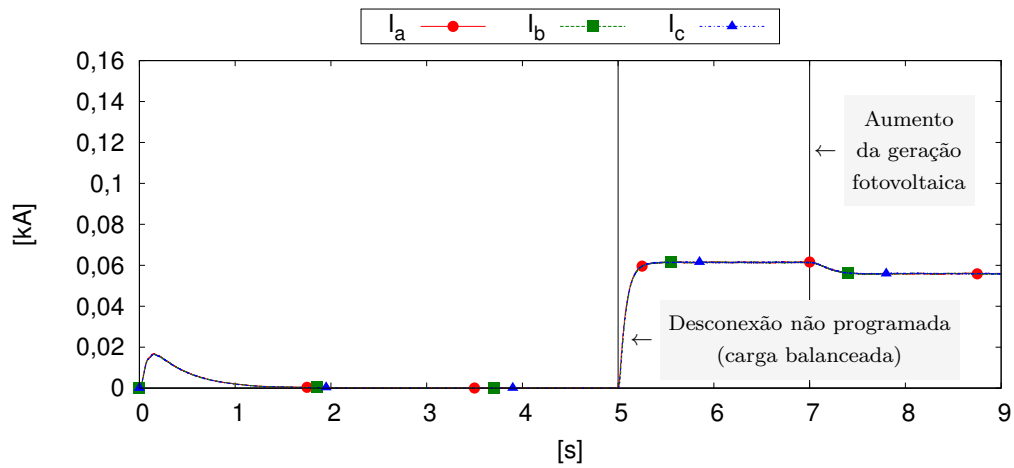
Na Figura 4.4(a) são mostradas as correntes de fase no ponto de medição SUP A para a desconexão não programada da microrrede equilibrada. Pode ser observado

que após a desconexão há um aumento na corrente, devido à ação dos conversores de suporte ao assumir a potência que era fornecida pela rede.

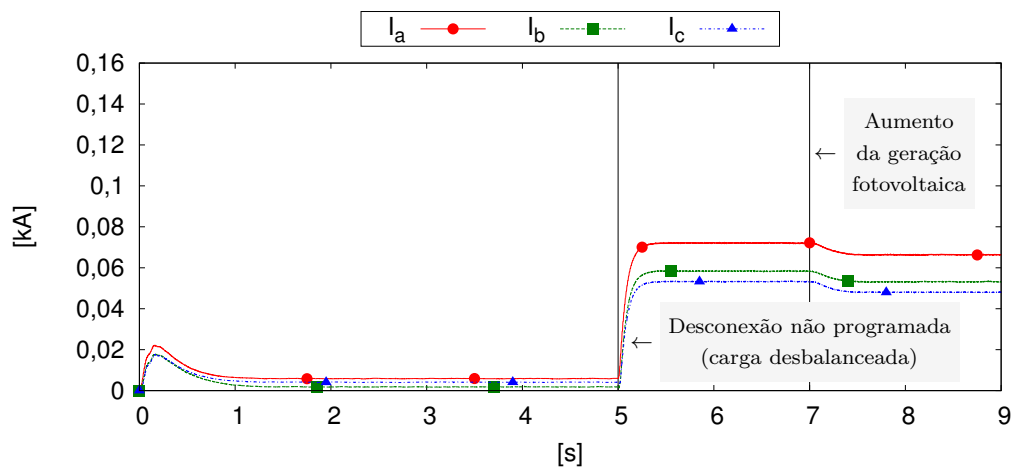
A Figura 4.4(b) mostra as correntes de fase no ponto de medição SUP A para a desconexão não programada da microrrede desequilibrada. Pode ser observado que as correntes são desequilibradas e após a desconexão esse desequilíbrio aumenta.

Na Figura 4.4(c) são mostradas as correntes de fase no ponto de medição SUP A para a desconexão não programada da microrrede desequilibrada utilizando compensação de desbalanço de tensão. O controle de compensação é ativado no instante $t = 1s$ da simulação, e demora aproximadamente $1s$ para balancear as tensões causando oscilações na corrente durante este período. Pode ser observado que as correntes continuam desequilibradas no ponto de conexão do VSC de suporte de tensão mesmo com o controle de compensação (SUP A).

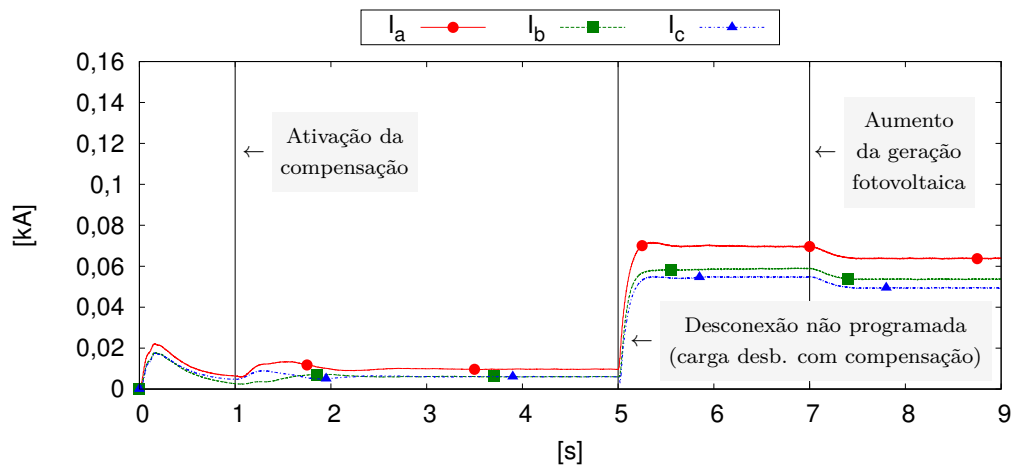
Na Figura 4.5 são mostrados os detalhes das correntes instantâneas de fase no ponto de medição SUP A durante a desconexão não programada para a microrrede equilibrada, desequilibrada e desequilibrada com compensação de tensão.



(a)

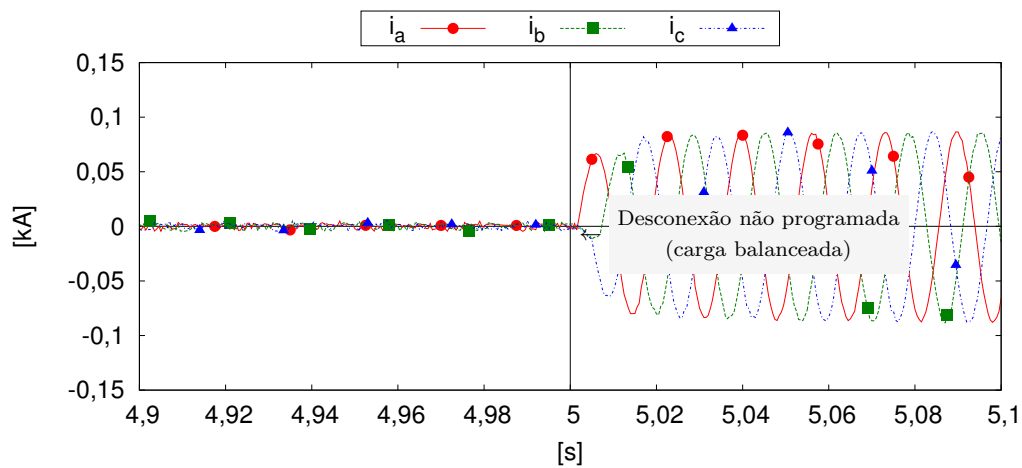


(b)

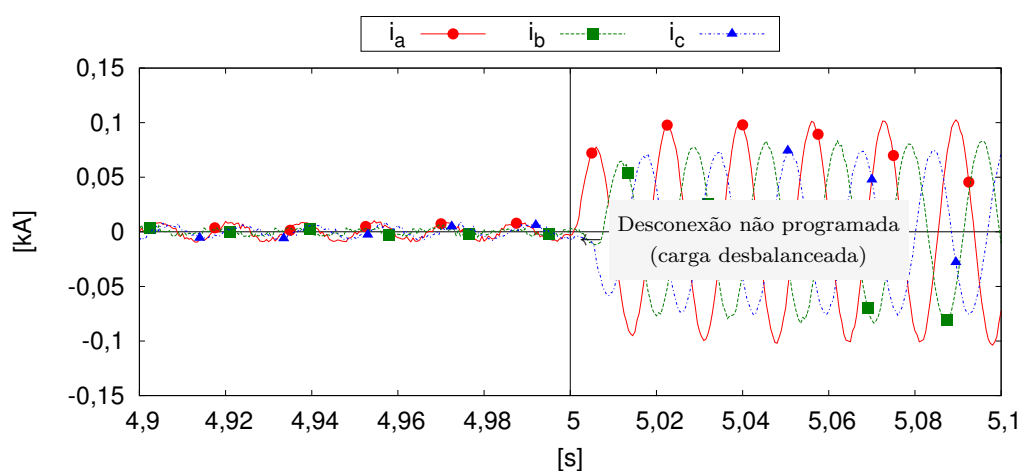


(c)

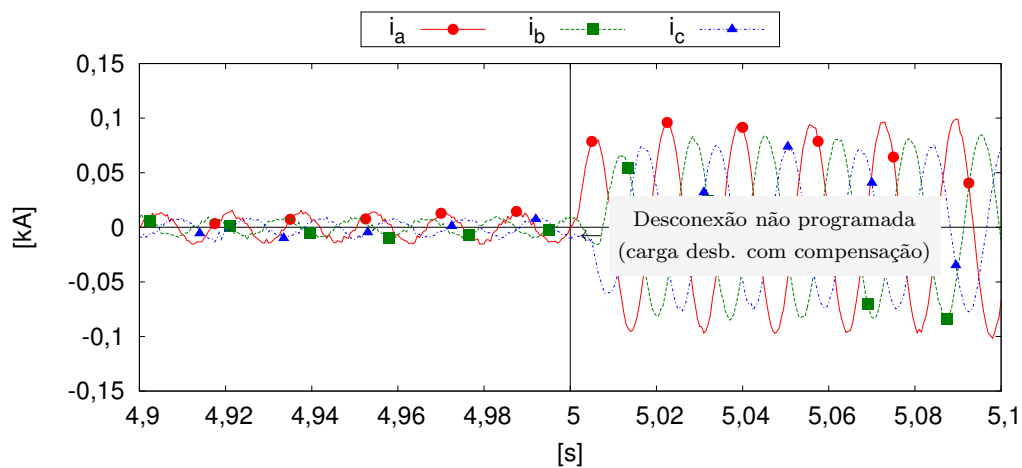
Figura 4.4: Corrente rms por fase para a desconexão não programada no medidor SUP A na microrrede : (a) equilibrada, (b) desequilibrada e (c) desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão.



(a)



(b)



(c)

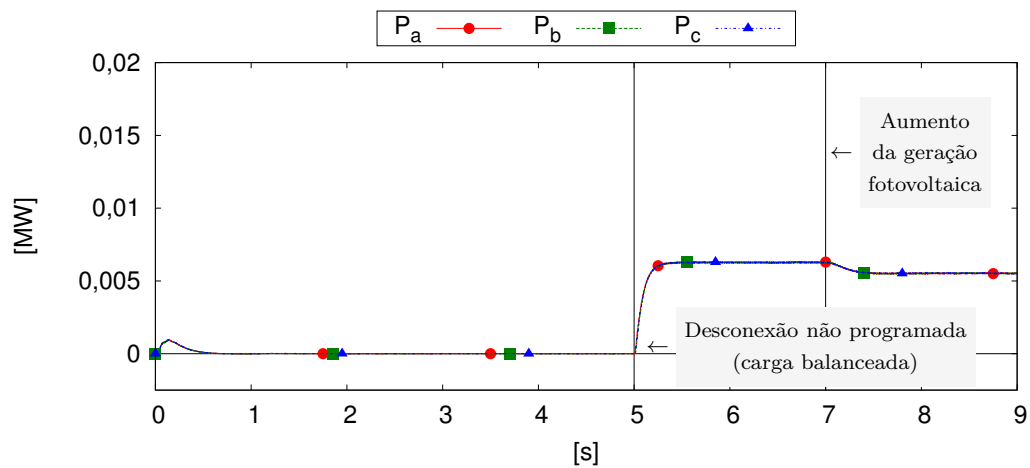
Figura 4.5: Detalhe da corrente instantânea por fase para a desconexão não programada no medidor SUP A na microrrede : (a) equilibrada, (b) desequilibrada e (c) desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão.

Na Figura 4.6(a) são mostradas as potências ativas de cada fase no ponto de medição SUP A para a desconexão não programada da microrrede equilibrada.

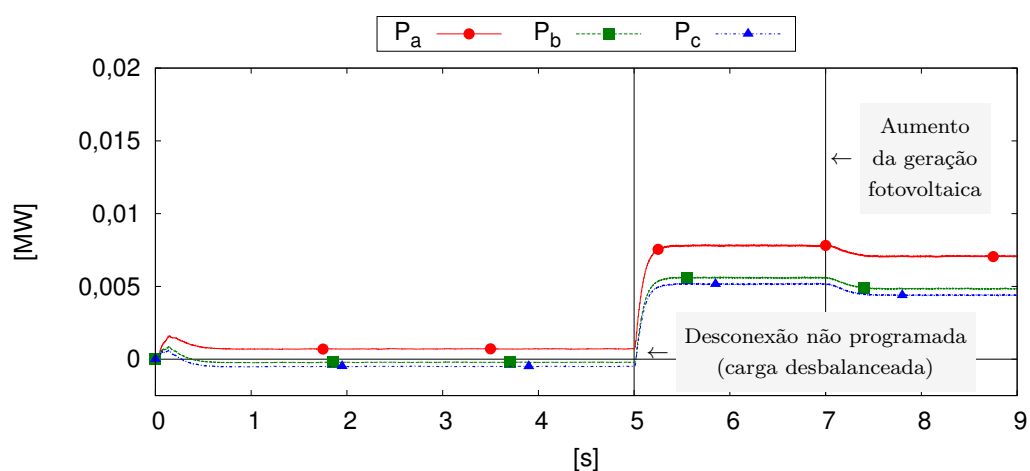
Pode ser observado que após a desconexão, a metade da potência que era fornecida pela rede passa a ser fornecida pelo VSC de suporte A. No instante $t = 7s$ quando a geração fotovoltaica aumenta, a geração nos VSCs de suporte diminuem automaticamente para manter o balanço de potência.

A Figura 4.6(b) mostra as potências ativas de cada fase no ponto de medição SUP A para a desconexão não programada da microrrede desequilibrada. Neste caso pode ser observada a diferença de potência entre as fases. Antes da desconexão, no instante $t = 5s$, a potência ativa trifásica fornecida pelos VSCs de suporte é zero, mas por conta do desequilíbrio as potências nas fases não são nulas. Para a microrrede desequilibrada a divisão de potência entre os VSCs de suporte não se mantêm proporcional por fase, mas a potência trifásica se mantêm proporcional, como é visto adiante.

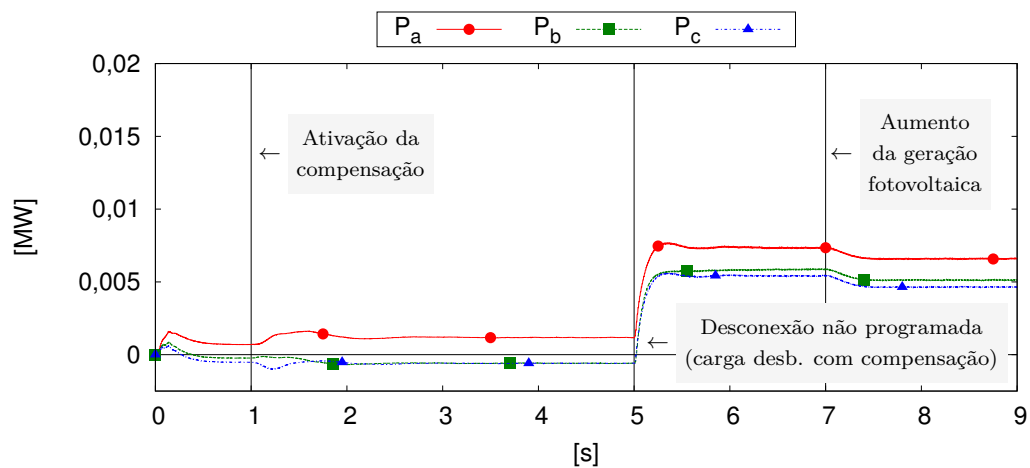
Na Figura 4.6(c) são mostradas as potências ativas de cada fase no ponto de medição SUP A para a desconexão não programada da microrrede desequilibrada utilizando compensação de desbalanço de tensão. O comportamento da microrrede neste caso, em relação à potência ativa, é semelhante ao da microrrede desequilibrada sem compensação. A compensação pode alterar a diferença da potência nas fases devido ao desequilíbrio, mas não afeta a proporção da potência ativa trifásica dividida entre os VSCs de suporte.



(a)



(b)



(c)

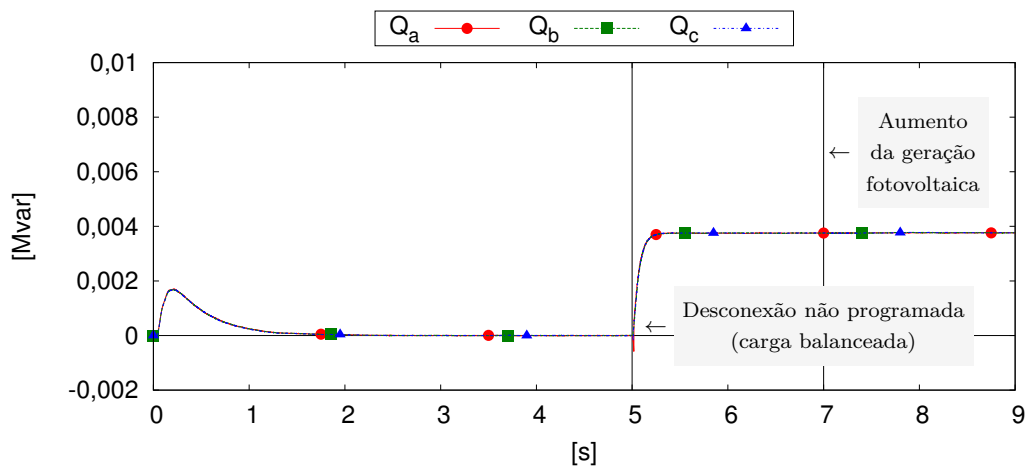
Figura 4.6: Potência ativa por fase para a desconexão não programada no medidor SUP A na microrrede : (a) equilibrada, (b) desequilibrada e (c) desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão.

Na Figura 4.7(a) são mostradas as potências reativas de cada fase no ponto de medição SUP A para a desconexão não programada da microrrede equilibrada.

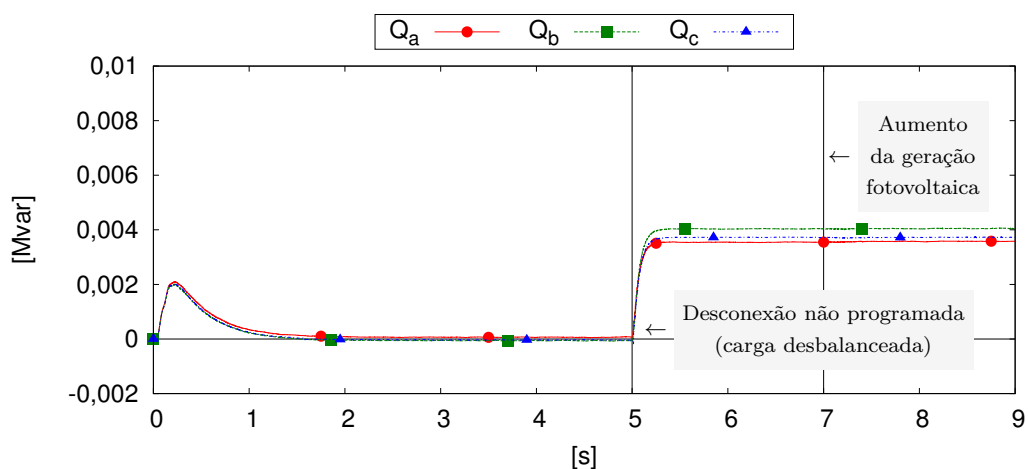
Pode ser observado que após a desconexão, a metade da potência reativa que era fornecida pela rede passa a ser fornecida pelo VSC de suporte A. O VSC alimentado por painéis fotovoltaicos não interfere pois não fornece reativo, já que opera com fator unitário.

A Figura 4.7(b) mostra as potências reativas de cada fase no ponto de medição SUP A para a desconexão não programada da microrrede desequilibrada. Neste caso pode ser observada a diferença de potência entre as fases, que aumenta depois da desconexão. Antes da desconexão, no instante $t = 5s$, a potência reativa trifásica fornecida pelos VSCs de suporte é zero, mas por conta do desequilíbrio as potências nas fases não são nulas. Porém a potência reativa trifásica se mantém proporcional como é visto adiante.

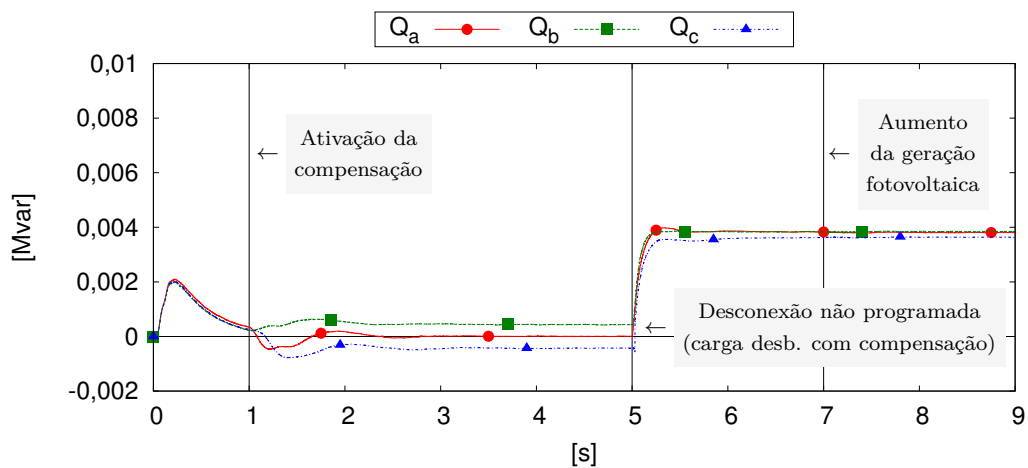
Na Figura 4.7(c) são mostradas as potências reativas das fases no ponto de medição SUP A para a desconexão não programada da microrrede desequilibrada utilizando compensação de desbalanço de tensão. O comportamento da microrrede neste caso, em relação à potência reativa, é semelhante ao da microrrede desequilibrada sem compensação. A compensação altera a diferença da potência nas fases dos VSCs de suporte devido ao desequilíbrio, mas não afeta a proporção de potência reativa trifásica dividida entre os VSCs de suporte, como pode ser visto no Apêndice C.



(a)



(b)



(c)

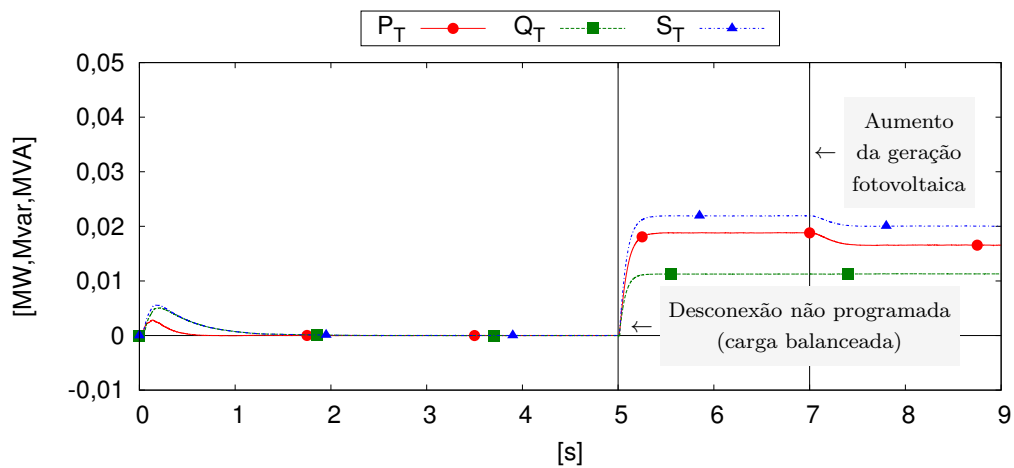
Figura 4.7: Potência reativa por fase para a desconexão não programada no medidor SUP A na microrrede : (a) equilibrada, (b) desequilibrada e (c) desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão.

Na Figura 4.8(a) são mostradas a potência ativa, reativa e aparente trifásica no ponto de medição SUP A para a desconexão não programada da microrrede

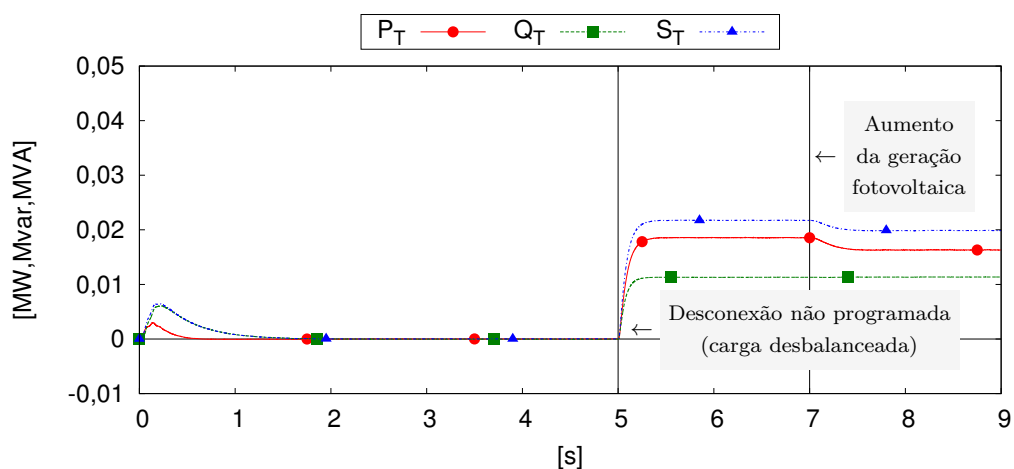
equilibrada. Pode ser observado que após a desconexão, a metade das potências ativa e reativa que eram fornecidas pela rede passam a ser fornecida pelo VSC de suporte A. No instante $t = 7s$ quando a geração fotovoltaica aumenta, a geração de potência ativa nos VSCs de suporte diminuem automaticamente para manter o balanço de potência.

A Figura 4.8(b) mostra a potência ativa, reativa e aparente trifásicas no ponto de medição SUP A para a desconexão não programada da microrrede desequilibrada. Apesar das potências nas fases serem desequilibradas, as potências trifásicas têm praticamente o mesmo valor médio e comportamento que no caso da microrrede equilibrada.

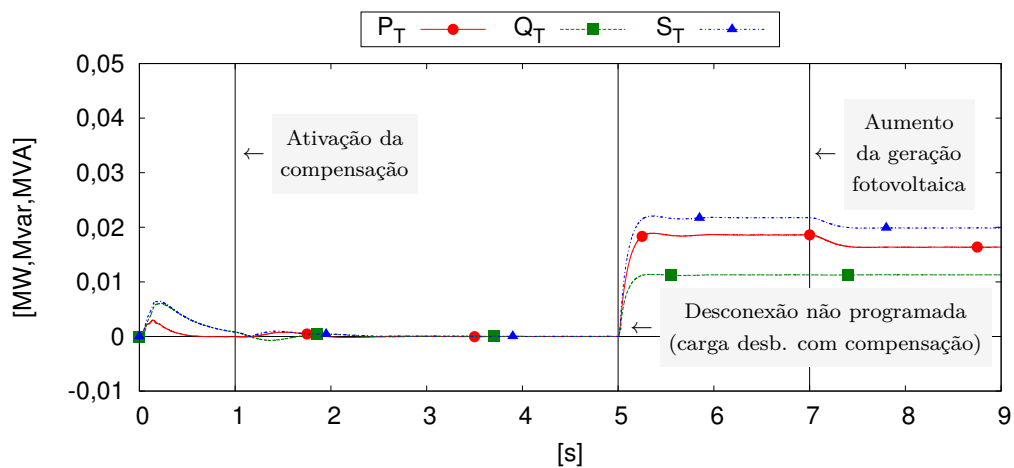
Na Figura 4.8(c) são mostradas as potência ativa, reativa e aparente trifásicas no ponto de medição SUP A para a desconexão não programada da microrrede desequilibrada utilizando compensação de desbalanço de tensão. Como no caso da microrrede desequilibrada e equilibrada, as potências trifásicas têm praticamente o mesmo valor médio e comportamento semelhantes, com uma pequena alteração no comportamento dinâmico devido ao controle de compensação de desbalanço de tensão.



(a)



(b)



(c)

Figura 4.8: Potências trifásicas para a desconexão não programada no medidor SUP A na microrrede : (a) equilibrada, (b) desequilibrada e (c) desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão.

Nas Figuras 4.9 e 4.10 são mostradas as potências ativa e reativa trifásicas em todos os medidores da microrrede para a desconexão não programada. Nestas figu-

ras é possível observar a divisão proporcional de potência entre os conversores de suporte.

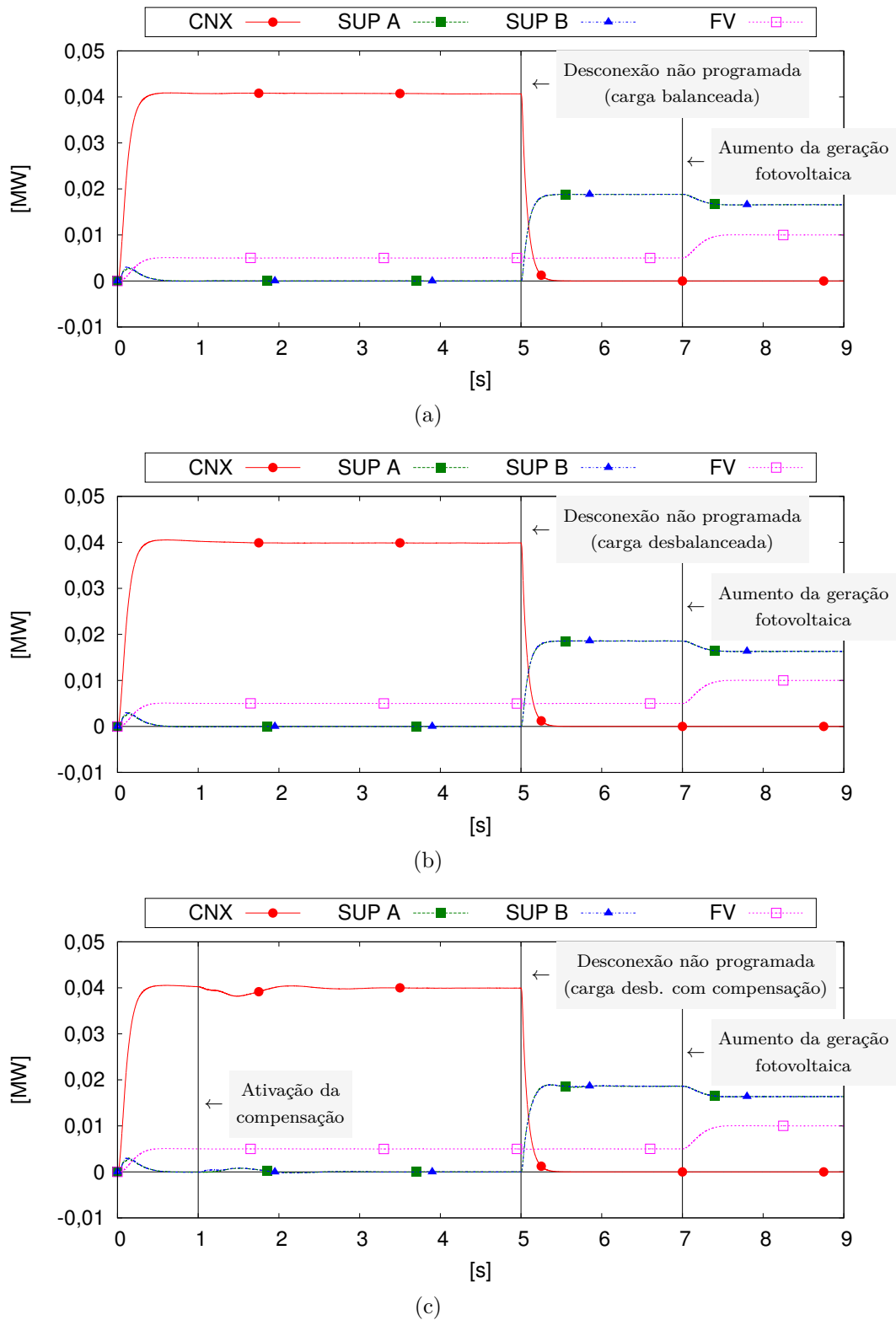
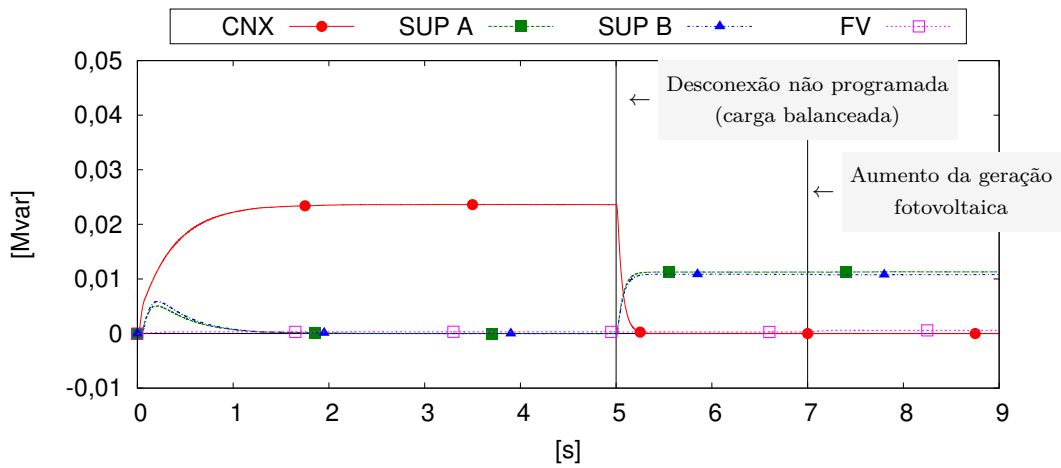
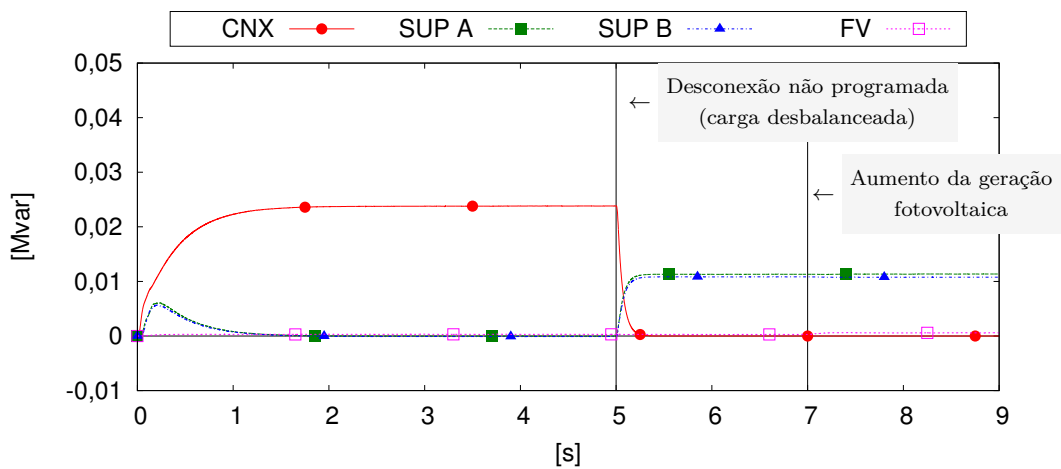


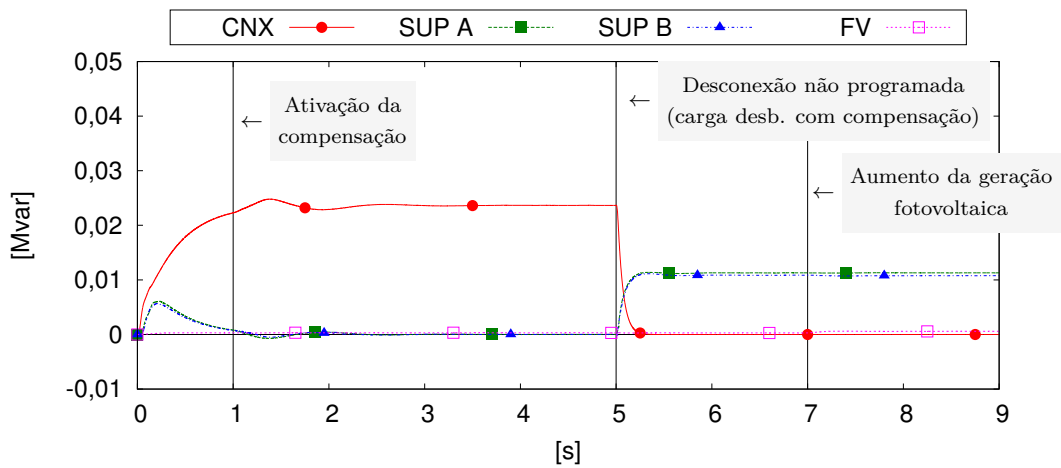
Figura 4.9: Potência ativa trifásica em todos os medidores para a desconexão não programada na microrrede: (a) equilibrada, (b) desequilibrada e (c) desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão.



(a)



(b)

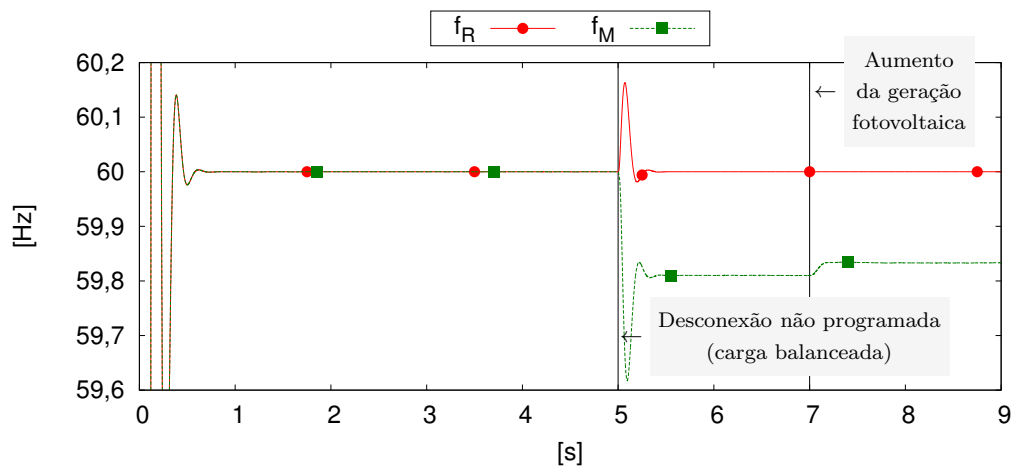


(c)

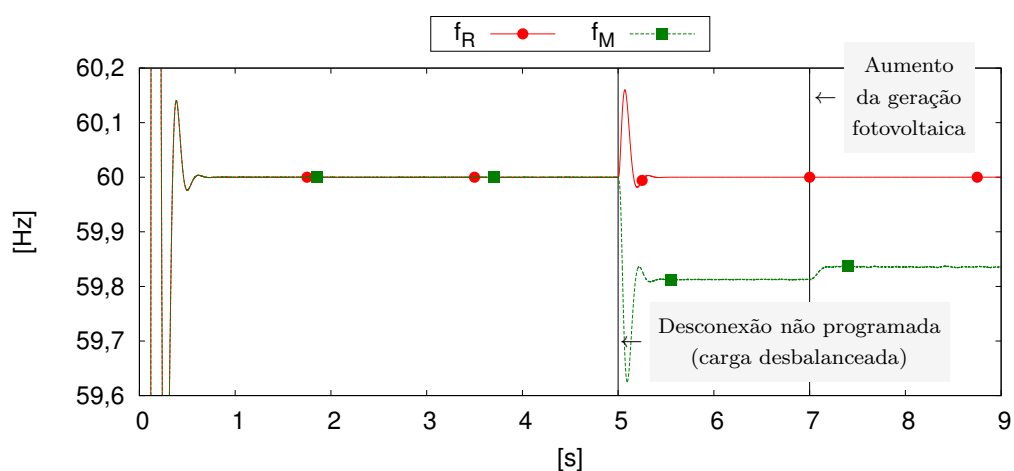
Figura 4.10: Potência reativa trifásica em todos os medidores para a desconexão não programada na microrrede: (a) equilibrada, (b) desequilibrada e (c) desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão.

Nas Figuras 4.11 e 4.12 são mostradas a frequência e a tensão da rede e microrrede no seu ponto de conexão (CNX) para a desconexão não programada. São

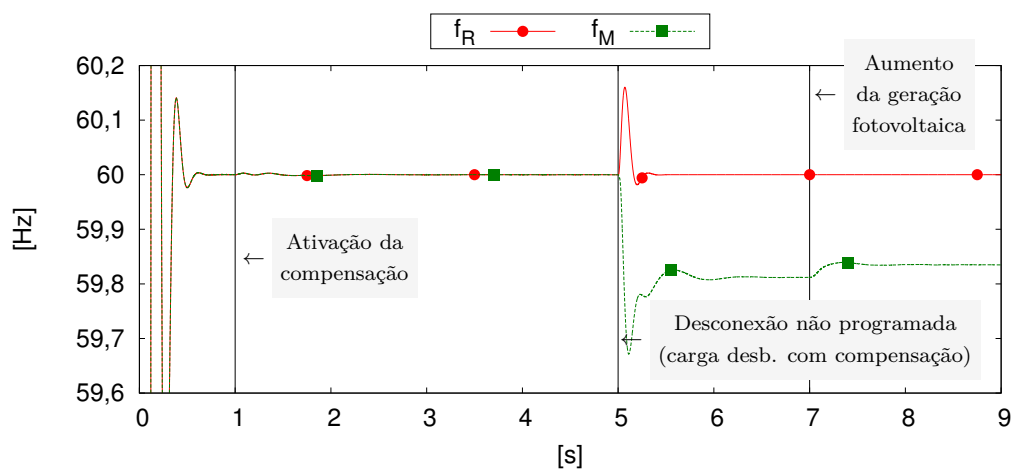
mostradas as curvas para a microrrede equilibrada, desequilibrada e desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão. Pode ser observado que após a desconexão no instante $t = 5s$, há tanto um degrau de frequência quanto de tensão devido ao degrau de potência que passa a ser fornecido pelos VSCs de suporte. A variação na medição da frequência da rede é causada pela interrupção da corrente que circulava no transformador do lado da rede, pelo atraso do filtro utilizado na medição e pelo tempo de resposta do PLL. O controle utilizando curvas de decaimento dos conversores de suporte, após a desconexão não programada, faz com que a frequência e a tensão diminuam proporcionalmente com o aumento de potência ativa e reativa fornecida pelo VSC de suporte, respectivamente.



(a)

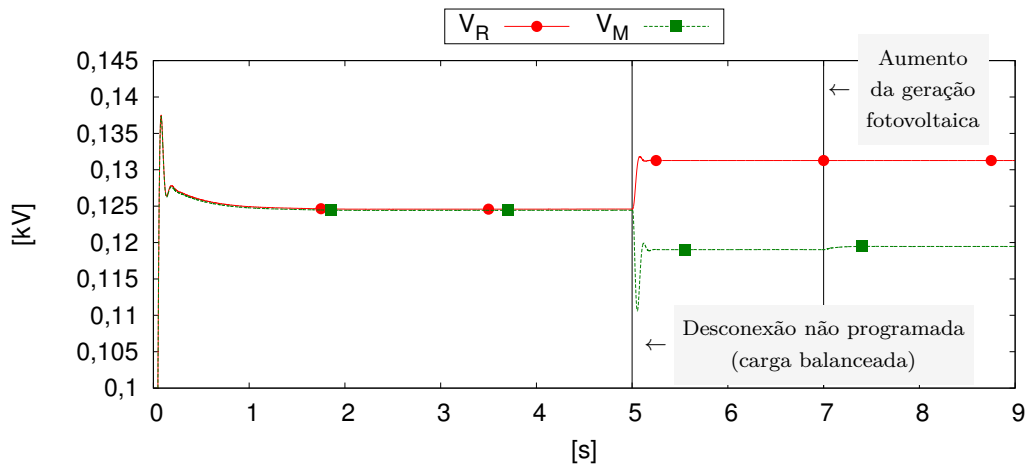


(b)

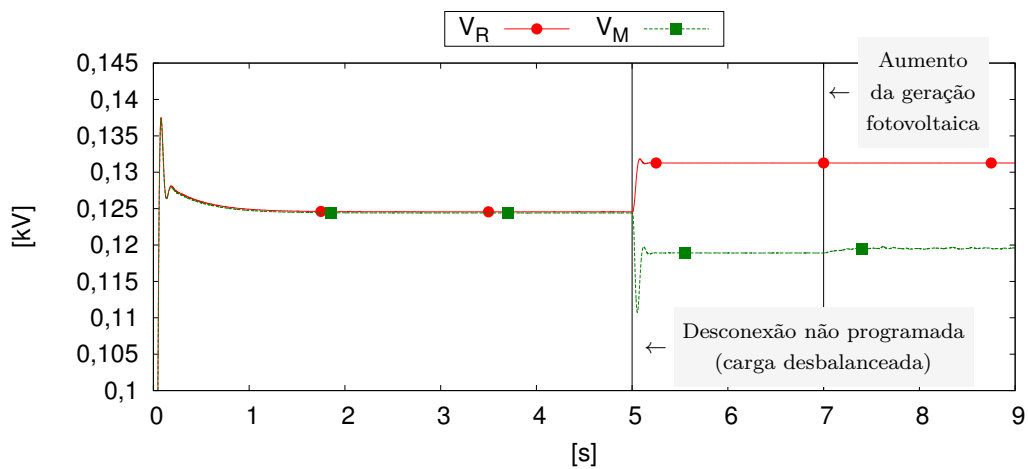


(c)

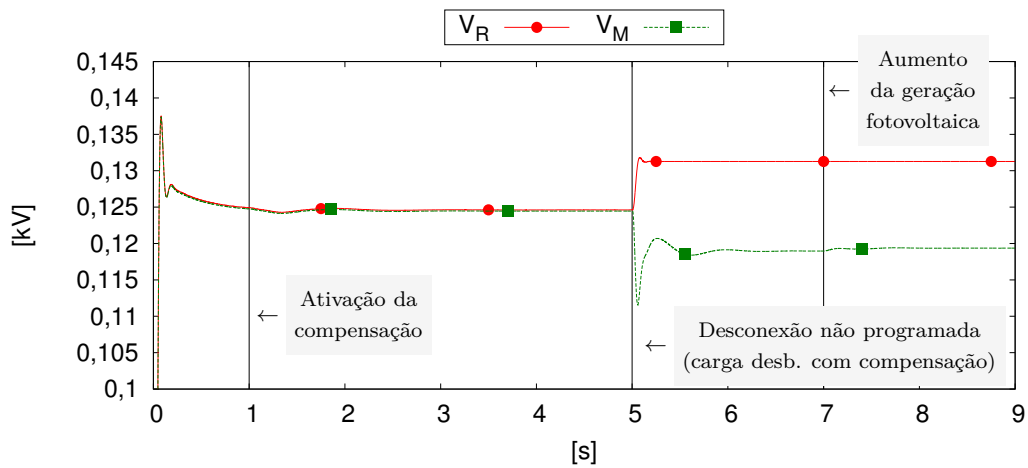
Figura 4.11: Frequência no ponto de conexão da rede com a microrrede (CNX) para a desconexão não programada: (a) equilibrada, (b) desequilibrada e (c) desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão



(a)



(b)

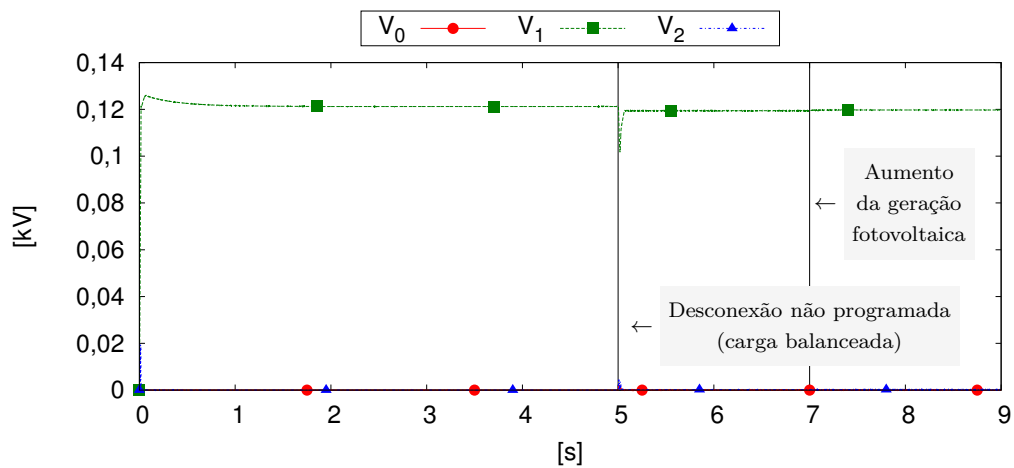


(c)

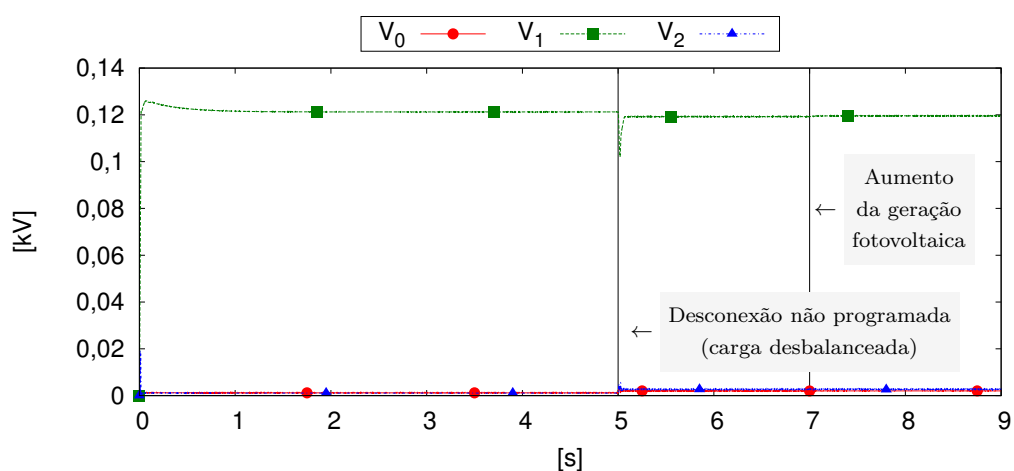
Figura 4.12: Tensão rms no ponto de conexão da rede com a microrrede (CNX) para a desconexão não programada: (a) equilibrada, (b) desequilibrada e (c) desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão

As Figuras 4.13 e 4.14 mostram as componentes simétricas e o fator de desbalanço de tensão no ponto de medição na saída do VSC de suporte A (SUP A) para a

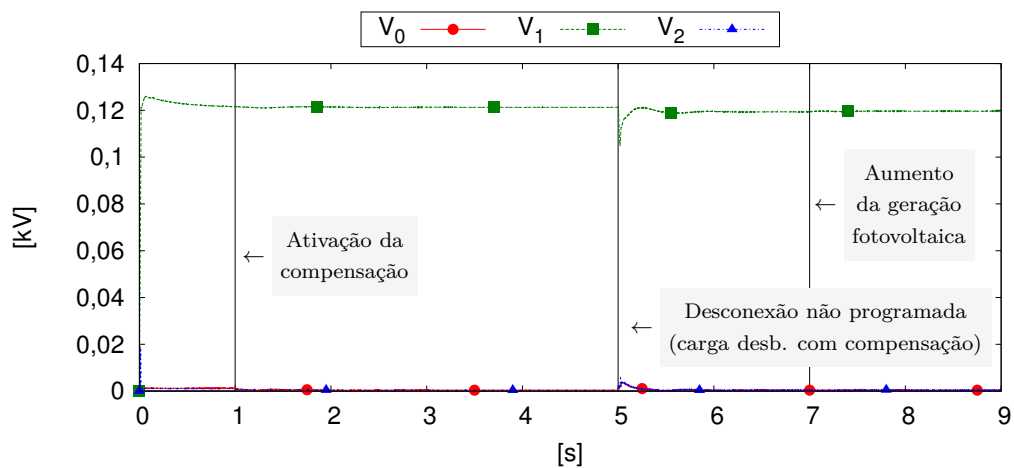
desconexão não programada. Pode ser visto que o fator de desbalanço de tensão (FDT), calculado pela relação (3.4), fica acima do valor recomendado de 2% para a microrrede desequilibrada após a desconexão e bem abaixo de 1% quando é utilizado o controle de compensação de desbalanço de tensão na microrrede desequilibrada.



(a)

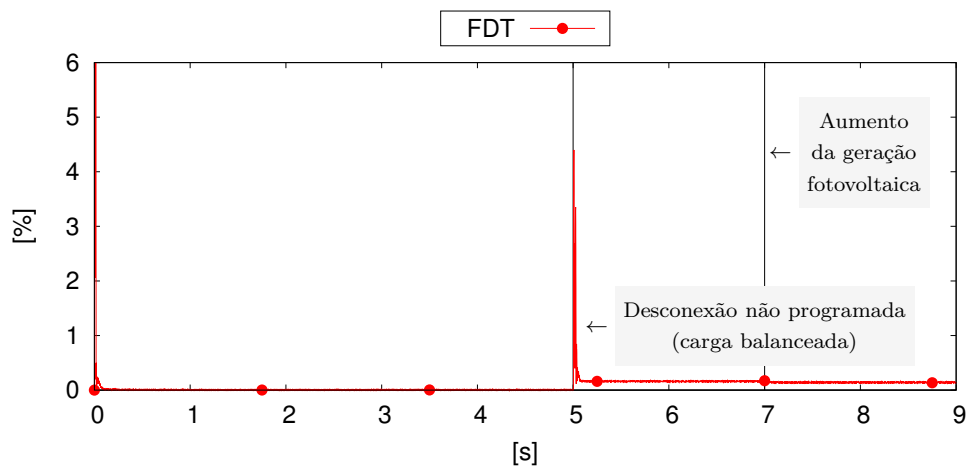


(b)

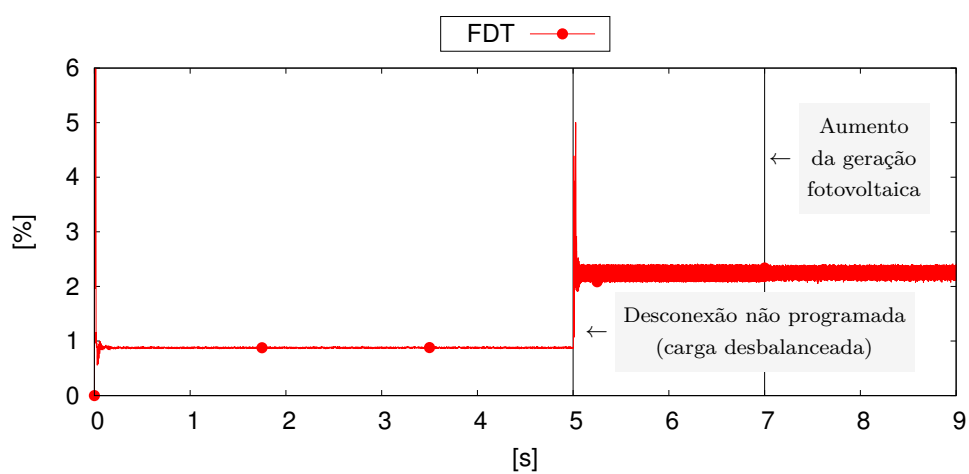


(c)

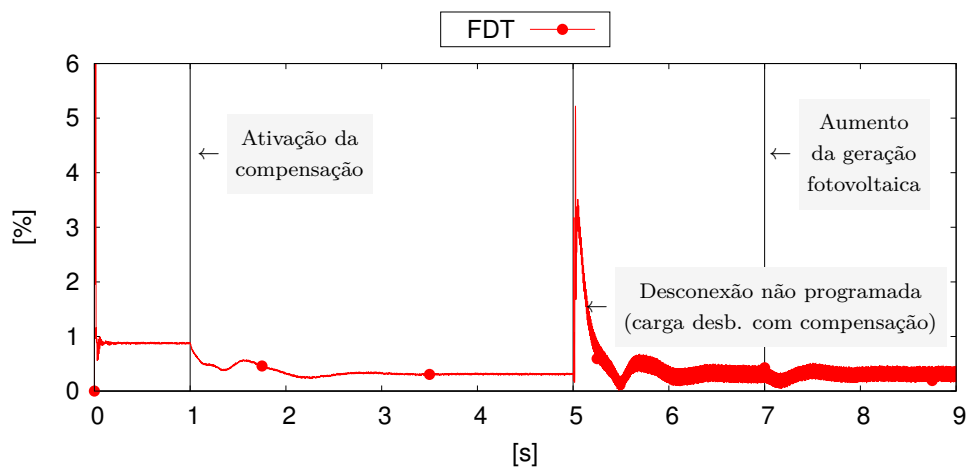
Figura 4.13: Componentes simétricas da tensão no medidor SUP A para a desconexão não programada da microrrede: (a) equilibrada, (b) desequilibrada e (c) desequilibrada com compensação de desbalanceo de tensão



(a)



(b)



(c)

Figura 4.14: Fator de desbalanço de tensão (FDT) no medidor SUP A para a desconexão não programada da microrrede: (a) equilibrada, (b) desequilibrada e (c) desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão

4.1.2 Desconexão Programada

A desconexão programada ocorre quando por conta de algum motivo, como manutenção na rede elétrica, a microrrede deve ser desconectada em um instante determinado da rede elétrica. Neste caso o controle secundário opera e faz com que os VSCs de suporte comecem a gerar a energia para suprir a microrrede antes da desconexão e quando ela é desconectada, assumem a referência de tensão e frequência da rede. Nesta operação os transitórios são menores do que na desconexão não programada. Os eventos que ocorrem nesta simulação são descritos na Tabela 4.4

Tabela 4.4: Eventos da simulação da desconexão programada.

Evento	Tempo de simulação (t)
Conexão dos VSCs, geração fotovoltaica de 5kW	0s
Controle secundário envia referências de potência	2,5s
Desconexão programada	5s
Aumento de geração fotovoltaica para 10kW	7s

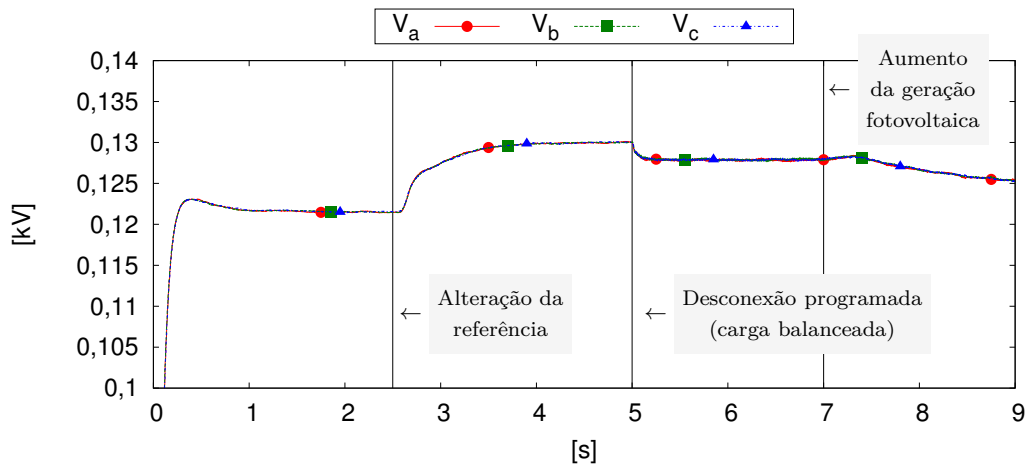
Na Figura 4.15(a) são mostradas as tensões de fase no ponto de medição SUP A para a desconexão programada da microrrede equilibrada. No instante $t = 2,5s$ há mudança nas tensões devido ao comando do controle secundário para que os VSCs de suporte comecem a fornecer potência ativa e reativa. Pode ser observado que após a desconexão, no instante $t = 5s$ há uma pequena queda na tensão, diferente do que ocorre na desconexão não programada. Quando a geração fotovoltaica é aumentada, no instante $t = 7s$, há uma pequena queda de tensão devido à redução de geração de potência ativa nos VSCs de suporte. As tensões de fase se mantêm dentro dos limites adequados para redes de distribuição, no intervalo entre 116V e 133V.

A Figura 4.15(b) mostra as tensões de fase no ponto de medição SUP A para a desconexão programada da microrrede desequilibrada. Pode ser observado que as tensões são desequilibradas em todos os pontos e após desconexão o desequilíbrio aumenta. Mesmo com a microrrede desequilibrada, as tensões ficam dentro do intervalo adequado, entre 116V e 133V.

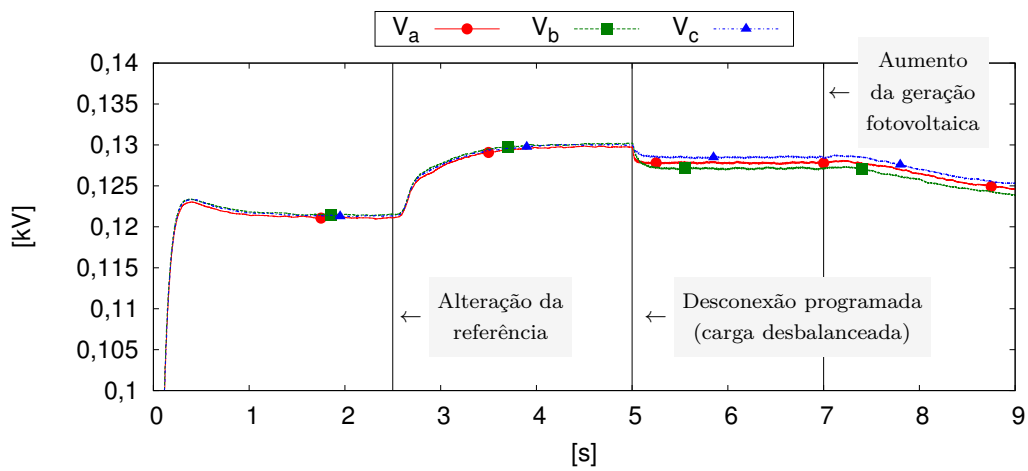
Na Figura 4.15(c) são mostradas as tensões de fase no ponto de medição SUP A para a desconexão programada da microrrede desequilibrada utilizando compensação de desbalanço de tensão. O controle de compensação é ativado no instante $t = 1s$ da simulação, e demora aproximadamente 1s para compensar as tensões. Pode ser observado que as tensões são equilibradas no ponto de conexão do VSC de suporte de tensão com o controle de compensação (SUP A). Após a desconexão, como nos outros casos, há uma pequena queda na tensão, devido à ação das curvas de decaimento

utilizadas no controle dos conversores de suporte. Neste caso, como nos anteriores, as tensões ficam dentro do intervalo adequado, entre 116V e 133V.

