



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

Pedro Machado de Almeida

MODELAGEM E CONTROLE DE CONVERSORES ESTÁTICOS FONTE DE  
TENSÃO UTILIZADOS EM SISTEMAS DE GERAÇÃO FOTOVOLTAICOS  
CONECTADOS À REDE ELÉTRICA DE DISTRIBUIÇÃO

Dissertação de Mestrado

Juiz de Fora  
2011

Pedro Machado de Almeida

Modelagem e Controle de Conversores Fonte de Tensão Utilizados em Sistemas de  
Geração Fotovoltaicos Conectados à Rede Elétrica de Distribuição

Dissertação apresentada ao Programa de  
Pós-Graduação em Engenharia Elétrica,  
área de concentração: Sistemas Eletrônicos,  
da Faculdade de Engenharia da Universidade  
Federal de Juiz de Fora como requisito par-  
cial para obtenção do grau de Mestre.

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

Juiz de Fora  
2011

Pedro Machado de Almeida

Modelagem e Controle de Conversores Fonte de Tensão Utilizados em Sistemas de  
Geração Fotovoltaicos Conectados à Rede Elétrica de Distribuição

Dissertação apresentada ao Programa de  
Pós-Graduação em Engenharia Elétrica,  
área de concentração: Sistemas Eletrônicos,  
da Faculdade de Engenharia da Universidade  
Federal de Juiz de Fora como requisito par-  
cial para obtenção do grau de Mestre.

Aprovada em 08 de abril de 2011.

BANCA EXAMINADORA:

---

**Prof. Pedro Gomes Barbosa, D.Sc.**

Universidade Federal de Juiz de Fora, UFJF  
Orientador

---

**Prof. Henrique Antônio Carvalho Braga, Dr. Eng.**

Universidade Federal de Juiz de Fora, UFJF

---

**Prof. André Augusto Ferreira, Dr.**

Universidade Federal de Juiz de Fora, UFJF

---

**Prof. Selênio Rocha Silva, Dr.**

Universidade Federal de Minas Gerais, UFMG

*À minha família e  
aos meus amigos.*

## AGRADECIMENTOS

À minha família, especialmente meus pais, João Carlos e Dalva, e à minha irmã Maria Olívia, por todo, amor, apoio, suporte, motivação e confiança depositada em mim.

Ao meu orientador e amigo, Professor Pedro Gomes Barbosa, pelos ensinamentos, incentivos e disposição durante todo o decorrer deste trabalho.

À Ana Luiza, por toda confiança, incentivo, paciência e companheirismo; pela alegria e amor de todos os dias.

Ao amigo Leandro Manso pela grande ajuda na programação do DSP.

Aos meus amigos do NAEP e do LAPTEL, por toda disposição e pela convivência diária.

Aos meus amigos que sempre torcem por mim.

À CAPES, à FAPEMIG, à Universidade Federal de Juiz de Fora e à Faculdade de Engenharia por todo o suporte e pelas ferramentas necessárias ao desenvolvimento deste trabalho.

*“A mente que se abre a uma nova idéia  
jamais voltará ao seu tamanho original”*

Albert Einstein

## RESUMO

Esta dissertação apresenta uma estratégia de controle para sistemas de geração fotovoltaicos, de único estágio, trifásicos, conectados à rede elétrica de distribuição. São desenvolvidos modelos matemáticos para representar as características dinâmicas dos painéis fotovoltaicos, do conversor fonte de tensão (VSC - “*Voltage Source Converter*”) e da rede de distribuição. A modelagem do sistema de geração disperso (SGD) é feita no sistema de coordenadas síncrono ( $dq$ ), fornecendo um sistema de equações diferenciais que pode ser usado para descrever o comportamento dinâmico do sistema quando as tensões da rede estão equilibradas ou desequilibradas. O conversor é controlado no modo de corrente, através da estratégia de modulação vetorial (*Space Vector Modulation* - SVM). São projetadas duas malhas de controle em cascata para controlar o conversor estático. A malha interna controla a corrente injetada na rede enquanto que a externa controla a tensão no barramento CC do conversor. O controle da tensão CC permite rastrear o ponto de máxima potência do painel PV além de controlar a quantidade de potência ativa injetada na rede CA. Um método ativo de detecção de ilhamento baseado na injeção de corrente de sequência negativa é incorporado ao sistema de controle. Resultados de simulações digitais obtidos com o programa ATP (*Alternative Transient Program*) são utilizados para validar os modelos matemáticos e as estratégias de controle. Finalmente, um protótipo experimental de pequena escala é montado em laboratório. Todo o sistema de controle do protótipo experimental foi implementado no DSP TMS320F28212. Os resultados obtidos demonstram o funcionamento do sistema e podem ser usados para validar a estratégia de controle utilizada.

Palavras chave: Energia solar fotovoltaica, geração dispersa, fontes alternativas de energia, conversor fonte de tensão, VSC, transformação de coordenadas, controle no modo de corrente, detecção de ilhamento, controle digital, DSP.

## ABSTRACT

This dissertation presents a control strategy for a single-stage, three-phase, photovoltaic systems to be connected to a distribution network. Mathematical models are developed to represent the dynamic characteristics of the photovoltaic panels, the voltage-source converter (VSC) and the distribution network. The modeling of the dispersed generation system (DGS) is done in the synchronous reference frame ( $dq$ ), providing a system of differential equations that describes the dynamic behavior of the system when the network voltages are balanced or unbalanced. The converter is controlled in current mode through the space vector modulation (SVM) strategy. Two control loops are designed to control the static converter. The inner loop controls the injected current into the network while the external loop controls the converter DC bus voltage. The DC voltage regulator allows to track the PV maximum power point and to control the active power injected into the AC grid. An active islanding detection method based on negative-sequence current injection is incorporated into the control system. Digital simulations results obtained with Alternative Transients Program (ATP) is used to validate the mathematical models and the control strategies. Finally, a small-scale experimental prototype is implemented in the laboratory. The whole control system of the experimental prototype was programmed in DSP TMS320F2812 of Texas Instruments. The results demonstrate that the operation of the system can be used to validate the applied control strategy.

Keywords: Photovoltaic energy, dispersed generation, alternative energy sources, voltage-source converter, VSC, reference frame transformation, current mode control, islanding detection, digital control, DSP.

## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1	Diagrama esquemático de um sistema elétrico de potência incluindo unidades de geração dispersas. ....	31
Figura 2	Evolução da potência cumulativa instalada de sistemas PV no mundo, 2000-2010 (Fonte: EPIA - Global Market Outlook Photovoltaics Until 2015.) ....	36
Figura 3	Diagrama unifilar do circuito de teste contra ilhameto. ....	40
Figura 4	Estrutura física simplificada de uma célula célula fotovoltaica (do inglês, <i>Photovoltaic cell</i> ) (PV). ....	43
Figura 5	Modelo ideal da célula PV. ....	44
Figura 6	Modelo da célula PV com resistências parasitas. ....	44
Figura 7	Curva característica aproximada de uma célula PV com as resistências parasitas. ....	45
Figura 8	Curva $I \times V$ ajustada pelo processo iterativo. ....	49
Figura 9	Curva $P \times V$ ajustada pelo processo iterativo. ....	50
Figura 10	Curva $I \times V$ para diferentes valores de irradiação. ....	50
Figura 11	Curva $P \times V$ para diferentes valores de irradiação. ....	51

Figura 12	Curva $I \times V$ para diferentes valores de temperatura. ....	51
Figura 13	Curva $P \times V$ para diferentes valores de temperatura. ....	52
Figura 14	Diagrama de um conversor fonte de tensão trifásico. ....	53
Figura 15	Diagrama esquemático do conversor fonte de tensão conectado à rede CA. ....	54
Figura 16	Diagrama esquemático do SRF-PLL. ....	74
Figura 17	Modelo linear do SRF-PLL trifásico. ....	75
Figura 18	Estrutura do filtro passa-faixa baseada na implementação do SOGI (SOGI-BPF). ....	80
Figura 19	Diagrama de Bode da função de transferência de malha fechada de $V(s)$ . ....	81
Figura 20	Diagrama de Bode da função de transferência de malha fechada de $Q(s)$ . ....	82
Figura 21	Detector de sequência baseado no SOGI-BPF. ....	82
Figura 22	Resposta em frequência do detector de sequência positiva. ....	84
Figura 23	Diagrama de blocos do DSOGI-PLL. ....	84
Figura 24	Estados dos interruptores do conversor trifásico e vetores espaciais de tensão correspondentes. ....	87

Figura 25	Espaço vetorial formado pelos vetores espaciais do conversor estático.	88
Figura 26	Decomposição do vetor de referência nos vetores adjacentes mais próximos.	90
Figura 27	Sinais de modulação.	91
Figura 28	Padrão de chaveamento.	92
Figura 29	Diagrama de blocos do controle de sequência positiva.	98
Figura 30	Diagrama de blocos do controle de sequência negativa.	98
Figura 31	Diagrama de blocos simplificado do controle de corrente sequência positiva de eixo direto.	99
Figura 32	Diagrama de blocos simplificado do controle de corrente sequência positiva de eixo em quadratura.	99
Figura 33	Diagrama de blocos do gerador de pulsos PWM.	101
Figura 34	Diagrama de blocos do controle da tensão do barramento CC para o modelo linearizado.	105
Figura 35	Fluxograma do algoritmo de INC com incremento variável.	109
Figura 36	Diagrama unifilar de um sistema de geração fotovoltaico conectado a uma rede de distribuição em paralelo com uma carga.	110
Figura 37	Diagrama esquemático do controle do SGD.	115

Figura 38	Tensões trifásicas de fase da rede CA. ....	117
Figura 39	Tensão de fase da rede nas coordenadas $\alpha\beta$ . ....	118
Figura 40	Tensão de sequência positiva da rede nas coordenadas $\alpha\beta$ estimadas pelo DSOGL. ....	118
Figura 41	Tensão de sequência negativa da rede nas coordenadas $\alpha\beta$ estimadas pelo DSOGL. ....	118
Figura 42	Ângulo rastreado. ....	119
Figura 43	Erro entre o ângulo real e o estimado. ....	120
Figura 44	Tensões da rede nas coordenadas $dq$ . ....	120
Figura 45	Tensões de sequência positiva nas coordenadas $dq$ . ....	120
Figura 46	Tensões de sequência negativa nas coordenadas $dq$ . ....	121
Figura 47	Tensões trifásicas de referência usadas pelo algoritmo SVM. ....	123
Figura 48	Sinal de saída do algoritmo de detecção dos setores. ....	123
Figura 49	Sinais de modulação normalizados. ....	123
Figura 50	Tensão terminal de linha do conversor. ....	123
Figura 51	Espectro harmônico da tensão terminal de linha do conversor. ....	124

Figura 52	Corrente de eixo direto e sinal de referência. ....	125
Figura 53	Corrente de eixo em quadratura e sinal de referência. ....	125
Figura 54	Correntes nas coordenadas <i>abc</i> que fluem pelo sistema. ....	125
Figura 55	Tensão e corrente da fase “a”. ....	126
Figura 56	Diagrama de Bode da função de transferência de malha aberta do sistema de controle da tensão do barramento CC com apenas o termo integral do controlador. ....	127
Figura 57	Diagrama de Bode da função de transferência de malha aberta do sistema de controle da tensão do barramento CC com o termo integral do controlador e o ganho. ....	128
Figura 58	Diagrama de Bode da função de transferência de malha aberta do sistema de controle do elo CC com compensador com avanço de fase. .	129
Figura 59	Resposta em frequência da função transferência de malha aberta do sistema de controle do elo CC. ....	130
Figura 60	Potência ativa de saída dos painéis fotovoltaicos. ....	131
Figura 61	Tensão do barramento CC do conversor. ....	131
Figura 62	Potência ativa e reativa injetada na rede pelo conversor. ....	131
Figura 63	Detalhe da tensão do barramento CC. ....	132

Figura 64	Tensão de referência de saída do algoritmo de MPPT e tensão do barramento CC. ....	132
Figura 65	Potência de saída do conjunto fotovoltaico. ....	133
Figura 66	Tensão no PAC. ....	134
Figura 67	Corrente de eixo direto de sequência positiva e sinal de referência. ..	135
Figura 68	Corrente de eixo em quadratura de sequência positiva e sinal de referência. ....	135
Figura 69	Corrente de eixo direto e em quadratura de sequência negativa. ....	135
Figura 70	Correntes trifásicas injetada na rede. ....	135
Figura 71	Tensão do barramento CC para tensões da rede desequilibradas. ...	136
Figura 72	Detalhe da tensão do barramento CC para tensões da rede desequilibradas. ....	136
Figura 73	Corrente de referência de eixo direto de sequência positiva para tensões da rede desequilibradas. ....	136
Figura 74	Correntes trifásicas injetadas na rede para tensões da rede desequilibradas. ....	136
Figura 75	Corrente de eixo direto para tensões da rede desequilibradas. ....	137
Figura 76	Corrente de eixo direto de sequência positiva para tensões da rede	

	desequilibradas. ....	137
Figura 77	Corrente de eixo direto de sequência negativa para tensões da rede desequilibradas. ....	137
Figura 78	Corrente de eixo em quadratura de sequência positiva para tensões da rede desequilibradas. ....	138
Figura 79	Corrente de eixo em quadratura de sequência negativa para tensões da rede desequilibradas. ....	138
Figura 80	Corrente de eixo em quadratura para tensões da rede desequilibradas. ....	138
Figura 81	Corrente de referência de eixo direto de sequência positiva. ....	139
Figura 82	Corrente de eixo direto. ....	139
Figura 83	Corrente trifásicas injetadas na rede. ....	139
Figura 84	Tensão no barramento CC sem injeção de corrente de sequência negativa. ....	140
Figura 85	Frequência da rede estimada sem injeção de corrente de sequência negativa. ....	140
Figura 86	Potência ativa injetada na rede sem injeção de corrente de sequência negativa. ....	141
Figura 87	Corrente injetada na fase “a” da rede elétrica. ....	141
Figura 88	Tensão de eixo direto de sequência negativa em pu. ....	141

Figura 89	Corrente de eixo direto de sequência positiva e negativa com injeção de corrente de sequência negativa. ....	142
Figura 90	Corrente de saída do conversor com injeção de corrente de sequência negativa. ....	142
Figura 91	Corrente de eixo direto e em quadratura com injeção de corrente de sequência negativa. ....	142
Figura 92	Tensão no barramento CC com injeção de corrente de sequência negativa. ....	142
Figura 93	Potência ativa e reativa injetada na rede com injeção de corrente de sequência negativa. ....	143
Figura 94	Corrente injetada na rede na fase “a” com injeção de corrente de sequência negativa. ....	143
Figura 95	Frequência da rede estimada com injeção de corrente de sequência negativa. ....	143
Figura 96	Tensão de eixo direto de sequência negativa em pu com injeção de corrente de sequência negativa. ....	144
Figura 97	Tensão de eixo direto de sequência negativa em pu para diferentes níveis de corrente de sequência negativa injetada pelo conversor. ....	144
Figura 98	Tensão de eixo direto de sequência negativa em pu para carga desequilibrada. ....	144
Figura 99	Corrente de eixo direto de sequência negativa utilizando a estratégia	

modificada de injeção de corrente de sequência negativa. ....	145
Figura 100 Tensão de eixo direto de sequência negativa para estratégia de injeção de corrente de sequência negativa modificada. ....	146
Figura 101 Foto do kit de desenvolvimento eZdsp <sup>TM</sup> F2812. ....	148
Figura 102 Diagrama esquemático do sistema experimental implementado no laboratório. ....	151
Figura 103 Fluxograma completo implementado no DSP. ....	155
Figura 104 Circuito de potência. ....	157
Figura 105 Circuito de controle. ....	158
Figura 106 Detalhe do DSP e da placa de transmissão de dados. ....	159
Figura 107 Circuito de acionamento dos interruptores. ....	160
Figura 108 Tensões trifásicas instantâneas da rede amostradas pelo DSP. ....	160
Figura 109 Tensões instantâneas da rede nas coordenadas $\alpha\beta$ . ....	161
Figura 110 Tensões da rede nas coordenadas $\alpha\beta$ de sequência positiva. ....	161
Figura 111 Tensões da rede nas coordenadas $\alpha\beta$ de sequência negativa. ....	161
Figura 112 Ângulo rastreado e tensão $v_{\alpha pac}^+$ . ....	162
Figura 113 Frequência estimada. ....	162

Figura 114	Tensões nas coordenadas síncronas de sequência positiva. ....	162
Figura 115	Tensões nas coordenadas síncronas de sequência negativa. ....	163
Figura 116	Correntes de sequência positiva nas coordenadas de $dq$ . ....	163
Figura 117	Correntes de sequência negativa nas coordenadas de $dq$ . ....	163
Figura 118	Correntes trifásicas injetadas na rede. ....	164
Figura 119	Tensão e corrente da fase “a”. ....	164
Figura 120	Correntes de sequência positiva nas coordenadas $dq$ e seus sinais de referência. ....	165
Figura 121	Correntes trifásicas injetadas na rede. ....	165
Figura 122	Tensão e corrente da fase “a”. ....	165
Figura 123	Correntes de sequência positiva nas coordenadas $dq$ . ....	166
Figura 124	Correntes de sequência negativa de eixo direto. ....	166
Figura 125	Correntes trifásicas com injeção de corrente de sequência negativa. .	167
Figura 126	Espectro harmônico da corrente injetada na rede. ....	167
Figura 127	Tensão de eixo direto de sequência positiva durante o fenômeno de ilhamento. ....	168

Figura 128	Frequência estimada da rede durante o fenômeno de ilhamento. ....	168
Figura 129	Tensão de eixo direto de sequência negativa durante o fenômeno de ilhamento. ....	169
Figura 130	Representação do fasor espacial no plano complexo. ....	180
Figura 131	Sistema de coordenadas $\alpha\beta$ e $dq$ . ....	181
Figura 132	Circuito de condicionamento e proteção dos canais de tensão e corrente. ....	183
Figura 133	Placa de condicionamento de sinais. ....	184
Figura 134	Esquemático do buffer coletor aberto. ....	185

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1	Sistemas fotovoltaicos conectados à rede instalados no país (Fonte: Sistemas Fotovoltaicos Conectados à Rede Elétrica no Brasil: Panorama da Atual Legislação) (1995-2008) .....	37
Tabela 2	Resposta a condições anormais da tensão da rede .....	38
Tabela 3	Limites de distorção harmônica na corrente de saída .....	39
Tabela 4	Principais parâmetros dos painéis fotovoltaicos. ....	47
Tabela 5	Parâmetros do painel fotovoltaico BP SX 120. ....	49
Tabela 6	Parâmetro ajustados para o modelo digital. ....	49
Tabela 7	Comparação entre os tipos de PLLs .....	77
Tabela 8	Padrão de chaveamento e tensões terminais e de linha instantâneas resultantes .....	86
Tabela 9	Parâmetros do conversor Conversor Fonte de Tensão (do inglês, <i>Voltage Source Converter</i> ) (VSC). ....	117
Tabela 10	Parâmetros da rede Corrente Alternada (CA). ....	117
Tabela 11	Parâmetros da carga RLC. ....	139

Tabela 12	Características do transdutor de tensão. ....	150
Tabela 13	Características do transdutor de corrente. ....	152
Tabela 14	Características elétricas do SKHI 22A. ....	153
Tabela 15	Parâmetros do controle. ....	158

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

**A/D** Analógico/Digital

**ANEEL** Agência Nacional de Energia Elétrica

**APEC** Cooperação Econômica da Ásia e do Pacífico (do inglês, *Asia-Pacific Economic Cooperation*)

**APF** Filtro Ativo de Potência (do inglês, *Active Power Filter*)

**ASD** Acionamento de Motores com Velocidade Variável (do inglês, *Adjustable Speed Drive*)

**ATP** Programa de Transitórios Eletromagnéticos Alternativo (do inglês, *Alternative Transients Program*)

**BPF** filtro passa banda (do inglês, *Band-Pass Filter*)

**CA** Corrente Alternada

**CC** Corrente Contínua

**CI** circuito integrado

**CMC** controle no modo de corrente (do inglês, *current-mode control*)

**CPU** Unidade de Processamento Central (do inglês, *Central Processing Unit*)

**DSOGI-PLL** Circuito de Sincronismo com Integrador Generalizado de Segunda Ordem Duplo (do inglês, *Double Second Order Generalized Integrator PLL*)

**DSP** Processador Digital de Sinal (do inglês, *Digital Signal Processor*)

**DSRF-PLL** Circuito de Sincronismo com Duplo Sistema de Coordenadas Síncrono (do inglês, *Double Synchronous Reference Frame PLL*)

**EPLL** Circuito de Sincronismo Melhorado (do inglês, *Enhanced Phase-Locked Loop*)

**FACTS** Sistemas Flexíveis de Transmissão em Corrente Alternada (do inglês, *Flexible AC Transmission System*)

**FD** fator de desequilíbrio

**FP** fator de potência

**GD** Geração Distribuída

**GTO** Tiristor Comutado pelo Gatilho (do inglês, *Gate Turn-off Thyristor*)

**IEC** Comissão Eletrotécnica Internacional (do inglês, *International Electrotechnical Commission*)

**IEEE** Instituto dos Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos (do inglês, *Institute of Electrical and Electronics Engineers*)

**IGBT** Transistor Bipolar com Gatilho Isolado (do inglês, *Insulated Gate Bipolar Transistor*)

**INC** condutância incremental (do inglês, *incremental conductance*)

**MOSFET** Transistor de Efeito de Campo de Óxido Metálico Semicondutor (do inglês, *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*)

**MPP** ponto de máxima potência (do inglês, *Maximum Power Point*)

**MPPT** seguidor do ponto de máxima potência (do inglês, *Maximum Power Point Tracking*)

**PAC** ponto de acoplamento comum

**PI** proporcional-integral

**PLL** *Phase-Locked Loop*

**PSF-PLL** Circuito PLL Baseado no Sistema de Coordenadas Síncrono com Filtro de Sequência Positiva (do inglês, *Synchronous Reference Frame PLL with Positive Sequence Filter*)

**PV** célula fotovoltaica (do inglês, *Photovoltaic cell*)

**PWM** Modulação por Largura de Pulso (do inglês, *Pulse Width Modulation*)

**RCC** correlação de ripple (do inglês, *Ripple correlation control*)

**SEP** sistema elétrico de potência

**SCI** Interface de Comunicação Serial (do inglês, *Serial Communications Interface*)

**SGD** sistema de geração disperso

**SOGI** Integrador Generalizado de Segunda Ordem (do inglês, *Second Order Generalized Integrator*)

**SPWM** modulação por largura de pulso senoidal (do inglês, *Sinusoidal Pulse Width Modulation*)

**SRF-PLL** Circuito PLL Baseado no Sistema de Coordenadas Síncrono (do inglês, *Synchronous Reference Frame Phase-Locked Loop*)

**SSI-PLL** Circuito PLL Baseado no Sistema de Coordenadas Síncrono com Integrador de Senoidal (do inglês, *Synchronous Reference Frame PLL with Sinusoidal Signal Integrator*)

**SVM** modulação vetorial (do inglês, *Space Vector Modulation*)

**TACS** *Transient Analysis of Control System*

**THD** distorção harmônica total (do inglês, *Total Harmonic Distortion*)

**UFJF** Universidade Federal de Juiz de Fora

**USB** Barramento Serial Universal (do inglês, *Universal Serial Bus*)

**VMC** controle no modo de tensão (do inglês, *voltage-mode control*)

**VSC** Conversor Fonte de Tensão (do inglês, *Voltage Source Converter*)

**ZND** Zonas de Não Detecção

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>Introdução</b>	<b>29</b>
1.1	Identificação do problema . . . . .	29
1.2	Geração Distribuída . . . . .	30
1.3	Motivação . . . . .	32
1.4	Objetivos . . . . .	33
1.5	Estrutura da dissertação . . . . .	34
<b>2</b>	<b>Sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica</b>	<b>35</b>
2.1	Introdução . . . . .	35
2.2	Requisitos básicos para conexão de sistemas fotovoltaicos à rede elétrica de distribuição . . . . .	36
2.2.1	Tensão de operação . . . . .	38
2.2.2	Frequência . . . . .	38
2.2.3	Distorção harmônica . . . . .	38
2.2.4	Fator de potência . . . . .	39
2.2.5	Injeção de corrente CC . . . . .	39
2.2.6	Aterramento . . . . .	39
2.2.7	Proteção contra ilhamento . . . . .	40
2.2.8	Reconexão após um distúrbio da rede . . . . .	41
2.3	Conclusões parciais . . . . .	41
<b>3</b>	<b>Modelagem do sistema fotovoltaico</b>	<b>42</b>
3.1	Introdução . . . . .	42
3.2	Modelo digital do painel solar fotovoltaico . . . . .	42

3.2.1	A célula solar fotovoltaica . . . . .	43
3.2.2	Arranjo fotovoltaico . . . . .	46
3.2.3	Ajuste dos parâmetros do modelo aproximado do painel PV . . . . .	47
3.3	Modelo do conversor fonte de tensão conectado à rede elétrica . . . . .	51
3.3.1	Dinâmica do lado CA do VSC para tensões da rede equilibradas . . . . .	54
3.3.2	Dinâmica do lado CA do VSC para tensões da rede desequilibradas . . . . .	58
3.3.3	Potências instantâneas para sistema com tensões e correntes Balanceadas . . . . .	61
3.3.4	Potências instantâneas para sistema com tensões e correntes desbalanceadas . . . . .	64
3.3.5	Dinâmica do lado Corrente Contínua (CC) do VSC para correntes desequilibradas injetadas na rede . . . . .	66
3.4	Conclusões parciais . . . . .	69
<b>4</b>	<b>Projeto dos controladores do sistema de geração fotovoltaico</b>	<b>70</b>
4.1	Introdução . . . . .	70
4.2	Estruturas dos controladores dos conversores estáticos . . . . .	71
4.2.1	Controle no sistema de coordenadas natural . . . . .	71
4.2.2	Controle no sistema de coordenadas estacionárias . . . . .	72
4.2.3	Controle no sistema de coordenadas síncrono . . . . .	72
4.3	Circuito de sincronismo . . . . .	72
4.3.1	Circuito PLL baseado no sistema de coordenadas síncrono . . . . .	74
4.3.2	Circuito de sincronismo com integrador generalizado de segunda ordem duplo (DSOGI-PLL) . . . . .	78
4.4	Modulação vetorial . . . . .	85
4.4.1	Geração dos pulsos de disparo das chaves . . . . .	91
4.5	Controle das potências ativa e reativa . . . . .	92
4.5.1	Controle do VSC no modo de corrente . . . . .	93
4.5.2	Controle do subsistema de sequência positiva . . . . .	95

4.5.3	Controle da tensão no barramento CC . . . . .	101
4.5.3.1	Projeto do controlador da tensão no barramento CC . . . . .	104
4.6	Seguidor de máxima potência . . . . .	106
4.6.1	Algoritmo de incremento variável do INC . . . . .	107
4.7	Deteção de ilhamento . . . . .	108
4.7.1	Injeção de corrente de sequência negativa para a deteção da condição de ilhamento . . . . .	112
4.7.2	Modificação no controle para deteção de ilhamento . . . . .	113
4.7.3	Zona de não deteção . . . . .	113
4.8	Conclusões parciais . . . . .	113
<b>5</b>	<b>Resultados de Simulação</b>	<b>116</b>
5.1	Introdução . . . . .	116
5.2	Parâmetros do sistema e realização dos controladores . . . . .	116
5.2.1	Resposta dinâmica do detector das componentes de sequência . . . . .	117
5.2.2	Determinação dos parâmetros do compensador do SRF-PLL . . . . .	119
5.2.3	Determinação da tensão no barramento CC . . . . .	121
5.2.4	Modulação vetorial . . . . .	122
5.2.5	Resposta dinâmica do SGD para condições de tensão da rede balanceadas	122
5.2.5.1	Determinação dos ganhos dos controladores de corrente . . . . .	123
5.2.5.2	Determinação dos ganhos do controlador da tensão do barramento CC	125
5.2.5.3	Resposta dinâmica do algoritmo de MPPT . . . . .	131
5.2.6	Simulações com sistema sujeito à desbalanço da tensão da rede . . . . .	133
5.2.7	Deteção de ilhamento . . . . .	139
5.3	Conclusões parciais . . . . .	145
<b>6</b>	<b>Resultados Experimentais</b>	<b>147</b>
6.1	Introdução . . . . .	147

6.2	Características do DSP utilizado . . . . .	147
6.3	Características do conversor utilizado . . . . .	149
6.4	Circuitos de interface entre o conversor e o DSP . . . . .	149
6.4.1	Medição de grandezas elétricas . . . . .	150
6.4.2	Acionamento dos interruptores . . . . .	153
6.5	Programação do DSP . . . . .	154
6.6	Imagens do sistema experimental . . . . .	156
6.7	Formas de onda . . . . .	157
6.7.1	Detector de sequência e circuito de sincronismo . . . . .	158
6.7.1.1	Injeção de Corrente na Rede . . . . .	160
6.8	Conclusões parciais . . . . .	169
<b>7</b>	<b>Conclusões finais</b>	<b>170</b>
7.1	Produção Científica Resultante desta Pesquisa . . . . .	171
7.2	Trabalhos futuros . . . . .	171
	<b>Referências</b>	<b>173</b>
	<b>Apêndice A – Representação de Grandezas Trifásicas Balanceadas como Fasor Espacial</b>	<b>179</b>
A.1	Introdução . . . . .	179
A.2	Representação do fasor espacial nas coordenadas $dq$ . . . . .	180
	<b>Apêndice B – Condicionamento dos Sinais Analógicos e PWM</b>	<b>182</b>
	<b>Apêndice C – Folhas de Dados</b>	<b>186</b>

## 1 INTRODUÇÃO

### 1.1 IDENTIFICAÇÃO DO PROBLEMA

Em seus pouco mais de um século de existência, os sistemas de energia elétrica praticamente não sofreram modificações em sua concepção estrutural. Tradicionalmente a energia elétrica é gerada em grandes usinas, localizadas distantes das cargas, e levadas até os centros consumidores por linhas de transmissão e distribuição. Diferentes empresas cuidam do processo de geração, transmissão e distribuição de energia elétrica as quais são controladas por órgãos regulamentadores e fiscalizadores. Os custos de capital associados à manutenção e operação dos sistemas elétricos, bem como da construção de novas instalações de geração, transmissão e distribuição são geralmente incorporados aos custos da tarifa da energia.

Os tipos mais comuns de usinas construídas são as hidrelétricas, as termoelétricas e as nucleares. Todas essas três tecnologias apresentam problemas dentre os quais pode-se citar (PÜTTGEN; MACGREGOR; LAMBERT, 2008):

- i.* Devido ao baixo impacto ambiental e ao fato de utilizar a água para acionar as turbinas, as hidrelétricas são, sempre que possível, a tecnologia preferida para a geração de energia elétrica. Entretanto, a disponibilidade de áreas para instalação de novas usinas hidrelétricas, principalmente em países altamente industrializados, é cada vez mais difícil.
- ii.* Embora diversas tecnologias de redução da poluição estão sendo implementadas com sucesso, normalmente a operação de usinas térmicas à base de combustíveis fósseis trazem problemas relacionados com a poluição do ar e a emissão de gases responsáveis pela geração de efeito estufa. Um segundo ponto importante relacionado com as usinas termoelétricas está associado com a redução das reservas mundiais de combustíveis fósseis.
- iii.* Já no caso de usinas nucleares, o perigo está na operação, transporte e armazena-

mento dos materiais radioativos usados no reator nuclear e dos rejeitos resultantes da reação. Além de todos os cuidados que devem ser tomados com o descomissionamento, que representa o custo de desmontagem definitiva e descontaminação das instalações das usinas nucleares após o encerramento das suas operações, existe o perigo de catástrofes naturais que podem colocar em risco a operação do reator como aconteceu recentemente no Japão com a Usina de Fukujima.

Concomitantemente com a dificuldade de se encontrar áreas para instalação de usinas hidrelétricas, ainda há o problema ambiental associado ao alagamento de grandes áreas geográficas que envolvem a remoção de um grande número de pessoas e comunidades e também pode afetar seriamente o ecossistema local. Já para as usinas termoelétricas e nucleares, em que a fonte primária de energia é combustível fóssil ou radioativo, há uma série de legislações ambientais que indicam que essas usinas devem ser instaladas longe dos centros urbanos. Devido a essas restrições de localização, existe a necessidade da construção de longas linhas de transmissão de custo mais alto. Todos estes fatores têm forçado os custos de construção de grandes usinas geradoras serem muito elevados, da ordem de dezenas a centenas de bilhões de dólares (PÜTTGEN; MACGREGOR; LAMBERT, 2008).

Dentro deste cenário do setor energético, o conceito de geração distribuída ou dispersa tem ganhado muita atenção nos últimos anos. Além de preencher as lacunas deixadas pela geração convencional, o conceito de sistemas de geração distribuídos quebram o paradigma tradicional da operação dos sistema elétrico de potência (SEP), quando o mesmo, com diversas fontes independentes conectadas, passa a operar como várias microrredes (do inglês, *Micro Grids*) independentes e/ou redes inteligentes (do inglês, *Smart Grids*).

## **1.2 GERAÇÃO DISTRIBUÍDA**

Os sistemas de geração dispersos (SGD) e a geração distribuída (GD) são os novos paradigmas para a produção local de energia elétrica, de alta confiabilidade e qualidade. Estes conceitos permitem a integração de fontes de energias renováveis (*e.g.* fotovoltaica, eólica, células combustíveis, etc.) e não convencionais (*e.g.* microturbinas, etc.) ao SEP, como ilustrado na Figura 1. Neste contexto, a geração distribuída está se tornando parte do plano estratégico de diversos países no que diz respeito à gestão de desafios relacionados à produção e distribuição de energia elétrica (GUERRERO et al., 2010).

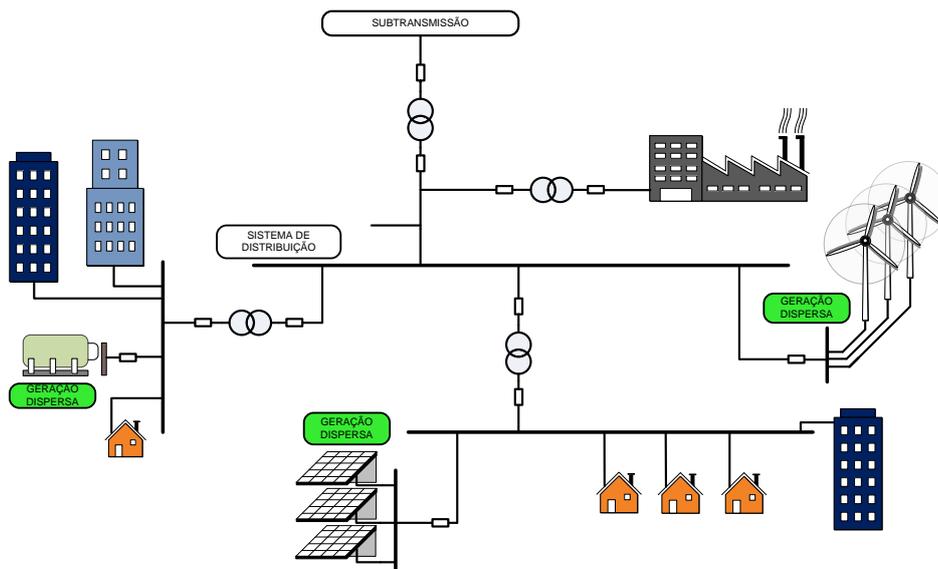


Figura 1: Diagrama esquemático de um sistema elétrico de potência incluindo unidades de geração dispersas.

A conexão de geradores distribuídos ao SEP dá origem à um novo conceito chamado de redes de distribuição ativas. Normalmente, o fluxo de potência nas redes de distribuição são unidirecionais, ou seja, a potência assim como as correntes de falta são supostamente alimentadas da tensão mais alta em direção a tensão mais baixa (consumidores), caracterizando redes passivas. Elas se tornam ativas a partir da inclusão de sistemas de geração dispersos, pois o fluxo de potência passa a ser bidirecional, o que muda radicalmente o sistema elétrico de potência tradicional.

Os benefícios da geração distribuída podem ser divididos em dois grupos: *(i.)* técnico e *(ii.)* econômico. Os maiores benefícios técnicos são (CHIRADEJA; RAMAKUMAR, 2004):

- Redução das perdas nas linhas de transmissão;
- Melhora do perfil de tensão do sistema elétrico;
- Redução da emissão de poluentes;
- Aumento da eficiência energética global;
- Melhora da confiabilidade e segurança do sistema elétrico;
- Melhora dos índices da qualidade da energia fornecida;
- Alívio do congestionamento do sistema de transmissão e distribuição (T & D).

Os maiores benefícios econômicos são:

- Adiamento dos investimentos de atualização das instalações;
- Redução dos custos de operação e administração de algumas tecnologias de GD;
- Aumento da produtividade;
- Redução de custos relacionados com problemas de saúde devido à degradação ambiental;
- Redução dos custos de combustível devido ao aumento da eficiência global;
- Redução das necessidades de reserva e seus custos associados;
- Redução dos custos operacionais devido à supressão dos picos de energia;
- Maior segurança para cargas críticas.

### 1.3 MOTIVAÇÃO

O interesse pela utilização das fontes renováveis na produção de energia elétrica tem sido impulsionado pela sempre crescente demanda de energia, pelo esgotamento dos combustíveis fósseis, pela baixa eficiência global e pela poluição causada pelas usinas convencionais.

Neste cenário, a energia solar fotovoltaica tem ganhado destaque por apresentar vantagens como (CHOWDHURY; CHOWDHURY, 2009): *(i)* caráter sustentável da energia solar como combustível, *(ii)* impacto ambiental mínimo, *(iii)* possível redução das tarifas de energia pela livre disponibilidade da luz solar, *(iv)* longo tempo de vida funcional, mais de 30 anos com manutenção mínima e *(v)* operação silenciosa.

Os contínuos avanços na tecnologia de semicondutores e a disponibilidade de interruptores de alta potência e alta frequência têm proporcionado um cenário promissor para a utilização de conversores estáticos na conversão de energia elétrica e na interface com o sistema elétrico de potência.

Devido à natureza da energia gerada pelas fontes alternativas, o uso de conversores estáticos CC-CA para condicionar a energia elétrica antes da mesma ser disponibilizada na rede CA é imprescindível.

Concomitantemente, os avanços nos microcontroladores e microprocessadores têm proporcionado a implementação de controles digitais robustos e mais eficientes, além

de proporcionar flexibilidade, versatilidade e simplicidade ao controle de conversores eletrônicos.

Pelo exposto, o principal objetivo deste trabalho é a modelagem e o controle de conversores estáticos fonte de tensão usados para conectar sistemas de geração fotovoltaicos à rede elétrica de distribuição.

#### **1.4 OBJETIVOS**

Na busca do objetivo principal deste trabalho os seguintes tópicos serão perseguidos:

- i.* Modelar um sistema de geração fotovoltaico conectado à rede elétrica de distribuição, trifásico, composto de um único estágio que permita investigar as características dinâmicas dos painéis fotovoltaicos, do conversor eletrônico e da rede de distribuição;
- ii.* Estudar tipos e desempenhos de circuitos de sincronismo usados para sincronizar as tensões geradas pelos conversores estáticos com as tensões do sistema;
- iii.* Estudar técnicas de controle aplicadas a conversores fonte de tensão conectados em paralelo com a rede CA;
- iv.* Estudar a técnica de modulação vetorial (SVM);
- v.* Estudar técnicas de anti-ilhamento;
- vi.* Obter resultados de simulação no programa ATP/EMTP que validem os modelos matemáticos;
- vii.* Desenvolver um protótipo em laboratório;
- viii.* Implementar todos os algoritmos de controle no DSP TMS320F2812 da Texas Instruments;
- ix.* Obter resultados experimentais e compará-los com os resultados provenientes de simulações digitais.

## 1.5 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO

No Capítulo 2 será apresentado um pequeno panorama sobre a energia solar fotovoltaica conectada à rede elétrica no Brasil e no mundo. Posteriormente, requisitos básicos para essa conexão serão abordados.

No Capítulo 3 será desenvolvido um modelo matemático que engloba todo o sistema de geração disperso, desde a modelagem dos painéis fotovoltaicos, passando pela dinâmica do conversor até o modelo da rede de distribuição em corrente alternada.

O Capítulo 4 abordará detalhes do projeto dos controladores do sistema de geração fotovoltaico, da modulação vetorial, do algoritmo de busca do ponto de máxima potência e finalmente da técnica de detecção de ilhamento.

No Capítulo 5 serão mostrados os resultados obtidos com a modelagem digital do sistema de geração disperso (SGD) no programa ATP/EMTP. A simulação possibilita encontrar erros, testar as técnicas de controle propostas e posteriormente, com pequenas modificações, transferir os códigos para o DSP.

No Capítulo 6 serão apresentados detalhes sobre a construção do protótipo, da implementação prática e da programação do DSP. Resultados obtidos serão apresentados, discutidos e analisados.

O Capítulo 7 apresentará conclusões gerais deste trabalho, a produção científica resultante desta pesquisa e algumas propostas para a continuidade desta pesquisa serão feitas.

O Apêndice A abordará de maneira sucinta a representação de grandezas trifásicas como fasor espacial, e sua representação nos sistemas de coordenadas  $\alpha\beta$  e  $dq$ .

O Apêndice B apresentará diagramas esquemáticos dos circuitos de condicionamento dos sinais analógicos e de interface entre o DSP e o circuito de potência.

Finalmente, no Apêndice C as folhas de dados dos transdutores de corrente e de tensão e do driver SKHI 22AH4 serão incluídas.

## 2 SISTEMAS FOTOVOLTAICOS CONECTADOS À REDE ELÉTRICA

### 2.1 INTRODUÇÃO

Apesar dos elevados níveis de irradiação e da disponibilidade de grandes áreas para instalação de sistemas de geração fotovoltaicos, a utilização de energia solar fotovoltaica no Brasil ainda é incipiente (JANNUZZI; VARELLA; GOMES, 2009). Enquanto no mundo a potência total acumulada foi de aproximadamente 40 *GW* em 2010, com a instalação de mais de 16 *GW* só no último ano, no Brasil, essa potência alcançou 20 *MW* no final do ano passado. Sendo que 99% desta potência instalada é de sistemas fotovoltaicos autônomos (“*off-grid*”) usados na eletrificação rural e no bombeamento de água em áreas isoladas (EPIA, 2011).

Na Figura 2 é mostrado o crescimento da potência instalada dos sistemas fotovoltaicos no mundo, em que os maiores contribuintes, China, Cooperação Econômica da Ásia e do Pacífico (do inglês, *Asia-Pacific Economic Cooperation*) (APEC)<sup>1</sup>, América do Norte, Japão e União Européia, com 74% do total da potência instalada no final de 2010, são destacados. Um fato importante que se deve ter em mente é que a grande maioria dos sistemas fotovoltaicos em questão são conectados à rede elétrica (EPIA, 2011).

No Brasil, os poucos sistemas conectados à rede elétrica estão em fase experimental, são apenas 29 usinas, num total de 153 *kWp*, conforme mostrado na Tabela 1. Deve-se ressaltar a participação da Universidade Federal de Juiz de Fora (UFJF) como uma usina de 30 *kWp* de capacidade instalada.

A principal barreira para a tímida participação do Brasil neste cenário são os custos. Segundo Jannuzzi, Varella e Gomes (2009) o custo de um sistema fotovoltaico conectado à rede é seis a sete vezes maior do que o custo marginal de expansão do setor elétrico

---

<sup>1</sup>Austrália, Brunei, Canadá, Chile, China, Hong Kong, Indonésia, Japão; Coreia do Sul, Malásia, México, Nova Zelândia, Papua-Nova Guiné, Peru, Filipinas, Rússia, Singapura, Taiwan, Tailândia, Estados Unidos da América e Vietname.

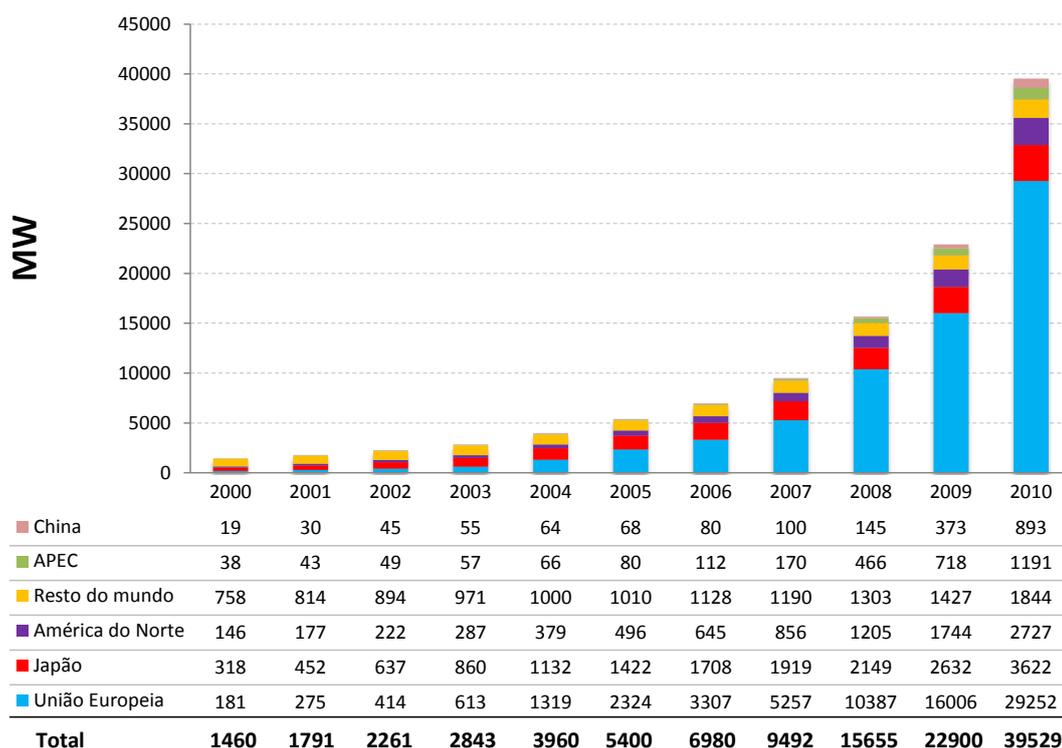


Figura 2: Evolução da potência cumulativa instalada de sistemas PV no mundo, 2000-2010 (Fonte: EPIA - Global Market Outlook Photovoltaics Until 2015.)

nacional e três a quatro vezes maior do que as tarifas médias de eletricidade praticadas no país. Esse custo relativamente elevado está ligado à ausência de tecnologia nacional para fabricação de painéis solares e de conversores eletrônicos.

## 2.2 REQUISITOS BÁSICOS PARA CONEXÃO DE SISTEMAS FOTOVOLTAICOS À REDE ELÉTRICA DE DISTRIBUIÇÃO

Normas e regulamentações dedicadas à conexão de sistemas dispersos à rede elétrica não estão ainda definidas no Brasil. No entanto, organizações técnicas mundiais como o Instituto dos Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos (do inglês, *Institute of Electrical and Electronics Engineers*) (IEEE) e a Comissão Eletrotécnica Internacional (do inglês, *International Electrotechnical Commission*) (IEC) elaboraram recomendações e relatórios específicos dedicadas a esse assunto, que regem os projetos nos países afiliados às mesmas. Apesar disso, as normas não são definitivas e estão em constante evolução.

Dentre os documentos mais indicados e utilizados atualmente no mundo pode-se citar:

Tabela 1: Sistemas fotovoltaicos conectados à rede instalados no país (Fonte: Sistemas Fotovoltaicos Conectados à Rede Elétrica no Brasil: Panorama da Atual Legislação) (1995-2008)

<b>Sistema Fotovoltaico</b>	<b>Ano de Instalação</b>	<b>Potência (kWp)</b>
CHESF	1995	11,0
Lab Solar (UFSC)	1997	2,1
LSF (IEE/USP)	1998	0,75
COPPE (UFRJ)	1999	0,85
Lab Solar (UFSC)	2000	1,1
Grupo FAE (UFPE)	2000	2,5
LSF (IEE/USP)	2001	6,3
Labsolar	2002	10,0
CEPEL	2002	16,0
HR	2002	3,3
Grupo FAE (UFPE)	2002	2,5
CELESC	2003	4,2
LSF (IEE/USP)	2003	6,0
UFRGS	2004	4,8
CEMIG	2004	3,0
Escola Politécnica de Pelotas	1999	0,85
LSF (IEE/USP)	2004	3,0
Grupo FAE	2005	1,7
C Harmonia (SP)	2005	1,0
CEMIG	2006	9,0
Lab Solar - UFJF	2006	30,0
GREENPEACE (SP)	2007	2,9
Residência Particular, Recife	2007	1,0
Lh2 Projeto CPFL	2007	7,5
Residência Particular, SP	2008	2,9
Solaris, Leme - SP	2008	1,0
Zepini, Motor Z	2008	2,4
Zepini, Fundação Estrela	2008	14,7
<b>Total</b>	–	<b>152,5</b>

- IEEE 1547: *Standard For Interconnecting Distributed Resources With Electric Power Systems*
- IEEE 929-2000: *Recommended Practice For Utility Interface Of Photovoltaic (PV) Systems*
- IEC 61727: *Characteristics of the Utility Interface*
- IEC 62116: *Testing Procedure of Islanding Prevention Methods for Utility-Interactive Photovoltaic Inverters*

Estes documentos abordam tópicos relacionadas à qualidade da energia, operação e

segurança dos sistemas conectados à rede. Neste trabalho, as recomendações presentes em IEEE 929-2000 serão utilizadas como base. A seguir será apresentada uma descrição resumida dos principais dos parâmetros desse documento.

### 2.2.1 TENSÃO DE OPERAÇÃO

Sistemas fotovoltaicos interconectados à rede elétrica não estão habilitados a regular a tensão do sistema. Eles devem operar apenas injetando corrente na mesma. Portanto, os limites de tensão impostos para operação dos inversores são selecionados em função da proteção contra operação em condições anormais e não com função de regulação.

A faixa de tensão que o conversor deve ser capaz de operar é selecionada para que não ocorra desconexões errôneas ou desnecessárias. Se a tensão estiver fora dos limites normais de operação, o conversor deve ser capaz de detectar e desconectar-se da rede com diferentes períodos após a ocorrência do evento que a provocou, conforme mostrado na Tabela 2 .

Tabela 2: Resposta a condições anormais da tensão da rede

Tensão (no PAC)				Tempo máximo de desligamento
	$V$	$<$	50 %	6 ciclos
50 %	$\leq$	$V$	$<$ 88 %	120 ciclos
88 %	$\leq$	$V$	$\leq$ 110 %	Operação normal
110 %	$<$	$V$	$<$ 137 %	120 ciclos
137 %	$\leq$	$V$		2 ciclos

### 2.2.2 FREQUÊNCIA

A concessionária controla a frequência do sistema, portanto, o sistema PV deve operar em sincronismo com a mesma. Nos sistemas elétricos de potência onde a frequência de operação é de 60  $Hz$ , a máxima variação permitida está na faixa compreendida entre 59,3  $Hz$  e 60,5  $Hz$ . Se o ponto de operação estiver fora destes limites o conversor deve cessar a operação em 6 (seis) ciclos.

### 2.2.3 DISTORÇÃO HARMÔNICA

A corrente de saída do conversor deve possuir baixos níveis de distorção harmônica para assegurar que nenhum efeito adverso será causado nos equipamentos dos consumidores conectados ao sistema elétrico. Os requisitos fundamentais para operação

são:

- A distorção harmônica total (do inglês, *Total Harmonic Distortion*) (THD) (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 1995) da corrente de saída deve ser menor que 5% da corrente fundamental em condições nominais;
- Cada harmônico individualmente deve ser limitado em porcentagem da fundamental em condições nominais como listado na Tabela 3. Os harmônicos pares devem ser menores que 25% dos harmônicos ímpares listados na tabela.

Tabela 3: Limites de distorção harmônica na corrente de saída

Harmônicos ímpares	Limite de distorção
3 <sup>a</sup> - 9 <sup>a</sup>	< 4,0%
11 <sup>a</sup> - 15 <sup>a</sup>	< 2,0%
17 <sup>a</sup> - 21 <sup>a</sup>	< 1,5%
23 <sup>a</sup> - 33 <sup>a</sup>	< 0,6%
Acima do 33 <sup>a</sup>	< 0,3%
THD	≤ 5%

#### 2.2.4 FATOR DE POTÊNCIA

O sistema de geração disperso fotovoltaico deve operar com fator de potência (FP) maior que 0,85 (indutivo ou capacitivo) quando a potência de saída é maior que 10% da potência nominal do sistema de geração. Sistemas PV de grande porte podem operar fora destes limites, proporcionando uma compensação de potência reativa, com a permissão da concessionária.

#### 2.2.5 INJEÇÃO DE CORRENTE CC

Uma corrente contínua maior que 0,5% da corrente nominal do conversor não deve ser injetada na rede de CA em qualquer condição de operação (normal ou anormal).

#### 2.2.6 ATERRAMENTO

O terminal negativo dos arranjos fotovoltaicos deve ser ligado ao terra e a corrente de fuga deve ser monitorada.

### 2.2.7 PROTEÇÃO CONTRA ILHAMENTO

O *Ilhamento* é uma condição em que um SGD opera isolado do restante do sistema elétrico de potência, mantendo parte da rede elétrica a qual está conectado energizada, fornecendo energia para as cargas elétricas conectadas no interior dessa ilha, e sem o controle direto do operador do sistema elétrico. Quando um ilhamento ocorrer, o conversor deve cessar sua operação dentro de 2s.

Para verificar a eficiência da proteção do SGD contra ilhamentos não intencionais, existem diversos testes a serem executados, de acordo com as normas específicas.

O circuito de teste proposto no documento utilizado como referência, consiste em um inversor trifásico conectado à rede elétrica e uma carga *RLC* em derivação por fase no ponto de acoplamento comum (PAC), conforme mostrado na Figura 3.

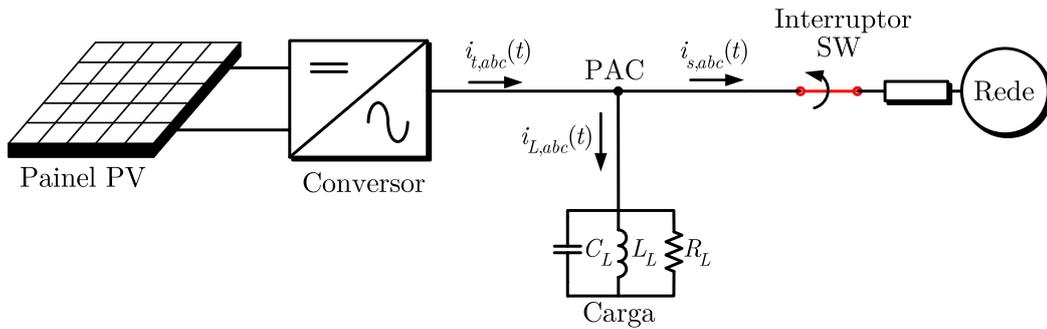


Figura 3: Diagrama unifilar do circuito de teste contra ilhamento.

O fator de qualidade da carga conectada em paralelo com o conversor e o sistema elétrico deve ser igual a 2,5 e é calculado por:

$$Q_f = R_L \sqrt{\frac{C_L}{L_L}}, \quad (2.1)$$

onde  $R_L$ ,  $C_L$  e  $L_L$  são a resistência, a capacitância e a indutância da carga por fase, respectivamente.

Além disso, a indutância e a capacitância da carga devem ser selecionadas para que a sua frequência de ressonância ( $f_r$ ), dada por (2.2), seja igual a frequência fundamental do sistema com um erro máximo de 0,1 Hz, ou seja,  $f_r = 60 \pm 0,1$  Hz.

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_L C_L}}. \quad (2.2)$$

Satisfazendo essa condição, o circuito da carga possuirá uma fator de potência

unitário, sendo equivalente a uma carga resistiva, que deve consumir a potência ativa nominal do conversor.

### **2.2.8 RECONEXÃO APÓS UM DISTÚRBO DA REDE**

Após a ocorrência de um evento no SEP que tenha forçado a desconexão do sistema fotovoltaico da rede, o mesmo deve permanecer em estado de espera até que as condições normais de operação sejam restauradas e mantidas pela concessionária por no mínimo 5 minutos. Decorrido este tempo mínimo, o conversor pode ser reconectado à rede elétrica.

## **2.3 CONCLUSÕES PARCIAIS**

Neste capítulo foram abordados os sistemas de geração fotovoltaicos conectados à rede elétrica. Foi traçado um panorama desta fonte de energia alternativa no mundo e comparado, sob alguns aspectos, com a presente situação no Brasil. A seguir, foi apresentado um pequeno resumo, baseado no documento IEEE-Std.929-2000 (2000), sobre requisitos básicos para conexão de sistemas fotovoltaicos à rede elétrica de distribuição.

No próximo capítulo será desenvolvida a modelagem do sistema fotovoltaico.

### 3 MODELAGEM DO SISTEMA FOTOVOLTAICO

#### 3.1 INTRODUÇÃO

O desenvolvimento de modelos digitais tem um papel fundamental no estudo de sistemas de geração fotovoltaicos. Modelos matemáticos precisos do painel solar fotovoltaico (PV) e de outras partes do sistema de geração permitem investigar o desempenho dinâmico dos algoritmos seguidor do ponto de máxima potência (do inglês, *Maximum Power Point Tracking*) (MPPT) e facilitam a tarefa de projeto dos controladores dos conversores eletrônicos usados para processar a energia convertida nos painéis. Além disso, modelos precisos podem ser usados em programas de simulação de circuitos eletroeletrônicos para avaliar a operação desses sistemas de geração quando conectados em paralelo com a rede elétrica de distribuição.

Neste capítulo serão apresentados as etapas do modelamento matemático de um sistema geração fotovoltaico conectado à rede elétrica. Os modelos matemáticos do painel solar fotovoltaico bem como do conversor fonte de tensão, incluindo as dinâmicas dos sinais de tensão e corrente nos terminais de CC e CA do conversor do sistema de geração serão apresentados e discutidos.

#### 3.2 MODELO DIGITAL DO PAINEL SOLAR FOTOVOLTAICO

A célula solar fotovoltaica é um dispositivo que transforma a luz do Sol diretamente em energia elétrica. Ela é basicamente um diodo semicondutor cuja junção  $p-n$  é exposta à luz (SEDRA; SMITH, 1997). As camadas ou filmes de silício ( $Si$ ), dopados com impurezas doadoras e receptoras, são montadas sobre uma superfície metálica conforme mostrado na Figura 4. A parte superior da junção semicondutora  $p-n$  é conectada a uma fina grade de metal por onde incide a luz do Sol.

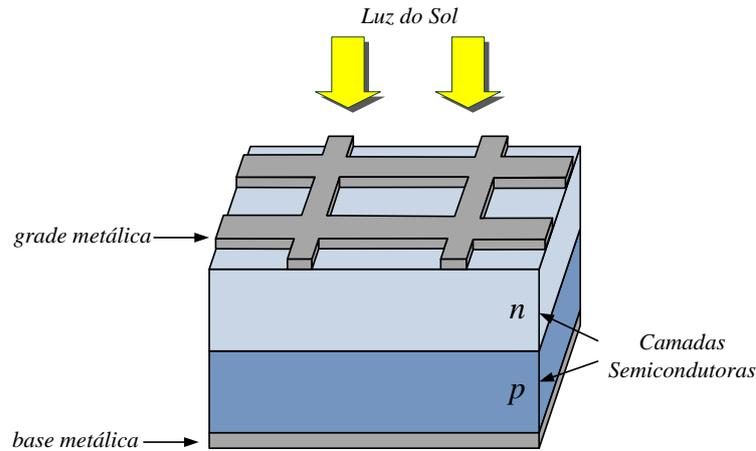


Figura 4: Estrutura física simplificada de uma célula PV.

### 3.2.1 A CÉLULA SOLAR FOTOVOLTAICA

Na Figura 5 é mostrado o modelo da célula solar fotovoltaica ideal formado pela conexão de uma fonte de corrente, cujo valor é proporcional a radiação solar incidente, em paralelo com um diodo diretamente polarizado, usado para representar a característica não linear da junção  $p-n$  semicondutora da célula. A relação matemática que descreve a característica  $I \times V$  da célula ideal pode ser escrita como se segue:

$$I = I_{PV} - I_D = I_{PV} - I_R \left[ e^{\left(\frac{qV}{\eta V_T}\right)} - 1 \right], \quad (3.1)$$

onde  $I_{PV}$  é a corrente em (A) gerada pela incidência de luz sobre a célula PV;  $I_D$  é a corrente pelo diodo em (A);  $I_R$  é a corrente de fuga reversa em (A) que flui pela junção semicondutora da célula PV;  $V_T = kT/q$  é a tensão térmica em (V) da célula PV;  $q$  é a carga do elétron ( $1,60217646 \times 10^{-19}$  C);  $k$  é a constante de Boltzmann ( $1,3806503 \times 10^{-23}$  J/K);  $T$  é a temperatura da junção  $p-n$  em (K);  $\eta$  é uma constante que expressa o grau de idealidade da junção semicondutora, cujo valor empírico varia de 1 à 1,5 (SOTO; KLEIN; BECKMAN, 2006) e  $V$  e  $I$  são a tensão em (V) e a corrente em (A) nos terminais da célula, respectivamente.

O modelo da célula solar fotovoltaica ideal pode ser melhorado com a inclusão das resistências parasitas série ( $R_{se}$ ) e paralela ( $R_{pa}$ ) mostradas na Figura 6. A resistência parasita  $R_{se}$  representa o somatório das resistências da base metálica, de contato da base metálica com a camada semicondutora  $p$ , das camadas semicondutoras  $p$  e  $n$ ,

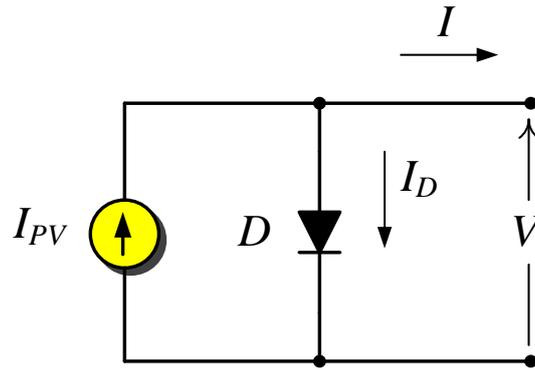


Figura 5: Modelo ideal da célula PV.

de contato da camada  $n$  com a grade metálica e da grade metálica, respectivamente (LASNIER; ANG, 1990). Já a resistência  $R_{pa}$  existe basicamente devido à corrente de fuga da junção semicondutora  $p-n$  e depende diretamente do método de fabricação da célula fotovoltaica.

Baseado na Figura 6 pode-se reescrever (3.1) conforme mostrado a seguir:

$$I = I_{PV} - I_R \left[ e^{\left( \frac{V + IR_{se}}{\eta V_T} \right)} - 1 \right] - \frac{V + R_{se}I}{R_{pa}}. \quad (3.2)$$

A Figura 7 mostra a curva característica aproximada da célula fotovoltaica obtida com a inclusão das resistências parasitas. As resistências  $R_{se}$  e  $R_{pa}$  interferem nas inclinações da curva  $I \times V$  nas regiões anterior e posterior ao ponto de máxima potência (PMP). Nessas regiões a célula apresenta características de fonte de corrente e fonte de tensão, respectivamente. Ainda nesta figura, estão destacados três pontos importantes: (i) o ponto de curto-circuito ( $0, I_{sc}$ ), (ii) o ponto de máxima potência ( $V_{MP}, I_{MP}$ ) e (iii) o ponto de circuito aberto ( $V_{oc}, 0$ ).