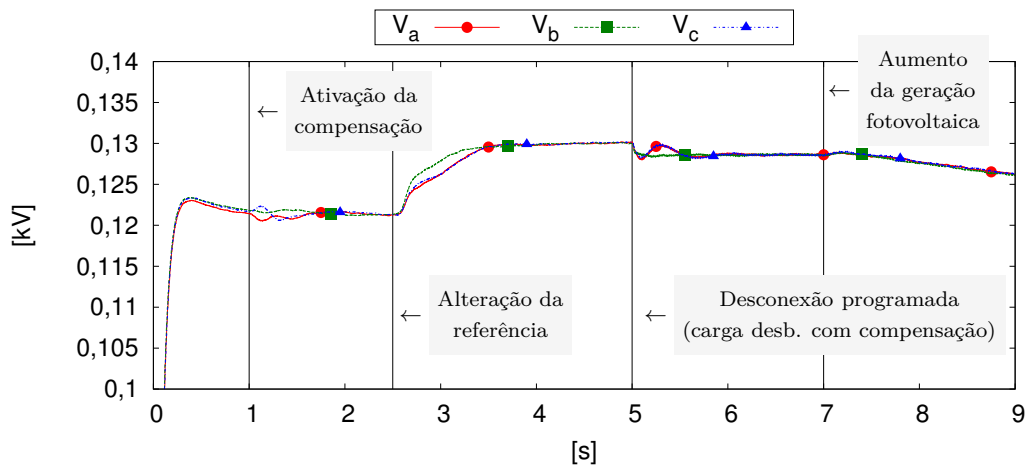
Na Figura 4.16 são mostrados os detalhes das tensões instantâneas de fase no ponto de medição SUP A durante a desconexão programada para a microrrede equilibrada, desequilibrada e desequilibrada com compensação de tensão.



(a)

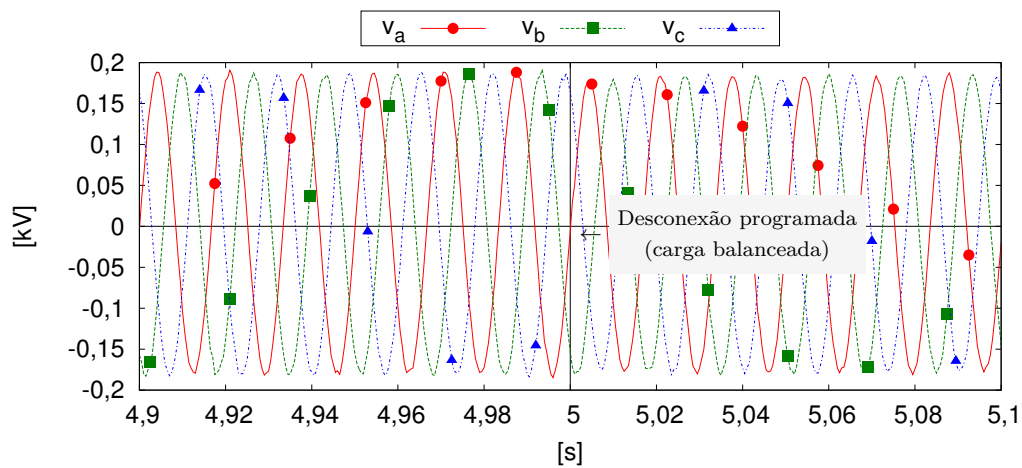


(b)

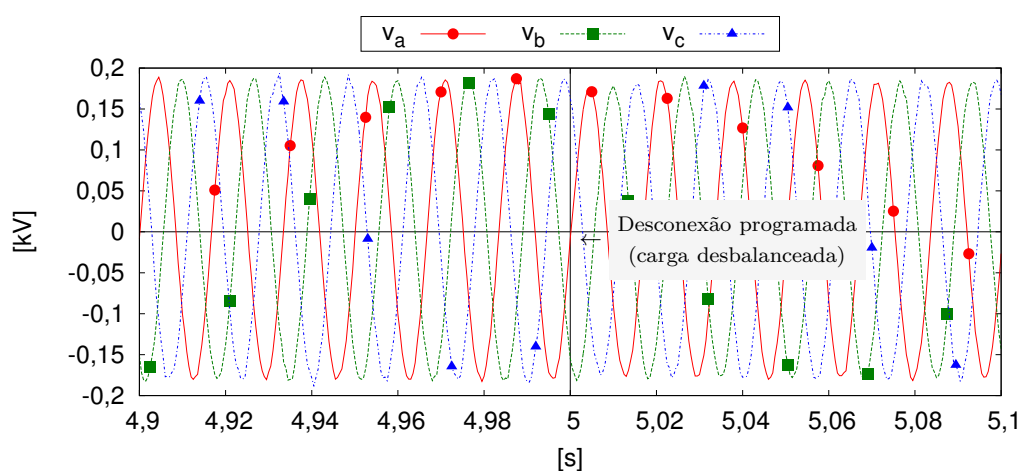


(c)

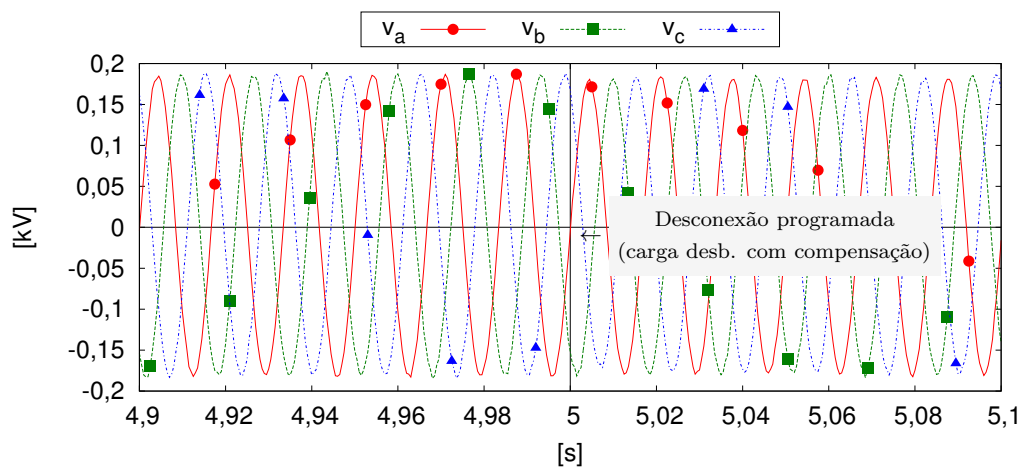
Figura 4.15: Tensão rms por fase para a desconexão programada no medidor SUP A na microrrede : (a) equilibrada, (b) desequilibrada e (c) desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão.



(a)



(b)



(c)

Figura 4.16: Detalhe da tensão instantânea por fase para a desconexão programada no medidor SUP A na microrrede : (a) equilibrada, (b) desequilibrada e (c) desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão.

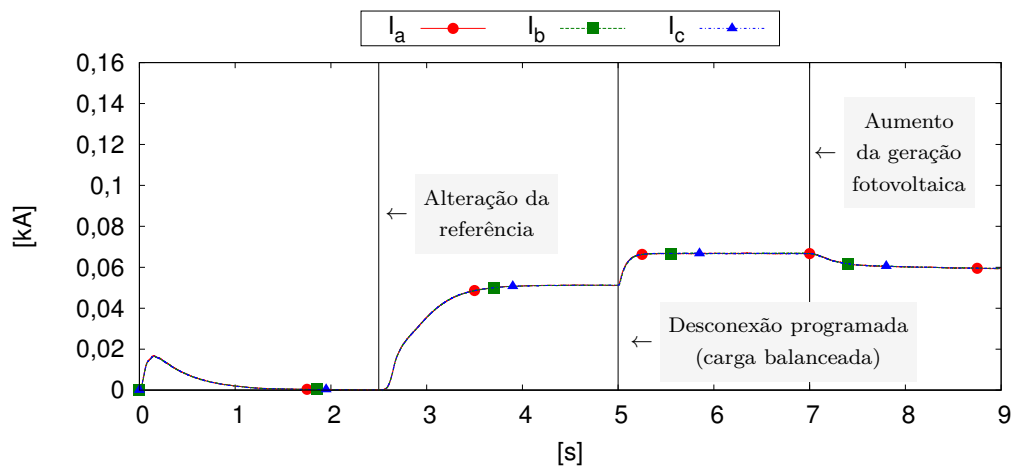
Na Figura 4.17(a) são mostradas as correntes de fase no ponto de medição SUP A para a desconexão programada da microrrede equilibrada. Pode ser observado

que após a desconexão há um pequeno aumento na corrente, devido à ação dos conversores de suporte ao assumir a potência que era fornecida pela rede. O aumento é pequeno durante a desconexão pois no instante $t = 2,5s$ o controle secundário envia novas referências de potência fazendo os VSCs de suporte começarem a fornecer potência mesmo com a microrrede ainda conectada à rede.

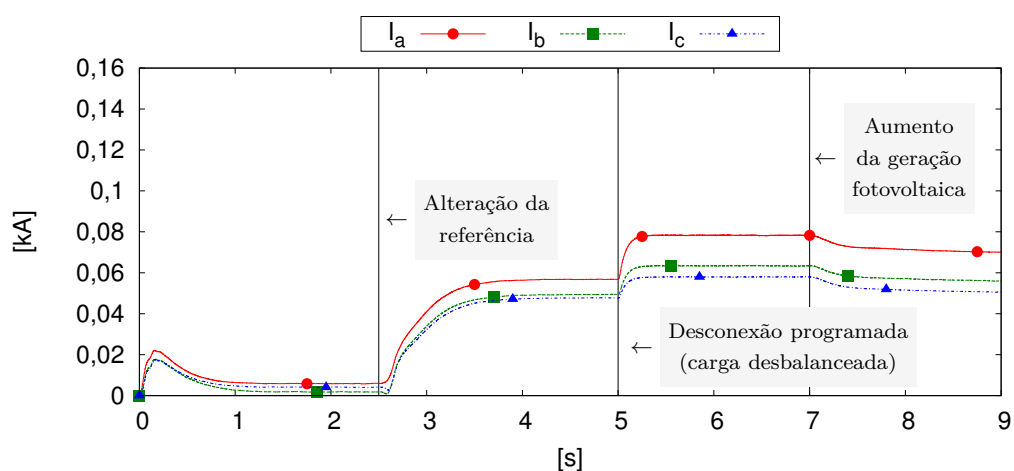
A Figura 4.17(b) mostra as correntes de fase no ponto de medição SUP A para a desconexão programada da microrrede desequilibrada. Pode ser observado que as correntes são desequilibradas e após a desconexão esse desequilíbrio aumenta.

Na Figura 4.17(c) são mostradas as correntes de fase no ponto de medição SUP A para a desconexão programada da microrrede desequilibrada utilizando compensação de desbalanço de tensão. O controle de compensação é ativado no instante $t = 1s$ da simulação, e demora aproximadamente $1s$ para balancear as tensões causando oscilações na corrente durante este período. Pode ser observado que as correntes continuam desequilibradas no ponto de conexão do VSC de suporte de tensão mesmo com o controle de compensação (SUP A).

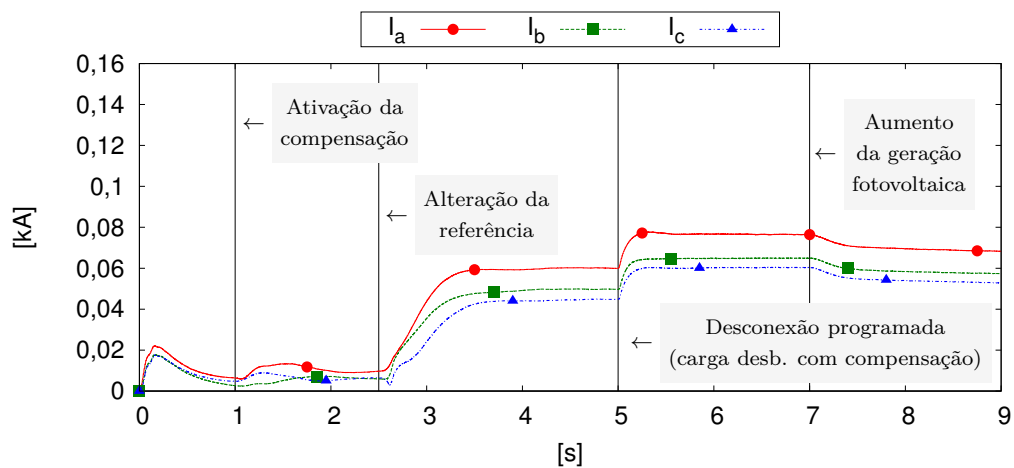
Na Figura 4.18 são mostrados os detalhes das correntes instantâneas de fase no ponto de medição SUP A durante a desconexão programada para a microrrede equilibrada, desequilibrada e desequilibrada com compensação de tensão.



(a)

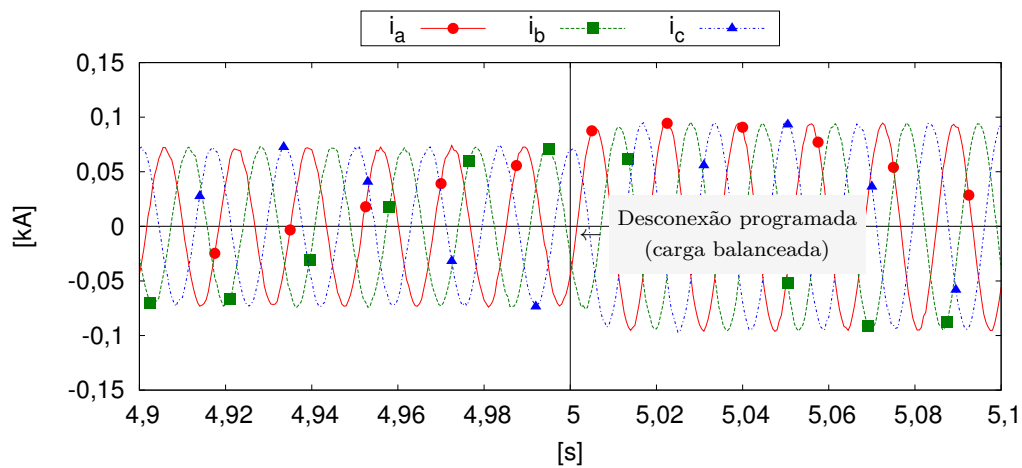


(b)

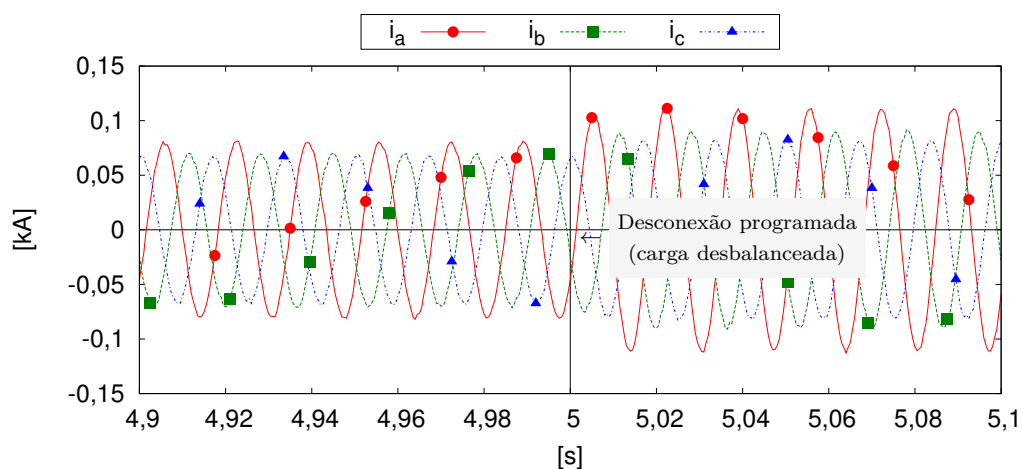


(c)

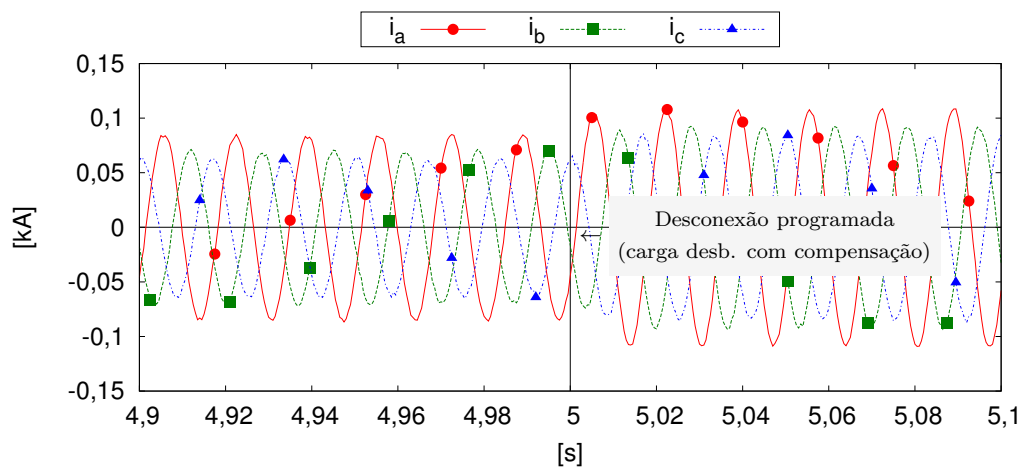
Figura 4.17: Corrente rms por fase para a desconexão programada no medidor SUP A na microrrede : (a) equilibrada, (b) desequilibrada e (c) desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão.



(a)



(b)



(c)

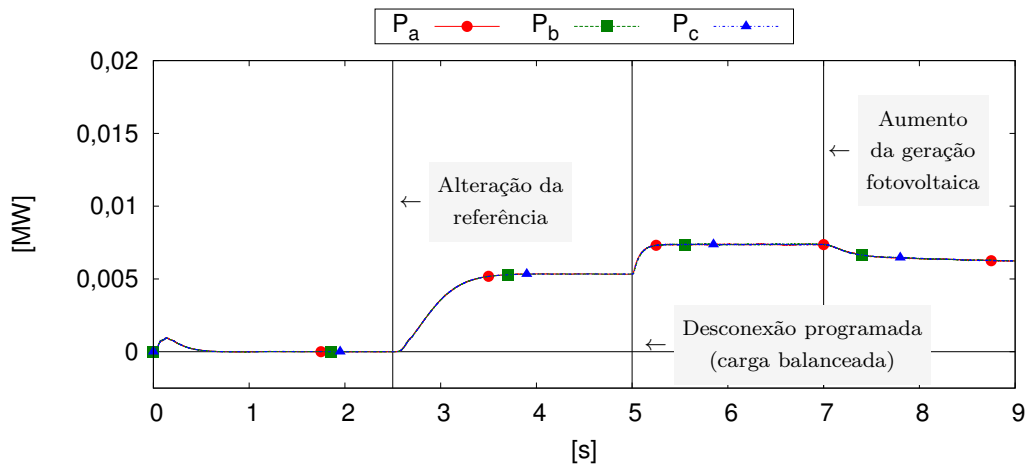
Figura 4.18: Detalhe da corrente instantânea por fase para a desconexão programada no medidor SUP A na microrrede : (a) equilibrada, (b) desequilibrada e (c) desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão.

Na Figura 4.19(a) são mostradas a potência ativa de cada fase no ponto de medição SUP A para a desconexão programada da microrrede equilibrada. No

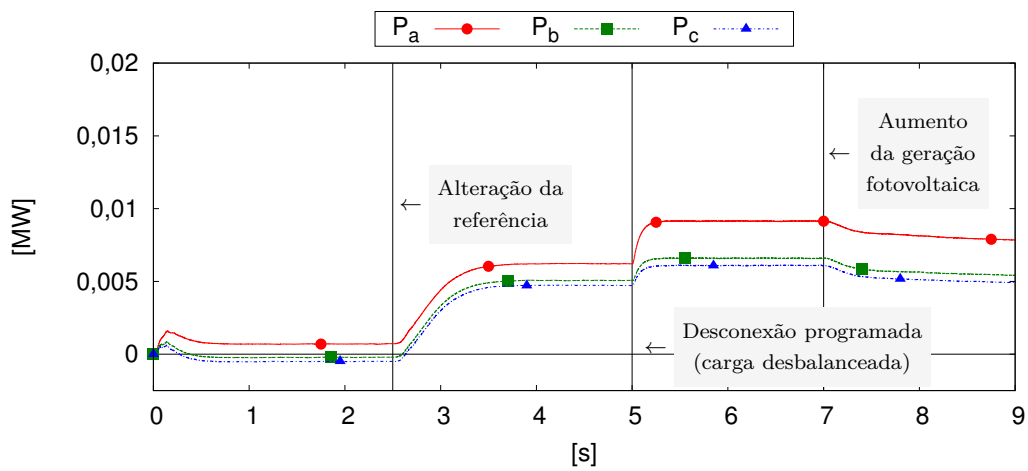
instante $t = 2,5s$ há aumento na potência ativa nos VSCs de suporte devido ao comando do controle secundário para desconexão programada. Pode ser observado que antes da desconexão, no instante $t = 5s$, que a maior parte da potência ativa é fornecida pelos VSCs de suporte. Após a desconexão a metade da potência que era fornecida pela rede passa a ser fornecida pelo VSC de suporte A, aumentando assim a potência fornecida pelo mesmo. No instante $t = 7s$ quando a geração fotovoltaica aumenta, a geração nos VSCs de suporte diminuem automaticamente para manter o balanço de potência.

A Figura 4.19(b) mostra a potência ativa de cada fase no ponto de medição SUP A para a desconexão programada da microrrede desequilibrada. Neste caso pode ser observada a diferença de potência entre as fases. Antes do controle secundário enviar a referência de potência para a desconexão programada, no instante $t = 2,5s$, a potência ativa trifásica fornecida pelos VSCs de suporte é zero, mas por conta do desequilíbrio as potências nas fases não são nulas. Para a microrrede desequilibrada a divisão de potência entre os VSCs de suporte não se mantém proporcional por fase, mas a potência trifásica se mantém proporcional como é visto adiante.

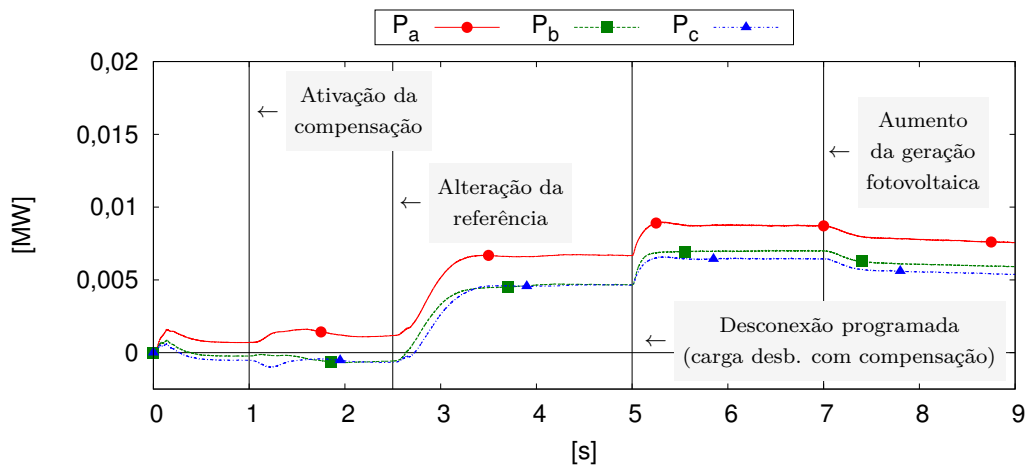
Na Figura 4.19(c) são mostradas a potência ativa de cada fase no ponto de medição SUP A para a desconexão programada da microrrede desequilibrada utilizando compensação de desbalanço de tensão. O comportamento da microrrede neste caso, em relação à potência ativa, é semelhante ao da microrrede desequilibrada sem compensação. A compensação pode alterar a diferença da potência nas fases devido ao desequilíbrio, mas não afeta a proporção da potência ativa trifásica dividida entre os VSCs de suporte, como pode ser visto no Apêndice C.



(a)



(b)



(c)

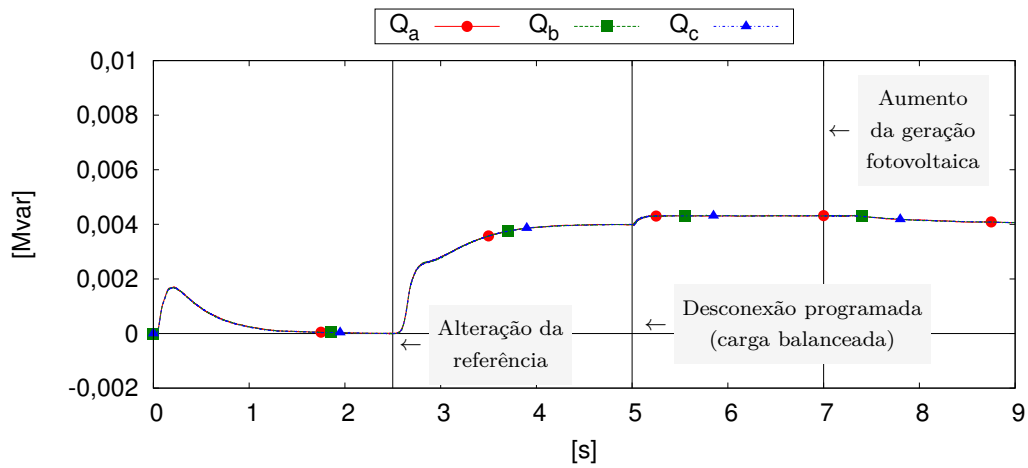
Figura 4.19: Potência ativa por fase para a desconexão programada no medidor SUP A na microrrede : (a) equilibrada, (b) desequilibrada e (c) desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão.

Na Figura 4.20(a) são mostradas a potência reativa de cada fase no ponto de medição SUP A para a desconexão programada da microrrede equilibrada. No

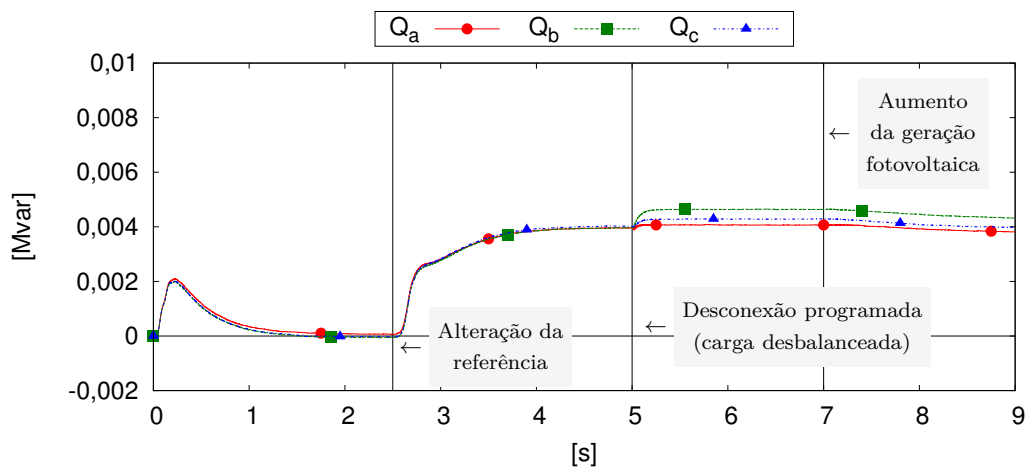
instante $t = 2,5s$ há aumento na potência reativa nos VSCs de suporte devido ao comando do controle secundário para desconexão programada. Pode ser observado que antes da desconexão, no instante $t = 5s$, que a maior parte da potência reativa é fornecida pelos VSCs de suporte. Após a desconexão a metade da potência reativa que era fornecida pela rede passa a ser fornecida pelo VSC de suporte A. No instante $t = 7s$ quando a geração fotovoltaica aumenta, não há influência significativa na divisão de potência reativa entre os VSCs de suporte.

A Figura 4.20(b) mostra a potência reativa de cada fase no ponto de medição SUP A para a desconexão programada da microrrede desequilibrada. Neste caso pode ser observada a diferença de potência entre as fases. Antes do controle secundário enviar a referência de potência para a desconexão programada, no instante $t = 2,5s$, a potência reativa trifásica fornecida pelos VSCs de suporte é zero, mas por conta do desequilíbrio as potências nas fases não são nulas. Para a microrrede desequilibrada a divisão de potência reativa entre os VSCs de suporte não se mantém proporcional por fase devido às diferenças das tensões em seus pontos de conexão. Porém a potência reativa trifásica se mantém proporcional como é visto adiante.

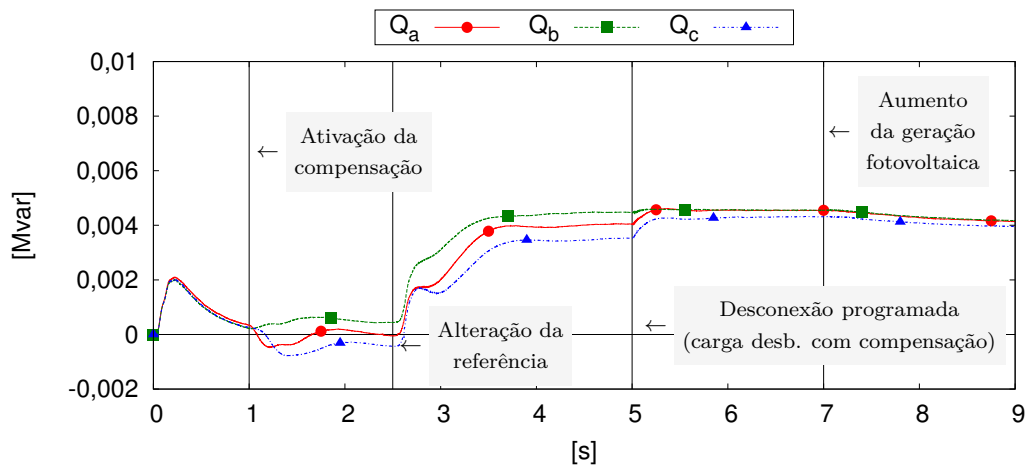
Na Figura 4.20(c) são mostradas a potência reativa de cada fase no ponto de medição SUP A para a desconexão programada da microrrede desequilibrada utilizando compensação de desbalanço de tensão. O comportamento da microrrede neste caso, em relação à potência reativa, é semelhante ao da microrrede desequilibrada sem compensação. A compensação altera a diferença da potência nas fases dos VSCs de suporte devido ao desequilíbrio, mas não afeta a proporção de potência reativa trifásica dividida entre os VSCs de suporte.



(a)



(b)



(c)

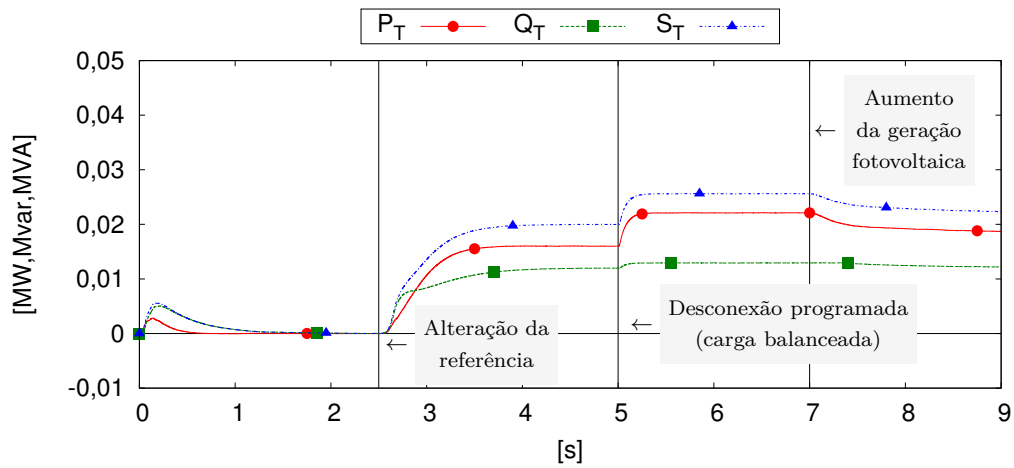
Figura 4.20: Potência reativa por fase para a desconexão programada no medidor SUP A na microrrede : (a) equilibrada, (b) desequilibrada e (c) desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão.

Na Figura 4.21(a) são mostradas a potência ativa, reativa e aparente trifásica no ponto de medição SUP A para a desconexão programada da microrrede equilibrada.

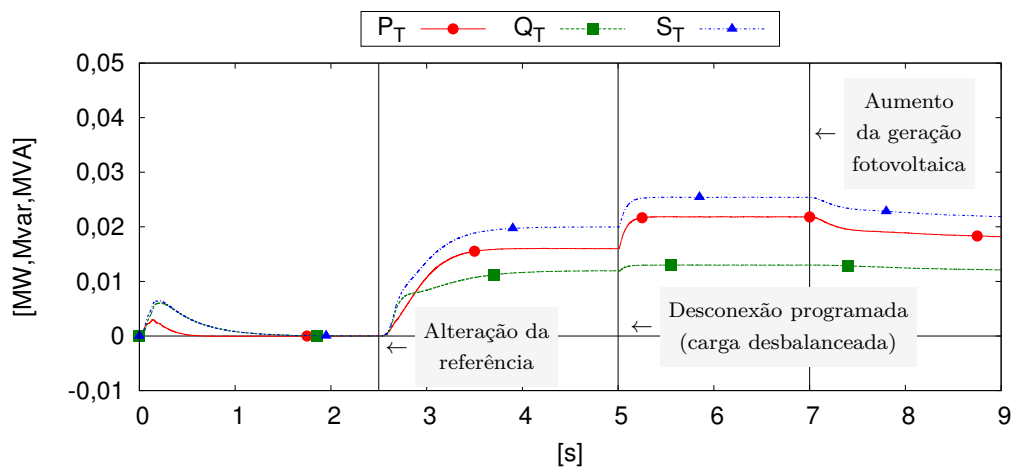
No instante $t = 2,5s$ há aumento nas potências dos VSCs de suporte devido ao comando do controle secundário para desconexão programada. Pode ser observado que antes da desconexão, no instante $t = 5s$, que a maior parte da potência ativa e reativa é fornecida pelos VSCs de suporte. Após a desconexão a metade das potências que eram fornecida pela rede passa a ser fornecida pelo VSC de suporte A. No instante $t = 7s$ quando a geração fotovoltaica aumenta, a geração de potência ativa nos VSCs de suporte diminuem automaticamente para manter o balanço de potência.

A Figura 4.21(b) mostra a potência ativa, reativa e aparente trifásicas no ponto de medição SUP A para a desconexão programada da microrrede desequilibrada. Apesar das potências nas fases serem desequilibradas, as potências trifásicas tem praticamente o mesmo valor médio e comportamento que no caso da microrrede equilibrada.

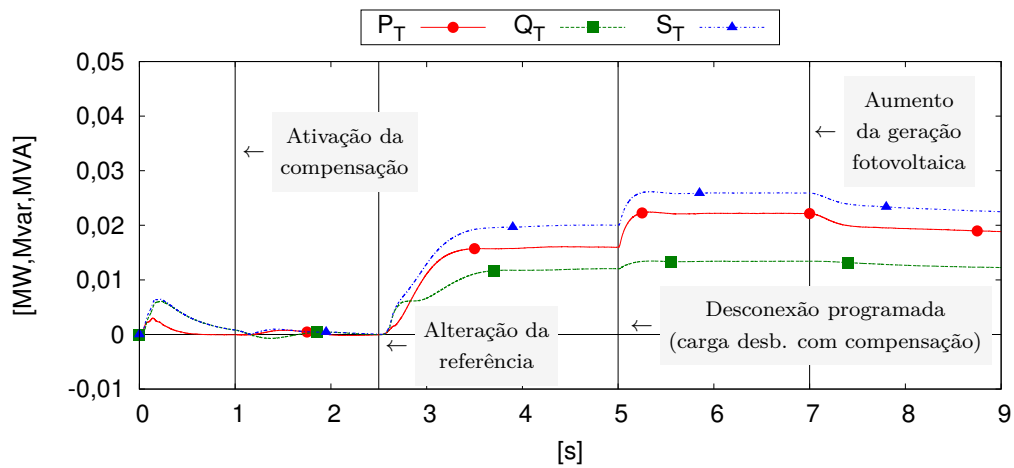
Na Figura 4.21(c) são mostradas as potência ativa, reativa e aparente trifásicas no ponto de medição SUP A para a desconexão programada da microrrede desequilibrada utilizando compensação de desbalanço de tensão. Como no caso da microrrede desequilibrada e equilibrada, as potências trifásicas têm praticamente o mesmo valor médio e comportamento, com uma pequena alteração no comportamento dinâmico devido ao controle de compensação de desbalanço de tensão.



(a)



(b)

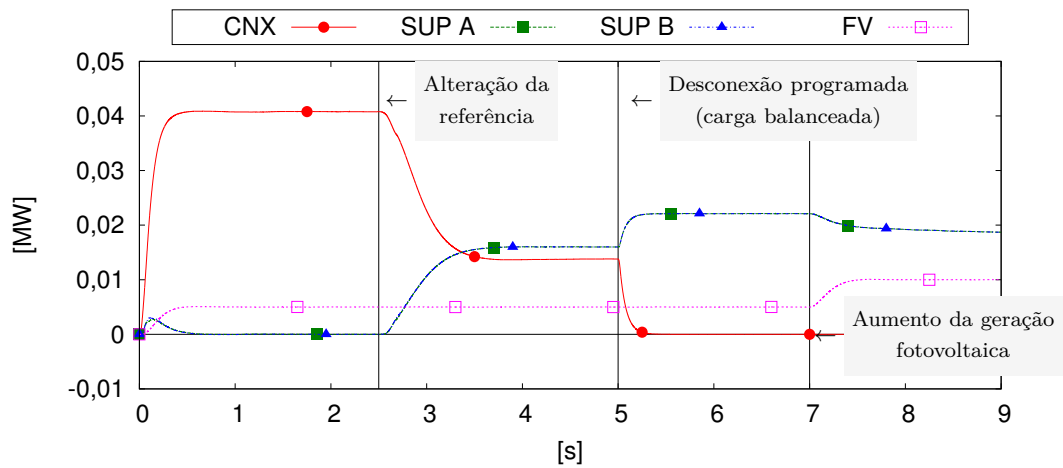


(c)

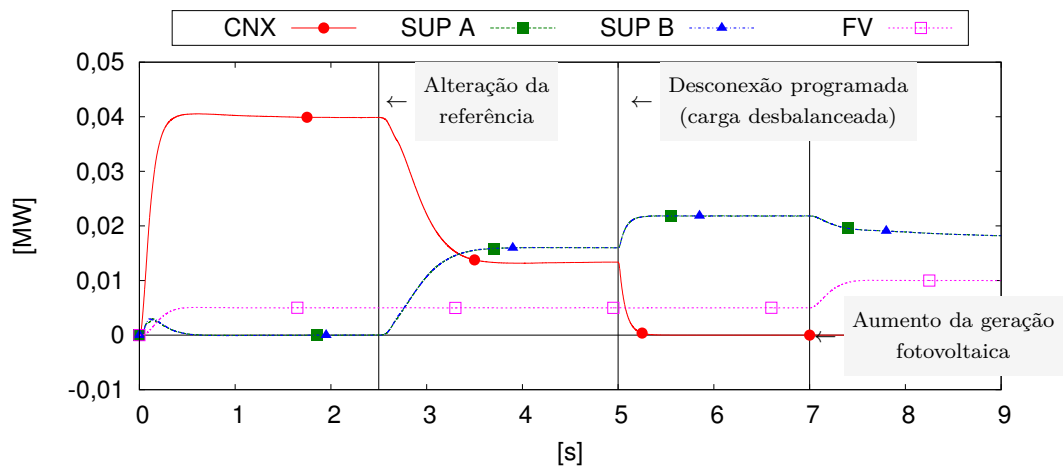
Figura 4.21: Potências trifásicas para a desconexão programada no medidor SUP A na microrrede : (a) equilibrada, (b) desequilibrada e (c) desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão.

Nas Figuras 4.22 e 4.23 são mostradas as potências ativa e reativa trifásicas em todos os medidores da microrrede para a desconexão programada. Nestas figuras é

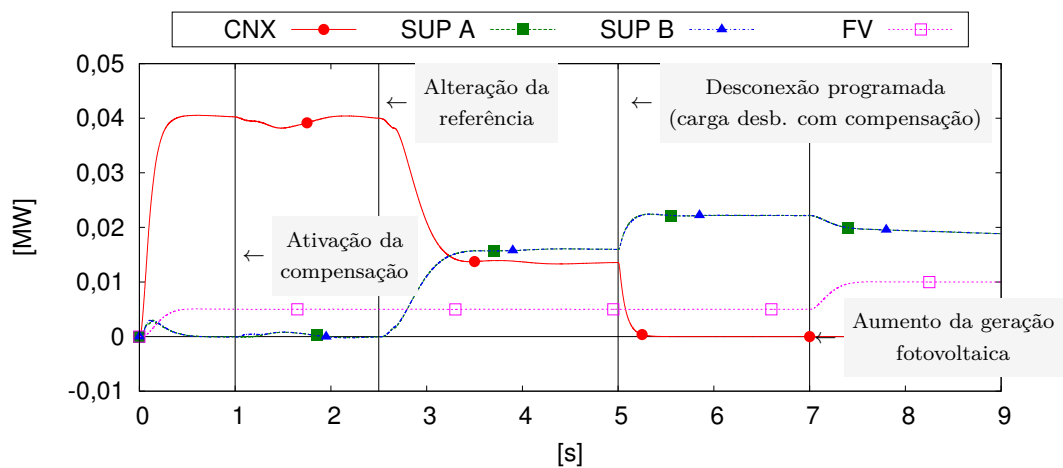
possível observar a divisão proporcional de potência entre os conversores de suporte.



(a)

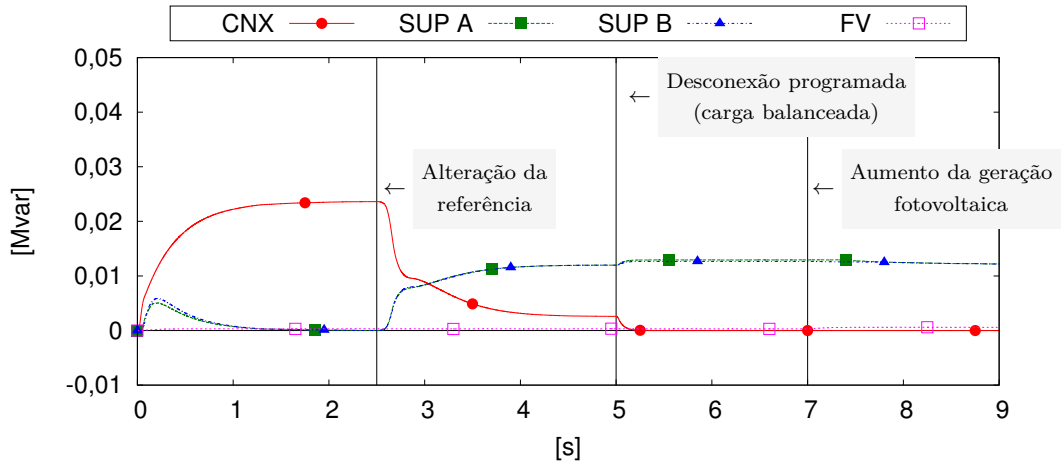


(b)

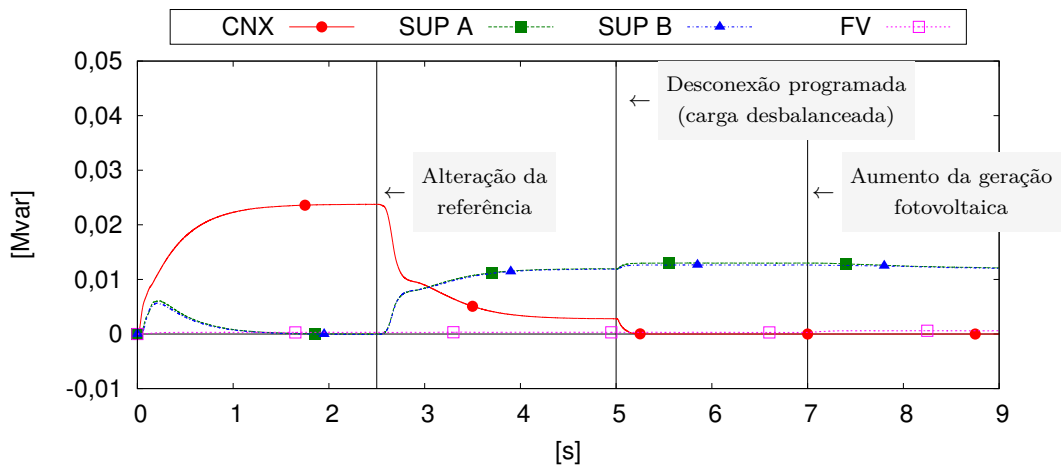


(c)

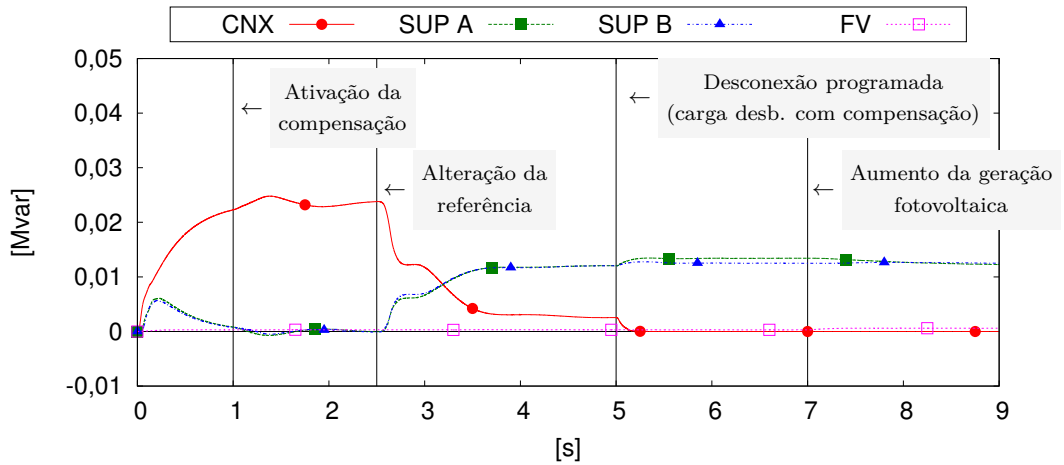
Figura 4.22: Potência ativa trifásica em todos os medidores para a desconexão programada na microrrede: (a) equilibrada, (b) desequilibrada e (c) desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão.



(a)



(b)

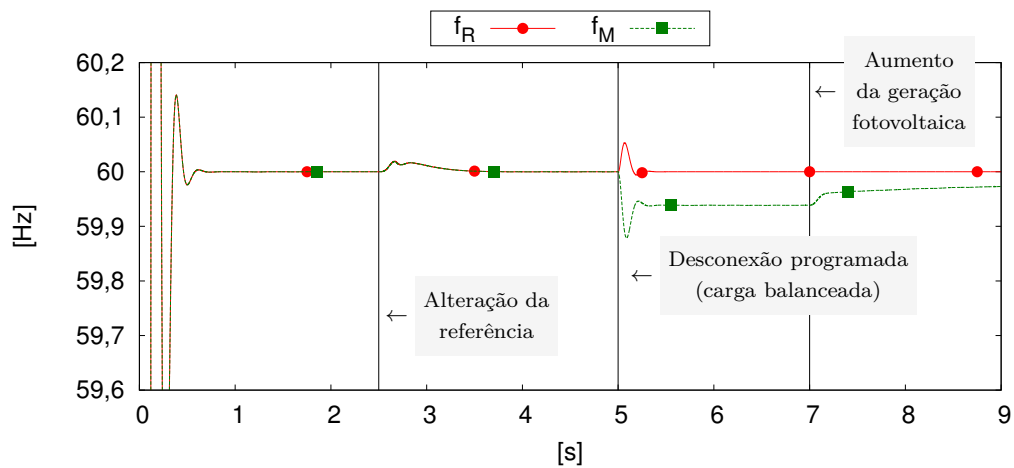


(c)

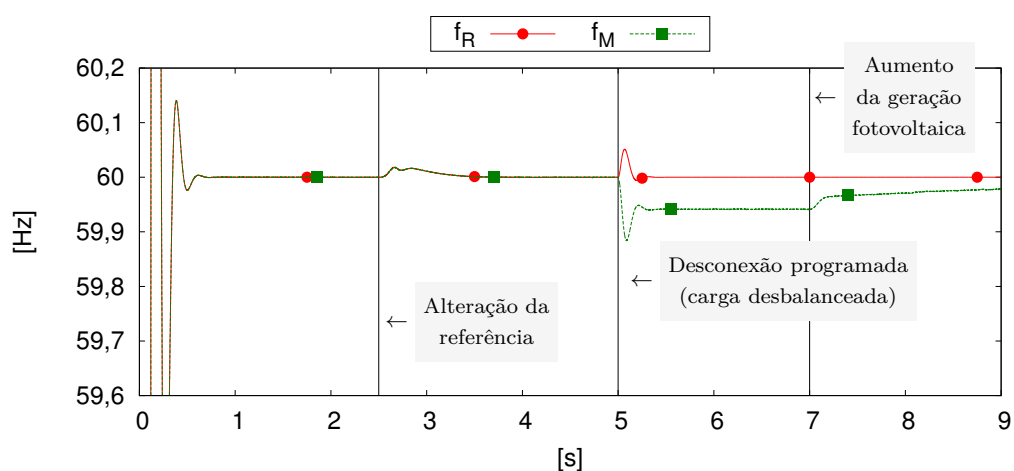
Figura 4.23: Potência reativa trifásica em todos os medidores para a desconexão programada na microrrede: (a) equilibrada, (b) desequilibrada e (c) desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão.

Nas Figuras 4.24 e 4.25 são mostradas a frequência e a tensão da rede e microrrede no seu ponto de conexão (CNX) para a desconexão programada. São mostradas

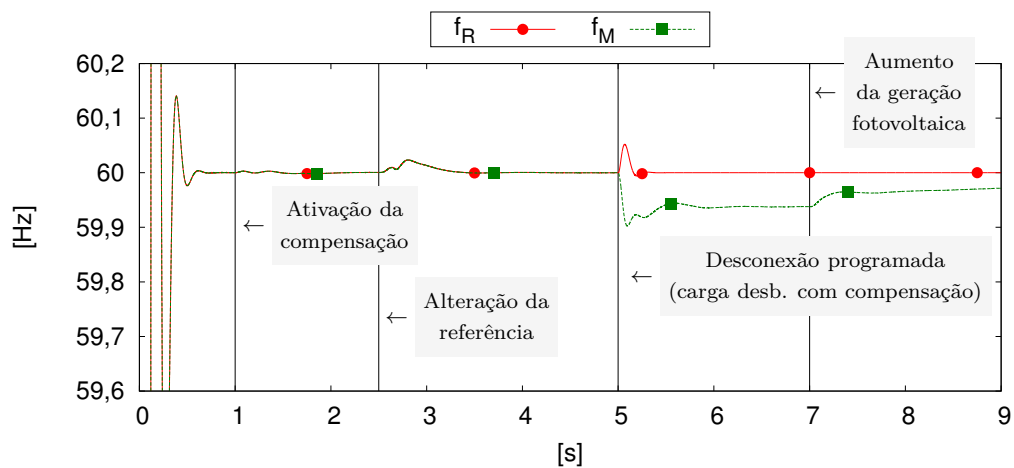
as curvas para a microrrede equilibrada, desequilibrada e desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão. Pode ser observado que após a desconexão no instante $t = 5s$, há tanto um degrau de frequência quanto de tensão devido ao degrau de potência que passa a ser fornecido pelos VSCs de suporte, mas como os VSCs de suporte já estavam fornecendo potência antes da desconexão, esse degrau é bem menor que no caso da desconexão não programada. A variação na medição de frequência da rede é causada pela interrupção da corrente que circulava no transformador do lado da rede, pelo atraso do filtro utilizado na medição e pelo tempo de resposta do PLL. O controle utilizando curvas de decaimento dos conversores de suporte, que após a desconexão não programada, faz com que a frequência e a tensão diminuam proporcionalmente com o aumento de potência ativa e reativa fornecida pelo VSC de suporte, respectivamente.



(a)

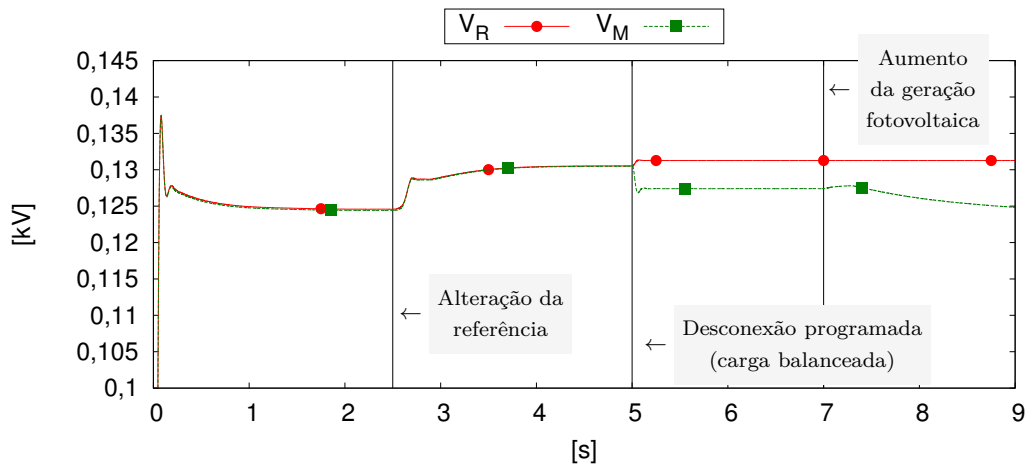


(b)

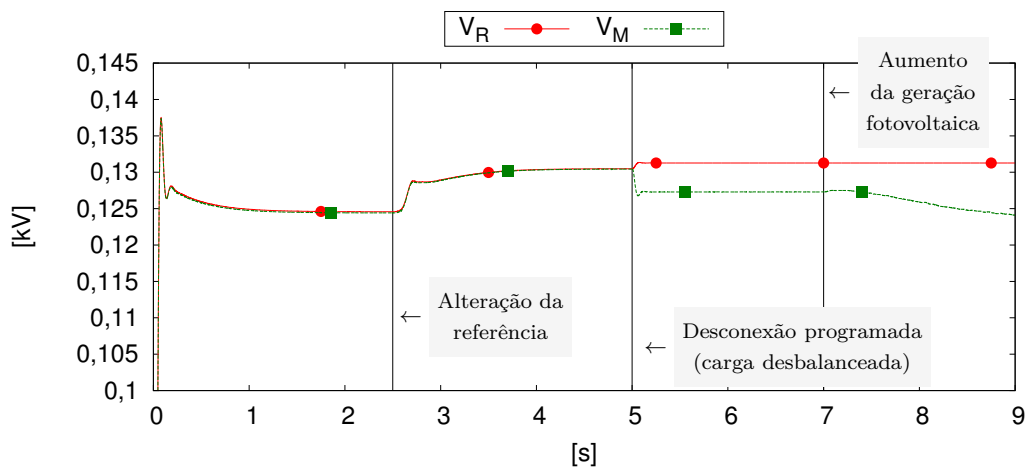


(c)

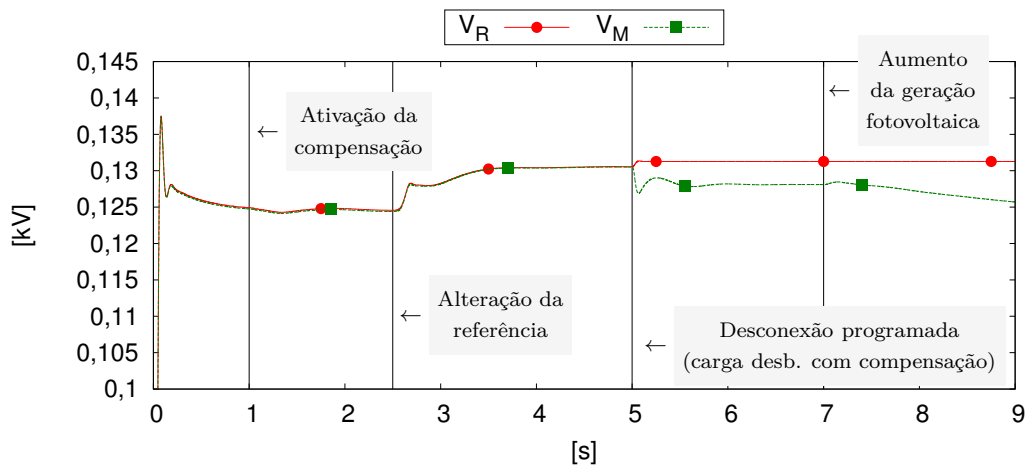
Figura 4.24: Frequência no ponto de conexão da rede com a microrrede (CNX) para a desconexão programada: (a) equilibrada, (b) desequilibrada e (c) desequilibrada com compensação de desbalanceamento de tensão



(a)



(b)

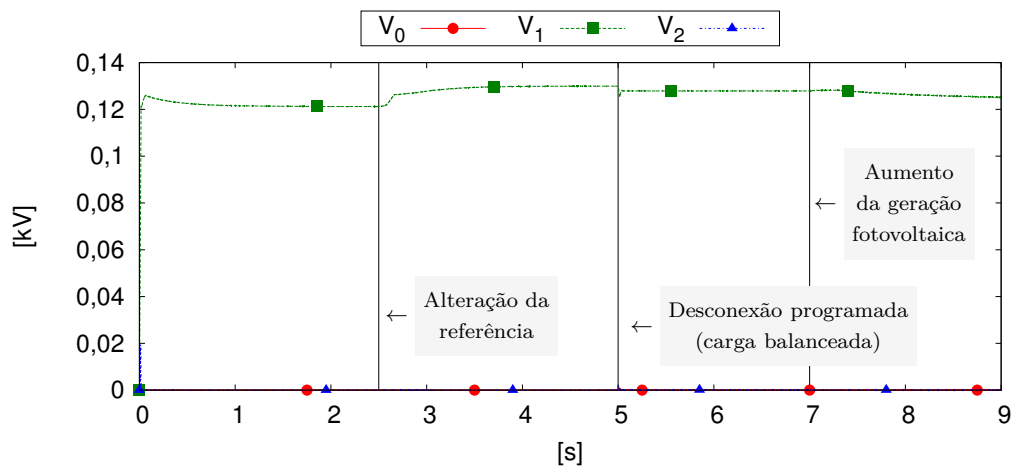


(c)

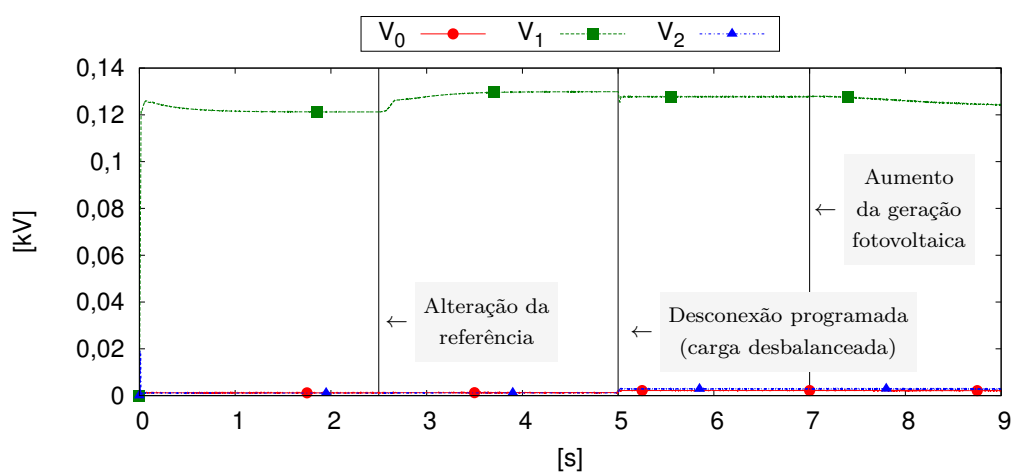
Figura 4.25: Tensão rms no ponto de conexão da rede com a microrrede (CNX) para a desconexão programada: (a) equilibrada, (b) desequilibrada e (c) desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão

As Figuras 4.26 e 4.27 mostram as componentes simétricas e o fator de desbalanço de tensão no ponto de medição na saída do VSC de suporte A (SUP A) para a

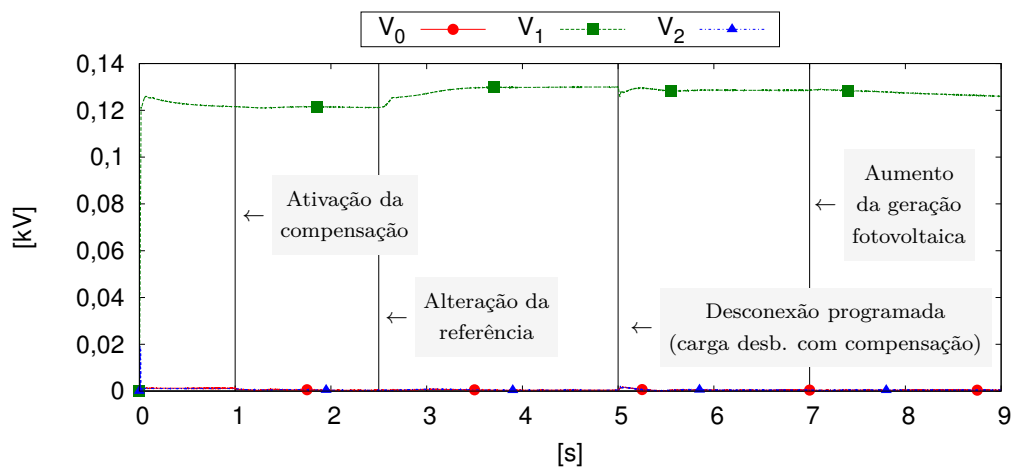
desconexão programada. Pode ser visto que o fator de desbalanço de tensão (FDT), calculado pela relação (3.4), fica acima do valor recomendado de 2% para a microrrede desequilibrada após a desconexão e bem abaixo de 1% quando é utilizado o controle de compensação de desbalanço de tensão na microrrede desequilibrada.



(a)

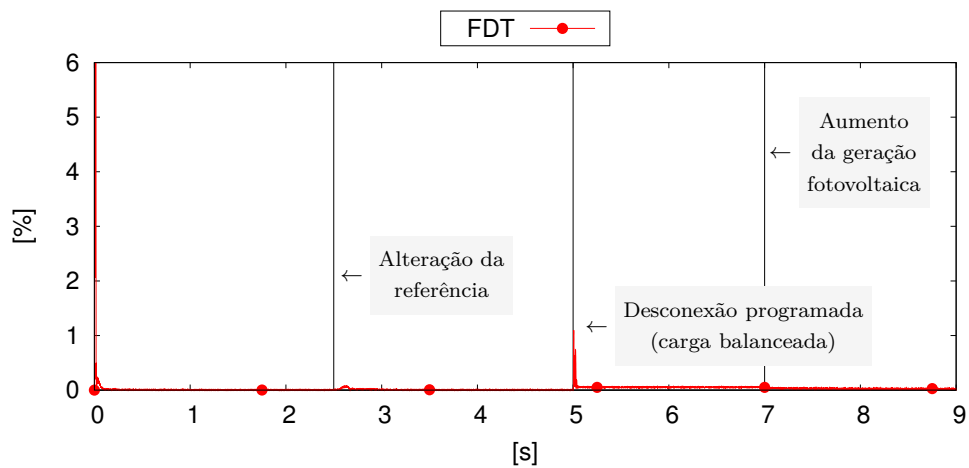


(b)

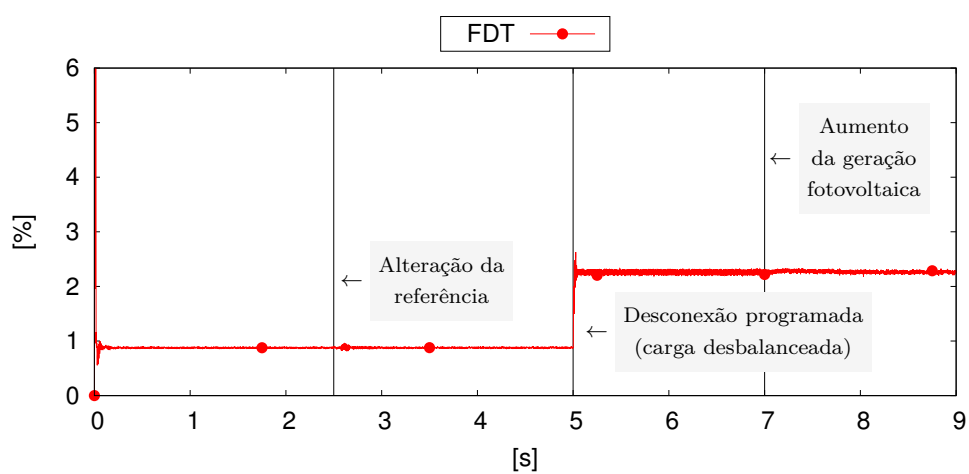


(c)

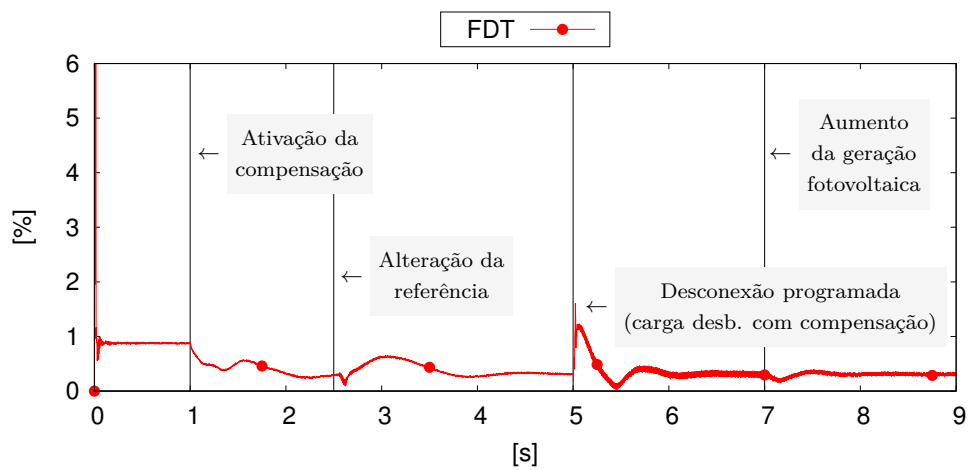
Figura 4.26: Componentes simétricas da tensão no medidor SUP A para a desconexão programada da microrrede: (a) equilibrada, (b) desequilibrada e (c) desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão



(a)



(b)



(c)

Figura 4.27: Fator de desbalanço de tensão (FDT) no medidor SUP A para a desconexão programada da microrrede: (a) equilibrada, (b) desequilibrada e (c) desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão

4.1.3 Reconexão

A reconexão ocorre quando a microrrede deve ser conectada novamente à rede elétrica, após o restabelecimento da mesma. O controle secundário envia referências de potência para que a tensão e frequência da microrrede fiquem próximos dos valores medidos na rede com o objetivo de permitir a reconexão. A reconexão só é feita quando três condições de teste são satisfeitas. Estas condições de testes definidas são: variação máxima de tensão para reconexão $\Delta_{V_{max}} = \pm 10V_{rms}$, variação máxima de ângulo de fase para reconexão $\Delta_{\theta_{max}} = \pm 4,5^\circ$ e variação máxima de frequência para reconexão $\Delta_{f_{max}} = \pm 0,5Hz$, conforme mostrado na Figura 3.20. Neste estudo de caso, devido à escolha da inclinação da curva de decaimento da frequência em relação à potência ativa ($f \times p$), a frequência terá variação menor que $\pm 0,5Hz$, o que permite a reconexão com a rede. Logo, só a referência de potência reativa é usada para adequar os valores de tensão da microrrede para reconexão. Com isso, logo após a reconexão a rede assume toda potência ativa que era suprida pelos VSCs de suporte e esses continuam operando com a mesma quantidade de potência reativa. Os VSCs de suporte assumem a referência de tensão e frequência da microrrede até a reconexão. Os eventos que ocorrem nesta simulação são descritos na Tabela 4.5

Tabela 4.5: Eventos da simulação da reconexão.

Evento	Tempo de simulação (t)
Conexão dos VSCs de suporte e do VSC da geração fotovoltaica com 0kW	0s
Aumento de geração fotovoltaica para 10kW	1s
Controle secundário envia referências de potência reativa	2s
Comando para reconexão com a rede	5s
Reconexão com a rede elétrica	$\approx 7s$

Na Figura 4.28(a) são mostradas as tensões de fase no ponto de medição SUP A antes e após a reconexão na microrrede equilibrada. No instante $t = 1s$ há um aumento da geração fotovoltaica e no instante $t = 2s$ há mudança nas tensões devido ao comando do controle secundário para que os VSCs de suporte passem a operar com valores de tensão que permitam a reconexão. Os valores de referência de potência são calculados pelo controle secundário através de (3.10). Pode ser observado que após a reconexão, próximo ao instante $t = 7s$ há uma elevação na tensão, devido à transferência de fornecimento de potência dos VSCs de suporte para a rede. Quando a geração fotovoltaica é aumentada, a partir de $t = 1s$, há uma pequena variação de tensão devido à redução de geração de potência ativa nos

VSCs de suporte. As tensões de fase se mantêm dentro dos limites adequados para redes de distribuição, no intervalo entre $116V$ e $133V$.

A Figura 4.28(b) mostra as tensões de fase no ponto de medição SUP A antes e após a reconexão na microrrede desequilibrada. Pode ser observado que as tensões são desequilibradas em todos os pontos e que após a reconexão há uma pequena elevação na tensão. Mesmo com a microrrede desequilibrada, as tensões ficam dentro do intervalo adequado, entre $116V$ e $133V$.

Na Figura 4.28(c) são mostradas as tensões de fase no ponto de medição SUP A antes e após a reconexão na microrrede desequilibrada utilizando compensação de desbalanço de tensão. O controle de compensação é ativado no instante $t = 1s$ da simulação, e demora aproximadamente $1s$ para compensar as tensões. Pode ser observado que as tensões são equilibradas no ponto de conexão dos VSC de suporte de tensão com o controle de compensação (SUP A). Após a reconexão, como nos outros casos, há uma pequena elevação na tensão. Neste caso, como nos anteriores, as tensões ficam dentro do intervalo adequado, entre $116V$ e $133V$.

Na Figura 4.29 são mostrados os detalhes das tensões instantâneas de fase no ponto de medição SUP A durante a reconexão para a microrrede equilibrada, desequilibrada e desequilibrada com compensação de tensão.

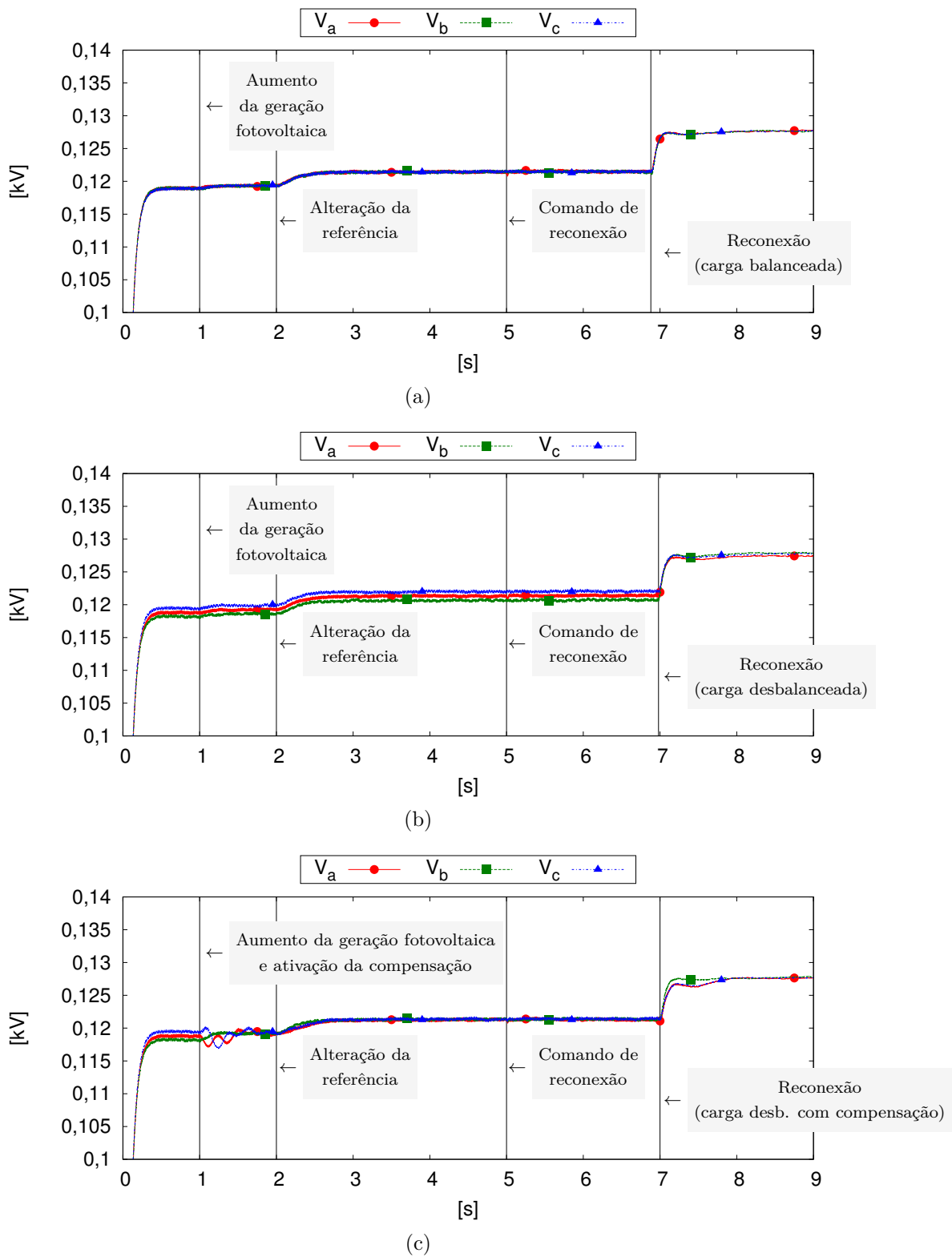
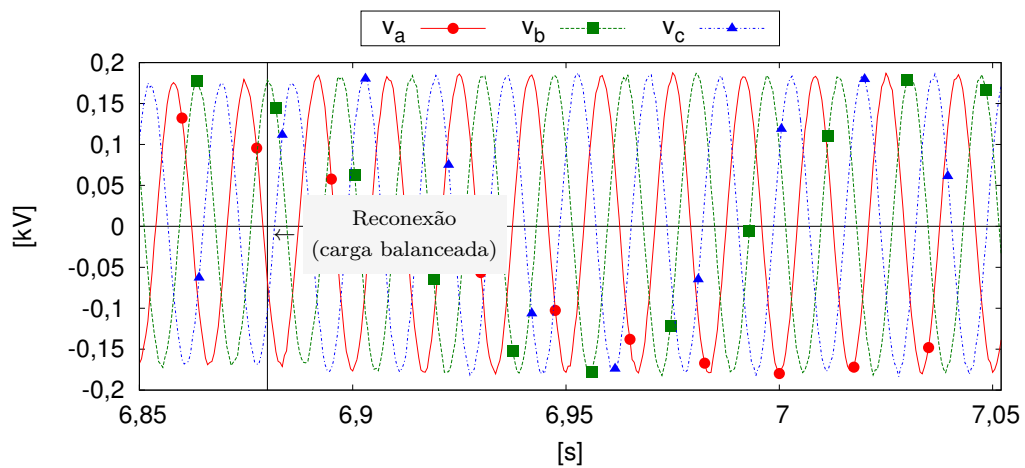
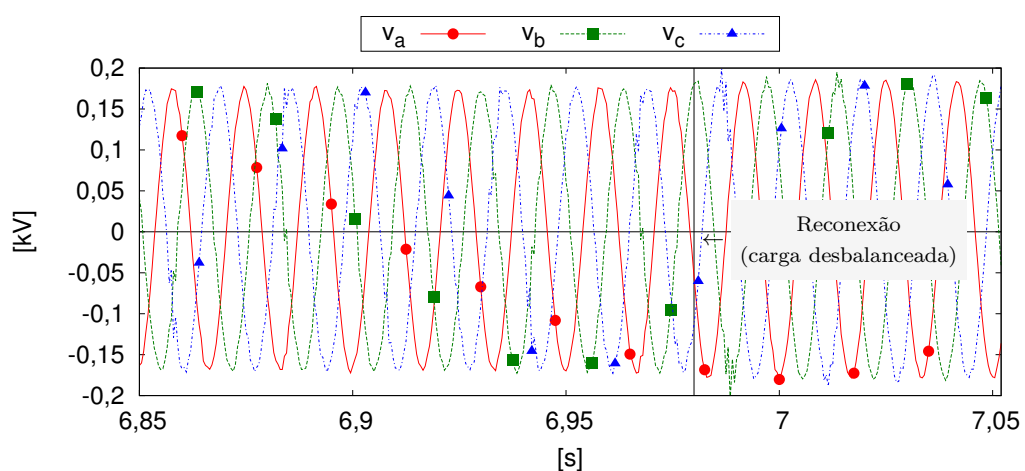


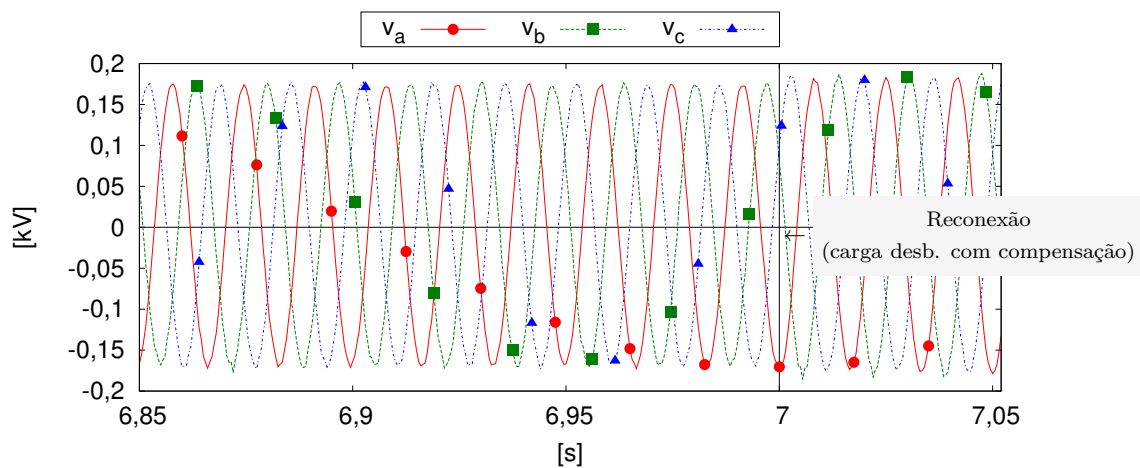
Figura 4.28: Tensão rms por fase antes e após a reconexão no medidor SUP A na microrrede : (a) equilibrada, (b) desequilibrada e (c) desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão.



(a)



(b)



(c)

Figura 4.29: Detalhe da tensão instantânea por fase antes e após a reconexão no medidor SUP A na microrrede : (a) equilibrada, (b) desequilibrada e (c) desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão.

Na Figura 4.30(a) são mostradas as correntes de fase no ponto de medição SUP A para a reconexão da microrrede equilibrada. Pode ser observado que após a

reconexão há uma pequena diminuição na corrente, devido à ação da rede assumir o fornecimento da potência ativa que era fornecida pelos conversores de suporte. A diminuição é pequena durante a reconexão pois os VSCs de suporte continuam fornecendo a maior parte da potência reativa da microrrede depois da reconexão.

A Figura 4.30(b) mostra as correntes de fase no ponto de medição SUP A para a reconexão da microrrede desequilibrada. Pode ser observado que as correntes são desequilibradas e após a reconexão esse desequilíbrio diminui.

Na Figura 4.30(c) são mostradas as correntes de fase no ponto de medição SUP A para a reconexão da microrrede desequilibrada utilizando compensação de desbalanço de tensão. O controle de compensação é ativado no instante $t = 1s$ da simulação, e demora aproximadamente $1s$ para balancear as tensões causando oscilações na corrente durante este período. Pode ser observado que as correntes continuam desequilibradas no ponto de conexão do VSC de suporte de tensão mesmo com o controle de compensação (SUP A).

Na Figura 4.31 são mostrados os detalhes das correntes instantâneas de fase no ponto de medição SUP A durante a reconexão para a microrrede equilibrada, desequilibrada e desequilibrada com compensação de tensão.

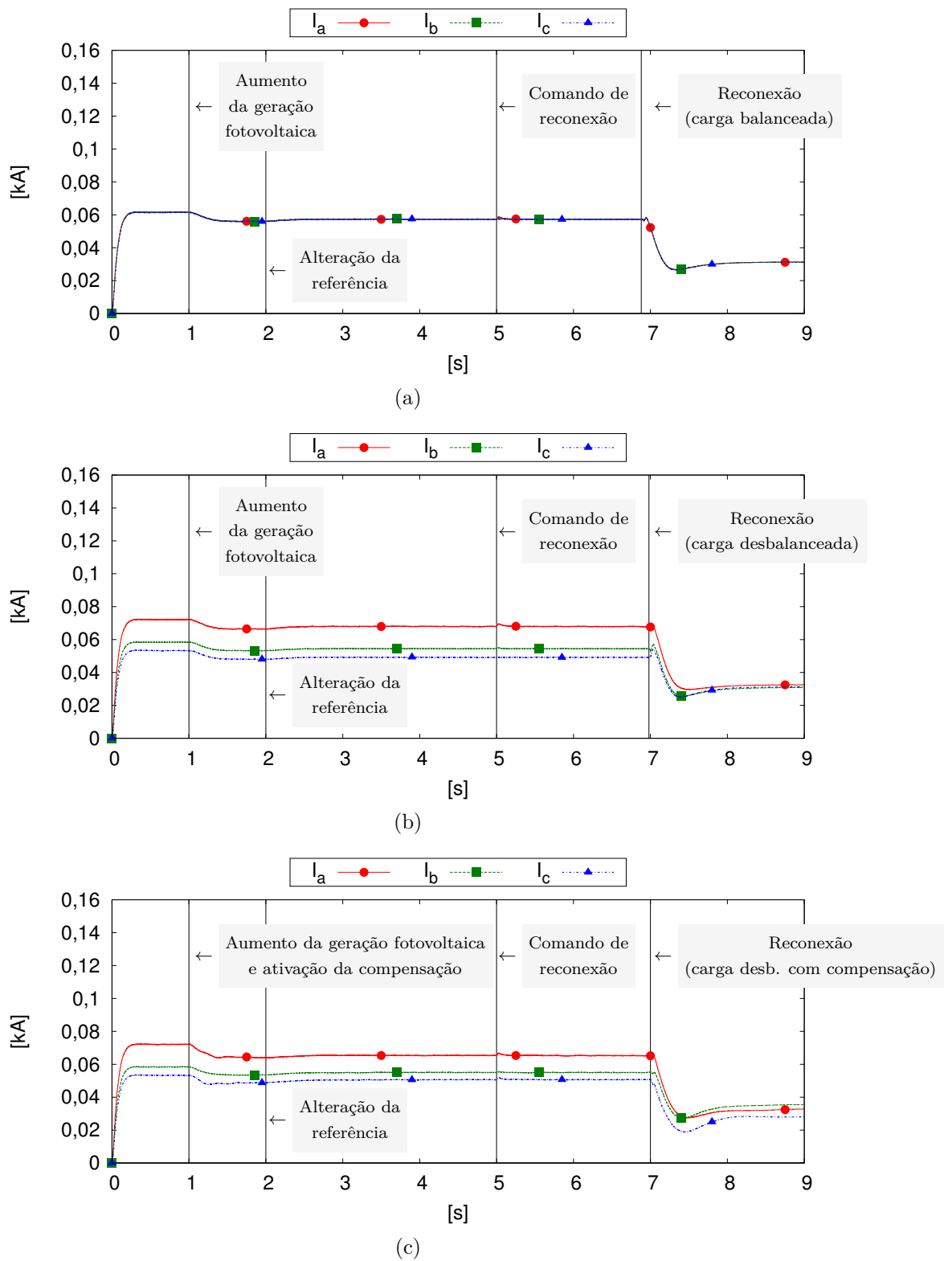


Figura 4.30: Corrente rms por fase antes e após a reconexão no medidor SUP A na microrrede : (a) equilibrada, (b) desequilibrada e (c) desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão.

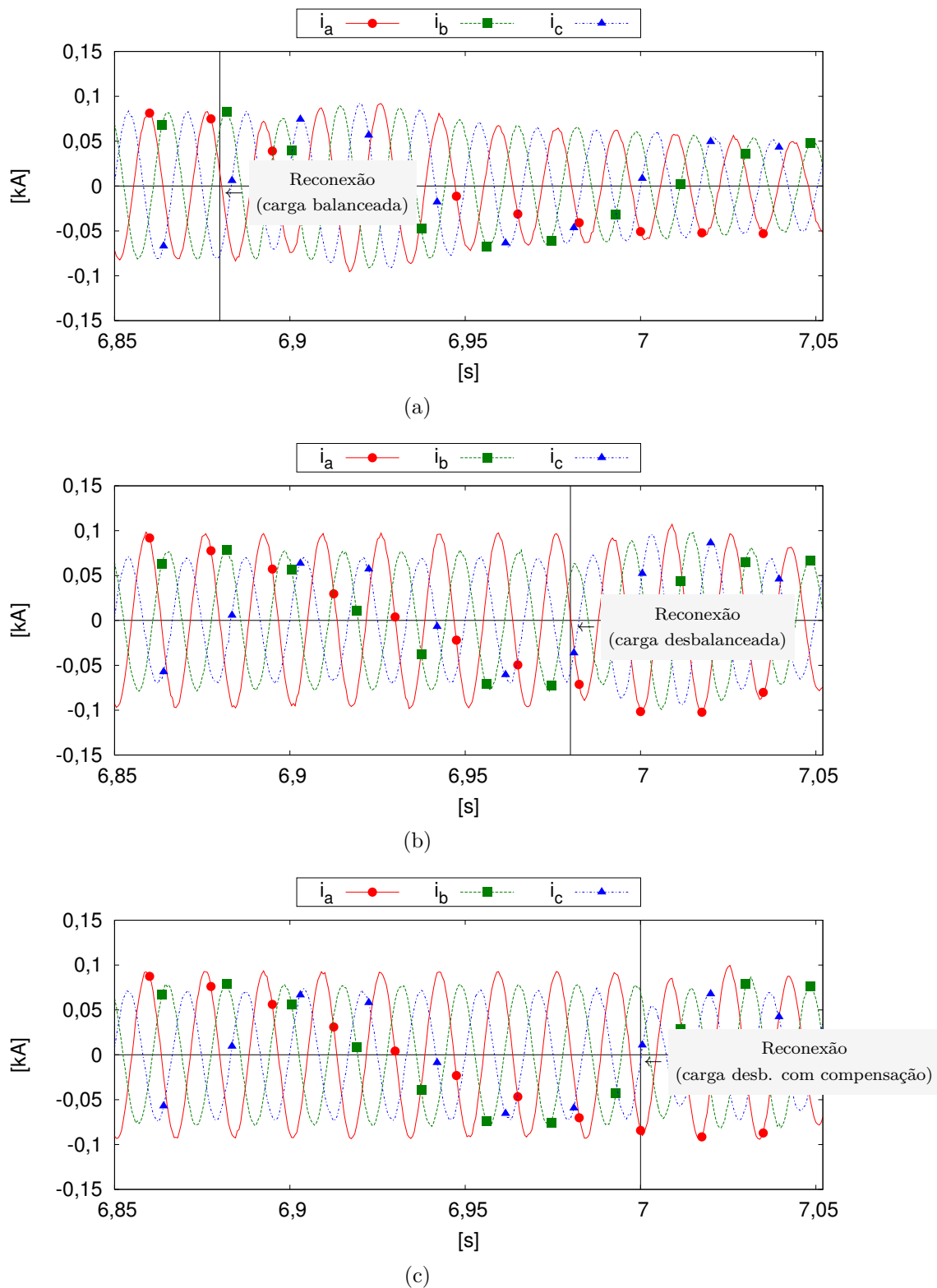


Figura 4.31: Detalhe da corrente instantânea por fase antes e após a reconexão no medidor SUP A na microrrede : (a) equilibrada, (b) desequilibrada e (c) desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão.

Na Figura 4.32(a) são mostradas a potência ativa de cada fase no ponto de medição SUP A antes e após a reconexão na microrrede equilibrada. No instante

$t = 1s$ quando a geração fotovoltaica aumenta, a geração nos VSCs de suporte diminuem automaticamente para manter o balanço de potência. Pode ser observado que antes da reconexão, próximo ao instante $t = 7s$, que a maior parte da potência ativa é fornecida pelos VSCs de suporte. Após a reconexão a potência que era fornecida pelos VSCs de suporte passa a ser fornecida pela rede.

A Figura 4.32(b) mostra a potência ativa de cada fase no ponto de medição SUP A antes e após a reconexão na microrrede desequilibrada. Neste caso, pode ser observada a diferença de potência entre as fases. Após a reconexão, próximo ao instante $t = 7s$, a potência ativa trifásica fornecida pelos VSCs de suporte passa a ser nula, mas por conta do desequilíbrio as potências nas fases não o são.

Na Figura 4.32(c) são mostradas a potência ativa de cada fase no ponto de medição SUP A antes e após a reconexão na microrrede desequilibrada utilizando compensação de desbalanço de tensão. O comportamento da microrrede neste caso, em relação à potência ativa, é semelhante ao da microrrede desequilibrada sem compensação. A compensação altera a diferença da potência nas fases dos VSCs de suporte devido ao desequilíbrio, mas não afeta a proporção da potência ativa trifásica dividida entre os VSCs de suporte, como pode ser visto no Apêndice C.

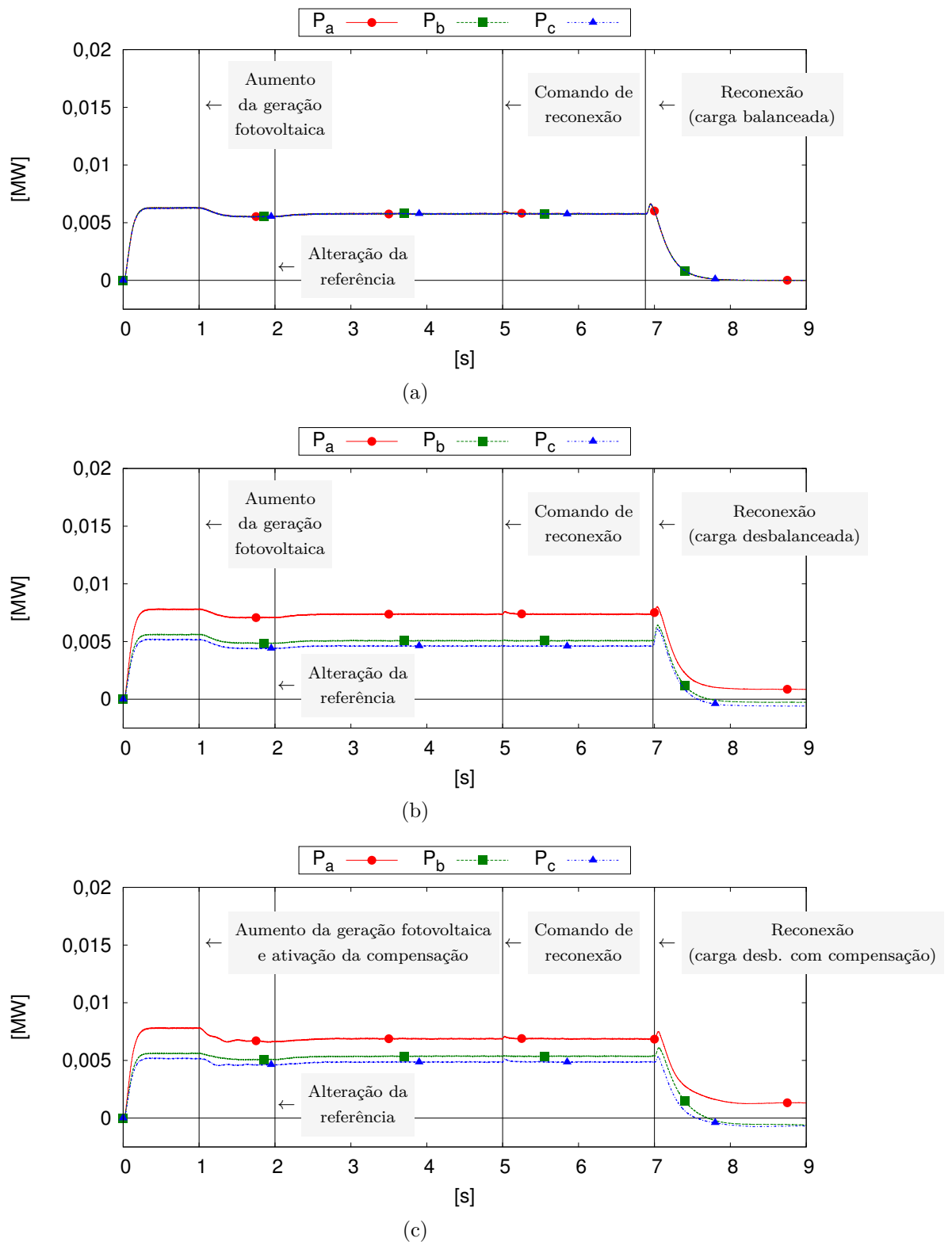


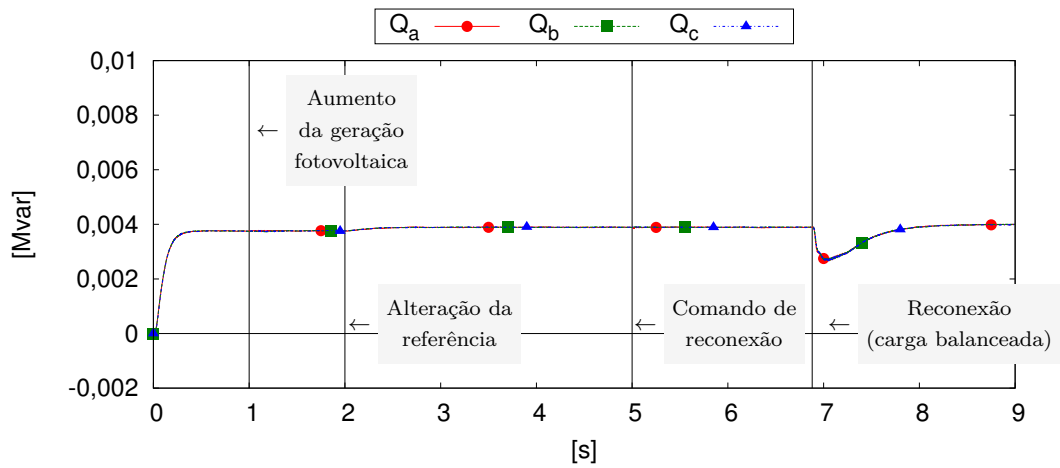
Figura 4.32: Potência ativa por fase antes e após a reconexão no medidor SUP A na microrrede : (a) equilibrada, (b) desequilibrada e (c) desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão.

Na Figura 4.33(a) são mostradas a potência reativa de cada fase no ponto de medição SUP A antes e após a reconexão na microrrede equilibrada. No instante

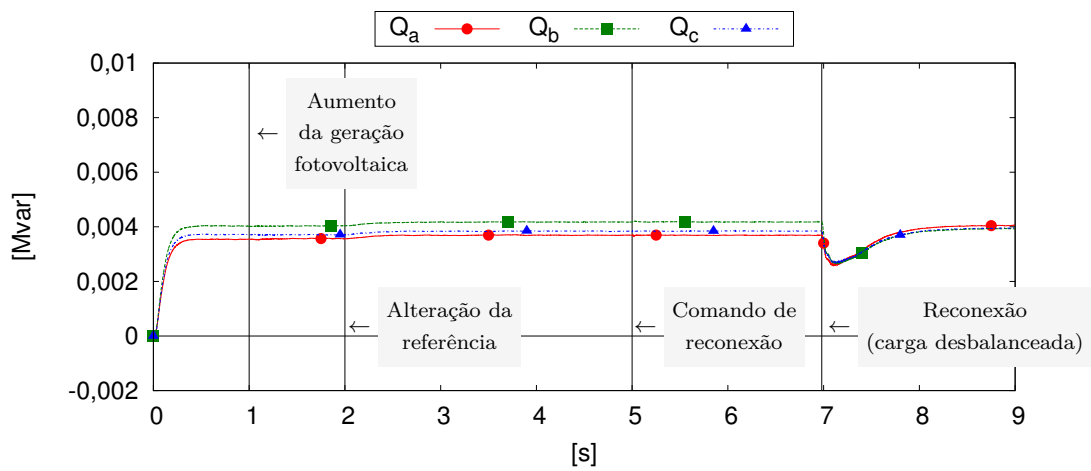
$t = 1s$ quando a geração fotovoltaica aumenta, não há influência significativa na divisão de potência reativa entre os VSCs de suporte. Pode ser observado que antes da reconexão, próximo ao instante $t = 7s$, que toda a potência reativa é fornecida pelos VSCs de suporte. Após a reconexão a potência reativa ainda continua sendo fornecida pelos VSCs de suporte (isso ocorre até que o controle secundário volte com a referência de potência reativa para zero), o VSC alimentado por painéis fotovoltaicos não fornece reativo por operar com fator de potência unitário.

A Figura 4.33(b) mostra a potência reativa de cada fase no ponto de medição SUP A antes e após a reconexão na microrrede desequilibrada. Neste caso pode ser observada a diferença de potência reativa entre as fases.

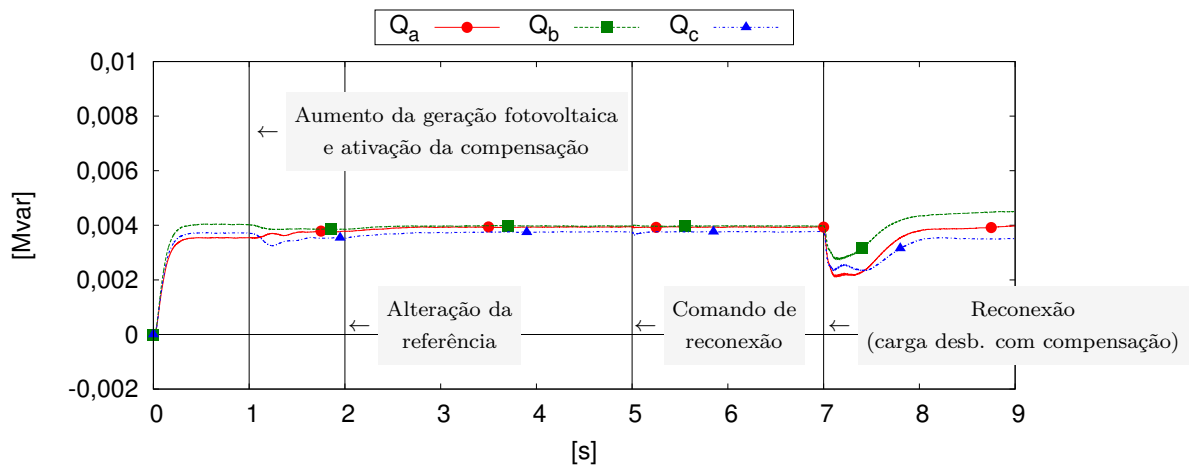
Na Figura 4.33(c) são mostradas a potência reativa de cada fase no ponto de medição SUP A antes e após a reconexão na microrrede desequilibrada utilizando compensação de desbalanço de tensão. O comportamento da microrrede neste caso, em relação à potência reativa, é semelhante ao da microrrede desequilibrada sem compensação. A compensação altera a diferença da potência nas fases dos VSCs de suporte devido ao desequilíbrio, mas não afeta a proporção de potência reativa trifásica dividida entre os VSCs de suporte.



(a)



(b)



(c)

Figura 4.33: Potência reativa por fase antes e após a reconexão no medidor SUP A na microrrede : (a) equilibrada, (b) desequilibrada e (c) desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão.

Na Figura 4.34(a) são mostradas a potência ativa, reativa e aparente trifásica no ponto de medição SUP A antes e após a reconexão na microrrede equilibrada.

No instante $t = 1s$ quando a geração fotovoltaica aumenta, a geração de potência ativa nos VSCs de suporte diminuem automaticamente para manter o balanço de potência. Pode ser observado que antes da reconexão, próximo ao instante $t = 7s$, que a maior parte da potência ativa e reativa é fornecida pelos VSCs de suporte. Após a reconexão a potência ativa que anteriormente eram fornecidas pelos VSCs de suporte passa a ser fornecida pela rede.

A Figura 4.34(b) mostra a potência ativa, reativa e aparente trifásicas no ponto de medição SUP A antes e após a reconexão na microrrede desequilibrada. Apesar das potências nas fases serem desequilibradas, as potências trifásicas tem praticamente o mesmo valor médio e comportamento que no caso da microrrede equilibrada.

Na Figura 4.34(c) são mostradas as potência ativa, reativa e aparente trifásicas no ponto de medição SUP A antes e após a reconexão na microrrede desequilibrada utilizando compensação de desbalanço de tensão. Como no caso da microrrede desequilibrada e equilibrada, as potências trifásicas tem praticamente o mesmo valor médio e comportamento, com uma pequena alteração no comportamento dinâmico devido ao controle de compensação de desbalanço de tensão.

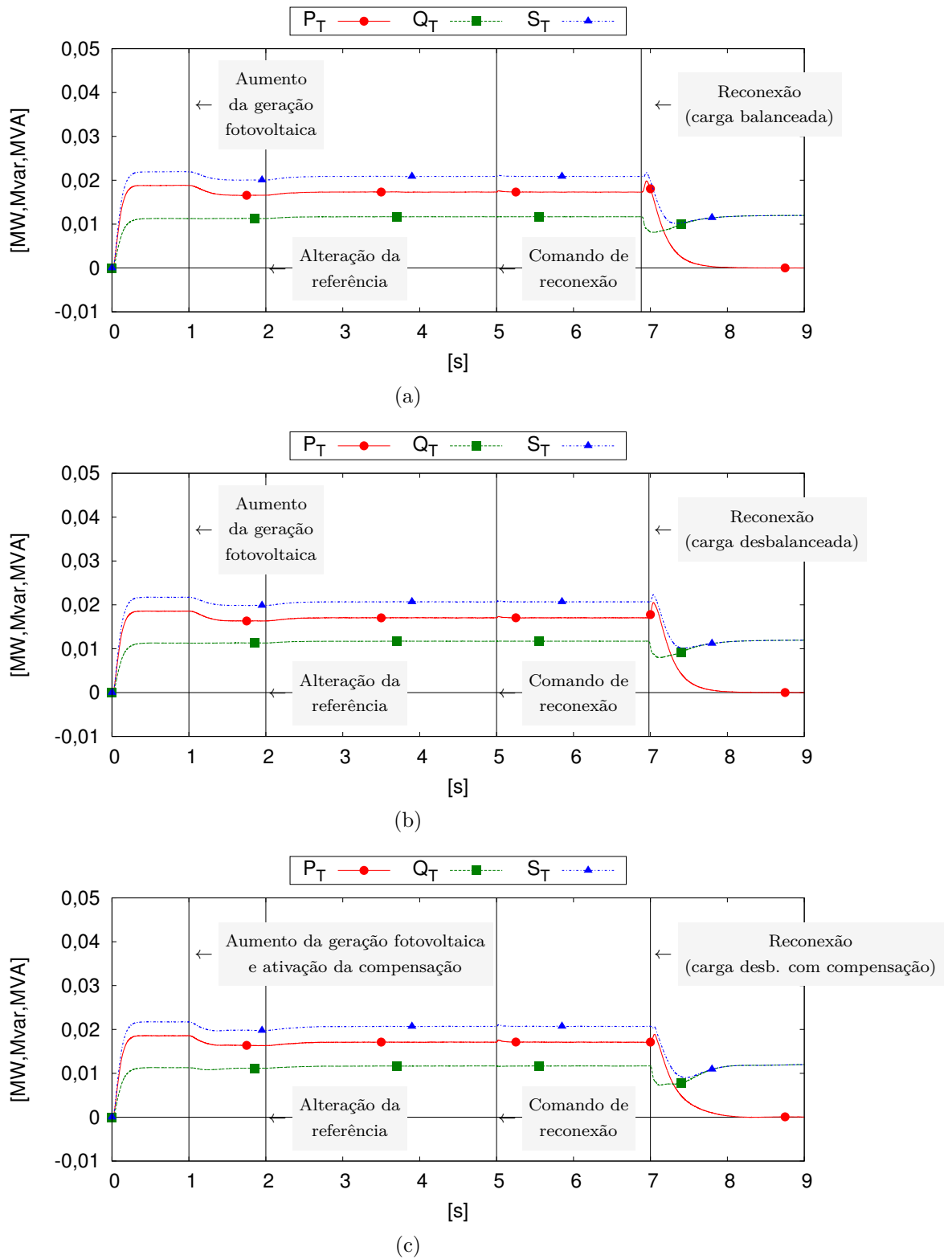


Figura 4.34: Potências trifásicas antes e após a reconexão no medidor SUP A na microrrede : (a) equilibrada, (b) desequilibrada e (c) desequilibrada com compensação de desbalanceo de tensão.

Nas Figuras 4.35 e 4.36 são mostradas as potências ativa e reativa trifásicas em todos os medidores da microrrede para a reconexão. Nestas figuras é possível

observar a divisão proporcional de potência entre os conversores de suporte.

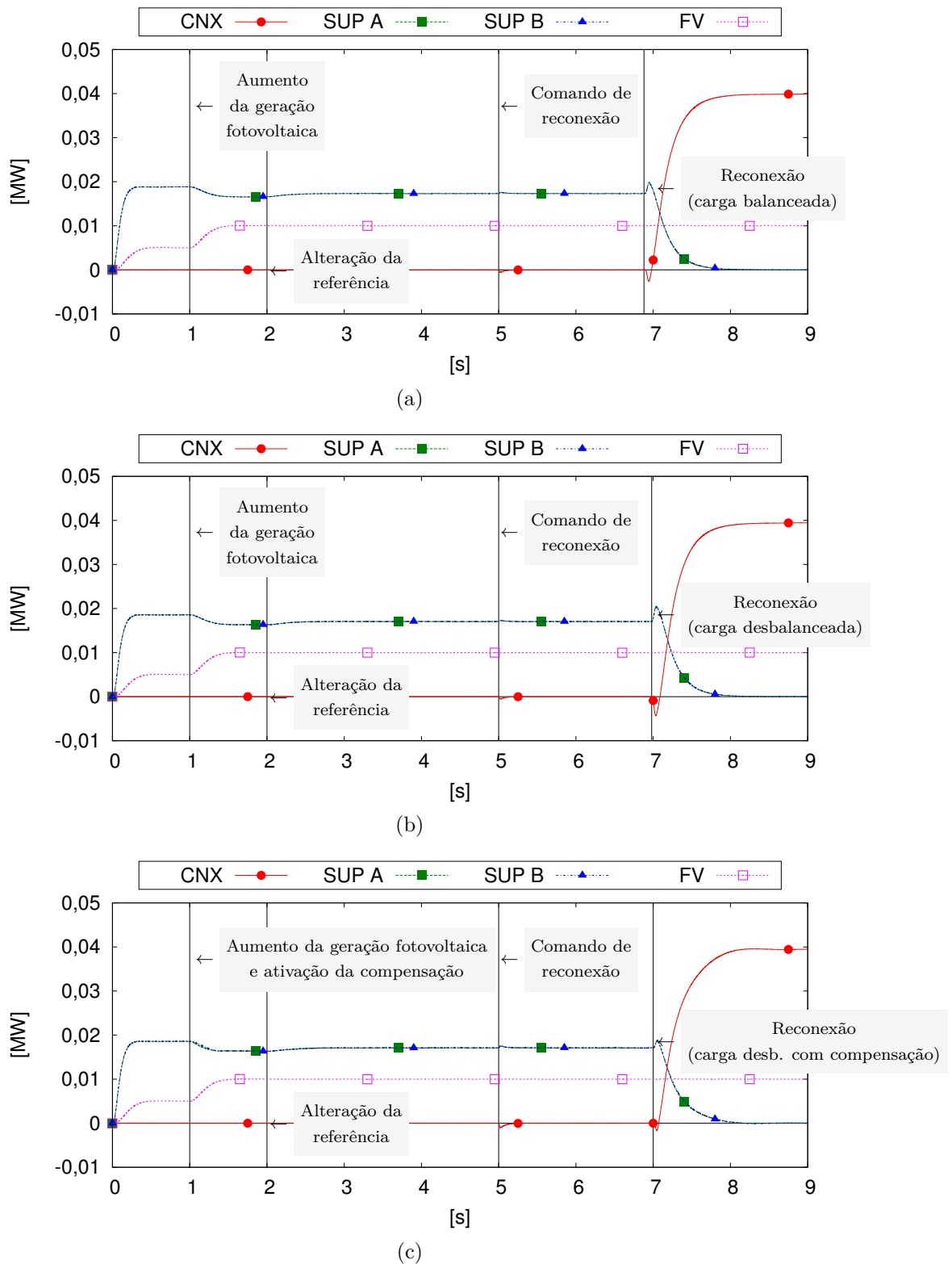


Figura 4.35: Potência ativa trifásica em todos os medidores para a reconexão na microrrede: (a) equilibrada, (b) desequilibrada e (c) desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão.

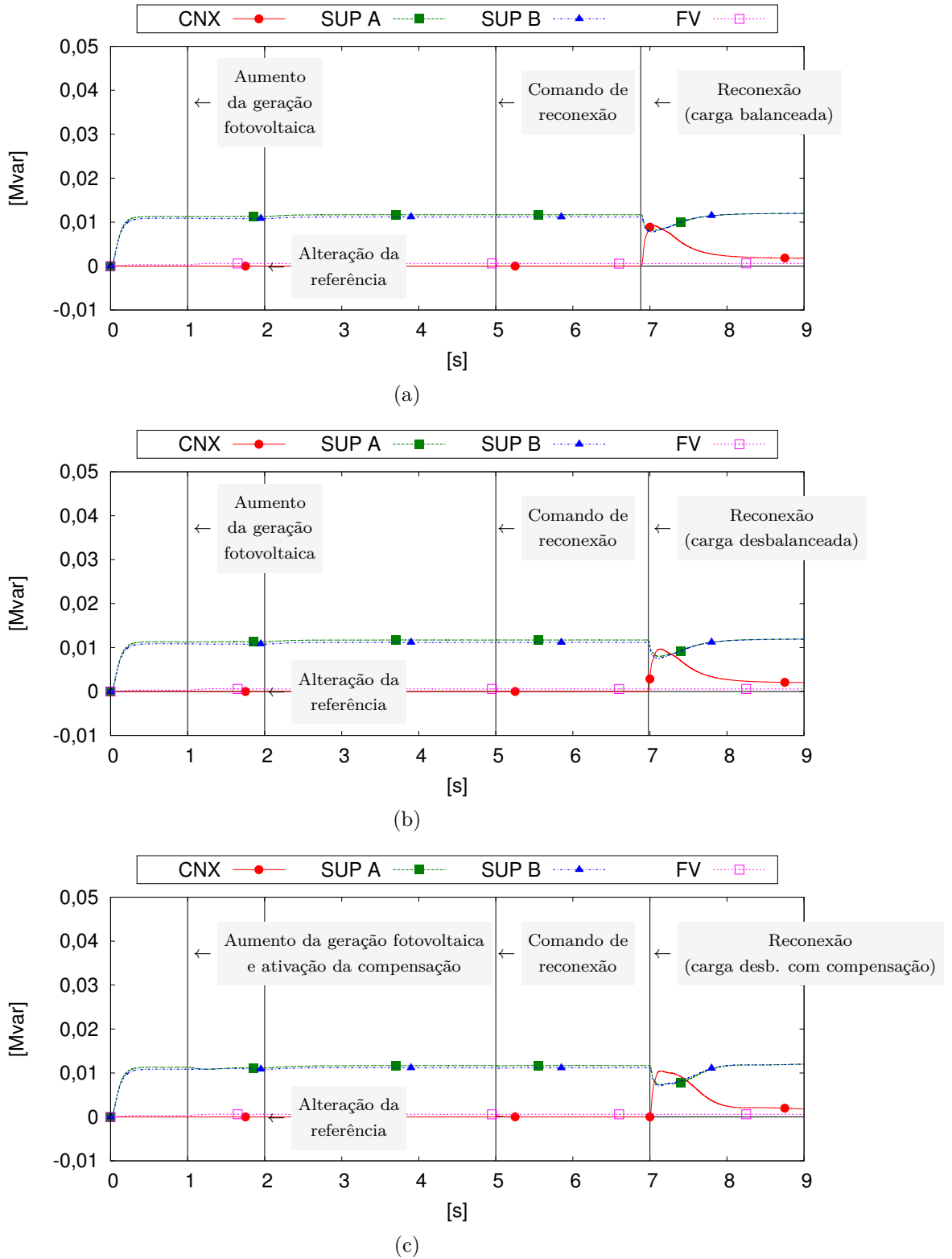


Figura 4.36: Potência reativa trifásica em todos os medidores para a reconexão na microrrede: (a) equilibrada, (b) desequilibrada e (c) desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão.

Nas Figuras 4.37 e 4.38 são mostradas a frequência e a tensão da rede e microrrede no seu ponto de conexão (CNX) antes e após a reconexão. São mostradas as curvas

para a microrrede equilibrada, desequilibrada e desequilibrada com compensação de desbalanço tensão. No instante $t = 2s$, quando o controle secundário envia as referências de potência reativa, pode ser visto um aumento na tensão para aproximar o valor da tensão da microrrede ao valor da tensão da rede. Pode ser observado que após a reconexão próximo ao instante $t = 7s$, há tanto um degrau de frequência quanto de tensão devido ao degrau de potência que deixa de ser fornecido pelos VSCs de suporte e passa a ser fornecida pela rede. A variação na medição da frequência da rede é causada pelo transitório do fechamento da chave de conexão da microrrede junto ao transformador do lado da rede, pelo atraso do filtro utilizado na medição e também pelo tempo de resposta do PLL.

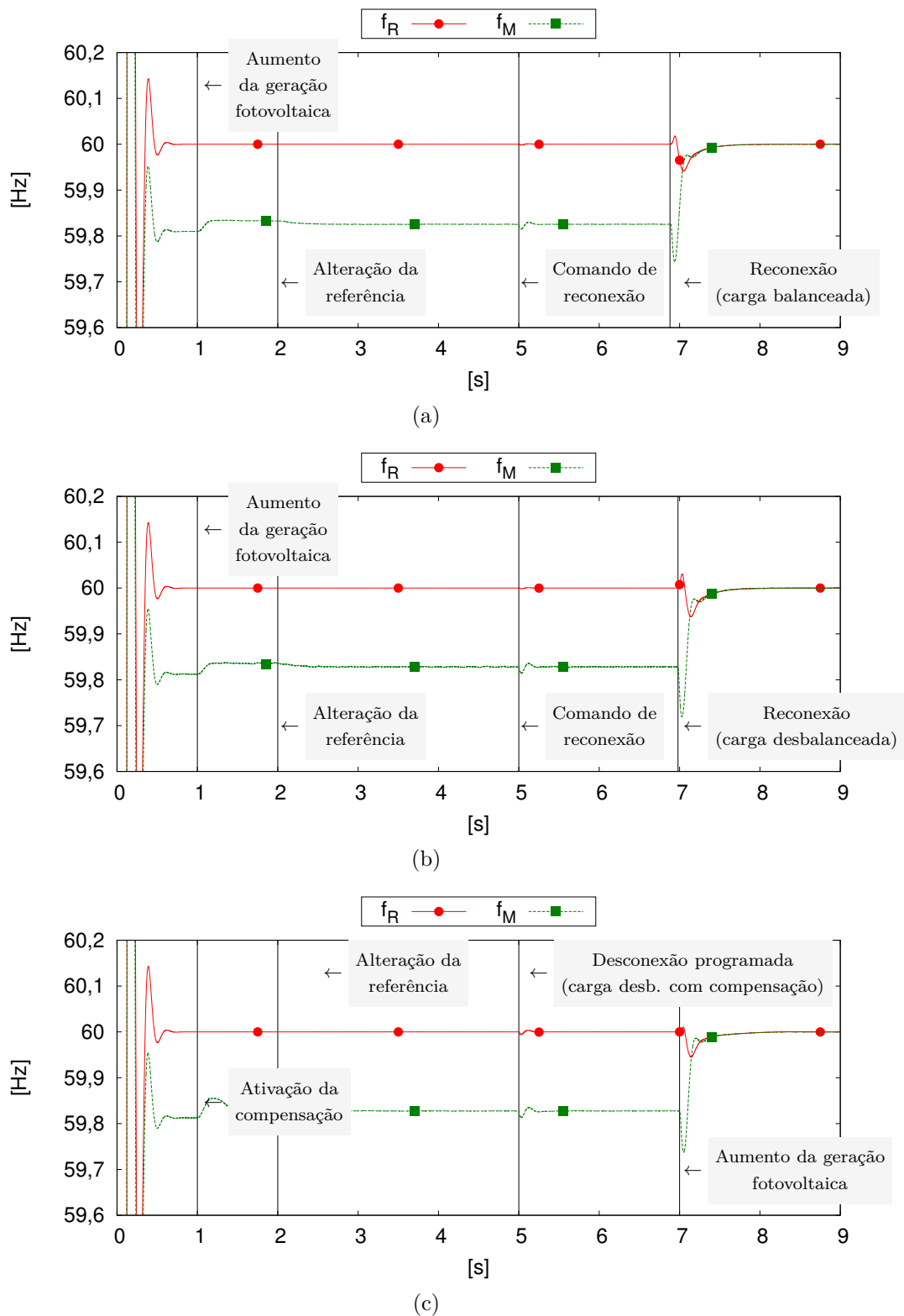


Figura 4.37: Frequência no ponto de conexão da rede com a microrrede (CNX) antes e após a reconexão: (a) equilibrada, (b) desequilibrada e (c) desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão

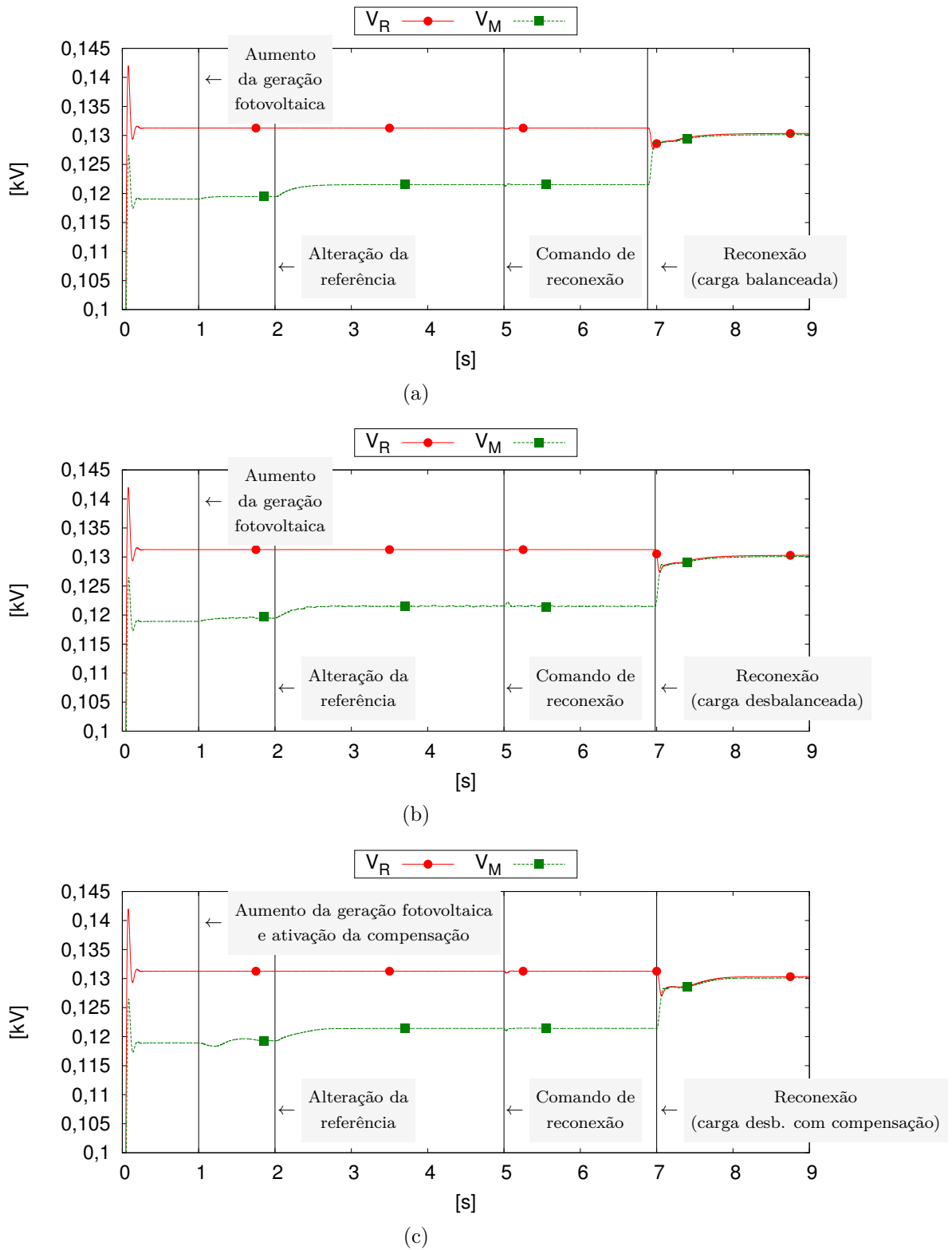


Figura 4.38: Tensão rms no ponto de conexão da rede com a microrrede (CNX) antes e após a reconexão: (a) equilibrada, (b) desequilibrada e (c) desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão

As Figuras 4.39 e 4.40 mostram as componentes simétricas e o fator de desbalanço de tensão no ponto de medição na saída do VSC de suporte A (SUP A) antes

e após a reconexão. Pode ser visto que o fator de desbalanço de tensão (FDT), calculado pela relação (3.4), fica acima do valor recomendado de 2% para a microrrede desequilibrada antes da reconexão e bem abaixo de 1% quando é utilizado o controle de compensação de desbalanço de tensão na microrrede desequilibrada.