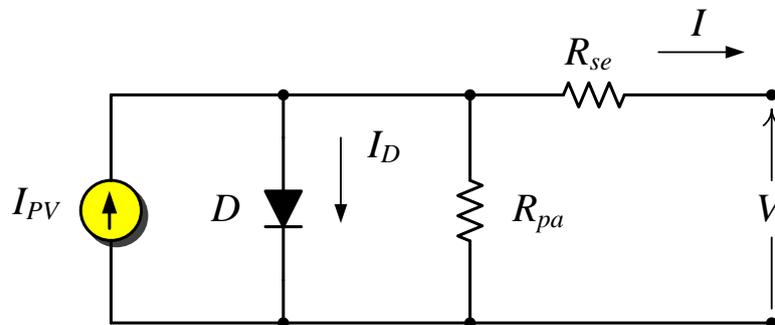


Figura 6: Modelo da célula PV com resistências parasitas.

Uma aproximação para a corrente  $I_{PV}$  gerada pela célula fotovoltaica é obtida

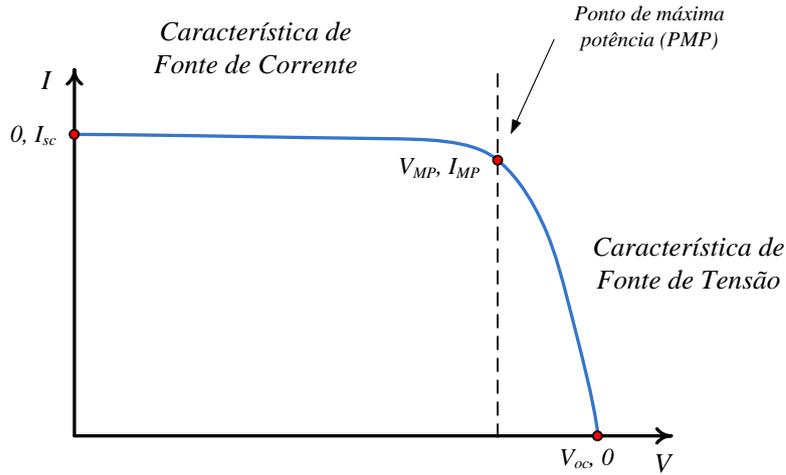


Figura 7: Curva característica aproximada de uma célula PV com as resistências parasitas.

considerando uma dependência linear entre a mesma, a irradiação solar incidente sobre a célula e a variação da temperatura de operação. Pode-se então escrever:

$$I_{PV} = (I_{PV,n} + K_I \Delta T) \frac{G}{G_n}, \quad (3.3)$$

onde  $G$  e  $G_n$  são as irradiações solares em ( $W/m^2$ ) na superfície da célula PV e nominal, respectivamente;  $\Delta T = (T - T_n)$  é a variação de temperatura em ( $K$ ), sendo  $T$  e  $T_n$  as temperaturas atual e nominal, respectivamente;  $K_I$  é o coeficiente de temperatura em ( $A/K$ ) da corrente de curto circuito e  $I_{PV,n}$  é a corrente em ( $A$ ) gerada pela incidência de luz sobre a célula PV nas condições nominais ( $T_n(^{\circ}C) = 25$  e  $G_n = 1000 W/m^2$ ).

Já a corrente reversa de fuga pela junção semicondutora da célula PV em função da temperatura de operação pode ser aproximada pela relação (SOTO; KLEIN; BECKMAN, 2006):

$$I_R = I_{R,n} \left( \frac{T_n}{T} \right)^3 e^{\left( \frac{qE_g}{nk} \left[ \frac{1}{T_n} - \frac{1}{T} \right] \right)}, \quad (3.4)$$

onde  $E_g$  é a energia de “bandgap” do semicondutor ( $E_g = 1,12 eV$  para o *Si* multicristalino a  $25^{\circ}C$ );  $I_{R,n}$  é a corrente reversa de fuga nominal cuja relação pode ser escrita como se segue:

$$I_{R,n} = \frac{I_{sc,n}}{e^{(V_{oc,n}/\eta V_{T,n})} - 1}, \quad (3.5)$$

onde  $I_{sc,n}$  é corrente nominal de curto circuito em ( $A$ ) da célula PV;  $V_{oc,n}$  é tensão

nominal de circuito aberto em ( $V$ ) da célula PV;  $V_{T,n}$  é a tensão térmica em ( $V$ ) na temperatura nominal.

O modelo da célula fotovoltaica pode ser melhorada se a relação (3.5) for substituída por:

$$I_{R,n} = \frac{I_{sc,n} + K_I \Delta T}{e^{((V_{oc,n} + K_V \Delta T)/(\eta V_{T,n}))} - 1}, \quad (3.6)$$

onde  $K_V$  é o coeficiente de temperatura em  $V/K$  da tensão de circuito aberto.

Essa nova equação simplifica o modelo matemático apresentado nesta seção e cancela o erro do mesmo nas vizinhanças da tensão de circuito aberto e nas demais regiões da curva  $I \times V$  (VILLALVA; GAZOLI; FILHO, 2009).

### 3.2.2 ARRANJO FOTOVOLTAICO

Na prática os arranjos ou painéis fotovoltaicos (do inglês, *PV Arrays*) são formados pela associação série e/ou paralela de várias células PV com o objetivo de obter sistemas com tensões e correntes de saída mais elevadas. Baseado no modelo da Figura 6, para um arranjo formado por  $N_s$  células em série e  $N_p$  células em paralelo, pode-se reescrever a relação (3.2) como se segue (RAUSCHENBACH, 1980):

$$I = I_{PV,a} - I_{R,a} \left[ e^{\left( \frac{V + I R_{s,a}}{\eta V_{T,a}} \right)} - 1 \right] - \frac{V + R_{s,a} I}{R_{p,a}}, \quad (3.7)$$

onde  $V_{T,a} = N_s k T / q$  é a tensão térmica do arranjo em ( $V$ ) devido a conexão de  $N_s$  células em série;  $I_{PV,a} = N_p I_{PV}$  e  $I_{R,a} = N_p I_R$  são as correntes das  $N_p$  células em paralelo e reversa do arranjo fotovoltaico em ( $A$ ), respectivamente;  $R_{s,a}$  e  $R_{p,a}$  são as resistências equivalentes série e paralelo do arranjo em ( $\Omega$ ), respectivamente. O subíndice ( $a$ ) é usado na equação acima para identificar as grandezas elétricas do arranjo fotovoltaico.

Neste caso as equações (3.3) a (3.6) podem ser reescritas para o arranjo fotovoltaico como se segue:

$$I_{PV,a} = (I_{PV,an} + K_I \Delta T) \frac{G}{G_n}, \quad (3.8)$$

$$I_{R,a} = I_{R,an} \left( \frac{T_n}{T} \right)^3 e^{\left[ \frac{qE_g}{\eta k} \left( \frac{1}{T_n} - \frac{1}{T} \right) \right]}, \quad (3.9)$$

$$I_{R,an} = \frac{I_{sc,an}}{e^{\left( \frac{V_{oc,an}}{\eta V_{T,an}} \right)} - 1}, \quad (3.10)$$

e

$$I_{R,a} = \frac{I_{sc,an} + K_I \Delta T}{e^{\left( \frac{V_{oc,an} + K_V \Delta T}{\eta V_{T,an}} \right)} - 1}, \quad (3.11)$$

onde  $I_{PV,an}$  é a corrente nominal do arranjo PV nas condições nominais;  $I_{R,an}$  é a corrente de fuga nominal do arranjo PV e  $V_{T,an}$  é a tensão térmica nominal do arranjo PV devido a conexão série de  $N_s$  células.

### 3.2.3 AJUSTE DOS PARÂMETROS DO MODELO APROXIMADO DO PAINEL PV

Na seção anterior foi mostrado que a característica não linear de um painel fotovoltaico pode ser aproximada pela da curva  $I \times V$  de um modelo funcional composto por uma fonte de corrente, um diodo diretamente polarizado e duas resistências parasitas.

Contudo, para garantir que o modelo aproximado represente com precisão o modelo real do arranjo PV, diversos parâmetros do mesmo devem ser ajustados através de valores obtidos nas folhas de dados, fornecidas pelos fabricantes, ou obtidos experimentalmente através de ensaios.

Na Tabela 4 estão enumerados alguns dos principais parâmetros fornecidos pelos fabricantes de painéis fotovoltaicos.

Tabela 4: Principais parâmetros dos painéis fotovoltaicos.

Parâmetro	Símbolo
1. Tensão nominal de circuito aberto	$V_{oc,n}$
2. Corrente nominal de curto-circuito	$I_{sc,n}$
3. Tensão no ponto de máxima potência	$V_{MP}$
4. Coeficiente de temperatura de circuito aberto	$K_V$
5. Coeficiente de temperatura de curto-circuito	$K_I$
6. Máxima potência de saída (experimental)	$P_{max,e}$

Villalva, Gazoli e Filho (2009) propuseram um método para ajustar as resistências série e paralelo do modelo matemático apresentado anteriormente baseado no fato de

que existe apenas um par  $R_{s,a}$  e  $R_{p,a}$  que garante que  $P_{max,m} = P_{max,e}$  no ponto  $(V_{MP}, I_{MP})$  da curva característica da Figura 7. Ou seja, existirá somente um par de resistências que garantirá que a potência máxima calculada na curva  $I \times V$  do modelo ( $P_{max,m}$ ) seja igual a potência máxima experimental ( $P_{max,e}$ ) fornecida pela folha de dados do painel fotovoltaico.

A relação entre  $R_{s,a}$  e  $R_{p,a}$ , as únicas variáveis desconhecidas de (3.7), pode ser encontrada fazendo  $P_{max,m} = P_{max,e}$  e resolvendo a equação resultante para  $R_{p,a}$  como mostrado a seguir:

$$P_{max,m} = V_{MP} \left( I_{PV} - I_0 \left[ e^{\left( \frac{q}{kT} \frac{V_{MP} + R_{s,a} I_{MP}}{a N_s} \right)} - 1 \right] - \frac{V_{MP} + R_{s,a} I_{MP}}{R_{p,a}} \right) = P_{max,e}, \quad (3.12)$$

$$R_{p,a} = \frac{V_{MP} (V_{MP} + R_{s,a} I_{MP})}{V_{MP} I_{PV,a} - V_{MP} I_0 e^{\left( \frac{(V_{MP} + R_{s,a} I_{MP}) q}{N_s \eta kT} \right)} + V_{MP} I_R - P_{max,e}}. \quad (3.13)$$

A equação (3.13) sugere que para cada valor de  $R_{s,a}$  haverá somente um valor de  $R_{p,a}$  que garante que a curva  $I \times V$  cruze o ponto experimental  $(V_{MP}, I_{MP})$ . Para que isso seja possível tem-se que utilizar soluções iterativas e o valor de  $R_{s,a}$  deve ser lentamente incrementado de um valor inicial que pode ser  $R_{s,a} = 0$ . Essa solução para o painel BP SX 120 será feita utilizando um programa disponibilizado em (<http://sites.google.com/site/mvillalva/pvmodel>).

Na Tabela 5 são mostrados os parâmetros do painel fotovoltaico BP SX 120 fornecidos pelo fabricante (BPSOLAR, 2010). Já na Tabela 6 são apresentados os valores dos parâmetros do modelo digital. Comparando as tabelas, observa-se que o modelo matemático representa precisamente o painel solar em questão.

Nas Figuras 8 e 9 são mostradas as curvas características  $I \times V$  e  $P \times V$ , respectivamente, do modelo digital. Essas curvas foram obtidas a partir dos ajustes dos parâmetros conforme descrito na metodologia adotada.

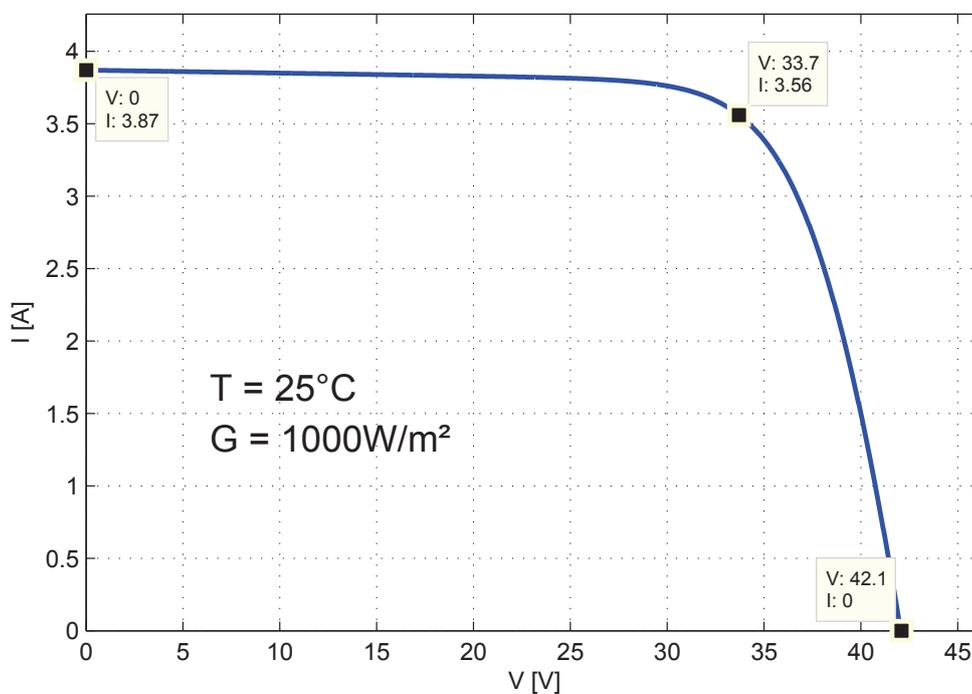
Nas Figuras 10 e 11 são mostradas as curvas características  $I \times V$  e  $P \times V$ , respectivamente, para diferentes valores de irradiação e temperatura constante igual a  $25^\circ C$ . Já nas Figuras 12 e 13 são mostradas as mesmas curvas mas para irradiação constante igual a  $1000 W/m^2$  e diferentes valores de temperatura. Pode-se notar que a tensão no ponto de máxima potência varia de acordo com o nível de irradiação, e varia significa-

Tabela 5: Parâmetros do painel fotovoltaico BP SX 120.

Parâmetro	Valor
$I_{mp}$	3,56 A
$V_{mp}$	33,7 V
$P_{max,e}$	120 W
$I_{sc}$	3,87 A
$V_{oc}$	42,1 V
$K_V$	-0,16 V/K
$K_I$	0,0025 A/K
$N_s$	72

Tabela 6: Parâmetro ajustados para o modelo digital.

Parâmetro	Valor
$I_{MP}$	3,56 A
$V_{MP}$	33,7 V
$P_{max,m}$	119,999 W
$I_{sc}$	3,87 A
$V_{oc}$	42,1 V
$I_{PV}$	3,8749 A
$\eta$	1,3
$R_{p,a}$	490,526 $\Omega$
$R_{s,a}$	0,6280 $\Omega$

Figura 8: Curva  $I \times V$  ajustada pelo processo iterativo.

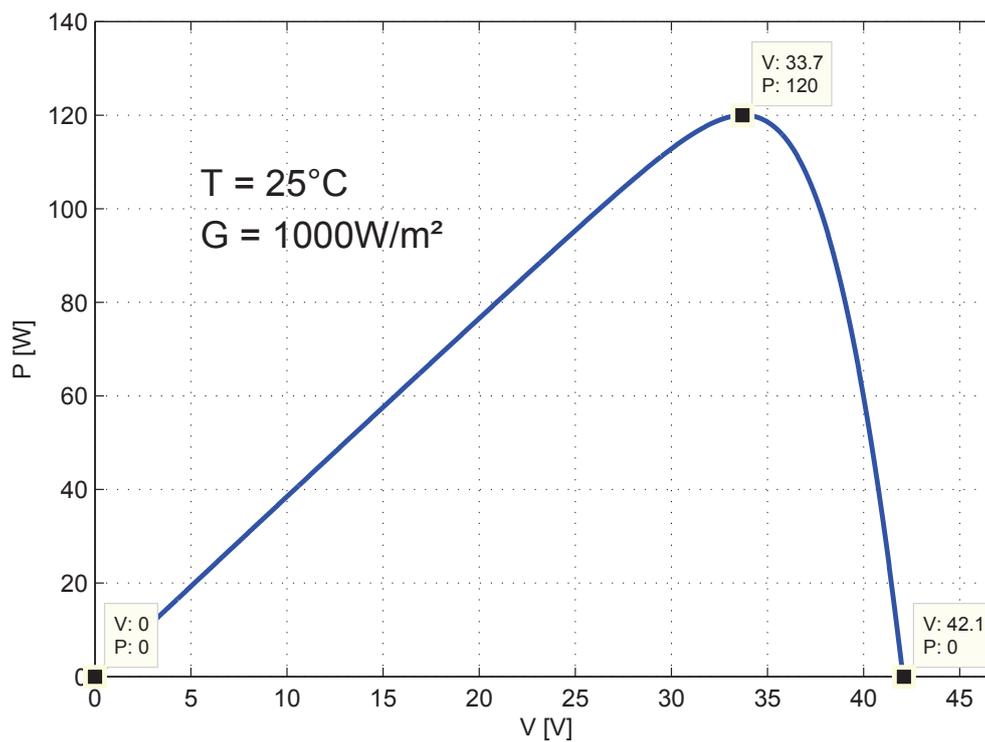


Figura 9: Curva  $P \times V$  ajustada pelo processo iterativo.

tivamente com a temperatura ambiente. Portanto, para se extrair a máxima potência em qualquer condição, um algoritmo de rastreamento do ponto de máxima potência, deve ser incorporado ao controle do conversor eletrônico.

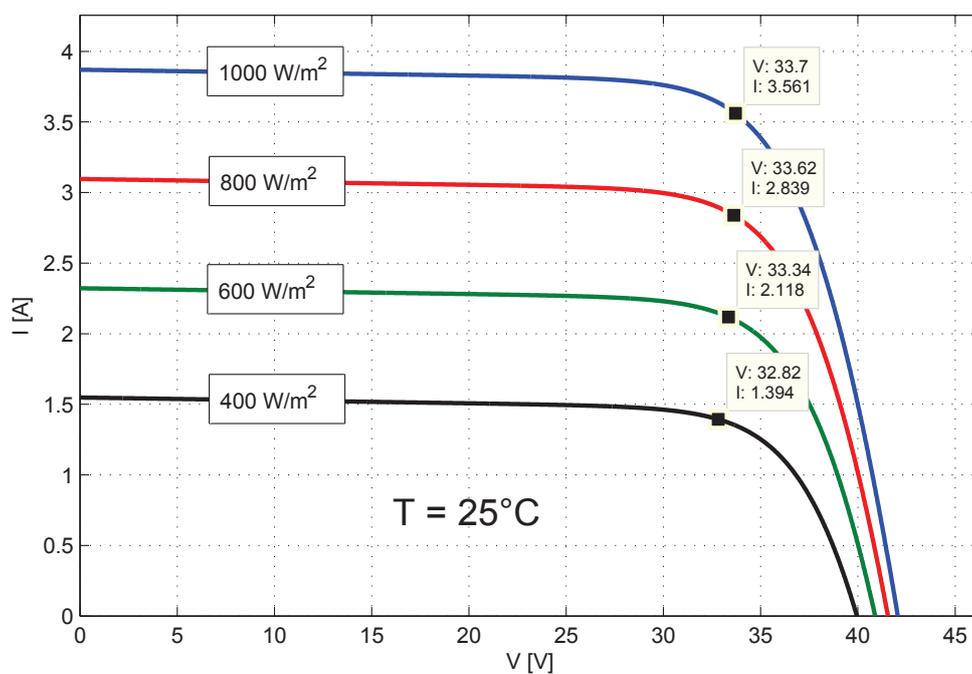


Figura 10: Curva  $I \times V$  para diferentes valores de irradiação.

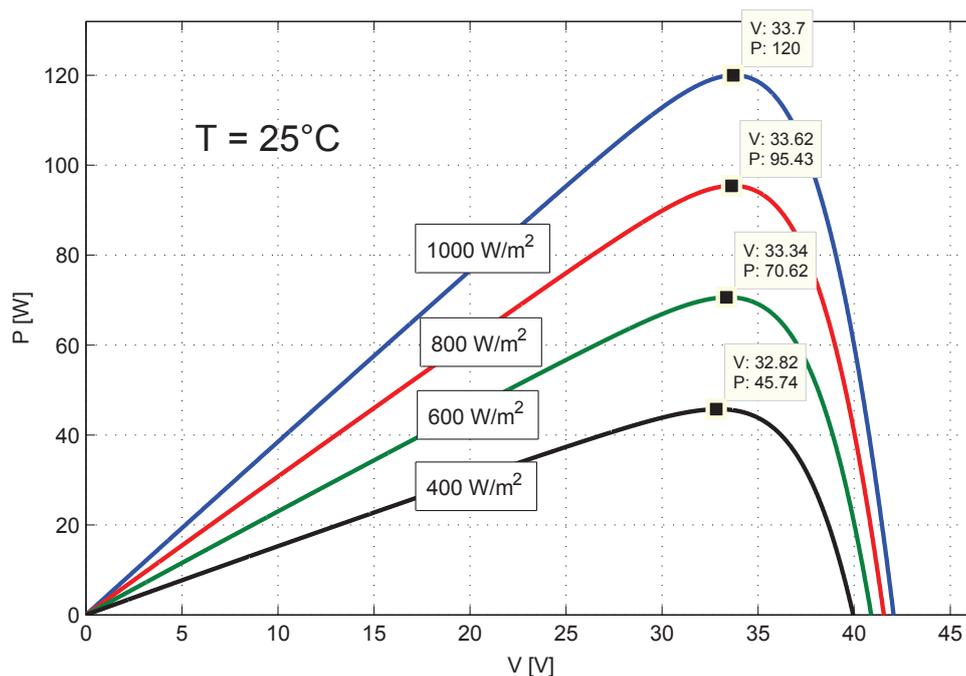


Figura 11: Curva  $P \times V$  para diferentes valores de irradiação.

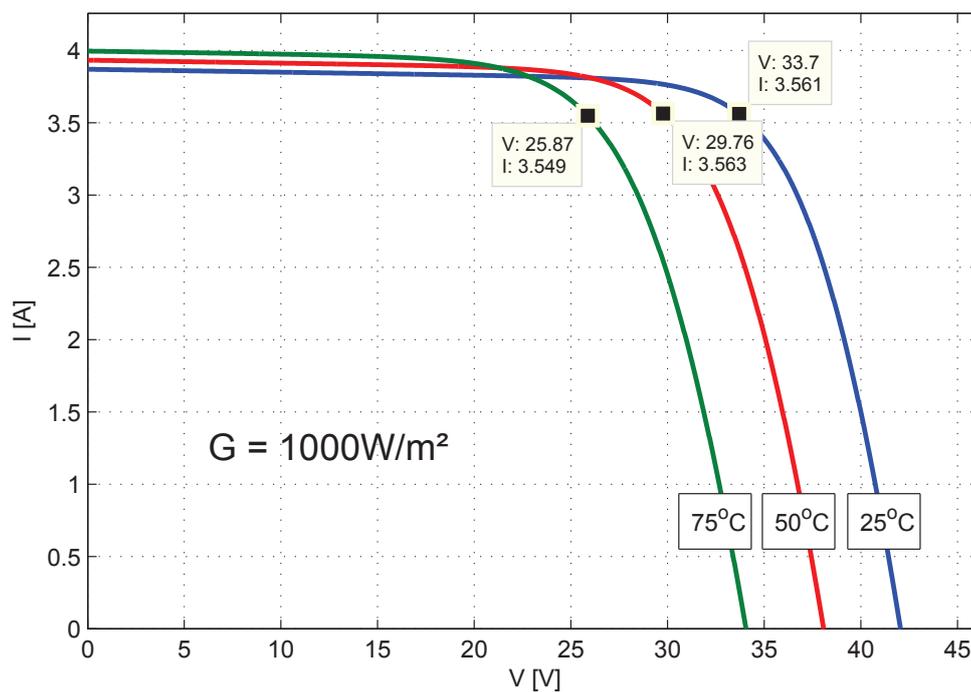


Figura 12: Curva  $I \times V$  para diferentes valores de temperatura.

### 3.3 MODELO DO CONVERSOR FONTE DE TENSÃO CONECTADO À REDE ELÉTRICA

A Figura 14 mostra a topologia básica de um VSC trifásico composto por seis interruptores semicondutores, do tipo Transistor Bipolar com Gatilho Isolado (do inglês,

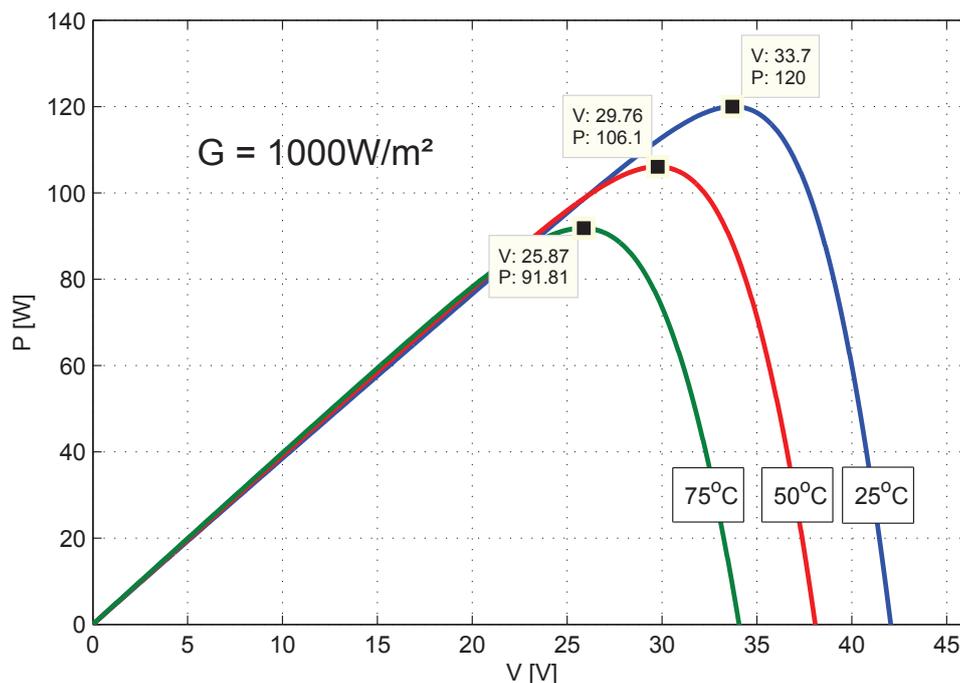


Figura 13: Curva  $P \times V$  para diferentes valores de temperatura.

*Insulated Gate Bipolar Transistor*) (IGBT), com seis diodos conectados em antiparalelo. Este tipo de conversor é muito usado em aplicações industriais como Acionamento de Motores com Velocidade Variável (do inglês, *Adjustable Speed Drive*) (ASD), Filtro Ativo de Potência (do inglês, *Active Power Filter*) (APF) entre outras. Normalmente, o capacitor CC é grande o suficiente para garantir uma tensão CC sem ondulação (*ripple*) nos terminais de entrada do conversor. Apesar de terem sido usados IGBTs na topologia do VSC da Figura 14, poderia ser utilizado outro tipo de interruptor semicondutor autocomutado como, por exemplo, Transistor de Efeito de Campo de Óxido Metálico Semicondutor (do inglês, *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*) (MOSFET) ou Tiristor Comutado pelo Gatilho (do inglês, *Gate Turn-off Thyristor*) (GTO) (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 1995).

Os interruptores de um mesmo braço são controlados de maneira complementar, de modo que quando o interruptor superior está conduzindo o inferior está cortado e vice-versa. Na prática porém existe um pequeno intervalo de tempo, denominado tempo morto (*dead time*), em que os dois interruptores de um mesmo braço ficam cortados. Esse procedimento tem o objetivo de evitar um possível curto circuito do capacitor CC quando um dos interruptores demorar mais para comutar que o complementar para entrar em condução.

Existem diferentes estratégias de chaveamento propostas na literatura para con-

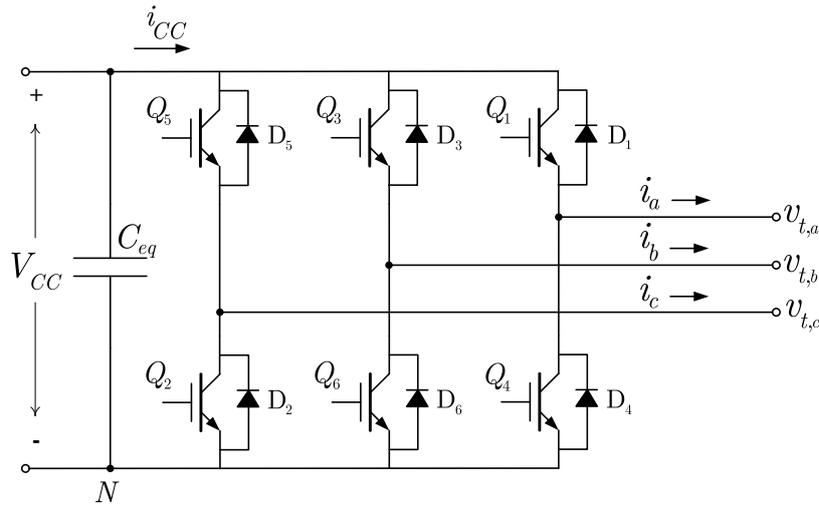


Figura 14: Diagrama de um conversor fonte de tensão trifásico.

trolar a amplitude, frequência e fase das tensões e correntes geradas nos terminais CA dos conversores VSC. Independente de qual estratégia seja usada, devido a operação discreta dos interruptores de cada braço do VSC, harmônicos de tensão e de corrente são gerados nos terminais de saída do mesmo.

Na Figura 15 é mostrado um diagrama de blocos onde um conversor VSC está conectado entre uma rede CA trifásica e uma fonte alternativa de energia elétrica. Uma fonte de corrente, representando o painel fotovoltaico, alimenta os terminais CC do conversor VSC enquanto seus terminais de saída são conectados à rede CA através de filtros passa baixas representados por três circuitos  $RL$  série. O conversor VSC juntamente com o painel fotovoltaico, conectado em paralelo com a rede CA, é denominado, neste trabalho, como SGD, sendo que o ponto de conexão entre o SGD e a rede é referenciado como PAC (IEEE-STD.929-2000, 2000).

Nessa figura a rede elétrica de distribuição foi modelada por seu circuito Thévenin equivalente representado por uma fonte de tensão trifásica ideal conectada em série com a impedância  $\check{Z}_s = R_s + j\omega_1 L_s$ , em que  $\omega_1 = 2\pi f_1$  e  $f_1$  é a frequência fundamental da rede elétrica em (Hz). O capacitor CC do VSC tem uma resistência  $R_p$  conectada em paralelo para modelar as perdas CC do sistema, enquanto que as resistências série  $r_{on}$  nos terminais CA do VSC modelam as perdas de condução dos IGBTs do conversor.

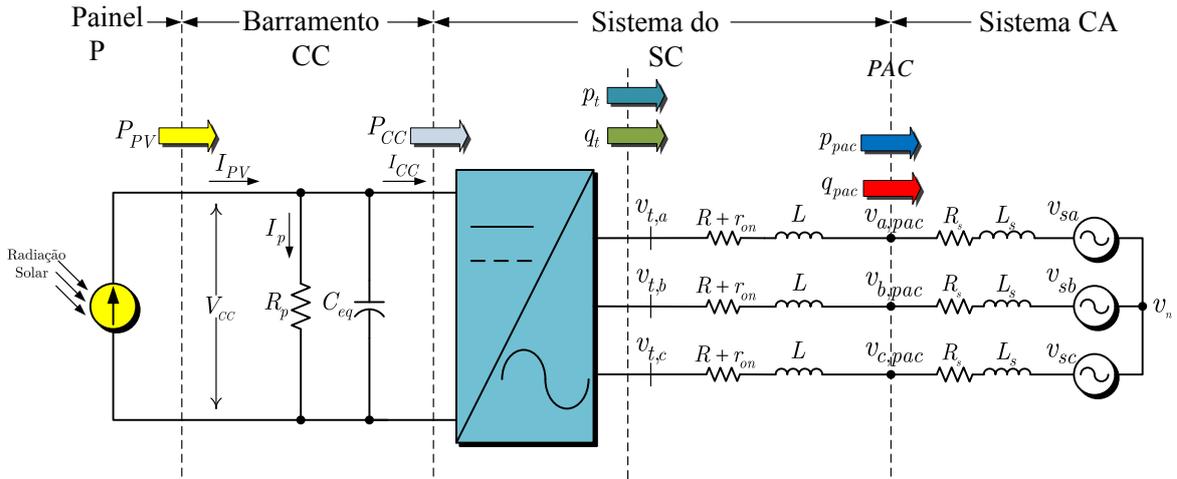


Figura 15: Diagrama esquemático do conversor fonte de tensão conectado à rede CA.

### 3.3.1 DINÂMICA DO LADO CA DO VSC PARA TENSÕES DA REDE EQUILIBRADAS

Na modelagem matemática que será apresentada para o conversor VSC será usado o conceito de *fator espacial* ou, como também normalmente denominado na literatura, *vetor espacial*. Desse modo, desprezando os harmônicos de tensão e corrente gerados pelo chaveamento dos interruptores do conversor, pode-se escrever as seguintes relações para cada uma das fases do VSC trifásico:

$$\begin{cases} L \frac{di_a}{dt} = -R_{eq}i_a + v_{t,a} - v_{a,pac} \\ L \frac{di_b}{dt} = -R_{eq}i_b + v_{t,b} - v_{b,pac} \\ L \frac{di_c}{dt} = -R_{eq}i_c + v_{t,c} - v_{c,pac} \end{cases}, \quad (3.14)$$

onde  $i_a$ ,  $i_b$  e  $i_c$  são as correntes trifásicas instantâneas em (A) que fluem nos terminais do VSC;  $v_{t,a}$ ,  $v_{t,b}$  e  $v_{t,c}$  são as tensões instantâneas em (V) sintetizadas nos terminais do VSC;  $v_{a,pac}$ ,  $v_{b,pac}$  e  $v_{c,pac}$  são as tensões instantâneas em (V) no ponto de acoplamento comum do SGD;  $L$  é a indutância série em (H) do filtro passa baixas;  $R_{eq} = r_{on} + R$  é a resistência equivalente em ( $\Omega$ ) resultante da associação da resistência série do filtro passa baixas com a resistência que modela as perdas nos IGBTs do conversor, respectivamente.

Somando as três equações do sistema (3.14), porém multiplicadas por  $(\frac{2}{3})e^{j0}$ ,

$(\frac{2}{3}) e^{j\frac{2\pi}{3}}$  e  $(\frac{2}{3}) e^{j\frac{4\pi}{3}}$ , respectivamente, pode-se reescrever o sistema de equações que modela a dinâmica do lado CA do conversor VSC, na forma compacta:

$$L \frac{d\vec{\mathbf{i}}}{dt} = -R_{eq}\vec{\mathbf{i}} + \vec{\mathbf{v}}_t - \vec{\mathbf{v}}_{pac}, \quad (3.15)$$

onde  $\vec{\mathbf{i}}$ ,  $\vec{\mathbf{v}}_t$  e  $\vec{\mathbf{v}}_{pac}$  são os fasores espaciais da corrente, tensão nos terminais do VSC e tensão no PAC do SGD referenciados no sistema de coordenadas  $abc$ , respectivamente.

A constante  $(\frac{2}{3})$  foi incluída nos fatores exponenciais  $e^{j0}$ ,  $e^{j\frac{2\pi}{3}}$  e  $e^{j\frac{4\pi}{3}}$  para garantir invariância em amplitude, ou seja, os fasores espaciais terão a mesma amplitude das grandezas elétricas de fase. Os fasores espaciais de (3.15) podem também ser escritos em função das componentes  $\alpha$  e  $\beta$  conforme mostrado a seguir (Apêndice A):

$$L \frac{d\vec{\mathbf{i}}_{\alpha\beta}}{dt} = -R_{eq}\vec{\mathbf{i}}_{\alpha\beta} + \vec{\mathbf{v}}_{t,\alpha\beta} - \vec{\mathbf{v}}_{\alpha\beta,pac}, \quad (3.16)$$

onde  $\vec{\mathbf{i}}_{\alpha\beta} = (i_\alpha + j i_\beta)$ ;  $\vec{\mathbf{v}}_{t,\alpha\beta} = (v_{t,\alpha} + j v_{t,\beta})$ ;  $\vec{\mathbf{v}}_{\alpha\beta,pac} = (v_{\alpha,pac} + j v_{\beta,pac})$  são os fasores espaciais da corrente, tensão nos terminais do VSC e tensão no PAC do SGD referenciados em um sistema de coordenadas ortogonais  $\alpha\beta$ , respectivamente.

Multiplicando os fasores espaciais de tensão e corrente de (3.16) por  $(e^{+j\rho} \cdot e^{-j\rho})$  pode-se reescrever as expressões dos fasores espaciais em função de suas componentes  $dq$  conforme mostrado a seguir:

$$L \frac{d(e^{+j\rho}\vec{\mathbf{i}}_{dq})}{dt} = -R_{eq}(e^{+j\rho}\vec{\mathbf{i}}_{dq}) + e^{+j\rho}\vec{\mathbf{v}}_{t,dq} - e^{+j\rho}\vec{\mathbf{v}}_{dq,pac}, \quad (3.17)$$

onde  $\vec{\mathbf{i}}_{dq} = e^{-j\rho}\vec{\mathbf{i}}_{\alpha\beta} = (i_d + j i_q)$ ;  $\vec{\mathbf{v}}_{t,dq} = e^{-j\rho}\vec{\mathbf{v}}_{t,\alpha\beta} = (v_{t,d} + j v_{t,q})$ ;  $\vec{\mathbf{v}}_{dq,pac} = e^{-j\rho}\vec{\mathbf{v}}_{\alpha\beta,pac} = (v_{d,pac} + j v_{q,pac})$  e  $e^{-j\rho} = (\cos\rho - j \sin\rho)$ .

Expandindo a derivada do lado esquerdo de (3.17) e pré-multiplicando toda a expressão resultante por  $(e^{-j\rho})$  tem-se:

$$L \frac{d\vec{\mathbf{i}}_{dq}}{dt} + j L \left( \frac{d\rho}{dt} \right) \vec{\mathbf{i}}_{dq} = -R_{eq}\vec{\mathbf{i}}_{dq} + \vec{\mathbf{v}}_{t,dq} - \vec{\mathbf{v}}_{dq,pac}. \quad (3.18)$$

As componentes  $dq$  de (3.18) são obtidas a partir da projeção dos fasores espaciais num sistema de coordenadas ortogonais cuja a posição no plano complexo  $\alpha\beta$  varia, no sentido anti-horário, com o valor de  $\rho$  conforme mostrado a seguir (Apêndice A). Reescrevendo (3.18) como um sistema de duas equações reais tem-se:

$$\left\{ \begin{array}{l} L \frac{di_d}{dt} = +L \left( \frac{d\rho}{dt} \right) i_q - R_{eq} i_d + v_{t,d} - v_{d,pac} \\ L \frac{di_q}{dt} = -L \left( \frac{d\rho}{dt} \right) i_d - R_{eq} i_q + v_{t,q} - v_{q,pac} \end{array} \right. . \quad (3.19)$$

Assumindo que as tensões instantâneas no ponto de acoplamento comum são equilibradas e simétricas pode-se escrever:

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{a,pac} = \hat{V}_{pac} \cos(\omega_1 t + \phi_{V_1}) \\ v_{b,pac} = \hat{V}_{pac} \cos\left(\omega_1 t + \phi_{V_1} - \frac{2\pi}{3}\right) , \\ v_{c,pac} = \hat{V}_{pac} \cos\left(\omega_1 t + \phi_{V_1} - \frac{4\pi}{3}\right) \end{array} \right. \quad (3.20)$$

em que  $\hat{V}_{pac}$  é o valor de pico em (V) da tensão de fase;  $\omega_1$  é a frequência angular fundamental em (rad/s) e  $\phi_{V_1}$  é o ângulo de fase genérico em (rad) da tensão da rede no ponto PAC, respectivamente.

As tensões trifásicas instantâneas dadas por (3.20) podem ser representadas na forma compacta pelo fasor espacial:

$$\vec{v}_{pac} = \hat{V}_{pac} e^{j(\omega_1 t + \phi_{V_1})}. \quad (3.21)$$

Que, pré-multiplicado por ( $e^{-j\rho}$ ), pode ser reescrita em termos de suas componentes  $dq$  como se segue:

$$\vec{v}_{dq,pac} = e^{-j\rho} \vec{v}_{\alpha\beta,pac} = \hat{V}_{pac} e^{j(\omega_1 t + \phi_{V_1} - \rho)}. \quad (3.22)$$

Tendo em mente a relação  $e^{j\xi} = (\cos \xi + j \operatorname{sen} \xi)$  pode-se reescrever (3.22) como:

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{d,pac} = \hat{V}_{pac} \cos(\omega_1 t + \phi_{V_1} - \rho) \\ v_{q,pac} = \hat{V}_{pac} \operatorname{sen}(\omega_1 t + \phi_{V_1} - \rho) \end{array} \right. . \quad (3.23)$$

Substituindo (3.23) em (3.19) tem-se:

$$\left\{ \begin{array}{l} L \frac{di_d}{dt} = +L \left( \frac{d\rho}{dt} \right) i_q - R_{eq} i_d + v_{t,d} - \hat{V}_{pac} \cos(\omega_1 t + \phi_{V_1} - \rho) \\ L \frac{di_q}{dt} = -L \left( \frac{d\rho}{dt} \right) i_d - R_{eq} i_q + v_{t,q} - \hat{V}_{pac} \sin(\omega_1 t + \phi_{V_1} - \rho) \end{array} \right. . \quad (3.24)$$

Fazendo  $\rho = (\omega_1 t + \phi_{V_1})$ , pode-se reescrever (3.24) como se segue:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dI_d}{dt} = - \left( \frac{R_{eq}}{L} \right) I_d + \omega_1 I_q + \left( \frac{1}{L} \right) V_{t,d} - \left( \frac{1}{L} \right) \hat{V}_{pac} \\ \frac{dI_q}{dt} = - \left( \frac{R_{eq}}{L} \right) I_q - \omega_1 I_d + \left( \frac{1}{L} \right) V_{t,q} \end{array} \right. , \quad (3.25)$$

onde  $\frac{d\rho}{dt} = \omega_1$ .

Observe que a escolha da variável  $\rho = (\omega_1 t + \phi_{V_1})$  transformou o sistema no espaço de estados descrito por (3.24), no qual as variáveis de estado  $i_d$  e  $i_q$  dependiam de funções variantes no tempo (cosseno e seno), em um sistema de segunda ordem excitado por uma entrada constante  $\hat{V}_{pac}$  conforme mostrado em (3.25).

Além disso, devido ao fato de que  $\frac{d\rho}{dt} = \omega_1$ , as variáveis de estado  $i_d$  e  $i_q$  e as variáveis de controle  $v_{t,d}$  e  $v_{t,q}$  passam a ter um comportamento estacionário em regime permanente e foram reescritas com a letra inicial maiúscula como  $I_d$ ,  $I_q$ ,  $V_{t,d}$  e  $V_{t,q}$ , respectivamente. Deve-se observar também, que existe um acoplamento cruzado entre as equações diferenciais que descrevem a dinâmica do lado CA no sistema de coordenadas  $dq$ , devido aos termos  $\omega_1 I_q$  e  $-\omega_1 I_d$ .

Para completar o modelo matemático do conversor estático é necessário incluir uma equação diferencial extra no sistema descrito por (3.25) com a qual será possível avaliar a dinâmica do lado CC do VSC.

Para garantir que a transformação (3.25) seja eficaz deve-se medir com precisão a frequência angular e o ângulo de fase das tensões fase-neutro do sistema elétrico no PAC, ou seja,  $\rho = (\omega_1 t + \phi_{V_1})$ . Normalmente utiliza-se um *Phase-Locked Loop* (PLL) para realizar tal tarefa (CHUNG, 2000), (ROLIM; COSTAJR.; AREDES, 2006), (SASSO et al., 2002), (LOPES; CARLETTI; BARBOSA, 2003) e (SILVA et al., 2003).

Esses dois tópicos serão apresentados e discutidos com maiores detalhes nas seções futuras da presente dissertação.

### 3.3.2 DINÂMICA DO LADO CA DO VSC PARA TENSÕES DA REDE DESEQUILIBRADAS

Agora considerando um caso mais geral, em que as tensões no ponto de acoplamento comum do SGD estejam desequilibradas, porém sem componente de sequência zero, pode-se escrever:

$$\begin{cases} v_{a,pac} = \hat{V}_{pac}^+ \cos(\omega_1 t + \phi_{V_1}^+) + \hat{V}_{pac}^- \cos(\omega_1 t + \phi_{V_1}^-) \\ v_{b,pac} = \hat{V}_{pac}^+ \cos(\omega_1 t + \phi_{V_1}^+ - \frac{2\pi}{3}) + \hat{V}_{pac}^- \cos(\omega_1 t + \phi_{V_1}^- - \frac{4\pi}{3}) \\ v_{c,pac} = \hat{V}_{pac}^+ \cos(\omega_1 t + \phi_{V_1}^+ - \frac{4\pi}{3}) + \hat{V}_{pac}^- \cos(\omega_1 t + \phi_{V_1}^- - \frac{2\pi}{3}) \end{cases}, \quad (3.26)$$

onde  $\hat{V}_{pac}^+$  e  $\hat{V}_{pac}^-$  são os valores de pico em ( $V$ ) das tensões de fase de sequência positiva e negativa, respectivamente;  $\omega_1$  é a frequência angular fundamental em ( $rad/s$ );  $\phi_{V_1}^+$  e  $\phi_{V_1}^-$  são os ângulos de fase genéricos em ( $rad$ ) das tensões de fase de sequência positiva e negativa no ponto PAC, respectivamente.

Neste caso, as tensões trifásicas instantâneas dadas por (3.26) podem ser representadas pelo fasor espacial:

$$\vec{v}_{pac} = \vec{v}_{pac}^+ + \vec{v}_{pac}^- = \hat{V}_{pac}^+ e^{j(\omega_1 t + \phi_{V_1}^+)} + \hat{V}_{pac}^- e^{-j(\omega_1 t + \phi_{V_1}^-)}. \quad (3.27)$$

Enquanto o fasor espacial  $\vec{v}_{pac}^+$  descreve uma trajetória circular no sentido anti-horário no plano complexo  $\alpha\beta$ , o fasor espacial  $\vec{v}_{pac}^-$  descreve também uma trajetória circular no plano complexo  $\alpha\beta$ , porém no sentido horário. Os raios das duas trajetórias descritas são iguais a  $\hat{V}_{pac}^+$  e  $\hat{V}_{pac}^-$ , respectivamente.

Assumindo também que as correntes instantâneas no ponto de acoplamento possuem componentes de sequência positiva e negativa, na frequência fundamental, pode-se escrever a seguinte expressão para o fasor espacial da corrente que flui pelo sistema:

$$\vec{i} = \vec{i}^+ + \vec{i}^- = \hat{I}^+ e^{j(\omega_1 t + \phi_{I_1}^+)} + \hat{I}^- e^{-j(\omega_1 t + \phi_{I_1}^-)}, \quad (3.28)$$

onde  $\hat{I}^+$  e  $\hat{I}^-$  são os valores de pico em ( $A$ ) das correntes de sequência positiva e negativa, respectivamente;  $\omega_1$  é a frequência angular fundamental em ( $rad/s$ );  $\phi_{I_1}^+$  e  $\phi_{I_1}^-$  são os ângulos de fase genéricos em ( $rad$ ) das correntes de sequência positiva e negativa no PAC, respectivamente.

Reescrevendo (3.27) e (3.28) em termos de suas componentes  $\alpha$  e  $\beta$  tem-se:

$$\vec{\mathbf{v}}_{\alpha\beta,pac} = \vec{\mathbf{v}}_{\alpha\beta,pac}^+ + \vec{\mathbf{v}}_{\alpha\beta,pac}^-, \quad (3.29)$$

e,

$$\vec{\mathbf{i}}_{\alpha\beta} = \vec{\mathbf{i}}_{\alpha\beta}^+ + \vec{\mathbf{i}}_{\alpha\beta}^-. \quad (3.30)$$

Multiplicando os termos do lado direito de (3.29) e (3.30) por  $(e^{+j\rho} e^{-j\rho})$ , para  $\rho = \omega_1 t$ , pode-se reescrever expressões anteriores como se segue:

$$\vec{\mathbf{v}}_{\alpha\beta,pac} = (e^{+j\omega_1 t})\vec{\mathbf{v}}_{dq,pac}^+ + (e^{-j\omega_1 t})\vec{\mathbf{v}}_{dq,pac}^-, \quad (3.31)$$

e,

$$\vec{\mathbf{i}}_{\alpha\beta} = (e^{+j\omega_1 t})\vec{\mathbf{i}}_{dq}^+ + (e^{-j\omega_1 t})\vec{\mathbf{i}}_{dq}^-, \quad (3.32)$$

onde  $\vec{\mathbf{i}}_{dq}^+ = (e^{-j\omega_1 t})\vec{\mathbf{i}}_{\alpha\beta}^+$ ;  $\vec{\mathbf{i}}_{dq}^- = (e^{+j\omega_1 t})\vec{\mathbf{i}}_{\alpha\beta}^-$ ;  $\vec{\mathbf{v}}_{dq,pac}^+ = (e^{-j\omega_1 t})\vec{\mathbf{v}}_{\alpha\beta,pac}^+$ ;  $\vec{\mathbf{v}}_{dq,pac}^- = (e^{+j\omega_1 t})\vec{\mathbf{v}}_{\alpha\beta,pac}^-$ ;  $e^{+j\omega_1 t} = (\cos\omega_1 t + j \sin\omega_1 t)$  e  $e^{-j\omega_1 t} = (\cos\omega_1 t - j \sin\omega_1 t)$ .

Utilizando a mesma metodologia pode-se escrever a expressão do fasor espacial da tensão nos terminais do VSC em função de suas componentes de sequência positiva e negativa:

$$\vec{\mathbf{v}}_{t,\alpha\beta} = (e^{+j\omega_1 t})\vec{\mathbf{v}}_{t,dq}^+ + (e^{-j\omega_1 t})\vec{\mathbf{v}}_{t,dq}^-, \quad (3.33)$$

onde  $\vec{\mathbf{v}}_{t,dq}^+ = (e^{-j\omega_1 t})\vec{\mathbf{v}}_{t,\alpha\beta}^+$  e  $\vec{\mathbf{v}}_{t,dq}^- = (e^{+j\omega_1 t})\vec{\mathbf{v}}_{t,\alpha\beta}^-$ .

Substituindo (3.31),(3.32) e (3.33) em (3.16) pode-se escrever a equação diferencial compacta para o sistema com tensões e correntes com componentes de sequência positiva e negativa na frequência fundamental:

$$\begin{aligned} L \frac{d}{dt} \left( (e^{+j\omega_1 t})\vec{\mathbf{i}}_{dq}^+ + (e^{-j\omega_1 t})\vec{\mathbf{i}}_{dq}^- \right) = & -R_{eq} \left( (e^{+j\omega_1 t})\vec{\mathbf{i}}_{dq}^+ (e^{-j\omega_1 t})\vec{\mathbf{i}}_{dq}^- \right) + \\ & \left( (e^{+j\omega_1 t})\vec{\mathbf{v}}_{t,dq}^+ + (e^{-j\omega_1 t})\vec{\mathbf{v}}_{t,dq}^- \right) - \left( (e^{+j\omega_1 t})\vec{\mathbf{v}}_{dq,pac}^+ + (e^{-j\omega_1 t})\vec{\mathbf{v}}_{dq,pac}^- \right). \end{aligned} \quad (3.34)$$

Expandindo as derivadas do lado esquerdo de (3.34) pode-se escrever:

$$\begin{aligned}
& j\omega_1 L(e^{+j\omega_1 t}) \vec{i}_{dq}^+ + L(e^{+j\omega_1 t}) \frac{d\vec{i}_{dq}^+}{dt} - j\omega_1 L(e^{-j\omega_1 t}) \vec{i}_{dq}^- + L(e^{-j\omega_1 t}) \frac{d\vec{i}_{dq}^-}{dt} = \\
& = -R_{eq}(e^{+j\omega_1 t}) \vec{i}_{dq}^+ - R_{eq}(e^{-j\omega_1 t}) \vec{i}_{dq}^- + (e^{+j\omega_1 t}) \vec{v}_{t,dq}^+ + (e^{-j\omega_1 t}) \vec{v}_{t,dq}^- \\
& \quad - (e^{+j\omega_1 t}) \vec{v}_{dq,pac}^+ - (e^{-j\omega_1 t}) \vec{v}_{dq,pac}^-. \quad (3.35)
\end{aligned}$$

Pré-multiplicando (3.35) por  $(e^{-j\omega_1 t})$ , tem-se:

$$\begin{aligned}
L \frac{d\vec{i}_{dq}^+}{dt} + L(e^{-j2\omega_1 t}) \frac{d\vec{i}_{dq}^-}{dt} & = -j\omega_1 L \vec{i}_{dq}^+ + j\omega_1 L(e^{-j2\omega_1 t}) \vec{i}_{dq}^- \\
& - R_{eq} \vec{i}_{dq}^+ - R_{eq}(e^{-2j\omega_1 t}) \vec{i}_{dq}^- + \vec{v}_{t,dq}^+ + (e^{-j2\omega_1 t}) \vec{v}_{t,dq}^- \\
& - \vec{v}_{dq,pac}^+ - (e^{-j2\omega_1 t}) \vec{v}_{dq,pac}^-. \quad (3.36)
\end{aligned}$$

Observe que os fatores  $(e^{+j\omega_1 t})$  que multiplicavam as componentes  $dq$ , das correntes e tensões de seqüência positiva em (3.35), desapareceram, enquanto que as componentes  $dq$  de seqüência negativa estão multiplicados pelo fator  $(e^{-j2\omega_1 t})$ . Ou seja, enquanto as componentes de seqüência positiva passaram a ter um comportamento estacionário as componentes de seqüência negativa são moduladas por funções cosseno e seno que oscilam com uma frequência  $2\omega_1$ .

Assim, filtrando as componentes de seqüência negativa em (3.36) pode-se escrever o seguinte sistema para as componentes de seqüência positiva:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dI_d^+}{dt} = -\left(\frac{R_{eq}}{L}\right) I_d^+ + \omega_1 I_q^+ + \left(\frac{1}{L}\right) V_{t,d}^+ - \left(\frac{1}{L}\right) V_{d,pac}^+ \\ \frac{dI_q^+}{dt} = -\left(\frac{R_{eq}}{L}\right) I_q^+ - \omega_1 I_d^+ + \left(\frac{1}{L}\right) V_{t,q}^+ - \left(\frac{1}{L}\right) V_{q,pac}^+ \end{array} \right., \quad (3.37)$$

Observe, que da mesma forma que no caso equilibrado, as variáveis  $i_d^+$ ,  $i_q^+$ ,  $v_{t,d}^+$ ,  $v_{t,q}^+$ ,  $v_{d,pac}^+$  e  $v_{q,pac}^+$ , devido seu comportamento estacionário foram escritas com letra inicial maiúscula, ou seja,  $I_d^+$ ,  $I_q^+$ ,  $V_{t,d}^+$ ,  $V_{t,q}^+$ ,  $V_{d,pac}^+$  e  $V_{q,pac}^+$  em (3.37).

De maneira idêntica porém agora multiplicando os fasores espaciais de (3.35) por  $(e^{+j\omega_1 t})$  obtém-se o seguinte sistema para as componentes de seqüência negativa, onde as variáveis  $i_d^-$ ,  $i_q^-$ ,  $v_{t,d}^-$ ,  $v_{t,q}^-$ ,  $v_{d,pac}^-$  e  $v_{q,pac}^-$  foram escritas com letra inicial maiúscula

devido suas características estacionárias:

$$\begin{cases} \frac{dI_d^-}{dt} = -\left(\frac{R_{eq}}{L}\right) I_d^- - \omega_1 I_q^- + \left(\frac{1}{L}\right) V_{t,d}^- - \left(\frac{1}{L}\right) V_{d,pac}^- \\ \frac{dI_q^-}{dt} = -\left(\frac{R_{eq}}{L}\right) I_q^- + \omega_1 I_d^- + \left(\frac{1}{L}\right) V_{t,q}^- - \left(\frac{1}{L}\right) V_{q,pac}^- \end{cases}. \quad (3.38)$$

Neste segundo caso são as componentes  $dq$  de sequência positiva é que passam a ter um comportamento oscilatório com uma frequência  $2\omega_1$  e as componentes de sequência negativa das tensões e correntes, nas coordenadas  $dq$ , passam a ter um comportamento estacionário.

A dinâmica das componentes de sequência positiva dos fasores espaciais, descrita por (3.37), pode ser visualizado como o “*subsistema de sequência positiva*” enquanto o sistema descrito por (3.38) representa a dinâmica das componentes de sequência negativa dos fasores espaciais de corrente e tensão, ou “*subsistema de sequência negativa*” (YAZDANI; IRAVANI, 2006).

Analisando (3.38) pode-se concluir que se o conversor VSC gera tensões equilibradas em seus terminais, ou seja,  $V_{t,d}^- = 0$  e  $V_{t,q}^- = 0$ , e as tensões da rede no PAC estão desequilibradas, as correntes de sequência negativa que fluem nos terminais do VSC irão depender somente do nível de desequilíbrio das tensões da rede CA.

Já se o conversor gera tensões de sequência negativa idêntica as tensões de sequência negativa de rede, ou seja,  $V_{t,d}^- = V_{d,pac}^-$  e  $V_{t,q}^- = V_{q,pac}^-$ , tem-se que (3.38) se reduz a um sistema de equações diferenciais homogêneas. Neste caso, as correntes de sequência negativa do conversor tendem para zero com o passar do tempo e o conversor só injetará correntes de sequência positiva na rede.

### **3.3.3 POTÊNCIAS INSTANTÂNEAS PARA SISTEMA COM TENSÕES E CORRENTES BALANCEADAS**

De (3.21) tem-se para um conjunto de tensões trifásicas equilibradas no PAC o seguinte fasor espacial:

$$\vec{V}_{pac} = \hat{V}_{pac} e^{j(\omega_1 t + \phi_{V_1})}. \quad (3.39)$$

Assumindo que as correntes instantâneas no ponto de acoplamento comum também são equilibradas e simétricas pode-se escrever a seguinte expressão para fasor espacial

para a corrente:

$$\vec{\mathbf{i}} = \hat{I} e^{j(\omega_1 t + \phi_{I_1})}, \quad (3.40)$$

onde  $\hat{I}$  é o valor de pico em (A) da corrente do SGD;  $\omega_1$  é a frequência angular fundamental em (rad/s) e  $\phi_{I_1}$  é o ângulo de fase genérico em (rad) da corrente injetada na rede no ponto PAC, respectivamente.

Pode-se então calcular a potência complexa instantânea no PAC através de:

$$\mathbf{s}_{pac} = \left(\frac{3}{2}\right) \vec{\mathbf{v}}_{pac} \vec{\mathbf{i}}^* = \hat{V}_{pac} e^{j(\omega_1 t + \phi_{V_1})} \hat{I} e^{-j(\omega_1 t + \phi_{I_1})}, \quad (3.41)$$

onde  $\vec{\mathbf{i}}^*$  é o conjugado do fasor espacial da corrente do SGD no PAC.

De (3.41) defini-se a parte real da potência complexa como potência ativa,  $P_{pac} = \left(\frac{3}{2}\right) \hat{V}_{pac} \hat{I} \cos(\phi_{V_1} - \phi_{I_1})$ , enquanto que a parte imaginária é definida como a potência reativa,  $Q_{pac} = \left(\frac{3}{2}\right) \hat{V}_{pac} \hat{I} \sin(\phi_{V_1} - \phi_{I_1})$ .

A potência complexa instantânea no PAC pode também ser calculada usando os fasores espaciais referenciados nas coordenadas  $abc$  e reescritos a seguir:

$$\vec{\mathbf{v}}_{pac} = \frac{2}{3} (e^{j 0} v_{a,pac} + e^{+j 2\pi/3} v_{b,pac} + e^{+j 4\pi/3} v_{c,pac}), \quad (3.42)$$

e,

$$\vec{\mathbf{i}} = \frac{2}{3} (e^{j 0} i_a + e^{+j 2\pi/3} i_b + e^{+j 4\pi/3} i_c). \quad (3.43)$$

Substituindo as expressões de  $\vec{\mathbf{v}}_{pac}$  e  $\vec{\mathbf{i}}$  em (3.41) tem-se:

$$s_{pac} = v_{a,pac} i_a + v_{b,pac} i_b + v_{c,pac} i_c + j \frac{1}{\sqrt{3}} [(v_{b,pac} - v_{c,pac}) i_a + (v_{c,pac} - v_{a,pac}) i_b + (v_{a,pac} - v_{b,pac}) i_c]. \quad (3.44)$$

Apesar de numericamente (3.41) fornecer resultado idêntico aquele obtido com (3.44), nesta última expressão a potência complexa no PAC foi grafada com letra minúscula ( $s_{pac}$ ) pelo fato da mesma depender dos valores instantâneos das tensões e correntes trifásicas do circuito.

Do mesmo modo que no caso anterior, pode-se definir a parte real da potência complexa instantânea, nas coordenadas  $abc$ , como sendo a potência ativa instantânea enquanto que a parte imaginária é definida como sendo a potência reativa instantânea que flui pelo circuito. Ou seja,

$$p_{pac} = \Re\{s_s\} = v_{a,pac}i_a + v_{b,pac}i_b + v_{c,pac}i_c, \quad (3.45)$$

e,

$$q_{pac} = \Im\{s_s\} = \frac{1}{\sqrt{3}} [(v_{b,pac} - v_{c,pac})i_a + (v_{c,pac} - v_{a,pac})i_b + (v_{a,pac} - v_{b,pac})i_c]. \quad (3.46)$$

Escrevendo as expressões dos fasores espaciais em função de suas componentes nas coordenadas  $\alpha\beta$  ou  $dq$  pode-se calcular diretamente as potências ativa e reativa instantâneas pelo circuito através das expressões (AKAGI; WATANABE; AREDES, 2007):

$$\begin{cases} p_{pac} = \frac{3}{2} (v_{\alpha,pac}i_{\alpha} + v_{\beta,pac}i_{\beta}) \\ q_{pac} = \frac{3}{2} (v_{\beta,pac}i_{\alpha} - v_{\alpha,pac}i_{\beta}) \end{cases}, \quad (3.47)$$

ou,

$$\begin{cases} p_{pac} = \frac{3}{2} (v_{d,pac}i_d + v_{q,pac}i_q) \\ q_{pac} = \frac{3}{2} (v_{q,pac}i_d - v_{d,pac}i_q) \end{cases}. \quad (3.48)$$

As expressões (3.47) e (3.48) diferem das mostradas em (AKAGI; WATANABE; AREDES, 2007) do fator  $\frac{3}{2}$ . Esta constante foi incluída em (3.47) e (3.48) para que as potências ativa e reativa instantâneas no sistema de coordenadas  $\alpha\beta$  e  $dq$  sejam numericamente iguais às potências ativa e reativa instantâneas calculadas no sistema de coordenadas  $abc$ .

Quando o ângulo  $\rho$ , usado para obter a transformação  $dq$ , coincide com o ângulo do fasor espacial  $\vec{v}_{pac}$ , pode-se escrever  $v_{d,pac} = \hat{V}_{pac}$  e  $v_{q,pac} = 0$ . Neste caso o sistema (3.48) pode ser reescrito como:

$$\begin{cases} p_{pac} = \frac{3}{2} \hat{V}_{pac} i_d \\ q_{pac} = -\frac{3}{2} \hat{V}_{pac} i_q \end{cases} \quad (3.49)$$

Observando (3.49) pode-se concluir que a potência ativa instantânea é diretamente proporcional a componente  $i_d$ , enquanto a potência reativa instantânea é diretamente proporcional a componente  $i_q$  do fasor espacial da corrente pelo sistema, respectivamente. Essa propriedade será explorada no Capítulo 4 quando será discutido o controle do VSC do sistema de geração fotovoltaico.

### 3.3.4 POTÊNCIAS INSTANTÂNEAS PARA SISTEMA COM TENSÕES E CORRENTES DESBALANCEADAS

Isolando as tensões e correntes nas coordenadas  $\alpha$  e  $\beta$ , dadas em (3.31) e (3.32), e substituindo o resultado em (3.48) pode-se escrever a seguinte expressão para a potência ativa instantânea em função das componentes  $d$  e  $q$  da tensão e corrente no PAC:

$$p_{pac} = \bar{p}_{pac} + \tilde{p}_{pac}, \quad (3.50)$$

onde  $\bar{p}_{pac}$  é a parcela média em ( $W$ ) devido a interação entre as componentes de tensão e corrente de mesma sequência e mesmo eixo. Já  $\tilde{p}_{pac}$  é a parcela oscilante em ( $W$ ) devido a interação entre as componentes de tensão e corrente de sequência positiva e negativa. As mesmas são dadas por:

$$\bar{p}_{pac} = \frac{3}{2} (V_{d,pac}^+ I_d^+ + V_{q,pac}^+ I_q^+ + V_{d,pac}^- I_d^- + V_{q,pac}^- I_q^-), \quad (3.51)$$

e,

$$\tilde{p}_{pac} = P_{c2\omega} \cos(2\omega_1 t) + P_{s2\omega} \sin(2\omega_1 t), \quad (3.52)$$

sendo

$$P_{c2\omega} = \frac{3}{2} (V_{d,pac}^+ I_d^- + V_{q,pac}^+ I_q^- + V_{d,pac}^- I_d^+ + V_{q,pac}^- I_q^+), \quad (3.53)$$

e,

$$P_{s2\omega} = \frac{3}{2} (V_{q,pac}^- I_d^+ - V_{d,pac}^- I_q^+ - V_{q,pac}^+ I_d^- + V_{d,pac}^+ I_q^-). \quad (3.54)$$

A parcela oscilante  $P_{c2\omega}$  é devida as interações entre as componentes de tensão e corrente de mesmo eixo porém de sequências opostas. Por outro lado, a parcela  $P_{s2\omega}$  é devida as interações entre as componentes de tensão e corrente de eixos e sequências diferentes.

Já para a potência reativa instantânea pode-se escrever a seguinte expressão em função das componentes  $d$  e  $q$  da tensão e corrente no PAC (HU; HE, 2008):

$$q_{pac} = \bar{q}_{pac} + \tilde{q}_{pac}, \quad (3.55)$$

onde  $\bar{q}_{pac}$  é a parcela média em (*var*) e  $\tilde{q}_{pac}$  é a parcela oscilante em (*var*) da potência reativa instantânea, que são dadas por:

$$\bar{q}_{pac} = \frac{3}{2} (V_{q,pac}^+ I_d^+ - V_{d,pac}^+ I_q^+ - V_{q,pac}^- I_d^- + V_{d,pac}^- I_q^-), \quad (3.56)$$

e,

$$\tilde{q}_{pac} = Q_{c2\omega} \cos(2\omega_1 t) + Q_{s2\omega} \sin(2\omega_1 t). \quad (3.57)$$

sendo:

$$Q_{c2\omega} = \frac{3}{2} (-V_{q,pac}^- I_d^+ + V_{d,pac}^- I_q^+ + V_{q,pac}^+ I_d^- - V_{d,pac}^+ I_q^-), \quad (3.58)$$

e,

$$Q_{s2\omega} = \frac{3}{2} (V_{d,pac}^- I_d^+ + V_{q,pac}^- I_q^+ + V_{d,pac}^+ I_d^- + V_{q,pac}^+ I_q^-). \quad (3.59)$$

Maiores detalhes sobre a interpretação física das potências ativa e reativa instantâneas podem ser encontrados em (AKAGI; WATANABE; AREDES, 2007).

### 3.3.5 DINÂMICA DO LADO CC DO VSC PARA CORRENTES DESEQUILIBRADAS INJETADAS NA REDE

A dinâmica do lado CC do conversor pode ser completamente equacionada aplicando o princípio da conservação de energia nos terminais do capacitor CC do conversor.

Baseado no diagrama esquemático mostrado na Figura 15 pode-se escrever a seguinte relação para as potências CC e CA nos terminais de entrada e saída do VSC, respectivamente:

$$P_{CC} = p_t, \quad (3.60)$$

onde  $P_{CC}$  é a potência instantânea em ( $W$ ) nos terminais CC e  $p_t$  é a potência ativa instantânea em ( $W$ ) nos terminais CA do conversor.

Para a potência ativa nos terminais CA do conversor pode-se escrever:

$$p_t = p_{pac} + p_R + p_L, \quad (3.61)$$

onde  $p_{pac}$  é a potência ativa instantânea em ( $W$ ) injetada na rede CA no ponto de acoplamento comum do SGD,  $p_R$  é a potência ativa instantânea em ( $W$ ) dissipada nos resistores série ( $R_{eq}$ ) e  $p_L$  é a potência ativa instantânea em ( $W$ ) medida nos terminais dos indutores série do filtro passa baixas do conversor.

Assumindo que  $R_{eq}$  é muito pequeno pode-se desprezar a parcela  $p_R$  de (3.61). A potência ativa injetada na rede CA  $p_{pac}$  pode ser calculada por (3.51) e (3.52). Já a potência ativa instantânea que flui pelo banco de indutores do filtro pode ser calculada nas coordenadas  $\alpha\beta$  por:

$$p_L = (\bar{p}_L + \tilde{p}_L) = \frac{3}{2} (v_{L\alpha} i_\alpha + v_{L\beta} i_\beta), \quad (3.62)$$

onde  $v_{L\alpha}$  e  $v_{L\beta}$  são as diferenças de potencial em ( $V$ ) nos terminais dos indutores dos filtros de saída do VSC, nas coordenadas  $\alpha$  e  $\beta$ , respectivamente.

Substituindo  $v_{L\alpha} = L \left( \frac{di_\alpha}{dt} \right)$  e  $v_{L\beta} = L \left( \frac{di_\beta}{dt} \right)$  pode-se reescrever (3.62) como se segue:

$$p_L = \frac{3}{2} L \left( i_\alpha \frac{di_\alpha}{dt} + i_\beta \frac{di_\beta}{dt} \right) = \left( \frac{3L}{4} \right) \frac{d}{dt} (i_\alpha^2 + i_\beta^2). \quad (3.63)$$

Isolando as componentes real e imaginária do fasor espacial da corrente desbalanceada nos terminais do conversor tem-se:

$$i_\alpha = I_d^+ \cos \omega_1 t - I_q^- \sin \omega_1 t + I_d^- \cos \omega_1 t + I_q^- \sin \omega_1 t, \quad (3.64)$$

e,

$$i_\beta = I_d^+ \sin \omega_1 t + I_q^- \cos \omega_1 t - I_d^- \sin \omega_1 t + I_q^- \cos \omega_1 t. \quad (3.65)$$

Agrupando os termos semelhantes em (3.64) e (3.65), e substituindo o resultado em (3.63) pode-se escrever a seguinte expressão, nas coordenadas  $dq$ , para a potência ativa instantânea que flui pelo filtro de saída do conversor estático:

$$p_L = \frac{3L}{4} \left( \frac{dI_d^{+2}}{dt} + \frac{dI_q^{+2}}{dt} \right) + \frac{3L}{4} \left( \frac{dI_d^{-2}}{dt} + \frac{dI_q^{-2}}{dt} \right) + 3\omega_1 L (I_d^+ I_q^- - I_q^+ I_d^-) \cos(2\omega_1 t) - 3\omega_1 L (I_d^+ I_d^- + I_q^+ I_q^-) \sin(2\omega_1 t). \quad (3.66)$$

A análise de (3.66) permite concluir que, em regime permanente, quando as derivadas dos quadrados das correntes de sequência positiva e negativa, nas coordenadas  $d$  e  $q$ , respectivamente, são nulas, o filtro passivo não irá consumir ou fornecer potência ativa média ao sistema elétrico. Contudo, irá existir uma parcela da potência ativa instantânea, medida nos terminais dos indutores do filtro de saída do conversor estático, que irá oscilar com uma frequência  $2\omega_1$ .

Apesar da potência ativa média consumida pelo banco de indutores em estado permanente ser nula, durante os transitórios a potência ativa instantânea medida nos terminais dos indutores pode assumir grandes valores e deve ser levada em conta na modelagem do sistema.

Substituindo (3.51), (3.52) e (3.66) em (3.61) pode-se escrever a expressão da potência ativa instantânea nos terminais do VSC, em função de suas componentes média e oscilante, como se segue:

$$p_t = \bar{p}_t + \tilde{p}_t = \bar{p}_t^+ + \bar{p}_t^- + P_d \cos(2\omega_1 t) + P_q \sin(2\omega_1 t), \quad (3.67)$$

onde  $\bar{p}_t^+$  e  $\bar{p}_t^-$  são as parcelas médias em ( $W$ ) da potência ativa instantânea resultante

do produto das tensões e corrente de mesma sequência nos terminais do VSC e das derivadas do quadrado das correntes de sequência positiva e negativa pelo banco de indutores do filtro, sendo dadas por:

$$\bar{p}_t^+ = \frac{3}{2} (V_{d,pac}^+ I_d^+ + V_{q,pac}^+ I_q^+) + \frac{3L}{4} \left( \frac{dI_d^{+2}}{dt} + \frac{dI_q^{+2}}{dt} \right), \quad (3.68)$$

e,

$$\bar{p}_t^- = \frac{3}{2} (V_{d,pac}^- I_d^- + V_{q,pac}^- I_q^-) + \frac{3L}{4} \left( \frac{dI_d^{-2}}{dt} + \frac{dI_q^{-2}}{dt} \right). \quad (3.69)$$

Já as parcelas  $P_c$  e  $P_q$  são dadas por:

$$P_d = \frac{3}{2} \{ (V_{d,pac}^+ I_d^- + V_{q,pac}^+ I_q^- + V_{d,pac}^- I_d^+ + V_{q,pac}^- I_q^+) + 2\omega_1 L (I_d^+ I_q^- - I_q^+ I_d^-) \}, \quad (3.70)$$

$$P_q = \frac{3}{2} \{ (V_{q,pac}^- I_d^+ - V_{d,pac}^- I_q^+ - V_{q,pac}^+ I_d^- + V_{d,pac}^+ I_q^-) - 2\omega_1 L (I_d^+ I_d^- + I_q^+ I_q^-) \}. \quad (3.71)$$

As expressões (3.70) e (3.71) representam as amplitudes das parcelas da potência ativa que fluem pelos terminais do conversor e que oscilam com o dobro da frequência da rede ( $2\omega_1$ ). Essas parcelas surgem em consequência do produto das componentes de sequência positiva da tensão pela componente de sequência negativa da corrente do conversor e vice-versa.

De (3.60), como a potência ativa nos terminais CC do conversor é igual a potência ativa instantânea medida nos terminais CA, pode-se escrever a seguinte relação para o balanço de energia no elo CC do conversor:

$$\frac{1}{2} C_{eq} \frac{dV_{CC}^2}{dt} = P_{PV} - \frac{V_{CC}^2}{R_p} - p_t, \quad (3.72)$$

onde  $V_{CC}$  é o valor em (V) da tensão CC medida nos terminais do capacitor CC e  $P_{PV}$  é a potência em (W) injetada pelos painéis solares fotovoltaicos nos terminais do capacitor CC do conversor.

Substituindo (3.67) em (3.72) obtém-se:

$$\frac{dV_{CC}^2}{dt} = \frac{2}{C_{eq}} P_{PV} - \frac{2}{R_p C_{eq}} V_{CC}^2 - \frac{2}{C_{eq}} (\bar{p}_t^+ + \bar{p}_t^- + P_d \cos(2\omega_1 t) + P_q \sin(2\omega_1 t)). \quad (3.73)$$

Fazendo  $V_{CC}^2 = y_o + 2y_1 \cos(2\omega_1 t) + 2y_2 \sin(2\omega_1 t)$  pode-se reescrever (3.73) na forma de espaço de estados conforme mostrado a seguir (YAZDANI; IRAVANI, 2006):

$$\begin{cases} \frac{dy_o}{dt} = \left(\frac{2}{C_{eq}}\right) P_{PV} - \left(\frac{2}{R_p C_{eq}}\right) y_o - \left(\frac{2}{C_{eq}}\right) \bar{p}_t^+ - \left(\frac{2}{C_{eq}}\right) \bar{p}_t^- \\ \frac{dy_1}{dt} = -\left(\frac{2}{R_p C_{eq}}\right) y_1 + 2\omega_1 y_2 - \left(\frac{1}{C_{eq}}\right) P_d \\ \frac{dy_2}{dt} = -2\omega_1 y_1 - \frac{2}{R_p C_{eq}} y_2 + \frac{1}{C_{eq}} P_q \end{cases}. \quad (3.74)$$

O sistema dado (3.74) descreve o comportamento dinâmico da tensão no barramento CC ao quadrado quando as tensões e correntes nos terminais CA do conversor estático possuem componentes de sequência positiva e negativa, na frequência fundamental.

### 3.4 CONCLUSÕES PARCIAIS

Neste capítulo foi apresentada a modelagem do sistema de geração disperso baseado em energia solar fotovoltaica. O modelo matemático para o painel fotovoltaico foi desenvolvido e os pontos principais de suas curvas características foram comparados com os fornecidos pela folha de dados. Equações diferenciais que regem a dinâmica do conversor fonte de tensão conectado à rede elétrica foram obtidas, tanto para entrada do VSC, lado CC, quanto para a saída, lado CA, em condições equilibradas e desequilibradas. Conceitos de potência instantânea foram introduzidos e derivados a partir do sistema de coordenadas  $abc$  para o sistema  $\alpha\beta$  e  $dq$ .

No próximo capítulo, o sistema de controle do SGD será desenvolvido.

## 4 PROJETO DOS CONTROLADORES DO SISTEMA DE GERAÇÃO FOTOVOLTAICO

### 4.1 INTRODUÇÃO

O aumento do número de sistemas de geração distribuídos conectados aos sistemas elétricos das concessionárias de energia elétrica, apesar de aumentar a oferta de energia, pode provocar instabilidades na rede elétrica se os SGD não forem controlados corretamente. As normas internacionais relacionadas a interconexão de SGD têm alertado para importância da continuidade da operação desses sistemas em casos de pequenos e breves distúrbios na rede. Desse modo, os algoritmos de sincronização e controle dos conversores eletrônicos, usados para processar a energia elétrica gerada nas fontes alternativas de energia, tem um papel fundamental neste cenário.

Os sistemas de controle dos conversores fonte de tensão conectados à rede elétrica podem ter seus objetivos divididos em dois grupos (BLAABJERG et al., 2006):

1. Controle das grandezas CC (terminais de entrada):
  - Extração da máxima potência ativa da fonte primária de energia (*e.g* painéis fotovoltaicos);
  - Proteção contra falhas CC.
2. Controle das grandezas CA (terminais de saída):
  - Sincronização;
  - Controle da potência ativa injetada no sistema CA;
  - Controle do fluxo de potência reativa entre o conversor e a rede elétrica;
  - Controle da tensão do barramento CC;
  - Redução da distorção harmônica das tensões e correntes sintetizadas nos terminais CA;
  - Proteção contra falhas CA.

Os itens listados anteriormente podem ser considerados exigências mínimas que o conversor de um SGD deve atender para poder ser conectado a uma rede elétrica básica. Adicionalmente, serviços auxiliares como regulação local de frequência e do nível de tensão, compensação de harmônicos ou filtragem ativa podem ser requeridos pela concessionária local.

## **4.2 ESTRUTURAS DOS CONTROLADORES DOS CONVERSORES ESTÁTICOS**

Várias estruturas de controle para sistemas conectados à rede já foram propostas e amplamente estudadas (TIMBUS et al., 2009) e (KATIRAEI et al., 2008). Uma das estruturas mais consagradas consiste em duas malhas em cascata. A malha interna, mais rápida, regula a corrente injetada na rede pelo conversor enquanto que a malha externa, mais lenta, controla a tensão no barramento CC do conversor estático (e conseqüentemente o fluxo da potência ativa) e o fluxo da potência reativa injetada no sistema elétrico (KATIRAEI et al., 2008).

A malha de corrente é responsável pela qualidade da energia fornecida pelo SGD e pela proteção contra curto circuitos. Portanto, a compensação de harmônicos e a rápida resposta dinâmica são propriedades importantes no controlador de corrente. O controlador da tensão no barramento CC e da potência reativa são projetados para balancear o fluxo de potência entre o SGD e a rede CA. Assim, usualmente, o projeto desse controlador têm como foco a estabilidade do sistema, possuindo uma dinâmica relativamente mais lenta quando comparado com o controlador anterior (BLAABJERG et al., 2006).

As estratégias de controle podem ser divididas em três grupos de acordo com o sistema de referência em que as mesmas são implementadas.

### **4.2.1 CONTROLE NO SISTEMA DE COORDENADAS NATURAL**

O controle no sistema de coordenadas natural ou coordenadas *abc* possui controladores individuais para a corrente de cada fase. Os diferentes tipos de conexões dos sistemas trifásicos, delta, estrela, com ou sem neutro isolado, é uma questão que deve ser cuidadosamente avaliada no projeto dos controladores.

Nas situações em que o neutro é isolado, as fases interagem entre si, assim, apenas dois controladores são necessários devido ao fato de que a terceira corrente pode ser

obtida através da lei de Kirchhoff para as correntes. Normalmente, o controle no sistema de referência natural é uma estrutura em que controladores não-lineares como histerese e *dead beat* são preferidos devido a sua dinâmica mais rápida.

#### **4.2.2 CONTROLE NO SISTEMA DE COORDENADAS ESTACIONÁRIAS**

No controle nas coordenadas estacionárias faz-se uso da transformada de Clarke para referenciar as correntes trifásicas de saída do conversor num sistema estacionário denominado  $\alpha\beta 0$ . Na ausência da sequência zero ocorre uma redução no número de variáveis controladas de três ( $i_a, i_b$  e  $i_c$ ) para duas ( $i_\alpha$  e  $i_\beta$ ). Como as variáveis de controle continuam sendo senoidais, o uso de controladores proporcional-integral (PI) convencionais não evita os erros de amplitude e fase das correntes de saída do conversor.

Neste caso, controladores proporcional ressonante (PR) e proporcional integral complexo (PCI) podem ser implementados para minimizar os erros de regime das grandezas CA (ZMOOD; HOLMES; BODE, 2001), (ZMOOD; HOLMES, 2003) e (GUO; WU, 2010).

#### **4.2.3 CONTROLE NO SISTEMA DE COORDENADAS SÍNCRONO**

Os controladores no sistema síncrono, também chamado de controle  $dq$ , utilizam da transformada de *Park* para referenciar as formas de onda senoidais de tensão e corrente num sistema de coordenadas ortogonais  $dq0$ , que gira em sincronismo com o vetor espacial das tensões trifásicas da rede CA. Neste sistema de coordenadas, as grandezas alternadas e as variáveis de controle possuem um comportamento estacionário, facilitando a implementação dos filtros e o projeto de controlares (KAZMIERKOWSKI; KRISHMAN; BLAABJERG, 2002). Nessa estratégia, controladores PI apresentam respostas dinâmicas satisfatórias.

De acordo com a modelagem matemática do conversor apresentada no Capítulo 3, os controladores do conversor empregados nesse trabalho serão baseados no sistema de coordenadas síncrono. Essa escolha irá facilitar o projeto dos mesmos a partir dos modelos matemáticos já desenvolvidos nos capítulos anteriores.

### **4.3 CIRCUITO DE SINCRONISMO**

A conexão de conversores estáticos aos SEP requer que as tensões e correntes sintetizadas pelo VSC sejam sincronizadas com os sinais da rede CA. Como exemplos

podem ser citadas as seguintes aplicações:

- Conversores que injetam energia proveniente de fontes alternativas na rede;
- Condicionadores ativos de potência também denominados filtros ativos (APF);
- Controladores de Sistemas Flexíveis de Transmissão em Corrente Alternada (do inglês, *Flexible AC Transmission System*) (FACTS), entre outros.

Nestas aplicações os sinais de frequência e fase de referência usados nos conversores são gerados a partir das medições das tensões e/ou correntes no PAC entre o conversor e a rede. Na maioria das vezes esses sinais contêm harmônicos gerados pelo próprio conversor estático. Adicionalmente, as tensões nos sistemas trifásicos podem conter desequilíbrios de sequência negativa e/ou zero que podem gerar erros nos sinais de sincronização (ROLIM; COSTAJR.; AREDES, 2006).

Nestes ambientes deve-se utilizar circuitos de sincronismo capazes rejeitar qualquer tipo de distúrbio indesejado, como harmônicos, desequilíbrios, etc. Essas características, juntamente com o custo e a simplicidade de implementação são importantes na escolha do esquema de sincronização que deverá ser utilizado (YAZDANI; BAKHSHAI; JAIN, 2009). Encontram-se na literatura propostas de diversas estruturas de sincronização, as quais podem ser separadas em três grandes grupos:

- i.* Algoritmos de filtragem (SVENSSON, 2001);
- ii.* Métodos baseados em circuitos PLL (ROLIM; COSTAJR.; AREDES, 2006), (SASSO et al., 2002), (LOPES; CARLETTI; BARBOSA, 2003), (CHUNG, 2000), (RODRIGUEZ et al., 2007), (TIMBUS et al., 2005), (KARIMI-GHARTEMANI; IRAVANI, 2004), (LIMONGI et al., 2007) e (MORENO et al., 2007);
- iii.* Métodos baseados em filtros notch e/ou filtros adaptativos (YAZDANI et al., 2009), (EREN; KARIMI-GHARTEMANI; BAKHSHAI, 2009).

A maior parte dos trabalhos citados acima são dedicados a investigação do desempenho de estruturas de sincronização baseadas em circuitos PLL. Devido aos resultados apresentados na literatura será usado, neste trabalho, um circuito PLL baseado no sistema de referência síncrono.

### 4.3.1 CIRCUITO PLL BASEADO NO SISTEMA DE COORDENADAS SÍNCRONO

O Circuito PLL Baseado no Sistema de Coordenadas Síncrono (do inglês, *Synchronous Reference Frame Phase-Locked Loop*) (SRF-PLL) utiliza os conceitos de transformação de coordenadas apresentada na Seção 3.3.1 para detectar e rastrear a frequência e o ângulo de fase de um conjunto de tensões ou correntes de um sistema elétrico trifásico.

Na Seção 3.3.1 foi mostrado que um conjunto de tensões equilibradas e simétricas, medidas no ponto de acoplamento comum do conversor do SGD, podem ser escritas nas coordenadas  $dq$  como se segue:

$$\begin{cases} v_{d,pac} = \hat{V}_{pac} \cos(\omega_1 t + \phi_{V_1} - \rho) \\ v_{q,pac} = \hat{V}_{pac} \sin(\omega_1 t + \phi_{V_1} - \rho) \end{cases}, \quad (4.1)$$

onde  $\hat{V}_{pac}$ ,  $\omega_1$  e  $\phi_{V_1}$  são a amplitude em (V), a frequência angular em (rad/s) e o ângulo de fase em (rad) da componente fundamental da tensão do sistema no PAC, respectivamente;  $\rho = (\omega t + \phi)$  sendo  $\omega$  e  $\phi$  a frequência angular em (rad/s) e o ângulo de fase em (rad) do sistema de coordenadas ortogonais  $dq$ , respectivamente.

De (4.1) tem-se que  $v_{d,pac} = \hat{V}_{pac}$  e  $v_{q,pac} = 0$  quando  $\rho = (\omega_1 t + \phi_{V_1})$ . Baseado nesta observação pode-se projetar um controlador que ajusta o ângulo  $\rho$  do sistema de coordenadas ortogonais para fazer com que a variável  $v_{q,pac}$  seja nula em regime permanente.

Na Figura 16 é mostrado o diagrama de blocos de uma estrutura capaz de realizar o ajuste mencionado anteriormente. Este circuito é denominado como SRF-PLL.

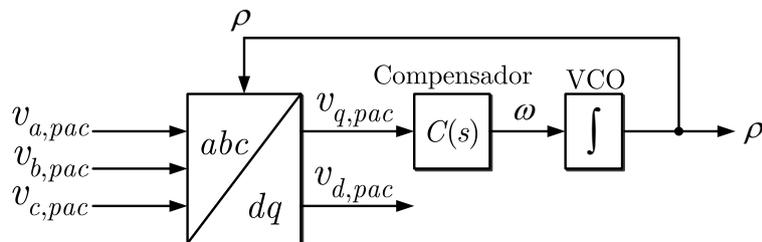


Figura 16: Diagrama esquemático do SRF-PLL.

Baseado nesta figura pode-se escrever a seguinte relação:

$$\omega = \frac{d\rho}{dt} = C(p)v_{q,pac}, \quad (4.2)$$

em que  $\omega$  é a frequência rastreada pelo SRF-PLL,  $C(p)$  é uma função linear (compensador) e  $p = d(\cdot)/dt$  é o operador diferencial.

Substituindo a expressão de  $v_{q,pac}$  dada em (4.1) em (4.2) tem-se:

$$\frac{d\rho}{dt} = C(p)\hat{V}_{pac} \sin(\omega_1 t + \phi_{V_1} - \rho). \quad (4.3)$$

A equação (4.3) descreve um sistema com dinâmica não linear que sincroniza o ângulo  $\rho$  com o argumento  $(\omega_1 t + \phi_{V_1})$  das tensões no PAC (YAZDANI; IRAVANI, 2010) e (CHUNG, 2000).

Quando  $\rho \approx (\omega_1 t + \phi_{V_1})$  tem-se que o argumento da função senoidal anterior se torna muito pequeno e (4.3) pode ser reescrita como:

$$\frac{d\rho}{dt} = C(p)\hat{V}_{pac}(\omega_1 t + \phi_{V_1} - \rho), \quad (4.4)$$

A equação (4.4) fornece a dinâmica do sistema de sincronismo proposto, obtido a partir da linearização de (4.3), e pode ser reescrita na forma de diagrama de blocos conforme mostrado na Figura 17.

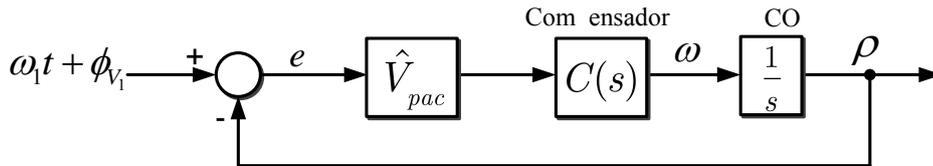


Figura 17: Modelo linear do SRF-PLL trifásico.

A função de transferência de malha fechada do sistema da Figura 17 é dada por:

$$M_{f,PLL}(s) = \frac{P(s)}{\Theta_1(s)} = \frac{C(s)\hat{V}_{pac}}{s + C(s)\hat{V}_{pac}}, \quad (4.5)$$

em que  $\Theta_1(s)$  e  $P(s)$  são as transformadas de Laplace de  $\theta_1 = (\omega_1 t + \phi_{V_1})$  e  $\rho$ , respectivamente.

No projeto do compensador ou filtro  $C(s)$  deve-se buscar um bom compromisso entre a filtragem do sinal amostrado e a estabilidade do sistema (CHUNG, 2000). Neste

trabalho optou-se por um controlador PI cuja função de transferência é dada por:

$$C(s) = k_{p,PLL} \cdot \left( \frac{1 + s\tau_{PLL}}{s\tau_{PLL}} \right), \quad (4.6)$$

onde  $k_{p,PLL}$  e  $\tau_{PLL}$  representam o ganho e a constante de tempo do controlador, respectivamente.

Substituindo (4.6) em (4.5) pode-se reescrever a função de transferência de malha fechada do circuito de sincronismo como se segue:

$$M_{f,PLL}(s) = \frac{k_{p,PLL} \left( \frac{1+s\tau_{PLL}}{s\tau_{PLL}} \right) \hat{V}_{pac}}{s + k_{p,PLL} \left( \frac{1+s\tau_{PLL}}{s\tau_{PLL}} \right) \hat{V}_{pac}}, \quad (4.7)$$

que reescrita na forma canônica

$$H(s) = \frac{2\xi\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2}, \quad (4.8)$$

fornece,

$$\omega_n = \sqrt{\frac{k_{p,PLL} \cdot \hat{V}_{pac}}{\tau_{PLL}}}, \quad (4.9)$$

e,

$$\xi = \frac{k_{p,PLL} \cdot \hat{V}_{pac}}{2\omega_n} = \frac{\sqrt{\tau_{PLL} \cdot k_{p,PLL} \cdot \hat{V}_{pac}}}{2}, \quad (4.10)$$

onde  $\xi$  e  $\omega_n$  são respectivamente o fator de amortecimento e a frequência de corte da função de transferência do PLL.

No projeto do compensador  $C(s)$  é interessante ter um bom desempenho dinâmico no processo de sincronização do sinal de entrada além de garantir uma boa característica de filtragem para o PLL. Contudo, estes dois requerimentos não podem ser satisfeitos simultaneamente.

Um bom compromisso entre as duas características anteriormente citadas pode ser conseguido utilizando o método de *Wiener* (GARDNER, 1979) e (CHUNG, 2000). Deste modo, escolhendo o fator de amortecimento igual a  $\xi = \sqrt{2}$ , pode-se determinar a faixa de passagem do controlador utilizando informações da frequência do sinal de entrada.

Entretanto, em situações em que as tensões de alimentação possuem desequilíbrios ou harmônicos, o ângulo detectado pelo circuito do SRF-PLL apresenta oscilações. No caso de desequilíbrio a tensão de eixo em quadratura de sequência positiva  $v_{q,pac}^+$  oscila com uma frequência de  $2\omega_1$ , como descrito pela equação (3.36). Neste cenário, para evitar que essa oscilação seja transferida para o ângulo  $\rho$ , rastreado pelo PLL, pode-se reduzir a faixa de passagem do compensador. Essa redução, por sua vez, irá implicar em um maior tempo de resposta do PLL, ou seja, o sistema não fornece um sinal de sincronismo rapidamente e ainda pode haver um erro no ângulo rastreado. Como alternativa para contornar esses problemas novas técnicas e algoritmos, baseados na estrutura convencional do SRF-PLL, foram desenvolvidas.

A Tabela 7 apresentada o resultado de uma análise realizada por Limongi et al. (2007) do desempenho de algumas das principais estruturas de PLL. Neste trabalho foram investigados as características básicas: (i) rejeição de distorções, (ii) robustez em casos de desbalanço, (iii) detecção da amplitude da sequência positiva e (iv) simplicidade estrutural, de cinco estruturas de circuitos PLL: (a) SRF-PLL (KAURA; BLASKO, 1997), (b) Circuito de Sincronismo com Duplo Sistema de Coordenadas Síncrono (do inglês, *Double Synchronous Reference Frame PLL*) (DSRF-PLL) (RODRIGUEZ et al., 2007), (c) Circuito PLL Baseado no Sistema de Coordenadas Síncrono com Filtro de Sequência Positiva (do inglês, *Synchronous Reference Frame PLL with Positive Sequence Filter*) (PSF-PLL) (YUAN et al., 2002), (d) Circuito PLL Baseado no Sistema de Coordenadas Síncrono com Integrador de Senoidal (do inglês, *Synchronous Reference Frame PLL with Sinusoidal Signal Integrator*) (SSI-PLL) (BOJOI et al., 2005) e (e) Circuito de Sincronismo com Integrador Generalizado de Segunda Ordem Duplo (do inglês, *Double Second Order Generalized Integrator PLL*) (DSOGI-PLL) (RODRIGUEZ et al., 2006). Os símbolos de “+” e “-” indicam melhor ou pior desempenho da estrutura avaliada.

Tabela 7: Comparação entre os tipos de PLLs

Características investigadas	Estrutura do PLL				
	SRF	DSRF	PSF	SSI	DSOGI
Rejeição de harmônicos	-	-	+	+	+
Robutez frente ao desbalanço	-	+	+	+	+
Deteção de seq. positiva	-	+	+	-	+
Simplicidade estrutural	+	-	-	+	+

Como pode-se notar o DSOGI-PLL é a estrutura de PLL que apresentou desempenho superior em todas as características investigadas. Desse modo, além da calcular

precisamente o ângulo e a amplitude da componente fundamental de sequência positiva e negativa das tensões trifásicas, fato que será de grande importância no controle do conversor, o DSOGI-PLL é fácil de ser implementado digitalmente em um Processador Digital de Sinal (do inglês, *Digital Signal Processor*) (DSP). Devido as vantagens apresentadas, o circuito sincronismo DSOGI-PLL será empregado neste trabalho.

#### 4.3.2 CIRCUITO DE SINCRONISMO COM INTEGRADOR GENERALIZADO DE SEGUNDA ORDEM DUPLO (DSOGI-PLL)

O DSOGI-PLL é uma estrutura de sincronismo baseada no Integrador Generalizado de Segunda Ordem (do inglês, *Second Order Generalized Integrator*) (SOGI) utilizada para filtrar e gerar sinais em quadratura. Esses sinais são utilizados como entrada de um detector de sequência positiva e negativa nas coordenadas  $\alpha\beta$  baseado no método de componentes simétricas instantâneas.

Após a extração, a sequência positiva das tensões, nas coordenadas  $\alpha\beta$ , são transformadas para o sistema de referência  $dq$  e um circuito SRF-PLL é empregado para rastrear o ângulo de sequência positiva da componente fundamental das tensões e tornar o sistema adaptativo em frequência (RODRIGUEZ et al., 2006).

As componentes instantâneas de sequência positiva  $\mathbf{v}_{abc}^+$  e negativa  $\mathbf{v}_{abc}^-$  de um vetor genérico de tensões desequilibradas podem ser representadas como:

$$\mathbf{v}_{abc}^+ = \begin{bmatrix} v_a^+ & v_b^+ & v_c^+ \end{bmatrix}' = [\mathbf{T}^+] \mathbf{v}_{abc}, \quad (4.11)$$

e,

$$\mathbf{v}_{abc}^- = \begin{bmatrix} v_a^- & v_b^- & v_c^- \end{bmatrix}' = [\mathbf{T}^-] \mathbf{v}_{abc}, \quad (4.12)$$

onde

$$[\mathbf{T}^+] = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ a^2 & 1 & a \\ a & a^2 & 1 \end{bmatrix}, \quad (4.13)$$

$$[\mathbf{T}^-] = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a^2 & a \\ a & 1 & a^2 \\ a^2 & a & 1 \end{bmatrix}, \quad (4.14)$$

sendo,  $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$  um operador de deslocamento de fase.

O vetor de tensões desequilibradas pode também ser reescrito num sistema de coordenadas  $(\alpha\beta)$  utilizando a transformação de *Clarke* como mostrado a seguir:

$$\mathbf{v}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \end{bmatrix}' = [\mathbf{T}_{\alpha\beta}] \mathbf{v}_{abc}, \quad (4.15)$$

onde

$$[\mathbf{T}_{\alpha\beta}] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}, \quad (4.16)$$

e,

$$[\mathbf{T}_{\alpha\beta}]^{-1} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}. \quad (4.17)$$

Desse modo, as componentes de sequência positiva e negativa podem ser calculadas nas coordenadas  $\alpha\beta$  como se segue:

$$\mathbf{v}_{\alpha\beta}^+ = [\mathbf{T}_{\alpha\beta}] \mathbf{v}_{abc}^+ = [\mathbf{T}_{\alpha\beta}] [\mathbf{T}_+] [\mathbf{T}_{\alpha\beta}]^{-1} \mathbf{v}_{\alpha\beta} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -q \\ q & 1 \end{bmatrix} \mathbf{v}_{\alpha\beta}, \quad (4.18)$$

e,

$$\mathbf{v}_{\alpha\beta}^- = [\mathbf{T}_{\alpha\beta}] \mathbf{v}_{abc}^- = [\mathbf{T}_{\alpha\beta}] [\mathbf{T}_-] [\mathbf{T}_{\alpha\beta}]^{-1} \mathbf{v}_{\alpha\beta} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & q \\ -q & 1 \end{bmatrix} \mathbf{v}_{\alpha\beta}, \quad (4.19)$$

onde  $q = e^{-j\frac{\pi}{2}}$  é um operador de deslocamento de fase no domínio do tempo.

O atraso no tempo introduzido pelo operador  $q$  é definido dinamicamente de acordo com a frequência fundamental do sinal de entrada (RODRIGUEZ et al., 2006). Através desse operador é obtido uma forma de onda em quadratura ( $90^\circ$  atrasada) em relação ao sinal original.

Há na literatura vários métodos propostos para gerar sinais em quadratura. Como muitos desses métodos não são adaptativos, erros da estimação das componentes de sequência são introduzidos. Por outro lado existem métodos que não são aptos a bloquear harmônicos presentes no sinal de entrada.

No intuito de contornar essas limitações foi proposto por Karimi-Ghartemani e Iravani (2004) uma estrutura de um Circuito de Sincronismo Melhorado (do inglês, *Enhanced Phase-Locked Loop*) (EPLL) monofásico. O EPLL é na realidade um filtro notch adaptativo projetado para minimizar o produto de dois sinais em quadratura, cuja frequência central varia com a frequência fundamental da rede elétrica. Para simplificar o esquema de detecção Rodriguez et al. (2006) propuseram a utilização de um integrador generalizado de segunda ordem (SOGI) cujo diagrama de blocos é mostrado na Figura 18.

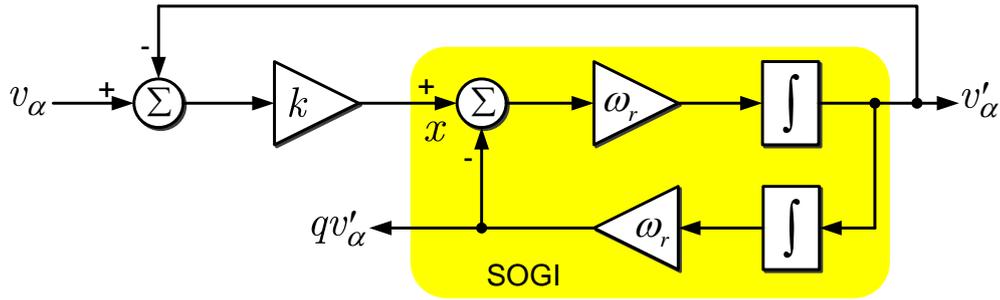


Figura 18: Estrutura do filtro passa-faixa baseada na implementação do SOGI (SOGI-BPF).

A função de transferência do SOGI é dada por:

$$S(s) = \frac{v'_\alpha(s)}{x(s)} = \frac{\omega_r s}{s^2 + \omega_r^2}, \quad (4.20)$$

em que  $x$ ,  $v'_\alpha$  e  $\omega_r$  são os sinais de entrada e saída e a frequência de ressonância do integrador generalizado de segunda ordem, respectivamente.

O diagrama de malha fechada mostrado na Figura 18 da origem a um filtro passa banda (do inglês, *Band-Pass Filter*) (BPF) de segunda ordem, cujas funções de transferência são dadas por:

$$V(s) = \frac{v'_\alpha(s)}{v_\alpha(s)} = \frac{k\omega_r s}{s^2 + k\omega_r s + \omega_r^2}, \quad (4.21)$$

$$Q(s) = \frac{qv'_\alpha(s)}{v_\alpha(s)} = \frac{k\omega_r^2}{s^2 + k\omega_r s + \omega_r^2}. \quad (4.22)$$

O fator de amortecimento de (4.21) e (4.22) está diretamente relacionado com o valor adotado para o ganho  $k$ .

A estrutura ilustrada na Figura 18 exibe características interessantes que a faz

apropriada para a caracterização da tensão da rede (RODRIGUEZ et al., 2007), como:

- Se  $\omega_r$  e  $k$  forem propriamente escolhidos,  $v'_\alpha$  será praticamente senoidal e igual a componente fundamental de  $v_\alpha$ ;
- O sinal  $qv'_\alpha$  será a versão de fase em quadratura do sinal  $v_\alpha$  ( $90^\circ$  atrasado), que é muito útil na detecção das componentes simétricas de sistemas trifásicos;
- A frequência de ressonância pode ser ajustada através de um circuito de sincronismo, tornando o sistema adaptativo em frequência.

Nas Figuras 19 e 20 são mostrados os diagrama de Bode para diferentes valores do ganho  $k$  das funções de transferência (4.21) e (4.22). Nota-se que quanto menor o valor da constante  $k$ , mais seletiva é a resposta do filtro. Por outro lado, maior será o transitório de estabilização. Uma resposta criticamente amortecida pode ser obtida para quando  $k = \sqrt{2}$ . Este valor de ganho resulta em uma escolha interessante em termos do tempo de estabilização e limitação de sobre sinal (RODRIGUEZ et al., 2006).

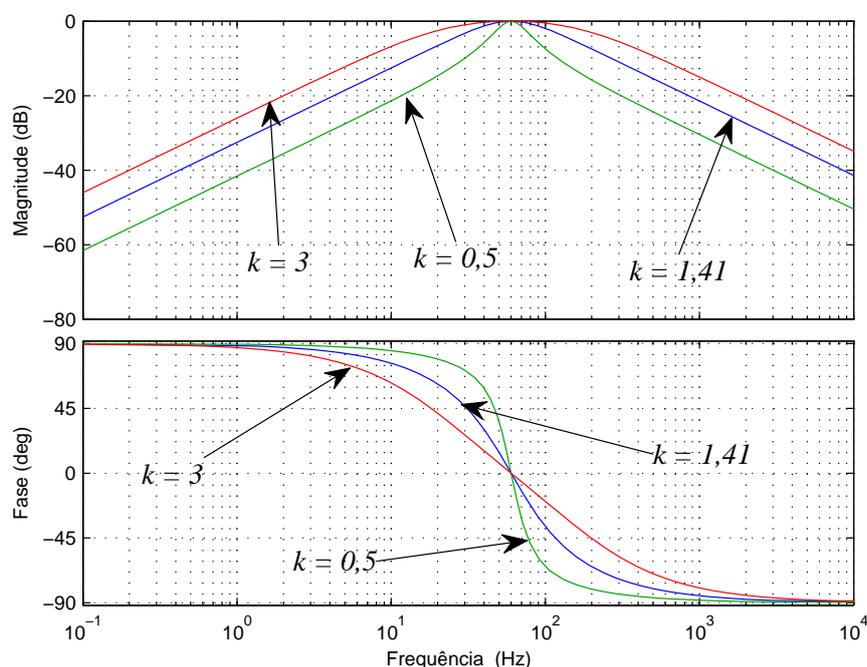


Figura 19: Diagrama de Bode da função de transferência de malha fechada de  $V(s)$ .

Após os sinais serem filtrados pelos SOGI-BPF, os mesmos podem ser utilizados na detecção das componentes de sequência positiva e negativa da tensão medida. A estrutura básica utilizada para este fim está mostrada na forma de diagrama de blocos na Figura 21.

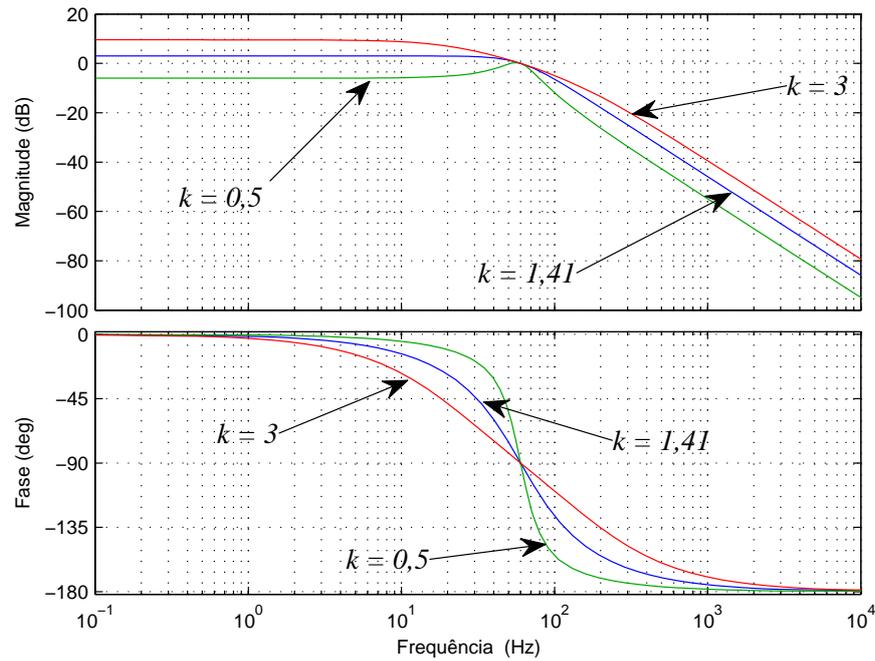


Figura 20: Diagrama de Bode da função de transferência de malha fechada de  $Q(s)$ .

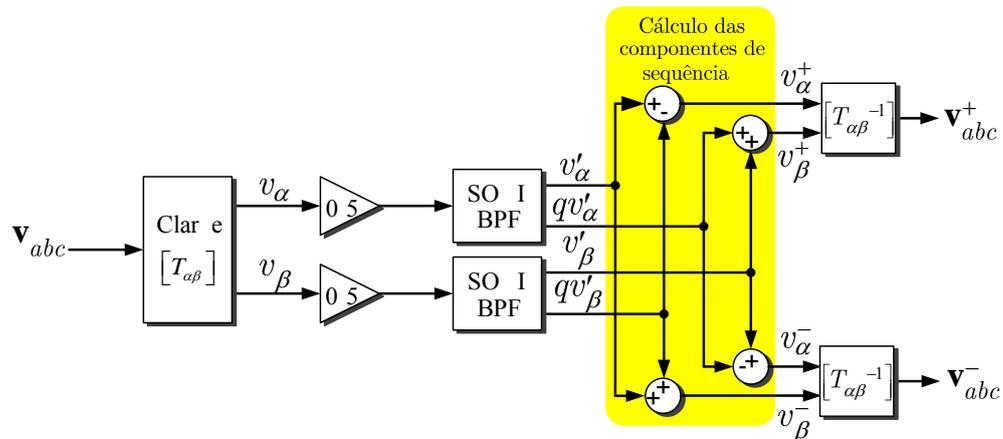


Figura 21: Detector de seqüência baseado no SOGI-BPF.

O funcionamento do sistema de estimação das componentes de seqüência se dá da seguinte forma: as tensões de fase medidas sofrem uma transformação de *Clarke*, gerando duas componentes em quadratura  $v_\alpha$  e  $v_\beta$  que são as entradas dos blocos de filtros SOGI passa banda. A entrada  $v_\alpha$  dá origem à dois sinais de saída filtrados, um em fase  $v'_\alpha$  e outro em quadratura  $qv'_\alpha$ . O mesmo ocorre com a entrada  $v_\beta$ , que dá origem à  $v'_\beta$  e  $qv'_\beta$ . Com simples operações matemáticas (adição e subtração), essas variáveis podem ser utilizadas para obter as componentes de seqüência positiva e negativa como ilustrado na Figura 21.

Rodriguez et al. (2006) mostrou que a relação entre o vetor de saída  $\mathbf{v}_\alpha^+$  e o vetor de entrada  $\mathbf{v}_\alpha^n$  é dada por:

$$\mathbf{v}_\alpha^+ = \mathbf{P}^n \mathbf{v}_\alpha^n, \quad (4.23)$$

onde,

$$|\mathbf{P}^n| = \left( \frac{k\omega_r}{2} \right) \sqrt{\frac{(n\omega_1 + \omega_r)^2}{(kn\omega_1\omega_r)^2 + (n^2\omega_1^2 - \omega_r^2)^2}}, \quad (4.24)$$

e,

$$\angle \mathbf{P}^n = \text{sinal}(n) \tan^{-1} \left( \frac{\omega_r^2 - n^2\omega_1^2}{kn\omega_1\omega_r^2} \right) - \left( \frac{\pi}{2} \right) (1 - \text{sinal}(n^2\omega_1 + n\omega_r)), \quad (4.25)$$

sendo  $k$ ,  $\omega_r$  e  $\omega_1$ , uma constante relacionada com o fator de amortecimento, a frequência de ressonância do SOGI e a frequência fundamental da rede, respectivamente. A variável inteira  $n$  é usada para representar a ordem do  $n$ -ésimo harmônico de  $v_\alpha$  e seu sinal, positivo ou negativo, usado para representar as componentes de sequência, positiva ou negativa, respectivamente.

De posse das relações (4.23), (4.24) e (4.25) pode-se construir o gráfico da Figura 22 com a resposta em frequência normalizada do bloco SOGI-BPF, para  $k = \sqrt{2}$ . A análise das curvas mostradas permite concluir que o sistema age como um filtro passa baixas para a componente sequência positiva e como um filtro rejeita faixa (ou *notch*) para a componente de sequência negativa da tensão de entrada.

Um segundo aspecto interessante é que as componentes harmônicas presentes no sinal de entrada tem suas amplitudes atenuadas. Esta característica torna o esquema de detecção mais robusto frente a distorções da tensão da rede. Uma resposta em frequência idêntica pode ser obtida para a tensão  $v_\beta$ . Já para o bloco de detecção das componentes de sequência negativa, as curvas de resposta em frequência são invertidas, ou seja, o sistema age como um filtro passa baixas para a componente sequência negativa e como um filtro rejeita faixa para a componente de sequência positiva da tensão de entrada.

Após a separação das componentes de sequência nas coordenadas  $\alpha\beta$ , as mesmas são referenciadas nas coordenadas  $dq$  utilizando um SRF-PLL que fornece o ângulo

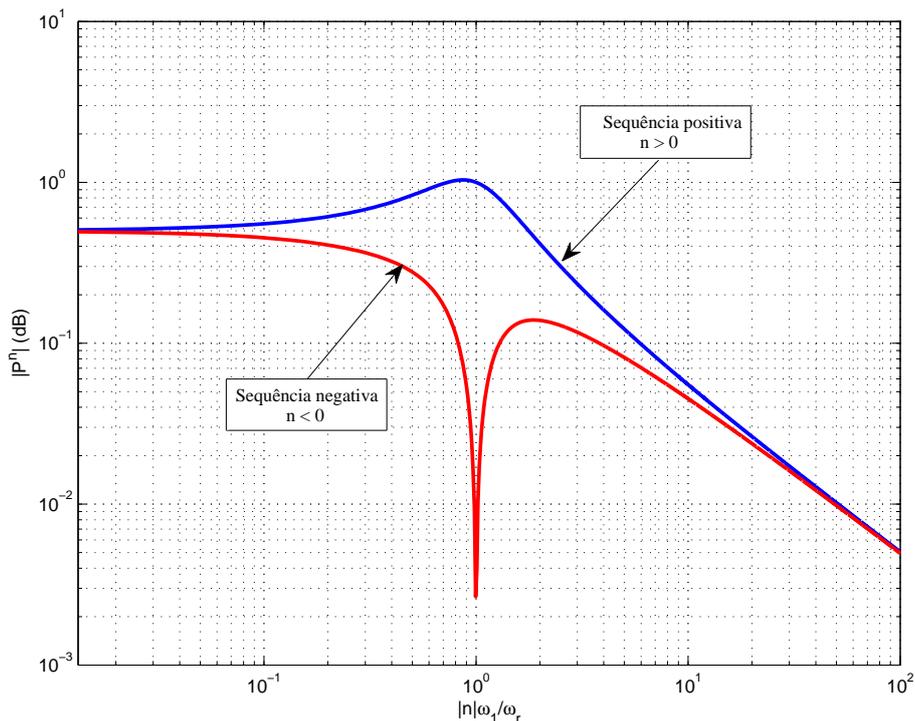


Figura 22: Resposta em frequência do detector de sequência positiva.

$\rho$  para a transformação. A frequência  $\omega$  estimada da rede realimenta os blocos dos filtros passa-banda, tornando o sistema adaptativo em frequência, como ilustrado na Figura 23.

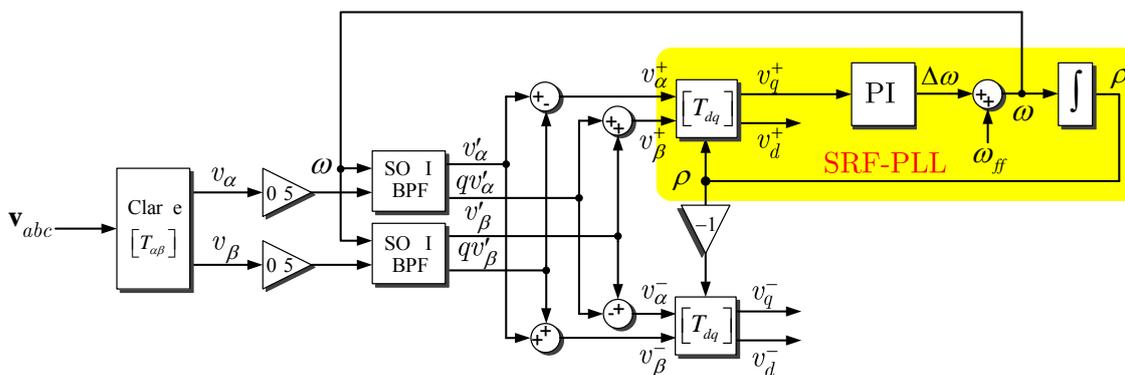


Figura 23: Diagrama de blocos do DSOGI-PLL.

O sinal  $\omega_{ff}$  foi adicionado no diagrama de blocos do SRF-PLL da Figura 23 para acelerar o processo de estimação da frequência rastreada.

#### 4.4 MODULAÇÃO VETORIAL

A Modulação por Largura de Pulso (do inglês, *Pulse Width Modulation*) (PWM) é uma estratégia usada para controlar as tensões e correntes de saída dos conversores estáticos. Dentre as características desejadas para esse esquema de chaveamento pode-se citar (KAZMIERKOWSKI; KRISHMAN; BLAABJERG, 2002):

- Grande intervalo de operação linear;
- Número mínimo de chaveamento para reduzir as perdas por comutação;
- Conteúdo mínimo de harmônicos na tensão e na corrente, evitando perdas adicionais e ruído na carga;
- Eliminação de harmônicos de baixa frequência;
- Operação na região de sobre-modulação (*overmodulation*) incluindo onda quadrada.

Adicionalmente, inclui-se

- Simplificação, devido ao fato de que, normalmente, a modulação é a parte do algoritmo de controle que consome maior tempo de processamento;
- Redução do ruído acústico;
- Redução da tensão de modo comum.

Historicamente, a modulação por largura de pulso senoidal (do inglês, *Sinusoidal Pulse Width Modulation*) (SPWM) é baseada na modulação de sinais de referência senoidais por uma portadora triangular de alta frequência (SCHRUNUNG; STEMMLER, 1964). Apesar de ser uma estratégia muito simples de ser implementada com circuitos analógicos, o desenvolvimento e a redução dos custos dos microprocessadores e processadores digitais de sinais propiciou o desenvolvimento da modulação vetorial (do inglês, *Space Vector Modulation*) (SVM) proposta por Pfaff, Weschta e Wick (1984) e com desenvolvimentos adicionais por Broeck, Skudelny e Stanke (1988). Nos dias atuais esta estratégia de chaveamento se tornou uma técnica básica para controlar os estados dos interruptores semicondutores de conversores estáticos trifásicos.

A modulação PWM vetorial permite não apenas otimizar os chaveamentos dos interruptores semicondutores dos conversores estáticos como também aumenta o fator

de utilização dos semicondutores, fornecendo tensões com amplitudes mais elevadas quando comparada com aquelas geradas com a estratégia SPWM (BUSO; MATTAVELLI, 2006).

Para entender a modulação vetorial, considere o circuito da Figura 14, em que o terminal negativo do capacitor (N) é usado como referência. Observando o ramo de cada fase do inversor pode-se concluir que as tensões terminais de cada fase do conversor podem assumir apenas dois valores,  $+V_{CC}$  ou *zero*, para a chave superior ou inferior fechada, respectivamente. Esta característica possibilita denominar o conversor estático trifásico em ponte completa da Figura 14 como conversor de dois níveis.

A partir das tensões discretas sintetizadas pelo conversor pode-se construir um vetor ou fasor espacial, semelhante aquele desenvolvido no Capítulo 2 para modelar o conversor do sistema fotovoltaico, com a diferença que aqui esse fasor ou vetor espacial poderá ocupar apenas posições no espaço conforme mostrado na Figura 24.

Da observação dos estados dos interruptores, e vetores espaciais correspondentes, mostrados na Figura 24 pode-se notar que existem dois estados que correspondem a vetores nulos (Figuras 24(g) e (h)). Em Buso e Mattavelli (2006) é mostrado que estes dois estados são fundamentais para reduzir a ondulação da corrente CA fornecida pelo conversor.

Na Tabela 8 são apresentados os valores das tensões terminais, das tensões de linha e os vetores espacial do conversor. As funções  $S_a$ ,  $S_b$  e  $S_c$  são usadas para indicar o *status* dos interruptores de cada braço do conversor estático. Assim quando  $S_a = 1$  tem-se que o interruptor superior está fechado enquanto  $S_a = 0$  indica o interruptor inferior fechado.

Tabela 8: Padrão de chaveamento e tensões terminais e de linha instantâneas resultantes

Estado	Status das chaves			Tensões terminais			Tensões de linha			Vetor espacial
	$S_a$	$S_b$	$S_c$	$v_{aN}$	$v_{bN}$	$v_{cN}$	$v_{ab}$	$v_{bc}$	$v_{ca}$	
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	$V_{000}$
1	1	0	0	$V_{CC}$	0	0	$+V_{CC}$	0	$-V_{CC}$	$V_{100}$
2	1	1	0	0	$V_{CC}$	$V_{CC}$	0	$+V_{CC}$	$-V_{CC}$	$V_{110}$
3	0	1	0	0	$V_{CC}$	0	$-V_{CC}$	$+V_{CC}$	0	$V_{010}$
4	0	1	1	0	$V_{CC}$	$V_{CC}$	$-V_{CC}$	0	$+V_{CC}$	$V_{011}$
5	0	0	1	0	0	$V_{CC}$	0	$-V_{CC}$	$+V_{CC}$	$V_{001}$
6	1	0	1	$V_{CC}$	0	$V_{CC}$	$+V_{CC}$	$-V_{CC}$	0	$V_{101}$
7	1	1	1	$V_{CC}$	$V_{CC}$	$V_{CC}$	0	0	0	$V_{111}$

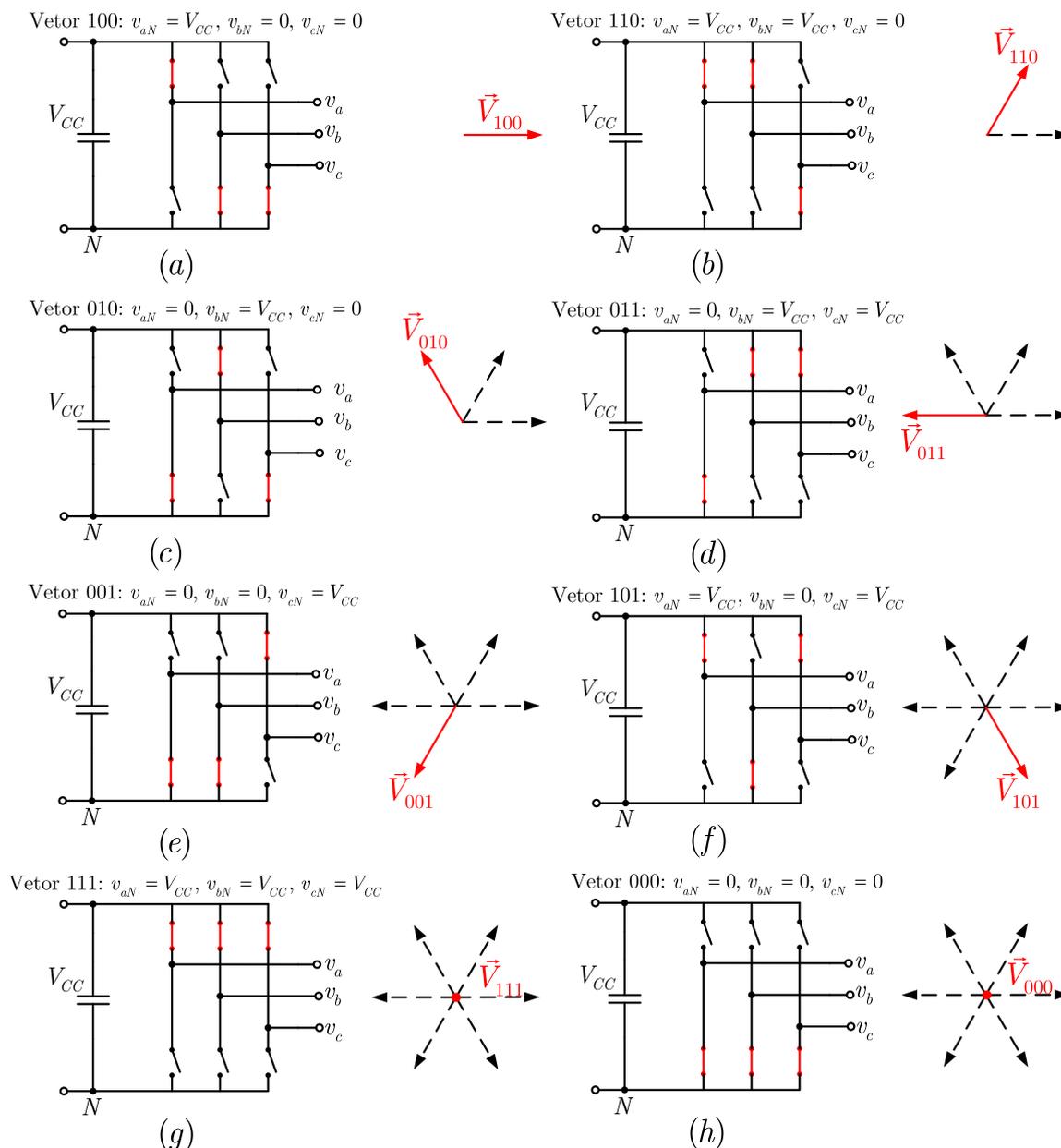


Figura 24: Estados dos interruptores do conversor trifásico e vetores espaciais de tensão correspondentes.