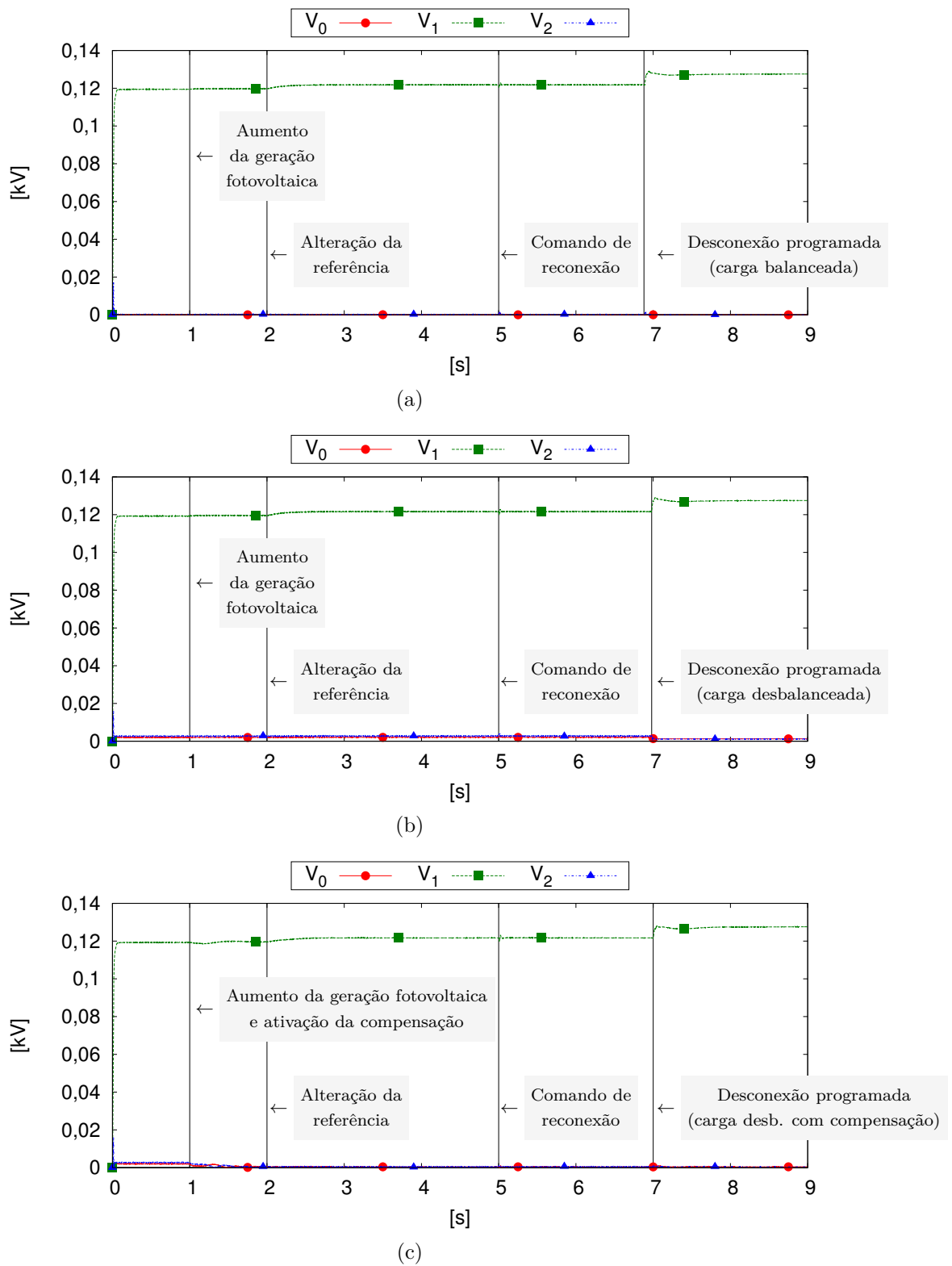
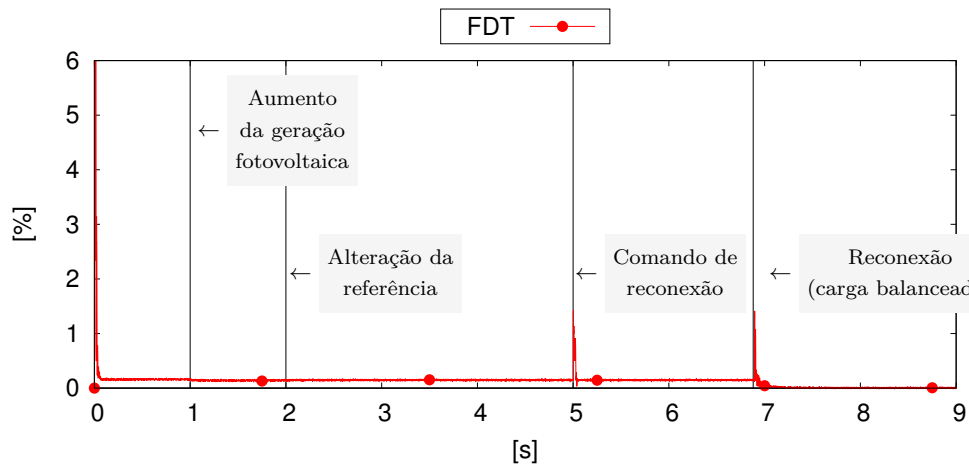
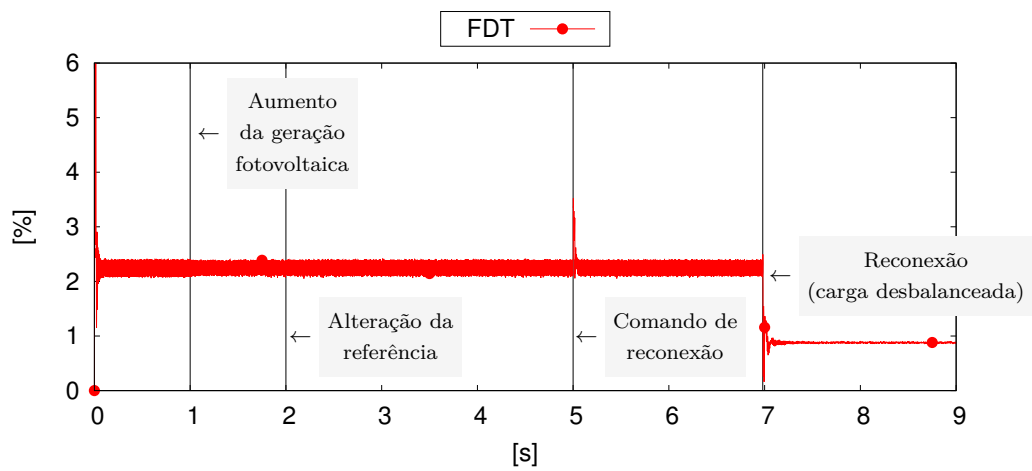


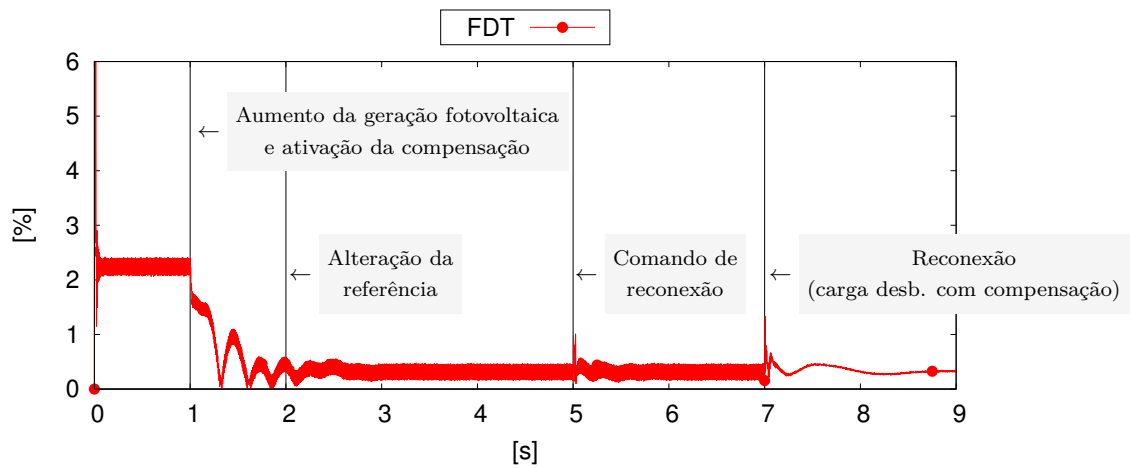
Figura 4.39: Componentes simétricas da tensão no medidor SUP A antes e após a reconexão da microrrede : (a) equilibrada, (b) desequilibrada e (c) desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão



(a)



(b)

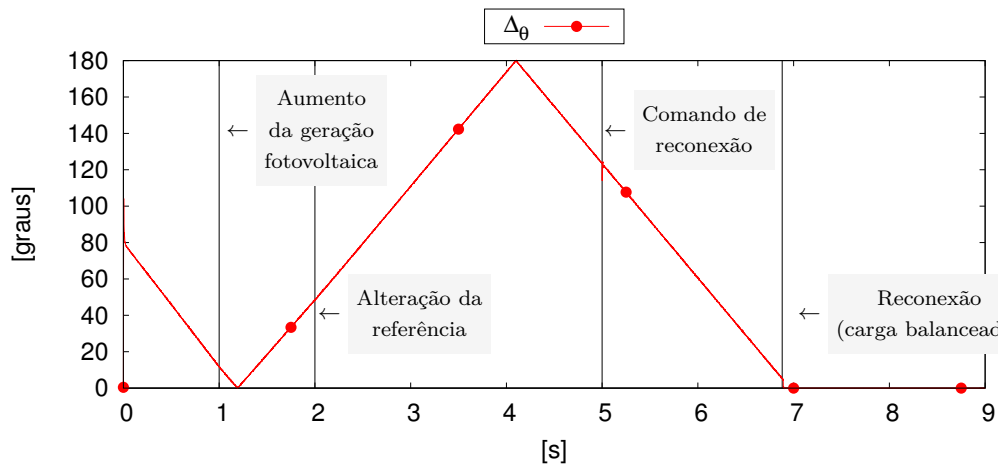


(c)

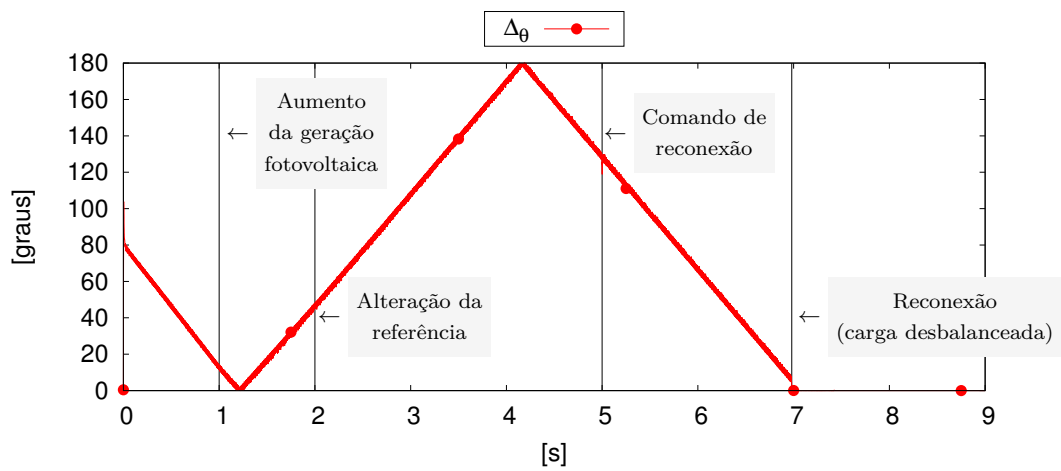
Figura 4.40: Fator de desbalanço de tensão (FDT) no medidor SUP A antes e após a reconexão da microrrede : (a) equilibrada, (b) desequilibrada e (c) desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão

As Figuras 4.41 e 4.42 mostram a diferença absoluta de ângulo e de tensão de pico entre a microrrede e a rede no ponto de conexão (CNX) antes e após a reconexão.

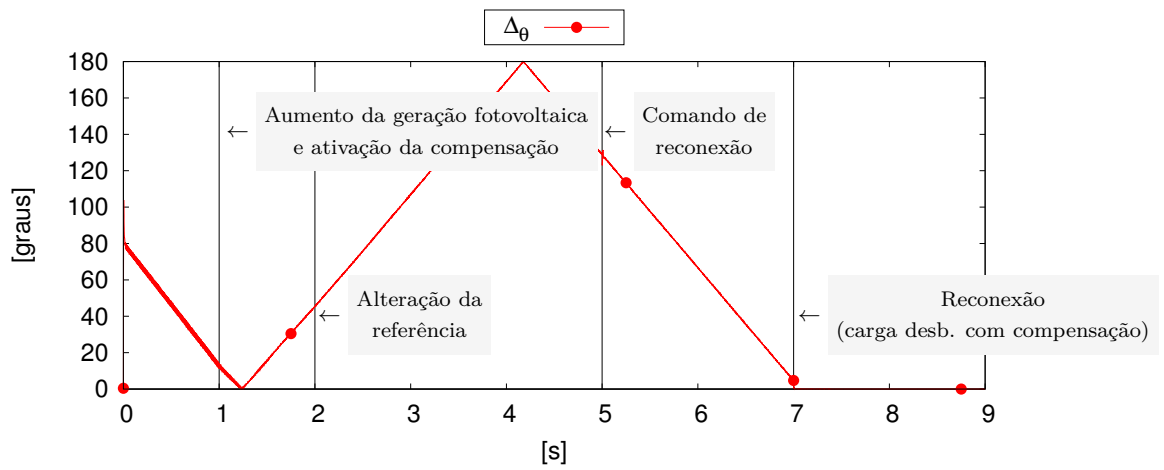
Na figura pode ser observado que após o comando de reconexão, no instante $t = 5s$, que a tensão já está dentro do limite desejado, no entanto a reconexão só ocorre quando a variação mínima de ângulo de fase entre a rede e microrrede é atingida, próximo ao instante $t = 7s$. Como mencionado anteriormente, devido à escolha da inclinação da curva de decaimento $f \times p$, a frequência fica dentro da faixa necessária para reconexão.



(a)



(b)



(c)

Figura 4.41: Diferença absoluta de ângulo entre a microrrede e a rede no ponto de conexão (CNX) antes e após a reconexão da microrrede : (a) equilibrada, (b) desequilibrada e (c) desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão

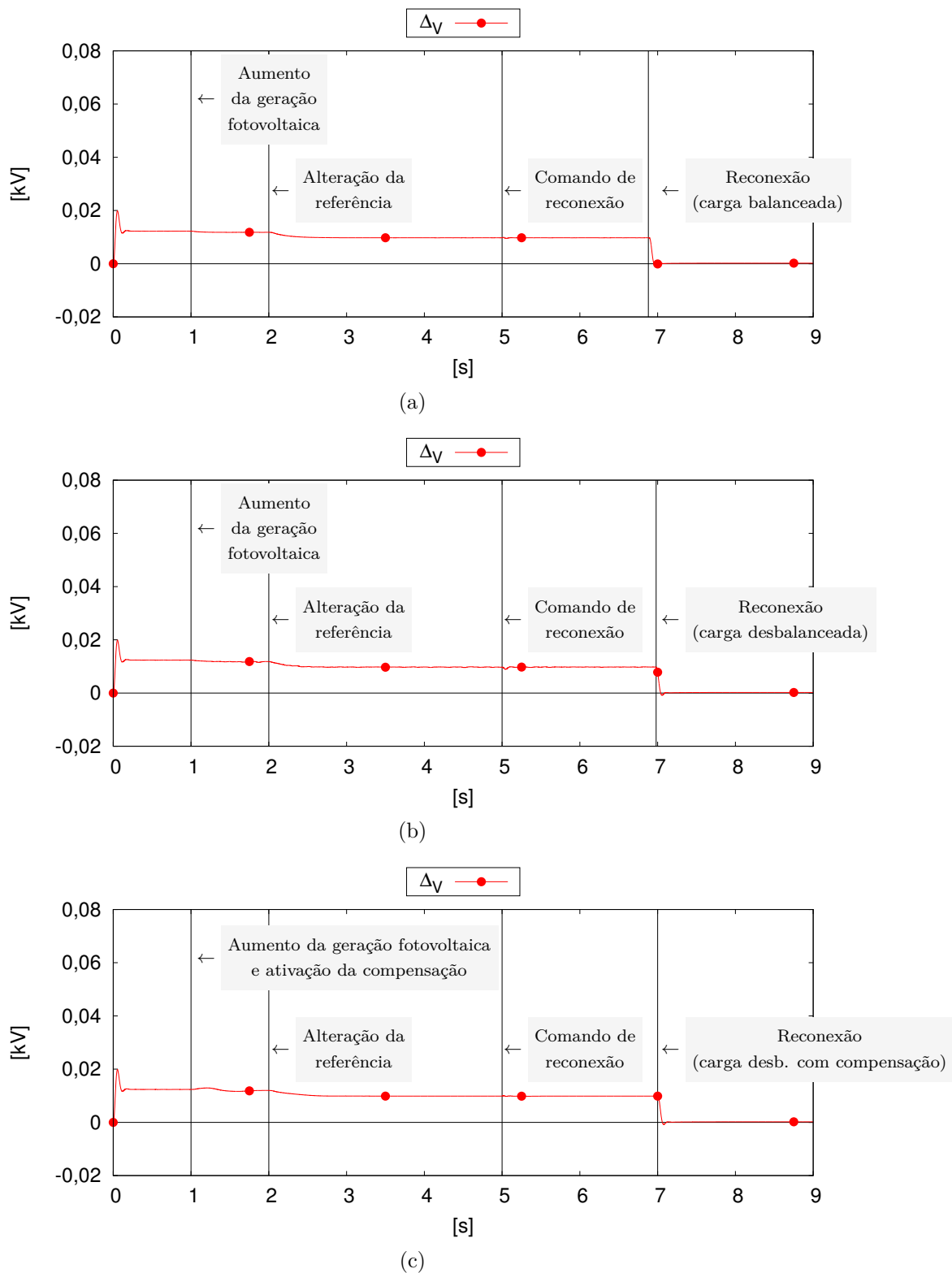


Figura 4.42: Diferença de tensão de pico entre a microrrede e a rede no ponto de conexão (CNX) antes e após a reconexão da microrrede : (a) equilibrada, (b) desequilibrada e (c) desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão

4.2 Resultados Experimentais

Para comprovar o funcionamento prático dos controladores de corrente e de tensão de laço duplo (descritos no Capítulo 2), da impedância virtual com realimentação pela corrente de referência e da técnica de compensação de desbalanço (propostos e descritos no Capítulo 3), foi projetado e montado um protótipo experimental de VSC mostrado na Figura 4.43. Na figura pode ser visto o protótipo do VSC e da fonte CC desenvolvidos. O protótipo do VSC de 300W é baseado no módulo trifásico de potência IRAMS10UP60A. A conexão entre o controle digital do VSC, onde são recebidos os sinais de disparo das chaves do módulo e enviados os valores de corrente e tensão medidos na placa, é isolada por optoacopladores. Os diagramas esquemáticos do projeto do VSC estão listados no Apêndice D.1. A Fonte CC regulável de 300W é um retificador acoplado a um conversor CC abaixador (buck), sendo que o seu controle digital foi implementado em um microcontrolador PIC18F4620. Os diagramas esquemáticos do projeto da Fonte CC estão no Apêndice D.2. Foi utilizada uma fonte CC controlada ao invés de um banco de baterias, pela não disponibilidade de um banco de baterias com as características necessárias. A utilização do banco seria mais indicado para o funcionamento mais próximo de uma aplicação real. Todo o controle e disparo das chaves do VSC foram implementados digitalmente em um DSP de ponto flutuante TMS320F28335 utilizando linguagem de programação C, sendo que o código da implementação está listado no Apêndice E.

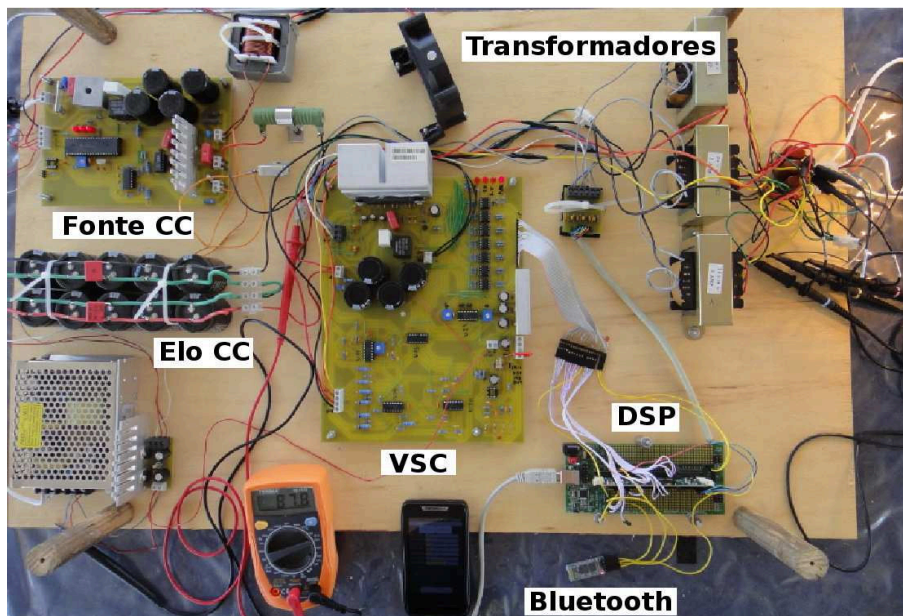


Figura 4.43: Protótipo desenvolvido.

Na Figura 4.44 é mostrado o painel de supervisão do controlador do VSC. O programa foi desenvolvido para o sistema operacional Android e se comunica através

de um canal serial bluetooth com o DSP. No painel são mostrados os valores medidos e calculados internamente no DSP, além de dois botões que possibilitam ligar ou desligar a saída PWM do VSC e a compensação de desbalanço de tensão.

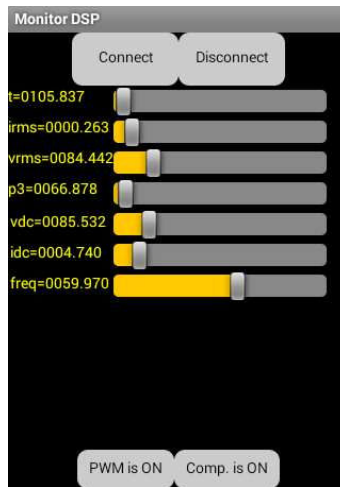


Figura 4.44: Painel de supervisão do controlador do VSC para sistema operacional Android.

A configuração do circuito utilizando os protótipos é mostrada na Figura 4.45. A Fonte V_{cc} é implementada pelo protótipo da Fonte CC mais um banco de capacitores que formam o elo CC. São utilizados três transformadores monofásicos elevadores de tensão com primário e secundário ligados em estrela aterrada, com resistência R_t e indutância dispersão L_t em série. O filtro LC de saída é formado pela indutância do transformador L_t e três capacitores C_f ligados em estrela com neutro aterrado. A carga trifásica desequilibrada é modelada por três resistências R_a , R_b e R_c .

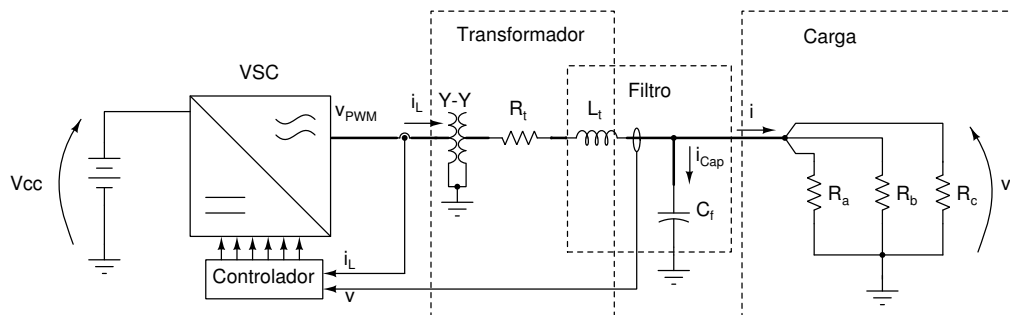


Figura 4.45: Circuito utilizado para testes com o protótipo.

Os valores dos componentes utilizados na montagem são listados na Tabela 4.6.

Tabela 4.6: Parâmetros do circuito do protótipo.

Parâmetro	Valor
V_{cc}	90V
R_t	43,06 Ω
L_t	268mH
C_f	2,2 μF
Relação do transformador	24V-120V
Capacitância do elo CC	5500 μF
R_a	161 Ω
R_b	269 Ω
R_c	403 Ω

Na Tabela 4.7 são mostrados os parâmetros utilizados no controlador digital implementado no DSP.

Tabela 4.7: Parâmetros dos controladores digitais do protótipo.

Parâmetro	Valor
Referência da tensão de saída	120V $_{rms}$
Indutância virtual	$L_v = 500mH$
Ganhos dos controladores PR de corrente	$K_p = 0,1V/A$ $K_i = 4V/As$
Ganhos dos controladores PR de tensão	$K_{pv} = 0,01A/V$ $K_{iv} = 0,01A/Vs$
Ganhos dos controladores PR do compensador	$K_{pt} = 0,001A/V$ $K_{it} = 0,02A/Vs$
Ganhos do controlador do PI do PLL	$K_{pp} = 5rad/vai^*$ $K_{ip} = 900rad/vai^*s$
Frequência dos controladores digitais	$F_s = 4kHz$
Frequência do PWM	$F_{PWM} = 12kHz$

* vai = volt-ampère imaginário como definido no capítulo 3 de [31].

4.2.1 *Hardware in the Loop* (HIL)

Para validação e teste do controle implementado no DSP antes de ser utilizado no circuito real, foi utilizada a técnica de *hardware in the loop* (HIL). O programa implementado possui vários controladores na forma digital, como os de corrente, tensão e desbalanço, além da implementação da impedância virtual e PLL. Um erro

de programação em qualquer um desses controles pode causar mau funcionamento e danos irreversíveis ao protótipo. Por estes motivos antes de utilizar o controle implementado no DSP no protótipo ele foi testado com um circuito simulado no programa PSCAD. A Figura 4.46 ilustra o procedimento de *hardware in the loop* utilizado para teste do programa de controle implementado no DSP.

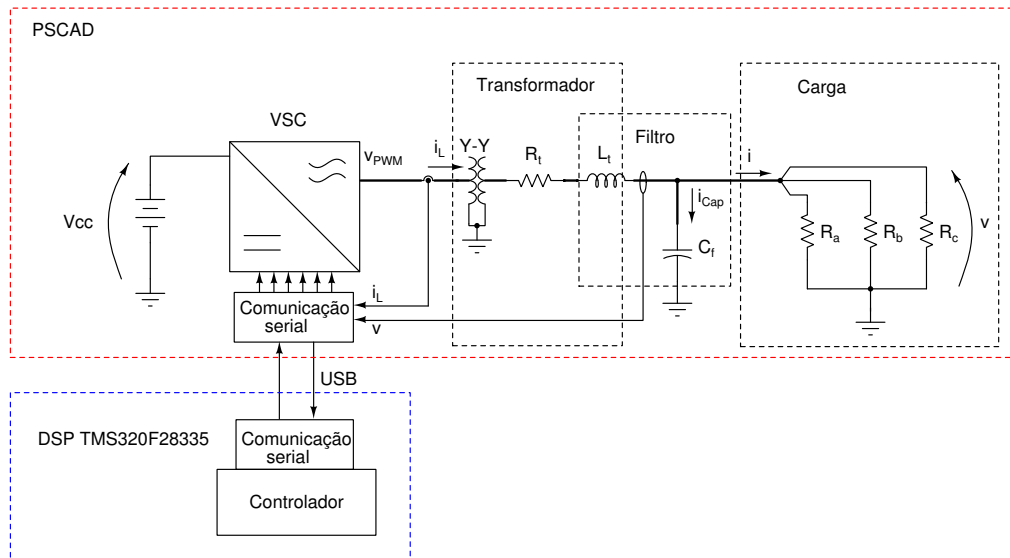


Figura 4.46: Configuração para utilização do HIL.

A comunicação entre o PSCAD e o DSP é feita por um canal serial (implementado sobre USB pelo kit de DSP utilizado). No PSCAD a comunicação é feita utilizando um bloco escrito em linguagem de programação C e no DSP utilizando o dispositivo serial de comunicação (SCI - *Serial communications interface*).

As etapas da simulação utilizando a técnica de HIL são:

- o PSCAD, simulando o circuito implementado com passos de $10\mu s$, a cada $0,25ms$ (para $F_s = 4kHz$) de simulação envia os valores de tensão e correntes para o DSP, e fica esperando a resposta de retorno do DSP;
- o programa de controle implementado no DSP utiliza os valores recebidos do PSCAD nos controladores e retorna os valores de referência do PWM calculados, e fica aguardando novo envio de valores pelo PSCAD;
- o PSCAD recebe os valores de referência do PWM, gera os pulsos e continua a simulação até atingir mais $0,25ms$ de simulação e repetir o processo.

Com a utilização do HIL, o controle foi testado com três configurações de carga desequilibrada: carga em estrela com neutro aterrado, carga em estrela sem neutro aterrado e carga entre fases.

A Figura 4.47 mostra os valores das tensões nas cargas da simulação utilizando HIL com uma carga desequilibrada com neutro aterrado. São mostrados os valores de tensão rms de cada fase, as componentes de sequência e fator de desbalanço de tensão (FDT). Do início da simulação até o instante $t = 5s$ o controle de desbalanço de tensão está ativado e as tensões são equilibradas, depois deste instante o desbalanço das tensões não são compensados e as tensões ficam desequilibradas. Pode ser observado que neste caso o desbalanço de tensão chega a quase 15%. Des-tes resultados pode se concluir que todos os controladores, impedância virtual e PLL implementados no DSP funcionaram adequadamente, fornecendo a resposta esperada.

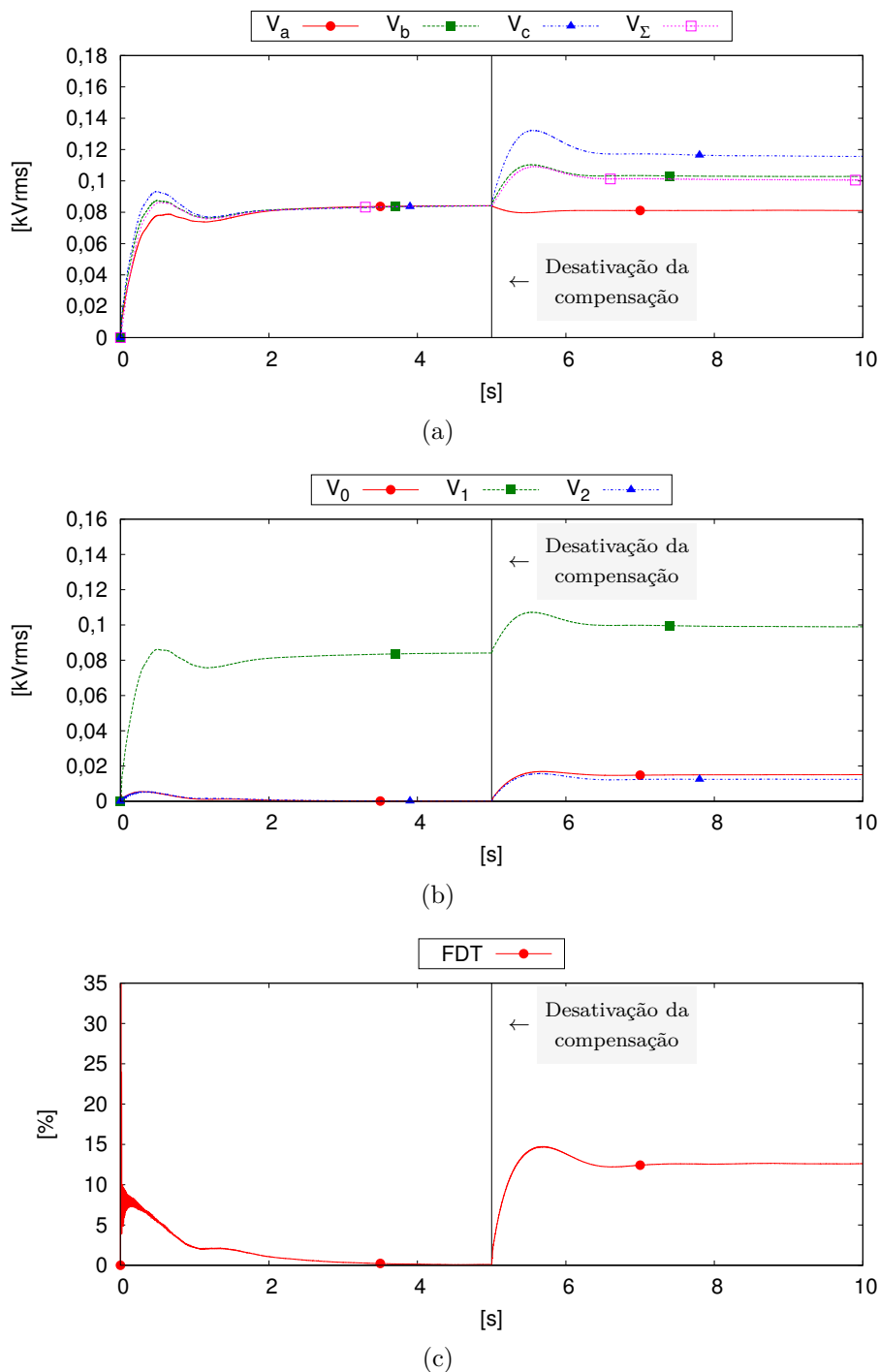


Figura 4.47: Tensões na carga da simulação utilizando HIL com carga trifásica desequilibrada com neutro: (a) valores rms de fase e agregado, (b) componentes de sequência e (c) fator de desbalanço de tensão.

A Figura 4.48 mostra os valores da simulação utilizando HIL com uma carga desequilibrada sem o neutro aterrado. São mostrados os valores de tensão rms de cada fase, as componentes de sequência e fator de desbalanço de tensão (FDT). O comportamento nesta simulação é semelhante ao do caso anterior com o neutro aterrado. Pode ser observado que neste caso, depois do desligamento do controle

de compensação, o desbalanço de tensão chega a quase 15% como no caso anterior. Também neste caso a resposta foi dentro do esperado.

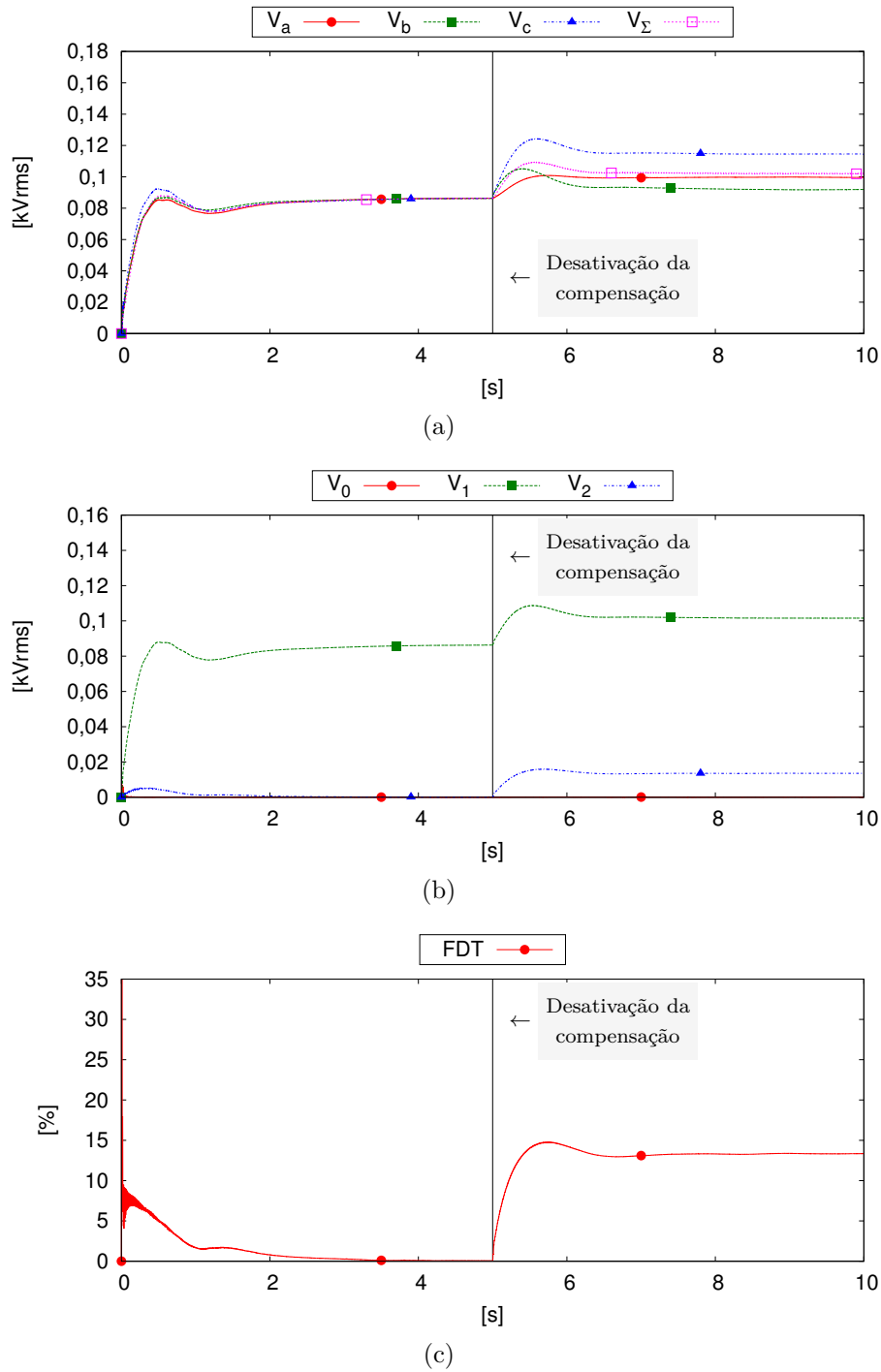


Figura 4.48: Tensões na carga da simulação utilizando HIL com carga trifásica desequilibrada sem neutro: (a) valores rms de fase e agregado, (b) componentes de sequência e (c) fator de desbalanço de tensão.

A Figura 4.49 mostra os valores da simulação utilizando HIL com uma carga entre as fases 'b' e 'c', sendo que o valor desta resistência de carga é $2R_c$. São

mostrados os valores de tensão rms de cada fase, as componentes de sequência e fator de desbalanço de tensão (FDT). Pode ser observado que neste caso, depois do desligamento do controle de compensação, o desbalanço de tensão passa de 20%, ficando superior aos casos anteriores. Com esses resultados foi possível concluir que o controle do DSP foi validado corretamente e que pode ser utilizado no protótipo sem problemas.

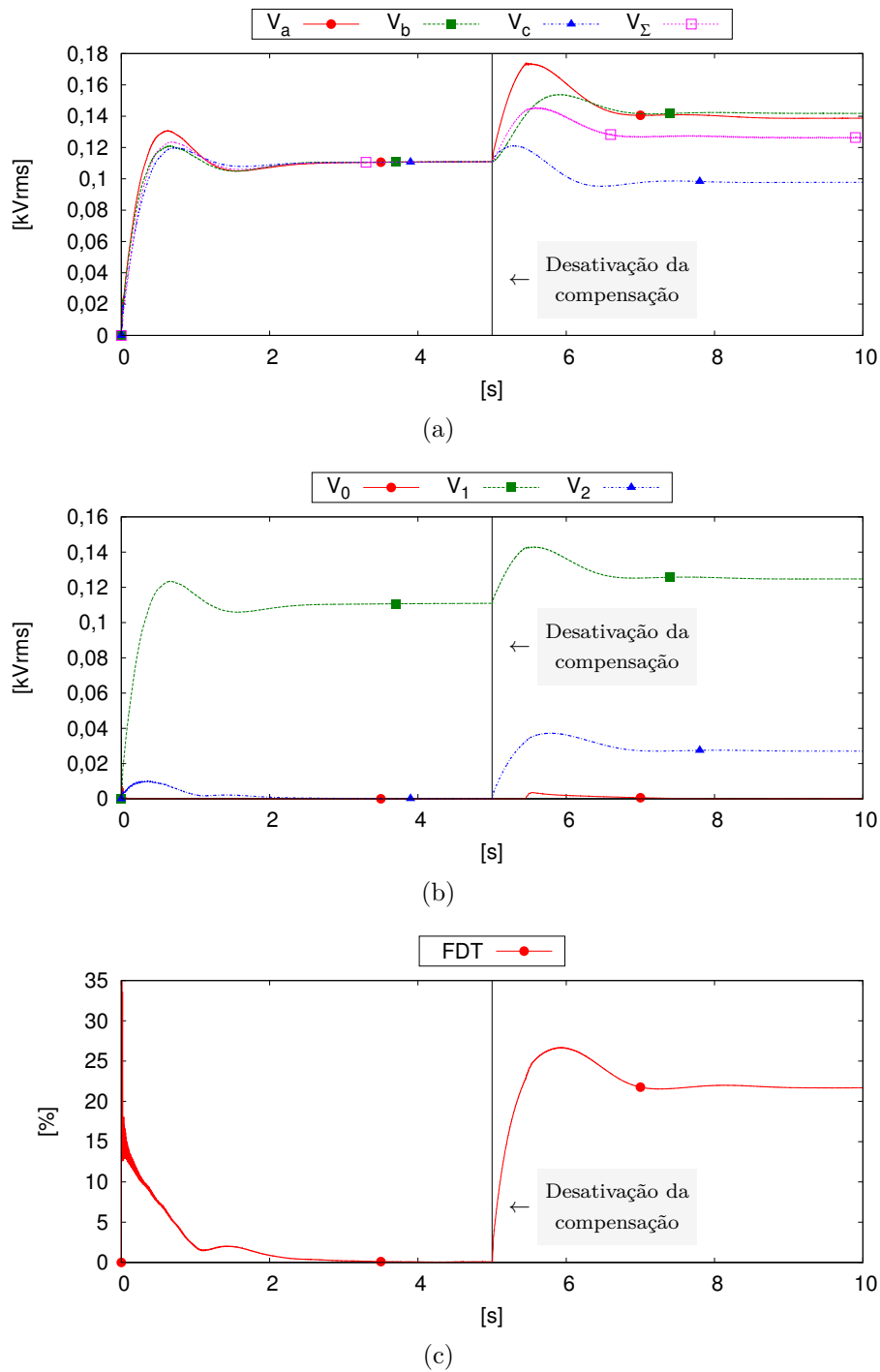


Figura 4.49: Tensões na carga da simulação utilizando HIL com carga entre as fases 'b' e 'c': (a) valores rms de fase e agregado, (b) componentes de seqüência e (c) fator de desbalanço de tensão.

Para validação do controle VF dos conversores foi utilizada a configuração mostrada na Figura 4.50. Neste caso foram utilizados dois DSPs TMS320F28335 processando independentemente o controle de cada conversor e sem comunicação entre eles.

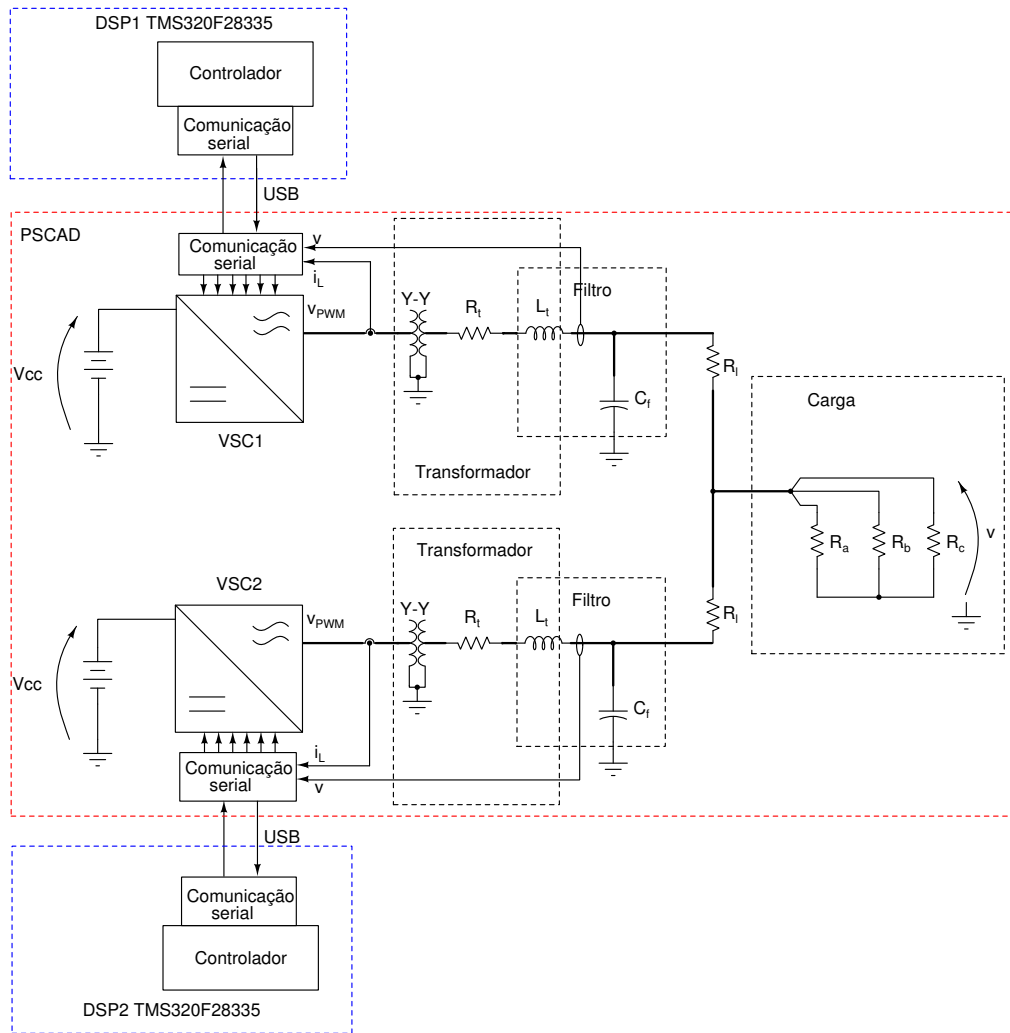


Figura 4.50: Configuração para utilização do HIL para validação do controle VF.

Para simulação com a técnica HIL foi utilizado para o VSC1 os valores listados na Tabela 4.8, além dos listados na Tabela 4.7. Os valores das inclinações das retas de decaimento utilizados no VSC2 são a metade dos valores utilizados no VSC1. Logo o VSC2 fornece o dobro de potência do VSC1. Os conversores são ligados a uma carga trifásica desequilibrada em estrela sem neutro aterrado por uma resistência R_l , a qual possui o valor de 1Ω .

Tabela 4.8: Parâmetros dos controladores VF da simulação utilizando HIL.

Parâmetro	Valor
Inclinação da reta de decaimento $f \times p$	$K_f = 3,1416 \text{mHz}/W$
Inclinação da reta de decaimento $V \times q$	$K_V = 5 \text{mV}/\text{var}$
Constante de tempo do filtro PB de medição de p e q	0,2s

A Figura 4.51 mostra as tensões de fase rms e o valor agregado na carga da

simulação utilizando HIL com carga trifásica sem o neutro aterrado. O controle de compensação de desbalanço atua do início da simulação até o instante $t = 15s$, após isso ele é desligado e as tensões se tornam desequilibradas.

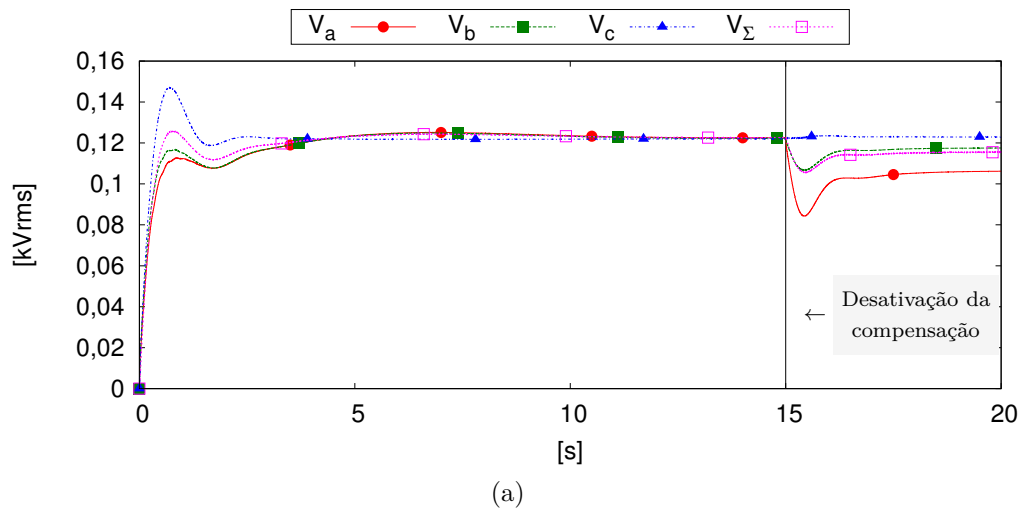


Figura 4.51: Tensões de fase rms e agregada na carga da simulação utilizando HIL com carga trifásica sem o neutro aterrado.

A Figura 4.52 mostra as potências ativa e reativa fornecidas por cada conversor. Como dito anteriormente, pode ser observado que o VSC2 sempre opera com potência duas vezes maior que o VSC1. Depois do desligamento do controle de compensação, no instante $15s$, pode ser observada a diminuição de potência fornecida devido à variação de tensão na carga. Assim, o resultado obtido valida o funcionamento do controle de compensação de desbalanço de tensão junto ao controle VF do conversor para operação em microrredes.

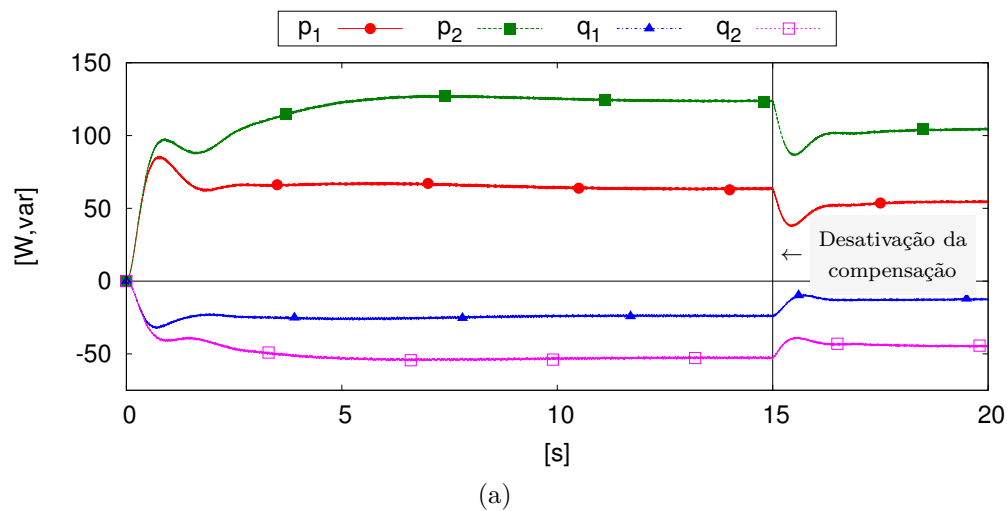
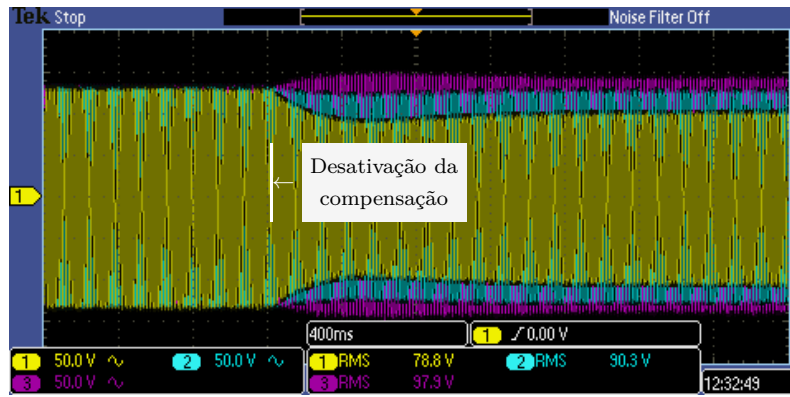


Figura 4.52: Potências ativa e reativa fornecidas pelo VSC1 (p_1 e q_1) e VSC2 (p_2 e q_2).

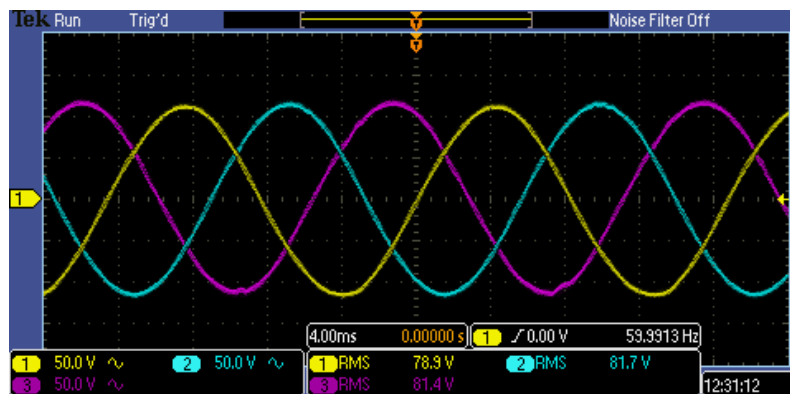
4.2.2 Medições Experimentais

Utilizando o protótipo desenvolvido, montado conforme a configuração da Figura 4.45 e um osciloscópio Tektronix DPO2014B, foram obtidas as medições do circuito em funcionamento. O protótipo foi testado com três configurações de carga desequilibrada: carga em estrela com neutro aterrado, carga em estrela sem neutro aterrado e carga entre duas fases.

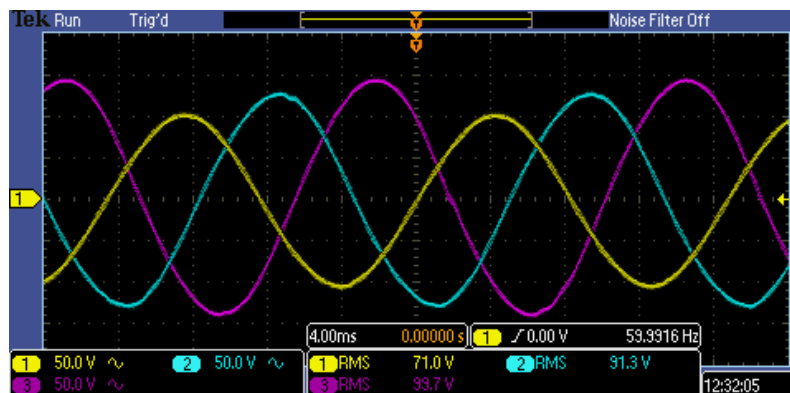
A Figura 4.53 mostra as medições de tensões por fase na transição do modo ligado para o desligado do controle de desbalanço de tensão para carga trifásica desequilibrada em estrela aterrada. Pode ser observado na figura o funcionamento do controle de compensação de desbalanço de tensão e da impedância virtual com realimentação pela corrente de referência. O funcionamento da impedância virtual faz com que existam tensões com amplitudes diferentes nas fases da carga desequilibrada (com a compensação de desbalanço de tensão desligada). Caso a impedância virtual não estivesse funcionando, as tensões seriam equilibradas mesmo com a carga desequilibrada.



(a)



(b)



(c)

Figura 4.53: Transição do modo ligado para o desligado do controle de desbalanço de tensão para carga trifásica desequilibrada em estrela aterrada: (a) transição, (b) detalhe da tensão compensada e (c) detalhe da tensão não compensada.

A Figura 4.54 mostra os valores calculados a partir das tensões medidas para carga trifásica desequilibrada em estrela aterrada. As tensões medidas pelo osciloscópio foram salvas em um arquivo e tratadas numericamente, posteriormente em um computador, para obtenção dos valores de tensão rms de fase e componentes de sequência (utilizando transformada discreta de Fourier) e fator de desbalanço de tensão (3.4). Pode ser observado que neste caso, o fator de desbalanço de tensão

fica em torno de 12% se não for utilizado o controle de compensação de desbalanço de tensão.

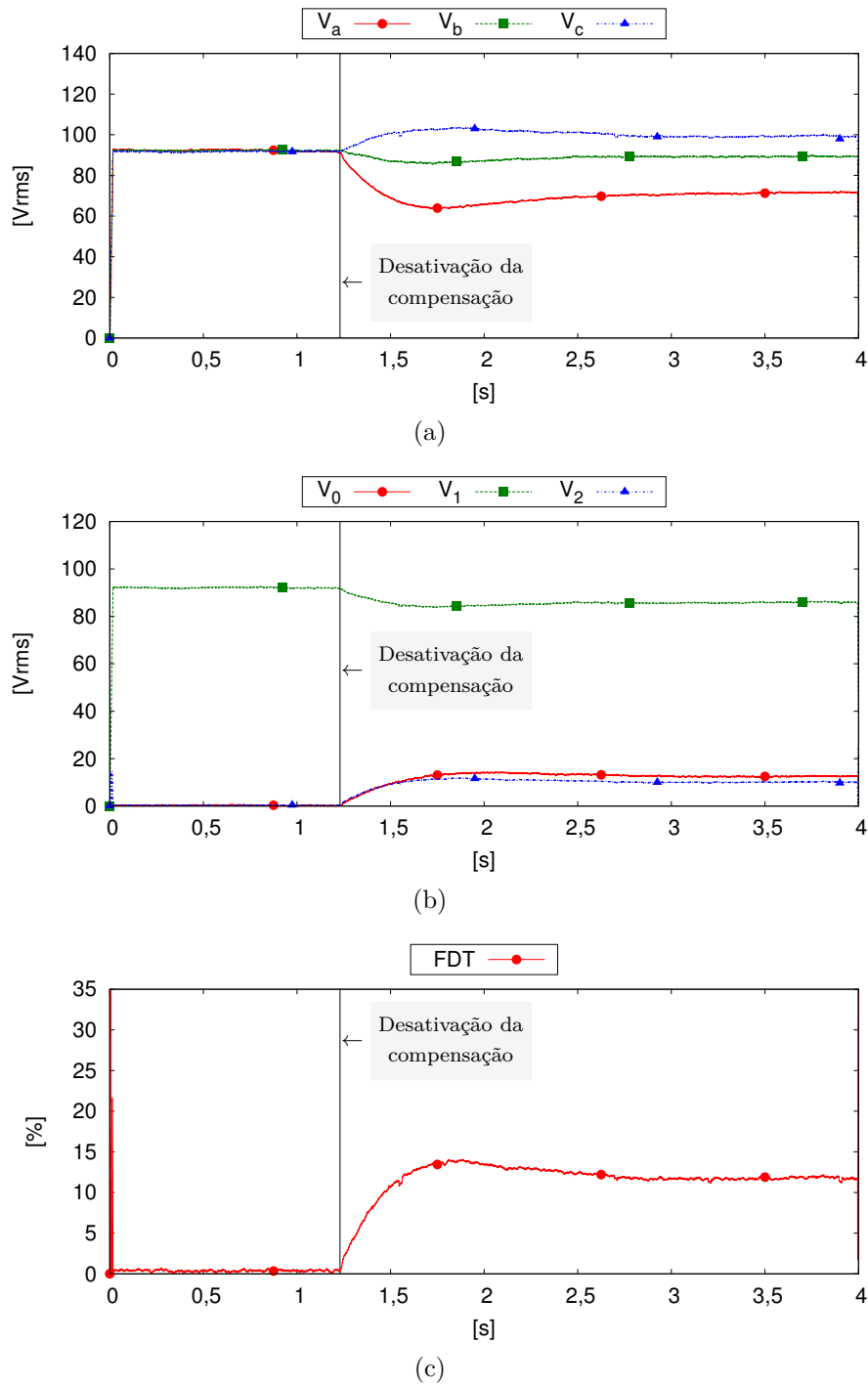
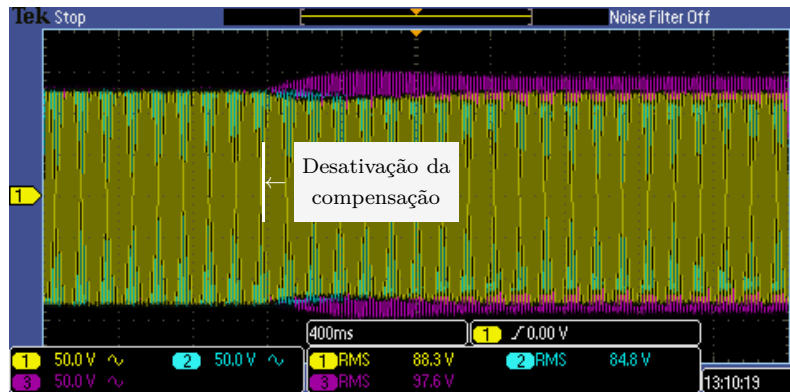


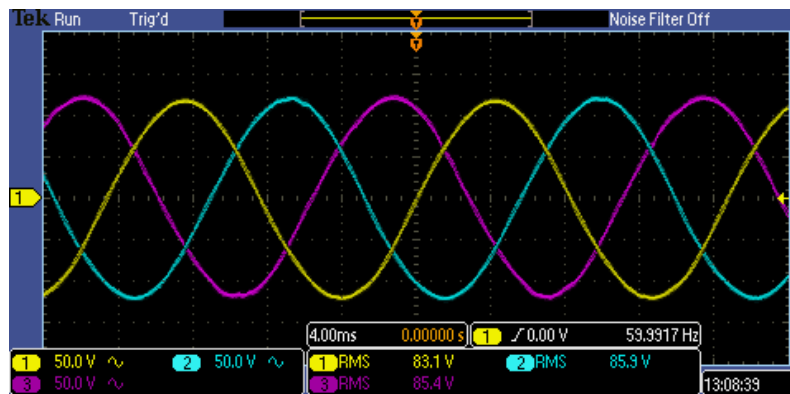
Figura 4.54: Valores calculados a partir das tensões medidas para carga trifásica desequilibrada em estrela aterrada: (a) valores rms de fase, (b) componentes de seqüência e (c) fator de desbalanço de tensão.

A Figura 4.55 mostra as medições de tensões por fase na transição do modo ligado para o desligado do controle de desbalanço de tensão para carga trifásica desequilibrada em estrela sem neutro aterrado. Como no caso anterior, pode ser observado

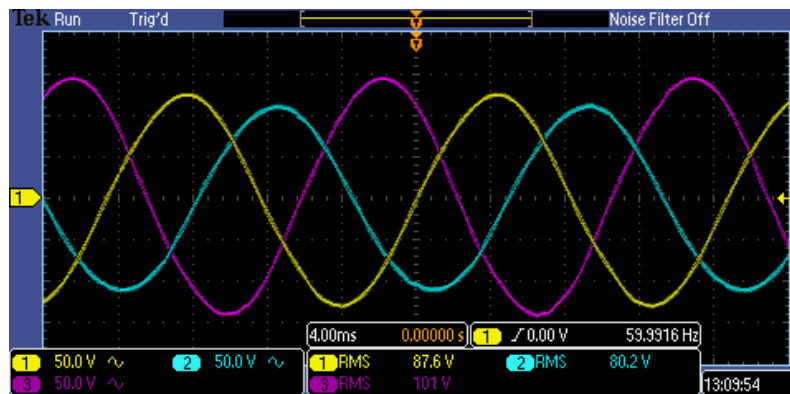
na figura o funcionamento adequado do controle de compensação de desbalanço de tensão e da impedância virtual com realimentação pela corrente de referência.



(a)



(b)



(c)

Figura 4.55: Transição do modo ligado para o desligado do controle de desbalanço de tensão para carga trifásica desequilibrada em estrela não aterrada: (a) transição, (b) detalhe da tensão compensada e (c) detalhe da tensão não compensada.

A Figura 4.56 mostra os valores calculados a partir das tensões medidas para carga trifásica desequilibrada em estrela sem neutro aterrado. Pode ser observado que o fator de desbalanço de tensão fica em torno de 15% se não for utilizado o

controle de compensação de desbalanço de tensão, ficando assim acima do valor do caso anterior.

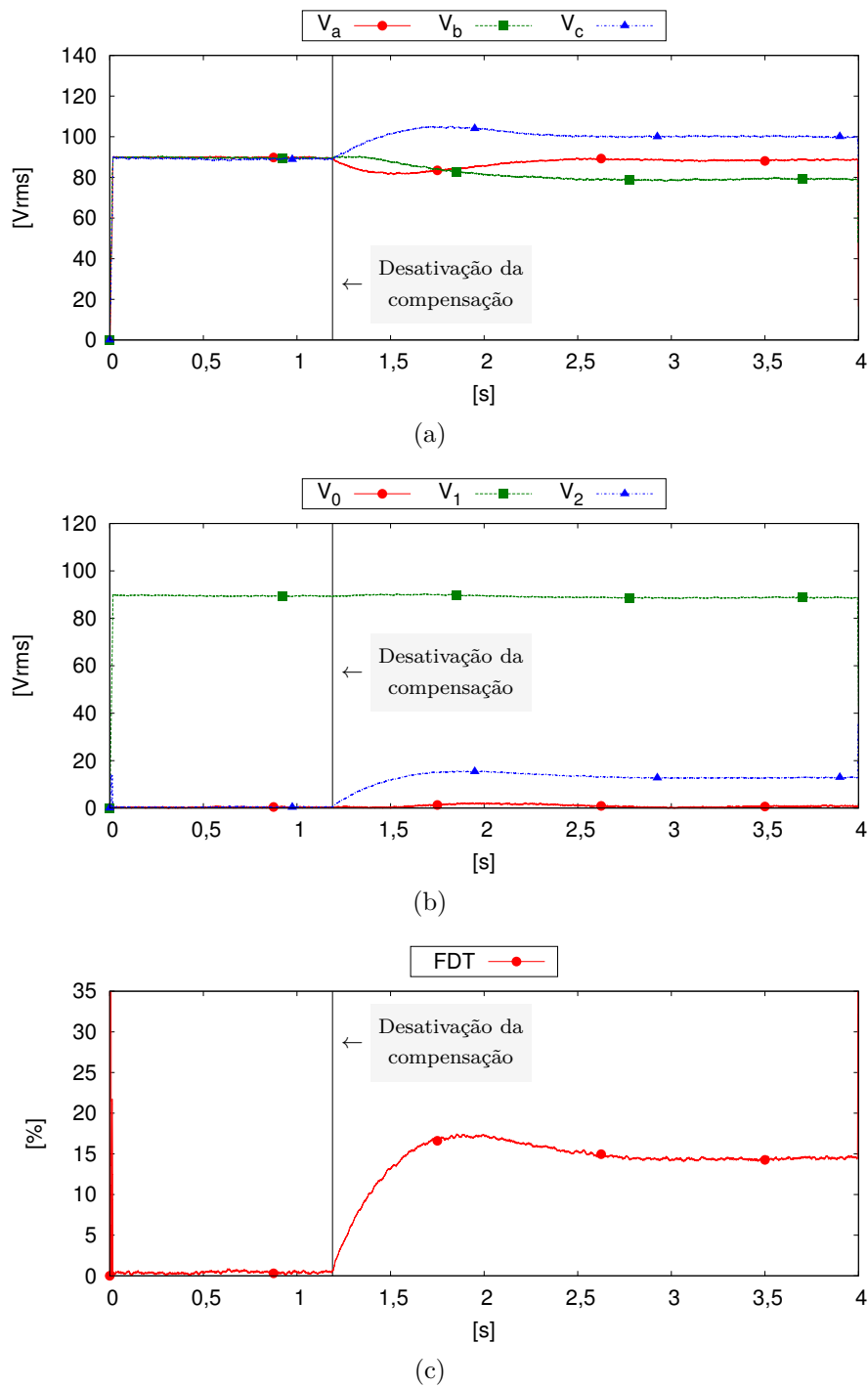
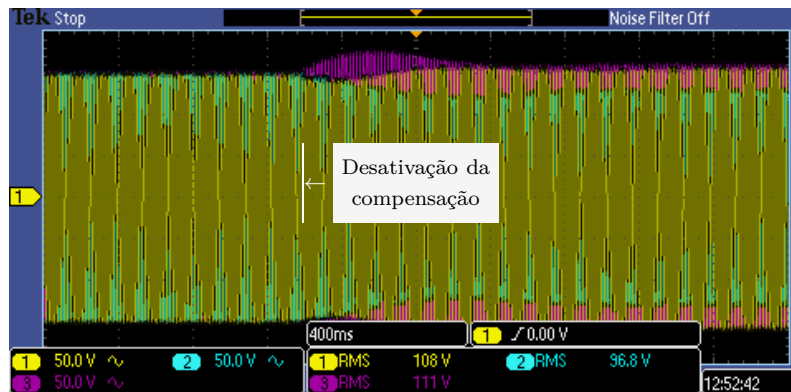


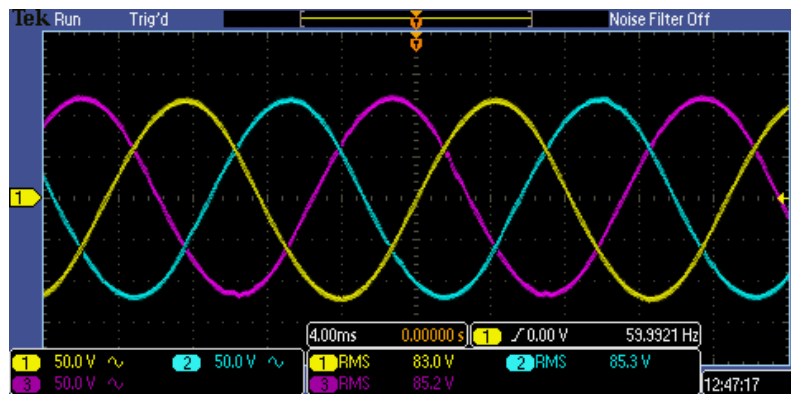
Figura 4.56: Valores calculados a partir das tensões medidas para carga trifásica desequilibrada em estrela não aterrada: (a) valores rms de fase, (b) componentes de seqüência e (c) fator de desbalanço de tensão.

A Figura 4.57 mostra as medições de tensões por fase na transição do modo ligado para o desligado do controle de desbalanço de tensão para carga entre as fases 'b' e 'c', sendo que o valor de resistência desta carga é $2R_c$. Como nos casos

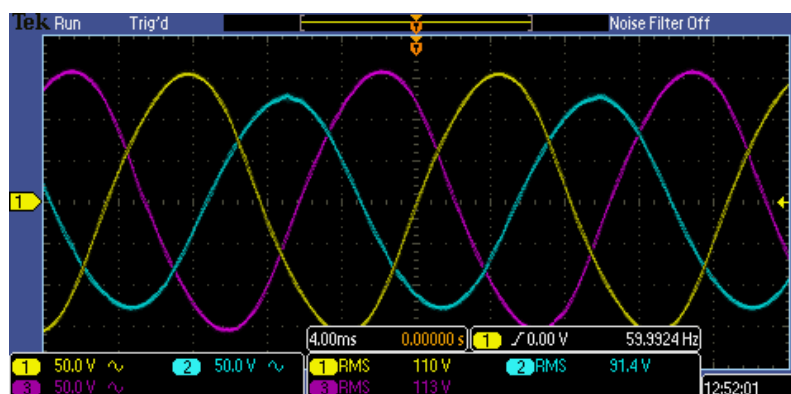
anteriores, pode ser observado na figura o funcionamento adequado do controle de compensação de desbalanço de tensão e da impedância virtual com realimentação pela corrente de referência.



(a)



(b)



(c)

Figura 4.57: Transição do modo ligado para o desligado do controle de desbalanço de tensão para carga entre as fases 'b' e 'c': (a) transição, (b) detalhe da tensão compensada e (c) detalhe da tensão não compensada.

A Figura 4.58 mostra os valores calculados a partir das tensões medidas para carga entre as fases 'b' e 'c'. Pode ser observado que o fator de desbalanço de tensão

fica em torno de 15% se não for utilizado o controle de compensação de desbalanço de tensão, ficando assim com o valor próximo ao do caso anterior com carga trifásica desequilibrada sem neutro aterrado.

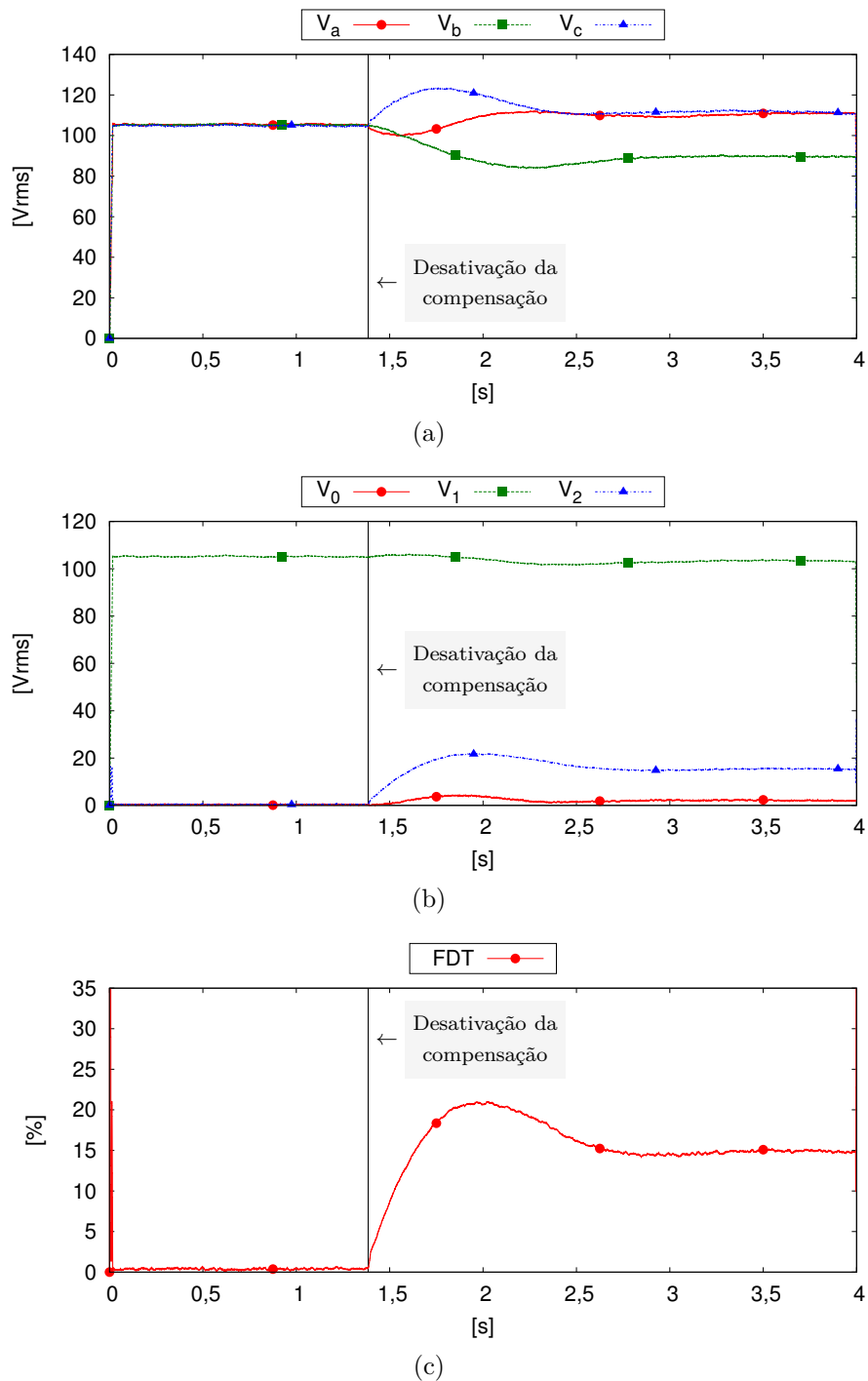


Figura 4.58: Valores calculados a partir das tensões medidas para carga entre as fases 'b' e 'c': (a) valores rms de fase, (b) componentes de sequência e (c) fator de desbalanço de tensão.

Através dos valores medidos foi possível constatar o correto funcionamento do

protótipo e do controle implementado digitalmente. Logo os resultados validam na prática o funcionamento do controlador de laço duplo de tensão, do PLL, da impedância virtual com realimentação pela referência de corrente e do controle de compensação de desbalanço de tensão, descritos nos Capítulos 2 e 3.

4.3 Conclusões do Capítulo

Neste capítulo foram mostrados os resultados das simulações, utilizando o software PSCAD/EMTDC, em quatro pontos da microrrede em estudo, demonstrando o funcionamento da microrrede conectada à rede, operação isolada e reconexão à rede principal. Foram simulados três casos de configuração da mesma topologia de microrrede: microrrede equilibrada, microrrede desequilibrada e microrrede desequilibrada com controle de compensação de tensão. Os resultados de simulações mostram que os controles propostos e desenvolvidos funcionaram corretamente, validando o desenvolvimento teórico do trabalho. O controle de compensação de desbalanço de tensão proposto se mostrou eficaz, eliminando o desbalanço de tensão no ponto de conexão com os VSCs de suporte. Os resultados das simulações também confirmam o correto funcionamento do controle secundário e do controle de reconexão propostos no capítulo anterior.

Com a construção de um protótipo foi possível obter resultados experimentais para validação das técnicas de controle utilizadas. O controle do protótipo do VSC, que foi desenvolvido em linguagem de programação C e embarcado em um DSP, foi primeiramente testado com a técnica de *hardware in the loop* para verificação do seu correto funcionamento antes do uso no protótipo. Os resultados experimentais obtidos validam o funcionamento do conversor operando como fonte de tensão controlada utilizando o controlador de laço duplo descrito no Capítulo 2. E assim como também validam a nova técnica de impedância virtual com realimentação pela referência e o controle de compensação de desbalanço de tensão propostos no Capítulo 3.

Capítulo 5

Conclusões

Neste trabalho foram descritos os controladores e propostas novas técnicas para aperfeiçoar o controle de VSCs (*Voltage source converter*) sem intercomunicação rápida conectados em microrredes desbalanceadas.

No Capítulo 2 foi mostrado o controle para que os VSCs se comportem como uma fonte controlada de corrente ou de tensão. Para o VSC operar no modo fonte de corrente ou no modo fonte de tensão com laço duplo foram utilizados controladores estacionários proporcional+ressonante (PR). Foi adotado o controlador de laço duplo utilizando controladores PR no referencial *abc* para total desacoplamento do controle entre as fases e funcionamento como três controladores monofásicos independentes. Foi comprovado que o efeito do atraso de atualização do PWM não afeta o funcionamento do controlador na frequência de trabalho se for corretamente dimensionado, mas pode causar problemas de instabilidade no controle. Foi demonstrada também a necessidade de se utilizar um filtro na entrada de referência do controlador com as mesmas características do filtro de *anti-aliasing* da malha de realimentação, para garantir o correto funcionamento do controlador sem nenhum deslocamento de fase na saída em relação à entrada de referência. Além disso, foi demonstrada a necessidade da utilização da transformação bilinear com pré-distorção de frequência para que o funcionamento da versão discreta do controlador tenha a mesma resposta na frequência nominal de funcionamento da rede. Com a aplicação do VSC e os controles descritos para funcionamento no modo fonte de corrente e fonte de tensão, foi demonstrado como utilizar cada um desses dois modos para funcionarem alimentando uma carga isolada e também para o sistema diretamente conectado à rede elétrica. Para o perfeito funcionamento sincronizado no modo conectado, foi descrito um circuito de detecção de sincronismo PLL (*Phase locked loop*) utilizado para gerar referências de tensão ou corrente para o controle dos VSCs.

Logo, pode-se concluir que as influências do atraso de atualização do uso da técnica PWM (*Pulse Width Modulation*), do efeito dos filtros *anti-aliasing* e do efeito da discretização do controlador não podem ser negligenciados no projeto dos

controladores. Para os controladores de laço de corrente ou laço duplo de corrente e tensão funcionarem como fontes controladas na frequência nominal de operação sem erro de amplitude ou fase, esses efeitos têm que ser compensados. Senão forem compensados podem causar instabilidade no controle.

No Capítulo 3 foi mostrado o controle primário dos VSCs utilizados na microrrede e o funcionamento dos controles no modo fonte de tensão como suporte VF (tensão e frequência) e no modo de corrente para controle de potência ativa e reativa (PQ), operando em paralelo na microrrede. Foi descrita a utilização do controle de injeção de potência PQ para fontes não controladas (fontes alternativas) e o funcionamento do controle dos conversores para suporte VF, como também foi demonstrada a utilização das curvas de decaimento de potência para permitir o funcionamento desses mesmos em paralelo. Foi vista a implementação e uso da impedância virtual para o correto funcionamento das curvas de decaimento dos conversores de suporte VF. Foi demonstrado que com o uso da impedância virtual é possível fazer com que conversores em um sistema de distribuição com característica resistiva operem com suas saídas com características predominantemente indutiva, permitindo assim o correto funcionamento do controle utilizando curvas de decaimento dos conversores. Também foi proposta uma nova técnica de compensação de desbalanço de tensão para conversores de suporte VF trifásicos utilizada em microrredes para aumento da qualidade de energia, assim anulando o desbalanço de tensão que é muito prejudicial para alimentação de motores de indução trifásicos. Em relação ao controle secundário da microrrede foram descritas as operações de isolamento não programado, isolamento programado e reconexão. Foi detalhado como são feitas as transições de estados da microrrede e o funcionamento do controle secundário no que se refere ao controle das referências de potência dos conversores de suporte VF. Também foi realizada uma descrição do controle de sincronismo de reconexão utilizando PLLs.

Foi proposto o uso de uma nova topologia para implementação da impedância virtual, denominada impedância virtual com realimentação pela corrente de referência, que se mostrou mais eficaz e menos susceptível aos ruídos que a topologia convencional. Com o uso da impedância virtual concluiu-se que ela não apresenta limitações físicas como as impedâncias reais, no que se refere por exemplo ao limite de corrente, perdas e custo.

Com a nova técnica proposta de compensação de desbalanço de tensão foi possível obter tensões trifásicas balanceadas no ponto de conexão do conversor, sem aumento significativo da complexidade do controle.

O Capítulo 4 mostrou os resultados das simulações da microrrede que foram obtidos com a utilização do software PSCAD/EMTDC, os quais demonstraram o funcionamento da microrrede conectada à rede, em operação isolada e se reconectando

à rede principal. Foram simulados três casos de configuração da mesma topologia de microrrede: equilibrada, desequilibrada e desequilibrada com controle de compensação de tensão. Foi desenvolvido um protótipo experimental de um VSC que teve seu controle desenvolvido em linguagem de programação C e embarcado em um DSP, primeiramente testado com a técnica de *hardware in the loop* para verificação do seu correto funcionamento antes do uso prático.

Os resultados de simulações mostram que os controles propostos e desenvolvidos funcionaram corretamente, validando o desenvolvimento teórico do trabalho. O controle de compensação de desbalanço de tensão se mostrou eficaz, eliminando o desbalanço de tensão no ponto de conexão com os VSCs de suporte. Os resultados das simulações também confirmam o correto funcionamento do controle secundário e do controle de reconexão.

Com a construção de um protótipo foi possível obter resultados experimentais para validação das técnicas de controle utilizado no VSC. Os resultados experimentais obtidos validam o funcionamento do conversor como fonte de tensão controlada utilizando o controlador de laço duplo de corrente e tensão, validam a nova técnica proposta de impedância virtual com realimentação pela referência e o controle proposto de compensação de desbalanço de tensão.

5.1 Trabalhos Futuros

Como temas para futuros desdobramentos desse trabalho de pesquisa são sugeridos:

- montagem em laboratório de uma microrrede em escala para obtenção de resultados experimentais que confirmem os resultados de simulação do controle da mesma. Sugere-se a utilização de ferramentas como o dSPACE e inversores comerciais;
- estudar mais a fundo a técnica de impedância virtual proposta na presença de harmônicos causados por cargas não lineares;
- avaliar o desempenho do controle de desbalanço de tensão na presença de harmônicos causados por cargas não lineares e a possibilidade do controle do mesmo também operar como filtro ativo;
- analisar os limites da compensação de desbalanço de tensão impostos pelas limitações do VSC utilizado e da impedância de conexão com a rede.

Referências Bibliográficas

- [1] ZAMANI, M. A., SIDHU, T. S., YAZDANI, A. “Investigations Into the Control and Protection of an Existing Distribution Network to Operate as a Microgrid: A Case Study”, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 61, n. 4, pp. 1904–1915, April 2014. ISSN: 0278-0046. doi: 10.1109/TIE.2013.2267695.
- [2] INPE, LABREN, CCST. *SONDA - Sistema de Organização Nacional de Dados Ambientais*, 2015. Disponível em: <<http://sonda.ccst.inpe.br/index.html>>.
- [3] ANEEL. *Resolução normativa n° 482, de 17 de Abril de 2012*, 2012.
- [4] LASSETER, B. “Microgrids [distributed power generation]”. In: *Power Engineering Society Winter Meeting, 2001. IEEE*, v. 1, pp. 146–149 vol.1, jan-1 feb 2001. doi: 10.1109/PESW.2001.917020.
- [5] HATZIARGYRIOU, N. D., ASANO, H., IRAVANI, M. R., MARNAY, C. “Microgrids”, *Power and Energy Magazine, IEEE*, v. 5, n. 4, pp. 78–94, july-aug. 2007. ISSN: 1540-7977. doi: 10.1109/MPAE.2007.376583.
- [6] TAO, L., SCHWAEGERL, C., NARAYANAN, S., ZHANG, J. H. “From laboratory Microgrid to real markets — Challenges and opportunities”. In: *Power Electronics and ECCE Asia (ICPE ECCE), 2011 IEEE 8th International Conference on*, pp. 264–271, 30 2011-june 3 2011. doi: 10.1109/ICPE.2011.5944600.
- [7] PRATT, R. G. “Transforming the U.S. electricity system”. In: *Power Systems Conference and Exposition, 2004. IEEE PES*, pp. 1651–1654 vol.3, oct. 2004. doi: 10.1109/PSCE.2004.1397713.
- [8] CHEN, C.-L., LAI, J.-S., WANG, Y.-B., PARK, S.-Y., MIWA, H. “Design and Control for LCL-Based Inverters with Both Grid-Tie and Standalone Parallel Operations”. In: *Industry Applications Society Annual Meeting, 2008. IAS '08. IEEE*, pp. 1–7, Oct 2008. doi: 10.1109/08IAS.2008.326.

- [9] AZEVEDO, G. M. S. *Controle e Operações de Conversores em Microrredes*. Tese de Doutorado, Universidade Federal de Pernambuco, 2011.
- [10] BARSALI, S., CERAOLO, M., PELACCHI, P., POLI, D. “Control techniques of Dispersed Generators to improve the continuity of electricity supply”. In: *Power Engineering Society Winter Meeting, 2002. IEEE*, v. 2, pp. 789–794 vol.2, 2002. doi: 10.1109/PESW.2002.985115.
- [11] ROCABERT, J., LUNA, A., BLAABJERG, F., RODRIGUEZ, P. “Control of Power Converters in AC Microgrids”, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 27, n. 11, pp. 4734–4749, nov. 2012. ISSN: 0885-8993. doi: 10.1109/TPEL.2012.2199334.
- [12] MIAO, Z., DOMIJAN, A., FAN, L. “Investigation of Microgrids With Both Inverter Interfaced and Direct AC-Connected Distributed Energy Resources”, *Power Delivery, IEEE Transactions on*, v. 26, n. 3, pp. 1634–1642, july 2011. ISSN: 0885-8977. doi: 10.1109/TPWRD.2011.2114372.
- [13] POGAKU, N., PRODANOVIC, M., GREEN, T. C. “Modeling, Analysis and Testing of Autonomous Operation of an Inverter-Based Microgrid”, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 22, n. 2, pp. 613–625, march 2007. ISSN: 0885-8993. doi: 10.1109/TPEL.2006.890003.
- [14] LASSETER, R., PIAGI, P. “Providing premium power through distributed resources”. In: *System Sciences, 2000. Proceedings of the 33rd Annual Hawaii International Conference on*, p. 9 pp., jan. 2000. doi: 10.1109/HICSS.2000.926772.
- [15] SAO, C. K., LEHN, P. W. “Intentional islanded operation of converter fed microgrids”. In: *Power Engineering Society General Meeting, 2006. IEEE*, p. 6 pp., 0-0 2006. doi: 10.1109/PES.2006.1708862.
- [16] SOULTANIS, N. L., PAPATHANASIOU, S. A., HATZIARGYRIOU, N. D. “A Stability Algorithm for the Dynamic Analysis of Inverter Dominated Unbalanced LV Microgrids”, *Power Systems, IEEE Transactions on*, v. 22, n. 1, pp. 294–304, feb. 2007. ISSN: 0885-8950. doi: 10.1109/TPWRS.2006.887961.
- [17] MOHAN, N., UNDELAND, T. M., ROBBINS, W. P. *Power Electronics: Converters, Applications and Design*. 2nd. ed. New York, John Wiley & Sons Inc., 1995.

- [18] ABDEL-RAHIM, N., QUAICOE, J. “Analysis and design of a multiple feedback loop control strategy for single-phase voltage-source UPS inverters”, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 11, n. 4, pp. 532–541, 1996. ISSN: 0885-8993. doi: 10.1109/63.506118.
- [19] BUSO, S., MATTAVELLI, P. *Digital Control in Power Electronics*. Lectures on power electronics. Nebraska-Lincoln, Morgan & Claypool Publishers, 2006. ISBN: 9781598291124.
- [20] ZMOOD, D. N., HOLMES, D. G., BODE, G. H. “Frequency-domain analysis of three-phase linear current regulators”, *Industry Applications, IEEE Transactions on*, v. 37, n. 2, pp. 601–610, 2001. ISSN: 0093-9994. doi: 10.1109/28.913727.
- [21] LOPES, L. C. G., WATANABE, E. H. “Comparison and considerations in the implementation of dual loop synchronous and stationary controllers for microgrids applications”. In: *Power Electronics Conference (COBEP), 2013 Brazilian*, pp. 380–386, Oct 2013. doi: 10.1109/COBEP.2013.6785144.
- [22] ZMOOD, D. N., HOLMES, D. G. “Stationary frame current regulation of PWM inverters with zero steady-state error”, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 18, n. 3, pp. 814–822, 2003. ISSN: 0885-8993. doi: 10.1109/TPEL.2003.810852.
- [23] VASQUEZ, J. C., GUERRERO, J. M., SAVAGHEBI, M., ELOY-GARCIA, J., TEODORESCU, R. “Modeling, Analysis, and Design of Stationary-Reference-Frame Droop-Controlled Parallel Three-Phase Voltage Source Inverters”, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 60, n. 4, pp. 1271–1280, April 2013. ISSN: 0278-0046. doi: 10.1109/TIE.2012.2194951.
- [24] OGATA, K. *Modern Control Engineering*. 3rd ed. New Jersey, Prentice Hall, 1997.
- [25] OPPENHEIM, A. V., SCHAFER, R. W. *Discrete-time signal processing*. Prentice-Hall signal processing series. New Jersey, Prentice Hall, 2010. ISBN: 9780131988422.
- [26] SMITH, S. *The Scientist and Engineer’s Guide to Digital Signal Processing*. second ed. , California Technical Publishing, 1999. Disponível em: <<http://www.dspguide.com>>.

- [27] BARBOSA, P. G. *Compensador Série Síncrono Estático Baseado em Conversores VSI Multipulso*. Tese de Doutorado, COPPE / UFRJ, Rio de Janeiro, RJ, Brasil, 2000.
- [28] CARLETTI, R. L., LOPES, L. C. G., BARBOSA, P. G. “A dispersed generation system based on photovoltaic cells: converter configuration and switching strategy”, *The 7th Brazilian Power Electronics Conference*, pp. 404–409, 2003.
- [29] DE LIMA, A. C. S., WATANABE, E. H., BARBOSA, P. G. “Modelling Thyristors and GTO Based Shunt Compensators for FACTS Applications”, *The 4th Brazilian Power Electronics Conference*, pp. 455–460, 1997.
- [30] BERGEN, A. R. *Power Systems Analysis*. New Jersey, Pearson Education, 2009. ISBN: 9788177588194.
- [31] AKAGI, H., WATANABE, E. H., AREDES, M. *Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning*. New Jersey, Wiley Inter-science, 2007.
- [32] SANTOS FILHO, R. M., SEIXAS, P. F., CORTIZO, P. C., TORRES, L. A. B., SOUZA, A. F. “Comparison of Three Single-Phase PLL Algorithms for UPS Applications”, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 55, n. 8, pp. 2923–2932, aug. 2008. ISSN: 0278-0046. doi: 10.1109/TIE.2008.924205.
- [33] IEEE-SA STANDARDS BOARD. *IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems -IEEE Std 1547TM-2003 (R2008)*. IEEE, 2003.
- [34] GOLESTAN, S., GUERRERO, J. M. “Conventional Synchronous Reference Frame Phase-Locked Loop is an Adaptive Complex Filter”, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 62, n. 3, pp. 1679–1682, March 2015. ISSN: 0278-0046. doi: 10.1109/TIE.2014.2341594.
- [35] LOPES, L. C. G., CARLETTI, R. L., BARBOSA, P. G. “Implementation of a digital and a deadbeat PLL circuits based on instantaneous powers theory with a DSP TMS320F243”, *The 7th Brazilian Power Electronics Conference*, pp. 180–185, 2003.
- [36] GOLESTAN, S., MONFARED, M., FREIJEDO, F. D., GUERRERO, J. M. “Dynamics Assessment of Advanced Single-Phase PLL Structures”, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 60, n. 6, pp. 2167–2177, June 2013. ISSN: 0278-0046. doi: 10.1109/TIE.2012.2193863.

- [37] CIOBOTARU, M., TEODORESCU, R., BLAABJERG, F. “A New Single-Phase PLL Structure Based on Second Order Generalized Integrator”. In: *Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06. 37th IEEE*, pp. 1–6, June 2006. doi: 10.1109/PESC.2006.1711988.
- [38] ROLIM, L. G. B., DA COSTA, D. R., AREDES, M. “Analysis and Software Implementation of a Robust Synchronizing PLL Circuit Based on the pq Theory”, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 53, n. 6, pp. 1919–1926, dec. 2006. ISSN: 0278-0046. doi: 10.1109/TIE.2006.885483.
- [39] DA SILVA, S. A. O., DONOSO-GARCIA, P. F., CORTIZO, P. C., SEIXAS, P. F. “A three-phase line-interactive UPS system implementation with series-parallel active power-line conditioning capabilities”, *Industry Applications, IEEE Transactions on*, v. 38, n. 6, pp. 1581–1590, nov/dec 2002. ISSN: 0093-9994. doi: 10.1109/TIA.2002.804760.
- [40] KAURA, V., BLASKO, V. “Operation of a phase locked loop system under distorted utility conditions”, *Industry Applications, IEEE Transactions on*, v. 33, n. 1, pp. 58–63, jan/feb 1997. ISSN: 0093-9994. doi: 10.1109/28.567077.
- [41] KARIMI-GHARTEMANI, M., IRAVANI, M. R. “A method for synchronization of power electronic converters in polluted and variable-frequency environments”, *Power Systems, IEEE Transactions on*, v. 19, n. 3, pp. 1263–1270, aug. 2004. ISSN: 0885-8950. doi: 10.1109/TPWRS.2004.831280.
- [42] RODRIGUEZ, P., TEODORESCU, R., CANDELA, I., TIMBUS, A. V., LISERRE, M., BLAABJERG, F. “New Positive-sequence Voltage Detector for Grid Synchronization of Power Converters under Faulty Grid Conditions”. In: *Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06. 37th IEEE*, pp. 1–7, june 2006. doi: 10.1109/PESC.2006.1712059.
- [43] OLIVARES, D. E., MEHRIZI-SANI, A., ETEMADI, A., CANIZARES, C., IRAVANI, R., KAZERANI, M., HAJIMIRAGHA, A., GOMIS-BELLMUNT, O., SAEEDIFARD, M., PALMA-BEHNKE, R., JIMENEZ-ESTEVEZ, G., HATZIARGYRIOU, N. “Trends in Microgrid Control”, *Smart Grid, IEEE Transactions on*, v. 5, n. 4, pp. 1905–1919, July 2014. ISSN: 1949-3053. doi: 10.1109/TSG.2013.2295514.
- [44] BLAABJERG, F., TEODORESCU, R., LISERRE, M., TIMBUS, A. V. “Overview of Control and Grid Synchronization for Distributed Power Generation Systems”, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 53,

n. 5, pp. 1398–1409, oct. 2006. ISSN: 0278-0046. doi: 10.1109/TIE.2006.881997.

- [45] GUERRERO, J. M., GARCIA DE VICUNA, L., MATAS, J., CASTILLA, M., MIRET, J. “Output Impedance Design of Parallel-Connected UPS Inverters With Wireless Load-Sharing Control”, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 52, n. 4, pp. 1126–1135, Aug 2005. ISSN: 0278-0046. doi: 10.1109/TIE.2005.851634.
- [46] ABNT. *NBR 16149: Sistemas fotovoltaicos (FV) - Características da interface de conexão com a rede elétrica de distribuição*, 2013.
- [47] KATIRAEI, F., IRAVANI, M. R., LEHN, P. W. “Micro-grid autonomous operation during and subsequent to islanding process”, *Power Delivery, IEEE Transactions on*, v. 20, n. 1, pp. 248–257, Jan 2005. ISSN: 0885-8977. doi: 10.1109/TPWRD.2004.835051.
- [48] GAO, F., IRAVANI, M. R. “A Control Strategy for a Distributed Generation Unit in Grid-Connected and Autonomous Modes of Operation”, *Power Delivery, IEEE Transactions on*, v. 23, n. 2, pp. 850–859, April 2008. ISSN: 0885-8977. doi: 10.1109/TPWRD.2007.915950.
- [49] CHANDORKAR, M. C., DIVAN, D. M., ADAPA, R. “Control of parallel connected inverters in standalone AC supply systems”, *Industry Applications, IEEE Transactions on*, v. 29, n. 1, pp. 136–143, Jan 1993. ISSN: 0093-9994. doi: 10.1109/28.195899.
- [50] DE BRABANDERE, K., BOLSENS, B., VAN DEN KEYBUS, J., WOYTE, A., DRIESEN, J., BELMANS, R. “A Voltage and Frequency Droop Control Method for Parallel Inverters”, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 22, n. 4, pp. 1107–1115, July 2007. ISSN: 0885-8993. doi: 10.1109/TPEL.2007.900456.
- [51] SAO, C. K., LEHN, P. W. “Autonomous load sharing of voltage source converters”, *Power Delivery, IEEE Transactions on*, v. 20, n. 2, pp. 1009–1016, April 2005. ISSN: 0885-8977. doi: 10.1109/TPWRD.2004.838638.
- [52] GUERRERO, J. M., MATAS, J., DE VICUÑA, L. G., CASTILLA, M., MIRET, J. “Wireless-Control Strategy for Parallel Operation of Distributed-Generation Inverters”, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 53, n. 5, pp. 1461–1470, Oct 2006. ISSN: 0278-0046. doi: 10.1109/TIE.2006.882015.

- [53] KIM, J.-W., CHOI, H.-S., CHO, B. H. “A novel droop method for converter parallel operation”, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 17, n. 1, pp. 25–32, Jan 2002. ISSN: 0885-8993. doi: 10.1109/63.988666.
- [54] LI, Y., VILATHGAMUWA, D.M., LOH, P. C. “Design, analysis, and real-time testing of a controller for multibus microgrid system”, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 19, n. 5, pp. 1195–1204, Sept 2004. ISSN: 0885-8993. doi: 10.1109/TPEL.2004.833456.
- [55] KATIRAEI, F., IRAVANI, M. R. “Power Management Strategies for a Microgrid With Multiple Distributed Generation Units”, *Power Systems, IEEE Transactions on*, v. 21, n. 4, pp. 1821–1831, Nov 2006. ISSN: 0885-8950. doi: 10.1109/TPWRS.2006.879260.
- [56] SAO, C. K., LEHN, P. W. “Control and Power Management of Converter Fed Microgrids”, *Power Systems, IEEE Transactions on*, v. 23, n. 3, pp. 1088–1098, Aug 2008. ISSN: 0885-8950. doi: 10.1109/TPWRS.2008.922232.
- [57] YU, X., KHAMBADKONE, A., WANG, H., TERENCE, S. “Control of Parallel-Connected Power Converters for Low-Voltage Microgrid - Part I: A Hybrid Control Architecture”, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 25, n. 12, pp. 2962–2970, Dec 2010. ISSN: 0885-8993. doi: 10.1109/TPEL.2010.2087393.
- [58] LI, Y. W., KAO, C.-N. “An Accurate Power Control Strategy for Power-Electronics-Interfaced Distributed Generation Units Operating in a Low-Voltage Multibus Microgrid”, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 24, n. 12, pp. 2977–2988, Dec 2009. ISSN: 0885-8993. doi: 10.1109/TPEL.2009.2022828.
- [59] CALDOGNETTO, T., TENTI, P. “Microgrids Operation Based on Master-Slave Cooperative Control”, *Emerging and Selected Topics in Power Electronics, IEEE Journal of*, v. 2, n. 4, pp. 1081–1088, Dec 2014. ISSN: 2168-6777. doi: 10.1109/JESTPE.2014.2345052.
- [60] HOLTZ, J., WERNER, K.-H. “Multi-inverter UPS system with redundant load sharing control”, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 37, n. 6, pp. 506–513, Dec 1990. ISSN: 0278-0046. doi: 10.1109/41.103455.
- [61] CHEN, J.-F., CHU, C.-L. “Combination voltage-controlled and current-controlled PWM inverters for UPS parallel operation”, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 10, n. 5, pp. 547–558, Sep 1995. ISSN: 0885-8993. doi: 10.1109/63.406842.

- [62] VAN DER BROECK, H., BOEKE, U. “A simple method for parallel operation of inverters”. In: *Telecommunications Energy Conference, 1998. INTELEC. Twentieth International*, pp. 143–150, 1998. doi: 10.1109/INTLEC.1998.793490.
- [63] KAWABATA, T., HIGASHINO, S. “Parallel operation of voltage source inverters”, *Industry Applications, IEEE Transactions on*, v. 24, n. 2, pp. 281–287, Mar 1988. ISSN: 0093-9994. doi: 10.1109/28.2868.
- [64] HANAOKA, H., NAGAI, M., YANAGISAWA, M. “Development of a novel parallel redundant UPS”. In: *Telecommunications Energy Conference, 2003. INTELEC '03. The 25th International*, pp. 493–498, Oct 2003.
- [65] CHEN, C.-L., WANG, Y., LAI, J.-S., LEE, Y.-S., MARTIN, D. “Design of Parallel Inverters for Smooth Mode Transfer Microgrid Applications”, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 25, n. 1, pp. 6–15, 2010. ISSN: 0885-8993. doi: 10.1109/TPEL.2009.2025864.
- [66] GUERRERO, J. M., VASQUEZ, J. C., MATAS, J., CASTILLA, M., DE VICUÑA, L. G. “Control Strategy for Flexible Microgrid Based on Parallel Line-Interactive UPS Systems”, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 56, n. 3, pp. 726–736, March 2009. ISSN: 0278-0046. doi: 10.1109/TIE.2008.2009274.
- [67] GUERRERO, J. M., MATAS, J., DE VICUNA, L. G., CASTILLA, M., MIRET, J. “Decentralized Control for Parallel Operation of Distributed Generation Inverters Using Resistive Output Impedance”, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 54, n. 2, pp. 994–1004, April 2007. ISSN: 0278-0046. doi: 10.1109/TIE.2007.892621.
- [68] YAO, W., CHEN, M., MATAS, J., GUERRERO, J. M., QIAN, Z.-M. “Design and Analysis of the Droop Control Method for Parallel Inverters Considering the Impact of the Complex Impedance on the Power Sharing”, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 58, n. 2, pp. 576–588, Feb 2011. ISSN: 0278-0046. doi: 10.1109/TIE.2010.2046001.
- [69] HE, J., LI, Y. W., BLAABJERG, F. “Flexible Microgrid Power Quality Enhancement Using Adaptive Hybrid Voltage and Current Controller”, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 61, n. 6, pp. 2784–2794, June 2014. ISSN: 0278-0046. doi: 10.1109/TIE.2013.2276774.
- [70] MATAS, J., CASTILLA, M., DE VICUÑA, L. G., MIRET, J., VASQUEZ, J. C. “Virtual Impedance Loop for Droop-Controlled Single-Phase Pa-

- parallel Inverters Using a Second-Order General-Integrator Scheme”, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 25, n. 12, pp. 2993–3002, Dec 2010. ISSN: 0885-8993. doi: 10.1109/TPEL.2010.2082003.
- [71] VON JOUANNE, A., BANERJEE, B. “Assessment of voltage unbalance”, *Power Delivery, IEEE Transactions on*, v. 16, n. 4, pp. 782–790, 2001. ISSN: 0885-8977. doi: 10.1109/61.956770.
- [72] *Motors and Generators*. NEMA Standards Publication no. MG 1-1993.
- [73] LI, Y. W., VILATHGAMUWA, D. M., LOH, P. C. “Microgrid power quality enhancement using a three-phase four-wire grid-interfacing compensator”, *Industry Applications, IEEE Transactions on*, v. 41, n. 6, pp. 1707–1719, Nov 2005. ISSN: 0093-9994. doi: 10.1109/TIA.2005.858262.
- [74] LI, Y. W., VILATHGAMUWA, D. M., LOH, P. C. “A grid-interfacing power quality compensator for three-phase three-wire microgrid applications”, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 21, n. 4, pp. 1021–1031, July 2006. ISSN: 0885-8993. doi: 10.1109/TPEL.2006.876844.
- [75] HOJO, M., IWASE, Y., FUNABASHI, T., UEDA, Y. “A method of three-phase balancing in microgrid by photovoltaic generation systems”. In: *Power Electronics and Motion Control Conference, 2008. EPE-PEMC 2008. 13th*, pp. 2487–2491, Sept 2008. doi: 10.1109/EPEPEMC.2008.4635637.
- [76] CHENG, P.-T., CHEN, C.-A., LEE, T.-L., KUO, S.-Y. “A Cooperative Imbalance Compensation Method for Distributed-Generation Interface Converters”, *Industry Applications, IEEE Transactions on*, v. 45, n. 2, pp. 805–815, March 2009. ISSN: 0093-9994. doi: 10.1109/TIA.2009.2013601.
- [77] SAVAGHEBI, M., JALILIAN, A., VASQUEZ, J. C., GUERRERO, J. M. “Autonomous Voltage Unbalance Compensation in an Islanded Droop-Controlled Microgrid”, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 60, n. 4, pp. 1390–1402, April 2013. ISSN: 0278-0046. doi: 10.1109/TIE.2012.2185914.
- [78] LIU, Q., TAO, Y., LIU, X., DENG, Y., HE, X. “Voltage unbalance and harmonics compensation for islanded microgrid inverters”, *Power Electronics, IET*, v. 7, n. 5, pp. 1055–1063, May 2014. ISSN: 1755-4535. doi: 10.1049/iet-pel.2013.0410.
- [79] ANEEL. *Resolução N° 676, de 19 de dezembro de 2003*, 2003.

- [80] AKAGI, H., KANAZAWA, Y., NABAE, A. “Instantaneous Reactive Power Compensator Comprising Switching Devices Without Energy Storage Components”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. IA-20, n. 3, pp. 625–630, 1984.
- [81] WATANABE, E. H., STEPHAN, R. M., AREDES, M. “New concepts of instantaneous active and reactive powers in electrical systems with generic loads”, *Power Delivery, IEEE Transactions on*, v. 8, n. 2, pp. 697–703, Apr 1993. ISSN: 0885-8977. doi: 10.1109/61.216877.

Apêndice A

Teoria das Potências Instantâneas

A teoria das potências instantâneas [31, 80, 81] utiliza a transformada de Clarke (A.1) para mudar para um referencial onde é possível o cálculo de valores instantâneos, como mostrado na Figura A.1.

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (\text{A.1})$$
$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}$$

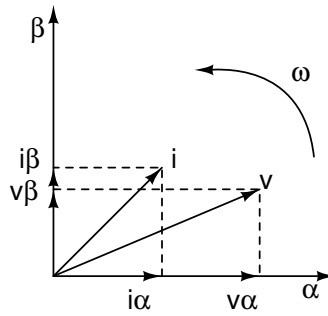


Figura A.1: Vetor espacial.

O valor da tensão e corrente de pico instantâneos podem ser calculados por (A.2), que são os valores de “voltagem e corrente agregadas” [31] no caso de um sistema equilibrado.

$$v_{pico} = \sqrt{\frac{2}{3}(v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2)} \quad (\text{A.2})$$

$$i_{pico} = \sqrt{\frac{2}{3}(i_{\alpha}^2 + i_{\beta}^2)}$$

Os valores instantâneos de pico são compostos de um valor médio adicionado a um valor oscilante como mostrado em (A.3), no caso do sistema ser equilibrado a parte oscilante é nula.

$$\begin{aligned} v_{pico} &= \bar{v}_{pico} + \tilde{v}_{pico} \\ i_{pico} &= \bar{i}_{pico} + \tilde{i}_{pico} \end{aligned} \quad (\text{A.3})$$

Do mesmo modo as potências real $p(W)$ e imaginária $q(vai)$ instantâneas podem ser calculadas por (A.4), onde vai é a unidade adotada para a potência imaginária instantânea e significa volt-ampere imaginário.

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{\alpha} & v_{\beta} \\ v_{\beta} & -v_{\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{A.4})$$

As potências instantâneas também são formadas por um valor médio adicionado de um valor oscilante como mostrado em (A.5), o valor oscilante está presente sempre que há algum desequilíbrio ou harmônico no sistema.

$$\begin{aligned} p &= \bar{p} + \tilde{p} \\ q &= \bar{q} + \tilde{q} \end{aligned} \quad (\text{A.5})$$

Os valores médios e oscilantes podem ser separados por um filtro passa-baixa ou por um filtro passa-alta, o atraso adicionado pelos filtros deve ser levando em consideração no projeto dos controladores.

Para o caso de síntese de corrente, as correntes de referência do conversor podem ser calculadas por (A.6), onde p_r e q_r são os valores de referência de potência.

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha}^* \\ i_{\beta}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta} \cdot \begin{bmatrix} v_{\alpha} & -v_{\beta} \\ v_{\beta} & v_{\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_r \\ q_r \end{bmatrix} \quad (\text{A.6})$$

$$\Delta = v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2$$

As correntes de referência nas coordenadas abc podem ser obtidas através da transformada inversa de Clarke:

$$\begin{bmatrix} i_a^* \\ i_b^* \\ i_c^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha}^* \\ i_{\beta}^* \end{bmatrix} \quad (\text{A.7})$$

Apêndice B

Algoritmo de Medição de Grandezas rms e Potências

Para medição dos valores eficazes (rms) e de potência de uma fase, os valores instantâneos das tensões (v) e correntes (i) da cada fase são inicialmente filtrados por um filtro sintonizado. A equação de diferenças da implementação da forma recursiva do filtro é demonstrada em (B.1), onde f e bw são a frequência e a largura de banda do filtro e tem seus valores entre 0 e 0.5 (relativos a frequência de amostragem). Maiores detalhes podem ser encontrados em [26].

$$y[n] = A_0x[n] + A_1x[n - 1] + A_2x[n - 2] + B_1y[n - 1] + B_2y[n - 2]$$
$$r = 1 - 3bw$$
$$k = \frac{1 - 2r\cos(2\pi f) + r^2}{2 - 2\cos(2\pi f)}$$
$$A_0 = 1 - k$$
$$A_1 = 2(k - r)\cos(2\pi f)$$
$$A_2 = r^2 - k$$
$$B_1 = 2r\cos(2\pi f)$$
$$B_2 = -r^2$$
(B.1)

Na Figura B.1 é mostrada a resposta em frequência normalizada do filtro definido em (B.1) para $f = 0,01$ e $bw = 0,001$, se por exemplo for utilizada a frequência de amostragem $fs = 6 \text{ kHz}$, o filtro ficará com a frequência central $f_r = 60 \text{ Hz}$ ($0,01 \times 6 \text{ kHz}$) e com largura de banda $bw_r = 6 \text{ Hz}$ ($0,001 \times 6 \text{ kHz}$).

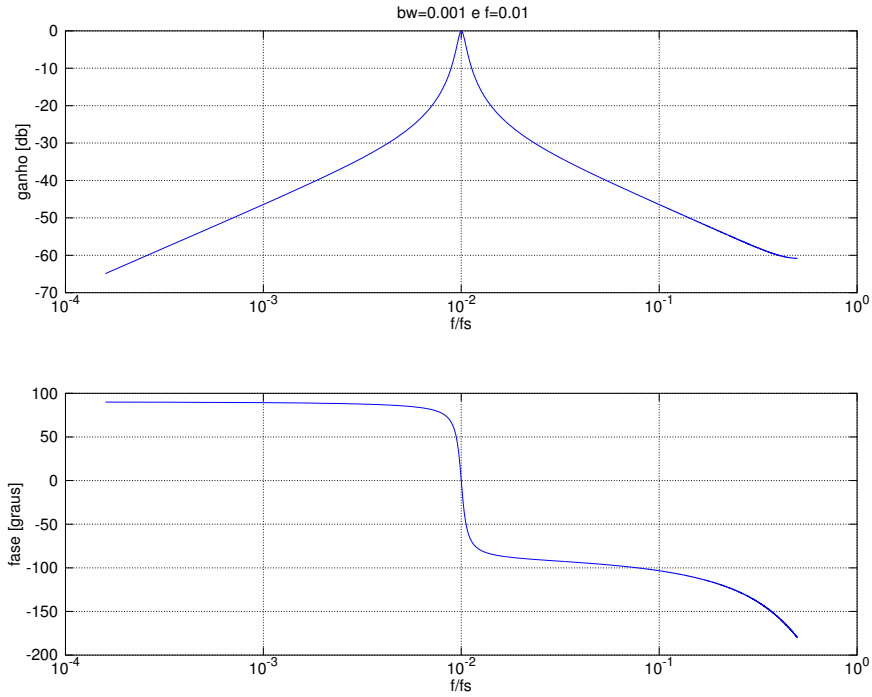


Figura B.1: Resposta em frequência do filtro sintonizado normalizada para $f = 0,01$ e $bw = 0,001$.

Depois de filtrados os valores de tensão e corrente de cada fase são aplicados em (B.2)(B.3) e (B.4) para obtenção da tensão eficaz (V_{rms}), corrente eficaz (I_{rms}) e potência (P):

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N v_i^2} \quad , \quad (B.2)$$

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N i_i^2} \quad (B.3)$$

e

$$P = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N i_i v_i} \quad , \quad (B.4)$$

onde N é o número de amostras para um período da componente fundamental em relação ao período da frequência de amostragem, i o índice das amostras que varia de 1 até N e v_i e i_i são os valores das tensões e correntes atuais e anteriores armazenadas em um vetor de tamanho N .

Obtidos os valores rms das tensões e correntes e o valor da potência ativa, os valores da potência aparente e reativa podem ser calculados por:

$$S = V_{rms} I_{rms} \quad (B.5)$$

e,

$$Q = \sqrt{S^2 - P^2} . \quad (\text{B.6})$$

O sinal do valor da potência reativa calculada por (B.6) é obtida através de um algoritmo que mede a defasagem entre a passagem por zero da tensão e da corrente.

A partir dos valores monofásicos, os valores trifásicos das potências são calculados por:

$$P_{3\phi} = P_a + P_b + P_c , \quad (\text{B.7})$$

$$Q_{3\phi} = Q_a + Q_b + Q_c \quad (\text{B.8})$$

e,

$$S_{3\phi} = \sqrt{P_{3\phi}^2 + Q_{3\phi}^2} . \quad (\text{B.9})$$

Apêndice C

Resultados das Simulações em Todos os Medidores

Neste apêndice são mostrados os resultados das simulações do Capítulo 4 para todos os quatro pontos de medição mostrados na Figura 4.1.

C.1 Desconexão não Programada

A desconexão não programada ocorre quando, por conta de algum defeito na rede elétrica, a microrrede deve ser desconectada subitamente desta rede elétrica. Neste caso, os VSCs de suporte assumem a referência de tensão e frequência da microrrede. Os eventos que ocorrem nesta simulação são descritos na Tabela 4.3

Na Figura C.1 são mostradas as tensões de fase nos pontos de medição para a desconexão não programada da microrrede equilibrada. Pode ser observado que após a desconexão há uma queda na tensão, devido à ação das curvas de decaimento utilizadas no controle dos conversores de suporte. Porém essa queda está dentro dos limites para redes de distribuição com tensão nominal $V_N = 220V/127V$ (linha/fase). O limite inferior é de 0,91 do valor nominal e o superior é de 1,04 do valor nominal. Essa faixa dentro dos limites é definida como os valores “adequados” segundo a Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) [79]. Logo para alimentação de cargas monofásicas com tensão nominal $V_N = 127V$ a tensão de fase deve estar no intervalo entre 116V e 133V, e para cargas bifásicas ou trifásicas com tensão nominal $V_N = 220V$ a tensão de linha deve estar entre 201V e 231V.

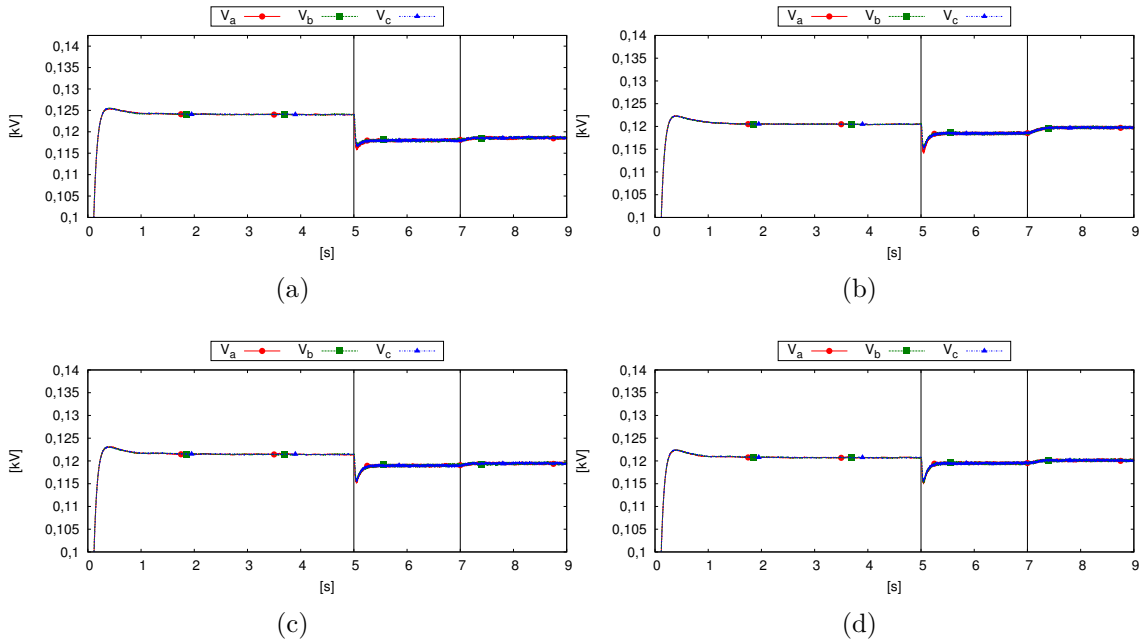


Figura C.1: Tensão rms por fase na microrrede equilibrada para a desconexão não programada no (a) CNX, (b) FV, (c) SUP A e (d) SUP B.

A Figura C.2 mostra as tensões de fase nos pontos de medição para a desconexão não programada da microrrede desequilibrada. Pode ser observado que as tensões são desequilibradas em todos os pontos e após a desconexão há uma queda na tensão, devido à ação das curvas de decaimento utilizadas no controle dos conversores de suporte. Mesmo com a microrrede desequilibrada, as tensões ficam dentro do intervalo adequado, entre $116V$ e $133V$.

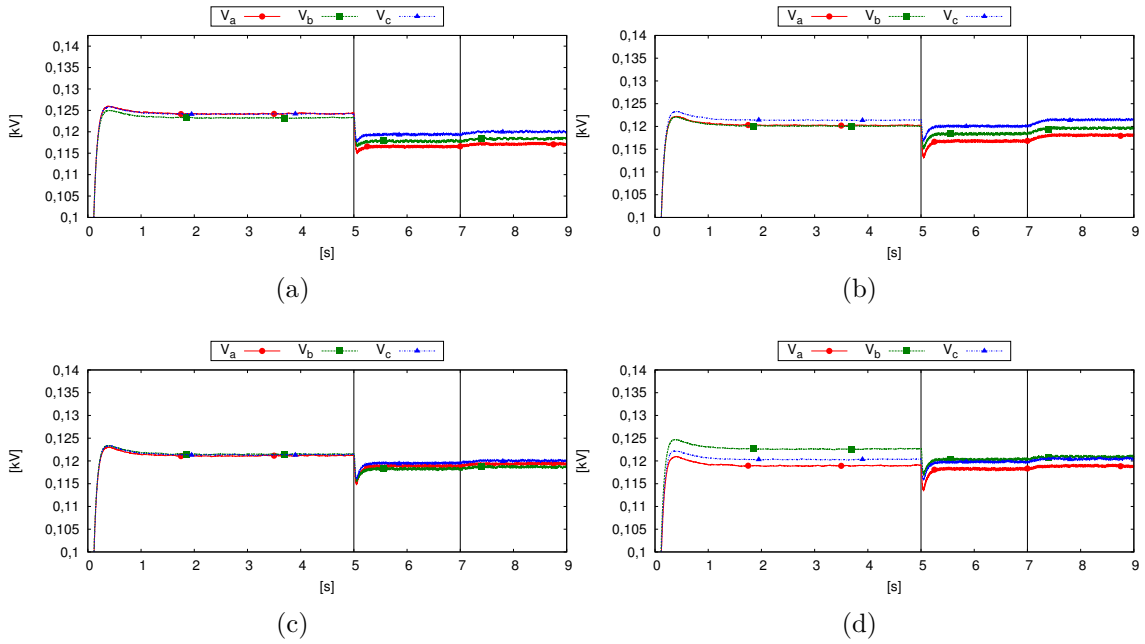


Figura C.2: Tensão rms por fase na microrrede desequilibrada para a desconexão não programada no (a) CNX, (b) FV, (c) SUP A e (d) SUP B.

Na Figura C.3 são mostradas as tensões de fase nos pontos de medição para a desconexão não programada da microrrede desequilibrada utilizando compensação de desbalanço de tensão. O controle de compensação é ativado no instante $t = 1s$ da simulação. Pode ser observado que as tensões são equilibradas nos pontos de conexão dos VSCs de suporte de tensão com o controle de compensação (SUP A e SUP B), o que não ocorre no ponto de conexão com a rede (CNX) e no ponto de conexão do VSC alimentado por painéis fotovoltaicos (FV). Após a desconexão, como nos outros casos, há uma queda na tensão, devido à ação das curvas de decaimento utilizadas no controle dos conversores de suporte. Neste caso, como nos anteriores, as tensões ficam dentro do intervalo adequado, entre $116V$ e $133V$.

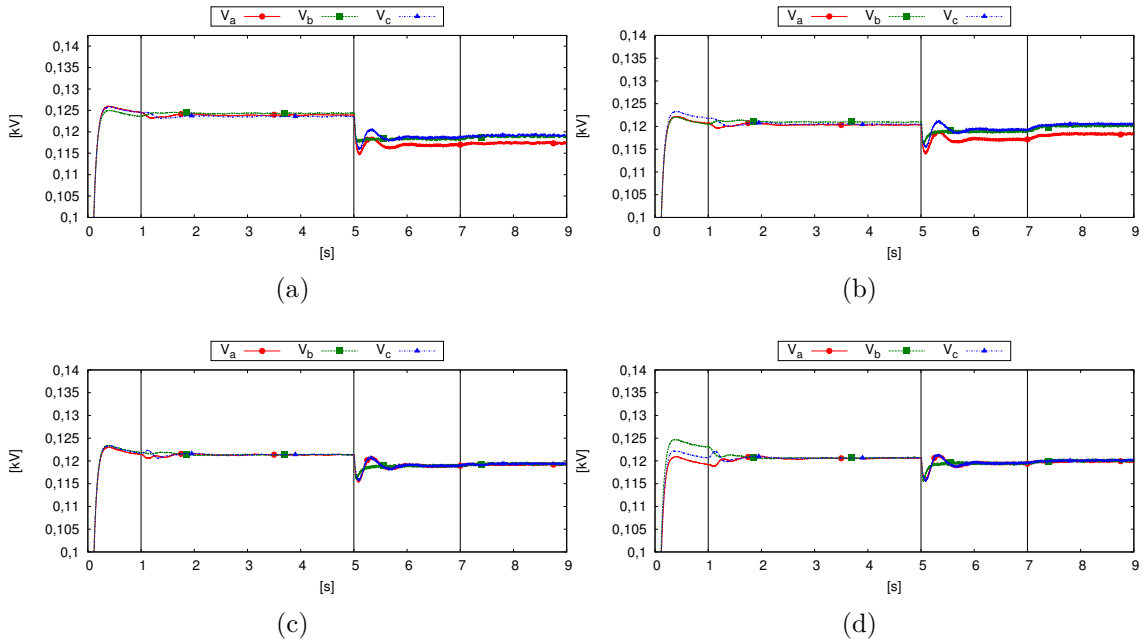


Figura C.3: Tensão rms por fase na microrrede desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão para a desconexão não programada no (a) CNX, (b) FV, (c) SUP A e (d) SUP B.

Na Figura C.4 são mostradas a potência ativa de cada fase nos pontos de medição para a desconexão não programada da microrrede equilibrada. Pode ser observado que antes da desconexão, no instante $t = 5s$, que toda potência ativa é fornecida pela rede (CNX) e pelo VSC alimentado por painéis fotovoltaicos (FV). Após a desconexão a potência que era fornecida pela rede passa a ser fornecida pelos dois VSCs de suporte (metade por cada um). No instante $t = 7s$ quando a geração fotovoltaica aumenta, a geração nos VSCs de suporte diminuem automaticamente para manter o balanço de potência.

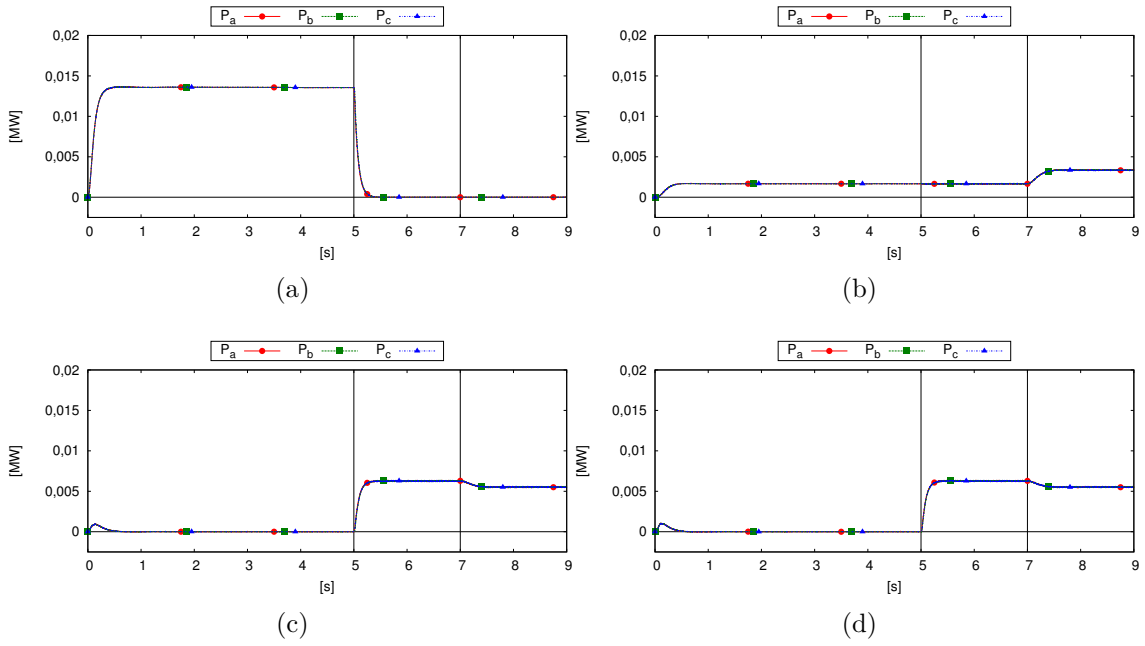


Figura C.4: Potência ativa por fase na microrrede equilibrada para a desconexão não programada no (a) CNX, (b) FV, (c) SUP A e (d) SUP B.