Dos vetores espaciais mostrados na Figura 24 (a)-(h) pode-se dividir o espaço vetorial das tensões de saída do conversor em seis setores idênticos conforme mostrado na Figura 25. Nesse espaço as seguintes condições de operação deverão ser sempre obedecidas:

$$\begin{cases} \vec{V}_{100} = -\vec{V}_{011} \\ \vec{V}_{110} = -\vec{V}_{001} \\ \vec{V}_{010} = -\vec{V}_{101} \\ \vec{V}_{100} + \vec{V}_{010} + \vec{V}_{001} = 0 \\ \vec{V}_{000} = \vec{V}_{111} = 0 \end{cases} \quad (4.26)$$

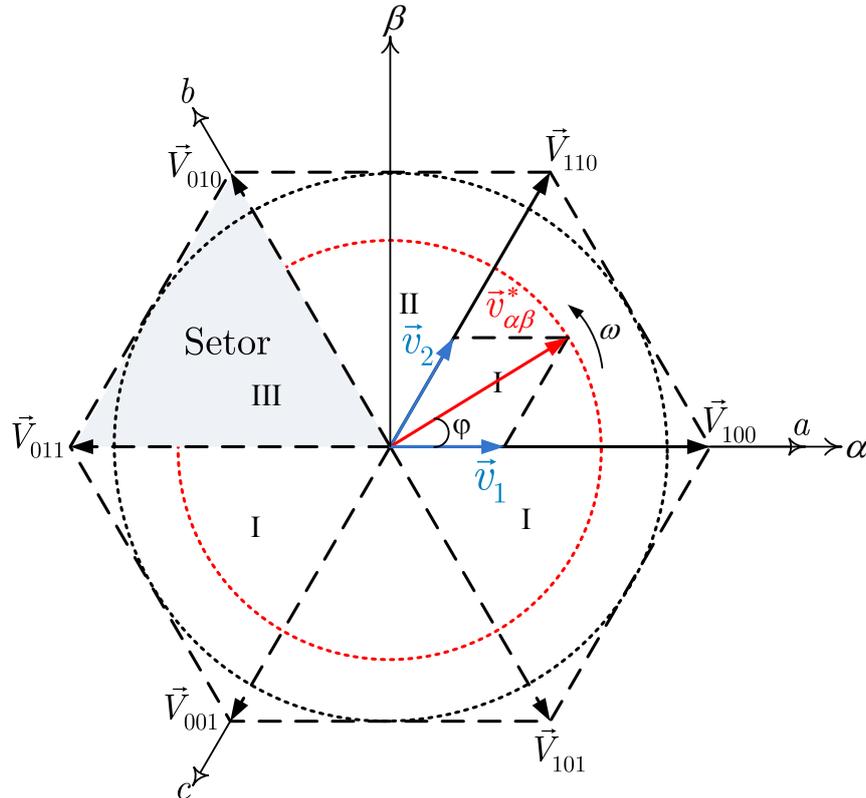


Figura 25: Espaço vetorial formado pelos vetores espaciais do conversor estático.

Considerando o intervalo de tempo  $T_s$  como sendo o período de chaveamento do conversor, tem-se que o vetor de referência  $\vec{v}_{\alpha\beta}^*$  da Figura 25 pode ser escrito como uma combinação linear de todos os vetores espaciais gerados pelo VSC. Desse modo pode-se escrever:

$$\vec{v}_{\alpha\beta}^* = \delta_{000}\vec{V}_{000} + \delta_{100}\vec{V}_{100} + \delta_{110}\vec{V}_{110} + \delta_{010}\vec{V}_{010} + \delta_{011}\vec{V}_{011} + \delta_{001}\vec{V}_{001} + \delta_{101}\vec{V}_{101} + \delta_{111}\vec{V}_{111}, \quad (4.27)$$

em que  $\delta_{xyz}$  é a fração do período de chaveamento  $T_s$  e  $xyz$  são os estados dos braços  $a$ ,  $b$  e  $c$  do conversor respectivamente. Sabendo que o período em que os vetores serão sintetizados é dado por

$$T_{xyz} = \delta_{xyz} \cdot T_s. \quad (4.28)$$

Assim, para garantir que a estratégia de modulação vetorial opere na sua região linear, de (4.27) pode-se concluir que o somatório dos períodos de cada vetor deve ser igual ao período de chaveamento do conversor, ou seja:

$$T_{000} + T_{100} + T_{110} + T_{010} + T_{011} + T_{001} + T_{101} + T_{111} = T_s. \quad (4.29)$$

Apesar de em (4.27) o vetor espacial de tensão  $\vec{v}_{\alpha\beta}^*$  ter sido escrito em função dos oito vetores espaciais possíveis de serem gerados pelo conversor trifásico, esta opção não é a melhor. Para diminuir o número de comutações e otimizar a utilização dos interruptores semicondutores é mais interessante utilizar os dois vetores adjacentes ao vetor de referência  $\vec{v}_{\alpha\beta}^*$  que se deseja sintetizar juntamente com os dois vetores nulos  $V_{000}$  e  $V_{111}$ , conforme mostrado na Figura 26. Desse modo, pode-se então escrever:

$$\vec{v}_{\alpha\beta}^* = \vec{v}_0 + \vec{v}_1 + \vec{v}_2 + \vec{v}_3, \quad (4.30)$$

ou ainda,

$$\vec{v}_{\alpha\beta}^* = \delta_1 \vec{V}_{000} + \delta_1 \vec{V}_{100} + \delta_2 \vec{V}_{110} + \delta_3 \vec{V}_{111}, \quad (4.31)$$

em que

$$\begin{cases} \delta_1 = \frac{|\vec{v}_1|}{|\vec{V}_{100}|} \\ \delta_2 = \frac{|\vec{v}_2|}{|\vec{V}_{110}|} \\ \delta_0 + \delta_1 + \delta_2 + \delta_3 = 1 \end{cases}, \quad (4.32)$$

e

$$\begin{cases} T_1 = \delta_1 \cdot T_s \\ T_2 = \delta_2 \cdot T_s \\ T_0 + T_3 = T_s - T_1 - T_2 \end{cases}. \quad (4.33)$$

A amplitude máxima  $V_{\max}$  que o vetor de referência  $\vec{v}_{\alpha\beta}^*$  pode assumir na região linear é igual ao raio da circunferência que tangencia o hexágono, como ilustrado na Figura 26. Esse valor limite é dado por

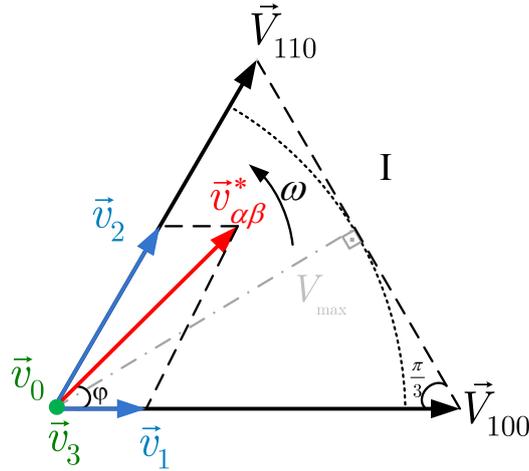


Figura 26: Decomposição do vetor de referência nos vetores adjacentes mais próximos.

$$V_{\max} = \left| \vec{V}_{100} \right| \cos(60^\circ), \quad (4.34)$$

em que

$$\left| \vec{V}_{100} \right| = \left( \frac{2}{3} \right) \left| (v_a e^{j0} + v_b e^{j2\pi/3} + v_b e^{j2\pi/3}) \right| = \left( \frac{2}{3} \right) |V_{CC} + 0 + 0|. \quad (4.35)$$

Que resulta,

$$\left| \vec{V}_{100} \right| = \frac{2}{3} V_{CC}. \quad (4.36)$$

Substituindo (4.36) em (4.34) tem-se que:

$$V_{\max} = \frac{2\sqrt{3}}{3} \left( \frac{V_{CC}}{2} \right). \quad (4.37)$$

A equação (4.37) mostra que a aplicação da modulação vetorial proporciona um ganho de 15 % na componente fundamental da tensão máxima de saída quando comparada com a componente fundamental da tensão gerada quando o esquema de modulação senoidal (SPWM) é usado (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 1995) e (BUSO; MATTAVELLI, 2006).

Comparando-se ainda, a amplitude máxima do vetor de saída com a amplitude da componente fundamental da onda quadrada de saída do conversor  $\hat{V}_{1,quad} = 2V_{CC}/\pi$  (BOSE, 2002), pode-se definir um fator de modulação modificado

$$m'_{SVM} = \frac{V_{\max}}{\hat{V}_{1,quad}} = \frac{\frac{2\sqrt{3} V_{CC}}{3 \cdot 2}}{\frac{2V_{CC}}{\pi}} = 0,9069. \quad (4.38)$$

Isto significa que praticamente 90,7% da componente fundamental da onda quadrada de saída do conversor está disponível na região linear, comparada com 78,55% do SPWM (BOSE, 2002). De fato o SVM explora melhor o barramento CC do inversor.

Na Figura 27 é mostrada a forma de onda do sinal de modulação vetorial. Pode-se notar que o mesmo é formado pela soma de uma componente fundamental senoidal e uma componente triangular com frequência três vezes maior. Devido à esse fato, o conversor deve possuir o neutro isolado, não provendo caminho para a circulação da corrente de sequência zero.

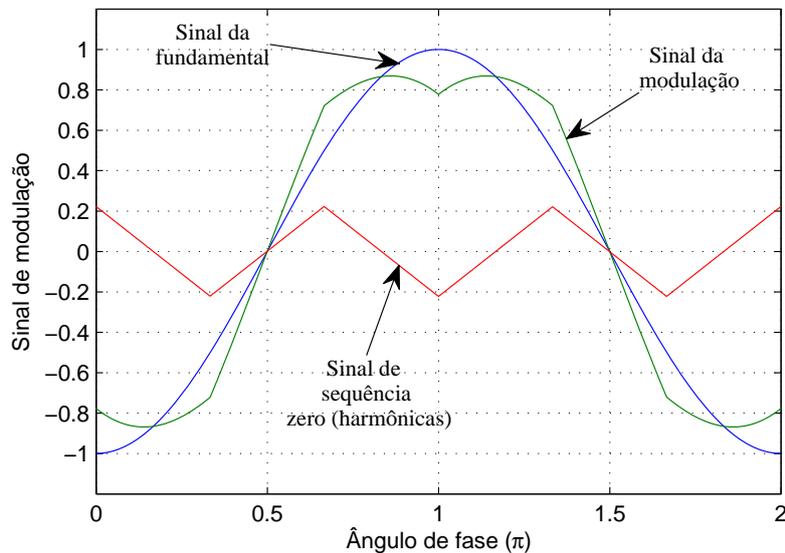


Figura 27: Sinais de modulação.

#### 4.4.1 GERAÇÃO DOS PULSOS DE DISPARO DAS CHAVES

Após o cálculo dos tempos  $T_0$ ,  $T_1$ ,  $T_2$  e  $T_3$ , períodos que os interruptores semicondutores de cada ramo do conversor permanecerão ligados ou desligados, são gerados os pulsos de disparo e corte para os interruptores semicondutores do conversor a partir da comparação dos tempos  $T_0$ ,  $T_1$ ,  $T_2$  e  $T_3$ , com o valor de um contador crescente/decrecente de período  $T_s$  conforme mostrado na Figura 28.

Existem alguns padrões de chaveamento descritos na literatura (KAZMIERKOWSKI; KRISHMAN; BLAABJERG, 2002) e (ZHOU; WANG, 2002). Pode-se mostrar que o padrão mostrado na Figura 28, devido ao fato dos pulsos apresentarem simetria par, minimiza

a ondulação (*ripple*) da corrente de saída do conversor (BUSO; MATTAVELLI, 2006). Contudo, este padrão de chaveamento tem a desvantagem de ter mais chaveamentos que outros padrões SVPWM.

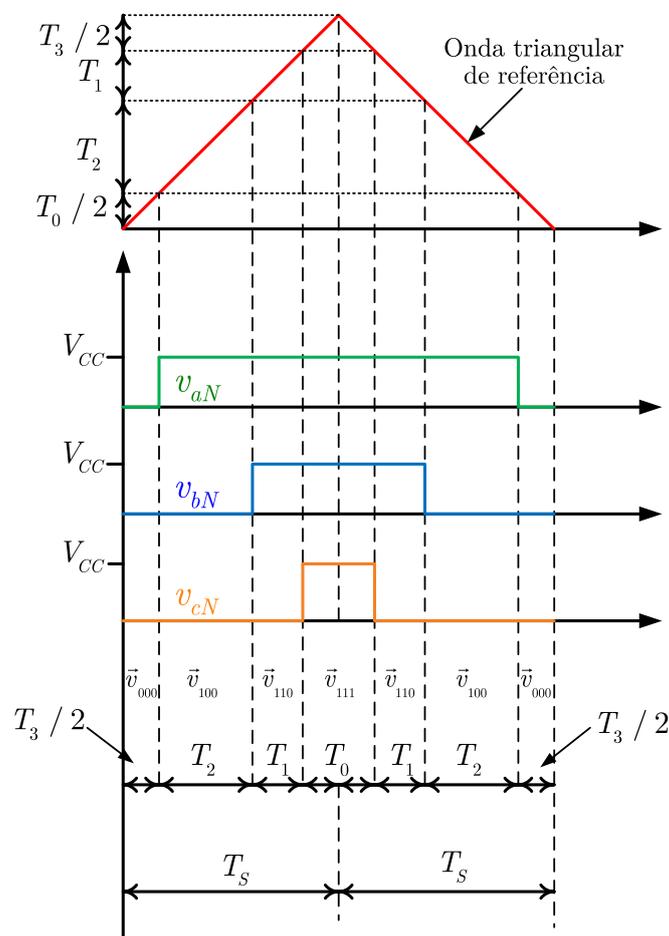


Figura 28: Padrão de chaveamento.

Nota-se que a sequência de chaveamento ilustrada na Figura 28 só comuta um interruptor por vez.

#### 4.5 CONTROLE DAS POTÊNCIAS ATIVA E REATIVA

Existem duas estratégias básicas para controlar as potências ativa e reativa que fluem entre o sistema de geração fotovoltaico e o SEP. A primeira é conhecida como controle no modo de tensão (do inglês, *voltage-mode control*) (VMC) e domina as aplicações em altas potências como os controladores FACTS.

Nesta estratégia a injeção de potência é controlada variando-se o ângulo de fase e a amplitude das tensões de saída do VSC em relação as tensões no PAC. Apesar

de simples e empregar poucas malhas de controle, deve-se prever uma malha extra de controle de corrente para proteger o conversor contra sobre correntes ou correntes de curto circuito (YAZDANI; IRAVANI, 2010).

A segunda estratégia é denominada controle no modo de corrente (do inglês, *current-mode control*) (CMC). Nesta estratégia as correntes sintetizadas pelo conversor são controladas diretamente por um controlador dedicado. Desse modo, as potências injetadas na rede elétrica são controladas pela amplitude e fase das correntes em relação a tensão no PAC. Neste caso, além do VSC estar protegido contra sobre-correntes, ele terá uma característica robusta contra variações nos parâmetros do sistema e apresentará um desempenho dinâmico superior e preciso (KAZMIERKOWSKI; MALESANI, 1998). Neste trabalho, devido as vantagens citadas, o controle no modo de corrente será utilizado.

#### 4.5.1 CONTROLE DO VSC NO MODO DE CORRENTE

Na Seção 3.3.4 foram desenvolvidas expressões para as potências ativa e reativa instantâneas entre o SGD e a rede CA quando as tensões e as correntes estavam desequilibradas.

Assumindo que o circuito DSOGI-PLL, descrito na Seção 4.3.2, sincroniza o eixo  $d$ , do sistema de coordenadas síncrono, com a componente fundamental de sequência positiva da tensão no PAC, tem-se então que  $V_{q,pac}^+ = 0$ . Fazendo isso, as expressões das potências ativa e reativa nos terminais do VSC dadas em (3.50) a (3.59) podem ser reescritas como se segue:

$$p_{pac} = \bar{p}_{pac} + P_{c2\omega} \cos(2\omega_1 t) + P_{s2\omega} \sen(2\omega_1 t), \quad (4.39)$$

e,

$$q_{pac} = \bar{q}_{pac} + Q_{c2\omega} \cos(2\omega_1 t) + Q_{s2\omega} \sen(2\omega_1 t), \quad (4.40)$$

onde,

$$\bar{p}_{pac} = \frac{3}{2} (V_{d,pac}^+ I_d^+ + V_{d,pac}^- I_d^- + V_{q,pac}^- I_q^-), \quad (4.41)$$

$$P_{c2\omega} = \frac{3}{2} (V_{d,pac}^+ I_d^- + V_{d,pac}^- I_d^+ + V_{q,pac}^- I_q^+), \quad (4.42)$$

$$P_{s2\omega} = \frac{3}{2} (V_{q,pac}^- I_d^+ - V_{d,pac}^- I_q^+ + V_{d,pac}^+ I_d^-), \quad (4.43)$$

$$\bar{q}_{pac} = \frac{3}{2} (-V_{d,pac}^+ I_q^+ - V_{q,pac}^- I_d^- + V_{d,pac}^- I_q^-), \quad (4.44)$$

$$Q_{c2\omega} = \frac{3}{2} (-V_{q,pac}^- I_d^+ + V_{d,pac}^- I_q^+ - V_{d,pac}^+ I_q^-), \quad (4.45)$$

e,

$$Q_{s2\omega} = \frac{3}{2} (V_{d,pac}^- I_d^+ + V_{q,pac}^- I_q^+ + V_{d,pac}^+ I_d^-). \quad (4.46)$$

Projetando-se uma malha de controle para garantir que as parcelas  $I_d^-$  e  $I_q^-$  sejam nulas ter-se-á o VSC injetando somente correntes equilibradas na rede. Neste caso, as parcelas médias das potências ativa e reativa instantâneas nos terminais do conversor serão controladas diretamente pelas componentes de sequência positiva das correntes sintetizadas pelo VSC, respectivamente. Ou seja, a parcela  $\bar{p}_{pac}$  da potência ativa será controlada pela corrente de eixo direto de sequência positiva ( $I_d^+$ ) enquanto que a corrente de eixo em quadratura de sequência positiva ( $I_q^+$ ) controlará a parcela  $\bar{q}_{pac}$  da potência reativa conforme mostrado a seguir:

$$\bar{p}_{pac} = \frac{3}{2} (V_{d,pac}^+ I_d^+), \quad (4.47)$$

$$P_{c2\omega} = \frac{3}{2} (V_{d,pac}^- I_d^+ + V_{q,pac}^- I_q^+), \quad (4.48)$$

$$P_{s2\omega} = \frac{3}{2} (V_{q,pac}^- I_d^+ - V_{d,pac}^- I_q^+), \quad (4.49)$$

$$\bar{q}_{pac} = \frac{3}{2} (-V_{d,pac}^+ I_q^+), \quad (4.50)$$

$$Q_{c2\omega} = \frac{3}{2} (-V_{q,pac}^- I_d^+ + V_{d,pac}^- I_q^+), \quad (4.51)$$

e,

$$Q_{s2\omega} = \frac{3}{2} (V_{d,pac}^- I_d^+ + V_{q,pac}^- I_q^+). \quad (4.52)$$

Da observação das expressões anteriores pode-se concluir que o fato do VSC apenas injetar correntes equilibradas na rede não garantirá que as parcelas oscilantes das potências ativa e reativa instantâneas dadas por (4.48), (4.49), (4.51) e (4.52) serão nulas quando a tensão no PAC for desequilibrada.

Pode-se, no entanto, projetar uma segunda malha para controlar o valor das componentes de sequência negativa da corrente sintetizada pelo conversor de maneira a minimizar as parcelas  $P_{c2\omega}$ ,  $P_{s2\omega}$ ,  $Q_{c2\omega}$  e  $Q_{s2\omega}$ . Contudo, nesta situação, as parcelas médias das potências ativa e reativa instantâneas deixam de depender somente das componentes  $I_d^+$  e  $I_q^+$ .

No caso particular em que as tensões no PAC são equilibradas, as potências ativa e reativa do conversor irão possuir somente os termos médios dados por (4.47) e (4.50), respectivamente, e haverá um perfeito desacoplamento das grandezas de eixo direto com as grandezas de eixo em quadratura.

#### 4.5.2 CONTROLE DO SUBSISTEMA DE SEQUÊNCIA POSITIVA

Reescrevendo as equações que descrevem o “subsistema de sequência positiva”, já deduzidas anteriormente na Seção 3.3.2, têm-se:

$$\begin{cases} L \frac{di_d^+}{dt} = \omega L i_q^+ - R_{eq} i_d^+ + v_{t,d}^+ - v_{d,pac}^+ \\ L \frac{di_q^+}{dt} = -\omega L i_d^+ - R_{eq} i_q^+ + v_{t,q}^+ - v_{q,pac}^+ \end{cases}, \quad (4.53)$$

onde  $i_d^+$  e  $i_q^+$  são variáveis de estado,  $v_{t,d}^+$  e  $v_{t,q}^+$  são as variáveis de controle e  $v_{d,pac}^+$  e  $v_{q,pac}^+$  podem ser considerados distúrbios.

A análise de (4.53) mostra que as variáveis de estado  $i_d^+$  e  $i_q^+$ , estão dinamicamente acopladas pelos termos  $\omega L i_q^+$  e  $\omega L i_d^+$ , respectivamente.

Desprezando os harmônicos gerados pelo conversor estático e considerando a estratégia de modulação vetorial mostrada na Seção 4.4 pode-se escrever as seguintes expressões para as tensões  $v_{t,d}^+$  e  $v_{t,q}^+$ :

$$v_{t,d}^+ = \frac{2}{\sqrt{3}} \left( \frac{V_{CC}}{2} \right) m_d^+, \quad (4.54)$$

e,

$$v_{t,q}^+ = \frac{2}{\sqrt{3}} \left( \frac{V_{CC}}{2} \right) m_q^+, \quad (4.55)$$

onde  $m_d^+$  e  $m_q^+$  são os índices ou fatores de modulação de eixo direto e em quadratura de sequência positiva, respectivamente.

Desse modo pode-se usar as variáveis  $m_d^+$  e  $m_q^+$  para desacoplar as dinâmicas das correntes de eixo direto e quadratura descrita anteriormente e para compensar o efeito das tensões de sequência positiva no PAC dadas por  $v_{d,pac}^+$  e  $v_{q,pac}^+$  em (4.53). Esta estratégia proporciona ao controlador do conversor robustez em relação à distúrbios relacionados à tensão da rede.

Desse modo, as expressões dos índices de modulação dados em (4.54) e (4.55) passam a ser escritas como (YAZDANI; IRAVANI, 2010):

$$m_d^+ = \frac{\sqrt{3}}{V_{CC}} (u_d^+ - \omega L i_q^+ + v_{d,pac}^+), \quad (4.56)$$

e,

$$m_q^+ = \frac{\sqrt{3}}{V_{CC}} (u_q^+ + \omega L i_d^+ + v_{q,pac}^+), \quad (4.57)$$

onde  $u_d^+$  e  $u_q^+$  são as novas variáveis de controle.

A multiplicação de (4.56) e (4.57) pelo fator  $\frac{\sqrt{3}}{V_{CC}}$  foi utilizada para normalizar os valores dos índices de modulação. Além disso, a multiplicação por este fator, tem uma ação de *feed-forward*, atenuando os harmônicos indesejáveis presentes nas tensões de saída ( $v_{t,abc}$ ) devido a oscilações na tensão  $V_{CC}$ .

Substituindo (4.56) e (4.57) em (4.54) e (4.55), respectivamente, e o resultado em (4.53), pode-se reescrever o sistema que descreve a dinâmica do conversor conectado a rede CA como se segue:

$$\begin{cases} L \frac{di_d^+}{dt} = -(R_{eq})i_d^+ + u_d^+ \\ L \frac{di_q^+}{dt} = -(R_{eq})i_q^+ + u_q^+ \end{cases} \quad (4.58)$$

O sistema de equações dado em (4.58) caracteriza um sistema dinâmico linear, de primeira ordem, cujas variáveis estão totalmente desacopladas. Neste novo sistema as variáveis de estado  $i_d^+$  e  $i_q^+$  podem ser controladas diretamente por  $u_d^+$  e  $u_q^+$ , respectivamente.

Na Figura 29 é mostrado o diagrama de blocos dos controladores das correntes de eixo direto e em quadratura de sequência positiva. Neste diagrama as variáveis  $u_d^+$  e  $u_q^+$  são as saídas de dois compensadores. O compensador de eixo direto processa  $e_d^+ = i_{dref}^+ - \tilde{i}_d^+$  gerando  $u_d^+$ , o processo é similar para o eixo em quadratura. As variáveis  $v_{d,pac}^+$  e  $v_{q,pac}^+$  utilizadas como sinais *feed-forward* são fornecidas pelo circuito do DSOGI-PLL.

No diagrama da Figura 29 as correntes  $i_d^+$  e  $i_q^+$  passam por um filtro rejeita faixa (*notch*) centralizado na frequência de 120 Hz. Essa ação tem a finalidade de eliminar a ondulação superposta ao valor CC presente nessas variáveis devido a transformação de coordenadas síncronas. As mesmas surgem devido ao fato do sistema de coordenadas síncrono de sequência positiva girar no sentido anti-horário no plano complexo, com uma frequência angular  $\omega_1$ , enquanto o vetor espacial da corrente de sequência negativa, em consequência de algum desequilíbrio da corrente de saída do conversor, gira no sentido horário com uma frequência angular  $\omega_1$ . Desse modo, as projeções do vetor espacial de sequência negativa da corrente nos eixos  $d$  e  $q$  irão oscilar com o dobro da frequência angular, ou seja  $2\omega_1$ .

Este mesmo comportamento acontece se um sistema de coordenadas síncrono for usado para isolar as componentes de sequência negativa das correntes nos terminais do conversor. Porém neste caso serão as componentes de sequência positiva que irão aparecer superpostas as correntes de eixo direto e eixo em quadratura de sequência negativa. Utilizando o mesmo desenvolvimento metodológico anterior para desenvolver o controlador para a corrente de sequência positiva chega-se ao subsistema de sequência negativa mostrado no diagrama da Figura 30.

Devido a estratégia adotada para desacoplar as variáveis dos eixos direto e em quadratura, os controladores das correntes  $i_d^+$  e  $i_q^+$ , mostrados na Figura 29, podem

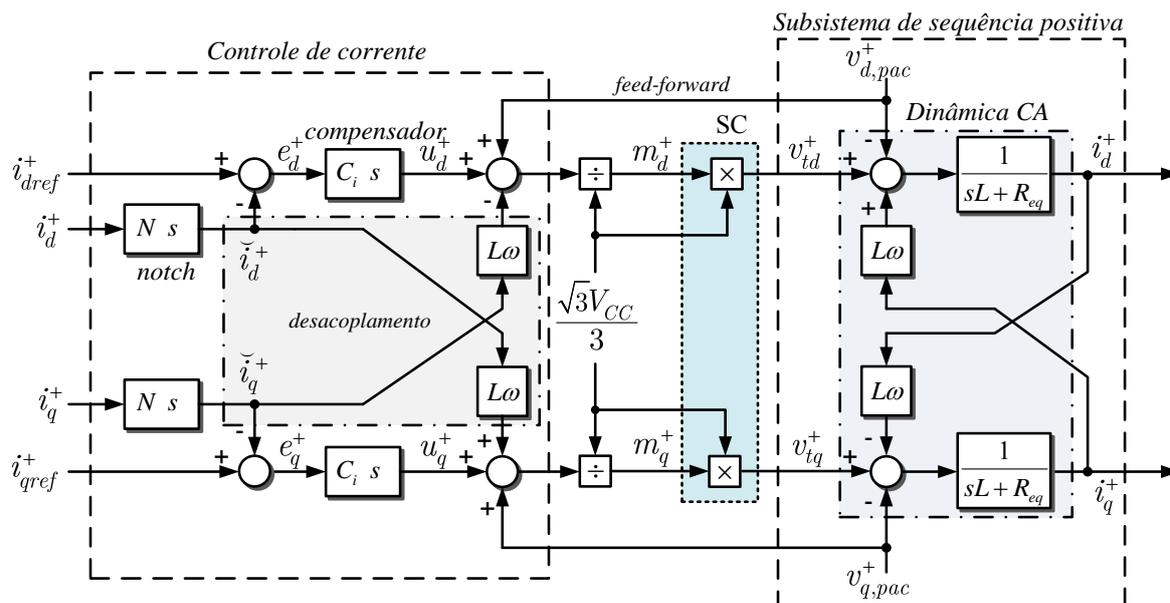


Figura 29: Diagrama de blocos do controle de sequência positiva.

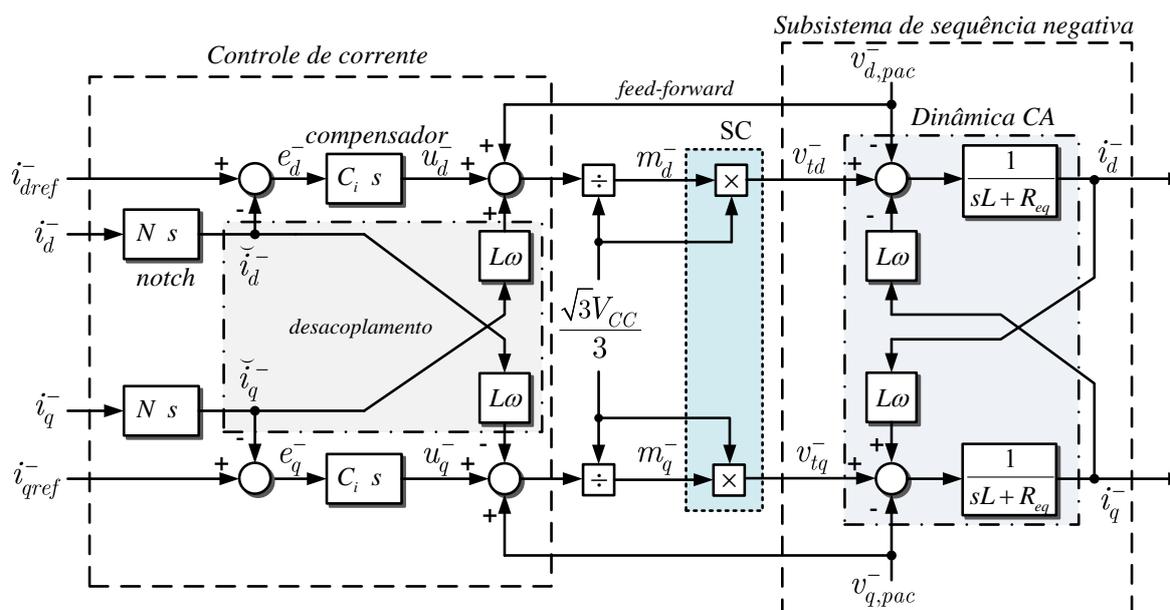


Figura 30: Diagrama de blocos do controle de sequência negativa.

ser reduzidos aos diagramas das Figura 31 e Figura 32. Como as dinâmicas das variáveis nas duas coordenadas são semelhantes, os compensadores utilizados podem ser idênticos.

Sabendo que as variáveis a serem controladas tem uma característica estacionária pode-se empregar um controlador PI para garantir que a corrente sintetizada rastree o sinal de referência sem erro de regime. A função de transferência do controlador PI pode ser escrita na forma:

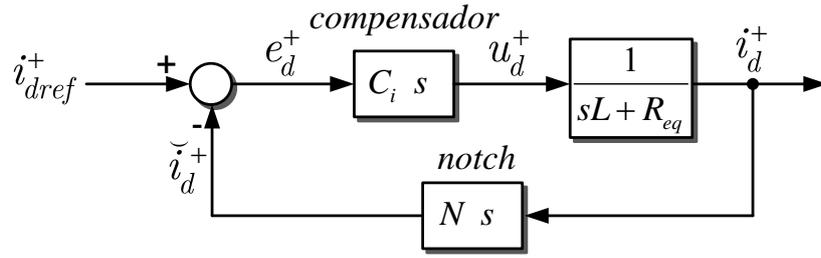


Figura 31: Diagrama de blocos simplificado do controle de corrente seqüência positiva de eixo direto.

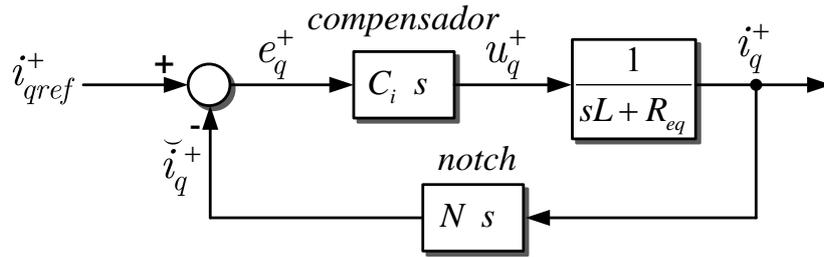


Figura 32: Diagrama de blocos simplificado do controle de corrente seqüência positiva de eixo em quadratura.

$$C_i(s) = k_{p,i} \frac{s + \frac{k_{i,i}}{k_{p,i}}}{s}, \quad (4.59)$$

em que  $k_{p,i}$  e  $k_{i,i}$  são os ganhos proporcional e integral respectivamente.

A função de transferência de malha aberta dos sistemas representados nas Figura 31 e Figura 32 é dada por:

$$M_{a,i}(s) = \left( \frac{k_{p,i}}{Ls} \right) \frac{s + \frac{k_{i,i}}{k_{p,i}}}{s + \frac{(R_{eq})}{L}}. \quad (4.60)$$

De (4.60) tem-se que o polo da planta, localizado em  $s = -(R_{eq}/L)$ , fica próximo da origem devido ao valor normalmente baixo da resistência de saída do conversor. Portanto, a magnitude e a fase da planta começa a decair a partir de uma frequência muito baixa, o que prejudica a resposta dinâmica da corrente do conversor. Para contornar esse problema pode-se cancelar o pólo da planta, que é estável, com o zero do controlador  $s = -k_{i,i}/k_{p,i}$ . Desse modo, a função de transferência de malha aberta pode ser reescrita como:

$$M_{a,i}(s) = \frac{k_{p,i}}{Ls}. \quad (4.61)$$

Já a função de transferência de malha fechada, desprezando-se a dinâmica do filtro *notch*, é dada por:

$$\frac{i_d^+}{i_{dref}^+} = M_{f,i}(s) = \frac{1}{1 + \tau_i s}, \quad (4.62)$$

em que  $\tau_i = L/k_{p,i}$  é a constante de tempo do sistema de primeira ordem de malha fechada.

Pode-se então obter os ganhos do compensador a partir das seguintes igualdades:

$$k_{p,i} = \frac{L}{\tau_i}, \quad (4.63)$$

$$k_{i,i} = \frac{R_{eq}}{\tau_i}. \quad (4.64)$$

O parâmetro  $\tau_i$  deve ser pequeno o suficiente para garantir uma resposta rápida da planta. Contudo o valor  $1/\tau_i$  deve ser, por exemplo, 10 vezes menor que a frequência de chaveamento do VSC para garantir uma boa característica de filtragem do sinal da corrente. Yazdani e Iravani (2010) sugerem que a constante de tempo deve ter seu valor entre 0,5 *ms* e 5 *ms* para sistemas cuja a frequência fundamental é 60 *Hz*.

Como a dinâmica da planta é a idêntica para os eixos direto e em quadratura de sequência positiva e negativa, o mesmo compensador  $C_i(s)$  pode ser utilizado para regular as grandezas  $i_q^+$ ,  $i_d^-$  e  $i_q^-$ .

Após o cálculo dos índices de modulação de eixos direto e em quadratura de sequência positiva e negativa serem calculados, os mesmos são usados pelo algoritmo da modulação vetorial para determinar os instantes de disparo e corte dos interruptores semicondutores do VSC. Entretanto, como a estratégia de modulação SVM apresentada anteriormente trabalha com sinais de entrada nas coordenadas  $\alpha\beta$ , os sinais  $m_d^+$ ,  $m_q^+$ ,  $m_d^-$  e  $m_q^-$  devem ser referenciados neste sistema de coordenadas.

Na Figura 33 é mostrado o diagrama de blocos do circuito de modulação SVM. Observe que as variáveis  $\mathbf{m}_{dq}^+$  e  $\mathbf{m}_{dq}^-$  sofrem uma transformação de coordenadas para  $\mathbf{m}_{\alpha\beta}^+$  e  $\mathbf{m}_{\alpha\beta}^-$  antes de serem usadas pelo bloco SVM-PWM. O ângulo  $\rho$  necessário para realizar tal transformação é estimado pelo DSOGI-PLL. Posteriormente, os mesmos são somados, dando origem aos índices  $\mathbf{m}_{\alpha\beta}$  que são utilizados na modulação vetorial.

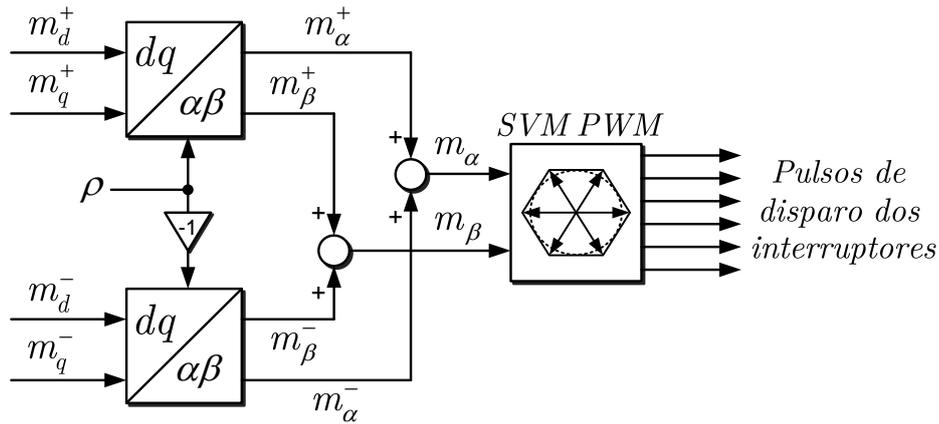


Figura 33: Diagrama de blocos do gerador de pulsos PWM.

#### 4.5.3 CONTROLE DA TENSÃO NO BARRAMENTO CC

Conforme mostrado na Seção 3.3.5, a dinâmica da parcela média da tensão do barramento CC ao quadrado é descrita por:

$$\frac{dy_o}{dt} = \left( \frac{2}{C_{eq}} \right) P_{PV} - \left( \frac{2}{R_p C_{eq}} \right) y_o - \left( \frac{2}{C_{eq}} \right) \bar{p}_t^+ - \left( \frac{2}{C_{eq}} \right) \bar{p}_t^-, \quad (4.65)$$

ou ainda,

$$\frac{dy_o}{dt} = \frac{2}{C_{eq}} P_{PV} - \frac{2}{R_p C_{eq}} y_o - \frac{2}{C_{eq}} \left[ \frac{3}{2} (V_{d,pac}^+ I_d^+ + V_{q,pac}^+ I_q^+) + \frac{3L}{4} \left( \frac{dI_d^{+2}}{dt} + \frac{dI_q^{+2}}{dt} \right) \right] - \frac{2}{C_{eq}} \bar{p}_t^-. \quad (4.66)$$

Linearizando (4.66) em torno de um ponto de operação, representando as variáveis de estado na forma  $x = x_{ss} + \Delta x$ , em que ( $\Delta$ ) representa pequenas perturbações em torno do ponto de operação, e o sub-índice ( $_{ss}$ ) representa o valor de estado permanente das variáveis, têm-se:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}(y_{o,ss} + \Delta y_o) &= \frac{2}{C_{eq}} (P_{PV,ss} + \Delta P_{PV}) - \frac{2}{R_p C_{eq}} (y_{o,ss} + \Delta y_o) - \\ &- \frac{2}{C_{eq}} \left[ \frac{3}{2} (V_{d,pac,ss}^+ + \Delta V_{d,pac}^+) (I_{d,ss}^+ + \Delta I_d^+) + \frac{3}{2} (V_{q,pac,ss}^+ + \Delta V_{q,pac}^+) (I_{q,ss}^+ + \Delta I_q^+) \right] - \\ &- \frac{2}{C_{eq}} \left[ \frac{3L}{4} \left( \frac{d}{dt} (I_{d,ss}^+ + \Delta I_d^+)^2 + \frac{d}{dt} (I_{q,ss}^+ + \Delta I_q^+)^2 \right) \right] - \frac{2}{C_{eq}} (\bar{p}_{t,ss}^- + \Delta \bar{p}_t^-), \end{aligned} \quad (4.67)$$

ou,

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt}y_{o,ss} + \frac{d}{dt}\Delta y_o &= \frac{2}{C_{eq}}(P_{PV,ss} + \Delta P_{PV}) - \frac{2}{R_p C_{eq}}(y_{o,ss} + \Delta y_o) - \\
&- \frac{2}{C_{eq}} \left[ \frac{3}{2} (V_{d,pac,ss}^+ I_{d,ss}^+ + V_{d,pac,ss}^+ \Delta I_d^+ + \Delta V_{d,pac}^+ I_{d,ss}^+ + \Delta V_{d,pac}^+ \Delta I_d^+) \right] - \\
&- \frac{2}{C_{eq}} \left[ \frac{3}{2} (V_{q,pac,ss}^+ I_{q,ss}^+ + V_{q,pac,ss}^+ \Delta I_q^+ + \Delta V_{q,pac}^+ I_{q,ss}^+ + \Delta V_{q,pac}^+ \Delta I_q^+) \right] - \\
&- \frac{2}{C_{eq}} \left[ \frac{3L}{4} \left( \frac{d}{dt} (I_{d,ss}^{+2} + 2\Delta I_d^+ I_{d,ss}^+ + (\Delta I_d^+)^2) + \frac{d}{dt} (I_{q,ss}^{+2} + 2\Delta I_q^+ I_{q,ss}^+ + (\Delta I_q^+)^2) \right) \right] - \\
&- \frac{2}{C_{eq}} (\bar{p}_{t,ss}^- + \Delta \bar{p}_t^-).
\end{aligned} \tag{4.68}$$

Separando os termos de (4.68) pode-se escrever a seguinte relação para as variáveis de regime permanente do conversor:

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt}y_{o,ss} &= \frac{2}{C_{eq}}P_{PV,ss} - \frac{2}{R_p C_{eq}}y_{o,ss} - \frac{2}{C_{eq}} \left[ \frac{3}{2} (V_{d,pac,ss}^+ I_{d,ss}^+ + \Delta V_{d,pac}^+ I_{d,ss}^+) \right] \\
&- \frac{2}{C_{eq}} \left[ \frac{3}{2} (V_{q,pac,ss}^+ I_{q,ss}^+ + \Delta V_{q,pac}^+ I_{q,ss}^+) \right] - \frac{2}{C_{eq}} \left[ \frac{3L}{4} \left( \frac{d}{dt} I_{d,ss}^{+2} + \frac{d}{dt} I_{q,ss}^{+2} \right) \right] - \frac{2}{C_{eq}} \bar{p}_{t,ss}^-,
\end{aligned} \tag{4.69}$$

onde  $\frac{d}{dt}y_{o,ss} = 0$ .

Já a parcela devido às pequenas perturbações é dada por:

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt}\Delta y_o &= \frac{2}{C_{eq}}\Delta P_{PV} - \frac{2}{R_p C_{eq}}\Delta y_o \\
&- \frac{2}{C_{eq}} \left[ \frac{3}{2} (V_{d,pac,ss}^+ \Delta I_d^+ + \Delta V_{d,pac}^+ I_{d,ss}^+ + \Delta V_{d,pac}^+ \Delta I_d^+) \right] - \\
&- \frac{2}{C_{eq}} \left[ \frac{3}{2} (V_{q,pac,ss}^+ \Delta I_q^+ + \Delta V_{q,pac}^+ I_{q,ss}^+ + \Delta V_{q,pac}^+ \Delta I_q^+) \right] - \\
&- \frac{2}{C_{eq}} \left[ \frac{3L}{4} \left( \frac{d}{dt} (2\Delta I_d^+ I_{d,ss}^+ + (\Delta I_d^+)^2) + \frac{d}{dt} (2\Delta I_q^+ I_{q,ss}^+ + (\Delta I_q^+)^2) \right) \right] - \\
&- \frac{2}{C_{eq}} \Delta \bar{p}_t^-.
\end{aligned} \tag{4.70}$$

Desprezando os produtos entre variáveis com pequenas perturbações e considerando que a tensão da rede não varia, ou seja,  $\Delta V_{d,pac}^+ = \Delta V_{q,pac}^+ = 0$  e ainda assumindo que o sistema em estado permanente opera com um fator de potência unitário, pode-se escrever que  $V_{q,pac,ss}^+ = 0$  e  $I_{q,ss}^+ = 0$ . Por fim, desprezando  $\Delta \bar{p}_t^-$  e fazendo  $V_{d,pac,ss}^+ = V_{d,pac}^+$  pode-se reescrever (4.70) como se segue:

$$\frac{d}{dt}\Delta y_o = \frac{2}{C_{eq}}\Delta P_{PV} - \frac{2}{R_p C_{eq}}\Delta y_o - \frac{2}{C_{eq}} \left[ \frac{3}{2} V_{d,pac}^+ \Delta I_d^+ \right] - \frac{2}{C_{eq}} \left[ \frac{3L}{4} \frac{d}{dt} (2\Delta I_d^+ I_{d,ss}^+) \right]. \tag{4.71}$$

Aplicando a transformada de Laplace em (4.71) tem-se

$$s\Delta y_o(s) = \frac{2}{C_{eq}}\Delta P_{PV}(s) - \frac{2}{R_p C_{eq}}\Delta y_o(s) - \frac{2}{C_{eq}} \left[ \frac{3}{2}V_{d,pac}^+ \Delta I_d^+(s) \right] - \frac{2}{C_{eq}} \left[ \frac{3L}{4}s (2\Delta I_d^+(s)I_{d,ss}^+(s)) \right]. \quad (4.72)$$

Que após algumas manipulações matemáticas pode ser reescrita como:

$$\Delta y_o(s) \left( s + \frac{2}{R_p C_{eq}} \right) = \frac{2}{C_{eq}}\Delta P_{PV}(s) - \frac{3}{C_{eq}} (V_{d,pac}^+ + LsI_{d,ss}^+(s)) \Delta I_d^+(s). \quad (4.73)$$

Considerando que em estado permanente que  $P_{PV,ss} = \frac{3}{2} (V_{d,pac}^+ I_{d,ss}^+)$  pode-se escrever:

$$I_{d,ss}^+ = \frac{2}{3} \left( \frac{P_{PV,ss}}{V_{d,pac}^+} \right). \quad (4.74)$$

Substituindo (4.74) em (4.73), tem-se

$$\Delta y_o(s) \left( s + \frac{2}{R_p C_{eq}} \right) = \frac{2}{C_{eq}}\Delta P_{PV}(s) - \frac{3}{C_{eq}} \left( V_{d,pac}^+ + Ls \frac{2}{3} \frac{P_{PV,ss}}{V_{d,pac}^+} \right) \Delta I_d^+(s).$$

Que pode ser reescrita conforme mostrado a seguir:

$$\Delta y_o(s) = \frac{2}{C_{eq}} \frac{1}{\left( s + \frac{2}{R_p C_{eq}} \right)} \Delta P_{PV}(s) - \frac{3V_{d,pac}^+}{C_{eq}} \frac{\left( 1 + \frac{2}{3} \frac{LP_{PV,ss}}{V_{d,pac}^{+2}} s \right)}{\left( s + \frac{2}{R_p C_{eq}} \right)} \Delta I_d^+(s). \quad (4.75)$$

De (4.75) tem-se que a função de transferência que relaciona o valor médio do quadrado da tensão no barramento CC e a corrente de eixo direto de sequência positiva nos terminais CA do conversor é descrita por:

$$\frac{\Delta y_o(s)}{\Delta I_d^+(s)} = - \frac{3V_{d,pac}^+}{C_{eq}} \frac{\left( 1 + \frac{2}{3} \frac{LP_{PV,ss}}{V_{d,pac}^{+2}} s \right)}{\left( s + \frac{2}{R_p C_{eq}} \right)}. \quad (4.76)$$

A equação (4.76) pode ser simplificada ainda mais se a resistência  $R_p$  for muito grande. Neste caso as perdas do lado CC do conversor serão desprezíveis e  $P_{PV,ss} =$

$P_{CC,ss}$ . Logo:

$$G_v(s) = \frac{\Delta y_o(s)}{\Delta I_d^+(s)} = -\frac{3V_{d,pac}^+}{C_{eq}} \left( \frac{1 + \tau_v s}{s} \right), \quad (4.77)$$

em que

$$\tau_v = \frac{2}{3} \left( \frac{LP_{CC,ss}}{V_{d,pac}^{+2}} \right), \quad (4.78)$$

é equivalente a constante de tempo de um sistema de primeira ordem.

A equação (4.78) indica que  $\tau_v$  é proporcional a potência ativa de estado permanente  $P_{CC,ss}$ . A mesma sugere que se  $P_{CC,ss}$  é pequena,  $\tau_v$  é desprezível e a planta tem um comportamento integrador.

Com a variação da potência CC a constante  $\tau_v$  também altera seu valor e provoca uma mudança de fase na função  $G_v(s)$ . No modo de operação como inversor,  $P_{CC,ss}$  é positiva,  $\tau_v$  é positivo. Já no modo de operação como retificador,  $P_{CC,ss}$  é negativa,  $\tau_v$  se torna negativo.

De (4.77) tem-se que o zero de  $G_v(s)$  é dado por  $z = -1/\tau_v$ . Logo, um valor negativo de  $\tau_v$  irá corresponder a um zero no semiplano complexo direito. Neste caso a função de transferência terá uma característica de fase não mínima, para a operação no modo retificador, que por sua vez terá um impacto prejudicial à estabilidade do sistema em malha fechada. Este assunto será abordado com mais detalhes na próxima seção.

#### **4.5.3.1 PROJETO DO CONTROLADOR DA TENSÃO NO BARRAMENTO CC**

Na Figura 34 é mostrado o diagrama de blocos do controlador da tensão do barramento CC do conversor. O esquema de controle é composto pelo compensador de tensão  $C_v(s)$ , pelo controlador de corrente  $C_i(s)$  e pela planta  $G_v(s)$  descrita por (4.76).

O controlador  $C_v(s)$  está multiplicado pelo fator  $-1$  para compensar o sinal negativo de  $G_v(s)$ . Além disso, o mesmo possui uma parcela integral para filtrar os harmônicos de alta ordem gerados pelo VSC e cancelar o erro de regime permanente na tensão CC, devido as perdas no conversor.

Assumindo que  $C_v(s) = \left( \frac{C_{eq}}{3V_{d,pac}^+} \right) \frac{K_v(s)}{s}$  pode-se escrever a seguinte expressão para

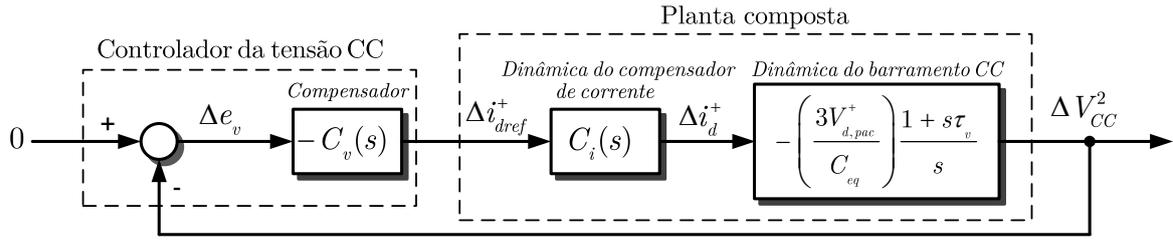


Figura 34: Diagrama de blocos do controle da tensão do barramento CC para o modelo linearizado.

a função de transferência de malha aberta para o diagrama de blocos da Figura 34

$$M_{a,v}(s) = C_i(s)K_v(s) \left( \frac{1 + \tau_v s}{s^2} \right). \quad (4.79)$$

em que,  $K_v(s)$  é uma função própria.

De (4.79) deve-se projetar  $K_v(s)$  para que a função  $M_{a,v}(j\omega)$  cruze o eixo de 0 dB com uma inclinação de no máximo  $-20$  dB/dec na frequência de corte do controlador  $\omega_{c,v}$ , e a fase de  $M_{a,v}(j\omega_{c,v})$  seja maior que  $-180^\circ$  para garantir a estabilidade da planta. Essas condições devem ser satisfeitas devido aos seguintes fatos; (i)  $C_i(j\omega)$  possui um fase negativa em altas frequências o que pode reduzir a margem de fase, e (ii) dependendo grandeza da potência ativa,  $\tau_v$  pode assumir valores negativos (YAZDANI; IRAVANI, 2010).

Para garantir que o controlador de corrente da Figura 31 não influencie na dinâmica do controlador de tensão,  $\omega_{c,v}$  deve ser escolhida adequadamente menor que a faixa de passagem de  $C_i(j\omega)$ , assim  $C_i(j\omega_{c,v}) \approx 1 + j0$ . Portanto, o ganho será unitário e o atraso devido a  $C_i(j\omega)$  na faixa de passagem de  $C_v(j\omega)$  será desprezível. Para que isso seja garantido,  $\omega_{c,v}$  deve ser selecionado suficientemente menor que a frequência de corte do controlador de corrente.

Assumindo então que  $C_i(j\omega_{c,v}) \approx 1$ , pode-se reescrever (4.79) na forma

$$M_{a,v}(j\omega_{c,v}) \approx 1 \cdot K_v(j\omega_{c,v}) \frac{1 + \tau_v(j\omega_{c,v})}{-\omega_{c,v}^2}. \quad (4.80)$$

Assim, deve-se garantir que  $|M_{a,v}(j\omega_{c,v})| = 1$  e  $\angle M_{a,v}(j\omega_{c,v})$  seja maior que  $-180^\circ$  para garantir uma margem de fase adequada. A primeira relação pode ser alcançada levando em consideração que  $\tau_v(j\omega_{c,v}) \ll 1$ , assim, um simples ganho de  $\omega_{c,v}^2$  proporci-

ona um ganho unitário em  $\omega = \omega_{c,v}$ . Já a segunda relação é extremamente dependente de  $P_{CC,ss}$  como ilustrado pelas equações (4.77) e (4.78). Devido ao fato de que essa potência pode assumir uma grande faixa de valores, o controlador deve ser projetado para o pior caso, ou seja, quando o conversor trabalha como retificador e consome a potência nominal. Neste cenário, a margem de fase do sistema é a menor possível. Isto pode ser contornado utilizando um filtro com avanço de fase, que garanta uma margem de fase, por exemplo de  $45^\circ$  em  $\omega_{c,v}$ .

A função de transferência de um compensador com avanço de fase, é descrita por

$$F(s) = f \left( \frac{s + p/\sigma}{s + p} \right), \quad (4.81)$$

onde,  $p$  é o polo do filtro,  $\sigma > 1$  é uma constante real e  $f$  é um ganho. A fase máxima do filtro é

$$\delta_{\max} = \sin^{-1} \left( \frac{\sigma - 1}{\sigma + 1} \right), \quad (4.82)$$

na frequência

$$\omega_m = \frac{p}{\sqrt{\sigma}}. \quad (4.83)$$

#### 4.6 SEGUIDOR DE MÁXIMA POTÊNCIA

Conforme mostrado na Seção 3.2.3, devido a relação não linear entre a corrente e a tensão nos terminais de saída do arranjo fotovoltaico, haverá um único ponto onde a transferência de energia entre os painéis fotovoltaicos e o sistema elétrico é máxima, para uma dada condição ambiental.

Com a intenção de alcançar a máxima eficiência do sistema PV, o mesmo deve trabalhar sempre no ponto de máxima potência (do inglês, *Maximum Power Point*) (MPP) para qualquer condição de irradiação e temperatura. A técnica que proporciona a operação do sistema neste ponto característico é denominada MPPT.

Um grande número de técnicas já foram propostas na literatura para rastrear o ponto de máxima potência de painéis fotovoltaicos. Como exemplo pode-se citar o método da tensão constante, o método perturba e observa (do inglês, *perturb and observe*)(P&O) ou *hill-climbing*, o método da condutância incremental (do inglês, *in-*

*mental conductance*) (INC), o método da capacitância parasita, o método da fração de tensão de circuito aberto, o método da fração de corrente de curto-circuito, métodos baseados em lógica *fuzzy* e redes neurais, o método da correlação de ripple (do inglês, *Ripple correlation control*) (RCC) entre outros (SALAMEH; FOUAD; WILLIAM, 1991), (HOHM; ROPP, 2003) e (ESRAM; CHAPMAN; MEMBER, 2007).

Dentre os métodos citados anteriormente o método da condutância incremental será empregado neste trabalho devido ao fato de que ele apresenta uma boa resposta dinâmica, além da fácil implementação.

#### 4.6.1 ALGORITMO DE INCREMENTO VARIÁVEL DO INC

O método de condutância incremental é baseado no fato de que a inclinação da curva de potência do arranjo fotovoltaico em relação a tensão é zero no MPP, positiva à esquerda e negativa à direita, como ilustrado na Figura 9 (KIM et al., 2001) e (KUO; LIANG; CHEN, 2001). Ou seja,

$$\begin{cases} \partial P_{PV}/\partial V_{CC} = 0, & \text{no MPP} \\ \partial P_{PV}/\partial V_{CC} > 0, & \text{à direita do MPP} \\ \partial P_{PV}/\partial V_{CC} < 0, & \text{à esquerda do MPP} \end{cases} \quad (4.84)$$

Ou ainda, em função da corrente convertida pelo painel, como

$$\begin{cases} \Delta I/\Delta V = -I_{PV}/V_{CC}, & \text{no MPP} \\ \Delta I/\Delta V > -I_{PV}/V_{CC}, & \text{à esquerda do MPP} \\ \Delta I/\Delta V < -I_{PV}/V_{CC}, & \text{à direita do MPP} \end{cases} \quad (4.85)$$

Sabendo que:

$$\frac{\partial P_{PV}}{\partial V_{CC}} = I_{PV} \frac{\partial V_{PV}}{\partial V_{CC}} + V_{CC} \frac{\partial I_{PV}}{\partial V_{CC}} \cong I_{PV} + V_{CC} \frac{\Delta I}{\Delta V}. \quad (4.86)$$

Logo, o ponto de máxima potência pode ser seguido baseado na comparação entre a condutância instantânea e a condutância incremental como ilustrado no fluxograma da Figura 35, em que  $V_{ref}$  é uma variável auxiliar e  $V_{MPPT}$  é a tensão de referência em que o arranjo é forçado à operar. Quando o MPP é encontrado, o ponto de operação do sistema é mantido até que uma variação em  $\Delta I$  aconteça, indicando uma mudança nas condições atmosféricas e conseqüentemente na localização do novo MPP. O algoritmo

por sua vez incrementa ou decrementa a tensão de referência até encontrar o novo MPP.

A magnitude do incremento determina a velocidade com a qual o MPP é encontrado. Um incremento grande contribui para uma rápida dinâmica, em contra partida haverá grandes oscilações em estado estacionário, resultando em uma baixa eficiência. Se o passo incremental é pequeno, o tempo de resposta é longo, além de que o ponto pode mudar antes da convergência final do algoritmo, resultando novamente em uma baixa eficiência.

Para contornar esse problema, um algoritmo de MPPT com passo variável, baseado na condutância incremental, pode ser aplicado. Nesta técnica a magnitude do incremento é automaticamente sintonizado de acordo com o ponto de operação instantâneo do sistema. Se o ponto de operação se encontra longe do MPP, a magnitude do incremento é aumentada, o que proporciona uma rápida dinâmica. Se o ponto de operação se encontra próximo ao MPP, o passo será diminuído, reduzindo a oscilação em torno do ponto ótimo e aumentando a eficiência do processo (LI; WANG, 2009).

A magnitude do incremento é calculada a cada iteração conforme mostrado a seguir:

$$V_{\text{inc}} = N * \left| \frac{V_{CC}(t)I_{PV}(t) - V_{CC}(t - \Delta t)I_{PV}(t - \Delta t)}{V_{CC}(t) - V_{CC}(t - \Delta t)} \right|, \quad (4.87)$$

em que  $N$  é um fator de escala dado em (V/A) e  $\Delta t$  é o passo de simulação ou período amostragem.

Ao final do algoritmo de condutância incremental existe uma comparação entre a nova tensão de referência ( $V_{ref}$ ) e a tensão mínima no lado CC ( $V_{min}$ ) que o conversor é capaz de operar na região linear da modulação SVM, dada pela equação (4.34). Se  $V_{ref}$  é maior que  $V_{min}$ , a tensão em que o conversor vai operar ( $V_{MPPT}$ ) assume o valor  $V_{ref}$ , caso contrário,  $V_{MPPT}$  assume  $V_{min}$  para evitar um colapso de tensão do sistema (LIBO; ZHENGMING; JIANZHENG, 2007).

#### 4.7 DETECÇÃO DE ILHAMENTO

O *Ilhamento*, conforme definido na Seção 2.2.7, é uma condição em que um sistema de geração disperso opera isolado do restante do sistema elétrico de potência, mantendo parte da rede elétrica a qual está conectado energizada, fornecendo energia para as cargas elétricas conectadas no interior dessa ilha sem o controle direto do operador do

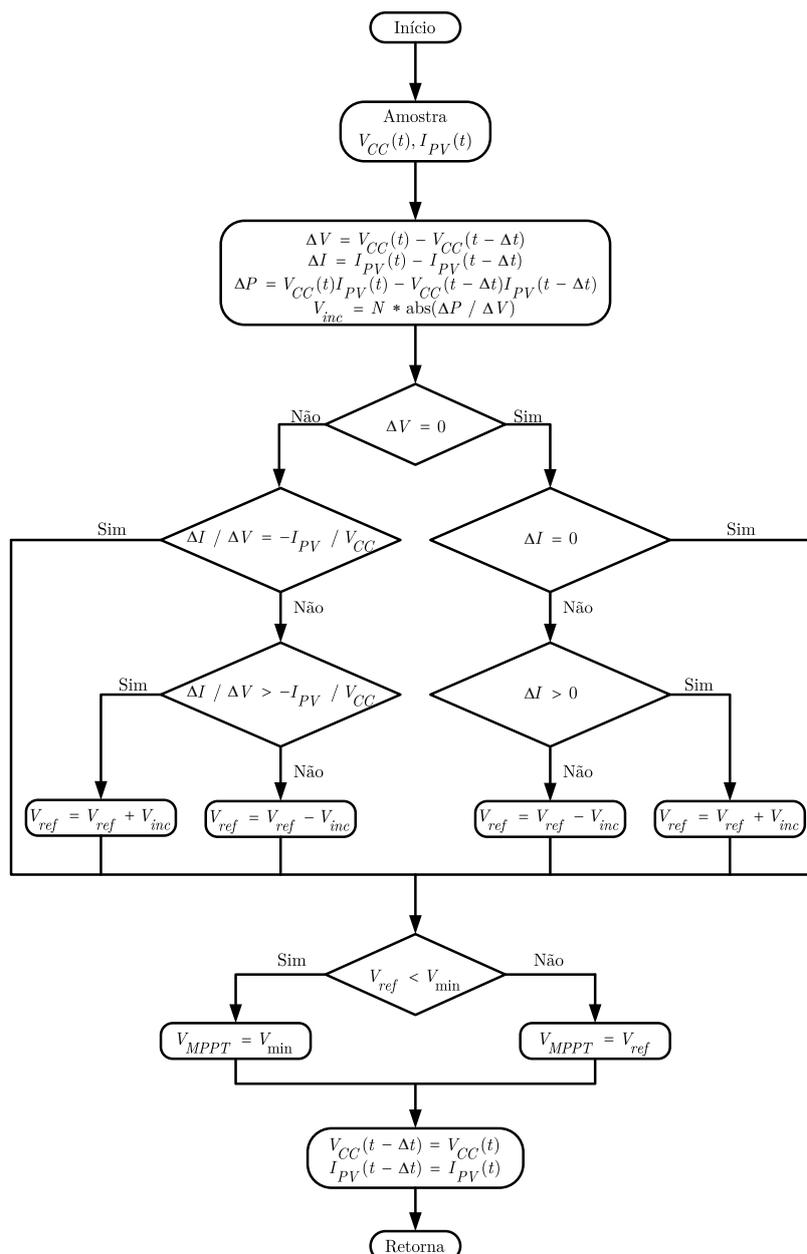


Figura 35: Fluxograma do algoritmo de INC com incremento variável.

sistema elétrico (IEEE-STD.929-2000, 2000).