A Figura C.5 mostra a potência ativa de cada fase nos pontos de medição para a desconexão não programada da microrrede desequilibrada. Neste caso pode ser observada a diferença de potência entre as fases. Antes da desconexão, no instante $t = 5s$, a potência ativa trifásica fornecida pelos VSCs de suporte é zero, mas por conta do desequilíbrio as potências nas fases não são nulas. Para a microrrede desequilibrada a divisão de potência entre os VSCs de suporte não se mantêm proporcional por fase, mas a potência trifásica se mantém proporcional, como é visto adiante.

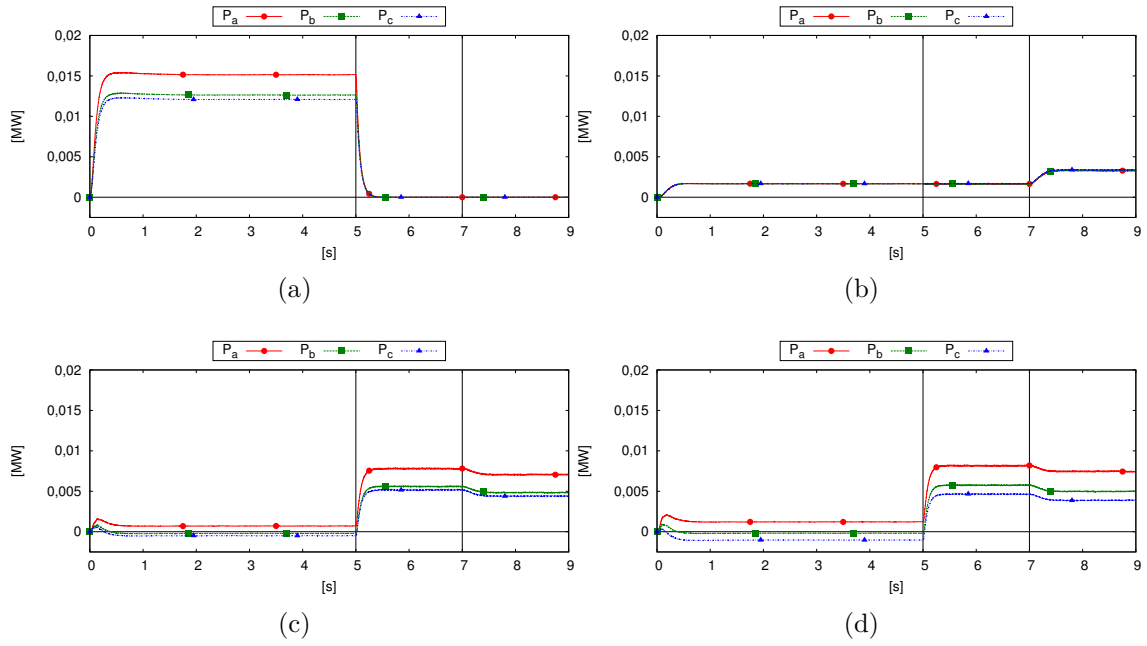


Figura C.5: Potência ativa por fase na microrrede desequilibrada para a desconexão não programada no (a) CNX, (b) FV, (c) SUP A e (d) SUP B.

Na Figura C.6 são mostradas a potência ativa de cada fase nos pontos de medição para a desconexão não programada da microrrede desequilibrada utilizando compensação de desbalanço de tensão. O comportamento da microrrede neste caso, em relação à potência ativa, é semelhante ao da microrrede desequilibrada sem compensação. A compensação aumenta a diferença da potência nas fases devido ao desequilíbrio, mas não afeta a proporção da potência ativa trifásica dividida entre os VSCs de suporte.

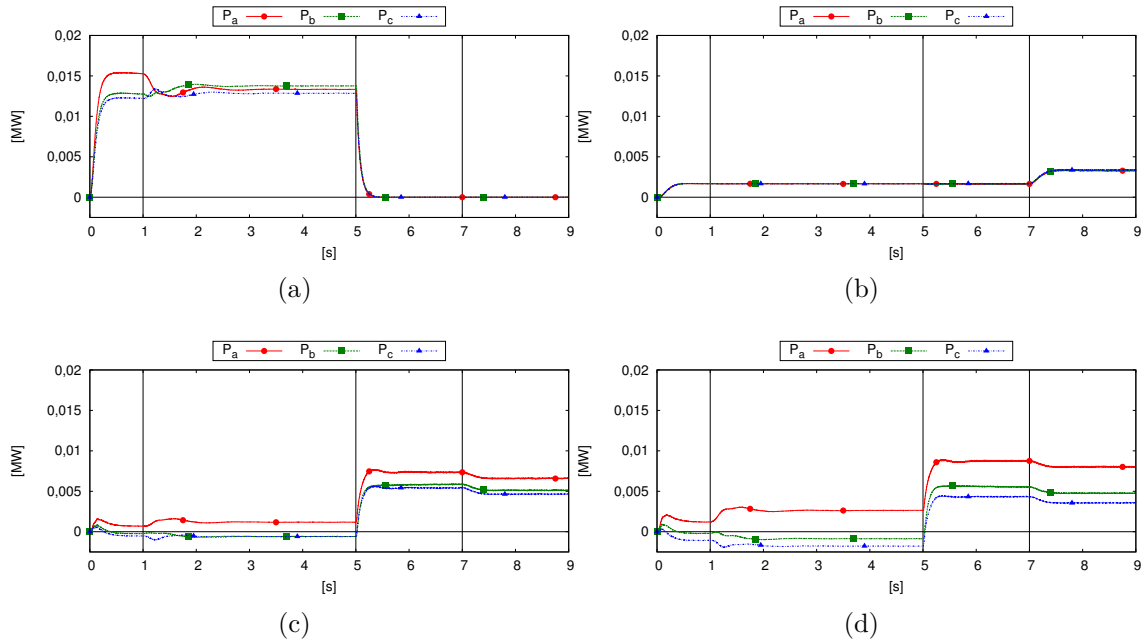


Figura C.6: Potência ativa por fase na microrrede desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão para a desconexão não programada no (a) CNX, (b) FV, (c) SUP A e (d) SUP B.

Na Figura C.7 são mostradas a potência reativa de cada fase nos pontos de medição para a desconexão não programada da microrrede equilibrada. Pode ser observado que antes da desconexão, no instante $t = 5s$, que toda potência reativa é fornecida pela rede (CNX). Após a desconexão a potência reativa que era fornecida pela rede passa a ser fornecida pelos dois VSCs de suporte (metade por cada um). O VSC alimentado por painéis fotovoltaicos não fornece reativo, pois opera com fator unitário. No instante $t = 7s$ quando a geração fotovoltaica aumenta, não há influência significativa na divisão de potência reativa entre os VSCs de suporte.

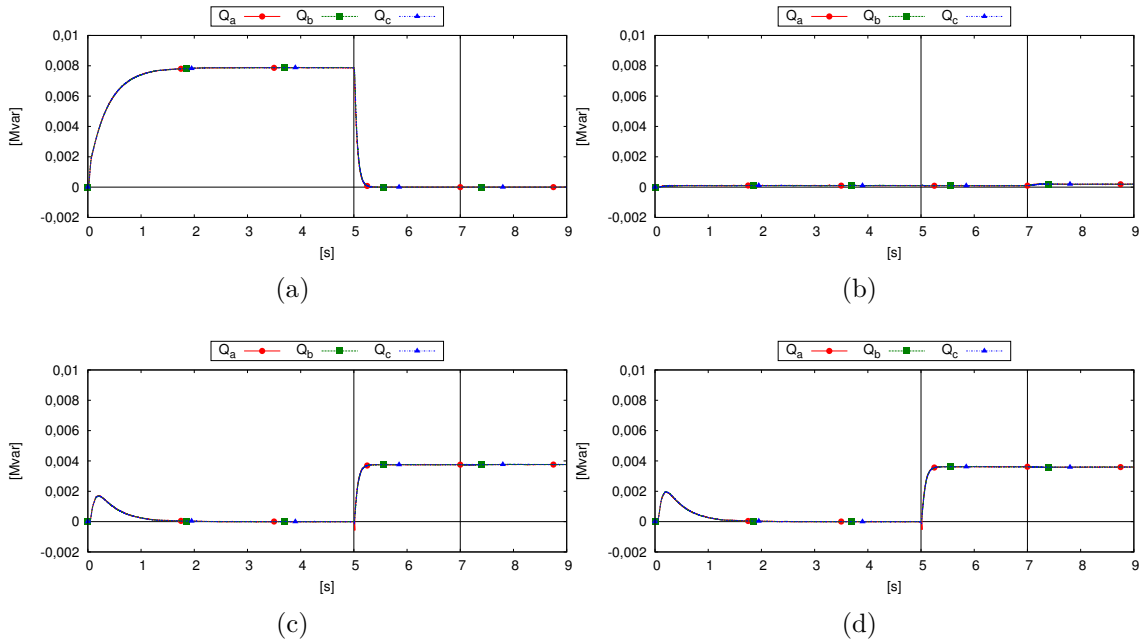


Figura C.7: Potência reativa por fase na microrrede equilibrada para a desconexão não programada no (a) CNX, (b) FV, (c) SUP A e (d) SUP B.

A Figura C.8 mostra a potência reativa de cada fase nos pontos de medição para a desconexão não programada da microrrede desequilibrada. Neste caso pode ser observada a diferença de potência entre as fases. Antes da desconexão, no instante $t = 5s$, a potência reativa trifásica fornecida pelos VSCs de suporte é zero, mas por conta do desequilíbrio as potências nas fases não são nulas. Para a microrrede desequilibrada a divisão de potência reativa entre os VSCs de suporte não se mantêm proporcional por fase devido às diferenças das tensões em seus pontos de conexão. Porém a potência reativa trifásica se mantêm proporcional como é visto adiante.

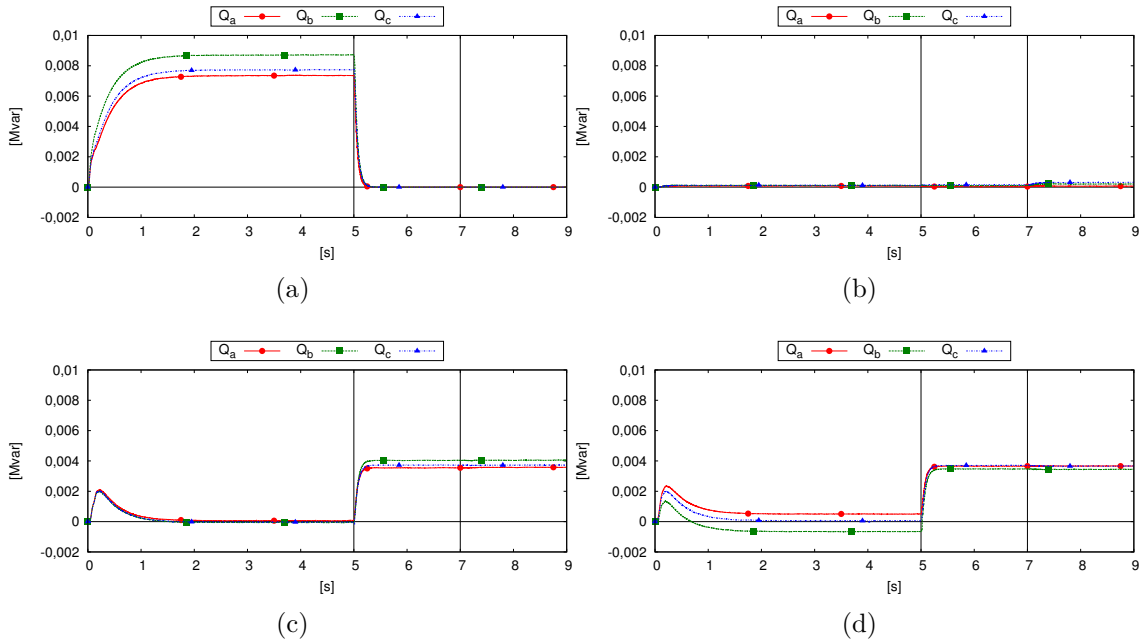


Figura C.8: Potência reativa por fase na microrrede desequilibrada para a desconexão não programada no (a) CNX, (b) FV, (c) SUP A e (d) SUP B.

Na Figura C.9 são mostradas a potência reativa de cada fase nos pontos de medição para a desconexão não programada da microrrede desequilibrada utilizando compensação de desbalanço de tensão. O comportamento da microrrede neste caso, em relação à potência reativa, é semelhante ao da microrrede desequilibrada sem compensação. A compensação aumenta a diferença da potência nas fases dos VSCs de suporte devido ao desequilíbrio, mas não afeta a proporção de potência reativa trifásica dividida entre os VSCs de suporte.

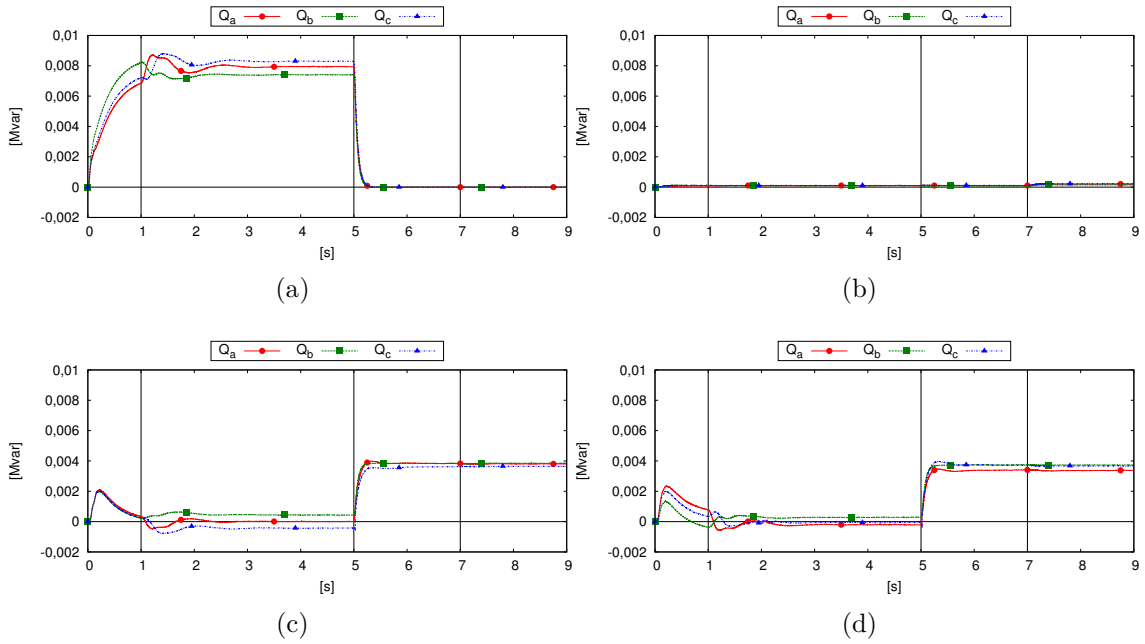


Figura C.9: Potência reativa por fase na microrrede desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão para a desconexão não programada no (a) CNX, (b) FV, (c) SUP A e (d) SUP B.

Na Figura C.10 são mostradas a potência ativa, reativa e aparente trifásica nos pontos de medição para a desconexão não programada da microrrede equilibrada. Pode ser observado que antes da desconexão, no instante $t = 5s$, que toda potência ativa é fornecida pela rede (CNX) e pelo VSC alimentado por painéis fotovoltaicos (FV) e toda potência reativa é fornecida pela rede. Após a desconexão as potências que eram fornecidas pela rede passam a ser fornecida pelos dois VSCs de suporte (metade por cada um). No instante $t = 7s$ quando a geração fotovoltaica aumenta, a geração de potência ativa nos VSCs de suporte diminuem automaticamente para manter o balanço de potência.

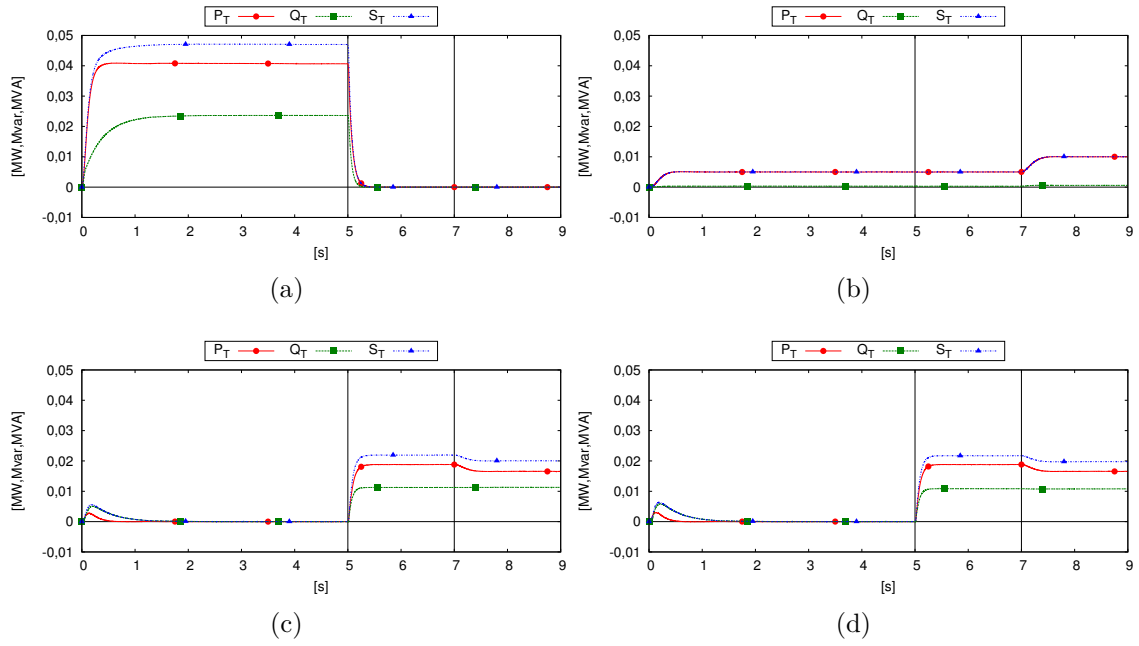


Figura C.10: Potências trifásicas na microrrede equilibrada para a desconexão não programada no (a) CNX, (b) FV, (c) SUP A e (d) SUP B.

A Figura C.11 mostra a potência ativa, reativa e aparente trifásicas nos pontos de medição para a desconexão não programada da microrrede desequilibrada. Apesar das potências nas fases serem desequilibradas, as potências trifásicas tem praticamente o mesmo valor médio e comportamento que no caso da microrrede equilibrada.

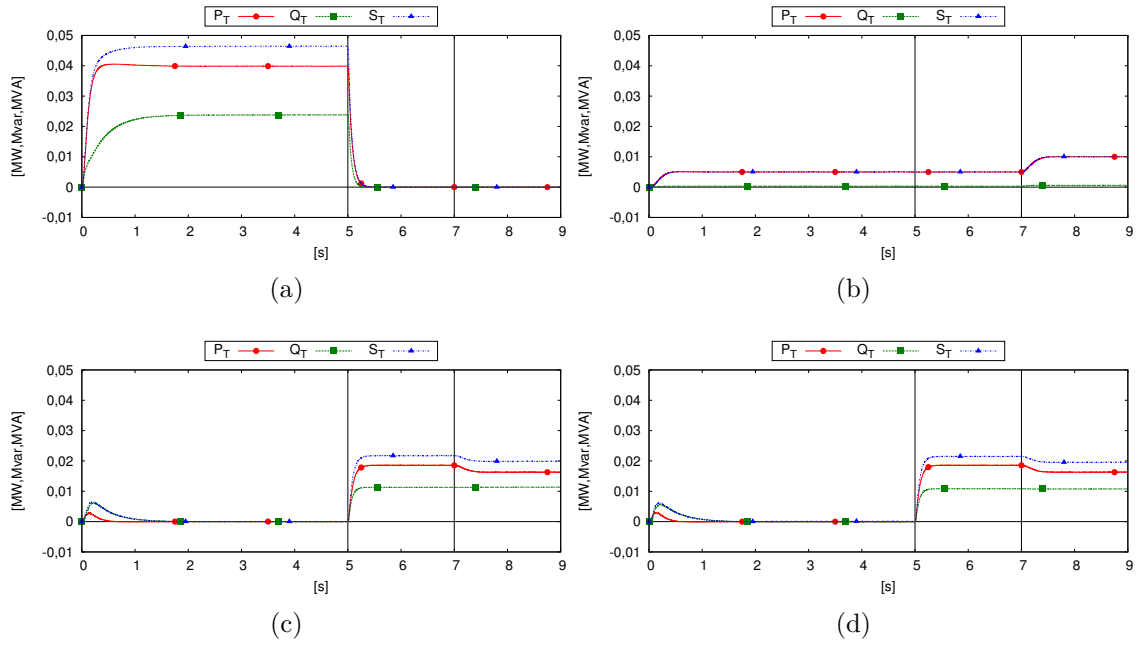


Figura C.11: Potências trifásicas na microrrede desequilibrada para a desconexão não programada no (a) CNX, (b) FV, (c) SUP A e (d) SUP B.

Na Figura C.12 são mostradas as potência ativa, reativa e aparente trifásicas nos pontos de medição para a desconexão não programada da microrrede desequilibrada utilizando compensação de desbalanço de tensão. Como no caso da microrrede desequilibrada e equilibrada, as potências trifásicas tem praticamente o mesmo valor médio e comportamento semelhantes, com uma pequena alteração no comportamento dinâmico devido ao controle de compensação de desbalanço de tensão.

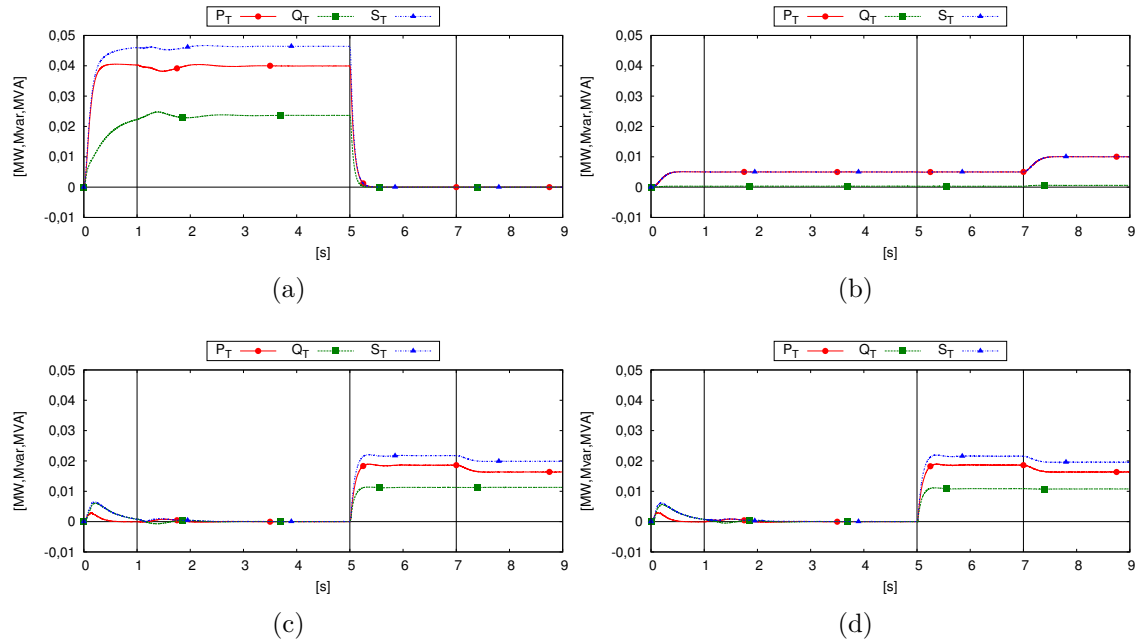


Figura C.12: Potências trifásicas na microrrede desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão para a desconexão não programada no (a) CNX, (b) FV, (c) SUP A e (d) SUP B.

C.2 Desconexão Programada

A desconexão programada ocorre quando por conta de algum motivo, como manutenção na rede elétrica, a microrrede deve ser desconectada em um instante determinado da rede elétrica. Neste caso o controle secundário opera e faz com que os VSCs de suporte comecem a gerar a energia para suprir a microrrede antes da desconexão e quando ela é desconectada, assumem a referência de tensão e frequência da rede. Nesta operação os transitórios são menores do que na desconexão não programada. Os eventos que ocorrem nesta simulação são descritos na Tabela 4.4

Na Figura C.13 são mostradas as tensões de fase nos pontos de medição para a desconexão programada da microrrede equilibrada. No instante $t = 2,5s$ há mudança nas tensões devido ao comando do controle secundário para que os VSCs de suporte comecem a fornecer potência ativa e reativa. Pode ser observado que após a desconexão, no instante $t = 5s$ há uma pequena queda na tensão, diferente do que ocorre na desconexão não programada. Quando a geração fotovoltaica é aumentada, no instante $t = 7s$, há uma pequena queda de tensão devido a redução de geração de potência ativa nos VSCs de suporte. As tensões de fase se mantêm dentro dos limites adequados para redes de distribuição, no intervalo entre $116V$ e $133V$.

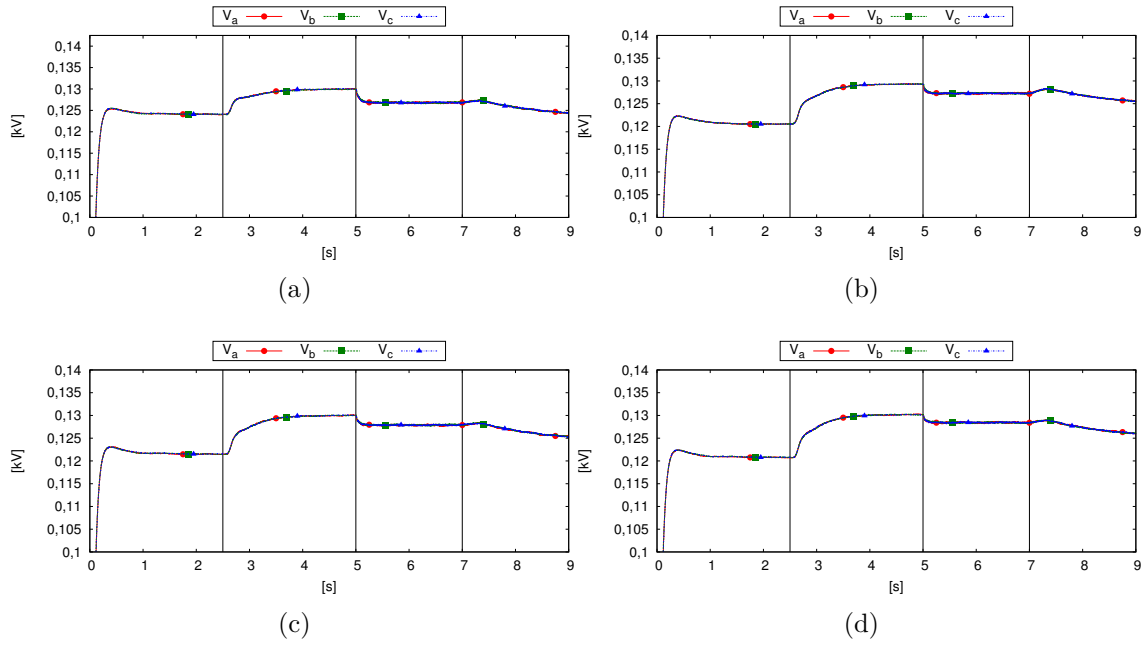


Figura C.13: Tensão rms por fase na microrrede equilibrada para a desconexão programada no (a) CNX, (b) FV, (c) SUP A e (d) SUP B.

A Figura C.14 mostra as tensões de fase nos pontos de medição para a desconexão programada da microrrede desequilibrada. Pode ser observado que as tensões são desequilibradas em todos os pontos e após desconexão há uma pequena queda na tensão, devido à ação das curvas de decaimento utilizadas no controle dos conversores de suporte. Mesmo com a microrrede desequilibrada, as tensões ficam dentro do intervalo adequado, entre 116V e 133V.

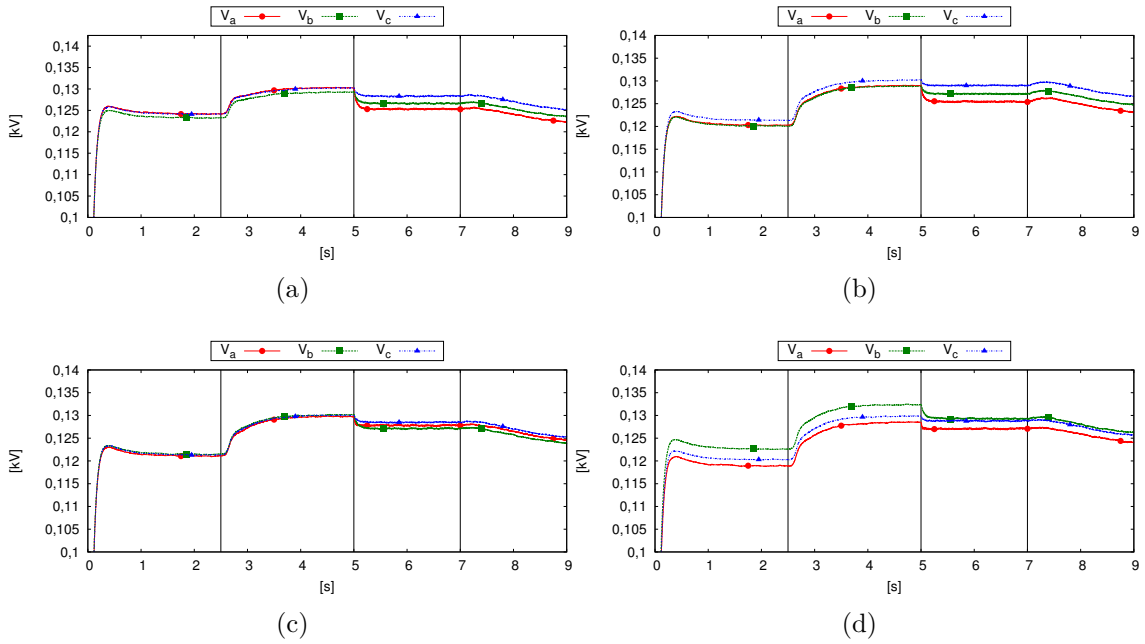


Figura C.14: Tensão rms por fase na microrrede desequilibrada para a desconexão programada no (a) CNX, (b) FV, (c) SUP A e (d) SUP B.

Na Figura C.15 são mostradas as tensões de fase nos pontos de medição para a desconexão programada da microrrede desequilibrada utilizando compensação de desbalanço de tensão. O controle de compensação é ativado no instante $t = 1$ s da simulação. Pode ser observado que as tensões são equilibradas nos pontos de conexão dos VSCs de suporte de tensão com o controle de compensação (SUP A e SUP B), o que não ocorre no ponto de conexão com a rede (CNX) e no ponto de conexão do VSC alimentado por painéis fotovoltaicos (FV). Após a desconexão, como nos outros casos, há uma pequena queda na tensão, devido à ação das curvas de decaimento utilizadas no controle dos conversores de suporte. Neste caso, como nos anteriores, as tensões ficam dentro do intervalo adequado, entre 116V e 133V.

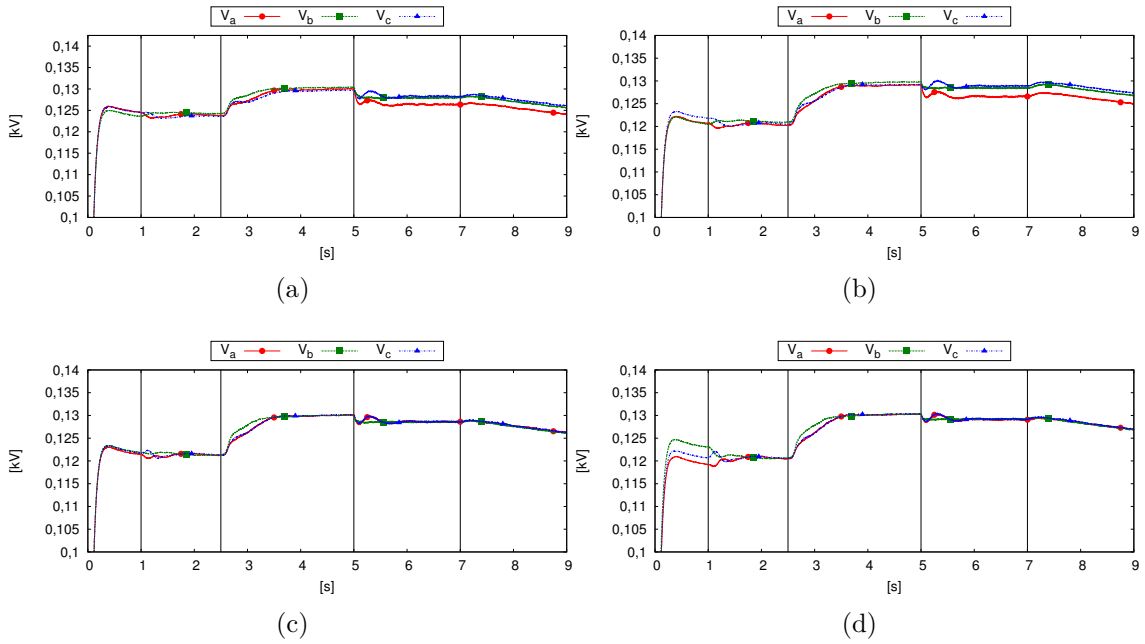


Figura C.15: Tensão rms por fase na microrrede desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão para a desconexão programada no (a) CNX, (b) FV, (c) SUP A e (d) SUP B.

Na Figura C.16 são mostradas a potência ativa de cada fase nos pontos de medição para a desconexão programada da microrrede equilibrada. No instante $t = 2, 5s$ há aumento na potência ativa nos VSCs de suporte devido ao comando do controle secundário para desconexão programada. Pode ser observado que antes da desconexão, no instante $t = 5s$, que a maior parte da potência ativa é fornecida pelos VSCs de suporte e pelo VSC alimentado por painéis fotovoltaicos (FV). Após a desconexão a potência que era fornecida pela rede passa a ser fornecida pelos dois VSCs de suporte (metade por cada um). No instante $t = 7s$ quando a geração fotovoltaica aumenta, a geração nos VSCs de suporte diminuem automaticamente para manter o balanço de potência.

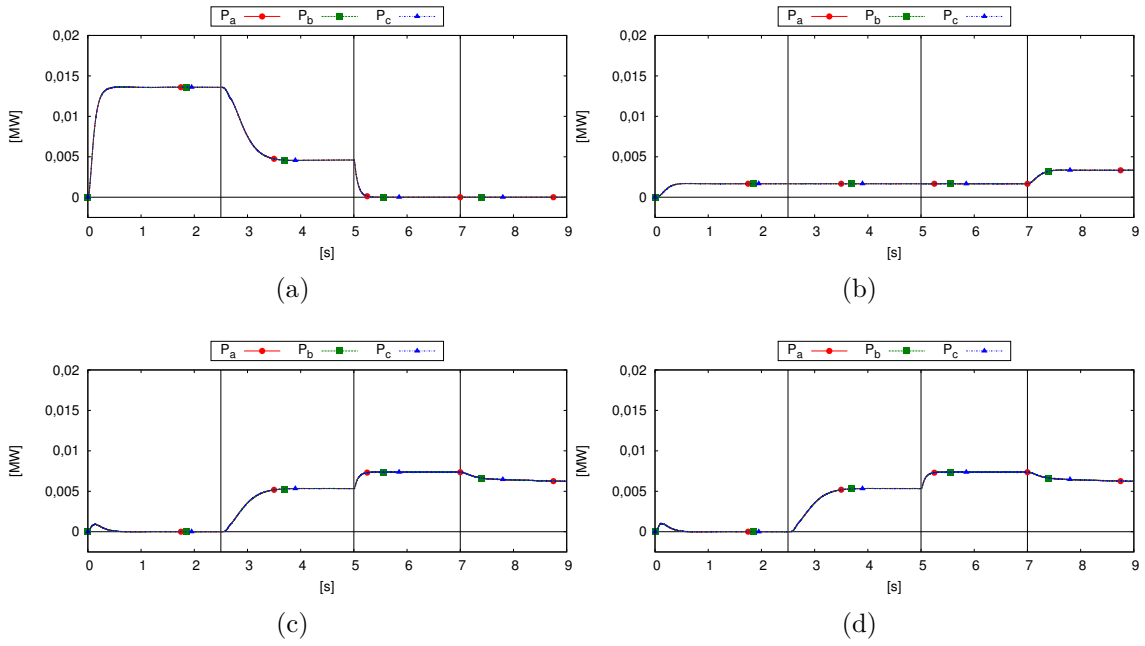


Figura C.16: Potência ativa por fase na microrrede equilibrada para a desconexão programada no (a) CNX, (b) FV, (c) SUP A e (d) SUP B.

A Figura C.17 mostra a potência ativa de cada fase nos pontos de medição para a desconexão programada da microrrede desequilibrada. Neste caso pode ser observada a diferença de potência entre as fases. Antes do controle secundário enviar a referência de potência para a desconexão programada, no instante $t = 2,5s$, a potência ativa trifásica fornecida pelos VSCs de suporte é zero, mas por conta do desequilíbrio as potências nas fases não são nulas. Para a microrrede desequilibrada a divisão de potência entre os VSCs de suporte não se mantém proporcional por fase, mas a potência trifásica se mantém proporcional como é visto adiante.

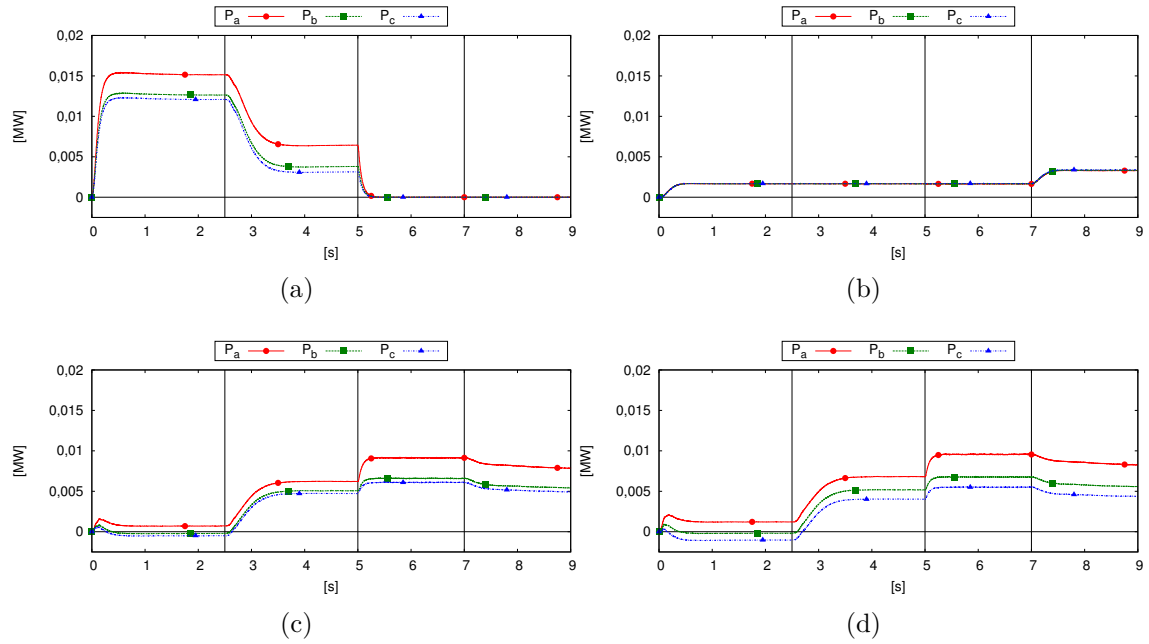


Figura C.17: Potência ativa por fase na microrrede desequilibrada para a desconexão programada no (a) CNX, (b) FV, (c) SUP A e (d) SUP B.

Na Figura C.18 são mostradas a potência ativa de cada fase nos pontos de medição para a desconexão programada da microrrede desequilibrada utilizando compensação de desbalanço de tensão. O comportamento da microrrede neste caso, em relação à potência ativa, é semelhante ao da microrrede desequilibrada sem compensação. A compensação aumenta a diferença da potência nas fases devido ao desequilíbrio, mas não afeta a proporção da potência ativa trifásica dividida entre os VSCs de suporte.

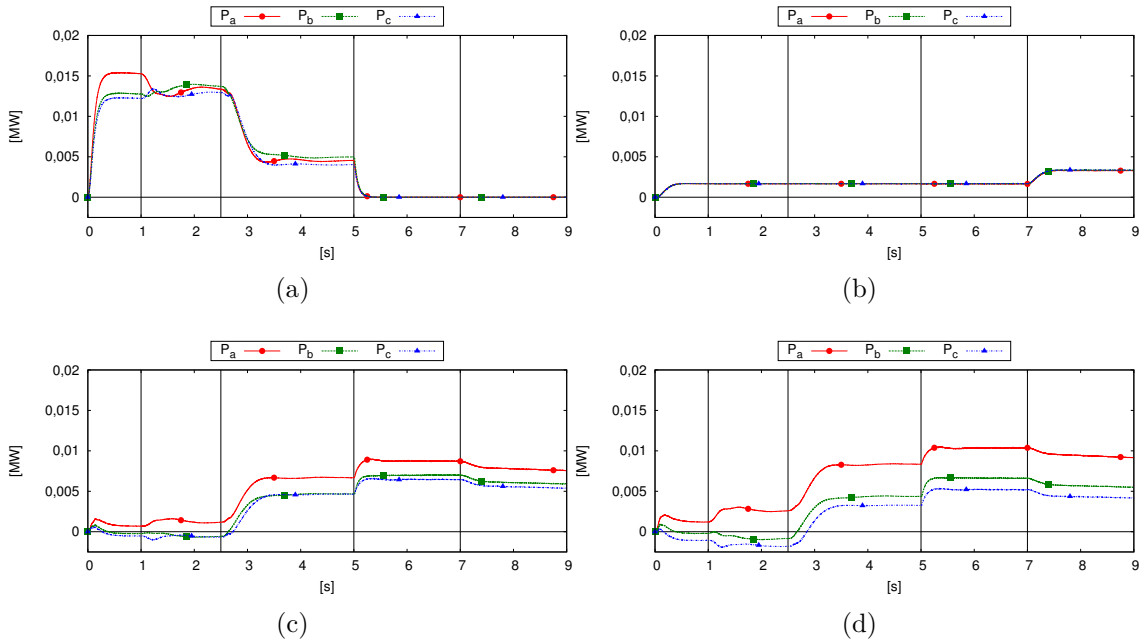


Figura C.18: Potência ativa por fase na microrrede desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão para a desconexão programada no (a) CNX, (b) FV, (c) SUP A e (d) SUP B.

Na Figura C.19 são mostradas a potência reativa de cada fase nos pontos de medição para a desconexão programada da microrrede equilibrada. No instante $t = 2,5s$ há aumento na potência reativa nos VSCs de suporte devido ao comando do controle secundário para desconexão programada. Pode ser observado que antes da desconexão, no instante $t = 5s$, que a maior parte da potência reativa é fornecida pelos VSCs de suporte. Após a desconexão a potência reativa que era fornecida pela rede passa a ser fornecida pelos dois VSCs de suporte (metade por cada um), sendo que o VSC alimentado por painéis fotovoltaicos não fornece reativo por operar com fator de potência unitário. No instante $t = 7s$ quando a geração fotovoltaica aumenta, não há influência significativa na divisão de potência reativa entre os VSCs de suporte.

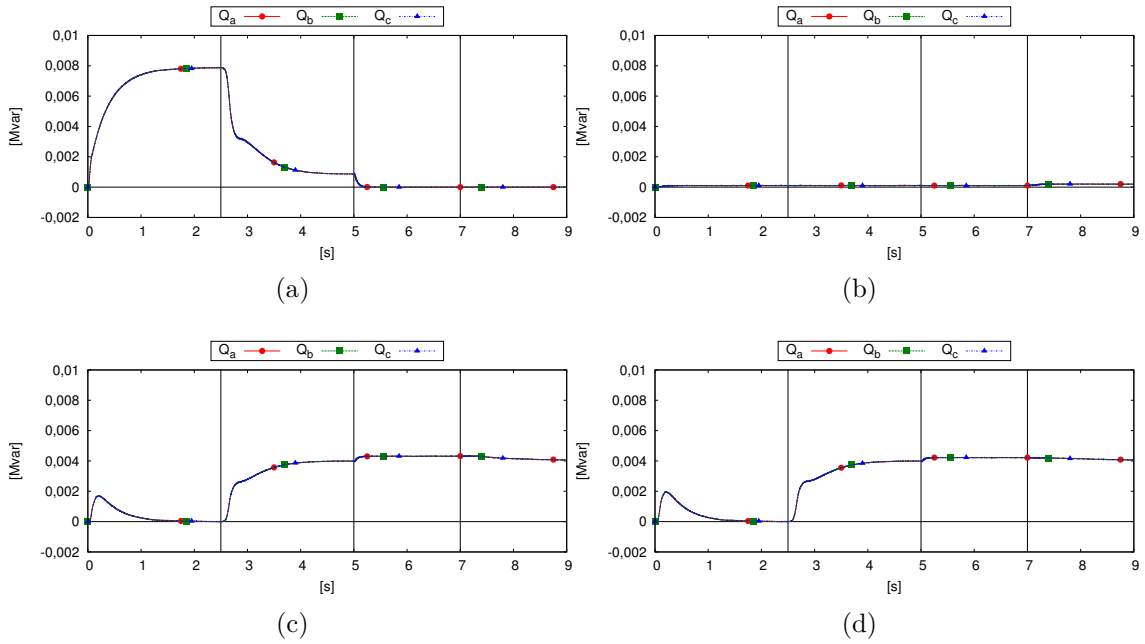


Figura C.19: Potência reativa por fase na microrrede equilibrada para a desconexão programada no (a) CNX, (b) FV, (c) SUP A e (d) SUP B.

A Figura C.20 mostra a potência reativa de cada fase nos pontos de medição para a desconexão programada da microrrede desequilibrada. Neste caso pode ser observada a diferença de potência entre as fases. Antes do controle secundário enviar a referência de potência para a desconexão programada, no instante $t = 2,5s$, a potência reativa trifásica fornecida pelos VSCs de suporte é zero, mas por conta do desequilíbrio as potências nas fases não são nulas. Para a microrrede desequilibrada a divisão de potência reativa entre os VSCs de suporte não se mantêm proporcional por fase devido às diferenças das tensões em seus pontos de conexão. Porém a potência reativa trifásica se mantêm proporcional como é visto adiante.

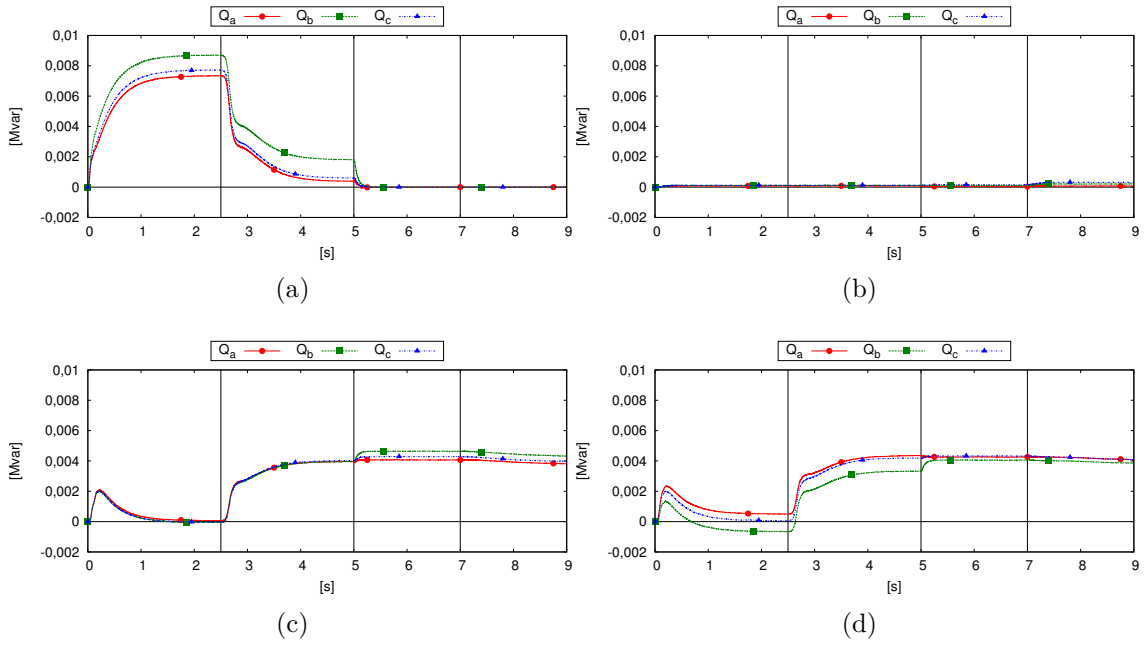


Figura C.20: Potência reativa por fase na microrrede desequilibrada para a desconexão programada no (a) CNX, (b) FV, (c) SUP A e (d) SUP B.

Na Figura C.21 são mostradas a potência reativa de cada fase nos pontos de medição para a desconexão programada da microrrede desequilibrada utilizando compensação de desbalanço de tensão. O comportamento da microrrede neste caso, em relação à potência reativa, é semelhante ao da microrrede desequilibrada sem compensação. A compensação aumenta a diferença da potência nas fases dos VSCs de suporte devido ao desequilíbrio, mas não afeta a proporção de potência reativa trifásica dividida entre os VSCs de suporte.

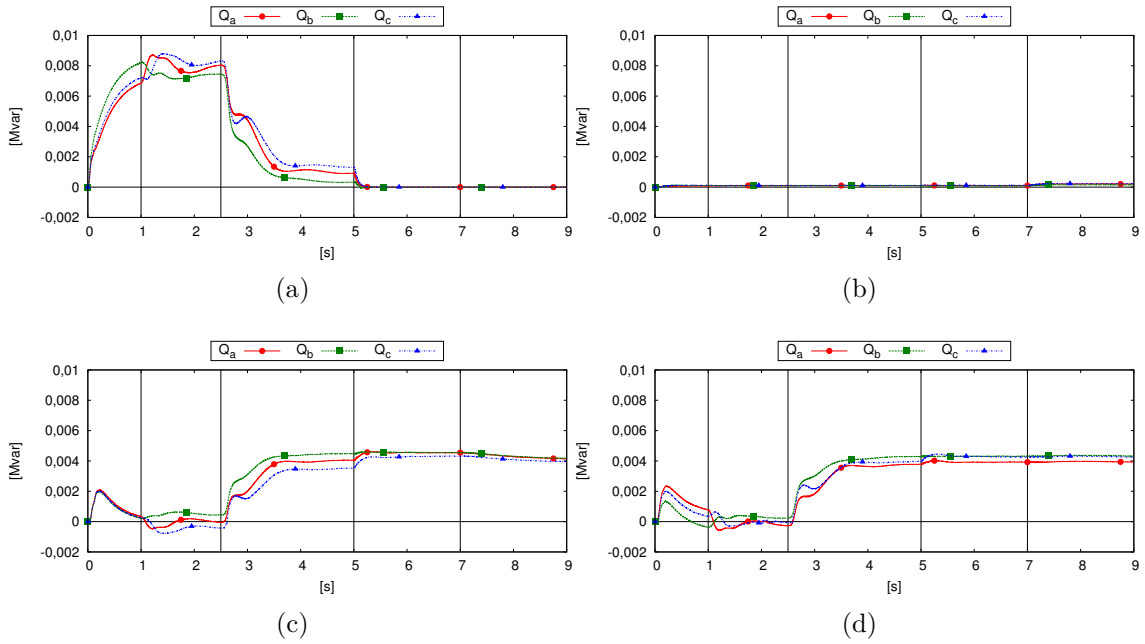


Figura C.21: Potência reativa por fase na microrrede desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão para a desconexão programada no (a) CNX, (b) FV, (c) SUP A e (d) SUP B.

Na Figura C.22 são mostradas a potência ativa, reativa e aparente trifásica nos pontos de medição para a desconexão programada da microrrede equilibrada. No instante $t = 2,5s$ há aumento nas potências dos VSCs de suporte devido ao comando do controle secundário para desconexão programada. Pode ser observado que antes da desconexão, no instante $t = 5s$, que a maior parte da potência ativa e reativa é fornecida pelos VSCs de suporte e pelo VSC alimentado por painéis fotovoltaicos (FV). Após a desconexão as potências que eram fornecidas pela rede passam a ser fornecida pelos dois VSCs de suporte (metade por cada um). No instante $t = 7s$ quando a geração fotovoltaica aumenta, a geração de potência ativa nos VSCs de suporte diminuem automaticamente para manter o balanço de potência.

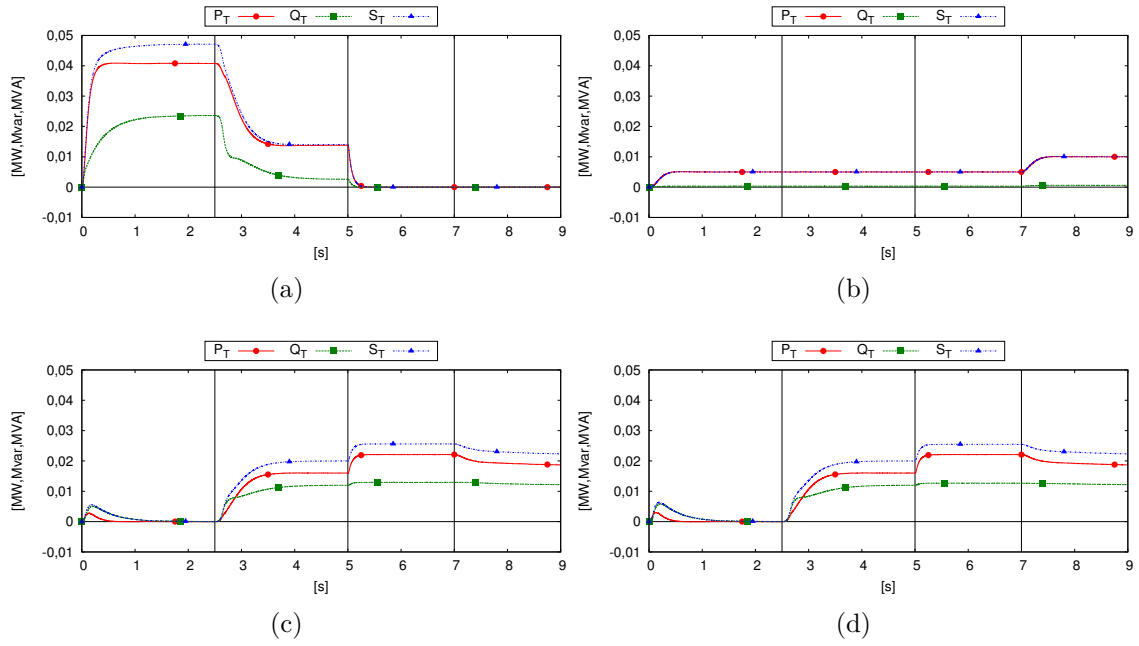


Figura C.22: Potências trifásicas na microrrede equilibrada para a desconexão programada no (a) CNX, (b) FV, (c) SUP A e (d) SUP B.

A Figura C.23 mostra a potência ativa, reativa e aparente trifásicas nos pontos de medição para a desconexão programada da microrrede desequilibrada. Apesar das potências nas fases serem desequilibradas, as potências trifásicas tem praticamente o mesmo valor médio e comportamento que no caso da microrrede equilibrada.

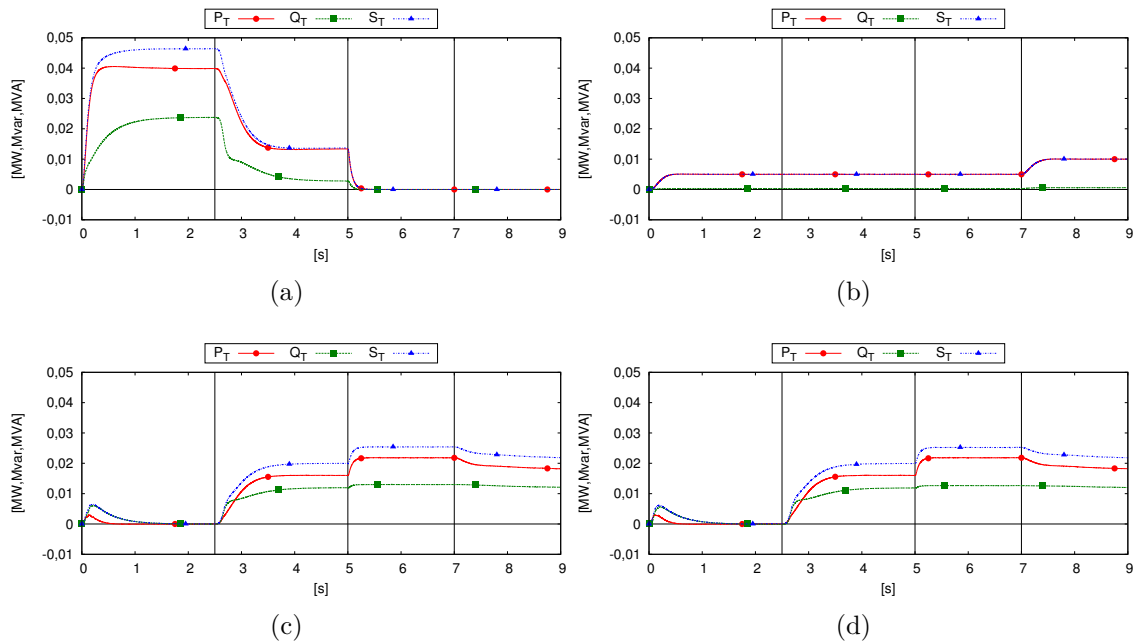


Figura C.23: Potências trifásicas na microrrede desequilibrada para a desconexão programada no (a) CNX, (b) FV, (c) SUP A e (d) SUP B.

Na Figura C.24 são mostradas as potências ativa, reativa e aparente trifásicas nos pontos de medição para a desconexão programada da microrrede desequilibrada utilizando compensação de desbalanço de tensão. Como no caso da microrrede desequilibrada e equilibrada, as potências trifásicas tem praticamente o mesmo valor médio e comportamento, com uma pequena alteração no comportamento dinâmico devido ao controle de compensação de desbalanço de tensão.

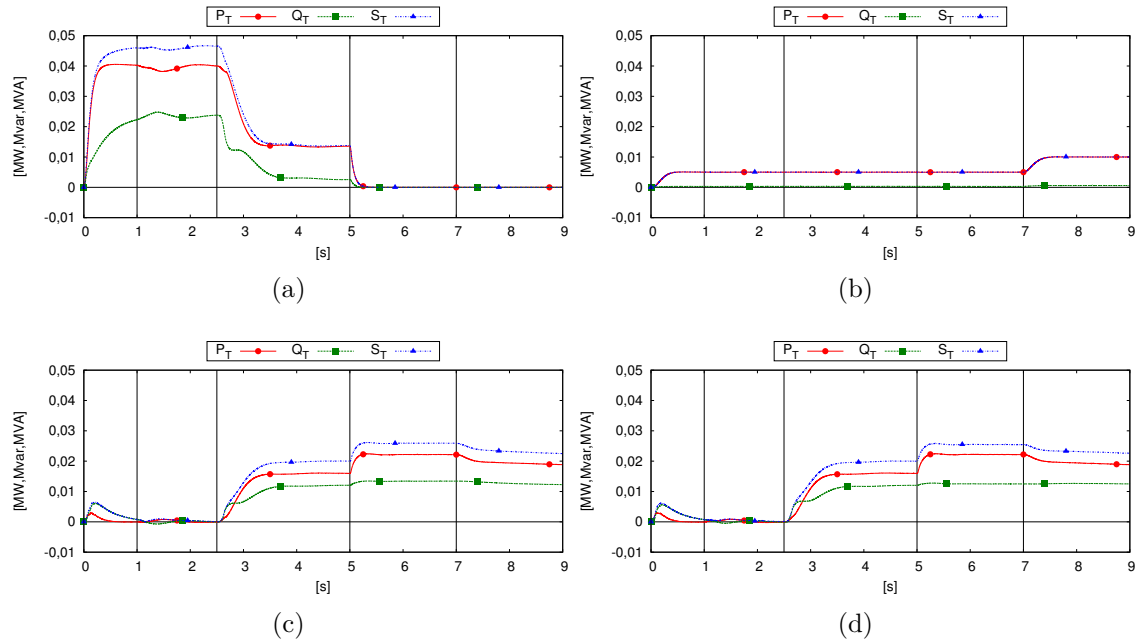


Figura C.24: Potências trifásicas na microrrede desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão para a desconexão programada no (a) CNX, (b) FV, (c) SUP A e (d) SUP B.

C.3 Reconexão

A reconexão ocorre quando a microrrede deve ser conectada novamente à rede elétrica, após o reestabelecimento da mesma. O controle secundário envia referências de potência para que a tensão e frequência da microrrede fiquem próximos dos valores medidos na rede com o objetivo de permitir a reconexão. Neste estudo de caso, devido à escolha da inclinação da curva de decaimento da frequência em relação à potência ativa ($f \times p$), a frequência terá variação menor que $\pm 0,5Hz$, o que permite a reconexão com a rede. Logo, só a referência de potência reativa é usada para adequar os valores de tensão da microrrede para reconexão. Com isso, logo após a reconexão a rede assume toda potência ativa que era suprida pelos VSCs de suporte e esses continuam operando com a mesma quantidade de potência reativa. Os VSCs de suporte assumem a referência de tensão e frequência da microrrede até

a reconexão. Os eventos que ocorrem nesta simulação são descritos na Tabela 4.5

Na Figura C.25 são mostradas as tensões de fase nos pontos de medição antes e após a reconexão na microrrede equilibrada. No instante $t = 1s$ há um aumento da geração fotovoltaica e no instante $t = 2s$ há mudança nas tensões devido ao comando do controle secundário para que os VSCs de suporte passem a operar com valores de frequência e tensão que permitam a reconexão. Pode ser observado que após a reconexão, próximo ao instante $t = 7s$ há uma elevação na tensão, devido à transferência de fornecimento de potência ativa dos VSCs de suporte para a rede. Quando a geração fotovoltaica é aumentada, a partir de $t = 1s$, há uma pequena variação de tensão devido à redução de geração de potência ativa nos VSCs de suporte. As tensões de fase se mantêm dentro dos limites adequados para redes de distribuição, no intervalo entre $116V$ e $133V$.