Na Figura 36 é mostrado o diagrama unifilar de um sistema de geração fotovoltaico conectado a um sistema elétrico de potência, representado por seu circuito Thévenin equivalente. A formação da ilha ocorre quando o Interruptor “SW” é aberto por algum motivo e o SGD continua fornecendo energia elétrica para a carga. É importante mencionar que o transformador pode ou não fazer parte da ilha.

O ilhamento do sistema de geração de energia elétrica fotovoltaico pode ocorrer devido às seguintes condições:

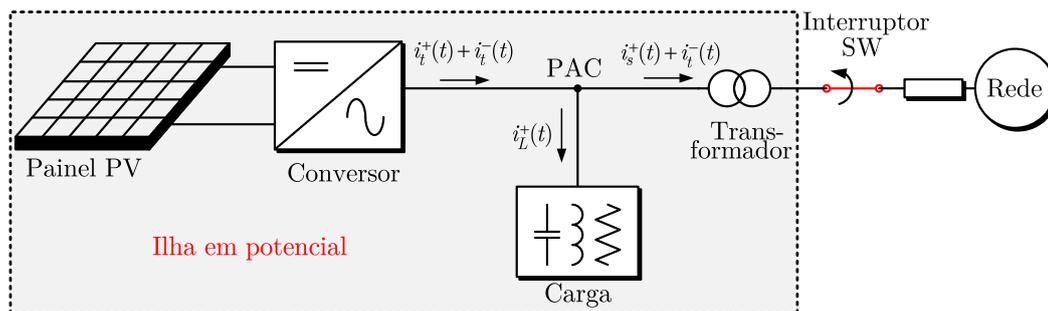


Figura 36: Diagrama unifilar de um sistema de geração fotovoltaico conectado a uma rede de distribuição em paralelo com uma carga.

1. Uma falha ou falta detectada pelos equipamentos de proteção do sistema de distribuição, resultando na abertura de uma chave de proteção, mas não percebida pelo conversor ou pela proteção do SGD;
2. Uma abertura acidental de uma chave do sistema de distribuição pela falha de algum equipamento;
3. Um chaveamento proposital da concessionária;
4. Uma desconexão intencional de uma parte do sistema para prestação de algum tipo de serviço de manutenção preditiva ou corretiva;
5. Um erro humano;
6. Uma ação da natureza.

Existem muitas razões para que o ilhamento não intencional seja prevenido, apesar da sua baixa possibilidade de ocorrência, algumas delas estão enumeradas a seguir. Contudo, pode-se elencar a segurança e a manutenção da qualidade da energia entregue ao consumidor como os principais itens desta lista.

1. A concessionária não pode controlar a tensão e a frequência no interior da ilha, possibilitando danos a equipamentos de consumidores;
2. A concessionária, juntamente com o responsável pela Geração Distribuída (GD), são responsáveis por danos em equipamentos conectados à sua rede, causados por excursões da tensão e frequência fora dos limites aceitáveis, estabelecidos pelas normas;
3. O ilhamento pode ser perigoso para trabalhadores responsáveis pela manutenção do sistema elétrico e até mesmo para os consumidores, tendo em vista que o

sistema continua energizado e na maioria dos casos é assumido estar desconectado de qualquer fonte de energia;

4. O religamento em uma condição de ilhamento pode causar a reignição (“*retripping*”) na linha ou danificar qualquer equipamento que esteja ligado à mesma devido ao fechamento dos disjuntores com as tensões fora de fase;
5. O ilhamento pode interferir no reestabelecimento manual ou automático do serviço fornecido pela concessionária.

Além dos itens listados acima, existe a possibilidade da operação autônoma do conversor na ilha, formando microrredes, que apesar de não ser permitido pelas normas atuais já é amplamente estudado e abordado por muitos autores (GAO; IRAVANI, 2008), (SAO; LEHN, 2008), (LI; KAO, 2009) e (CHUNG et al., 2010). Neste tipo de operação, o ilhamento deve ser identificado rapidamente para que a estratégia de controle do conversor seja mudada para uma estratégia adequada com a operação da rede elétrica ilhada.

Encontram-se na literatura diversas propostas de métodos de detecção do ilhamento. Eles são geralmente divididos em duas categorias: (i) métodos ativos e (ii) métodos passivos, os quais, por sua vez podem ser subdivididos em: (a) métodos residentes no conversor e (b) métodos não residentes no conversor.

Os métodos passivos basicamente monitoram as características de um ou mais parâmetros do sistema elétrico como por exemplo a tensão e a frequência. E quando esses parâmetros se encontram fora dos padrões previamente estabelecidos interrompe-se a operação do conversor. Já os métodos ativos introduzem mudanças ou provocam distúrbios no circuito elétrico, monitorando sua resposta para determinar se o mesmo opera ilhado ou não (BOWER; ROPP, 2002). Estes métodos tem a desvantagem de comprometerem a qualidade da energia gerada.

Todos os métodos passivos e muitos dos métodos ativos possuem Zonas de Não Detecção (ZND). Estas zonas de não detecção são zonas cegas dentro das quais esses métodos podem falhar. No caso dos métodos ativos, caso estratégias adicionais como por exemplo malhas de realimentação positiva sejam usadas, as ZND podem ter sua região reduzidas ou até eliminadas (YE; WALLING, 2004) e (ALMEIDA et al., 2010).

#### 4.7.1 INJEÇÃO DE CORRENTE DE SEQUÊNCIA NEGATIVA PARA A DETECÇÃO DA CONDIÇÃO DE ILHAMENTO

Esse método ativo proposto por Karimi, Yazdani e Iravani (2008) é baseado na injeção de corrente de sequência negativa no sistema pelo conversor e quantificando a tensão de sequência negativa correspondente no PAC. Normalmente, a corrente de sequência negativa injetada está entre 3 e 5% da corrente de sequência positiva instantânea injetada na rede elétrica CA.

A injeção da corrente de sequência negativa é feita através do controlador do subsistema de sequência negativa mostrado na Seção 4.5.2. Essa componente  $i_t^-$ , quando gerada pelo conversor flui pela baixa impedância da rede como mostra a Figura 36. Entretanto, durante um evento de ilhamento, quando a chave “SW” está aberta, a corrente de sequência negativa fluirá pela carga gerando uma componente de tensão de mesma sequência no ponto de acoplamento comum. Portanto, quando o SGD está ilhado, a tensão no PAC se torna desequilibrada em consequência da injeção da corrente de sequência negativa.

Para que o ilhamento seja confirmado, o nível de desequilíbrio estimado pelo controle do conversor deve estar além do nível permitido que, de acordo com a Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL), é de 2%. O fator de desequilíbrio (FD) de tensão é definido por ANEEL (2008).

$$FD\% = \frac{V_-}{V_+} 100, \quad (4.88)$$

em que  $V_-$  e  $V_+$  são os valores eficazes da tensão de sequência negativa e positiva, respectivamente.

Durante uma condição de ilhamento,  $V_-$  e  $V_+$  são proporcionais à magnitude das correspondentes componentes de corrente,  $I_-$  e  $I_+$ , pois o capacitor e o indutor da carga estão em ressonância, resultando em uma carga puramente resistiva, portanto

$$FD\% = \frac{V_-}{V_+} 100 = \frac{I_-}{I_+} 100. \quad (4.89)$$

Esse método pode acusar falsas condições de ilhamento se o SEP gerar tensões com fator de desequilíbrio maior que 2% no ponto de acoplamento comum.

### 4.7.2 MODIFICAÇÃO NO CONTROLE PARA DETECÇÃO DE ILHAMENTO

Para a implementação do sistema anti-ilhamento, uma simples mudança deve ser incorporada ao sistema de controle de corrente. A mesma se baseia apenas em alterar a corrente de referência de eixo direto de sequência negativa ( $i_{dref}^-$ ) mostrada na Figura 37. A nova referência de corrente de sequência negativa é obtida através de uma porcentagem da corrente de referência de eixo direto de sequência positiva ( $i_{dref}^+$ ) gerada pelo controlador da tensão do barramento CC do conversor. Assim, o conversor vai gerar correntes com um pequeno desequilíbrio para qualquer ponto de operação.

### 4.7.3 ZONA DE NÃO DETECÇÃO

Como já foi abordado na Seção 4.7, as zonas de não detecção são regiões que para determinados parâmetros da carga local, o método empregado para prevenir o ilhamento falha. Para que um método de detecção obtenha sucesso, a ZND do mesmo deve ser reduzida ao máximo ou até extinguida.

No método em questão, devido a lógica adotada, quando ocorre um evento de ilhamento, a corrente da carga será uma combinação de correntes de sequência positiva e negativa. Se a carga é balanceada, o fluxo da componente de sequência negativa da corrente resultará em uma tensão desequilibrada no PAC que será utilizada no algoritmo de detecção. A única ocasião em que o nível de desequilíbrio de tensão resultante pode diminuir ou ser eliminado é quando a carga não é balanceada. Portanto, existe uma ZND para este método que dependerá diretamente do fator de desequilíbrio da carga. Mais detalhes sobre a ZND desse método pode ser encontrada em (BAHRANI, 2008).

## 4.8 CONCLUSÕES PARCIAIS

No presente capítulo foram apresentados e discutidos os projetos dos controladores do sistema de geração fotovoltaico para sua conexão com a rede elétrica. Foram abordados o circuito de sincronismo, a modulação vetorial, o controle do fluxo das potências ativa e reativa, dando ênfase ao controle no modo de corrente, o controle da tensão no elo CC, o algoritmo seguidor de máxima potência e finalmente a proteção contra ilhamento não intencionais. A modelagem matemática e os conceitos expostos no Capítulo 3 foram de suma importância no projeto dos controladores lineares.

No capítulo seguinte serão apresentados e discutidos alguns resultados de simulação baseados no modelo de geração dispersa apresentada até o presente momento.

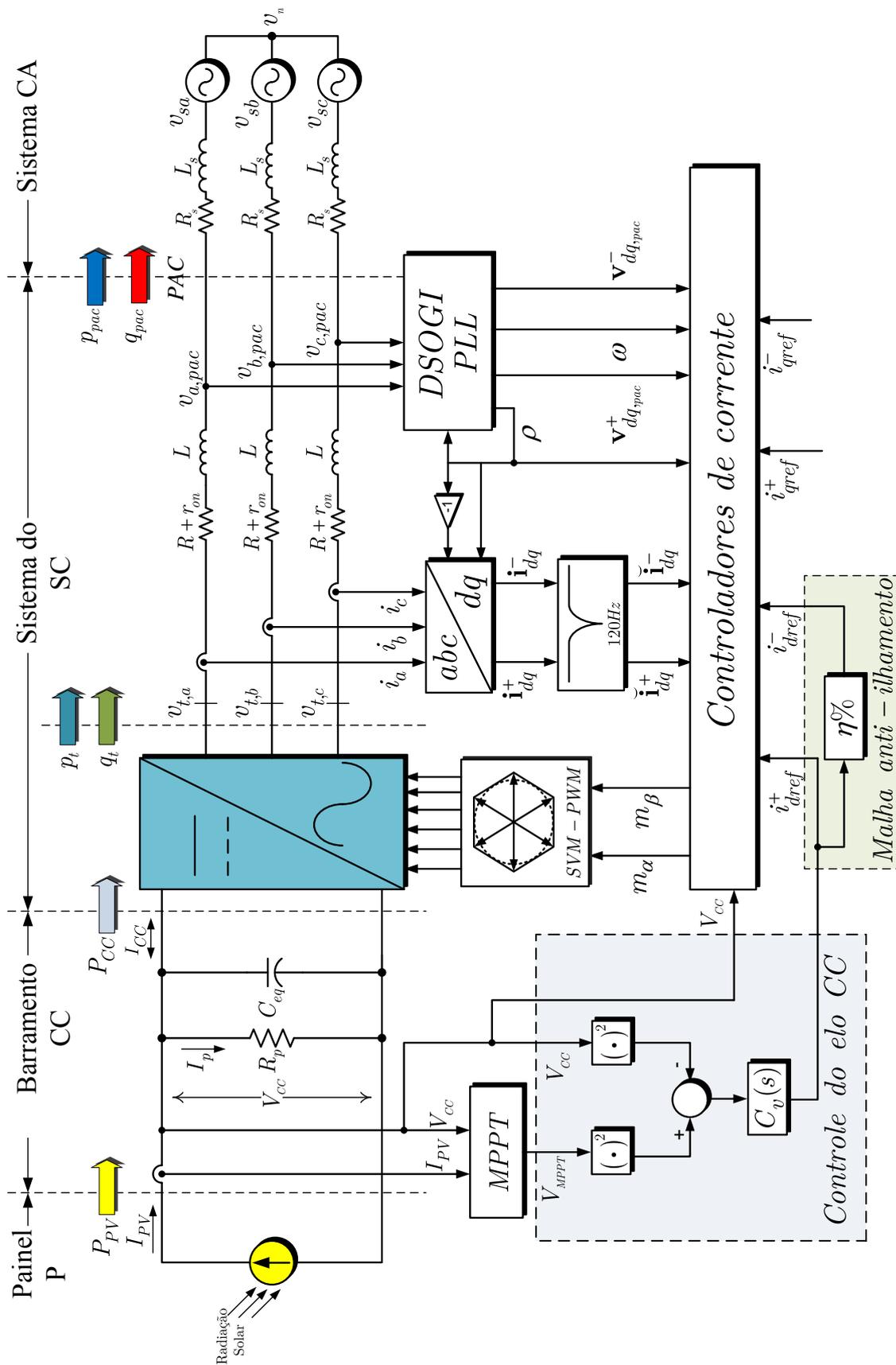


Figura 37: Diagrama esquemático do controle do SGD.

## 5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

### 5.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo serão apresentados alguns resultados obtidos com a simulação do SGD fotovoltaico mostrado na Figura 37, utilizando o programa Programa de Transitórios Eletromagnéticos Alternativo (do inglês, *Alternative Transients Program*) (ATP) (LEC, 1992). Foi utilizada a interface gráfica ATPDraw para facilitar a modelagem e simulação do sistema proposto.

O programa ATP/EMTP possui dois ambientes nos quais é possível modelar controladores e características não lineares de componentes do sistema estudado (*e.g.* painel fotovoltaico). Esses ambientes são denominados *Transient Analysis of Control System* (TACS) (DUBÉ; DOMMEL, 1977) e MODELS (DUBÉ; BONFANTI, 1992). Enquanto que na TACS os controladores são modelados através da conexão de blocos de funções de transferência e de blocos de funções pré-definidas, normalmente escritos em linguagem FORTRAN, no ambiente MODELS os algoritmos de controle são escritos usando uma linguagem estruturada própria, semelhante com aquelas usadas para programar os DSPs.

Neste trabalho, o conjunto fotovoltaico, o circuito de sincronismo, os controladores, bem como os algoritmos do sistema de detecção de ilhamento, foram modelados usando MODELS.

### 5.2 PARÂMETROS DO SISTEMA E REALIZAÇÃO DOS CONTROLADORES

Os elementos utilizados para a simulação do sistema de geração disperso conectado à rede elétrica se encontram resumidos nas Tabelas 9 e 10.

Tabela 9: Parâmetros do conversor VSC.

Descrição	Valor
Frequência chaveamento ( $f_s$ )	15 kHz
Potência nominal ( $S_n$ )	30 kVA
Tensão eficaz de fase ( $V_t$ )	127 V
Indutância do filtro de saída ( $L$ )	2 mH
Resistência de saída (filtro e perdas) ( $R_{eq}$ )	0,3 $\Omega$
Capacitância CC ( $C_{eq}$ )	1500 $\mu F$

Tabela 10: Parâmetros da rede CA.

Descrição	Valor
Frequência fundamental ( $f_1$ )	60 Hz
Tensão eficaz de fase ( $V_s$ )	127 V
Indutância série ( $L_s$ )	0,3 mH
Resistência série ( $R_s$ )	0,001 $\Omega$

### 5.2.1 RESPOSTA DINÂMICA DO DETECTOR DAS COMPONENTES DE SEQUÊNCIA

Nesta seção serão mostrados alguns resultados referentes ao comportamento dinâmico do detector das componentes de sequência positiva e negativa. Serão emulados condições anormais como salto de fase, desequilíbrios e harmônicos de baixa ordem para analisar a resposta do sistema de detecção.

Na Figura 38 são mostradas as formas de onda das tensões trifásicas de fase da rede, nas coordenadas  $abc$ . Em  $t = 0,05$  s acontece uma variação em degrau de  $0^\circ$  para  $45^\circ$  nas fases das três tensões. De  $t = 0,1$  s a  $t = 0,18$  s é forçada uma condição de desequilíbrio sem a presença da componente homopolar. Durante esse período o fator de desequilíbrio é  $FD = 9,6$  %. Por fim, de  $t = 0,22$  s a  $t = 0,27$  s, o sinal de tensão é distorcido com a superposição de 8,3% de uma componente harmônica de quinta ordem em relação à componente fundamental.

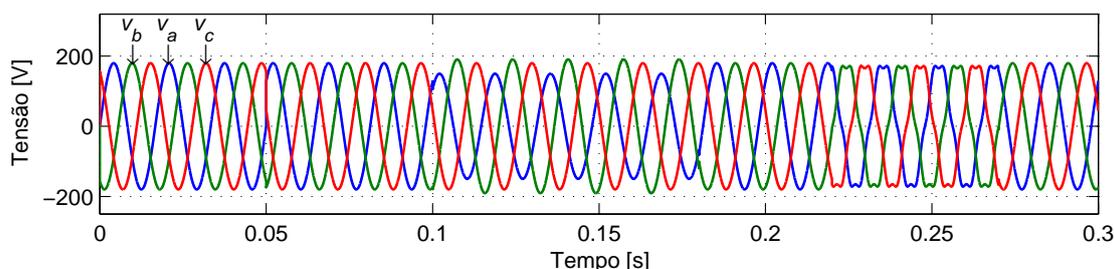


Figura 38: Tensões trifásicas de fase da rede CA.

Na Figura 39 são mostradas as tensões trifásicas da rede referenciadas no sistema

de coordenadas estacionárias  $\alpha\beta$ . Essas tensões são usadas como sinais de entrada dos filtros SOGI passa-faixa e dão origem a quatro sinais utilizados no cálculo das componentes de sequência.

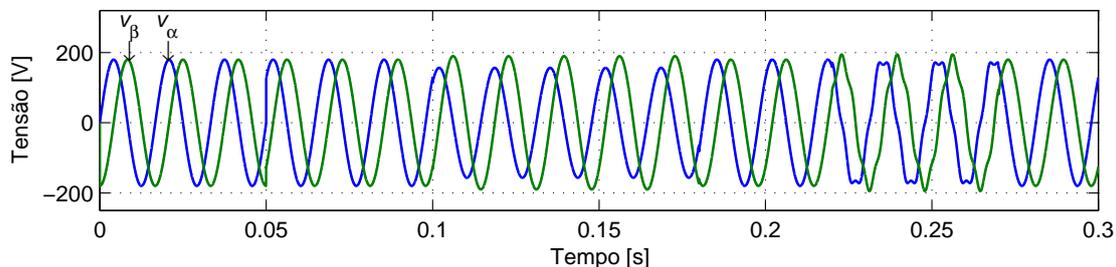


Figura 39: Tensão de fase da rede nas coordenadas  $\alpha\beta$ .

Nas Figuras 40 e 41 são mostradas respectivamente as tensões de sequência positiva e negativa, nas coordenadas  $\alpha\beta$ , na saída do bloco detector de sequência. Observe que após um curto período transitório, quando o desequilíbrio descrito anteriormente é aplicado, as tensões de sequência positiva e negativa convergem para seus valores de regime permanente. Contudo, na presença dos harmônicos de quinta ordem, os mesmos são refletidos em  $v_{\alpha}^{-}$  e  $v_{\beta}^{-}$ , entretanto atenuados, como ilustrado na Figura 41.

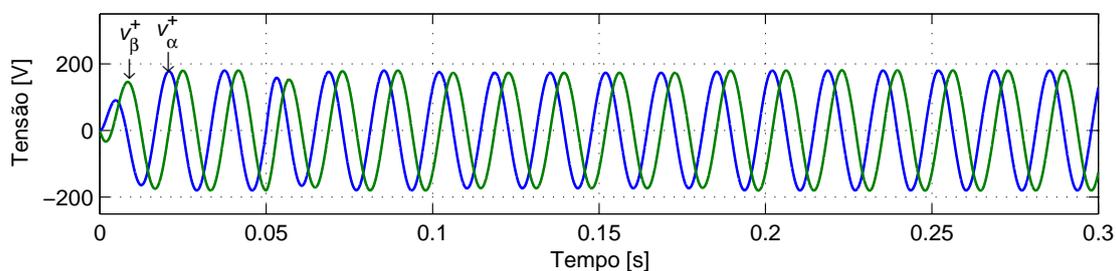


Figura 40: Tensão de sequência positiva da rede nas coordenadas  $\alpha\beta$  estimadas pelo DSOGI.

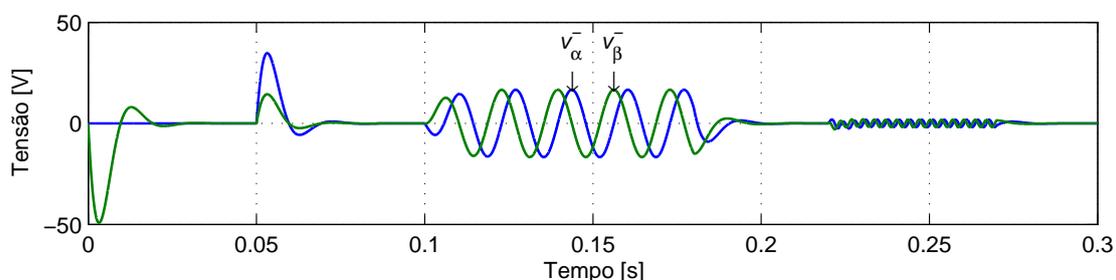


Figura 41: Tensão de sequência negativa da rede nas coordenadas  $\alpha\beta$  estimadas pelo DSOGI.

### 5.2.2 DETERMINAÇÃO DOS PARÂMETROS DO COMPENSADOR DO SRF-PLL

Na Seção 4.3.1 foram deduzidas expressões que relacionam os ganhos do circuito de sincronismo com a banda de passagem e com fator de amortecimento. Fazendo  $\xi = 0,7$ ,  $\omega_n = 100 \text{ Hz}$  e  $\hat{V}_{pac} = 180V$  tem-se, de (4.10) e (4.9), os seguintes ganhos para o controlador do circuito de sincronismo.

$$k_{p,PLL} = \frac{2 \cdot (2 \cdot \pi \cdot 100) \cdot 0,7}{180} = 4,8869 \text{ rad/Vs}, \quad (5.1)$$

e,

$$\tau_{PLL} = \frac{4,8869 \cdot 180}{(2 \cdot \pi \cdot 100)^2} = 0,0022 \text{ s}. \quad (5.2)$$

Na Figura 42 são mostrados o ângulo da componente fundamental da tensão da rede ( $\omega_1 t + \phi_{V_1}$ ) e o ângulo estimado pelo SRF-PLL ( $\rho$ ). Observe que o circuito de sincronismo rapidamente rastreia a frequência e o ângulo da tensão de sequência positiva mesmo quando ocorre um salto de fase.

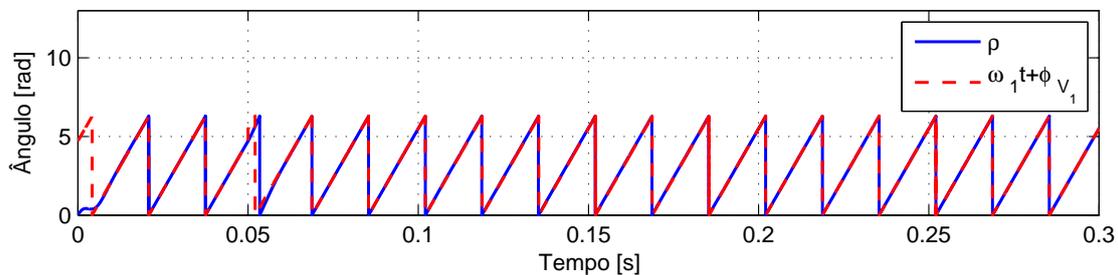


Figura 42: Ângulo rastreado.

O erro entre o ângulo real e o estimado é mostrado na Figura 43, o mesmo aparece nos transitórios e quando há um desbalanço nas tensões da rede, que no caso em questão é de  $0,03 \text{ rad}$ , podendo ser considerado desprezível, além de que ele é suprimido quando há um controle em malha fechada.

De posse do ângulo  $\rho$  pode-se referenciar as tensões da rede no sistema de coordenadas síncronas conforme mostrado na Figura 44. Como discutido anteriormente, quando ocorre um desequilíbrio nas tensões nas coordenadas  $abc$ , as tensões nas coordenadas  $dq$  apresentarão uma componente oscilante, com o dobro da frequência fundamental, superposta a parcela estacionária. Já o 5º harmônico, devido ao fato deste ser de sequência negativa, o mesmo irá aparecer nos sinais das coordenadas  $dq$  como uma

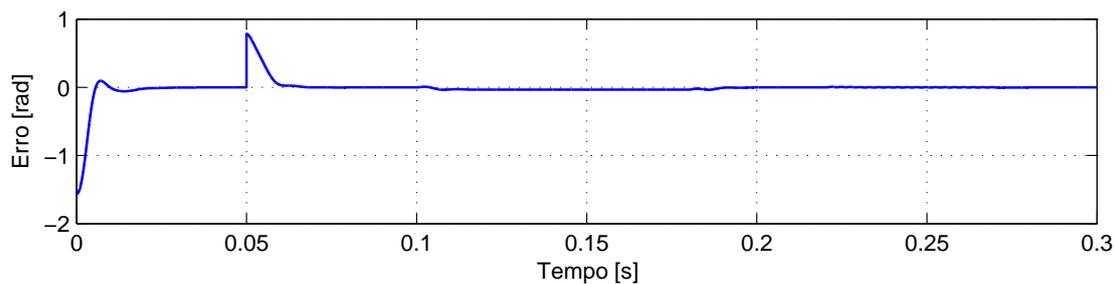


Figura 43: Erro entre o ângulo real e o estimado.

oscilação cuja frequência é seis vezes a frequência fundamental da rede, devido a velocidade relativa de rotação entre o fasor espacial e o sistema de eixos  $dq$ . Esses dois eventos podem ser observados na Figura 44.

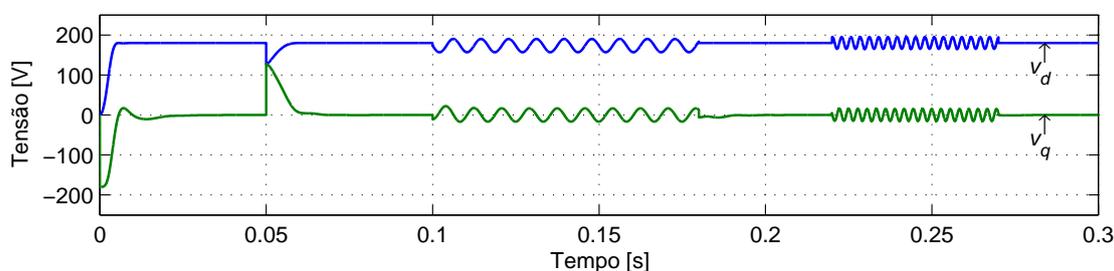


Figura 44: Tensões da rede nas coordenadas  $dq$ .

Separando as componentes de sequência nas coordenadas  $dq$ , não há mais oscilações nas variáveis, quando ocorre um desbalanço de tensão. As componentes de sequência positiva e negativa aparecem como sinais constantes em  $\mathbf{v}_{dq}^+$  e  $\mathbf{v}_{dq}^-$ , como ilustrado nas Figuras 45 e 46, respectivamente. Deve-se notar que  $v_d^-$  possui sinal negativo, o que significa que a componente de sequência negativa tem uma defasagem de  $180^\circ$  em relação à componente de sequência positiva no sistema de coordenadas naturais.

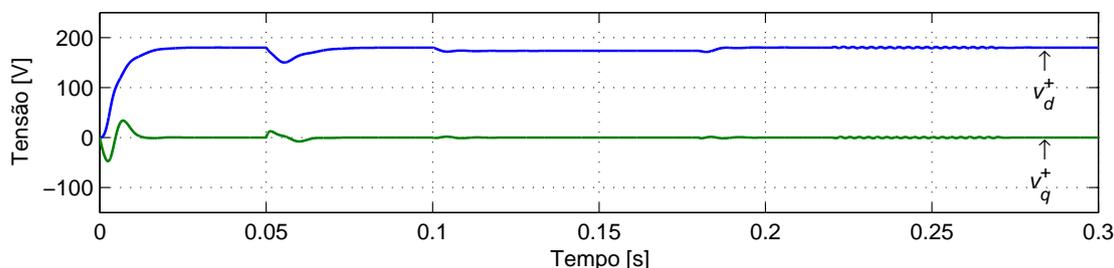


Figura 45: Tensões de sequência positiva nas coordenadas  $dq$ .

Com relação a distorção devida à quinta harmônica, a mesma continua aparecendo nas componentes de sequência. Este comportamento pode ser explicado pelo fato deste harmônico estar muito próximo da componente fundamental e assim, ser pouco atenuado

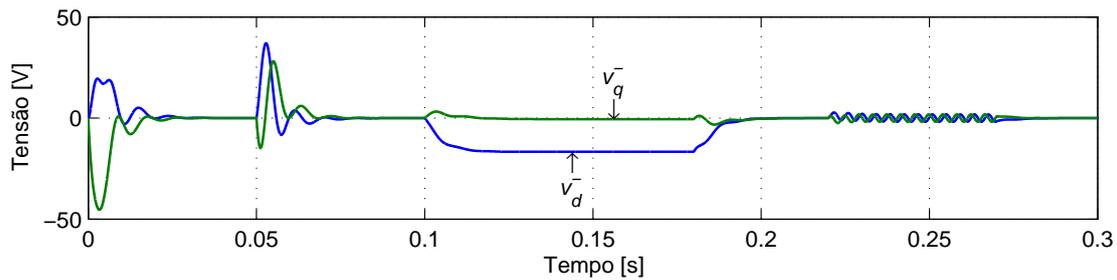


Figura 46: Tensões de seqüência negativa nas coordenadas  $dq$ .

pelo sistema de detecção de componentes de seqüência, que apresenta uma característica passa-baixa. Novamente, vale lembrar que devido ao fato do quinto harmônico ser de seqüência negativa, ele aparece nas componentes  $d$  e  $q$  de seqüência positiva atenuado mas com uma oscilação de seis vezes a frequência fundamental da rede. Já nas componentes de seqüência negativa, esse harmônico também aparece atenuado, entretanto, oscilando com uma frequência quatro vezes maior que a frequência fundamental da rede.

### 5.2.3 DETERMINAÇÃO DA TENSÃO NO BARRAMENTO CC

A tensão no barramento CC do conversor deve ser grande o suficiente para que o mesmo seja capaz de operar na região linear da estratégia modulação injetando corrente na rede. Na Seção 4.4 foi apresentada uma relação entre o valor máximo da componente fundamental da tensão de saída do conversor e a tensão do barramento CC. Esta relação está repetida a seguir:

$$V_{CC} = \frac{3\sqrt{3}}{3} V_{\max}. \quad (5.3)$$

Para que as condições anteriores sejam atendidas, a tensão  $V_{\max}$  deve ser no mínimo igual ao pico da tensão de fase do lado CA, ou seja,  $V_{\max} = 180V$ . Assim, substituindo  $V_{\max}$  em (5.3) tem-se o valor da tensão mínima do lado CC que o conversor deve operar.

$$V_{CC,min} = \frac{3\sqrt{3}}{3} 180V = 311,769 V. \quad (5.4)$$

Para garantir que não ocorra saturação da tensão de saída do conversor durante os transitórios deve-se prever uma tensão CC de operação maior que a tensão mínima determinada em (5.4). Uma opção é escolher um valor 30 % a 50 % de  $V_{CC,min}$ , ou seja, de 404 V a 460 V.

No caso do SGD fotovoltaico este nível de tensão pode ser conseguido conectando vários painéis PV em série. Considerando o painel BP SX 120 da Solarex, cuja tensão no ponto MPP é  $33,7V$  para uma irradiação de  $1000 W/m^2$ , pode-se conseguir uma tensão de  $404,4 V$  no MPP conectando 12 painéis em série. Essa conexão irá fornecer uma tensão de circuito aberto de  $505,2 V$ .

#### **5.2.4 MODULAÇÃO VETORIAL**

Na Seção 4.4 foi apresentado as bases da modulação SVM aplicada aos conversores VSC trifásicos. Para determinar os períodos de chaveamento de cada interruptor do conversor deve-se inicialmente descobrir o setor em que o vetor de referência  $\vec{v}_{\alpha\beta}^*$  está localizado.

Na Figura 47 são mostradas as tensões trifásicas que se deseja sintetizar nos terminais de saída do conversor VSC, enquanto na Figura 48 é mostrado o sinal do algoritmo de determinação do setor de localização do vetor espacial da tensão de referência. Observe que a rampa da Figura 48 tem seis níveis distintos. Um nível para cada setor do hexágono formado pelo vetor espacial das tensões chaveadas do conversor estático.

Determinado o setor do hexágono em que o vetor espacial de tensão está localizado pode-se escolher os vetores adjacentes que serão usados para sintetizar  $\vec{v}_{\alpha\beta}^*$ . Na Figura 49 são mostrados os índices de modulação usados para determinar os tempos que os interruptores semicondutores de cada fase ficarão ligados e desligados. Esses períodos de condução são determinados comparando os índices  $m_a$ ,  $m_b$  e  $m_c$  com o valor de um registrador crescente/decrescente semelhante a uma portadora triangular.

Na Figura 50 é mostrada a forma de onda da tensão terminal de linha do conversor para uma tensão no barramento CC igual à  $400 V$ , enquanto que na Figura 51 é mostrado o espectro harmônico correspondente. Observe que os harmônicos de mais baixa ordem estão situados em bandas laterais em torno da frequência de chaveamento do conversor, ou seja,  $15 kHz/60 Hz = 250$ .

#### **5.2.5 RESPOSTA DINÂMICA DO SGD PARA CONDIÇÕES DE TENSÃO DA REDE BALANCEADAS**

Nesta seção serão mostrados resultados da resposta dinâmica dos controladores do sistema de geração fotovoltaico quando as tensões no PAC estão equilibradas e simétricas.

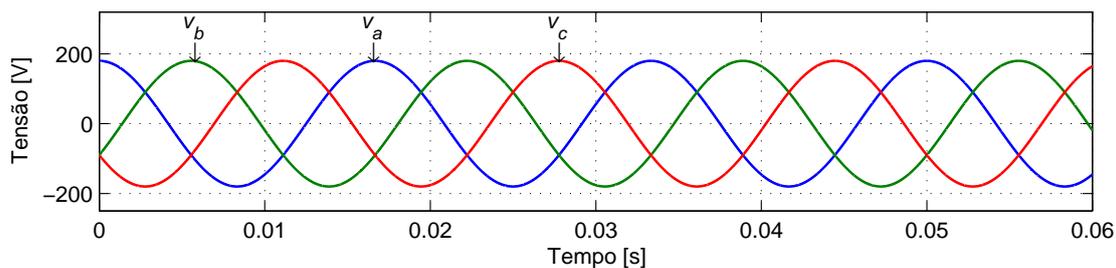


Figura 47: Tensões trifásicas de referência usadas pelo algoritmo SVM.

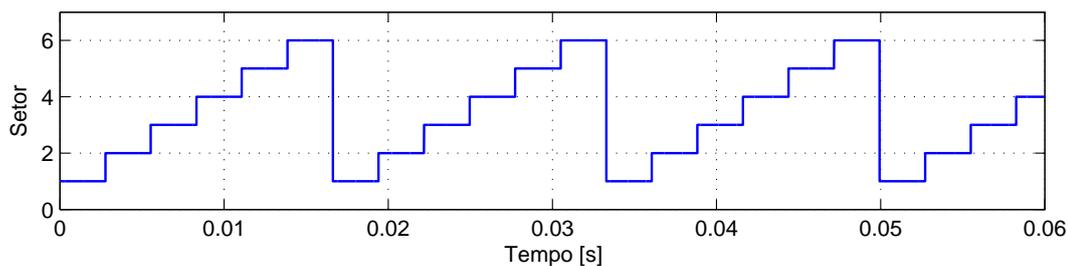


Figura 48: Sinal de saída do algoritmo de detecção dos setores.

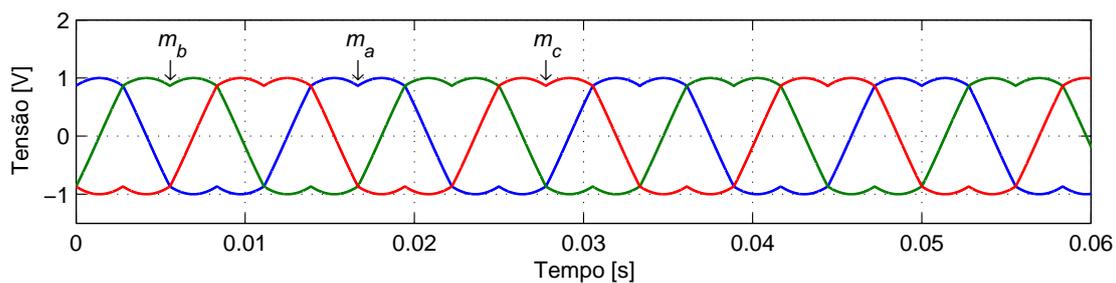


Figura 49: Sinais de modulação normalizados.

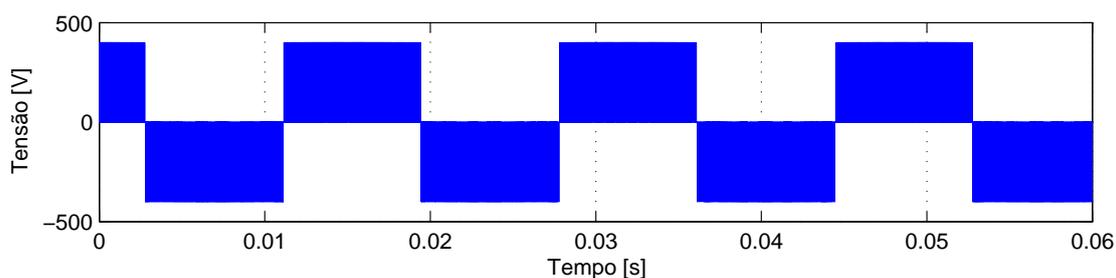


Figura 50: Tensão terminal de linha do conversor.

### 5.2.5.1 DETERMINAÇÃO DOS GANHOS DOS CONTROLADORES DE CORRENTE

As expressões (4.63) e (4.64) relacionam os ganhos dos compensadores de corrente com os elementos do circuito de potência. Apesar destas expressões terem sido desenvolvidas na Seção 4.5.2 elas foram reescritas a seguir para facilitar a apresentação dos resultados. Escolhendo  $\tau_i = 0,5 \text{ ms}$  e substituindo os valores dos parâmetros fornecidos

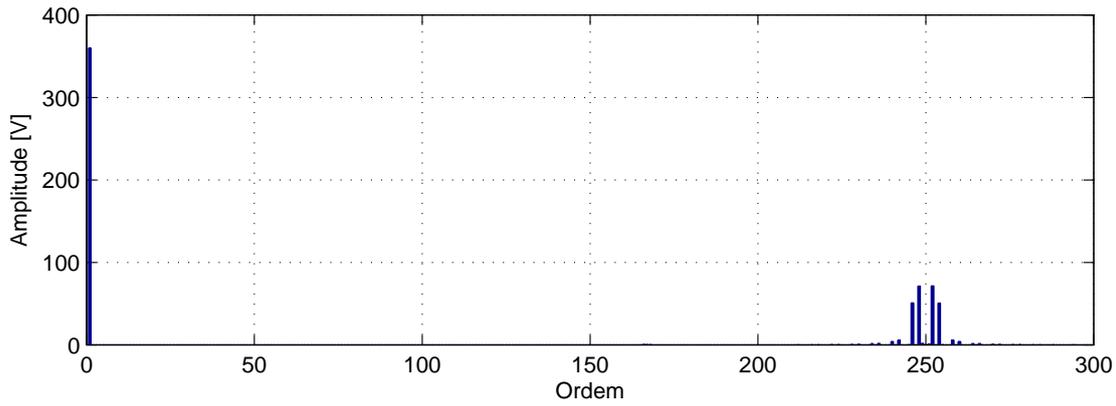


Figura 51: Espectro harmônico da tensão terminal de linha do conversor.

na Tabela 9 tem-se:

$$k_{p,i} = \frac{L}{\tau_i} = \frac{2 \text{ mH}}{0,5 \text{ ms}} = 4 \text{ H/s}, \quad (5.5)$$

e,

$$k_{i,i} = \frac{R_{eq}}{\tau_i} = \frac{0,3 \text{ } \Omega}{0,5 \text{ ms}} = 600 \text{ } \Omega/s. \quad (5.6)$$

Nas Figuras 52 e 53 são mostradas as correntes de eixo direto e em quadratura e seus respectivos sinais de referência. Inicialmente o conversor está desconectado da rede. Em  $t = 0,02 \text{ s}$  o conversor é conectado à rede, entretanto é programado para não injetar corrente na mesma. Em  $t = 0,06 \text{ s}$  a corrente de referência de eixo direto sofre uma variação em degrau de  $0 \text{ A}$  para  $30 \text{ A}$ . A partir deste instante o SGD fotovoltaico passa a injetar corrente no sistema elétrico com um fator de potência unitário. Já em  $t = 0,1 \text{ s}$ ,  $i_{dref}$  sofre uma segunda variação em degrau de  $30 \text{ A}$  para  $-20 \text{ A}$ . O conversor passa agora a consumir potência ativa da rede elétrica. Pode-se notar que o controlador de corrente faz com que o sistema fotovoltaico se comporte como um sistema de primeira ordem cuja constante de tempo é igual à  $0,5 \text{ ms}$ , de acordo com o projeto.

Em  $t = 0,14 \text{ s}$  a corrente de referência de eixo em quadratura sofre uma variação em degrau de  $0 \text{ A}$  para  $20 \text{ A}$ . A partir deste instante surge um fluxo de potência reativa entre o conversor e a rede elétrica. Pode-se observar que as correntes  $i_d$  e  $i_q$  estão desacopladas, ou seja, quando ocorre uma variação em uma delas não se observa reflexo na outra.

Na Figura 54 são mostradas as correntes nos terminais do conversor nas coordena-

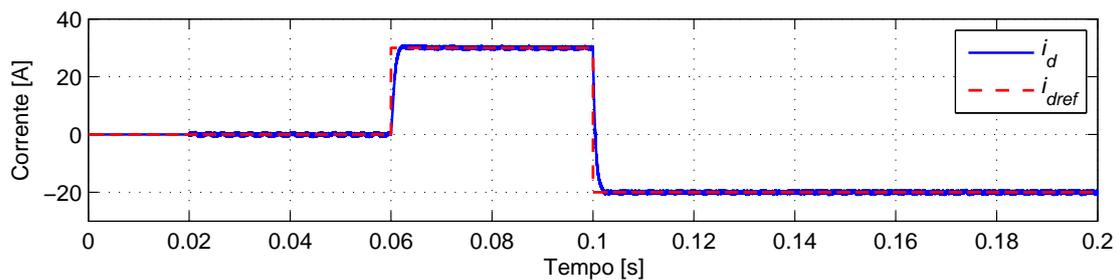


Figura 52: Corrente de eixo direto e sinal de referência.

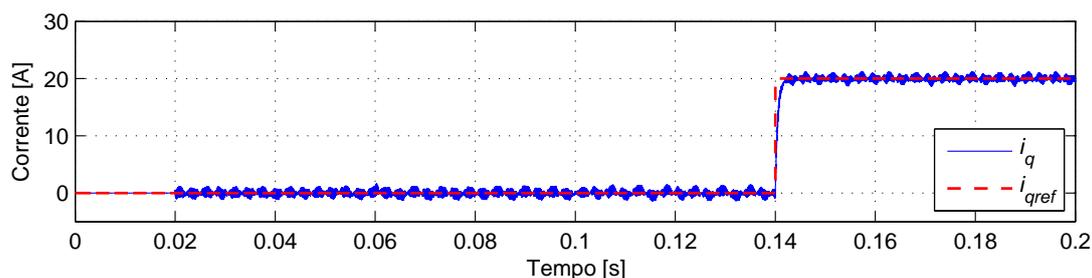


Figura 53: Corrente de eixo em quadratura e sinal de referência.

das  $abc$ . Já a Figura 55 mostra as formas de onda da tensão e da corrente da fase “a” do sistema. Nesse gráfico a corrente foi multiplicada por 3 para permitir uma melhor visualização. Observe que quando a corrente  $i_d$  é positiva, o conversor injeta potência ativa na rede, ou seja, a corrente está em fase com a tensão da fase “a”. Por outro lado, quando  $i_d$  é negativo o conversor consome potência ativa da rede, ou seja, a forma de onda da corrente fica defasada de  $180^\circ$  da forma de onda da tensão de fase.

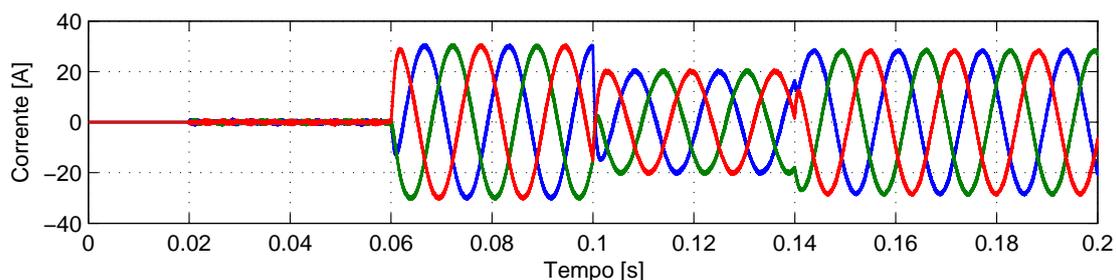


Figura 54: Correntes nas coordenadas  $abc$  que fluem pelo sistema.

### 5.2.5.2 DETERMINAÇÃO DOS GANHOS DO CONTROLADOR DA TENSÃO DO BARRAMENTO CC

Na Seção 4.5.3 foi apresentada uma função que relaciona a parcela média da tensão do barramento CC, elevada ao quadrado, com a corrente de eixo direto de sequência positiva do conversor, enquanto que na Seção 4.5.3.1 foi desenvolvida uma metodologia

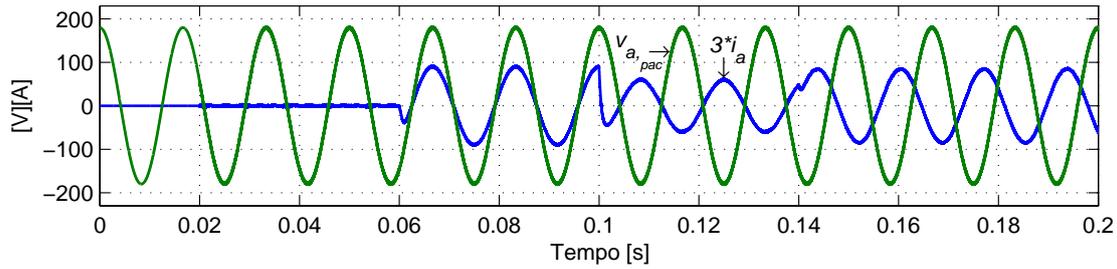


Figura 55: Tensão e corrente da fase “a”.

para o projeto do controlador desta tensão CC.

Na presente seção os parâmetros do regulador da tensão CC serão calculados usando os dados do conversor e da rede de distribuição, fornecidos na Tabela 9 e na Tabela 10, respectivamente. O pior caso para o projeto do controlador da tensão CC acontece quando o conversor opera como retificador, isto é, consumindo potência ativa nominal da rede. Neste caso tem-se um sistema de fase não mínima e com uma margem fase muito pequena.

A função de transferência em malha aberta do sistema de controle de tensão dada em (4.79) está repetida a seguir:

$$M_{a,v}(s) = K_v(s) \frac{1 + \tau_v s}{s^2}, \quad (5.7)$$

em que a constante de tempo é dada por:

$$\tau_v = \frac{2}{3} \left( \frac{LP_{CC,ss}}{V_{d,pac}^+} \right) = \frac{2}{3} \left( \frac{2mH \cdot (-30kW)}{(180V)^2} \right) = -1,2 \text{ ms}, \quad (5.8)$$

para  $P_{CC,ss} = -30 \text{ kW}$ . A constante de tempo negativa surge devido à modelagem e ao sentido escolhido como positivo para o fluxo de potência ativa, não possuindo significado físico.

De (5.7) e (5.8) tem-se que o zero real da planta ( $z = 1/0,0012 = 833,33$ ) se localiza no semiplano complexo direito resultando numa planta com fase não mínima, como previsto anteriormente.

Na Figura 56 é mostrado o diagrama de Bode de  $M_{a,v}(s)$  para o caso onde apenas a parte integral do controlador  $C_v(s)$  é considerada. Note que a resposta em frequência decai com uma taxa de  $-40 \text{ dB/dec}$  até encontrar o pólo da planta. A partir deste ponto a inclinação da curva de resposta em frequência passa a ser  $-20 \text{ dB/dec}$ . Essa

característica garante uma boa atenuação para os harmônicos de chaveamento e ruídos indesejados presentes na tensão CC.

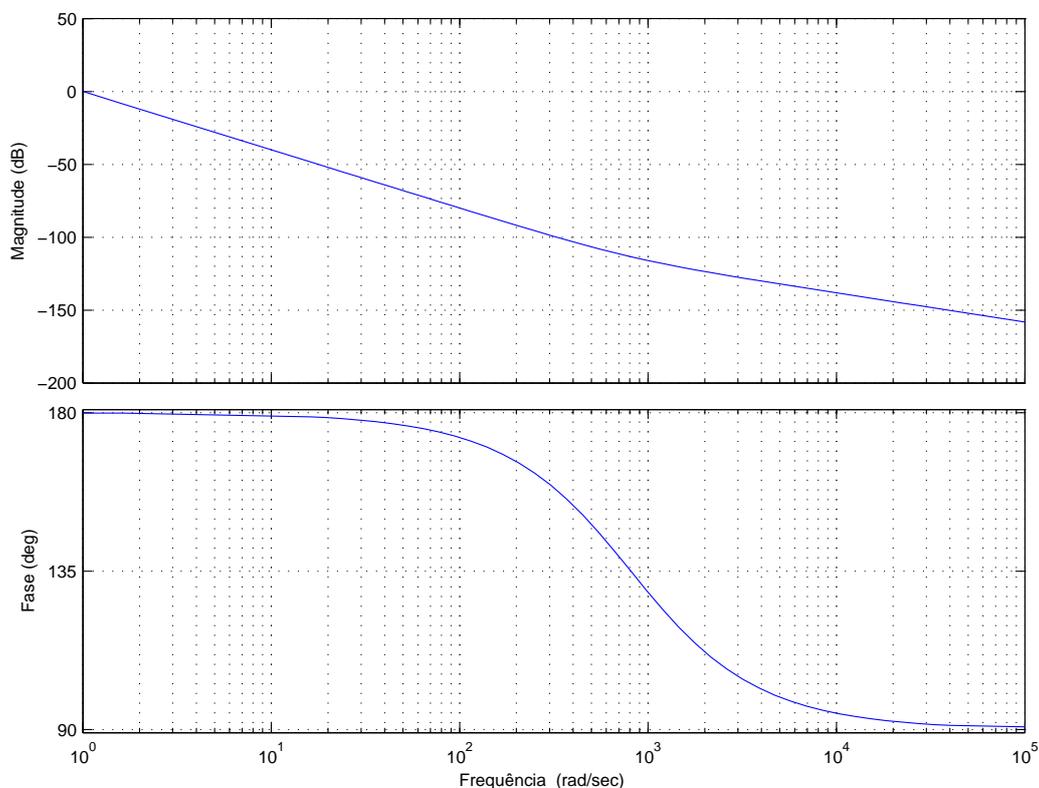


Figura 56: Diagrama de Bode da função de transferência de malha aberta do sistema de controle da tensão do barramento CC com apenas o termo integral do controlador.

Na Seção 5.2.5.1 foi definida a frequência de corte do controlador de corrente igual a  $f_{c,i} = 2000 \text{ Hz}$ . Assim, a frequência de corte do controlador de tensão pode ser escolhida igual a  $\omega_{c,v} = 200 \text{ rad/s}$ . Essa escolha garante que a dinâmica do controlador de corrente não irá influenciar na dinâmica do compensador de tensão. Contudo, para garantir que  $|M_{a,v}(200)| = 1$ , basta incluir um ganho igual à  $\omega_{c,2}^2$  na função do controlador. O diagrama de Bode resultante é mostrado na Figura 57, em que o traço vertical no cruzamento da resposta da magnitude por  $-3\text{dB}$  é utilizado para obter a margem de fase do sistema.

Garantida a margem de ganho passa-se para etapa de obter uma margem de fase adequada que garanta a estabilidade do sistema. No sistema atual a margem de fase é igual a  $-14,1^\circ$  que, segundo as recomendações de projeto, é insuficiente. Para corrigir a fase da planta pode-se então usar um compensador com avanço de fase. De (4.81), escolhendo uma margem de fase igual à  $45^\circ$ , pode-se calcular os ganhos do compensador de avanço de fase através de:

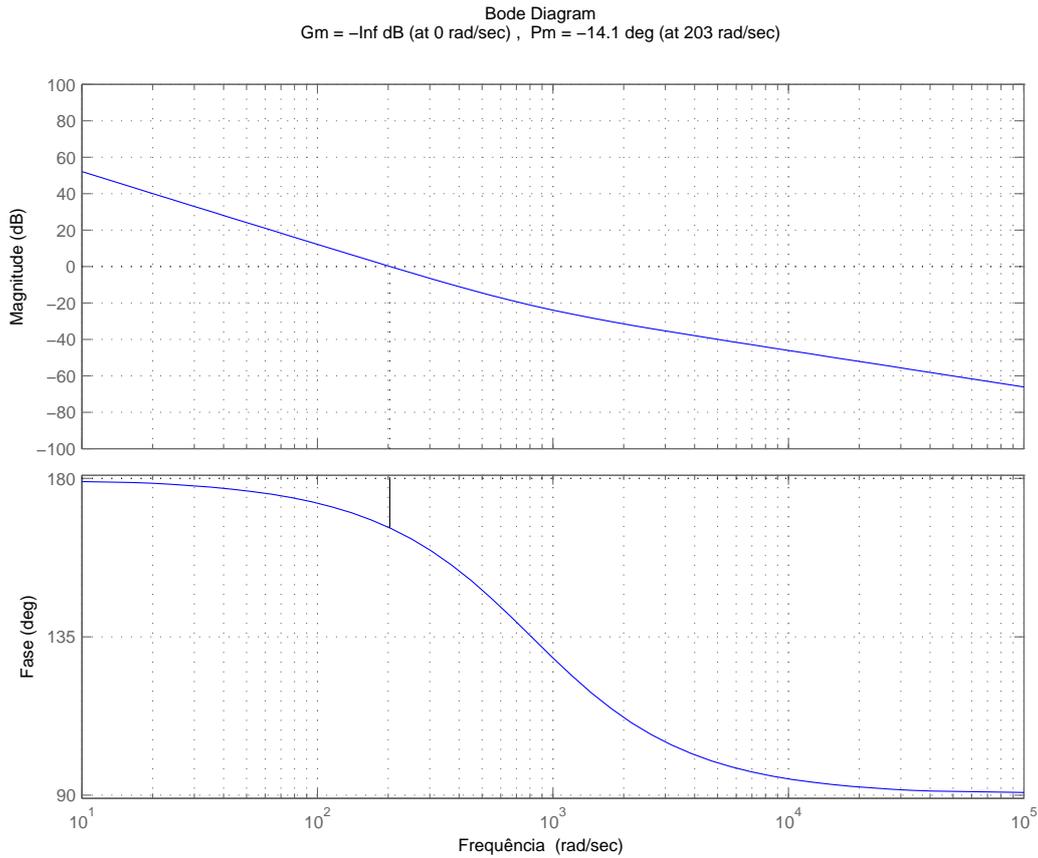


Figura 57: Diagrama de Bode da função de transferência de malha aberta do sistema de controle da tensão do barramento CC com o termo integral do controlador e o ganho.

$$\sigma = \frac{1 + \text{sen}(\delta_{\max})}{1 - \text{sen}(\delta_{\max})} = \frac{1 + \text{sen}(45^\circ + 14,1^\circ)}{1 - \text{sen}(45^\circ + 14,1^\circ)} = 13,0683. \quad (5.9)$$

Substituindo o resultado de (5.9) em (4.83) e isolando o termo  $p$  tem-se

$$p = \omega_m \sqrt{\sigma} = 200 \cdot \sqrt{13,0683} = 723 \text{ rad}, \quad (5.10)$$

que por sua vez, junto com  $\sigma$  substituídos em (4.81) resulta em:

$$F(s) = f \left( \frac{s + p/\sigma}{s + p} \right) = f \left( \frac{s + 723/13,0683}{s + 723} \right) = f \left( \frac{s + 55,32}{s + 723} \right), \quad (5.11)$$

em que  $f$  é um ganho a ser ajustado para que a magnitude final do controlador não seja influenciada pelo compensador com avanço de fase.

A resposta em frequência da planta com a inclusão do compensador com avanço de fase é mostrada na Figura 58. Observe que a margem de fase não é a projetada. Esse

valor pode ser corrigido fazendo  $f = 3,5$  em (5.11).

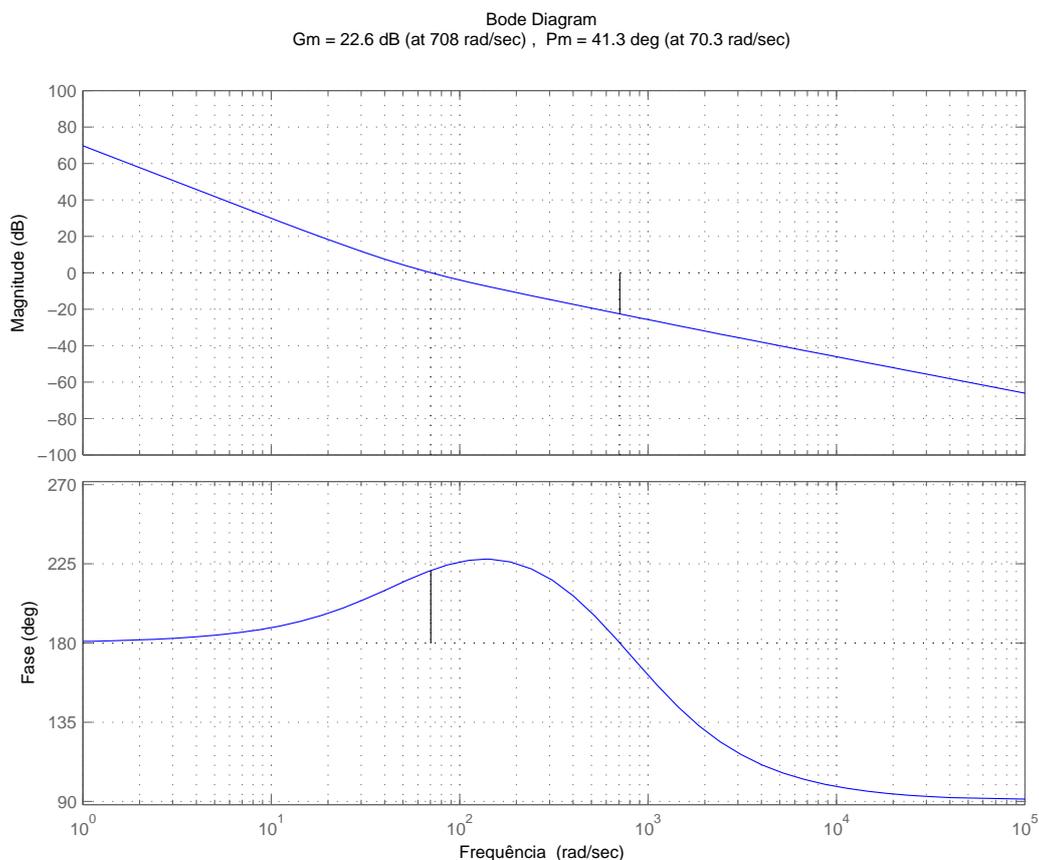


Figura 58: Diagrama de Bode da função de transferência de malha aberta do sistema de controle do elo CC com compensador com avanço de fase.

Na Figura 59 é ilustrado a resposta em frequência da magnitude e da fase da malha de controle de tensão, incluindo a função de transferência do controlador final que é dada por (5.12).

$$C_v(s) = \frac{1,4 \times 10^5 s + 7,745 \times 10^6}{s^2 + 723s}. \quad (5.12)$$

Nas Figura 60, Figura 61 e Figura 62 são mostrados a potência de saída dos painéis solares, a tensão do barramento CC e as potências ativa e reativa nos terminais do conversor, respectivamente. Foram conectados 12 painéis solares em série e 21 módulos em paralelo para fornecer uma potência de  $30kW$  nas condições nominais de temperatura e irradiação.

No instante inicial do processo de simulação o capacitor CC está descarregado e a operação do conversor bloqueada. Dessa maneira, toda energia convertida pelos painéis solares é usada para carregar o capacitor CC até a tensão de circuito aberto do conjunto fotovoltaico. Em  $t = 0,03s$  o conversor é conectado à rede e começa a injetar potência

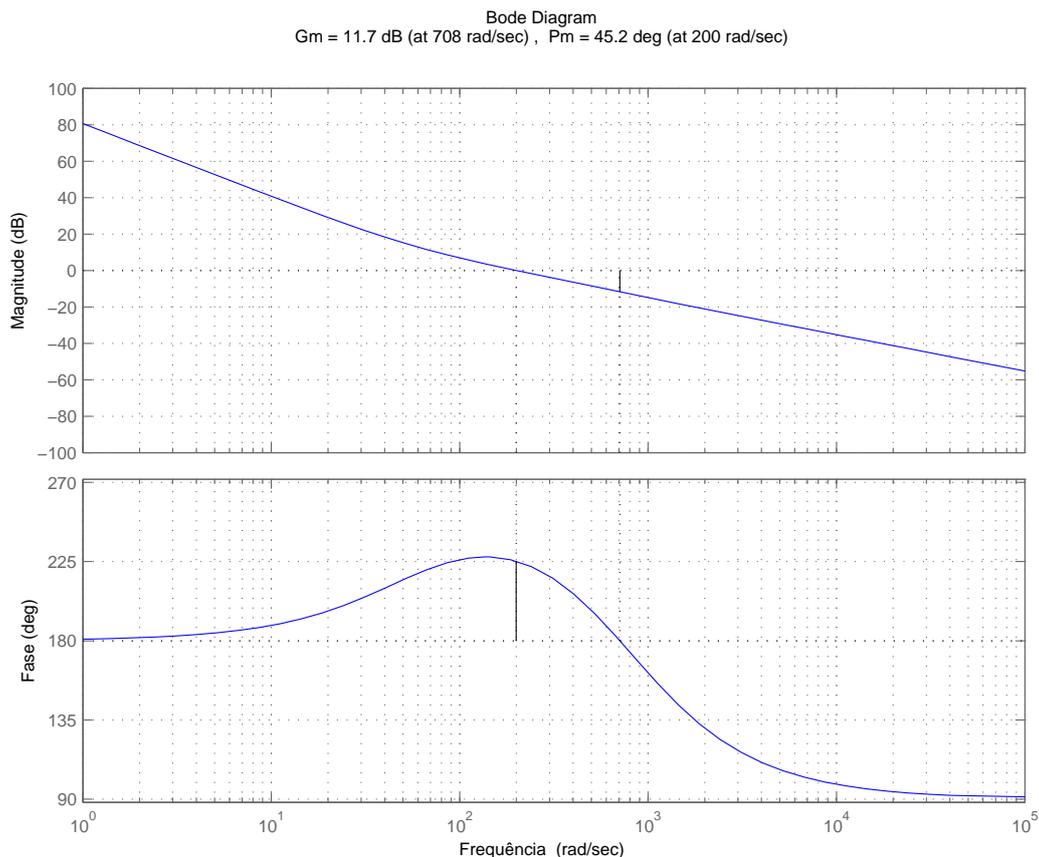


Figura 59: Resposta em frequência da função transferência de malha aberta do sistema de controle do elo CC.

para regular a tensão no capacitor em  $400\text{ V}$  (valor de referência). Em  $t = 0,15\text{ s}$  a radiação incidente passa instantaneamente de  $1000\text{ W/m}^2$  para  $500\text{ W/m}^2$  e depois para  $700\text{ W/m}^2$ , em  $t = 0,23\text{ s}$ . Durante as variações na potência irradiada, a tensão do barramento CC sofre pequenas perturbações mas rapidamente retorna ao seu valor de referência. A diferença observada entre a potência ativa convertida pelo conjunto fotovoltaico e aquela injetada na rede pode ser explicada pelas as perdas no circuito de potência.

Entre  $t = 0,3\text{ s}$  e  $t = 0,32\text{ s}$  o conversor injeta  $+5500\text{ var}$  enquanto que entre  $t = 0,32\text{ s}$  e  $t = 0,34\text{ s}$  o conversor injeta  $-5500\text{ var}$  na rede. Observe que esta ação não têm reflexo sobre o valor da tensão CC. Em  $t = 0,4\text{ s}$  a tensão de referência do barramento CC varia em degrau de  $400\text{ V}$  para  $450\text{ V}$  e retorna ao valor original em  $t = 0,43\text{ s}$ .

Na Figura 63 é mostrado um detalhe ampliado da tensão do barramento CC do conversor. Observe que quando  $V_{CC,ref}$  sofre um degrau positivo, o conversor diminui a potência ativa injetada e até chegando a consumir, temporariamente,  $4000\text{ W}$  da rede

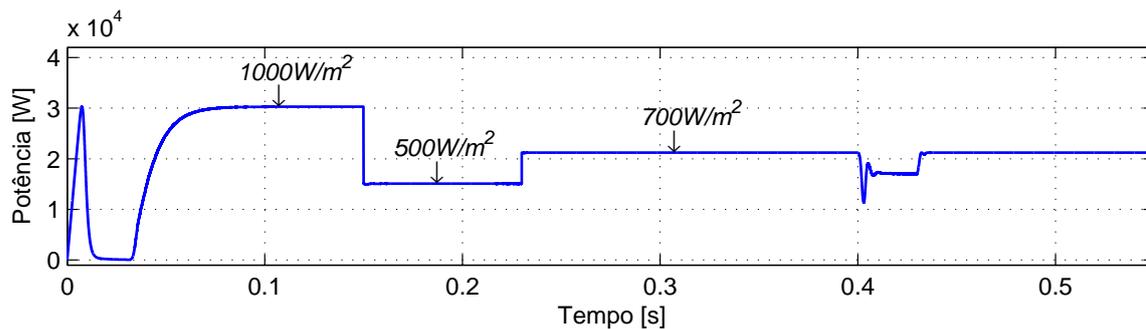


Figura 60: Potência ativa de saída dos painéis fotovoltaicos.

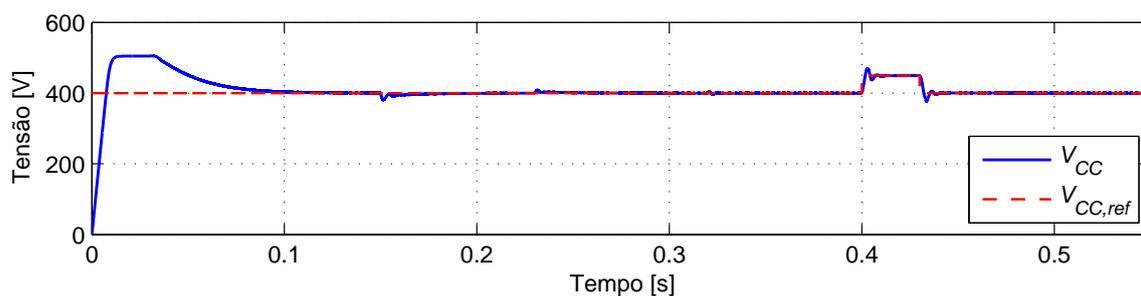


Figura 61: Tensão do barramento CC do conversor.

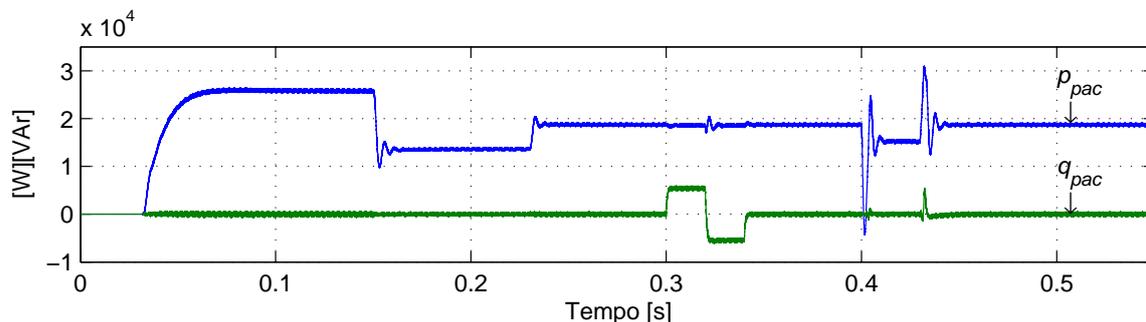


Figura 62: Potência ativa e reativa injetada na rede pelo conversor.

para aumentar a tensão do barramento CC até o novo valor de referência. Já quando  $V_{CC,ref}$  sofre um degrau negativo, o conversor aumenta a potência ativa injetada na rede reduzindo a tensão no capacitor até o nível de referência. Durante todas as variações mostradas o sobre sinal medido é inferior a 5%. De acordo com esses resultados pode-se comprovar a resposta adequada do regulador de tensão.

### 5.2.5.3 RESPOSTA DINÂMICA DO ALGORITMO DE MPPT

A resposta dinâmica do algoritmo de busca do ponto de máxima potência de painéis solares fotovoltaicos é muito importante para aumentar a eficiência do sistema de geração modelado neste trabalho. Nesta seção serão mostrados alguns resultados obtidos

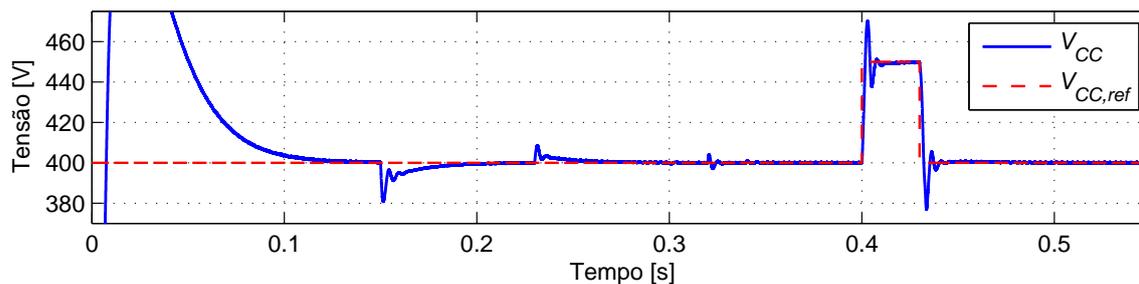


Figura 63: Detalhe da tensão do barramento CC.

dos com a implementação do algoritmo da condutância incremental, com incremento variável.

Na Figura 35 foi mostrado o fluxograma com os passos do algoritmo INC com incremento variável. Contudo, nas implementações práticas desses algoritmos de controle deve-se ter muito cuidado com as grandezas comparadas para minimizar os erros de arredondamento e aumentar precisão do processo, garantindo uma resposta rápida do mesmo. Para tal, nos resultados aqui apresentados, o erro absoluto aceitável para as comparações foi definido como 0,01.

Outro parâmetro importante para o bom funcionamento desta estratégia de MPPT é o fator de escala  $N$ , que neste caso foi escolhido igual à  $12\mu V/A$ . Esta escolha foi baseada em experimentações do sistema digital.

Na Figura 64 é mostrada a tensão de referência fornecida pelo sistema de busca do MPP ( $V_{MPPT}$ ) e a tensão medida no barramento CC ( $V_{CC}$ ). Já na Figura 65 é mostrada a potência de saída do conjunto fotovoltaico cuja temperatura é  $25^{\circ}C$ .

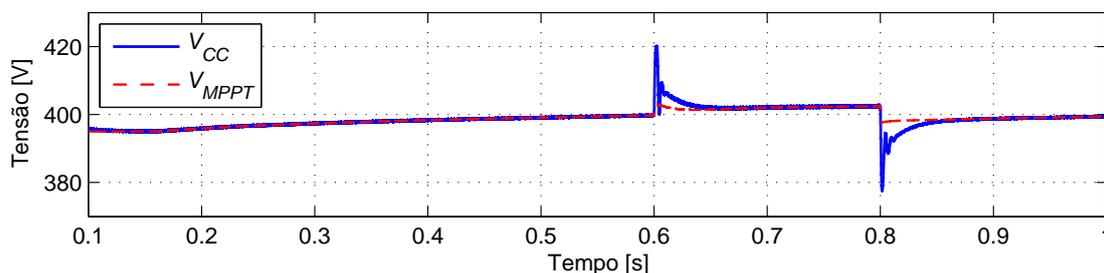


Figura 64: Tensão de referência de saída do algoritmo de MPPT e tensão do barramento CC.

No início do processo de simulação do algoritmo INC está desabilitado e a radiação incidente nos painéis fotovoltaicos é  $600 W/m^2$ . Nesta condição a tensão de referência do barramento CC é  $395V$ .

Em  $t = 0,16 s$  o algoritmo de MPPT é habilitado e controlador INC aumenta a

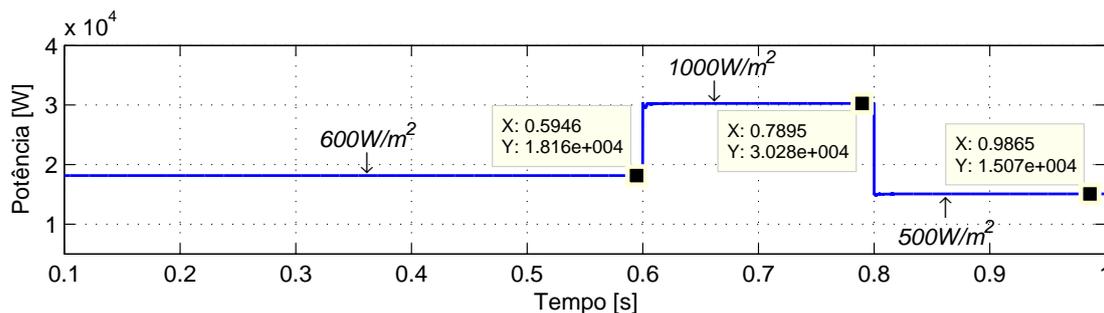


Figura 65: Potência de saída do conjunto fotovoltaico.

tensão  $V_{MPPT}$  para buscar a tensão que irá proporcionar a máxima potência de saída dos painéis, que neste caso é  $33,34 \left(\frac{V}{\text{painel}}\right) \times 12 \text{ painéis} = 400,08 \text{ V}$ . Nesta condição tem-se uma potência de saída igual à  $400,08 \text{ V} \times 2,118 \left(\frac{A}{\text{arranjo}}\right) \times 22 \text{ arranjos} = 18,6 \text{ kW}$  conforme mostrado nas Figura 10 e Figura 11.

Em  $t = 0,6 \text{ s}$  a irradiação sofre um degrau e passa para  $1000 \text{ W/m}^2$ . Novamente controlador INC aumenta  $V_{MPPT}$  buscando a tensão de máxima potência para essas condições, que neste caso é  $404,4 \text{ V}$ , fornecendo uma potência ativa de  $31,6 \text{ kW}$ . Já em  $t = 0,8 \text{ s}$  a irradiação passa instantaneamente para  $500 \text{ W/m}^2$  e novamente o controlador INC altera o valor da tensão  $V_{MPPT}$ . Da observação das Figura 64 e Figura 65 pode-se afirmar que o algoritmo INC é bastante eficiente para rastrear o ponto de máxima potência.

### 5.2.6 SIMULAÇÕES COM SISTEMA SUJEITO À DESBALANÇO DA TENSÃO DA REDE

Nos resultados apresentados na seção anterior os ganhos dos controladores de corrente não considerou o efeito do filtro rejeita faixa já que quando as tensões da rede estão balanceadas não existem componentes de sequência negativa. No entanto, a presença do filtro *notch* altera a resposta transitória das correntes e a inclusão de sua característica é fundamental na estimação das componentes de sequência das correntes.

Sabendo que a função de transferência de um filtro *notch* é dada por:

$$N(s) = a_2 \frac{s^2 + \omega_n^2}{s^2 + s \left(\frac{\omega_n}{Q}\right) + \omega_n^2}, \quad (5.13)$$

em que  $a_2$ ,  $\omega_n$  e  $\frac{\omega_n}{Q}$  são o ganho CC, a frequência central e o fator de qualidade do filtro, respectivamente. Já a constante  $Q$  está relacionada com a seletividade do filtro.

No caso em questão, o ganho desejado para este filtro é unitário, a frequência deve ser centrada no dobro da frequência fundamental da rede ( $120 \text{ Hz}$ ) e o fator de qualidade não deve ser muito pequeno para que o filtro não seja muito seletivo. Pois pequenas variações na frequência da rede diminuiria significativamente a eficiência do filtro e implicaria num tempo de acomodação muito longo para o sinal filtrado. Assim, pelo exposto, escolheu-se  $Q = 1,25$  que resulta na seguinte função de transferência para o filtro:

$$N(s) = \frac{s^2 + 568516}{s^2 + 603s + 568516}. \quad (5.14)$$

Incorporando o filtro rejeita faixa e o subsistema de controle das correntes de sequência negativa pode-se analisar a resposta dinâmica de todo o sistema de controle do VSC.

Os eventos que serão estudados nesta seção são os mesmos submetidos ao sistema na Seção 5.2.5. A única diferença aqui é o fato das tensões trifásicas no PAC, mostradas na Figura 66, possuírem componentes de sequência negativa resultando em um  $FD = 3,7\%$ .

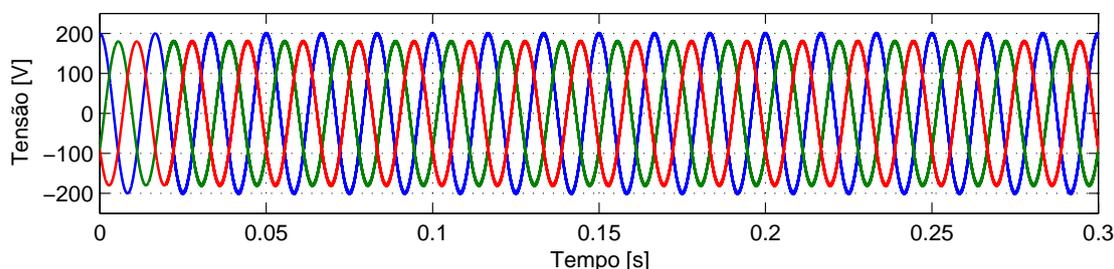


Figura 66: Tensão no PAC.

Nas Figuras 67 e 68 são mostrados o comportamento dinâmico das correntes de eixo direto e em quadratura de sequência positiva quando os sinais de referência são variados em degrau. Diferentemente da condição balanceada, quando não foi usado o filtro *notch*, ocorre um sobre sinal, e o tempo de acomodação é um pouco superior ao caso anterior.

Na Figura 69 é mostrado o comportamento dinâmico das correntes de eixo direto e em quadratura de sequência negativa. Os sinais de referência dessas corrente são zero. Ou seja, deseja-se injetar correntes equilibradas na rede. Pode-se observar que existe um acoplamento entre as correntes de sequência positiva e as correntes de sequência negativa. Este comportamento é devido a inclusão dos filtros rejeita faixa no diagrama

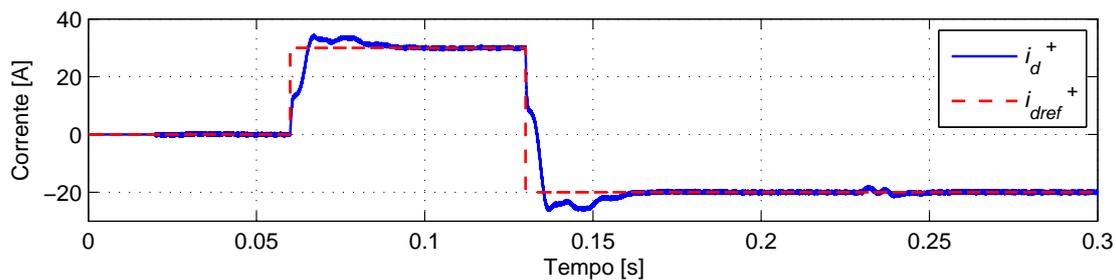


Figura 67: Corrente de eixo direto de sequência positiva e sinal de referência.

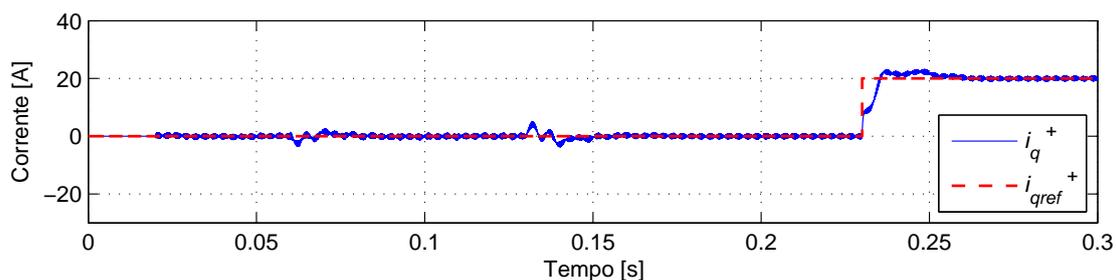


Figura 68: Corrente de eixo em quadratura de sequência positiva e sinal de referência.

de blocos dos controladores.

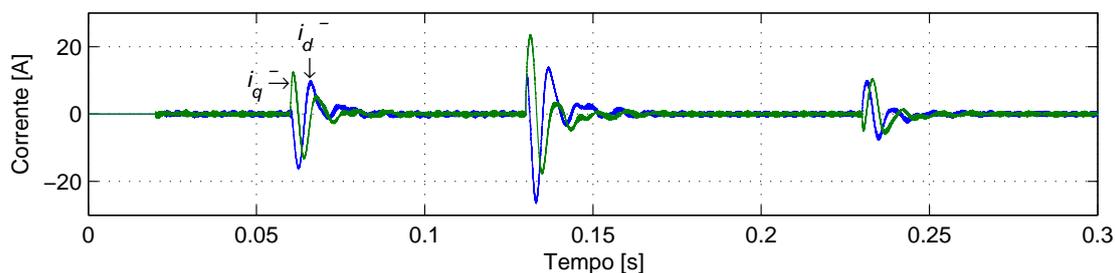


Figura 69: Corrente de eixo direto e em quadratura de sequência negativa.

Na Figura 70 são mostradas as correntes trifásicas de saída do conversor. Observe que essas correntes estão equilibradas.

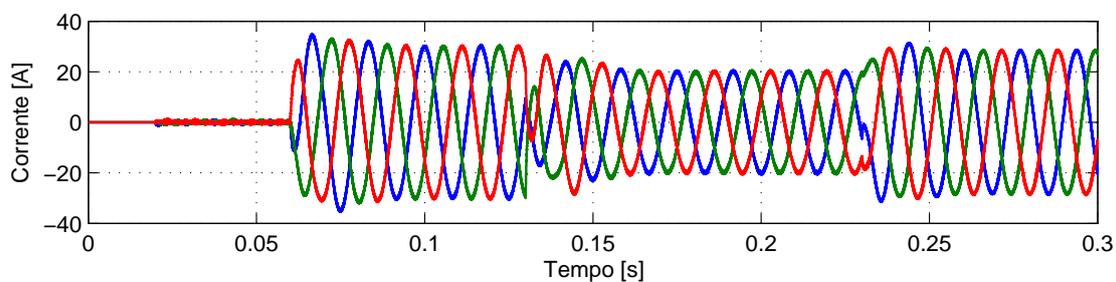


Figura 70: Correntes trifásicas injetada na rede.

Devido ao fato de que as tensões são desequilibradas e as correntes equilibradas, a tensão do barramento CC irá apresentar oscilações com o dobro da frequência da rede.

Esse comportamento pode ser observado nas Figuras 71 e 72. Como consequência, essas oscilações na tensão CC serão refletidas na corrente de referência de eixo direto de sequência positiva conforme mostrado na Figura 73, que por sua vez irá causar a injeção de correntes trifásicas distorcidas na rede como mostrado na Figura 74.

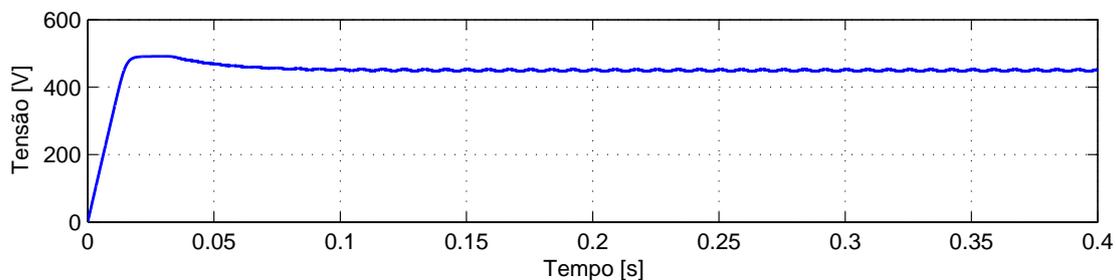


Figura 71: Tensão do barramento CC para tensões da rede desequilibradas.

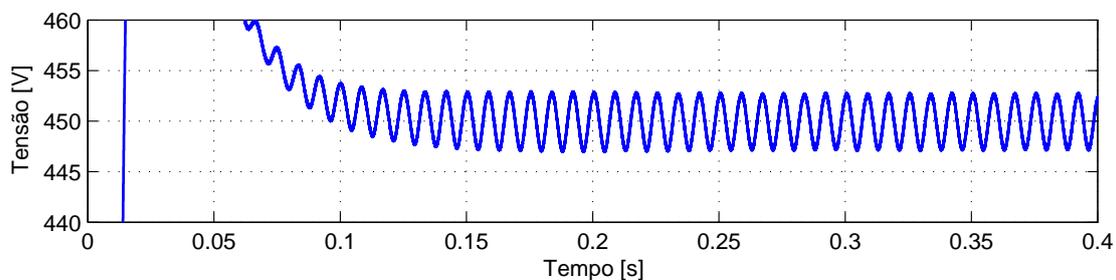


Figura 72: Detalhe da tensão do barramento CC para tensões da rede desequilibradas.

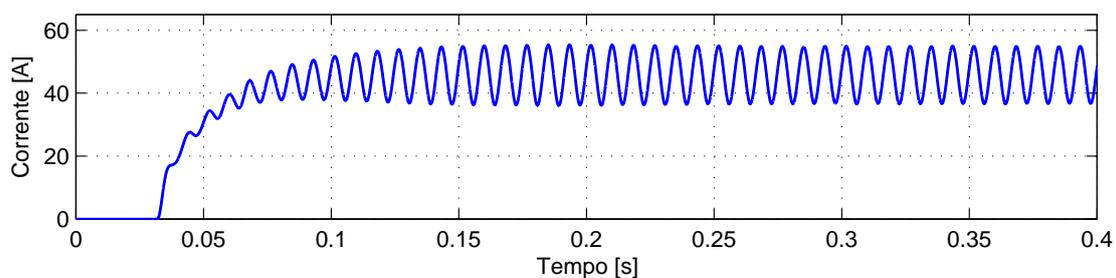


Figura 73: Corrente de referência de eixo direto de sequência positiva para tensões da rede desequilibradas.

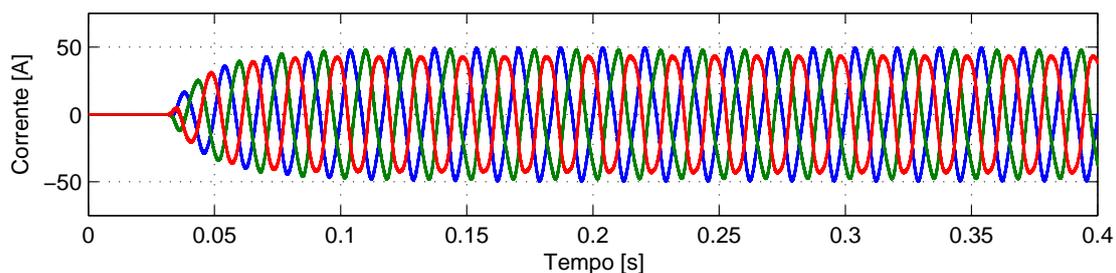


Figura 74: Correntes trifásicas injetadas na rede para tensões da rede desequilibradas.

Como a corrente de referência de eixo direto de sequência positiva possui oscilações em  $120\text{Hz}$ , o controlador de corrente forçará o conversor injetar uma corrente de eixo direto conforme mostrada na Figura 75. Logo, as correntes trifásicas além de possuírem a componente fundamental, devido a parcela CC de  $i_d^+$ , apresentarão também uma componente de terceira harmônica de sequência positiva, devido as oscilações em  $120\text{Hz}$ .

As correntes trifásicas por sua vez, quando representadas nos eixos  $dq$  de sequência positiva dão origem à sinais CC. Já as componentes de sequência negativa oscilarão com uma frequência quatro vezes maior que a frequência fundamental da rede, devido a presença do terceiro harmônico de sequência positiva. Essa situação é mostrada nas Figuras 76, 77, 78, 79 e 80.

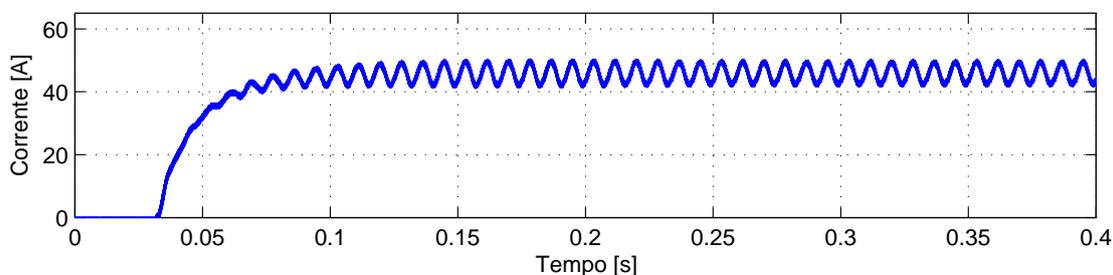


Figura 75: Corrente de eixo direto para tensões da rede desequilibradas.

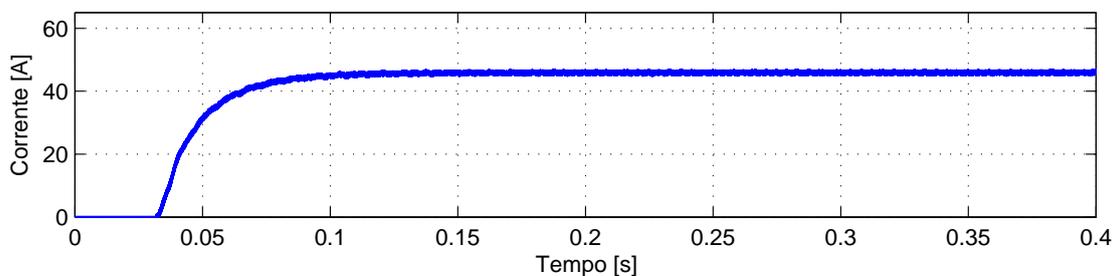


Figura 76: Corrente de eixo direto de sequência positiva para tensões da rede desequilibradas.

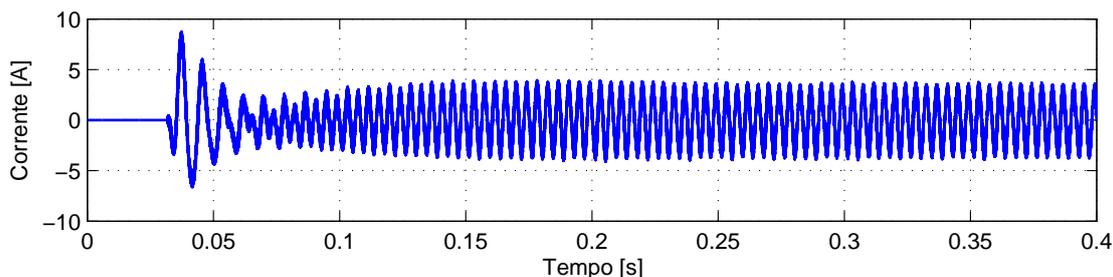


Figura 77: Corrente de eixo direto de sequência negativa para tensões da rede desequilibradas.

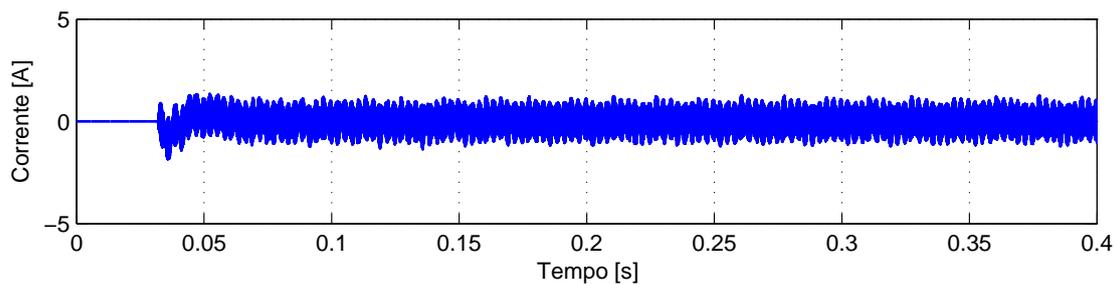


Figura 78: Corrente de eixo em quadratura de sequência positiva para tensões da rede desequilibradas.

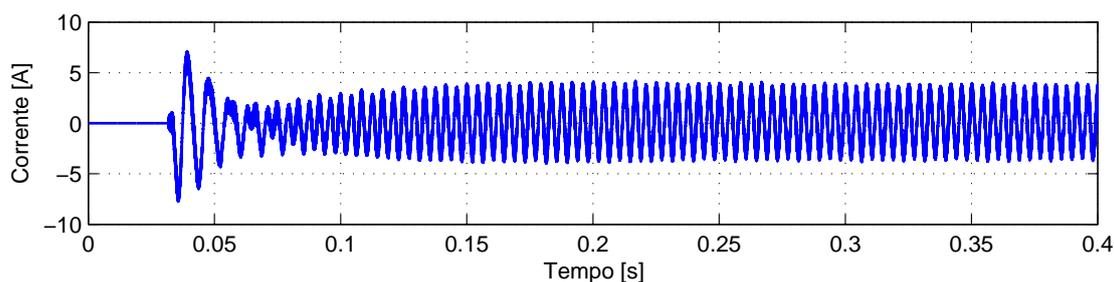


Figura 79: Corrente de eixo em quadratura de sequência negativa para tensões da rede desequilibradas.

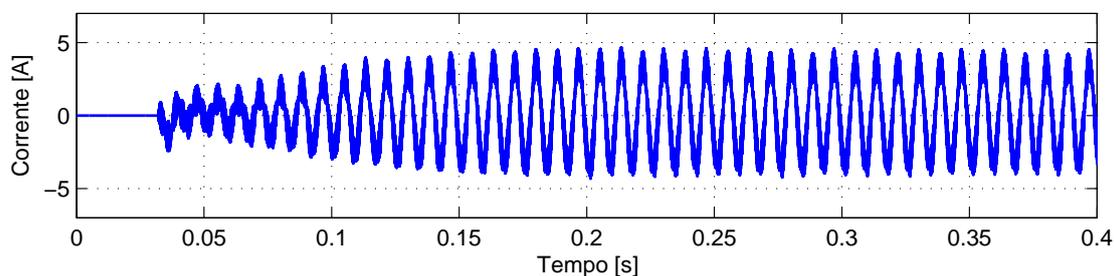


Figura 80: Corrente de eixo em quadratura para tensões da rede desequilibradas.

Este comportamento indesejado da corrente pode ser minimizado reduzindo a faixa de passagem do controlador da tensão no elo CC, para  $30 \text{ rad/s}$ . Neste caso as oscilações em  $120\text{Hz}$  na tensão CC são atenuadas e reduz-se seu efeito na corrente de referência de eixo direto de sequência positiva conforme mostrado nas Figuras 81, 82 e 83.

Apesar da dinâmica do SGD ter ficado mais lenta, a corrente injetada na rede é equilibrada e livre de harmônicos de baixa ordem, como mostrado na Figura 83, garantindo assim a qualidade da energia gerada.

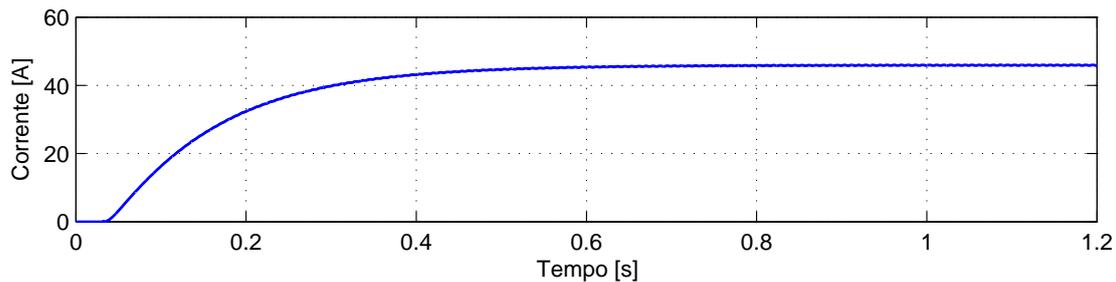


Figura 81: Corrente de referência de eixo direto de sequência positiva.

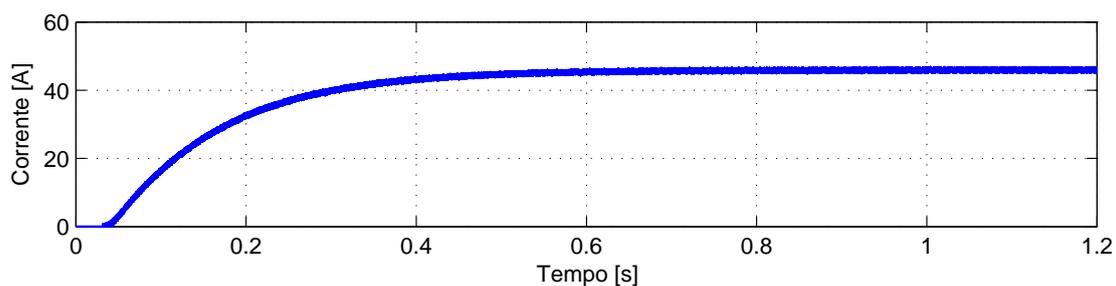


Figura 82: Corrente de eixo direto.

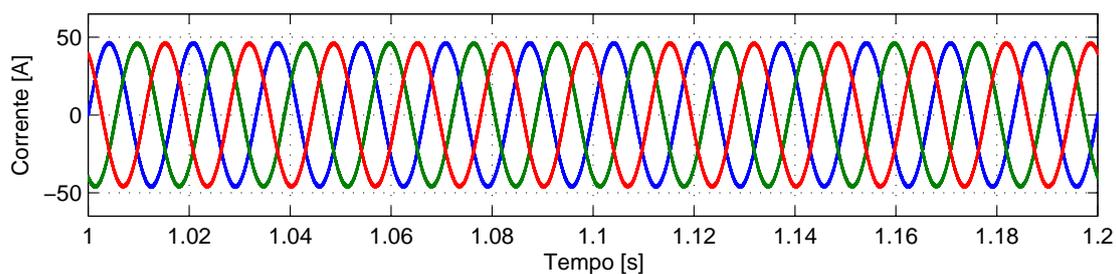


Figura 83: Corrente trifásicas injetadas na rede.

### 5.2.7 DETECÇÃO DE ILHAMENTO

Para avaliar o desempenho do método de detecção de ilhamento, baseado na injeção de corrente de sequência negativa, o circuito proposto pela norma IEEE-Std.929-2000 (2000), mostrado na Figura 3 na Seção 2.2.7, será utilizado. Os parâmetros da carga por fase se encontram na Tabela 11.

Tabela 11: Parâmetros da carga RLC.

Descrição	Valor
Indutância ( $L_L$ )	1,9 mH
Capacitância ( $C_L$ )	3700 $\mu F$
Resistência ( $R_L$ )	1,9 $\Omega$
Fator de qualidade ( $Q_f$ )	2,6514
Freq. de ressonância ( $f_r$ )	60,0264 Hz

Esse tipo de carga representa a pior condição para o que SGD detecte o ilhamento. Isto se deve ao fato de que o conversor continua operando no mesmo ponto que operava antes da abertura da chave que provocou o ilhamento, ou seja, existem pequenas variações nos sinais de tensão, corrente e frequência, sendo impossível que métodos passivos ou relés comprovem o ilhamento.

Nas Figuras 84, 85, 86, 87 e 88 são mostrados respectivamente a tensão no elo CC, a frequência das tensões no PAC, a potência ativa injetada na rede, a corrente injetada na rede CA e a tensão de eixo direto de sequência negativa no PAC, antes e depois do ilhamento, o qual ocorre em  $t = 0,5$  s. Observando essas figuras, pode-se concluir que o SGD continua a operar mantendo a carga conectada no interior da ilha energizada.

A tensão de eixo direto de sequência negativa em *pu*, cujo valor base é 180V, será usada aqui para identificar a condição de ilhamento pelo método de injeção de corrente negativa.

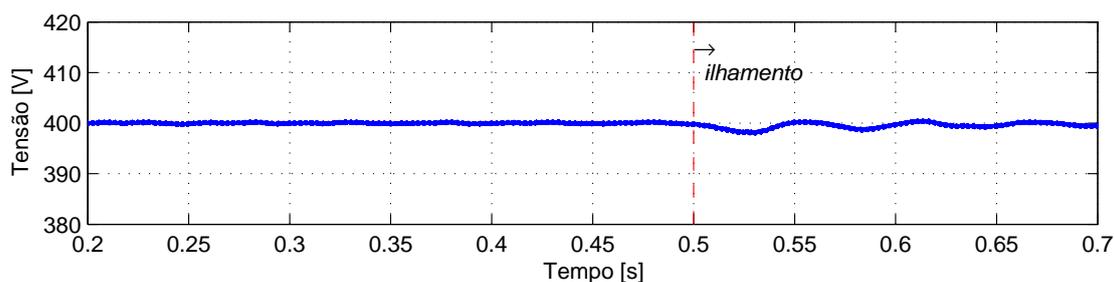


Figura 84: Tensão no barramento CC sem injeção de corrente de sequência negativa.

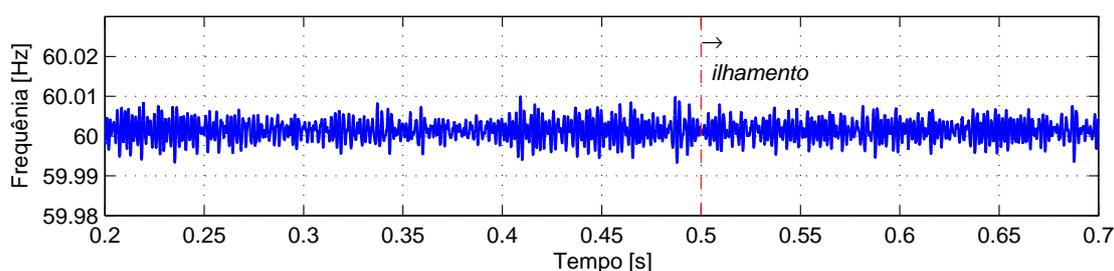


Figura 85: Frequência da rede estimada sem injeção de corrente de sequência negativa.

Incorporando o método de anti-ilhamento no controlador do conversor do SGD e o habilitando em  $t = 0,3$  s, obtém-se os resultados mostrados nas figuras a seguir.

Nas Figuras 89 e 90 são mostradas as correntes de eixo direto de sequência positiva e negativa e as correntes trifásicas injetadas na rede, respectivamente. Em  $t = 0,3$  s o conversor passa a injetar 3% de corrente de eixo direto de sequência negativa em relação a corrente de eixo direto de sequência positiva instantânea, assim as correntes

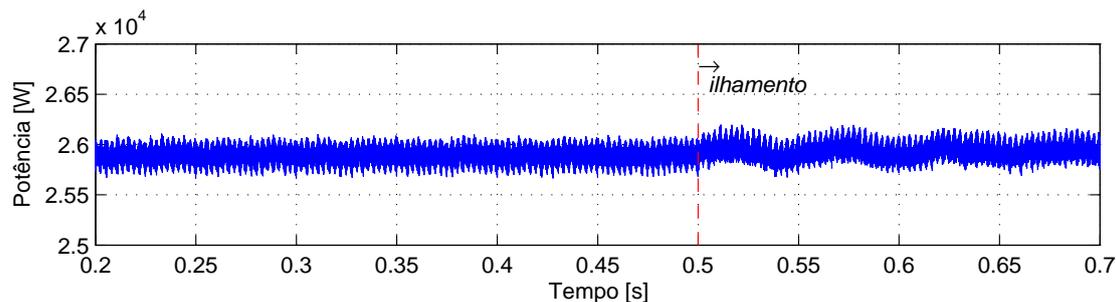


Figura 86: Potência ativa injetada na rede sem injeção de corrente de sequência negativa.

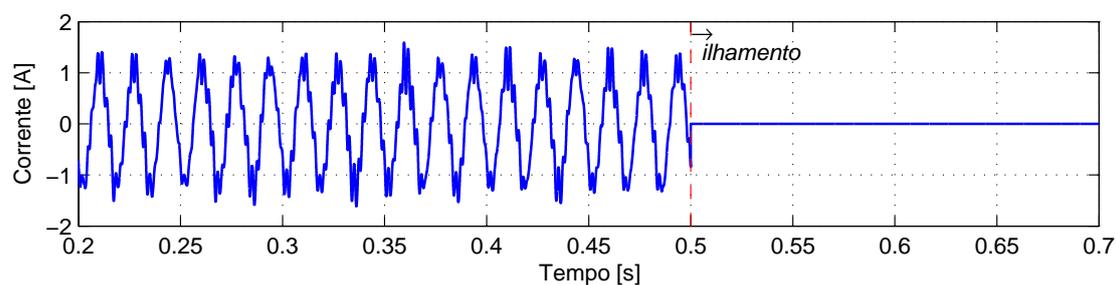


Figura 87: Corrente injetada na fase “a” da rede elétrica.

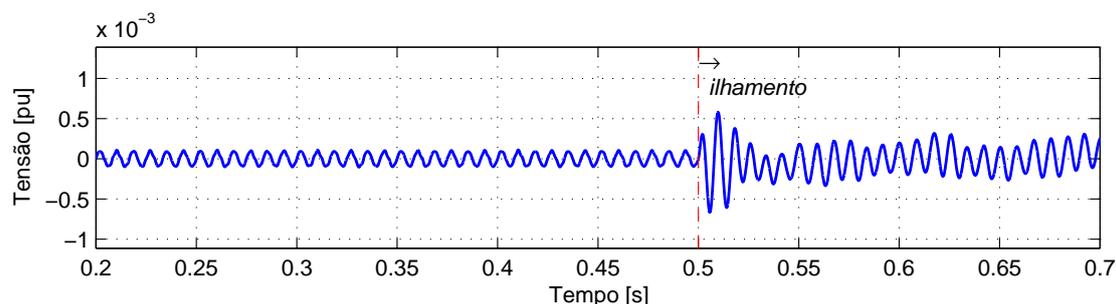


Figura 88: Tensão de eixo direto de sequência negativa em pu.

trifásicas tornam-se desequilibradas.

Quando a corrente de sequência negativa circula pelo sistema, as variáveis  $i_d$ ,  $i_q$ ,  $V_{CC}$ ,  $p_{pac}$  e  $q_{pac}$  começam a oscilar com o dobro da frequência da rede ( $120Hz$ ). Este comportamento já foi discutido anteriormente e pode ser observado nas Figuras 91, 92 e 93, respectivamente.

Na Figura 94 é mostrado que quando o sistema não está ilhado a corrente de sequência negativa flui diretamente para a rede elétrica CA devido a menor impedância do SEP. Em  $t = 0,5 s$ , quando ocorre a condição de ilhamento no sistema nota-se, pelas formas de onda, que as variáveis sofrem pequenas variações transitórias mas continuam praticamente no mesmo ponto de operação. A frequência no PAC, Figura 95, após a ocorrência do ilhamento, se estabiliza no novo valor de  $60,05Hz$ , que esta dentro dos

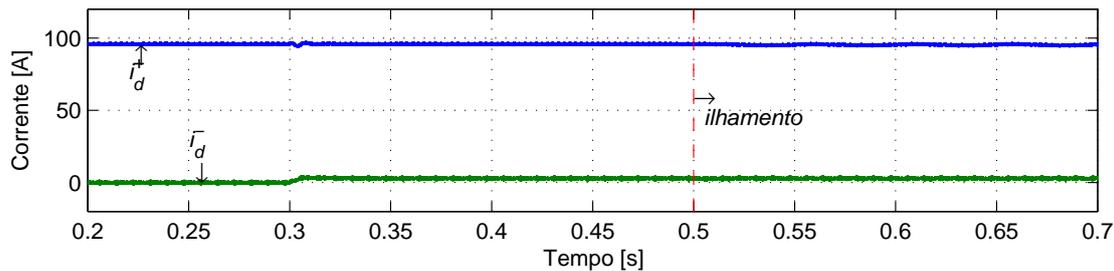


Figura 89: Corrente de eixo direto de sequência positiva e negativa com injeção de corrente de sequência negativa.

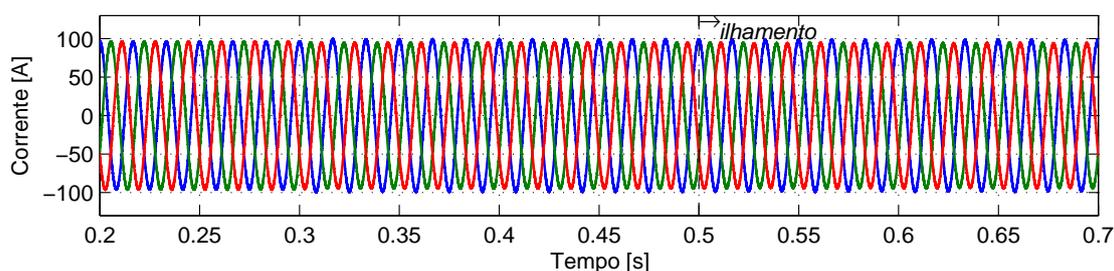


Figura 90: Corrente de saída do conversor com injeção de corrente de sequência negativa.

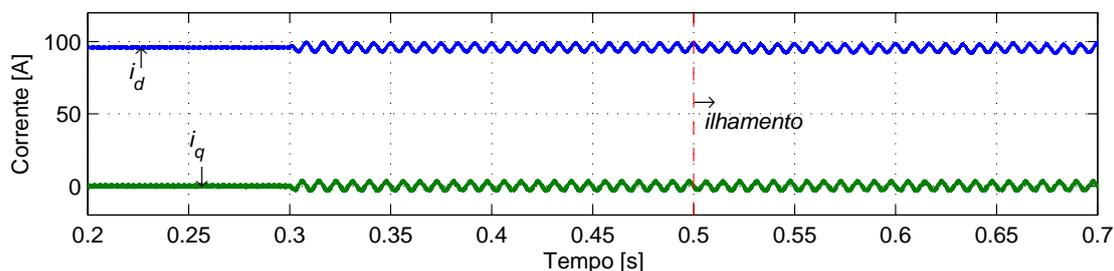


Figura 91: Corrente de eixo direto e em quadratura com injeção de corrente de sequência negativa.

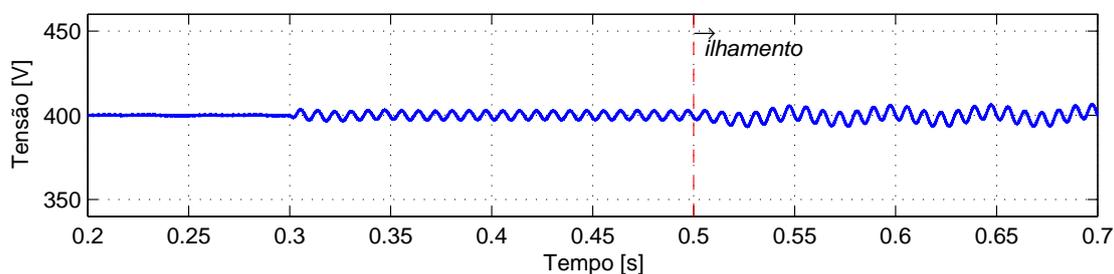


Figura 92: Tensão no barramento CC com injeção de corrente de sequência negativa.

limites de operação e não serve como parâmetro para a detecção deste fenômeno.

A análise dos resultados mostra que a variável mais afetada, após a ocorrência do ilhamento, é a tensão de eixo direto de sequência negativa. A mesma passa de  $0 pu$  para  $0,03 pu$  conforme pode ser observado na Figura 96. Observe que o fator de desequilíbrio

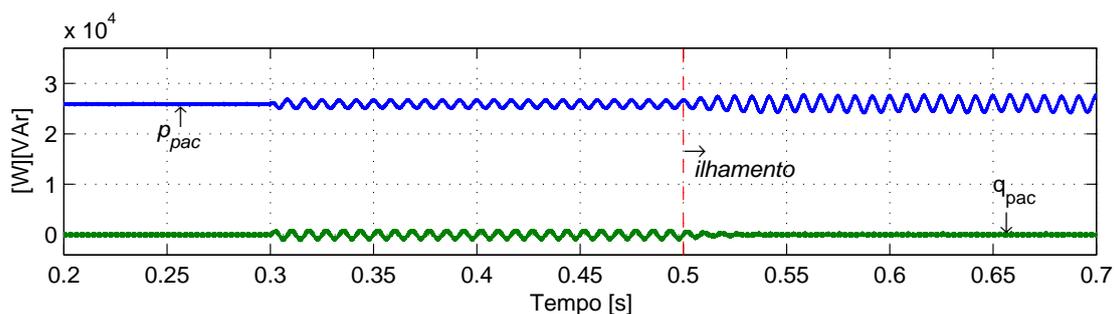


Figura 93: Potência ativa e reativa injetada na rede com injeção de corrente de sequência negativa.

salta de 0 para 3%, ou seja, maior que o valor limite (2%). Pode-se então usar essa medida para detectar ilhamento do SGD.

Outro fato importante é que em menos de 0,05 s o limite de desbalanço é ultrapassado sendo que a tensão de eixo direto de sequência negativa atinge o regime permanente em menos de 0,06 s. Portanto, o ilhamento pode ser facilmente detectado em um período inferior a 60 ms, que é bem abaixo do valor máximo de 2 s recomendado pela norma adotada neste trabalho.

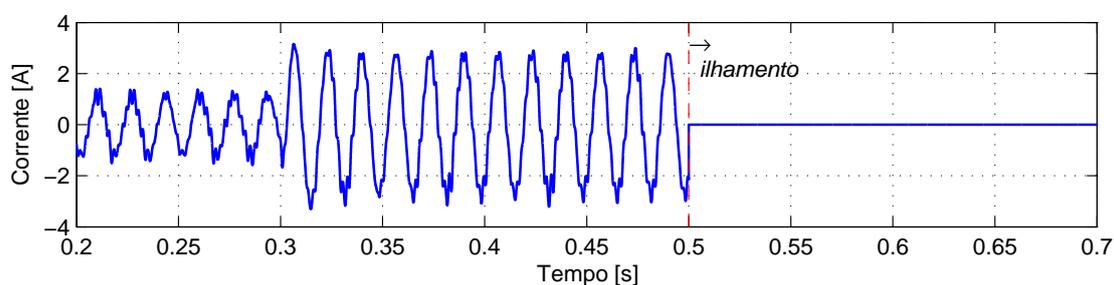


Figura 94: Corrente injetada na rede na fase “a” com injeção de corrente de sequência negativa.

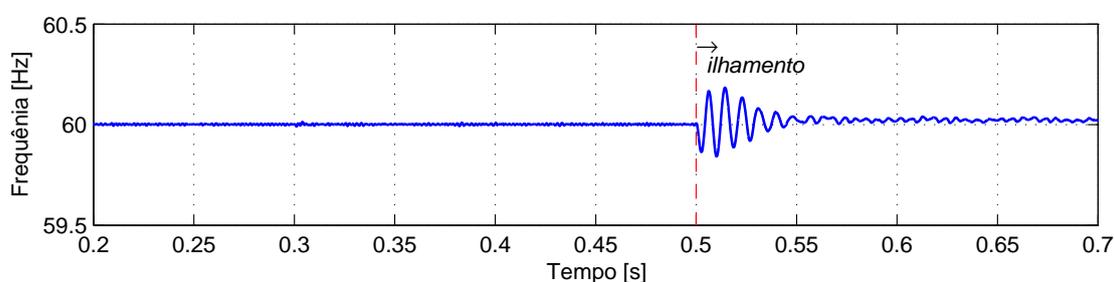


Figura 95: Frequência da rede estimada com injeção de corrente de sequência negativa.

Na Figura 97 é mostrado a tensão de eixo direto de sequência negativa em pu para diferentes níveis de corrente de sequência negativa injetadas na rede e sua resposta após a ocorrência do ilhamento.

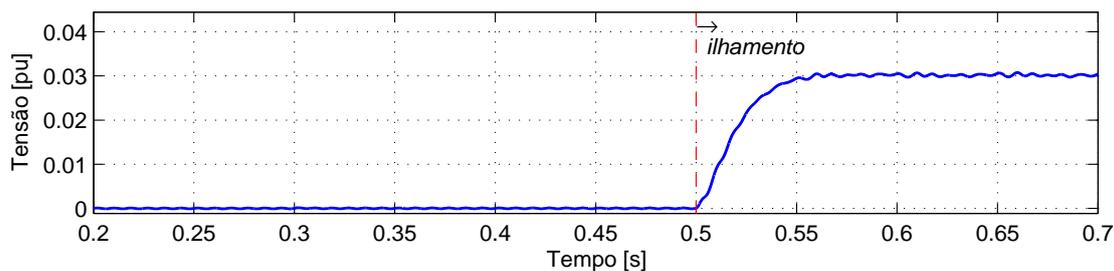


Figura 96: Tensão de eixo direto de sequência negativa em pu com injeção de corrente de sequência negativa.

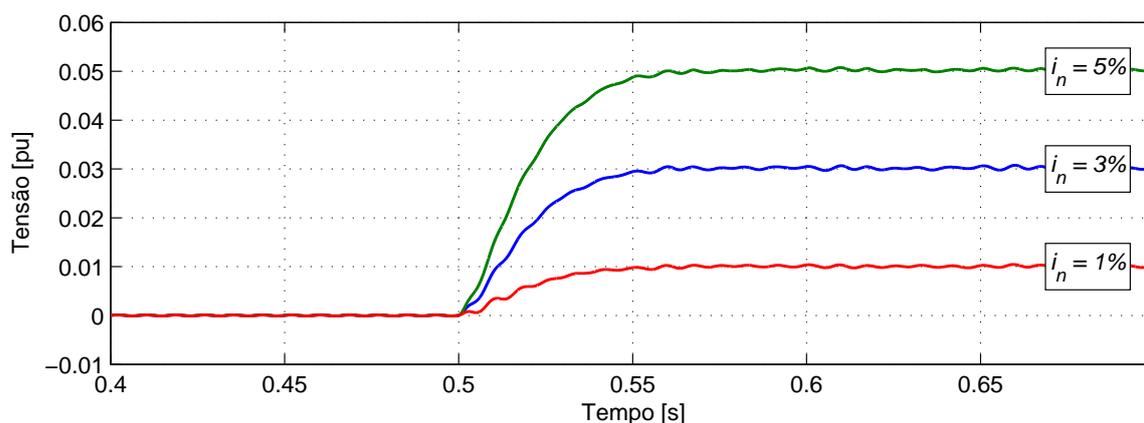


Figura 97: Tensão de eixo direto de sequência negativa em pu para diferentes níveis de corrente de sequência negativa injetada pelo conversor.

Apesar da técnica de anti-ilhamento mostrada aqui funcionar muito bem para o circuito de teste com cargas balanceadas, a mesma poderá falhar se houver um desequilíbrio na carga RLC conectada nos terminais do conversor, resultando em uma tensão de eixo direto de sequência positiva menor que o limite estabelecido para a comprovação do ilhamento. Essa situação pode ser observada na Figura 98 onde a resistência da fase “a” da carga RLC é substituída por outra cujo o valor é  $1,77 \Omega$ .

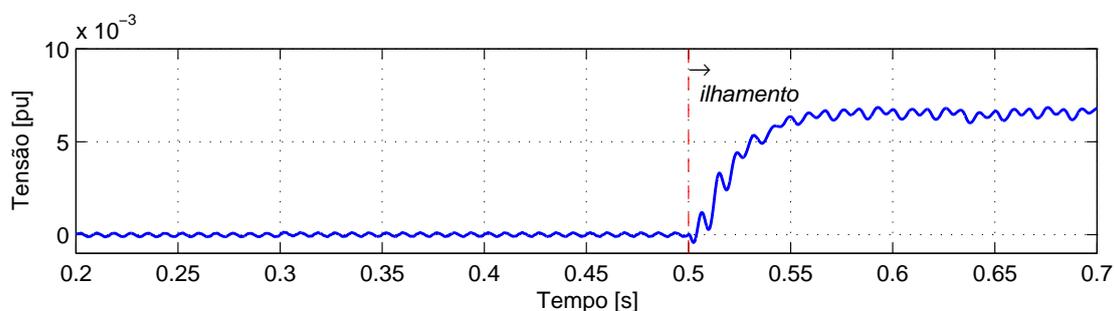


Figura 98: Tensão de eixo direto de sequência negativa em pu para carga desequilibrada.

Devido a existência da ZND deste método, Bahrani (2008) propôs uma mudança no esquema de injeção da corrente de sequência negativa. A mesma é baseada na mu-

dança periódica da fase da corrente de sequência negativa entre zero e  $\pi$  para eliminar completamente a ZND. Ou seja, se para um destes ângulos o método cai na ZND, para o outro, o método fica fora da ZND permitindo a detecção do ilhamento.

A mudança de fase é facilmente implementada variando a corrente de referência de eixo direto de sequência negativa entre valores limites  $-i_{dref}^-$  e  $+i_{dref}^-$  conforme mostrado na Figura 99.

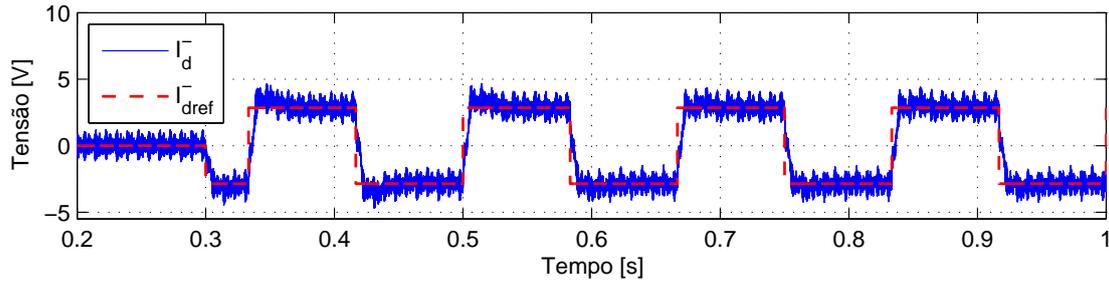


Figura 99: Corrente de eixo direto de sequência negativa utilizando a estratégia modificada de injeção de corrente de sequência negativa.

Um parâmetro muito importante que influencia na resposta da técnica modificada apresentada aqui é a frequência com que o sinal de referência será modificado. O período do sinal de referência deve ser superior ao tempo máximo necessário para detectar a condição de ilhamento. Nas simulações anteriores, foi constatado que este tempo é  $60\text{ ms}$ , portanto, a frequência máxima deve ser igual à  $1/0,06\text{ s} = 16,6667\text{ Hz}$ . Neste trabalho foi adotado que a frequência em que a referência muda periodicamente é igual à  $6\text{ Hz}$ .

Aplicando essa nova técnica no circuito desequilibrado simulado anteriormente, obtém-se a resposta de  $v_d^-$  mostrado na Figura 100. Nota-se que para o ângulo da corrente de eixo direto de sequência negativa igual à zero, o método entra na ZND enquanto que para o ângulo igual à  $\pi$  surge uma componente de tensão de sequência negativa e o ilhamento pode ser comprovado. Com essa técnica e com os parâmetros utilizados, o tempo máximo de detecção passa a ser igual à  $1/6\text{ Hz} \times 2 = 0.3333\text{ s}$ , que ainda está muito abaixo de  $2\text{ s}$ .

### 5.3 CONCLUSÕES PARCIAIS

No presente capítulo foram apresentados resultados de simulação referentes a operação do sistema fotovoltaico conectado à rede elétrica de distribuição. Os resultados expostos conferem com a modelagem matemática do SGD exposta no Capítulo 3 e

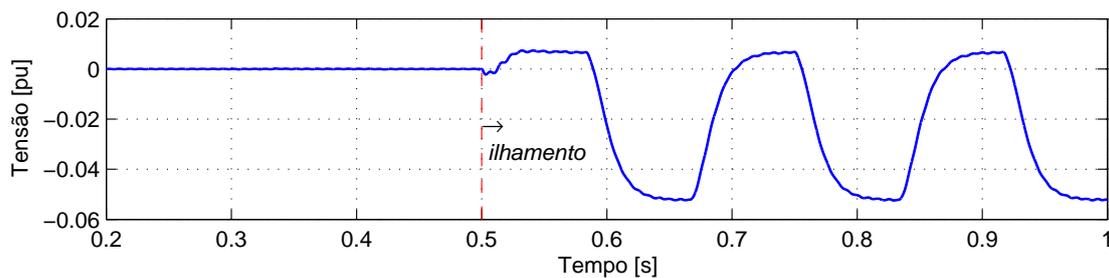


Figura 100: Tensão de eixo direto de sequência negativa para estratégia de injeção de corrente de sequência negativa modificada.

com projeto do sistema de controle, mostrando a sua eficácia e a qualidade da energia gerada.

O desbalanço presente nas tensões da rede influenciaram na resposta dinâmica do controle, entretanto uma solução simples como diminuir a faixa de passagem do controlador da tensão CC resolveu satisfatoriamente o problema.