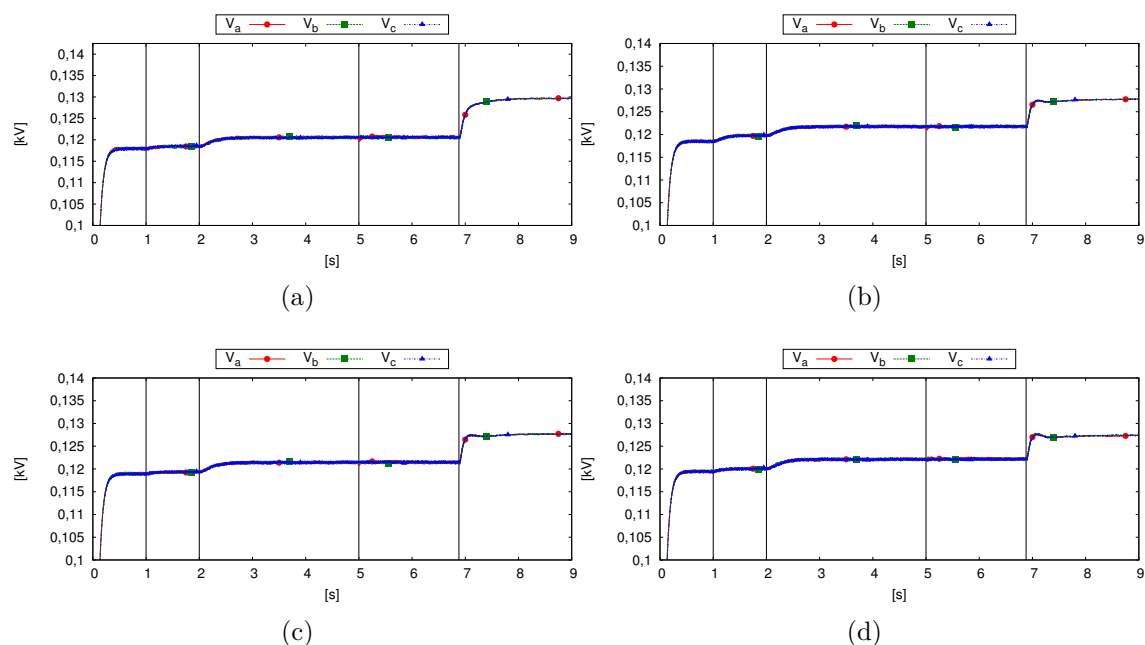


Figura C.25: Tensão rms por fase na microrrede equilibrada antes e após a reconexão no (a) CNX, (b) FV, (c) SUP A e (d) SUP B.

A Figura C.26 mostra as tensões de fase nos pontos de medição antes e após a reconexão na microrrede desequilibrada. Pode ser observado que as tensões são desequilibradas em todos os pontos e que após a reconexão há uma pequena elevação na tensão. Mesmo com a microrrede desequilibrada, as tensões ficam dentro do intervalo adequado, entre $116V$ e $133V$.

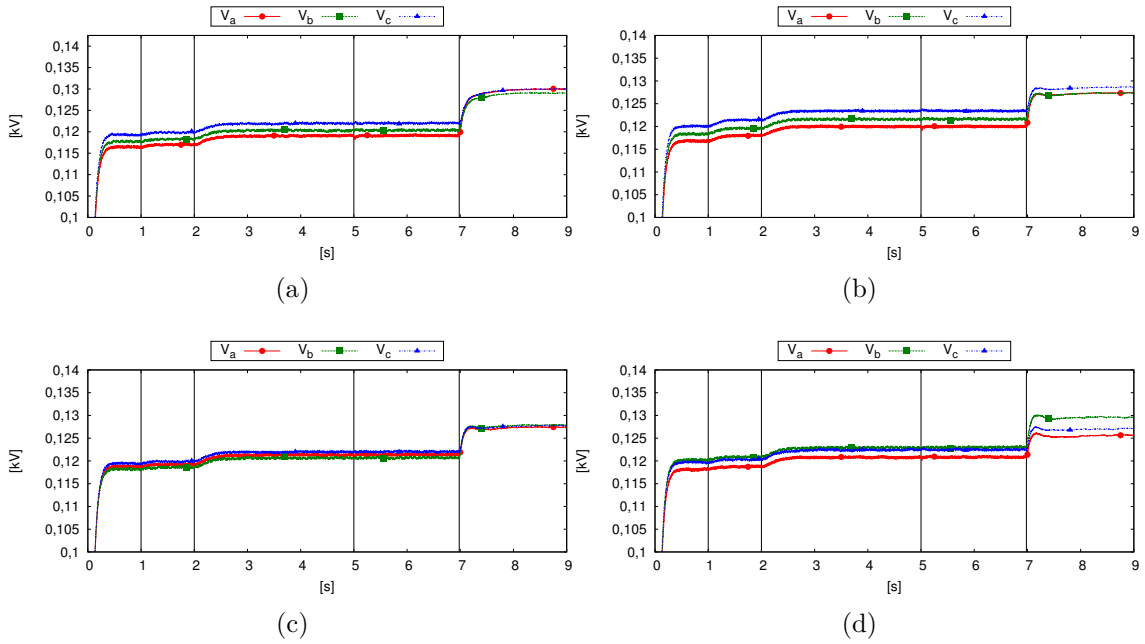


Figura C.26: Tensão rms por fase na microrrede desequilibrada antes e após a reconexão no (a) CNX, (b) FV, (c) SUP A e (d) SUP B.

Na Figura C.27 são mostradas as tensões de fase nos pontos de medição antes e após a reconexão na microrrede desequilibrada utilizando compensação de desbalanço de tensão. O controle de compensação é ativado no instante $t = 1s$ da simulação. Pode ser observado que as tensões são equilibradas nos pontos de conexão dos VSCs de suporte de tensão com o controle de compensação (SUP A e SUP B), o que não ocorre no ponto de conexão com a rede (CNX) e no ponto de conexão do VSC alimentado por painéis fotovoltaicos (FV). Após a reconexão, como nos outros casos, há uma pequena elevação na tensão. Neste caso, como nos anteriores, as tensões ficam dentro do intervalo adequado, entre $116V$ e $133V$.

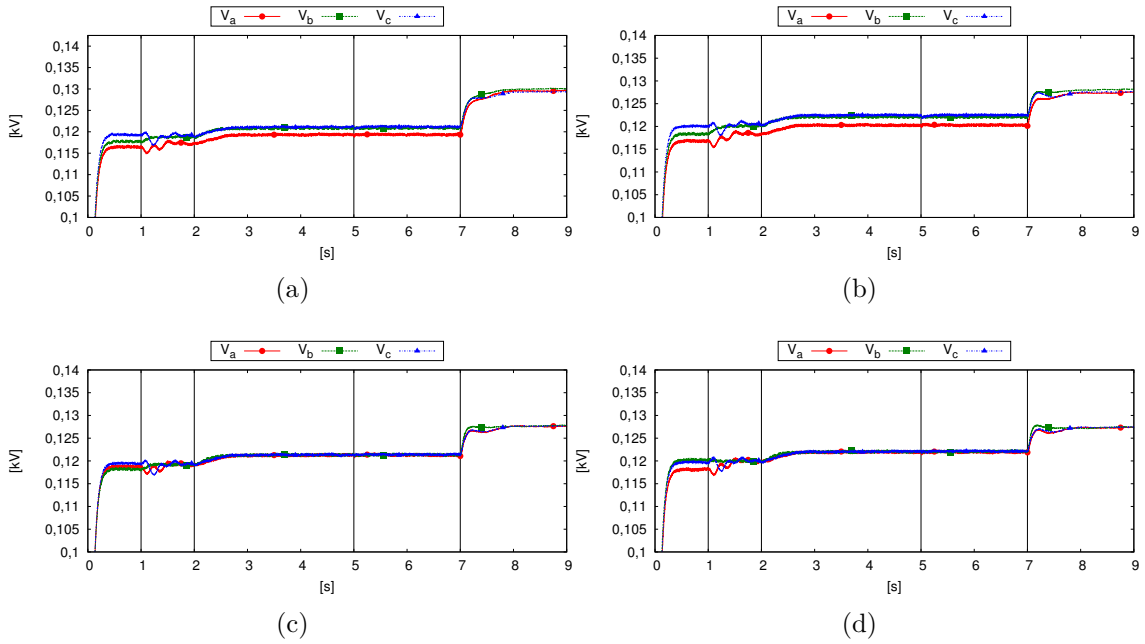


Figura C.27: Tensão rms por fase na microrrede desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão antes e após a reconexão no (a) CNX, (b) FV, (c) SUP A e (d) SUP B.

Na Figura C.28 são mostradas a potência ativa de cada fase nos pontos de medição antes e após a reconexão na microrrede equilibrada. No instante $t = 1s$ quando a geração fotovoltaica aumenta, a geração nos VSCs de suporte diminuem automaticamente para manter o balanço de potência. Pode ser observado que antes da reconexão, próximo ao instante $t = 7s$, que a maior parte da potência ativa é fornecida pelos VSCs de suporte e uma parte menor pelo VSC alimentado por painéis fotovoltaicos (FV). Após a reconexão a potência que era fornecida pelos VSCs de suporte passa a ser fornecida pela rede.

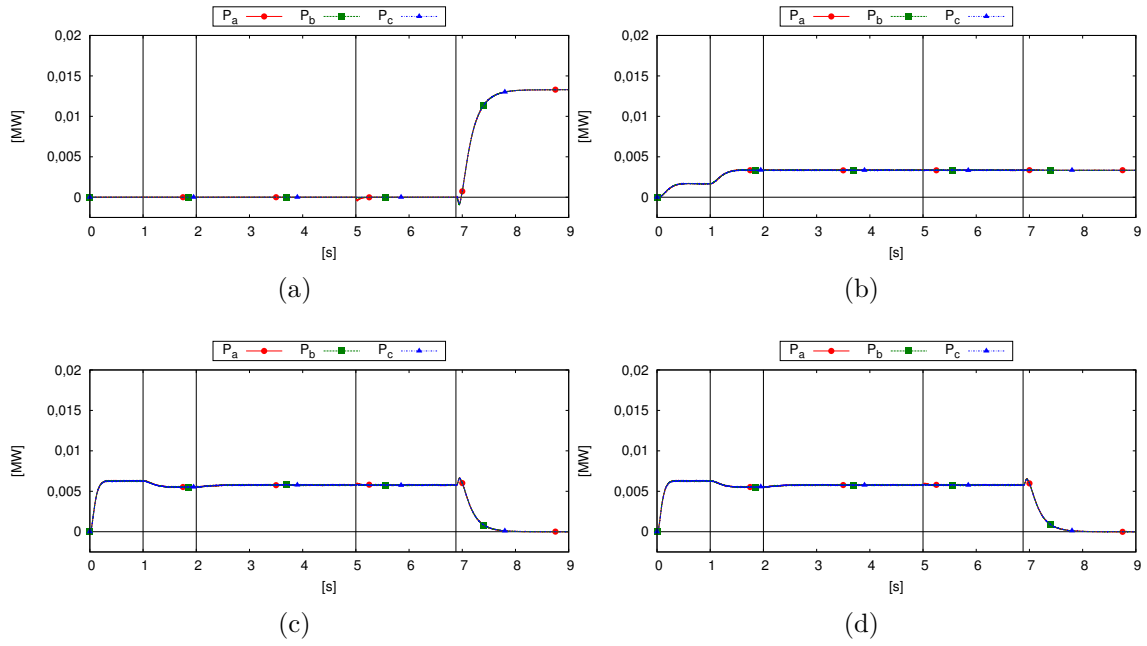


Figura C.28: Potência ativa por fase na microrrede equilibrada antes e após a reconexão no (a) CNX, (b) FV, (c) SUP A e (d) SUP B.

A Figura C.29 mostra a potência ativa de cada fase nos pontos de medição antes e após a reconexão na microrrede desequilibrada. Neste caso, pode ser observada a diferença de potência entre as fases. Após a reconexão, próximo ao instante $t = 7s$, a potência ativa trifásica fornecida pelos VSCs de suporte passa a ser nula, mas por conta do desequilíbrio as potências nas fases não o são. Para a microrrede desequilibrada a divisão de potência entre os VSCs de suporte não se mantêm proporcional por fase, mas a potência trifásica se mantêm proporcional como é visto adiante.

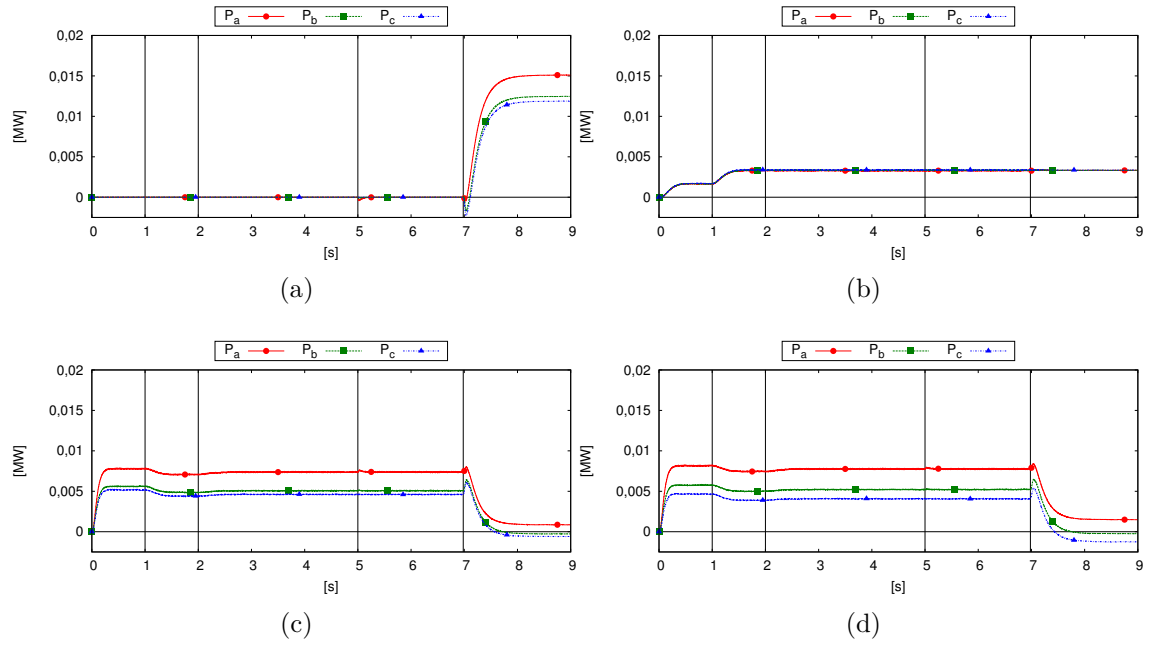


Figura C.29: Potência ativa por fase na microrrede desequilibrada antes e após a reconexão no (a) CNX, (b) FV, (c) SUP A e (d) SUP B.

Na Figura C.30 são mostradas a potência ativa de cada fase nos pontos de medição antes e após a reconexão na microrrede desequilibrada utilizando compensação de desbalanço de tensão. O comportamento da microrrede neste caso, em relação à potência ativa, é semelhante ao da microrrede desequilibrada sem compensação. A compensação aumenta a diferença da potência nas fases dos VSCs de suporte devido ao desequilíbrio, mas não afeta a proporção da potência ativa trifásica dividida entre os VSCs de suporte.

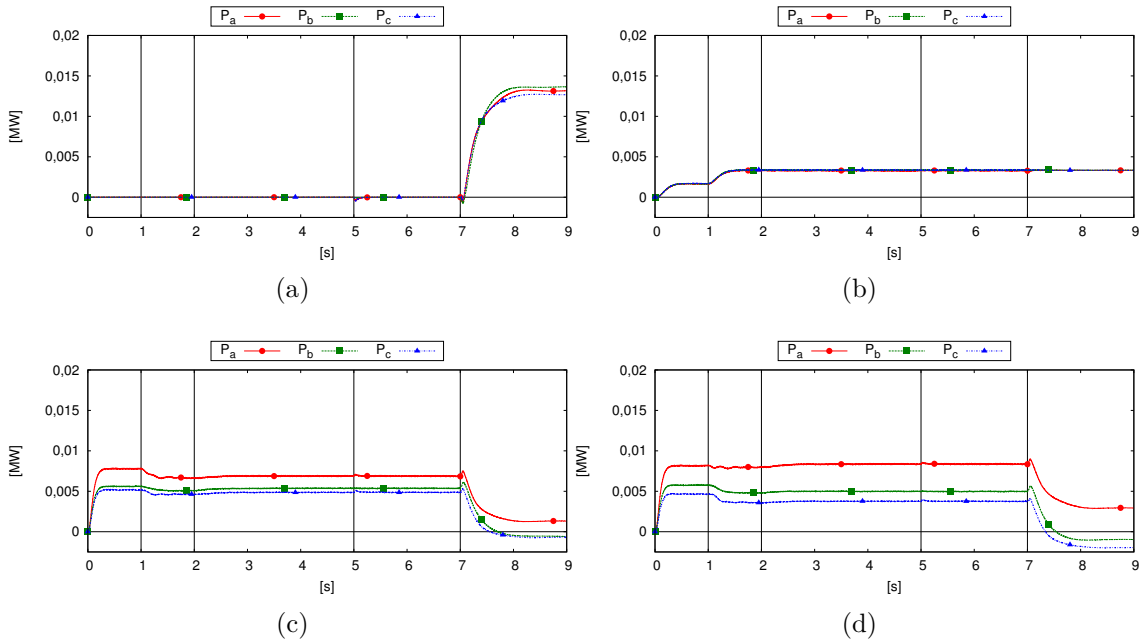


Figura C.30: Potência ativa por fase na microrrede desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão antes e após a reconexão no (a) CNX, (b) FV, (c) SUP A e (d) SUP B.

Na Figura C.31 são mostradas a potência reativa de cada fase nos pontos de medição antes e após a reconexão na microrrede equilibrada. No instante $t = 1s$ quando a geração fotovoltaica aumenta, não há influência significativa na divisão de potência reativa entre os VSCs de suporte. Pode ser observado que antes da reconexão, próximo ao instante $t = 7s$, que toda a potência reativa é fornecida pelos VSCs de suporte. Após a reconexão a potência reativa ainda continua sendo fornecida pelos VSCs de suporte, até que o controle secundário volte com a referência de potência reativa para zero, o VSC alimentado por painéis fotovoltaicos não fornece reativo por operar com fator de potência unitário.

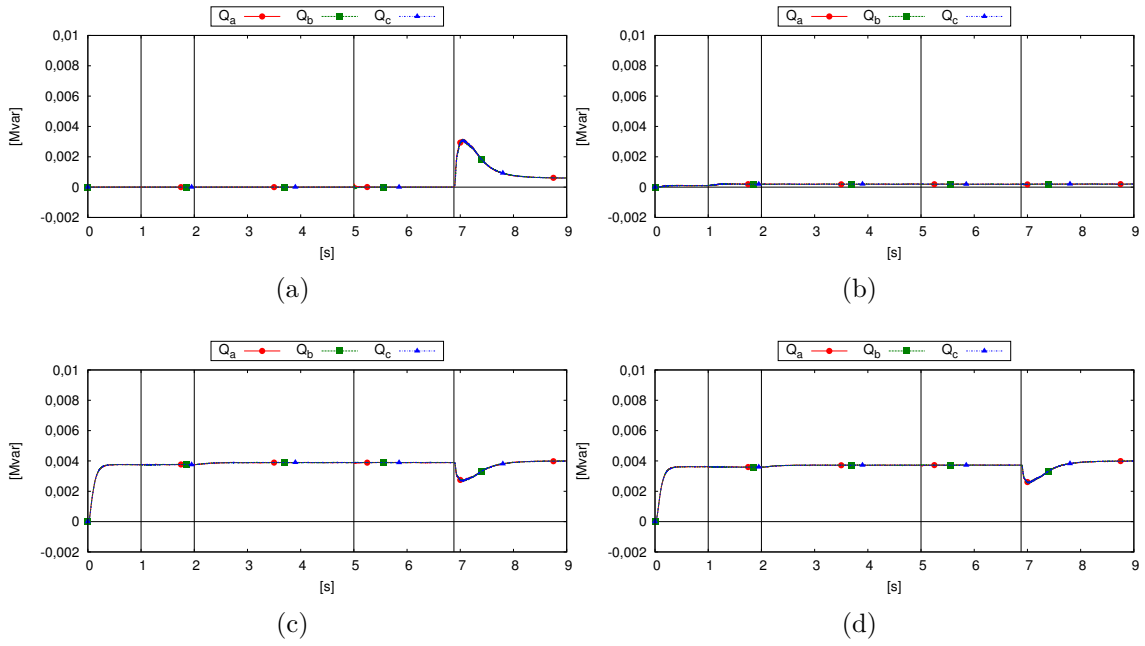


Figura C.31: Potência reativa por fase na microrrede equilibrada antes e após a reconexão no (a) CNX, (b) FV, (c) SUP A e (d) SUP B.

A Figura C.32 mostra a potência reativa de cada fase nos pontos de medição antes e após a reconexão na microrrede desequilibrada. Neste caso pode ser observada a diferença de potência entre as fases. Para a microrrede desequilibrada a divisão de potência reativa entre os VSCs de suporte não se mantêm proporcional por fase devido às diferenças das tensões em seus pontos de conexão. Porém, a potência reativa trifásica se mantém proporcional como é visto adiante.

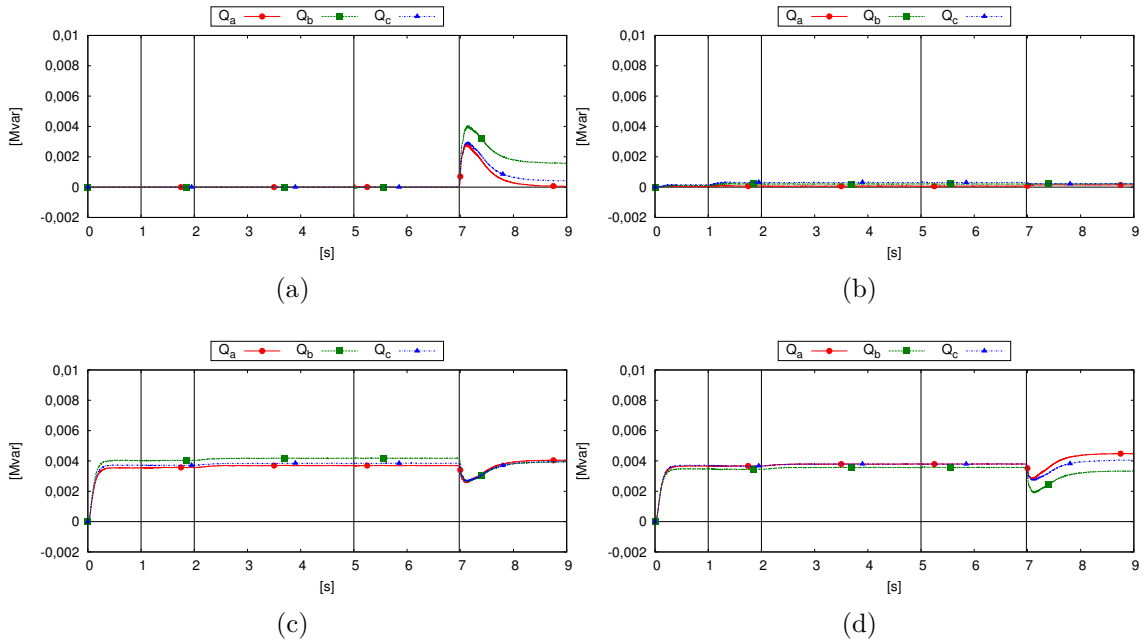


Figura C.32: Potência reativa por fase na microrrede desequilibrada antes e após a reconexão no (a) CNX, (b) FV, (c) SUP A e (d) SUP B.

Na Figura C.33 são mostradas a potência reativa de cada fase nos pontos de medição antes e após a reconexão na microrrede desequilibrada utilizando compensação de desbalanço de tensão. O comportamento da microrrede neste caso, em relação à potência reativa, é semelhante ao da microrrede desequilibrada sem compensação. A compensação aumenta a diferença da potência nas fases dos VSCs de suporte devido ao desequilíbrio, mas não afeta a proporção de potência reativa trifásica dividida entre os VSCs de suporte.

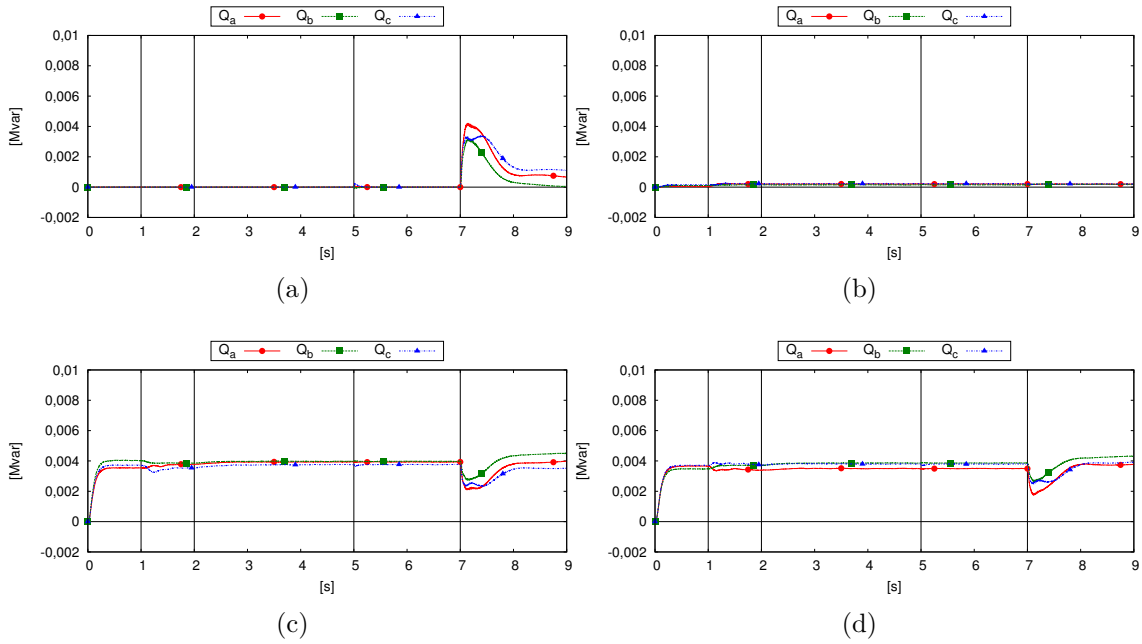


Figura C.33: Potência reativa por fase na microrrede desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão antes e após a reconexão no (a) CNX, (b) FV, (c) SUP A e (d) SUP B.

Na Figura C.34 são mostradas a potência ativa, reativa e aparente trifásica nos pontos de medição antes e após a reconexão na microrrede equilibrada. No instante $t = 1s$ quando a geração fotovoltaica aumenta, a geração de potência ativa nos VSCs de suporte diminuem automaticamente para manter o balanço de potência. Pode ser observado que antes da reconexão, próximo ao instante $t = 7s$, que a maior parte da potência ativa e reativa é fornecida pelos VSCs de suporte e pelo VSC alimentado por painéis fotovoltaicos (FV). Após a reconexão a potência ativa que anteriormente eram fornecidas pelos VSCs de suporte passa a ser fornecida pela rede.

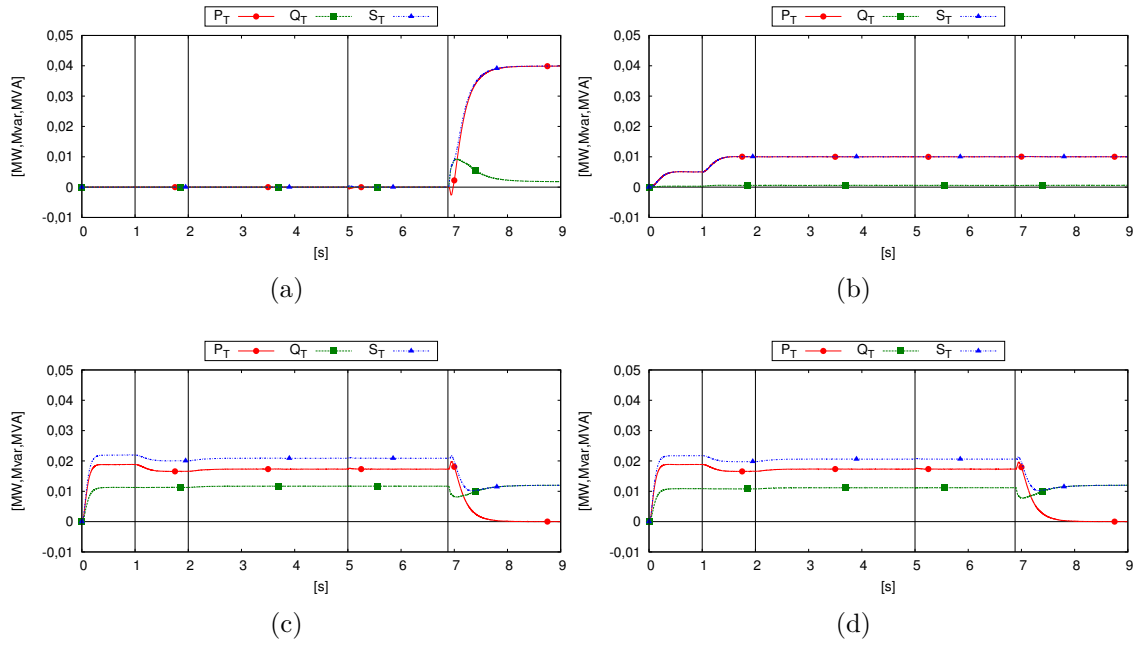


Figura C.34: Potências trifásicas na microrrede equilibrada antes e após a reconexão no (a) CNX, (b) FV, (c) SUP A e (d) SUP B.

A Figura C.35 mostra a potência ativa, reativa e aparente trifásicas nos pontos de medição antes e após a reconexão na microrrede desequilibrada. Apesar das potências nas fases serem desequilibradas, as potências trifásicas tem praticamente o mesmo valor médio e comportamento que no caso da microrrede equilibrada.

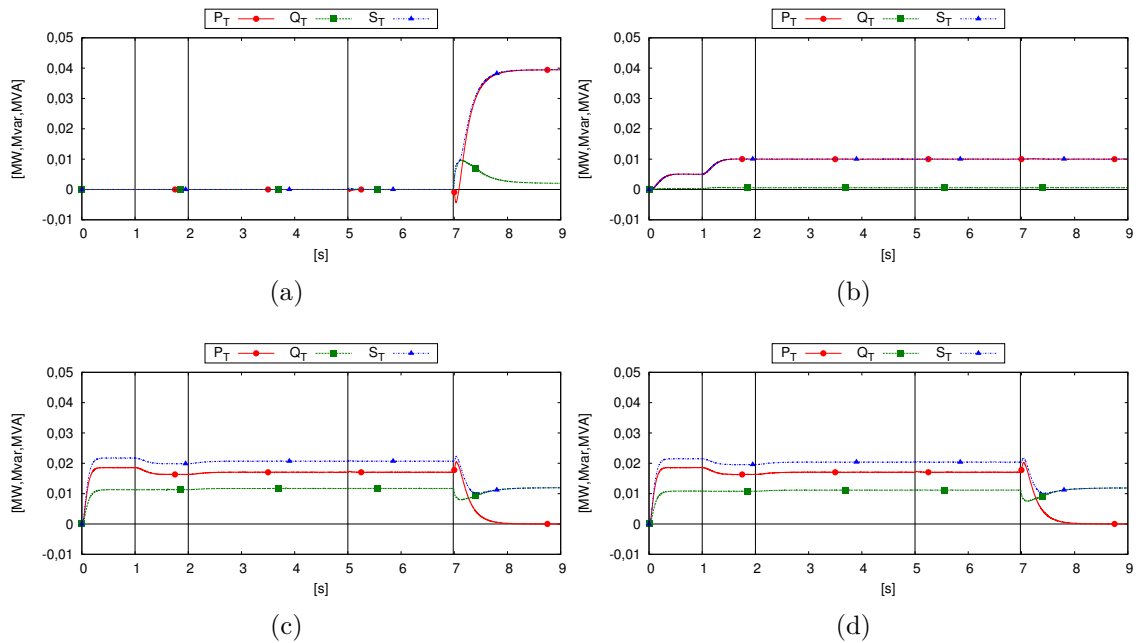


Figura C.35: Potências trifásicas na microrrede desequilibrada antes e após a reconexão no (a) CNX, (b) FV, (c) SUP A e (d) SUP B.

Na Figura C.36 são mostradas as potência ativa, reativa e aparente trifásicas nos pontos de medição antes e após a reconexão na microrrede desequilibrada utilizando compensação de desbalanço de tensão. Como no caso da microrrede desequilibrada e equilibrada, as potências trifásicas tem praticamente o mesmo valor médio e comportamento, com uma pequena alteração no comportamento dinâmico devido ao controle de compensação de desbalanço de tensão.

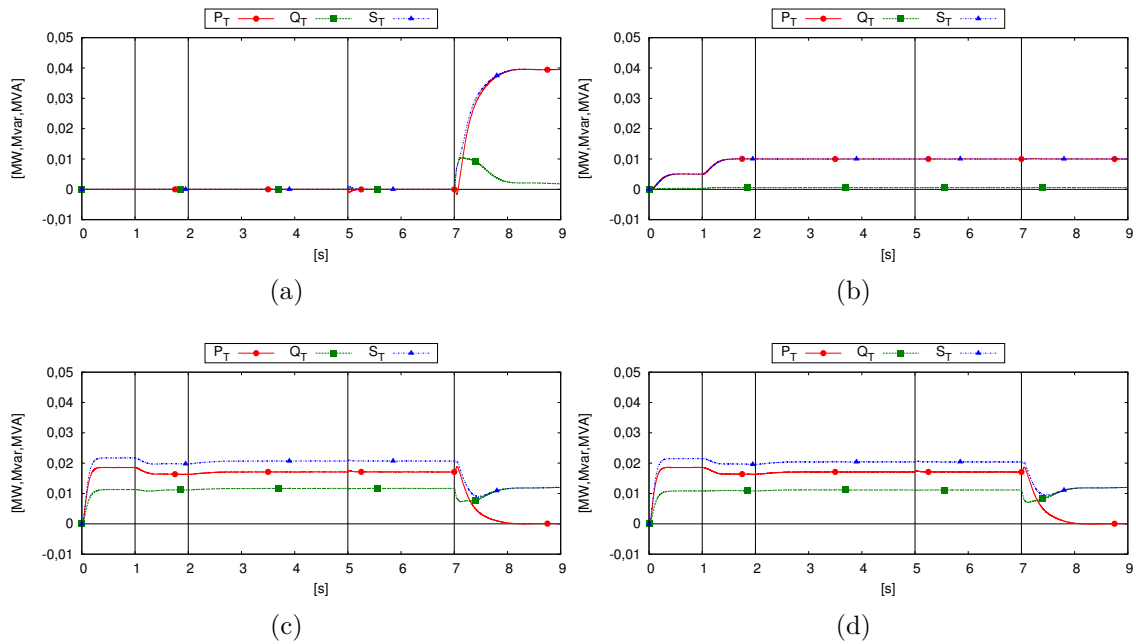


Figura C.36: Potências trifásicas na microrrede desequilibrada com compensação de desbalanço de tensão antes e após a reconexão no (a) CNX, (b) FV, (c) SUP A e (d) SUP B.

Apêndice D

Diagramas Esquemáticos dos Protótipos

Este apêndice lista os diagramas esquemáticos do VSC trifásico e da fonte CC desenvolvidos no projeto.

D.1 VSC trifásico

O VSC é baseado no módulo de potência IRAMS10UP60A, suas especificações estão listadas na Tabela D.1.

Tabela D.1: Especificações do conversor.

Parâmetro	Valor
Potência nominal	300W
Tensão de entrada máxima CC	180V
Interface digital	de 3.3V até 5V
Corrente máxima de saída	5A
ADC 8 canais	200ksamples/s
Frequência máxima PWM	20kHz

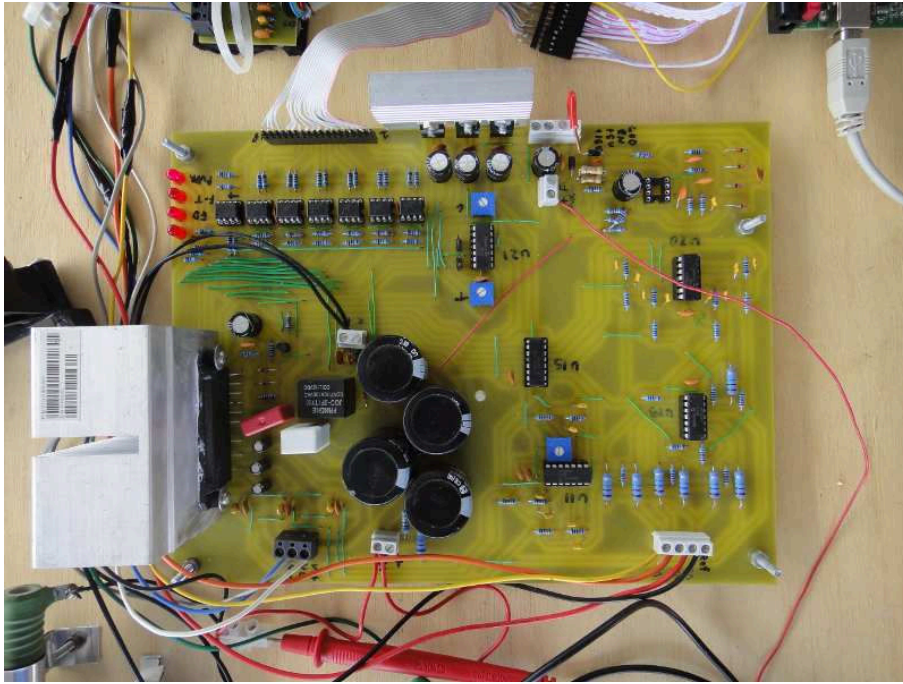
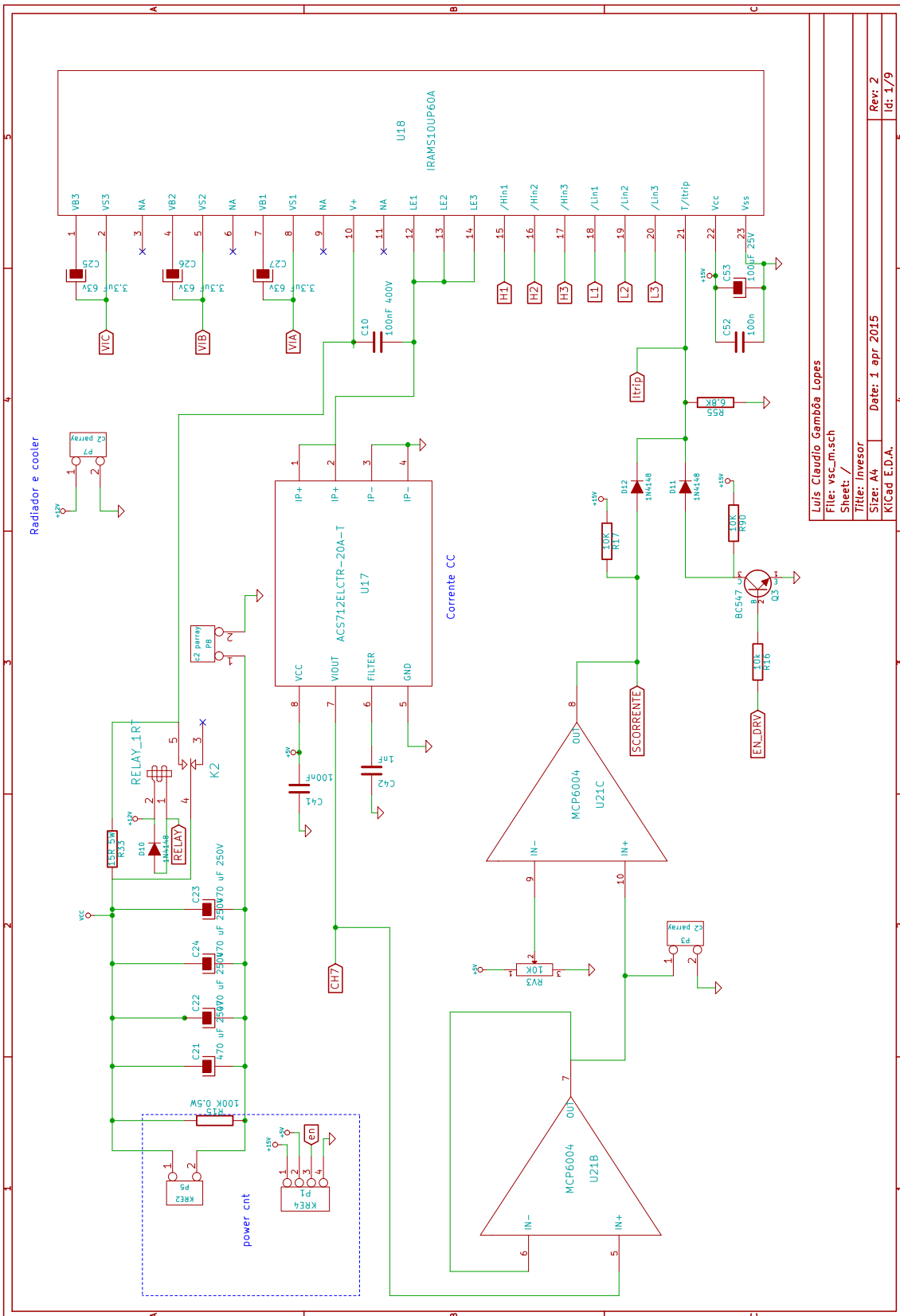
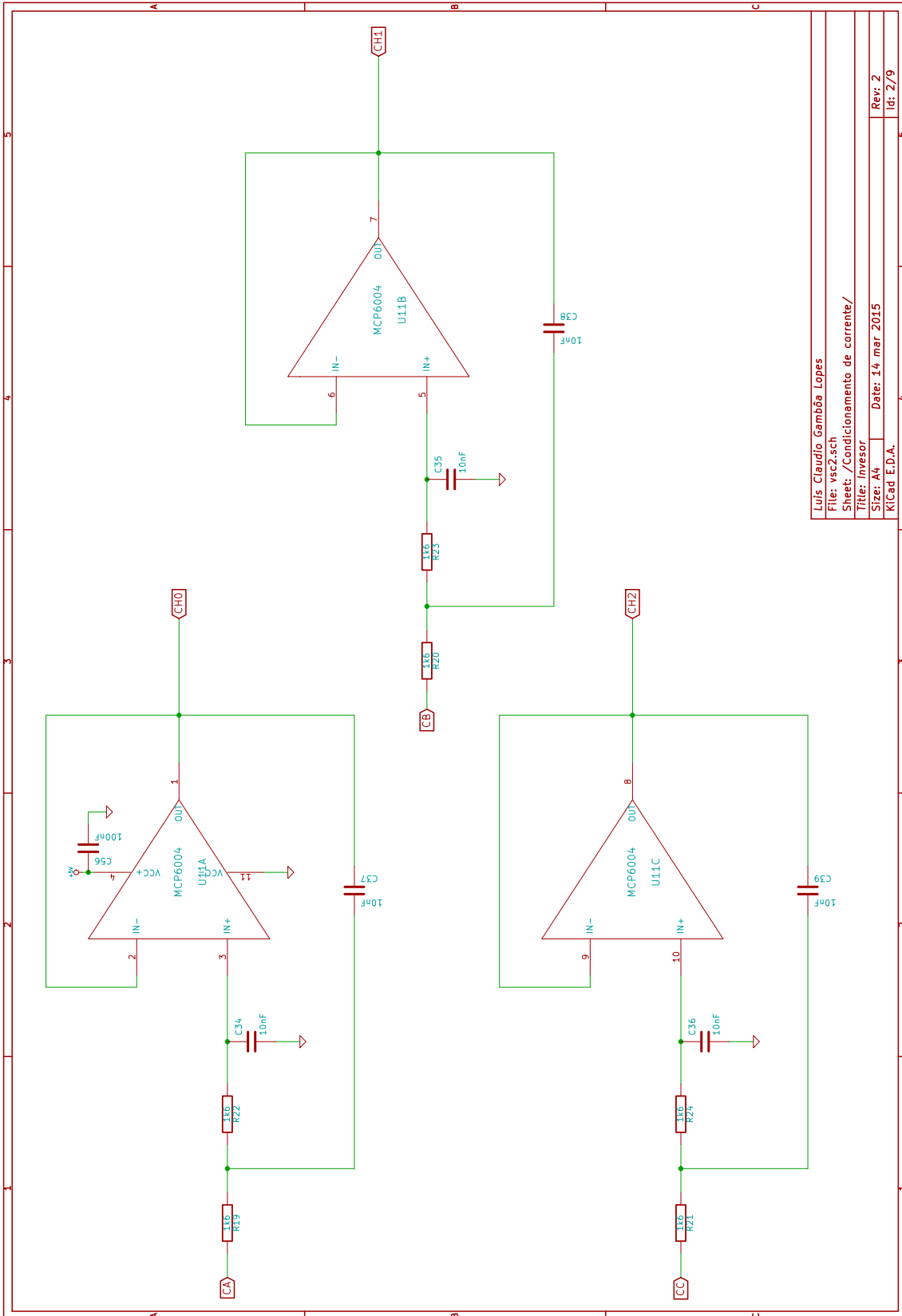


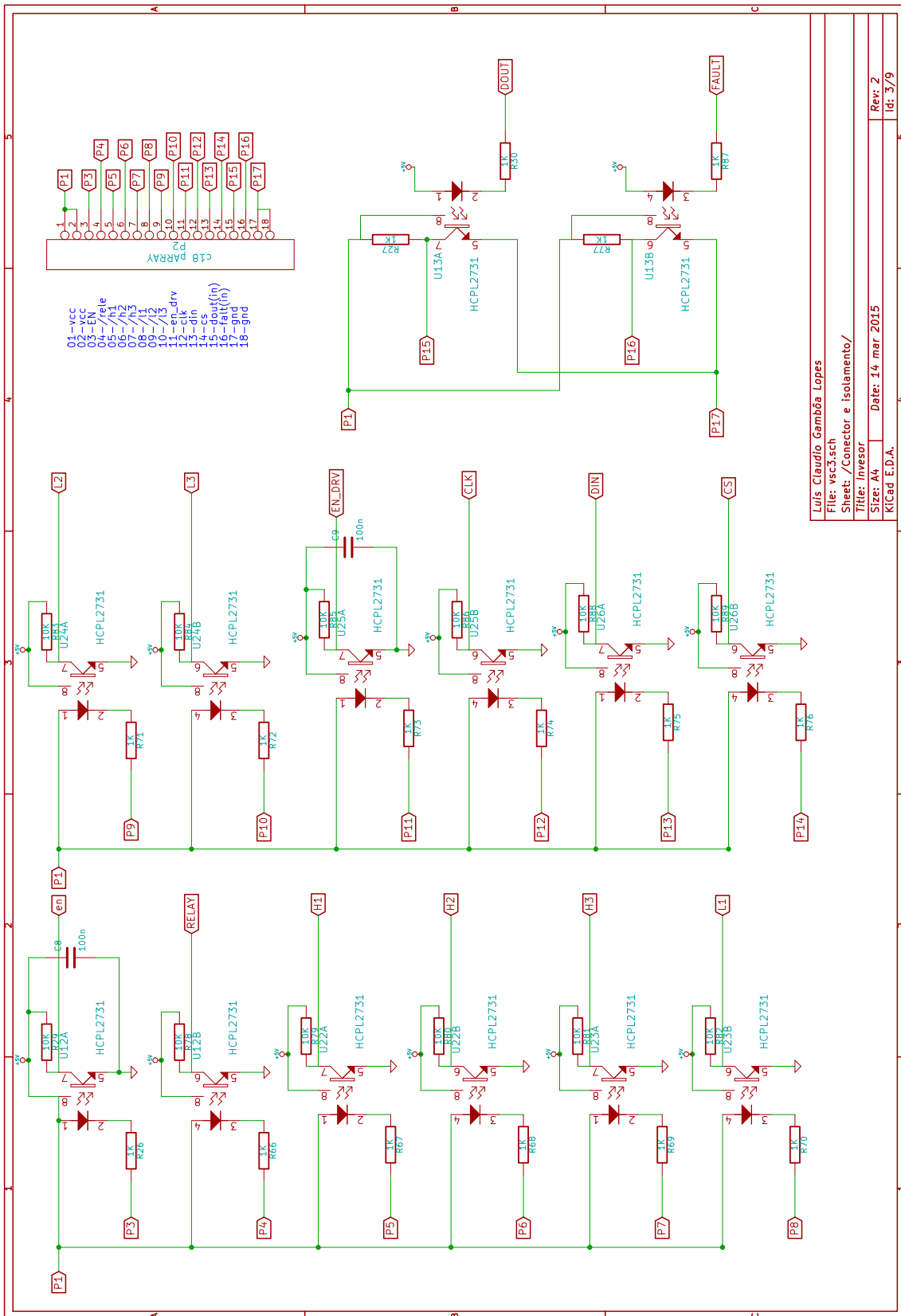
Figura D.1: Foto do protótipo do VSC desenvolvido



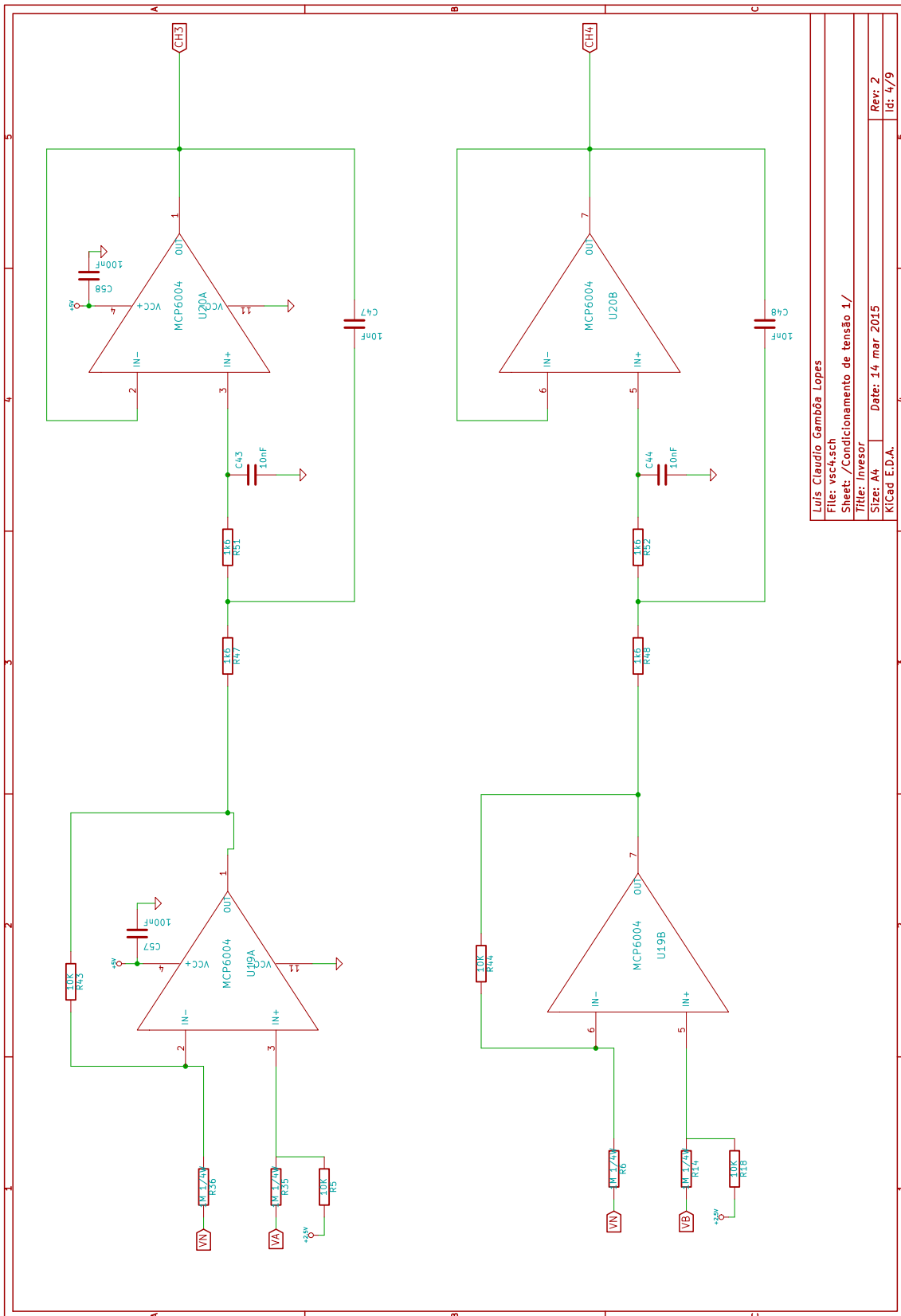
File: vsc_m.sch
Sheet: /
Title: Invenor
Size: A4
Date: 1 apr 2015
Rev: 2
Id: 1/9



Luis Claudio Gamba Lopes	
File: vsc2.sch	
Sheet: /Condicionamento de corrente/	
Title: Inversor	
Size: A4	Date: 14 mar 2015
Rev: 2	Id: 2/9

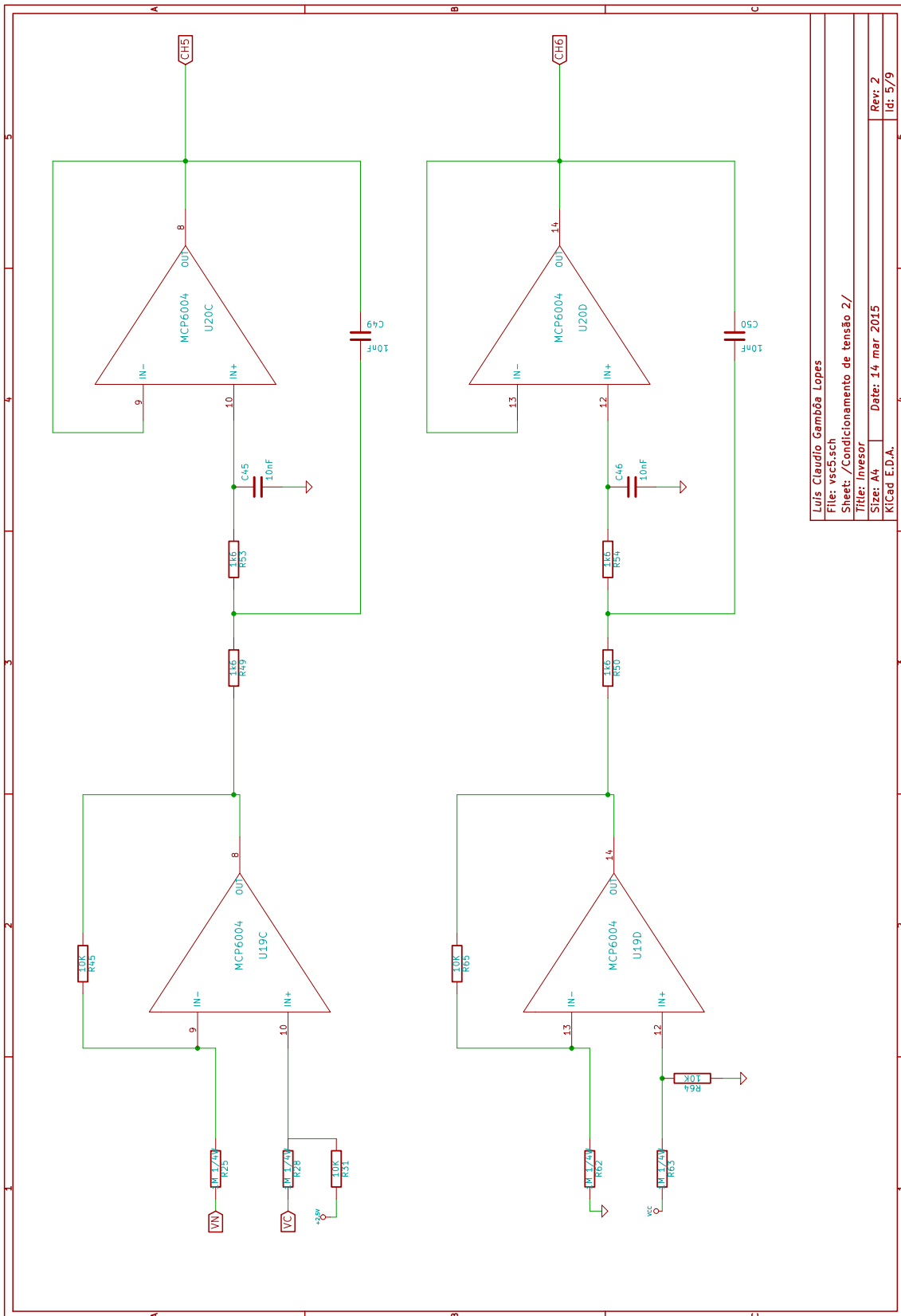


Luis Claudio Gamba Lopes
 File: vsc3.sch
 Sheet: /Conector e isolamento/
 Title: Inversor
 Size: A4
 Date: 14 mar 2015
 Rev: 2
 Id: 379
 KICad E.D.A.

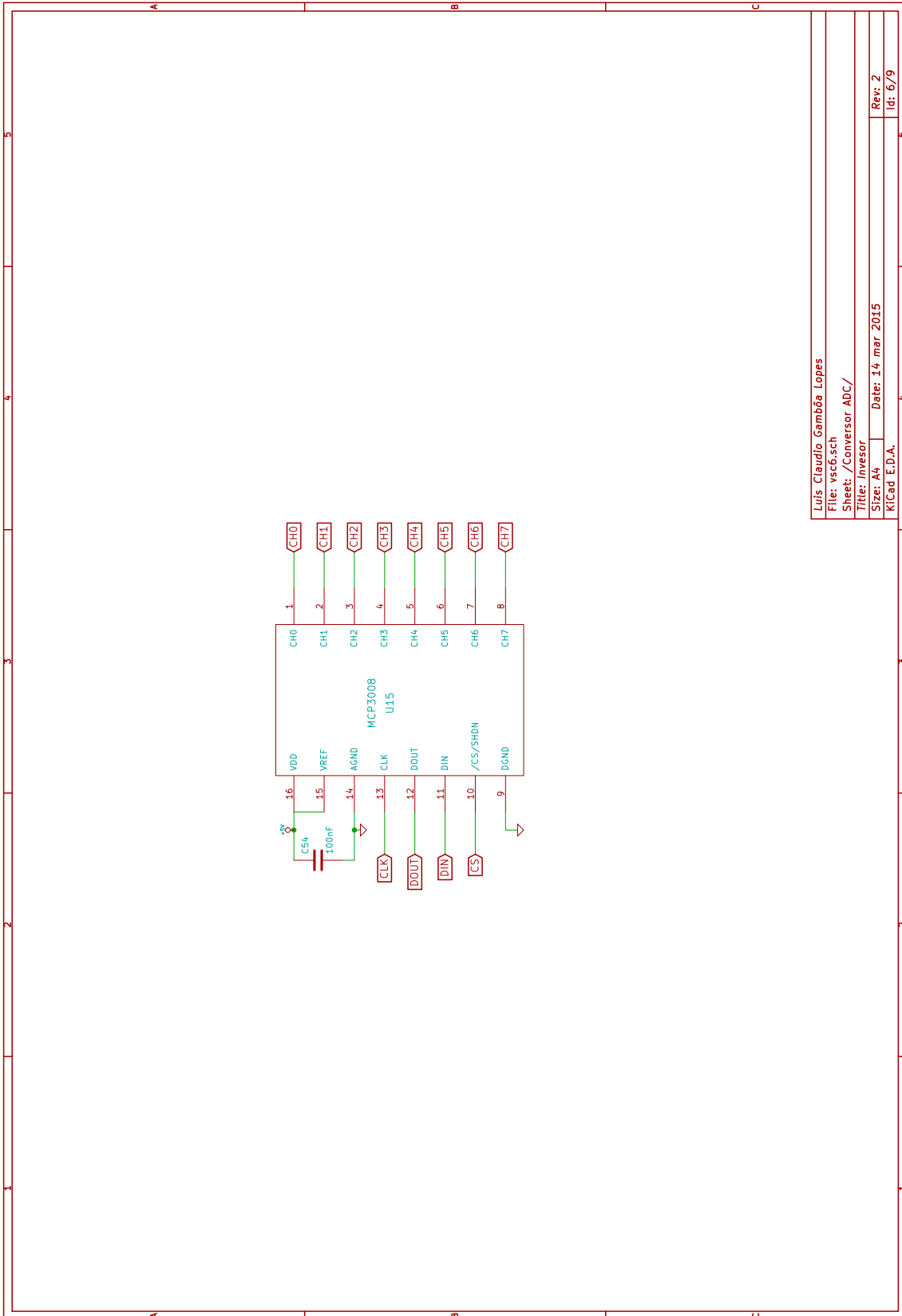


Luis Claudio Gamba Lopes
 File: vsc4.sch
 Sheet: /Condicionamento de tensão 1/
 Title: Inversor
 Size: A4
 Date: 14 mar 2015
 KICad E.D.A.

Rev: 2
 Id: 4/9

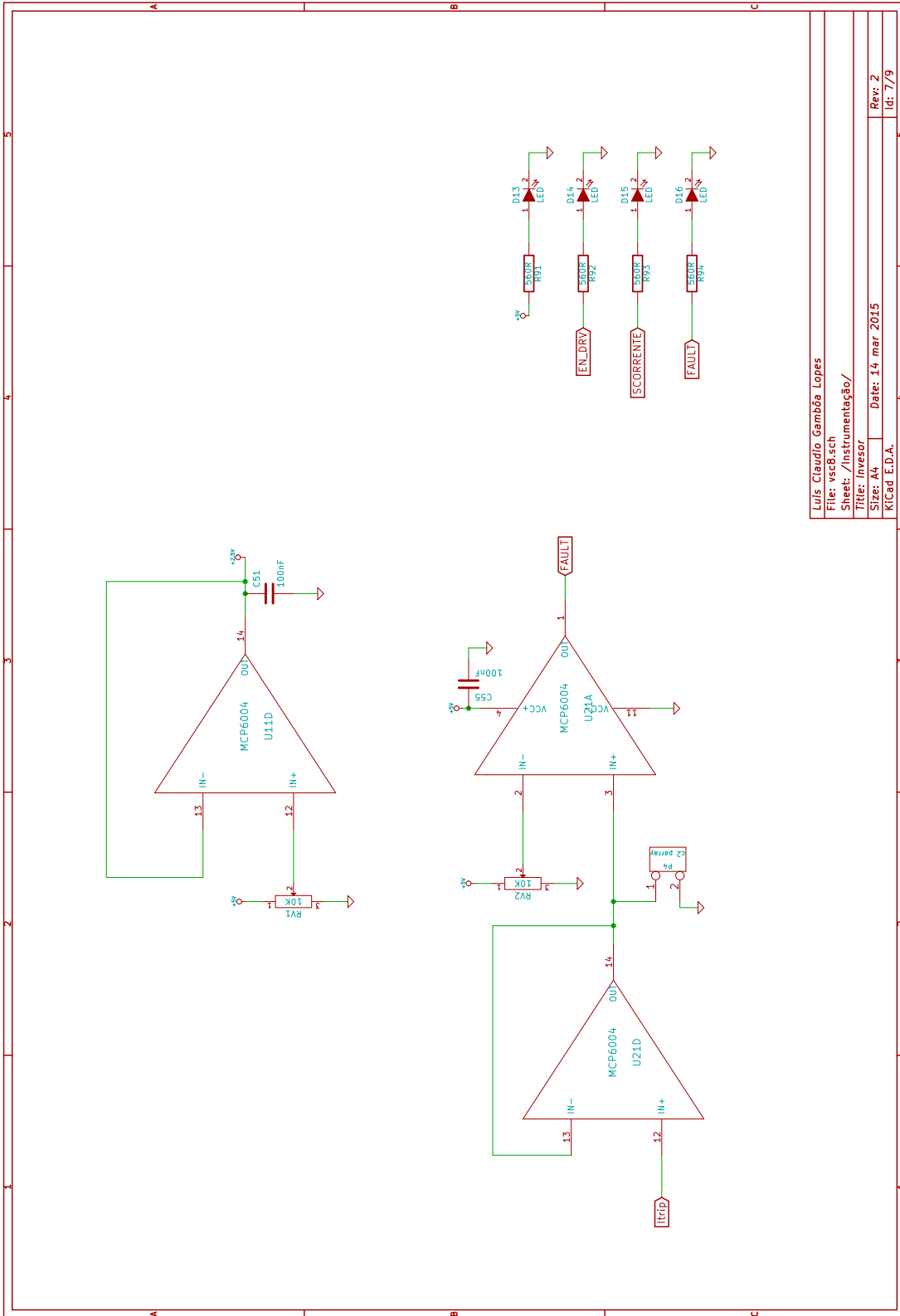


Luís Claudio Gamba Lopes	
File: vsc5.sch	
Sheet: /Condicionamento de tensão 2/	
Title: Invsor	
Size: A4	Date: 14 mar 2015
Rev: 2	Id: 5/9

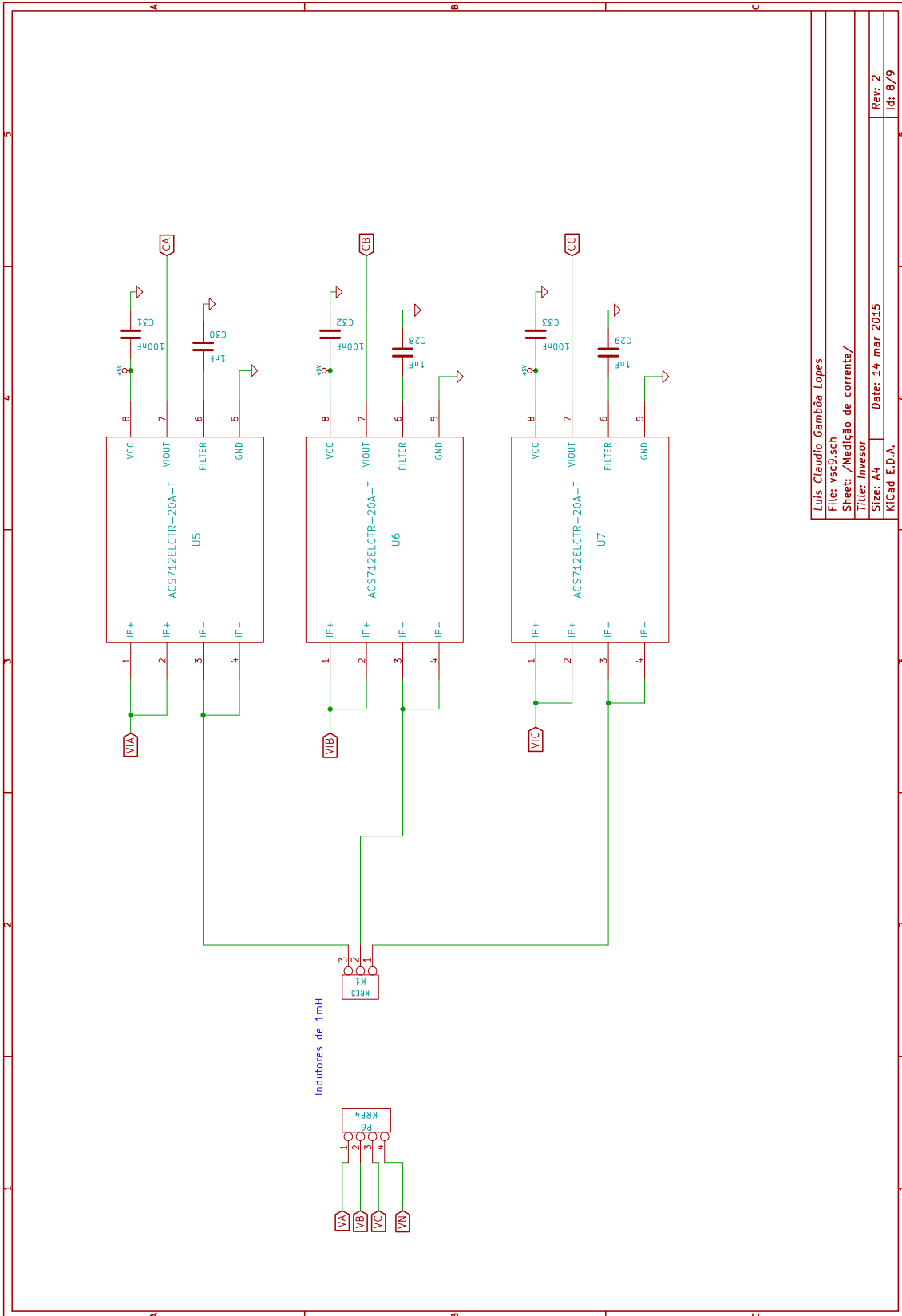


Luis Claudio Gamba Lopes
 File: vsc6.sch
 Sheet: /Conversor ADC/
 Title: Inversor
 Size: A4
 Date: 14 mar 2015
 KICad E.D.A.

Rev: 2
 Id: 6/9



Luis Claudio Gambôa Lopes
 File: vsceb8sch
 Sheet: /Instrumentação/
 Title: Inversor
 Size: A4
 Date: 14 mar 2015
 KIGad E.D.A.



Luís Claudio Gamba Lopes	
File: vsc9.sch	
Sheet: /Medição de corrente/	
Title: Inversor	
Size: A4	Date: 14 mar 2015
Rev: 2	Id: 8/9

D.2 Fonte CC

A fonte desenvolvida é um retificador acoplado a um conversor CC abaixador (buck), suas especificações estão listadas na Tabela D.2.

Tabela D.2: Especificações da fonte CC.

Parâmetro	Valor
Potência nominal	300W
Tensão máxima de entrada CA	220V
Tensão de saída CC regulável	de 30 até 100V
Corrente máxima de saída	10A
Frequência PWM	60kHz

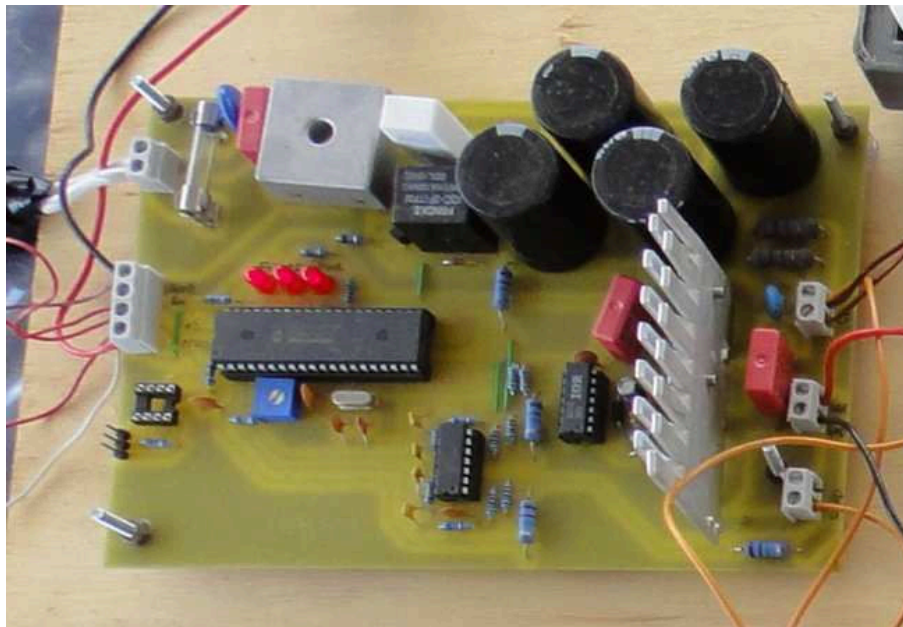
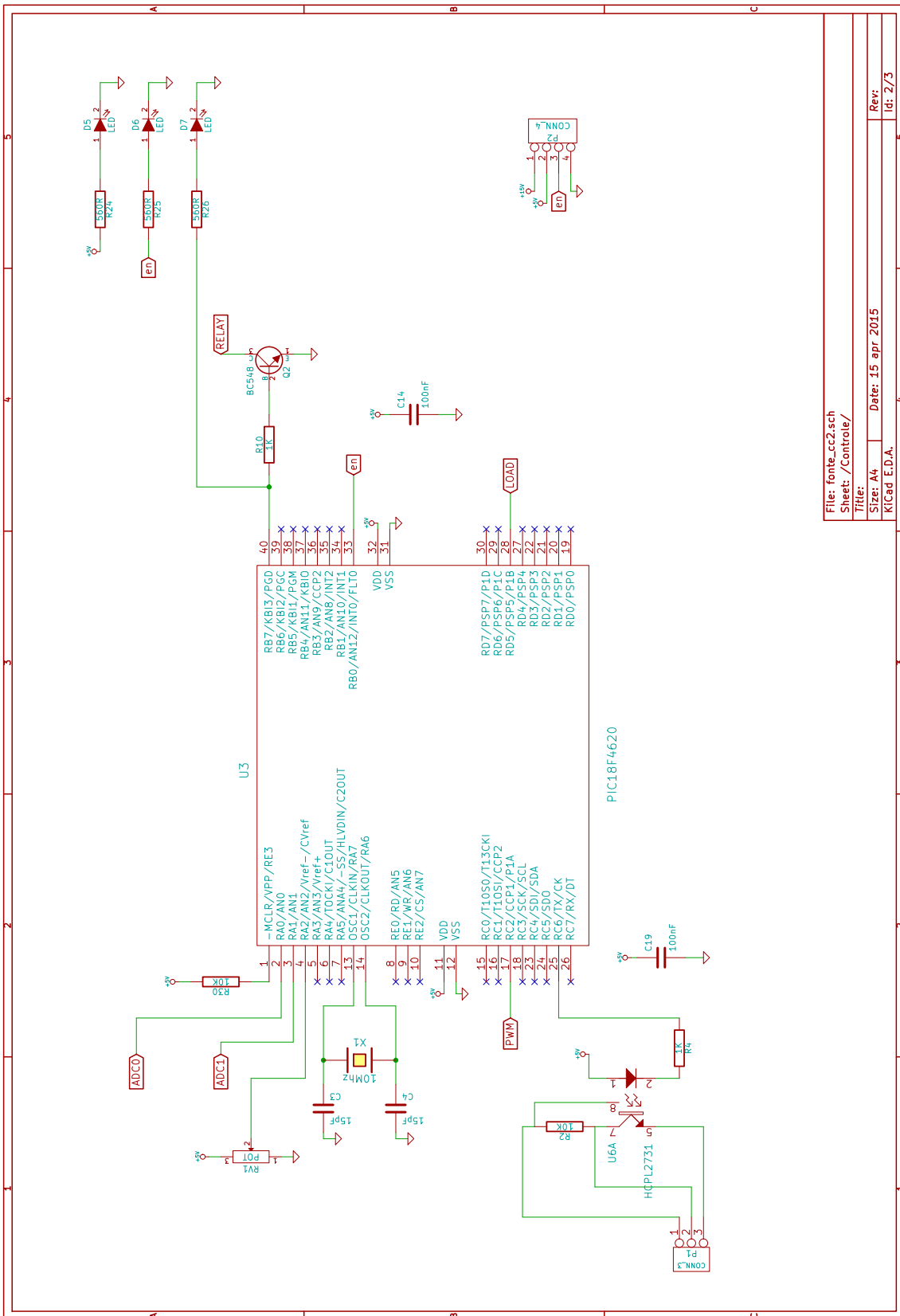
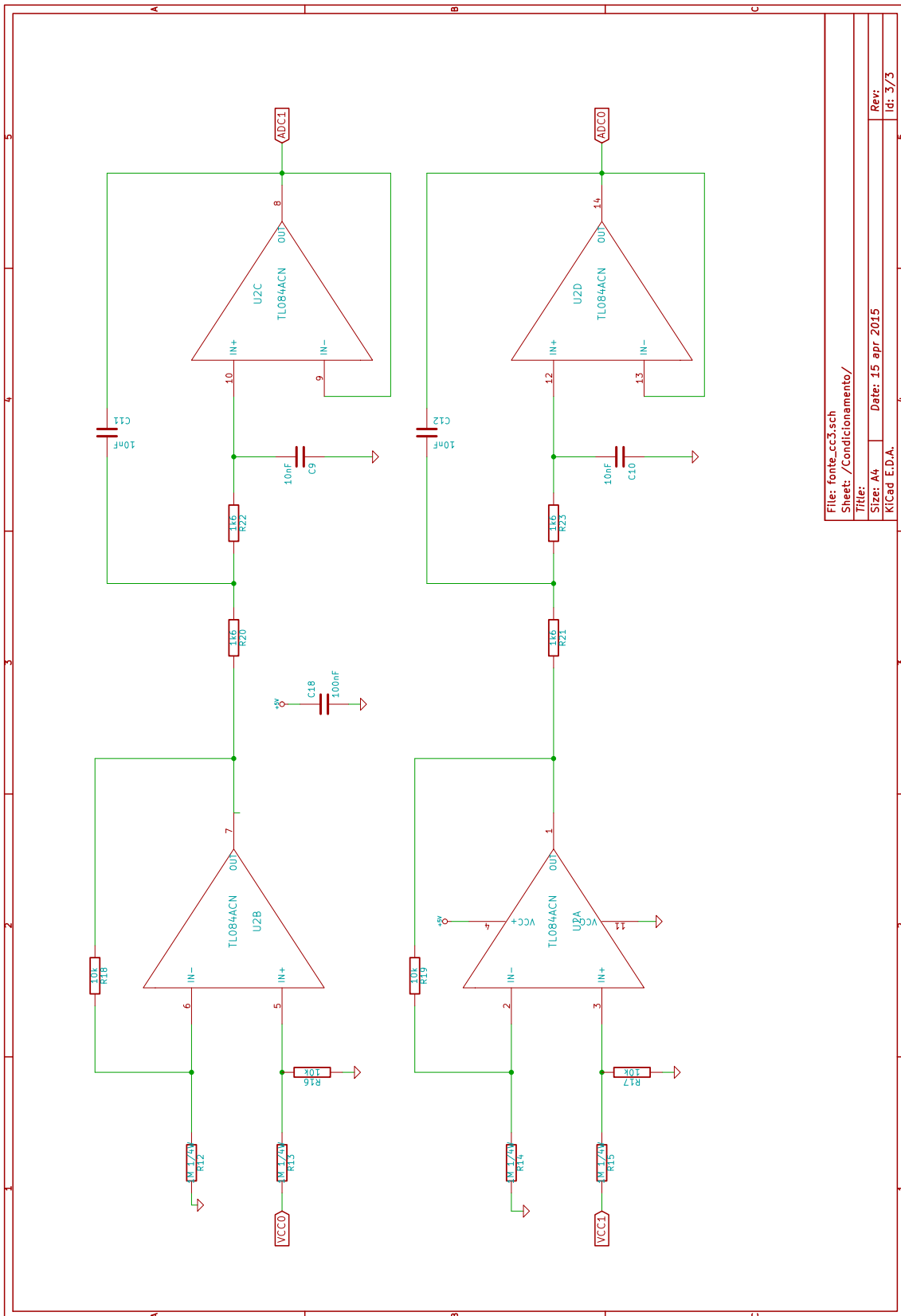


Figura D.2: Foto do protótipo de fonte CC desenvolvido.



File: fonte_cc2.sch
 Sheet: /Controle/
 Title:
 Size: A4
 Date: 15 apr 2015
 Rev:
 Id: 2/3



File: fonte_cc3.sch
 Sheet: /Condicionamento/
 Title: A4
 Size: A4
 Date: 15 apr 2015
 Rev: 1
 Id: 3/3
 KICad E.D.A.

Apêndice E

Códigos dos Programas Implementados no DSP

E.1 controle.h

```
/*
 * controle.h
 *
 * Created on: 21/03/2014
 * Author: gamboa
 */

//opera no modo hil (hardware in the loop) com o pscad
//#define __HIL 1

#ifndef CONTROLE_H
#define CONTROLE_H

#include "DSP28x_Project.h"

#define FS 4000.0 //main interrupt frequency

// Configure the period for each timer
#define EPWM_TIMER_TBPRD 3125 // Period register 12kHz @LSPCLK = 37.5MHz.

#define PWM50 1562.5

#ifndef ND
#define cs GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPIO20
#define pwm1 EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA
#define pwm2 EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA
#define pwm3 EPwm3Regs.CMPA.half.CMPA
#else
int cs;
unsigned short pwm1,pwm2,pwm3;
#define Uint16 unsigned short
#endif

// Prototype statements for functions found within this file.
//interrupt void cpu_timer0_isr(void);
interrupt void epwm1_isr(void);
void epwm1_hil(void);
int readADC(unsigned int channel);
char * ftoa(char *,float);
void loop(void);
void multacc(float *cf, float *v, int n);
void atmem(float *v,int n);
//serial
void scia_init(void);
void scia_fifo_init(void);
void scia_xmit(int a);
void scia_msg(char *msg);
int scia_rec(void);
```

```

int scia_rec_int(void);
void scia_send_float(float val);
void scia_send_int(int * val);
//spi
void spi_xmit(Uint16 a);
void spi_fifo_init(void);
void spi_init(void);
//pwm
void InitEPwm1(void);
void InitEPwm2(void);
void InitEPwm3(void);
//ADC
void InitAdc(void);

#ifdef M_PI
#define M_PI 3.14159265359
#endif

#endif /* CONTROLE_H_ */

```

E.2 controle.c

```

// Checkin $Date: April 09, 2015 21:19:40 $
//#####
//
// FILE: controle.c
//
// TITLE: DSP2833x converter control program.
//
// ASSUMPTIONS:
//
// This program requires the DSP2833x header files.
//
// DESCRIPTION:
//
// Controle da placa do inversor
//
// OUTPUT:
// GPIO34 - interrupt execution time (LED)
//
// GPIO0 as output EPWM1A
// GPIO1 as output EPWM1B
// GPIO2 as output EPWM2A
// GPIO3 as output EPWM2B
// GPIO4 as output EPWM3A
// GPIO5 as output EPWM3B
//
// GPIO28 as input SCI_RX
// GPIO29 as output SCI_TX
//
// GPIO16 as output SPISIMOA
// GPIO17 as input SPISOMIA
// GPIO18 as output SPICLKA
// GPIO19 as output SPISTEA
// GPIO20 as output software CS
//
// not used yet
// GPIO30 for CANRXA
// GPIO31 for CANTXA

//definições =====
//troca saída dos controladores por emulação de PWM trifásico
#define _DEBUG 1

//usa referência fixa de tensão ao invés do controlador VF
#define _REF_FIXA

/*se definido habilita impedância virtual */
#define _VI_VIL 500e-3

//define estado inicial do controle de compensação
#define _CP_START 1

#include "controle.h"

```

```

#include "DSP28x_Project.h" // Device Header file and Examples Include File

#include "math.h"

//controle VF =====

#define _VF_FC      0.2 //constante de tempo do filtro de potência
#define _VF_PW      (0.5*2*M_PI/1000.0)
#define _VF_QV      (5.0/1000.0)
#define _VF_VREF    169.7 //120.0 Vrms
#define _VF_VREF2   169.7 //120.0 Vrms
#define _VF_VMIN    20.0
#define _VF_VMAX    200.0
#define _VF_WREF    376.9911
#define _VF_WMIN    370.0
#define _VF_WMAX    384.0

//Regulagem Q=0
#define _VF_KP      0.0001
#define _VF_TI      200

typedef struct{
    float valfa;
    float vbeta;
    float ialfa;
    float ibeta;
    float p;
    float q;
    float Qref;
    float Pref;
    float QCint;
    float QCini;
    float Pin[4];
    float Po[4];
    float Qin[4];
    float Qo[4];
    float deltaq[2];
    float win[2];
    float vmout;
    float vri[2];
    float vro[2];
    float vrf;

//coeficientes do filtro de potência
    union{
        struct{
            float b[1];
            float a[1];
        }nd;
        float v[2];
    }cfp;

//valores do filtro
    union{
        struct{
            float outp[2];
            float inp[1];
        }io;
        float v[3];
    }p_;

    union{
        struct{
            float outq[2];
            float inq[1];
        }io;
        float v[3];
    }q_;
} _VF;

//controlador PR =====

//ganhos controlador de corrente
#define _PR_kpc 0.1
#define _PR_kic 4.0

//ganhos controlador de tensão

```

```

#define _PR_kpv 0.01
#define _PR_kiv 0.01

#define _PR_w (2*3.1416*60)

//número de elementos da função recursiva
#define PRCO 3
#ifndef _VI_VIL
#define PRVO 3
#else // _VI_VIL
#define PRVO 4
#endif // _VI_VIL

//estrutura de dados controladores PR
typedef struct
{
    float var;
    float vbr;
    float vcr;
    //coeficientes controlador de corrente
    union{
        struct{
            float bc[PRCO-1];
            float ac[PRCO];
        }nd;
        float v[2*PRCO-1];
    }cfc;

    //valores controlador de corrente
    union{
        struct{
            float coutra[PRCO];
            float cinra[PRCO];
        }io;
        float v[2*PRCO];
    }ca;

    union{
        struct{
            float coutrb[PRCO];
            float cimrb[PRCO];
        }io;
        float v[2*PRCO];
    }cb;

    union{
        struct{
            float coutrc[PRCO];
            float cinrc[PRCO];
        }io;
        float v[2*PRCO];
    }cc;

    //coeficientes controlador de tensão
    union{
        struct{
            float bv[PRVO-1];
            float av[PRVO]; //4 parametros com impedância virtual, 3 pr comum
        }nd;
        float v[2*PRVO-1];
    }cfv;

    //valores controlador de tensão
    union{
        struct{
            float voutra[PRVO];
            float vinra[PRVO];
        }io;
        float v[2*PRVO];
    }va;

    union{
        struct{
            float voutrb[PRVO];
            float vinrb[PRVO];
        }io;
        float v[2*PRVO];
    }vb;
}

```

```

union{
    struct{
        float voutrc[PRVO];
        float vinrc[PRVO];
    }io;
    float v[2*PRVO];
}vc;
} _PR;

//pll =====

#define _PLL_Kp 5.0
#define _PLL_Ti 0.001 //(1/900.0)
#define _PLL_wini 376.9

typedef struct{
    float in_int1[2];
    float out_int1[2];
    float in_int2[2];
    float out_int2[2];
    float valfa;
    float vbeta;
    float ialfap;
    float ibetap;
    float vag;
    float dp;
    float w_pll;
    float w_filt;

//valores do filtro
union{
    struct{
        float outrw[3];
        float inrw[3];
    }io;
    float v[6];
}w;
} _PLL;

// interrupção =====

typedef struct{
    float ia;
    float ib;
    float ic;
    float va;
    float vb;
    float vc;
    float vdc;
    float idc;
} _ADC;

// debug =====

#define _DBG_BMAX 200

typedef struct{
    float buffa[_DBG_BMAX];
    float buffb[_DBG_BMAX];
    float buffc[_DBG_BMAX];
    int buff_c;
    float vamp;
    float wt;
} _DBG;

// compensador =====

#define _CP_kp 0.001
#define _CP_ki 0.02

#define _CP_WF 62.829929

```

```

#define _CP_Q 0.5

typedef struct
{
    int enable;

    float var;
    float vbr;
    float vcr;

    //coeficientes controlador de compensação de desbalanço de tensão
    union{
        struct{
            float b[2];
            float a[3];
        }nd;
        float v[5];
    }cf;

    //valores do controlador
    union{
        struct{
            float outra[3];
            float inra[3];
        }io;
        float v[6];
    }a;

    union{
        struct{
            float outrb[3];
            float inrb[3];
        }io;
        float v[6];
    }b;

    union{
        struct{
            float outrc[3];
            float inrc[3];
        }io;
        float v[6];
    }c;

    //coeficientes filtro passa-baixa 2º ordem
    union{
        struct{
            float bf[2];
            float af[3];
        }nd;
        float v[5];
    }cff;

    //valores do filtro
    union{
        struct{
            float outrf[3];
            float inrf[3];
        }io;
        float v[6];
    }f;
} _CP;

// converter =====
typedef struct{
    float Ts; //período de amostragem
    float t; //tempo de funcionamento
    int pwm_enable;
    _VF vf; //controlador VF
    _PR pr; //controladores PR tensão e corrente
    _PLL pll; //PLL
    _ADC adc; //valores ADC
    _DBG dbg; //depuração
    _CP cp; //compensador
} _converter;

_converter ci;

```

```

//main =====
void main(void)
{
    float a;
    int i;

    c1.dbg.bufc=0;

    c1.dbg.vamp=169.7;//120V RMS
    //c1.dbg.vamp=0.2;

    c1.Ts=(1.0/FS);

    c1.t=0;

    c1.pwm_enable=1;

    c1.cp.enable=_CP_START;

    // Step 1. Initialize System Control:

    InitSysCtrl();

    #ifndef ND
    // Specific clock setting for ADC
    EALLOW;
    SysCtrlRegs.HISPCP.all = 0x03; // HSPCLK = SYSCLKOUT/ADC_MODCLK ->0x03 150MHz =25MHz
    EDIS;
    #endif

    c1.dbg.wt=0;

    cs=1;
    //inicializacao controle =====

    //ganhos filtro de potência
    c1.vf.cfp.nd.b[0]=exp(-(2.0*M_PI)/(FS*_VF_FC));
    c1.vf.cfp.nd.a[0]=1.0-c1.vf.cfp.nd.b[0];

    //controlador VF
    c1.vf.Pref=0;
    c1.vf.Qref=0;
    c1.vf.vri[0]=0;
    c1.vf.vro[0]=_VF_VREF;
    c1.vf.deltaq[0]=0;
    c1.vf.deltaq[1]=0;
    c1.vf.win[0]=_VF_WREF;
    c1.vf.win[1]=_VF_WREF;
    c1.vf.QGint=0;
    c1.vf.QCini=0;
    c1.vf.Pin[0]=0;
    c1.vf.Pin[1]=0;
    c1.vf.Pin[2]=0;
    c1.vf.Qin[0]=0;
    c1.vf.Qin[1]=0;
    c1.vf.Qin[2]=0;
    c1.vf.Po[0]=0;
    c1.vf.Po[1]=0;
    c1.vf.Po[2]=0;
    c1.vf.Qo[0]=0;
    c1.vf.Qo[1]=0;
    c1.vf.Qo[2]=0;
    c1.vf.vkout=0;

    a=(_PR_w/tan(_PR_w*c1.Ts/2.0));

    //ganhos controlador PR de corrente
    c1.pr.cfc.nd.ac[0]=(_PR_kpc*_PR_w*_PR_w+a*_PR_kpc+2*a*_PR_kic)/(_PR_w*_PR_w+a*a);
    c1.pr.cfc.nd.ac[1]=(2*_PR_kpc*_PR_w*_PR_w-2*a*a*_PR_kpc)/(_PR_w*_PR_w+a*a);
    c1.pr.cfc.nd.ac[2]=(_PR_kpc*_PR_w*_PR_w+a*a*_PR_kpc-2*a*_PR_kic)/(_PR_w*_PR_w+a*a);

    c1.pr.cfc.nd.bc[0]=-(2*_PR_w*_PR_w-2*a*a)/(_PR_w*_PR_w+a*a);
    c1.pr.cfc.nd.bc[1]=-1.0;

```

```

//ganhos controlador PR de tensão
#ifdef _VI_VIL
c1.pr.cfv.nd.av[0]=(_PR_kpv*_PR_w*_PR_w+a*a*_PR_kpv+2*a*_PR_kiv)/(_PR_w*_PR_w+a*a);
c1.pr.cfv.nd.av[1]=(2*_PR_kpv*_PR_w*_PR_w-2*a*a*_PR_kpv)/(_PR_w*_PR_w+a*a);
c1.pr.cfv.nd.av[2]=(_PR_kpv*_PR_w*_PR_w+a*a*_PR_kpv-2*a*_PR_kiv)/(_PR_w*_PR_w+a*a);

c1.pr.cfv.nd.bv[0]=-2*_PR_w*_PR_w-2*a*a)/(_PR_w*_PR_w+a*a);
c1.pr.cfv.nd.bv[1]=-1.0;
#else //VI_VIL
c1.pr.cfv.nd.av[0]=(_PR_kpv*_PR_w*_PR_w+a*a*_PR_kpv+2*a*_PR_kiv)/((a*_PR_kpv*_PR_w*_PR_w+a*a*_PR_kpv+2*a*a*_PR_kiv)*_VI_VIL+_PR_w*_PR_w+a*a);
c1.pr.cfv.nd.av[1]=(3*_PR_kpv*_PR_w*_PR_w-a*a*_PR_kpv+2*a*_PR_kiv)/((a*_PR_kpv*_PR_w*_PR_w+a*a*_PR_kpv+2*a*a*_PR_kiv)*_VI_VIL+_PR_w*_PR_w+a*a);
c1.pr.cfv.nd.av[2]=(3*_PR_kpv*_PR_w*_PR_w-a*a*_PR_kpv-2*a*_PR_kiv)/((a*_PR_kpv*_PR_w*_PR_w+a*a*_PR_kpv+2*a*a*_PR_kiv)*_VI_VIL+_PR_w*_PR_w+a*a);
c1.pr.cfv.nd.av[3]=(_PR_kpv*_PR_w*_PR_w+a*a*_PR_kpv-2*a*_PR_kiv)/((a*_PR_kpv*_PR_w*_PR_w+a*a*_PR_kpv+2*a*a*_PR_kiv)*_VI_VIL+_PR_w*_PR_w+a*a);

c1.pr.cfv.nd.bv[0]= -((a*_PR_kpv*_PR_w*_PR_w-3*a*a*_PR_kpv-2*a*a*_PR_kiv)*_VI_VIL+3*_PR_w*_PR_w-a*a)/
((a*_PR_kpv*_PR_w*_PR_w+a*a*_PR_kpv+2*a*a*_PR_kiv)*_VI_VIL+_PR_w*_PR_w+a*a);
c1.pr.cfv.nd.bv[1]=(-a*_PR_kpv*_PR_w*_PR_w+3*a*a*_PR_kpv-2*a*a*_PR_kiv)*_VI_VIL+3*_PR_w*_PR_w-a*a)/
((a*_PR_kpv*_PR_w*_PR_w+a*a*_PR_kpv+2*a*a*_PR_kiv)*_VI_VIL+_PR_w*_PR_w+a*a);
c1.pr.cfv.nd.bv[2]=(-a*_PR_kpv*_PR_w*_PR_w-a*a*_PR_kpv+2*a*a*_PR_kiv)*_VI_VIL+_PR_w*_PR_w+a*a)/
((a*_PR_kpv*_PR_w*_PR_w+a*a*_PR_kpv+2*a*a*_PR_kiv)*_VI_VIL+_PR_w*_PR_w+a*a);
#endif //VI_VIL

//ganhos controlador compensador
c1.cp.cf.nd.a[0]=(_CP_kp*_PR_w*_PR_w+a*a*_CP_kp+2*a*_CP_ki)/(_PR_w*_PR_w+a*a);
c1.cp.cf.nd.a[1]=(2*_CP_kp*_PR_w*_PR_w-2*a*a*_CP_kp)/(_PR_w*_PR_w+a*a);
c1.cp.cf.nd.a[2]=(_CP_kp*_PR_w*_PR_w+a*a*_CP_kp-2*a*_CP_ki)/(_PR_w*_PR_w+a*a);

c1.cp.cf.nd.b[0]=-2*_PR_w*_PR_w-2*a*a)/(_PR_w*_PR_w+a*a);
c1.cp.cf.nd.b[1]=-1.0;
//ganhos filtro passa-baixas compensador
c1.cp.cff.nd.af[0]=(_CP_WF*_CP_WF*_CP_Q)/((CP_WF*_CP_WF+a*a)*_CP_Q+a*_CP_WF);
c1.cp.cff.nd.af[1]=(2*_CP_WF*_CP_WF*_CP_Q)/((CP_WF*_CP_WF+a*a)*_CP_Q+a*_CP_WF);
c1.cp.cff.nd.af[2]=(_CP_WF*_CP_WF*_CP_Q)/((CP_WF*_CP_WF+a*a)*_CP_Q+a*_CP_WF);

c1.cp.cff.nd.bf[0]=-((2*_CP_WF*_CP_WF-2*a*a)*_CP_Q)/((CP_WF*_CP_WF+a*a)*_CP_Q+a*_CP_WF);
c1.cp.cff.nd.bf[1]=-(CP_WF*_CP_WF+a*a)*_CP_Q-a*_CP_WF)/((CP_WF*_CP_WF+a*a)*_CP_Q+a*_CP_WF);

//inicialização memória

c1.vf.p.io.inp[0]=0;
c1.vf.p.io.outp[0]=0;
c1.vf.q.io.inq[0]=0;
c1.vf.q.io.outq[0]=0;

for (i=0;i<PRCO;i++)
{
c1.pr.ca.io.cinra[i]=0;
c1.pr.cb.io.cinrb[i]=0;
c1.pr.cc.io.cinrc[i]=0;

c1.pr.ca.io.coutra[i]=0;
c1.pr.cb.io.coutrb[i]=0;
c1.pr.cc.io.coutrc[i]=0;
}

for (i=0;i<3;i++)
{
c1.cp.a.io.inra[i]=0;
c1.cp.b.io.inrb[i]=0;
c1.cp.c.io.inrc[i]=0;

c1.cp.a.io.outra[i]=0;
c1.cp.b.io.outrb[i]=0;
c1.cp.c.io.outrc[i]=0;

c1.cp.f.io.inrf[i]=0;
c1.cp.f.io.outrf[i]=0;

c1.pll.w.io.inrw[i]=0;
c1.pll.w.io.outrw[i]=0;
}

for (i=0;i<PRVO;i++)
{
c1.pr.va.io.vinra[i]=0;
}

```



```

        c1.pr.vb.io.vinrb[i]=0;
        c1.pr.vc.io.vinrc[i]=0;

        c1.pr.va.io.voutra[i]=0;
        c1.pr.vb.io.voutrb[i]=0;
        c1.pr.vc.io.voutrc[i]=0;
    }

//PLL init

    c1.pll.in_int1[0]=0;
    c1.pll.in_int2[0]=0;
    c1.pll.in_int1[1]=0;
    c1.pll.in_int2[1]=0;
    c1.pll.out_int1[0]=0;
    c1.pll.out_int2[0]=0;
    c1.pll.out_int1[1]=0;
    c1.pll.out_int2[1]=0;

    c1.pll.ialfap=sin(c1.pll.out_int2[0]);
    c1.pll.ibetap=cos(c1.pll.out_int2[0]);

// Step 2. Initialize GPIO:

    InitSciaGpio();//serial
    InitSpiaGpio();//spi

    InitEPwm1Gpio(); //PWM
    InitEPwm2Gpio();
    InitEPwm3Gpio();

    // Configure GPIO34 as a GPIO output pin LED
    // Configure GPIO20 as a GPIO output cs
    #ifndef ND
        EALLOW;
        GpioCtrlRegs.GPBMUX1.bit.GPIO34 = 0;
        GpioCtrlRegs.GPBDIR.bit.GPIO34 = 1;
        GpioCtrlRegs.GPAMUX2.bit.GPIO20 = 0;
        GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO20 = 1;
        EDIS;
    #endif

// Step 3. Clear all interrupts and initialize PIE vector table:
// Disable CPU interrupts
    DINT;

// Initialize the PIE control registers to their default state.
// The default state is all PIE interrupts disabled and flags
// are cleared.
// This function is found in the DSP2833x_PieCtrl.c file.
    InitPieCtrl();

// Disable CPU interrupts and clear all CPU interrupt flags:
    IER = 0x0000;
    IFR = 0x0000;

// Initialize the PIE vector table with pointers to the shell Interrupt
// Service Routines (ISR).
// This will populate the entire table, even if the interrupt
// The shell ISR routines are found in DSP2833x_DefaultIsr.c.
// This function is found in DSP2833x_PieVect.c.
    InitPieVectTable();

// Interrupts that are used in this example are re-mapped to
// ISR functions found within this file.
    #ifndef ND
    #ifndef __HLL
        EALLOW; // This is needed to write to EALLOW protected registers
        PieVectTable.EPwm1_INT = &epwm1_isr;
        EDIS; // This is needed to disable write to EALLOW protected registers
    #endif
    #endif

```

```

// Step 4. Initialize the Device Peripheral.

InitAdc();           // init the ADC
spi_fifo_init();    // Initialize the Spi FIFO
spi_init();         // init SPI
scia_fifo_init();   // Initialize the SCI FIFO
scia_init();        // Initialize SCI
#ifdef ND
EALLOW;
SysCtrlRegs.PCLKCR0.bit.TBCLKSYNC = 0;
EDIS;

InitEPwm1();
InitEPwm2();
InitEPwm3();

EALLOW;
SysCtrlRegs.PCLKCR0.bit.TBCLKSYNC = 1;
EDIS;
#endif

#ifdef ND

// ADC setup:
AdcRegs.ADCCTRL1.bit.ACQ_PS = 0x0; //S/H width in ADC module periods= 1 ADC clocks
AdcRegs.ADCCTRL3.bit.ADCCLKPS = 0x1; //ADC module clock = HSPCLK/2*ADC_CKPS = 25.0MHz/(1*2) = 12.5MHz
AdcRegs.ADCCTRL1.bit.SEQ_CASC = 1; // 1 Cascaded mode
AdcRegs.ADCMAXCONV.all = 0x0002; // Setup 3 conv's on SEQ1
AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV00 = 0x0;
AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV01 = 0x1;
AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV02 = 0x2;
AdcRegs.ADCCTRL1.bit.CONT_RUN = 1; // Setup continuous run

AdcRegs.ADCCTRL2.all = 0x2000; // Start SEQ1

// Step 5. User specific code, enable interrupts:

#ifdef __HIL
IER |= M_INT3;
// Enable EPWM INTn in the PIE: Group 3 interrupt 1-3
PieCtrlRegs.PIEIER3.bit.INTx1 = 1;
#endif

#endif

#ifdef FLASH
// Copy time critical code and Flash setup code to RAM
// The RamfuncsLoadStart, RamfuncsLoadEnd, and RamfuncsRunStart
// symbols are created by the linker. Refer to the linker files.
MemCopy(&RamfuncsLoadStart, &RamfuncsLoadEnd, &RamfuncsRunStart);

// Call Flash Initialization to setup flash waitstates
// This function must reside in RAM
InitFlash(); // Call the flash wrapper init function
#endif // (FLASH)

// Enable global Interrupts and higher priority real-time debug events:
EINT; // Enable Global interrupt INTM
ERTM; // Enable Global realtime interrupt DBGM

// Step 6. IDLE loop. Just sit and loop forever (optional):

#ifdef ND
for(;;)
{
loop();
}
#endif

}

//main loop =====
#ifdef __HIL
unsigned short ADC[11];
#endif // __HIL

```

```

void loop(void)
{
    int i;
    #ifndef __HIL

    char cmd;
    char str[10];
    float fa,fb,fc;
    float irms,vrms,p3,freq;

    cmd=scia_rec();

    //calculos
    fa=c1.adc.ia;
    fb=c1.adc.ib;
    fc=c1.adc.ic;

    irms=sqrt(fa*fa+fb*fb+fc*fc)/1.73205080757;

    fa=c1.adc.va;
    fb=c1.adc.vb;
    fc=c1.adc.vc;

    //vrms=sqrt(fa*fa+fb*fb+fc*fc)/1.73205080757;
    vrms=c1.cp.f.io.outrf[0]/1.4142;
    p3=3.0*irms*vrms;

    freq=c1.pll.w_filt/(2*M_PI);

    switch(cmd)
    {
        //liga/desliga compensação
        case 'c':
            c1.cp.enable^=0x01;
            if(c1.cp.enable)
                scia_msg("1");
            else
            {
                //limpa controlador de compensação
                for (i=0;i<3;i++)
                {
                    c1.cp.a.io.inra[i]=0;
                    c1.cp.b.io.inrb[i]=0;
                    c1.cp.c.io.inrc[i]=0;

                    c1.cp.a.io.outra[i]=0;
                    c1.cp.b.io.outrb[i]=0;
                    c1.cp.c.io.outrc[i]=0;
                }
                scia_msg("0");
            }
            break;
        //liga/desliga pum
        case 'p':
            c1.pwm_enable^=0x01;
            if(c1.pwm_enable)
            {
                scia_msg("1");
                EALLOW;
                EPwm1Regs.TZCLR.bit.OST=1;
                EPwm2Regs.TZCLR.bit.OST=1;
                EPwm3Regs.TZCLR.bit.OST=1;
                EDIS;
            }
            else
            {
                scia_msg("0");
                EALLOW;
                EPwm1Regs.TZFRM.bit.OST=1;
                EPwm2Regs.TZFRM.bit.OST=1;
                EPwm3Regs.TZFRM.bit.OST=1;
                EDIS;
                //limpa controlador de compensação
                for (i=0;i<3;i++)
                {
                    c1.cp.a.io.inra[i]=0;
                    c1.cp.b.io.inrb[i]=0;
                    c1.cp.c.io.inrc[i]=0;
                }
            }
            break;
    }
}
#endif ND

```

```

        c1.cp.a.io.outra[i]=0;
        c1.cp.b.io.outrb[i]=0;
        c1.cp.c.io.outrc[i]=0;
    }
}

}

break;
//envia status pum e compensador
case 's':
if(c1.pwm_enable)
    scia_msg("1");
else
    scia_msg("0");
if(c1.cp.enable)
    scia_msg("1");
else
    scia_msg("0");
break;
//envio de dados formatados (com etiqueta)
case 't':
    scia_msg("t=");
    ftoa(str,c1.t);
    scia_msg(str);

scia_msg(" Iac=");
ftoa(str,irms);
scia_msg(str);

scia_msg(" Vac=");
ftoa(str,vrms);
scia_msg(str);

scia_msg(" P3=");
ftoa(str,p3);
scia_msg(str);

scia_msg(" Vdc=");
ftoa(str,c1.adc.vdc);
scia_msg(str);

scia_msg(" Idc=");
ftoa(str,c1.adc.idc);
scia_msg(str);

scia_msg(" freq=");
ftoa(str,freq);
scia_msg(str);

scia_msg("\n\r");
break;
//envio de dados formatados (só valor)
case 'v':
    ftoa(str,c1.t);
    scia_msg(str);

    scia_msg(" ");
    ftoa(str,irms);
    scia_msg(str);

    scia_msg(" ");
ftoa(str,vrms);
    scia_msg(str);

    scia_msg(" ");
    ftoa(str,p3);
    scia_msg(str);

    scia_msg(" ");
    ftoa(str,c1.adc.vdc);
    scia_msg(str);

    scia_msg(" ");
    ftoa(str,c1.adc.idc);
    scia_msg(str);

    scia_msg(" ");
    ftoa(str,freq);
    scia_msg(str);

```

```

        scia_msg("\n\r");
        break;
//envio de dados em binário
case 'b':
        scia_send_float(c1.t);
        scia_send_float(irms);
        scia_send_float(vrms);
        scia_send_float(p3);
        scia_send_float(c1.adc.vdc);
        scia_send_float(c1.adc.idc);
        scia_send_float(freq);
        break;
default:
        scia_xmit(cmd);
        break;
}
#else

        //recebe
for(i=0;i<11;i++)
{
        ADC[i]=scia_rec_int();
}

        //calcula
        epwm1_hil();

        //transmite
        scia_send_int((int*)&pwm1);
        scia_send_int((int*)&pwm2);
        scia_send_int((int*)&pwm3);

#endif
}

//interrupção =====

//habilita uso do sensor de corrente externo
//#define EXT_CURR 1

#ifdef __HIL
interrupt void epwm1_isr(void)
#else
void epwm1_hil(void)
#endif
{

//conversão canais analógicos =====
#ifdef __HIL
#ifdef ND
        GpioDataRegs.GPBDAT.bit.GPIO34=1;
        AdcRegs.ADCST.bit.INT_SEQ1_CLR = 1;//start conversion
#endif
#endif

#ifdef EXT_CURR
        c1.adc.ia =(readADC(0)-511.0)*0.00855327468231; //Ia sem trafo (0.0488758553275)
        c1.adc.ib =(readADC(1)-511.0)*0.00855327468231; //Ib -5,35..5,35 com trafo(0.0104678997237)
        c1.adc.ic =(readADC(2)-511.0)*0.00855327468231; //Ic -5,35..5,35
#endif //EXT_CURR
        c1.adc.va =(readADC(3)-511.0)*0.488758553275; //Va -250..250
        c1.adc.vb =(readADC(4)-511.0)*0.488758553275; //Vb -250..250
        c1.adc.vc =(readADC(5)-511.0)*0.488758553275; //Vc -250..250
        c1.adc.vdc=(readADC(6)*0.488758553275); //Vdc 0..500
        c1.adc.idc=(readADC(7)-511.0)*0.0488758553275; //Idc -25..25

#ifdef EXT_CURR
#ifdef ND
        while (AdcRegs.ADCST.bit.INT_SEQ1== 0) {}; // Wait for ADC interrupt
#endif //PC
        c1.adc.ia (((AdcRegs.ADCRESULT0>>4) ) -2047.0 )*0.00213831867058;
        c1.adc.ib (((AdcRegs.ADCRESULT1>>4) ) -2047.0 )*0.00213831867058;
        c1.adc.ic (((AdcRegs.ADCRESULT2>>4) ) -2047.0 )*0.00213831867058;
#endif //EXT_CURR

#else //__HIL

```

```

#i fndef EXT_CURR
c1.adc.ia =(ADC[0]-511.0)*0.00855327468231; //Ia sem trafo (0.0488758553275)
c1.adc.ib =(ADC[1]-511.0)*0.00855327468231; //Ib -5,35..5,35 com trafo(0.0104678997237)
c1.adc.ic =(ADC[2]-511.0)*0.00855327468231; //Ic -5,35..5,35
#endf //EXT_CURR
c1.adc.va =(ADC[3]-511.0)*0.488758553275; //Va -250..250
c1.adc.vb =(ADC[4]-511.0)*0.488758553275; //Vb -250..250
c1.adc.vc =(ADC[5]-511.0)*0.488758553275; //Vc -250..250
c1.adc.vdc=(ADC[6]*0.488758553275); //Vdc 0..500
c1.adc.idc=(ADC[7]-511.0)*0.0488758553275; //Idc -25..25

#i fdef EXT_CURR

c1.adc.ia =(((ADC[8]>>4) ) -2047.0 )*0.00213831867058;
c1.adc.ib =(((ADC[9]>>4) ) -2047.0 )*0.00213831867058;
c1.adc.ic =(((ADC[10]>>4) ) -2047.0 )*0.00213831867058;
#endf //EXT_CURR

#endf //HIL

//transformada de Clarke
//valfa=sqrt(2.0/3.0)*(va-((vb+vc)/2.0));
c1.pll.valfa=0.816496580928*(c1.adc.va-((c1.adc.vb+c1.adc.vc)/2.0));
//vbeta=sqrt(2.0/3.0)*((sqrt(3.0)/2.0)*(vb-vc));
c1.pll.vbeta=0.707106781187*(c1.adc.vb-c1.adc.vc);

//PLL =====
c1.pll.vag=sqrt((c1.pll.valfa*c1.pll.valfa)+(c1.pll.vbeta*c1.pll.vbeta));

//evita divisão por 0
if (c1.pll.vag ==0) c1.pll.vag=1e-9;

c1.pll.dp=(c1.pll.valfa*c1.pll.ialfap+c1.pll.vbeta*c1.pll.ibetap)/c1.pll.vag;

//PI
c1.pll.in_int1[i]=c1.pll.in_int1[0];
c1.pll.in_int1[0]= c1.pll.dp/_PLL_Ti;
c1.pll.out_int1[1]=c1.pll.out_int1[0];
c1.pll.out_int1[0]=((c1.Ts/2.0)*(c1.pll.in_int1[0]+c1.pll.in_int1[1]))+c1.pll.out_int1[1];

c1.pll.w_pll=_PLL_wini+(_PLL_Kp*c1.pll.dp+c1.pll.out_int1[0]);

c1.pll.in_int2[i]=c1.pll.in_int2[0];
c1.pll.in_int2[0]= c1.pll.w_pll;
c1.pll.out_int2[1]=c1.pll.out_int2[0];
c1.pll.out_int2[0]=((c1.Ts/2.0)*(c1.pll.in_int2[0]+c1.pll.in_int2[1]))+c1.pll.out_int2[1];

if(c1.pll.out_int2[0] >= 2*M_PI)
{
c1.pll.out_int2[0]=-2*M_PI;
c1.pll.out_int2[1]=-2*M_PI;
}

c1.pll.ialfap=cos(c1.pll.out_int2[0]);
c1.pll.ibetap=sin(c1.pll.out_int2[0]);

//filtro passa baixas w
atmem(c1.pll.w.v,5);

c1.pll.w.io.inrw[0]=c1.pll.w_pll;

multacc(c1.cp.cff.v,c1.pll.w.v,5);

c1.pll.w_filt=c1.pll.w.io.outrw[0];

/***** controle primário *****/

//transformada de Clarke
//valfa=sqrt(2.0/3.0)*(va-((vb+vc)/2.0));
c1.vf.valfa=0.816496580928*(c1.pr.var-((c1.pr.vbr+c1.pr.vcr)/2.0));
//vbeta=sqrt(2.0/3.0)*((sqrt(3.0)/2.0)*(vb-vc));
c1.vf.vbeta=0.707106781187*(c1.pr.vbr-c1.pr.vcr);

```

```

//ialfa=sqrt(2.0/3.0)*(ia-((ib+ic)/2.0));
c1.vf.ialfa=0.816496580928*(c1.adc.ia-((c1.adc.ib+c1.adc.ic)/2.0));
//ibeta=sqrt(2.0/3.0)*(sqrt(3.0)/2.0)*(ib-ic);
c1.vf.ibeta=0.707106781187*(c1.adc.ib-c1.adc.ic);

//Cálculo de potências =====

atmem(c1.vf.p_.v,2);
atmem(c1.vf.q_.v,2);

c1.vf.p=c1.vf.valfa*c1.vf.ialfa+c1.vf.vbeta*c1.vf.ibeta;
c1.vf.q=c1.vf.vbeta*c1.vf.ialfa-c1.vf.valfa*c1.vf.ibeta;

//filtro
c1.vf.p_.io.inp[0] =c1.vf.p;
c1.vf.q_.io.inq[0] =c1.vf.q;

multacc(c1.vf.cfp.v,c1.vf.p_.v,2);
multacc(c1.vf.cfp.v,c1.vf.q_.v,2);

//PI controle de Q - funciona só conectado

if( fabs(c1.vf.win[0] -_VF_WREF) < (0.04*2*M_PI)
{

c1.vf.vri[1]=c1.vf.vri[0];
c1.vf.vri[0]=(c1.vf.Qref-c1.vf.q_.io.outq[0])/_VF_TI;

c1.vf.vro[1]=c1.vf.vro[0];
c1.vf.vro[0]=(1.0/(FS*2.0))*(c1.vf.vri[0]+c1.vf.vri[1])+c1.vf.vro[1];

c1.vf.vrf=_VF_KP*(c1.vf.Qref-c1.vf.q_.io.outq[0])+c1.vf.vro[0];

if(c1.vf.vrf < _VF_VMIN)
{
c1.vf.vrf=_VF_VMIN;
c1.vf.vro[1]=_VF_VMIN;
}
if(c1.vf.vrf > _VF_VMAX)
{
c1.vf.vrf=_VF_VMIN;
c1.vf.vro[1]=_VF_VMIN;
}
}
else
{
c1.vf.vrf=_VF_VREF2;
c1.vf.vro[0]=_VF_VREF2;
}

// cálculo qvV =====

c1.vf.vkout=c1.vf.vrf-_VF_QV*(c1.vf.q_.io.outq[0]-(c1.vf.Qref));

if(c1.vf.vkout > _VF_VMAX)c1.vf.vkout=_VF_VMAX;
if(c1.vf.vkout < _VF_VMIN)c1.vf.vkout=_VF_VMIN;

// cálculo psw =====

c1.vf.win[1]=c1.vf.win[0];

c1.vf.win[0]=_VF_WREF-_VF_PW*(c1.vf.p_.io.outp[0]-(c1.vf.Pref));

if(c1.vf.win[0] > _VF_WMAX)c1.vf.win[0]=_VF_WMAX;
if(c1.vf.win[0] < _VF_WMIN)c1.vf.win[0]=_VF_WMIN;

c1.vf.deltaq[1]=c1.vf.deltaq[0];

```

```

c1.vf.deltaq[0]=((1.0/FS)*(c1.vf.win[0]+c1.vf.win[1])/2.0)+c1.vf.deltaq[1];

if( c1.vf.deltaq[0] > (2*M_PI))
{
    c1.vf.deltaq[0]-=(2*M_PI);
    c1.vf.deltaq[1]-=(2*M_PI);
}
if( c1.vf.deltaq[0] < 0 )
{
    c1.vf.deltaq[0]+=(2*M_PI);
    c1.vf.deltaq[1]+=(2*M_PI);
}

//Referência de tensão =====

#%fndef _REF_FIXA
    c1.pr.var=(c1.vf.vout*sin(c1.vf.deltaq[0]));
    c1.pr.vbr=(c1.vf.vout*sin(c1.vf.deltaq[0]-2.094));
    c1.pr.vcr=(c1.vf.vout*sin(c1.vf.deltaq[0]+2.094));

#else // _REF_FIXA
    //tensão de referência fixa
    c1.pr.var=(c1.dbg.vamp*sin(c1.dbg.wt));
    c1.pr.vbr=(c1.dbg.vamp*sin(c1.dbg.wt-2.094));
    c1.pr.vcr=(c1.dbg.vamp*sin(c1.dbg.wt+2.094));

    c1.dbg.wt=c1.dbg.wt+0.09425;

    if(c1.dbg.wt > 6.2832)c1.dbg.wt-=6.2832;
#end%if // _REF_FIXA

/***** controle secundário *****/
//controlador PR de tensão =====

atmem(c1.pr.va.v,2*PRVO-1);
atmem(c1.pr.vb.v,2*PRVO-1);
atmem(c1.pr.vc.v,2*PRVO-1);

c1.pr.va.io.vinra[0]=c1.pr.var-c1.adc.va;
c1.pr.vb.io.vinrb[0]=c1.pr.vbr-c1.adc.vb;
c1.pr.vc.io.vinrc[0]=c1.pr.vcr-c1.adc.vc;

multacc(c1.pr.cfv.v,c1.pr.va.v,2*PRVO-1);

if(c1.pr.va.io.voutra[0] > 3.0)c1.pr.va.io.voutra[0]=3.0;
if(c1.pr.va.io.voutra[0] < -3.0)c1.pr.va.io.voutra[0]=-3.0;

multacc(c1.pr.cfv.v,c1.pr.vb.v,2*PRVO-1);

if(c1.pr.vb.io.voutrb[0] > 3.0)c1.pr.vb.io.voutrb[0]=3.0;
if(c1.pr.vb.io.voutrb[0] < -3.0)c1.pr.vb.io.voutrb[0]=-3.0;

multacc(c1.pr.cfv.v,c1.pr.vc.v,2*PRVO-1);

if(c1.pr.vc.io.voutrc[0] > 3.0)c1.pr.vc.io.voutrc[0]=3.0;
if(c1.pr.vc.io.voutrc[0] < -3.0)c1.pr.vc.io.voutrc[0]=-3.0;

//compensador de desbalanço =====

//filtro passa baixas tensão agregada

atmem(c1.cp.f.v,5);

c1.cp.f.io.inrf[0]=(0.816496580928*sqrt(c1.adc.va*c1.adc.va+c1.adc.vb*c1.adc.vb+c1.adc.vc*c1.adc.vc));

multacc(c1.cp.cff.v,c1.cp.f.v,5);

//componente de seq. positiva tensão
c1.cp.var= c1.cp.f.io.outrf[0]*sin(c1.pll.out_int2[1]);
c1.cp.vbr= c1.cp.f.io.outrf[0]*sin(c1.pll.out_int2[1] -2.09439510239);
c1.cp.vcr= c1.cp.f.io.outrf[0]*sin(c1.pll.out_int2[1] +2.09439510239);

```



```

//controlador compensação de desbalanço de tensão
if((c1.cp.enable)&& (fabs(c1.pll.w_filt-377.0) < 62.8))//habilita só com erro de freq. menor que 10 Hz
{

    atmem(c1.cp.a.v,5);
    atmem(c1.cp.b.v,5);
    atmem(c1.cp.c.v,5);

    c1.cp.a.io.inra[0]=c1.adc.va-c1.cp.var;
    c1.cp.b.io.inrb[0]=c1.adc.vb-c1.cp.vbr;
    c1.cp.c.io.inrc[0]=c1.adc.vc-c1.cp.vcr;

    multacc(c1.cp.cf.v,c1.cp.a.v,5);

    if(c1.cp.a.io.outra[0] > 1.0)c1.cp.a.io.outra[0]=1.0;
    if(c1.cp.a.io.outra[0] < -1.0)c1.cp.a.io.outra[0]=-1.0;

    multacc(c1.cp.cf.v,c1.cp.b.v,5);

    if(c1.cp.b.io.outrb[0] > 1.0)c1.cp.b.io.outrb[0]=1.0;
    if(c1.cp.b.io.outrb[0] < -1.0)c1.cp.b.io.outrb[0]=-1.0;

    multacc(c1.cp.cf.v,c1.cp.c.v,5);

    if(c1.cp.c.io.outrc[0] > 1.0)c1.cp.c.io.outrc[0]=1.0;
    if(c1.cp.c.io.outrc[0] < -1.0)c1.cp.c.io.outrc[0]=-1.0;

}
else
{
    c1.cp.a.io.outra[0]=0;
    c1.cp.b.io.outrb[0]=0;
    c1.cp.c.io.outrc[0]=0;
}

//controlador PR de corrente =====

    atmem(c1.pr.ca.v,2*PRCO-1);
    atmem(c1.pr.cb.v,2*PRCO-1);
    atmem(c1.pr.cc.v,2*PRCO-1);

    c1.pr.ca.io.cinra[0]=c1.pr.va.io.voutra[0]-c1.adc.ia-c1.cp.a.io.outra[0];
    c1.pr.cb.io.cinrb[0]=c1.pr.vb.io.voutrb[0]-c1.adc.ib-c1.cp.b.io.outrb[0];
#ifdef _REF_FIXA
    c1.pr.cc.io.cinrc[0]=c1.pr.vc.io.voutrc[0]-c1.adc.ic-c1.cp.c.io.outrc[0];
#else
    c1.pr.cc.io.cinrc[0]=c1.pr.vc.io.voutrc[0]-c1.adc.ic;
#endif

    multacc(c1.pr.cfc.v,c1.pr.ca.v,2*PRCO-1);

    if(c1.pr.ca.io.coutra[0] > 1.0)c1.pr.ca.io.coutra[0]=1.0;
    if(c1.pr.ca.io.coutra[0] < -1.0)c1.pr.ca.io.coutra[0]=-1.0;

    multacc(c1.pr.cfc.v,c1.pr.cb.v,2*PRCO-1);

    if(c1.pr.cb.io.coutrb[0] > 1.0)c1.pr.cb.io.coutrb[0]=1.0;
    if(c1.pr.cb.io.coutrb[0] < -1.0)c1.pr.cb.io.coutrb[0]=-1.0;

    multacc(c1.pr.cfc.v,c1.pr.cc.v,2*PRCO-1);

    if(c1.pr.cc.io.coutrc[0] > 1.0)c1.pr.cc.io.coutrc[0]=1.0;
    if(c1.pr.cc.io.coutrc[0] < -1.0)c1.pr.cc.io.coutrc[0]=-1.0;

#ifdef __DEBUG
//PWM output =====

    pwm1=(int)(PWM50*c1.pr.ca.io.coutra[0]+PWM50);
    pwm2=(int)(PWM50*c1.pr.cb.io.coutrb[0]+PWM50);
    pwm3=(int)(PWM50*c1.pr.cc.io.coutrc[0]+PWM50);

#else //DEBUG

//emula trifásico

```

```

    pwm1=(int)(0.8*PWM50*sin(c1.dbg.wt))+PWM50;
    pwm2=(int)(0.8*PWM50*sin(c1.dbg.wt-2.094))+PWM50;
    pwm3=(int)(0.8*PWM50*sin(c1.dbg.wt+2.094))+PWM50;

#endif

    c1.dbg.bufa[c1.dbg.buf_c]=c1.adc.ia;
    c1.dbg.bufb[c1.dbg.buf_c]=c1.adc.va;
    c1.dbg.bufc[c1.dbg.buf_c]=c1.vf.valfa;

    c1.dbg.buf_c++;
    if(c1.dbg.buf_c >= _DBG_BMAX)
    {
        c1.dbg.buf_c=0;
    }

//atualiza tempo de execução
    c1.t+=c1.Ts;

#ifdef ND
#ifdef _HIL
    // Clear INT flag for this timer
    EPwm1Regs.ETCLR.bit.INT = 1;
    // Acknowledge this interrupt to receive more interrupts from group 3
    PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP3;
#endif
    GpioDataRegs.GPBDAT.bit.GPIO34=0;
#endif
}

//atualiza valores memorizados
void atmem(float *v,int n)
{
    int i;

    for(i=n; i>0;i--)
        v[i]=v[i-1];
}

//multiplica vetores e acumula
void multacc(float *cf, float *v, int n)
{
    int i;

    v[0]=0;

    for(i=0;i<n;i++)
        v[0]+=cf[i]*v[i+1];
}

char * ftoa(char *str,float valf)
{
    unsigned long val;

    val=fabs(valf*1000);
    if(valf <0)
        str[0]='-';
    else
        str[0]=' ';

    str[1]=((val%10000000)/1000000)+0x30;
    str[2]=((val%1000000)/100000)+0x30;
    str[3]=((val%100000)/10000)+0x30;
    str[4]=((val%10000)/1000)+0x30;
    str[5]='.';
    str[6]=((val%1000)/100)+0x30;
    str[7]=((val%100)/10)+0x30;
    str[8]=(val%10)+0x30;
    str[9]=0;

    return str;
}

```