O algoritmo de detecção de ilhamento empregado se mostrou eficaz detectando a ilha em um curto período de tempo, bem abaixo do requerido pela norma. A zona de não detecção do método foi suprimida com uma pequena modificação na estratégia de injeção da corrente de sequência negativa.

No próximo capítulo serão apresentados detalhes da construção do protótipo assim como da programação do DSP e seus respectivos resultados expostos e discutidos.

## 6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

### 6.1 INTRODUÇÃO

Nos últimos anos tem-se observado uma tendência da utilização de controladores digitais no acionamento de conversores estáticos usados em eletrônica de potência. Dentre as principais vantagens da utilização destes controladores digitais pode-se citar: a possibilidade de implementação de estratégias de controle mais sofisticadas, a compensação de problemas associados com a variação de parâmetros devido ao envelhecimento ou não linearidades dos componentes, a possibilidade de empregar técnicas de auto testes e/ou auto sintonia (“*self-tuning*”), além dessas plataformas digitais apresentarem boa imunidade contra interferência eletromagnética (BUSO; MATTAVELLI, 2006).

Uma outra característica interessante associada aos controladores digitais está relacionada com a flexibilidade da plataforma de desenvolvimento que possibilita, durante a fase de projeto, mudar a estratégia de controle sem grandes modificações no hardware do controlador.

Desse modo, pelas vantagens citadas anteriormente, e ainda considerando a disponibilidade de microcontroladores e processadores digitais de sinais de alto desempenho e custo reduzido, optou-se em desenvolver um controlador digital para controlar o protótipo do conversor conectado à rede elétrica implementado em laboratório. Serão detalhadas as partes do circuito de controle implementado no DSP, do circuito de condicionamento de sinais e do circuito de potência.

### 6.2 CARACTERÍSTICAS DO DSP UTILIZADO

O processador digital usado para implementar o controlador do conversor estático foi o TMS320F2812 da *Texas Instruments*, cuja placa de desenvolvimento é mostrada na Figura 101. O TMS320F2812 é um processador de ponto fixo de 32 bits, com arquitetura Harvard modificada, cujas características principais são listadas a seguir

(Texas Instruments, 2010):



Figura 101: Foto do kit de desenvolvimento eZdsp™F2812.

- Ciclo de instrução máxima 150 MHz (6,67ns);
- Memória RAM de único acesso (SARAM) 18k × 16;
- Memória Flash on-chip 128k × 16;
- Memória OTP (*One Time Programming*) ROM 1k × 16;
- Código de segurança para Flash/SARAM/OTP/ROM on-chip;
- Interface para memória externa;
- 2 Gerenciadores de eventos (*Event Manager*) A e B (EVA e EVB);
- Watchdog Timer;
- Conversor A/D de 12 bits - 16 canais;
- 3 CPU Timers de 32 bits;
- Portas seriais (SPI, SCIA, SCIB, eCAN, McBSP);
- 56 pinos de entrada/saída (*input/output*) (I/O) compartilhados;
- 3 interrupções externas;
- Tensão de alimentação: 1,8V Core (135MHz), 1,9V Core (150MHz), 3,3V I/O.

Na implementação do sistema de controle do SGD serão utilizados principalmente os periféricos A/D e de propósitos gerais, o gerenciador de eventos EVA e EVB, interrupções internas e uma interrupção externa. Mais informações sobre o funcionamento de cada um desses elementos podem ser encontradas no site da Texas Instruments (<http://www.ti.com>).

### 6.3 CARACTERÍSTICAS DO CONVERSOR UTILIZADO

O conversor eletrônico de potência utilizado nos testes em laboratório foi o modelo SKS 50F B6U+B6CI 32 V12 da SEMIKRON<sup>®</sup> produzido pela SEMISTACK<sup>®</sup>, cuja entrada é um retificador não controlado e a saída é um inversor à IGBT, ambos trifásicos. A potência aparente máxima do módulo é 32kVA com uma corrente eficaz máxima de saída igual a 50A.

O elo CC do conversor é composto por quatro capacitores eletrolíticos de  $4700\mu F/450V$ , conectados em série dois a dois e depois em paralelo, formando um capacitor equivalente de  $4700\mu F/900V$ .

A parte inversora é composta por três módulos IGBT SKM 100GB128D; cada um emprega dois semicondutores na configuração meia ponte (*half-bridge*). Cada interruptor individualmente, suporta uma tensão de coletor-emissor,  $V_{CE}$ , de até 1200V e tipicamente apresentam um  $V_{CE}$  de saturação igual à 1,9V. Os tempos de entrada em condução,  $t_{d(on)}$ , e corte,  $t_{d(off)}$ , típicos são 175 ns e 370 ns, respectivamente. As chaves são disparadas aplicando um sinal de tensão entre os terminais porta-emissor (*gate-emitter*),  $V_{GE}$ , igual à +15V para ligar e -7V para desligar. Esses níveis de tensão são fornecidos pelo “*driver*” SKHI 22AH4.

### 6.4 CIRCUITOS DE INTERFACE ENTRE O CONVERSOR E O DSP

Os circuitos de interface entre o conversor e o DSP englobam tanto a parte da medição de grandezas elétricas quanto a parte da atuação no circuito de potência. Com relação à medição de variáveis, devem ser utilizados sensores de tensão e de corrente em que suas saídas devem ser tratadas e condicionadas para que então sejam discretizadas através do conversor Analógico/Digital (A/D). A atuação é feita diretamente pelos pulsos PWM produzidos pelo DSP, que também devem ser condicionados a níveis adequados.

Na Figura 102 é mostrado um diagrama esquemático do sistema implementado na

prática. Foi utilizado um autotransformador nos terminais de entrada do retificador não controlado para obter uma tensão no elo CC. Portanto, nos resultados experimentais, o controle dessa tensão não será implementado, somente o controle de corrente e o algoritmo de detecção de ilhamento.

Os sinais de tensões e correntes trifásicas são medidos através de transdutores e condicionados antes de serem discretizados pelos conversores A/D. Esses sinais também passam por um circuito de proteção em que suas saídas são multiplexadas com os sinais de erro dos drives, dando origem a um único sinal de erro que dispara uma interrupção externa (XINT).

Após a discretização dos sinais medidos, os mesmos são processados e usados para gerar os pulsos PWM que passam por um transceiver unidirecional, presente na placa de condicionamento, e posteriormente são condicionados por um *buffer* e pelo *driver* que dispara os semicondutores de potência, como ilustrado na Figura 102.

Mais detalhes dos elementos da Figura 102 serão abordados a seguir.

#### 6.4.1 MEDIÇÃO DE GRANDEZAS ELÉTRICAS

A precisão das grandezas elétricas medidas dependem diretamente do tipo de transdutor utilizado. Neste trabalho serão utilizados sensores de efeito *Hall* devido a sua ótima resposta, linearidade, precisão, tempo de resposta, larga faixa de passagem e elevada imunidade a interferências externas e distúrbios de modo comum (LEM, LV 25-P), (LEM, LA 55-P).

#### Transdutores de Tensão

O transdutor de tensão empregado foi o LV 25-P cujas principais características se encontram resumidas na Tabela 12.

Tabela 12: Características do transdutor de tensão.

Parâmetro	Valor
Tensão de medição	10 .. 500 V
Corrente primária nominal (RMS)	10 mA
Intervalo de medição da corrente primária	0 .. $\pm 14$ V
Corrente secundária nominal (RMS)	25 mA
Taxa de conversão	2500 : 1000
Tensão de alimentação ( $\pm 5\%$ )	$\pm 12$ .. 15 V

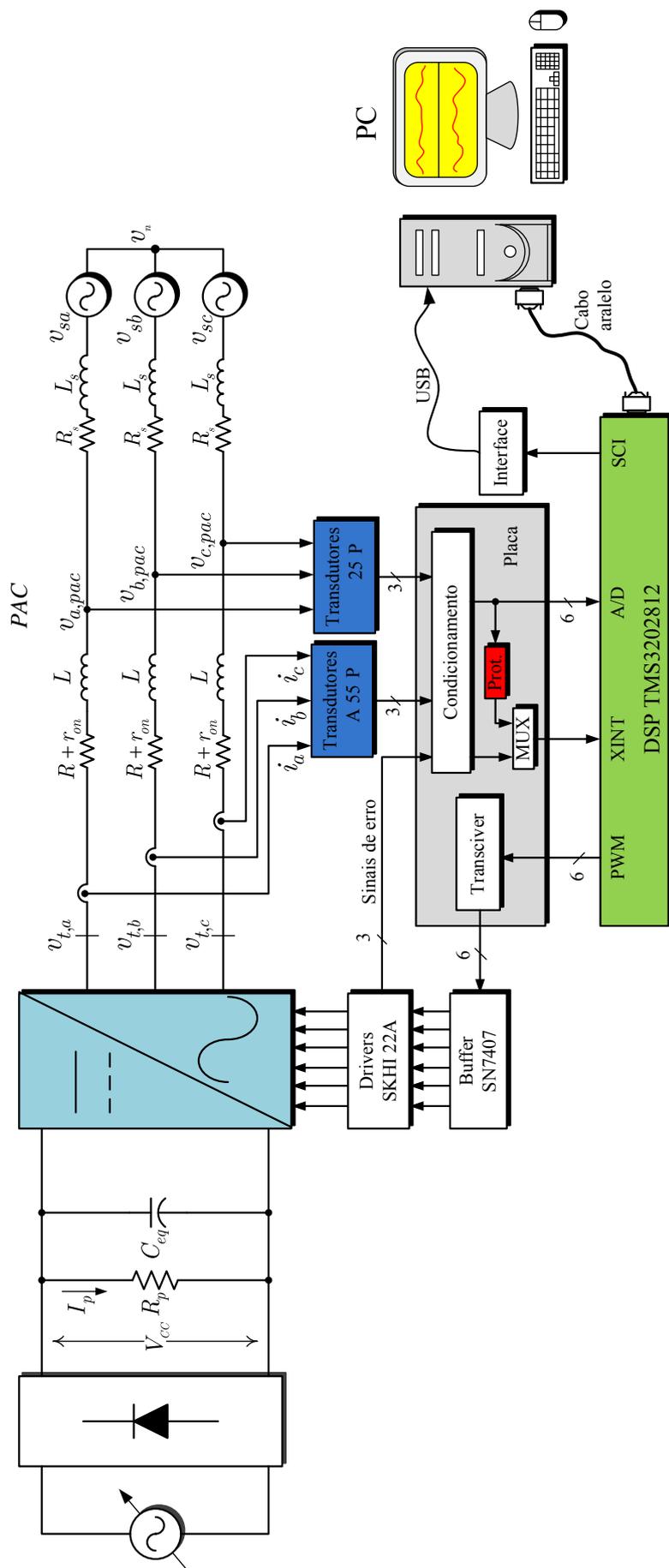


Figura 102: Diagrama esquemático do sistema experimental implementado no laboratório.

A tensão medida é proporcional a corrente que circula por uma resistência série externa conectada ao primário, escolhida pelo projetista. Essa corrente é convertida para o secundário, dando característica de fonte de corrente a saída do sensor. Desta forma, uma resistência de medida deve ser inserida entre a saída do transdutor e ponto de referência, gerando assim uma tensão proporcional a real, que após um condicionamento é convertida pelo A/D.

### Transdutores de Corrente

O transdutor de corrente empregado foi o LA 55-P cujas principais características se encontram resumidas na Tabela 13.

Tabela 13: Características do transdutor de corrente.

Parâmetro	Valor
Corrente primária nominal (RMS)	50 A
Intervalo de medição da corrente primária	0 .. $\pm 70$ A
Corrente secundária nominal (RMS)	50 mA
Taxa de conversão	1 : 1000
Tensão de alimentação ( $\pm 5\%$ )	$\pm 12$ .. 15 V

Da mesma forma que o sensor de tensão, a saída do transdutor é em corrente sendo necessária a inserção de um resistência de medida.

### Circuito de Condicionamento dos Sinais Analógicos

Os sinais de tensão e corrente do circuito de potência medidos através dos transdutores de efeito *Hall*, necessitam de um tratamento analógico para que estejam de acordo com os requisitos de conversão do A/D do DSP TMS320F2812 e do processamento de sinais digitais para evitar o efeito de *aliasing*.

Os sinais de entrada do conversor A/D devem ser em tensão e seus níveis máximo e mínimo são limitados entre 0 e 3V, respectivamente. Utiliza-se amplificadores operacionais para garantir que os sinais medidos excursionem amplamente entre os limites máximo e mínimo do A/D, proporcionando a máxima precisão na conversão. No caso de sinais alternados, deve-se somar ao mesmo um sinal CC de *offset*, evitando a aplicação de uma tensão negativa no conversor. É importante ressaltar que o *offset* deve ser subtraído do sinal após a digitalização do mesmo.

No projeto do circuito de condicionamento foram incluídos filtros passa baixas para eliminar ruídos de altas frequências do sinal medido. Além desses filtros foram também

incluídos filtros *anti-aliasing* para eliminar todas as componentes de frequência que são maiores que a largura de banda do componente de aquisição de dados.

Outro sistema de grande importância no projeto é o circuito de proteção contra sobretensões e sobrecorrentes, que evita a queima do conversor A/D. Maiores detalhes das placa do circuito de condicionamento podem ser encontrados no Apêndice B.

#### 6.4.2 ACIONAMENTO DOS INTERRUPTORES

Para uma correta operação do conversor é necessário que seus interruptores sejam adequadamente acionados com os níveis de tensão nominais. Como já foi abordado anteriormente, o circuito utilizado para este fim é chamado de *driver*. Neste trabalho foi utilizado o *driver* SKHI 22AH4 da SEMIKRON e cujas características estão resumidas a seguir e na Tabela 14.

- *Driver* duplo para módulos IGBT em meia ponte;
- Entrada compatível CMOS;
- Proteção contra curto-circuito através do monitoramento de  $V_{CE}$ ;
- Isolação através de transformadores;
- Proteção contra subtensões na tensão de alimentação (13 V);
- Geração de tempo morto;
- Identificação e geração de sinal de erro.

Tabela 14: Características elétricas do SKHI 22A.

Parâmetro	Valor
Tensão de alimentação típica	15 V
Tensão do sinal de entrada (on/off)	15/0 V
Tensão de condução/corte	+15/ - 7 V
Sinal de erro (máx)	30 V

Infelizmente, as saídas digitais do DSP que geram os sinais PWM tem nível de tensão entre 0 e 3,3V, não sendo compatível com a entrada do driver. Devido à esse fato, um circuito de interface entre o DSP e o driver do conversor foi projetado usando o circuito integrado (CI) SN7407, composto por seis *buffers* com coletor aberto e saída

em alta tensão. O diagrama esquemático desse circuito é mostrado na Figura 134 e detalhes da placa do circuito são fornecidos no Apêndice B.

O sinal de erro gerado pelo driver também deve ser condicionado aos valores limites da entrada digital do DSP, isto é implementado diretamente por um divisor de tensão resistivo.

## 6.5 PROGRAMAÇÃO DO DSP

A programação implementada no DSP engloba tanto as malhas de controle quanto toda a configuração e inicialização do sistema e dos periféricos. A mesma foi desenvolvida em linguagem C do ambiente *Code Composer* da *Texas Instruments*.

Na Figura 103 é mostrado o fluxograma com a lógica do programa implementado no processador digital de sinais.

O processo de inicialização do sistema consiste na configuração da Unidade de Processamento Central (do inglês, *Central Processing Unit*) (CPU) e temporizadores. Posteriormente são definidos valores, ganhos e condições iniciais das variáveis utilizadas no programa.

A configuração e inicialização dos periféricos consiste na determinação de quais portas de propósito geral (GPIO) são entrada, saída ou PWM.

A configuração dos gerenciadores de eventos (EVM) é uma parte crucial e importantíssima para o bom funcionamento do sistema de controle, pois os mesmos controlam a conversão A/D e a geração dos pulsos de disparo dos interruptores. Posteriormente inicializa-se os vetores de interrupção.

Após as configurações iniciais o programa entra em um loop infinito aguardando uma interrupção. Uma vez gerada uma interrupção pelo EVA, os sinais de tensão e corrente são amostradas pelo conversor A/D, e os mesmos são tratados. As tensões são decompostas em componentes de sequência pelo bloco DSOGI-PLL e posteriormente a condição de ilhamento é testada baseada na componente de eixo direto de sequência negativa. Se o ilhamento não for confirmado, o algoritmo segue com a lógica de controle gerando os sinais de modulação. A seguir o PWM é atualizado, o A/D reiniciado e as interrupções liberadas. Caso contrário, se o ilhamento é constatado, todos os interruptores são abertos, o PWM desabilitado e o DSP encerra a operação.

Externamente, na placa de condicionamento de sinais existe um sistema de proteção

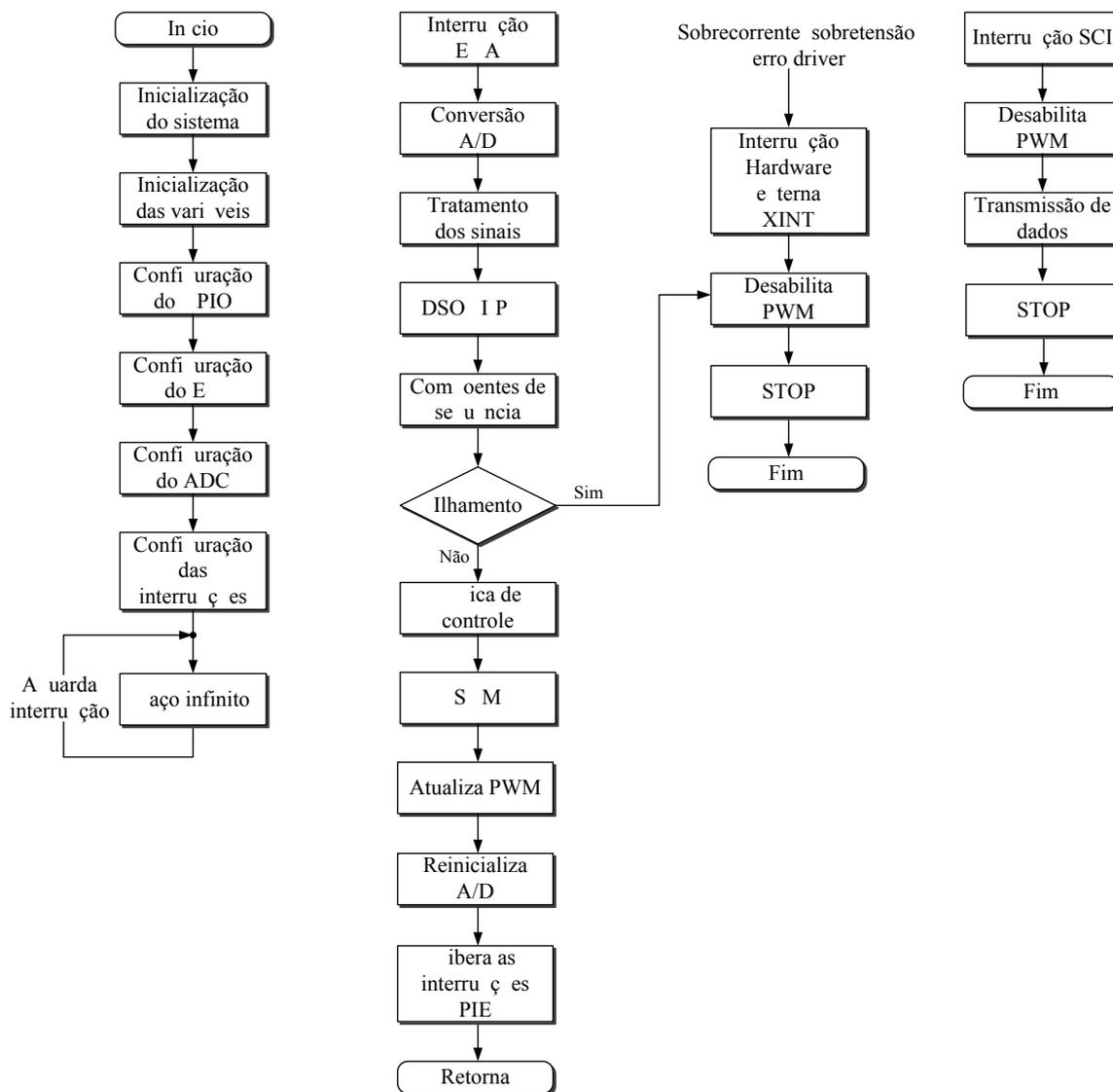


Figura 103: Fluxograma completo implementado no DSP.

que gera um sinal de erro se ocorre uma sobretensão ou sobrecorrente no sistema de potência. Esse erro é multiplexado com os três sinais de erro provenientes dos drivers de cada braço do conversor, gerando apenas um sinal de erro que é a entrada de uma interrupção externa (XINT) do DSP. Se a interrupção externa (por *hardware*) é gerada, as chaves do conversor são abertas, o PWM desabilitado e o DSP encerra sua operação. Deve-se ter em mente que esse tipo de interrupção têm prioridade sobre todas as outras, atuando no momento em que a mesma é gerada.

Existe também uma outra interrupção que está relacionada com a transmissão de dados via Interface de Comunicação Serial (do inglês, *Serial Communications Interface*) (SCI). Se essa interrupção é gerada, a operação do conversor é cessada e os dados são transferidos do DSP para o computador, através de uma placa que condiciona

a saída SCI para a entrada Barramento Serial Universal (do inglês, *Universal Serial Bus*) (USB) do PC.

## 6.6 IMAGENS DO SISTEMA EXPERIMENTAL

Na Figura 104 é mostrado o circuito de potência montado em laboratório onde cada elemento foi designado por uma letra para facilitar a identificação:

- (A) Conversor eletrônico de potência;
- (B) Chave contatora: Utilizada para isolar o SGD da rede elétrica, possibilitando o estudo do ilhamento;
- (C) Auto-transformador: Utilizado, juntamente com um retificador, para gerar uma tensão CC na entrada do inversor;
- (D) Transformador 127/220 V - 1kVA: Utilizado para conectar o conversor à rede;
- (E) Fusíveis 2A: Utilizados para proteção contra sobrecorrentes;
- (F) Banco de indutores  $750\mu H/0,15\Omega$  - 2A: Utilizado como filtro de harmônicas na saída do conversor;
- (G) Lâmpadas 127V - 100W: Utilizadas como carga resistiva.

Devido as limitações do banco de indutores foi necessário a inclusão de um transformador de conexão entre o conversor e a rede, além de que a corrente injetada na rede ficou limitada abaixo de 2A.

O circuito de controle é composto basicamente pelo DSP, pela placa de condicionamento de sinais e pelas fontes auxiliares, elemento superior, central e inferior da Figura 105, respectivamente.

Na Figura 106 é mostrado em detalhe a placa utilizada para a transmissão de dados DSP/PC via SCI/USB.

O acionamento das chaves, como já discutido anteriormente é composto por um buffer, empregado para elevar a tensão de saída em nível alto do DSP, de 3,3V para 15V e por três drivers utilizados para disparar os interruptores a partir dos sinais enviados pelo buffer. Esses elementos são mostrados na Figura 107.

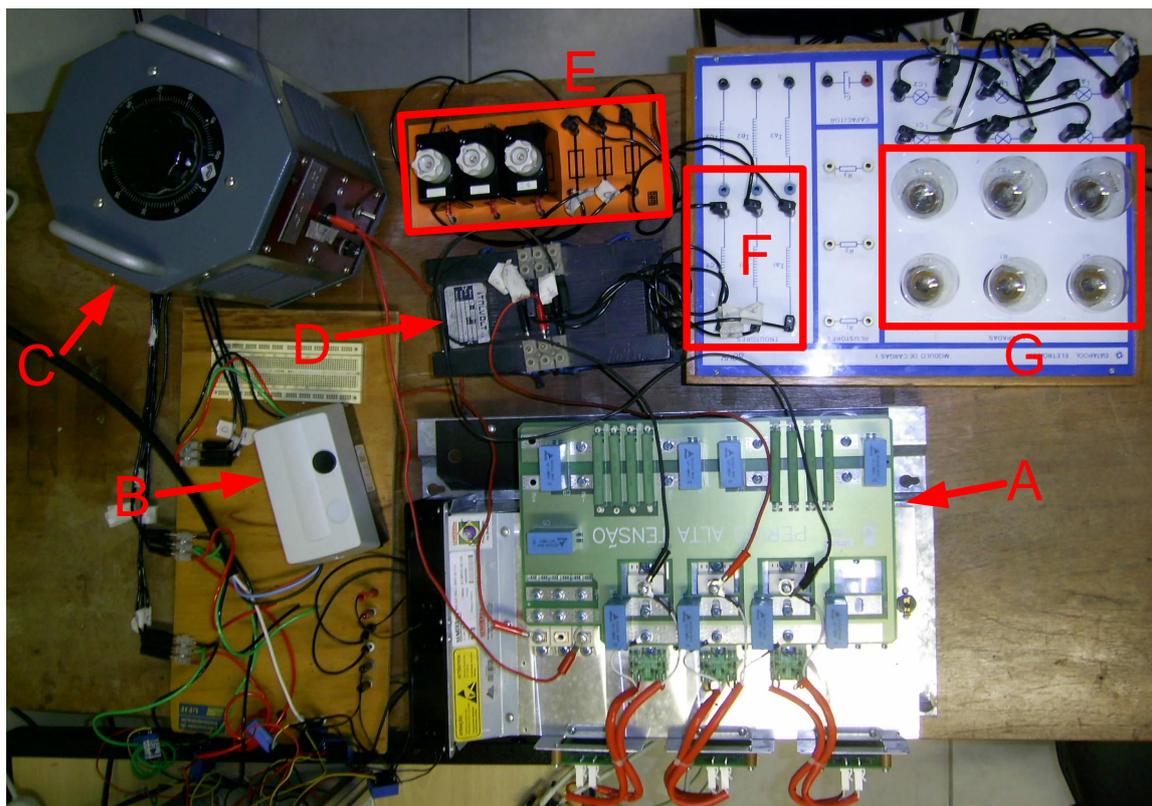


Figura 104: Circuito de potência.

## 6.7 FORMAS DE ONDA

A seguir serão mostradas várias formas de onda obtidas com o protótipo experimental de pequena escala montado em laboratório. Os sinais de tensão, corrente e sinais de controle foram transferidos do DSP para o computador através de uma conexão de transmissão de dados SCI/USB. Todas as variáveis foram discretizadas no DSP com uma taxa de  $12kHz$ .

Devido a velocidade da transmissão de dados, a transferência não pode ser feita *on-line*. Assim, as variáveis de interesse foram armazenadas em vetores circulares e posteriormente transferidas ao computador. Durante esse processo de transferência o sistema de potência e de controle são desligados. Outro ponto importante é que devido a limitação da memória interna do DSP, não foi possível armazenar muitas variáveis para uma posterior transmissão, assim, nem todas as formas de onda estão sincronizadas.

A Tabela 15 apresenta um resumo dos parâmetros utilizados no controle. Os ganhos dos controladores diferem daqueles usados no capítulo de simulações devido aos valores dos componentes do protótipo implementado em laboratório.

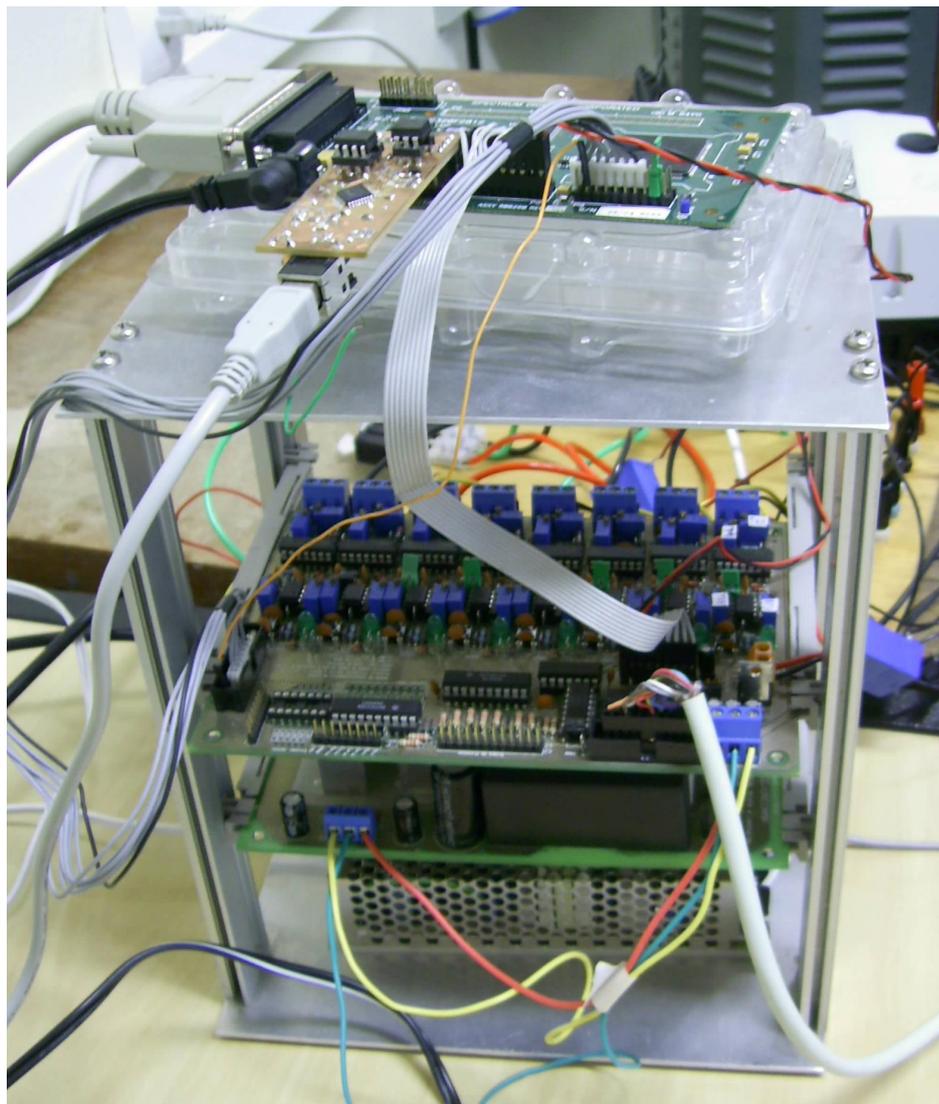


Figura 105: Circuito de controle.

Tabela 15: Parâmetros do controle.

Parâmetro	Valor
Tensão no elo CC	300 V
Frequência de amostragem ( $f_a$ )	12 kHz
Frequência de chaveamento ( $f_s$ )	15 kHz
Ganho proporcional PLL ( $k_{p,PLL}$ )	5 rad/Vs
Constante de tempo PLL ( $\tau_{PLL}$ )	2,3 ms
Ganho proporcional $C_i$ ( $k_{p,i}$ )	0,15 H/s
Ganho integral $C_i$ ( $k_{i,i}$ )	30 $\Omega/s$
Constante de tempo $C_i$ ( $\tau_i$ )	5 ms

### 6.7.1 DETECTOR DE SEQUÊNCIA E CIRCUITO DE SINCRONISMO

Na Figura 108 são mostradas as tensões trifásicas amostradas pelo DSP, enquanto que na Figura 109 essas tensões estão representadas nas coordenadas  $\alpha\beta$ . Os *spikes*

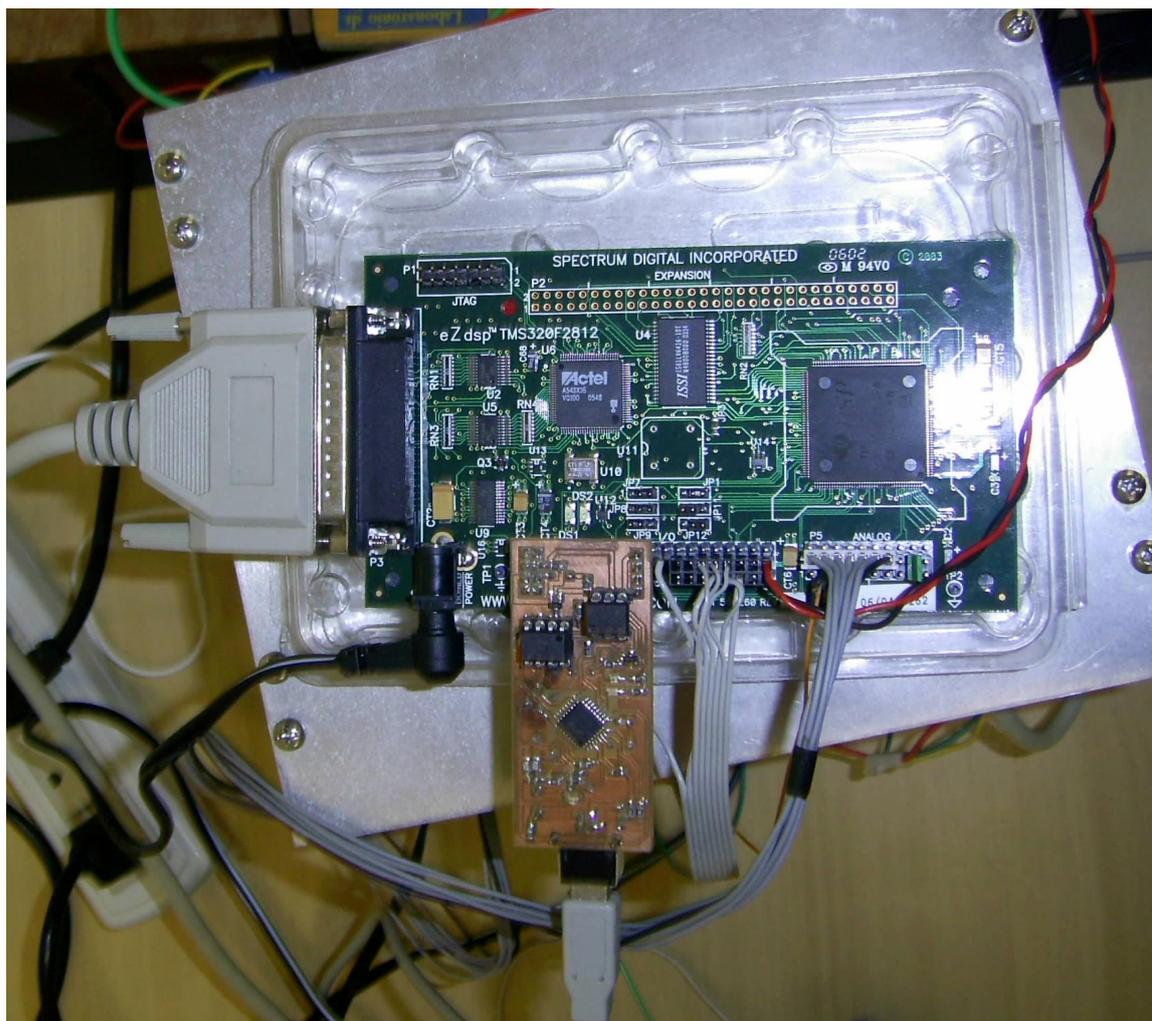


Figura 106: Detalhe do DSP e da placa de transmissão de dados.

presentes nas tensões são provocados pelo chaveamento em alta frequência do conversor e eventuais erros na conversão A/D.

Nas Figuras 110 e 111 são mostradas as tensões de sequência positiva e negativa da rede estimadas pelo DSOGI-PLL, respectivamente. Note que o algoritmo de determinação das componentes de sequência fornece apenas a componente fundamental de sequência positiva e filtra todos os ruídos mostrados na Figura 108. A componente de sequência negativa é muito pequena e pode ser considerada desprezível, neste caso ruídos.

O sinal de sincronismo é mostrado na Figura 112. Nesta figura a tensão  $v_{\alpha, pac}^+$  está multiplicado por um fator igual à 0,0222. Já a Figura 113 mostra a frequência estimada. Observe que a oscilação da frequência estimada permanece dentro da faixa de operação discutida no Capítulo 2.

As tensões trifásicas referenciadas no sistema de coordenadas síncrono de sequência

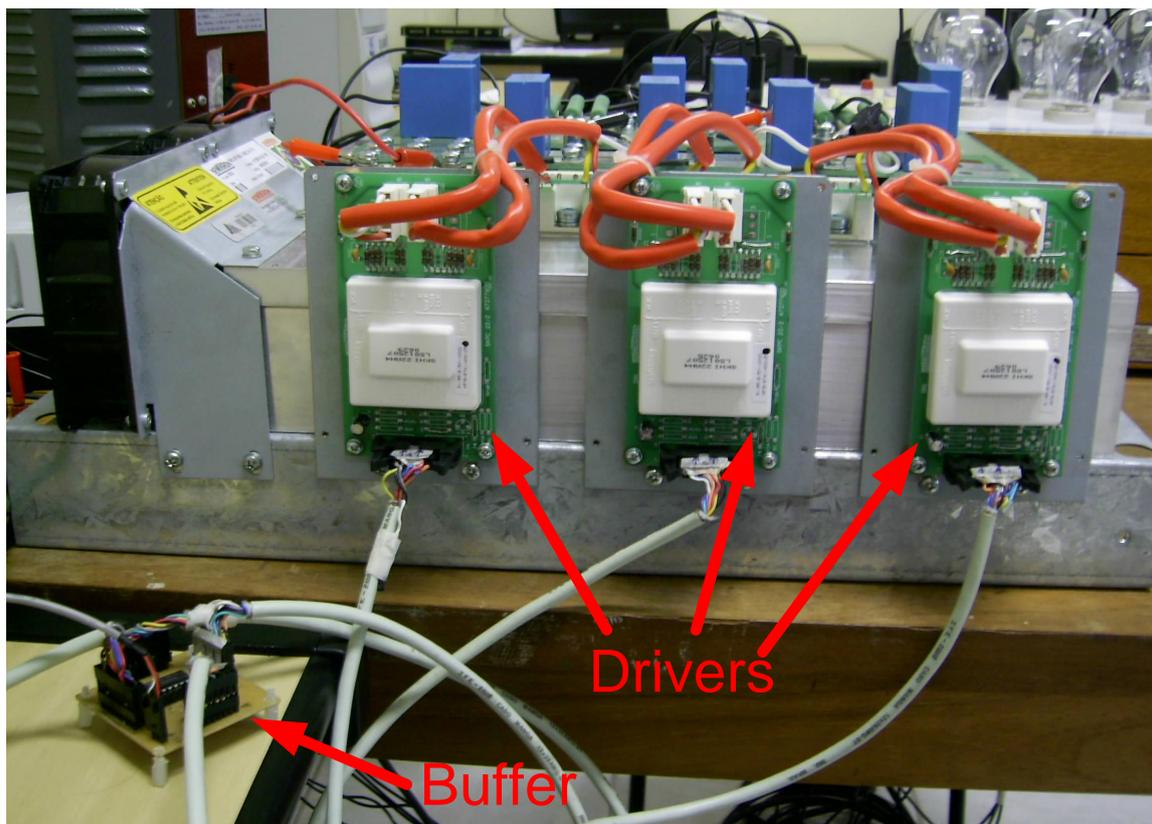


Figura 107: Circuito de acionamento dos interruptores.

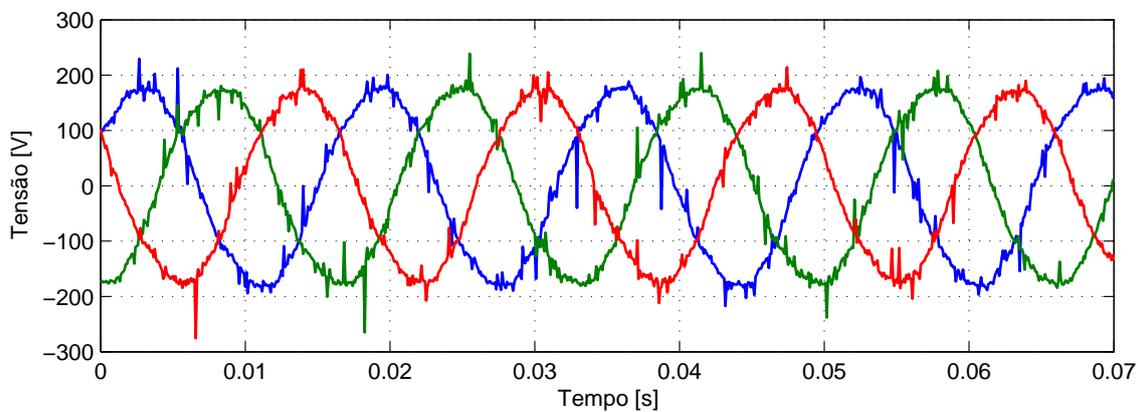


Figura 108: Tensões trifásicas instantâneas da rede amostradas pelo DSP.

positiva e negativa são ilustradas nas Figuras 114 e 115, respectivamente. Como anteriormente exposto, as tensões de sequência negativa podem ser desconsideradas devido à sua pequena amplitude.

#### 6.7.1.1 INJEÇÃO DE CORRENTE NA REDE

Na implementação prática, além do sistema de controle de corrente anteriormente discutido, foi incorporado um filtro passa-baixa de primeira ordem cuja a constante de

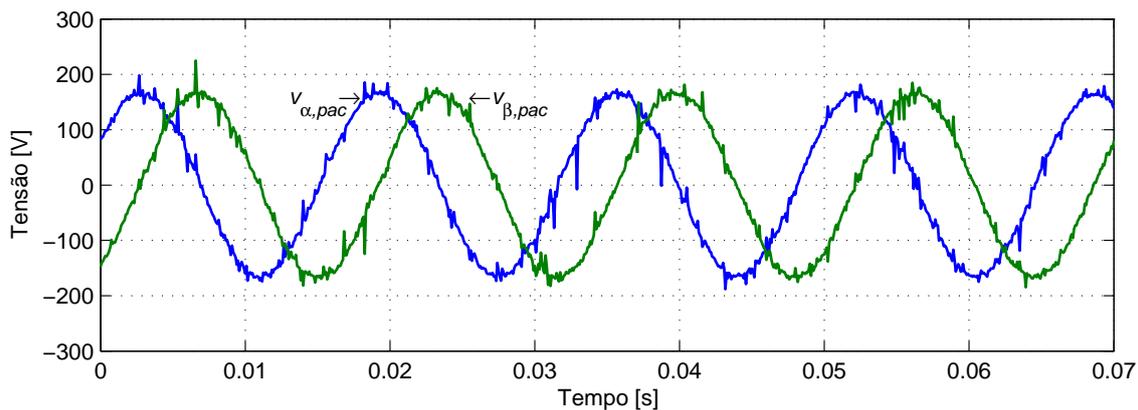


Figura 109: Tensões instantâneas da rede nas coordenadas  $\alpha\beta$ .

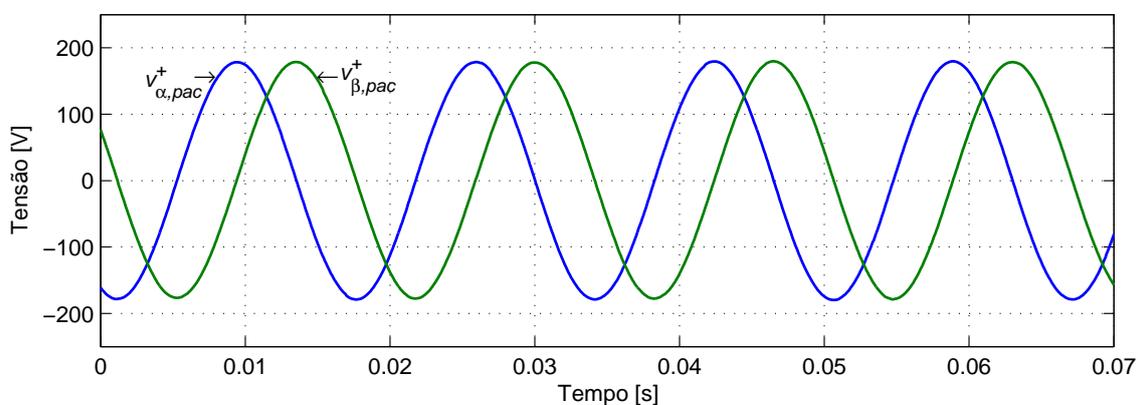


Figura 110: Tensões da rede nas coordenadas  $\alpha\beta$  de sequência positiva.

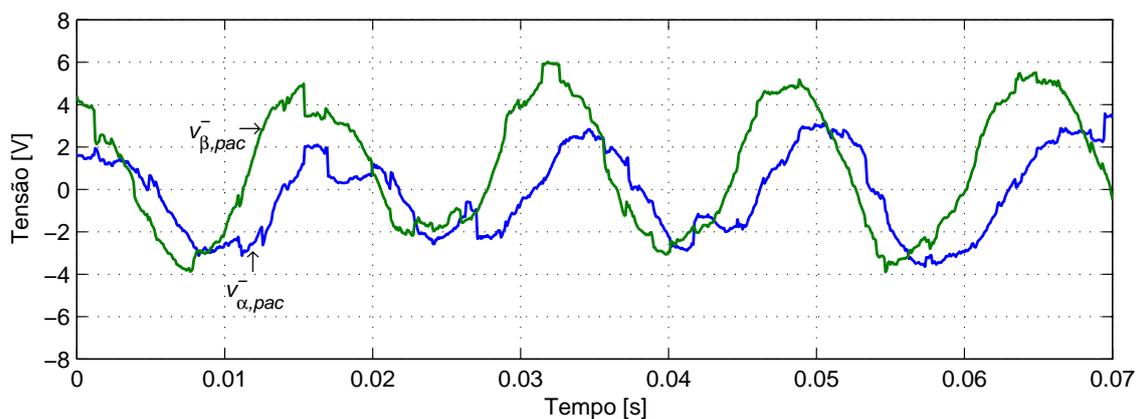


Figura 111: Tensões da rede nas coordenadas  $\alpha\beta$  de sequência negativa.

tempo é igual a  $1,5\text{ ms}$ . Este filtro tem a função de eliminar os harmônicos presentes nas correntes nas coordenadas  $dq$  devido ao chaveamento do conversor. Desse modo, a constante de tempo do controlador de corrente ( $\tau_i$ ) foi escolhida igual à  $5\text{ ms}$  evitando que o filtro anteriormente discutido interfira no sistema de controle.

### Conversor Injetando Corrente com Fator de Potência Unitário

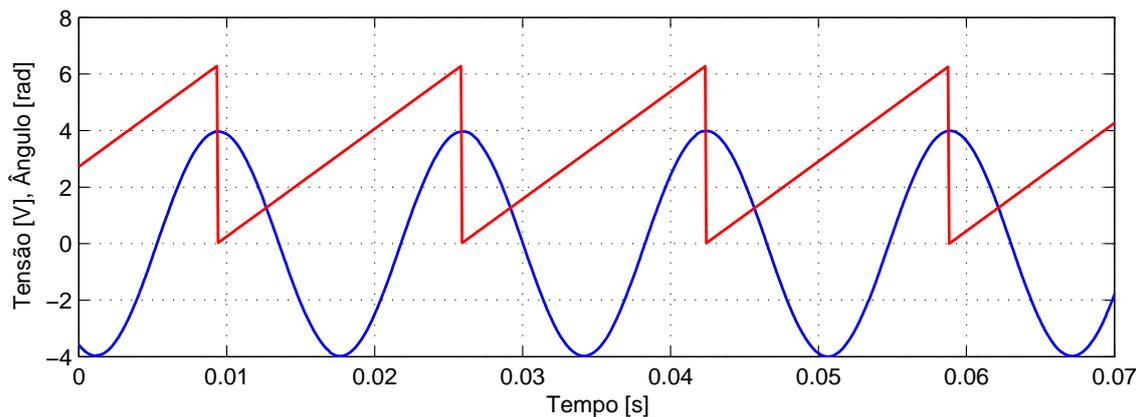


Figura 112: Ângulo rastreado e tensão  $v_{\alpha pac}^+$ .

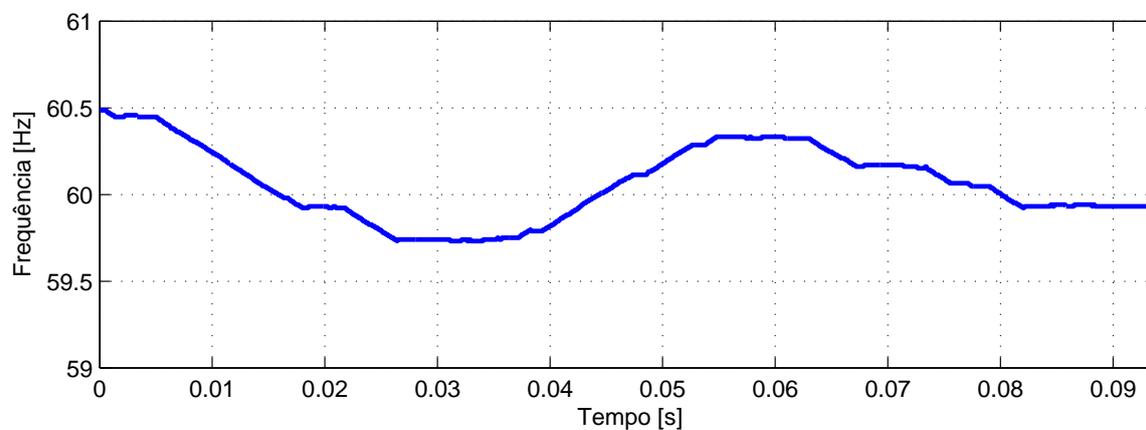


Figura 113: Frequência estimada.

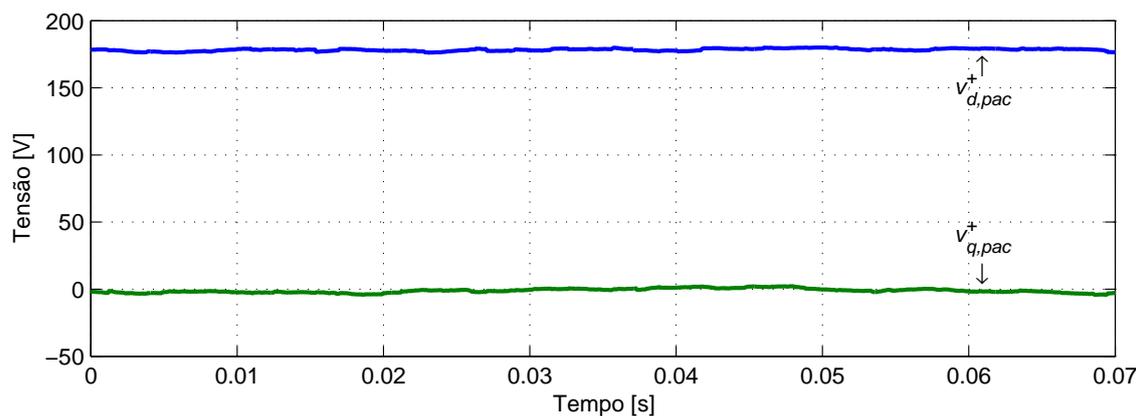


Figura 114: Tensões nas coordenadas síncronas de sequência positiva.

Na Figura 116 são mostradas as correntes de sequência positiva, nas coordenadas  $dq$ , injetadas pelo conversor na rede. Note que as correntes seguem seus respectivos sinais de referência  $i_{dref}^+$  e  $i_{qref}^+ = 0$ . Já na Figura 117 são mostradas as correntes de sequência negativa nas coordenadas síncronas, as mesmas também seguem seus sinais de referência que neste caso são ambas iguais à zero. Nesta situação o conversor injeta

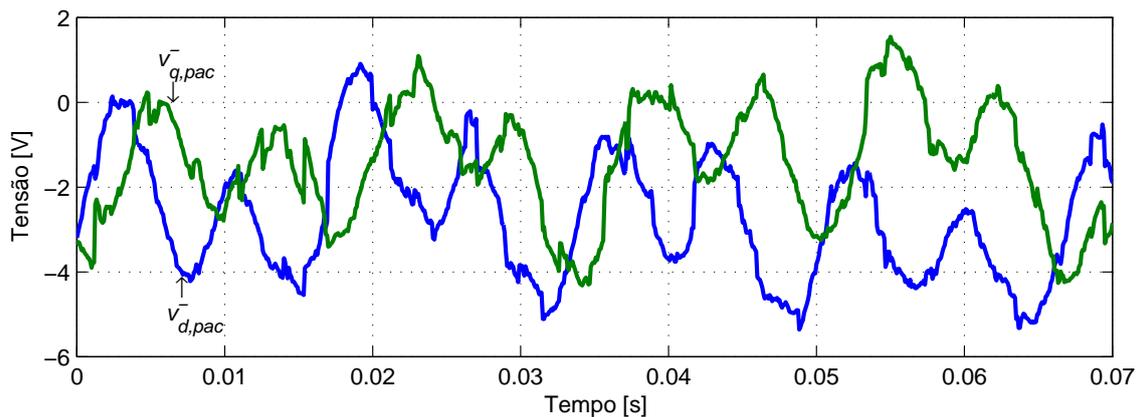


Figura 115: Tensões nas coordenadas síncronas de sequência negativa.

432W de potência na rede.

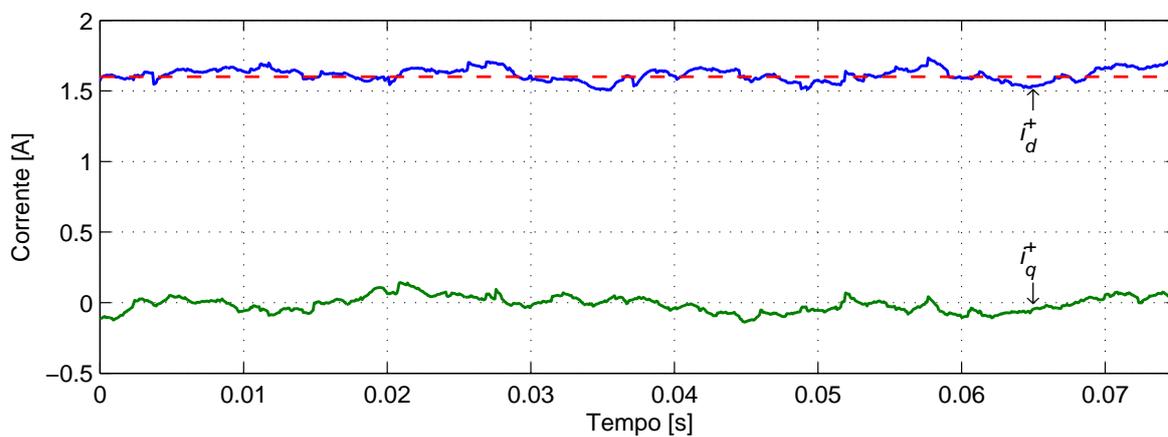


Figura 116: Correntes de sequência positiva nas coordenadas de  $dq$ .

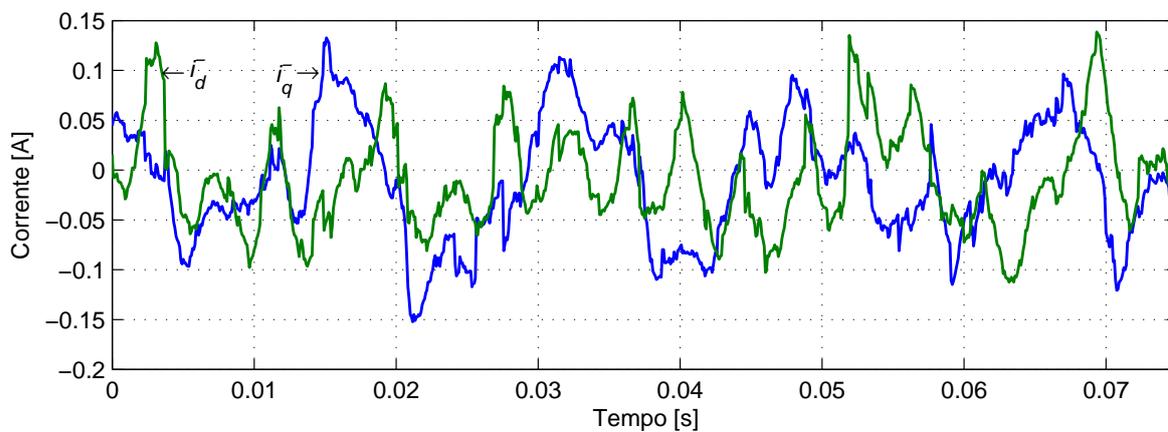


Figura 117: Correntes de sequência negativa nas coordenadas de  $dq$ .

Na Figura 118 são mostradas as correntes trifásicas injetadas pelo conversor na rede elétrica. Posteriormente a Figura 119 mostra a tensão e a corrente na fase “a”,

multiplicada por 50. Observe que a corrente está em fase com a tensão, como era esperado.

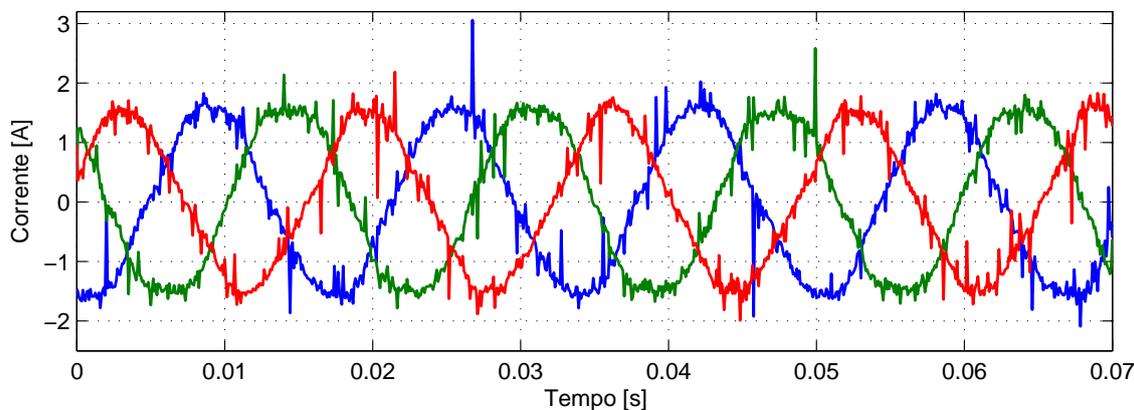


Figura 118: Correntes trifásicas injetadas na rede.

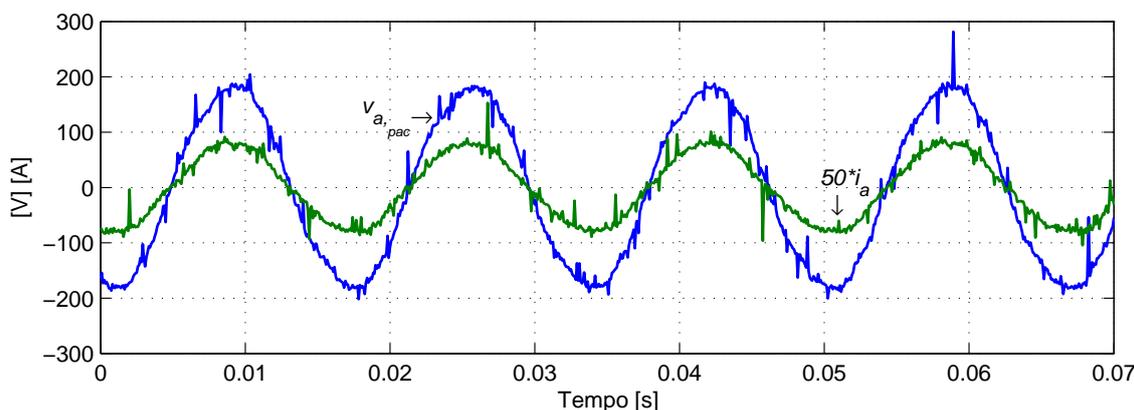


Figura 119: Tensão e corrente da fase “a”.

### Conversor Consumindo Potência Reativa

Na Figura 120 são mostradas as correntes de sequência positiva nas coordenadas  $dq$  e seus respectivos sinais de referência,  $i_{dref}^+ = 1A$  e  $i_{qref}^+ = 0,5A$ . Desta forma, o conversor injeta uma potência ativa igual à  $270 W$  e consome uma potência reativa igual à  $135 var$  da rede.

Nas Figuras 121 e 122 são mostradas as correntes trifásicas injetadas na rede e a tensão e a corrente na fase “a”, respectivamente. Observe que, neste caso, a corrente está adiantada em relação à tensão de fase.

### Conversor Injetando Corrente de Sequência Negativa

Nas Figuras 123 e 124 são mostradas as correntes nas coordenadas  $dq$  de sequência positiva e negativa, respectivamente. Os sinais de referência também foram incluídos

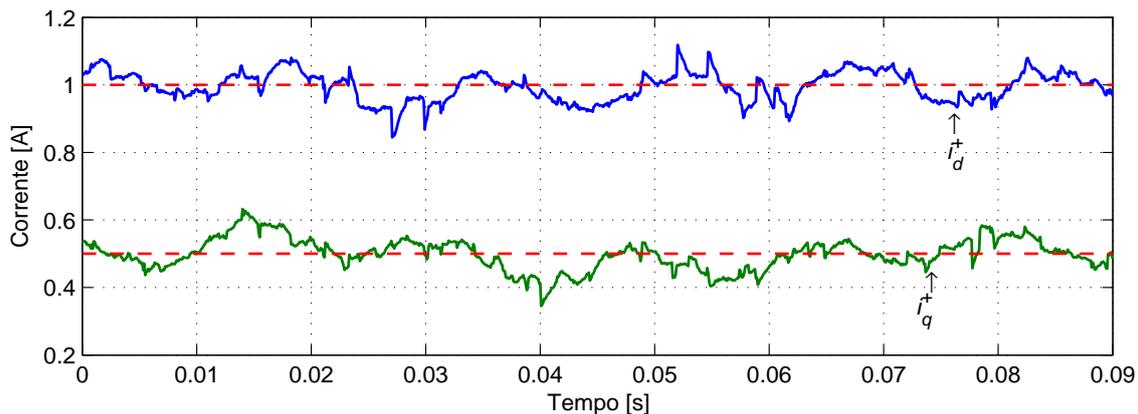


Figura 120: Correntes de sequência positiva nas coordenadas  $dq$  e seus sinais de referência.

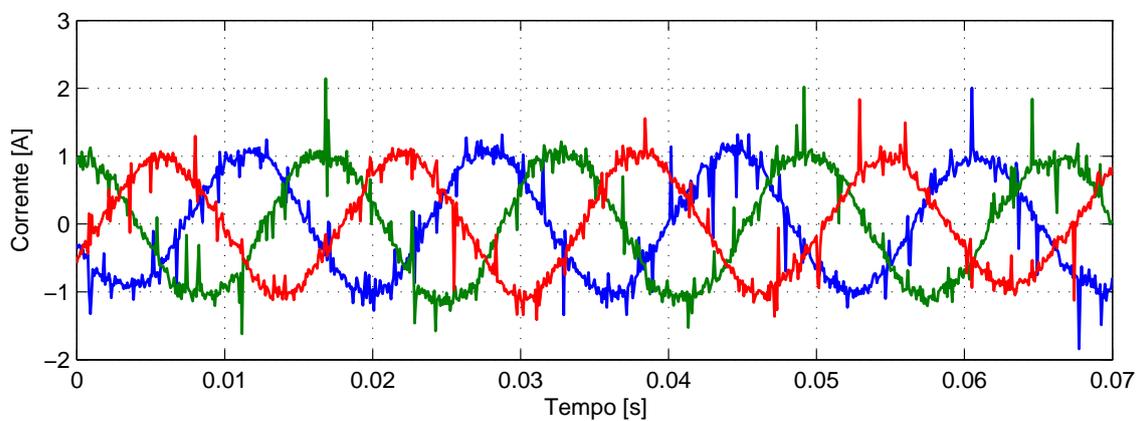


Figura 121: Correntes trifásicas injetadas na rede.

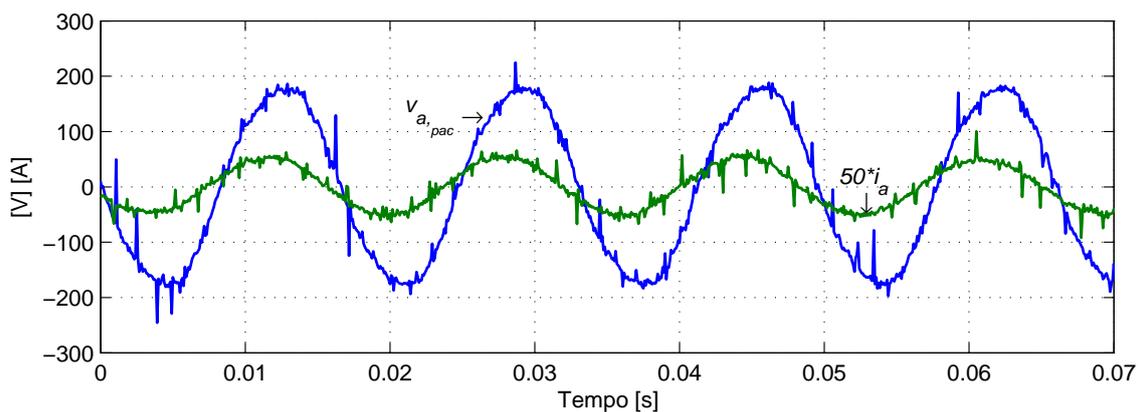


Figura 122: Tensão e corrente da fase “a”.

nessas figuras, sabendo que  $i_{dref}^+ = 1,25A$ ,  $i_{qref}^+ = 0A$  e  $i_{dref}^- = 0,125A$ , que é 10% da corrente de eixo direto de sequência positiva.

Devido ao fato de que o valor de referência da corrente de sequência negativa é muito pequeno existe uma dificuldade em controlá-la. Assim há uma oscilação significativa

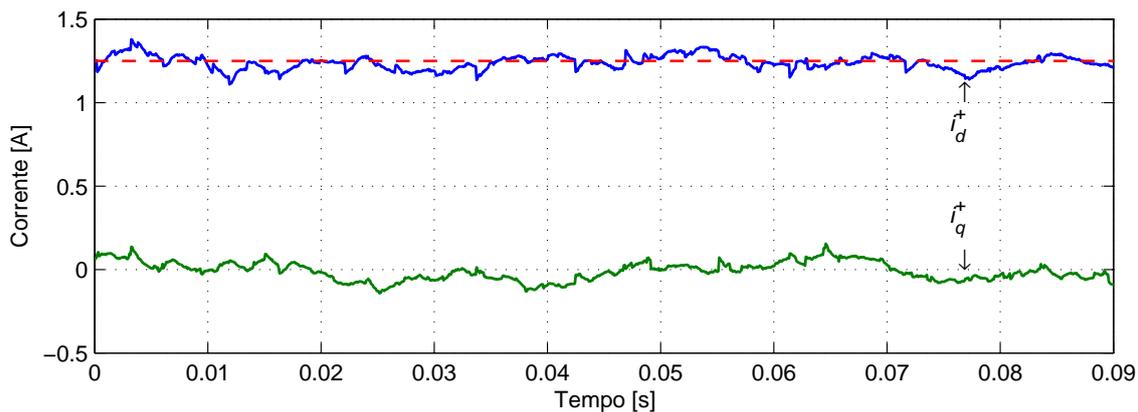


Figura 123: Correntes de sequência positiva nas coordenadas  $dq$ .

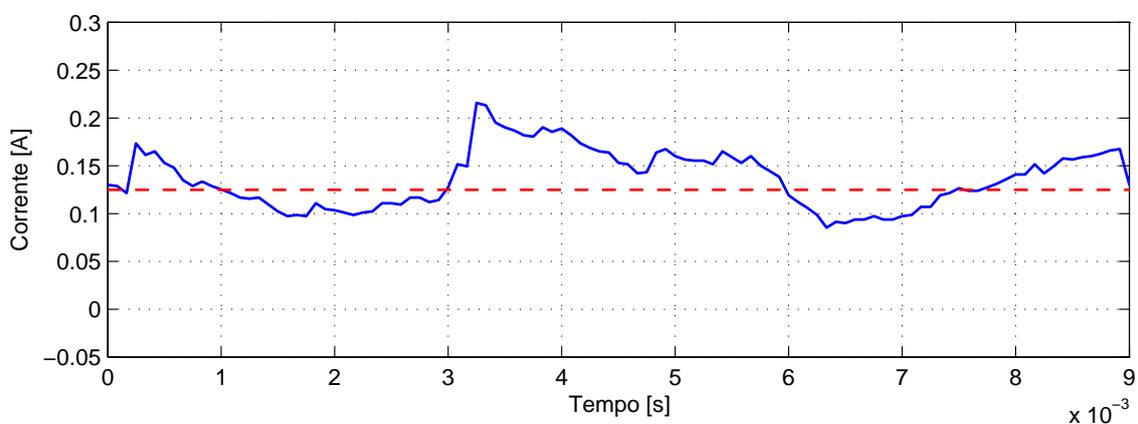


Figura 124: Correntes de sequência negativa de eixo direto.

em torno na referência. Portanto, teve-se que adotar um valor para  $i_{dref}^-$  superior a 3% utilizado na simulação.

Na Figura 125 são mostradas as correntes trifásicas que fluem pelo circuito de potência. Note que, devido à injeção de correntes de sequência negativa, as correntes trifásicas nas coordenadas  $abc$  estão desbalanceadas.

### Qualidade da Energia Gerada

O espectro harmônico da corrente da fase “a”, normalizado em relação a componente da fundamental, está mostrado na Figura 126. O THD considerando os 100 primeiros harmônicos dessa corrente é de 14,89%. A limitação do número de harmônicos no cálculo do THD é devido a taxa de amostragem de  $12kHz$  pelo DSP para discretizar o sinal. Desse modo, limitando a frequência mínima de amostragem (frequência de *Nyquist*) a metade desse valor pode-se calcular, com precisão, a transformada de Fourier da corrente amostrada até a frequência de  $6kHz$ , ou seja, o centésimo harmônico.

Nota-se, observando a Figura 126, a presença de harmônicos de várias ordens,

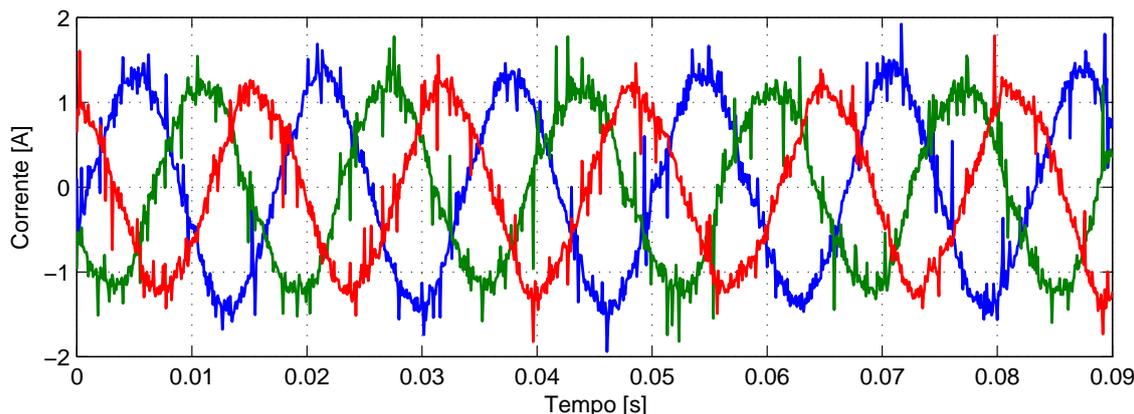


Figura 125: Correntes trifásicas com injeção de corrente de sequência negativa.

resultando em um THD de 14,89%. No entanto, esse valor pode ser considerado razoável devido ao pequeno indutor usado como filtro de saída do conversor e os erros de discretização presente nesta variável.

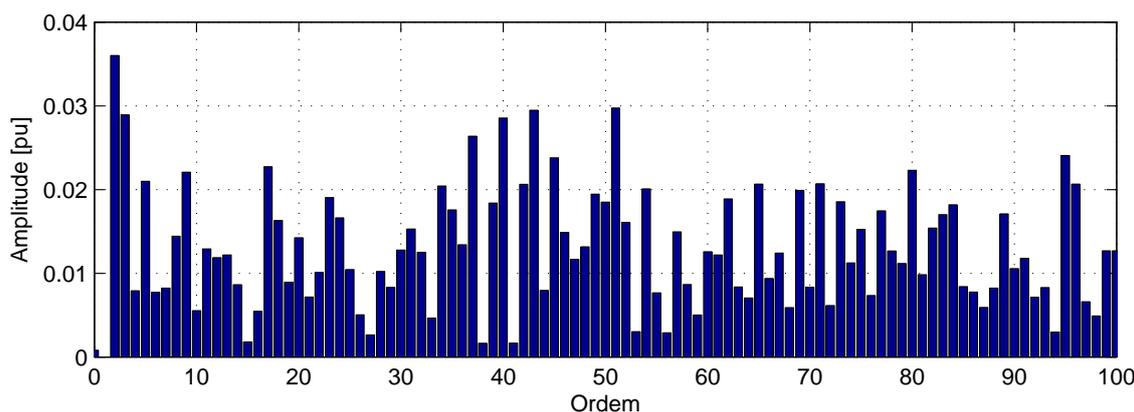


Figura 126: Espectro harmônico da corrente injetada na rede.

### Detecção de Ilhamento

Nesta seção serão mostrados resultados relacionados à detecção do ilhamento. No entanto, devido a falta dos capacitores e indutores requisitados pelo circuito de teste da norma adotada, utilizou-se apenas uma carga resistiva equilibrada que consome toda a potência ativa gerada pelo conversor.

Apesar da falta de alguns elementos da carga de teste, a validação da técnica de anti-ilhamento baseada na injeção de corrente de sequência negativa não será afetada devido ao fato de que a tensão de eixo direto de sequência negativa, utilizada na detecção, é diretamente proporcional à resistência da carga, uma vez que o sistema está ilhado, o conversor opera no modo de corrente e o capacitor e o indutor estão em ressonância paralela na frequência fundamental da rede.

Nas Figuras 127, 128 e 129, são mostradas a tensão de eixo direto de sequência positiva, a frequência estimada da rede e a tensão de eixo direto de sequência negativa durante a transição entre a operação do conversor conectado à rede e o ilhamento, que ocorre por volta de  $t = 0,08s$ . Nestes resultados o conversor injeta 10% de corrente de sequência negativa.

A tensão de eixo direto de sequência positiva passa de aproximadamente  $1pu$  para  $0,92pu$  após o ilhamento. Já a frequência que oscilava em torno dos  $60Hz$  antes da ilha se formar, vai se acomodar por volta de  $61,8Hz$ . Valor que poderia ser utilizado para cessar a operação do conversor e detectar o ilhamento. No entanto esse valor poderia ser alterado na presença da carga ressonante, e não deve ser tomado como base na detecção.

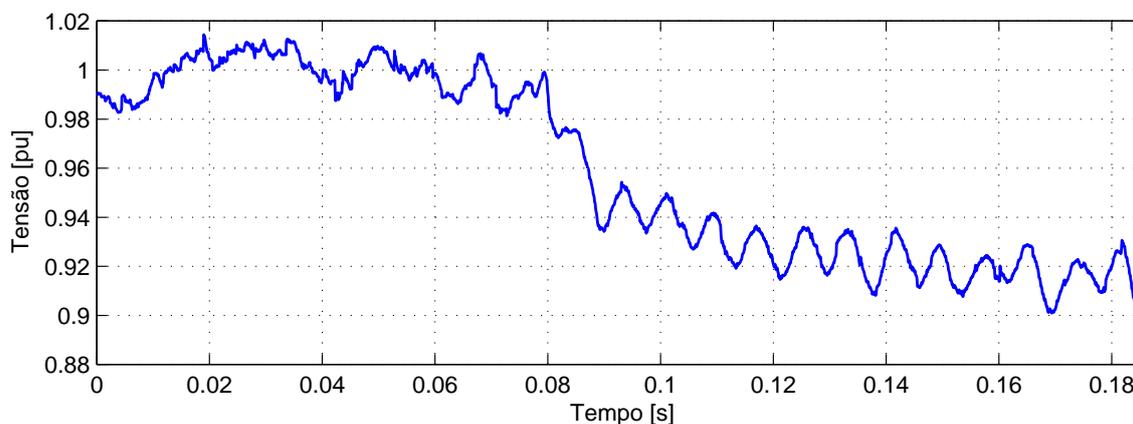


Figura 127: Tensão de eixo direto de sequência positiva durante o fenômeno de ilhamento.

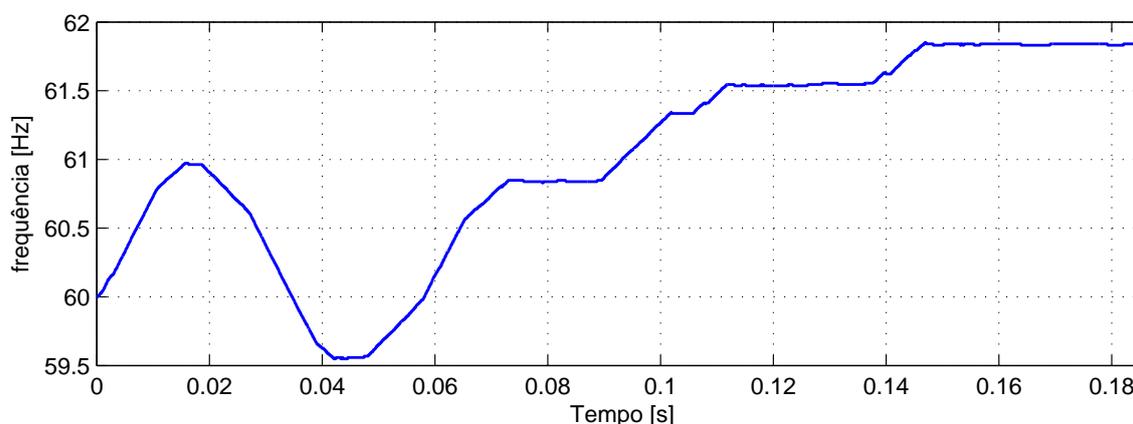


Figura 128: Frequência estimada da rede durante o fenômeno de ilhamento.

A tensão de eixo direto de sequência negativa que antes do ilhamento oscilava em torno de  $0 pu$ , vai se estabilizar em torno de  $0,125 pu$  em aproximadamente  $100ms$ .

Desta forma, o limite máximo de desequilíbrio de tensão é ultrapassado e o ilhamento pode ser detectado, cessando a operação do conversor, dentro do período estabelecido pela norma que é de 2s.

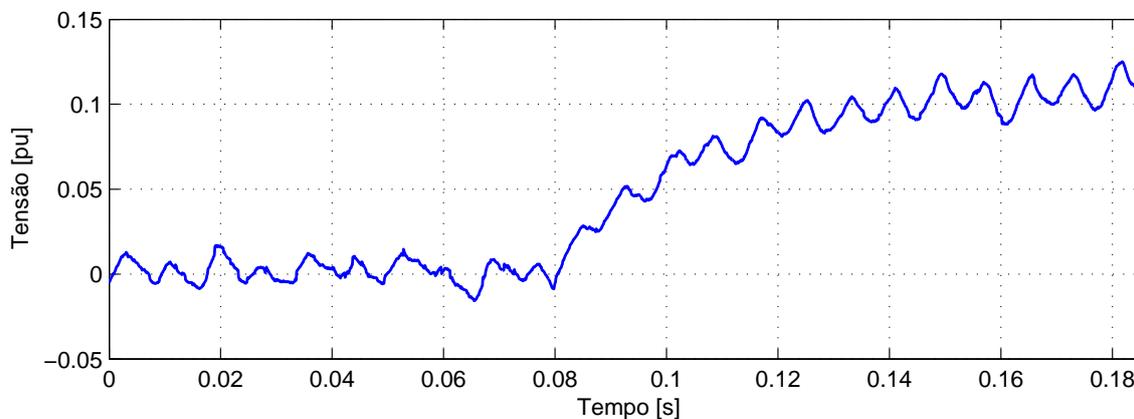


Figura 129: Tensão de eixo direto de sequência negativa durante o fenômeno de ilhamento.

## 6.8 CONCLUSÕES PARCIAIS

O presente capítulo abordou a implementação do protótipo de um sistema de geração disperso conectado à rede elétrica de distribuição através de um conversor fonte de tensão, com controle  $dq$  e modulação vetorial. Foram apresentados alguns resultados experimentais.

A implementação foi dividida em três partes de modo a facilitar o entendimento: o circuito de potência, o circuito de interface e a programação do DSP.

O sistema foi operado com potência reduzida devido às limitações dos componentes e das instalações do laboratório. Contudo, as formas de onda apresentadas podem ser usadas para demonstrar a conformidade do modelo experimental com os resultados simulados para com modelo teórico.

O algoritmo de detecção de ilhamento incorporado na estratégia de controle permitiu detectar um ilhamento em menos de 100 ms. Apesar do circuito utilizado não obedecer todos os requisitos de teste, o estudo da eficácia dessa técnica de anti-ilhamento foi considerado válido.

## 7 CONCLUSÕES FINAIS

O objetivo principal deste trabalho foi o desenvolvimento de um modelo de um sistema de geração disperso baseado em painéis solares fotovoltaicas. A interface deste SGD com a rede elétrica é feita por um conversor estático trifásico composto de um único estágio. Posteriormente foi implementado um protótipo de pequena escala em laboratório para validar os modelos matemáticos e as estratégias de controle estudadas.

Inicialmente, foi estudado um modelo matemático que representa as principais características dos painéis solares fotovoltaicos para avaliar o emprego de algoritmos de busca do ponto de máxima potência dos painéis PV. O modelo matemático do painel PV foi implementado no programa de transitórios eletromagnéticos ATP. Resultados de simulações digitais com o modelo implementado na plataforma de simulação mostraram que as características do modelo matemático são muito próximas daquelas fornecidas, pelos fabricantes, nas folhas de dados dos painéis reais.

Passou-se então para a etapa da modelagem do conversor fonte de tensão conectado à rede de distribuição equilibrada ou não. Nesta modelagem foi utilizado o conceito de fasor espacial, também denominado na literatura como vetor espacial ou vetor girante. Foi usada a transformação de Park para representar as grandezas elétricas do sistema e do conversor num sistema de coordenadas síncronas  $dq0$ . Esse modelo pode ser considerado como unificado pois compreende o comportamento dinâmico do lado CC e CA do conversor no que diz respeito às componentes de sequência positiva e negativa.

De posse dos modelos do painel PV e do conversor pode-se passar para a etapa de projeto dos controladores do SGD. Todos os controladores foram projetados dentro de critérios para garantir que o sistema de geração fotovoltaico fosse estável e que a qualidade da energia gerada estivesse dentro de padrões recomendados.

Um dos pontos críticos para a operação segura do sistema de geração fotovoltaico em paralelo com a rede elétrica CA são os circuitos de sincronismo (PLL). O circuito de sincronismo utilizado neste trabalho é baseado no integrador generalizado de segunda

ordem (SOGI). Nas simulação realizadas com o modelo digital implementado no programa ATP, este circuito se mostrou bastante eficiente para detectar a frequência e a fase da tensão da rede CA. Além disso o DSOGI-PLL apresentou um comportamento robusto frente a desequilíbrios de tensão da rede possibilitado pela extração das componentes de sequência positiva e negativa das mesmas. Essas componentes estimadas são de grande importância no controle das correntes sintetizadas pelo conversor pois as mesmas são fundamentais para implementar ações *feed-forward* nos controladores, além de permitirem a detecção da condição de ilhamento.

Foi então montado um protótipo experimental de pequena escala para verificar a validade dos modelos matemáticos desenvolvidos. Os resultados experimentais se mostraram condizentes com a modelagem matemática e com os resultados de simulação, apesar das limitações presentes no protótipo montado em laboratório.

Um algoritmo de anti-ilhamento, baseado na medição de grandezas de sequência negativa, foi estudado e implementado no protótipo experimental. A operação deste algoritmo se mostrou eficiente detectando uma condição de ilhamento abaixo do tempo recomendado pertinente.

## **7.1 PRODUÇÃO CIENTÍFICA RESULTANTE DESTA PESQUISA**

ALMEIDA, P. M.; MATTOS, F. C.; BARBOSA, P. G.; FERREIRA, A. A.; BRAGA, H. A. C. Desempenho de Métodos Ativos de Detecção de Ilhamento para Sistemas de Geração Fotovoltaicos Baseados em Realimentação Positiva da Tensão e da Frequência. *Anais do Congresso Brasileiro de Automática (CBA)*, 2010, Bonito, Mato Grosso do Sul.

MATTOS, F. C.; ALMEIDA, P. M.; BARBOSA, P. G.; BRAGA, H. A. C.; FERREIRA, A. A. Magnetização Assimétrica de Transformadores de Conexão de Sistemas de Geração Fotovoltaicos à Rede de Distribuição. *IEEE/IAS International Conference on Industry Applications (INDUSCON)*, 2010, São Paulo, SP.

## **7.2 TRABALHOS FUTUROS**

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

- i. Implementar o algoritmo de controle da tensão no elo CC no protótipo experimental desenvolvido em laboratório;

- ii.* Implementar o algoritmo de busca da máxima potência no protótipo experimental desenvolvido em laboratório;
- iii.* Testar todo o sistema no Laboratório Solar Fotovoltaico da UFJF;
- iv.* Estudar e comparar novas técnicas de MPPT;
- v.* Investigar e comparar o emprego da conversão em dois estágios para sistemas fotovoltaicos;
- vi.* Investigar e implementar novas técnicas de detecção de ilhamento;
- vii.* Investigar os impactos da geração distribuída no sistema elétricos de distribuição da UFJF;
- viii.* Estudar a operação de conversores fonte de tensão operando de forma ilhada e gerenciando microrredes;
- ix.* Estudar a operação de inversores em paralelo;
- x.* Estudar a aplicação de conversores multiníveis.

## REFERÊNCIAS

- AKAGI, H.; WATANABE, E. H.; AREDES, M. *Instantaneous Power and Applications to Power Conditioning*. [S.l.]: IEEE Press, 2007.
- ALMEIDA, P. M. de et al. Desempenho de métodos ativos de detecção de ilhamento para sistemas de geração fotovoltaicos baseados em realimentação positiva de tensão e da frequência. In: *Anais do Congresso Brasileiro de Automática*. [S.l.: s.n.], 2010. v. 1, n. 1, p. 3998–4006.
- ANEEL. *Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional - PRODIST*. [S.l.], May 2008.
- BAHRANI, B. *Islanding Detection and Control of Islanded Single and Two-Parallel Distributed Generation Units*. Dissertação (Mestrado) — Department of Electrical and Computer Engineering University of Toronto, 2008.
- BLAABJERG, F. et al. Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, v. 53, n. 5, p. 1398–1408, Oct 2006.
- BOJOI, R. I. et al. Current control strategy for power electronics conditioners using sinusoidal signal integrators in synchronous reference frame. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 20, n. 6, p. 1402–1412, Nov 2005.
- BOSE, B. K. *Modern Power Electronics and AC Drives*. [S.l.]: Prentice Hall PTR, 2002. ISBN 0-13-016743-6.
- BOWER, W.; ROPP, M. *Evaluation of islanding detection methods for photovoltaics (PV) systems*. [S.l.], 2002.
- BPSOLAR. *BP SX 120 Data Sheet*. Março 2010.  
[Http://www.solarcellsales.com/techinfo/docs/](http://www.solarcellsales.com/techinfo/docs/).
- BROECK, H. W. van der; SKUDELNY, H. C.; STANKE, G. Analysis and realization of a pulse width modulator based on voltage space vectors. *IEEE Trans. Indust. Appl.*, v. 24, p. 142–150, 1988.
- BUSO, S.; MATTAVELLI, P. *Digital Control in Power Electronics*. [S.l.]: Morgan & Claypool, 2006.
- CHIRADEJA, P.; RAMAKUMAR, R. An approach to quantify the technical benefits of distributed generation. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 19, n. 4, p. 764–773, Dec. 2004.
- CHOWDHURY, S.; CHOWDHURY, S. P. *Microgrids and Active Distribution Networks*. [S.l.]: IET, 2009.

- CHUNG, I.-Y. et al. Control methods of inverter-interfaced distributed generators in a microgrid system. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 46, n. 3, p. 1078–1088, May/June 2010.
- CHUNG, S.-K. A phase tracking system for three phase utility interface inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 15, n. 3, p. 431–438, May 2000.
- DUBÉ, L.; BONFANTI, I. Models: A new simulation tool in the emtp. *European Transactions on Electrical Power*, v. 2, n. 1, p. 45–50, 1992.
- DUBÉ, L.; DOMMEL, H. W. Simulation of control systems in an electromagnetic transient program with tacs. In: *IEEE Power Industry Computer Application Conference*. [S.l.: s.n.], 1977. p. 266–271.
- EPIA. *Global Market Outlook for Photovoltaics Until 2015*. [S.l.], March 2011.
- EREN, S.; KARIMI-GHARTEMANI, M.; BAKHSHAI, A. Enhancing the three-phase synchronous reference frame pll to remove unbalance and harmonic errors. 2009.
- ESRAM, T.; CHAPMAN, P. L.; MEMBER, S. Comparison of photovoltaic array maximum power point tracking techniques. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 22, n. 2, p. 439–449, June 2007.
- GAO, F.; IRAVANI, M. R. A control strategy for a distributed generation unit in grid-connected and autonomous modes of operation. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 23, n. 2, p. 850–859, April 2008.
- GARDNER, R. M. *Phaselock Techniques*. [S.l.]: John Wiley, 1979.
- GUERRERO, J. M. et al. *Distributed Generation - Toward a New Energy Paradigm*. [S.l.]: IEEE Industrial Electronics Magazine, 2010.
- GUO, X. Q.; WU, W. Improved current regulation of three-phase grid-connected voltage-source inverters for distributed generation systems. *IET Renew. Power Gener.*, v. 3, n. 2, p. 101–115, 2010.
- HOHM, D. P.; ROPP, M. E. Comparative study of maximum power point tracking algorithms. *Progress In Photovoltaics: Research And Applications*, p. 47–62, 2003.
- HU, J.; HE, Y. Modeling and control of grid-connected voltage-sourced converters under generalized unbalanced operation conditions. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 23, n. 3, p. 903–913, Sep. 2008.
- IEEE-STD.929-2000. *Recommended practice for utility interface of photovoltaic systems*. [S.l.], 2000.
- JANNUZZI, G. de M.; VARELLA, F. K. de O. M.; GOMES, R. D. M. *Sistemas Fotovoltaicos Conectados à Rede Elétrica no Brasil: Panorama da Atual Legislação*. Campinas, Outubro 2009.
- KARIMI-GHARTEMANI, M.; IRAVANI, M. A method for synchronization of power electronic converters in polluted and variable-frequency environments. *IEEE Trans. Power Syst.*, v. 19, n. 3, p. 1263–1270, Aug. 2004.

- KARIMI, H.; YAZDANI, A.; IRAVANI, R. Negative-sequence current injection for fast islanding detection of a distributed resource unit. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 23, n. 1, p. 298–307, January 2008.
- KATIRAEI, F. et al. *Microgrids Management - Control and Operation Aspects of Microgrids*. may/june 2008. IEEE Power & Energy Magazine.
- KAURA, V.; BLASKO, V. Operation of a phase locked loop system under distorted utility conditions. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 33, n. 1, p. 58–63, Jan.-Feb. 1997.
- KAZMIERKOWSKI, M.; KRISHMAN, R.; BLAABJERG, F. *Control in Power Electronics - Selected Problems*. [S.l.]: Academic Press, 2002. ISBN 978-0124027725.
- KAZMIERKOWSKI, M. P.; MALESANI, L. Current-control techniques for three-phase voltage-source pwm converters: A survey. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 45, n. 5, p. 691–703, October 1998.
- KIM, T. Y. et al. A novel maximum power point tracking control for photovoltaic power system under rapidly changing solar radiation. *IEEE Int. Symp. Ind. Electron.*, n. 1011-1014, 2001.
- KUO, Y. C.; LIANG, T. J.; CHEN, J. F. Novel maximum-power-point tracking controller for photovoltaic energy conversion system. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, v. 48, n. 3, p. 594–601, Jun. 2001.
- LASNIER, F.; ANG, T. G. *Photovoltaic Engineering Handbook*. [S.l.]: NewYork: Adam Hilger, 1990.
- LEC. *Alternative Transients Program - User's Rule Book*. [S.l.]: Leuven EMTP Center, 1992.
- LEM. *Current Transducer LA 55-P*. [S.l.], LA 55–P.
- LEM. *Voltage Transducer LV 25-P*. [S.l.], LV 25–P.
- LI, Y.; WANG, H. A novel stand-alone pv generation systems based on variable step size inc mppt and svpwm control. *IPEMC*, p. 2155–2160, 2009.
- 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. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 24, n. 12, p. 2977–2988, December 2009.
- LIBO, W.; ZHENGMING, Z.; JIANZHENG, L. A single-stage three-phase grid-connected photovoltaic system with modified mppt method and reactive power compensation. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 22, n. 4, p. 881–886, December 2007.
- LIMONGI, L. R. et al. Analysis and comparison of phase locked loop techniques for grid utility applications. In: *Proceedings of IEEE Power Conversion Conference PCC*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 674–681.

- LOPES, L. C. G.; CARLETTI, R. L.; BARBOSA, P. G. Implementação de um circuito pll digital e um deadbeat baseados na teoria das potências instantâneas com o dsp tms320f243. In: *Proceedings of Brazilian Power Electronics Conference*. [S.l.: s.n.], 2003. v. 1, n. 1.
- MOHAN, N.; UNDELAND, T.; ROBBINS, W. P. *Power Electronics: Converters, Applications and Design*. 2nd. ed. [S.l.]: John Wiley & Sons Inc., 1995.
- MORENO, V. M. et al. A comparative analysis of real-time algorithms for power signal decomposition in multiple synchronous reference frames. *IEEE Trans. Power Electron.*, v. 22, n. 4, p. 1280–1289, Jul. 2007.
- PFAFF, G.; WESCHTA, A.; WICK, A. Design and experimental results of a brushless ac servo drive. *IEEE Trans. Indust. Appl.*, IA-22, p. 814–821, 1984.
- PÜTTGEN, H. B.; MACGREGOR, P. R.; LAMBERT, F. C. *Distributed Generation: Semantic Hype or the Dawn of a New Era?* May/June 2008. IEEE Power & Energy Magazine.
- RAUSCHENBACH, H. S. *Solar Cell Array Design Handbook*. [S.l.]: NewYork:Van Nostrand Reinholdg, 1980.
- RODRIGUEZ, P. et al. Decoupled double synchronous reference frame pll for power converters control. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 22, n. 2, p. 584 – 582, March 2007.
- RODRIGUEZ, P. et al. New positive-sequence voltage detector for grid synchronization of power converters under faulty grid conditions. In: *Proceedings of Power Electronics Specialist Conference*. [S.l.: s.n.], 2006. p. 1–7.
- RODRIGUEZ, P. et al. Flexible active power control of distributed power generation systems during grid faults. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, v. 54, n. 5, p. 2583–2592, 2007.
- ROLIM, L. G. B.; COSTAJR., D. R. R. da; AREDES, M. Analysis and software implementation of a robust synchronizing pll circuit based on the pq theory. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 53, n. 6, p. 1919 – 1926, Dec. 2006.
- SALAMEH, Z. M.; FOUAD, D.; WILLIAM, A. Step-down maximum power point tracker for photovoltaic systems. *Solar Energy*, v. 46, n. 5, p. 279–282, 1991.
- SAO, C. K.; LEHN, P. W. Control and power management of converter fed microgrids. *IEEE Transactions on Power Systems*, v. 23, n. 3, p. 1088–1098, August 2008.
- SASSO, E. M. et al. Investigação dos modelos de circuitos de sincronismo trifásicos baseados na teoria das potências real e imaginária instantâneas (p-pll e q-pll). In: *Anais do Congresso Brasileiro de Automática*. [S.l.: s.n.], 2002. v. 1, n. 1, p. 480–485.
- SCHRUNG, A.; STEMMLER, H. Static frequency changers with subharmonic control in conjunction with reversible variable speed a.c. drives. *Brown Boweri Rev.*, v. 51, p. 555–577, 1964.

- SEDRA, A. S.; SMITH, K. C. *Microelectronic Circuits*. [S.l.]: Oxford Series in Electrical Engineering, 1997.
- SILVA, S. et al. Performance evaluation of pll algorithms for singlephase grid-connected systems. In: *Proceedings of IEEE Industry Applications Conference*. [S.l.: s.n.], 2003.
- SOTO, W. de; KLEIN, S. A.; BECKMAN, W. A. Improvement and validation of a model for photovoltaic array performance. *Solar Energy*, v. 80, n. 1, p. 78–88, Jan 2006.
- SVENSSON, J. Synchronisation methods for grid-connected voltage source converters. *Proc. Inst. Electr. Eng. Gener. Transm. Distrib.*, v. 148, n. 3, p. 229–235, May. 2001.
- Texas Instruments. *TMS320F2810, TMS320F2811, TMS320F2812, TMS320C2810, TMS320C2811, TMS320C2812 Digital Signal Processors - Data Manual*. [S.l.], January 2010.
- TIMBUS, A. et al. Evaluation of current controllers for distributed power generation systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 24, n. 3, p. 654 – 664, Mar 2009.
- TIMBUS, A. V. et al. Synchronization methods for three phase distributed power generationsystems. an overview and evaluation. In: *Proceedings of Power Electronics Specialist Conference*. [S.l.: s.n.], 2005. p. 2474–2481.
- VILLALVA, M. G.; GAZOLI, J. R.; FILHO, E. R. Comprehensive approach to modeling and simulation of photovoltaic arrays. *Trans. on Power Electronics*, v. 24, n. 5, p. 1198–1208, May 2009.
- YAZDANI, A.; IRAVANI, R. A unified dynamic model and control for the voltage-sourced converter under unbalanced grid conditions. *Transactions on Power Delivery*, v. 21, n. 3, p. 1620–1629, July 2006.
- YAZDANI, A.; IRAVANI, R. *Voltage-Sourced Converters in Power Systems - Modeling, Control, and Applications*. [S.l.]: IEEE Press, 2010. ISBN 978-0-470-52156-4.
- YAZDANI, D.; BAKHSHAI, A.; JAIN, P. K. Grid synchronization techniques for converter interfaced distributed generation systems. In: *Proceedings of Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. IEEE*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 2007 – 2014.
- YAZDANI, D. et al. A fast and accurate synchronization technique for extraction of symmetrical components. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 24, n. 3, p. 674 – 684, Mar 2009.
- YE, Z.; WALLING, R. *Study and development of islanding detection control for grid-connected inverters*. [S.l.], March 2004.
- YUAN, X. et al. Stationary frame integrators for current harmonics control of active power filters with zero steady-state error for current harmonics of concern under unbalanced and distorted operating conditions. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 38, n. 2, p. 523–532, March–April 2002.

ZHOU, K.; WANG, D. Relationship between space-vector modulation and three-phase carrier-based pwm: A comprehensive analysis. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 49, n. 1, p. 186–196, February 2002.

ZMOOD, D. N.; HOLMES, D. G. Stationary frame current regulation of pwm inverters with zero steady-state error. *IEEE Trans. Power Electron.*, v. 18, n. 3, p. 814–822, 2003.

ZMOOD, D. N.; HOLMES, D. G.; BODE, G. Frequency domain analysis of three-phase linear current regulator. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, v. 37, n. 2, p. 601–610, 2001.

## APÊNDICE A – REPRESENTAÇÃO DE GRANDEZAS TRIFÁSICAS BALANCEADAS COMO FASOR ESPACIAL

O estudo de fasor espacial é fundamental importância no entendimento da transformada de Park e do controle nas coordenadas síncronas. Portanto, uma pequena abordagem será realizada nessa seção.

### A.1 INTRODUÇÃO

O fasor espacial é uma entidade matemática interessante pois carrega informação da amplitude, do ângulo de fase e da frequência de uma grandeza trifásica instantânea (tensão ou corrente).

Considerando as seguintes tensões trifásicas senoidais balanceadas:

$$\begin{cases} v_a = \hat{V} \cos(\omega t + \theta_0), \\ v_b = \hat{V} \cos(\omega t + \theta_0 - \frac{2\pi}{3}), \\ v_c = \hat{V} \cos(\omega t + \theta_0 + \frac{2\pi}{3}), \end{cases} \quad (\text{A.1})$$

em que  $\hat{V}$ ,  $\theta_0$  e  $\omega$  são a amplitude, o ângulo de fase e a frequência angular das tensões, respectivamente.

Pode-se então definir, para um conjunto de tensões trifásicas, o fasor espacial como se segue:

$$\vec{v} = \frac{2}{3} \left( e^{j0} v_a + e^{j\frac{2\pi}{3}} v_b + e^{j\frac{4\pi}{3}} v_c \right). \quad (\text{A.2})$$

Substituindo (A.1) em (A.2) e utilizando a identidade  $e^{j\theta} = (\cos \theta + j \sin \theta)$  pode-se reescrever a expressão anterior como se segue:

$$\vec{v} = \left( \hat{V} e^{j\theta_0} \right) e^{j\omega t}. \quad (\text{A.3})$$

A grandeza complexa  $\hat{V} e^{j\theta_0}$  pode ser representada por um vetor no plano complexo. A extremidade de  $\vec{v}$  descreve uma trajetória circular centrada na origem de um plano complexo conforme mostrado na Figura 130. Se  $e^{j\omega t}$  for constante, o fasor espacial é análogo ao fasor convencional utilizado na análise de circuitos lineares em regime permanente senoidal.

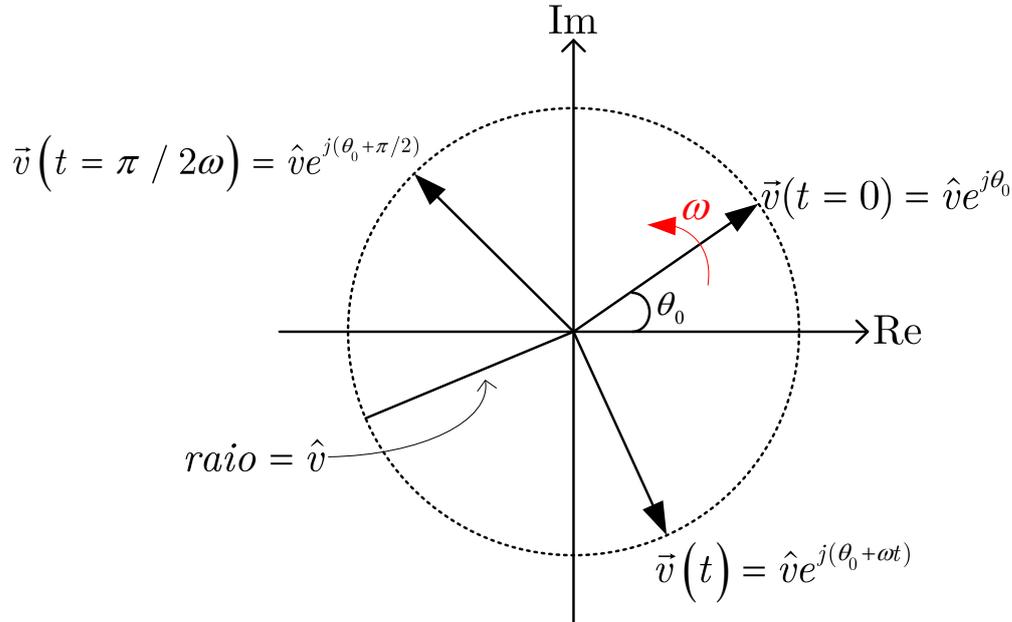


Figura 130: Representação do fasor espacial no plano complexo.

Baseado em (A.3), o fasor espacial  $\vec{v}(t)$  é o mesmo fasor  $\hat{v} e^{j\theta_0}$  que gira no sentido anti-horário com uma velocidade angular  $\omega$ .

De acordo com a descrição matemática apresentada anteriormente, as tensões e correntes trifásicas podem ser representadas pela projeção do fasor espacial em um sistema de coordenadas ortogonais denominado coordenadas  $\alpha\beta$ .

$$\vec{v} = v_{\alpha\beta} = v_{\alpha} + jv_{\beta}. \quad (\text{A.4})$$

## A.2 REPRESENTAÇÃO DO FASOR ESPACIAL NAS COORDENADAS DQ

Para o fasor espacial (A.4), a transformação das coordenadas  $\alpha\beta$  para  $dq$  é definida por

$$v_{dq} = v_d + jv_q = v_{\alpha\beta} e^{-j\rho(t)} = (v_{\alpha} + jv_{\beta}) e^{-j\rho(t)}, \quad (\text{A.5})$$

A multiplicação de  $v_{\alpha\beta}$  por  $e^{-j\rho(t)}$  é equivalente a um deslocamento de fase em  $\vec{v}(t)$  do ângulo de  $\rho$ . O ângulo  $\rho(t)$  pode ser escolhido arbitrariamente. Entretanto, se, por exemplo,  $\vec{v}(t) = \hat{v}e^{j(\omega t + \theta_0)}$ , e escolhendo-se  $\rho(t)$  igual à  $\omega t$  resulta no seguinte fasor espacial

$$v_d + jv_q = \hat{V}e^{j(\omega t + \theta_0)}e^{-j\omega t} = \hat{V}e^{j\theta_0},$$

que não é mais uma grandeza variante no tempo, portanto,  $v_d$  e  $v_q$  são grandezas CC com ilustra a Figura 131.

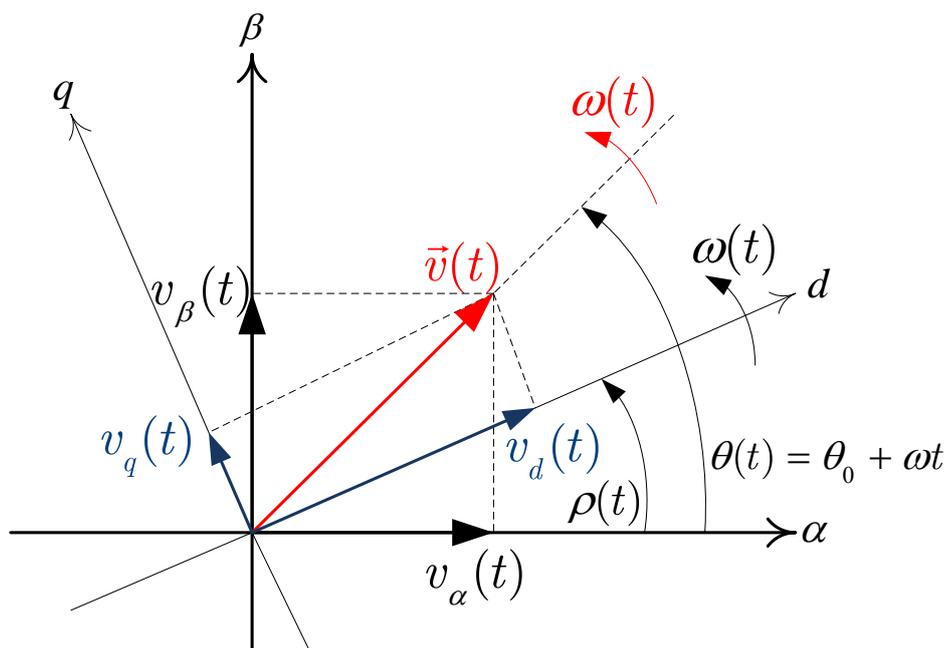


Figura 131: Sistema de coordenadas  $\alpha\beta$  e  $dq$ .

**APÊNDICE B - CONDICIONAMENTO DOS SINAIS ANALÓGICOS E  
PWM**

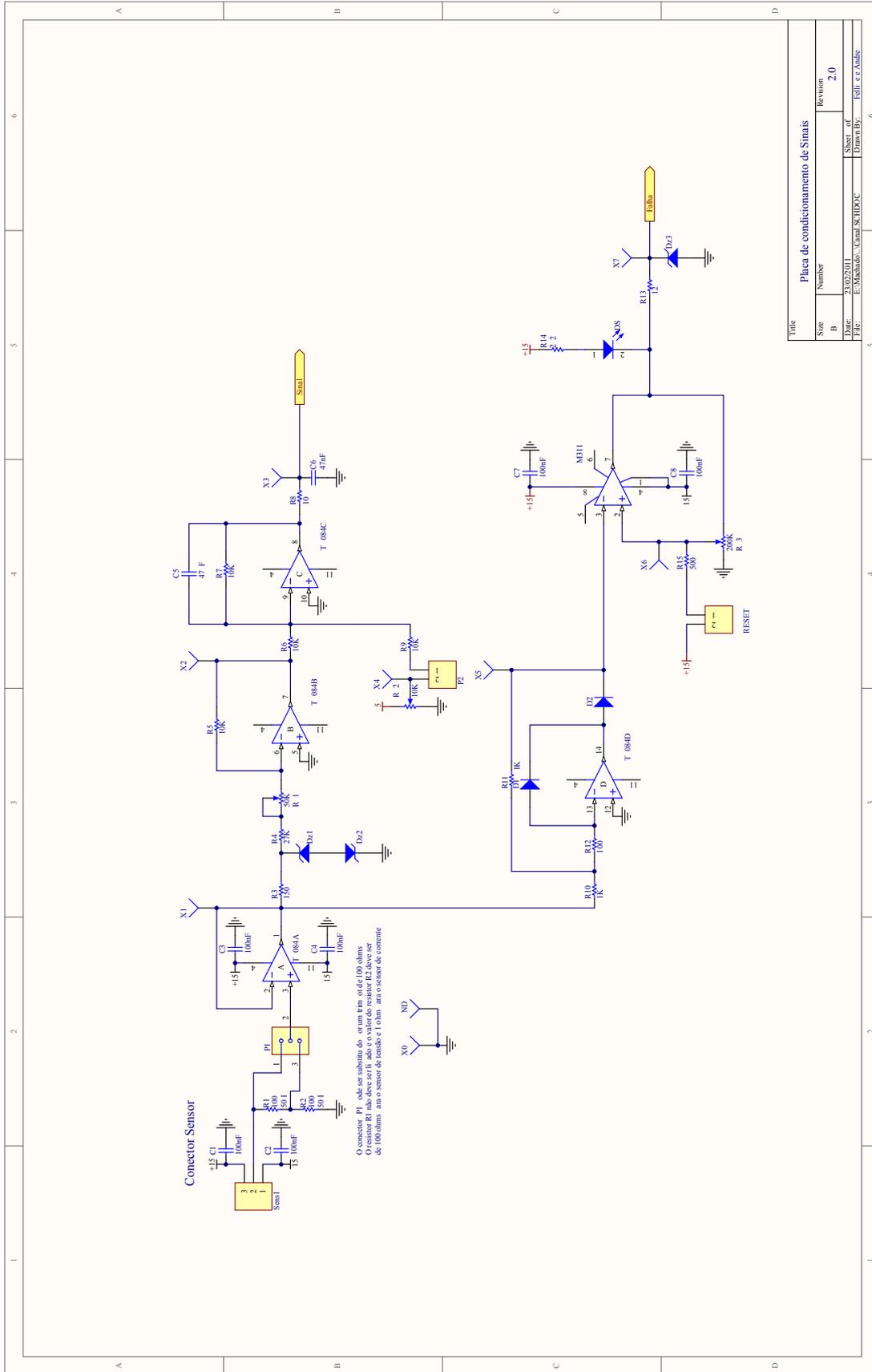


Figura 132: Circuito de condicionamento e proteção dos canais de tensão e corrente.

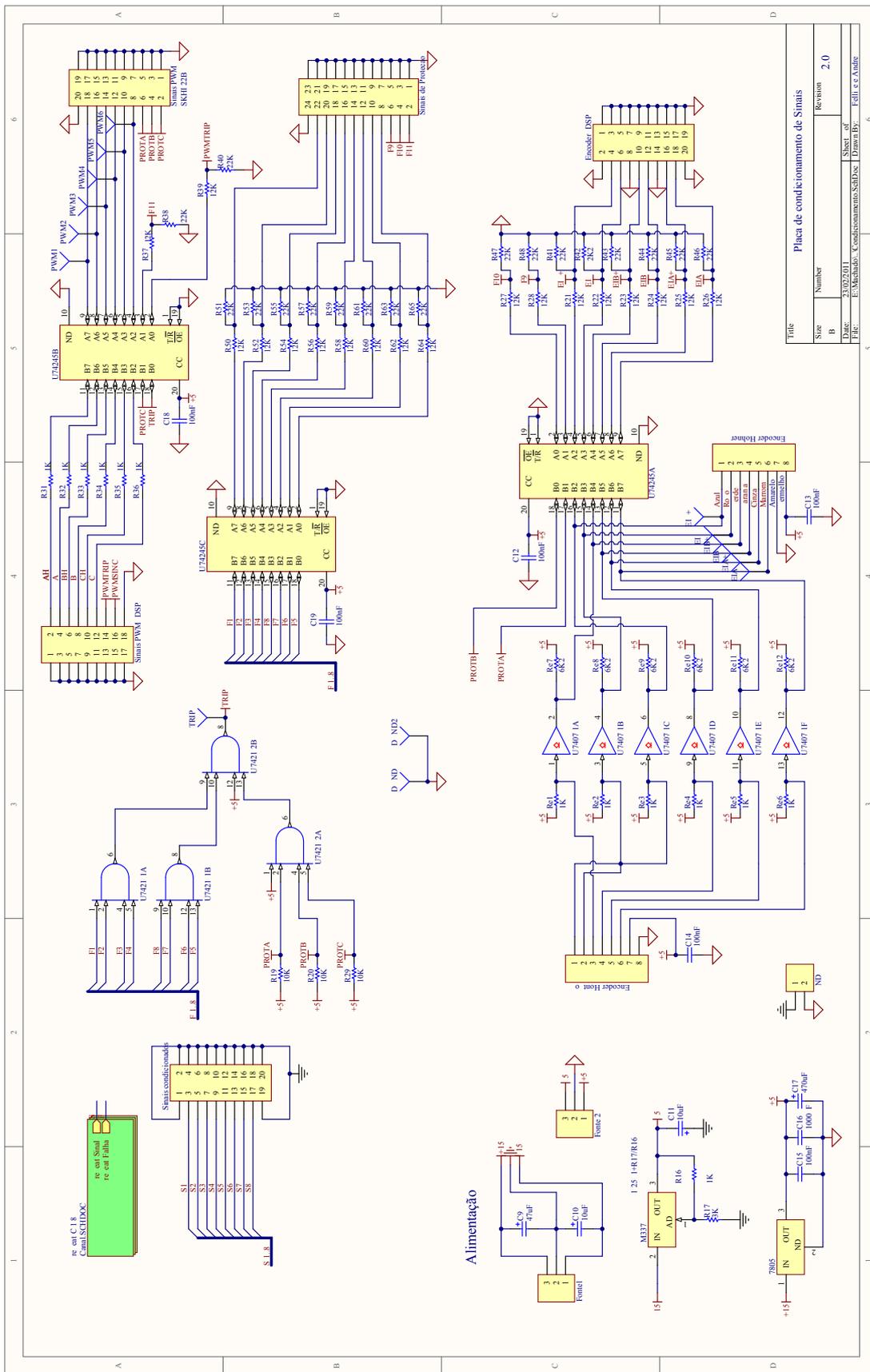


Figura 133: Placa de condicionamento de sinais.



**APÊNDICE C - FOLHAS DE DADOS**



## Voltage Transducer LV 25-P

For the electronic measurement of voltages : DC, AC, pulsed..., with a galvanic isolation between the primary circuit (high voltage) and the secondary circuit (electronic circuit).



### Electrical data

$I_{PN}$	Primary nominal current rms	10	mA			
$I_{PM}$	Primary current, measuring range	0 .. ± 14	mA			
$R_M$	Measuring resistance	with ± 12 V	@ ± 10 mA <sub>max</sub>	$R_{Mmin}$	$R_{Mmax}$	
			@ ± 14 mA <sub>max</sub>	30	190	Ω
		with ± 15 V	@ ± 10 mA <sub>max</sub>	30	100	Ω
			@ ± 14 mA <sub>max</sub>	100	350	Ω
$I_{SN}$	Secondary nominal current rms	25	mA			
$K_N$	Conversion ratio	2500 : 1000				
$V_C$	Supply voltage (± 5 %)	± 12 .. 15	V			
$I_C$	Current consumption	10 (@ ± 15 V) + $I_S$	mA			

### Accuracy - Dynamic performance data

$X_G$	Overall Accuracy @ $I_{PN}$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$	@ ± 12 .. 15 V	± 0.9	%	
		@ ± 15 V (± 5 %)	± 0.8	%	
$e_L$	Linearity error		< 0.2	%	
$I_O$	Offset current @ $I_P = 0$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$		Typ	Max	
$I_{OT}$	Temperature variation of $I_O$	0°C .. + 25°C	± 0.06	± 0.25	mA
		+ 25°C .. + 70°C	± 0.10	± 0.35	mA
$t_r$	Response time <sup>1)</sup> to 90 % of $I_{PN}$ step		40	μs	

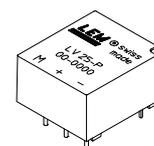
### General data

$T_A$	Ambient operating temperature	0 .. + 70	°C
$T_S$	Ambient storage temperature	- 25 .. + 85	°C
$R_P$	Primary coil resistance @ $T_A = 70^\circ\text{C}$	250	Ω
$R_S$	Secondary coil resistance @ $T_A = 70^\circ\text{C}$	110	Ω
$m$	Mass	22	g
	Standards	EN 50178: 1997	

Note: <sup>1)</sup>  $R_1 = 25 \text{ k}\Omega$  (L/R constant, produced by the resistance and inductance of the primary circuit).

$$I_{PN} = 10 \text{ mA}$$

$$V_{PN} = 10..500 \text{ V}$$



### Features

- Closed loop (compensated) voltage transducer using the Hall effect
- Isolated plastic case recognized according to UL 94-V0.

### Principle of use

- For voltage measurements, a current proportional to the measured voltage must be passed through an external resistor  $R_1$  which is selected by the user and installed in series with the primary circuit of the transducer.

### Advantages

- Excellent accuracy
- Very good linearity
- Low thermal drift
- Low response time
- High bandwidth
- High immunity to external interference
- Low disturbance in common mode.

### Applications

- AC variable speed drives and servo motor drives
- Static converters for DC motor drives
- Battery supplied applications
- Uninterruptible Power Supplies (UPS)
- Power supplies for welding applications.

### Application domain

- Industrial.



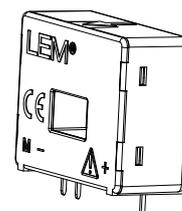
## Current Transducer LA 55-P

For the electronic measurement of currents: DC, AC, pulsed..., with galvanic isolation between the primary circuit (high power) and the secondary circuit (electronic circuit).



16019

### $I_{PN} = 50 \text{ A}$



### Electrical data

$I_{PN}$	Primary nominal current rms	50	A
$I_{PM}$	Primary current, measuring range	0 .. $\pm 70$	A
$R_M$	Measuring resistance	$T_A = 70^\circ\text{C}$	$T_A = 85^\circ\text{C}$
		$R_{M \min}$	$R_{M \max}$
		10	100
		60	95
		10	50
	with $\pm 12 \text{ V}$	@ $\pm 50 \text{ A}_{\max}$	60 <sup>1)</sup> 60 <sup>1)</sup> $\Omega$
		@ $\pm 70 \text{ A}_{\max}$	50 160 135 155 $\Omega$
		@ $\pm 50 \text{ A}_{\max}$	50 90 135 <sup>2)</sup> 135 <sup>2)</sup> $\Omega$
		@ $\pm 70 \text{ A}_{\max}$	
$I_{SN}$	Secondary nominal current rms	50	mA
$K_N$	Conversion ratio	1 : 1000	
$V_C$	Supply voltage ( $\pm 5 \%$ )	$\pm 12 \dots 15$	V
$I_C$	Current consumption	10 (@ $\pm 15 \text{ V}$ ) + $I_S$	mA

### Accuracy - Dynamic performance data

<b>X</b>	Accuracy @ $I_{PN}, T_A = 25^\circ\text{C}$	@ $\pm 15 \text{ V}$ ( $\pm 5 \%$ )	$\pm 0.65$	%
		@ $\pm 12 \dots 15 \text{ V}$ ( $\pm 5 \%$ )	$\pm 0.90$	%
$\epsilon_L$	Linearity error		< 0.15	%
$I_O$	Offset current @ $I_p = 0, T_A = 25^\circ\text{C}$	Typ	Max	
			$\pm 0.2$	mA
$I_{OM}$	Magnetic offset current <sup>3)</sup> @ $I_p = 0$ and specified $R_M$ after an overload of $3 \times I_{PN}$		$\pm 0.3$	mA
			$\pm 0.6$	mA
$I_{OT}$	Temperature variation of $I_O$	- $25^\circ\text{C} \dots + 85^\circ\text{C}$	$\pm 0.1$	$\pm 0.6$ mA
		- $40^\circ\text{C} \dots - 25^\circ\text{C}$	$\pm 0.2$	$\pm 1.0$ mA
$t_{ra}$	Reaction time to 10 % of $I_{PN}$ step		< 500	ns
$t_r$	Response time to 90 % of $I_{PN}$ step		< 1	$\mu\text{s}$
$di/dt$	$di/dt$ accurately followed		> 200	A/ $\mu\text{s}$
<b>BW</b>	Frequency bandwidth (-1 dB)		DC .. 200	kHz

### General data

$T_A$	Ambient operating temperature	- 40 .. + 85	$^\circ\text{C}$
$T_S$	Ambient storage temperature	- 40 .. + 90	$^\circ\text{C}$
$R_S$	Secondary coil resistance	@ $T_A = 70^\circ\text{C}$	80 $\Omega$
		@ $T_A = 85^\circ\text{C}$	85 $\Omega$
$m$	Mass	18	g
	Standards	EN 50178: 1997	

Notes: <sup>1)</sup> Measuring range limited to  $\pm 60 \text{ A}_{\max}$

<sup>2)</sup> Measuring range limited to  $\pm 55 \text{ A}_{\max}$

<sup>3)</sup> Result of the coercive field of the magnetic circuit.

### Features

- Closed loop (compensated) current transducer using the Hall effect
- Printed circuit board mounting
- Isolated plastic case recognized according to UL 94-V0.

### Advantages

- Excellent accuracy
- Very good linearity
- Low temperature drift
- Optimized response time
- Wide frequency bandwidth
- No insertion losses
- High immunity to external interference
- Current overload capability.

### Applications

- AC variable speed drives and servo motor drives
- Static converters for DC motor drives
- Battery supplied applications
- Uninterruptible Power Supplies (UPS)
- Switched Mode Power Supplies (SMPS)
- Power supplies for welding applications.

### Application domain

- Industrial.

## SKHI 22 A / B H4 (R) ...



SEMIDRIVER™

### Hybrid Dual IGBT Driver

#### SKHI 22 A / B H4 (R)

Preliminary Data

#### Features

- Double driver for halfbridge IGBT modules
- SKHI 22A H4 is compatible to old SKHI 22 H4
- SKHI 22B H4 has additional functionality
- CMOS compatible inputs
- Short circuit protection by  $V_{CE}$  monitoring and switch off
- Drive interlock top / bottom
- Isolation by transformers
- Supply under voltage protection (13V)
- Error latch / output

#### Typical Applications

- Driver for IGBT modules in bridge circuits in choppers, inverter drives, UPS and welding inverters
- DC bus voltage up to 1200 V

1) see fig. 6

2) At  $R_{CE} = 36 \text{ k}\Omega$ ,  $C_{CE} = 470 \text{ pF}$ ,  
 $R_{VCE} = 1 \text{ k}\Omega$

Absolute Maximum Ratings			
Symbol	Conditions	Values	Units
$V_S$	Supply voltage prim.	18	V
$V_{IH}$	Input signal volt. (High) SKHI 22A H4	$V_S + 0,3$	V
	SKHI 22B H4	$5 + 0,3$	V
$I_{outPEAK}$	Output peak current	8	A
$I_{outAVmax}$	Output average current	40	mA
$f_{max}$	max. switching frequency	50	kHz
$V_{CE}$	Collector emitter voltage sense across the IGBT	1700	V
$dv/dt$	Rate of rise and fall of voltage secondary to primary side	50	kV/ $\mu$ s
$V_{isolIO}$	Isolation test voltage input - output (2 sec. AC)	4000	Vac
$V_{isol12}$	Isolation test voltage output 1 - output 2 (2 sec. AC)	1500	V
$R_{Gonmin}$	Minimum rating for $R_{Gon}$	3	$\Omega$
$R_{Goffmin}$	Minimum rating for $R_{Goff}$	3	$\Omega$
$Q_{outpulse}$	Max. rating for output charge per pulse	4 <sup>1)</sup>	$\mu$ C
$T_{op}$	Operating temperature	- 40 ... + 85	$^{\circ}$ C
$T_{stg}$	Storage temperature	- 40 ... + 85	$^{\circ}$ C

Characteristics		$T_a = 25 \text{ }^{\circ}\text{C}$ , unless otherwise specified			Units
Symbol	Conditions	min.	typ.	max.	
$V_S$	Supply voltage primary side	14,4	15	15,6	V
$I_{SO}$	Supply current primary side (no load)		80		mA
	Supply current primary side (max.)			290	mA
$V_i$	Input signal voltage SKHI 22A H4 on/off		15 / 0		V
	SKHI 22B H4 on/off		5 / 0		V
$V_{IT+}$	Input threshold volt. (High) SKHI 22A H4	10,9	11,7	12,5	V
	SKHI 22B H4	3,5	3,7	3,9	V
$V_{IT-}$	Input threshold volt. (Low) SKHI 22A H4	4,7	5,5	6,5	V
	SKHI 22B H4	1,5	1,75	2,0	V
$R_{in}$	Input resistance SKHI 22A H4		10		k $\Omega$
	SKHI 22B H4		3,3		k $\Omega$
$V_{G(on)}$	Turn on gate voltage output		+ 15		V
$V_{G(off)}$	Turn off gate voltage output		- 7		V
$R_{GE}$	Internal gate-emitter resistance		22		k $\Omega$
$f_{ASIC}$	Asic system switching frequency		8		MHz
$t_{d(on)IO}$	Input-output turn-on propagation time	0,85	1	1,15	$\mu$ s
$t_{d(off)IO}$	Input-output turn-off propagation time	0,85	1	1,15	$\mu$ s
$t_{d(Err)}$	Error input-output propagation time		0,6		$\mu$ s
$t_{pERRRESET}$	Error reset time		9		$\mu$ s
$t_{TD}$	Top-Bot Interl. Dead Time SKHI 22A H4	3,3		4,3	$\mu$ s
	SKHI 22B H4	no interlock		4,3	$\mu$ s
$V_{CEsat}$	Reference voltage for $V_{CE}$ -monitoring		5 <sup>2)</sup>	10	V
$C_{ps}$	Coupling capacitance primary secondary		12		pF
MTBF	Mean Time Between Failure $T_a = 40 \text{ }^{\circ}\text{C}$		2,0		$10^6 \text{ h}$
w	weight		45		g

This technical information specifies semiconductor devices but promises no characteristics. No warranty or guarantee expressed or implied is made regarding delivery, performance or suitability.